

50376
1991
36

67369

50376
1991
36

N° d'ordre: 675

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE
FLANDRES-ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité: électronique

par

Nour-Eddine BOURZGUI

NOUVEAU DISPOSITIF HYPERFREQUENCE DE MESURE D'EFFETS
MAGNETOELECTRIQUES POUR LA CARACTERISATION ELECTRIQUE NON
DESTRUCTIVE D'ECHANTILLONS DE GaAs EPITAXIES



Soutenu le 25 Janvier 1991 devant la commission d'examen:

Membres du jury:

MM	E. CONSTANT	Président
	C. DRUON	Directeur de thèse
	A. MIRCEA	Rapporteur
	P. TABOURIER	Rapporteur
	D. ESTEVE	Examineur
	M. LAVIRON	Examineur
	J.M. WACRENIER	Examineur
	L. RACZY	Examineur

AVANT PROPOS.

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs (CHS), U.A. CNRS 287, de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres-Artois (USTLFA), dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Monsieur le Professeur E. CONSTANT me fait l'honneur de présider la commission d'examen. Qu'il me soit permis de le remercier et de lui souhaiter un grand succès pour l'Institut d'Electronique et Microélectronique du Nord (IEMN).

Monsieur C. DRUON, Maître de conférences (USTLFA), a assuré la direction de ce travail. Je lui exprime ma profonde gratitude pour les nombreux conseils qu'il m'a prodigués et son soutien constant qui ont permis la réussite de ce travail.

Monsieur P. TABOURIER, Maître de conférences (USTLFA) me fait l'honneur de juger ce travail. Sa disponibilité, ses compétences scientifiques, ainsi que les échanges fructueux que nous avons eus, m'ont été d'un grand secours.

Monsieur A. MIRCEA, Ingénieur au CNET Bagneux, me fait l'honneur de participer au jury de cette thèse et d'en être un des rapporteurs. Je lui en suis vivement reconnaissant.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur J.M. WACRENIER (USTLFA) qui m'a accueilli au sein de ce Laboratoire et qui m'a proposé le sujet de ce travail. Il me fait honneur de participer à ce jury de thèse. Son soutien continu, ses qualités humaines et scientifiques, ses encouragements m'ont profondément touché.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Messieurs D. ESTEVE, Directeur de Recherches au CNRS (LAAS Toulouse), M. LAVIRON, Ingénieur au DAG Thomson, L. RACZY, Professeur (USTLFA), pour avoir accepté de participer à ce jury de thèse.

Je remercie l'ensemble du personnel du CHS, en particulier ceux qui m'ont apporté leur aide :

Mrs J.L. LORRIAUX, J. VANBREMEERSCH, A. VANDERMOERE, A. LEROY, P. ARMAND, Mlle P. LEGRY, Mmes J. LECHIEN, A. FATTORINI, E. DELOOS.

Je voudrais remercier aussi :

Mr J.P. DEHORTER qui a assuré la production de ce manuscrit.

Mrs J.C. ANDRIES, J.C. JENNEQUIN, P. MICHON de l'atelier de mécanique.

Enfin, que tous les chercheurs et amis, que j'ai côtoyés et qui m'ont permis de travailler dans une ambiance agréable, trouvent ici l'expression de ma sympathie.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	6
<u>CHAPITRE I</u> : GENERALITES SUR LA CARACTERISATION ELECTRIQUE DES COUCHES EPITAXIEES	
I.1-CARACTERISATION ELECTRIQUE DE MATERIAUX SEMICONDUCTEURS	9
I.2-GENERALITES SUR LES METHODES DE CARACTERISATION	12
I.2.1-Les différentes méthodes	12
I.2.2-Choix d'une méthode	16
I.3-METHODE STANDARD DE VAN DER PAUW	17
I.3.1-Principe	17
I.3.2-Détermination de la résistivité	20
I.3.3-Détermination de μ_H et n	22
I.4-CAHIER DES CHARGES POUR LE DISPOSITIF A REALISER	23
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I	25
<u>CHAPITRE II</u> : NOUVELLE CELLULE POUR MESURE D'EFFETS HALL ET DE MAGNETORESISTANCE : ORIGINALITES ET MISE EN OEUVRE	28
II.1-CONCEPTION D'UNE CELLULE DE MESURE ORIGINALE	29
II.1.1-Solution adoptée pour les contacts	29
II.1.2-Structure de la cellule hyperfréquence	30
II.1.3-Réalisation	31

II.2-ETUDE THEORIQUE DU COMPORTEMENT ELECTRIQUE DE LA CELLULE ET DETERMINATION DE R_{\square}, μ_H ET n	32
II.2.1-Evaluation théorique de la capacité du contact	32
II.2.2-Analyse des mesures électriques	35
II.2.2.1-Spécificités de la nouvelle méthode	35
II.2.2.2-Matrice impédance	36
II.2.3-Calcul de μ_H et n dans le cadre d'un traitement bidimensionnel	37
II.2.3.1-Principales méthodes de calcul et relations générales	38
a) Méthodes de calcul	38
b) Relations générales	38
II.2.3.2-Détermination des coefficients dans l'hypothèse d'une injection de courant bidimensionnelle	39
a) Méthode de détermination et valeurs obtenues	39
b) Cartographie électrique à champ magnétique nul	43
II.2.3.3-Exploitation des mesures de magnétorésistance	44
a) Détermination de la mobilité μ_H	44
b) Détermination de la densité n	45
II.2.3.4-Exploitation des mesures d'effet Hall	46
II.2.3.5-Conditions d'exploitation des deux procédés	47
II.3-ETUDE EXPERIMENTALE DES CONTACTS CELLULE-ECHANTILLON ET ADAPTATION DU MODELE	51
II.3.1-Etude expérimentale des contacts	51
II.3.1.1-Mesures préliminaires	51
a) Capacités de contact	51
b) Coefficients $K_0(0)$ et $K_a(0)$	52
c) Coefficients $K_H(\mu_H B)$, $K_0(\mu_H B)$ et $K_a(\mu_H B)$	54
II.3.1.2-Etudes complémentaires	57
a) Etude de la planiété des électrodes	58
b) Etude de la relation capacité-surface de contact	59
c) Influence de la propreté du contact	59
II.3.2-Adaptation du traitement pour la détermination de μ_H et n	60
II.3.2.1-Prise en compte des capacités de contact	60
II.3.2.2-Renormalisation des coefficients	60
II.4-CONCLUSION	61

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II	62
<u>CHAPITRE III : MESURES DES EFFETS MAGNETOELECTRIQUES AVEC LA CELLULE ET SON ENVIRONNEMENT</u>	63
III.1-DETERMINATION DES CAPACITES DE CONTACT ET CONDITIONS DE MESURES	64
III.1.1-mesures préliminaires des capacités de contact	64
III.1.1.1-Configurations de mesure	65
III.1.1.2-Détermination des capacités	66
III.1.2-Choix de la fréquence de travail pour la caractérisation	67
III.2-MESURES DES RESISTANCES R_a ET R_o	69
III.2.1-Procédé et conditions de mesure	69
III.2.1.1-Procédé de mesure utilisé	69
III.2.1.2-Conditions de mesure	71
a) Comportement en fréquence de la cellule	71
b) Choix de la fréquence de travail	74
III.2.2-Détermination expérimentale de R_a et R_o	74
III.3-MESURE DE LA RESISTANCE DE HALL	76
III.3.1-Procédé de mesure	76
III.3.2-Conditions de mesure	80
III.3.2.1-Configurations de mesure	80
III.3.2.2-Influence d'un défaut de symétrie	80
III.4-CONCLUSION	81
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	82
<u>CHAPITRE IV : BANC DE MESURE AUTOMATISE</u>	83
IV.1-PRESENTATION DU BANC DE MESURE	84
IV.1.1-l'ensemble boîtier-cellule de mesure	87
IV.1.2-Commutateurs coaxiaux	88
IV.1.3-Générateurs B.F. et H.F.	89

IV.1.4-Voltmètre de mesure	89
IV.1.5-Electro-aimant	90
IV.2-GESTION INFORMATISEE DU BANC	91
IV.2.1-Identification de l'échantillon	91
IV.2.2-Détermination des capacités de contact	93
IV.2.3-Détermination de la résistance carrée	95
IV.2.4-Détermination de la mobilité	95
a) <i>Mesures sans champ magnétique</i>	97
b) <i>Mesures sous champ magnétique</i>	97
IV.2.5-Détermination de la densité de porteurs	97
 CHAPITRE V : RESULTATS EXPERIMENTAUX. APPLICATIONS	 100
V.1-MESURES ET CONTROLES PRELIMINAIRES	101
V.1.1-Contrôle de l'état de surface de l'échantillon sous test	101
V.1.2-Influence d'un défaut de positionnement de l'échantillon	101
V.1.3-Reproductibilité des déterminations pour R_{\square} , μ_H et n	102
V.1.4-Comparaison des résultats donnés par les mesures d'effets magnétoélectriques	104
V.2-DOMAINES D'UTILISATION, GAMMES DE MESURE ET PRECISION	105
V.2.1-Domaine d'utilisation	105
V.2.2-Gammes de mesure et précision	107
V.2.2.1-Gammes de mesure	107
V.2.2.2-Précision	108
V.3-RESULTATS TYPIQUES OBTENUS SUR DES EPITAXIES	109
V.3.1-Présentation des résultats sous forme $\mu = f(n)$	109
V.3.2-Comparaison des résultats de caractérisation hyperfréquence avec ceux donnés par la technique du trèfle	110
V.3.3-Caractérisation d'échantillons multicouches	111
V.3.4-Caractérisations particulières: cas des couches n/n^+	113

V.4-EXEMPLES D'APPLICATIONS	114
V.4.1-Relevés de cartographies	114
V.4.2-Suivi des caractéristiques d'un échantillon soumis à un "process"	115
V.4.3-Mesure de la résistance carrée de films conducteurs	116
V.5-CONCLUSION	117
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V	118
CONCLUSION GENERALE	119
ANNEXE I	121
BIBLIOGRAPHIE DE L'ANNEXE I	128
ANNEXE II	129
LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS EFFECTUEES LORS DE CE TRAVAIL	
RESUME	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis une quinzaine d'années, l'Arséniure de Gallium (GaAs) fait l'objet de recherches actives. Ce matériau confère, en effet, aux porteurs libres une mobilité intrinsèque élevée. De plus, il possède l'avantage de se prêter à la réalisation d'hétérojonctions (GaAlAs-GaAs) qui permettent d'exploiter pleinement les qualités du GaAs concernant la mobilité des porteurs. De ce fait, il constitue un matériau de base pour la réalisation de composants nouveaux dans le domaine des hyperfréquences.

La mise au point de tels composants et l'amélioration de leurs performances constitue l'activité essentielle du Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs de Lille. Ce dernier possède, en effet, un banc d'Épitaxie par Jet moléculaire (E.J.M.) et une centrale de technologie qui lui permettent de fabriquer ses propres composants. Il peut donc proposer des réalisations originales pour des applications spécifiques aux performances élevées.

Un tel objectif, nécessite des opérations technologiques nombreuses et délicates qui font nécessairement l'objet de contrôles tout au long du processus de fabrication du composant. Mais cette caractérisation du produit en cours d'élaboration ne dispense pas de celle du matériau de départ dont les caractéristiques conditionnent la qualité du composant final.

Cette caractérisation électrique "amont" est essentiellement routinière. Elle se pratique sur des tranches de GaAs dopé, épitaxiées sur Semi-Isolant (S.I.) et aboutit à la détermination des grandeurs :

R_{\square} : résistance carrée de l'échantillon testé,

μ_H : mobilité de Hall des porteurs libres,

n : densité volumique de ces porteurs.

L'accès à ces grandeurs se fait de façon classique par la méthode du trèfle de van der Pauw. Elle demande la réalisation d'un échantillon test sur lequel sont implantés des contacts ohmiques. La répétition de cette opération destructive est fastidieuse et coûteuse en temps. De façon plus générale, l'implantation de contacts ohmiques peut être, selon le cas considéré, impossible ou interdite car nuisible à l'étude en cours. Ces constatations ont constitué le point de départ de notre réflexion sur la possibilité de réaliser une caractérisation non destructive en R_{\square} , μ_H et n qui s'affranchit de l'implantation de contacts ohmiques.

La solution originale, proposée dans ce travail, repose sur un principe de liaisons capacitives entre l'échantillon et le système de mesure. Dans les conditions d'utilisation, l'impédance de ces capacités est négligeable devant R_{\square} , si la fréquence de travail est supérieure à 1 GHz. Nous avons donc réalisé une cellule hyperfréquences dans laquelle les électrodes de mesures sont constituées de lignes microruban à extrémités isolées par un dépôt diélectrique. L'échantillon test est mis en place de façon simple, sans précautions spéciales. Il s'applique directement sur la cellule par pression et ceci sans dommage pour la surface épitaxiée. Le travail présenté décrit la réalisation d'un dispositif de caractérisation automatique et rapide dont la seule contrainte est d'imposer à l'échantillon une forme carrée de 3x3 mm.

Dans le chapitre I, nous rappelons les principales méthodes existantes qui conduisent à la détermination de R_{\square} , μ_H et n . Compte tenu du cahier des charges fixé dans le cas de GaAs, et en particulier du caractère non destructif imposé à la méthode de caractérisation, nous indiquons les principales caractéristiques de la solution originale retenue et les problèmes posés par sa mise en oeuvre.

Le second chapitre décrit en détail la nouvelle cellule de mesure hyperfréquences mise au point ainsi que le traitement théorique permettant d'obtenir les paramètres R_{\square} , μ_H et n à partir de mesures d'effets magnétoélectriques. Ce traitement est effectué dans l'hypothèse de liaisons électriques parfaites. Il est ensuite complété pour prendre en compte l'impédance des capacités de liaison dont l'influence intervient seulement dans le cas d'échantillons très dopés. L'étude théorique précise les valeurs

des coefficients qui relient les quantités R_{\square} , μ_H et n aux grandeurs mesurées. Ces valeurs théoriques sont alors confrontées à celles obtenues à l'aide d'un étalonnage.

Nous présentons dans le chapitre III le procédé expérimental utilisé pour les mesures d'effet Hall et de magnétorésistance. Le traitement original associé n'exploite intentionnellement que les modules des paramètres S_{ij} relevés dans la configuration de mesure. Ce choix est lié à la volonté de s'affranchir des mesures de phase afin de simplifier le banc de caractérisation et de diminuer son coût.

Le chapitre IV est consacré à la description technique du banc automatique réalisé. Les logiciels de gestion du banc et de traitement des données expérimentales y sont décrits en détail.

Enfin dans le chapitre V, suite à une étude sur de nombreux échantillons de GaAs, nous indiquons les gammes d'utilisation de notre dispositif. Nos résultats sont systématiquement comparés à ceux donnés par la technique du trèfle de van der Pauw, ce qui permet de définir la précision de nos mesures. Pour illustrer les possibilités d'application du nouveau procédé de caractérisation, nous présentons un ensemble non limitatif de résultats portant sur des échantillons de nature très variée : échantillons multicouches; échantillons de Silicium sur substrat fortement dopé; films métalliques minces; cartographies de tranches épitaxiées.

CHAPITRE I
GENERALITES SUR LA CARACTERISATION
ELECTRIQUE DES COUCHES EPITAXIEES

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA CARACTERISATION ELECTRIQUE DES COUCHES EPITAXIEES

I.1-CARACTERISATION ELECTRIQUE DE MATERIAUX SEMICONDUCTEURS

Les deux dernières décades ont vu s'accroître considérablement l'importance des systèmes électroniques à l'état solide largement basés sur l'utilisation du silicium comme par exemple, les circuits intégrés à grande échelle, les systèmes à transfert de charge, les cellules solaires, etc...Plus récemment l'emploi de composés de type III-V a permis le développement de systèmes intégrés microondes comme les transistors à hétérojonction de type TEGFET, et celui de l'optique intégrée. Ces nouvelles applications ont entraîné la mise au point de nouveaux procédés de dopage tels que l'implantation ionique, ainsi que de nouvelles méthodes de croissance comme l'épitaxie par jet moléculaire (E.J.M).

Cette importante activité innovante s'est traduite par une demande croissante de caractérisation de matériaux sophistiqués. Pendant longtemps la technologie silicium s'est contentée d'une caractérisation limitée à l'utilisation de la méthode "quatre pointes". Cette situation a rapidement évolué et a conduit à la mise au point d'un très grand nombre de techniques de mesure fournissant de nombreuses caractéristiques du matériau comme l'indique le tableau I.1.

Paramètre	Symbole
Résistivité.....	ρ
Densité de porteurs libres.....	n
Mobilité.....	μ
Concentration de donneurs.....	N_d
Concentration d'accepteurs.....	N_a
Densité des pièges profonds.....	N_t
Niveau d'énergie des donneurs.....	E_d
Niveau d'énergie des pièges.....	E_t
Temps de vie des porteurs minoritaires....	τ
Longueur de diffusion.....	L

Tableau I.1: Paramètres électriques caractérisant le matériau semiconducteur.

De plus, dans le cas de cartographies ou d'études de profils de dopages, on obtient des informations sur l'uniformité de la couche testée. Le contrôle de l'uniformité latérale par exemple, est particulièrement important pour l'élaboration des circuits intégrés à grande échelle.

De ce fait le rôle de la caractérisation est devenu essentiel dans l'élaboration des composants microélectroniques. Elle peut, en effet, intervenir dans les différentes étapes; depuis la fabrication de la couche jusqu'au contrôle final du composant. En particulier elle peut être pratiquée sur des "*tranches témoins*" ou des "*dispositifs de tests*" prévus à cet effet. De ce fait, elle fait partie intégrante du processus d'élaboration du composant. Les informations qu'elle donne à chaque étape de fabrication permettent de réagir sur les conditions de cette fabrication. De plus la caractérisation apporte des données quantitatives pour la modélisation du système à concevoir.

Parmi l'ensemble des opérations technologiques qui interviennent dans l'élaboration du composant, la fabrication de la couche épitaxiée est une étape essentielle. Sa qualité doit être contrôlée de façon routinière. En particulier, il importe de pouvoir déterminer de manière rapide et systématique la mobilité et la densité de porteurs libres de la couche épitaxiée. Cette préoccupation est, entre autres, celle du laboratoire qui produit des couches de GaAs sur substrat semi-isolant à partir d'un banc d'épitaxie à jet moléculaire.

I.2-GENERALITES SUR LES METHODES DE CARACTERISATION

I.2.1-Les différentes méthodes

D'une façon générale, on peut ranger les méthodes de caractérisations utilisées sous quatre rubriques :

Méthodes cristallographiques

Elles permettent le contrôle de l'orientation, du degré de perfection de la couche cristalline. Elles permettent aussi de déceler d'éventuelles dégradations de qualité au cours des traitements thermiques d'épitaxie, de diffusion, etc...

Méthodes physico chimiques

Elles ont pour but de déceler et de doser des impuretés présentes en surface ou en volume et susceptibles de modifier les propriétés électroniques du matériau.

Méthodes optiques

Elles permettent d'effectuer des contrôles dimensionnels de la géométrie des composants et de l'épaisseur de leurs couches actives. Grâce à elles, on accède aux propriétés électroniques (concentration de porteurs) et on décèle aussi la présence d'impuretés électriquement actives ou non.

Méthodes électriques

Grâce à ces méthodes, il est possible de déterminer la résistivité du matériau, la mobilité, la concentration et la durée de vie de ses porteurs libres, et aussi certaines propriétés des pièges électriquement actifs.

Parmi cet ensemble de méthodes de caractérisation, le tableau I.2 donne de façon non exhaustive les différentes méthodes utilisables pour accéder aux grandeurs :

R_{\square} : résistance carrée de la couche épitaxiée,

μ_H : mobilité des porteurs libres,

n : densité des porteurs libres.

Pour chaque exemple considéré, il indique s'il y a ou non une préparation particulière de l'échantillon et s'il y a destruction de celui-ci. Le terme de destruction, indique que l'échantillon a subi des opérations technologiques le rendant impropre à toute utilisation ultérieure en vue de réaliser un composant ou, par exemple, d'effectuer des suivis d'opérations technologiques [31].

Ce tableau montre aussi dans chaque cas, la nature du substrat devant être utilisé. Il indique surtout si la méthode implique un contact physique entre la surface active de l'échantillon et le système de mesure. Lorsque ce contact existe, la pression exercée peut être très différente suivant la méthode employée.

Très souvent, les méthodes sont d'une mise en oeuvre délicate et nécessitent une préparation spécifique de l'échantillon. Elles font appel, pour la détermination des caractéristiques électriques à des termes correctifs obtenus par étalonnage, par calcul ou modélisation [32,33,34].

D'une façon générale, les caractérisations sont faites avec des prototypes de laboratoire. Parmi les méthodes de caractérisation "sans contact", en dépit des nombreux brevets pris dans ce domaine [17,18,24], il n'existe, à notre connaissance, qu'un seul dispositif commercialisé [35]. Son fonctionnement repose sur une exploitation des courants de Foucault. Toutefois, cet appareil ne fournit que R_{\square} et n'effectue que des cartographies assez grossières.

Excitation	Exemples de méthodes	Références	Substrat:
			Isol. (I) conduc.(C)
Courant continu	◦sondes 4 pointes { •électrodes métal •électrodes Hg	[1-4] [5]	I
	◦sonde métal: résistance de constriction	[6,7]	I C
	◦effet Hall { • van der Pauw • attaque chimique • étude homogénéité	[8-10] [11] [12]	I
	◦magnétorésistance	[13]	I,C
Radio- fréquence	◦couplage capacitif { • circuit résonant • à l'extrémité d'une ligne coaxiale	[14] [15]	I
	◦absorption microonde { •guide (réflexion) •guide(cavité résonante) •circuit résonant •cavité résonante type microruban	[16-20] [21] [22] [23]	I
	◦courants de Foucault	[24,25]	I
	◦contact Schottky { •électrodes déposées •électrodes Hg (profil C-V)	[26] [27]	I,C
Impulsionnelle	◦utilisant l'effet Hall	[28]	I
Optique	◦mesure de réflexion	[29,30]	I,C

Tableau I.2: Principales méthodes de caractérisation électrique

Contraintes		Caractéristiques mesurées	Inconvénients de la méthode
Contact physique	Préparation		
oui	non	• R_{\square} en général possibilité μ et n	• pouvant être destructive (cas du GaAs) • peu commode
oui	oui non	• R_{\square} et profil de R_{\square}	• destructive, peu reproductible
oui	oui	• R_{\square}, μ, n , (possibilité N_a/N_d) • profil R_{\square}, μ, n • cartographies R_{\square}, μ, n	• destructive
oui	oui	• μ , profil μ	• destructive
oui	non	• R_{\square}	• échantillon de grande taille, caractérisation partielle
<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="font-size: 2em; margin-right: 5px;">}</div> <div style="display: flex; flex-direction: column; gap: 5px;"> non oui </div> </div>	non	• R_{\square}, μ, n ,	• étalonnage, gamme de caractérisation limitée
non	non	• R_{\square}, μ, n	• électronique associée importante, étalonnage
oui	oui non	• profil n , profil μ	• destructive • destructive pour μ
oui	oui	• R_{\square}, μ, n , et μ en champs E forts	• destructive
non	non	• n (possibilité d'accéder à l'épaisseur h)	• caractérisation partielle

(suite du tableau I.2)

I.2.2-Choix d'une méthode

Les méthodes permettant de faire de l'effet Hall et de la magnéto-résistance donnent les trois grandeurs qui nous intéressent. Parmi toutes ces méthodes, la méthode de van der Pauw reste très utilisée malgré la nécessité d'implanter des contacts ohmiques. La réalisation du trèfle constitue en effet une solution simple pour se placer dans des conditions de mesure optimales.

Pour éviter la réalisation de contacts ohmiques, on peut utiliser des contacts capacitifs à condition d'employer une excitation radiofréquence. A une fréquence de travail suffisamment élevée, les liaisons deviennent quasi parfaites. On se propose donc d'étudier les conditions de réalisation d'un prototype fonctionnant sur ce principe. Les résultats obtenus seront comparés à ceux donnés par la méthode standard de van der Pauw en continu.

I.3-METHODE STANDARD DE VAN DER PAUW

I.3.1-Principe

La méthode de van der Pauw ^[8] exploite les effets magnéto-électriques qui nécessitent l'emploi, en général, de quatre électrodes sur un échantillon supposé homogène et isotrope, d'épaisseur h . Deux électrodes servent au passage d'un courant dans l'échantillon, tandis que les deux autres sont utilisées pour mesurer la tension qui en résulte. L'application d'un champ magnétique B perpendiculaire au plan de l'échantillon provoque une modification de la carte des lignes de densité de courant J et de champ électrique E . Cette modification se traduit par l'existence en tout point du matériau, d'un angle de Hall φ entre E et J défini par :

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \mu_H \cdot B \quad (\text{I.1})$$

où μ_H , la mobilité de Hall, est une grandeur intrinsèque ^[36].

Si l'angle de Hall est petit, μ_H est reliée à la mobilité de dérive μ_d par la relation :

$$\mu_H = A \cdot \mu_d \quad (\text{I.2})$$

avec
$$A = \frac{\langle \tau^2 \rangle}{\langle \tau \rangle^2} \quad (\text{I.3})$$

τ étant un temps de relaxation moyen qui caractérise le matériau. A est compris entre 1 et 2 selon le mécanisme de relaxation envisagé ^[37].

La carte des lignes de courant est liée à la forme de l'échantillon et aux accumulations de charges qui se produisent sur ses contours. On peut donc, envisager deux situations extrêmes :

a) Celle d'un barreau rectangulaire très allongé (fig.I.1) pour lequel apparaît essentiellement un effet Hall mesurable entre les électrodes 3 et 4 (l'effet de magnétorésistance mesuré entre 1 et 2 est extrêmement faible) [38,39]. En effet, dans ce cas les lignes de densité de courant ne sont pas déplacées par l'application du champ B sauf au voisinage immédiat des électrodes.

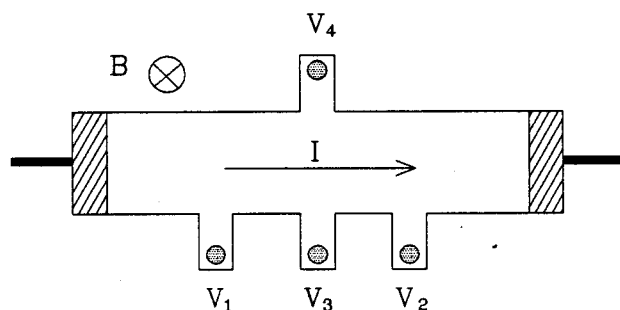


Fig.I.1: Configuration pour la mesure de l'effet Hall sur un barreau.

La tension $V_3 - V_4 = V_H$ (tension de Hall) s'écrit :

$$V_H = -R_H B \frac{I}{h} \quad (I.4)$$

où R_H est la constante de Hall [36] dont la valeur dans le cas des champs faibles ($\mu_H^2 B^2 \ll 1$) est donnée par :

$$R_H = - \frac{A}{n \cdot q} \quad (I.5)$$

q est la charge de l'électron, A est une constante qui dépend des mécanismes de diffusion dans le semiconducteur. Très souvent, de façon implicite on considère que A vaut 1. Dans ce cas, on a alors $\mu_H = \mu_d$.

b) Celle du disque de Corbino dans lequel il n'y a pas d'accumulation de charges (fig.I.2) et donc pas de déplacement des lignes de champ électrique lors de l'application de B . Dans cette situation, on mesure seulement le phénomène de magnétorésistance. Dans le cas général, cet effet est caractérisé par un coefficient H_M tel que :

$$\frac{\rho_B - \rho_0}{\rho_0} = H_M \cdot B^2 \quad (I.6)$$

où ρ_0 et ρ_B sont respectivement les valeurs de résistivité de l'échantillon en absence et présence de B .

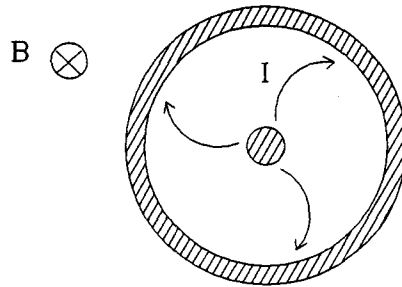


Fig.I.2: Configuration de Corbino pour l'effet de magnétorésistance.

Dans le cas du disque de Corbino on a ^[40]:

$$H_M = K \cdot \mu_d^2 \quad (I.7)$$

avec
$$K = \frac{\langle \tau^3 \rangle}{\langle \tau \rangle^3} \quad (I.8)$$

K peut varier dans de fortes proportions selon le mécanisme de relaxation envisagé ^[40].

La méthode mise en oeuvre par van der Pauw permet d'effectuer des mesures de résistivité et de mobilité sur des échantillons de géométrie quelconque, pourvu que les conditions suivantes soient respectées :

- échantillon plan parallèle, et simplement connexe.
- contacts ohmiques ponctuels placés à la périphérie de l'échantillon.

En pratique, il est impossible de réaliser de tels contacts . On montre que les effets dus à l'imperfection des contacts sont considérablement réduits si l'échantillon se présente sous forme d'un trèfle comme l'indique la figure I.3. Cette configuration favorise la création d'un champ uniforme pour la densité de courant J .

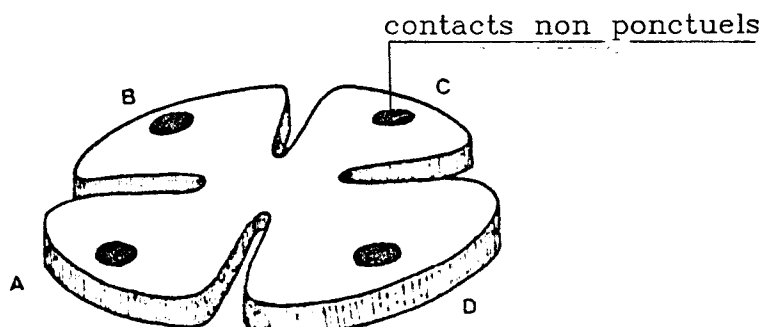


Fig.I.3: Echantillon en forme de trèfle.

I.3.2-Détermination de la résistivité

Considérons le trèfle muni de ses quatre contacts notés A,B,C et D. La mesure de la résistivité s'effectue en faisant passer un courant continu entre A et B (fig.I.4) et en mesurant la chute de tension V_{CD} entre C et D. La résistance $R(AB,CD)$ est définie par :

$$R(AB,CD) = \left| \frac{V_{CD}}{I_{AB}} \right| \quad (I.9)$$

De la même façon on mesure la résistance $R(BC,DA)$ par :

$$R(BC,DA) = \left| \frac{V_{DA}}{I_{BC}} \right| \quad (I.10)$$

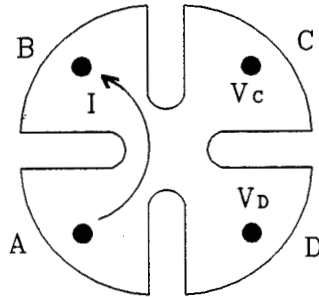


Fig.I.4: Principe de mesure de résistivité.

Connaissant l'épaisseur h de l'échantillon, sa résistivité ρ s'écrit :

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln(2)} \left[\frac{R(AB,CD) + R(BC,DA)}{2} \right] \cdot f \quad (I.11)$$

où f est un facteur de correction géométrique qui dépend seulement du rapport $R(AB,CD)/R(BC,DA)$. Il est égal à 1 dans le cas idéal d'une structure parfaitement symétrique. La figure I.5 donne la variation de f en fonction de ce rapport.

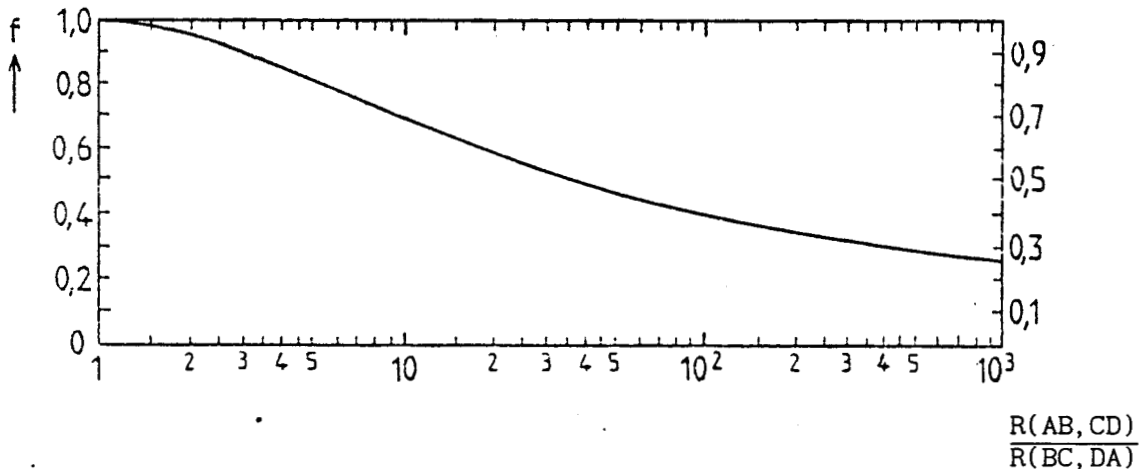


Fig.I.5: Facteur de correction f en fonction du rapport $R(AB,CD)/R(BC,DA)$

I.3.3-Détermination de μ_H et n

La détermination de la constante de Hall est faite à partir de la configuration donnée sur la figure I.6. Comme précédemment, on définit la résistance $R(BD,AC)$ par :

$$R(BD,AC) = \left| \frac{V_{CA}}{I_{BD}} \right| \tag{I.12}$$

La constante de Hall est obtenue à partir de la mesure de la variation de cette résistance lorsqu'on applique le champ magnétique perpendiculairement au plan de l'échantillon.

$$\Delta R(BD,AC) = R(BD,AC)_{(B=0)} - R(BD,AC)_{(B \neq 0)} \tag{I.13}$$

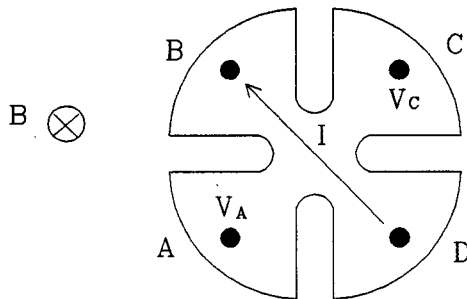


Fig.I.6: Configuration pour la mesure d'effet Hall.

A partir de la relation (I.4), on obtient :

$$R_H = \frac{\Delta R(BD,AC) h}{B} \tag{I.14}$$

D'où :

$$\mu_H = \frac{|\Delta R(BD,AC)| h}{\rho B} \tag{I.15}$$

$$n = \frac{1}{q |R_H|} \tag{I.16}$$

Un banc de mesure automatique a été réalisé au laboratoire. Il fonctionne sur ce principe, et effectue des caractérisations à 300°K et 77°K sur des échantillons de GaAs dont les contacts ohmiques sont des contacts alliés, réalisés à partir de billes d'indium ^[9].

I.4-CAHIER DES CHARGES POUR LE DISPOSITIF A REALISER

Le but de ce travail est de réaliser un appareil automatique capable de mesurer, sans opérations technologiques préalables, les valeurs de R_{\square} , μ_H et n d'échantillons de GaAs épitaxiés au laboratoire. Il s'agit donc de caractériser rapidement et de façon routinière la production du banc d'épitaxie sans pour autant se fixer un objectif de métrologie. Les gammes de mesures sont fixées par les caractéristiques usuelles des couches produites qui correspondent de façon générale à :

$$\text{quelques } \Omega < R_{\square} < \text{quelques } k\Omega$$

$$1000 \text{ cm}^2/\text{V.s} < \mu_H$$

$$(\text{typiquement: } 1000 \text{ cm}^2/\text{V.s} < \mu_H < 10^4 \text{ cm}^2/\text{V.s à } 300^\circ\text{K})$$

$$\text{quelques } 10^{15} \text{ cm}^{-3} < n < \text{quelques } 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

De plus, il est souhaitable que les dimensions de la zone auscultée ne dépassent pas quelques mm^2 .

Pour parvenir à cet objectif, nous nous proposons d'utiliser un principe original qui consiste à plaquer l'échantillon sur des électrodes isolées. De cette manière, on réalise de façon non destructive des contacts MIS (métal-isolant-semiconducteur) dont l'impédance capacitive peut être rendue négligeable par rapport à R_{\square} si la fréquence de travail est suffisamment élevée. Compte tenu d'une estimation de la valeur de ces capacités, la fréquence de travail doit être supérieure au GHz. Dans ces conditions, on développe un système de mesure hyperfréquence dont tous les accès sont chargés par 50Ω . Cette situation est donc très différente de celle rencontrée en courant continu où les mesures de tension peuvent se faire à impédance de charge infinie.

La mise en oeuvre de ce dispositif est envisagée à priori avec des échantillons de géométrie carrée, facilement réalisable. Le prototype est développé pour des caractérisations à température ambiante, mais devrait pouvoir fonctionner à 77°K au prix de modifications mineures.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

- [1] M. G. Buehler and G. L. Pearson
Solid-St. Electron. **9**, (1966), 395-407
- [2] M. G. Buehler
Solid-St. Electron. **10**, (1967), 801-812
- [3] J. A. M. M. van Haaren, G. L. J. A. Rikken, A. P. van Gelder and Kempen
Phys. Rev. B, **32**, 12, (1988), 8342-8357
- [4] P. Genet, Le vide, les couches minces
Editeur: Société française du vide, **43**, 241, (Mars-Avril 1988), 293-294
- [5] P. J. Sevrin and H. J. Bulle
J. Electrochem. Soc. **122**, (1975), 133-137
- [6] P. Blood and J. W. Orton
Rep. Prog. Phys. **41**, (1978), 185-189
- [7] A. Vapaille et R. Castagne, Dispositifs et circuits intégrés
semiconducteurs, Editions DUNOD, (1987)
- [8] L. J. van der Pauw
Philips Res. Rep. **13**, 1, (1958), 1-9
- [9] C. Allet, Mémoire C.N.A.M., Electron., Lille, (1987)
- [10] Branko Šantić, Uroš V Desnica and Nikola Radić
J. Phys. E: Sci. Instrum. **22**, (1989), 997-1000
- [11] N. D. Young and M. J. Hight
Electron. Lett. **21**, 22, (1985), 1044-1046
- [12] M. Bonnet, N. Visentin and B. Gouteraux
Rev. Phys. Appl. **23**, (1988), 739-746
- [13] James R. Sites and H. H. Wieder
IEEE trans. Electron Dev. **ED-27**, 12, (1980), 2277-2281
- [14] Nobuo Miyamoto and Jun-Ichi Nishizawa
Rev. Sci. Instrum. **38**, 3, (1966), 360-367
- [15] C. A. Bryant and J. B. Gunn
Rev. Sci. Instrum. **36**, 11, (1965), 1614-1617
- [16] N. Braslau, Inst. Phys. Conf. Ser. 74: Chapter 4
Int. Symp. GaAs and Related Compounds, Biarritz, (1984), 269-274

- [17] T. A. Kennedy, Jr. et al.
United States Patent, N° 4087745, (May 1978)
- [18] N. Braslau, K. Merritt Court
Office européen des brevets, N° 175182, (Mars 1986)
- [19] J. A. Naber and D. P. Snowden
Rev. Sci. Instrum. **40**, 9, (1969), 1137-1141
- [20] G. P. Srivastava and A. K. Jain
Rev. Sci. Instrum. **42**, 12, (1971), 1793-1796
- [21] Mohamed M. Sayed and Carles R. Westgate
Rev. Sci. Instrum. **46**, 8, (1975), 1080- 1085
- [22] G. L. Miller, D. A. H. Robinson and J. D. Wiley
Rev. Sci. Instrum. **47**, 7, (1976), 799-805
- [23] X. Le Cleac'H
Int. Symp. GaAs and Related Compounds, Atlanta, (11-14 Sept. 1988),
317-320
- [24] G. L. Miller et al.
United States Patent, N° 4190799, Feb. 1980
- [25] J. D. Crowley and T. A. Robson
Rev. Sci. Instrum. **47**, 6, (1976), 712-715
- [26] Jonn D. Wiley and G. L. Miller
IEEE Trans. Electron. Dev. **22**, 5, (1975), 265-272
- [27] M. Binet
Acta Electronica, **23**, 1, (1980), 53-61
- [28] G. E. Alberga, Ph. D. Thesis, Tech. Univ. Eindhoven, (1978)
- [29] H. J. Queisser
Appl. Phys. **10**, (1976), 275-288
- [30] P. Blood and J. W. Orton
Rep. prog. Phys. **41**, (1978), 245-248
- [31] N. CAGLIO, thèse de doctorat, Lille, 6 Déc. (1989)
- [32] M. A. Green and M. W. Gunn
solid-St. Electron. **15**, (1972), 577-585
- [33] Daniel W. Koon, Arshad A. Bahl and Edward O. Duncan
Rev. Sci. Instrum. **60**, 2, (1989), 275-276
- [34] J. Rodriguez Fernandez and J. C. Gomez Sal
J. Phys. D: Appl. Phys. **21**, (1988), 1165-1170
- [35] TENCOR Instruments, documentation Sonogage 200
- [36] P. Kireev, La physique des semiconducteurs
Editions MIR, Mouscou, (1975)

- [37] M.S. Sze, Physics of semiconductor devices
2nd Edition, "A Wiley-Interscience publication", (1981)
- [38] J. Haeusler
Solid-St. Electron. 9, (1966), 417-441
- [39] M. Benlamlah, DEA Electron. Lille, (1989)
- [40] P. Blood and J. W. Orton
Rep. Prog. Phys. 41, (1978), 163-182

CHAPITRE II
NOUVELLE CELLULE POUR MESURE
D'EFFETS HALL ET DE MAGNETORESISTANCE:
ORIGINALITES ET MISE EN OEUVRE

CHAPITRE II

NOUVELLE CELLULE POUR MESURE D'EFFETS HALL ET DE MAGNETORESISTANCE : ORIGINALITES ET MISE EN OEUVRE
--

Ce chapitre décrit la nouvelle cellule mise au point et le traitement théorique permettant d'obtenir rapidement les paramètres électriques R_{\square} , μ_H et n des couches épitaxiées. Après avoir étudié les caractéristiques du contact échantillon-système de mesure, on présente en détail la réalisation de cette cellule. On propose ensuite un modèle permettant le calcul de μ_H et n à partir des mesures d'effets magnétoélectriques. Ce modèle utilise trois coefficients dont les valeurs sont obtenues par étalonnage. On précise aussi de quelle manière il faut prendre en compte l'influence des contacts électriques uniquement dans le cas d'échantillons présentant une faible résistance carrée.

II.1-CONCEPTION D'UNE CELLULE DE MESURE ORIGINALE

II.1.1-Solution adoptée pour les contacts

Pour pouvoir effectuer des mesures de magnétorésistance et d'effet Hall sur des matériaux semiconducteurs, on est amené de façon générale à placer des électrodes en divers points de l'échantillon sous test, afin d'injecter un courant et de mesurer les potentiels résultants. Dans le dispositif proposé, les contacts ohmiques sont remplacés par des contacts capacitifs. Chaque capacité correspond à un contact MIS (Métal-Isolant-Semiconducteur) pour lequel :

- le métal est celui d'une ligne microruban qui joue le rôle d'électrode,
- l'isolant est constitué par un diélectrique déposé, une fois pour toutes, sur la ligne microruban,
- le semiconducteur correspond à la partie de l'échantillon qui est en contact physique avec la ligne isolée.

En configuration de mesure, l'échantillon est simplement appliqué par pression sur la cellule. Le diélectrique constituant l'isolant du contact MIS est alors pris en sandwich entre le métal de la ligne microruban et la plaquette semiconductrice à tester. On réalise ainsi, sans opérations technologiques, quatre contacts capacitifs de manière non destructive.

II.1.2-Structure de la cellule hyperfréquence

Le schéma de principe de la cellule de mesure est représenté sur la figure II.1. On remarque qu'il s'agit d'une sonde à quatre électrodes comme pour la mesure classique de l'effet Hall. Sa symétrie permet d'effectuer des mesures redondantes qu'on peut moyenner pour améliorer la précision des résultats.

Pour faciliter le traitement des mesures, la taille de l'échantillon semiconducteur et la fréquence de travail sont choisies en fonction d'un compromis permettant d'avoir :

- des impédances capacitives de liaison petites par rapport à la résistance carrée de l'échantillon,
- des conditions de mesures telles que l'échantillon avec les contacts puissent être considéré comme un système à constantes localisées.

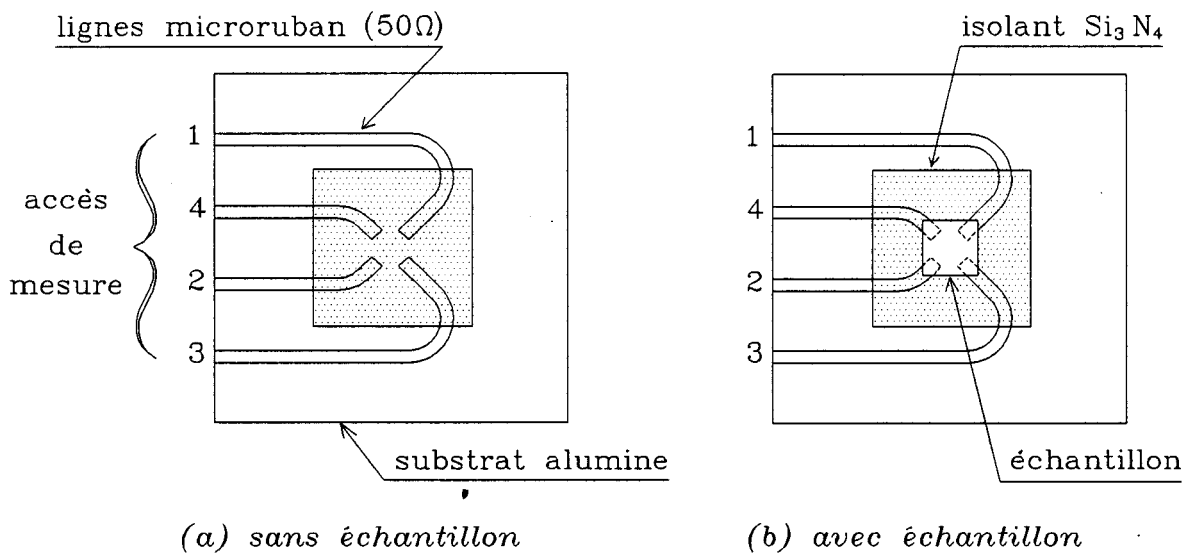


Fig.II.1: Cellule de mesure hyperfréquence.

II.1.3-Réalisation

Lors de la mesure, l'échantillon est appliqué par une légère pression (5 à 40 kg/cm²) sur les extrémités isolées des quatre lignes de la cellule hyperfréquence (fig.II.1.b).

Compte tenu des considérations précédentes, la taille des échantillons est de 3x3 mm et la fréquence de travail est comprise entre 1 et 2 GHz.

Les capacités de liaison doivent être les plus grandes possibles. Pour leur réalisation, il est souhaitable de prendre un substrat poli pour que le contact physique se fasse sur une surface la plus grande possible, et un diélectrique de permittivité élevée. De plus, le dépôt diélectrique doit être le plus mince possible mais suffisamment épais pour présenter une résistance mécanique suffisante. Une épaisseur de l'ordre de 2000 Å à 4000 Å permet de répondre à cette double exigence. Compte tenu de ces éléments, les caractéristiques de la cellule hyperfréquence* réalisée sont les suivantes :

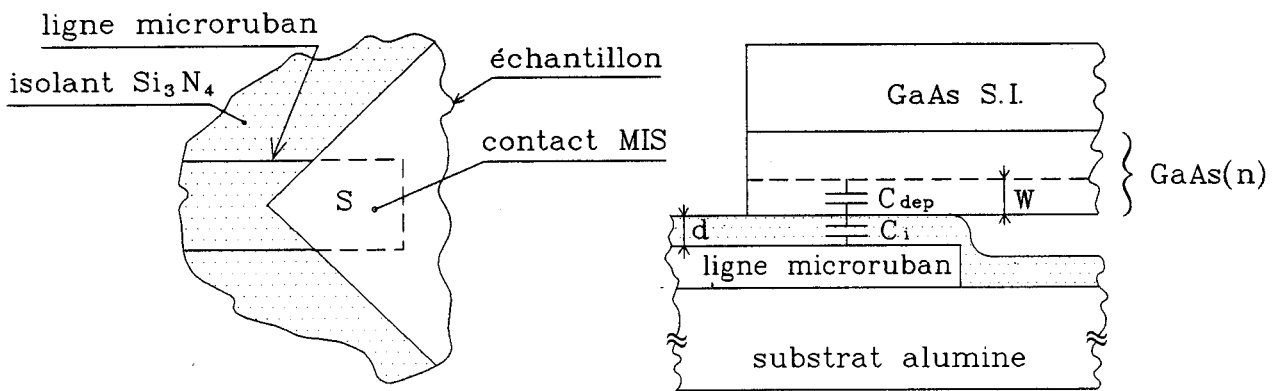
- substrat d'alumine poli (la rugosité moyenne mesurée est de 0.2 µm) et de dimensions 1" sur 1",
- lignes microruban (50 Ω) en or de largeur 600 µm,
- largeur de l'espace entre les lignes placées en vis à vis : 1800 µm
- dépôt diélectrique de Nitrure de Silicium (Si₃N₄) de permittivité $\epsilon_1 = 7.5$ et d'épaisseur 4000 Å environ.

*Un premier prototype de cellule sur substrat GaAs (S.I.) a été réalisé grâce au concours de Monsieur M. Laviron (D.A.G. Thomson).

**II.2-ETUDE THEORIQUE DU COMPORTEMENT ELECTRIQUE DE LA CELLULE
ET DETERMINATION DE R_{\square} , μ_H , et n**

II.2.1-Evaluation théorique de la capacité du contact ^[1]

La structure du contact échantillon-électrode peut être modélisée de façon simple par l'existence de deux capacités en série. Ces capacités C_i et C_{dep} sont liées à la présence de l'isolant et à celle de la zone de déplétion dans le semiconducteur (fig.II.2).



vue de dessus d'un contact échantillon-cellule de mesure

vue en coupe d'un contact échantillon-cellule de mesure

Fig.II.2: Schématisation d'un contact MIS.

- Dans ces conditions, C_i est donnée par :

$$C_i = \frac{\epsilon_0 \epsilon_i S}{d} \tag{II.1}$$

où ϵ_i est la permittivité de l'isolant ($\epsilon_i = 7.5$), S la surface du contact MIS ($S = .615 \text{ mm}^2$), d l'épaisseur du dépôt diélectrique ($d = 4000 \text{ \AA}$). La valeur calculée de C_i est 102 pF.

- Dans la mesure où la charge d'espace du semiconducteur résulte uniquement de la charge de déplétion due au potentiel d'interface semi-conducteur-isolant, et dans le cas d'un fonctionnement hyperfréquence petits signaux sans polarisation, on a :

$$C_{dep} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s S}{W} \quad (II.2)$$

où ϵ_s est la permittivité du GaAs ($\epsilon_s = 13.1$), W représente la largeur de la zone de déplétion du semiconducteur. Pour une épitaxie de type n, l'intégration de l'équation de Poisson permet de calculer W en fonction de φ_B et n [2] :

$$W = \left[\frac{2\epsilon_0 \epsilon_s}{n q} \left(\varphi_B - \frac{K T}{q} \left(1 + \ln \frac{N_c}{n} \right) \right) \right]^{1/2} \quad (II.3)$$

avec :

K constante de Boltzmann,

T température absolue,

N_c densité des états dans la bande de conduction,

φ_B hauteur de barrière de potentiel à la surface. Pour le GaAs, φ_B est estimée à 0.6 eV [2].

- Dans ces conditions, nous représentons sur la figure II.3, la courbe théorique des variations de la capacité équivalente C_{eq} de cette structure MIS en fonction de n , avec :

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_i} + \frac{1}{C_{dep}} \quad (II.4)$$

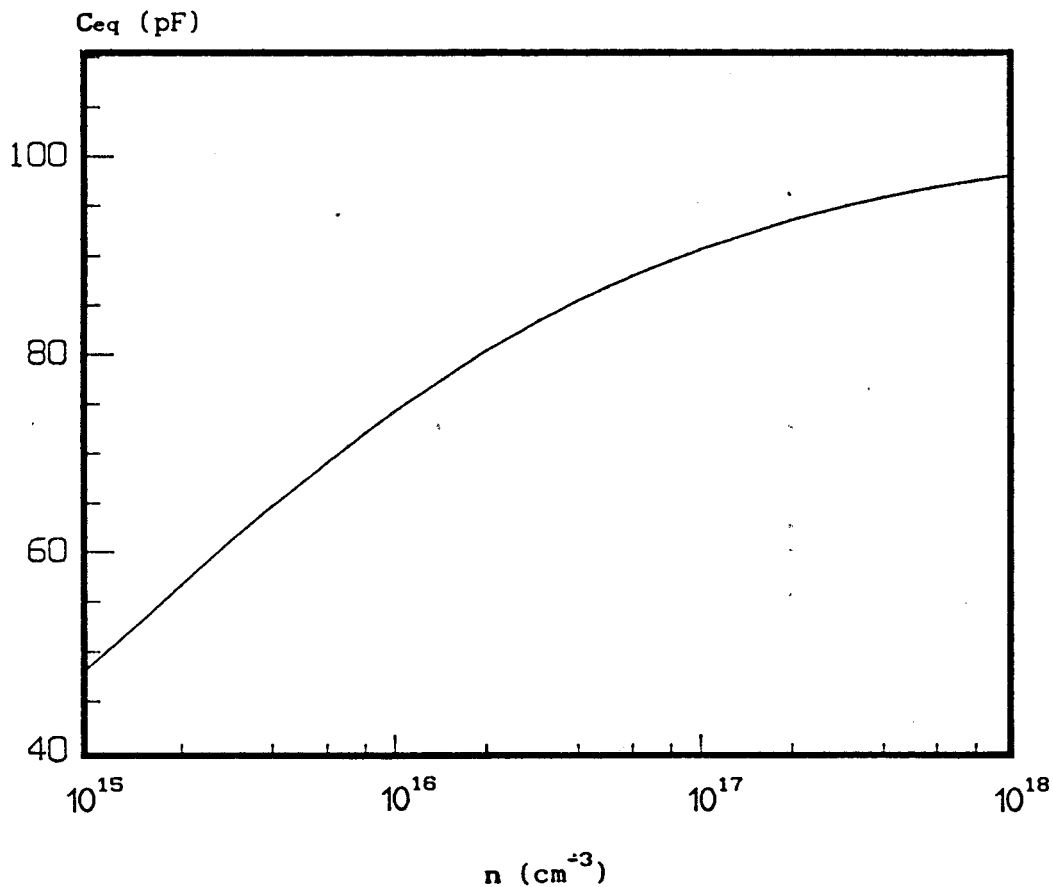


Fig.II.3: Evolution théorique de la capacité équivalente de la structure MIS en fonction du dopage de la couche épitaxiée.

A partir de l'analyse de cette figure, on remarque que les impédances des capacités de liaison à 1.5 GHz sont de l'ordre de 2 à 3 Ω selon le dopage de la couche épitaxiée. On peut constater aussi que ces impédances sont faibles par rapport aux valeurs usuelles de R_{\square} . Ces valeurs théoriques sont confrontées à des mesures expérimentales dans le paragraphe II.3.1.1.a.

II.2.2-Analyse des mesures électriques

II.2.2.1-Spécificités de la nouvelle méthode

Nous donnons sur la figure II.4 le schéma électrique équivalent de la cellule hyperfréquence dans le cas où l'onde incidente est injectée à l'accès n°1. Sur cette figure les contacts MIS sont modélisés par des capacités de liaison.

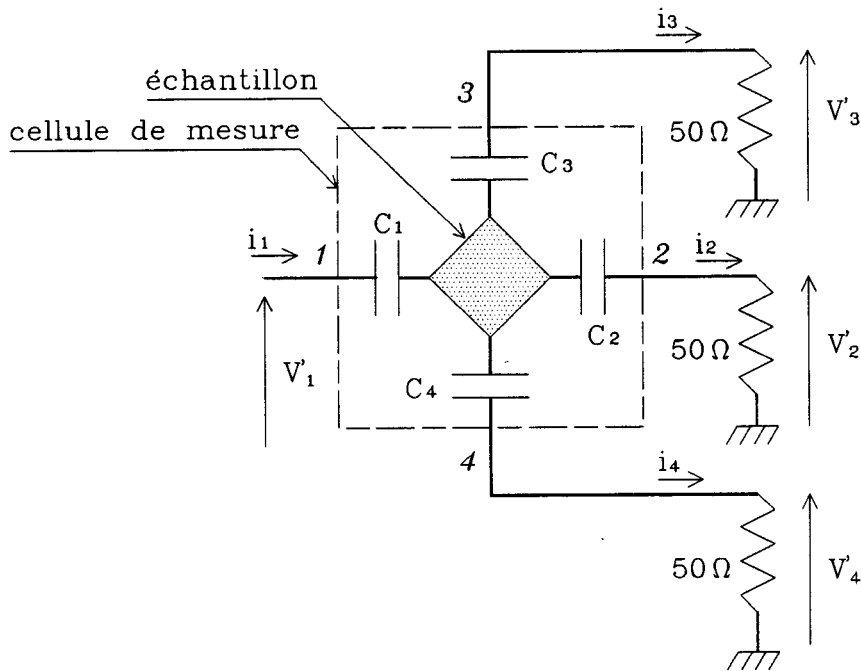


Fig.II.4: Schéma électrique de la cellule de mesure.

En hyperfréquences, on mesure les éléments S_{ij} de la matrice de répartition. Pour cela on alimente un seul accès (l'accès n°1 par exemple), tous les autres étant terminés par des charges adaptées [3]. Une telle configuration est donc différente de celle utilisée classiquement pour la mesure différentielle de la tension de Hall V_H dans laquelle les courants i_3 et i_4 sont nuls. En hyperfréquences, il est difficile d'effectuer cette mesure différentielle, aussi nous accédons à V_H à partir des variations, en fonction du champ magnétique, des paramètres S_{ij} mesurés entre les accès 1-3 et 1-4 dans cet exemple.

D'une façon générale, il faut donc résoudre deux problèmes spécifiques à la méthode choisie. D'une part, il faut relier les éléments de la matrice impédance de l'échantillon à ceux de la matrice de répartition en présence ou non de champ magnétique B (chap.III). D'autre part, il faut exprimer les quantités R_0 , μ_H et n en fonction des éléments de la matrice impédance (§ II.2.3).

De plus, dans le but de simplifier notablement le banc de mesure en évitant les mesures de phase, on cherche à travailler uniquement avec le module des paramètres S_{ij} .

II.2.2.2-Matrice impédance

Nous négligeons, dans un premier temps, les impédances des capacités de liaison. Dans ce cas les termes S_{ij} sont réels. Les équations générales du circuit de la figure II.5 permettent de déterminer la matrice impédance de l'échantillon. En effet si celui-ci est homogène avec des électrodes disposées de façon symétrique, cette matrice est donnée par ^[4]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & R_a + \frac{R_t - R_0}{2} & \frac{R_0 + R_t}{2} \\ R_a - \frac{R_0 + R_t}{2} & R_a & \frac{R_0 - R_t}{2} \\ \frac{R_0 - R_t}{2} & \frac{R_0 + R_t}{2} & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

où R_0 et R_a sont les résistances existant (en présence ou non du champ magnétique) entre deux électrodes opposées ou adjacentes respectivement, les autres étant en circuit ouvert.

R_t est la résistance de transfert définie par la relation suivante :

$$R_t = \frac{V}{I} \quad (II.5)$$

où I est le courant qui circule entre les accès 1 et 2 par exemple et V la tension qui apparaît entre 3 et 4 en circuit ouvert.

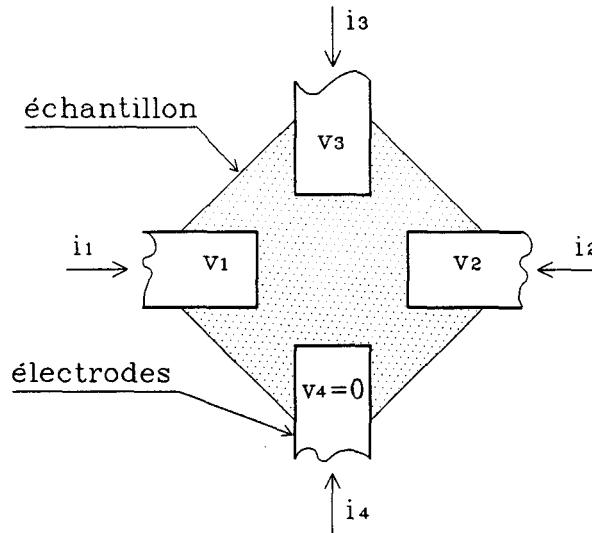


Fig.II.5: Echantillon avec ses électrodes.

Dans une configuration symétrique, et en absence de champ magnétique B, R_t est nulle. En présence de B, R_t existe à cause de l'apparition de la tension de Hall entre les accès 3 et 4 dans cet exemple.

Dans le cas d'une structure présentant un léger défaut de symétrie, On peut définir en première approximation la résistance de Hall ΔR_t par :

$$\Delta R_t = R_t(B) - R_t(0) \tag{II.6}$$

II.2.3-Calcul de μ_H et n dans le cadre d'un traitement bidimensionnel

Puisque l'épaisseur de la couche active est très faible par rapport à la distance entre électrodes, il est raisonnable d'utiliser un modèle bidimensionnel pour le phénomène de transport. Par contre, le problème des conditions aux limites au niveau des électrodes est plus délicat à traiter (§ II.3.1). Nous nous plaçons toutefois, dans l'hypothèse la plus simple d'une injection bidimensionnelle afin de relier analytiquement les résistances R_a , R_o et ΔR_t aux paramètres physiques du matériau semiconducteur.

II.2.3.1-Principales méthodes de calcul et relations générales

a) Méthodes de calcul

Pour des situations analogues à celle que nous traitons, plusieurs méthodes de calcul bidimensionnel ont été proposées dans la littérature, en particulier :

Chwang et al. ^[5] ont étudié le cas d'un échantillon de forme carrée en le traitant par analogie avec un réseau de résistances. Les contacts sont identiques, de forme carrée ou triangulaire et placés sur le contour de l'échantillon.

White et al. ^[6] ont étudié une configuration analogue pour laquelle les contacts, de forme carrée, se trouvent à l'intérieur de l'échantillon. Pour cette géométrie, ils résolvent l'équation de Laplace par la méthode des différences finies en présence d'un champ magnétique B.

Wick ^[4] a utilisé la transformation de Schwarz-Christoffel pour étudier des échantillons de forme circulaire ou polygonale possédant quatre contacts placés sur le contour de l'échantillon.

b) Relations générales

Les méthodes de calcul précédentes montrent que les résistances de l'échantillon peuvent être reliées aux paramètres physiques du matériau semiconducteur par des facteurs de forme. Ces facteurs sont fonction de l'angle de Hall φ et de la forme de l'échantillon et des contacts ^[4,5,6].

Ainsi, les résistances R_0 et R_a déterminées en présence ou non de B sont fonction de la résistivité ρ du semiconducteur comme l'indiquent les expressions suivantes :

$$R_0 = \frac{\rho}{h_e} K_0^t(\mu_H B), \quad (\text{II.7})$$

$$R_a = \frac{\rho}{h_e} K_a^t(\mu_H B), \quad (\text{II.8})$$

dans lesquelles h_e est l'épaisseur électrique du matériau (§ II.2.3.5), K_o^t et K_a^t des coefficients dépendant de la géométrie et $\mu_H B$.

La résistance de Hall ΔR_t peut être reliée :

- soit dans le cas général à la résistivité du matériau par l'expression:

$$\Delta R_t = \frac{\rho}{h_e} K_H^t(\mu_H B), \quad (\text{II.9})$$

où K_H^t est un troisième coefficient dépendant également de la géométrie et $\mu_H B$.

- soit dans le cas des champs faibles ($\mu_H^2 B^2 \ll 1$) à la constante de Hall R_H par l'expression :

$$\Delta R_t = \frac{R_H B}{h_e} C_H^t(\mu_H B), \quad (\text{II.10})$$

$$\text{avec} \quad C_H^t(\mu_H B) = \frac{K_H^t(\mu_H B)}{\mu_H B} \quad (\text{II.11})$$

$$\text{et} \quad R_H = \rho \mu_H \quad (\text{II.12})$$

Le calcul des coefficients K_o^t , K_a^t et K_H^t permet donc d'accéder aux paramètres électriques du matériau semiconducteur et de prétendre à une détermination absolue pour μ_H et n .

II.2.3.2-Détermination des coefficients dans l'hypothèse d'une injection de courant bidimensionnelle

a) Méthode de détermination et valeurs obtenues

Puisque la méthode analytique est utilisable nous avons choisi de l'adapter à la géométrie de notre système. Pour effectuer le calcul, on considère une injection de courant bidimensionnelle dans laquelle on prend en compte uniquement le contour de l'électrode qui correspond à une équipotentielle.

La figure II.6 montre la configuration échantillon-électrodes choisie. L'échantillon carré est muni dans chaque angle d'un contact de forme rectangulaire.

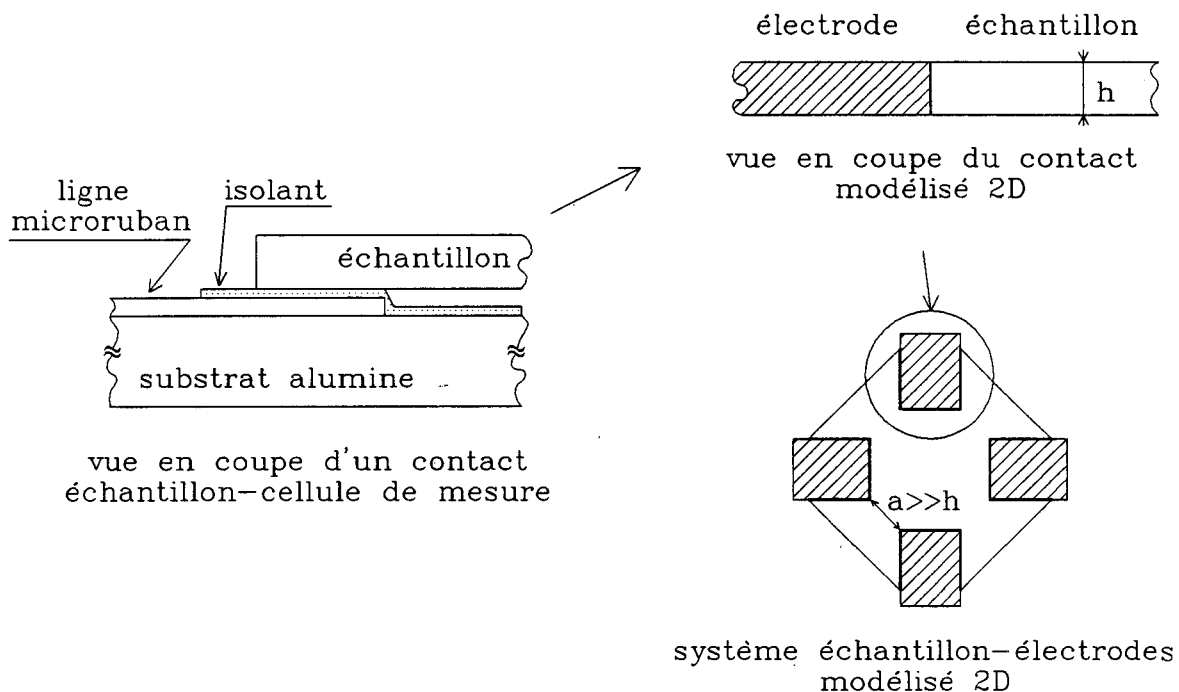


Fig.II.6: *Modèle d'injection bidimensionnelle.*

La méthode de calcul consiste alors à transformer le système échantillon-contacts du plan physique noté ζ en un nouveau système d'un plan noté W à l'aide d'une transformation conforme. Cette nouvelle configuration est particulièrement bien adaptée à un calcul simple des résistances puisque le champ électrique est uniforme dans le plan W . Cette propriété est également exploitable dans le cas où un champ magnétique est appliqué perpendiculairement au système. Le détail des calculs est fourni dans l'annexe 1.

Les résultats de la détermination théorique des coefficients $K_0^t(\mu_H B)$ et $K_a^t(\mu_H B)$, $K_H^t(\mu_H B)$ et $C_H^t(\mu_H B)$ sont donnés respectivement sur les figures II.7 et II.8. La comparaison de ces valeurs avec les déterminations expérimentales est présentée dans le paragraphe II.3.1.1.

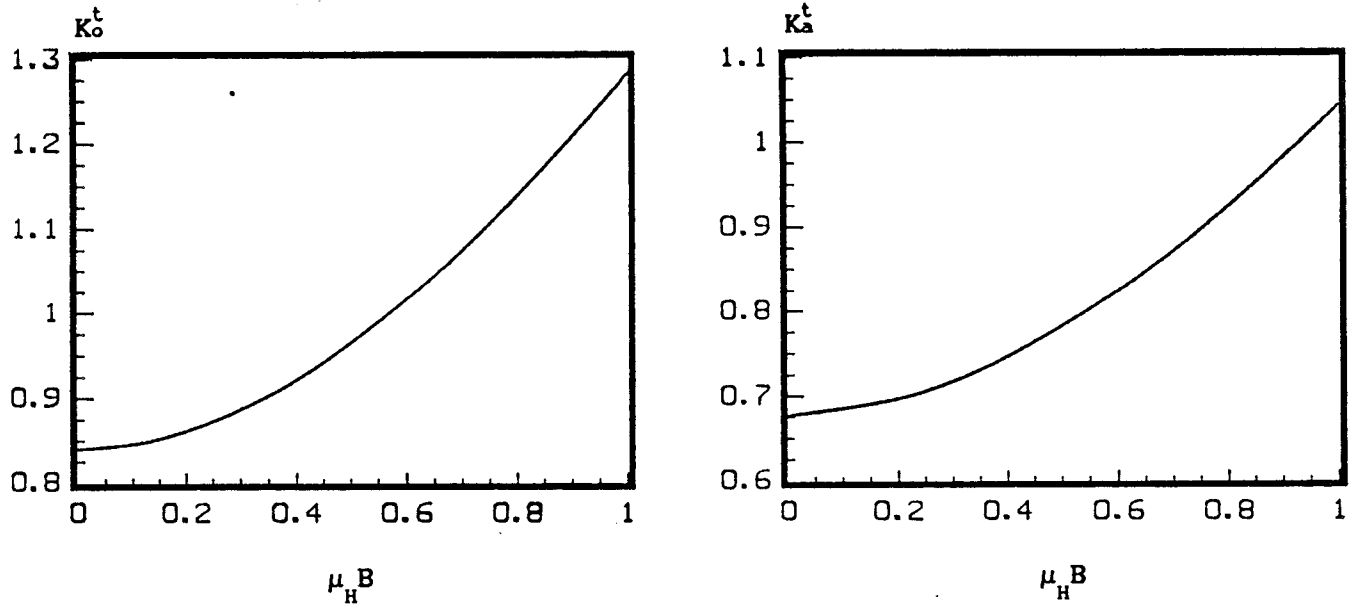


Fig.II.7: Variations des coefficients théoriques K_o^t et K_a^t en fonction $\mu_H B$.

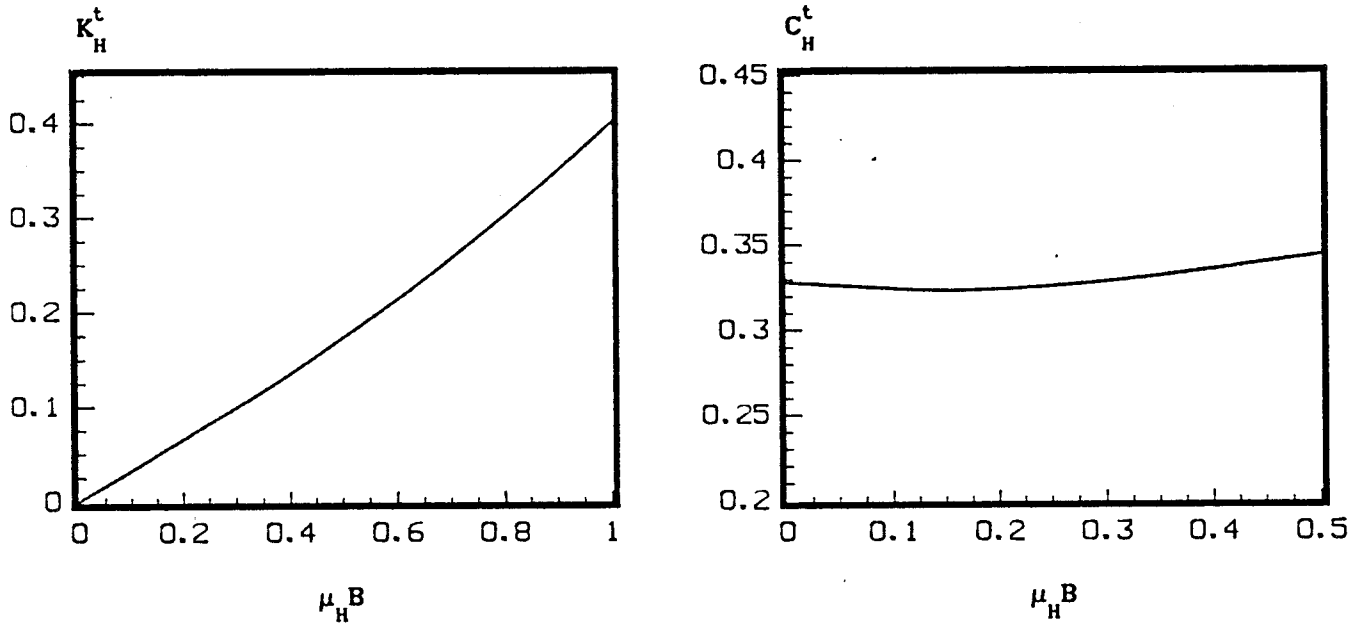


Fig.II.8: Variations des coefficients théoriques K_H^t et C_H^t en fonction $\mu_H B$.

On remarque que le rapport des coefficients $K_o^t(\mu_H B)$ et $K_a^t(\mu_H B)$ ne dépend pas de $\mu_H B$, en effet :

$$\frac{R_a}{R_o} = \frac{K_a^t(\mu_H B)}{K_o^t(\mu_H B)} = 0.8 \quad (II.13)$$

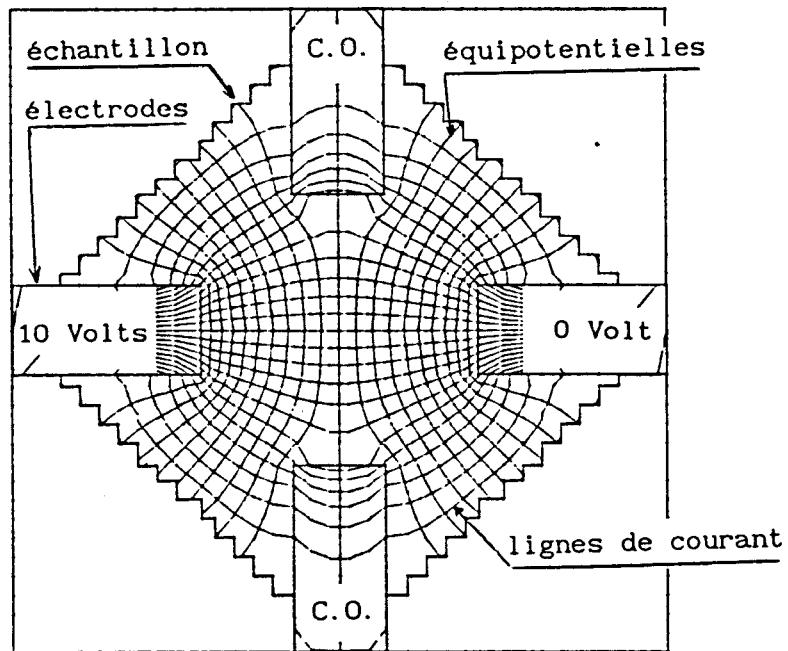


Fig.II.9: Equipotentiellles et lignes de courant pour la configuration de mesure de R_o .

C.O. : circuit ouvert

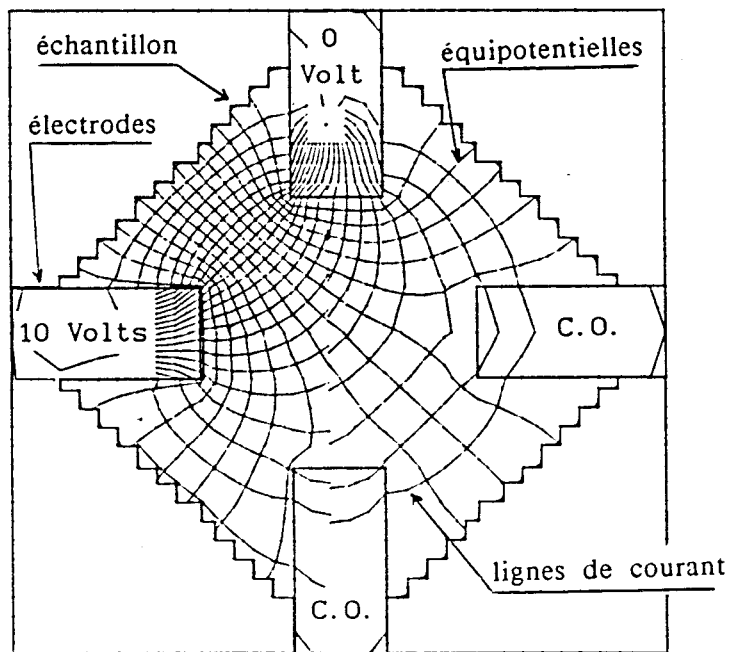


Fig.II.10: Equipotentiellles et lignes de courant pour la configuration de mesure de R_a .

b) Cartographie électrique à champ magnétique nul

Une étude complémentaire concernant la configuration des équipotentielles et lignes de courant a été effectuée à l'aide d'un logiciel* [7] qui utilise la méthode des différences finies. Il permet de traiter le cas d'échantillons bidimensionnels, en courant continu et à champ magnétique nul.

Les résultats de la simulation sont présentés sur les figures II.9, et II.10. Ce logiciel permet aussi de déterminer la valeur des coefficients $K_o^t(0)$ et $K_a^t(0)$, on trouve :

$$K_o^t(0) = 0.84$$

$$K_a^t(0) = 0.68$$

On constate le bon accord obtenu entre les résultats de cette simulation et ceux du calcul analytique précédent.

En particulier :

$$\frac{K_a^t(0)}{K_o^t(0)} = 0.809$$

*Nous remercions le professeur Thery (CRESMAT USIL-FA) et son équipe qui nous ont permis de mener à bien cette étude.

II.2.3.3-Exploitation des mesures de magnétorésistance

a) Détermination de la mobilité μ_H

L'effet de magnétorésistance qui se manifeste entre deux accès opposés peut être caractérisé par la variation relative $\frac{R_o(B)-R_o(0)}{R_o(0)}$ notée $\frac{\Delta R_o}{R_o}(\mu_H B)$. La connaissance de $K_o^t(\mu_H B)$ permet de déterminer facilement $\frac{\Delta R_o}{R_o}(\mu_H B)$. En effet :

$$\frac{\Delta R_o}{R_o}(\mu_H B) = \frac{K_o^t(\mu_H B) - K_o^t(0)}{K_o^t(0)} \tag{II.14}$$

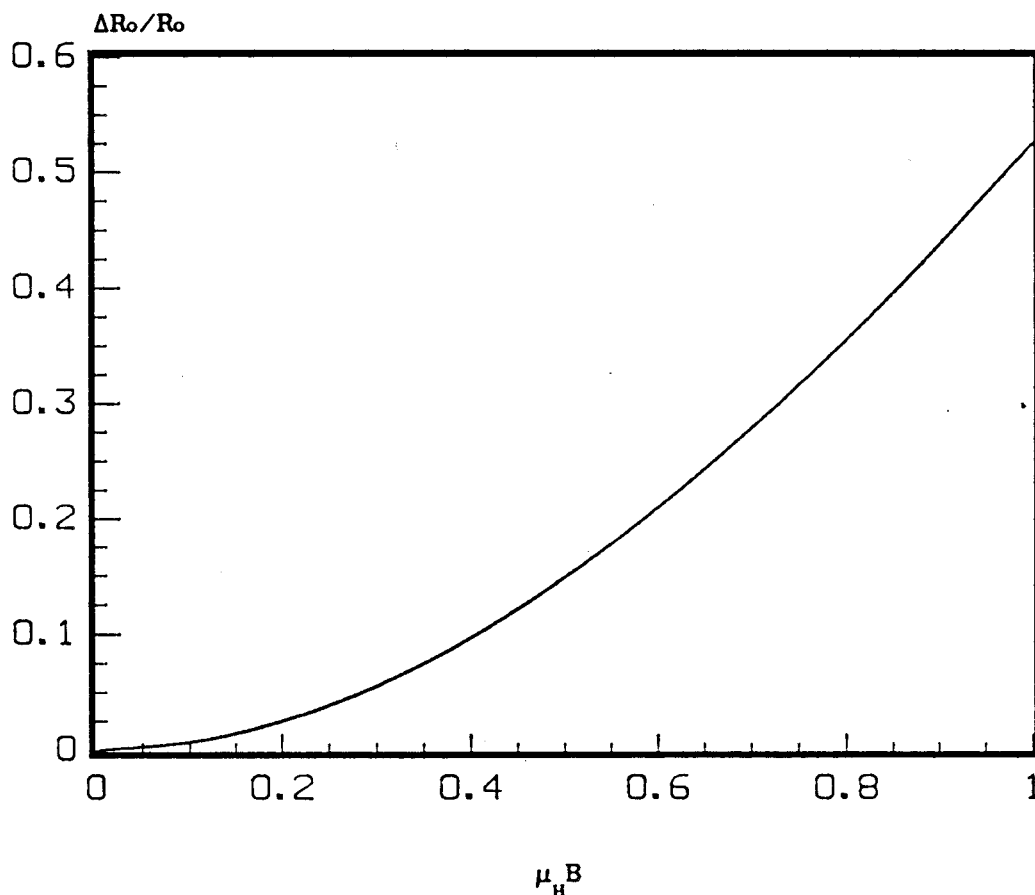


Fig.II.11: Evolution théorique de la magnétorésistance. en fonction de $\mu_H B$

La figure II.11 représente l'évolution théorique de ce rapport en fonction de $(\mu_H B)$.

Cette courbe est utilisée pour obtenir la valeur de la mobilité de Hall, à partir des mesures de magnéto-résistance effectuées sous un champ magnétique B donné.

L'examen de cette courbe, montre que pour une précision de mesure constante pour $\frac{\Delta R_o}{R_o}(\mu_H B)$, la précision sur μ_H devient faible pour $\mu_H B < 0.3$ environ.

b) Détermination de la densité n

La connaissance de la résistance carrée mesurée préalablement ($R_{\square} = \frac{R_o(0)}{K_o^t(0)}$) et de celle de l'épaisseur électrique h_e permet de déterminer n à partir de μ_H , en effet :

$$n = \frac{1}{q R_{\square} h_e \mu_H} \quad (\text{II.15})$$

II.2.3.4-Exploitation des mesures d'effet Hall

L'exploitation des mesures d'effet Hall est effectuée à partir de la résistance de transfert ΔR_t (II.9). La figure II.12 donne les résultats du calcul théorique de la variation relative de celle-ci en fonction de $\mu_H B$ pour différentes valeurs de R_{\square} .

Ce réseau de courbes est utilisé pour obtenir la valeur de la mobilité μ_H à partir des mesures d'effet Hall.

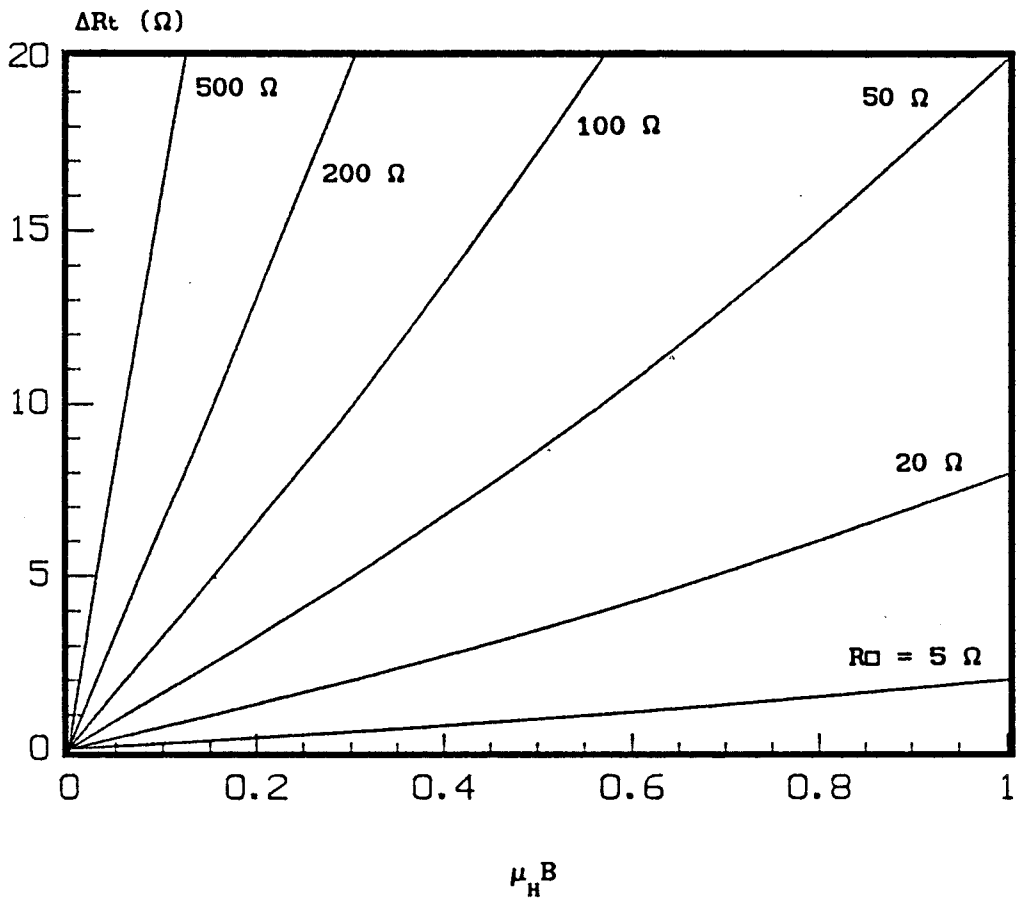


Fig. II.12: Evolution théorique de ΔR_t due à l'effet Hall en fonction de $\mu_H B$

L'examen de ce réseau, montre que pour une précision de mesure constante sur ΔR_t la précision sur μ_H est moins bonne pour les faibles valeurs de R_0 . Cette situation correspond, pour des échantillons classiques ^[8], à de faibles valeurs de μ_H . Toutefois, dans ce cas, l'exploitation des mesures d'effet Hall reste possible contrairement à celle des mesures de magnétorésistance. Ces considérations sont complétées par une discussion sur les limitations expérimentales du dispositif dans le paragraphe V.2.

La détermination de la densité de porteurs libres n s'effectue alors comme dans le cas de la magnétorésistance, à partir de l'expression (II.15).

II.2.3.5-Conditions d'exploitation des deux procédés

Nous venons de voir qu'il est théoriquement possible de déterminer les caractéristiques électriques de l'échantillon à partir des mesures de magnétorésistance ou d'effet Hall avec notre dispositif. En pratique les mesures de magnétorésistance manquent de précision pour la détermination des faibles mobilités (§ II.2.3.3), si on utilise des champs magnétiques $B \leq 1$ T. On considère ces mesures comme exploitables si la variation $\frac{\Delta R_0}{R_0}$ reste supérieure à 10% lorsque B passe de 0 à 1 T. De ce fait, la gamme des mobilités mesurables correspond à $\mu_H > 4000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ pour $B = 1$ T.

Pour des mobilités inférieures à $4000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$, les mesures d'effet Hall restent possibles (§ II.2.3.4). Toutefois, il faut tenir compte des limitations expérimentales propres au dispositif utilisé qui fixent la gamme d'investigation des deux procédés de mesure (§ V.2).

Il faut souligner que ces limitations sont précisées pour des mesures à température ambiante et que le fait de travailler à la température de l'azote liquide améliorerait les performances en ce qui concerne les mesures de magnétorésistance.

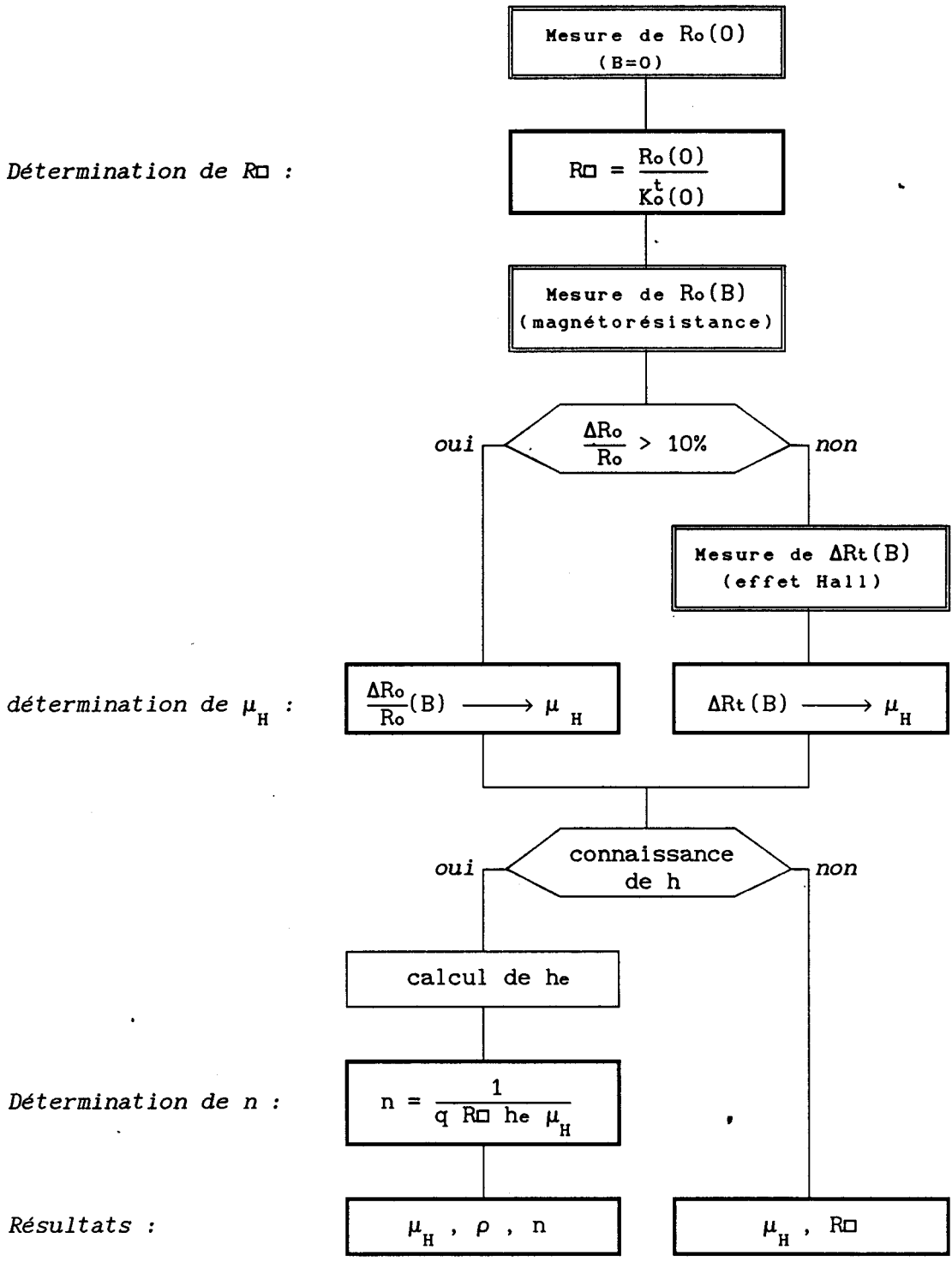


Fig.II.13: Organigramme d'exploitation des mesures d'effet Hall et de magnétorésistance.

L'organigramme de la figure II.13 présente de façon synoptique l'enchaînement des opérations conduisant à la détermination des paramètres électriques du matériau testé.

On peut distinguer trois étapes :

-a) Première étape : détermination de la résistance carrée.

A partir de la mesure de $R_0(0)$, on détermine la résistance carrée (voir § II.2.3).

-b) Deuxième étape : détermination de la mobilité de Hall.

La mobilité est déterminée à partir des mesures de magnéto-résistance si la variation relative $\Delta R_0/R_0$ est supérieure à 10% lorsque le champ magnétique passe de 0 à B (voir § II.2.3.3.a). Dans le cas contraire on cherche à exploiter les mesures d'effet Hall (voir § II.2.3.4).

-c) Troisième étape : détermination de la densité de porteurs n.

La détermination de n et de ρ nécessite le calcul de l'épaisseur électrique h_e , connaissant l'épaisseur géométrique h. Pour cela, il est nécessaire de tenir compte des épaisseurs h_s et h_i des zones désertées de l'échantillon dues aux potentiels de surface et d'interface respectivement.

On a alors :

$$h_e = h - (h_i + h_s) \quad (\text{II.16})$$

Pour une épitaxie de type n, h_s correspond à l'épaisseur W définie au paragraphe II.2.1 pour le calcul de la capacité de la zone désertée.

Pour des épitaxies de type n faiblement dopées ($<10^{16} \text{ cm}^{-3}$), on peut de la même façon évaluer l'épaisseur h_i de la zone désertée à l'interface couche active-substrat semi-isolant en utilisant la relation ^[2] :

$$h_i = \left[\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_s}{n q} \left(\frac{E_c - E_t}{q} - \frac{K T}{q} \left(1 + \ln \frac{N_c}{n} \right) \right) \right]^{1/2} \quad (\text{II.17})$$

où $E_c - E_t$ représente la différence de niveau d'énergie entre les pièges du semi-isolant et le bas de la bande de conduction de la couche active. Dans le cas du type de substrat semi-isolant : GaAs compensé chrome, utilisé au laboratoire, la valeur de $E_c - E_t$ est estimée à 0.75 eV ^[2].

Pour des dopages plus importants ($>10^{17} \text{ cm}^{-3}$), la relation précédente n'est plus valable et l'épaisseur de la zone désertée se limite à la longueur de Debye dont la valeur est donnée par :

$$\lambda_d = \left[\frac{\varepsilon_0\varepsilon_s K T}{n q^2} \right]^{1/2} \quad (\text{II.18})$$

Les valeurs de R_H , de ρ et de h_e sont calculées par itération à l'aide des expressions de h_s , h_i et des formules suivantes :

$$R_H = \mu_H h_e R_{\square}, \quad (\text{II.19})$$

$$n = \frac{1}{q R_H} \quad (\text{II.20})$$

**II.3-ETUDE EXPERIMENTALE DES CONTACTS CELLULE-ECHANTILLON
ET ADAPTATION DU MODELE**

II.3.1-Etude expérimentale des contacts

II.3.1.1-Mesures préliminaires

a) Capacités de contact

Les valeurs mesurées pour les capacités de contact sont présentées sur la figure II.14. On remarque qu'elles varient en moyenne entre 8 et 20 pF en fonction du dopage n de l'échantillon. Elles sont largement inférieures à celles estimées par le calcul (§ II.2.1). Cette figure montre néanmoins une évolution assez similaire des valeurs théoriques et expérimentales en fonction de n .

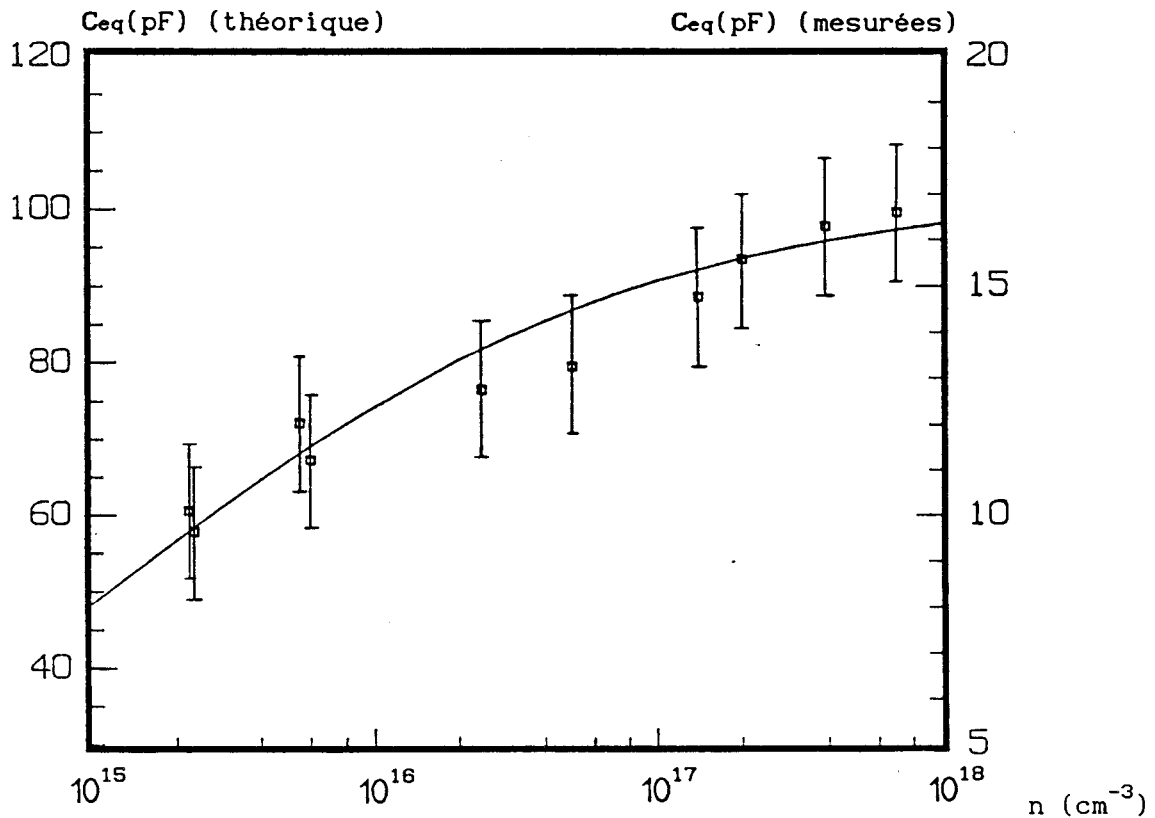


Fig. II.14: Evolutions théorique et expérimentale pour les capacités de contact en fonction du dopage de la couche active.

— : évolution théorique,
 □ : valeurs expérimentales.

b) Coefficients $K_0(0)$ et $K_a(0)$

La figure II.15 donne l'évolution de R_0 en fonction de la résistance carrée d'échantillons standards.

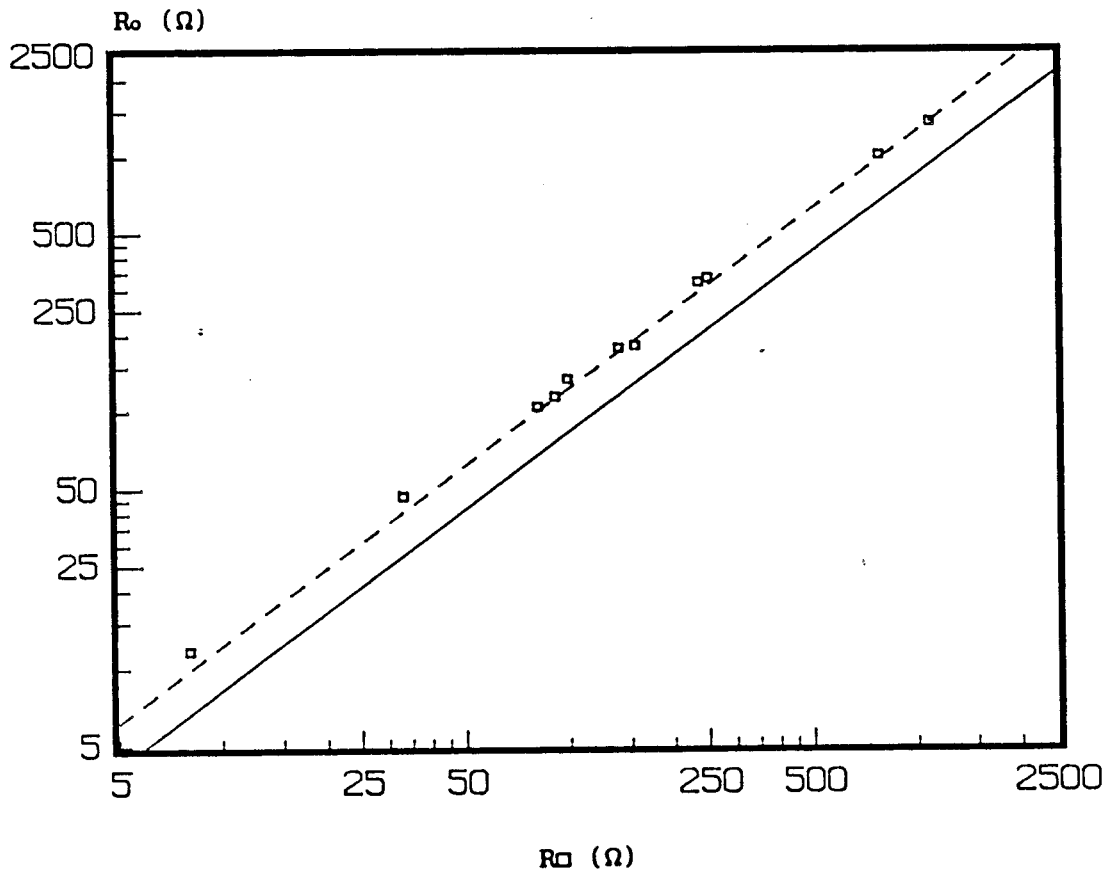


Fig.II.15: Evolutions théorique et expérimentale de R_0 en fonction de R_{\square} .

- : évolution théorique,
- : valeurs mesurées,
- - : droite de régression expérimentale.

- La courbe continue correspond à la grandeur R_0 théorique obtenue à partir de l'expression (II.7) dans laquelle :

$$R_{\square} = \frac{\rho}{h_e} , \tag{II.21}$$

on a alors $R_0 = R_{\square} K_0^t(0)$ (II.22)

La valeur de $K_0^t(0)$ a été donnée au paragraphe II.2.3.2.a, rappelons cette valeur :

$$K_0^t(0) = 0.84$$

- Les points expérimentaux correspondent aux valeurs R_0 mesurées. La droite de régression relative à ces points est tracée en pointillés. On remarque que celle-ci est bien parallèle à la droite théorique, cependant elle donne un coefficient expérimental qui diffère de $K_0^t(0)$:

$$K_0 = 1.30 \mp 0.1$$

La figure II.16 donne l'évolution de R_a en fonction de la résistance carrée d'échantillons standards.

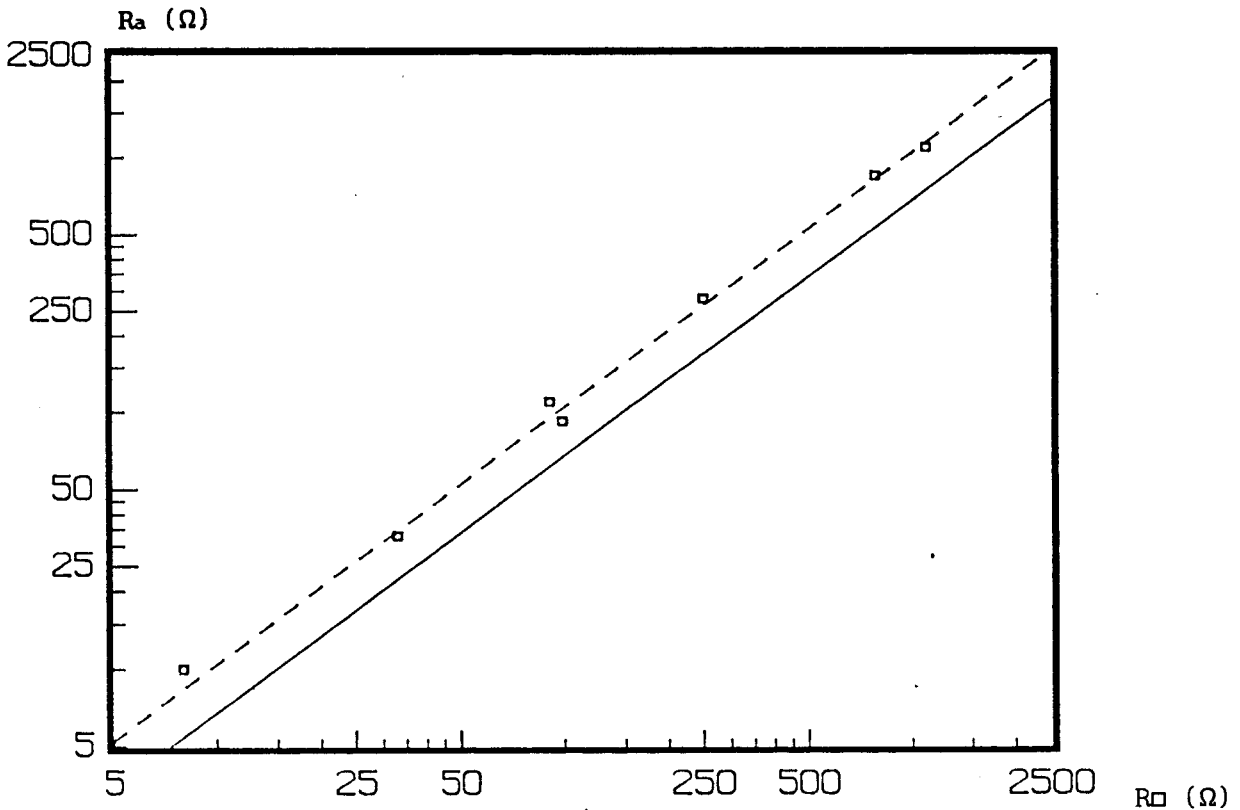


Fig.II.16: Evolutions théorique et expérimentale de R_a en fonction de R_0 .

- : évolution théorique,
- : valeurs mesurées,
- - : droite de régression expérimentale.

Une analyse analogue à celle effectuée pour R_0 montre que :

$$\begin{aligned} K_a^t &= 0.68 \\ K_a &= 1.05 \mp 0.1 \end{aligned}$$

Il existe donc un écart entre les valeurs théoriques et expérimentales pour les coefficients $K_0(0)$ et $K_a(0)$. Par contre, on peut noter l'égalité des rapports suivants :

$$\frac{K_a^t(0)}{K_0^t(0)} = \frac{K_a(0)}{K_0(0)} = \frac{R_a}{R_0} = 0.8 \quad (\text{II.23})$$

c) Coefficients $K_H(\mu_H B)$, $K_0(\mu_H B)$ et $K_a(\mu_H B)$

La figure II.17 donne l'évolution de $\Delta R_t / R_0$ en fonction de $\mu_H B$. Les valeurs de R_0 et de μ_H sont celles d'échantillons standards.

- La courbe continue correspond à l'évolution du coefficient K_H^t théorique puisque la relation (II.9) s'écrit :

$$\frac{\Delta R_t}{R_0} = K_H^t(\mu_H B) \quad (\text{II.24})$$

Cette courbe est tracée par interpolation à partir d'un ensemble de points calculés. Une bonne interpolation est obtenue en utilisant un polynôme $P_6(\mu_H B)$ de degré six.

- La courbe de regression tracée en pointillés relative aux points expérimentaux correspond à un polynôme $P_6^e(\mu_H B)$.

La comparaison des polynômes précédents montre que : $P_6 = 0.49 P_6^e$.

Par conséquent :

$$K_H^t(\mu_H B) = 0.49 K_H(\mu_H B), \quad (\text{II.25})$$

dans la gamme des résistances carrées accessibles expérimentalement.

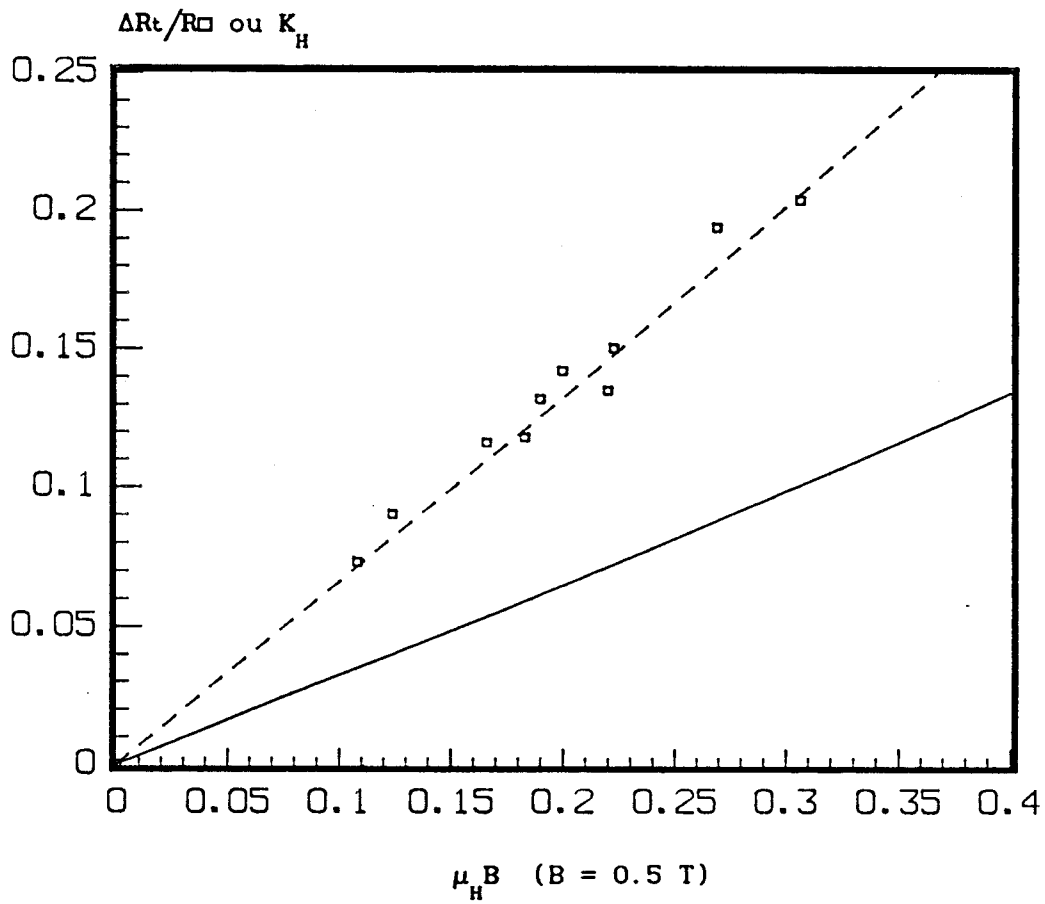


Fig. II.17: Evolutions théorique et expérimentale de K_H en fonction de $\mu_H B$

- : évolution théorique,
- : valeurs mesurées,
- - : courbe de régression expérimentale.

La figure II.18 donne l'évolution de $\sqrt{\Delta R_o/R_o}$ en fonction de $\mu_H B$. Les valeurs de μ_H sont celles d'échantillons standards.

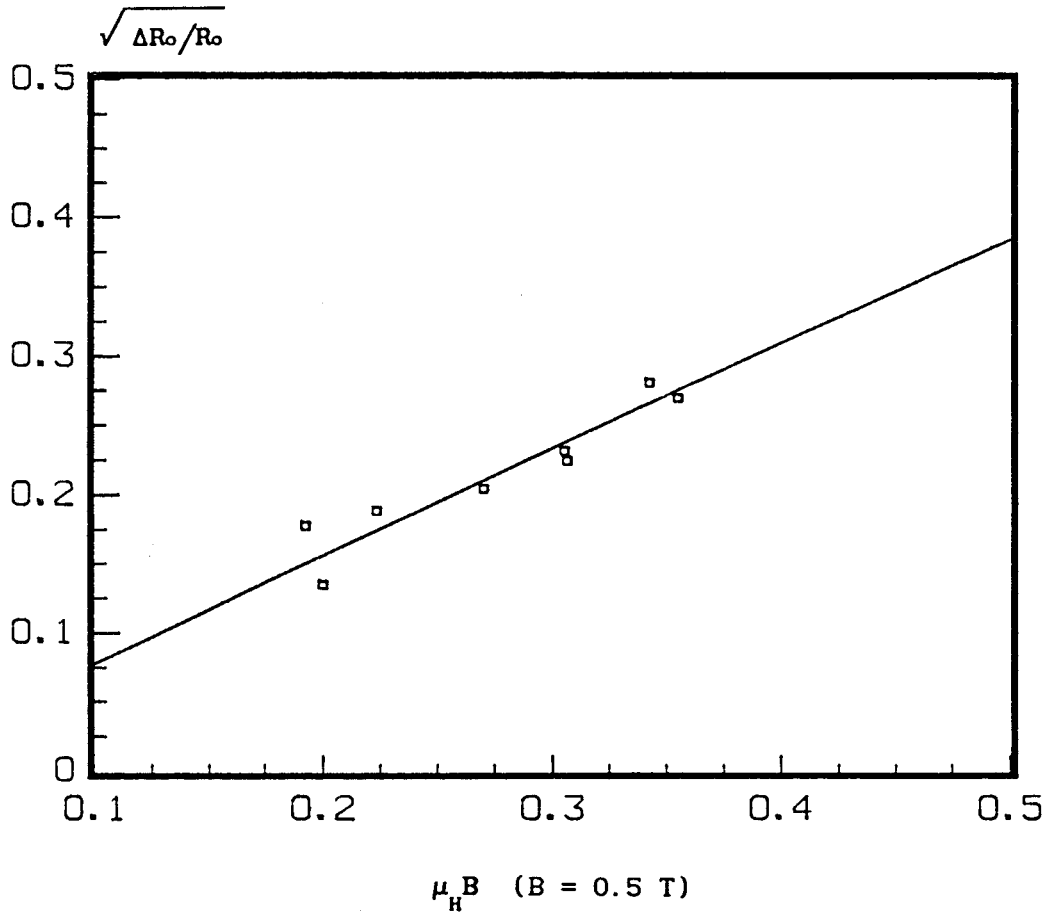


Fig. II.18: Evolutions théoriques et expérimentales de $\sqrt{\Delta R_o/R_o}$ en fonction de $\mu_H B$

— : évolution théorique,
 □ : points expérimentaux.

- La courbe continue correspond aux variations théoriques de $\sqrt{\Delta K_o^t/K_o^t}$ puisque (voir § II.2.3.3.a) :

$$\frac{\Delta K_o^t(\mu_H B)}{K_o^t(0)} = \frac{\Delta R_o(\mu_H B)}{R_o(0)} \quad (\text{II.26})$$

- Cette courbe constitue en fait une courbe de régression pour les valeurs expérimentales. Par conséquent, il y a un bon accord entre les évolutions des valeurs théorique et expérimentale du coefficient $K_0(\mu_H B)$ dans la gamme des mobilités accessibles à partir des mesures de magnéto-résistance.

Une étude analogue à la précédente a été faite sur K_a à titre de contrôle. Elle montre qu'il y a aussi un bon accord entre les évolutions des valeurs théorique et expérimentale des coefficients $K_a(\mu_H B)$. De plus, elle permet de vérifier l'égalité des rapports suivants :

$$\frac{K_a^t(\mu_H B)}{K_0^t(\mu_H B)} = \frac{K_a(\mu_H B)}{K_0(\mu_H B)} = \frac{R_a}{R_0} = 0.8 \quad (\text{II.27})$$

II.3.1.2-Etudes complémentaires

On peut supposer, que le désaccord précédent est en partie lié au fait que l'application de l'échantillon sur l'électrode isolée n'est pas parfaite. Pour estimer l'importance des paramètres qui interviennent sur ce type de contact, nous avons effectué quelques études complémentaires.

a) Etude de la planéité des électrodes

L'échantillon ne touche pas de manière uniforme l'électrode isolée puisque la rugosité du substrat donnée par le constructeur est de $0.2 \mu\text{m}$ en moyenne. Pour estimer la planéité et la rugosité de l'électrode isolée, un relevé de profil des électrodes a été effectué. La figure II.19 relative au profil d'une électrode, montre que la rugosité moyenne est de l'ordre de $0.25 \mu\text{m}$ et qu'il existe par conséquent un film d'air d'épaisseur variable entre l'échantillon et le diélectrique.

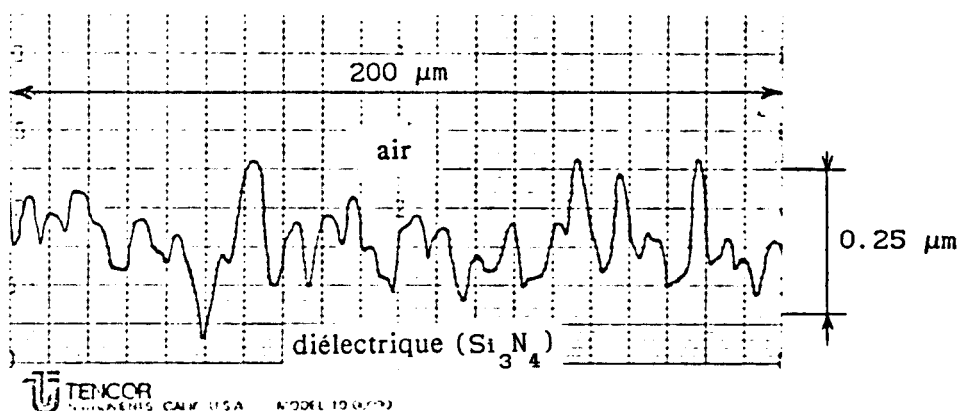


Fig. II.19: Relevé de la rugosité d'une électrode isolée de la cellule.

On peut estimer la valeur de la capacité C du contact électrique en supposant l'isolant formé d'une couche de Si_3N_4 d'épaisseur $0.15 \mu\text{m}$ et d'une couche d'air d'épaisseur $0.25 \mu\text{m}$ (fig. II.20). On obtient :

$$\frac{C_i}{C} = 4.75$$

où C_i est la capacité calculée dans le paragraphe II.2.1.

Pratiquement, le rapport entre C_i et la capacité mesurée est de l'ordre de 5, ce qui semble bien confirmer l'hypothèse d'un contact non uniforme.

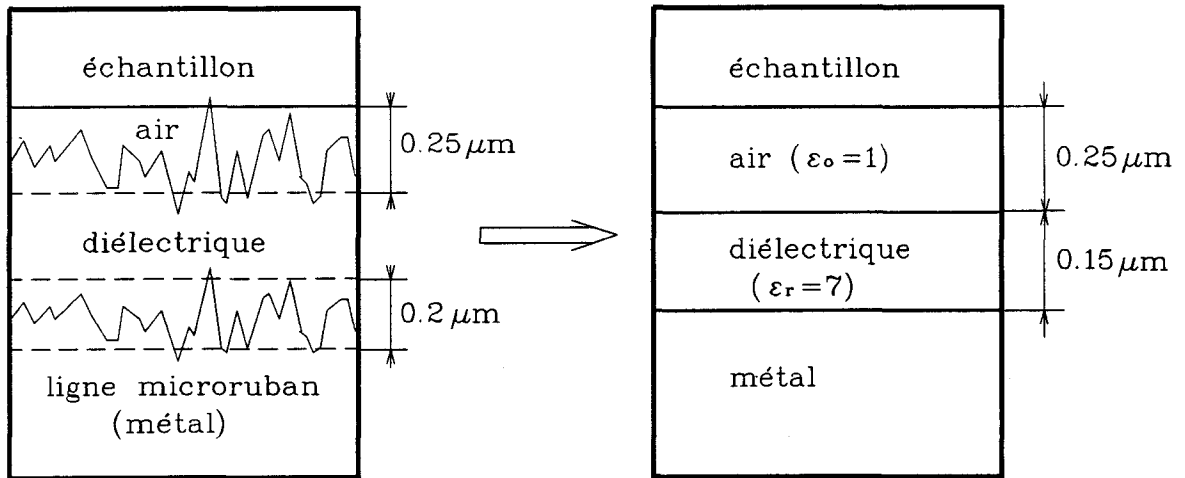


fig.II.20: Configuration simplifiée de la capacité C de contact.

b) Etude de la relation capacité-surface de contact

On a utilisé trois cellules de mesure comportant des largeurs de ligne différentes et on a mesuré les capacités de contact obtenues dans chaque cas. Le résultat indique que la capacité est bien proportionnelle à la surface du contact.

c) Influence de la propreté du contact

Des mesures répétitives montrent que la présence de poussières indésirables entre échantillon et électrode isolée diminue fortement la valeur de la capacité de contact. Un simple rincage à l'acétone puis à l'alcool suffit pour les éliminer.

Ces études montrent qu'il serait possible d'augmenter la valeur des capacités de contact, en particulier, en polissant les électrodes. Néanmoins cette opération n'est pas nécessaire ici car les valeurs de capacités obtenues avec la cellule réalisée sont suffisamment grandes pour permettre la détermination des faibles résistances carrées (§ II.3.2.1).

II.3.2-Adaptation du traitement pour la détermination de μ_H et n

II.3.2.1-Prise en compte des capacités de contact

Les études précédentes montrent qu'il existe un désaccord entre les valeurs théoriques et expérimentales pour les capacités de contact. L'impédance de ces dernières, faible devant R_0 en général, doit être prise en compte dans le cas particulier de la mesure des faibles résistances carrées. Les procédures de mesure et de calcul sont détaillées au chapitre III. Elles ont été développées de manière à s'affranchir des mesures de phase. En effet, même dans ces conditions le formalisme de la matrice impédance permet un traitement du problème à partir du module des paramètres S_{ij} .

Dans tous les cas, la détermination préliminaire des capacités est effectuée et sert à contrôler la bonne qualité des contacts échantillon-cellule de mesure.

II.3.2.2-Renormalisation des coefficients

Le modèle bidimensionnel développé ci-dessus, peut paraître insuffisant puisque les études précédentes montrent l'existence d'un désaccord entre les valeurs théoriques et expérimentales pour les facteurs de forme.

Il faut cependant remarquer qu'il y a un bon accord pour ces coefficients en ce qui concerne leurs évolutions en fonction du champ magnétique. Ceci peut s'expliquer qualitativement par le fait que l'influence du champ magnétique sur les lignes de courant intervient seulement dans le plan parallèle à la surface de la couche active.

Dans ces conditions, si l'on accepte de déterminer R_0 , μ_H et n à partir d'un étalonnage effectué une fois pour toutes à l'aide d'échantillons standards, il n'est pas nécessaire de développer un modèle à trois dimensions pour le traitement du problème lié aux contacts électriques. On peut tout simplement adapter le modèle à deux dimensions précédent en renormalisant les coefficients K_a^t , K_o^t et $K_H^t(\mu_H B)$ grâce aux résultats de cet étalonnage.

II.4-CONCLUSION

La cellule de mesure originale présentée dans ce chapitre permet la détermination des grandeurs R_{\square} , μ_H et n de couches actives sur semi-insolant à partir de mesures d'effet Hall ou de magnétorésistance.

Le traitement des mesures peut être effectué sur la base d'un modèle bidimensionnel pour les effets magnétoélectriques. Les valeurs des coefficients sont simplement renormalisées à l'aide d'un étalonnage effectué une fois pour toutes à champ magnétique nul pour K_a et K_o , et avec une seule valeur de champ pour K_H . Rappelons qu'un étalonnage en fonction de B n'est pas utile puisque les évolutions théoriques avec B des coefficients nécessaires au traitement sont correctes.

Cette propriété est très importante car elle limite la séquence d'étalonnage. Les valeurs des coefficients qui sont essentielles pour le traitement peuvent alors être déterminées avec précision à partir d'un ensemble d'échantillons standards couvrant la gamme d'utilisation du dispositif.

Les impédances des capacités de contacts négligeables en général devant R_{\square} sont prises en compte uniquement dans le cas de la mesure des faibles résistances carrées.

Enfin, pour réaliser un dispositif expérimental simple le traitement s'opère uniquement sur les modules des paramètres S_{ij} (§ III.2) ce qui permet de s'affranchir des mesures de phase.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

- [1] H. Mathieu, Physique des semiconducteurs et des composants électroniques, Editions Masson, 1987.
- [2] A.Chandra, C.E.C. Wood, D.W. Woodard and L.F. Eastman, solid-St. Electron., 22, (1978), 645-650.
- [3] F. Gardiol, Traité d'électricité hyperfréquences, vol.XIII, Editions Georgi, 1981.
- [4] R.F. Wick, J. Appl. Phys., 25, 6, (1954), 741-756.
- [5] R. Chwang, B.J. Smith and C.R. Crowell, Solid-St. Electron., 17, (1974), 1217-1227.
- [6] D.J. White, M.L. knoteck and M.H. Ritchie, J. Appl. Phys., 44, 4, (1973), 1870-1877.
- [7] Kobru86-USER-CRESMAT/GIE, P. STANDAERT, 1986.
- [8] S.M. Sze, Physics of semiconductor devices, 2nd Edition, "A Wiley-Interscience publication", 1981.

CHAPITRE III
MESURES DES EFFETS MAGNETOELECTRIQUES
AVEC LA CELLULE ET SON ENVIRONNEMENT

CHAPITRE III

MESURES DES EFFETS MAGNETOELECTRIQUES AVEC LA CELLULE ET SON ENVIRONNEMENT

Dans ce chapitre nous décrivons tout d'abord le procédé expérimental utilisé pour la mesure des résistances R_0 et R_a . Ces déterminations sont effectuées uniquement à partir des modules des paramètres S_{ij} mesurés entre deux accès de la cellule, les deux autres étant en l'air. Nous détaillons ensuite, le procédé de mesure de l'effet Hall.

Nous indiquons pour chacun de ces procédés comment prendre en compte les termes liés aux capacités de contact mesurées dans une phase préliminaire.

Ces procédés sont conçus en vue d'une automatisation à faible coût d'un banc de mesure qui est décrit dans le chapitre IV.

III.1-DETERMINATION DES CAPACITES DE CONTACT ET CONDITIONS DE MESURE

Rappelons que le choix consistant à s'affranchir des mesures de phase permet de simplifier de façon importante la réalisation d'un banc de mesure automatique et de diminuer son coût. Pour faire les mesures dans de bonnes conditions, il faut que l'impédance des capacités de contact soit faible par rapport à R_{\square} ou constitue au plus un terme correctif. Dans tous les cas, il est donc nécessaire de mesurer ces capacités. Cette détermination préliminaire s'effectue en basse fréquence.

III.1.1-Mesures préliminaires des capacités de contact

La détermination des capacités de contact C_i est effectuée à une fréquence F_B suffisamment basse pour que leur impédance reste grande par rapport à R_{\square} :

$$F_B \ll \frac{1}{2\pi R_{\square} C_i} \quad i=1,2,3 \text{ ou } 4 \quad (\text{III.1})$$

Expérimentalement, on vérifie que pour $F_B \leq 5$ MHz cette condition est largement vérifiée dans toute la gamme d'utilisation du dispositif.

III.1.1.1-Configurations de mesure

Pour améliorer la précision des résultats, on utilise en fait les six configurations de mesure des capacités, présentées dans le tableau n° 1. En pratique, les cinq premières configurations de ce tableau suffisent, ce qui permet d'avoir trois déterminations indépendantes pour chaque capacité. La figure III.1 donne, par exemple, le schéma synoptique de la configuration numéro un.

Dans chaque configuration de mesure, les accès non utilisés sont court-circuités afin d'éliminer l'influence des capacités présentées par les lignes microruban et les câbles.

n° de la config. de mesure	accès d'injection	accès de mesure	accès en court-circuit	tension mesurée
1	1	2	3 et 4	$V_{1,2}$
2	1	3	2 et 4	$V_{1,3}$
3	1	4	2 et 3	$V_{1,4}$
4	2	3	1 et 4	$V_{2,3}$
5	2	4	1 et 3	$V_{2,4}$
6	3	4	1 et 2	$V_{3,4}$

Tableau n°1- Configurations de mesure des capacités

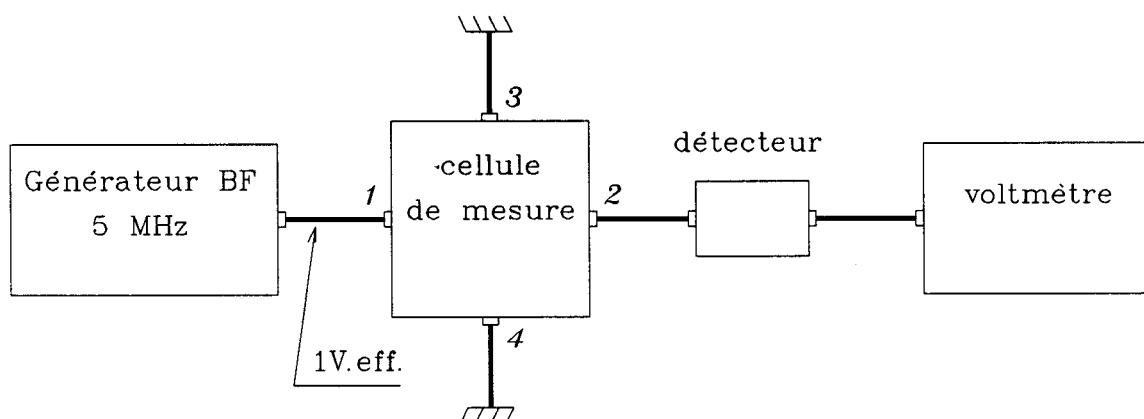


Fig.III.1: Schéma synoptique de la mesure des capacités dans la configuration n°1.

III.1.1.2-Détermination des capacités

Le schéma électrique équivalent de la cellule de mesure dans la configuration n°1 est représenté sur la figure III.2. On peut de même établir un schéma équivalent pour chacune des configurations du tableau numéro un.

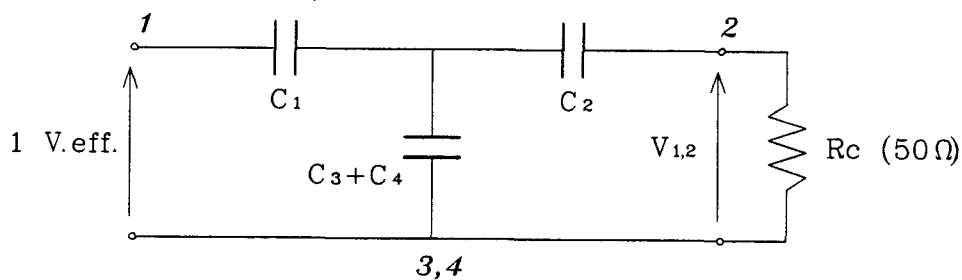


Fig.III.2: Schéma électrique de la cellule dans la configuration n°1.

A partir de cet ensemble, il est facile de calculer les expressions des $C_i (i=1,2,3 \text{ ou } 4)$ en fonction des tensions mesurées dans les différentes configurations, compte tenu du fait que les résistances R_{\square} et R_c sont faibles par rapport à l'impédance des capacités C_i à la fréquence de mesure f_B . Nous donnons, en exemple, trois expressions redondantes de C_1 obtenues par ce procédé :

$$C_1 \approx \frac{V_{1,2}}{V_e} \left[\frac{1}{R_c \omega} \right] \left[\frac{V_{1,3}}{V_{1,2}} + \frac{V_{1,4}}{V_{1,2}} + \frac{V_{1,3}}{V_{2,3}} + 1 \right], \tag{III.2}$$

$$C_1 \approx \frac{V_{1,3}}{V_e} \left[\frac{1}{R_c \omega} \right] \left[\frac{V_{1,2}}{V_{1,3}} + \frac{V_{1,2}}{V_{2,3}} + \frac{V_{1,4}}{V_{1,3}} + 1 \right], \tag{III.3}$$

$$C_1 \approx \frac{V_{1,4}}{V_e} \left[\frac{1}{R_c \omega} \right] \left[\frac{V_{1,2}}{V_{1,4}} + \frac{V_{1,2}}{V_{2,4}} + \frac{V_{1,3}}{V_{1,4}} + 1 \right], \tag{III.4}$$

C_1 peut être définie comme la valeur moyenne de ces trois expressions. Les valeurs des autres capacités sont obtenues de façon analogue.

III.1.2-Choix de la fréquence de travail pour la caractérisation

La détermination des résistances de l'échantillon est effectuée à une fréquence F permettant de concilier les deux conditions suivantes :

- F doit être suffisamment grande pour que les impédances des capacités de contact constituent une perturbation faible devant la résistance carrée de l'échantillon :

$$F \gg \frac{1}{2\pi R_0 C} \quad (\text{III.5})$$

où C est la capacité équivalente entre deux accès.

- F doit être choisie de telle sorte que la longueur d'onde guidée correspondante soit très grande devant la taille de l'échantillon. Dans ces conditions, ce dernier peut être traité en constantes localisées avec une bonne approximation.

Rappelons qu'en pratique, F peut être choisie dans la bande 1 - 2 GHz.

N° de la config.	accès d'injection	accès de mesure	accès en circuit-ouvert	coefficient mesuré et R déterminée
1	1	2	3 et 4	S ₂₁ → R ₁₂
2	3	4	1 et 2	S ₄₃ → R ₃₄

Tableau n°2- Configurations de mesure de R_o.

N° de la config.	accès d'injection	accès de mesure	accès en circuit-ouvert	coefficient mesuré et R déterminée
1	1	3	2 et 4	S ₃₁ → R ₁₃
2	1	4	2 et 3	S ₄₁ → R ₁₄
3	2	3	1 et 4	S ₃₂ → R ₂₃
4	2	4	1 et 3	S ₄₂ → R ₂₄

Tableau n°3- Configurations de mesure de R_a.

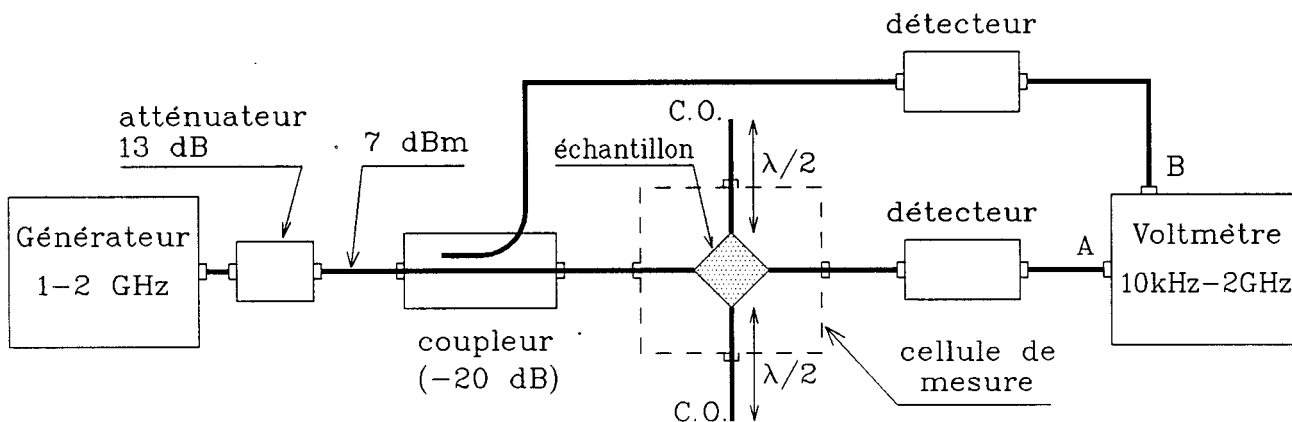


Fig.III.3: Schéma synoptique permettant de mesurer S₂₁.

III.2-MESURE DES RESISTANCES R_a ET R_o

III.2.1-Procédé et conditions de mesure

III.2.1.1-Procédé de mesure utilisé

La détermination des résistances R_o et R_a s'effectue à partir de la mesure des paramètres de transmission intervenant dans les configurations représentées sur les tableaux n° 2 et 3. Le courant est injecté à un seul accès, on mesure le coefficient de transmission à l'accès opposé pour déterminer la valeur de R_o , et à l'accès adjacent pour déterminer celle de R_a . Lors de la mesure, un circuit ouvert est ramené au niveau de l'échantillon sur les deux accès non utilisés. La figure III.3 représente, par exemple, le schéma synoptique utilisé lors de la mesure du coefficient S_{21} .

Cette méthode a l'avantage de permettre la mesure de résistances carrées importantes et de simplifier le traitement des données expérimentales.

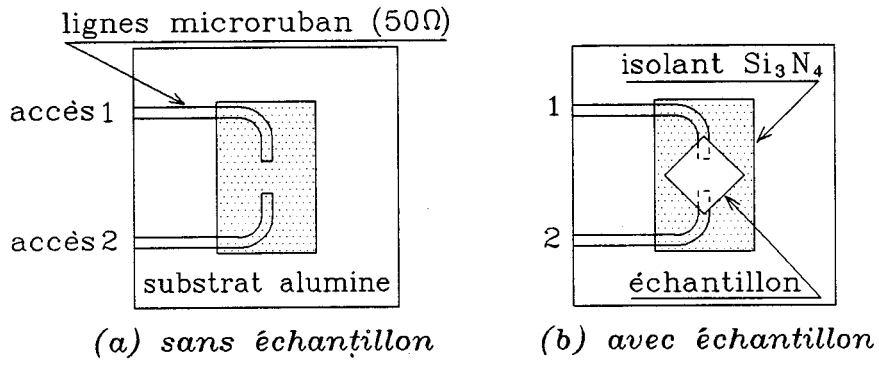


Fig. III.4- Cellule de mesure à deux accès.

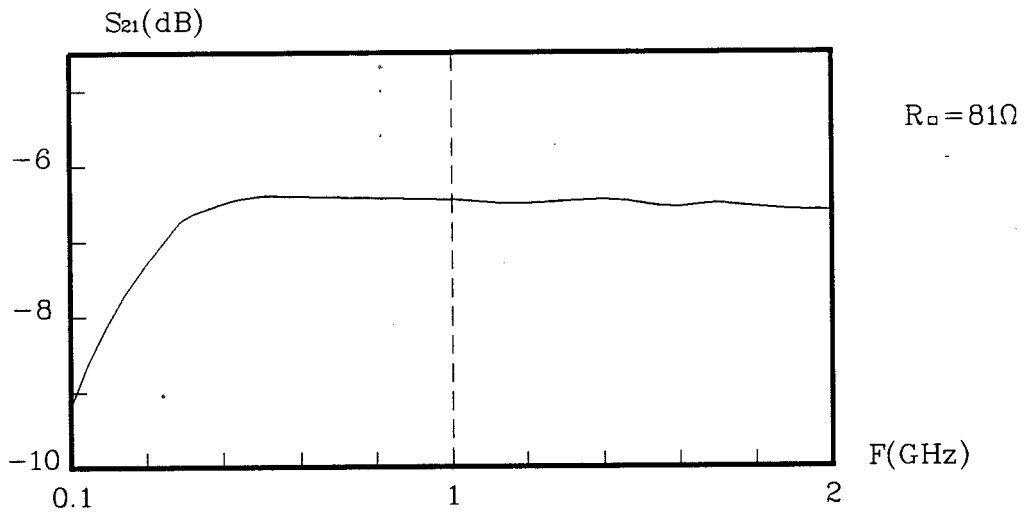


Fig. III.5: Evolution du S_{21} en fonction de la fréquence.

III.2.1.2-Conditions de mesurea) Comportement en fréquence de la cellule

Le comportement en fréquence de notre procédé de mesure est tout d'abord examiné à l'aide de la cellule de référence donnée sur la figure III.4.

Cette cellule, simplifiée comporte seulement deux accès. Elle n'est utilisable que pour des mesures de résistances. La figure III.5 montre l'évolution du paramètre de transmission en fonction de la fréquence pour un échantillon test de R_{\square} donnée.

On remarque en B.F. une variation de la transmission due à la présence des deux capacités de contact. Au delà de 1 GHz, la transmission est pratiquement constante ce qui indique que la capacité parallèle entre l'échantillon et le plan de masse est négligeable. Cette zone correspond donc à la condition :

$$F \gg \frac{1}{2\pi R_{\square} C_{12}} \quad (\text{III.6})$$

$$\text{où } \frac{1}{C_{12}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (\text{III.7})$$

Dans le cas de la cellule de caractérisation à quatre accès, la résistance de l'échantillon est mesurée entre deux accès, les deux autres étant en l'air à la fréquence de travail. Pour réaliser pratiquement cette condition, on utilise des micro-commutateurs situés à une distance d de l'échantillon comme l'indique la figure III.6.

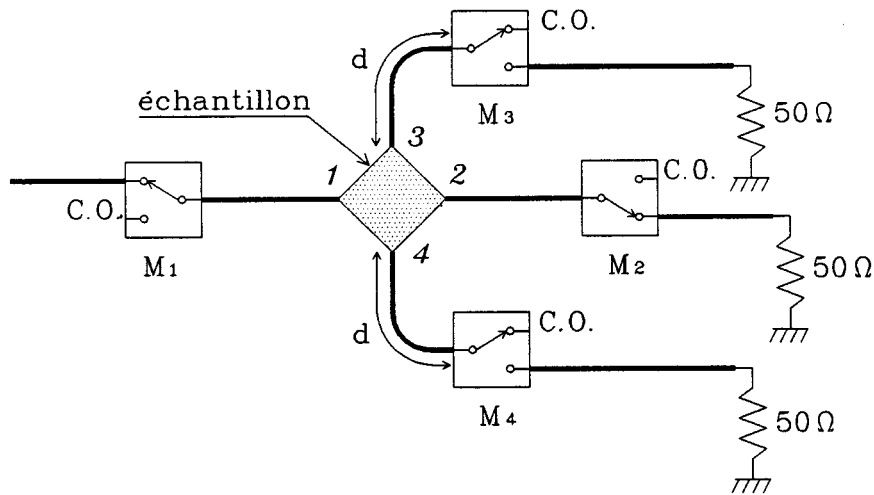


Fig. III.6: conditions de mesure de la résistance de l'échantillon.

La distance d est calculée pour que les impédances ramenées en 3 et 4 soient théoriquement infinies à la fréquence $F_0 = 1.5$ GHz, fréquence centrale de la gamme utilisable pour la caractérisation. Cette situation est réalisée lorsque M3 et M4 sont basculés sur la position circuit-ouvert (C.O.). Dans notre configuration : $d = \lambda_0/2$.

La figure III.7 montre l'évolution de la transmission entre 1 et 2 pour l'échantillon test mesuré précédemment avec la cellule de référence (fig. III.5).

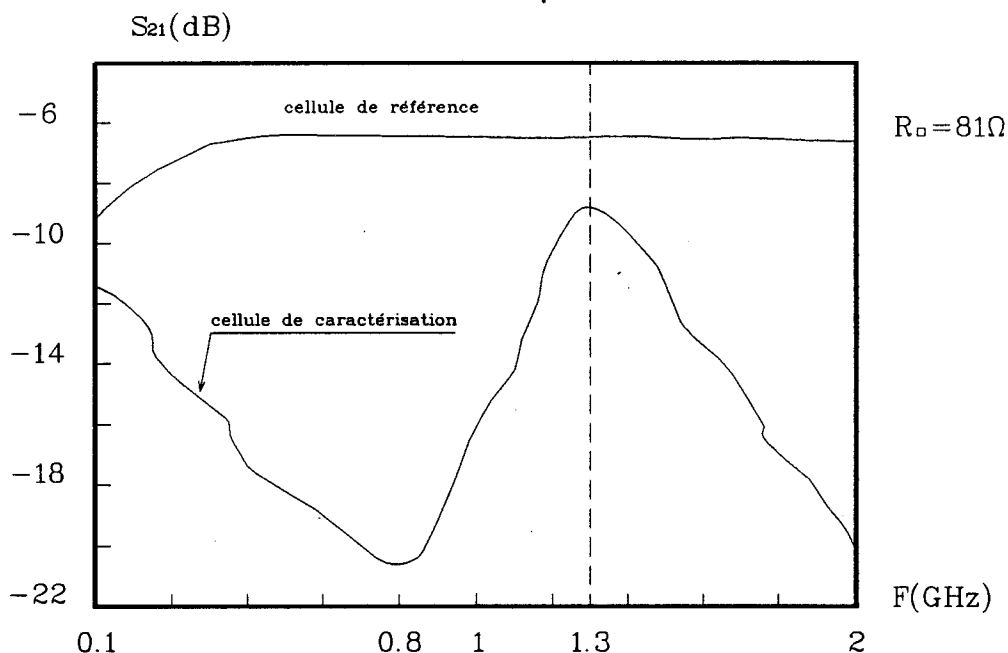


Fig. III.7: Evolution du coefficient S_{21} en fonction de la fréquence.

On remarque que le maximum de transmission ne se situe pas comme attendu, à $F_0 = 1.5$ GHz mais à $F = 1.3$ GHz. Ce décalage semble correspondre au fait que le micro-commutateur, en position C.O., se comporte en réalité comme une capacité C_c . Nous avons mesuré $C_c \approx 1$ pF à 1 GHz et cette valeur permet d'expliquer l'effet observé pour la position du maximum de transmission. Il existe aussi, à cette fréquence de 1.3 GHz, un écart de l'ordre de 2 dB entre les valeurs absolues des transmissions fournies par la cellule de référence et par la cellule de caractérisation. Cet écart s'explique en tenant compte des pertes d'insertion des micro-commutateurs M_1 et M_2 .

Sur la figure III.7, on remarque aussi l'existence d'un minimum pour la transmission situé à 800 MHz. Il traduit le fait que l'impédance ramenée sur les accès 3 et 4 est minimale. Dans ces conditions, la valeur $F_m = 800$ MHz s'explique de manière quantitative en tenant compte des impédances des capacités de contact (≈ 20 pF) et des capacités des micro-commutateurs (≈ 1 pF).

b) Choix de la fréquence de travail

A la fréquence F , la cellule de mesure se comporte donc comme la cellule de référence, aux pertes d'insertion près, dues aux micro-commutateurs. Nous choisissons cette fréquence de travail F pour laquelle les accès 3 et 4 sont fermés sur des impédances infinies. Le dispositif est alors équivalent à un quadripôle et nous tenons compte dans le traitement des données des pertes d'insertion P_c .

III.2.2-Détermination expérimentale de R_a et R_o

Le schéma électrique équivalent de la cellule de mesure à la fréquence F dans la configuration de mesure du paramètre S_{21} , par exemple, est représenté sur la figure III.8.

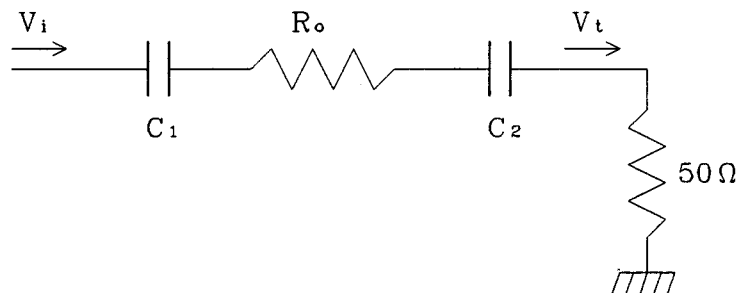


Fig.III.8: Schéma électrique équivalent de la cellule pour la mesure de R_o

A partir de ce schéma on peut facilement calculer R_{12} en fonction de C_1 , C_2 et de S_{21} :

$$R_{12} = 2R_c \left[\sqrt{\frac{1}{|S_{21}|^2} - \theta_{12} - 1} \right], \quad (\text{III.8})$$

pour la plupart des valeurs de R_c : $\theta_{12} = 0$,

dans le cas des R_c faibles : $\theta_{12} = \frac{1}{(2\omega C_1 C_2 R_c)^2}$, où $C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ et $\omega = 2\pi F$.

Par ailleurs, le fait d'utiliser deux configurations pour la mesure de R_0 et quatre pour celle de R_a , permet de moyennner les résultats et d'en améliorer la précision. De plus l'utilisation de différentes configurations permet de mettre en évidence les éventuels défauts traduisant une inhomogénéité de la couche épitaxiée. Dans la pratique, pour réaliser une caractérisation rapide, on peut mesurer seulement S_{21} et S_{43} pour déterminer R_{12} et R_{34} . En effet, on a vu que R_a et R_0 sont reliées par un coefficient connu, aussi la mesure de R_a est elle optionnelle.

III.3-MESURE DE LA RESISTANCE DE HALL

III.3.1-Procédé de mesure

La détermination de la résistance R_t telle qu'elle est définie au paragraphe II.2.2.2 n'est pas directe en hyperfréquence, puisque les différents accès de mesure sont chargés par 50Ω . De ce fait, on détermine R_t en la reliant, par exemple, au rapport $|S_{41}/S_{31}|$ dans le cas où l'onde incidente est envoyée sur l'accès n°1.

Ce procédé de détermination de R_t est possible dans toute la bande de fréquences 1 - 2 GHz comme l'indique la figure III.9. Cette dernière montre en effet, que le module des paramètres S_{31} et S_{41} est indépendant de la fréquence. On remarque aussi que l'écart entre les valeurs des modules de $S_{31}(B)$ et $S_{41}(B)$ est tout à fait significatif pour une valeur de $B = 1 \text{ T}$ facilement réalisable.

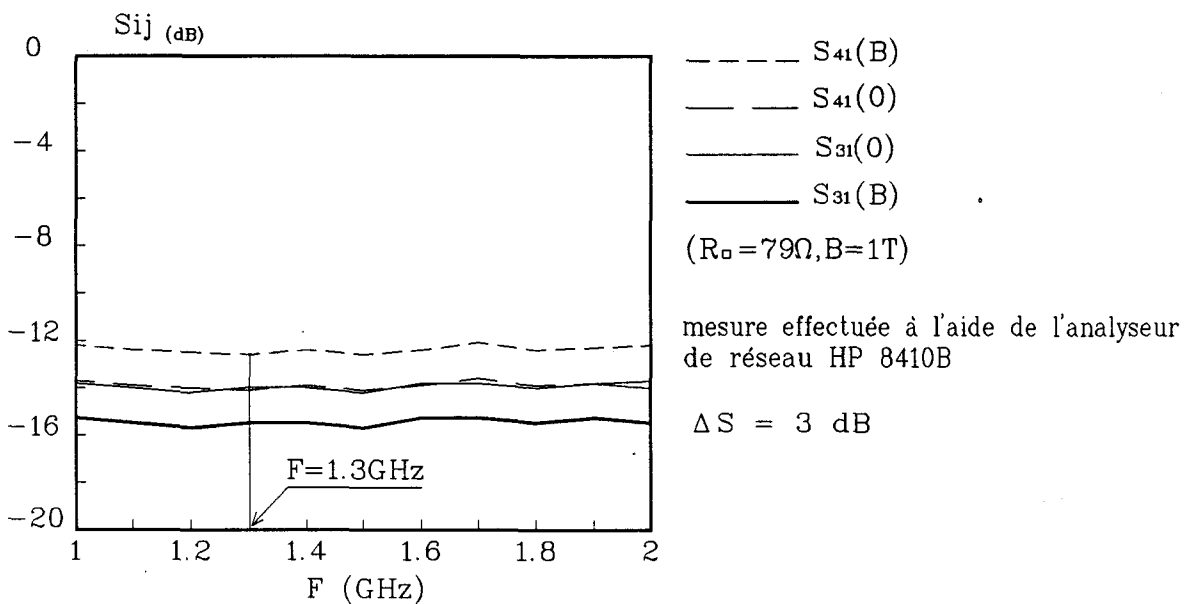


Fig. III.9: paramètres de transmission en fonction de la fréquence mesurés en absence et présence de B

Le calcul du rapport $|S_{41}/S_{31}|$ est effectué en utilisant la matrice impédance de l'échantillon définie au chapitre II. Rappelons ci-dessous les équations tension-courant pour le cas idéal d'un échantillon seul en prenant comme référence de potentiel la tension V_4 :

$$V_1 - V_4 = R_a i_1 + \left[R_a + \frac{R_t - R_o}{2} \right] i_2 + \frac{R_o + R_t}{2} i_3 \quad (\text{III.9})$$

$$V_2 - V_4 = \left[R_a - \frac{R_o + R_t}{2} \right] i_1 + R_a i_2 + \frac{R_o - R_t}{2} i_3 \quad (\text{III.10})$$

$$V_3 - V_4 = \frac{R_o - R_t}{2} i_1 + \frac{R_o + R_t}{2} i_2 + R_o i_3 \quad (\text{III.11})$$

Par ailleurs, on a :

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 = 0 \quad (\text{III.12})$$

Pour tenir compte des capacités de contact et des charges adaptées sur les sorties 2, 3 et 4, les relations précédentes sont complétées par les expressions (fig.II.4) :

$$V_i = -R_c i_i - i_i \theta_i \quad i = 2, 3 \text{ ou } 4 \quad (\text{III.13})$$

avec $\theta_i = 0$ pour la plupart des valeurs de R_c , et $\theta_i = \frac{1}{jC_i \omega}$ lorsque R_c est faible.

On obtient donc :

$$\left| \frac{i_4}{i_3} \right| = \left| \frac{\left(R_c + \frac{R_o}{2} + \frac{R_t}{2} + \theta_3 \right) \left(R_c + \frac{R_o}{2} + \frac{R_t}{2} + \theta_2 \right) - R_t (R_o - R_a)}{\left(R_c + \frac{R_o}{2} - \frac{R_t}{2} + \theta_4 \right) \left(R_c + \frac{R_o}{2} + \frac{R_t}{2} + \theta_2 \right) - R_t \left(R_c + R_a - \frac{R_o}{2} - \frac{R_t}{2} + \theta_4 \right)} \right| \quad (\text{III.14})$$

sachant que ^[1] : $i_4 = -a_1 S_{41} / \sqrt{R_c}$

$$i_3 = -a_1 S_{31} / \sqrt{R_c}$$

avec a_1 : amplitude normalisée de l'onde incidente envoyée sur l'accès 1

on a :

$$\left| \frac{S_{41}}{S_{31}} \right| = \left| \frac{i_4}{i_3} \right|$$

L'inversion numérique de cette expression permet d'obtenir R_t pour un champ magnétique donné à partir de la mesure de $\Delta S_{dB} = S_{41}_{dB} - S_{31}_{dB}$.

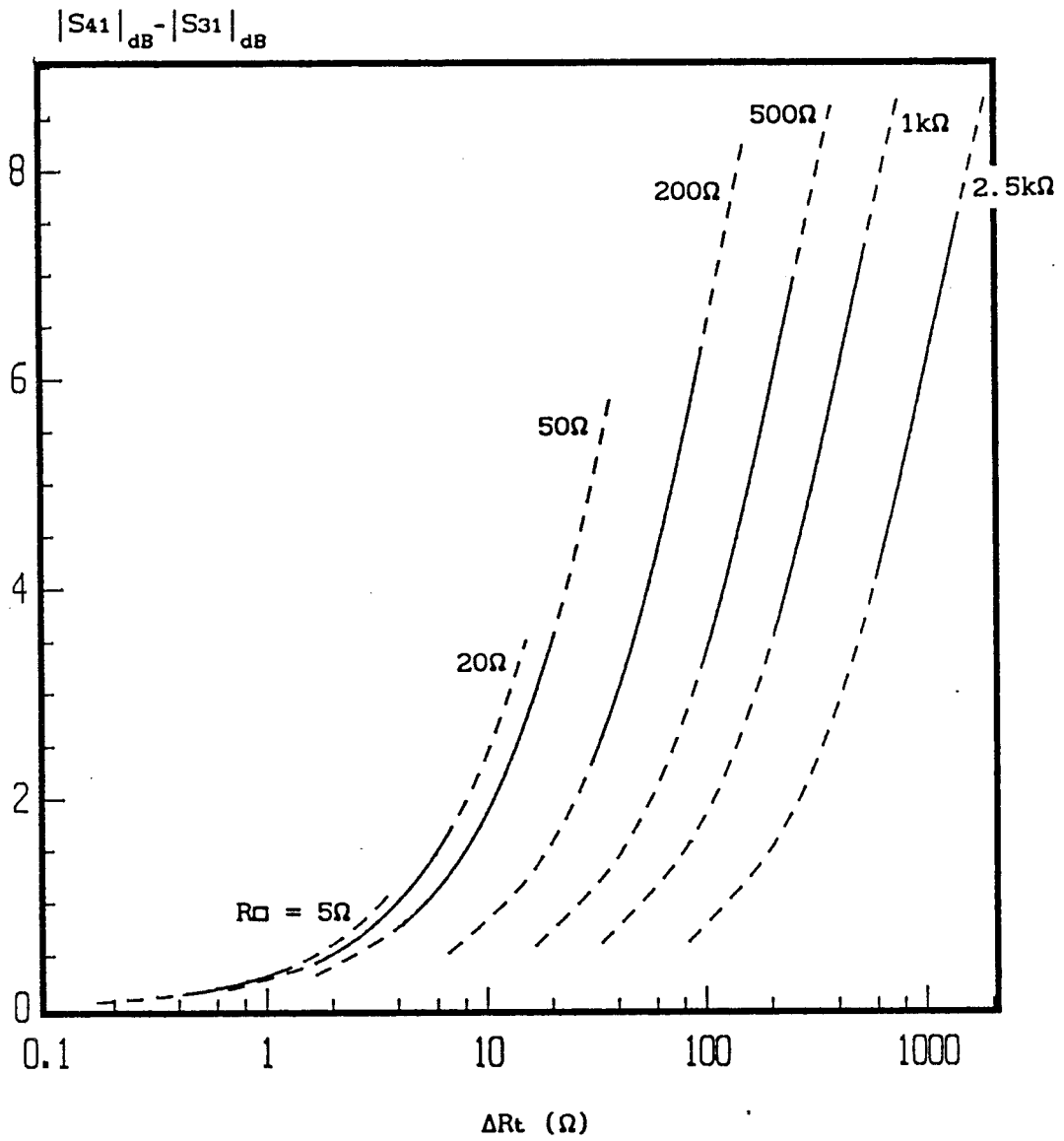


Fig. III.10: évolution de $\Delta S(dB)$ en fonction de R_t pour différentes R_{\square} .

Pour mettre en évidence la sensibilité du procédé on donne sur la figure III.10 l'évolution théorique de la quantité $\Delta S_{dB} = S_{41_{dB}} - S_{31_{dB}}$ en fonction de R_t . Les différentes courbes tracées en pointillés correspondent à des échantillons dont la résistance carrée est comprise entre 5Ω et $2.5 \text{ k}\Omega$. Sur chaque courbe de ce réseau, la partie en trait continu est relative aux échantillons GaAs. Chacune des courbes a été calculée pour les conditions suivantes:

- n comprise entre 10^{14} cm^{-3} et 10^{19} cm^{-3} ,
- évolution de μ en fonction de n conforme à la courbe donnée par S.M. Sze [2],
- épaisseur géométrique des échantillons comprise entre 0.1 et $10 \mu\text{m}$, l'épaisseur électrique est calculée à partir des expressions h_1 et h_s (voir § II.2.3.5),
- champ magnétique $B = 1 \text{ T}$,
- les termes θ_i de la relation (III.14) sont nuls.

L'examen de ce réseau de courbes montre que la précision sur la détermination de R_t est bonne pour des résistances carrées supérieures à 20Ω . Il convient, cependant, de noter qu'il existe des limitations expérimentales supplémentaires pour l'utilisation de l'effet Hall avec des échantillons pour lesquels la valeur de $R\Box$ est très forte ou très faible (voir § V.2).

III.3.2-Conditions de mesure

III.3.2.1-Configurations de mesure

Grâce à la structure symétrique de la cellule de mesure et en inversant le champ magnétique, il est possible d'obtenir quatre déterminations de R_t et d'en faire la moyenne. Pour accélérer le processus de mesure, il arrive souvent de n'utiliser que deux configurations. Pour la première l'onde incidente est envoyée sur l'accès n°1. Le schéma synoptique correspondant est représenté sur la figure III.11. Pour la seconde configuration, l'onde incidente est envoyée sur l'accès n°3.

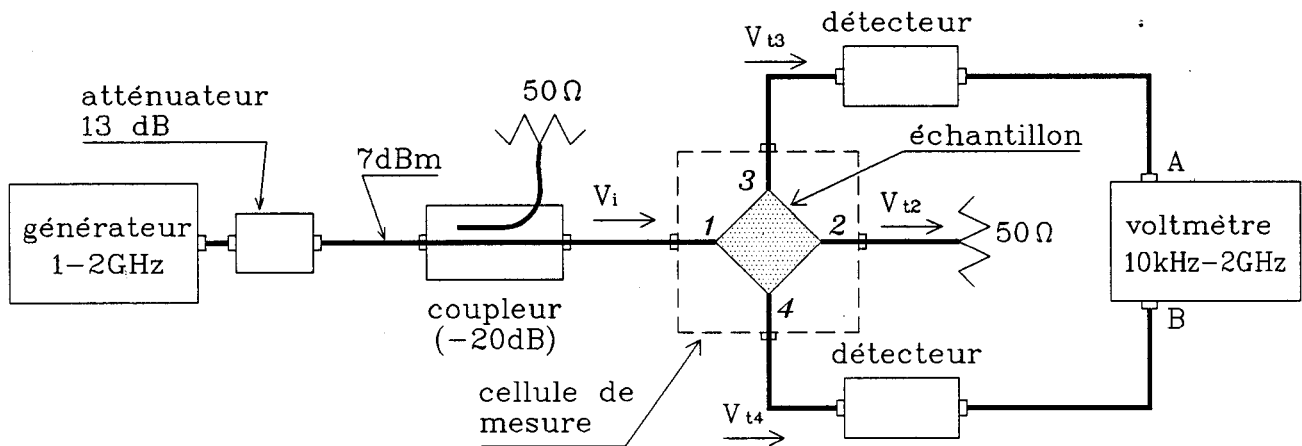


Fig. III.11: Schéma synoptique permettant la détermination de ΔR_t .

III.3.2.2-Influence d'un défaut de symétrie

L'existence en pratique d'un très léger défaut de symétrie dû notamment au positionnement imparfait de l'échantillon entraîne l'existence d'une valeur de ΔS non nulle pour $B = 0$. A cette valeur correspond une résistance $R_t(0)$ non nulle. Pour tenir compte de ce fait, on utilise la quantité ΔR_t définie par :

$$\Delta R_t = R_t(B) - R_t(0)$$

Dans la mesure où $R_t(0)$ est faible, on peut se contenter en première approximation de remplacer R_t par ΔR_t et ΔS par $\Delta S_{dB}(B) - \Delta S_{dB}(0)$.

III. 4-CONCLUSION

Les indications données dans ce chapitre permettent de fixer les conditions de mesure pour l'exploitation de l'effet Hall et de magnétorésistance. La méthode proposée permet de tenir compte de l'éventuelle influence des capacités de contact sans modification notable du traitement correspondant à l'organigramme du paragraphe II.2.3.5. Pour la mesure de l'effet Hall, le traitement prend également en compte de façon simplifiée l'existence de très légers défauts de symétrie souvent inévitables en pratique.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [1] F. Gardiol, Traité d'électricité hyperfréquences, vol. XIII, Editions Georgi, 1981.
- [2] S.M. Sze, physics of semiconductor devices, 2nd Edition, "A Wiley-Interscience publication", 1981.

CHAPITRE IV
BANC DE MESURE AUTOMATISE

CHAPITRE IV

BANC DE MESURE AUTOMATISE

La mise en oeuvre de notre méthode de caractérisation électrique conduit à effectuer des mesures systématiques dans diverses configurations. Une telle situation implique naturellement une automatisation du banc. La commande des appareils et le traitement des données sont réalisés à l'aide d'un microcalculateur.

On présente dans ce chapitre chacun des éléments constituant ce banc de mesure et le logiciel de gestion qui lui est associé.

IV.1-PRESENTATION DU BANC DE MESURE

Le banc de caractérisation doit permettre d'effectuer les différentes tâches suivantes :

- mesure des tensions basse fréquence (5 MHz) dans différentes configurations,
- mesure des tensions permettant l'obtention des paramètres S_{ij} en haute fréquence (1.3 GHz) dans des configurations multiples, en présence ou non du champ magnétique,
- gestion des appareils de mesure et des commutateurs pour la sélection des configurations de mesure,
- traitement des données.

Le schéma synoptique du banc de mesure réalisé est représenté sur la figure IV.1. Dans ce schéma, la partie hyperfréquence est encadrée en pointillés.

Ce banc est piloté, dans la version actuelle, par un microcalculateur de type AT équipé de cartes entrées/sorties permettant essentiellement :

- d'installer les différentes configurations de mesure au moyen de commutateurs coaxiaux,
- de dialoguer avec le voltmètre.

La cellule de mesure est connectée, par l'intermédiaire des commutateurs coaxiaux, au générateur B.F. ou H.F. et au voltmètre.

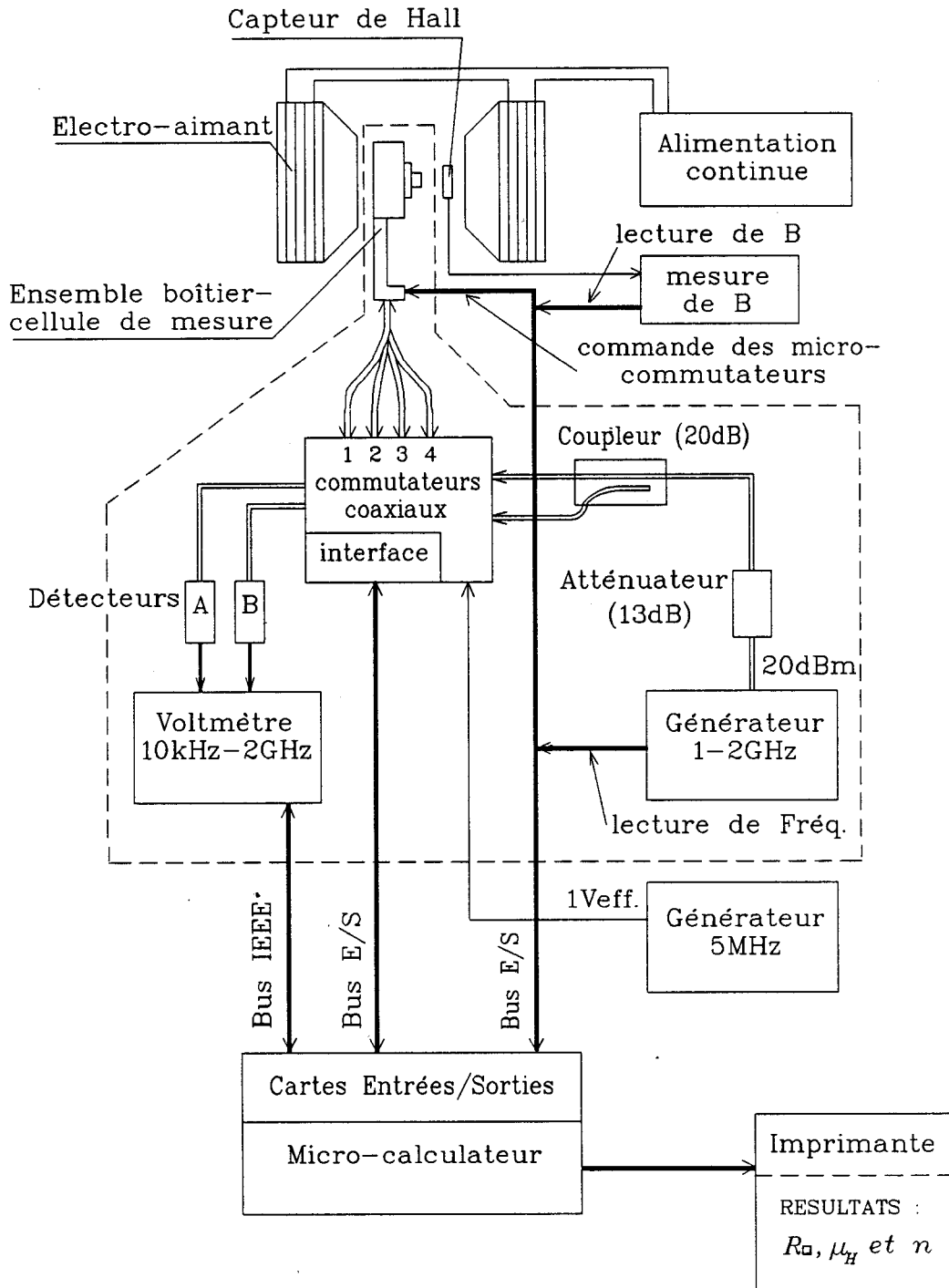


Fig.IV.1: Schéma synoptique du banc de mesure.

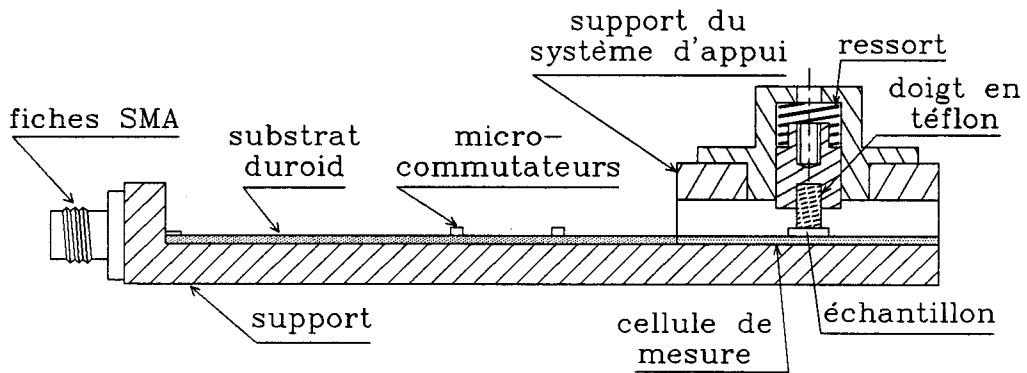


Fig. IV.2: Boitier avec cellule de mesure.

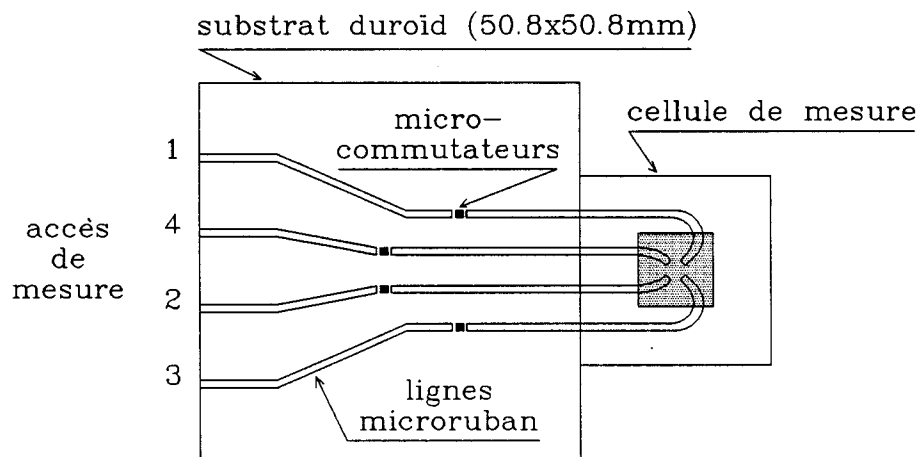


Fig. IV.3: Transition munie de microcommutateurs.

IV.1.1-L'ensemble boîtier - cellule de mesure

Cet ensemble est un prototype de laboratoire. Les détails concernant sa réalisation sont représentés sur les figures IV.2 et IV.3. On remarque qu'il est composé de :

- la cellule de mesure hyperfréquence décrite au paragraphe II.1.2,
- un bornier de quatre fiches SMA pour les accès de mesure,

- une transition entre le bornier hyperfréquence et la cellule constituée de lignes microruban sur lesquelles sont placés les quatre micro-commutateurs. Cette transition est réalisée à partir d'un substrat de duroïd de dimensions 50.8x50.8 mm.

Les micro-commutateurs (modèle SW-200 fourni par *Adams&Russell*) sont constitués de transistors GaAs intégrés sur un support de petites dimensions (0.76x0.76x0.25 mm). Ces commutateurs à 2 voies sont utilisables entre 0 et 6 GHz, leurs pertes d'insertion sont de 0.8 dB et l'isolation est de 45 dB à 1.5 GHz. Ils se placent au niveau d'une coupure de la ligne microruban et se commandent à l'aide d'une tension continue de 0 ou 6 Volts selon l'état désiré.

- un boîtier recevant la cellule et la transition qui comporte un dispositif permettant d'appuyer l'échantillon sur les électrodes avec une pression réglable entre 5 et 40 kg/cm².

La mise en place de l'échantillon, de dimensions 3x3 mm, sur les extrémités des lignes conformément à la figure II.1 s'effectue simplement à l'aide d'un micro-manipulateur à ventouse.

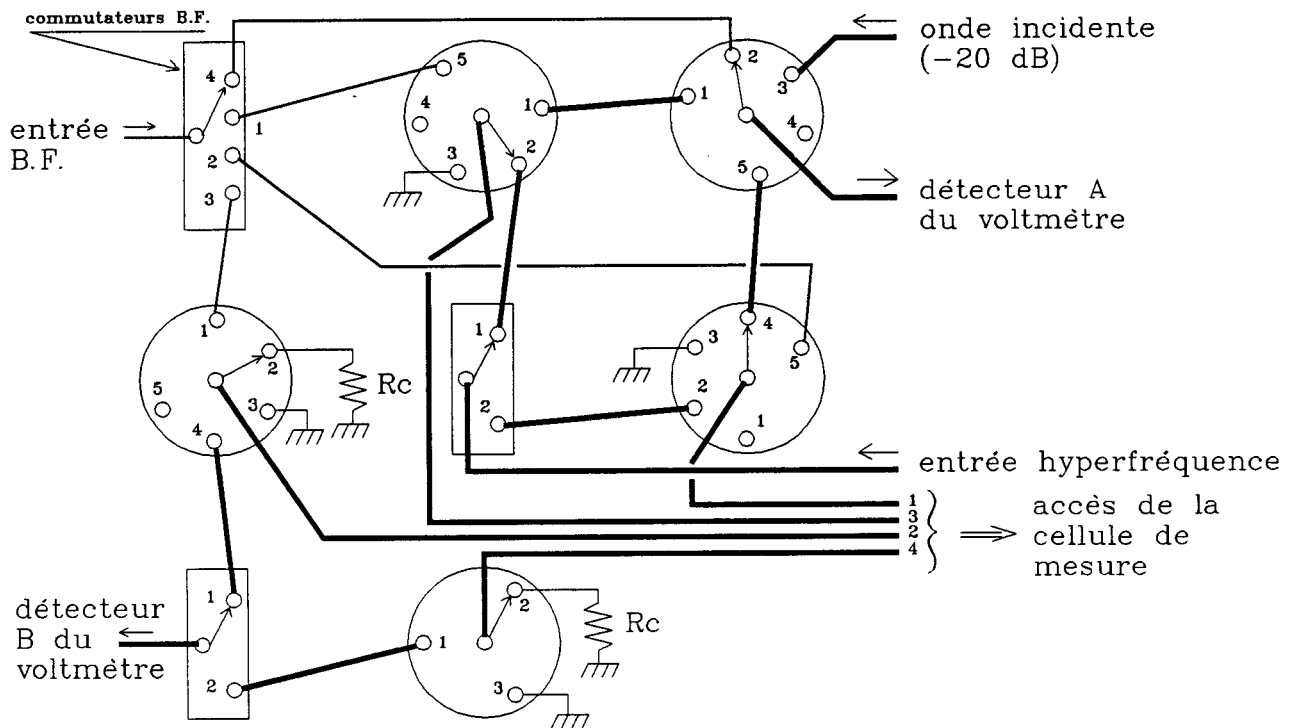
IV.1.2-Commutateurs coaxiaux

Le schéma de connexion des commutateurs est donné sur la figure IV.4.

Ils permettent par l'intermédiaire d'une carte d'entrées/sorties (modèle PIO12 de *Metra Byte Corporation*), de sélectionner les différents accès d'entrée et de sortie de la cellule, pour une configuration donnée.

Les caractéristiques techniques des commutateurs ("*SWITCH RF, COAXIAL*" de *WAVECOM*) sont les suivantes :

- bande de fréquence : DC - 3 GHz,
- pertes d'insertion : 0.2 dB maximum,
- isolation : 80 dB minimum,
- T.O.S. : 1.2 max,
- temps de commutation : 15 ms maximum,
- tension d'alimentation : 28 V



Commutateurs B.F. : réf. PRME 25005AB.

Fig. IV.4: Schéma de câblage des commutateurs coaxiaux.

IV.1.3-Générateurs B.F. et H.F.

Ces générateurs d'un excellent rapport qualité prix ont été réalisés au laboratoire.

Le générateur B.F. fournit un signal de 1 V efficace sur 50 Ω à 5 MHz.

Le générateur H.F. utilise un module oscillateur YIG (*GIGA MODULES*) dont le circuit de commande est réalisé au laboratoire. Il délivre un signal de 20 dBm de fréquence réglable entre 1 et 2 GHz. L'acquisition de la fréquence de travail est effectuée à l'aide d'une carte entrées/sorties (modèle *DAS-4* de *MBC*).

Le signal issu du générateur est envoyé à un atténuateur de 13 dB puis à un coupleur directif (20 dB, 1-2 GHz, "*SALIES*") qui permet la mesure du niveau de l'onde incidente.

IV.1.4-Voltmètre de mesure

Le voltmètre numérique utilisé (modèle 9303 de *RACAL-DANA*) possède les caractéristiques techniques suivantes :

- bande de fréquences : 10 kHz - 2 GHz,
- précision de l'ordre de 2.5 % pour la B.F. et 5 % pour la H.F.,
- mesures moyennées durant des intervalles de temps dont la durée est programmable entre 0.1 et 100 s,
- un bus I.E.E.E. permettant le dialogue avec le calculateur,
- deux entrées munies de leur sonde de mesure étalonnée en fréquence.

IV.1.5-Electro-aimant

Nous disposons d'un électro-aimant "BEAUDOUIN" équipé d'une alimentation pouvant fournir un courant maximum de 5 A sous 210 V. Les bobines de l'électro-aimant sont refroidies par une circulation d'eau.

L'entrefer de l'aimant est réglé à 18 mm compte tenu des dimensions du boîtier de la cellule. Dans ces conditions, on obtient une induction magnétique réglable entre 0 et 1.1 Tesla. Un capteur de Hall fournit la valeur du champ dont l'acquisition est réalisée à l'aide de la carte entrées/sorties (modèle DAS-4).

IV.2-GESTION INFORMATISEE DU BANC

Le logiciel, écrit en langage *TURBO BASIC*, détermine l'ordre des opérations à mener depuis la gestion des appareils de mesure jusqu'au traitement des informations. L'ensemble du logiciel de mesure comprend cinq parties :

- identification préalable de l'échantillon pour archivage,
- détermination des capacités de contact,
- détermination de la résistance carrée,
- détermination de la mobilité de Hall,
- détermination de la densité des porteurs.

Chacune de ces étapes est décrite en détail ci-dessous.

IV.2.1-Identification de l'échantillon

Après avoir mis en place l'échantillon à caractériser, ses paramètres d'identification : numéro d'ordre, épaisseur de la couche épitaxiée, conditions de fabrication...sont rentrés au clavier par l'opérateur. Ces paramètres sont alors édités par l'imprimante sur une fiche récapitulative de classement.

sous-programme: détermination des capacités de contact

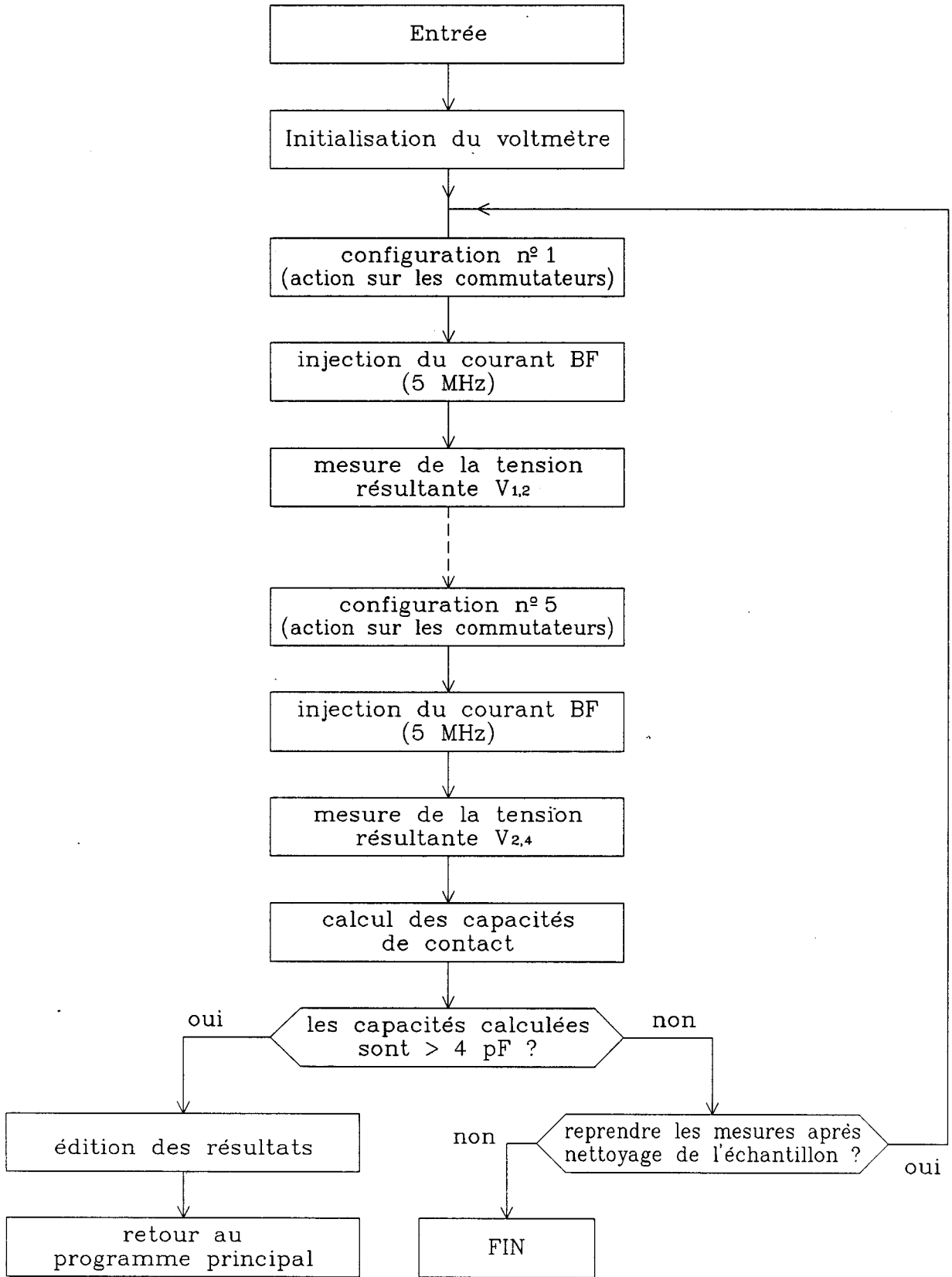


Fig.IV.5: Organigramme du sous-programme: détermination des capacités.

IV.2.2-Détermination des capacités de contact

L'organigramme correspondant à cette étape est présenté sur la figure IV.5.

Rappelons que la détermination des capacités de contact est obtenue à l'aide de cinq configurations de mesure présentées au paragraphe III.2.1. Une tension de 1 Volt efficace à 5 MHz est envoyée à la cellule après qu'une configuration de mesure ait été mise en place. Six mesures de la tension résultante sont ensuite effectuées toutes les secondes et le logiciel en fournit la valeur moyenne.

On obtient alors trois déterminations indépendantes pour chaque capacité de contact à partir de ces cinq configurations. Un contact est jugé mauvais lorsque la capacité correspondante est inférieure à 4 pF. Le cas se produit notamment lorsque la surface de l'échantillon ou de la cellule n'est pas suffisamment propre. Il suffit alors d'un simple rinçage à l'acétone et à l'alcool.

Les résultats de ces mesures sont édités par l'imprimante.

Sous-programme : détermination de la résistance carrée

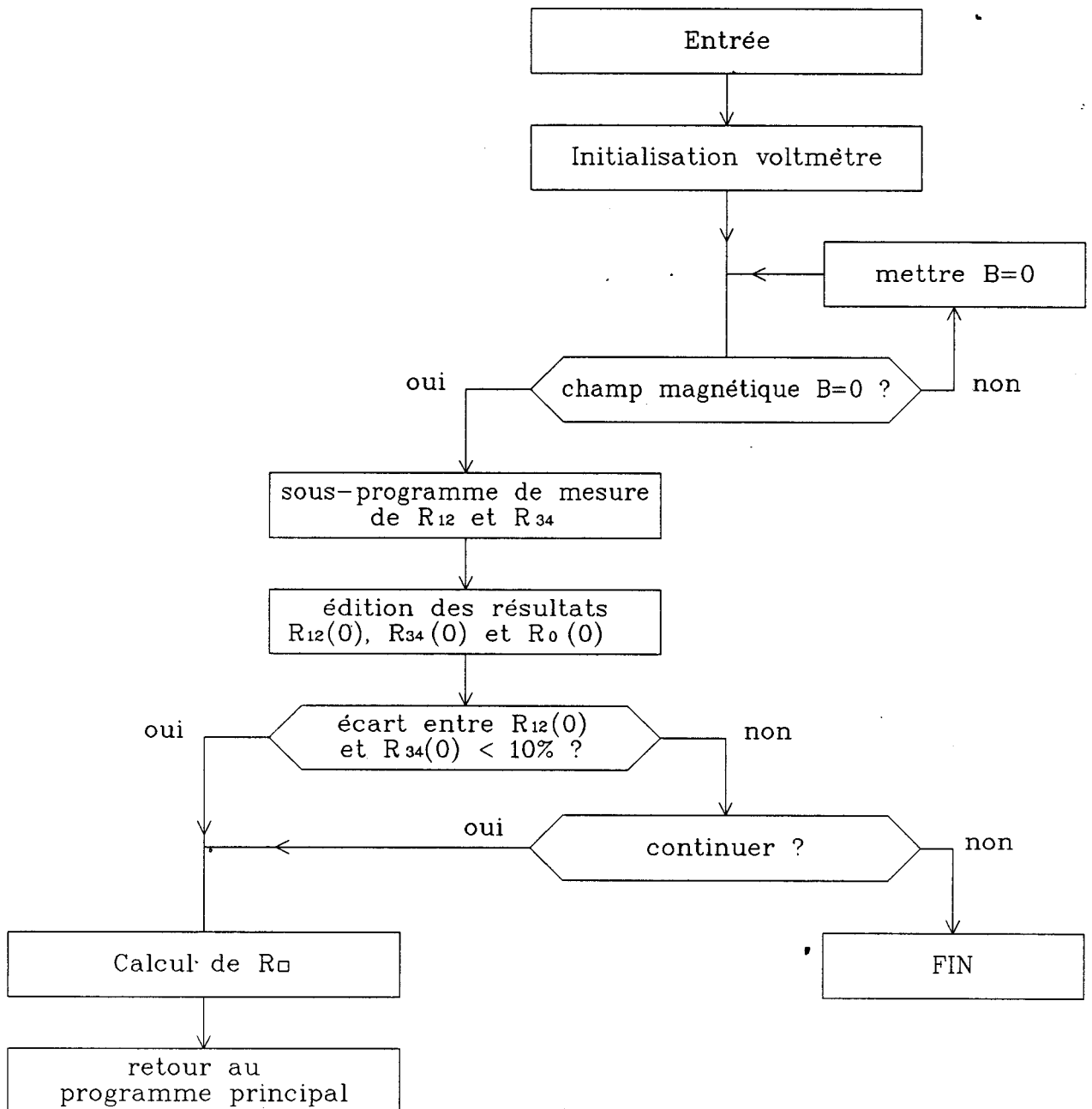


Fig. IV.6: Organigramme du sous-programme: détermination de R_{\square} .

IV.2.3-Détermination de la résistance carrée

L'organigramme de la figure IV.6 montre que cette étape fait appel à un sous programme de mesure des résistances R_{12} et R_{34} sans champ magnétique. Pour chacune des configurations (tableau 2) ce sous programme effectue la mesure des ondes incidente et transmise. Il calcule la résistance en tenant compte des pertes d'insertion de l'ensemble du banc de mesure et des valeurs des capacités de contact.

Les valeurs obtenues pour R_{12} , R_{34} et leur valeur moyenne $R_0(0)$ sont imprimées avant la poursuite de la caractérisation. Ceci laisse à l'opérateur la possibilité d'interrompre le programme dans le cas où l'écart entre R_{12} et R_{34} est jugé trop important. Un tel écart traduit en général une inhomogénéité dans la couche épitaxiée.

La résistance carrée est calculée à partir de R_0 à l'aide de l'expression :

$$R_{\square} = \frac{R_0(0)}{K_0(0)}$$

IV.2.4-Détermination de la mobilité

Rappelons que la détermination de la mobilité peut s'effectuer à partir de mesures de magnétorésistance ou (et) d'effet Hall. Dans chaque cas, des mesures avec et sans champ magnétique sont nécessaires. Pour éviter de multiples manoeuvres d'établissement et de suppression du champ magnétique, et dans le but de diminuer la durée des opérations, on effectue d'abord l'ensemble des mesures sans champ.

Sous-programme : détermination de la mobilité de Hall

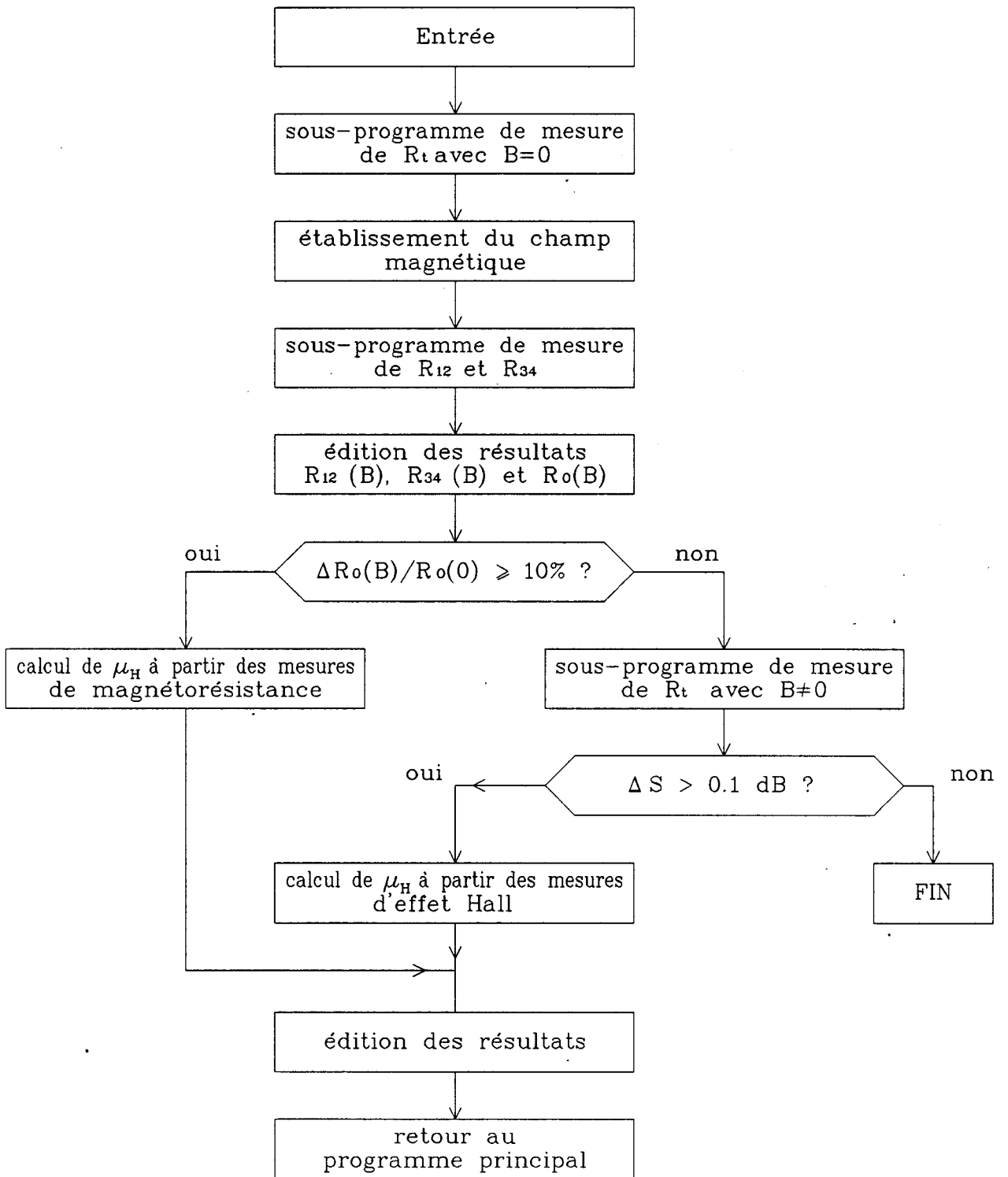


Fig.IV.7: Organigramme du sous-programme: détermination de la mobilité.

a) Mesures sans champ magnétique

Le logiciel (fig.IV.7) commence par faire appel à un sous programme de mesure de $R_t(0)$. Les mesures H.F. sont effectuées pour deux configurations (voir § III.4.2). On obtient ainsi deux déterminations de la résistance de transfert dont on calcule la valeur moyenne $R_t(0)$. Cette valeur très faible dans le cas général, traduit un très léger défaut de symétrie lié au positionnement.

b) Mesures sous champ magnétique

Le sous programme de mesure de R_{12} et R_{34} est exécuté en premier lieu. Les valeurs obtenues pour $R_{12}(B)$ et $R_{34}(B)$ ainsi que leur valeur moyenne $R_0(B)$ sont imprimées.

Si la valeur de $\Delta R_0/R_0$ est supérieure à 10 %, le calcul de la mobilité est effectué à partir des mesures de magnétorésistance (voir § II.2.3.3), sinon le sous programme de mesure de R_t est exécuté de nouveau. Avant de calculer la valeur moyenne $R_t(B)$ le logiciel exécute une séquence de contrôle assurant que les mesures sont exploitables, c'est à dire que les écarts ($|S_{ij}(B) - S_{ij}(0)|$) sont supérieurs à 0.1 dB. Le calcul de la mobilité est ensuite effectué à partir de $R_t(B)$ et R_{\square} en utilisant la courbe de la figure II.17.

IV.2.5-Détermination de la densité de porteurs

Si l'épaisseur de la couche active est connue, les valeurs de la constante de Hall R_H , de la concentration de porteurs libres n et de l'épaisseur électrique h_e sont calculées (voir § II.2.3.5). Ces valeurs sont alors éditées et complètent ainsi la fiche de caractérisation de l'échantillon.

CARACTERISATION DE COUCHE EPITAXIEE

Date : 13-03-1989

Référence de l'échantillon : 880904

Epaisseur géométrique de la couche : 1.2 μ m

Température de la mesure : ambiante

Détermination des capacités de contact : C1 = 12.7 pF C2 = 15.5 pF
C3 = 14.7 pF C4 = 13.9 pF

Fréquence de mesure : F = 1.3 GHz

Détermination de la résistivité sans champ magnétique :

S21 = -6.31 dB S43 = -6.24 dB

R12 = 106 Ω R34 = 104 Ω

R moy = 105 Ω

Détermination de la résistivité pour B = 1.00 T :

S21b = -6.72 dB S43b = -6.61 dB

R12b = 116 Ω R34B = 113 Ω

Rb moy = 114 Ω

Variation de transmission pour B = 1.00 T :

DS34 = +2.95 dB DS12 = +3.16 dB

DS moy = +3.05 dB

Résultats (Effet Hall) :

RESISTANCE CARREE : 80 Ω

MOBILITE DE HALL (B = 1.00 T) : 4420 cm²/V.s

CONCENTRATION DE PORTEURS : 1.56 E+17 /cm³

EPAISSEUR ELECTRIQUE : 1.14 μ m

fig.IV.8: Fiche de mesures éditée par l'imprimante.



On présente, sur la figure IV.8, un exemple de fiche d'un échantillon de type n obtenue à l'issue d'une caractérisation.

Remarque sur la durée d'une caractérisation

La durée d'un cycle complet de mesure est d'environ trois minutes. Cette durée s'explique par la nécessité d'introduire des temporisations après chaque changement de configuration et par le besoin d'effectuer un nombre suffisant de mesures redondantes pour accroître la précision des résultats. Ce temps peut être réduit à environ une minute en utilisant un voltmètre plus performant et en réduisant le nombre d'acquisitions à deux pour chaque grandeur mesurée, par exemple.

Le banc de mesure automatisé répond donc correctement aux exigences de rapidité et de simplicité d'utilisation formulées dans le cahier des charges.

CHAPITRE V
RESULTATS EXPERIMENTAUX. APPLICATIONS

CHAPITRE V

RESULTATS EXPERIMENTAUX. APPLICATIONS

Notre dispositif de mesure a été élaboré initialement dans le but de caractériser des échantillons GaAs épitaxiés au laboratoire. Ces échantillons comportent une couche active supposée homogène et isotrope déposée sur un substrat semi-isolant. Cependant le champ des applications pour notre dispositif peut être élargi à la caractérisation électrique d'autres types d'échantillons. Nous en donnons l'illustration dans ce chapitre au moyen des exemples suivants :

- cartographies de tranches épitaxiées,
- suivi de l'évolution des paramètres électriques d'un échantillon subissant différents "process",
- détermination de la résistance carrée de films métalliques minces et d'échantillons de silicium (Si) sur substrat dopé n^+ .

Afin de préciser les potentialités de caractérisation électrique de notre dispositif, nous avons tout d'abord contrôlé la bonne reproductibilité des déterminations pour R_{\square} , μ_H et n et défini les gammes de mesures correspondantes.

Nous présentons aussi tout un ensemble de résultats pour des échantillons typiques de GaAs que nous comparons à ceux donnés par la méthode de van der Pauw.

V.1-MESURES ET CONTROLES PRELIMINAIRES

V.1.1-Contrôle de l'état de surface de l'échantillon sous test

L'état de surface de l'échantillon avant et après mesure a été contrôlé au microscope à lumière polarisée. Cet examen ne révèle aucune détérioration de l'échantillon après l'application des électrodes sur le semiconducteur. De ce point de vue, le principe de mesure adopté répond donc au cahier des charges fixé.

V.1.2-Influence d'un défaut de positionnement de l'échantillon

Pour connaître l'influence d'un défaut de positionnement de l'échantillon sur la détermination de R_{\square} , μ_H et n , nous avons considéré deux cas extrêmes pour lesquels l'échantillon est déplacé à partir de sa position normale. Dans le premier cas l'échantillon est translaté d'environ $600 \mu\text{m}$ parallèlement à un axe de symétrie du système de lignes microruban (fig.- V.1.a). Dans le second cas l'échantillon subi une rotation d'un angle de 9° environ autour du centre de symétrie des lignes. Dans cette dernière position, les quatre coins de l'échantillon coïncident chacun avec un bord des lignes microruban (fig.V.1.b). Ces situations correspondent à des défauts de positionnement nettement supérieurs à ceux qui peuvent exister en pratique lors de la mise en place de l'échantillon.

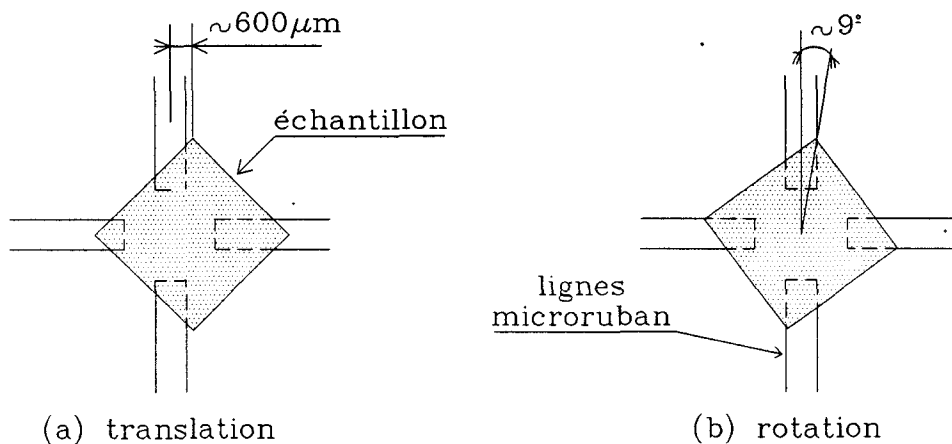


Fig.V.1: représentation des défauts de positionnement de l'échantillon

Le tableau V.1 donne les résultats de la caractérisation effectuée dans chacune des situations envisagées. Les écarts sont déterminés par rapport à la valeur mesurée en position optimale. Il faut remarquer que l'erreur maximale relevée (17 % sur R_{\square}) n'est pas très importante compte tenu du fort décalage imposé à l'échantillon.

position de l'échant. Ecarts	translation fig.V.1.a	rotation fig.V.1.b
$\frac{\Delta R_{\square}}{R_{\square}}$	+ 17 %	- 4.2 %
$\frac{\Delta \mu_H}{\mu_H}$	- 1 %	- 0.4 %
$\frac{\Delta n}{n}$	- 13 %	- 4.4 %

Tableau V.1: *Ecarts sur R_{\square} , μ et n en fonction du positionnement de l'échantillon.*

Par conséquent, un défaut de positionnement de l'échantillon sur les lignes se traduisant par un décentrage de quelques centaines de microns peut être facilement toléré. De ce fait, il n'est pas indispensable de prévoir un dispositif de précision pour le positionnement de l'échantillon dans la cellule, ce qui rend sa mise en place simple et rapide.

V.1.3-Reproductibilité des déterminations pour R_{\square} , μ_H et n

Pour apprécier la reproductibilité des déterminations fournies par les mesures d'effet Hall ou de magnétorésistance, une série de dix mesures est faite, dans chaque cas, sur un même échantillon d'épaisseur h soumis à un champ magnétique B . Les caractéristiques électriques de l'échantillon sont situées dans une gamme permettant les meilleures conditions de mesure. L'échantillon est retiré de la cellule hyperfréquence entre deux mesures consécutives avant d'y être remplacé.

Mesure n°	R_{\square} (Ω)	μ_H ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	n (cm^{-3})
1	16.3	2182	$1.78 \cdot 10^{18}$
2	16.7	2145	1.77 "
3	17.0	2150	1.73 "
4	16.8	2142	1.76 "
5	15.7	2166	1.86 "
6	16.5	2175	1.77 "
7	15.8	2135	1.88 "
8	17.3	2150	1.71 "
9	15.8	2127	1.89 "
10	16.4	2185	1.77 "
Moyenne	16.43	2155.7	$1.792 \cdot 10^{18}$
Ecart max. (%)	5.5	1.4	6.6
Ecart-type (%)	3	1	3.3

Tableau V.2: *Reproductibilité des mesures d'effet Hall*
Echantillon n° 860903

$h = 1 \mu\text{m}$

$B = 1 \text{ T}$

Mesure n°	R_{\square} (Ω)	μ_H ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	n (cm^{-3})
1	1066	7091	$5.13 \cdot 10^{15}$
2	1062	7231	5.05 "
3	1098	6976	5.07 "
4	1079	7039	5.11 "
5	1076	7095	5.08 "
6	1100	6972	5.06 "
7	1084	7140	5.01 "
8	1072	7180	5.04 "
9	1093	6987	5.08 "
10	1102	7043	5.00 "
Moyenne	1083.2	7075.5	$5.063 \cdot 10^{15}$
Ecart max. (%)	2	2.2	1.4
Ecart-type (%)	1.3	1.2	0.8

Tableau V.3: *Reproductibilité des mesures de magnétorésistance*
Echantillon n° 880908

$h = 2.4 \mu\text{m}$

$B = 1 \text{ T}$

Les tableaux V.2 et V.3 donnent les résultats correspondant à ces deux séries de mesures, ainsi que les valeurs moyennes et les écarts pour R_{\square} , μ_H et n .

On constate que la reproductibilité sur μ_H peut être meilleure que celle obtenue sur R_{\square} . Ceci est probablement lié au fait que la détermination de μ_H résulte d'une mesure relative tandis que celle de R_{\square} repose sur une mesure absolue.

Finalement, l'ensemble de ces résultats traduit une bonne reproductibilité des déterminations par les effets magnétoélectriques.

V.1.4-Comparaison des résultats donnés par les mesures d'effets magnétoélectriques

Il est assez fréquent qu'un échantillon puisse être caractérisé, avec notre dispositif, à la fois par les mesures d'effet Hall et celles de magnétorésistance. Le tableau V.4 permet de comparer les valeurs obtenues par les deux méthodes magnétoélectriques pour quatre échantillons typiques.

	Mesure d'effet Hall	Mesure d'effet de magnétorésistance	Ecart (%)
Echantillon n° 1	$\mu_H = 4374$	$\mu_H = 4550$	4
	$n = 1.44 \cdot 10^{17}$	$n = 1.38 \cdot 10^{17}$	4.3
Echantillon n° 2	$\mu_H = 5411$	$\mu_H = 5230$	3.4
	$n = 4.8 \cdot 10^{16}$	$n = 5.06 \cdot 10^{16}$	5.3
Echantillon n° 3	$\mu_H = 5332$	$\mu_H = 5490$	3
	$n = 2.34 \cdot 10^{16}$	$n = 2.27 \cdot 10^{16}$	3
Echantillon n° 4	$\mu_H = 6180$	$\mu_H = 6310$	2
	$n = 2.39 \cdot 10^{16}$	$n = 2.24 \cdot 10^{16}$	6.5

Tableau V.4: Comparaison des mesures d'effets Hall et de magnétorésistance.

$$\mu_H (\text{cm}^2/\text{V.s}), n (\text{cm}^{-3})$$

On constate que ces valeurs sont en bon accord, puisque les écarts sont inférieurs à 7 %.

V.2-DOMAINE D'UTILISATION, GAMMES DE MESURE ET PRECISION

V.2.1-Domaine d'utilisation

La figure V.2 illustre les possibilités de mesure de notre méthode dans le cas d'échantillons de GaAs dopés n et mesurés à température ambiante. Ce diagramme R_{\square} -h (h : épaisseur de la couche épitaxiée) a en particulier un intérêt pratique puisqu'il permet à l'expérimentateur de savoir immédiatement si un échantillon est mesurable, à condition de connaître à priori l'ordre de grandeur de h et de R_{\square} .

Sur la figure V.2, deux zones accessibles à la mesure par magnéto-résistance (zone ABCDE hachurée) d'une part, et par effet Hall (zone FGHDJ en pointillés) d'autre part, sont mises en évidence. Chacune d'elles est délimitée par des droites appartenant aux familles $R_{\square} = \text{constante}$ ou $n \cdot \mu = \text{constante}$. Nous précisons ci-dessous les différentes droites du diagramme qui constituent les frontières de ces zones.

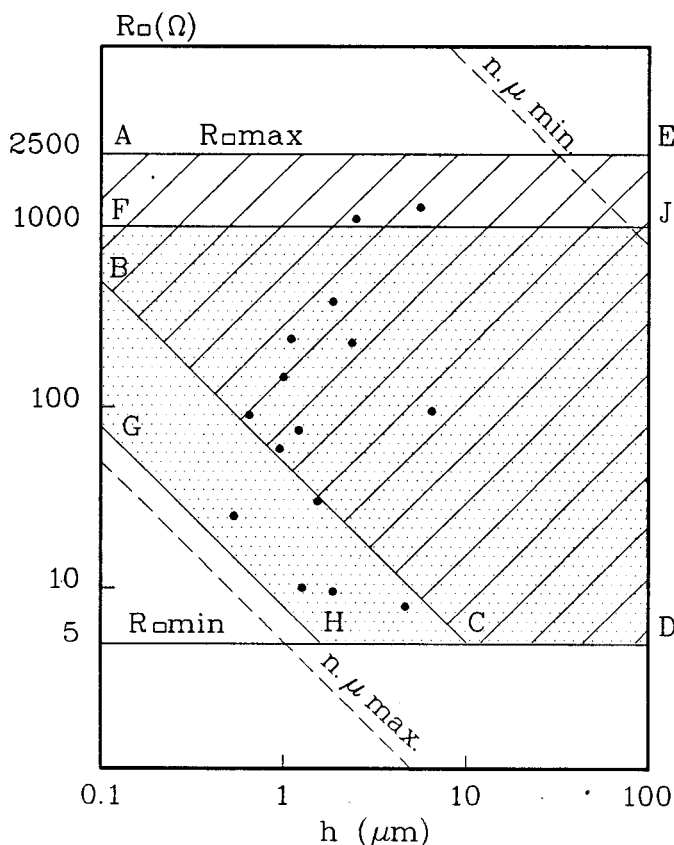




Fig.V.2: Diagramme indiquant les plages accessibles à la mesure:

 magnéto-résistance;  effet Hall

- Famille de droites $R_{\square} = \text{constante}$.

La droite $R_{\square \text{min}}$ correspond aux résistances R_{12} et R_{34} minimales mesurables. Cette limite inférieure est conditionnée par l'impédance des capacités de liaison à la fréquence de travail.

La droite $R_{\square \text{max}}$ correspond aux résistances R_{12} et R_{34} maximales mesurables. Cette limite supérieure est fixée par l'atténuation maximale mesurable par le système de mesure hyperfréquence.

La droite FJ constitue la frontière pour la mesure de l'effet Hall sur des échantillons peu dopés. Pour ces échantillons, les valeurs des paramètres $S_{13}(B)$ ou $S_{14}(B)$ sont faibles et leur détermination expérimentale est également limitée par l'atténuation maximale mesurable.

- Famille de droites $n \cdot \mu = \text{constante}$.

Les échantillons de GaAs rencontrés habituellement ont, à température ambiante, les caractéristiques typiques suivantes :

$$0.1 \mu\text{m} < h < 100 \mu\text{m}$$

$$n \cdot \mu_{\text{min}} < n \cdot \mu < n \cdot \mu_{\text{max}}$$

avec d'après M.S.SZE ^[1]:

$$n \cdot \mu_{\text{min}} \approx 8 \cdot 10^{17} (\text{cm} \cdot \text{V} \cdot \text{s})^{-1}$$

$$n \cdot \mu_{\text{max}} \approx 1.2 \cdot 10^{22} (\text{cm} \cdot \text{V} \cdot \text{s})^{-1}$$

Les valeurs de R_{\square} mesurées se trouvent donc entre les droites $n \cdot \mu_{\text{min}}$ et $n \cdot \mu_{\text{max}}$.

La droite BC constitue une frontière pour les mesures de magnétorésistance. Cette limite est fixée par la variation relative minimale mesurable pour R_{12} ou R_{34} lorsqu'on applique le champ magnétique. Rappelons que cette variation est fixée à 10 % pour conserver une bonne précision de mesure. Dans ces conditions, pour $B = 1 \text{ T}$, la mobilité minimale mesurable par magnétorésistance est de l'ordre de $4000 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$.

La droite GH est une frontière pour les mesures de l'effet Hall sur des échantillons fortement dopés. Cette limite est liée à la différence minimale mesurable entre les paramètres de transmission $|S_{1j}(B) - S_{1j}(0)|$ utilisés pour la détermination de la résistance de Hall ΔR_H .

A titre d'exemple, nous avons porté sur ce diagramme un certain nombre de points correspondant à la caractérisation d'échantillons épitaxiés typiques fabriqués au laboratoire. On constate que dans la plupart des cas, la caractérisation est possible à l'aide des deux méthodes de mesure.

V.2.2-Gammes de mesure et précision

V.2.2.1-Gammes de mesure

Compte tenu des limitations exposées ci-dessus pour les échantillons de GaAs à la température ambiante, les gammes de mesure sont les suivantes :

$$5 \Omega < R_{\square} < 2500 \Omega$$

$$1000 \text{ cm}^2/\text{V.s} < \mu_H$$

$$5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3} < n < 5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

Ces plages de valeurs correspondent tout à fait aux situations pratiques concernant les semiconducteurs utilisés actuellement au laboratoire et dans l'industrie.

Signalons aussi qu'il est possible de mesurer des mobilités inférieures à $1000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ pour des échantillons ayant une mobilité anormalement faible mais possédant malgré tout une valeur de R_{\square} dans la fourchette indiquée ci-dessus.

V.2.2.2-Précision

Il est difficile de proposer une valeur pour la précision avec laquelle ces paramètres sont obtenus. Il faudrait en effet pour cela disposer d'un lot d'échantillons de caractéristiques électriques parfaitement connues et n'ayant pas subi d'opérations technologiques. Ne disposant pas de tels étalons, nous avons comparé nos déterminations à celles données par la méthode classique du trèfle qui tiennent lieu de références. Les résultats correspondants sont présentés dans le paragraphe V.3.2. L'écart entre ces déterminations permet de donner une incertitude sur la valeur de chaque paramètre.

Suite à cette étude comparative, nous déduisons que :

R_{\square} est obtenue à mieux que 5 %,

μ_H est obtenue à mieux que 15 %,

n est obtenue à mieux que 20 %.

Il faut remarquer que la précision de nos mesures est probablement meilleure que ces incertitudes relatives. En effet ces dernières résultent d'une étude comparative faite sur des échantillons distincts provenant d'une même plaquette. De plus la méthode du trèfle de van der Pauw permet une détermination de paramètres avec une précision qui n'est probablement pas facile à établir [2].

V.3-RESULTATS TYPIQUES OBTENUS SUR DES EPITAXIES

V.3.1-Présentation des résultats sous la forme $\mu = f(n)$

Sur le diagramme $\mu = f(n)$ de la figure V.3, nous avons reporté l'ensemble de nos résultats. Les échantillons correspondants sont constitués d'une seule couche épitaxiée de GaAs élaborée au laboratoire. On constate que tous les points relatifs à nos déterminations se situent sur ou en dessous de la courbe en trait continu proposée par S.M.Sze ^[1]. Le report des points a été effectué en considérant de façon simplifiée que $A=1$ dans la relation $\mu_H = A \cdot \mu_d$ ce qui correspond à l'approximation habituelle. En tenant compte de l'influence du mécanisme de diffusion ($A > 1$), la tendance précédente se renforce. Dans ces conditions, il est probable que les valeurs de mobilité plus faibles mesurées ici sont dues à la présence d'impuretés résiduelles de type p dans l'échantillon. Cette constatation a également été faite lors des caractérisations en utilisant la technique du trèfle de van der Pauw ^[2].

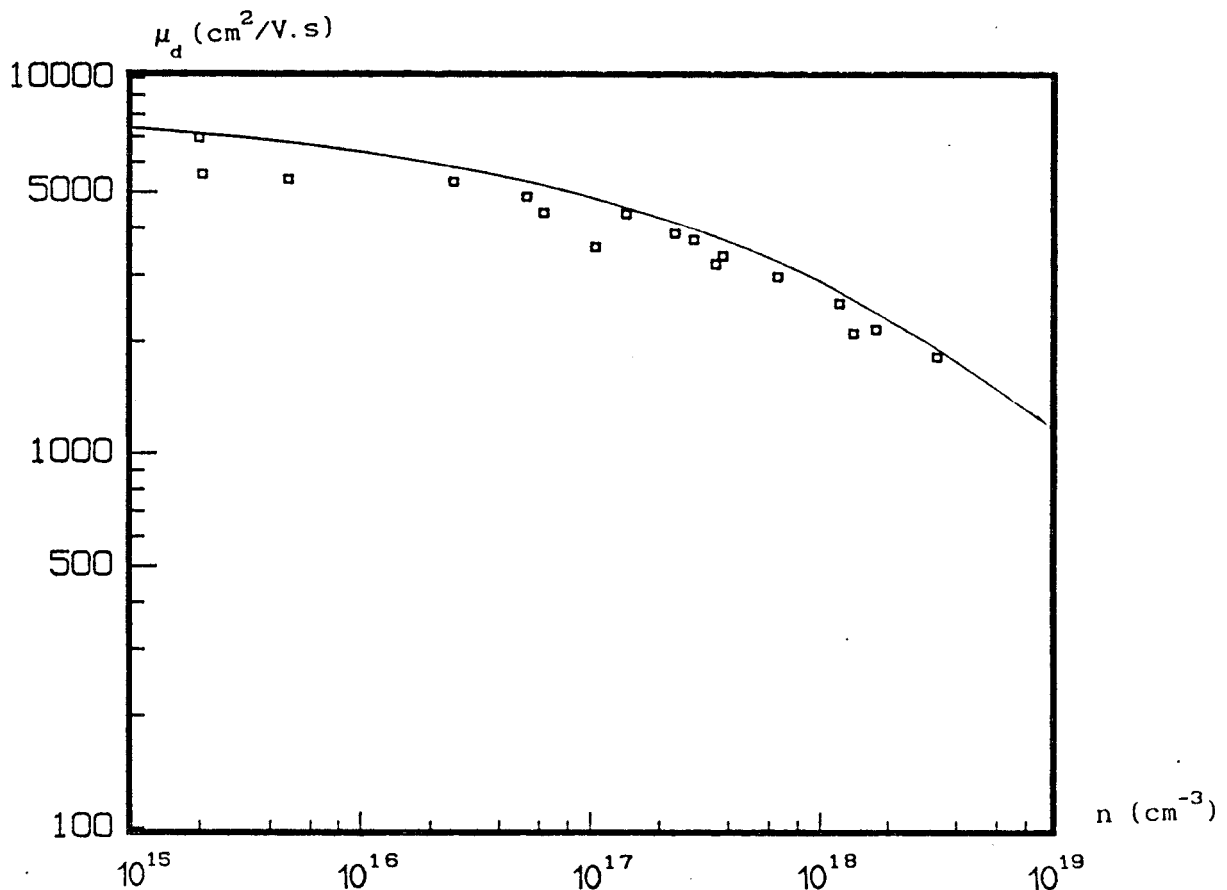
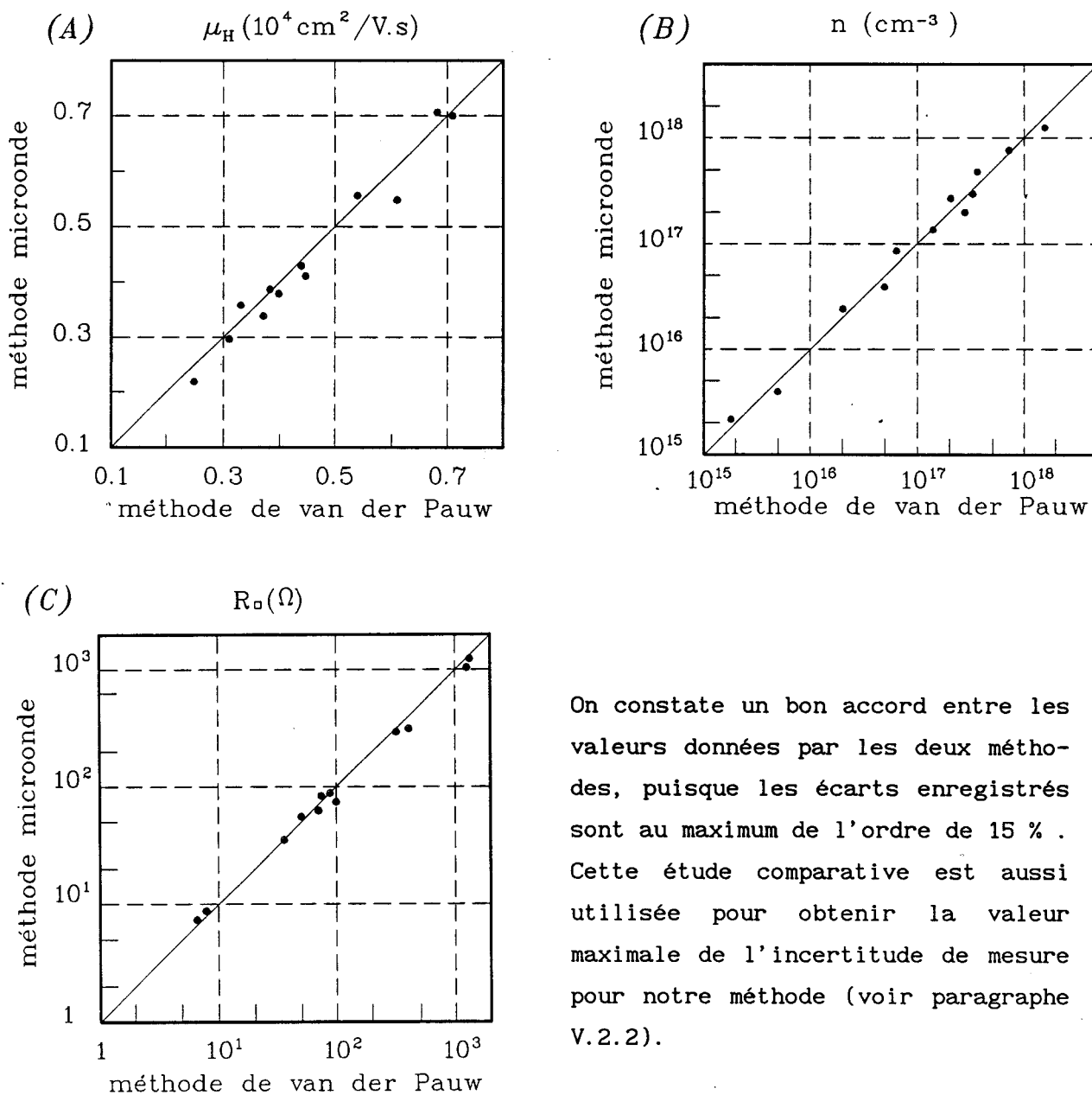


Fig.V.3: Evolution de la mobilité en fonction de n dans GaAs à 300°K.

— : courbe donnée par S.M.Sze ^[1]
 □ : points expérimentaux.

**V.3.2-Comparaison des résultats de caractérisation hyperfréquence
avec ceux donnés par la technique du trèfle**

Parmi l'ensemble des échantillons typiques précédents, nous en avons sélectionné douze et reporté les résultats de leur caractérisation en R_{\square} , μ_H et n sur la figure V.4. La présentation proposée permet de comparer directement nos résultats à ceux obtenus de façon classique par la technique du trèfle de van der Pauw, qui sert habituellement de référence.



On constate un bon accord entre les valeurs données par les deux méthodes, puisque les écarts enregistrés sont au maximum de l'ordre de 15%. Cette étude comparative est aussi utilisée pour obtenir la valeur maximale de l'incertitude de mesure pour notre méthode (voir paragraphe V.2.2).

Fig.V.4: Résultats pour μ_H (fig.A), n (fig.B) et R_{\square} (fig.C).

V.3.3-Caractérisation d'échantillons multicouches

Nous avons effectué la caractérisation électrique d'échantillons de types particuliers utilisés pour la réalisation de transistors FET ou TEGFET. La figure V.5 donne les caractéristiques de trois échantillons testés et notés A, B et C. Les échantillons A et B ont été élaborés au laboratoire tandis que C provient de la Société Picogiga. Le tableau V.5 rend compte des mesures effectuées sur ces échantillons. Il faut noter que notre caractérisation fait intervenir de façon globale l'ensemble des couches de l'échantillon testé. Il n'est donc pas question d'obtenir les caractéristiques relatives à chacune d'elles, cependant ce tableau appelle certains commentaires :

GaAs(Si)	$4 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	800Å
GaAs(Si)	$6 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	700Å
GaAs	n.i.d.	$0.5 \mu\text{m}$
Substrat S.I.		

A-échant. 881115

GaAlAs	10^{18} cm^{-3}	$0.1 \mu\text{m}$
GaAlAs	n.i.d.	50Å
GaAs	n.i.d.	$2 \mu\text{m}$
Substrat S.I.		

B-échant. 860307

GaAs(Si)	$2.5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	700Å
GaAlAs	10^{18} cm^{-3}	700Å
GaAlAs	n.i.d.	20Å
GaAs	n.i.d.	$0.8 \mu\text{m}$
Substrat S.I.		

C-échant. Picogiga 8000

n.i.d. : non intentionnellement dopé

S.I. : Semi-Isolant

GaAs(Si) : GaAs dopé Si

Fig.V.5: Structure des échantillons multicouches (A, B et C).

référence de l'échantillon	R_{\square} (Ω)	μ_H ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	Remarque
A (881115)	163	1825	
B (860307)	138	4320	$\mu_H = 4250 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ obtenue par la technique du trèfle
C (Picogiga 8000)	140	2163	$R_{\square} = 139\Omega$ donnée à 5% près par le construct.

Tableau V.5: Résultats sur les épitaxies multicouches

-Echantillon A

La mobilité mesurée est essentiellement relative à la couche la plus dopée. Notre détermination est en bon accord avec la valeur usuelle obtenue dans le GaAs ^[1].

-Echantillon B

La mobilité globale mesurée concorde avec celle obtenue par la technique du trèfle de van der Pauw. L'existence d'un gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface GaAs-GaAlAs a été confirmée par la mesure de la mobilité à basse température ^[2,3] ($54\,000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ à 77°K).

-Echantillon C

La mesure de R_{\square} est en excellent accord avec la valeur fournie par le constructeur. Par ailleurs, la mobilité mesurée semble concerner plutôt la couche de GaAs ⁺ dont le but est de permettre l'élaboration des contacts ohmiques du transistor à réaliser. Pour la fabrication d'un composant, cette couche est en grande partie enlevée, et la structure est alors sensiblement équivalente à celle de l'échantillon B.

V.3.4-Caractérisations particulières : cas des couches (n/n^+)

Par une adaptation simple du traitement des mesures exposée dans l'annexe 2, notre dispositif permet de caractériser en résistivité les couches actives déposées sur substrat dopé n^+ . Le tableau V.6 montre les résultats obtenus sur quatre couches typiques épitaxiées de silicium n/n^+ commercialisées par la Société RTC-Caen.

Catégorie d'échantillon Résistivité ($\Omega.cm$)	1	2	3	4
Fourchette donnée par le fabricant	4.2 - 5.8	20 - 28	35 - 65	70 - 130
Valeur mesurée	5	25	45	90

Tableau V.6: Valeurs de résistivité mesurées pour des échantillons Si n/n^+ .

La valeur mesurée dans tous les cas confirme bien l'appartenance de l'échantillon testé à la catégorie indiquée par le fabricant.

V. 4-EXEMPLES D'APPLICATIONS

V.4.1-Relevés de cartographies

Notre dispositif permet d'effectuer des cartographies en $R\Omega$, μ_H et n de plaquettes préalablement découpées en motifs de 3x3 mm comme l'indique la figure V.6. L'exemple proposé concerne un quart de tranche de GaAs épitaxiée au laboratoire. Les échantillons sont numérotés de 1 à 28. Pour chaque grandeur (μ_H et n), on a reporté l'écart en pourcentage par rapport à la valeur moyenne.

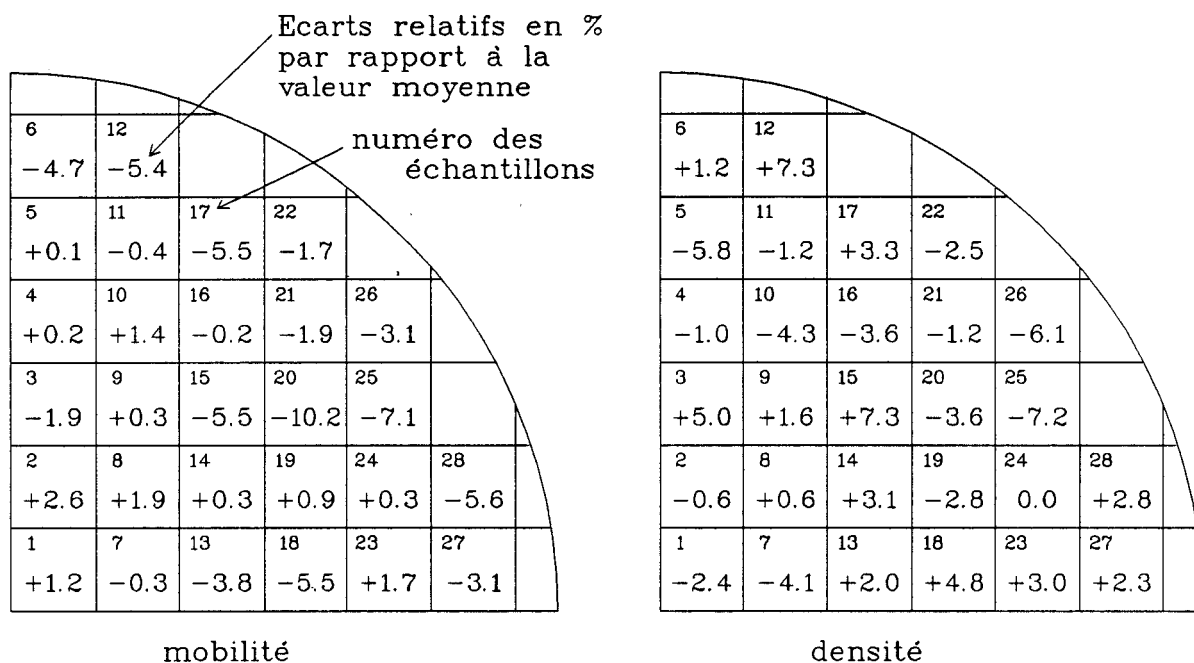


Fig.V.6: Cartographie d'un quart de tranche de GaAs épitaxiée
 μ_H moy = 4450 cm²/V.s n moy = 1.65 10⁻¹⁷ cm⁻³

Compte tenu des résultats obtenus lors de l'étude de la reproductibilité, ces valeurs traduisent une assez bonne homogénéité de la couche épitaxiée. On remarque, toutefois, l'existence d'écarts plus importants pour les échantillons 12, 15, 20, et 25 en relation probable avec l'existence de défauts localisés.

V.4.2-Suivi des caractéristiques d'un échantillon soumis à un "process".

Notre dispositif a permis de suivre l'évolution des caractéristiques électriques d'une couche enterrée soumise à un traitement d'hydrogénation. En effet, l'exposition de GaAs dopé Si de type n à un plasma d'hydrogène, provoque une forte diminution de concentration en électrons libres qui s'accompagne d'une augmentation de leur mobilité. Ceci s'explique par la neutralisation des donneurs actifs [4]. Ce phénomène utilisé de façon très localisée dans une épitaxie fortement dopée, permet de réaliser des transistors à effet de champ HTEC [4].

La figure V.7 donne les caractéristiques initiales de l'échantillon testé. Le tableau V.7 indique les opérations effectuées sur cet échantillon et les caractéristiques mesurées correspondantes. On constate bien que l'hydrogénation permet de diminuer la concentration d'électrons et d'augmenter leur mobilité. De plus, l'action ultérieure d'un recuit entraîne une réversibilité du comportement et même une régénération partielle de l'état initial. Ces conclusions sont en accord avec les études effectuées à l'aide de la méthode SIMS* [4].

GaAs	n.i.d	0.6 μm
GaAs (dopé Si)	$2 \cdot 10^{18} \text{cm}^{-3}$	0.2 μm
GaAs	n.i.d	0.7 μm
substrat S.I.		

Fig.V.7: Structure de la couche initiale.

*SIMS : secondary ion mass spectroscopie

opérations effectuées ^[4]	μ_H (cm ² /V.s)	n (/cm ³)
couche initiale avant exposition à un plasma d'hydrogène	2270	1.96 10 ¹⁸
couche hydrogénée dans les conditions: P=20W; T=220°C t=45mn; PH ₂ =1mbar.	3950	1.6 10 ¹⁷
couche hydrogénée dans les mêmes conditions puis recuite 20mn à 250°C.	3290	6.12 10 ¹⁷
couche hydrogénée dans les mêmes conditions puis recuite 20mn à 300°C.	2535	1.04 10 ¹⁸

Tableau V.7: *Evolution des caractéristiques électriques d'échantillons exposés à un plasma d'hydrogène et recuits.*

V.4.3-Mesure de la résistance carrée de films conducteurs

Les films minces de nouveaux matériaux supraconducteurs à haute température critique peuvent présenter dans certaines conditions une résistance au carré de l'ordre de quelques dizaines d'Ohms pour une température de mesure supérieure à la température critique. La détermination de ces résistances est délicate. Un banc de mesure microondes a été développé au laboratoire pour effectuer ce type de mesure^[5,6,7]. Pour effectuer des mesures préliminaires sur ce banc, un film résistif a été réalisé au laboratoire. Il s'agit d'un dépôt de tungstène d'environ 900 Å sur un support mica. La mesure microondé donne :

$$R_{\square} = 40 \pm 4 \Omega$$

Cet échantillon à été caractérisé sur notre dispositif. Le résultat obtenu est :

$$R_{\square} = 42 \Omega$$

On constate un bon accord entre ces résultats. Cette mesure illustre la possibilité d'obtenir avec notre dispositif, la valeur de la résistance carrée d'échantillons de façon directe et dans des conditions expérimentales simples.

V.5-CONCLUSION

Notre dispositif répond de façon satisfaisante au cahier des charges que l'on peut fixer compte tenu des problèmes de caractérisation électrique rencontrés habituellement dans le domaine des semiconducteurs. Le point essentiel est qu'il opère dans des conditions non destructives, la surface de l'échantillon n'étant pas endommagée par l'application des électrodes de mesure. Une étude détaillée sur des échantillons épitaxiés de GaAs met bien en évidence les différentes gammes de mesure pour R_{\square} , μ_H et n . La précision des résultats, très satisfaisante pour des mesures de routine, est probablement meilleure que celle annoncée puisque déterminée sans pouvoir recourir à l'usage de véritables échantillons étalons. Les valeurs de référence ont été à chaque fois celles obtenues par la technique du trèfle de van der Pauw. L'étude faite sur le GaAs est destinée à illustrer les performances de notre dispositif. Cependant, les possibilités de ce dernier ne se limitent pas à ce type courant de caractérisation. Nous avons montré, en particulier, la possibilité d'effectuer des cartographies de tranches épitaxiées.

Notre dispositif s'avère donc tout à fait intéressant dans les situations fréquentes où la caractérisation doit s'effectuer sans implantation de contacts ohmiques. Par ailleurs, même quand cette implantation est possible, le fait de s'en affranchir systématiquement est aussi un avantage très appréciable.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V

- [1] S.M.Sze, Physique of semiconductor devices, 2nd Edition, "A Wiley-Interscience publication", 1981.
- [2] C. Allet, Mémoire CNAM électron., Lille, Mars 1987.
- [3] J. Zimmermann et Wu Yen, Revue Phys. Appl., vol 22, Novembre 1987, 1501-1513.
- [4] N. Gaglio, Thèse électron., Lille, Décembre 1989.
- [5] F. Mehri, DEA électron., Lille, 1990.
- [6] D.Chauvel, F. Mehri, J.C. Carru et Y. Crosnier, 3ème congrès EMRS, strasbourg, 29 mai-1juin, 1990.
- [7] D.Chauvel, F. Mehri, J.C. Carru et Y. Crosnier, journées de la matière condensée, Montpellier, 4-6 Septembre 1990.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté est relatif à la réalisation d'un dispositif de caractérisation non destructive en R_{\square} , μ_H et n de couches de GaAs épitaxiées.

Ce dispositif repose sur l'exploitation d'un principe original de liaisons capacitives entre l'échantillon et le système de mesure. Ces liaisons sont réalisées au moyen d'électrodes isolées, sur lesquelles l'échantillon est appliqué par simple pression. Le contact physique qui en résulte est sans dommage pour la surface de la zone auscultée. Dans ces conditions, aucune opération technologique préalable n'est nécessaire, l'échantillon devant seulement se présenter sous la forme d'un carré de 3x3 mm.

La cellule hyperfréquence réalisée travaille dans la bande 1-2 GHz et permet d'effectuer à la fois des mesures de magnétorésistance et d'effet Hall. Une méthode originale de traitement des données expérimentales a été développée. Les conditions de mesure sont telles que l'échantillon peut être traité en constantes localisées, ce qui simplifie l'exploitation des mesures. De plus, pour s'affranchir des mesures de phase, une procédure ne prenant en compte que les modules des paramètres S_{ij} a été mise au point. De ce fait, le banc expérimental est simple et de faible coût. Il faut remarquer aussi que le traitement des données fait intervenir des coefficients dont la valeur a pu être déterminée par simulation et par calcul analytique. Ces valeurs sont ensuite renormalisées sur la base d'un simple étalonnage effectué une fois pour toutes.

La cellule hyperfréquence est associée à un banc de mesure automatique piloté par un microcalculateur. L'ensemble original, réalisé au laboratoire, permet d'effectuer une caractérisation en moins de trois minutes. Par ailleurs, la mise en place de l'échantillon est très simple, et peut s'effectuer sans précaution particulière.

L'appareillage est donc bien adapté à des mesures de routine dans un environnement standard de laboratoire. Il est développé pour effectuer des caractérisations à température ambiante. Cependant, compte tenu du faible encombrement de la cellule hyperfréquence, son fonctionnement dans un cryostat est tout à fait envisageable.

La possibilité d'exploiter à la fois deux effets magnéto-électriques lui procure des gammes de mesure importantes, si l'on se réfère à celles des appareils du commerce. Les résultats de la caractérisation sont donnés avec une précision meilleure que 5 % pour R_{\square} , 10 % pour μ_H et 15 % pour n , ce qui est tout à fait satisfaisant pour un dispositif qui n'a pas une vocation métrologique.

Les résultats donnés concernent essentiellement des tranches de GaAs épitaxiées au laboratoire. Ils permettent de fixer précisément les possibilités et les limites de notre appareil. Mais, son champ d'application est plus important comme l'indiquent les exemples variés traités dans la dernière partie de ce travail: *échantillons multicouches; suivi de la caractérisation d'une couche soumise à un traitement technologique; couches actives sur n^+ ; film mince métallique et cartographies*. Ils illustrent tout l'intérêt de notre dispositif dans le cas où l'implantation de contacts ohmiques est impossible ou interdite par les exigences de l'étude en cours.

Le principe des liaisons capacitives est susceptible de conduire à une nouvelle version du dispositif dans laquelle la cellule hyperfréquence est conçue comme une tête de mesure miniature capable d'ausculter un échantillon de forme quelconque. Le développement au laboratoire d'un prototype est en cours. Il permet d'envisager le relevé automatique de cartographies non destructives de tranches de dimensions quelconques. Il devrait, dans ces conditions, concurrencer sérieusement les dispositifs plus conventionnels actuellement utilisés.

ANNEXES

ANNEXE I

DETERMINATION ANALYTIQUE DES COEFFICIENTS $K_o^t(\mu_H B)$, $K_a^t(\mu_H B)$ ET $K_H^t(\mu_H B)$ DANS LE CAS D'UN MODELE ECHANTILLON-ELECTRODES BIDIMENSIONNEL.

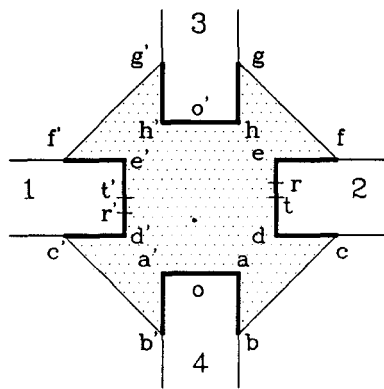
Le système échantillon-électrodes étudié peut être caractérisé à partir des valeurs des résistances R_a , R_o et R_t définies dans le paragraphe II.2.2.2. Le calcul de ces résistances à l'aide d'un modèle à deux dimensions permet la détermination des coefficients K_a^t , K_o^t et K_H^t définis au paragraphe II.2.3.1.

La détermination de ces résistances est directe si elle s'effectue dans un plan "électrique" W où le champ électrique E est uniforme. Ce plan permet en effet, de traduire simplement le caractère isolant ou conducteur des différentes portions du contour du système étudié. De ce fait, la méthode de calcul consiste à passer du plan "géométrique" ζ de représentation du système physique au plan W par transformation conforme.

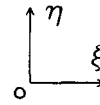
Dans le cas d'un système à contour polygonal (fig.A.1.1), on peut utiliser une transformation de Schwarz-Christoffel (T.S.C.) et passer du plan ζ au plan W par une succession de deux T.S.C., l'une directe et l'autre inverse ^[1,2], en utilisant un plan "intermédiaire" Z . Ces considérations sont illustrées sur la figure A.1.1 pour le système étudié. Les parties conductrices et isolantes du contour de ce système étant représentées en traits gras et traits fins respectivement.

Electrode 4: potentiel 0
 Electrode 3: potentiel V
 Electrode 1 et 2: "en l'air"

si $B=0$:
 r et t confondus
 r' et t' confondus

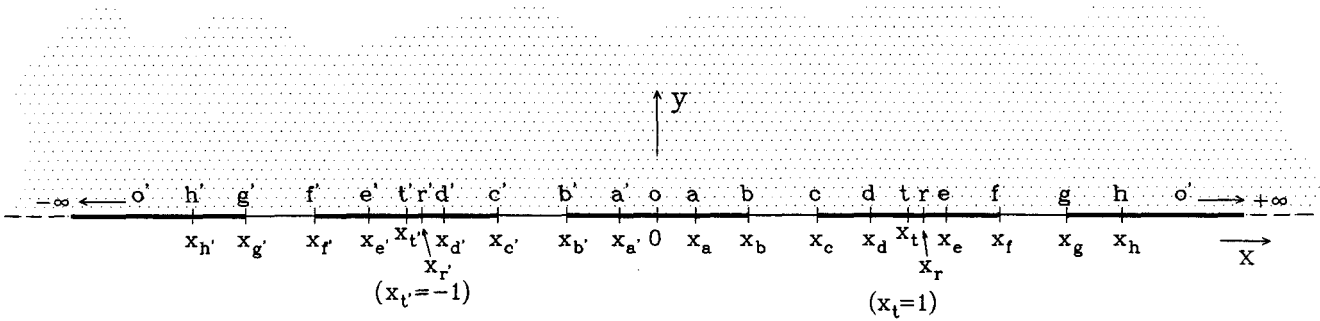


plan "géométrique" ζ
 $\zeta = \xi + i\eta$



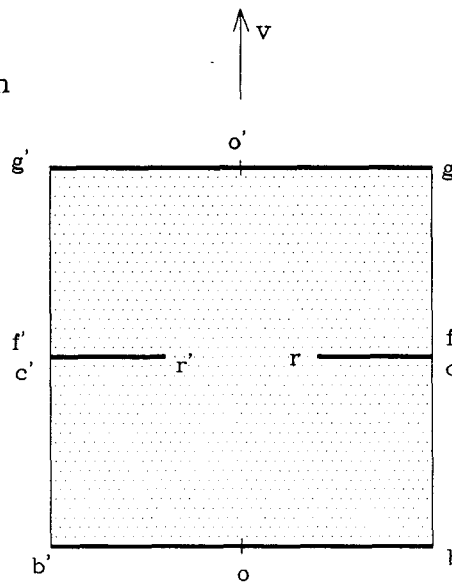
T.S.C.

plan "intermédiaire" Z
 $z = x + iy$



T.S.C.

représentation pour $B=0$



plan "électrique" W
 $w = u + iv$

(champ uniforme)
 \vec{E}

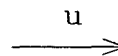


Fig.A.1.1: Représentation du système échantillon-électrodes dans les trois plans ζ , Z et W.

A.1.1-Passage du plan ζ au plan Z par T.S.C.

Dans le cas considéré, la T.S.C. s'écrit:

$$\zeta = A \int_0^x (x-x_a)^{\alpha_a-1} (x-x_b)^{\alpha_b-1} \dots (x-x_h)^{\alpha_h-1} (x-x_a)^{\alpha_a'-1} \dots (x-x_h)^{\alpha_h'-1} dx. \quad (1)$$

-A est une constante d'homothétie, (A=1 dans notre cas),

$-\alpha_a \pi, \alpha_b \pi, \dots, \alpha_h \pi$ sont les angles internes du système dans le plan ζ ,

-Les abscisses x_a, x_b, \dots, x_h , de l'axe ox correspondent aux points anguleux a, b, ..., h' dans le plan ζ .

les points t milieu de ed et t' milieu de e'd' correspondent respectivement de façon arbitraire aux points (1,0) et (-1,0) du plan Z. On montre alors que les égalités suivantes:

$$x_e = \frac{1}{x_d} = \frac{1+x_a}{1-x_a}; \quad (2)$$

$$x_f = \frac{1}{x_c} = \frac{1+x_b}{1-x_b}; \quad (3)$$

$$x_g = \frac{1}{x_b} \quad \text{et} \quad x_h = \frac{1}{x_a} \quad (4)$$

permettent d'avoir: $a'a=de, bc=fg, \dots, b'a'=d'c'$ dans le plan Z, en relation avec les symétries dans le plan ζ .

Dans ces conditions, la T.S.C. qui fait correspondre l'intérieur du système dans le plan ζ au demi plan supérieur de Z (parties grisées de la figure A.1.1) s'écrit:

$$\zeta = \int_0^x \frac{\left[(x^2-x_a^2) \left(x^2 - \frac{1}{x_a^2} \right) (x^2-x_d^2) \left(x^2 - \frac{1}{x_d^2} \right) \right]^{1/2}}{\left[(x^2-x_b^2) \left(x^2 - \frac{1}{x_b^2} \right) (x^2-x_c^2) \left(x^2 - \frac{1}{x_c^2} \right) \right]^{3/4}} dx \quad (5)$$

De ce fait, la détermination des abscisses x_1 est liée à celle de x_a et x_b . Les valeurs numériques de x_a et x_b sont fixées de manière à respecter les rapports des longueurs géométriques $a'a$, ab et bc . Le tableau ci-dessous donne les résultats obtenus. Le calcul numérique des intégrales est effectué en utilisant la méthode de Gauss^[3].

		$\frac{ab}{a'a}$	$\frac{bc}{a'a}$	
dans le plan ζ	$a'a=600\mu\text{m}$ $ab=925\mu\text{m}$ $bc=2175\mu\text{m}$	1.542	3.625	
Passage du plan ζ au plan Z	$a'a = \int_{-x_a}^{x_a} (*) dx$ $ab = \int_{x_a}^{x_b} (*) dx$ $bc = \int_{x_b}^{x_c} (*) dx$	1.547	3.60	pour $\begin{cases} x_a = 0.257 \\ x_b = 0.3605 \\ x_c = 0.47 \end{cases}$

(*) intégrande de la relation (5)

Tableau montrant la détermination des abscisses x_a et x_b .

A.1.2-Passage du plan W au plan Z par T.S.C. et calcul des résistances

La figure A.1.1 montre aussi les points anguleux intervenant dans la T.S.C. faisant passer du plan W au plan Z, lorsque le courant I va des électrodes 3 à 4.

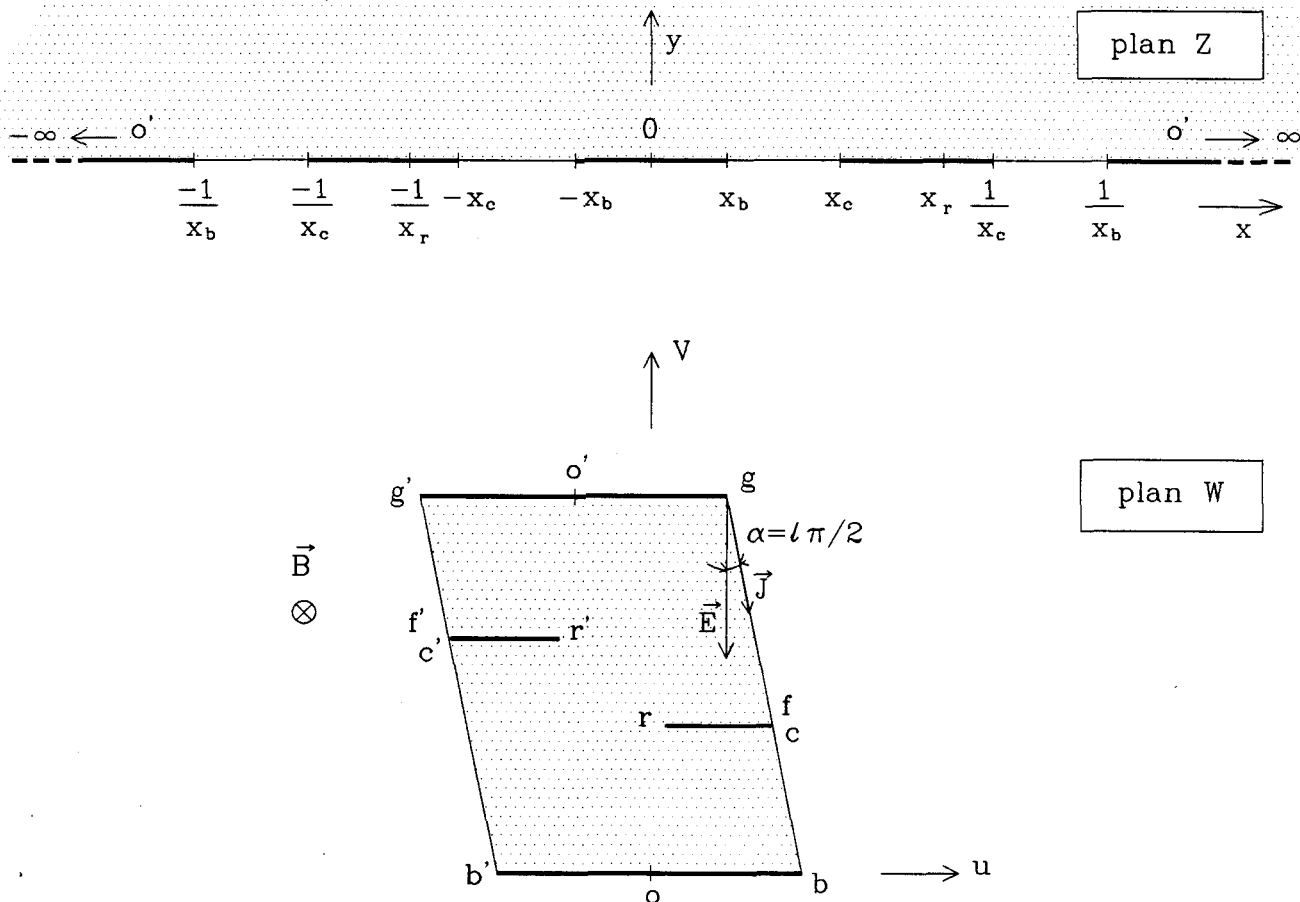


Fig. A.1.2: T.S.C. plan W → plan Z.

La figure A.1.2 montre la situation dans les plans Z et W dans le cas de l'application d'un champ magnétique B. L'obligation de faire coïncider dans le plan Z le résultat de cette T.S.C. avec celui de la T.S.C. précédente (voir § A.1.1) conduit à écrire en présence de B ^[2].

$$W = \int_0^x \frac{(x-x_r) \left(x + \frac{1}{x_r}\right) dx}{\left[(x-x_b) \left(x + \frac{1}{x_b}\right) (x+x_c) \left(x - \frac{1}{x_c}\right) \right]^{\frac{1+l}{2}} \left[(x+x_b) \left(x - \frac{1}{x_b}\right) (x-x_c) \left(x + \frac{1}{x_c}\right) \right]^{\frac{1-l}{2}}}$$

(6)

avec $l = \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg}(\mu_H B)$ (7)

la valeur de x_r qui intervient dans la relation (6) est déterminée dans tous les cas, c'est à dire quelle que soit la valeur de B, pour que le flux de la densité de courant J au niveau de chaque électrode "en l'air" soit nul, c'est à dire pour que:

$$\int_{x_c}^{1/x_c} J \cdot dx = 0 \quad \text{ou encore} \quad \int_{x_c}^{1/x_c} \frac{(x-x_r) \left(x + \frac{1}{x_r}\right) dx}{|D|} = 0 \quad (8)$$

où D est le dénominateur de la relation (6).

Dans ces conditions, les résistances R_o et R_t sont données par [2]:

$$R_o = \frac{\rho}{h} \frac{M - N}{P \cos(\ell\pi/2)} = R_o K_o^t(\mu_H B) \quad (9)$$

$$R_t = \frac{\rho}{h} \frac{M + N}{P \cos(\ell\pi/2)} = R_o K_H^t(\mu_H B) \quad (10)$$

$$\text{avec:} \quad M = \int_{x_b}^{x_c} \frac{(x^2 - \alpha x - 1) dx}{|D|}; \quad N = \int_{1/x_c}^{1/x_b} () dx; \quad P = \int_{-x_b}^{x_b} () dx,$$

où l'intégrande de N et P est le même que pour M.

$$\alpha = x_r - \frac{1}{x_r} = \frac{\int_{x_c}^{1/x_c} \frac{x^2 - 1}{|D|} dx}{\int_{x_c}^{1/x_c} \frac{x dx}{|D|}},$$

La mesure de R_a suppose que le courant I injecté passe de l'accès 1 à l'accès 3 par exemple. Dans ces conditions, la résistance R_a est donnée par [2]:

$$R_a = \frac{\rho}{h} \frac{1}{\cos(\ell\pi/2)} \left| \frac{\int_{-x_c}^{-x_b} \frac{x^2 - \alpha'x + \alpha''}{|D|} dx}{\int_{-x_b}^{x_b} \frac{x^2 - \alpha'x + \alpha''}{|D|} dx} \right| = R_0 K_a^t(\mu_H B) \quad (11)$$

$$\text{avec: } \alpha' = \frac{T_3T_6 - T_1T_4}{T_2T_4 + T_3T_5}; \quad \alpha'' = \frac{-T_2T_6 - T_1T_5}{T_2T_4 + T_3T_5};$$

$$T_1 = \int_{-x_b}^{x_b} \frac{dx}{|D|}; \quad T_2 = \int_{-x_b}^{x_b} \frac{x dx}{|D|}; \quad T_3 = \int_{-x_b}^{x_b} \frac{x^2 dx}{|D|};$$

$$T_4 = \int_{x_c}^{1/x_c} \frac{dx}{|D|}; \quad T_5 = \int_{x_c}^{1/x_c} \frac{x dx}{|D|}; \quad T_6 = \int_{x_c}^{1/x_c} \frac{x^2 dx}{|D|}.$$

L'ensemble des relations (9, 10, 11) permet donc la détermination analytique des coefficients K_a^t , K_o^t et K_H^t .

BIBLIOGRAPHIE DE L'ANNEXE I

- [1] J. Haeusler, Solid-St Electron., 9, (1966), 417-441
- [2] R. F. Wick, J. Appl. Phys., 25, 6, (1954), 741-756
- [3] J. P. Nougier, Méthode de calcul numérique,
2 ème Edition, MASSON, 1985

ANNEXE II

CARACTERISATION EN RESISTIVITE DES EPITAXIES n SUR SUBSTRAT n^+

La plupart des épitaxies Silicium sont élaborées sur des substrats dopés n^+ . Dans ce cas, la méthode standard de caractérisation par effet Hall n'est pas applicable. Nous exposons donc dans cette annexe, un traitement adapté à cette situation, qui permet la détermination de la résistivité ρ des couches n/n^+ .

La figure A.2.1 montre l'échantillon placé sur la cellule hyperfréquence ainsi que le schéma électrique équivalent associé.

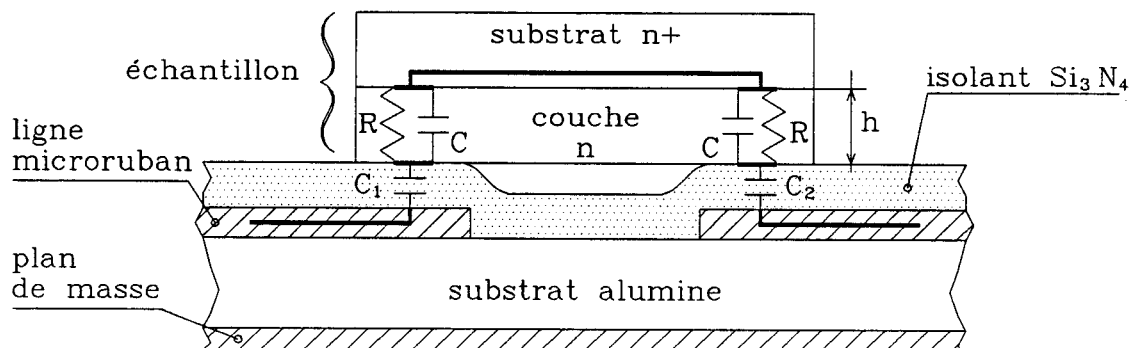


Fig.A.2.1: *Vue en coupe d'un échantillon n/n^+ placé sur la cellule de mesure*

A.2.1-Détermination des capacités:

La détermination des capacités de contact C_1 , C_2 , C_3 et C_4 est effectuée comme pour les couches n sur substrat S.I. (voir § III.1.1). En effet, en basse fréquence ($F = 5$ MHz) le schéma équivalent reste identique que le substrat soit isolant ou non.

La capacité C (fig.A.2.1) est calculée simplement de façon approchée à partir de l'expression:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_s \cdot \frac{S}{h}$$

où ϵ_s est la permittivité du Silicium ($\epsilon_s = 11.9$), S surface du contact ($S = 0.615 \text{ mm}^2$) et h l'épaisseur de la couche n.

A.2.2-Détermination de la résistivité:

La résistivité est déterminée à partir de la mesure du paramètre S_{21} (ou S_{43}) effectuée dans les configurations données au paragraphe III.2.1.1. Pour le calcul de ρ , on utilise le schéma équivalent indiqué sur la figure A.2.2.

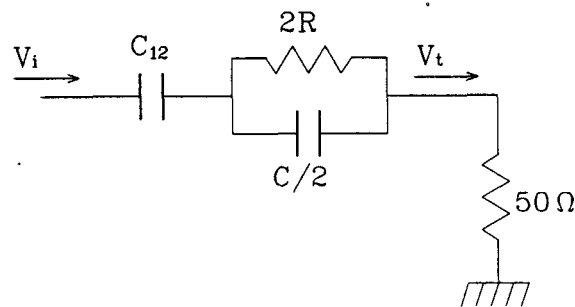


Fig.A.2.2: Schéma électrique équivalent de la cellule dans la configuration de mesure du S_{21} .

On peut facilement relier le paramètre S_{21} aux éléments du circuit équivalent:

$$|S_{21}| = \left| \frac{100}{100 + \frac{1}{jC_{12}\omega} + \frac{2R}{1+jRC\omega}} \right|$$

où $C_{12} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ et $\omega = 2\pi F$ ($F = 1.3$ GHz, fréquence de travail).

L'inversion numérique de cette expression permet d'obtenir R , puis ρ à partir du module de S_{21} . En effet:

$$\rho = R \cdot \frac{S}{h}$$

LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS
EFFECTUEES LORS DE CE TRAVAIL

BOURZGUI N., CONSTANT E., DRUON C., TABOURIER P., WACRENIER J.M.
Sonde de mesure d'effets magnétoélectriques et procédé correspondant.
Demande de brevet en France déposée le 23-9-1988 N° 88 12482.
Extension en voie européenne (RFA, GB, Pays-Bas) le 23-9-1989.

DRUON C., BOURZGUI N., TABOURIER P. et WACRENIER J.M.
Caractérisation non destructive de couches minces semiconductrices par
mesure d'effets magnétoélectriques sans contacts ohmiques.
Communication aux 6 èmes Journées Nationales Microondes (JNM).
Congrès avec actes Montpellier (Juin 1989).

BOURZGUI N., DRUON C., TABOURIER P. et WACRENIER J.M.
Mesures d'effets magnétoélectriques sur des couches épitaxiées de GaAs sans
contacts ohmiques.
Communication au 10 ème Colloque Optique Hertzienne et Diélectrique (OHD)
Congrès avec actes Rennes (Septembre 1989).

TABOURIER P., DRUON C., BOURZGUI N. and WACRENIER J.M.
Non destructive electrical characterization of semiconducting layers by a
novel microwave method.
Communication at 19 th European Solid State Device Research Conference
(ESSDERC) Congrès avec actes Berlin (Septembre 1989).

DRUON C., TABOURIER P., BOURZGUI N and WACRENIER J.M.
A novel microwave device for non destructive electrical characterization of
semiconducting layers.
Rev. Sci. Instrum., 61 (11), 3431 (1990).