

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

7/87

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THESE

Présentée par M^r **YAGOUB MUSTAPHA CHERIF EDDINE**

Ingénieur E.N.P.

pour l'obtention du diplôme de MAGISTERE EN ELECTRONIQUE

SUJET

MELANGEUR MICRO-ONDES EN BANDE X
POUR LA T.V.D.S.

Soutenue le 16 Décembre 1987 devant le jury composé de :

Monsieur A. CHEKIMA - Maître de conférences	E.N.P.	Président
Monsieur A. ADANE - Professeur	U.S.T.H.B.	Examineur
Monsieur A. ZERGUERRAS - Chargé de cours	E.N.P.	Examineur
Monsieur J. GORALSKI - Docteur d'état	E.N.P.	Examineur
Monsieur R. AKSAS - Chargé de cours	E.N.P.	Rapporteur
Monsieur C. RAMASASTRY - Professeur	I.N.E.L.E.C.	Invité
Monsieur A. SALAOUATCHI - S/Directeur des R.C.	P.T.T.	Invité

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THESE

Présentée par M^r **YAGOUB MUSTAPHA CHERIF EDDINE**

Ingénieur E.N.P.

pour l'obtention du diplôme de MAGISTERE EN ELECTRONIQUE

SUJET

MELANGEUR MICRO-ONDES EN BANDE X
POUR LA T.V.D.S.

Soutenue le 16 Décembre 1987 devant le jury composé de :

Monsieur A. CHEKIMA - Maître de conférences	E.N.P.	Président
Monsieur A. ADANE - Professeur	U.S.T.H.B.	Examineur
Monsieur A. ZERGUERRAS - Chargé de cours	E.N.P.	Examineur
Monsieur J. GORALSKI - Docteur d'état	E.N.P.	Examineur
Monsieur R. AKSAS - Chargé de cours	E.N.P.	Rapporteur
Monsieur C. RAMASTRY - Professeur	I.N.E.L.E.C.	Invité
Monsieur A. SALAOUATCHI - S/Directeur des R.C.	P.T.T.	Invité

Le présent travail a été effectué au laboratoire de télécommunications du département électronique de l'E.N.P. .

Qu'il me soit permis de remercier Mr K. GRABOWSKI , professeur à l'institut de télécommunications de GDANSK , d'avoir proposé ce sujet d'actualité et de m'avoir intéressé à la T.V.D.S. . Ses conseils éclairés m'ont été d'une aide inestimable .

Je tiens également à remercier Mr R. AKSAS , chargé de cours à l'E.N.P. , qui par ses précieuses remarques et son soutien constant a grandement contribué à cette étude .

Je tiens de même à remercier Mr A. ADANE , professeur à l'U.S.T.H.B. , pour son soutien indéfectible et sa grande compréhension .

Je suis très sensible à l'honneur que me fait Mr A. CHEKIMA, maître de conférences à l'E.N.P. , en acceptant de présider ce jury .

Je remercie Mr A. ZERGUERRAS , chargé de cours à l'E.N.P. , de s'être intéressé à ce travail et d'avoir bien voulu participer au jury de cette thèse .

Il en est de même pour Mr J. GORALSKI , docteur d'état à l'E.N.P. , pour avoir bien voulu juger ce travail .

Mes remerciements vont aussi à Mr C. RAMASASTRY , professeur à l'I.N.ELEC. , et Mr A. SALAOUATCHI , sous directeur des radio-communications au ministère des postes et télécommunications , pour leur participation à ce jury .

Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à Mr le professeur H. BAUDRAND , directeur du laboratoire micro-ondes à l'ENSEEIH de toulouse , pour avoir accepté de m'accueillir dans son laboratoire et sans lequel les réalisations et mesures n'auraient pas été possibles . Je remercie également toute l'équipe de ce même laboratoire pour sa disponibilité , et plus particulièrement Mrs AHMED PANAH , ROBERTO , RONGIERES , et GUEROUI .

Je ne saurais oublier mon ami et collègue M. TRABELSI pour son étroite collaboration , ainsi que R. SADOUN .

Enfin que tous ceux et celles , enseignants -secrétaires-reprographes... , qui ont de près ou de loin contribué à ce mémoire , y trouvent l'expression de ma profonde gratitude .

SYMBOLES USITES

A	: Atténuation de filtre (dB).
A_i	: Pertes de couplage - par insertion - (dB) .
A_k	: Pertes de couplage - par discontinuité - (dB) .
A_m	: Taux d'ondulation du filtre (dB).
α	: Inverse de la tension thermo-dynamique (V^{-1}).
C	: Couplage du coupleur (dB).
C_o	: Capacitance de jonction à tension nulle (F).
C_j	: Capacitance de jonction (F).
C_k	: Coefficients de la capacitance (F).
C_p	: Capacité de boîtier de la diode (F).
E_o, E_{dc}	: Tension d'alimentation (V).
E_1, E_p	: Tension de pompe (V).
ϵ	: Permittivité (F/m).
f_o	: Fréquence de sortie (Hz).
f_{image}	: Fréquence image (Hz).
f_p	: Fréquence de pompe (Hz).
f_r	: Fréquence du signal d'entrée (Hz).
f_o	: Fréquence de coupure du filtre (Hz).
f_t	: Fréquence de travail centrale du mélangeur (Hz).
F	: Filtre.
G_j	: Conductance de jonction (Ω^{-1}).
G_k	: Coefficients de la conductance (Ω^{-1}).
γ	: Facteur de forme de la jonction.
I_d	: Courant de conductance (A).
I_{d_k}	: Coefficients du courant de conductance (A).

I_o	: Courant de capacitance (A).
I_{o_k}	: Coefficients du courant de capacitance (A).
I_e	: Courant de jonction (A).
I_{e_k}	: Coefficients du courant de jonction (A).
I	: Isolation du coupleur (dB).
$[\{I_m\}]$: Vecteur courant d'entrée.
$L, L_{o,k}$: Pertes de conversion (de f_k à f_o) - (dB).
L_s	: Self parasite de la diode (H).
l	: Longueur de microbande (m).
λ_T	: Longueur d'onde de la fréquence f_T (m).
NF	: Facteur de bruit du mélangeur (dB).
n	: Facteur d'idéalité de la diode.
NF_{FI}	: Facteur de bruit de l'amplificateur FI (dB).
n'	: Nombre de cellules du filtre.
P	: Opérateur.
ϕ	: Tension de barrière de la diode (V).
P_{ol}	: Puissance de pompe (W).
ρ	: Résistivité moyenne de la diode ($\Omega \cdot m$).
R_{so}	: Résistance série de la diode à tension nulle (Ω).
R_{so}	: Résistance série de la diode (Ω).
$[\{V_m\}]$: Vecteur tension d'entrée.
V_j	: Tension de jonction (V).
V_k	: Coefficients de la tension de jonction (V).
V_T	: Tension thermodynamique (V).
W'	: Longueur de la microbande (m).
W_o	: Pulsation de la sortie (rd/s).
W_m	: Pulsation de la porte m (rd/s).
W_p	: Pulsation de la pompe (rd/s).

W_p	:	Pulsation de la pompe (rd/s).
$[Y]$:	Matrice admittance de la diode.
Y_{mn}	:	Elément de la matrice admittance de la diode (Ω^{-1}).
Y_1	:	Admittance d'une source de fréquence f (Ω^{-1}).
$[Y^E]$:	Matrice admittance du réseau avoisinant de la diode.
$[Y^M]$:	Matrice admittance du mélangeur.
Z_0	:	Impédance caractéristique de la ligne (Ω).
Z_1	:	Impédance du transformateur quart-d'onde (Ω).
Z_d	:	Impédance de la diode (Ω).
$[Z^M]$:	Matrice impédance du mélangeur.
$Z^M_{(c,o)}(c,k)$:	Elément de la matrice impédance du mélangeur (Ω).
$[Z^M_o]$:	Matrice impédance du mélangeur à Y_0 nul.
$Z^M_o(c,o)(c,o)$:	Elément de la matrice impédance à Y_0 nul (Ω).
$Z_e(c,k)$:	Impédance d'entrée du mélangeur (Ω).
$Z_e(w_m)$:	Impédance de réseau avoisinant de la diode (Ω).
Z_s	:	Impédance de sortie du mélangeur (Ω).

ERRATA

- Page 6 (§ I-3 , ligne 1) :

Lire : " De par sa géographie ... " .

- Page 8 (§ II-1 , ligne 9) :

Lire : " la caractéristique non linéaire (C) ... " .

- Page 40 (ligne 3) :

Lire : " la plus grande partie de l'énergie ... " .

S O M M A I R E

CHAPITRE I : Le mélangeur en TVDS .

CHAPITRE II : Analyse du mélangeur .

CHAPITRE III : Conception et calcul du mélangeur .

CHAPITRE IV : Réalisations et mesures .

TABLE DES MATIERES

<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE - I :</u>	
I - Télévision Directe par Satellite:	5
I - 1 - Historique.	5
I - 2 - Utilité de la TVDS.	5
I - 3 - La TVDS en Algérie.	6
II - Le Mélangeur:	8
II - 1 - Principe du mélangeur.	8
II - 2 - Localisation du mélangeur.	10
II - 3 - Elément non linéaire.	12
II - 4 - Paramètres du mélangeur à diodes.	14
III - Circuits de base du mélangeur:	16
III - 1 - Mélangeur à une diode.	16
III - 2 - Mélangeur à deux diodes.	16
III - 3 - Mélangeur à quatre diodes.	18
III - 4 - Mélangeur à huit diodes.	18
IV - Choix du Mélangeur:	18
<u>CHAPITRE - II :</u>	
I - Diode Schottky:	23
I - 1 - Introduction.	23
I - 2 - Structure de la diode.	23
I - 3 - Paramètres de la diode.	25
I - 4 - Limites de la diode.	26
II - Analyse du Mélangeur à Une Diode:	27
II - 1 - Analyse non linéaire.	27
II - 2 - Analyse linéaire.	29
III - Analyse du Mélangeur à Deux Diodes:	32
III - 1 - Analyse non linéaire.	32
III - 2 - Analyse linéaire.	32
III - 3 - Paramètres du mélangeur.	35

CHAPITRE - III :

I - Structures Micro-Ondes:	37
I - 1 - Guide d'ondes	37
I - 2 - Structures intégrées micro-ondes.	37
I - 3 - Choix de la structure.	39
II - Schéma du Mélangeur:	40
II - 1 - Coupleur 3dB	40
II - 2 - Filtre passe bas.	42
II - 3 - Polarisation.	43
III - Mesures des Diodes:	44
IV - Calcul des Paramètres du Mélangeur:	44
IV - 1 - Calcul des coefficients C_k et G_k .	44
IV - 2 - Matrice du mélangeur.	48
IV - 3 - Paramètres du mélangeur.	51

CHAPITRE - IV :

I - Circuits Partiels:	54
I - 1 - Coupleur 3dB.	55
I - 2 - Filtres passe bas.	60
I - 3 - Filtre image.	64
I - 4 - Circuit d'adaptation.	64
I - 5 - Polarisation.	65
II - Le Mélangeur:	65
II - 1 - Réalisation.	65
II - 2 - Mesures.	65

CONCLUSION:	71
-------------	----

ANNEXES.

INDEX BIBLIOGRAPHIQUE.

TABLE DES FIGURES ET TABLEAUX

CHAPITRE - I :

<u>FIGURES</u>	: I - 1 : Couverture attribuée à l'Algérie.	7
	I - 2 : Le processus de mélange et sa symbolisation.	9
	I - 3 : Localisation du mélangeur.	11
	I - 4 : Facteur de bruit de différentes diodes.	13
	I - 5 : Mélangeur à 1 diode.	17
	I - 6 : Mélangeur à 2 diodes.	17
	I - 7 : Mélangeur à 4 diodes.	19
	I - 8 : Mélangeur à 8 diodes.	19
<u>TABLEAU</u>	: I - 1 : Comparaison entre mélangeurs.	21

CHAPITRE - II :

<u>FIGURES</u>	: II - 1 : Coupe d'une diode Schottky.	24
	II - 2 : Schéma équivalent de la diode.	24
	II - 3 : Schéma pour analyse fort signal.	28
	II - 4 : Schéma pour analyse faible signal.	28
	II - 5 : Schéma de Norton.	30
	II - 6 : Schéma d'analyse pour deux diodes.	34

CHAPITRE - III :

<u>FIGURES</u>	: III - 1: Structures pour C.I.M.	38
	III - 2: Schéma de principe du mélangeur.	41
	III - 3: Caractéristiques de la diode "BAT 15-110S".	47
	III - 4: Schéma équivalent du mélangeur.	50
<u>TABLEAUX</u>	: III - 1: Comparaison entre les diodes "BAT 15-110S" et "ND 5558-00"	45
	III - 2: Caractéristiques des diodes "BAT 15-110S"	46
	III - 3: Calcul des paramètres de la diode.	49
	III - 4: Calcul des paramètres du mélangeur.	52

CHAPITRE - IV :

<u>FIGURES</u>	: IV - 1 : Mélangeur.	56
	IV - 2 : Coupleur 3dB - Courbe: $C = f(f)$.	58
	IV - 3 : Coupleur 3dB - Courbe: TOS = $f(f)$.	61
	IV - 4 : Filtre passe bas 9GHz - Courbe: $A = f(f)$.	61
	IV - 5 : Filtre passe bas 2GHz - Courbe: $A = f(f)$.	63
	IV - 6 : Filtre image - Courbe: $A = f(f)$.	63
	IV - 7 : Boitier du mélangeur.	66
	IV - 8 : Impédance de sortie du mélangeur.	68
	IV - 9 : Impédance d'entrée du mélangeur.	68
	IV - 10: Facteur de bruit du mélangeur.	69
<u>TABLEAUX</u>	: IV - 1 : Dimensions du mélangeur sur Alumine 98%.	57
	IV - 2 : Mesures de coupleur 3dB.	59
	IV - 3 : Mesures des filtres.	62
	IV - 4 : Mesures du mélangeur.	67

INTRODUCTION

Le but de ce travail est d'étudier et de réaliser un mélangeur micro-ondes en bande X. Ce dispositif doit faire partie d'un récepteur de signaux de télévision dans le cadre du projet Algérien de Télévision Directe par Satellite - TVDS - .

La TVDS est une application toute nouvelle des satellites géostationnaires, car les premiers réseaux n'ont vu le jour qu'à la fin des années Soixante Dix. Ce moyen de télédiffusion s'est imposé lorsque les formes de réception TV conventionnelles, ou par câbles, ont montré leurs limites, notamment dans des zones à population diffuse, enclavées ou d'accès difficile.

La TVDS présente également l'avantage de ne pas nécessiter d'installation d'appoint (relais, réémetteurs...), et est, parfois, la seule alternative au développement d'un réseau terrestre saturé.

Le mélangeur que nous nous proposons de réaliser se situe dans le premier étage de conversion du récepteur.

Pour mener à terme cette tâche, nous avons, au préalable, établi une étude comparative des mélangeurs existants qui nous a permis de montrer que le mélangeur à deux diodes, et plus particulièrement à diodes Schottky, est le plus adéquat.

Le calcul des paramètres fondamentaux du mélangeur retenu nous a amené à développer deux logiciels. Le premier consiste en la résolution d'équations non linéaires pour trouver les éléments du circuit équivalent des deux diodes et d'en déduire la matrice admittance du mélangeur. Le deuxième logiciel sert à inverser cette matrice complexe pour déterminer les valeurs des impédances de portes et les pertes de conversion. Ces logiciels ont été implantés sur un calculateur TEKTRONIX 4052A du laboratoire Télécommunications de l'E.N.P.

La réalisation proprement dite a été subdivisée en trois parties, à savoir la schématisation du mélangeur selon la technologie retenue (intégrée hybride), la réalisation et les mesures de circuits partiels constituant le dispositif, et finalement la réalisation et les mesures du circuit final, et ce, au laboratoire micro-ondes de l'ENSEEIMT.

Les circuits partiels (deux coupleurs 3dB, deux filtres passe bas de 2 et 9GHz, un circuit adaptateur, ainsi qu'un filtre image sur un substrat alumine 98%, et un coupleur 3dB et un circuit adaptateur sur DUROID 6010) ont permis de corriger les erreurs et par conséquent de faciliter la réalisation du mélangeur sur les deux substrats.

CHAPITRE - I - Le Mélangeur en TVDS

Après un bref aperçu sur la TVDS, nous avons donné le principe de la conversion de fréquence, et choisi l'élément non linéaire assurant cette conversion, à savoir la diode Schottky. Une étude comparative des différents mélangeurs existants nous a permis de retenir le mélangeur à deux diodes.

I - Télévision Directe par Satellite:

I-1) Historique:

La Télévision Directe par Satellite est la dérivée des Télécommunications spatiales point à point. Elle permet, à un particulier ou à un collectif d'un territoire donné, de recevoir les signaux TV émis directement d'un satellite. Ces satellites, dites de diffusion directe, sont les derniers nés des satellites de communications géostationnaires. En effet, ce n'est qu'en 1977, au cours de la Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications pour la Radiodiffusion par Satellite, [1], que seront établies les bases de la TVDS. Le premier satellite de diffusion directe fut alors lancé en 1978.

I-2) Utilité de la TVDS:

La diffusion de la télévision est par définition unidirectionnelle. Les matériels d'émission sont ainsi conçus pour délivrer un niveau de champ électromagnétique important pour réduire le volume et le coût du matériel de réception. Ce niveau doit être aussi égal que possible pour tous les récepteurs. Les organismes publics recherchent donc une couverture totale d'un pays, avec un objectif de qualité minimale garantie pour les utilisateurs, dans la mesure des moyens disponibles.

Malheureusement, même avec un réseau très dense, les techniques de diffusion avec des réémetteurs installés sur la terre introduisent des limitations dans l'application de ce principe. Ainsi, les phénomènes de propagation rectiligne limitent la portée des émetteurs. Il existe également des "zones d'ombres" que l'on tente de réduire par l'installation d'émetteurs secondaires. Enfin, il faut noter que les bandes de fréquences actuellement allouées à la télévision limitent le nombre de réseaux.

C'est ainsi que les premières études sur la TVDS, [2 - 4], ont fait ressortir de nombreux avantages parmi lesquels nous pouvons citer:

- La couverture immédiate d'une région sans attendre les travaux d'études et l'installation des équipements au sol;
- L'élimination de zones d'ombres;
- La maintenance extrêmement réduite pour les équipements au sol;
- L'augmentation de la capacité de diffusion pour des pays au réseau terrestre saturé;
- La possibilité pour un seul réseau satellitaire de couvrir les services de radiodiffusion et les services fixes (Faisceaux Hertzien, Téléphone...).

De plus, si l'investissement à court terme est élevé, les coûts globaux sont considérablement moins importants que ceux d'un réseau terrestre équivalent.

La TVDS présente donc une alternative lorsque la télévision conventionnelle, ou par câbles, n'a pas un rapport efficacité/coût intéressant.

I-3) La TVDS en Algérie:

De par géographie, l'Algérie s'est rapidement intéressée à cette forme de communications.

C'est ainsi que dans le cadre de la coopération Franco-Algérienne, une étude préliminaire a été entreprise par le groupe "SATEL - CONSEIL", [5], qui a abouti en Décembre 1982 à un document spécifiant que les objectifs Algériens seront satisfaits par l'attribution de deux faisceaux d'émission (figure: I - 1) dont les caractéristiques sont:

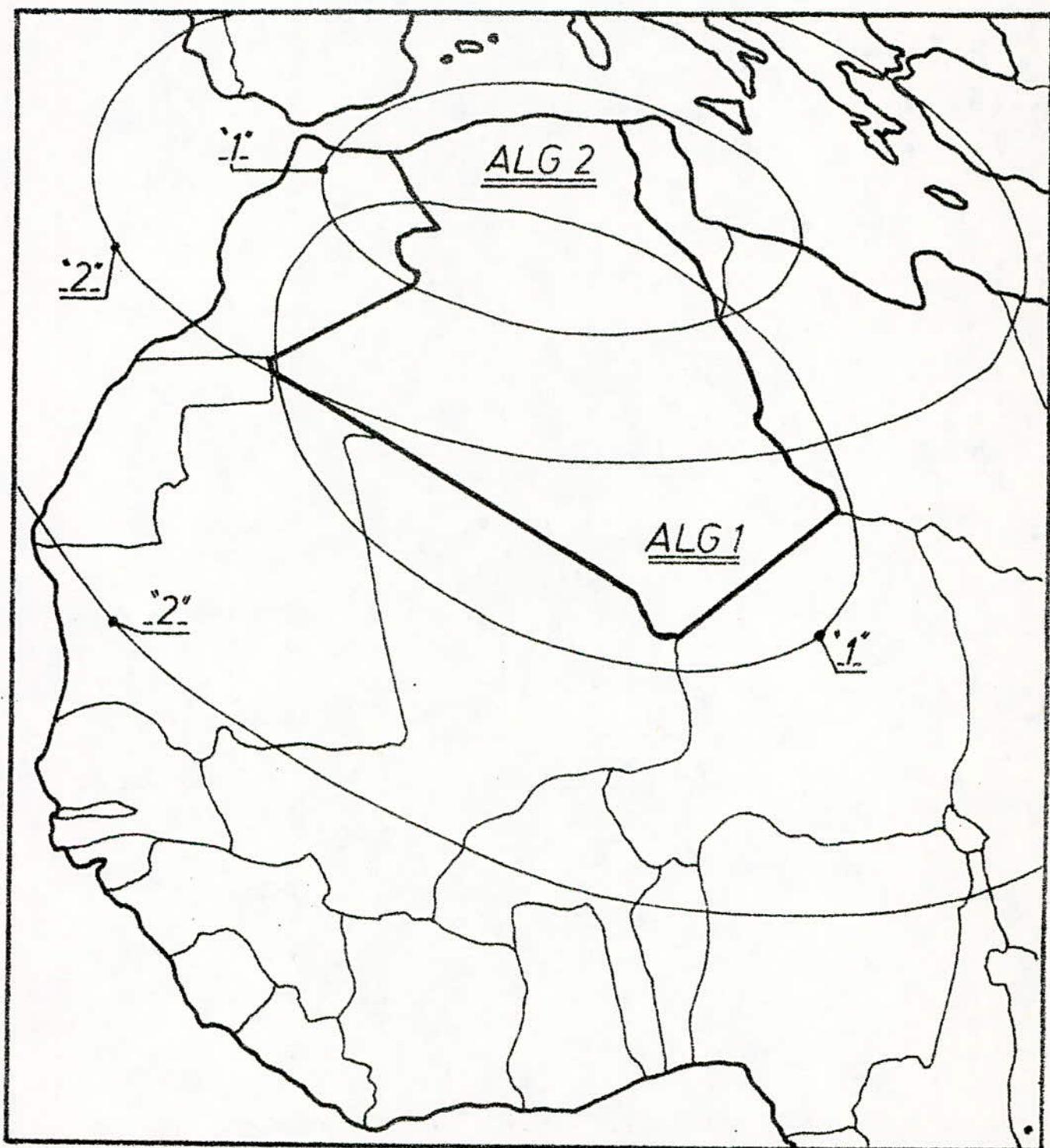


Figure: I - 1 - Couverture attribuée à l'ALGERIE -

Faisceau Sud = ALG 1

Faisceau Nord = ALG 2

"1" - Réception Individuelle — "2" - Collective

SATELLITE	DONNEES		ORIENTATION		CANAL	
	PT VISE	ELLIPSE	N°	F (MHZ)	PIRE (dBw)	
A	4,20	2,4	2	11 746,66	63,40	
L	Ouest	x	6	11 823,38	63,40	
G	et	1,3	10	11 900,10	63,50	
	33,20	(172°)	14	11 976,82	63,60	
2	Nord		18	12 053,54	63,60	
A	1,60	3,6	4	11 785,02	62,80	
L	Ouest	x	8	11 861,74	62,80	
G	et	2,2	12	11 938,46	62,90	
	25,50	(152°)	16	12 015,18	63,00	
1	Nord		20	12 091,90	63,00	

II - Le Mélangeur:

II-1) Principe du Mélangeur:

Le mélange est par définition [6] : "Une opération qui transfère les caractéristiques d'une onde de fréquence f_A en une onde de fréquence f_B ".

Il est réalisé pour profiter des bonnes conditions de propagation à fréquences hautes tout en utilisant les multiples possibilités de traitement de signal, disponibles aux fréquences basses et à moindre coût. Il est également utilisé pour éviter les interférences entre signaux d'un même réseau.

Si nous considérons la caractéristique non linéaire de la sortie V_s en fonction de l'entrée V_e d'un quadripôle quelconque (figure: I - 2), l'application d'un signal $s(t)$, faible, autour d'un point de fonctionnement P, fait d'écrire à celui-ci un arc de cercle $A_1 B_1$, pratiquement linéaire, et la valeur V_s est déduite linéairement à partir de V_e par la relation:

$$V_s = A V_e \quad (I - 1)$$

Où A est en première approximation la valeur du coefficient directeur de la tangente (Δ) à la courbe au point P. A est alors appelé le gain à faible signal.

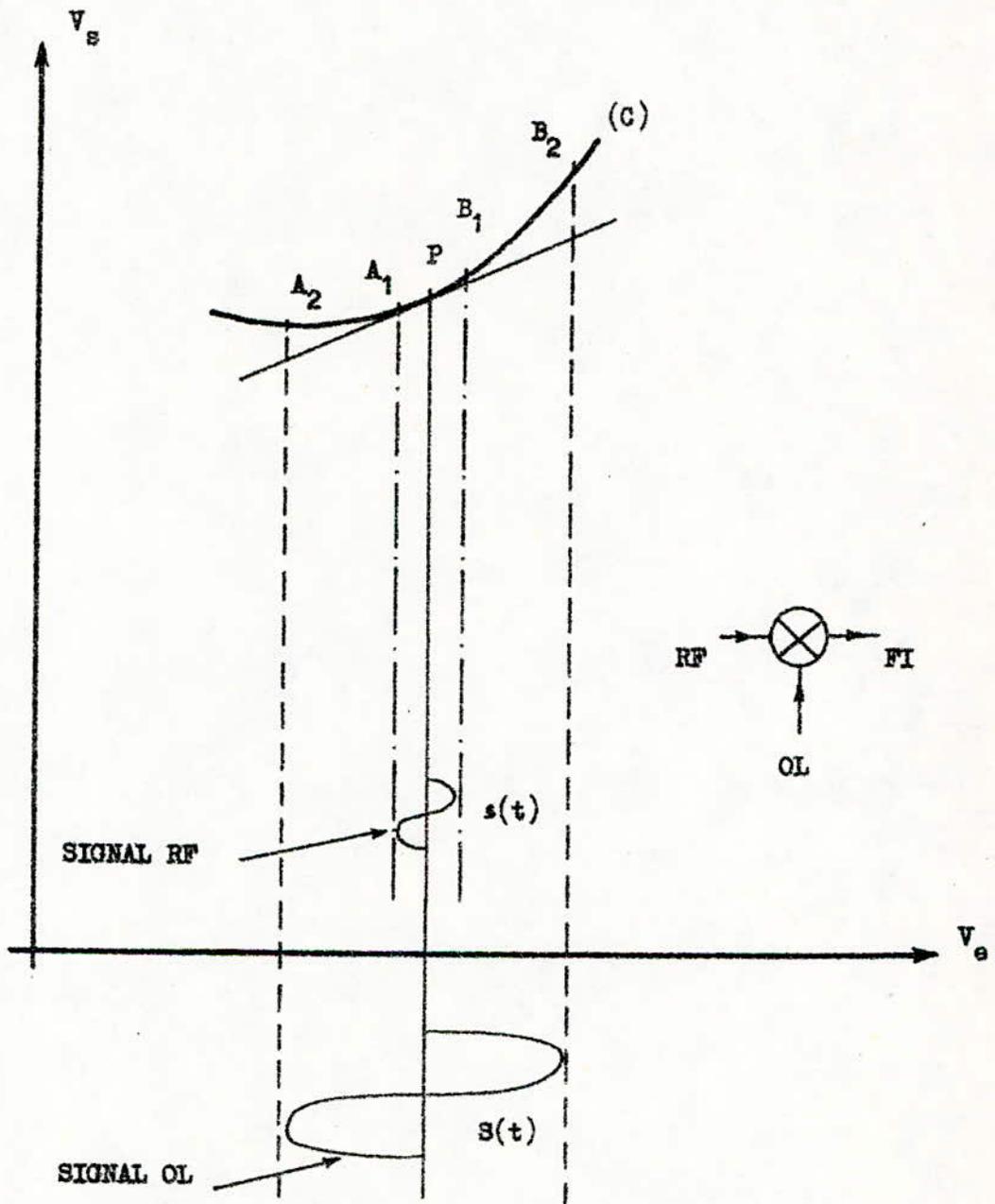


Figure: I-2 - Le Processus de Mélange et sa Symbolisation

Si maintenant l'amplitude du signal est forte (signal $S(t)$ de fréquence f_S), l'arc $A_2 B_2$ n'est plus assimilable à (Δ) . V_s est alors décrite par la relation:

$$V_s = A_1 V_e + A_2 V_e^2 + \dots + A_n V_e^n \quad (I - 2)$$

Le nombre de termes de cette série à prendre en considération s'accroît de concert avec l'amplitude du signal $S(t)$. C'est le fonctionnement fort signal.

L'utilisation de formules trigonométriques nous montre que chaque terme en V^n génère l'harmonique " nf_S ".

Dans notre étude le signal RF d'entrée, de fréquence f_R , est de faible amplitude. Pour obtenir les termes d'ordres élevés, il lui est appliqué conjointement un signal fort provenant d'un oscillateur local, encore appelé pompe, de fréquence f_P .

Les fréquences de sortie sont des combinaisons des harmoniques de f_R et f_P , et sont approximées suivant le principe de superposition à:

$$f_S = \pm f_R \pm nf_P \quad (I - 3)$$

La fréquence utile, ou fréquence intermédiaire, f_{FI} , est généralement issue de la différence entre f_R et f_P .

II-2) Localisation du mélangeur:

Le mélangeur se situe dans le premier étage de conversion du récepteur (figure: I-3). Le convertisseur devant être à faible bruit, le mélangeur doit avoir un facteur de bruit minimal. Les normes en TVDS, [1], [7-9], fixent ce facteur, pour un convertisseur possédant un préamplificateur à un étage, à une valeur ne devant pas excéder 10dB.

Les fréquences d'entrée varient de 11,7 à 12,1 GHz, aussi, pour l'obtention de fréquences intermédiaires de 0,95 à 1,35 GHz, deux possibilités existent:

$$f_P - f_R = f_{FI} \quad (I - 4)$$

$$f_R - f_P = f_{FI} \quad (I - 5)$$

Le mélangeur à bande latérale inférieure, équation (I-4), offre une plus faible excursion de la pompe. De plus, il donne une fréquence pompe loin des bandes de 10 GHz, réservées aux services fixes.

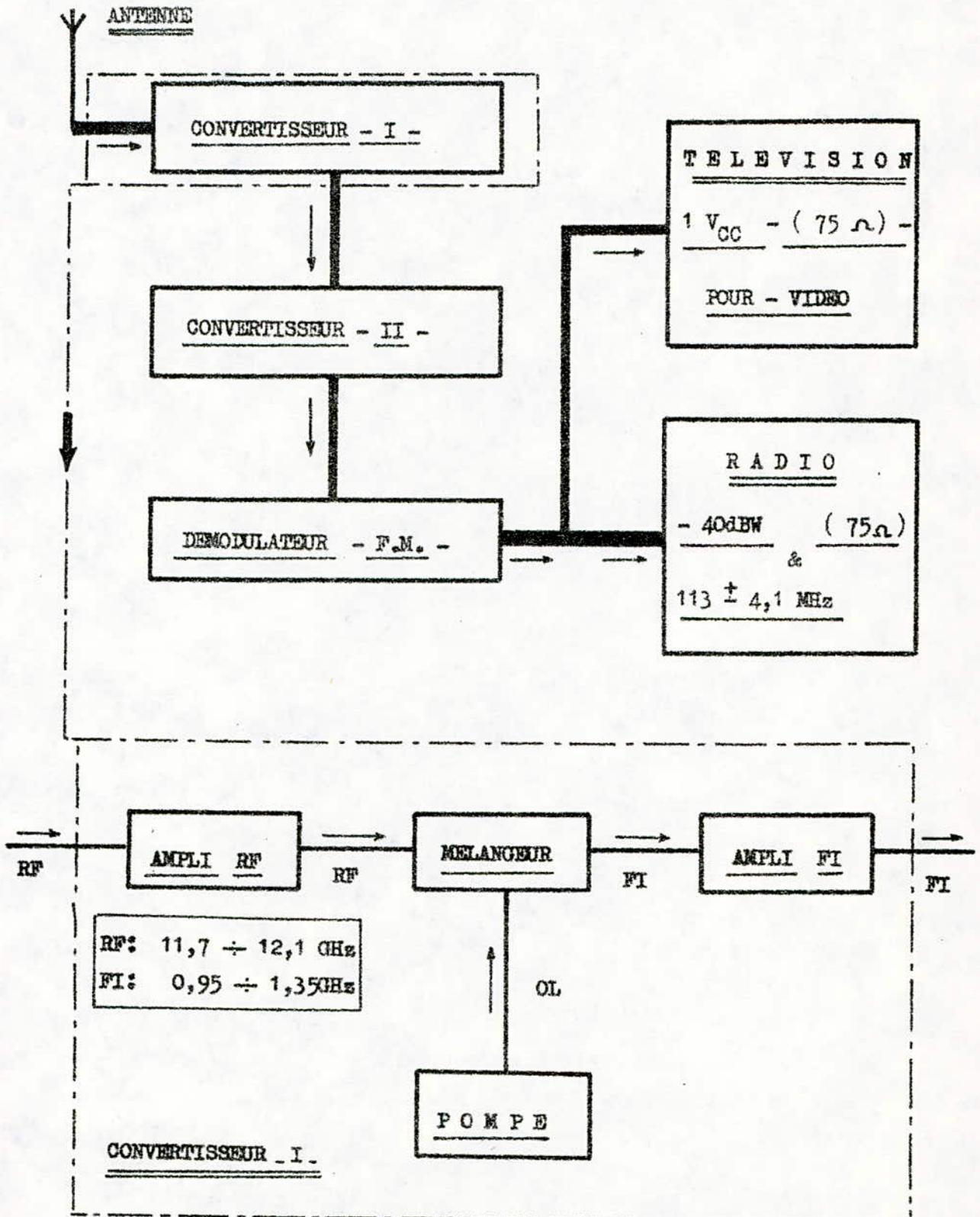


Figure: I - 3 - Localisation du mélangeur

Néanmoins, ne disposant pas d'oscillateurs à 13,05 GHz, nous avons opté pour le mélangeur à bande latérale supérieure (équation (I-5)) de fréquence pompe égale à 10,75 GHz. Ce mélangeur possède cependant l'avantage de ne pas inverser le spectre d'entrée.

Il faut également noter qu'une autre fréquence, dite image, peut générer la fréquence de sortie, en se combinant à f_R et f_P , selon la relation:

$$f_{\text{image}} + f_R = 2 f_P \quad (\text{I} - 6)$$

II-3) Elément non linéaire:

L'élément non linéaire nécessaire au mélange peut être tout composant présentant des caractéristiques non linéaires. Nous pouvons ainsi avoir:

- Une conductance non linéaire: $G = f(v)$;
- Une capacité non linéaire: $C = f(v)$;
- Une inductance non linéaire: $L = f(I)$;

Une étude de mélangeurs à faible bruit fait ressortir deux principaux composants: Le transistor et la diode.

II-3-1) Le Transistor:

Les travaux [10-15] sur les transistors et leur emploi en mélange ont montré que les FET à double grille en GaAs sont les plus intéressants. Leurs avantages sont le gain en conversion, la séparation naturelle des pertes signal et pompe, et la possibilité d'adaptation séparée et de combinaison directe des puissances. Néanmoins, pour un gain de 5dB, il est prévu un facteur de bruit de l'ordre de 8dB minimum.

Cette valeur est élevée pour un gain qui peut être multiplié par l'emploi de préamplificateurs en amont du mélangeur. De plus, les coûts, les difficultés d'analyse et de polarisation, rendent l'emploi des transistors restreint aux amplificateurs.

II-3-2) La Diode:

La comparaison de facteurs de bruit [16] de différentes diodes montre que les diodes Schottky, relativement peu chères, peuvent opérer à des niveaux de 5,5 à 6dB. De plus, contrairement aux diodes Schottky, [17], il est montré que:

- Les diodes tunnel et backward sont fortement influencés par le signal RF;

- Les diodes à pointe ont un contact peu stable en fonction de la température;
- Les diodes varactors ont une capacité de stockage en direct qui limite les temps de commutation;
- Les diodes à jonction PN sont limitées en hautes fréquences du fait des porteurs minoritaires qui créent une zone de stockage;
- Les diodes gunn présentent un facteur de bruit élevé;(figure:I-4).

II-4) Paramètres du mélangeur à diodes:

Un mélangeur micro-ondes à diodes peut être caractérisé généralement par:

- Les pertes de conversion;
- Le facteur de bruit;
- Les impédances des portes;
- Le point de compression à 1dB;
- L'étendue dynamique;
- Les points d'interception.

A ces principaux paramètres, nous pouvons éventuellement ajouter le poids, les dimensions, le type de connecteurs..., [18], pour compléter les données sur le dispositif.

II-4-1) Les pertes de conversion:

Le bilan de conversion est la mesure de la puissance FI de sortie par rapport à la puissance RF d'entrée. Il s'exprime, pour un mélangeur à diodes, en termes de pertes de conversion sous la forme suivante:

$$L_{dB} = 10 \log_{10} \left[\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right] \quad (I - 7)$$

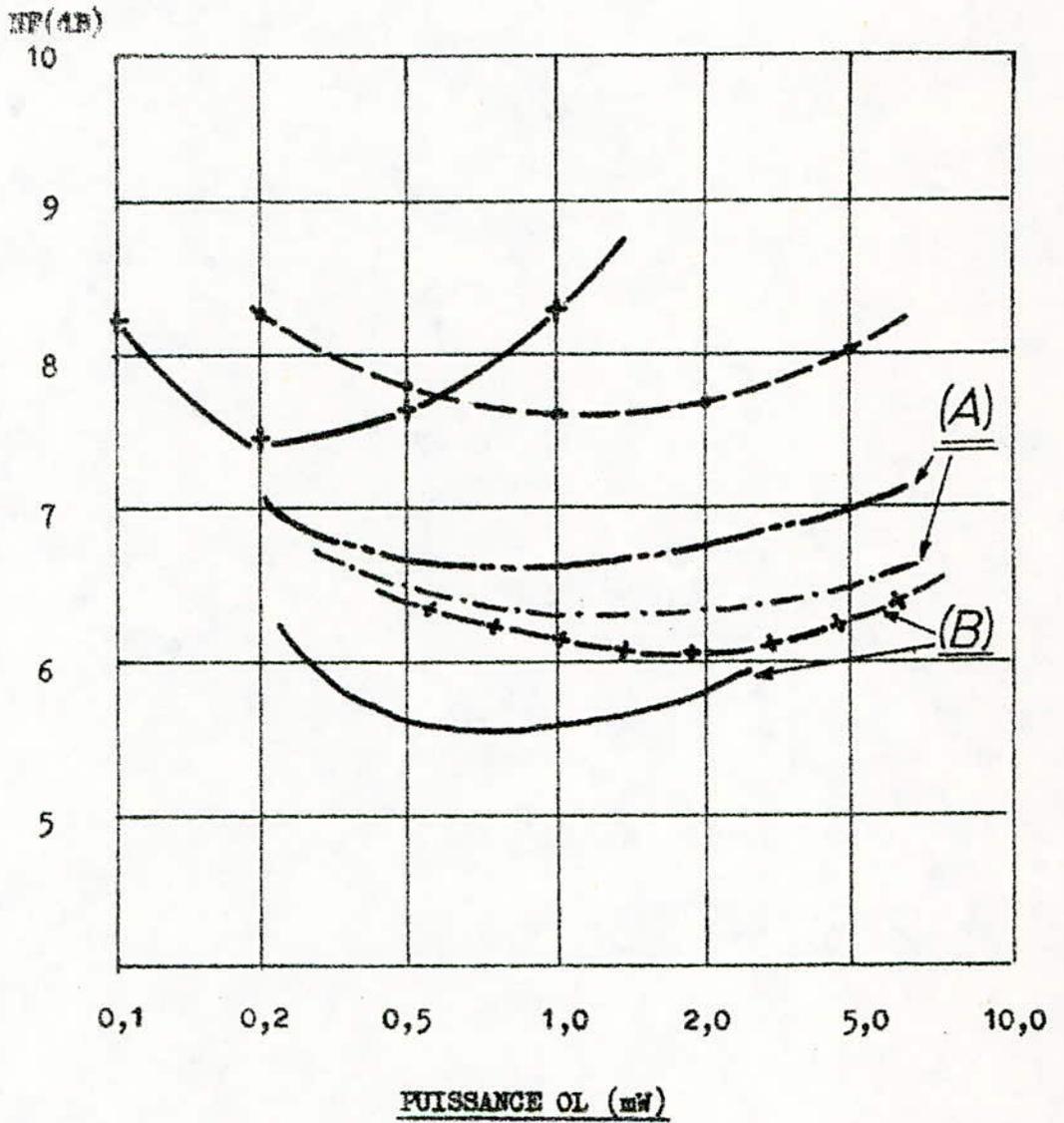
Ces pertes proviennent [18], [19] des désadaptations au niveau des portes ou dans le réseau, des pertes liées au composant non linéaire, ainsi que celles dues à la structure micro-ondes utilisée.

La valeur de L dépend du type de mélangeur et est généralement constante sur la largeur de bande considérée.

II-4-2) Facteur de bruit:

Le facteur de bruit est généralement défini en bande latérale unique (SSB). Il se déduit [10], [18] des pertes de conversion par la relation:

$$(NF)_{dB} = (L)_{dB} + 10 \log_{10} \left[\frac{\text{Puissance de bruit FI}}{\text{Puissance de bruit RF}} \right] \quad (I - 8)$$



(A) Barrière Haute

(B) Barrière Basse

- | | | | |
|---------|----------------------|---------|----------------------|
| —+— | BACKWARD (Ge) | —•— | Contact Point (Si) |
| { —·—·— | SCHOTTKY (Ga - As) | — - - — | SCHOTTKY (Si) |
| { — — — | SCHOTTKY (Ga - As) | + — + — | SCHOTTKY (Si) |

Figure: I-4 - Facteur de Bruit de Différentes Diodes

Pour une bande étroite, on parle de facteur de bruit différentiel donc dépendant de la fréquence.

Les différents types de bruit à considérer sont les bruits en $1/f$, les bruits thermiques... Il est à noter que dans notre cas, le mélangeur n'est pas affecté par le bruit en $1/f$, du fait de la fréquence intermédiaire élevée.

II-4-3) Impédances de portes:

- a) Impédance d'entrée: Elle est mesurée à signaux faibles. Elle est souvent donnée sous forme de courbe, en fonction de la fréquence ou du TOS.
- b) Impédance de pompe: Elle est mesurée à signaux forts.
- c) Impédance de sortie: Elle est mesurée à signaux faibles. Pour adapter le mélangeur à l'amplificateur FI, il est important de connaître la partie réelle de cette impédance [18] ; La partie imaginaire, quant à elle, est éliminée par le choix de composants réactifs.

II-4-4) Point de compression à 1dB:

Le point de compression à 1dB est le niveau de la puissance RF pour lequel il y a accroissement de 1dB des pertes de conversion par rapport à leur valeur moyenne.

Ce point de compression est lié à l'apparition de produits d'inter-modulation, [18], d'ordres élevés et donc au transfert de puissance de la fréquence de sortie vers d'autres fréquences.

II-4-5) L'étendue dynamique:

L'étendue dynamique est la gamme de puissance RF avec laquelle il est possible d'utiliser le mélangeur. Généralement, [18], la limite inférieure est le bruit de fond, et le maximum est la puissance de saturation (point de compression à 1dB).

II-4-6) Points d'interception:

Le point d'interception à l'entrée est défini comme la puissance signal pour laquelle le niveau de puissance de sortie des produits d'intermodulation est égal au niveau de puissance FI.

Le point d'interception à la sortie est lié au point d'interception à l'entrée par la relation:

$$(PIS)_{dB} = (PIE)_{dB} - (L)_{dB} \quad (I - 9)$$

Les points d'interceptions sont des facteurs de mérite pour la suppression des produits d'intermodulation, notamment ceux d'ordre 3, $(2f_P - f_R)$, qui correspondent à la fréquence image. Ces points d'interceptions ne sont cependant précisés, [10][19][20], que lorsque la fréquence de sortie est faible (f_{FI} et f image voisines).

III - Circuits de base des mélangeurs:

Il existe quatre types de mélangeurs à diodes fondamentaux. On les distingue suivant le nombre de diodes qui les composent et leurs configurations dans le circuit.

III-1) Mélangeur à une diode:

Le mélangeur le plus simple est à une diode (figure: I-5). Les portes oL et RF sont isolés par des filtres passe bande, tandis que la porte FI est séparée du reste du circuit par un filtre passe bas. En absence de ce filtre tous les produits d'intermodulation existent à la porte FI.

Ce type de mélangeurs, [19][21], opère avec une puissance de pompe très faible, mais cela implique une bande passante étroite. Ses autres inconvénients, [22][23], sont la faible isolation interportes et la forte impédance de sortie FI.

III-2) Mélangeur à deux diodes:

Le mélangeur à deux diodes, ou équilibré, peut être construit de deux manières différentes (figure: I-6 a et b), [19]. Si les deux diodes sont identiques, alors il se crée un diviseur de tension, ayant une masse virtuelle au point A, dont l'effet est d'annuler la tension de l'oscillateur local au niveau des portes RF et FI, ce qui provoque une bonne isolation.

L'interface (transformateur, coupleur ...) isolant la porte oL, équilibre les diodes et précise le type de mélangeur. Il existe en effet des mélangeurs 90° et 180° suivant le déphasage des signaux oL et RF à la sortie de l'interface.

En plus de leur meilleure isolation par rapport aux mélangeurs à une diode, les mélangeurs équilibrés [22 - 25] ont une meilleure suppression des produits d'intermodulation et par conséquent des pertes de conversion plus faibles. Il faut noter également le bon TOS à l'entrée.

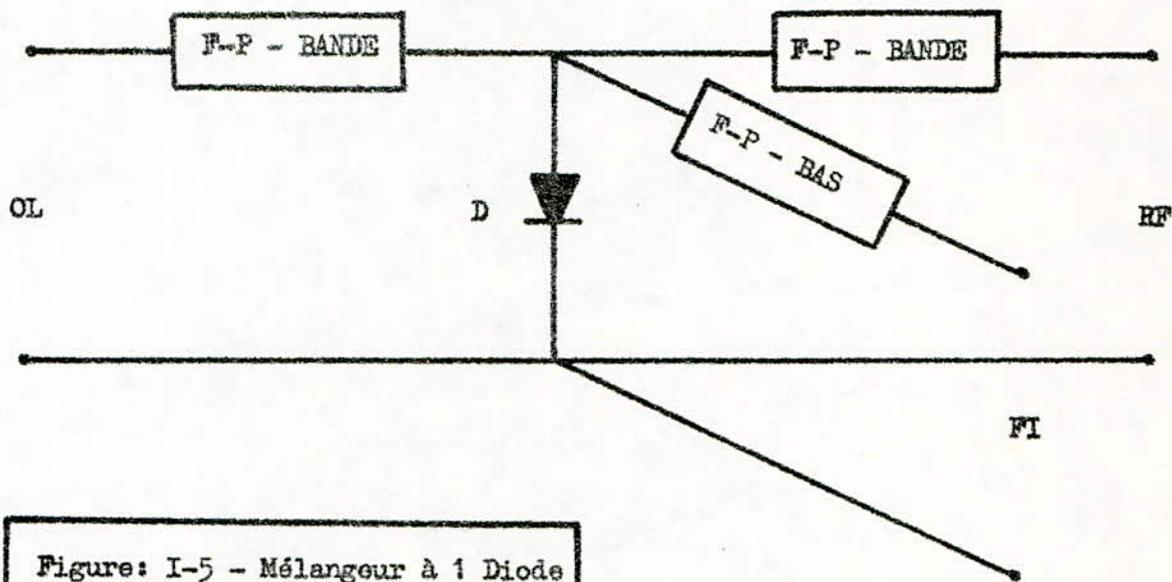
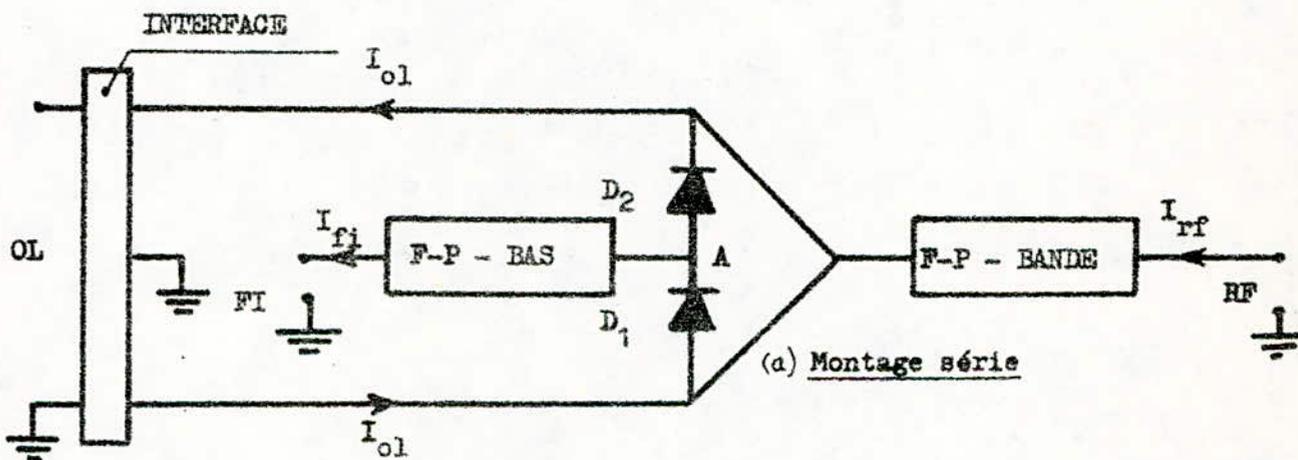
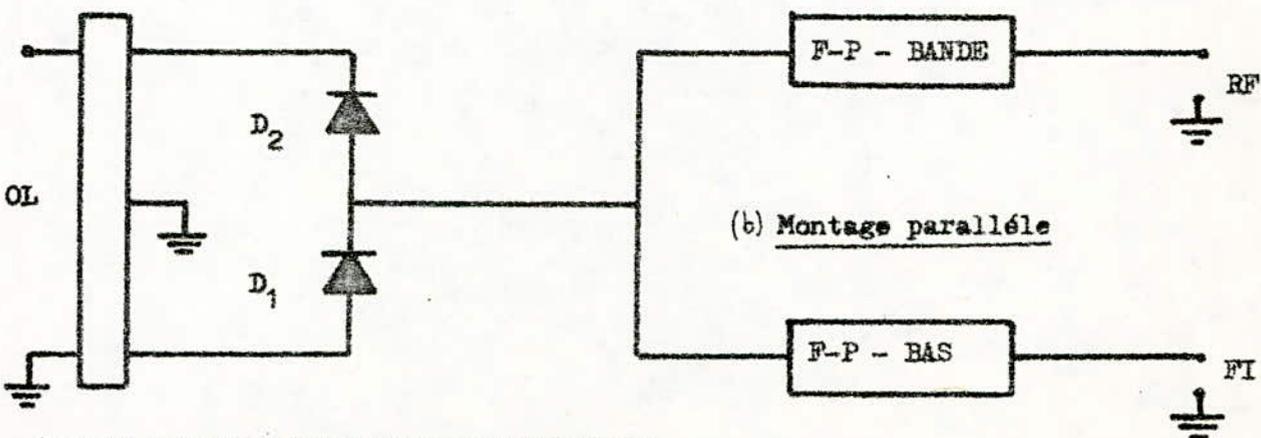


Figure: I-5 - Mélangeur à 1 Diode



(a) Montage série



(b) Montage parallèle

Figure: I-6 - Mélangeur à 2 Diodes

III-3) Mélangeur à quatre diodes:

Le mélangeur à quatre diodes, appelé également double équilibre, (figure: I-7. a et b), génère théoriquement qu'un quart des produits d'intermodulation [26 - 28] possibles (harmoniques impaires de f_R et f_P). Il possède alors des pertes faibles et une étendue dynamique élevée, mais il est sensible au déséquilibre entre diodes. De plus la puissance de pompe et le TOS à l'entrée sont élevés.

III-4) Mélangeur à huit diodes:

Le mélangeur à huit diodes (figure: I-8. a et b) comporte un interface au niveau de chaque porte.

Ses principaux avantages [19] sont la bonne isolation de trois portes, l'étendue dynamique élevée et les pertes très faibles. Néanmoins, il est très sensible au déséquilibre, avec un circuit très complexe et un TOS à l'entrée élevé.

IV - Choix du mélangeur:

Plusieurs critères sont à considérer pour un mélangeur de TVDS. Nous pouvons citer [6 - 10] parmi les plus importants:

- * Le nombre de diodes: Vu le prix élevé de diodes appariées, leur nombre ne doit pas excéder quatre;
- * Le circuit: Il doit être facilement reproductible et de conception relativement simple;
- * Les pertes de conversion et facteur de bruit: Ce sont des paramètres à minimiser;
- * Les produits d'intermodulation: La fréquence FI étant grande l'élimination de ces produits n'est pas une condition sévère;
- * Bande passante: La largeur de chaque canal étant faible, nous sommes donc à bande étroite;
- * Isolation entre portes: Ce critère est critique pour des FI faibles, mais non fondamental dans notre cas.
- * Focalisation de la fréquence image: De l'endroit où se focalise la puissance image, se calculent les pertes de conversion;
- * Polarisation: Pour pallier aux déséquilibres entre diodes, une polarisation externe est nécessaire et doit être facilement réalisable;

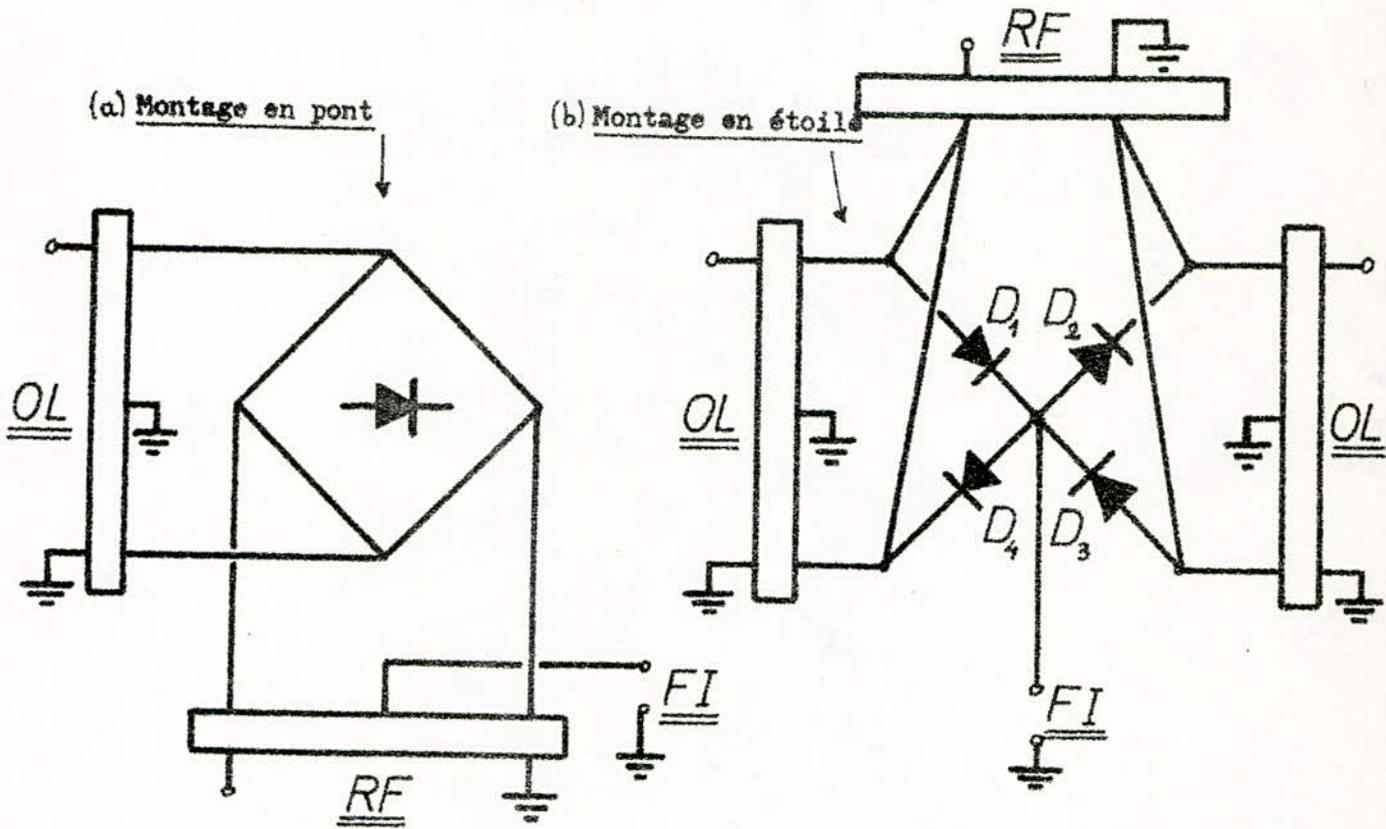


Figure: I-7 - Mélangeur à 4 Diodes

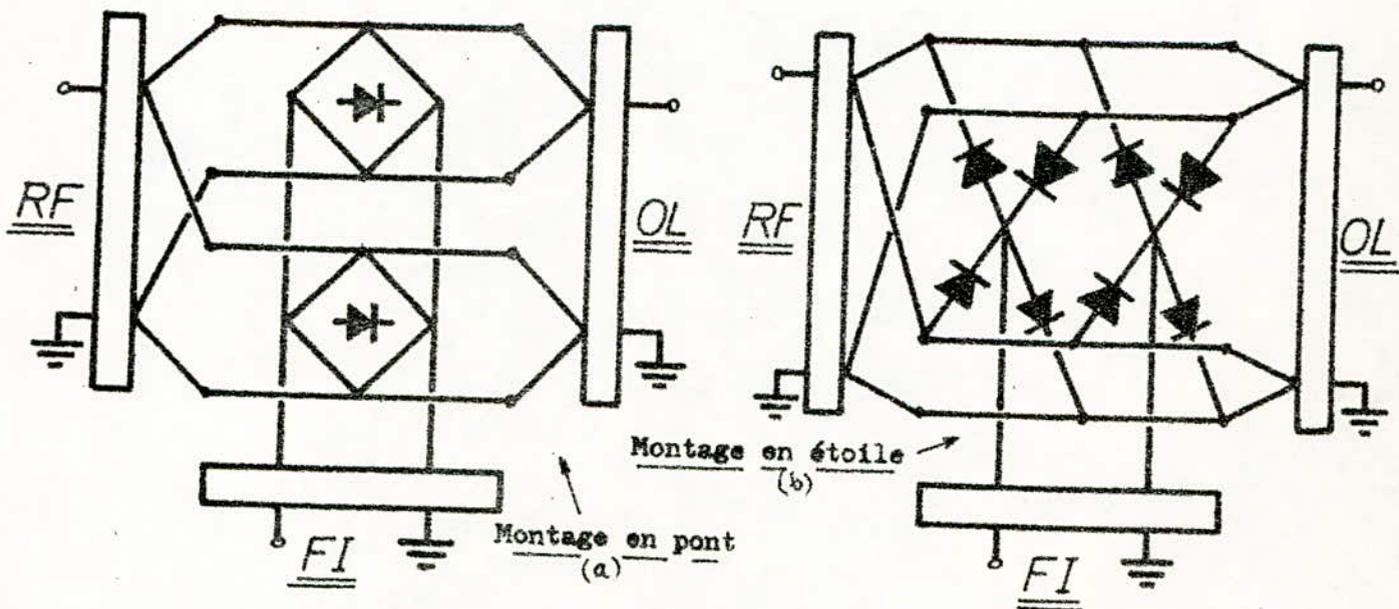


Figure: I-8 - Mélangeur à 8 Diodes

Sur la base de ces données, une étude comparative (tableau: I-1) nous montre que:

- * Le mélangeur à une diode est à exclure car peu performant.
- * Les mélangeurs à quatre et huit diodes ne font que compliquer le circuit et augmenter les coûts pour les améliorations non essentielles (bande passante, isolation, ...) ou pour des avantages au rapport qualité-prix peu intéressant (pertes, bruit...).

C'est ainsi que le mélangeur à deux diodes a été retenu comme ayant des caractéristiques suffisantes en ce qui concerne la TVDS, [6]

[10] [29 - 31] .

MELANGEUR		- 01 -	- 02 -	- 04 -	- 08 -
PARAMETRES		DIODE	DIODES	DIODES	DIODES
Facteur de bruit.		E	M	AF	F
Sensibilité à la désadaptation.		F	AF	M	E
Complexité du circuit.		F	AF	M	E
Suppression des intermodulations.		F	AF	M	E
Possibilités de polariser.		E	E	AF	F
Isolation	eL / RF	F	AF	M	E
	eL / FI	F	AF	M	E
	RF / FI	F	F	AF	E
Bande passante.		F	AF	M	E
Puissance el requise.		F	AF	M	E
Focalisation de F image (Perte).		(FI)	(eL)ou(RF)	(RF)	(RF)
Coût.		F	AF	M	E
Reproductibilité.		E	M	AF	F

LEGENDES:

E : Elevé

AF : Assez Faible

M : Moyen

F : Faible

Tableau : I - 1. COMPARAISON ENTRE MELANGEURS

CHAPITRE II : Analyse du Mélangeur

L'étude de la diode Schottky nous a permis de développer l'analyse du mélangeur à une diode que nous avons généralisé au mélangeur équilibré.

I - Diode Schottky:

I-1) Introduction:

Le phénomène de redressement de courant dans un contact métal-semiconducteur fut observé pour la première fois par BRAUN [33] en 1874.

L'effet redresseur fut obtenu en appuyant une pointe de tungstène sur un cristal de germanium. Aujourd'hui, le germanium est remplacé par du silicium ou de l'arséniure de gallium, [17], tandis que la pointe de tungstène a cédé la place au ruban métallique évaporé sous vide.

Plusieurs modèles furent proposés pour expliquer ce redressement, mais c'est celui avancé par Schottky [34 - 36] qui reste le plus valable. C'est pourquoi ce type de redresseur est appelé diode Schottky.

Les progrès technologiques ont alors permis l'élaboration d'une théorie précise [36], [37].

I-2) Structure de la diode:

La coupe d'une diode (figure: II-1) nous montre qu'elle possède une zone de déplétion dont la largeur dépend de la tension appliquée. [17], [38]. C'est ainsi que du point de vue électrique, cette zone présente une conductance G_j et une capacitance C_j variants avec cette tension.

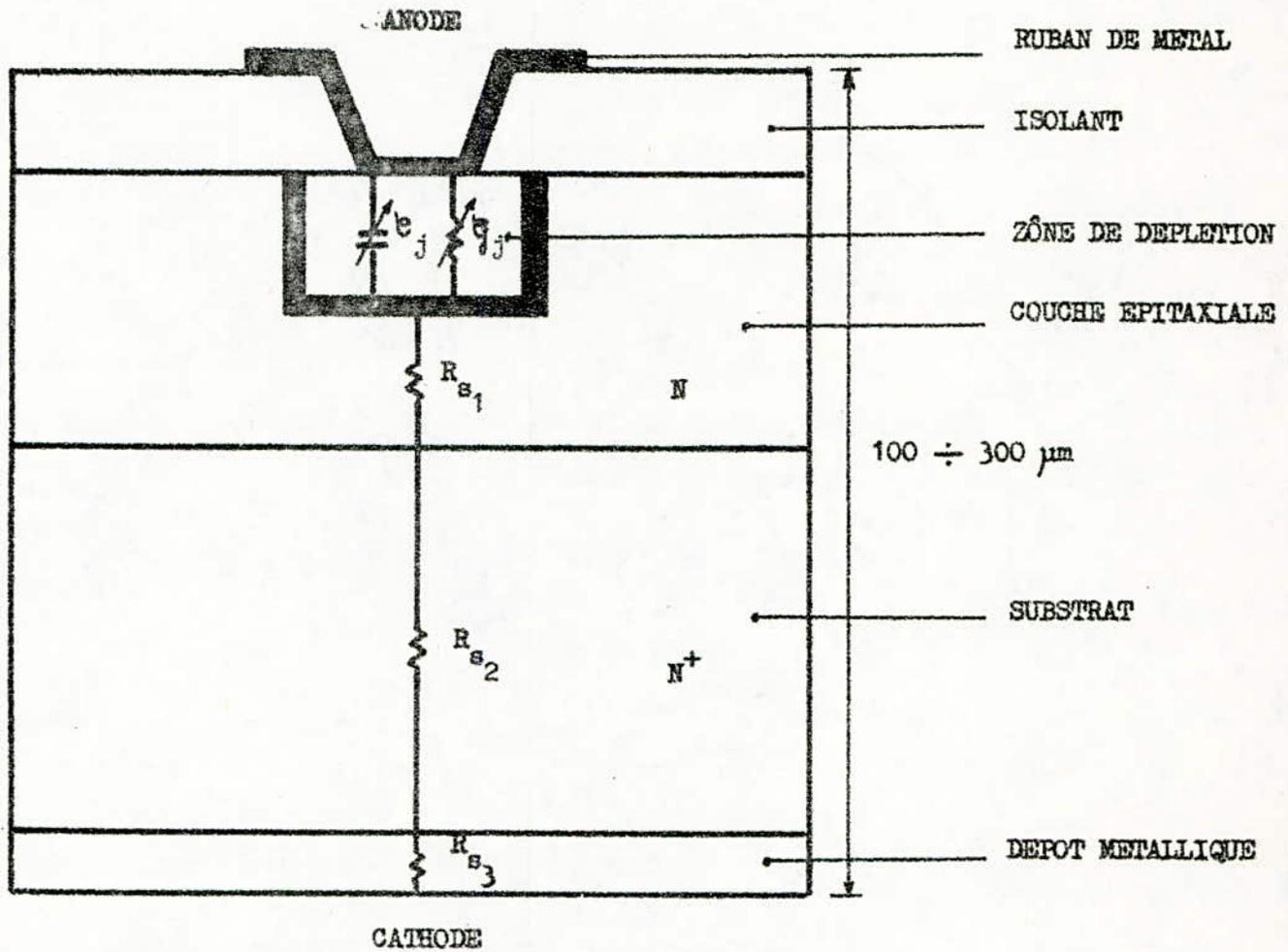


Figure: II-1 - Coupe d'une Diode Schottky.

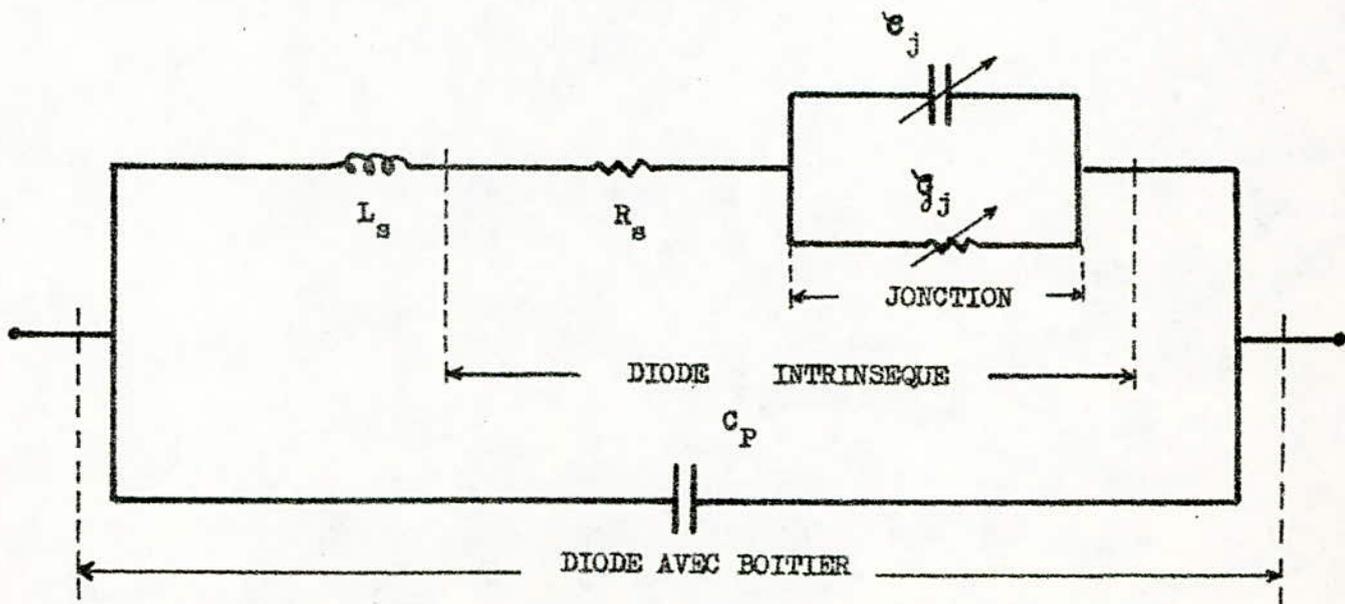


Figure: II-2 - Schéma Equivalent de la Diode.

La couche épitaxiale, le substrat et le dépôt métallique présentent entre anode et cathode des résistances respectives R_{s1} , R_{s2} et R_{s3} . La somme de ces résistances, notée R_s , est assimilée à une résistance série parasite.

L'introduction de cette diode dans un boîtier implique une self parasite L_s due aux connexions et une capacité C_p résultant de l'encapsulation.

Ces remarques permettent de déduire le schéma équivalent de la diode, [38] (figure: II-2).

I-3) Paramètres de la diode:

I-3-1) Conductance:

Le courant I_d parcourant la diode sous l'effet d'une tension V est donné par la relation:

$$I_d = I_s \left[\exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (\text{II} - 1)$$

Avec : I_s - courant de saturation (A);
 V_T - tension thermodynamique (V).

Un terme correctif n (facteur d'idéalité), compris entre 1 et 10, [39 - 41], est souvent ajouté à cette formule pour traduire les effets d'imperfections.

Si nous posons:

$$\alpha = \frac{1}{nV_T} \quad (\text{II} - 2)$$

La conductance G_j peut alors s'écrire suivant la relation approchée:

$$G_j \approx \alpha I_d \quad (\text{II} - 3)$$

I-3-2) Capacité:

La capacité d'une jonction dépend de la tension appliquée à ses bornes, [37], suivant l'expression:

$$C_j = C_0 \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{-\gamma} \quad (\text{II} - 4)$$

Avec: C_0 - La capacité en absence de tension (F);

ϕ - La barrière de potentiel (V);

γ - Le facteur de forme.

Il est à noter que β doit être faible pour prévenir l'injection de minoritaires lors de forts signaux [36].

Le facteur β dépend du profil de la jonction et du dopage. Sa dépendance vis à vis de la tension a été notée, [42], [43], mais aux fréquences considérées, cette variation est négligeable.

Ce facteur prend généralement les valeurs suivantes:

- $\beta = 1/2$: Jonction abrupte;
- $\beta = 1/3$: Jonction graduelle;
- $\beta = 1$: Jonction hyperabrupte.

De plus, le courant I_c traversant la capacité C_j est défini par la relation:

$$I_c = C_j \frac{dV}{dt} \quad (\text{II} - 5)$$

I-3-3) Résistance parasite:

Cette résistance est due principalement à la modulation de la largeur de la zone de déplétion en fonction de la tension V appliquée.

Si R_{so} est la résistance série à tension nulle, [40], alors la résistance R_s sera égale à:

$$R_s = R_{so} + \frac{\epsilon \rho}{\epsilon_0} \left[1 - \left(1 - \frac{V}{\phi} \right)^\beta \right] \quad (\text{II} - 6)$$

Où ϵ et ρ , sont, respectivement, la permittivité et la résistivité moyennes du semi-conducteur.

I-3-4) Éléments de boîtier:

La self L_s est une self parasite; tout comme la capacité C_p , elle est constante et ne dépend que de la qualité de fabrication [36].

I-4) Limites de la diode:

La tendance actuelle, [39], [44], [45], utilise les diodes Schottky en ondes submillimétriques. Néanmoins, en raison des parasites, il existe des limites dans la réduction des pertes. En effet, il est établi, [45 - 47], que pour réduire les pertes dues aux parasites, il est nécessaire de diminuer la surface de contact de la diode. Cependant, les pertes intrinsèques dues à la résistance non linéaire, augmentent quand la surface diminue.

Il existe donc une surface optimale que l'on ne peut changer sans augmenter les pertes.

II - Analyse du mélangeur à une diode:

L'analyse d'un mélangeur permet de construire sa matrice et d'en déduire ses paramètres principaux.

La synthèse de nombreux travaux [48 - 57], montre la nécessité de subdiviser en deux cette étude. L'analyse non linéaire, à signal fort, est faite avec le signal pompe uniquement. Elle permet de déterminer les caractéristiques de la diode aux différentes harmoniques de la pulsation ω_p . La deuxième partie est l'analyse linéaire, à signal faible. Elle se base sur la superposition du signal RF au signal pompe.

II-1) Analyse non linéaire:

Le mélangeur est schématisé suivant le principe de séparation de la diode du reste du circuit, assimilé à un réseau invariant en temps (figure: II-3).

La tension V_j aux bornes de la jonction peut s'écrire sous la forme suivante:

$$V_j(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} V_k e^{jk\omega_p t} \quad ; \quad V_k = V_{-k}^* \quad (\text{II} - 7)$$

Où V_k est l'amplitude complexe de la k ème harmonique de $V_j(t)$, [58][59].

De même, le courant parcourant la jonction s'écrit comme étant:

$$I_e(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} I_{e_k} e^{jk\omega_p t} \quad ; \quad I_{e_k} = I_{e_{-k}}^* \quad (\text{II} - 8)$$

Si $Z_e(\omega)$ est l'impédance de thévenin du circuit avoisinant la diode, [60], alors pour les différentes valeurs de k , nous aurons:

$$V_0 = E_0 - I_{e_0} [Z_e(0) + R_s(0)] \quad ; \quad k = 0 \quad ; \quad k = 0 \quad (\text{II} - 9)$$

$$V_{\pm 1} = E_1 - I_{e_{\pm 1}} [Z_e(\pm \omega_p) + R_s(\pm \omega_p)] \quad ; \quad k = \pm 1 \quad (\text{II} - 10)$$

$$V_k = - I_{e_k} [Z_e(k\omega_p) + R_s(k\omega_p)] \quad ; \quad k = \pm 2, \pm 3, \dots (\text{II} - 11)$$

Où E_0 et E_1 représentent, respectivement, les tensions DC et pompe. La résistance R_s est constante pour la valeur de ω_p considérée, [37][43].

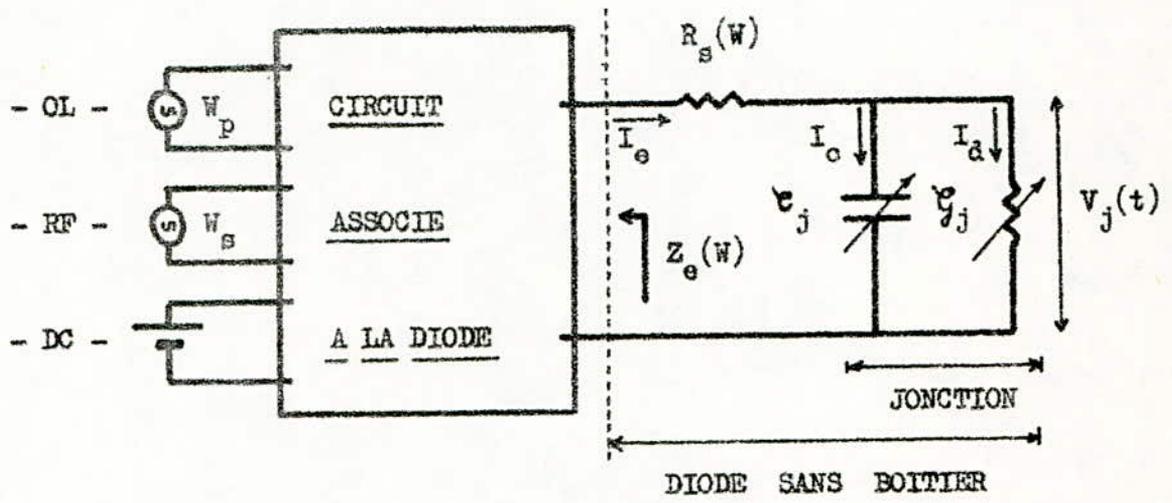


Figure: II-3 - Schéma pour Analyse Fort Signal.

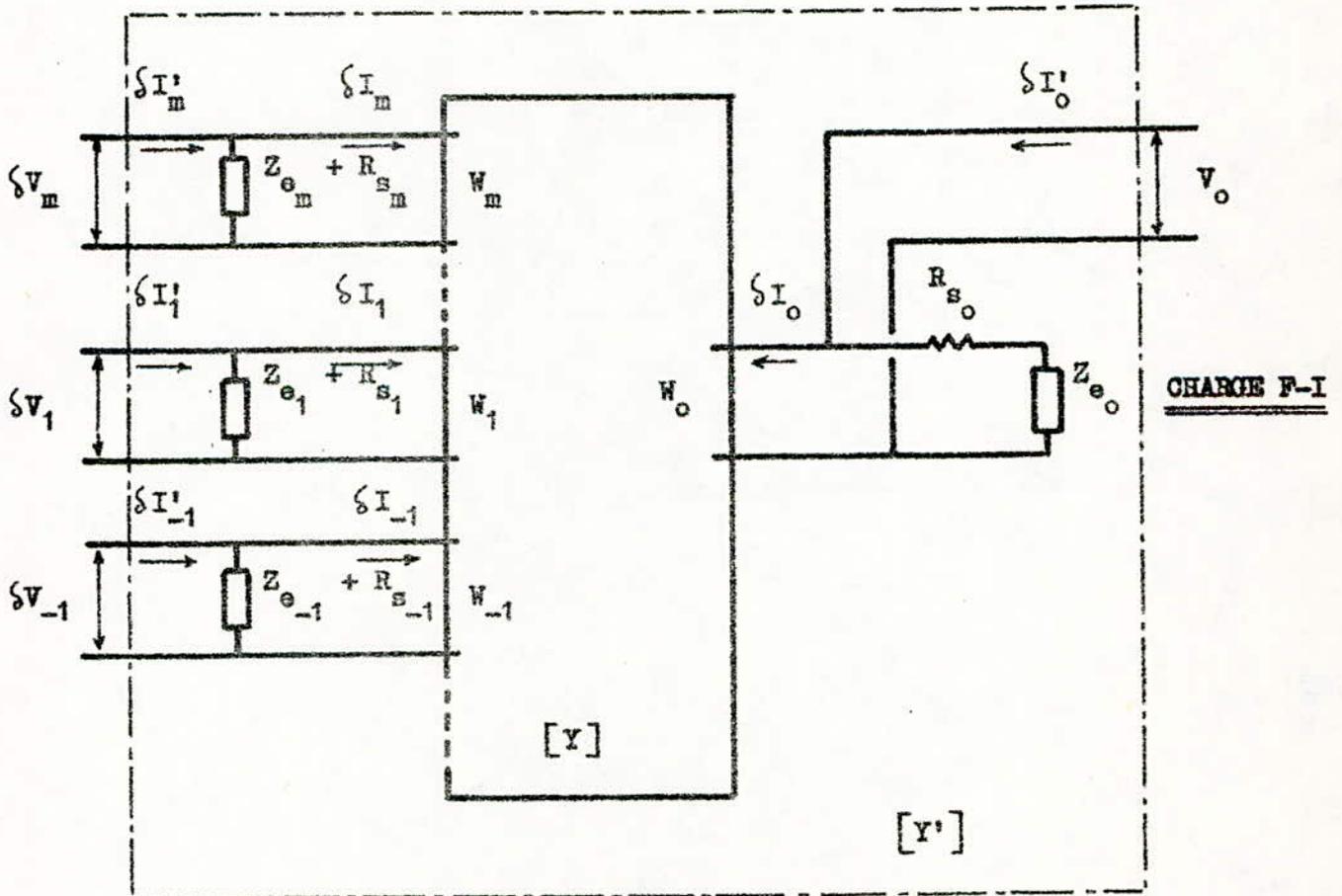


Figure: II-4 - Schéma pour Analyse Faible Signal.

Pour résoudre ce système d'équations non linéaires, les méthodes habituellement utilisées sont les méthodes itératives [10], [60], (Runge-Kutta, Newton-Raphson, ...). Les solutions permettent de déterminer les coefficients C_k et G_k dans les expressions:

$$e_j(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} C_k e^{jk\omega_p t} ; \quad C_k = C_{-k}^* \quad (\text{II} - 12)$$

$$g_j(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} G_k e^{jk\omega_p t} ; \quad G_k = G_{-k}^* \quad (\text{II} - 13)$$

Les paramètres de la diode sont alors complètement définis pour chaque harmonique de ω_p .

II-2) Analyse linéaire:

En représentant le mélangeur comme un réseau linéaire multi-ports, (figure: II-4), [60], le signal faible RF de composantes δV_m et δI_m apparaît à la porte m de la diode. En notant ω_0 la pulsation de sortie, et, ω_m celle de la porte m , nous obtenons la relation suivante:

$$\omega_m = \omega_0 + m\omega_p \quad (\text{II} - 14)$$

La matrice $[Y]$ de la diode intrinsèque ne peut être infinie, aussi nous la limiterons à une matrice $M \times M$, en posant:

$$[\delta I] = [Y][\delta V] \quad (\text{II} - 15)$$

$$\text{avec: } [\delta I] = [\delta I_{-M}, \dots, \delta I_M]^T$$

$$[\delta U] = [\delta U_{-M}, \dots, \delta U_M]^T$$

Le circuit est alors assimilé à une impédance infinie pour les fréquences à éliminer [57][60]. Les éléments de la matrice $[Y]$ peuvent être calculés à partir du schéma équivalent de NORTON du mélangeur (figure: II-5a) [61][62].

Le courant $i(t)$ peut être considéré comme la somme de deux courants de sources:

$$i(t) = i_p(t) + i_r(t) \quad (\text{II} - 16)$$

De plus, l'admittance transitoire $y(t)$ du réseau équivalent est donnée par:

$$i''(t) = \int_0^t y(t-\theta) u(\theta) d\theta \quad (\text{II} - 17)$$

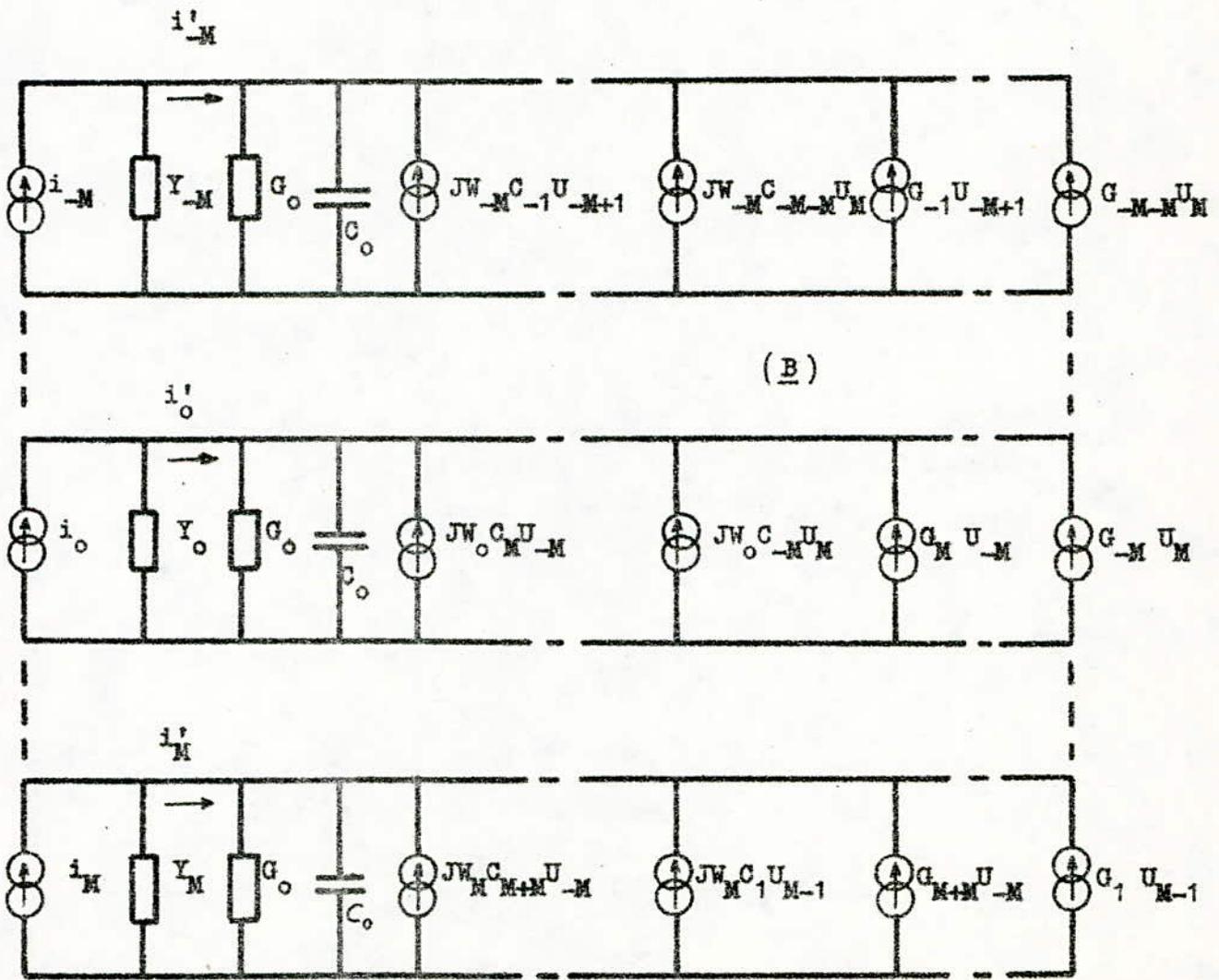
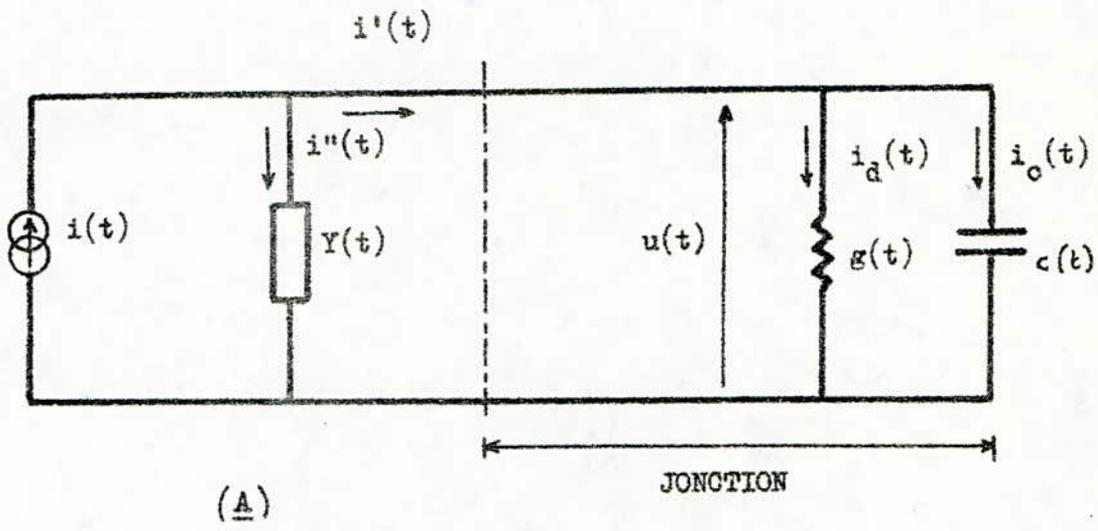


Figure: II-5 - Schéma de Norton - A - en fct de "t"
 - B - en fct de "w"

Où $i''(t)$ est le courant parcourant l'admittance dans le sens de l'intégrale de convolution, [63] [64]. Il est lié à $i(t)$ par l'égalité:

$$i(t) = i''(t) + i_d(t) + i_o(t) \quad (\text{II} - 18)$$

Avec $i_d(t)$ et $i_o(t)$ les courants de jonction. Si $u(t)$ est la tension aux bornes de la conductance et de la capacitance, alors l'équation (II-18) peut se réécrire sous la forme suivante:

$$i(t) = \frac{d}{dt} q(u(t)) + g(u(t)) + \int_0^t y(t - \tau) u(\tau) d\tau \quad (\text{II} - 19)$$

Cette équation non linéaire se résout par l'utilisation de l'opérateur P , [65], en posant:

$$i(t) = P(u(t)) \quad (\text{II} - 20)$$

Or compte tenu de l'équation (II-16), nous avons:

$$u(t) = u_p(t) + u_r(t) \quad (\text{II} - 21)$$

La décomposition des sources, suivant l'opérateur P , nous permet d'écrire:

$$P(u_p(t) + u_r(t)) - P(u_p(t)) = i_r(t) \quad (\text{II} - 22)$$

Le développement en série de FRECHET de l'opérateur P , [65], nous amène à l'équation:

$$dP \Big|_{u_p(t)} \cdot u_r(t) = i_r(t) \quad (\text{II} - 23)$$

A partir de cette équation, nous obtenons la relation régissant l'état stationnaire:

$$\frac{d}{dt} (c(w_p t) \cdot u_r(t)) + g(w_p t) \cdot u_r(t) + y(w) u_r(t) = i_r(t) \quad (\text{II} - 24)$$

Si nous écrivons $i_r(t)$ et $u_r(t)$ sous la forme:

$$i_r(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} I_m e^{jw_m t} \quad (\text{II} - 25)$$

$$u_r(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} U_e e^{jw_e t}$$

Alors l'élément:

$$Y_{mn} = \frac{I_m}{U_n} \quad (\text{II} - 26)$$

Peut se calculer. Nous obtenons alors la relation:

$$Y_{mn} = j\omega_m C_{m-n} + G_{m-n} + \delta_{mn} Y(\omega_m) \quad (\text{II} - 27)$$

Avec:

$$-M \leq m, n \leq M$$

Nous remarquons que les admittances:

$$Y_{mm} = j\omega_m C_o + G_o + Y(\omega_m) \quad (\text{II} - 28)$$

Sont les admittances propres du circuit, constantes, en valeur moyenne, dans le temps.

Nous remarquons que le circuit non linéaire est décrit par une relation linéaire variable en temps.

Le circuit paramétrique se divise donc en $M + M$ circuits non paramétriques mais couplés par les admittances Y_{mn} pour $m \neq n$. Le couplage se fait donc par la capacitance et la conductance (figure: II-5-b), [66].

La matrice $[Y']$, incluant les terminaisons $Z_e(\omega_m)$, notées également Z_e , est déduite de la matrice $[Y]$, en posant:

$$[Y'] = [Y] + \text{diag} \left[\frac{1}{Z_e + R_s} \right] \quad (\text{II} - 29)$$

Et, de là, la matrice impédance du mélangeur sera:

$$[Z'] = [Y']^{-1} \quad (\text{II} - 30)$$

III— Analyse du mélangeur à deux diodes:

III-1) Analyse non linéaire:

De par sa symétrie, le mélangeur équilibré permet l'analyse non linéaire d'une diode seulement [67], [68]. C'est donc l'analyse non linéaire précédente qui est appliquée.

III-2) Analyse linéaire:

Dans cette étape, [67], le mélangeur est assimilé à un circuit multifréquences à multiportes.

Chaque porte est numérotée par un couple de la forme (X, k) . l'index X désigne les lettres A et B, pour les deux diodes, et C pour les sources. Le chiffre k représente la pulsation ω_k .

A partir de cette notation, le mélangeur aura trois faces, (figure: II-6), donc trois matrices admittances distinctes: $[Y^A]$, $[Y^B]$ et $[Y^E]$.

$[Y^A]$ et $[Y^B]$ sont les matrices des deux diodes, dont les éléments sont définis par l'égalité:

$$Y_{mn}^{A/B} = G_{m-n}^{A/B} + j\omega_m C_{m-n}^{A/B} \quad (\text{II} - 31)$$

$[Y^E]$ est la matrice du réseau avoisinant, défini comme linéaire et sans couplage entre portes à fréquences différentes. Les seuls éléments non nuls de cette matrice seront donc ceux pour lesquels $m = n$.

$[Y^E]$ peut alors être décomposée en neuf sous matrices diagonales:

$$[Y^E] = \begin{bmatrix} \begin{matrix} E \\ Y \\ AA \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ AB \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ AC \end{matrix} \\ \begin{matrix} E \\ Y \\ BA \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ BB \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ BC \end{matrix} \\ \begin{matrix} E \\ Y \\ CA \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ CB \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ CC \end{matrix} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 32)$$

Ses éléments seront alors notés sous la forme: $Y_{(A,m)(B,n)}^E$

La connection des deux diodes avec le réseau, donne la matrice $[Y^M]$ du mélangeur:

$$[Y^M] = \begin{bmatrix} \begin{matrix} EE \\ Y \\ AA \end{matrix} + Y^A & \begin{matrix} E \\ Y \\ AB \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ AC \end{matrix} \\ \begin{matrix} E \\ Y \\ BA \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ BB \end{matrix} + Y^B & \begin{matrix} E \\ Y \\ BC \end{matrix} \\ \begin{matrix} E \\ Y \\ CA \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ CB \end{matrix} & \begin{matrix} E \\ Y \\ CC \end{matrix} \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 33)$$

La matrice impédance sera alors égale à:

$$[Z^M] = [Y^M]^{-1} \quad (\text{II} - 34)$$

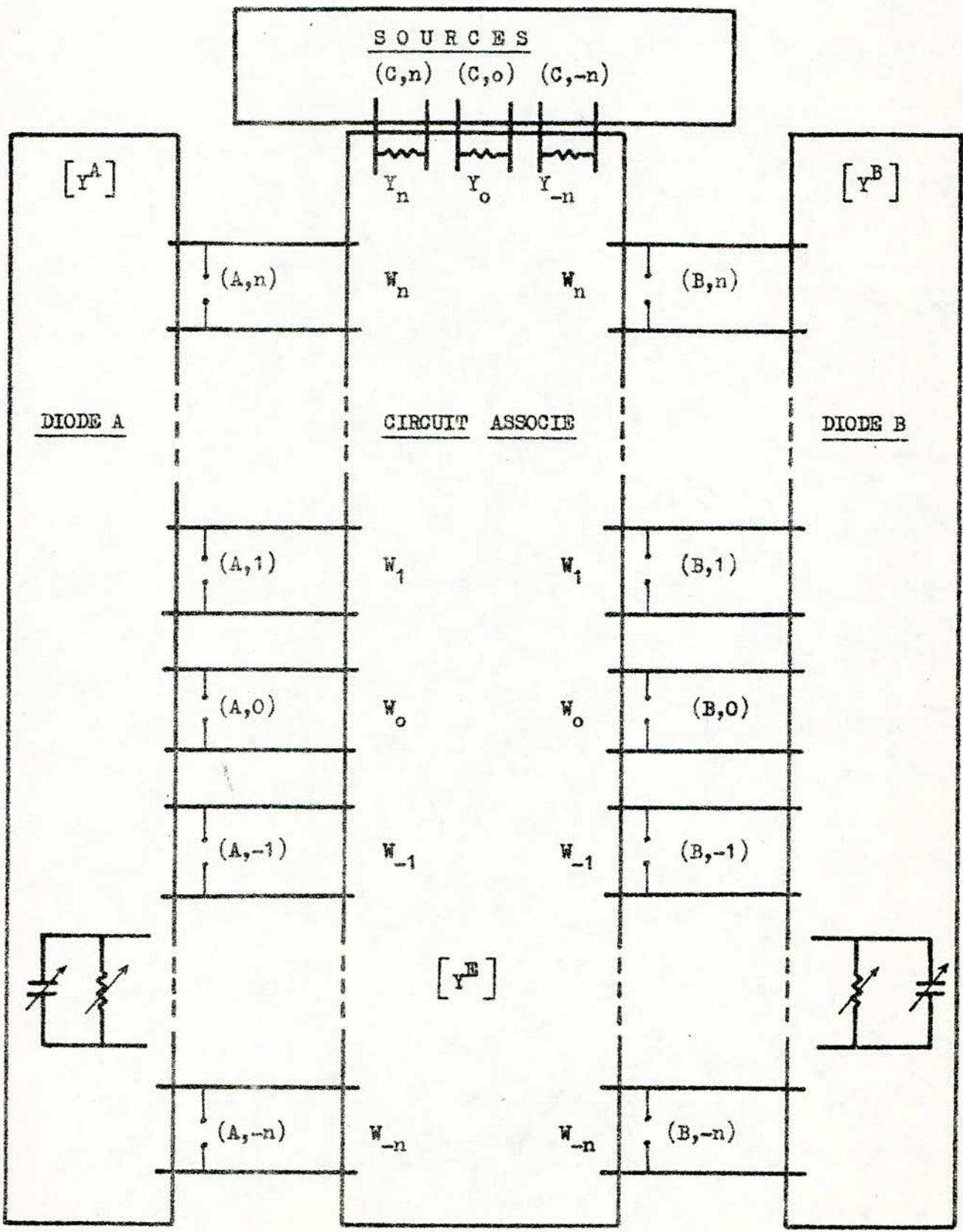


Figure: II-6 - Schéma d'Analyse pour deux Diodes.

III-3) Paramètres du mélangeur:

III-3-1) Pertes de conversion:

L'application d'un faible courant $\delta I_{(c,k)}$ à la porte (c,k), implique une réponse à la porte (c,o) de sortie, sous la forme:

$$\delta V_{(c,o)} = Z_{(c,o)(c,k)}^M \cdot \delta I_{(c,k)} \quad (\text{II} - 35)$$

où $Z_{(c,o)(c,k)}^M$ est un élément de la matrice $[Z^M]$.

En posant que l'admittance de la source i , est Y_i , les pertes de conversion de la fréquence f_k à f_o s'écrivent alors:

$$L_{(o,k)} = \left[\frac{1}{4 |Z_{(c,o)(c,k)}^M|^2 \operatorname{Re} |Y_o| \operatorname{Re} |Y_k|} \right] \quad (\text{II} - 36)$$

III-3-2) Impédance d'entrée:

L'impédance vue par la porte (c,k) est $Z_{(c,k)(c,k)}^M$. Or l'admittance d'entrée est une combinaison de deux admittances en parallèle, c'est à dire Y_k de la source et $Y_{(c,k)(c,k)}^M$. Nous pouvons alors calculer l'impédance d'entrée du mélangeur selon la formule:

$$Z_{\text{entrée}}(c,k) = \left[\frac{1}{Z_{(c,k)(c,k)}^M} - Y_k \right]^{-1} \quad (\text{II} - 37)$$

III-3-3) Impédance de sortie:

Pour déterminer l'impédance de sortie, il est nécessaire de mettre l'admittance Y_o de la charge à la valeur nulle.

Si la matrice correspondante à $Y_o = 0$ est notée $[Z_o^M]$, alors l'impédance de sortie sera:

$$Z_{\text{sortie}} = Z_{(c,o)(c,o)}^M \quad (\text{II} - 38)$$

CHAPITRE III: Conception et Calcul du Mélangeur

Le calcul de la matrice du mélangeur, d'où sont déduits tous les paramètres importants, ne peut se faire qu'après la détermination des conductances et capacités des deux diodes. Il est donc impératif de choisir et mesurer au préalable les diodes. Ce choix dépend étroitement de la structure retenue pour le circuit.

I - Structures micro-ondes:

I-1) Guide d'ondes:

Bien que les circuits intégrés micro-ondes se soient rapidement développés, le guide d'ondes reste un circuit de choix pour de hautes performances. Cependant, [69], son emploi en TVDS est à rejeter à cause de son encombrement, de son coût élevé ainsi que des difficultés qu'il présente en cas de reproduction ou de modification.

I-2) Structures intégrées micro-ondes:

De nombreuses structures pour circuits intégrés micro-ondes existent (figure: III-1). Chacune comporte du métal (ligne conductrice) et du diélectrique (substrat isolant) sauf pour la ligne image.

I-2-1) Microbande: Elle a une structure géométrique simple, [69], [70], mais une configuration de champs très complexe. En mode quasi-TEM, il existe une approche simplifiée des calculs donnant une précision de 1%.

I-2-2) Guide d'ondes coplanaire: Par opposition à la microbande, la métallisation n'existe que sur une seule face du substrat. Les plans de masse se situent sur les bords de cette face. Il présente un rayonnement important, notamment aux fréquences élevées, [69].

I-2-3) Microbande inversée: Par rapport à la microbande, le conducteur est remplacé par un plan de masse séparé par une couche d'air [71]. Ceci permet d'avoir une ligne plus large pour une impédance caractéristique donnée. Néanmoins, il est nécessaire d'isoler parfaitement le substrat du plan de masse pour éviter les interférences.

I-2-4) Microbande inversée piégée: Elle ressemble à la microbande inversée, sauf qu'il existe trois plans de masse et de blindage, ce qui réduit la propagation de certains modes supérieurs. Cependant, sa fabrication est complexe, [69].

I-2-5) Bande suspendue: C'est une microbande inversée où il existe des espaces d'air, au dessus et en dessous de la structure, [69]. Il y a ainsi risque d'excitation de modes supérieurs.

I-2-6) Ligne image: Elle est surtout utilisée en bandes millimétriques, [70], en permettant conducteur et isolant. Son principal inconvénient est le choix limité pour les impédances caractéristiques.

I-2-7) Ligne à ailettes: Elle présente de faibles pertes, [69], mais l'obligation de maintenir un excellent court-circuit entre le dessus et le dessous du guide, rend son utilisation difficile.

I-2-8) Ligne à encoches: De conception relativement simple, elle présente l'inconvénient de ne pas permettre d'obtenir des résistances de moins de 60Ω , [69].

I-3) Choix de la structure:

Les difficultés de réalisation d'un circuit intégré monolithique, [72], nous ont amené à adopter une technologie intégrée hybride. Dans cette optique, la microbande est la structure la plus appropriée. En effet, elle est de conception simple, elle satisfait aux exigences des limites d'impédances imposées dans les mélangeurs, sa gravure est aisée et l'implantation de diodes ne présente pas de grandes difficultés techniques.

La microbande comporte un interface diélectrique - air important, mais malgré ce remplissage non uniforme de diélectrique, [73], [74], la plus grande de l'énergie est transmise le long de la ligne avec une distribution de champs ressemblant au mode TEM. Cette approximation, [75], permet une modélisation plus souple et une précision suffisante.

Le choix du substrat est déterminé par plusieurs critères, tant mécaniques que techniques ou économiques. Dans la bande X, le substrat a généralement une permittivité de l'ordre de 10 pour réduire les dimensions.

L'Alumine, [69] [71], est un substrat dont l'utilisation est très répandue jusqu'à 20GHz. Nous avons eu à notre disposition des plaques d'alumine 98%, dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Permittivité : 9,8;
- Epaisseur du substrat : 0,5mm;
- Epaisseur du conducteur : 0,002mm;
- Dimensions des plaques : 20mm x 30mm.

Du fait de la réalisation d'un amplificateur RF en DUROID 6010 [76] au sein du laboratoire télécommunications, nous avons également retenu ce genre de substrat (en vu d'une intégration ultérieure dans un seul circuit de conversion). Le DUROID 6010 présente les caractéristiques suivantes:

- Permittivité : 10,5;
- Epaisseur du substrat : 0,635mm;
- Epaisseur du conducteur : 0,0175mm;
- Dimensions des plaques : 20mm x 30mm.

II - Schéma du mélangeur:

Un mélangeur simple équilibre (figure: III-2) comporte généralement un coupleur 3dB, un circuit de polarisation, des filtres passe bas en aval des diodes pour isoler la fréquence FI, et un circuit pour sommer les signaux à la sortie FI, [6], (généralement une jonction en TE).

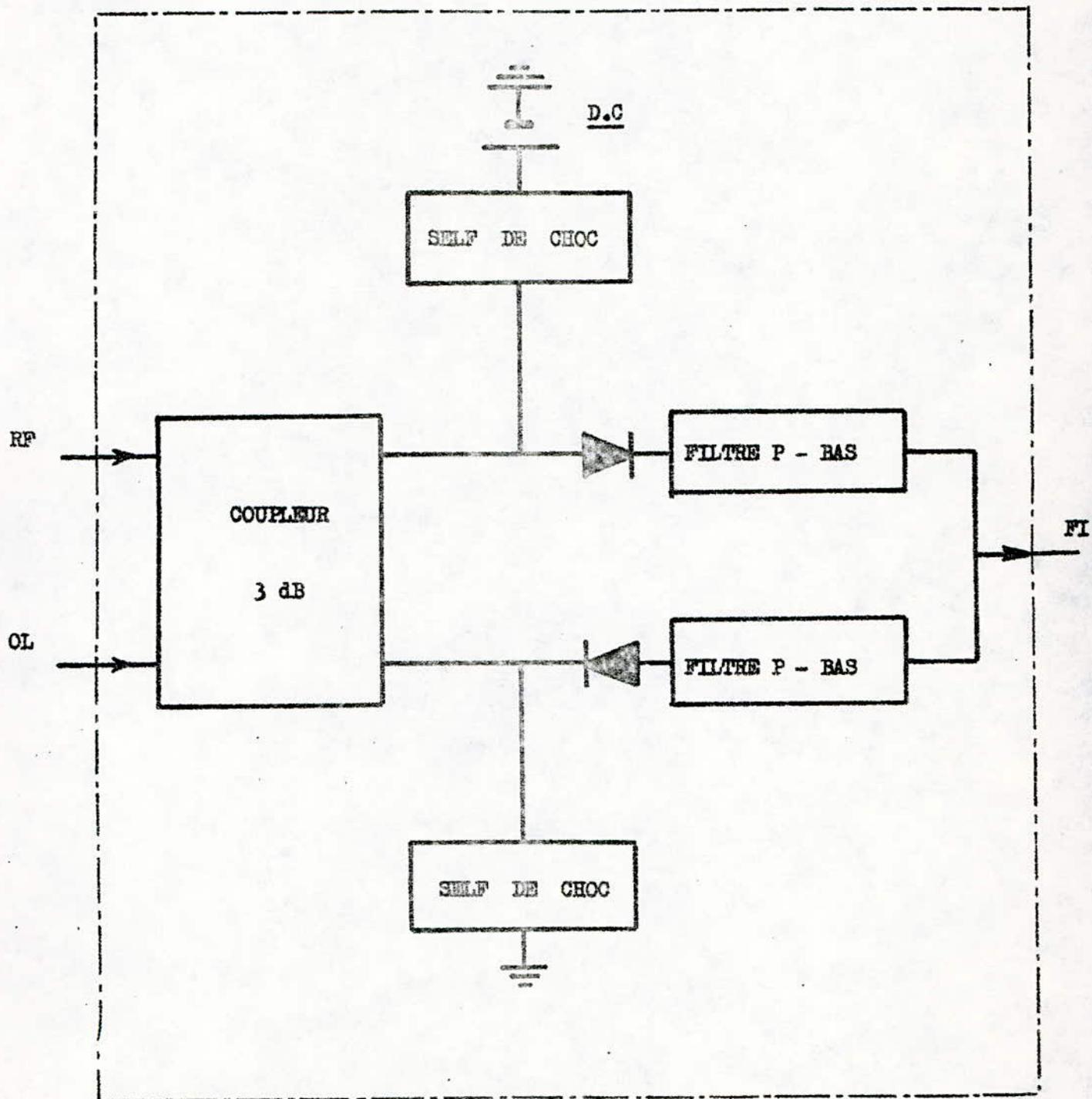


Figure: III-2 -- Schéma de Principe du Mélangeur

II-1) Coupleur 3dB:

Le coupleur 3dB est un octopole, [77], réunissant entre elles deux paires de lignes de telle manière que les lignes d'une même paire soient découplées. Il divise d'une manière égale le signal entre les deux voies couplées, [78], mais avec un déphasage de 90° ou 180° de l'une par rapport à l'autre.

Le coupleur 3dB, ou hybride, à 90° est le plus adéquat pour le mélangeur équilibré, car relativement au coupleur 180°, [78], [79], il présente les avantages suivants:

- TOS plus faible et non affecté par le niveau de la pompe;
- Pertes de conversion légèrement plus faibles;
- Isolation entre la pompe et le signal RF plus forte;
- Polarisation plus facile à réaliser;
- Focalisation de la fréquence image à la perte (oL), contrairement au coupleur 180°, où elle est localisée à la perte (RF).

De tous les coupleurs 90°, seuls les coupleurs en cercles ("rat - race") ou à branches [79], permettent une polarisation aisée. Les coupleurs en rat-race sont de réalisation délicate, aussi notre choix s'est porté sur les coupleurs à branches.

II-2) Filtre passe bas:

Le filtre passe bas se schématise par des cellules LC de n éléments. Son atténuation A_m en fonction de la fréquence est mathématiquement décrite par les lois de BUTTERWORTH et de TCHEBYSCHEFF [80].

La deuxième loi est la plus employée, car elle limite le nombre de cellules et permet d'avoir de meilleures pentes de réjection.

Pour obtenir une fréquence centrale de sortie de 1,15GHz, avec une largeur de bande de 400MHz, nous avons calculé, [80], un filtre F_A dont les données sont:

- * Fréquence de coupure à 3dB : $f_c = 2\text{GHz}$;
- * Nombre de cellules : $n = 5$;
- * Pertes par insertion à 4GHz : 25dB;
- * Atténuation : $A_m = 0,1\text{dB}$.

Nous avons obtenu les valeurs de cellules suivantes:

* $C_1 = 2,55\text{pF}$;

* $L_2 = 6,25\text{nH}$;

* $C_3 = 2,10\text{pF}$;

* $L_4 = 3,66\text{nH}$;

* $C_5 = 0,49\text{pF}$.

Malheureusement, le filtre F_A a de trop grandes dimensions par rapport au substrat disponible. Un deuxième filtre F_B a alors été retenu. Ses caractéristiques sont:

* Fréquence de coupure à 3dB : $f_c = 9\text{GHz}$;

* Nombre de cellules : $n = 4$;

* Pertes par insertion à 11GHz : 20dB;

* Atténuation : $A_m = 0,1\text{dB}$.

Ces valeurs nous donnent les égalités suivantes:

* $C_1 = 1,21\text{pF}$;

* $L_2 = 1,38\text{nH}$;

* $C_3 = 1,01\text{pF}$;

* $L_4 = 0,87\text{nH}$.

II-3) Polarisation:

Dans le cas d'une puissance de pompe peu variable, le schéma classique est une batterie DC en série avec une résistance de polarisation.

Pour la mise à la masse, il est prévu un dispositif à la porte (oL). Ce circuit doit laisser passer le courant continu, et avoir une impédance infinie pour la fréquence pompe.

Ce dispositif a été également utilisé en tant que filtre image. Il est démontré, [60][81][82], qu'une puissance image court-circuitée minimise les pertes de conversion.

Nous avons alors opté pour un filtre sélectif, centré sur la fréquence pompe, pour éliminer aussi bien la fréquence image, que toute autre fréquence indésirable se présentant à la porte (oL).

Le filtre sélectif est constitué d'un réseau de lignes quart-d'ondes centré sur la fréquence f_p .

III - Mesure des diodes:

Nous avons montré que les diodes à retenir doivent avoir une faible barrière de potentiel et des éléments parasites à minimiser. De plus, l'alumine exclut tout perçage, aussi les diodes Beam-Lead sont-elles les plus appropriées, [6][17][83][84], et ce pour une technologie intégrée hybride.

Dans la bande X, l'une des diodes les plus performantes est la ND 5558-00 de NEC [85]. Néanmoins, des contraintes technico-économiques nous ont fait opter la diode BAT 15-110S de SIEMENS [86]. Une comparaison entre les deux diodes (tableau: III-1) montre que la BAT 15-110S est assez compétitive.

Nous disposons de cinq diodes. Les données du constructeur (figure: III-3) sont standards aussi des mesures sont nécessaires pour chaque diode.

Nous avons déduit les paramètres (tableau: III-2) à partir des courbes, (tracées par SIEMENS), du courant I_d et de la capacitance C_j en fonction de la tension [6], [81].

Pour ces valeurs, il est supposé que les diodes ont même profil de jonction (γ constant). Les erreurs sur L_s et C_p étant évaluées à $\pm 5\%$ par le constructeur, elles ont été négligées du moment que toutes les autres valeurs comportent des taux d'erreurs similaires (évaluation graphique).

Les diodes D_3 et D_4 ont été retenues pour les motifs suivants:

- Parasites faibles (C_j et R_s);
- La valeur de n est petite et l'écart des α est faible.
- La polarisation, servant à réajuster l'équilibre du mélangeur, est grande (écart entre ϕ_4 et ϕ_3).

IV - Calcul des paramètres du mélangeur:

IV-1) Calcul des coefficients C_k et G_k :

Le calcul des coefficients se fait par la résolution du système non linéaire décrit au chapitre précédent.

En utilisant la méthode de NEWTON - RAPHSON (Annexe I), nous avons développé un programme (Annexe II) sur un micro-ordinateur TEKTRONIX 4052A.

DIODES		BAT 15-110S	ND 5558-00	OBSERVATIONS
PARAMETRES				
Fabricant		SIEMENS	NEC	-
V_F nominal (V)		0,3	0,68	$I_F = 1\text{mA}$
V_R nominal (V)		5	10	$I_R = 10\mu\text{A}$
n		1,10	1,10	$T = 25^\circ\text{C}$
I_s (mA)		$3,10^{-4}$	10^{-10}	-
ϕ (V)		0,15	0,65	-
C_0 (pF)		0,12	0,12	-
R_s (Ω)		15	8	$V_F = 0\text{V}$
L_s (nH)		0,15	0,10	-
C_p (pF)		0,03	0,02	-
Tolérances		20%	12%	-
NF	nominal (dB)	6,5	5,5	$f = 16\text{GHz}$ $(NF)_{FI} = 1,5\text{dB}$ $Pol = 0\text{dBm}$
	maximale (dB)	7	6	
Coût		1/1	8/1	-

Tableau: III - 1 - Comparaison entre les diodes BAT 15-110S et ND 5558-00 --

Beam-lead Schottky diodes

Type	Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$)							Fig.
	Barrier	f GHz	NF dB	V_R V	C_L pF	R Ω	I_F mA	
▼BAT 15-110 S	low	40	7 (16 GHz)	5	0,12	15	10	1
▼BAT 15-110 D					0,12			2
▼BAT 15-110 R					0,12			3
▼BAT 15-112 R					0,14			5
▼BAT 15-115 R					0,15			4
Test conditions			$P_{LO} = 3\text{ dBm}$ $NF_{IF} = 1,5\text{ dB}$ $f_{IF} = 10,7\text{ MHz}$	$I_R = 10\ \mu\text{A}$	$V = 0$ $f = 1\text{ MHz}$	$f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 10\text{ mA}$		

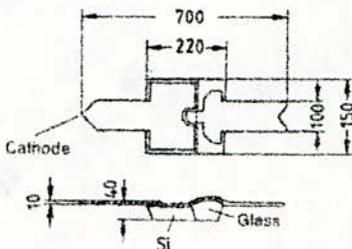
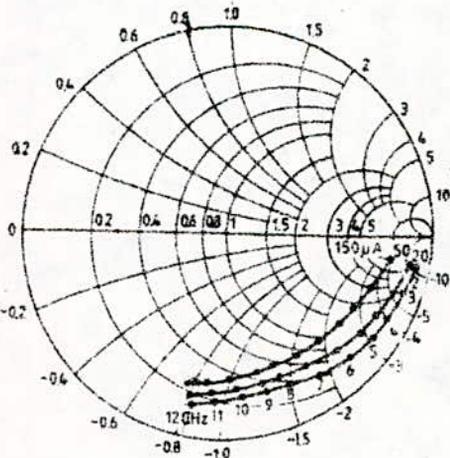


Fig. 1
(Dimensions in μm)

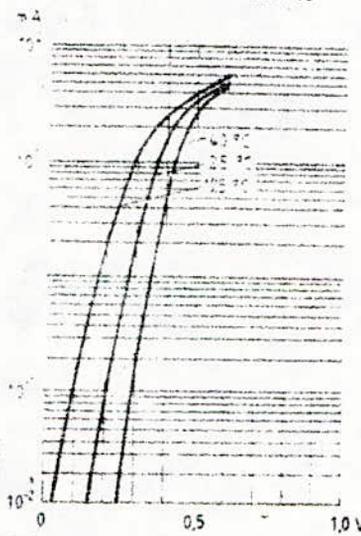
Impedance characteristics

$P_{LO} = -12\text{ dBm}$ with external bias,
 $I_F = 20 \dots 150\ \mu\text{A}$, $f = 1 \dots 12\text{ GHz}$

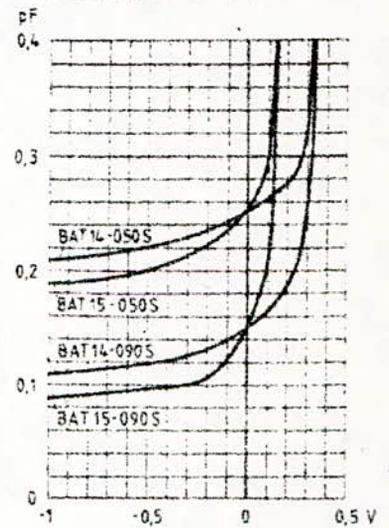
Type: BAT 15-110 S



Typical forward characteristic
 $V_F = 0,1\text{ V}$
BAT 15

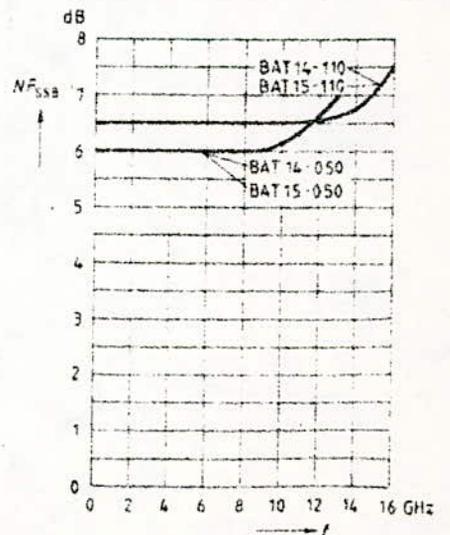


Typical capacitance voltage characteristics $C_L = 0\text{ V}$



Typical noise figure $NF_{c,0} = 0\text{ dB}$

$P_{LO} = 1\text{ mW}$, $NF_{IF} = 1,5\text{ dB}$, $f_c = 10,7\text{ MHz}$



EXTRAITS DU

CATALOGUE

1985

Figure: III - 3 -

Caractéristiques de "BAT 15-110S" SIEMENS

Tableau : III - 2 - Caractéristiques des Diodes "BAT 15 - 110 S"

PARAMETRES	VALEURS STANDARDS	Diode D ₁	Diode D ₂	Diode D ₃	Diode D ₄	Diode D ₅	Ecart D ₁ /D ₂	Ecart D ₃ /D ₄
C_o (pF)	0,120	0,129	0,121	0,111	0,101	0,115	6,2 %	9 %
R_s (Ω)	15,00	15,12	14,98	14,42	13,54	14,61	0,9 %	0,9 %
ϕ (V)	0,150	0,148	0,156	0,162	0,182	0,159	5,1 %	11 %
I_s ($10^{-7}A$)	3,00 *	4,91**	4,02**	2,79**	2,91**	3,31**	18,1 %	4,1 %
α (V^{-1})	35,50 *	35,02**	35,32**	36,53**	36,29**	35,80**	0,9 %	0,7 %
n	1,100 *	1,130**	1,120**	1,083**	1,090**	1,105**	0,9 %	0,6 %
γ	0,5	0,5					0 %	
L_s (nH)	0,15	0,15					0 %	
C_p (pF)	0,03	0,03					0 %	

(*) : Mesures faites à 25° C

(**) : Mesures faites à 20° C

Les impédances Z_e ($k\omega_p$) ont été calculées par ordinateur, [87], pour k non nul (tableau: III-3). La valeur $Z_e(0)$ est égale à la résistance de polarisation. Une optimisation du programme nous a montré que $Z_e(0)$ doit être faible. Nous avons alors utilisé une alimentation stabilisée à faible résistance interne.

La tension de polarisation doit équilibrer, nous avons donc choisi:

$$E_0 = \frac{I_4 + I_3}{2} \quad (\text{III-1})$$

De plus, le programme ayant imposé la condition:

$$V_j \leq 0,7 I \quad (\text{III-2})$$

Nous avons obtenu une tension V_j , répondant à l'équation (III-2), et sans distorsion, pour la valeur maximale de la tension pompe suivante:

$$E_1 = 0,0551 \text{ V}$$

Or l'oscillateur local ayant une résistance interne de 50Ω , nous avons:

$$P_{oL} = (0,0551)^2 / 50 = 60,7 \mu\text{w}$$

ou:

$$P_{oL} = -12,17 \text{ dBm}$$

Cette valeur confirme les données du constructeur quant à une puissance pompe optimale de: -12 dBm .

Les autres données ont été prises comme des valeurs moyennes des paramètres des deux diodes.

Le tableau (III-3) présente les résultats obtenus.

IV-2) Matrice du mélangeur:

Le schéma équivalent du mélangeur (figure: III-4) nous permet de déterminer la matrice $[Y^M]$ du dispositif.

Dans ce schéma F_1 et F_2 sont des filtres idéaux. Ce sont des courts circuits pour les fréquences respectives f_p et f_{FI} et des circuits ouverts pour toute autre fréquence.

DONNÉES	RÉSULTATS
$I_s = 2,85 \cdot 10^{-7} \text{ A}$	$V_j = 0,1203 \text{ V}$
$\alpha = 36,41 \text{ V}^{-1}$	$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = 0,010 \text{ V} \\ V_1 = 0,1074 \text{ V} \\ V_2 = 0,0029 \text{ V} \end{array} \right.$
$\phi = 0,172 \text{ V}$	
$C_0 = 0,016 \text{ pF}$	
$V_{Dc} = 0,01 \text{ V}$	$C_j = 1,7385 \cdot 10^{-13} \text{ F}$
$V_{o1} = 0,0551 \text{ V}$	$\left\{ \begin{array}{l} C_0 = 1,2057 \cdot 10^{-13} \text{ F} \\ C_1 = 4,4771 \cdot 10^{-14} \text{ F} \\ C_2 = 8,5142 \cdot 10^{-15} \text{ F} \end{array} \right.$
$\gamma = 0,5$	
$F_{o1} = 10,75 \text{ GHz}$	
$Y(0) = 0,4 + j 0$	$G_j = 4,2680 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1}$
$Y(\omega_{o1}) = 0,018 - j 0,007$	$\left\{ \begin{array}{l} G_0 = 1,6668 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1} \\ G_1 = 1,5986 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1} \\ G_2 = 1,0026 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1} \end{array} \right.$
$Y(2\omega_{o1}) = 0,008 - j 0,031$	

Tableau: III - 3 - Calcul des Paramètres de la Diode

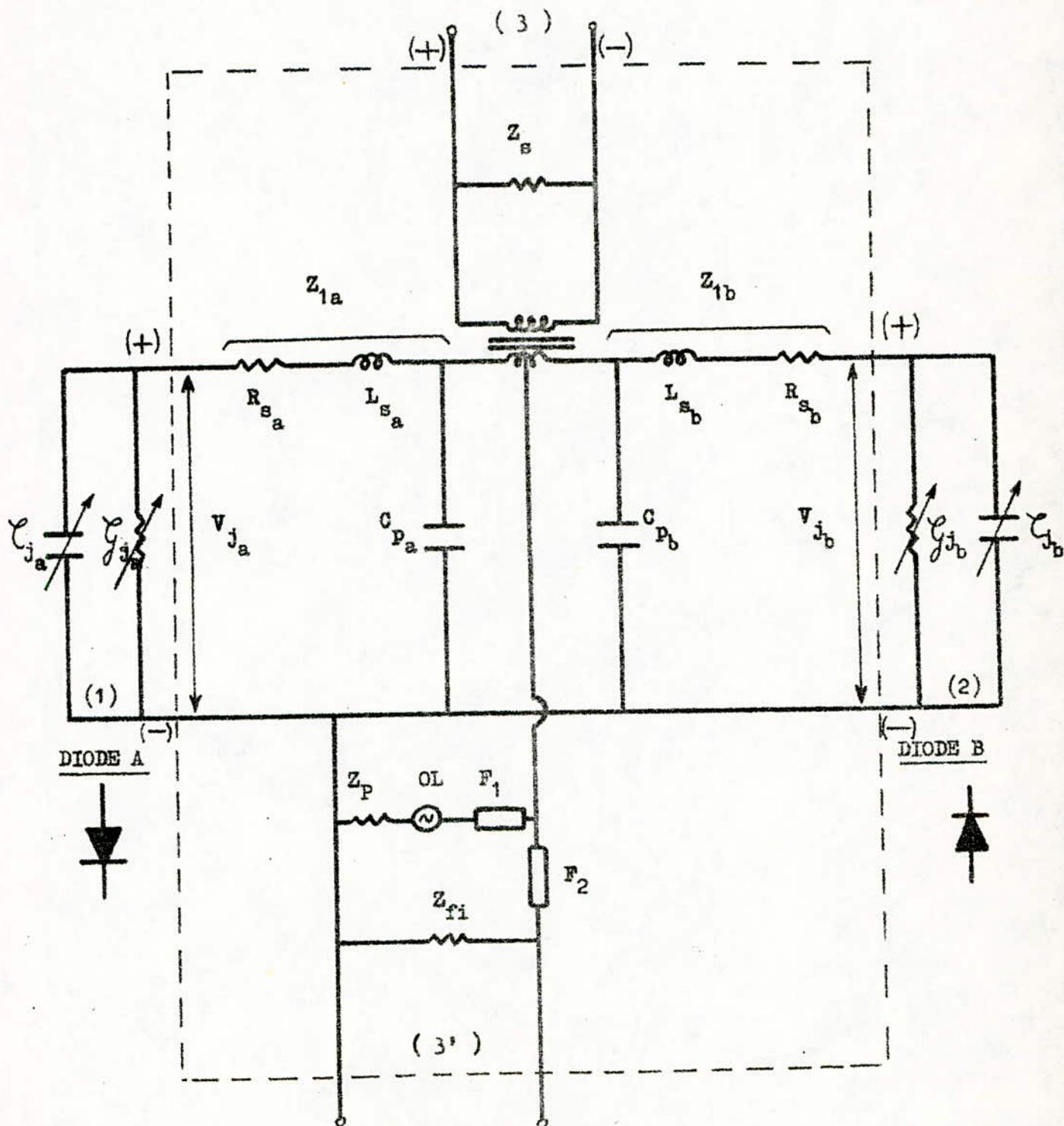


Figure: III-4 - Schéma Equivalent du Mélangeur.

Le calcul de $[Y^M]$ passe par la détermination de la matrice du réseau avoisinant $[Y^E]$, [67].

Pour les portes (1), (2) et (3), $[Y^E]$ s'écrit, sous la forme:

$$[Y^E]_{(w_k)} = \frac{1}{Z_1 (Z_1 + 2Z_p)} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_p & -Z_p & -(Z_1 + 2Z_p) \\ -Z_p & Z_1 + Z_p & Z_1 + 2Z_p \\ -(Z_1 + 2Z_p) & Z_1 + 2Z_p & (Z_1 + 2Z_p) \left(2 + \frac{Z_1}{Z_s}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

Pour la valeur w_0 , et en considérant les portes (1), (2) et (3), nous avons:

$$[Y^E]_{(w_0)} = \frac{1}{Z_1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 2 + \left(\frac{Z_1}{Z_{FI}}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

La matrice $[Y^M]$ est alors déduite de la relation:

$$[Y^M] = [Y^{A/B}] + [Y^E] \quad (\text{III-5})$$

Où $[Y^{A/B}]$ est la matrice des diodes A et B.

La matrice impédance $[Z^M]$ se fait à partir d'un programme d'inversion de la matrice $[Y^M]$, [88], (Annexe III).

IV-3) Paramètres du mélangeur:

Suivant l'analyse faite au chapitre précédent, nous pouvons écrire:

$$Z_{\text{entrée}} = \left(\frac{1}{Z_{12,12}} - Y_1 \right)^{-1} \quad (\text{III-6})$$

$$Z_{\text{sortie}} = Z_{13,13}^0 \quad (\text{III-7})$$

$$L_{0,1} = \frac{1}{4 |Z_{13,12}|^2 \operatorname{Re}(Y_0) \operatorname{Re}(Y_1)} \quad (\text{III-8})$$

$$(\text{NF})_{\text{dB}} = (L)_{\text{dB}} + 1,5\text{dB} \quad (\text{III-9})$$

Où Y_0 et Y_1 sont normalisées à 50Ω . Les résultats du calcul sont présentés au tableau: III-4.

F (GHz)	$Z_{12,12}$ (Ω)	$Z_{13,12}$ (Ω)	$Z_{\text{entrée}}$ (Ω)	Z_{sortie} (Ω)	L (dB)	NF (dB)
0,85	17,29	10,38	26,43	212,53	7,63	9,13
0,90	17,19	10,38	26,20	164,38	7,63	9,13
0,95	17,08	10,38	25,94	128,76	7,63	9,13
1,00	16,98	10,37	25,71	102,00	7,64	9,14
1,05	16,88	10,37	25,48	81,63	7,64	9,14
1,10	16,78	10,37	25,26	65,94	7,64	9,14
1,15	16,68	10,36	25,03	53,72	7,65	9,15
1,20	16,58	10,36	24,81	44,11	7,65	9,15
1,25	16,48	10,35	24,58	36,49	7,66	9,16
1,30	16,38	10,35	24,36	30,42	7,66	9,16
1,35	16,28	10,34	24,14	25,55	7,67	9,17
1,40	16,18	10,33	23,92	21,62	7,68	9,18
1,45	16,08	10,32	23,70	18,45	7,69	9,19

Tableau: III-4 - Calcul des Paramètres du Mélangeur

CHAPITRE - IV - Réalisations et Mesures

Afin de minimiser les erreurs, nous avons réalisé, sur les deux substrats retenus, des circuits partiels entrant dans le schéma du mélangeur.

Sur la base des résultats obtenus, nous avons élaboré le circuit final sur l'alumine et le duroïd.

Tous les dispositifs ont été réalisés par photogravure (Annexe IV) et mesurés sur des bancs HEWLETT - PACKARD (Annexe V).

I) Circuits partiels:

Nous avons mis au point huit circuits partiels répartis comme suit:

- Alumine 98%: - Deux coupleurs 3dB;
 - Un filtre passe bas à 2GHz;
 - Un filtre passe bas à 9GHz;
 - Un filtre image;
 - Un circuit d'adaptation.
- DUROID 6010: - Un coupleur 3dB;
 - Un circuit d'adaptation.

A cause de contraintes techniques, nous n'avons pu souder les diodes sur le Duroïd 6010, aussi notre travail a été axé sur l'alumine. Pour ce fait, seuls les circuits en alumine ont été pris en considération.

La partie du mélangeur en amont des diodes doit pouvoir recevoir les signaux RF et pompe. La fréquence de travail sera donc:

$$f_T = \frac{f_P + f_{Rmax}}{2}$$

ou:

(IV - 1)

$$f_T = 11,425 \text{ GHz}$$

Les longueurs physiques des circuits composant le mélangeur (figure: IV-1) ont été déterminées, (tableau: IV-1), en tenant compte des corrections nécessaires, [69], [89].

I - 1) Coupleur 3dB.

Le premier coupleur réalisé a présenté une fréquence de 10,97GHz. Sachant, [69], que la fréquence f est liée à la largeur l de la micro-bande par la relation approchée:

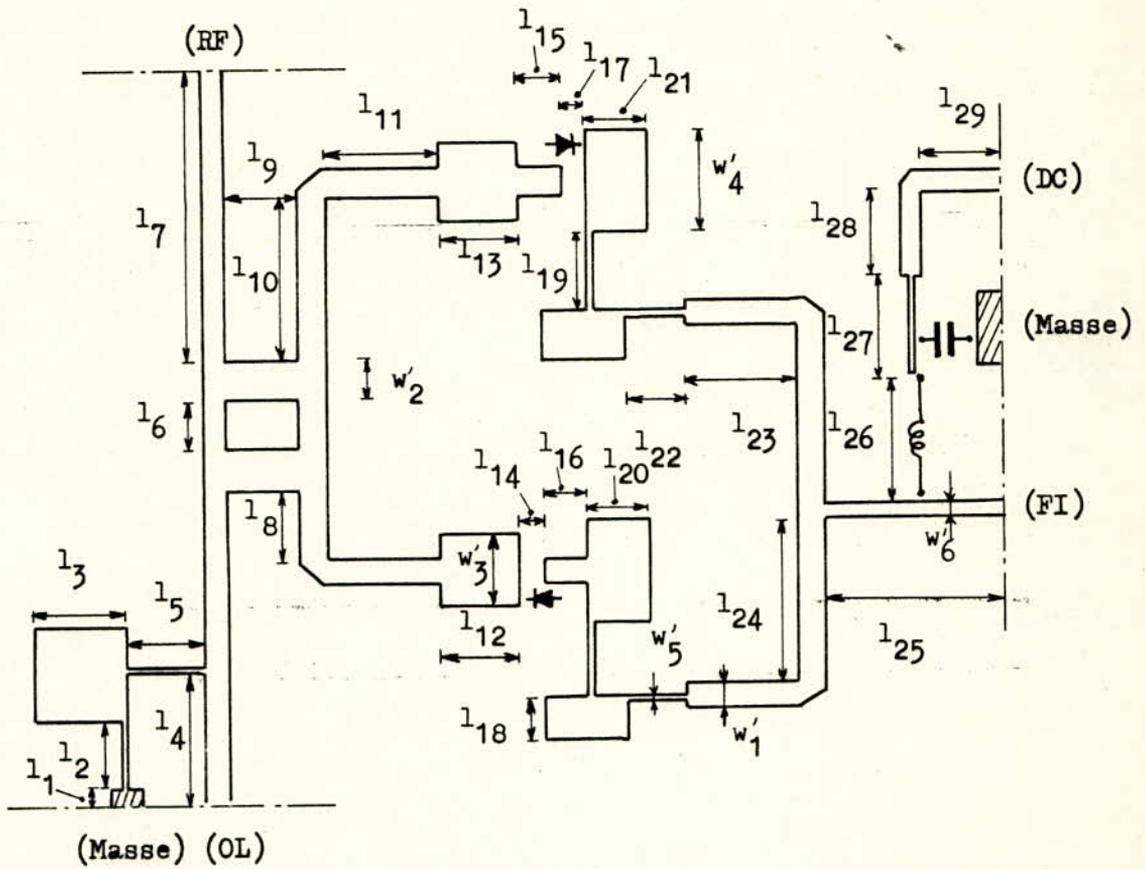
$$\frac{\Delta f}{f} = - \frac{\Delta l}{l} \quad (\text{IV} - 2)$$

Nous avons diminué la largeur et réalisé un deuxième coupleur. La courbe, (figure: IV-2), déduite des mesures, (tableau: IV-2), montre que le couplage présente des écarts A_i et A_k par rapport à la valeur 3dB. Ces écarts sont dus à l'effet des réactances de discontinuités des branches, [90], [91], ainsi qu'aux pertes par insertion et aux pertes de directivité.

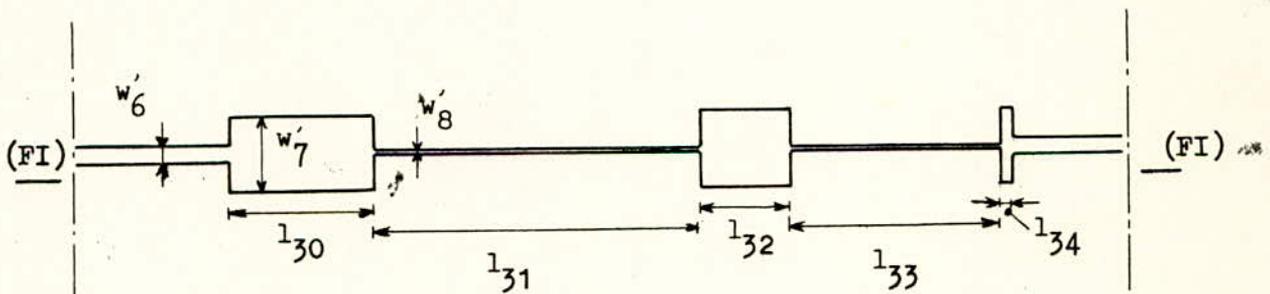
La fréquence f_{Tm} mesurée est de 11,691GHz. Les écarts sont déterminés à la fréquence $(\frac{4}{3}f_{Tm})$, en prenant la fréquence $(\frac{2}{3}f_{Tm})$ comme référence.

Ces valeurs, ainsi que le TOS, (figure: IV-3), sont comparées à celles de coupleurs commercialisés:

COUPLEUR PARAMETRES	Circuit Réalisé	NARDA [92] - 4035C -	ANAREN [23]	
			- 10018-3 -	- 140568-3 -
TOS (max)	1,42	1,30	1,40	1,35
A_i (dB)	0,44	0,30	0,50	0,50
A_k (dB)	$\pm 0,52$	$\pm 0,50$	$\pm 0,50$	$\pm 0,50$
Fréquences (GHz)	$8 \div 12,4$	$7 \div 12,4$	$8 \div 12,4$	$8 \div 12,4$



Circuit du Mélangeur (Echelle x5)



Circuit du Filtre passe-bas à 2 GHz
(Echelle x5)

Figure: IV - 1 - Circuit du Mélangeur et Filtre FI

Circuits Partiels	Longueurs (m-m)		
Filtre image	$l_1 = 0,500$ $l_4 = 3,696$	$l_2 = 2,074$ $l_5 = 2,043$	$l_3 = 2,776$
Coupleur 3dB	$l_6 = 1,490$ $l_9 = 1,954$	$l_7 = 8,290$ $l_{10} = 4,418$	$l_8 = 1,918$
Adaptation des diodes.	$l_{11} = 3,000$ $l_{14} = 0,400$	$l_{12} = 2,001$ $l_{15} = 1,306$ $l_{17} = 0,341$	$l_{13} = 2,060$ $l_{16} = 1,306$
Filtre 9GHz.	$l_{18} = 1,389$ $l_{21} = 1,648$	$l_{19} = 2,069$ $l_{22} = 1,271$	$l_{20} = 1,528$
TE	$l_{23} = 3,000$	$l_{24} = 4,651$	$l_{25} = 5,580$
Polarisation	$l_{26} = 3,000$	$l_{27} = 2,608$ $l_{29} = 2,500$	$l_{28} = 1,846$
Filtre 20GHz	$l_{30} = 4,127$ $l_{33} = 5,629$	$l_{31} = 8,550$ $l_{34} = 0,260$	$l_{32} = 2,396$
Largeurs de lignes.	$w'_1 = 0,546$ $w'_3 = 1,743$ $w'_5 = 0,181$ $w'_7 = 2,111$		$w'_2 = 1,010$ $w'_4 = 2,426$ $w'_6 = 0,488$ $w'_8 = 0,122$

Tableau: IV - 1: Dimensions du mélangeur sur Alumine 98%.

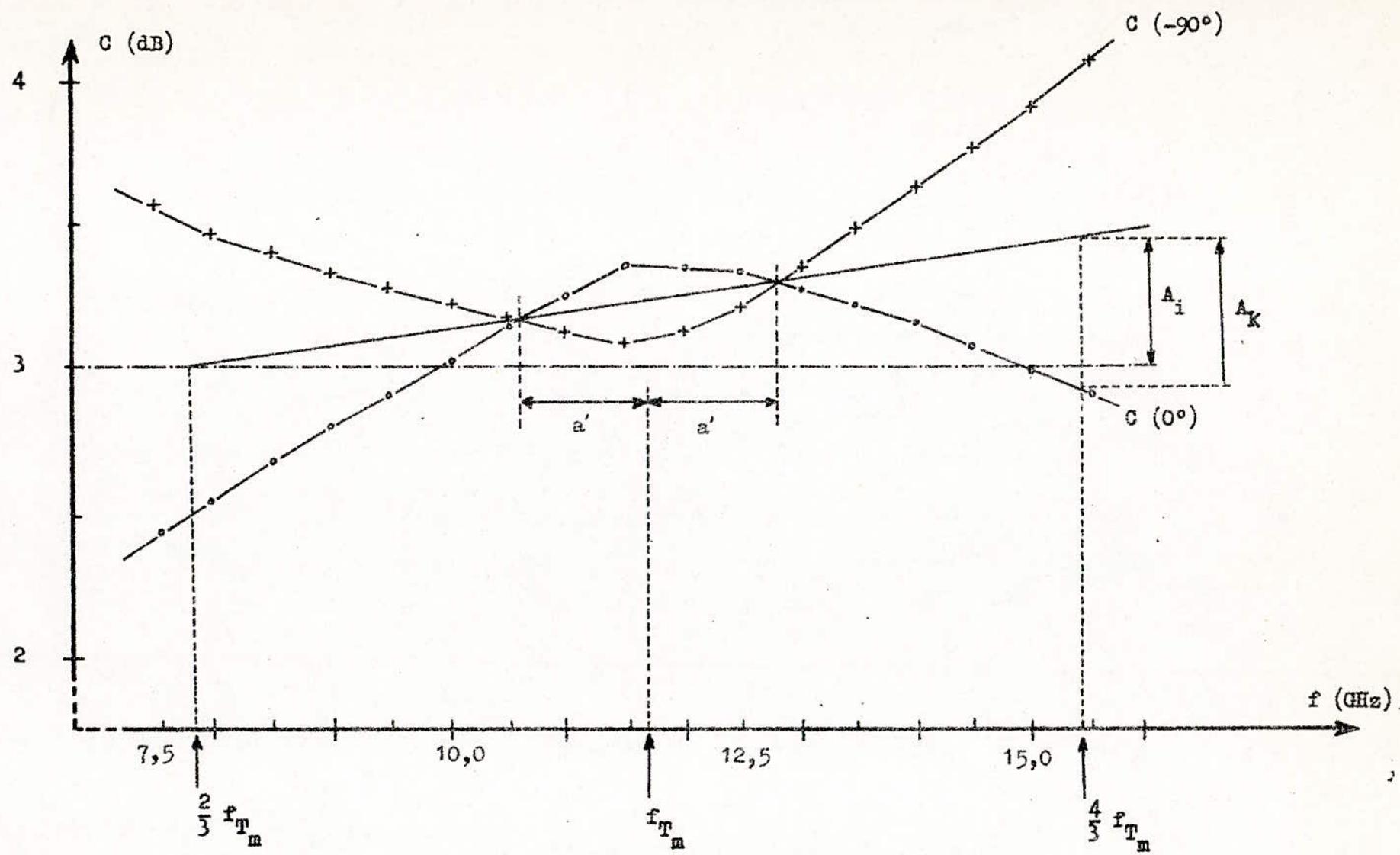


Figure: IV - 2 - Coupleur 3dB ———— Courbe: $C = f(f)$ -

Fréquences (GHz)	Couplage - (0°) - (dB)	Couplage - (-90°) - (dB)	TOS
7,50	2,420	3,561	/
8,00	2,531	3,460	1,420
8,50	2,672	3,403	1,336
9,00	2,800	3,327	1,260
9,50	2,906	3,270	1,182
10,00	3,021	3,221	1,133
10,50	3,144	3,176	1,130
11,00	3,242	3,115	1,151
11,50	3,353	3,082	1,207
12,00	3,351	3,120	1,240
12,50	3,344	3,207	/
13,00	3,268	3,346	} <u>Valeurs extrapolées</u>
13,50	3,225	3,488	
14,00	3,160	3,630	
14,50	3,102	3,761	
15,00	2,961	3,900	
15,50	2,902	4,062	

Tableau: IV - 2 - Mesures de coupleur - 3dB -

Cette comparaison montre que le coupleur réalisé est performant.

I - 2) Filtres passe bas:

Le filtre utilisé en sortie est un filtre passe bas à 9GHz. Le filtre de fréquence de coupure 2GHz a été également réalisé, pour éventuellement isoler la FI en cas de filtrage insuffisant du circuit précédent.

Les mesures (tableau: IV-3) nous permettent de déduire (courbes: IV-4 et 5) les écarts suivants:

Circuit Paramètres	F.P.B (9GHz)		F.P.B (2GHz)	
	Am(dB)	f_c (GHz)	Am(dB)	f_c (GHz)
Valeurs Théoriques	0,100	9,000	0,100	2,000
Valeurs mesurées	0,183	9,202	0,178	2,104
écarts ($\frac{\Delta f}{f}$)	/	2,25%	/	5,20%
écarts ($\frac{\Delta Am}{Am}$)	83%	/	78%	/
écarts ($\Delta Am/3dB$)	2,77%	/	2,60%	/

Les écarts sur les fréquences sont acceptables, mais ils sont élevés pour l'atténuation. Il faut cependant remarquer que ces différences ne sont que relatives, car elles doivent représenter le niveau d'atténuation des signaux de faibles fréquences, en comparaison du niveau de signaux de grandes fréquences, [93] .

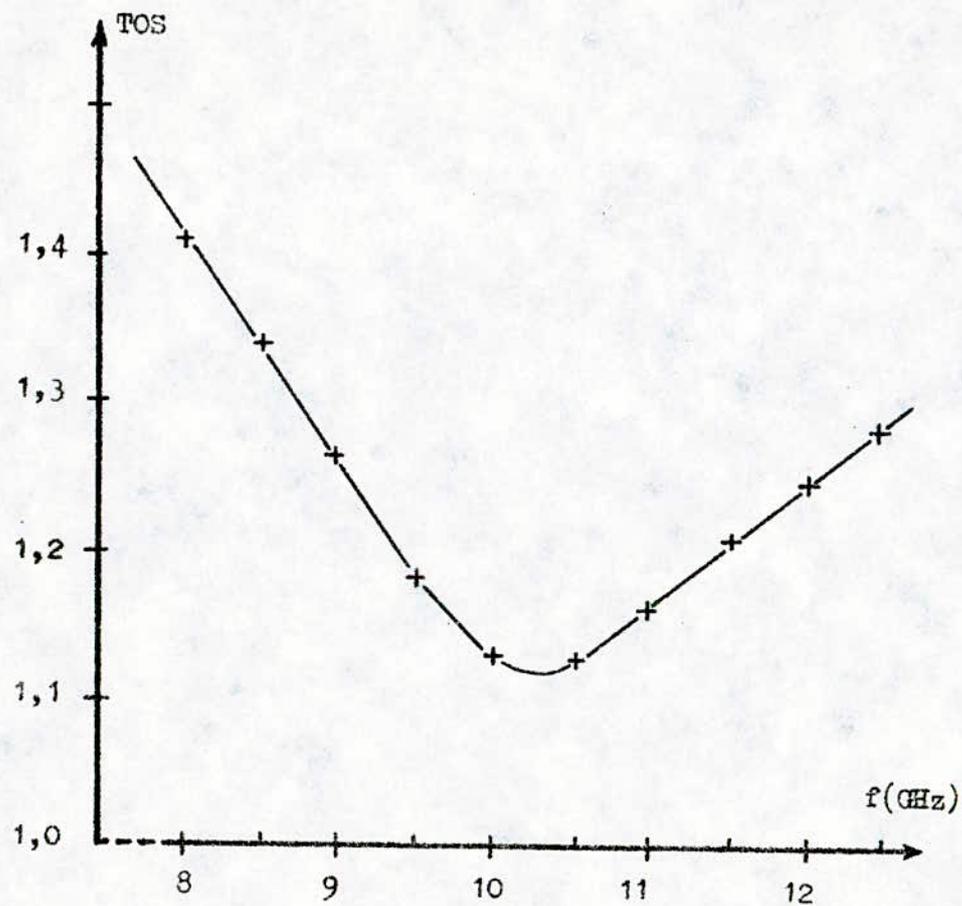


Figure: IV - 3 - Coupleur 3dB ; Courbe TOS = $f(f)$

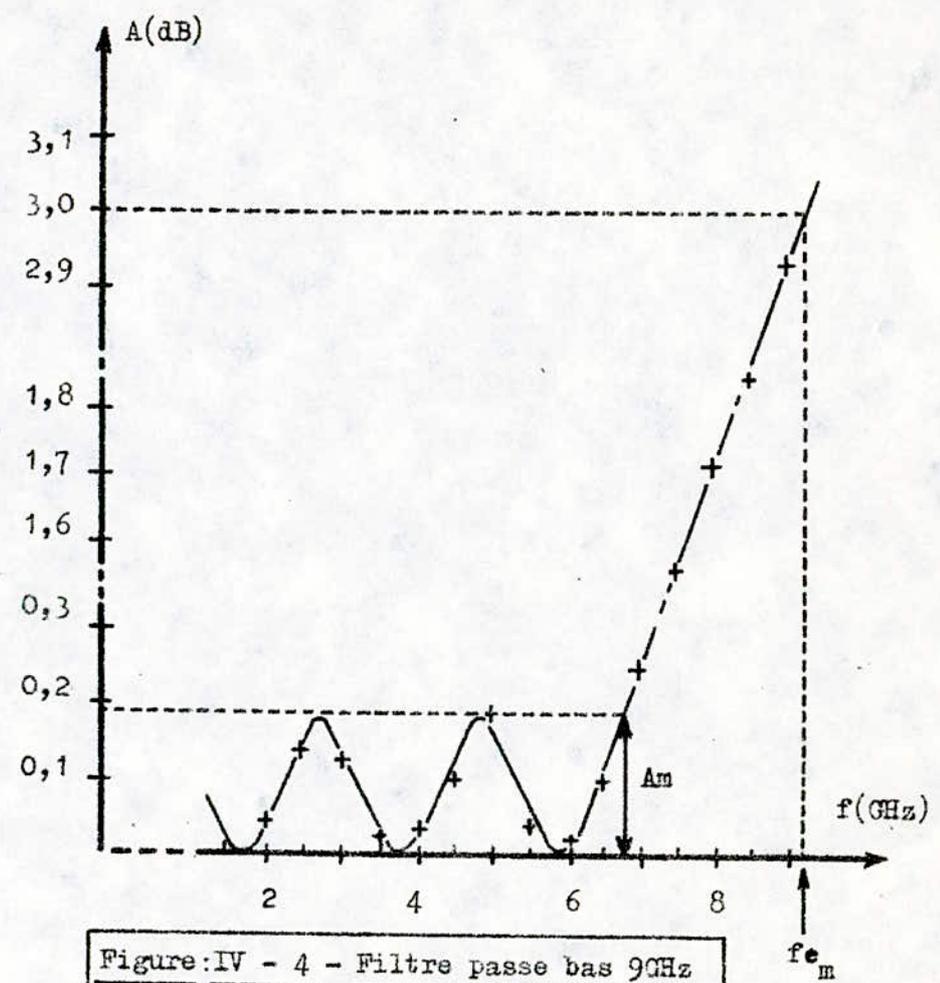


Figure: IV - 4 - Filtre passe bas 9GHz
 - courbe $A = f(f)$ -

FILTRE PASSE BAS - (9 GHz) -	
f(GHz)	Am(dB)
2,00	0,017
2,50	0,014
3,00	0,132
3,50	0,021
4,00	0,023
4,50	0,100
5,00	0,183
5,50	0,041
6,00	0,015
6,50	0,102
7,00	0,246
7,50	1,582
8,00	1,711
8,50	2,824
9,00	2,938

FILTRE PASSE BAS - (2 GHz) -	
f(GHz)	Am(dB)
0,60	0,045
0,70	0,070
0,80	0,178
0,90	0,111
1,00	0,021
1,10	0,073
1,20	0,153
1,30	0,069
1,40	0,028
1,50	0,083
1,60	0,231
1,70	0,322
1,80	1,724
1,90	1,787
2,00	2,966

FILTRE IMAGE	
f(GHz)	Am(dB)
8,00	0,331
8,50	0,412
9,00	0,330
9,50	0,501
10,00	1,006
10,50	5,807
11,00	10,021
11,50	1,610
12,00	0,503
12,50	0,381

Tableau: IV - 3 - Mesures des filtres

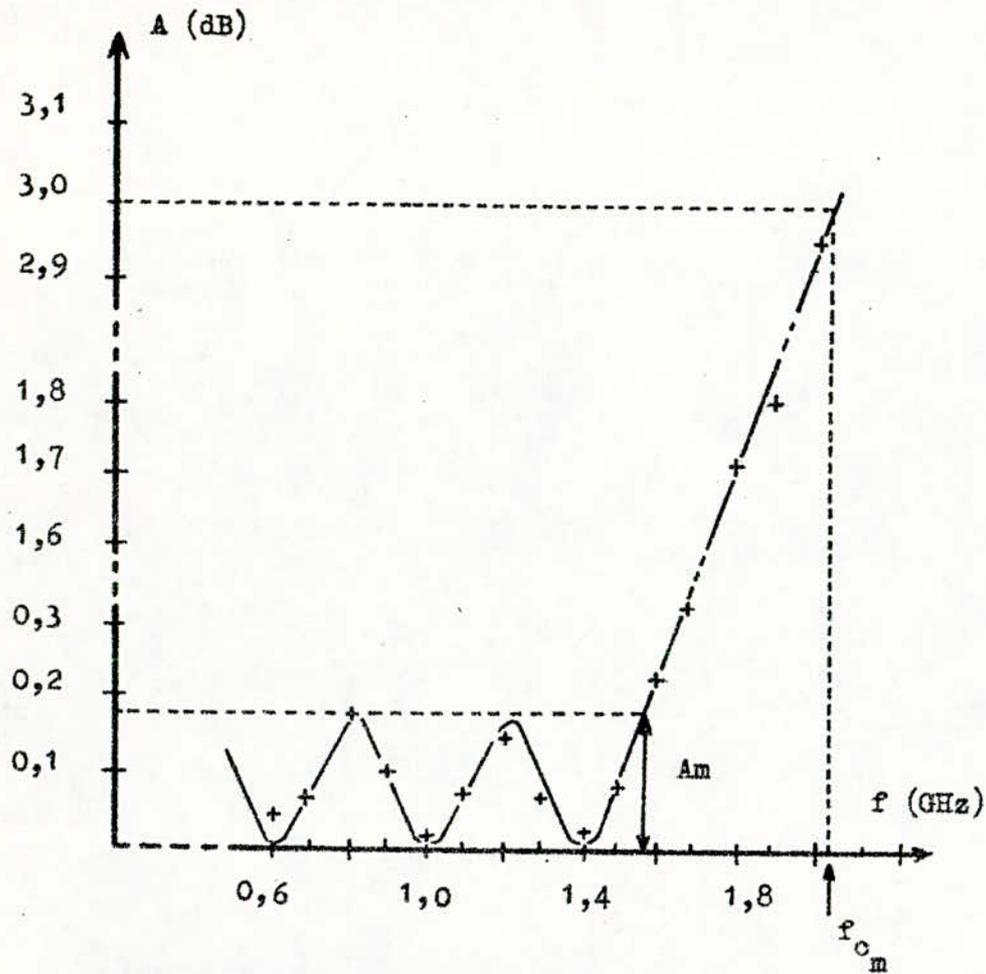


Figure: IV - 5 - Filtre passe bas 20GHz -
 Courbe $A = f(f)$

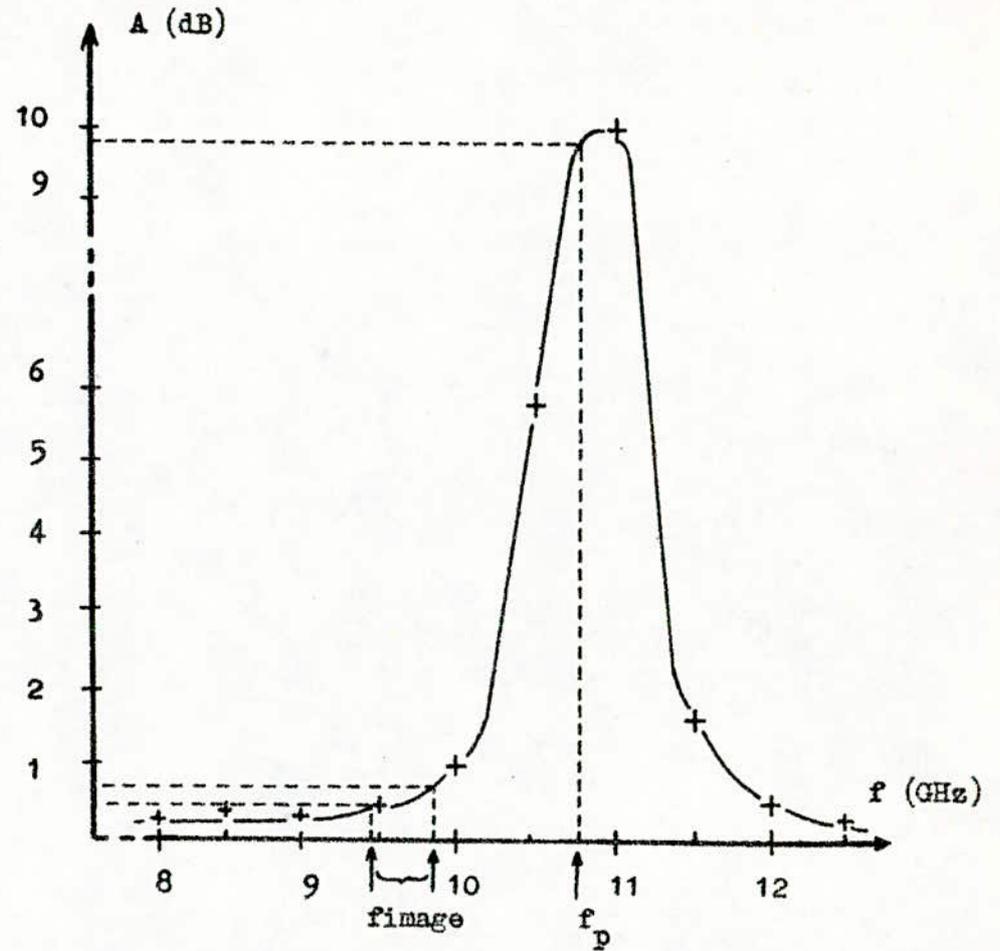


Figure: IV - 6 - Filtre image - Courbe $A = f(f)$

Aussi, les écarts reportés à 3dB sont-ils plus représentatifs, d'autant plus, si nous savons, par exemple, que les connecteurs utilisés dans notre mélangeur, [94], malgré les soins apportés par le constructeur, ont des pertes d'insertion de 0,15dB.

I - 3) Filtre image:

Il est réalisé en tronçons de lignes quart-d'ondes, centrées sur la fréquence pompe. Il doit présenter une atténuation maximale pour f_p , tout en laissant passer les fréquences images (tableau: IV-3).

La courbe représentative de ce filtre, (figure: IV-6), montre que pour la fréquence pompe, l'atténuation est de 9,87dB, alors qu'elle n'est que de 0,68dB au maximum pour les fréquences images. Ce sont des valeurs que nous pouvons admettre pour le mélangeur.

I - 4) Circuit d'adaptation:

La diode présente généralement une impédance Z_D sous la forme:

$$Z_D = R_D + j X_D \quad (IV - 3)$$

Cette diode doit être adaptée à la ligne d'impédance caractéristique Z_0 égale à 50 .

Pour la partie résistive, un transformateur quart-d'ondes est utilisé. Son impédance est donnée par la relation:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 \cdot R_D} \quad (IV - 4)$$

Quant à la partie réactive, elle est éliminée par l'addition d'un tronçon de ligne, de longueur l_x , donnée par:

$$l_x = \frac{\lambda_T}{2\pi} \cdot \text{tg}^{-1} \left(-\frac{X_D}{Z_0} \right) \quad (IV - 5)$$

Où λ_T est la longueur d'onde de la ligne, correspondant à la fréquence f_T , [69] .

Suivant les valeurs des composants du schéma équivalent de la diode, l'impédance Z_D est égale à:

$$Z_D = (12,65 - j 60,68) \Omega$$

Les résultats de mesure de ce circuit adaptateur sont les suivants:

$$\frac{\Delta Z_1}{Z_1} = 3,71\% \quad * \quad \frac{\Delta l_x}{l_x} = 2,16\%$$

Ces différences, au vu de la précision du tracé des lignes, sont faibles.

I - 5) Polarisation:

Pour polariser notre circuit, nous avons réalisé un " TE " de polarisation, mais en raison de son TOS élevé, nous avons été amené à concevoir un circuit de polarisation.

Le circuit comprend une capacité de découplage et une self de choc. La capacité est une puce de 100pF, (2%) , quant à la self, elle est constitué d'un fil d'or de haute impédance.

II) Le Mélangeur:

II - 1) Réalisation:

Nous avons, après chaque mesure de circuit partiel, tenu compte des correctifs nécessaires pour obtenir des valeurs optimales des paramètres. Ces conclusions nous ont permis de réajuster les longueurs physiques des lignes du circuit final.

La mise en place des composants et des connecteurs s'est effectuée par collage avec de la laque d'argent, mais tandis qu'une microsoudure aurait été une solution plus appropriée (meilleure transition microbande - composant).

II - 2) Mesures:

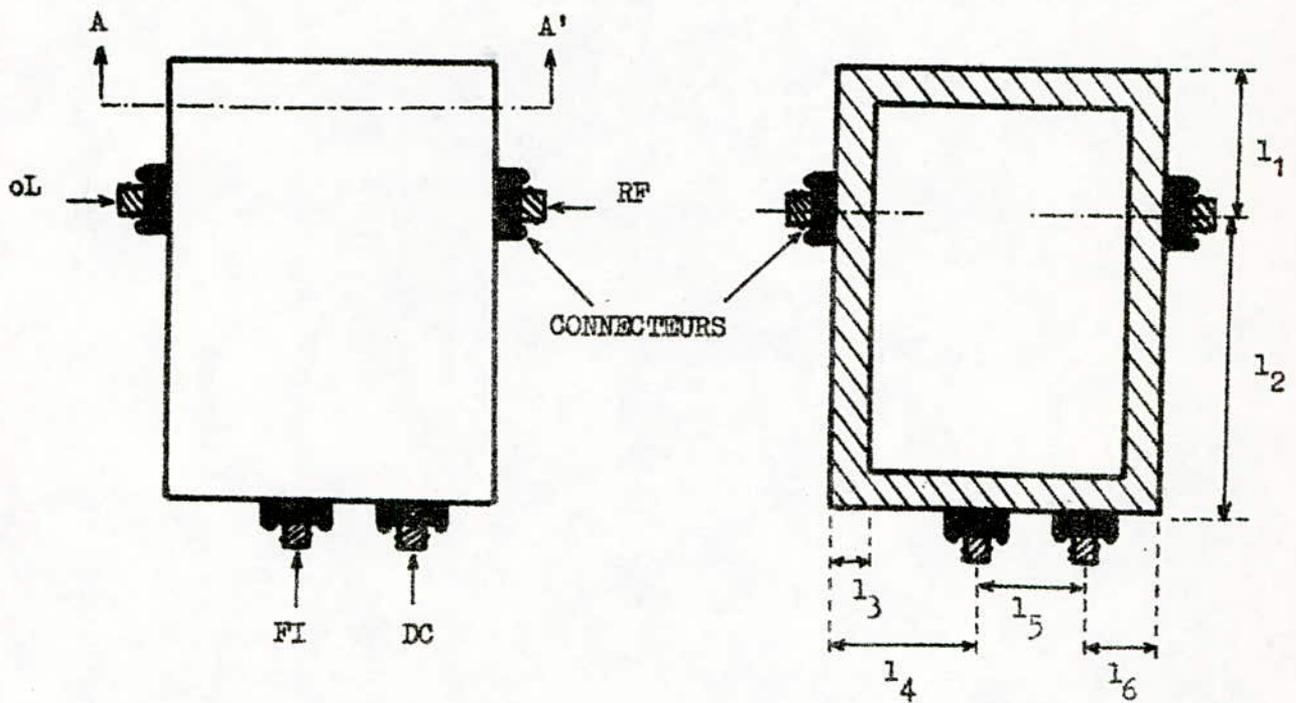
Après la mise sous boîtier, (figure: IV-7), nous avons mesuré les impédances d'entrée et de sortie, ainsi que les pertes de conversion, (tableau: IV-4).

L'absence d'amplificateur FI à 1GHz nous a amené à déduire le facteur de bruit par augmentation des pertes de 1,5dB.

Les autres caractéristiques telles que l'étendue dynamique, le point de compression à 1dB, ont été également déduites.

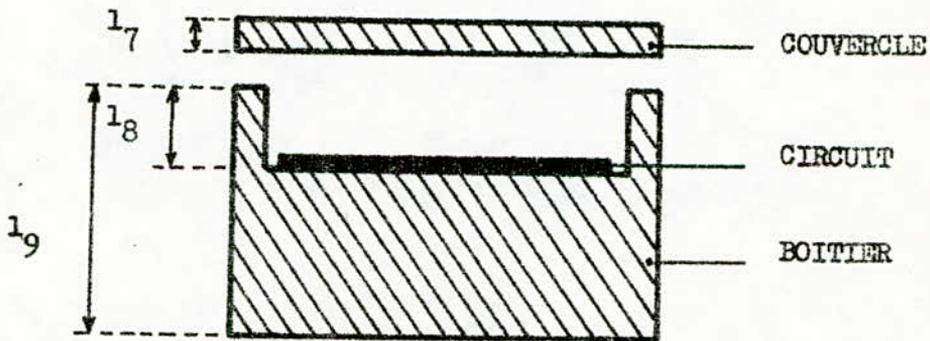
La comparaison entre les valeurs calculées et les résultats de mesures (figures: IV-8, 9 et 10), montre des écarts, résultats d'erreurs commises aussi bien dans le calcul que dans la réalisation.

Les erreurs de calcul sont dues essentiellement à la troncature de la matrice du mélangeur, lors de son inversion, ainsi qu'aux approximations faites lors de son élaboration.



VUE DE DESSUS

VUE INTERNE



COUPE - AA' -

$l_1 = 14,5\text{mm}$
 $l_5 = 8\text{ mm}$
 $l_9 = 30\text{ mm}$

$l_2 = 26,5\text{mm}$
 $l_6 = 9,5\text{mm}$

$l_3 = 5\text{mm}$
 $l_7 = 5\text{mm}$

$l_4 = 13,5\text{mm}$
 $l_8 = 10\text{ mm}$

Figure: IV-7 - Boitier du mélangeur.

FREQUENCES (GHz)	Impédance d'entrée(Ω)	Impédance de sortie(Ω)	Pertes de conversion (dB)	Facteur de bruit (dB)
0,85	24,78	181,19	8,11	9,61
0,90	24,17	149,75	8,05	9,55
0,95	23,91	111,28	7,99	9,49
1,00	23,72	94,03	7,92	9,42
1,05	23,47	70,61	7,87	9,37
1,10	23,16	57,10	7,85	9,35
1,15	23,00	43,27	7,86	9,36
1,20	23,02	37,92	7,85	9,35
1,25	22,93	27,72	7,87	9,37
1,30	22,73	20,03	7,90	9,40
1,35	22,41	13,18	7,95	9,45
1,40	22,35	11,12	7,97	9,47
1,45	22,18	10,28	7,98	9,48

Etendue dynamique: 0,658 — 1,741GHz ($NF_{\text{moy}} = 9,39\text{dB}$)

Point de compression à 1dB: 1,741GHz ($NF_{\text{saturation}} = 10,39\text{dB}$)

Tableau: IV - 4 - Mesures du mélangeur

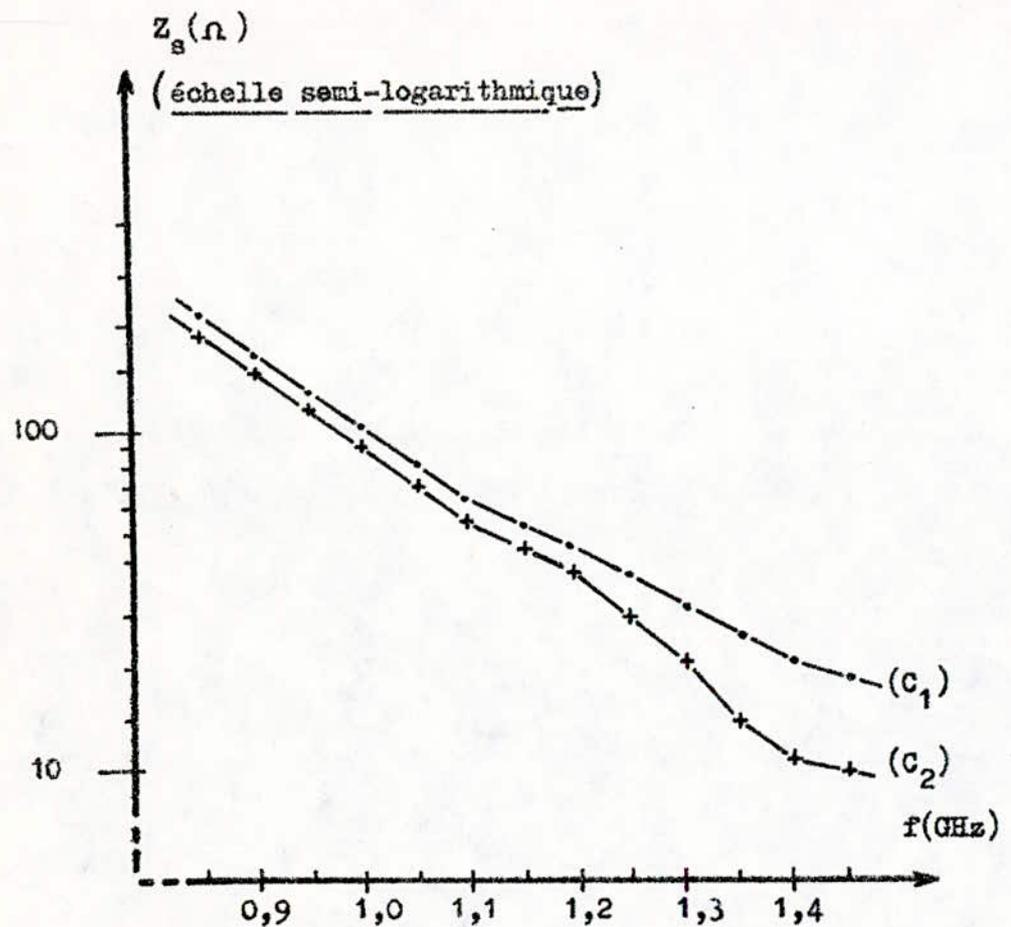


Figure: IV-8 - Impédance de sortie du mélangeur.

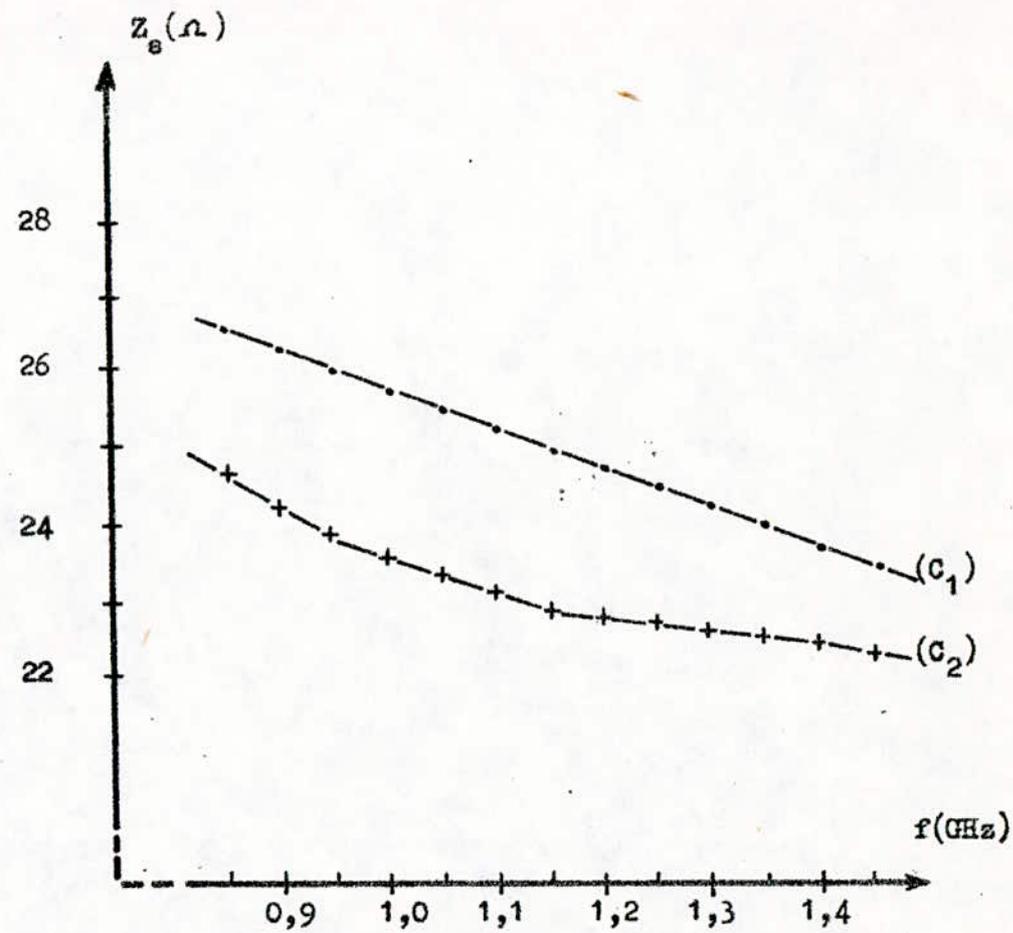


Figure: IV-9 - Impédance d'entrée du mélangeur.

(C₁): Valeurs calculées
(C₂): Valeurs mesurées

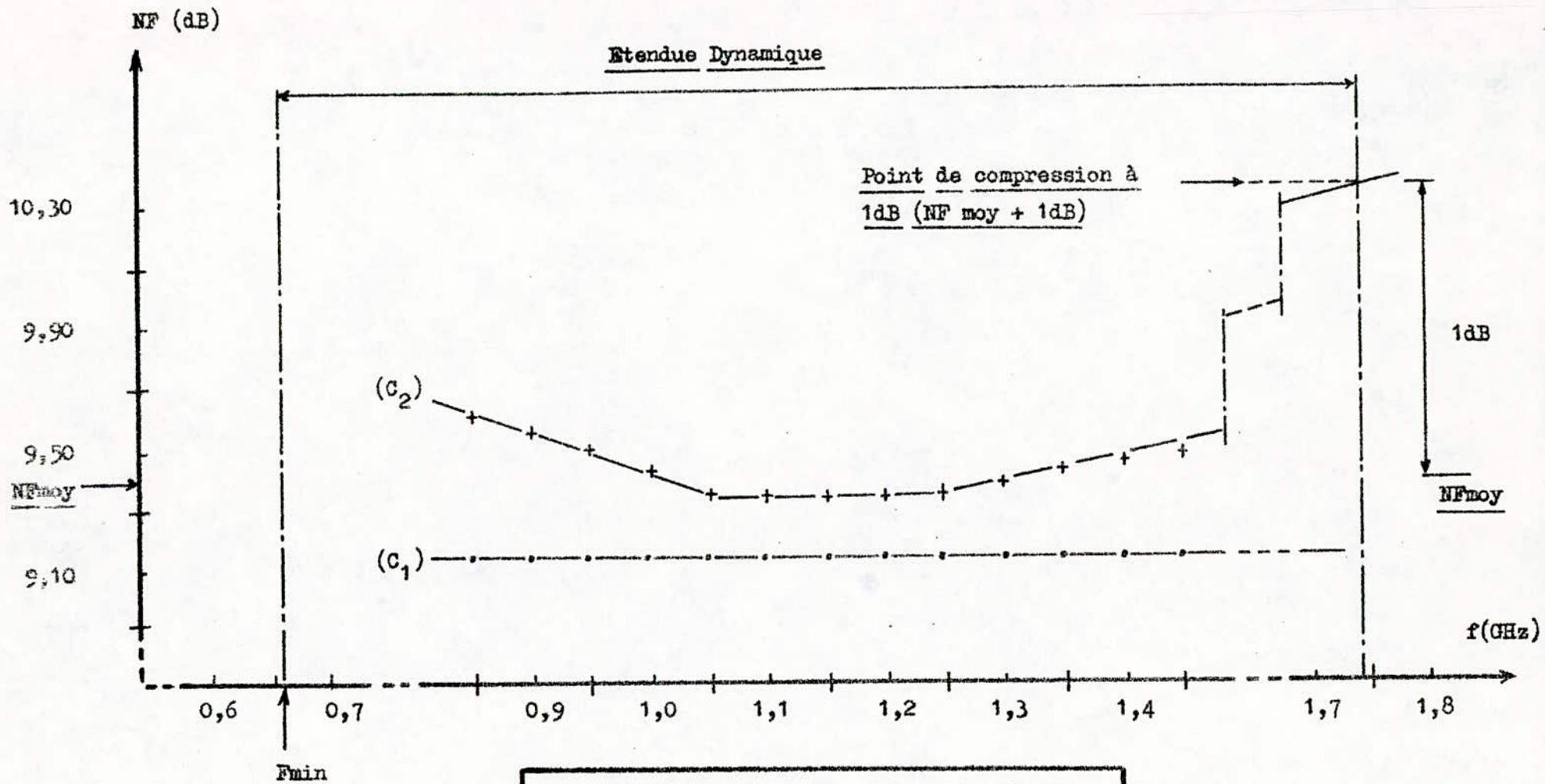


Figure: IV-10 - Facteur de bruit du mélangeur
 (C₁) : Valeurs calculées.
 (C₂) : Valeurs mesurées.

Les erreurs expérimentales proviennent principalement de mauvaises transitions microbande-diodes et microbande-connecteurs, et à l'existence d'un bruit résiduel de pompe à la sortie. Le tracé manuel du circuit, (précision $\pm 10 \mu\text{m}$), et l'utilisation de diodes non rigoureusement identiques, sont d'autres sources d'erreurs.

Quant aux erreurs de mesures, elles ont été réduites en utilisant diverses méthodes. C'est ainsi que les bancs de mesures (Annexe V) étaient recalibrés à chaque fois. De plus, la multiplication des essais (Cinq) a relevé une reproductibilité des résultats donnant des écarts ne dépassant pas 2,3% entre les valeurs extrêmes.

CONCLUSION

L'étude et la réalisation d'un mélangeur dans la gamme des micro-ondes sont complexes.

L'analyse du mélangeur ne peut se faire qu'avec l'emploi de calculateurs. Cependant, il faut noter que les deux logiciels que nous avons développé sont utilisables pour tout dispositif micro-ondes non linéaire (up-converter, down-converter, détecteur...). Ils constituent une base à toute réalisation ultérieure de ces circuits.

Pour la réalisation, nous avons mesuré les paramètres des diodes, au lieu de prendre les données standards du constructeur. Ces mesures ont montré qu'il existe parfois de grands écarts entre les données des catalogues et les valeurs réelles, écarts que nous avons pu éviter.

De ce fait, les caractéristiques du mélangeur, calculées sur la base de ces mesures, reflètent bien les valeurs théoriques.

De même que nous avons pu minimiser les erreurs, en élaborant une méthode originale qui consiste à subdiviser le circuit en blocs partiels. Cette méthode nous a permis d'apporter les corrections nécessaires, et aboutir à des écarts n'excédant pas 5% pour le facteur de bruit, et ce, dans la bande de fréquence intermédiaire considérée.

Ces circuits partiels réalisés sont des blocs indépendants; ils peuvent être utilisés, sans modifications, pour d'autres réalisations, car leurs caractéristiques sont connues et sont relativement performantes.

Enfin, les méthodes de mesure avec calibration et reproductibilité ont réduit les erreurs de mesures.

Il faut également retenir que l'optimisation entreprise pour le premier logiciel (Annexe II) a permis de retrouver la puissance de pompe optimale proposée par le constructeur.

Le mélangeur sur Alumine est prêt à une utilisation immédiate car il répond aux normes internationales de la TVDS (facteur de bruit inférieur à 10 dB).

Il peut cependant être encore amélioré par l'utilisation de techniques plus sophistiquées tant au niveau du calcul qu'au niveau de la réalisation. C'est ainsi que les paramètres calculés peuvent voir leur précision augmentée (notamment lors de l'inversion de la matrice admittance) par l'emploi de matrice de très grandes tailles.

Quant à la réalisation, l'emploi de diodes rigoureusement identiques, de micro-soudeuse, et surtout le tracé du circuit par C.A.O. (précision $\pm 1 \mu m$), sont de nature à minimiser les différences existant entre le calcul et la réalisation.

ANNEXES

- A N N E X E - I -

METHODE DE NEWTON - RAPHSON

I) Enoncé du problème:

Soit un système d'équations non linéaires du type:

$$\begin{cases} f_1(x_1, \dots, x_n) = 0 \\ \text{-----} \\ f_n(x_1, \dots, x_n) = 0 \end{cases} \quad (I_a - 1)$$

Où f_1 à f_n sont des fonctions réelles données des n inconnues réelles x_1 à x_n ; un tel système est dit d'ordre n , et noté sous la forme suivante:

$$F(X) = 0 \quad (I_a - 2)$$

Avec F l'application de R^n dans lui même, qui au vecteur $X = (x_1, \dots, x_n)^T$ fait correspondre le vecteur de composantes f_i pour $i = 1, \dots, n$.

Si un système linéaire non dégénéré admet une et une seule solution, le système non linéaire n'est pas assuré de l'existence d'une solution, et, non plus de son unicité, si elle existe.

Les principales méthodes de résolution font appel aux itérations successives. La méthode de NEWTON - RAPHSON consiste, à partir d'un point initial donné, considéré comme une approximation de la solution, à un développement en série de TAYLOR limité au premier ordre, pour chacune des n équations, [100]. La résolution du système linéaire résultant permet de déterminer une nouvelle approximation de la solution.

II) Principe de la méthode:

Si X^* est la solution du système non linéaire, et si les fonctions f_i sont suffisamment dérivables, alors le développement en série de de TAYLOR autour d'un estimé $x^{(0)}$ de la solution, s'écrit:

$$f_i(X^*) = f_i(X^{(0)}) + \sum_1^n (x_j^* - x_j^{(0)}) \frac{\partial f_i}{\partial x_j} (X^{(0)}) + \dots \quad (I_a - 3)$$

III) Critères d'arrêt:

Le processus itératif peut être arrêté par deux critères, à savoir, le critère d'erreur absolue et le critère d'erreur relative:

L'erreur absolue est définie par:

$$\max |x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}| \leq \varepsilon_a ; j = 1, \dots, m$$

ou: (I_a - 7)

$$\sum_1^m |x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}|^2 \leq \varepsilon_a$$

Quant à l'erreur relative, elle est donnée sous la forme:

$$\max |x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}| \leq \varepsilon_r \max |x_j^{(n)}| ; j = 1, \dots, m$$

ou: (I_a - 8)

$$\sum_1^m |x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}|^2 \leq \varepsilon_r \sum_1^m (x_j^{(n)})^2$$

- ANNEXE - II -

CALCUL DE LA MATRICE DIODE

I) Mise en forme du programme:

Ce programme consiste à déterminer les coefficients G_k et C_k de la conductance et de la capacitance, suivant les équations établies au chapitre II.

Il se base sur la résolution du système non linéaire:

$$[V] + [I_e] [Z] - [E] = 0 \quad (II_a - 1)$$

Pour réécrire ce système sous la forme $F(V) = 0$, (Annexe I), il est nécessaire de déterminer la matrice $[I_e]$ en fonction de $[V]$, les matrices $[E]$ et $[Z]$ étant définies. Si les composantes du vecteur $[V]$ sont notées V_k , et si nous posons chaque élément de $[I_e]$ comme étant:

$$I_{e_k} e^{jkw_p t} = f_k(V_{-k}, \dots, V_k) e^{jkw_p t} \quad (II_a - 2)$$

Il faut alors calculer les fonctions f_k . Il est donc nécessaire de décomposer les courants $i_d(t)$ et $i_c(t)$ constituant $i_e(t)$.

Ainsi:

$$i_d(t) = I_s \left(1 + \alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2!} + \frac{(\alpha v)^3}{3!} + \dots \right) - I_s \quad (II_a - 3)$$

Les travaux effectués, [53], [55], [56], limitent le nombre de coefficients V_k à $k = \pm 2$, car les harmoniques $0, \pm f_p, \pm 2f_p$, renferment le maximum d'informations sur le signal de fréquence f_p . De plus, les harmoniques du courant, ne doivent pas dépasser 6 à 7.

Le courant $i_d(t)$ sera alors égal à:

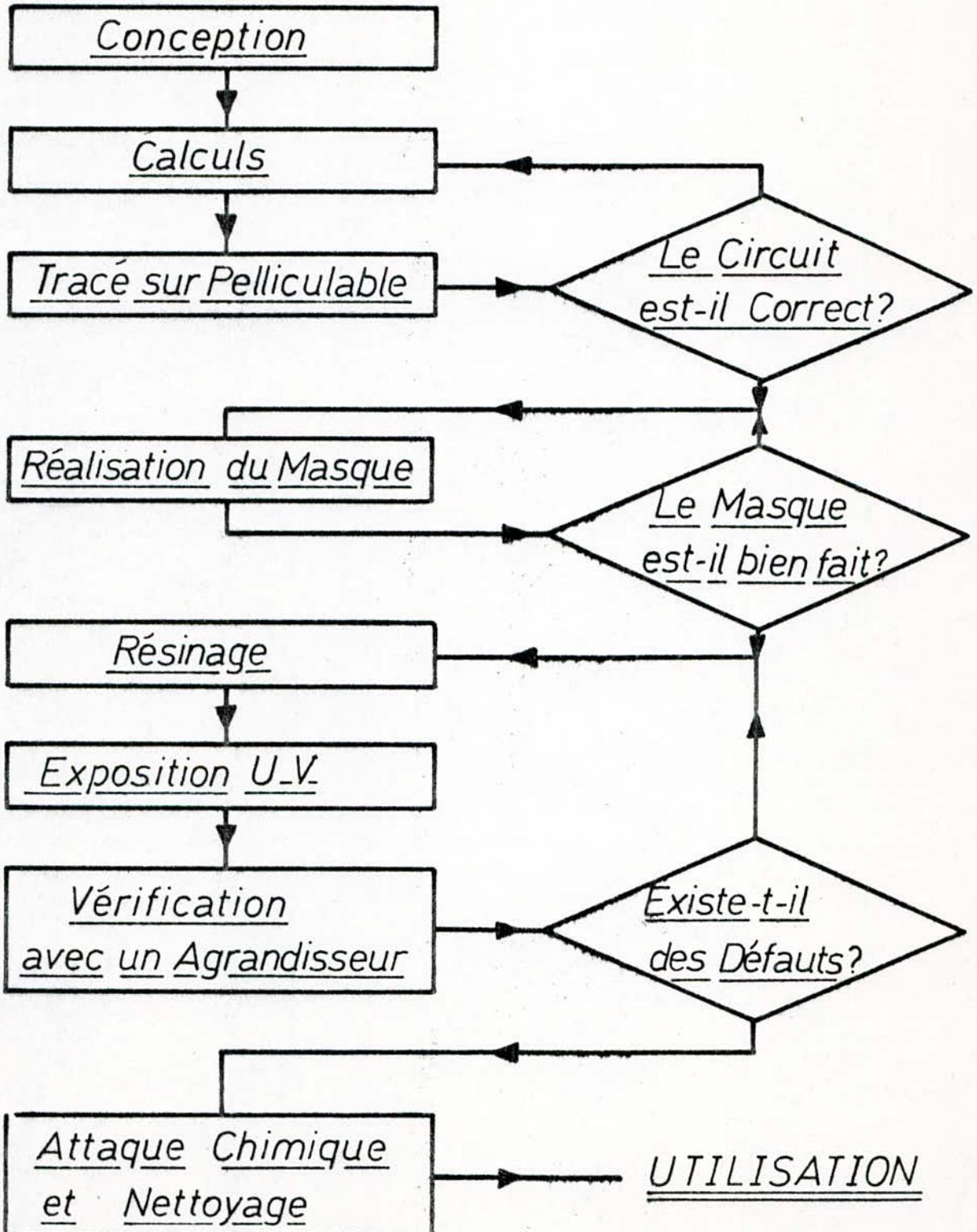
$$i_d(t) = I_s \left(\alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2!} + \frac{(\alpha v)^3}{3!} \right)$$

Avec:

$$v = \sum_{-2}^{+2} V_k e^{jkw_p t} \quad (II_a - 4)$$

REALISATION D'UN CIRCUIT

I) ORGANIGRAMME:



II) Etapas de réalisation:

Le circuit est dessiné sur un pelliculable, (a), à l'aide d'un coordinatographe, (b), à l'échelle 10:1, et avec une précision de $\pm 0,1$ mm.

Le dessin est ensuite réduit à l'échelle 1:1, (c), puis impressionné sur une plaque de verre photosensible, (d), pendant 20s. Le développement, (e), et la fixation, (f), du masque, durent respectivement, 5mms et 3mns.

Le substrat, préalablement nettoyé et séché, (g), est enduit d'une résine sensible au rayonnement UV, (h). Pour l'obtention d'un résinage uniforme, nous avons utilisé une tournette, (i), à réglage automatique. Le substrat résiné est alors étuvé à 150°C pendant 20mns.

Après séchage, le masque est placé sur le substrat, et ce pour une exposition aux rayons U.V, (j), pendant 24s. Le circuit est ensuite révélé, (k), pour vérification du tracé, (l), puis il est attaqué avec du perchlorure de fer, (m).

Une fois nettoyé, il est prêt à l'utilisation. Nous pouvons alors souder, (n), les diodes ainsi que les éléments annexes, (o),(p).

III) Listing de l'appareillage et des produits utilisés:

(a): Pelliculable: type: STABILENE 48" - éps 0,13mm.

Marque: 'MECANORMA' - KEUFFEL & ESSER - U.S.A.

(b): Coordinatographe: Marque: HAAG STREIT AG. - BERNE

(c): Réducteur photo: Type: FOCUS 105 - A 600

Marque: DURST - FRANCE.

(d): Verre photosensible: Type: ULTRA-FLAT AH1M1 -

2,5" x 2,5" x 0,6"

Marque: IMTEC LTD - U.S.A.

(e): Développeur: Type: HRP.

Marque: KODAK - U.S.A.

Rapport d'utilisation: (3/4)eau + (1/4)produit.

(f): Fixateur: Type: RAPIDE LIQUIDE

Marque: KODAK - U.S.A.

Rapport d'utilisation: (2/3)eau + (1/3)produit.

- (g): Nettoyeur: Type: $C_2 HCl_3$
Marque: MERCK - R.F.A.
- (h): Résine: Type: Acétate d'Ethyglycole et Klène.
Marque: SHIPLEY - LTD - G.B.
- (i): Tournette: Type: EC101 - 4000 à 6000 trs/mn.
Marque: HEADWAY RESEARCH INC - U.S.A.
- (j): Source U.V.: Type: 7007 - Résolution: 5 μ m.
Marque: KARL SUSS K.G. - R.F.A.
- (k): Révélateur: Type: Microposit developper pour 1350H
Marque: SHIPLEY - LTD - G.B.
Rapport d'utilisation: (2/3)eau + (1/3)produit.
- (l): Agrandisseur: Type: Profile projector - 6CT2 - (x 100).
Marque: NIKON - JAPON
- (m): Perchlorure de fer: Marque: MERCK - R.F.A.
- (n): Laque d'argent: Type: A + B - ($\rho = 0,001 \Omega / \text{cm}^2$).
Marque: EPOTECNY.
- (o): Capacité de polarisation: Type: N° 101 R15 W 102JP - (100pF)
Marque: TEKELEC - AIRTRONIC.
- (p): Connecteurs: Type: SMA femelles N° R125 - 451
Marque: RADIALL.

- ANNEXE - V -

- BANCS DE MESURES -

I - Paramètres à mesurer:

Nous avons à déterminer pour les circuits partiels (coupleur et filtres) ainsi que pour le dispositif final, différents paramètres. A cet effet, nous devons les inventorier pour en déduire les banc de mesures nécessaires.

I-1) Coupleur 3dB:

Si nous schématisons le coupleur suivant la figure: A - 1, ses paramètres importants seront définis par les relations suivantes:

* Couplage: . $C(0^\circ)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \quad (V_a - 1)$

Avec les portes (3) et (4) adaptées.

. $C(-90^\circ)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_4} \right) \quad (V_a - 2)$

Avec les portes (2) et (3) adaptées.

* Isolation: . $I_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_3} \right) \quad (V_a - 3)$

Avec les portes (2) et (4) adaptées.

* TOS: Il est mesuré pour l'entrée (1).

Il est à noter que P_1 est la puissance injectée à l'entrée (porte (1)), et que P_2 , P_3 et P_4 sont respectivement les puissances recueillies aux portes (2), (3) et (4).

I-2) Filtres:

Pour les différents filtres réalisés, l'atténuation est déterminée comme étant le rapport entre la puissance de l'entrée et celle de la sortie.

I-3) Mélangeur:

Les pertes de conversion ont été définies comme le rapport des puissances RF et FI.

Les impédances des portes se déduisent de la mesure du TOS à la porte considérée, en adoptant les autres portes.

L'étendue dynamiques est bornée supérieurement par le point de compression à 1dB, et inférieurement par le bruit de fond des appareils (la fréquence minimale est déterminée par le seuil au delà duquel les mesures sont erronées).

En conclusion, nous avons besoin de deux bancs. L'un pour la mesure du TOS, et le second pour le bilan de puissance.

II - Bancs de mesures:

II-1) Mesures du TOS:

La figure: A - 2 nous montre un banc pour les mesures du TOS. Il comprend un générateur qui délivre un signal dans un coupleur directif.

Un TOS mètre mesure la valeur $S_{31} \Gamma S_{23}$ où S_{31} et S_{23} sont les paramètres du coupleur. Pour les déterminer, on remplace, avant les mesures le dispositif par un court-circuit ($\Gamma = 1$). Ils sont ensuite éliminés lors des mesures, [97].

II-2) Mesures de puissances:

Les puissances de travail sont:

$$P_{oL} = - 12dBm$$

$$P_{RF} = - 40dBm$$

Ce sont donc des puissances très faibles. Jusqu'à ces dernières années, l'utilisation de Wattmètres était déconseillée à cause de la faible sensibilité des détecteurs de puissance [97]. Actuellement, [98] [99], les détecteurs peuvent aller jusqu'à - 70dBm avec une bonne précision.

Le banc de mesure retenu (figure: A - 3), se base sur cette méthode. Il comprend un générateur qui débite dans un circulateur, dont le rôle principal est de permettre une bonne adaptation entre le dispositif à tester et le générateur, et avec de très faibles pertes. Ainsi toute perturbation causée par le dispositif va vers la charge adaptée Ra.

Le circuit sous test est court-circuité par un câble de calibration, avant les mesures, pour les corrections nécessaires. La lecture se fait par le Wattmètre.

II-3) Spécifications de l'appareillage:

- Générateurs:
- HP 86222A { 0,01 à 2,4GHz à ± 10 MHz max
P_{max} = 20mw ($\pm 1\%$)
 - HP 86240A { 2 à 8,4GHz à ± 25 MHz max
P_{max} = 40mw ($\pm 2\%$)
 - HP 86250D { 8 à 12,4GHz à ± 40 MHz max
P_{max} = 50mw ($\pm 2\%$)
- Coupleurs:
- HP 775D { 0,45 à 0,95GHz
20dB ± 1 dB
 - HP 779D { 1,7 à 12,4GHz
20dB $\pm 0,5$ dB
- Circulateur:
- LC 11113 { 6 à 13GHz
18dB Isolation
 - LC 11104 { 0,6 à 4GHz
18dB isolation
- de LARS CORPORATION
- Détecteurs:
- HP 8484A { 10MHz à 18GHz
- 70dBm à - 20dBm ($\pm 1\%$)
 - HP 8481A { 10MHz à 18GHz
- 30dBm à + 20dBm ($\pm 2\%$)
- Wattmètre:
- HP 438A { 100KHz à 26,5GHz
- 70dBm à + 44dBm ($\pm 0,7\%$)
- Alimentation DC: • SODILEC { 0,1mV à 1V
R_g = 2,5 Ω
- Atténuateurs variables: • HP 8495B { 0 à 18GHz
0 à 70dB à $\pm 0,6$ dB

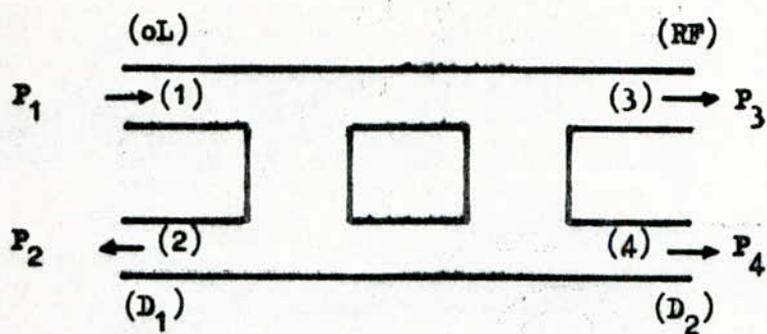


Figure: A-1 - Coupleur 3dB.

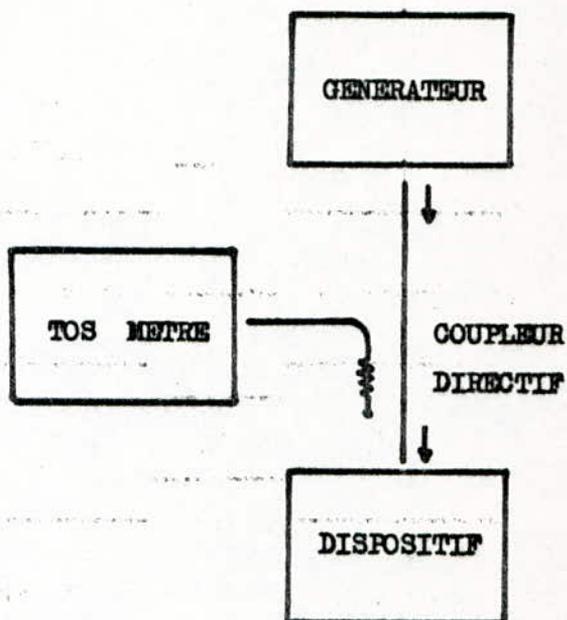


Figure: A-2 - Mesure du TOS

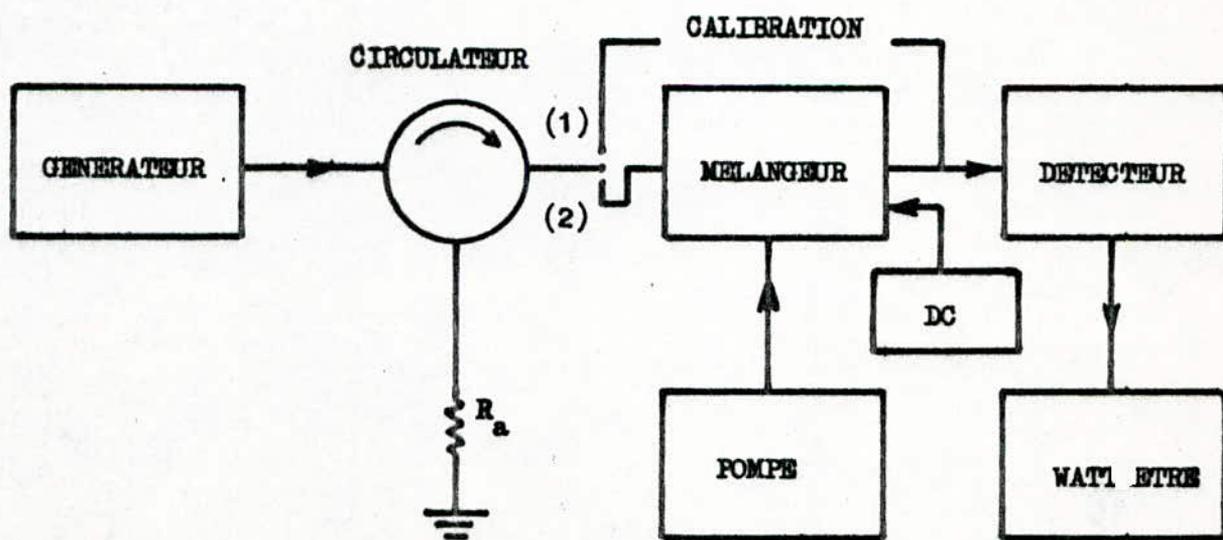


Figure: A-3 - Mesures de Puissances.
(Exemple de mesures des pertes de conversion).

INDEX BIBLIOGRAPHIQUE

B I B L I O G R A P H I E

- [1] U.I.T., "Actes finals de la Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications pour la Radiodiffusion par Satellite - CAMR/RS 77" Genève,, (1977).
- [2] P. BURTON, "Satellite Communications", Communications International, 11, N° 11, (1984).
- [3] A. MASSANAH, "Innovations in telecommunications", Part A & B, Kuwait - Press, Kuwait, (1982).
- [4] C. AKRICH, "Satellites de télévision directe", la Recherche, N° 140, (1983).
- [5] SATEL-CONSEIL, "Système de radiodiffusion par satellite pour l'Algérie - Note préliminaire" Paris, (1982).
- [6] P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.F. SAUTEREAU, "Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes", Dunod, Paris, (1985).
- [7] PHAM TAT DAT, "Radiodiffusion directe par satellite, concept général d'un récepteur", Document T.D.F., (1979).
- [8] S.N.E.C. - T.D.F., "Ensemble de réception TV à 12GHz en modulation de fréquence", Marché M4229 W 1978 , (1978).
- [9] J. MAGARSHACK, "Récepteur à très faible bruit de télédiffusion par satellite à 12GHz", Colloque C.N.E.S., Toulouse, (1979).
- [10] S.A. MAAS, "Microwave mixers", Artech House, London, (1986).
- [11] C. TSIRONIS, "12GHz receiver with self oscillating dual gate MESFET mixer", Electron Letters, 17, pp 617 - 618, (1981).
- [12] C. TSIRONIS, "A simplified microwave model of the GaAs gate MESFET", I.E.E.E. - M.T.T., 32, pp 243 - 247, (1984).
- [13] R. MEIERER, C. TSIRONIS, "Microwave wideband model of GaAs dual gate MESFETs", I.E.E.E. - M.T.T., 30, pp 243 -251, (1982).
- [14] R. MEIERER, "DC characteristics and dual gate FET analysis", Microwaves, 20, N° 7, (1981).

- [15] R. DESSERT, "ALL FET front-end for 12GHz satellite broadcasting reception", Proc. 8th Eur. microwaves Conf., pp 638 - 643, Paris, (1978).
- [16] D.G. FINK, "Electronics engineers' Handbook", Section 9, Mc Graw Hill, New York, (1975).
- [17] P. LETURQ, G. REY, "Physique des composants actifs à semiconducteurs", Dunod, Paris, (1978).
- [18] J. CHRAMIEC, A. WOJTKIEWICZ, "Microwave mixers diodes (in polish)", Microelectronika, WARSAW, (1975).
- [19] B. HENDERSON, "Mixer design considerations improve performance", M.S.N., N° 10, (1981).
- [20] Alpha Industries Inc., Applications note N° 80800, U.S.A., (1983).
- [21] D. CHEADLE, "Consider a single diode to study mixer intermod", Microwaves, 16, N° 12, (1977).
- [22] D. CHEADLE, "Selecting mixers for best intermod performance", Microwaves, 12, N° 12, (1973).
- [23] ADAM RUSSEL CPY., "Anzac mixers - Applications note", U.S.A., (1982).
- [24] RHG ELECTRONICS LAB., "Catalog design", U.S.A., (1986).
- [25] ANAREN MICROWAVE Inc., "ANAREN Catalog", U.S.A., (1985).
- [26] H. OGAWA, "K band integrated double balanced mixer", I.E.E.E. - M.T.T., 28, pp 180 - 185, (1980).
- [27] P.E. DREXLER, "Effet of terminaison mismatches on double balanced mixers", Microwave Journal, 29, N° 1, (1986).
- [28] AVANTEK Inc., "AVANTEK products", U.S.A., (1983).
- [29] J.B. CAHALAN, "An integrated X band image and sum frequency enhanced mixer with 1GHz IF", I.E.E.E., Int. Microwave Symp. Dig., Washington, (1971).
- [30] G.B. STRACCA, "Low noise microwave down converter", I.E.E.E. - M.T.T., 21, pp 544 - 547, (1973).

- [31] T. ARAKI, "A 20GHz intergrated balanced mixer", I.E.E.E. - M.T.T., 19, pp 638 - 643, (1971).
- [32] G. BEGEMANN, "An X band balanced fin-line mixer", I.E.E.E. - M.T.T., 26, pp 1007 - 1011, (1978).
- [33] BRAUN, Pogg. Ann., 153, p 556, (1874).
- [34] PICKARD, U.S. patents, N° 836531, (1906).
- [35] SCHOTTKY, Z. Phys., 113, p 367, (1939).
- [36] A. WATSON, "Microwave semi-conductor devices and their circuit applications", Mc Graw Hill, New York, (1969).
- [37] S. SZE, "Physics of semi conductors devices", J. Wiley & Sons, New York, (1981).
- [38] R. BADOUAL, "Les micro-ondes", Tome 1 & 2, Masson, Paris (1984).
- [39] V. RAMIREZ, "Les diodes modernes", Dunod, Montréal, (1980).
- [40] L. VIDAL, "Contribution à l'étude des phénomènes de transport dans les contacts Schottky", Thèse 3eme Cycle, INPT, Toulouse, (1985).
- [41] M. CHANDRA, "On the ideality factor of Schottky diodes at low temperatures", Physica Status Solidi, 87, pp 97 - 100, Berlin (1985).
- [42] R. RHODERICK, "Metal semi-conductors contacts", Clarendon Press, London, (1978).
- [43] J.L. MOLL, "Physics of semi conductors", Mc Graw Hill, New York, (1964).
- [44] B.J. CLIFTON, "Schottky barrier diodes for submillimeter heterodyne detection", I.E.E.E. - M.T.T., 25, pp 457 - 479, (1977).
- [45] P.H. SIEGEL, "Topics in the optimization of millimeter wave mixer", Ph. D., Columbia University, New York, (1983).
- [46] Mc. COLL, "Conversion loss limitations on Schottky barriers mixer", I.E.E.E. - M.T.T., 25, pp 54 - 59, (1977).
- [47] R.J. MATTAUCH and al, "Frequency and noise limits of Schottky barriers mixer diodes", Microwave Journal, 28, N° 3, (1985).

- [48] H.C. TORREY, C.A. WHITMER, "Crystal rectifiers", M.I.T. Radiation Lab. Series, 15, Mc Graw Hill, New York, (1948).
- [49] P. PETERSON, "Performance and measurement of mixers in terms of linear network theory", Proc. I.R.E., 36, pp 1260 - 1271, (1948).
- [50] C.F. EDWARDS, "Frequency conversion by means of non linear admittance", Bell Syst. Technical J., 35, pp 1403 - 1416, (1956).
- [51] G.C. MESSENGER, C.T. Mc COY, "Theory and operation of crystal diodes as mixers", Proc. I.R.E., 45, pp 1269 - 1283, (1957).
- [52] Mc PETERSON, "An analysis of the diode mixer consisting of non linear capacitance and conductance and ohmic spreading resistance", I.R.E. - M.T.T., 1, pp 43 - 57, (1957).
- [53] A.A.M. SALIH, "Theory of resistive mixers", M.I.T. Press, Cambridge, (1971).
- [54] D.A. FLERI, L.D. COHEN, "Non linear analysis of the Schottky barrier mixer diode", I.E.E.E. - M.T.T., 21, pp 39 - 43, (1973).
- [55] S. EGAMI, "Non linear, linear analysis and computer aided design of resistive mixers", I.E.E.E. - M.T.T., 22, pp 270-275, (1974).
- [56] W.K. GWAREK, "Non linear analysis of microwave mixers", M.S. Thesis, M.I.T., U.S.A., (1974).
- [57] S.J. NIGHTINGALE, "Loss and noise characteristics of microwave mixers", Ph. D. Thesis, Kent University, England, (1980).
- [58] H. BOHR, "Almost periodic functions", Chelsea Publishing, New York, (1951).
- [59] G.A. KORN, T.M. KORN, "Mathematical Handbook for scientists and engineers", Mc Graw Hill, New York, (1968).
- [60] D.N. HELD, A.R. KERR, "Conversion loss and noise of microwave and millimeter mixers", Part 1 & 2, I.E.E.E. - M.T.T., 26, pp 49 - 63, (1978).
- [61] KUH, "Theory and design of wideband parametric converters", Proc. I.R.E., 50, pp 31 - 38, (1962).

- [62] R.Q. TWISS, "Nyquist's and Thevenin's theorems generalized for non reciprocal linear networks", J. Appl. Physics, 26, pp 599-602, (1955).
- [63] R. BODMER, "La correlation", E.M.I., 155, pp 25-27, (1972).
- [64] J.A. CADZOW, H.R. MARTENS, "Discrete time and computer control systems", Prentice Hall Inc., New Jersey, (1970).
- [65] A.P. BOLLE, "Applications of complex symbolism to linear variable networks", I.R.E. on Circuit Theory, CT2, pp 32 - 35, (1955).
- [66] H. BAUDRAND, "Etude des propriétés intrinsèques des mélangeurs de fréquences micro-ondes", Thèse de Doctorat Es-Sciences Physiques, INPT, Toulouse, (1966).
- [67] A.R. KERR, "Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers", Part 1 & 2, I.E.E.E. - M.T.T., 27, pp 938-950, (1979).
- [68] M.T. FABER, W.K. GWAREK, "Non linear, linear analysis of microwave mixer with any number of diodes", I.E.E.E. - M.T.T., 28, pp 1174-1181, (1980).
- [69] T.C. EDWARDS, "Conception des circuits micro-ondes", Masson, Paris, (1984).
- [70] K.C. GUPTA and Al., "Microstrip lines and slotlines", Artech House, London, (1979).
- [71] M.V. SCHNEIDER, "Microstrip lines for microwave integrated circuits", Bell System Technical Journal, N° 5/6, pp 1421-1444, (1969).
- [72] C. KERMARREC, "Monolithic circuits for 12 GHz DBS reception", I.E.E.E. - M.M.I.C., Symp. Dig., pp 5-10, Dallas, (1982).
- [73] K.F. SANDER, G.A. REED, "Transmission and propagation of electromagnetic waves", Cambridge University Press, England, (1978).
- [74] R. MITTRA, T. ITOH, "Analysis of microstrip transmission lines", advances in Microwaves, 8, U.S.A., (1974).
- [75] R. MITTRA, "Computer techniques for electromagnetics", Pergamon Press, New York, (1980).

- [76] M. TRABELSI, Amplificateur à faible bruit pour TVDS", Thèse de Magister, E.N.P.A., Alger, (1987).
- [77] L. YOUNG, "Parallel coupled lines and directional coupleurs", Artech House, London, (1980).
- [78] C.W. GERST, "New mixer designs", Microwaves, 12, N° 10, (1973).
- [79] R. LEVY, L. LIND, "Synthesis of symmetrical branch guide directional coupleurs", I.E.E.E. - M.T.T., 16, pp 80-89, (1968).
- [80] G. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.I. JONES, "Microwave filters, impedance matching net-works and coupling structures", Artech House, London (1980).
- [81] M.R. BARBER, "Noise figure and conversion loss of the Schottky barrier mixer diode", I.E.E.E. - M.T.T., 15, pp 629-635, (1967).
- [82] A.R. KERR, P.H. SIEGEL, "The measured and computed performance of a 140-220 GHz Schottky mixer", I.E.E.E. - M.T.T., 32, pp 1579-1590, (1984).
- [83] T.H. OXLEY, C. BURNETT, "Mm wave hybrid microstrip technology", Part 1, Microwave Journal, 29, N°3, (1986).
- [84] A.E. BRAUN, "Isoplanar Schottky design technique permits durability without performance sacrifice", M.S.N., 15, N°8, (1985).
- [85] N.E.C., "Microwave", Catalogue 85, U.S.A., (1985).
- [86] SIEMENS, "Catalogue micro-ondes", R.F.A., (1985).
- [87] E.N.S.E.E.I.H.T., "Réseaux micro-ondes", HP 1000, (1984).
- [88] A. GARBOW, B. BURTON, "Complex matrix inversion", ANL. F 453 S, Argonne lab., (1968).
- [89] L.A.A.S., "Calcul sur les lignes, logiciel N°84031", C.N.R.S., Toulouse, (1984).
- [90] R. CHADHA, K.C. GUPTA, "Computer aided analysis of stripline circuits including discontinuity reactance effects", J. Ind, Electronics, 26, pp 290-292, India, (1980).

- [91] B. EASTER, "Theoretical and experimental methods for evaluating discontinuities in microstrip", Radio and Electronic Engineer, 48, N°1/2, pp 73-84, (1978).
- [92] NARDA, "Catalog for design", U.S.A., (1986).
- [93] R. MEHRAN, "Computer aided design of microstrip filters considering dispersion loss and discontinuity effects", I.E.E.E. - M.T.T., 27, pp 239-245, (1979).
- [94] RADIALL, Catalogue N° 8503, Paris, (1985)
- [95] A.L. LANCE, "Introduction to microwave theory and measurement". Mc Graw Hill, New York, (1964).
- [96] M. SUCHER, "Hand-book of microwave measurement", 3, Polytechnic Press, New York, (1963).
- [97] HEWLETT - PACKARD, "Application note - Active devices measurements", N° 155-1, Palo - Alto, U.S.A., (1976)
- [98] T.S. LAVER-CHEITA, "Hand book of microwave testing", Artech House, London, (1981).
- [99] HEWLETT - PACKARD, "Application note - Microwave power measurements", N°64, Palo Alto, U.S.A., (1965).
- [100] J. VIGNES, "Algorithmes numériques", Tome 2, Technip, I.F.P., Paris, (1980).