

bun 2020231

S0376  
1976  
186

D I P L Ô M E D ' E T U D E S A P P R O F O N D I E S

Mention : "Electromagnétisme et dispositifs microondes"

POSSIBILITÉS AMPLIFICATRICES

DU TRANSISTOR

A TEMPS DE TRANSIT

---



Par ANDRÉ GAUTIER

Lille, le 9 juillet 1976

# S O M M A I R E

## INTRODUCTION

### I - RAPPEL

- I.1 Gain maximum disponible M.A.G.
- I.2 Gain stable maximum M.S.G.
- I.3 Gain unilatéral U
- I.4 Propriétés de M.A.G., M.S.G., K, U.

### II - POSSIBILITES AMPLIFICATRICES DU TRANSISTOR A TEMPS DE TRANSIT

#### II.1 Schéma équivalent

- II.1<sub>1</sub> Calcul de  $\alpha$
- II.1<sub>2</sub> Traitement de la zone de transit
- II.1<sub>3</sub> Schéma équivalent de la jonction Emetteur-base
- II.1<sub>4</sub> Schéma équivalent du transistor
- II.1<sub>5</sub> Eléments parasites
- II.1<sub>6</sub> Conditions expérimentales

#### II.2 Etude du gain M.S.G.

- II.2<sub>1</sub> Etude théorique en fonction de la configuration
- II.2<sub>2</sub> Influence de la zone de transit
- II.2<sub>3</sub> Influence de la surface
- II.2<sub>4</sub> Influence de la polarisation
- Conclusion.

#### II.3 Etude du gain Maximum disponible (M.A.G)

- II.3<sub>1</sub> Etude théorique
- II.3<sub>2</sub> Etude expérimentale
- Conclusion.

#### II.4 Etude du gain unilatéral

- II.4<sub>1</sub> Etude théorique
- II.4<sub>2</sub> Etude expérimentale

## CONCLUSION

## PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES

$D_n$  constante de diffusion des porteurs de type n

k constante de Boltzmann

q charge élémentaire

T température absolue

$V_L$  vitesse limite

$\epsilon$  constante diélectrique

$\omega$  pulsation

$\sigma_p$  conductibilité des porteurs de type p

$\mu_n$  mobilité des porteurs de type n

## I N T R O D U C T I O N

Le transistor à temps de transit, proposé par WRIGHT en 1967, possède entre base et collecteur une zone faiblement dopée formant zone de transit.

WRIGHT a montré que le déphasage introduit par la base et la zone de transit peut être utilisé pour faire apparaître une résistance négative entre émetteur et collecteur.

Le transistor est alors utilisé en dipôle entre émetteur et collecteur, la base étant en circuit ouvert pour le courant alternatif.

Depuis deux ans, DRUELLE et CROSNIER du "Centre Hyperfréquences & Semi-conducteurs de LILLE" et ARMAND du "Laboratoire Central de Recherche de THOMSON-C.S.F. de CORBEVILLE, étudient, en collaboration, un transistor à temps de transit calculé pour fonctionner en bande "X". Un effet de résistance négative a été mis en évidence dans la gamme de fréquence prévue.

A notre connaissance, aucune étude n'a été effectuée sur le transistor à temps de transit utilisé en quadripôle. Nous avons donc cherché si des propriétés particulières d'amplification existent dans le domaine de fréquence où apparaît normalement la résistance négative dans le mode de fonctionnement proposé par WRIGHT.

Dans ce but, nous avons appliqué au transistor à temps de transit les trois concepts caractérisant habituellement les propriétés amplificatrices des transistors c'est-à-dire le gain stable maximum (M.S.G.), le gain maximum disponible (M.A.G.) et le gain unilatéral (U), et nous avons étudié leurs variations en fonction des principaux paramètres du transistor, courants et tensions de polarisation, longueur de la zone de transit, surface ...

# I - RAPPELS

Dans cette première partie, nous rappelons les différents concepts susceptibles de caractériser les propriétés amplificatrices d'un transistor en fonctionnement linéaire.

- Ces concepts sont :
- le gain maximum disponible (MAG)
  - le gain stable maximum (MSG)
  - le gain unilatéral (U).

## I.1. Gain maximum disponible

Le transistor encapsulé est représenté par un quadripôle défini par sa matrice de dispersion "S" (Scattering Matrix).

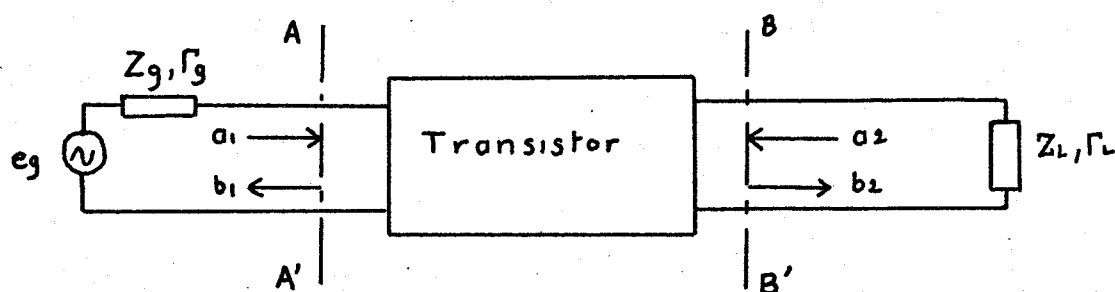


FIGURE 1

Les relations entre les ondes incidentes  $a_1$  et  $a_2$  et les ondes réfléchies  $b_1$  et  $b_2$  sont :

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

Le coefficient de réflexion du générateur dans le plan d'entrée AA' du transistor est :

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$$

Le coefficient de réflexion de la charge dans le plan BB' de sortie est :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

où  $Z_0$  est une impédance de normalisation.

Le gain en puissance est défini par :

$$G_A = \frac{\text{Puissance délivrée dans la charge}}{\text{Puissance maximum délivrable par le générateur}}$$

Il est représenté (1) en fonction des paramètres "S", du coefficient de réflexion du générateur et de la charge par l'expression :

$$G_A = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11} - \Gamma_1 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_g \Delta|}$$

avec  $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$

Le gain est maximum quand le transistor est adapté, c'est à dire pour :

$$\begin{aligned} \Gamma_g &= \Gamma \text{ entrée}^* \\ \Gamma_1 &= \Gamma \text{ sortie}^* \end{aligned}$$

où "\*" est le symbole "complexe conjugué".

$\Gamma$  entrée est le coefficient de réflexion d'entrée du transistor chargé par l'impédance  $Z_L$  :

$$\Gamma \text{ entrée} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_1}{1 - S_{22} \Gamma_1} \tag{1}$$

$\Gamma$  sortie est le coefficient de réflexion de sortie du transistor chargé par l'impédance interne  $Z_g$  du générateur.

$$\Gamma \text{ sortie} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_g}{1 - S_{22} \Gamma_g} \tag{2}$$

A l'adaptation, on a :

$$\Gamma_g = \Gamma_{mg} = \frac{1}{2C_1} [ B_1 \pm 2 |S_{12} S_{21}| \sqrt{k^2 - 1} ] \tag{3}$$

$$\Gamma_1 = \Gamma_{m1} = \frac{1}{2C_2} [ B_2 \pm 2 |S_{12} S_{21}| \sqrt{k^2 - 1} ] \tag{4}$$

avec

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

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

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} \tag{5}$$

$K$  est appelé "facteur de stabilité de Rollett" et présente une grande importance. En effet, suivant sa valeur, il est possible d'obtenir ou non le gain maximum disponible (MAG)

Trois cas sont à distinguer :

•  $K > 1$

Les équations 3 et 4 possèdent alors deux couples de solutions  $\Gamma_{m1}$  et  $\Gamma_{mg}$  correspondant aux deux éventualités suivantes :

-  $|\Gamma_{m1}|$  et  $|\Gamma_{mg}|$  sont supérieurs à 1. Ce cas est peu intéressant car il implique que la partie résistive des impédances du générateur et de la charge soit négative.

-  $|\Gamma_{m1}|$  et  $|\Gamma_{mg}|$  sont inférieurs à 1. L'adaptation est réalisable par une charge et un générateur dont la partie réelle de l'impédance est positive. Dans ces conditions, on montre que (1) le gain du transistor adapté à l'entrée et à la sortie devient :

$$G_A = \text{MAG} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| [K \pm \sqrt{K^2 - 1}] \quad [6]$$

Le signe + est pris quand  $B_1 < 0$

Le signe - est pris quand  $B_1 > 0$

C'est ce gain qui est appelé habituellement "gain maximum disponible" ("maximum available gain").

•  $-1 < K < 1$

Les modules de  $\Gamma_{mg}$  et  $\Gamma_{m1}$  sont dans ce cas égaux à 1 c'est à dire que les impédances de la charge et du générateur sont imaginaires pures. Les puissances mises en jeu à l'entrée et à la sortie du transistor sont strictement réactives. Ce cas est inintéressant.

•  $K < -1$

Il existe à nouveau deux couples de valeurs  $\Gamma_{mg}$  et  $\Gamma_{m1}$  qui adaptent le transistor ; un premier couple avec  $|\Gamma_{mg}|$  inférieur à 1 et  $|\Gamma_{m1}|$  supérieur à 1, et un deuxième couple avec  $|\Gamma_{mg}|$  supérieur à 1 et  $|\Gamma_{m1}|$  inférieur à 1.

L'adaptation simultanée de l'entrée et de la sortie du transistor est encore une fois irréalisable avec un générateur et une charge dont la partie résistive de l'impédance est positive.

En conclusion de cette étude, il apparaît que le gain maximum disponible ne peut être obtenu avec des impédances de sources et de charge dissipative.

(partie résistive positive) qu'à condition d'avoir K supérieur à 1.

Une condition supplémentaire doit cependant être remplie pour obtenir une stabilité inconditionnelle du transistor.

En effet, pour certaines valeurs de  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_g$  les coefficients de réflexion de l'entrée et de la sortie du transistor peuvent devenir supérieur à 1. Dans ce cas, le transistor oscille.

Le transistor est inconditionnellement stable si  $|\Gamma_{\text{entrée}}|$  et  $|\Gamma_{\text{sortie}}|$  restent inférieurs à 1 quels que soient  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_g$ . En se reportant aux équations [1] [2] on montre (1) que la condition nécessaire et suffisante de stabilité du transistor est finalement donnée par les deux relations :

$$K > 1$$

$$B_1 > 0$$

### I.2. Gain stable maximum

Dans le cas où le module de K est inférieur ou égal à 1 le gain à l'adaptation ne peut être défini. On utilise alors comme critère d'appréciation des possibilités d'amplification du transistor un autre concept appelé "gain stable maximum" ou MSG.

Ce gain est défini par l'expression :

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad [7]$$

### I.3. Gain unilatéral (2)

Le gain unilatéral U est le gain à l'adaptation du transistor neutrodyné. Le terme  $S_{12}$  de la matrice représentant le transistor est annulé par des circuits passifs et sans perte et dans ces conditions, on a :

$$U = \frac{1}{2} \frac{|S_{21} - S_{12}|^2}{K |S_{12} S_{21}| - R_e [S_{12}^* S_{21}]}$$

où  $R_e [S_{12}^* S_{21}]$  est la partie réelle de  $S_{12}^* S_{21}$

Le neutrodynage étant de plus en plus difficile à réaliser lorsqu'on monte en fréquence, le gain unilatéral présente essentiellement un intérêt théorique et constitue un critère de caractérisation des transistors en tant qu'amplificateurs.

### I.4. Propriétés de MAG, MSG, K, U

Les gains MAG, MSG et le facteur de stabilité K sont indépendants des impédances réactives placées dans le circuit d'entrée et de sortie du transistor.



en série ou en parallèle. Par contre, MAG, MSG et K sont modifiés quand on rajoute des éléments en contre-réaction entre l'entrée et la sortie du transistor.

De par sa définition le gain unilatéral est indépendant de tout élément réactif placé :

- dans le circuit d'entrée du transistor
- dans le circuit de sortie du transistor
- en contre-réaction entre l'entrée et la sortie.

Le gain unilatéral du transistor est donc indépendant des impédances parasites du boîtier si celles-ci sont sans perte.

De plus, le gain unilatéral est identique pour les trois configurations E.C ; B.C ; C.C.

U constitue le facteur de mérite du transistor permettant de caractériser le transistor indépendamment du boîtier.

## II - POSSIBILITES AMPLIFICATRICES DU TRANSISTOR A TEMPS DE TRANSIT

Les transistors bipolaires au silicium sont fabriqués avec la technique planar en association avec une croissance épitaxiale. Le profil type d'impuretés obtenu est celui de la figure 2. Le collecteur est constitué par une zone fortement dopée (substrat) et une zone très faiblement dopée (résultant de l'épitaxie). Le choix de la longueur de cette zone résulte d'un compromis entre la montée en fréquence et la tension d'avalanche. Dans les transistors à temps de transit destinés à fournir une résistance négative en bande X, cette zone est entièrement déplétée. Elle est dimensionnée de manière à fournir le retard de phase des porteurs nécessaire à l'obtention de la résistance négative. Nous nous proposons d'étudier dans ce qui suit, si un tel transistor présente des propriétés amplificatrices spéciales et en particulier dans le domaine de fréquence où apparaît la résistance négative.

Le transistor utilisé dans cette étude a été fabriqué par le Laboratoire Central de Recherche de THOMSON-C.S.F. de Corbeville.

La longueur de base D est de l'ordre de  $0,3 \mu$  et la longueur de sa zone de transit W de l'ordre de  $5 \mu$ . Le matériau est le silicium.

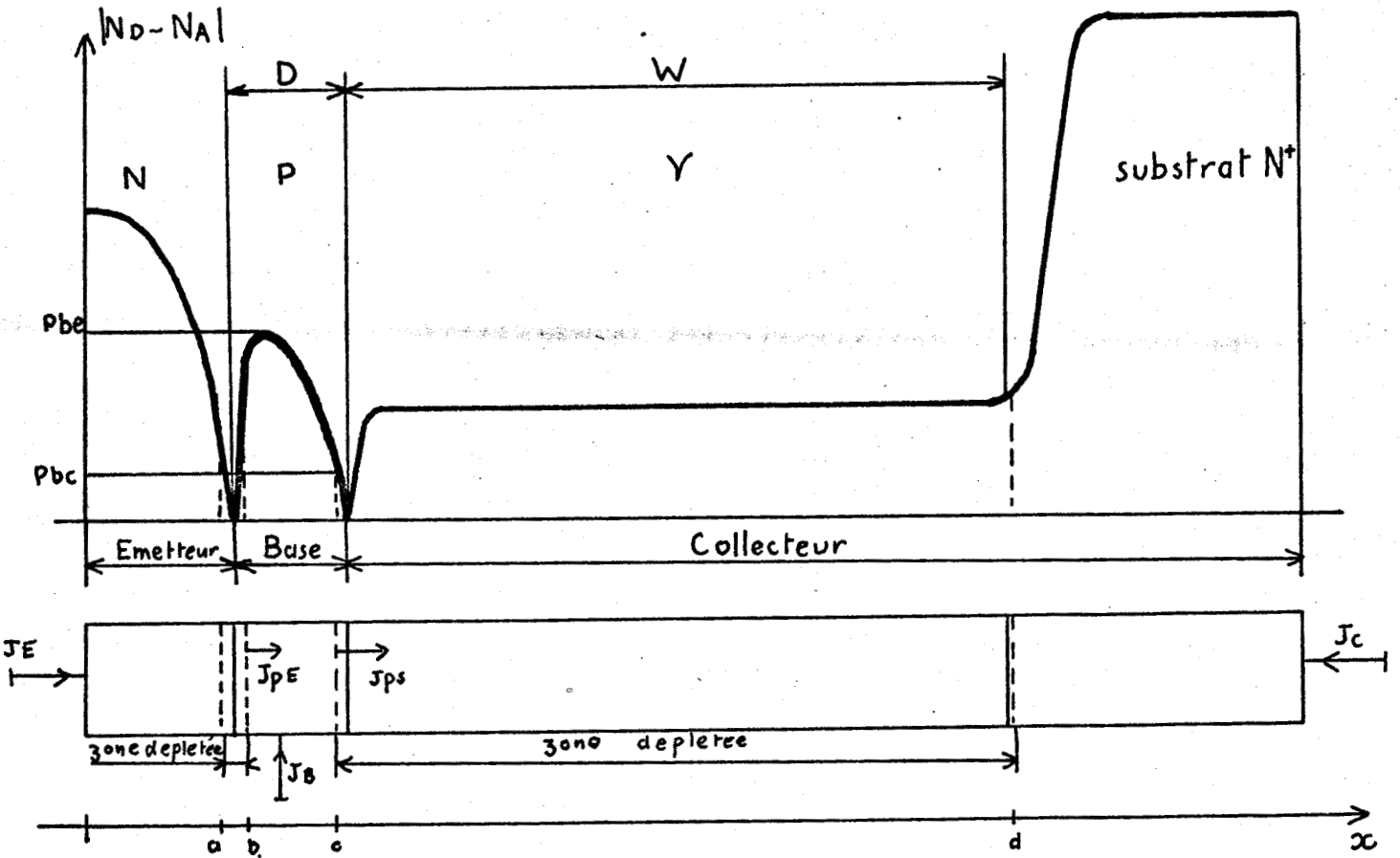


FIGURE 2

### II.1. Schéma équivalent

Pour établir ce schéma on étudie successivement les principaux phénomènes physiques mis en jeu dans la base, la zone de transit et la jonction émetteur base du transistor.

#### II.1.1. Calcul du coefficient de transport dans la base

Si on admet en première approximation que le profil de dopage dans la base décroît exponentiellement, on a dans cette région un champ électrique uniforme  $E_b$ .

$$E_b = \frac{KT}{q} \frac{1}{D} \eta$$

avec  $\eta = \ln \frac{P_{be}}{P_{bc}}$

Le coefficient de transport  $\alpha$  des porteurs dans la base est égal à :

$$\alpha = \frac{J_{ps}}{J_{pe}}$$

où  $J_{pe}$  est le courant d'électrons injectés dans la base

et  $J_{ps}$  le courant d'électrons à la sortie de la base (abscisse  $x = c$ )

En négligeant la recombinaison des porteurs minoritaires dans la base on montre (3) que  $\alpha$  est alors égal à :

$$\alpha = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 \exp(-\lambda_2 D) - \lambda_2 \exp(-\lambda_1 D)} \quad [8]$$

avec  $\lambda_1 = \frac{Eb}{2} \frac{q}{kT} (1 + \sqrt{1 + jB})$

$$\lambda_2 = \frac{Eb}{2} \frac{q}{kT} (1 - \sqrt{1 + jB})$$

$$B = \frac{4}{\mu n} \frac{1}{Eb^2} \frac{KT}{q} \omega$$

II.1<sub>2</sub> Traitement de la zone de transit

On suppose que les porteurs se déplacent à la vitesse limite  $V_L$  dans la zone de transit. On néglige les phénomènes de diffusion et de recombinaison. La base injecte dans la zone de transit, un courant alternatif d'électrons.

$$J_{ps} = \alpha J_{pE}$$

La tension alternative  $V_C$  qui apparait aux bornes de la zone de transit est (4) :

$$V_C = \frac{W}{j\omega\epsilon} [J_C + \alpha X J_{pE}] \quad [9]$$

avec  $X = \frac{1 - e^{-j\theta}}{j\theta}$

$$\theta = \frac{W\omega}{V_L}$$

où  $J_C$  est la composante alternative du courant de collecteur. Pour le Silicium,  $V_L$  est égal à  $10^5$  m/S.

II.1<sub>3</sub> Schéma équivalent de la jonction émetteur-base

Le courant dans la jonction émetteur-base se divise en un courant particulaire  $J_{pE}$  et un courant de déplacement passant dans la capacité de transition  $C_1$  de la jonction polarisée en direct.

L'admittance présentée par la diode émetteur-base, vis à vis du courant particulaire  $J_{pE}$  est égale à (5) :

$$y_E = I_E \frac{q}{kT} \frac{1 - e^{-\eta}}{\eta} \left[ \frac{\eta}{2} + \sqrt{\left(\frac{\eta}{2}\right)^2 + j\omega \frac{D^2}{Dn}} \coth \sqrt{\left(\frac{\eta}{2}\right)^2 + \frac{j\omega D^2}{Dn}} \right] \quad [10]$$

### II.1<sub>4</sub> Schéma équivalent du transistor

En se reportant à l'équation [9] on constate que le schéma équivalent de la zone de transit est un générateur de courant,  $\alpha \cdot X \cdot J_{pE}$ , et une capacité en parallèle.

$$C_2 = \frac{\epsilon S_A}{W}$$

où  $S_A$  est la surface du transistor.

Le schéma équivalent de la jonction EB est une admittance  $Y_E$  avec en parallèle la capacité de transition  $C_1$ . Le schéma équivalent est donc celui de la figure 3.

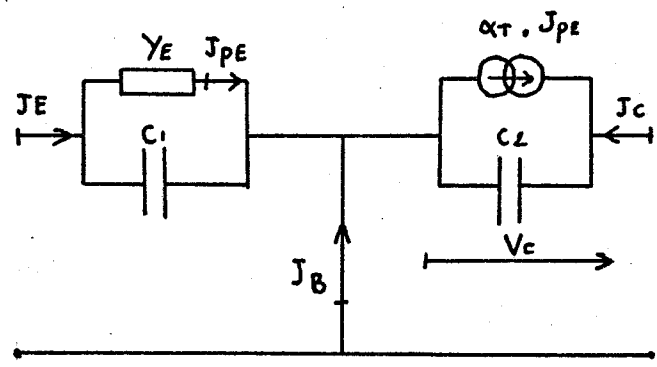


FIGURE 3

avec  $\alpha_T = \alpha \cdot X$

[11]

### II.1<sub>5</sub> Eléments Parasites

Ce schéma simple n'est pas réaliste car il faut tenir compte des éléments parasites dépendant de la technologie adoptée. Le transistor est réalisé en technique semi-planar par une double diffusion. P et N sur un substrat épitaxié silicium. La figure 4 représente une coupe d'un échantillon.

Pour éviter le phénomène de défocalisation, l'émetteur est fractionné en 4 doigts diffusés dans la base. Les lignes de courant dans la base et dans la zone de transit sont confinées sous les doigts d'émetteurs. Le transistor actif est donc limité à la partie du cristal située sous les doigts d'émetteur. Le reste de la base et de la zone de transit constitue la zone passive du transistor. Cette zone amène des éléments parasites. Notamment entre base active et contact de base, existe une résistance  $r_{bb'}$  dont la valeur est :

$$r_{bb'} = \frac{1}{\sigma_p} \frac{d}{D.L}$$

où  $\sigma_p$  est la conductivité moyenne de la base.

D'autre part, la partie passive de la zone de transit constitue une capacité  $C_{bc}$  située entre base et collecteur.

$$C_{bc} = \frac{\epsilon}{W} (S_T - S_A)$$

avec  $S_T$  surface totale du transistor.

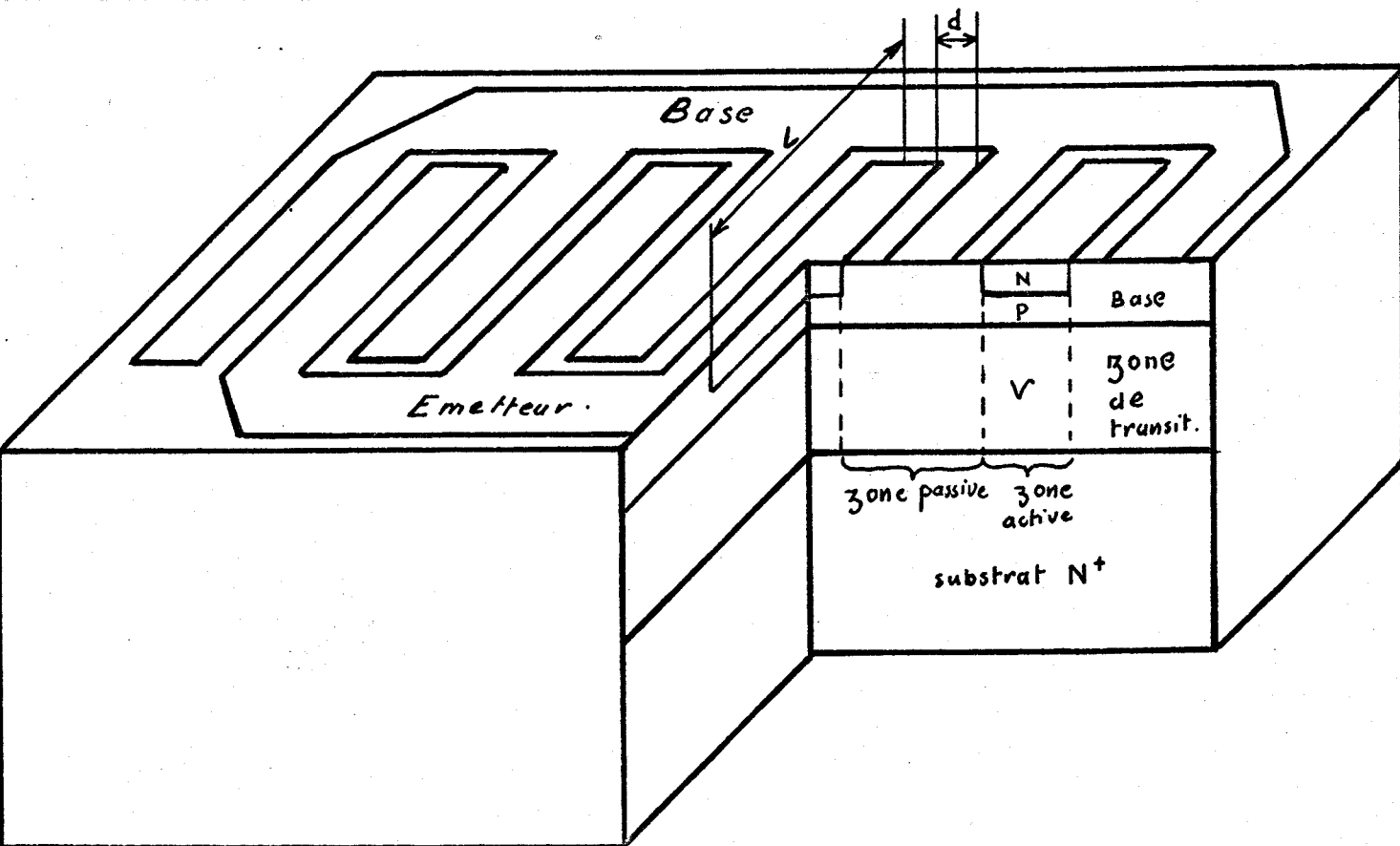


FIGURE 4

Le schéma équivalent devient celui de la figure 5 :

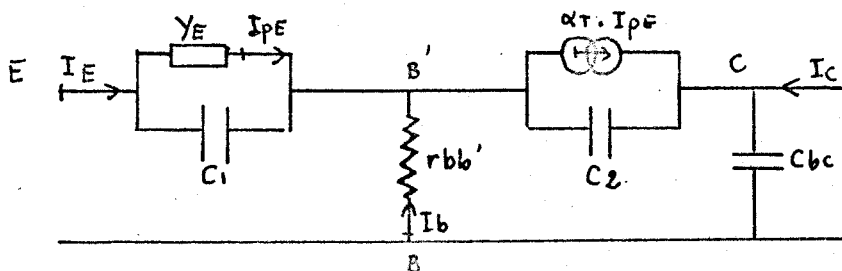


FIGURE 5

Les valeurs numériques des éléments pour le transistor utilisé sont :

$$S_a = 8\ 000\ \mu^2$$

$$S_T = 40\ 000\ \mu^2$$

$$r_{bb'} = 40\ \Omega$$

$$C_1 = 20\ \text{pF}$$

$$C_2 = 0,15\ \text{pF}$$

$$C_{bc} = 0,45\ \text{pF}$$

$y_E$  et  $\alpha_T$  sont respectivement donnés par les relations (10) et (11).

### II.1<sub>6</sub> Conditions expérimentales

Chaque échantillon est monté sur une plaquette d'alumine représentée figure 6. Des languettes de métal permettent de réaliser les contacts avec des lignes microstrip et avec la masse. Le transistor peut être monté soit en émetteur commun soit en base commune.

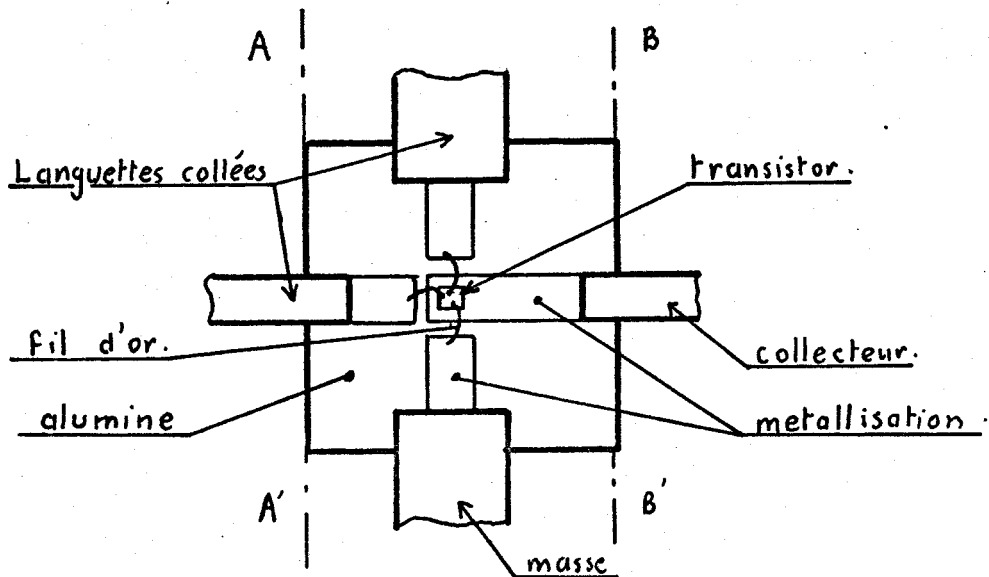


FIGURE 6

La mesure des paramètres S du transistor encapsulé est effectuée à l'analyseur de réseau HEWLETT PACKARD 8410.

Le transistor est placé dans une monture HEWLETT PACKARD (modèle 11608 A) adaptée spécialement à la mesure des paramètres S des transistors en boîtier microstrip.

Les plans de référence des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont respectivement les plans AA' et les plans BB' représentés figure 6.

Pour la mesure de " $S_{12}$ " et " $S_{21}$ " la référence est une ligne de transmission microstrip mise à la place du transistor.

## II.2. Etude du gain MSG

### II.2.1 Etude théorique en fonction de la configuration

Le schéma équivalent défini au chapitre II.1<sub>5</sub> et représenté figure 5, pour la configuration B.C., permet de déterminer les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$  en fonction des éléments du transistor. On en déduit ainsi la relation théorique du gain MSG pour le montage B.C :

$$MSG_{BC} = \left| 1 + \frac{\alpha_T y_E}{(y_E + j\omega C_1) j \tau} \right| \quad [12]$$

avec  $\tau = r_{bb'} \omega C_2$

De même pour les deux autres configurations EC et CC

$$MSG_{EC} = \left| -1 + \frac{\alpha_T y_E}{j\omega C_2 + j\omega C_{bc} (1 + r_{bb'} (y_E (1-\alpha) + j\omega (C_1 + C_2)))} \right| \quad [13]$$

$$MSG_{CC} = \left| \frac{1}{1 - \frac{\alpha_T y_E}{y_E + j\omega C_1}} \right| \quad [14]$$

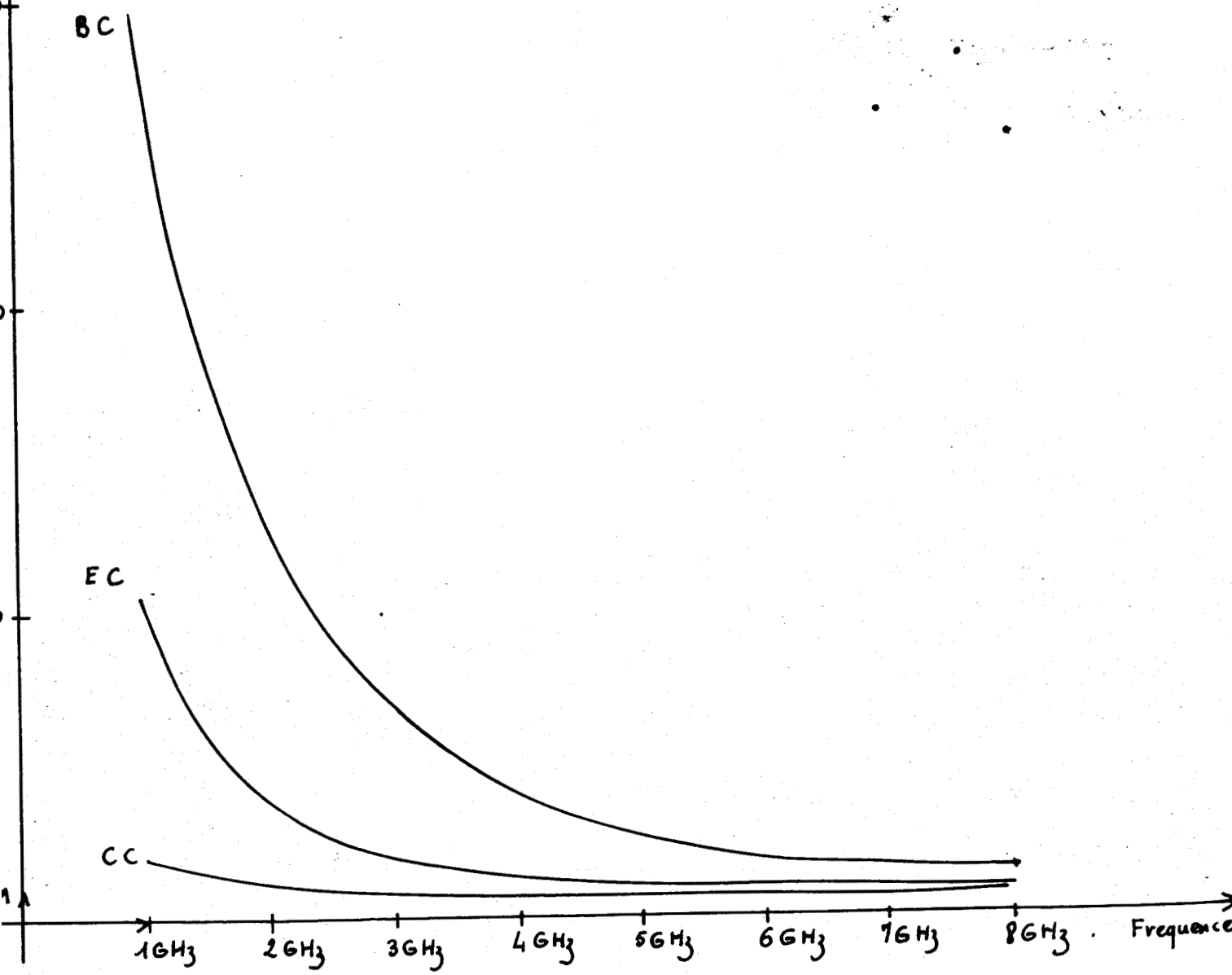
La figure 7 représente la variation théorique de MSG en fonction de la fréquence pour les trois montages BC-CC-EC. On remarque que le montage BC est le meilleur. Nous avons donc choisi d'étudier exclusivement cette configuration tant théoriquement qu'expérimentalement.

La figure 8 montre l'évolution de  $MSG_{BC}$  mesuré en fonction de la fréquence pour la polarisation  $V_{CE} = 30$  V et  $I_E = 20$  mA correspondant aux meilleures performances.

On remarque que l'accord entre la courbe expérimentale et la courbe théorique est bon, ce qui semble montrer que le schéma équivalent proposé est correct.

MSG

Figure n° 7  
MSG = f (Fréquence).  
montage BC; EC; CC.





MSG<sub>80</sub>

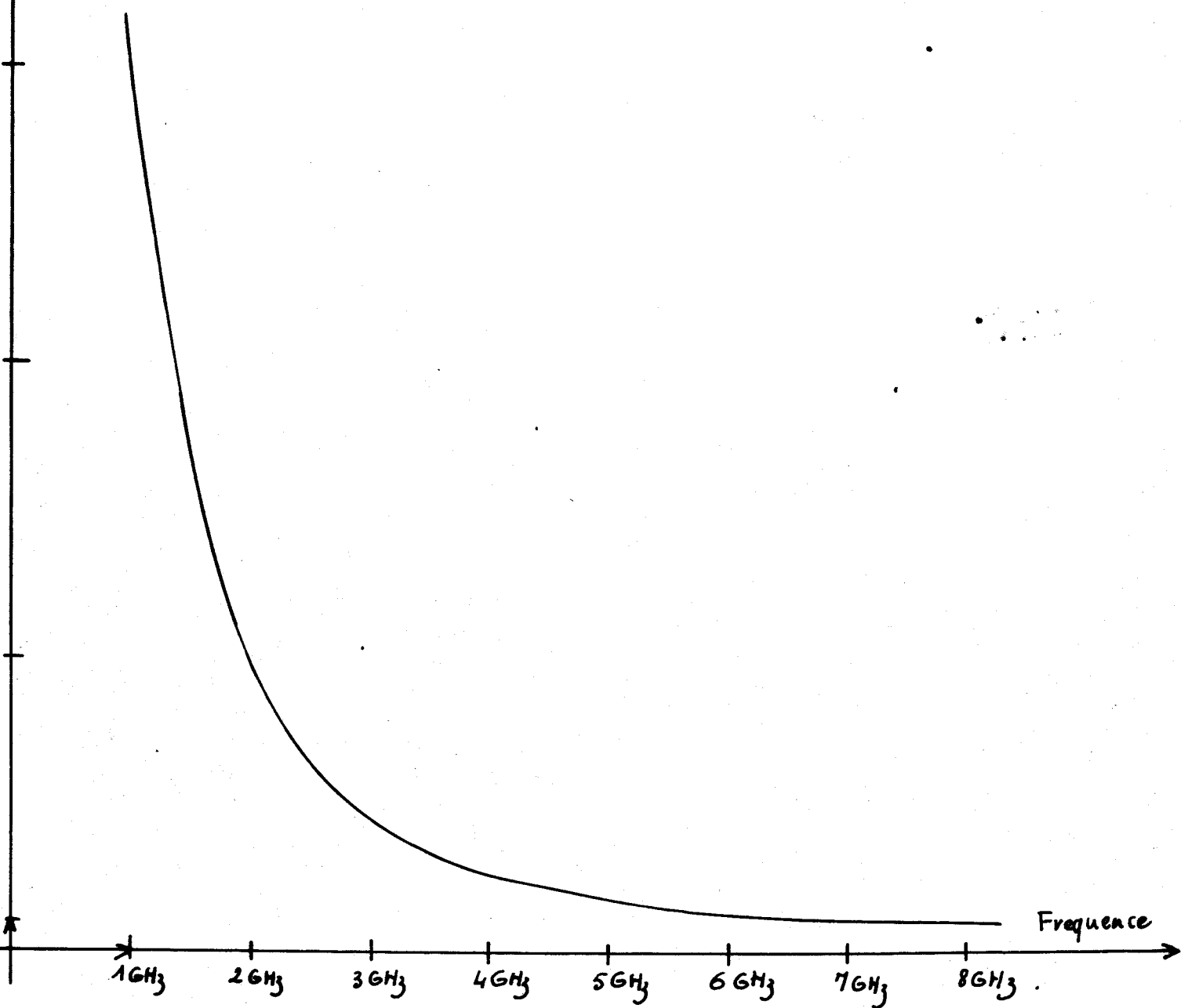
Figure n° 8

MSG = f (Fréquence)

Courbe expérimentale

V<sub>CE</sub> = 30v

I<sub>E</sub> = 20mA



## II.2<sub>2</sub> Influence de la zone de transit

On calcule le gain MSG pour différentes longueurs de la zone de transit. Pour chacune de ses longueurs, il faut modifier la capacité  $C_2$ .

La variation de  $MSG_{BC}$  en fonction de la fréquence pour différentes longueurs  $W$  est représentée figure 9. On remarque que le gain MSG dépend fortement de  $W$ . Jusqu'à 4 GHz, MSG est d'autant plus élevé que  $W$  est grand. Au-delà de 4 GHz MSG devient très faible mais les valeurs numériques trouvées montrent l'existence de très légères remontées à des fréquences différentes pour chaque valeur de  $W$ . Ces remontées ne sont pas visibles sur la figure 9 en raison de l'échelle choisie. Nous reviendrons par la suite sur cet aspect en étudiant l'influence de la surface du transistor.

Le comportement de M.S.G. en dessous de 4 GHz peut être expliqué de la manière suivante :

dans ce domaine de fréquence MSG est supérieur à 1, on peut écrire :

$$MSG_{BC} \neq \left| \frac{\alpha_T y_E}{y_E + j\omega C_1} \cdot \frac{1}{j\tau} \right| = \left| \frac{\alpha_T y_E}{y_E + j\omega C_1} \cdot \frac{1}{\omega r_{bb'}} \right| \left| \sin \left( \frac{\omega W}{2V_L} \right) \cdot \frac{2V_L}{\omega \epsilon S} \right| \quad [15]$$

On remarque sur cette expression simple que MSG varie comme  $\left| \sin \left( \frac{\omega W}{2V_L} \right) \right|$ . Pour des fréquences faibles,  $\sin \frac{\omega W}{2V_L}$  est peu différent de  $\frac{\omega W}{2V_L}$ , MSG est alors quasi-proportionnel à  $W$ .

Cette constatation devrait inciter à prendre  $W$  le plus élevé possible, cependant, on constate par le calcul qu'au dessus de 4 GHz, les meilleurs gains ne sont pas obtenus pour les valeurs les plus élevées de  $W$ . Un compromis raisonnable pour avoir un gain important le plus haut possible en fréquence, est donné par  $W \approx 15 \mu$ .

## II.2<sub>3</sub> Influence de la surface

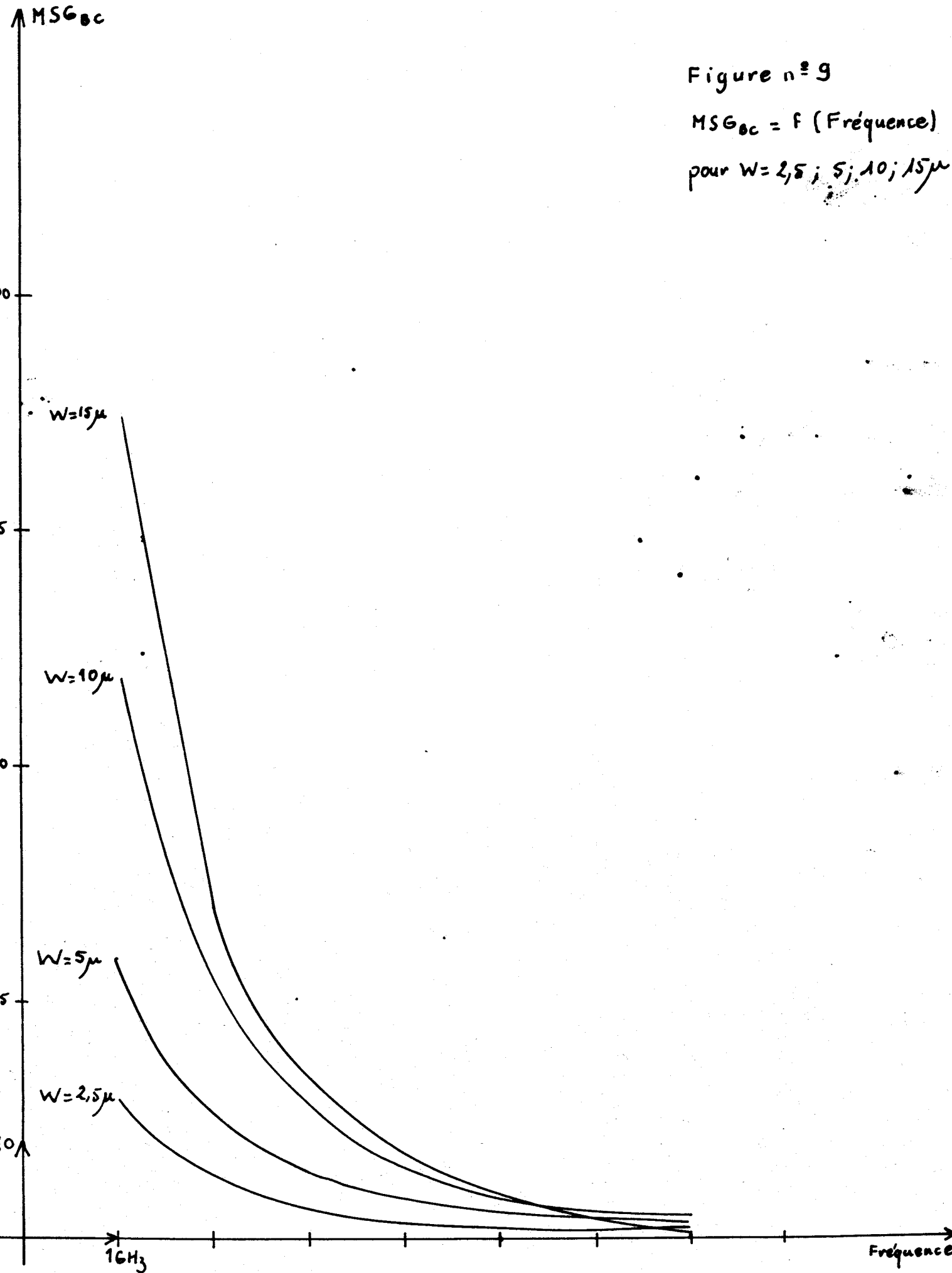
Pour étudier cette influence, nous avons calculé MSG en prenant des surfaces active et passive du transistor quatre fois plus faibles que dans le cas du paragraphe précédent soit, respectivement,  $8000 \mu^2$  et  $10.000 \mu^2$ .

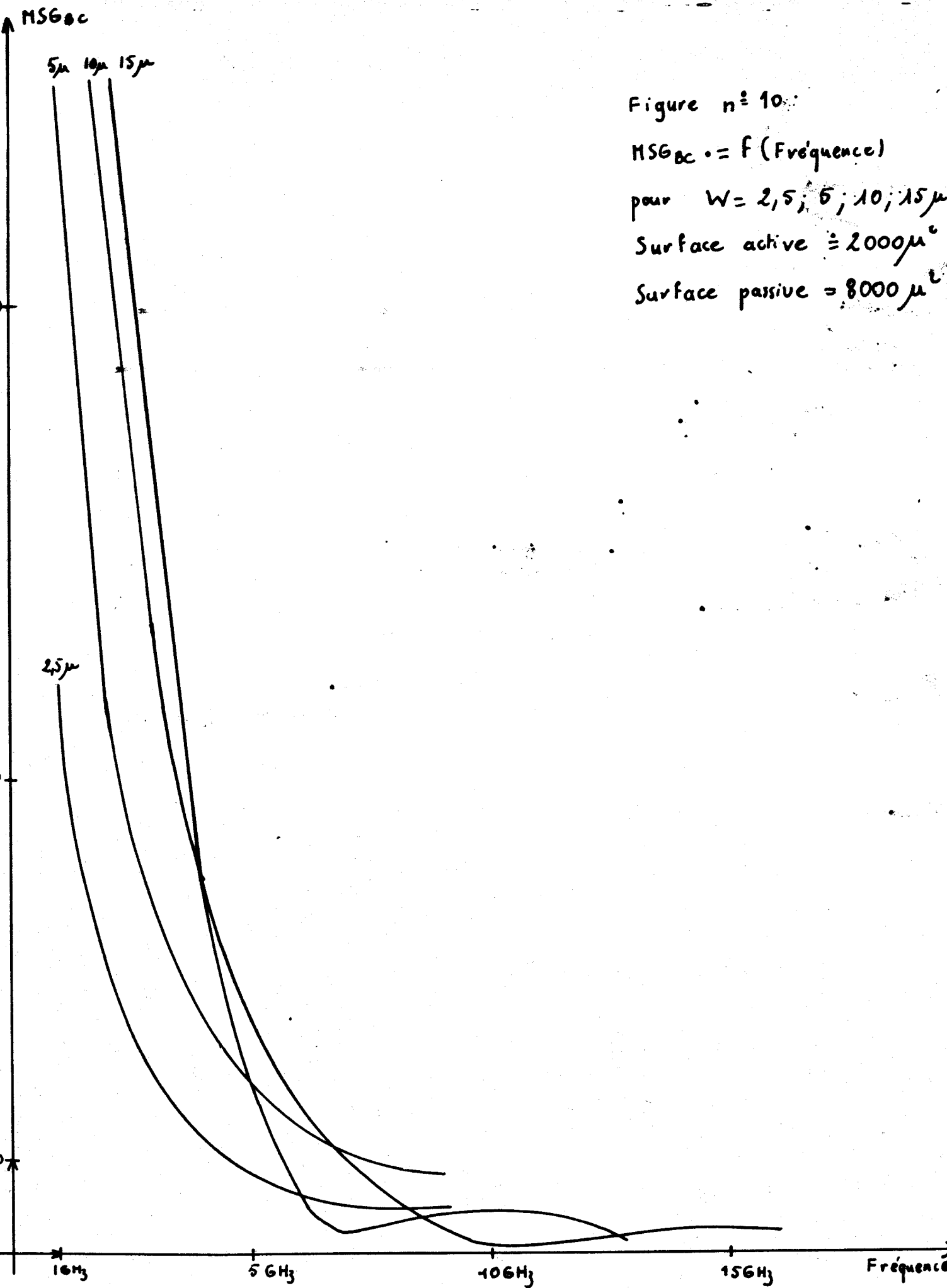
La figure 10 montre les résultats obtenus en fonction de la fréquence et pour diverses longueurs de la zone de transit  $W$ . On constate que MSG est multiplié par quatre par rapport au cas précédent. L'explication de ce résultat apparaît immédiatement sur l'expression simplifiée de MSG [15].

On constate par ailleurs sur la figure 10, aux fréquences les plus élevées, la légère remontée du gain annoncée précédemment. Ainsi, pour  $W = 15 \mu$  cette remontée se produit vers 9 GHz et pour  $W = 10 \mu$  vers 15 GHz.

Figure n° 9

$MSG_{bc} = f$  (Fréquence)  
pour  $W = 2,5; 5; 10; 15 \mu$





## II.2.4 Influence de la polarisation

### a) étude théorique

Deux paramètres de polarisation peuvent à priori être considérés : la tension collecteur-base et le courant d'émetteur. La tension collecteur-base devant, à priori, avoir peu d'importance dans la mesure où sa valeur est suffisamment élevée pour que la zone de transit soit entièrement déplétée. Par contre, le courant  $I_E$  a une grande importance puisqu'il détermine la phase d'injection de la jonction émetteur-base.

La figure 11 représente les variations théoriques du gain MSG en fonction du courant, la zone de transit étant donc supposée entièrement déplétée. Le gain augmente avec le courant et tend à rester constant à partir de 10 mA. Cette variation est liée à l'augmentation de l'admittance  $y_E$  avec le courant. Cela justifie notre choix de  $I_E = 20$  mA dans toutes les études précédentes.

### b) Etude expérimentale

La tension collecteur-base minimum pour dépléter entièrement la zone de transit a pour expression :

$$V_D = \frac{q N_c W^2}{2 \epsilon} - \phi$$

où  $N_c$  est la densité des porteurs dans la zone de transit et  $\phi$  le potentiel interne de la jonction collecteur-base. Pour le transistor étudié, on a  $V_D = 2$  v.

Or nous avons constaté au cours de nos mesures du gain MSG en fonction du courant de polarisation-émetteur  $I_E$ , que les résultats obtenus sont légèrement dépendants de la tension continue  $V_{cb}$ , et principalement pour les valeurs élevées de  $I_E$ . La figure 12 montre ces résultats dans les cas  $V_{CE} = 10$  V et  $V_{CE} = 30$  v : on constate que M.S.G est quasiment identique pour ces deux valeurs de  $V_{CE}$  tant que  $I_E$  est inférieur à 15 mA, mais qu'au dessus de cette valeur, les résultats pour 10 V sont nettement inférieurs à ceux pour 30 V. Cette anomalie peut s'expliquer par l'effet Kirk [8] qui est précisément un phénomène propre aux courants de polarisation élevés. Le processus de l'effet Kirk est le suivant : pour les forts courants  $I_E$  la densité des porteurs mobiles injectés par la base dans la zone de transit devient grande par rapport à la densité des charges ionisées dans cette zone. La polarité du début de la zone de transit peut alors s'inverser et entraîner un élargissement de la base, donc une diminution du facteur de transport et par conséquent du gain.

La valeur théorique du courant  $I_E$  au-dessus de laquelle peut se produire ce phénomène est fournie par l'expression :

Figure 12

$$MSG = F(I_E)$$

Courbes experimental

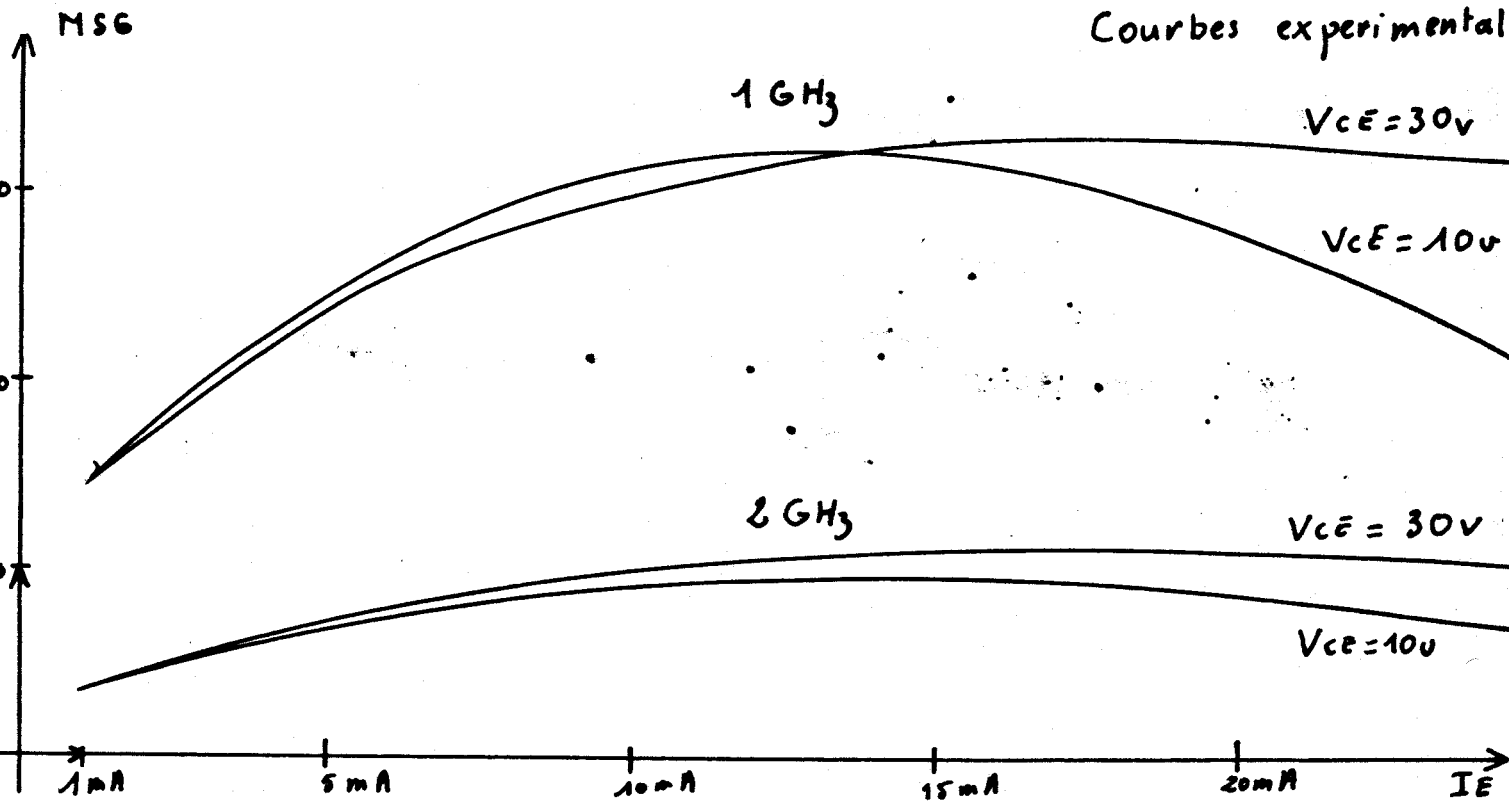
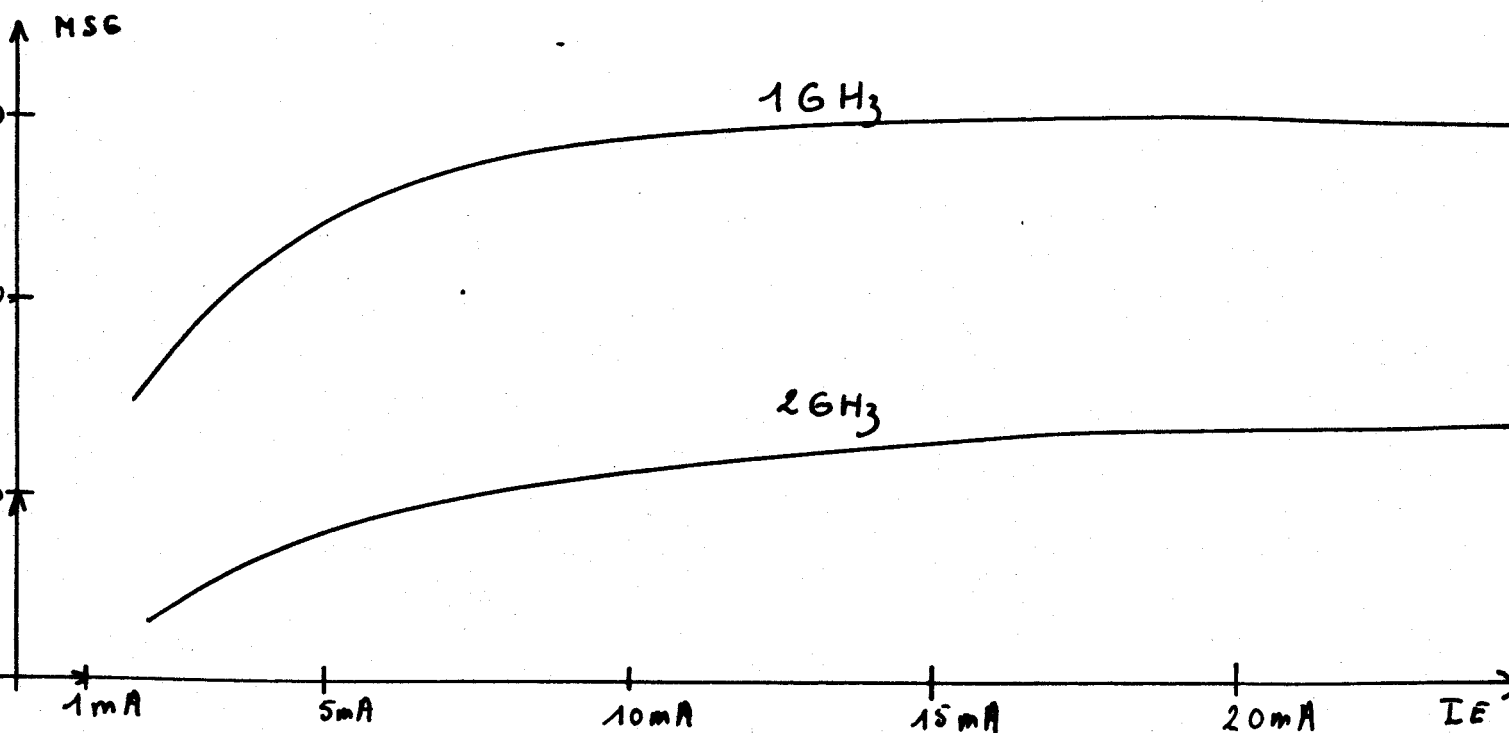


Figure n° 11

$$MSG = F(I_E)$$



$$I_{EK} = (q N_c V_L + (V_{CB} - 10) \cdot \frac{2 \epsilon V_L}{W^2}) S_a$$

Soit :  $I_{EK} = 12 \text{ mA}$  pour  $V_{CE} = 10 \text{ V}$

et  $I_{EK} = 120 \text{ mA}$  pour  $V_{CE} = 30 \text{ V}$

pour le transistor étudié. Ce qui est en bon accord avec nos observations expérimentales.

### CONCLUSION

Plusieurs conclusions se dégagent de cette étude sur le gain maximum stable du transistor à temps de transit.

La configuration base commune est la plus performante.

Le courant  $I_e$  et la tension  $V_{CE}$  de polarisation doivent être choisis élevés.

L'utilisation d'une zone de transit retarde la chute du gain quand la fréquence augmente. Ce résultat ne fait que confirmer ce que l'on sait de longue date sur l'influence de la capacité collecteur-base d'un transistor sur sa montée en fréquence. Une longueur optimum de la zone de transit peut être trouvée, donnant à la fois un gain important jusqu'à quelques GHz et une remontée très légère de celui-ci pour des fréquences très supérieures. Cette remontée n'est, cependant, pas assez importante pour qu'on envisage de l'utiliser pratiquement.

### II.3. Etude du gain maximum disponible (M.A.G)

#### II.3.1 Etude théorique

M.A.G., rappelons-le, est relié à M.S.G., par l'expression :

$$M.A.G. = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| [K - \sqrt{K^2 - 1}] = M.S.G. [K - \sqrt{K^2 - 1}]$$

où K est le facteur de stabilité de Rollett.

M.A.G. n'est défini que pour K supérieur à 1, ce qui rend difficile une étude systématique similaire à celle donnée précédemment pour M.S.G. car de nombreuses situations d'impossibilité apparaissent quand on fait varier les paramètres du transistor. C'est pourquoi les résultats que nous donnons dans ce qui suit sont limités au seul cas du transistor dont nous disposons expérimentalement (longueur de zone de transit 5μ) et au montage base commune, cette configuration étant celle qui donne les meilleures performances.

On donne sur la figure 13 la variation de M.A.G. en fonction de la fréquence pour différents courants émetteur. On remarque que pour les fréquences inférieures à 3 GHz, M.A.G. diminue environ de 6 dB par octave. Entre 3 et 6 GHz, M.A.G. est inférieur à 1, le transistor n'amplifie plus. Puis on constate au-delà de 6 GHz une légère remontée. Enfin, il devient impossible de calculer M.A.G. au-delà de 6 GHz pour  $I_e = 5$  mA et de 7 GHz pour  $I_e = 15$  mA car le coefficient K devient inférieur à 1. Il est intéressant de comparer ces résultats à ceux donnés pour M.S.G. sur la figure 9. Pour les fréquences inférieures à 5 GHz, M.A.G. est inférieur d'environ 3 dB à M.S.G.. La remontée de M.A.G. au-delà de 5 GHz n'est pas due au gain M.S.G., celui-ci ne cessant de décroître dans le même domaine de fréquence. Cette remontée est imputable aux variations de K.

La figure 15 représente les variations de M.A.G. avec le courant. M.A.G. croît avec le courant jusqu'à  $I_e = 15$  mA et reste ensuite constant. En comparant l'évolution de M.A.G. à celle de M.S.G. (figure 11), on constate que M.S.G. atteint sa valeur maximum pour un courant plus faible.

### II.3<sub>2</sub> Etude expérimentale

M.A.G. est déduit à partir de la relation 6 des paramètres S mesurés à l'analyseur de réseau.

On donne sur la figure 14 les quelques valeurs de M.A.G. qu'il nous a été possible d'obtenir pour diverses valeurs du courant de polarisation  $I_e$  et de la tension  $V_{ce}$  (valeur pour laquelle K expérimental est supérieur à 1). Ce nombre de points de mesure est trop peu élevé pour permettre une comparaison précise avec la théorie. Quelques constatations peuvent être faites cependant : le gain obtenu avec  $V_{ce} = 10$  V,  $I_e = 25$  mA est plus faible que celui obtenu avec  $V_{ce} = 30$  V et  $I_e = 10$  mA. Cette particularité peut être interprétée, comme dans le cas de M.S.G., par l'effet Kirck. D'autre part, il existe une remontée très légère au-delà de 6 GHz, comme le prévoit la théorie. Cette remontée est trop faible pour être utilisable pour un montage amplificateur. Nous en précisons l'amplitude sur la figure 16 représentant M.A.G. en fonction du courant  $I_e$  pour les fréquences 3 GHz, 6 et 7 GHz. On y constate que le gain voisine 0,5 à 6 GHz et 0,9 à 7 GHz.

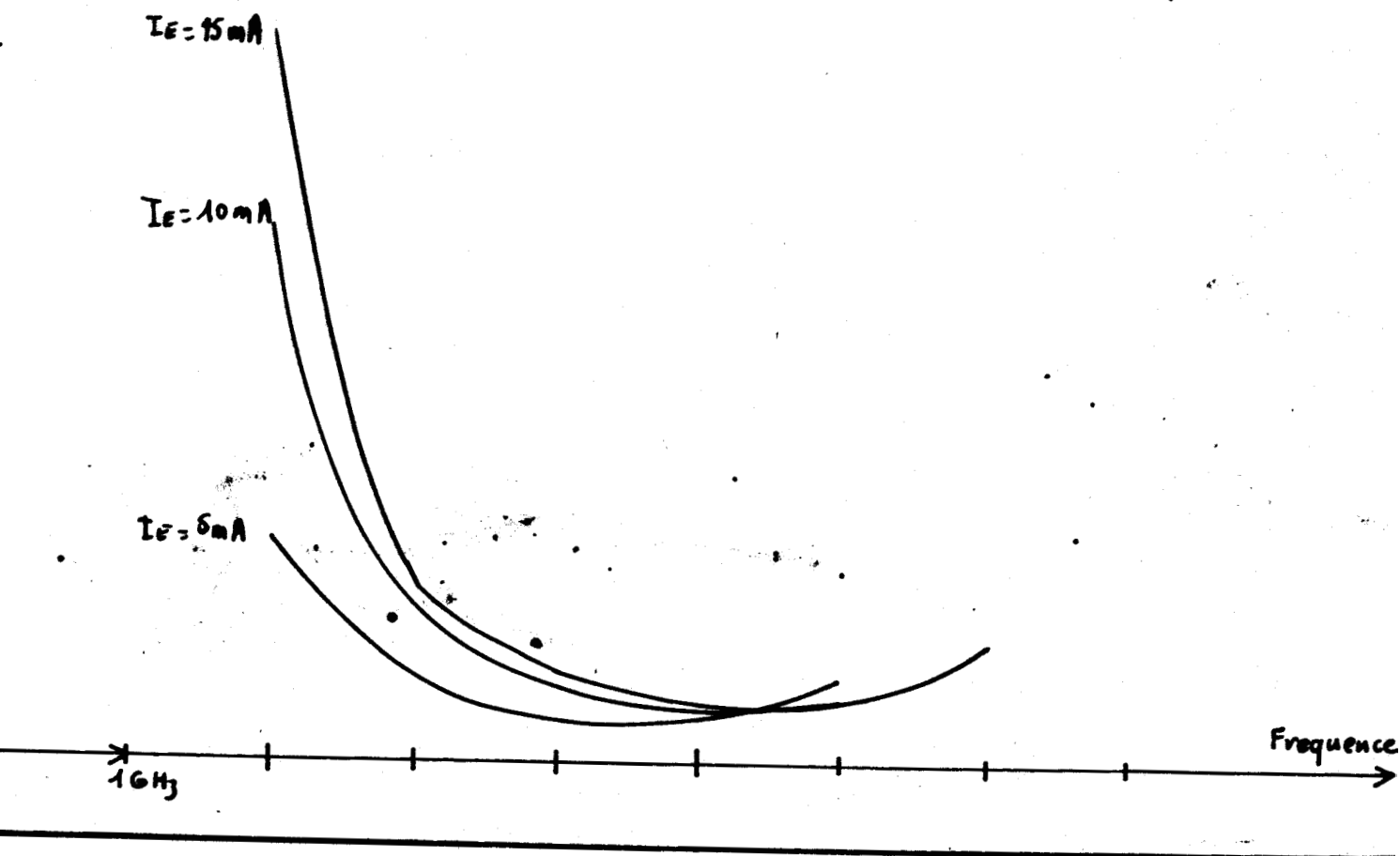


MAG

Figure n° 13

MAG = f (Fréquence)

$I_E = 5, 10, 15 \text{ mA}$

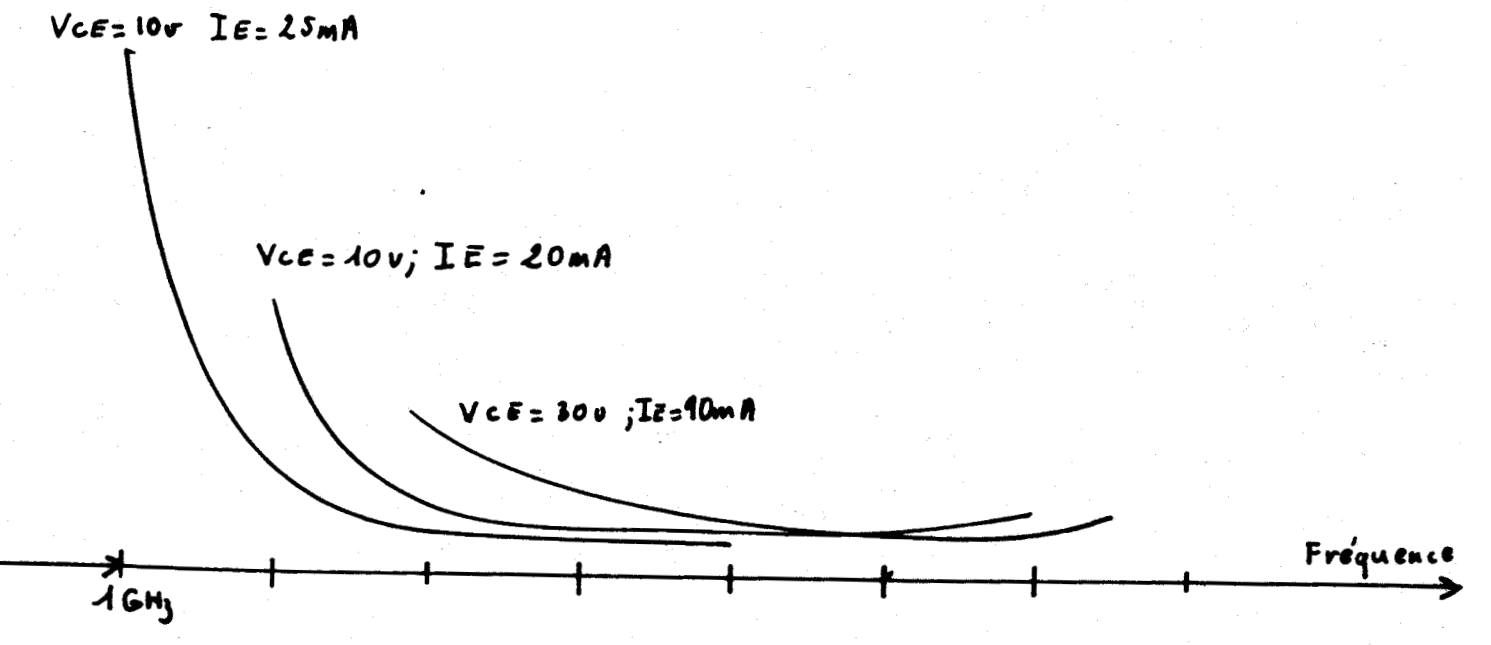


MAG

Figure 14

MAG = f (Fréquence)

Courbes expérimentales.



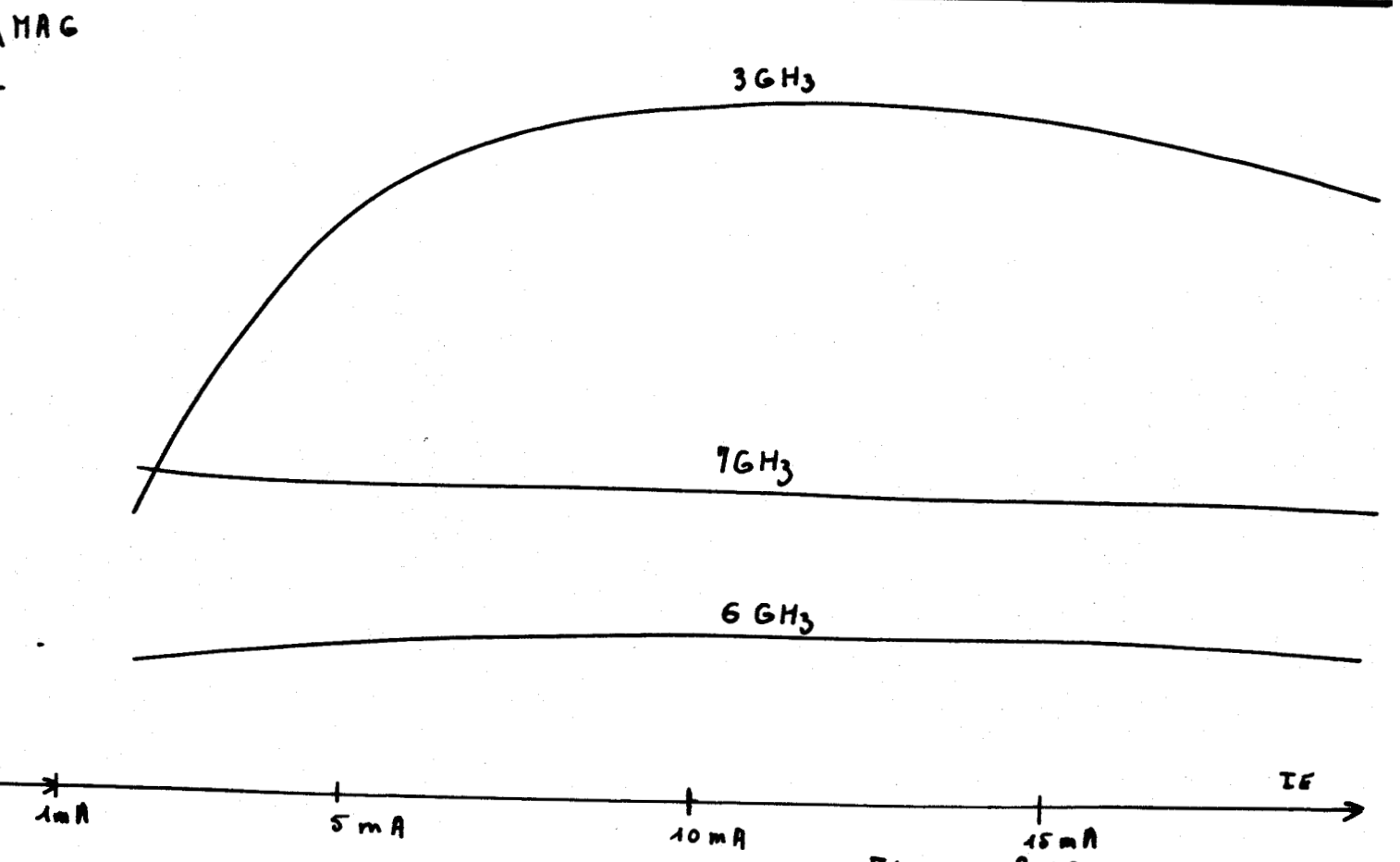
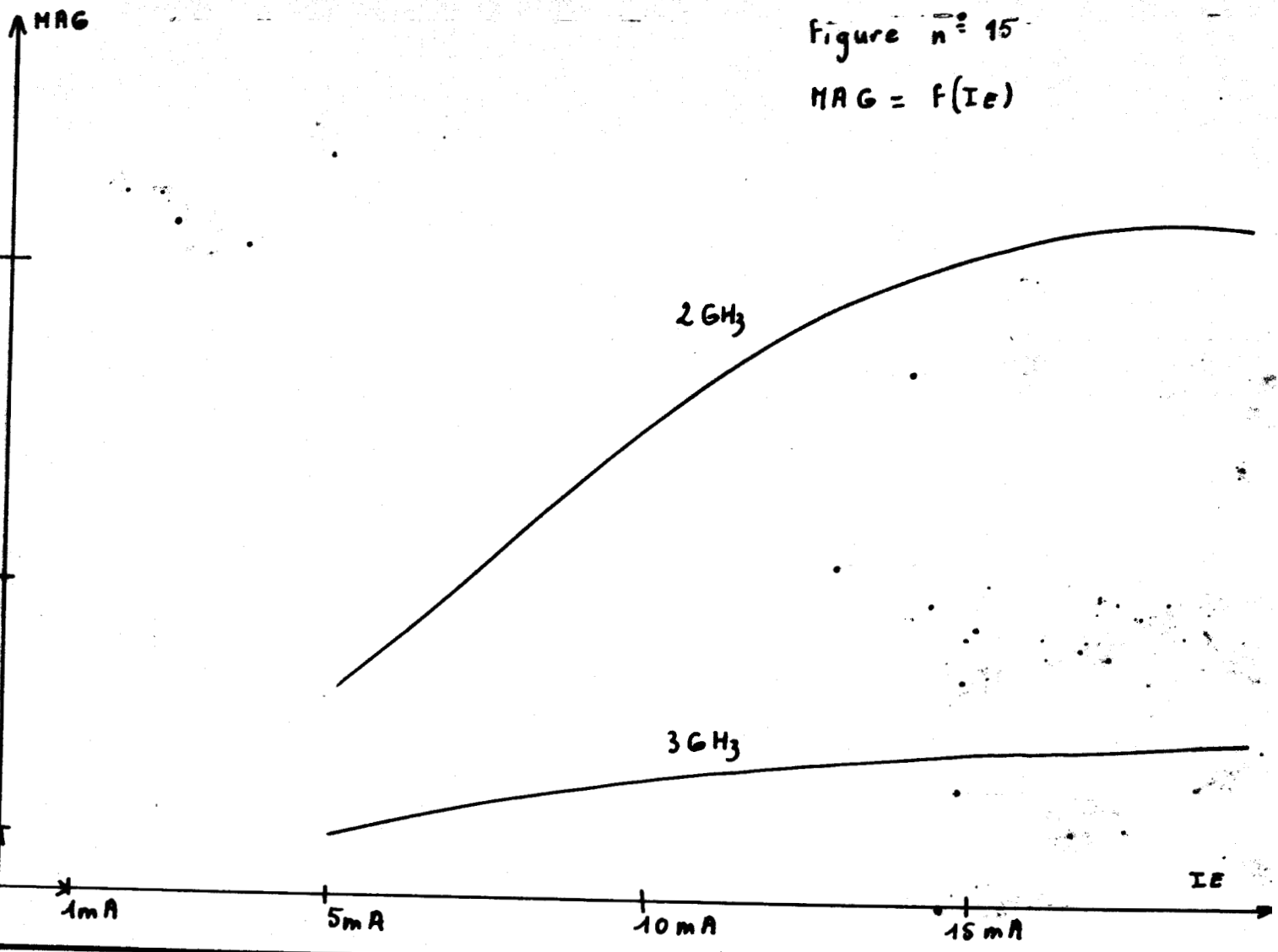


Figure n° 16  
 $MAG = f(I_E)$

CONCLUSION

Cette étude effectuée sur le gain maximum disponible du transistor à temps de transit, malgré son aspect fragmentaire, confirme les indications données précédemment par l'étude de M.S.G. Le comportement de M.A.G. suit grossièrement celui de M.S.G. et surtout jusqu'à quelques GHz. Des conclusions similaires peuvent être tirées au sujet de l'intérêt de la zone de transit : celle-ci n'apporte qu'une très légère amélioration du gain aux fréquences supérieures à quelques GHz.

II.4. Etude du gain unilatéral

II.4<sub>1</sub> Etude théorique

Le gain unilatéral U calculé à partir du schéma équivalent du transistor de la figure 5 a pour expression :

$$U = \frac{|\alpha_{eq}|^2}{4 \tau} \frac{1}{\omega C_2 R(y_E)} \frac{1}{|y_E + j\omega C_1|^2 - I(\alpha_{eq})}$$

où  $R(y_E)$  signifie partie réelle de  $y_E$

$I(\alpha_{eq})$  signifie partie imaginaire de  $\alpha_{eq}$

et  $\alpha_{eq} = \frac{\alpha_T y_E}{y_E + j\omega C_1}$

[17]

C'est cette expression que nous utilisons pour étudier l'influence de la longueur de la zone de transit puis celle du courant de polarisation-émetteur.

Influence de la longueur de la zone de transit.

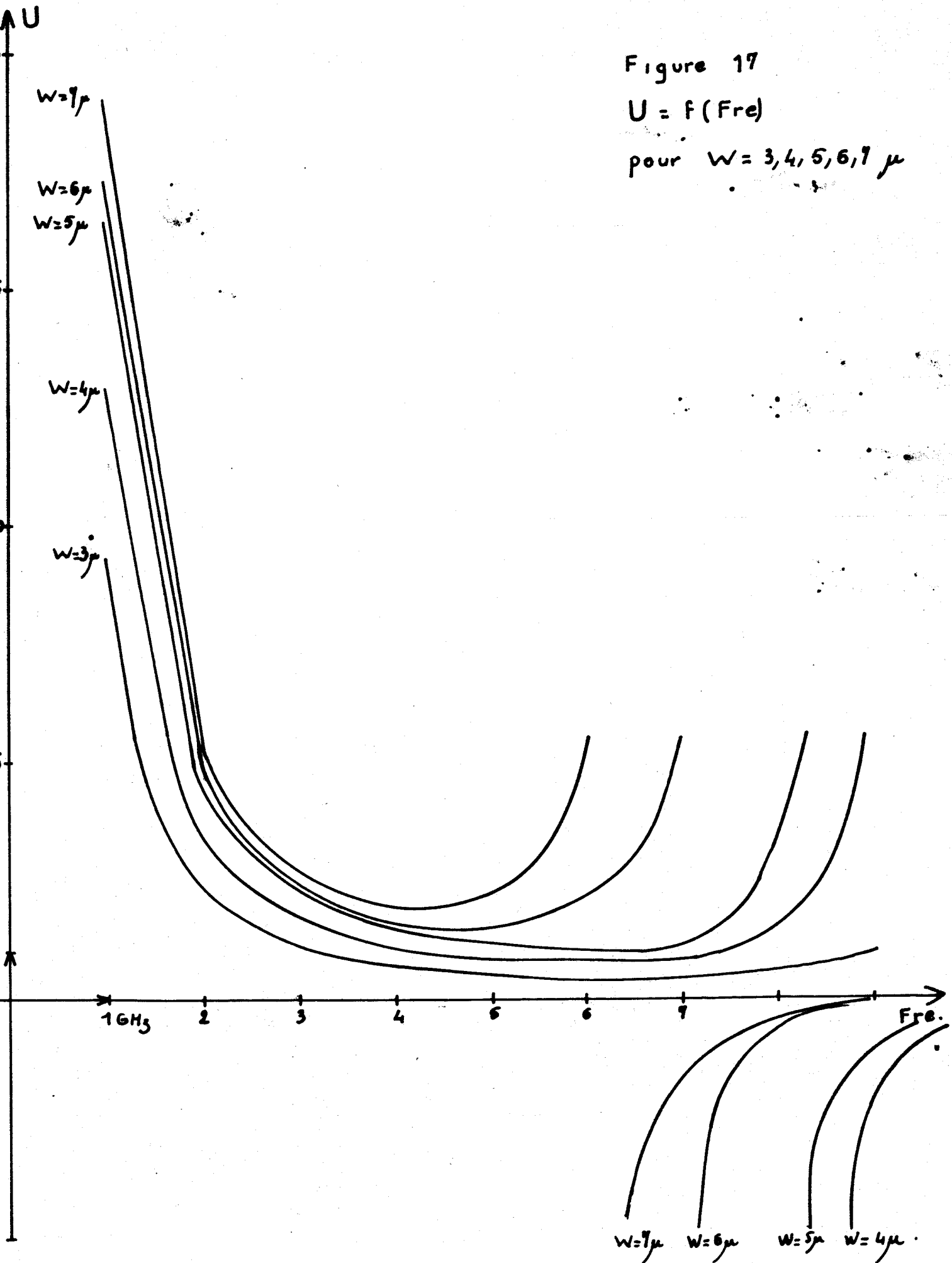
On donne sur la figure 17 la variation de U en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur de la zone de transit. Deux régions nettement différentes apparaissent sur cette figure ; au-dessous de 5 GHz et au-dessus.

Au-dessous de 5 GHz, une interprétation immédiate de la disposition des courbes peut être donnée en utilisant une expression simplifiée de U. En effet, on montre (6), pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure à 3 dB,  $F_T$ , de  $\alpha_{eq}$ . U peut se mettre sous la forme :

Figure 17

$$U = f(\text{Fre})$$

pour  $W = 3, 4, 5, 6, 7 \mu$



$$U = \frac{F_T}{F^2} \frac{1}{8 \pi r_{bb'} C_2} \quad [18]$$

Pour le transistor étudié  $F_T = 3$  GHz pour  $I_E = 20$  mA.

On voit alors sur cette expression que U est proportionnel à la longueur W de la zone de transit par l'intermédiaire de  $C_2$ . C'est ce qu'on observe en dessous de 2 GHz.

Au-dessus de 5 GHz, quel que soit W, U augmente, passe par l'infini pour une certaine fréquence, puis devient négatif. Il existe donc une fréquence  $F^\infty$  supérieure à  $F_T$  pour laquelle le gain du transistor neutrodyné est supérieur à 1.  $F^\infty$  est donnée par la relation :

$$I(\alpha_{eq}) = \frac{C_2 R(y_E) 2\pi F^\infty}{|y_E + j2\pi F^\infty C_1|^2} \quad [19]$$

De cette relation découle la variation de  $F^\infty$  avec W par l'intermédiaire de  $C_2$  et de  $I(\alpha_{eq})$ .  $F^\infty$  augmente quand W diminue.

#### Influence du courant de polarisation

La figure 18 montre cette influence pour une longueur de zone de transit de 5  $\mu$ . La compréhension des courbes de cette figure s'effectue comme précédemment avec l'expression simplifiée de U [18] aux fréquences inférieures à 3 GHz et avec la relation [16] pour le déplacement de la fréquence  $F^\infty$  avec le courant  $I_E$ . Celui-ci agissant sur l'admittance  $y_E$  et sur  $I_m(\alpha_{eq})$ .  $F^\infty$  augmente quand  $I_E$  augmente. La variation de  $F^\infty$  est, environ, de 2 GHz quand  $I_E$  passe de 2 mA à 20 mA.

#### II.4<sub>2</sub> Etude expérimentale

Le gain U expérimental est déduit de la mesure des paramètres S par l'intermédiaire de la relation :

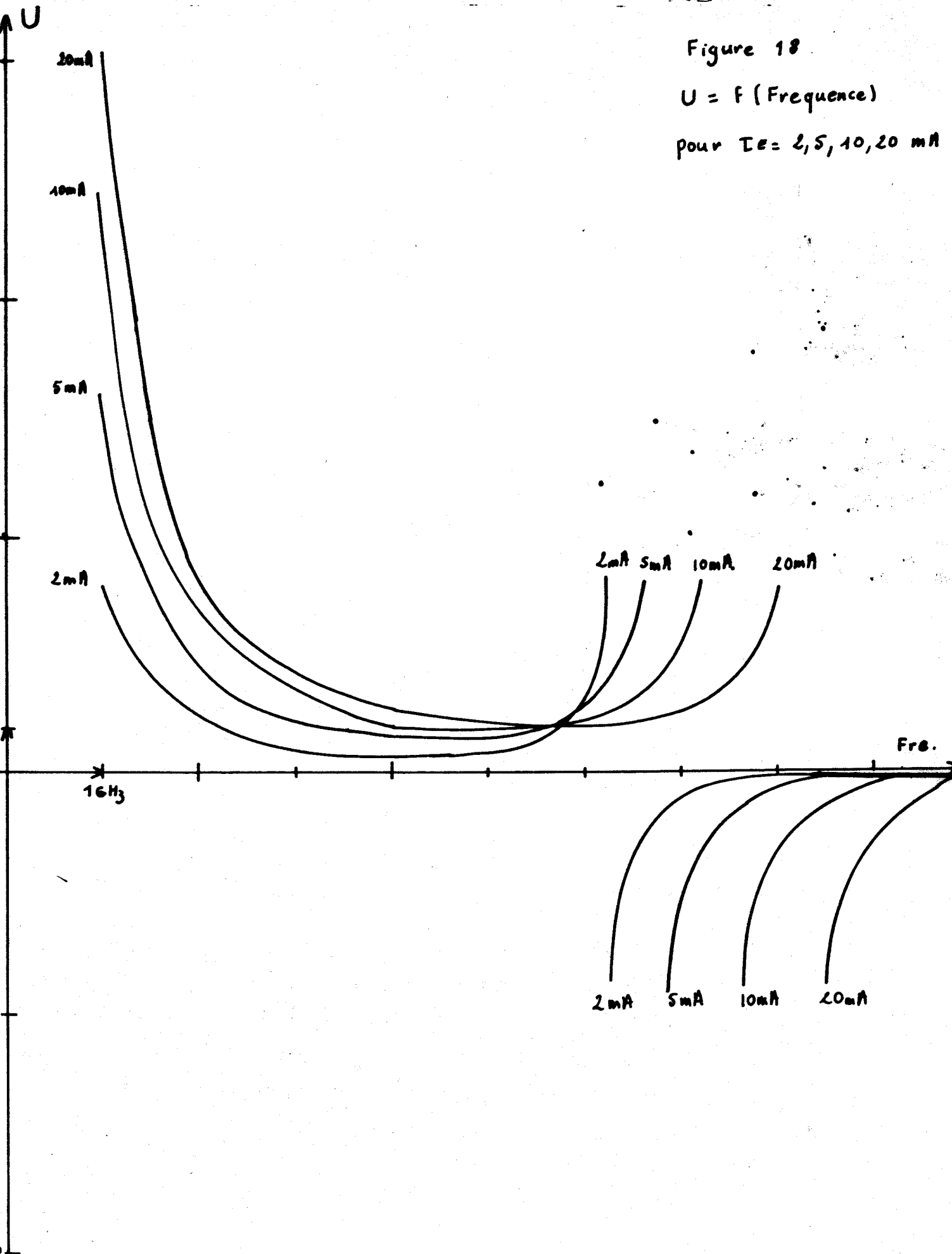
$$U = \frac{1}{2} \frac{|S_{21} - S_{12}|^2}{K |S_{12} S_{21}| - R_e(S_{12}^* S_{21})}$$

La figure 19 montre les résultats obtenus en fonction de la fréquence avec la configuration émetteur commun pour  $I_E$  variant de 2 mA à 20 mA.

Figure 18

$U = f(\text{Frequence})$

pour  $I_E = 2, 5, 10, 20 \text{ mA}$

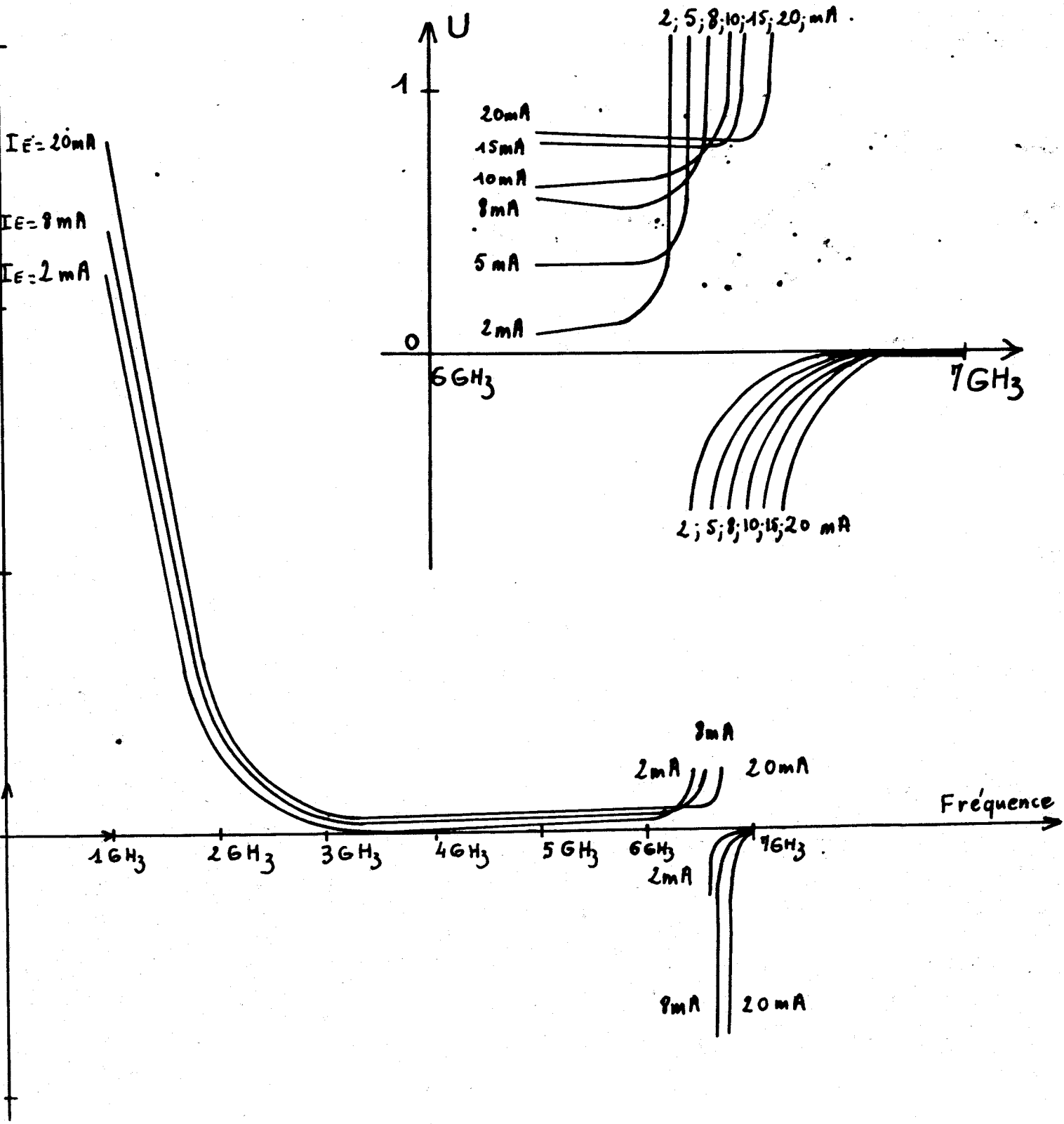


U

Figure n° 19

$U = f(\text{Fréquence})$

Courbes expérimentales



On retrouve qualitativement sur cette figure 12 le comportement prévu théoriquement. On obtient un accord satisfaisant entre théorie et mesures pour la valeur de U aux fréquences les plus basses.

On retrouve la remontée du gain et son passage en négatif après 6 GHz. Un désaccord apparaît cependant concernant la variation de  $F^\infty$  avec le courant  $I_E$ .

Cette variation est beaucoup plus faible que ne le prévoit la théorie. Nous n'avons pas pu expliquer cette divergence même en faisant intervenir des éléments parasites non pris en compte jusque là tels que les effets latéraux des doigts d'émetteurs, les effets bidimensionnels de base etc...

Relation entre le gain unilatéral et le fonctionnement en résistance négative

Lorsque la fréquence est supérieure à  $F^\infty$ , U devient négatif. Cette particularité est à rapprocher du fonctionnement du transistor en résistance négative et, en fait, un lien très étroit existe entre ce mode de fonctionnement et  $F^\infty$ . On montre (7) que l'impédance entre émetteur et collecteur d'un transistor à temps de transit dont la base est en circuit ouvert du point de vue dynamique a pour expression :

$$Z_{ec^\infty} = \frac{1}{y_E + j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} [1 - \alpha_{eq}]$$

Le premier terme de cette expression représentant l'impédance de la jonction émetteur-base et le second l'impédance de la zone de transit. Il apparaît sur cette expression que  $Z_{ec^\infty}$  fournit une résistance négative si la condition :

$$\frac{I(\alpha_q)}{\omega C_2} - \frac{R(y_E)}{|y_E + j\omega C_1|^2} > 0$$

est vérifiée.

Ce qui implique que  $I(\alpha_{eq})$  soit positif. Cette condition comparée à la relation [19] donnant la valeur de  $F^\infty$ , montre que  $F^\infty$  représente la fréquence à partir de laquelle le transistor à temps de transit fournit une résistance négative. Le passage de U en négatif correspond au fonctionnement en résistance négative. Cette correspondance est effectivement vérifiée par la mesure effectuée au sein de ce laboratoire par MM. DRUELLE et CROSNIER sur des transistors analogues à celui utilisé dans cette étude. Les transistors étudiés en dipôles entre émetteur et collecteur (avec base en circuit ouvert pour le régime dynamique) ont en effet un effet de résistance négative à / voir.



## CONCLUSION

L'étude théorique du gain unilatéral montre l'existence de deux gammes de fréquence intéressantes. En-dessous de 3 GHz, le gain unilatéral décroît en fonction de la fréquence. Au-dessus de 3 GHz,  $U$  devient infini pour une fréquence déterminée  $F^\infty$ . Ce passage par l'infini du gain unilatéral est lié à l'apparition de la résistance négative dans le mode de fonctionnement proposé par WRIGHT.

L'étude expérimentale confirme l'étude théorique. Un désaccord subsiste pourtant au sujet de l'influence du courant de polarisation sur la fréquence  $F^\infty$ .

Cette remontée au-dessus de 4 GHz n'est pas utilisable pratiquement car elle nécessite un neutrodynage du transistor très difficile à réaliser à ces fréquences.

## C O N C L U S I O N

L'étude des trois concepts M.S.G., M.A.G. et U que nous avons effectuée au sujet du transistor à temps de transit, a mis en évidence deux gammes de fréquences intéressantes.

- l'une au-dessous de quelques GHz où le T.T.T. a un comportement peu différent de celui d'un transistor hyperfréquence ordinaire, le temps de transit dans la zone de transit intervenant peu et la chute du gain étant due essentiellement à la diminution du coefficient de transport dans la base, à la résistance de base  $r_{bb'}$  et de capacité active collecteur-base  $C_2$ .
- l'autre au-dessus de quelques GHz où les gains M.A.G. et U présentent une remontée. Nous avons montré que cette remontée est due à l'influence du transit des porteurs dans la zone de transit et qu'elle correspond à l'apparition de la résistance négative entre émetteur et collecteur dans le mode de fonctionnement du T.T.T. en dipôle.

La remontée de M.A.G. est trop faible pour que l'on puisse en envisager une utilisation pratique. Par contre, la montée asymptotique de U constitue une méthode de caractérisation des transistors à temps de transit permettant de délimiter le domaine de fréquence où l'on peut obtenir une résistance négative.

---

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

- [1] G.E. BODWAY  
"Two part power flow analysis using generalized scattering parameters"  
Microwave Journal, Vol. 10, n° 6, mai 1967.
- [2] S.J. MASON  
"Power gain in feedback amplifier"  
Transactions of the I.R.E., vol. CT-1, pp. 20-25, june 1954.
- [3] G.T. WRIGHT  
"Efficiency of the transistor transit time oscillator"  
Electronics Letters, 4, p. 217, 1968.
- [4] G.T. WRIGHT  
"Transistor transit-time oscillator"  
Electronics Letters, 3, pp. 234-235, 1967.
- [5] REY, LETURCQ  
"Théorie approfondie du transistor bipolaire"  
Mason et Cie , p. 157, 1971.
- [6] SZE  
"Physics of Semiconductor devices"  
Wiley, p. 292, 1969.
- [7] ARMAND  
Rapport de contrat D.G.R.S.T.
- [8] F. LOZES - DUPUY  
"Contribution à l'étude des effets d'élargissement de base dans les transistors bipolaires". Thèse 3e cycle n° 1816, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1975.

