

mise au point sur les — TRANSISTORS PARAMETRES des transistors

(SUITE VOIR N° 1486)

<p>§ 4. PLANCHE V : LES PARAMÈTRES DE PSEUDO-TRANSFÉRENCE Q, q_{11}, q_{12}, q_{21}, q_{22}</p>	<p>§ 4. PLANCHE VI : LES PARAMÈTRES « DE BALANCEMENT » L l_{11}, l_{12}, l_{21}, l_{22}</p>	<p>§ 4. PLANCHE VII : LES PARAMÈTRES DE DIFFUSION S s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}</p>	
<p>1. Conditions de mesure</p>	<p>1. Conditions de mesure</p>	<p>1. Conditions de mesure (cf. fig. 7 et système 7)</p>	<p>2. Conditions de mesures</p>
<p>Gain inverse en tension pour la sortie en circuit ouvert :</p> $q_{11} = \frac{v_1}{v_2}$ <p>pour $(-i_2) = 0$</p>	<p>Gain en tension pour l'entrée en circuit ouvert :</p> $l_{11} = \frac{v_2}{v_1}$ <p>pour $i_1 = 0$</p>	<p>Rapport de l'onde réfléchie à l'entrée sur l'onde injectée à l'entrée pour une onde injectée à la sortie de valeur nulle (ou pour une impédance caractéristique Z_E infinie) :</p> $s_{11} = \frac{d_1}{c_1}$ <p>pour $c_2 = 0 \rightarrow$</p> $s_{11} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}}$ <p>pour $\frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} = 0$</p>	<p>Se reporter à la figure 7. Nous noterons que :</p> $V_1 = E_{i1} + E_{r1}$ <p>et $V_2 = E_{i2} + E_{r2}$</p> $I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0}$ <p>et $I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0}$</p>
<p>Inverse négatif du gain en courant pour la sortie en court-circuit :</p> $q_{22} = - \frac{i_1}{i_2}$ <p>pour $v_2 = 0$</p>	<p>Gain en courant (changé de signe à cause de la convention de la figure 2a) pour l'entrée en court-circuit :</p> $l_{22} = - \frac{i_2}{i_1}$ <p>pour $v_1 = 0$</p>	<p>Rapport de l'onde réfléchie à la sortie sur l'onde injectée à la sortie pour une onde injectée à l'entrée de valeur nulle (ou pour une impédance Z_0 infinie) :</p> $s_{22} = \frac{d_2}{c_2}$ <p>pour $c_1 = 0 \rightarrow$</p> $s_{22} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}}$ <p>pour $\frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} = 0$</p>	<p>En toute rigueur, il faudrait écrire :</p> $c_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2 \sqrt{Z_0}}$ <p>$c_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2 \sqrt{Z_0}}$</p> <p>pour les variables indépendantes tandis que les variables dépendantes deviendraient :</p> $d_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2 \sqrt{Z_0}}$ <p>$d_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2 \sqrt{Z_0}}$</p>
<p>Trans-impédance inverse négative pour la sortie en court-circuit :</p> $q_{12} = - \frac{v_1}{i_2}$ <p>pour $v_2 = 0$; $q_{12} \neq z_{12}$ (pour $i_1 = 0$)</p>	<p>Trans-impédance directe (changée de signe) pour l'entrée en court-circuit :</p> $l_{12} = - \frac{v_2}{i_1}$ <p>pour $v_1 = 0$</p> $l_{12} = - \frac{1}{y_{12}}$	<p>Rapport de l'onde réfléchie à l'entrée sur l'onde injectée à l'entrée de valeur nulle (ou pour $Z_0 = \infty$) :</p> $s_{12} = \frac{d_1}{c_2}$ <p>pour $c_1 = 0 \rightarrow$</p> $s_{12} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}}$ <p>pour $\frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} = 0$</p>	<p>De plus :</p> <ul style="list-style-type: none"> - s_{11} et s_{22} sont les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie du montage ; - $s_{21} ^2$ et $s_{12} ^2$, valeurs absolues respectives de s_{21} et de s_{12}, élevées au carré, sont les gains d'insertion (du circuit hyperfréquence dans son site d'implantation) direct et inverse tandis que les angles rattachés à s_{21} et à s_{12} sont les décalages de phase précisément causés par cette introduction du composant dans le réseau qui l'abrite.
<p>Transadmittance négative inverse pour la sortie en court-circuit :</p> $q_{21} = - \frac{i_1}{v_2}$ <p>pour $v_2 = 0$</p>	<p>Trans-admittance directe pour l'entrée en circuit ouvert :</p> $l_{21} = \frac{i_2}{v_1}$ <p>pour $i_1 = 0$</p> $l_{21} = \frac{1}{z_{12}}$	<p>Rapport de l'onde réfléchie à la sortie sur l'onde injectée à la sortie de valeur nulle (ou pour $Z_0 = \infty$) :</p> $s_{21} = \frac{d_2}{c_1}$ <p>pour $c_2 = 0 \rightarrow$</p> $s_{21} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}}$ <p>pour $\frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} = 0$</p>	<p>En pratique, il convient d'employer un abaque de Smith pour tirer toutes les astuces des paramètres de diffusion S (de « scattering »). Mais c'est une histoire que nous aborderons un jour, après cette période d'initiation.</p>
<p>2. Observations à propos des paramètres Q</p> <p>Nommés paramètres de pseudo-transférance Q parce que le sens conventionnel de la figure 5a introduit des signes négatifs assez ennuyeux dans les montages en cascade des transistors. Pour pallier cet inconvénient, il est recommandé (Denis-Papin, Kauffmann) d'adapter les sens précisés figure 5b. Les équations qui résultent de l'observation de cette règle conduisent aux paramètres de « transférance » (vraie) ou paramètres T (planche VIII).</p>	<p>2. Observations à propos des paramètres L</p> <p>Ces paramètres dits de « balancement » L sont utiles à connaître puisqu'ils dissocient la sortie (v_2, i_2) de l'entrée (v_1, $-i_1$) mais ils s'avèrent peu maniables à cause du signe négatif nécessairement affecté à l'intensité incidente dans la configuration de la figure 5a. En revanche, avec la convention de la figure 5b, nous aurions :</p> $\begin{cases} v_2 = l_{11} v_1 + l'_{12} i_1 \\ i_2 = l'_{21} v_1 + l'_{22} i_1 \end{cases}$ <p>système « caractéristique »</p> <p>ce qui allégerait l'écriture des paramètres l_{12} et l_{22}.</p>		

§ 4. PLANCHE VIII : LES PARAMÈTRES DE TRANSFÉRANCE T $t_{11}, t_{12}, t_{21}, t_{22}$	
1. Conditions de mesure (fig. 5b)	
8	$\begin{cases} v_1 = t_{11} v_2 + t_{12} i_2 \\ v_1 = t_{21} v_2 + t_{22} i_2 \end{cases}$ ressemble au système 5 mais i_2 , par convention (fig. 5b) est ici choisi de sens positif.
Gain inverse en tension pour la sortie en circuit ouvert :	
$t_{11} = \frac{v_1}{v_2}$ pour $i_2 = 0$	
Gain inverse en courant pour la sortie en court-circuit :	
$t_{22} = \frac{i_1}{v_2}$ pour $v_2 = 0$	
Trans-impédance inverse pour la sortie en court-circuit :	
$t_{12} = \frac{v_1}{i_2}$ pour $v_2 = 0$	
Transadmittance inverse pour la sortie en circuit ouvert :	
$t_{21} = \frac{i_1}{v_2}$ pour $i_2 = 0$	
2. Remarques sur les paramètres T	
Pour les montages « en cascade » (ou « en étage », ou « en chaîne »), la connaissance des paramètres T facilite le calcul de leurs associations (série). Les modules qui les composent sont parfois appelés « transfèreurs » dans la littérature.	
N.B. - Transférance : « qui assure un « transfert » d'énergie ».	

Pour achever ce paragraphe, disons que :

Les tensions d'entrée et de sortie (et les courants respectifs) sont des données expérimentales plus ou moins accessibles. Les paramètres Z et Y sont les plus commodes pour dresser les schémas équivalents des transistors*. En revanche, les paramètres H et S sont fournis par les constructeurs parce qu'ils sont plus faciles à déterminer dans les productions en série. Les paramètres de transférabilité $T = \{t_{11}, t_{22}, t_{12}, t_{21}\}$ et de comportement en haute fréquence

* Voir Appendice II.

§ 4. PLANCHE IX : LES PARAMÈTRES DE FRÉQUENCE F $f_{11}, f_{12}, f_{21}, f_{22}$	
1. Équations de définition (fig. 7)	Ondes incidentes appliquées de tensions E_{i1} (entrée) et E_{i2} (sortie), variables indépendantes ; ondes émergentes mesurées de tensions E_{r1} (entrée) et E_{r2} (sortie), variables dépendantes : $\begin{aligned} E_{r1} &= f_{11} E_{i1} + f_{12} E_{i2} \\ E_{r2} &= f_{21} E_{i1} + f_{22} E_{i2} \end{aligned}$
2. Conditions de mesure	Coefficient de réflexion à l'entrée (1) pour une onde appliquée en sortie T (2) de valeur nulle : $f_{11} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \text{ pour } E_{i2} = 0$ $f_{11} = \Gamma_1 = \frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0}$ avec Z_u , impédance de charge, pour $E_{i2} = 0$. Coefficient de réflexion à la sortie (2) pour une onde appliquée à l'entrée (1) de valeur nulle : $f_{22} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}}$ pour $E_{i1} = 0, f_{22} = \Gamma_2$ Coefficient de transmissibilité de la sortie (2) sur l'entrée (1) pour une onde appliquée à l'entrée de tension nulle : $f_{12} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \text{ pour } E_{i1} = 0$ Coefficient de transmissibilité de l'entrée (1) sur la sortie (2) pour une onde appliquée à la sortie de tension nulle : $f_{21} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \text{ pour } E_{i2} = 0$
3. Remarques sur les paramètres F	Ces paramètres s'inscrivent dans le cadre des paramètres de diffusion S, ils ne sont cités ici que pour préciser la notion de coefficient de réflexion qui, en hyperfréquence, souligne la qualité de l'adaptation des impédances par sa grandeur (ρ) et le décalage en phase θ qui résulte de l'insertion du composant dans son circuit sustentateur. $\Gamma = \frac{v_r}{v_i} = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$ $= \frac{Y_0 - Y_c}{Y_0 + Y_c}$ L'impédance normalisée Z_n vaut : $Z_n = \frac{Z_c}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$ ainsi que le prouvent des calculs extrêmement faciles. Nous noterons, aussi, que : $\begin{aligned} v_1 &= e_{i1} + e_{r1} \\ v_2 &= e_{i2} + e_{r2} \end{aligned}$ $i_1 = \frac{e_{i1} - e_{r1}}{Z_0} \text{ et } i_2 = \frac{e_{i2} - e_{r2}}{Z_0}$ comme l'établit la seule loi d'Ohm appliquée à la figure 7, en tenant compte des signes algébriques des tensions et des courants. Un autre système est alors proposé qui utilise les paramètres F liés aux ondes progressives : $\begin{aligned} e_{r1} &= f_{11} e_{i1} + f_{12} e_{i2} \\ e_{r2} &= f_{21} e_{i1} + f_{22} e_{i2} \end{aligned}$ où : $\{F\} = \{f_{11}, f_{12}, f_{21}, f_{22}\}$ Les indices i et r se lisent, respectivement, « incident » et « réfléchi », tandis que les indices 1 et 2 restent affectés à l'entrée et à la sortie.

ce $\{F\}$ sont rarement rencontrés mais les ignorer empêche de bien saisir la portée des autres.

Pour les paramètres de transférabilité T, il convient de se reporter à la figure 5b :

$$8 \begin{cases} v_1 = t_{11} v_2 + t_{12} i_2 \\ i_1 = t_{21} v_2 + t_{22} i_2 \end{cases}$$

qui correspond au système « 5 », précédemment établi, avec, toutefois, le courant de sortie i_2 , pris **positivement**, ce qui facilite les opérations successives relatives à des **associations de circuits en série** (d'où le nom de **transférabilité** formé par MM. Denis-Papin et Kaufmann).

5. DIVERSES COURBES DES CATALOGUES DES FABRICANTS

Lorsqu'un achat est décidé, il faut, répétons-le, se procurer les manuels des fabricants. Nul ne peut inventer à partir de rien et s'engager sur un produit sans le connaître conduit à des déboires certains. Un vieux maître disait qu'il était plus rapide de construire son circuit dans sa tête avant que de le façonner. Il y a beaucoup de vérité derrière cette boutade.

5.1. Généralités

Les constructeurs procurent, en général, les **réseaux de caractéristiques statiques** (à partir desquels on trace les caractéristiques dynamiques, une fois définies les conditions de charge, donc d'utilisation) qui comprennent les **courbes** (fig. 8) :

- 1) $\pm I_C = f_1 (\pm V_{CE})$, pour diverses intensités $\pm I_B$; + en N.P.N., - en P.N.P.
- 2) $\pm I_C = f_2 (\pm I_B)$, pour différentes grandeurs de $\pm V_{CE}$ (rarement) ou une seule (souvent).
- 3) $\pm V_{BE} = f_3 (\pm I_B)$ pour une, ou exceptionnellement, plusieurs tensions $\pm V_{CE}$.
- 4) $\pm V_{BE} = f_4 (\pm I_B)$.

Les valeurs indiquées sont « typiques », donc « moyennes » pour un « type de fabrication ». Elles sont donc variables à l'intérieur des plages de tolérances admises. Tant que les pièces acquises demeurent ainsi dans les limites extrêmes de la dispersion, aucune réclamation ne peut être acceptée. Les données sont toujours formulées pour une température de fonctionnement σ_F , ou T_F , fixée, exprimée en degrés centésimaux [°C], ou degrés Celsius (nè jamais parler, à propos de chaleur, de degrés centigrades... le grade [Gr] étant une unité... d'angle !)*. On dit aussi « température ambiante » T_A .

D'autres paramètres sont indiqués aux côtés des grandeurs en tensions et en courants, soient alternatives, soient continues, sans omettre les notions relatives aux fréquences, aux bruits, aux fuites, aux temps de commutation, de reconversion, etc., que nous verrons au fur et à mesure de notre progression (tableau III).

Les points de fonctionnement relatifs aux quatre quadrants sont indiqués par F_{11}, F_{12}, F_{21} et F_{22} (fig. 8).

Il convient de bien noter sur les fiches pratiques que :

— **Le montage émetteur-commun** (E.C.) procure : un grand gain en tension, un grand gain en courant $\beta = h_{21e}$, un grand gain en puissance, une impédance d'entrée faible, une impédance de sortie forte.

— **Le montage base-commune** (B.C.) entraîne : un grand gain en tension, un gain en courant inférieur à l'unité $\alpha = -h_{21b}$, une impédance d'entrée très basse, une impédance de sortie très élevée.

* Cela rappelle la mésaventure de cet adjudant qui pensait que l'angle droit bouillait à 100 degrés... alors que chacun sait qu'il « bouille » à 90 degrés seulement !

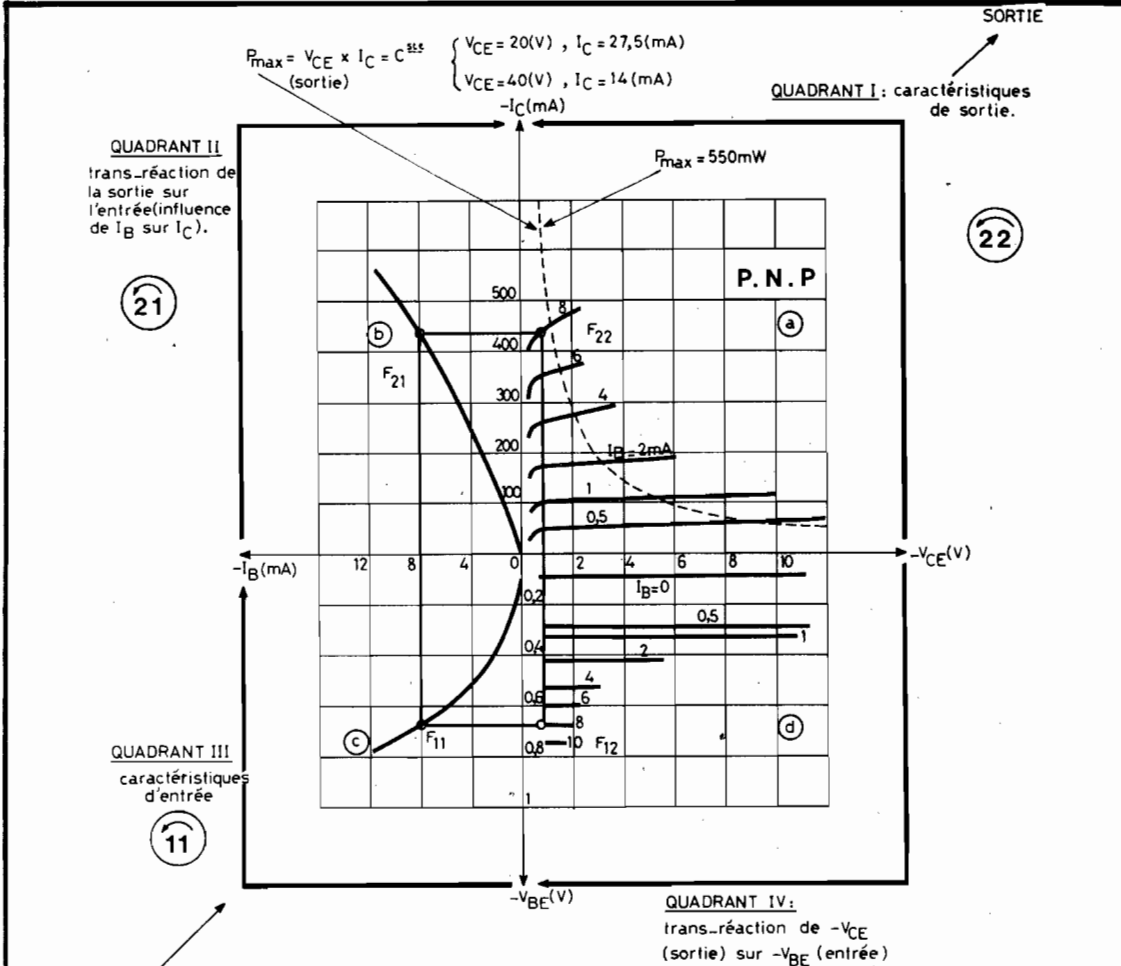


Fig. 8 ENTREE

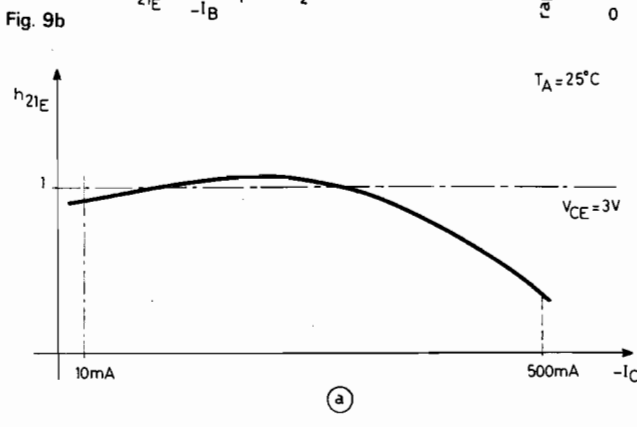
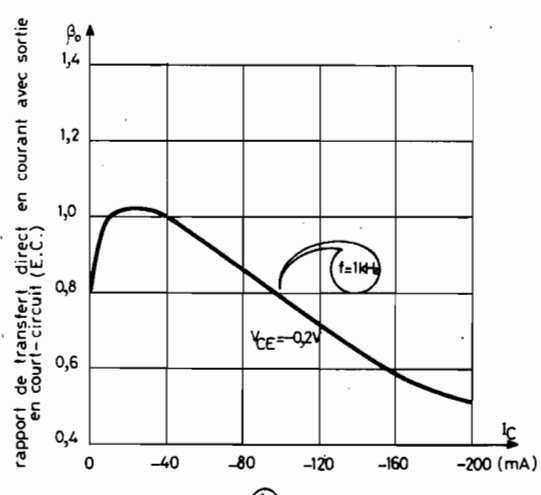
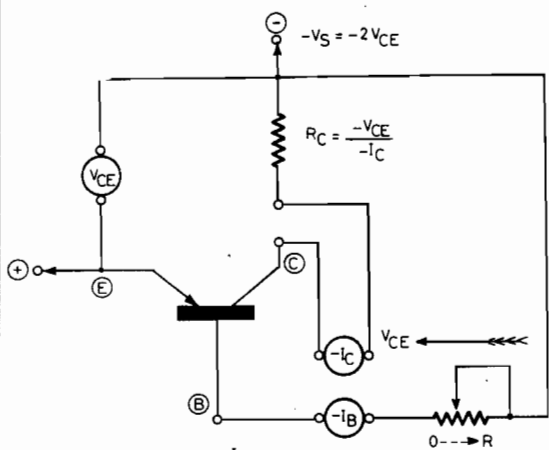


Fig. 9

— Le montage collecteur-commun (C.C.) permet : un gain en tension inférieur à l'unité, un gain en courant élevé, un gain en puissance faible, une impédance d'entrée forte, une impédance de sortie basse.

Quelques indications sur les grandeurs rencontrées couramment en (E.C.) et en (B.C.) sont reprises tableau III.

5.2. Paramètres de réalisation

Les paramètres $\{Z\}$, $\{Y\}$ et $\{H\}$ sont utiles pour déterminer les valeurs des tensions et des courants admissibles dans les montages tant pour les grandeurs continues que pour les petits signaux basse-fréquence.

Désignons le rapport de transfert direct de courants, émetteur à la masse, par

$$h_{21E} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_C}{I_B}$$

Nous savons que :

$$\alpha_0 = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_B + I_C}$$

Divisons le numérateur et le dénominateur de cette fraction par I_C :

$$\alpha_0 = \frac{1}{\frac{I_B}{I_C} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{h_{21E}} + 1} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$$

La figure 9(a) montre comment h_{21E} varie en fonction de l'augmentation du courant collecteur. La figure 9(b) indique, de même, la variation de β_0 pour un transistor PNP. On constate que β_0 croît rapidement au départ et, après un palier plus ou moins étalé, diminue. Lorsque les intensités deviennent trop grandes, tous les transistors possèdent un gain décroissant.

La figure-10 montre les variations des paramètres $\{Y\}$ en fonction du courant émetteur I_e , en faisant ressortir les conductances, les capacités et les angles de déphasage (voir tableau II). La figure 11 rassemble ce qu'il convient de retenir à propos des paramètres hybrides $\{H\}$, déterminés en fonction de I_C (fig. 11a) et de V_{CE} (fig. 11b). Les tensions de saturation que l'on observe lorsque les tensions de polarisation inverse des jonctions base-collecteur, collecteur-émetteur (fig. 12-a), base-émetteur (fig. 12-b) deviennent inférieures au volt. Dans ces conditions les champs de polarisation et

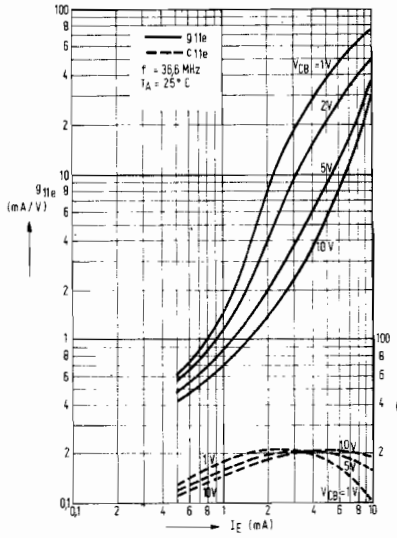


Fig. 10a - Admittance d'entrée.

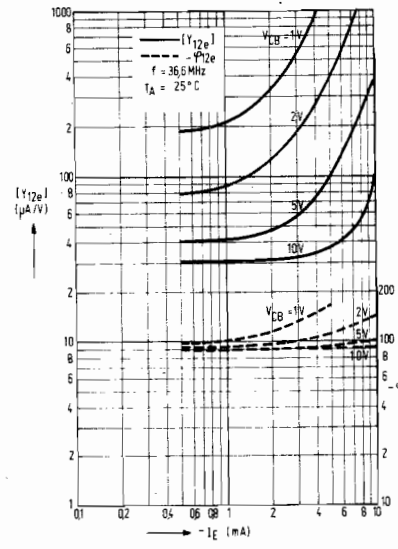


Fig. 10b - Admittance inverse.

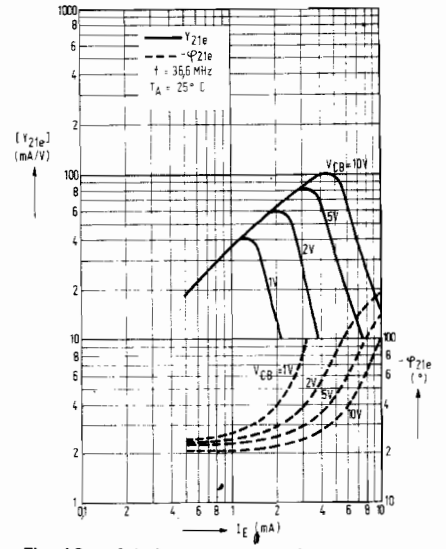


Fig. 10c - Admittance de transfert.

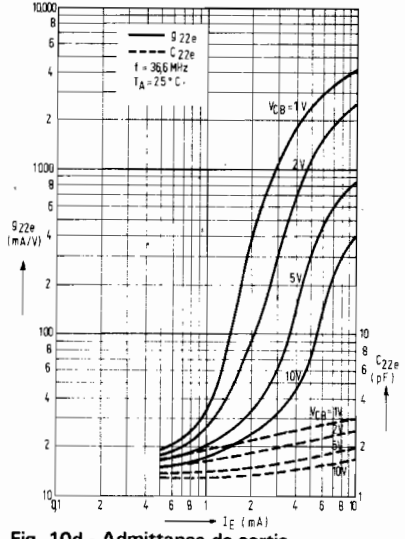


Fig. 10d - Admittance de sortie.

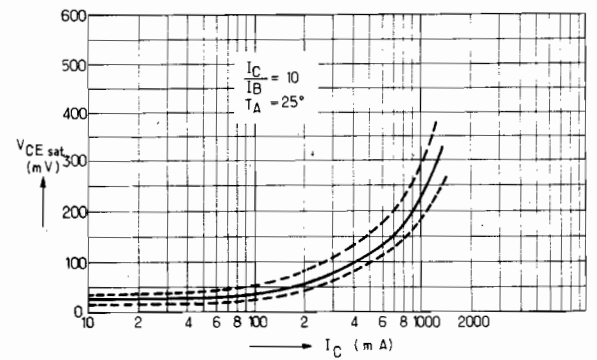


Fig. 12a - Tension de saturation collecteur-émetteur.

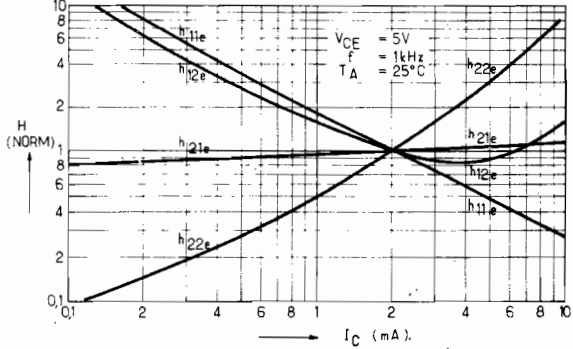


Fig. 11a - Paramètres hybrides en fonction du courant.

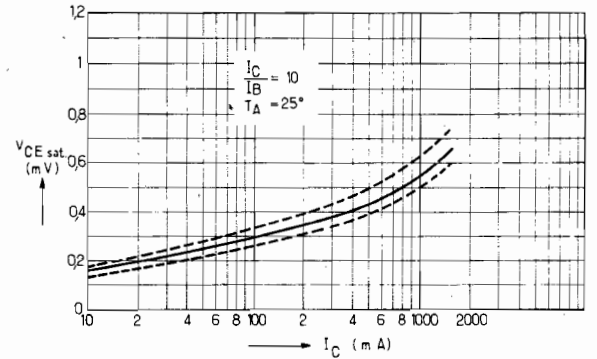


Fig. 12b - Tension de saturation base-émetteur.

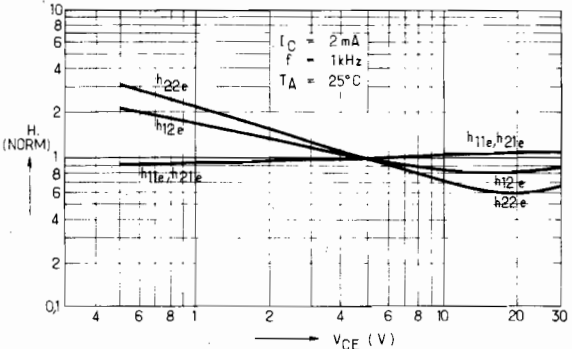


Fig. 11b - Paramètres hybrides en fonction de la tension.

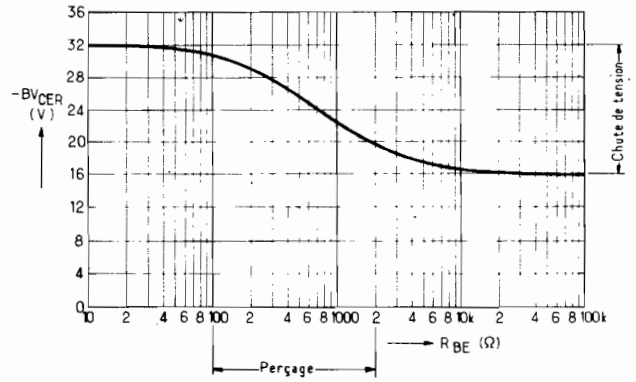


Fig. 12c - Tension de claquage collecteur-émetteur (valeur minimum).

TABLEAU III
Symboles utilisés
par les conducteurs de transistors (résumé)

Facteurs	Symboles
Courant de coupure émetteur base pour une tension $V_{BE} = X [V]$ (polarisation inverse) et une tension V_{CE} spécifiée	$I_{BE(X)}$
Courant collecteur moyen (= avérage, en Anglais)	$I_C (AV)$
Courant de coupure collecteur-base avec I_E nul et V_{CB} spécifiée	I_{CB0} ou I_{CBO}
Courant de coupure collecteur-émetteur, avec $I_B = 0$ et V_{CE} notée.....	I_{CEO}
Courants résiduels correspondants.....	I_{CBS} , I_{CES}
Courant résiduel émetteur-base avec I_C nul et V_{EB} spécifié.....	I_{EBO} ou I_{EBO}
Tension continue collecteur-base avec $I_E = 0$ et I_C spécifié.....	V_{CBO}
Tension continue collecteur-émetteur, avec $I_B = 0$ et I_C spécifié.....	V_{CEO}
Tension de saturation collecteur-émetteur, avec I_B et I_C spécifié.....	$V_{CE sat}$
Tension équivalente de bruit (noise, en Anglais)	V_n
Facteur de bruit (noise figure) à ne pas confondre avec le facteur de mérite.....	N.F. F.M.
Grandeurs alternatives :	
réactances :	x
inductives	x_L
capacitives	x_C
susceptances :	b
inductances	b_L
capacitives	b_C
Capacités (dans les montages E.C., B.C., C.C.) avec grandeurs communes en alternatif (e, b, c)	C_{11e} , C_{12e} C_{21e} , C_{22e} ou b, ou c,
Valeurs angulaires dans les mêmes conditions que précédemment, ou rapportées aux paramètres (Y), le plus souvent	φ_{11b} , φ_{11e} φ_{12b} , φ_{12e} φ_{21b} , φ_{21e} φ_{22b} , φ_{22e}

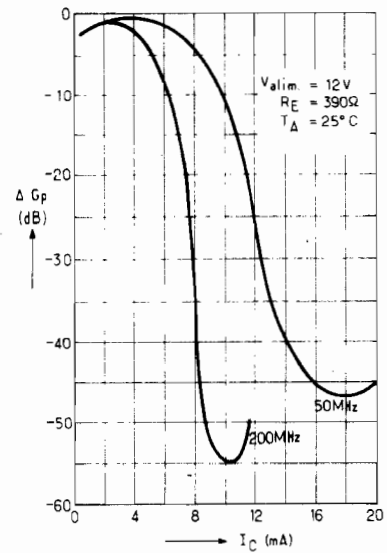


Fig. 13 - Plage de régulation de gain (base commune).

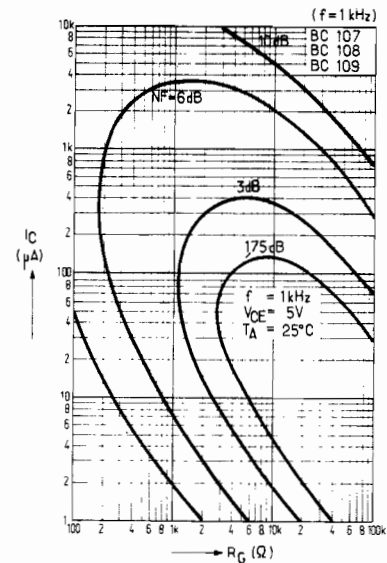


Fig. 14a - Courbes ISO-bruit (f = 1 kHz).

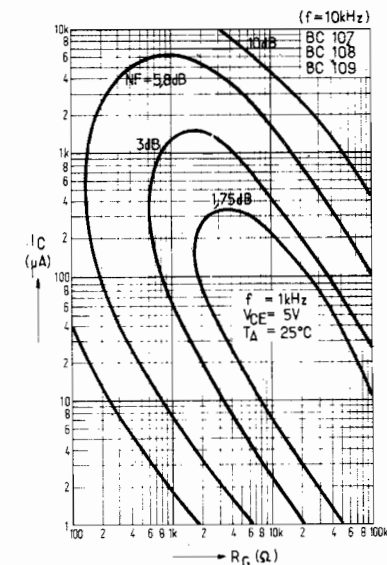


Fig 14b - Courbes ISO-bruit (f = 10 kHz).

TABLEAU III
Grandeurs des paramètres (H)
en montages (B.C.) et (E.C.)

Définition *	Gammes des valeurs (H)	Unités
$\left(\frac{V_1}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (B)	$0,5 < h_{11B} < 1\ 500$	$[\Omega]$ ohms
$\left(\frac{V_1}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (E)	$5 < h_{11E} < 3\ 500$	$[\Omega]$
$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (B)	$10^{-4} < h_{12B} < 1,0$	sans dimensions (rapports de deux grandeurs de même nature)
$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (E)	$10^{-4} < h_{12E} < 1,0$	
$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (B)	$10^{-2} < h_{21B} < 10$	
$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$ pour $V_2 = 0$ (E)	$1 < h_{21E} < 1\ 000$	
$\left(\frac{I_2}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (B)	$0,1 < h_{22B} < 100$	
$\left(\frac{I_2}{V_2}\right)$ pour $I_1 = 0$ (E)	$1 < h_{22E} < 200$	

N.B. : Ces valeurs sont encore respectées dans une plage de fréquence couvrant le continu à 500 kHz, elles commencent à varier au-delà. A partir de 1 GHz, il faut utiliser les paramètres (S).

* (B) : base commune
(E) : émetteur commun

d'ionisation sont trop faibles pour « aspirer » les charges mobiles de l'émetteur. Seule une fraction α' , très petite, du courant d'émetteur est alors captée par le collecteur. La figure 12(c) reprend la variation de la tension de claquage collecteur-émetteur (phénomène de perçage ou « punch-through ») en corrélation avec la valeur de la résistance base-émetteur R_{BE} en ohms. Lorsque ce processus a lieu, le transistor ne « meurt » pas si on ne prolonge pas l'action jusqu'à échauffement (emballage thermique destructif en l'absence d'aération libre ou forcée).

Disons, ici, que les conditions de refroidissement et de ventilation s'avèrent draconiennes pour les semi-conducteurs et que nous leur consacrerons une étude dans la suite de ce travail.

Parfois les constructeurs renseignent sur les variations du gain en puissance G_p écrites ΔG_p et exprimées en décibels [dB]. La figure 13 trace cette courbe en fonction du courant de collecteur I_C :

$$\Delta G_p = \frac{G_p - G_{po}}{G_{po}} [dB] = f(I_C)$$

en indiquant les fréquences aux-

quelles cette évaluation a été effectuée. Cette réponse correspond à la plage de régulation du gain (montage B.C., à $T = 25^\circ C$, sous 12 V d'alimentation ; résistance d'émetteur $R_E : 390 [\Omega]$).

5.3. PARAMÈTRES D'EXPLOITATION

Ces paramètres renseignent sur les capacités d'entrée et de sortie, dynamiques, sur les résistances thermiques, qui interviennent à propos des calculs sur la dissipation en puissance des jonc-

tions, des boîtiers, etc. (dont nous reparlerons). Entrent dans cette catégorie, les courants de rupture, de fuite, de saturation, ainsi que les tensions de perçage et de claquage, sans oublier le comportement du composant considéré à diverses fréquences, ni l'importante question du bruit.

Chacun sait que les transistors sont « plus bruyants » que les tubes, car ils cumulent les effets perturbateurs (fluctuations de tension, courants erratiques, recombinaisons en surface, piègeages intempêtes, etc. dus au matériau lui-même, mais aussi au circuit extérieur dans lequel il est inséré).

La courbe du facteur de bruit (en anglais « noise factor », ou « noise figure ») N.F. est, en général, étalée sur une gamme de fréquences Δf , débutant à la fréquence de première stimulation f_m et s'arrêtant à la fréquence de désensibilisation, ou de coupure f_c (au-delà de laquelle tout processus s'interrompt). Les niveaux de bruit sont notés en décibels (valeurs relatives, par rapport au seuil d'intelligibilité, en deça duquel aucun signal utile n'est perceptible, parce que « noyé » dans « l'herbe »). Les facteurs de bruit sont déterminés, soit à partir de la tension émetteur-base V_{BE} , soit en fonction du courant collecteur, soit de la résistance de la source R_G , pour une fréquence particulière (fig. 14). Quand on se sert de plusieurs fréquences, on a intérêt à se référer aux courbes dont l'allure est reprise figure 15 (surtout en V.H.F., U.H.F., S.H.F.) afin de choisir les transistors disponibles en considérant leur palier de moindre effet de bruit (courbe de la figure 15, entre f_m et f_c). Pratiquement :

$$N.F. = K(\beta_o) \left[1 + \beta_o \left(\frac{f}{f_{ab}} \right)^2 \right]$$

où $K(\beta_o)$ est un facteur dépendant des grandeurs physiques du transistor et du gain en courant (E.C.) à basse fréquence β_o ; f est la fréquence de coupure et f_{ab} est la fréquence de coupure en base commune.

Puisque nous abordons le problème des fréquences, il convient de bien préciser celles dont il est souvent question dans les catalogues ; tout d'abord :

— la fréquence f de coupure f_c (à laquelle le gain a diminué deux fois), notée f_{h21} avec sur-indication du montage (E.C., par e ; B.C., par b) ;

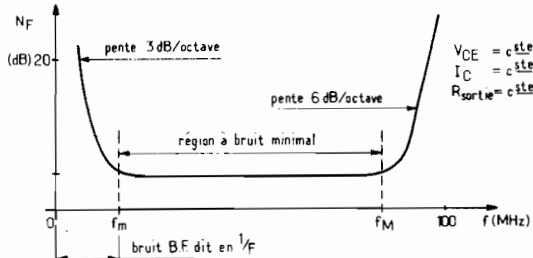


Fig. 15

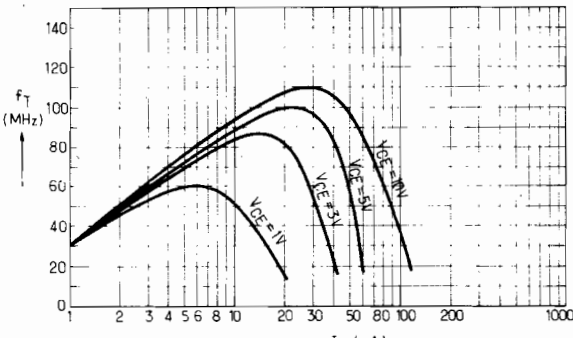


Fig. 16a - Fréquence de transition.

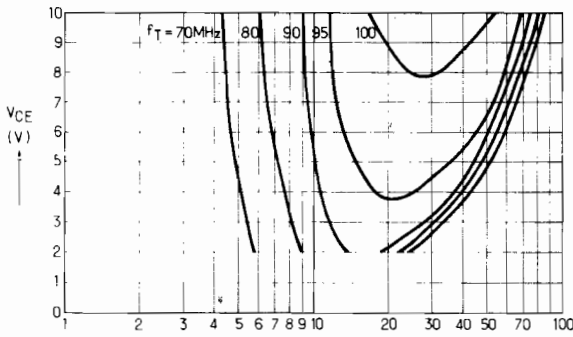


Fig. 16b - Courbes ISO-fT.

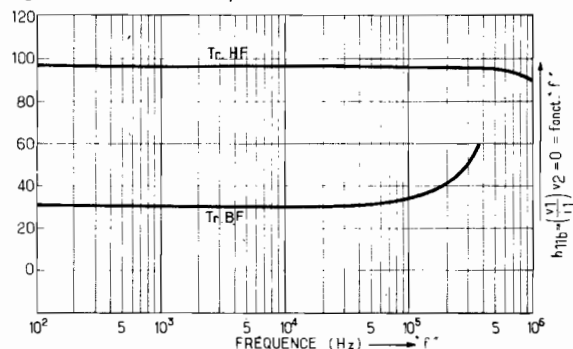


Fig. 17a - $h_{11b} = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)_{v_2=0} \rightarrow h_{ib} [\Omega]$:
impédance d'entrée pour la sortie en court-circuit (base commune).

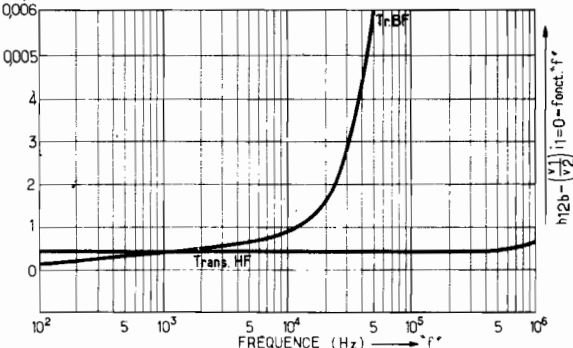


Fig. 17b - $h_{12b} = \left(\frac{V_1}{V_2}\right)_{i_1=0} \rightarrow h_{rb}$:
gain inverse en tension pour l'entrée en circuit ouvert (base commune).

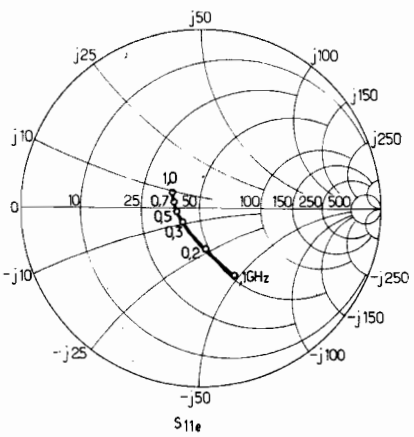


Fig. 18a - Impédance d'entrée $[\Omega]$.

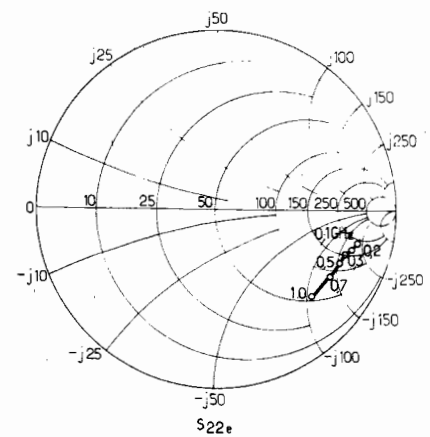


Fig. 18b - Impédance de sortie $[\Omega]$.

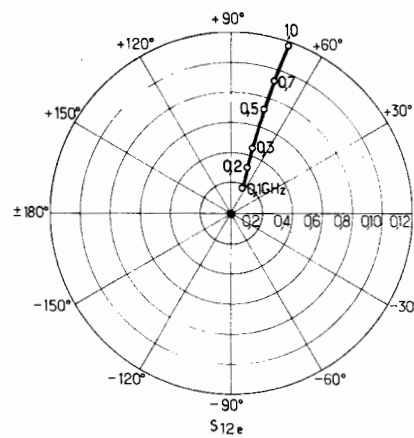


Fig. 18c - Paramètres de transfert - inverse.

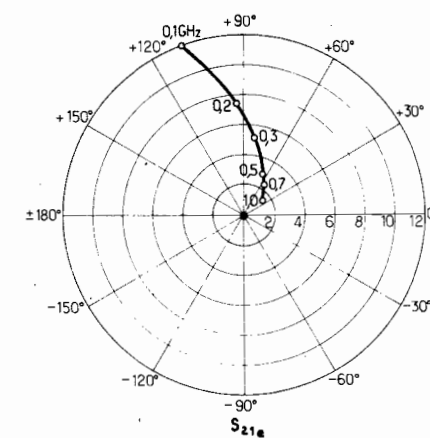


Fig. 18d - Paramètres de transfert - direct.

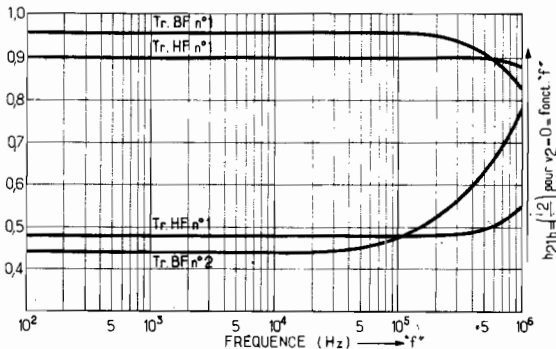


Fig. 17c - $h_{21b} = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)_{v_2=0} \rightarrow h_{fb}$:
gain direct en courant pour la sortie en court-circuit (base commune).

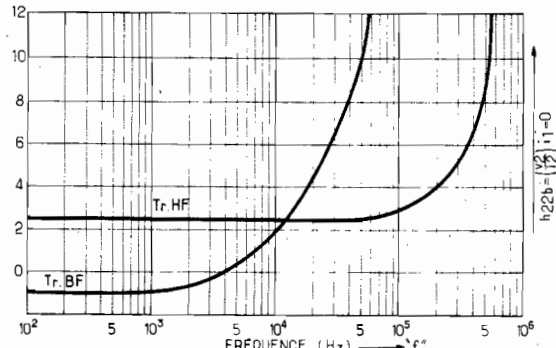


Fig. 17d - $h_{22b} = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)_{i_1=0} \rightarrow h_{ob}$ en $[\mu S]$:
admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert (montage base commune).

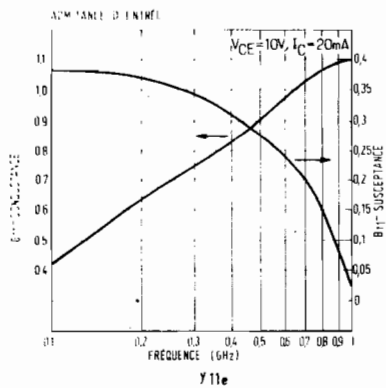


Fig. 19a - Admittance d'entrée.

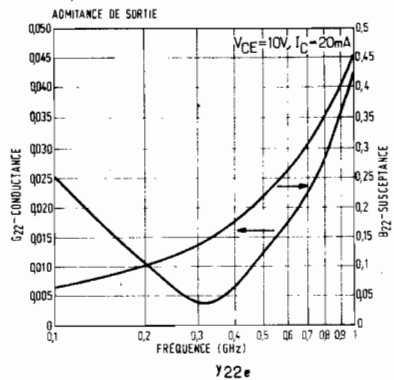


Fig. 19b - Admittance de sortie.

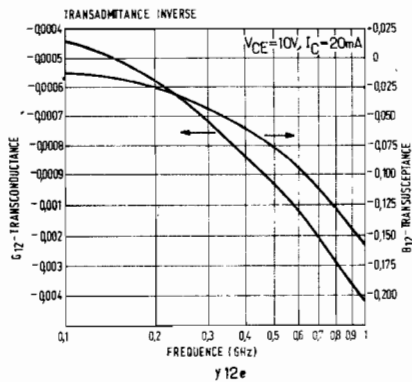


Fig. 19c - Transadmittances inverse.

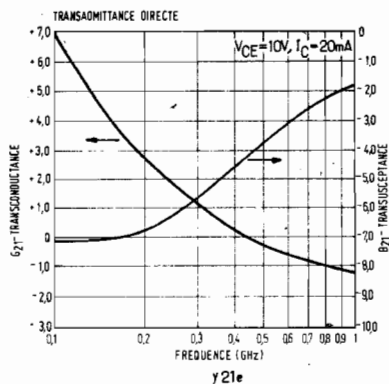


Fig. 19d - Transadmittances directe.

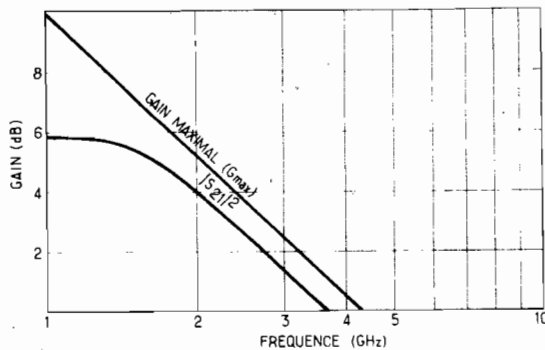


Fig. 20a

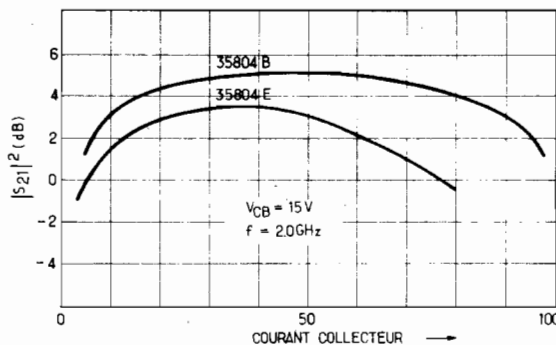


Fig. 20b

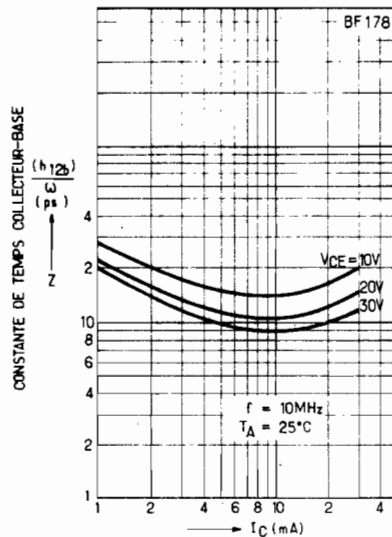


Fig. 21

— la fréquence maximale f_M (à laquelle un transistor peut osciller dans des conditions données) qui vaut :

$$f_M = \sqrt{\frac{f_T}{8 \pi r_b C_b}}$$

où r_b et C_b sont les résistance et capacité de base tandis que f_T est la fréquence pour laquelle le β_o a été ramené à l'unité.

La **fréquence de transition** f_T est une grandeur primordiale. Elle marque le produit du gain h_{21e} par la fréquence de mesure prise dans la partie du spectre pour laquelle h_{21e} décroît sensiblement de 6 dB/octave; pratiquement $f_T = f_1$. La figure 16(a) montre comment f_T varie en fonction du courant collecteur I_C , pour des valeurs de V_{CE} différentes. La figure 16(b) trace sur un **abaque** (et non pas « une »... abaque, du latin « abacus », mot masculin) les courbes d'égales valeurs de f_T (iso- f_T) pour V_{CE} en [V] fonction de I_C en [mA]. Le paramètre de distinction est la fréquence f_T en [MHz].

Certains auteurs ajoutent les diagrammes « puissance P, bande passante Δf », comprise entre $f_{initiale}$ et f_{finale} . Ces indications sont indispensables aux concepteurs qui s'occupent de radiocommunications « large bande » (page de 2 à 30 [MHz]) avec suppression de l'accord sélectif. Il est d'ailleurs nécessaire à ce propos de consulter les **courbes d'intermodulation** (produits de composition des fréquences spectrales introduisant des distorsions H.F. importantes) établies en fonction de la puissance de sortie haute-fréquence, mesurée sur les différents étages constituant l'émetteur, à tension et courant collecteur constants, dans un créneau de fréquence très étroit (par exemple : 30,000 à 30,001 [MHz]).

Dans certains cas, il est indispensable de suivre les variations, en fonction de la fréquence f , des paramètres $\{Y\}$ ou $\{H\}$. Nous aurons donc à connaître les courbes des figures 17 (a, b, c, d) relatives à un montage B.C. pour h_{11b} , h_{12b} , h_{21b} , h_{22b} dans la zone de fréquences de fonctionnement du transistor.

Lorsque les fréquences d'exploitation s'accroissent (au-delà du [GHz]) ce sont les paramètres $\{S\}$ qui apparaissent. Les constructeurs reproduisent dans leurs livres les schémas, tracés par des analyseurs de réseaux automatiques, dont les figures 18 (a, b, c, d) rassemblent les informations principales, en grandeurs vecto-

APPENDICE II Notes sur les circuits équivalents en T

Dans le N° 1482 de la présente revue, la figure 3 a montré le circuit équivalent en T d'un transistor. Nous reprenons ce schéma pour les trois configurations de montage E.C., B.C., C.C., (fig. A'-1).

La résistance de l'émetteur se note r_E , celle de la base r_B et celle du collecteur r_C , avec des lettres majuscules parce que nous travaillons en courant continu (autrement, il nous aurait fallu employer les impédances et... compliquer les explications). La résistance r_M est égale au produit du gain α par la résistance du collecteur r_C . Elle traduit « l'activité » du transistor, source d'énergie d'amplification :

$$\alpha \cdot i_E \cdot r_C = r_M \cdot i_E$$

La résistance de la source, le générateur G, symbolisée r_G , ferme les pôles 1 et 1' du quadripôle de la figure A'-2. La résistance de charge R réunit les pôles 2 et 2'. Adapté sur son entrée et sur sa sortie, le transistor possède alors des résistances d'entrée r_i et de sortie r_s , respectivement égales à r_G et à R, nous aurons donc :

$$r_G = r_i = r_{11} - \left(\frac{r_{12} \cdot r_{21}}{R + r_{22}} \right)$$

et :

$$R = r_s = r_{22} - \left(\frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_G + r_{11}} \right)$$

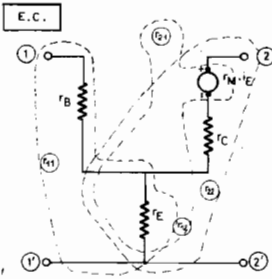
Par ailleurs, il faut toujours se souvenir que les paramètres varient suivant les configurations E.C., B.C., C.C., ainsi :

$$\begin{aligned} h_{11B} &\approx 30 \text{ ohms}; h_{11E} \approx 700 \\ h_{12B} &\approx -5 \times 10^{-4}; h_{12E} \approx 4 \times 10^{-4} \\ h_{21B} &\approx -0,9; h_{21E} \approx 150 \end{aligned}$$

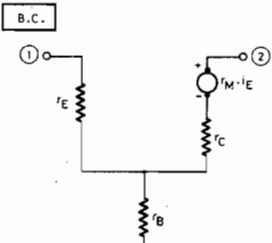
$$h_{22B} \approx 50 \times 10^{-6} [\Omega]; h_{22E} \approx 100 \times 10^{-6} [\Omega]$$

Le signe $[\Omega]$ qui est un omega

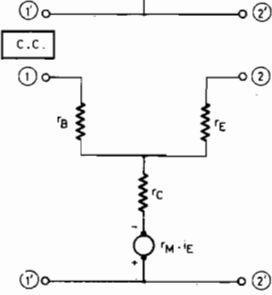
inversé représente l'unité de conductance, en « mhos » ou en « siemens ». Bien voir que



$$\begin{aligned} r_B + r_E &= r_{11} \\ r_C + r_E - r_M &= r_{22} \\ r_E &= r_{12} \\ r_E - r_M &= r_{21} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} r_E + r_B &= r_{11} \\ r_C + r_B &= r_{22} \\ r_B &= r_{12} \\ r_M + r_B &= r_{21} \end{aligned}$$

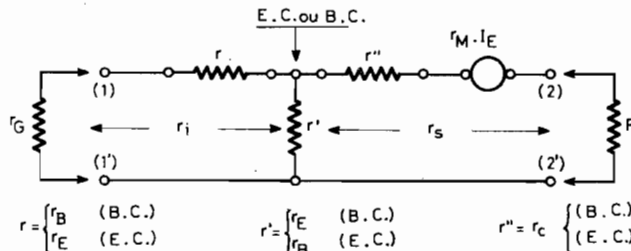


$$\begin{aligned} r_B + r_C &= r_{11} \\ r_C + r_E - r_M &= r_{22} \\ r_C - r_M &= r_{12} \\ r_C &= r_{21} \end{aligned}$$

Rappels	
$r_{11} = \frac{V_1}{I_1}, I_2 = 0$	
$r_{22} = \frac{V_2}{I_2}, I_1 = 0$	
$r_{12} = \frac{V_1}{I_2}, I_1 = 0$	
$r_{21} = \frac{V_2}{I_1}, I_2 = 0$	

Transistors de faible puissance

$$\begin{aligned} 20 [n] &\leq r_E \leq 50 [n] \\ 50 [n] &\leq r_B \leq 500 [n] \\ 10^4 [n] &\leq r_C \leq 10^5 [n] \\ 0,9 &\leq \frac{r_M}{r_C} \leq 0,99 \end{aligned}$$



$$r = \begin{cases} r_B & \text{(B.C.)} \\ r_E & \text{(E.C.)} \end{cases} \quad r' = \begin{cases} r_E & \text{(B.C.)} \\ r_B & \text{(E.C.)} \end{cases} \quad r'' = r_C \quad \begin{cases} \text{(B.C.)} \\ \text{(E.C.)} \end{cases}$$

« mho » est formé sur « ohm », écrit à l'envers.

Les 7 planches, données dans notre précédent numéro et dans celui-ci, dont les quatre relatifs à {Z}, {Y}, {H} et à {S} seront conservés par nos lecteurs dans une chemise séparée afin de les avoir à portée de main pour les exploiter le moment venu. Soulignons comment nous devons mesurer les quatre éléments de chacun des ensembles {Z} à {S} des sept systèmes d'équations formulés plus haut*. Rien n'empêche ensuite (pour le seul plaisir d'être complet) d'y adjoindre les cas de {T} et de {F}.

Nous nous tiendrons, ensuite, aux seules expressions de {Z}, {Y}, {H} et {S} afin d'utiliser toutes les ressources des manuels des fabricants. Nous terminerons, enfin, par des courbes représentatives dont nous expliquerons l'usage (§ 5) afin de ne pas nous tromper dans les applications pratiques. Apparemment, ce luxe de détails semble une perte de temps ; mais, à la vérité, une réflexion pondérée, avant de bondir sur un fer à souder n'a jamais nui à un électronicien de talent, homme d'ordre et de méthode, s'il veut réussir ses maquettes, presque aussi méticuleux qu'un comptable.

* Oserions-nous écrire à l'attention des « matheux » (c'est bien leur droit d'aimer les « maths » !) que ces équations appartiennent à la catégorie dite « linéaire », à « coefficients constants »... du moins à l'instant t_0 de la mesure ajouterait un physicien sourcilieux.

veau de référence t_s sont traduits en nanosecondes et fournis en fonction du courant collecteur I_C . Nous reviendrons sur ces données ultérieurement, à propos des circuits basculeurs, aussi ne nous y attarderons-nous pas.

CONCLUSION

Si les tableaux des paramètres ne sont pas très agréables à lire, il faut bien dire qu'ils ne reflètent qu'un mince aspect de la question. En effet, nous n'avons pas montré comment l'on passe des uns aux autres, ni comment on se sert d'eux pour calculer certains comportements des transistors. Mais nous voulons progresser lentement, préférant manquer de

rigueur pour l'instant au profit d'une meilleure pédagogie. Les libraires regorgent d'ouvrages savants destinés aux érudits. Nous ne sommes ici que des initiateurs.

Avant d'apprendre à nous servir de ce qui a été souligné jusqu'à présent, nous aurons à détailler les technologies car elles correspondent à des particularités d'exploitation dont il est nécessaire de tenir compte en pratique.

De plus, avant d'acheter un transistor il convient de savoir à quoi on le destine ! Cette boutade souligne la nécessité de réfléchir au montage avant de tenter quelque infructueuse manipulation :

- Nature du courant (continu, alternatif, périodique lent, haute fréquence, impulsionnel, etc.).
- Grandeur des signaux (ampli-

tudes de tension, de puissance, faibles ou élevées...).

- Fonctions auxquelles le composant doit satisfaire (amplification, commutation, conversion d'énergie, régulation, relais statique, oscillation, multiplication de fréquences, de tensions, etc.).

- Recherche d'un gain important, ou non, montages d'émission ou de réception, applications industrielles.

- Bruit tolérable, rapport du signal (utile) ou bruit (perturbation), etc.

Enfin, le lecteur sera avisé de se faire avertir des conditions de mesures propres à la « pièce » sur laquelle aura porté son choix. Cette précaution protège contre toute contestation ultérieure.

B. MARIN