

mise au point sur les — TRANSISTORS PARAMETRES des transistors

LE grand ouvrier de la nature est le temps. Quiconque veut aller trop vite dans son apprentissage (et chacun de nous est un apprenti dans quelque métier) risque de perdre de précieux moments par manque de maturation et de réflexion sur les problèmes qui l'occupent.

Si certains aiment davantage le travail pratique, cette aptitude, loin d'être déshonorante, doit, au contraire, être encouragée. Un cerveau isolé, sans une main pour lui obéir, est un engin stérile, impropre à tout perfectionnement.

Il n'en reste pas moins vrai que les indications théoriques

ont le mérite d'éviter les erreurs de la pratique. Point n'est besoin de plonger dans les mathématiques, prétendues supérieures, pour comprendre les phénomènes de la physique. La règle de trois suffit dans bien des cas à soutenir les définitions. En revanche, il faut s'attacher à délimiter correctement les données

dont on est à même de se servir. C'est à cette tâche que nous convions nos lecteurs qui éviteront, ensuite, dans l'emploi qu'ils feront de ces notions, beaucoup de déboires (qui se chiffrent en pertes de temps, en nervosité, en argent mal dépensé, etc.).

INTRODUCTION

Les fabricants de transistors, qui sont des industriels, connaissent bien le prix des choses. S'ils présentent dans leurs manuels des spécifications précises (les « caractéristiques »), accompagnées de « courbes graphiques », ce n'est pas pour le plaisir de remplir des pages ni pour étaler leur science. Ils veulent, tout bonnement, éviter aux acquéreurs de leurs produits de se tromper et leur permettre d'utiliser au mieux de leurs performances les composants mis sur le marché.

Avant de fournir des renseignements, quant au choix des pièces, il convient de connaître les informations nécessaires à la prise de décision. Aussi, dans les lignes qui suivent, l'auteur n'hésite pas à définir les principaux paramètres des transistors, en expliquant les raisons pour lesquelles les constructeurs reproduisent plutôt celles-ci que celles-là. Grâce à cette analyse, nos lecteurs économiseront du temps et de l'argent dans leurs prochaines réalisations. Nous donnerons, nous-mêmes, des exemples complets.

Nous parlerons dans un autre numéro des boîtiers des transistors (« cases »), les fameux T.O... (+ chiffres)* ainsi que de leur fa-

brica-tion, car selon le procédé retenu, les caractéristiques d'utilisation peuvent être différentes (transistors « alliés », transistors « à jonction ») ainsi que des moyens d'enrobage (« packaging »)**.

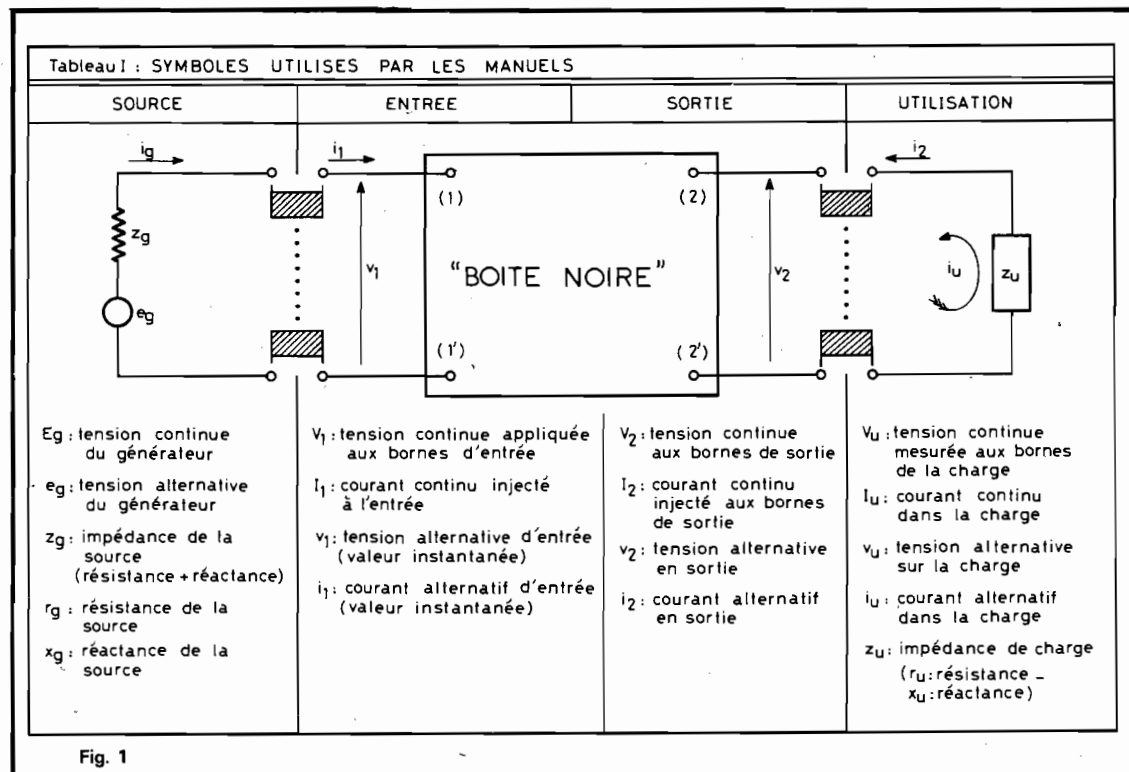
Les pièces offertes actuellement sont fabriquées à partir de trois matériaux fondamentaux, le silicium (Si), le germanium (Ge) et l'arséniure de gallium (AsGa) qui est un composé. Leurs propriétés physiques diffèrent beaucoup et

certaines domaines leur sont réservés (l'« As-Ga », lire « assgha » - en hyperfréquences). Des types PNP, NPN sont proposés, mais aussi des transistors doubles, des transistors complémentaires (PNP-NPN), des transistors à effet de champ (que nous étudierons à la suite de cette série d'articles), avant de jeter un regard sur les circuits intégrés.

Divers symboles sont utiles à connaître et le tableau I en procure les principaux (fig. 1).

1. RÉSISTANCES, IMPÉDANCES ; CONDUCTANCES, ADMITTANCES

Tout quadripôle (fig. 2a) présente quatre relations entre ses deux pôles d'entrée et ses deux pôles de sortie ; les données, relevant de l'entrée seule, sont repérées par le double indice 11 ; celles de la sortie seule, sont notées 22 ; les influences que l'entrée (1)



* T.O. « Transistors outlines » : formes extérieures.

** Disposition interne des « puces », protection, passivation, soudures des connexions, etc.

fait subir à la sortie (2) dites de **transfert direct** sont indiquées par 21 ; celles que la sortie (2) ramènent sur l'entrée (1), **transfert inverse**, s'écrivent 12 ; il faut voir que la zone agissant sur l'autre (entrée sur sortie ; sortie sur entrée) se place en arrière de la zone concernée : 12 (lire un-deux et non pas douze) signifie que la sortie revient sur l'entrée, 21 (lire deux-un et non pas vingt-et-un) traduit que l'entrée intervient sur la sortie. Il s'agit bien d'interconnexions, mesurables, nous verrons plus loin comment (fig. 2b).

En **courant continu**, on mettra en évidence l'ensemble des quatre résistances* :

$$\{R\} = \{r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}\}$$

et l'ensemble des quatre conductances, leurs inverses respectives* :

$$\{G\} = \{g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22}\}$$

En **courant alternatif**, on obtiendra quatre impédances (fig. 2b).

$$\{Z\} = \{z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22}\}$$

et quatre admittances, leurs inverses respectives :

$$\{Y\} = \{y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}\}$$

Nous avons ainsi les paramètres $\{R\}$ et $\{G\}$ (peu usités) et les paramètres $\{Z\}$ et $\{Y\}$ d'un quadripôle. Le tableau II résume ces informations (voir aussi Appendice I).

2. LES PARAMÈTRES HYBRIDES $\{H\}$

Pour des raisons de facilité de mesures, il a été intéressant de mélanger des données impédanciennes et admittanciennes**, avec les notions de gain en tension et en courant, facilement évaluées en fabrication à l'aide de dispositifs d'essais automatiques. Nous aurons donc un ensemble $\{H\}$ groupant les paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21} et h_{22} . Ici, h_{11} est l'impédance d'entrée pour la sortie en circuit fermé ($v_2 = 0$) alors que z_{11} l'était pour la sortie en circuit ouvert ($i_2 = 0$) ; h_{12} est le gain inverse en

* Cf. Appendice I : pour l'emploi de $\{R\}$ et de $\{G\}$ en petits signaux alternatifs.

** Ces adjectifs peuvent surprendre les puristes mais ils sont plaisants à l'oreille. Bien sûr, il faut se garder de continuer par... « impédanciellisation » et « admittanciellisation »... sans oublier les verbes « impédanciellisationner » et « admittanciellisationner », etc.

tension (v_1/v_2) pour l'entrée en circuit ouvert (aucune intensité alternative i_1 n'y circule, $i_1 = 0$) ; h_{21} est le gain direct en courant pour la sortie en court-circuit (intensité alternative i_2 de sortie, maximale, $v_2 = 0$), $h_{21} = i_2/i_1$; h_{22} est l'admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert ($i_1 = 0$) alors que y_{22} l'était pour l'entrée en court-circuit ($v_1 = 0$).

3. PARAMÈTRES DE DISPERSION (« SCATTERING ») S

Lorsque les **fréquences élevées** sont abordées, il est recommandé de se servir des **paramètres de dispersion** (en anglais : « scattering ») $\{S\}$, au nombre de quatre, bien sûr : $s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$ qu'il ne faut pas confondre avec les susceptances du tableau I (propriétés passives de circuits). Ces nouveaux-venus condensent, pour leur part, des informations indispensables à qui s'occupe de micro-ondes, notamment les **impédances des circuits**, les **taux de réflexions** des ondes qui s'y propagent et les **indices de stationnarité*****. Bien que ces notions soient de pratique quotidienne dans ce domaine, nous ne nous y attarderons pas pour l'instant, nous proposant d'y revenir en temps opportun. Toutefois, nous ne pouvions pas les passer sous silence, dès à présent, étant donné l'extension qu'ils prennent actuellement.

4. DÉFINITIONS PHYSIQUES DES PARAMÈTRES D'UN QUADRIPOLE

Rappelons, pour bien fixer les idées, les données du tableau I auxquelles il faut, maintenant, adjoindre $\{H\} = h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ et $\{S\} = s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$. Nous aurons :

- pour l'**entrée** : z_{11}, y_{11}, h_{11} et s_{11} ; pour la **sortie** : z_{22}, y_{22}, h_{22} et s_{22} ;
- pour la contre-réaction sortie sur entrée : z_{12}, y_{12}, h_{12} et s_{12} ;
- pour la réaction directe de l'entrée sur la sortie : z_{21}, y_{21}, h_{21} et s_{21} .

Bien noter que les **pôles** (de sortie - 2 -, ou d'entrée - 1 -) qui agissent sur les **pôles** (d'entrée - 1 -, ou de sortie - 2 -) **s'écrivent derrière les indices liés à ceux dont ils modifient l'état** (fig. 3). Les lexiques américains substi-

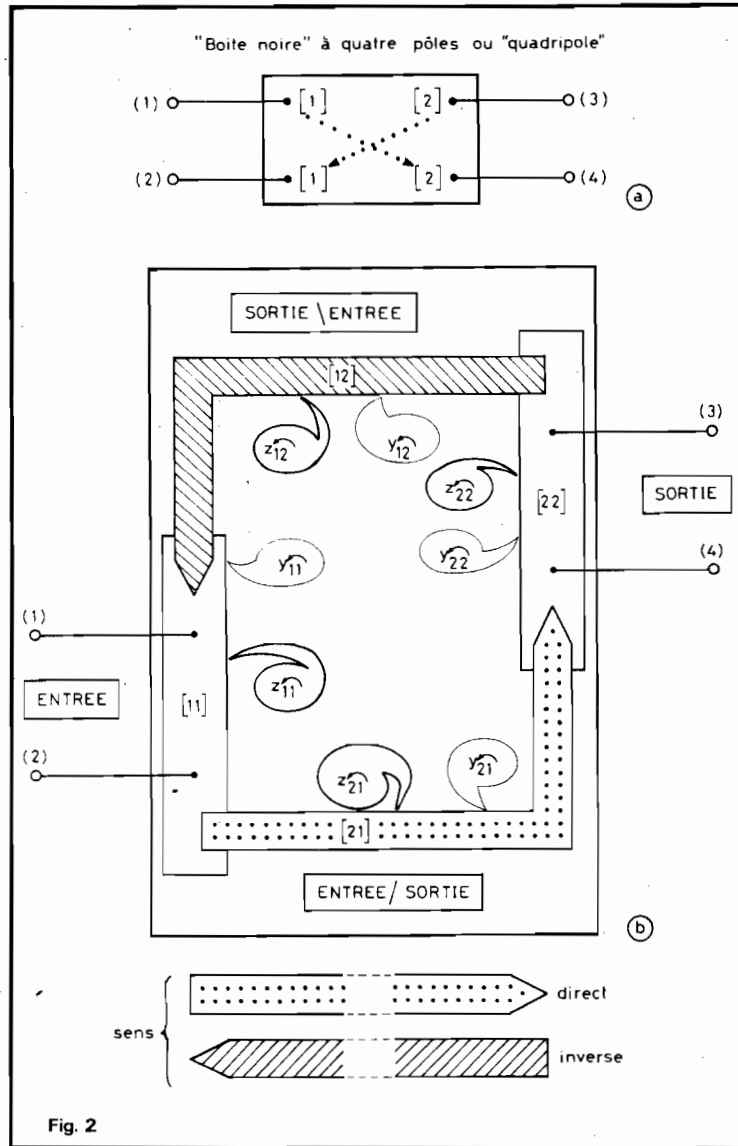


Fig. 2

tuent à 11, la lettre i (input) en indice ; à 12, la lettre r (reverse) ; à 21, la lettre f (forward) et à 22, la lettre 0 (output).

Pourquoi les paramètres sont-ils d'un usage si répandu ? Regardons la figure 4(a) qui reprend le schéma classique d'un transistor « à trois pattes ». Ce n'est ni plus, ni moins, qu'un circuit électrique condensé. Il est donc parcouru par des intensités (fig. 4b), découlant de la présence de tensions appliquées à ses bornes (émetteur E, base B, collecteur C). Ainsi (fig. 4c), entre l'émetteur et la base règne la tension de polarisation V_{BE} , entre la base et le collecteur existe la tension de polarisation (**inverse**, se reporter au début de cette étude dans « H.P. » Nos 1473 et 1478) V_{CB} et entre l'émetteur et le collecteur, la tension V_{CE} (fig. 4b). Le fonctionnement du transistor est alors entièrement déterminé puisque ces tensions, lorsqu'elles sont appliquées, forcent le passage de cou-

rants dans l'émetteur E (soit I_E), dans la base B (soit I_B) et dans le collecteur C (soit I_C). Il ne reste plus qu'à se souvenir de la loi d'Ohm et traduire les symboles de la figure 4(c) sous forme mathématique, à savoir :

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

(loi des tensions)

$$I_E = I_C + I_B$$

(loi des courants)

Grâce à une connexion de masse entrée-sortie, on peut remplacer le tripôle de la figure 4 par le

*** L'enseignement classique s'efforce de faire croire que les « hyper-fréquences » ne peuvent qu'intéresser des ingénieurs de hautes écoles scientifiques, particulièrement doués ! C'est une erreur monumentale que de tomber dans ce piège, les hyperfréquences étant plus faciles à assimiler du point de vue physique, que toutes les prétendues analogies hydrauliques qui encombrant les manuels... à une époque où l'électricité nous est plus familière que les pompes à eau de nos grands-pères ! Nous y viendrons à la suite de cet exposé.

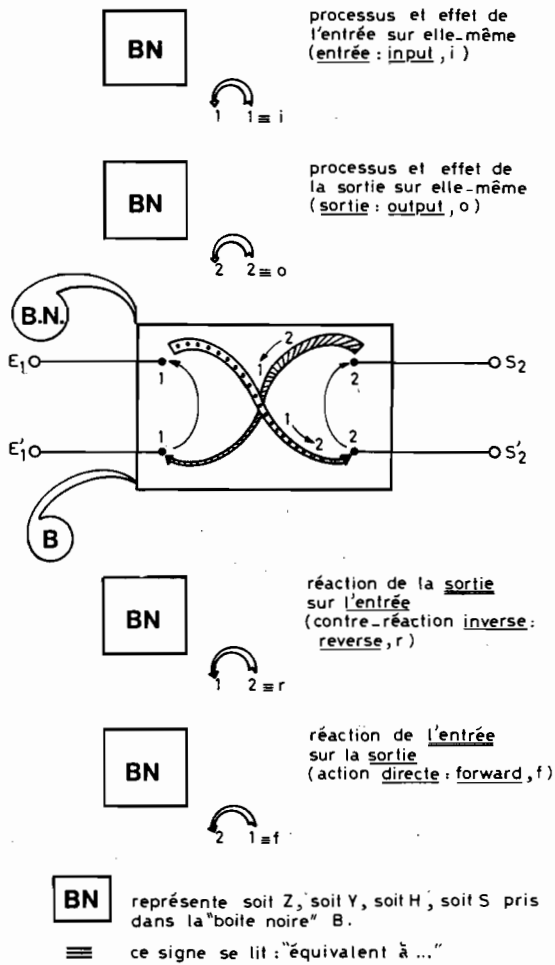


Fig. 3

Tensions et courants sont alternatifs (d'où les notations v et i, en lettres minuscules).

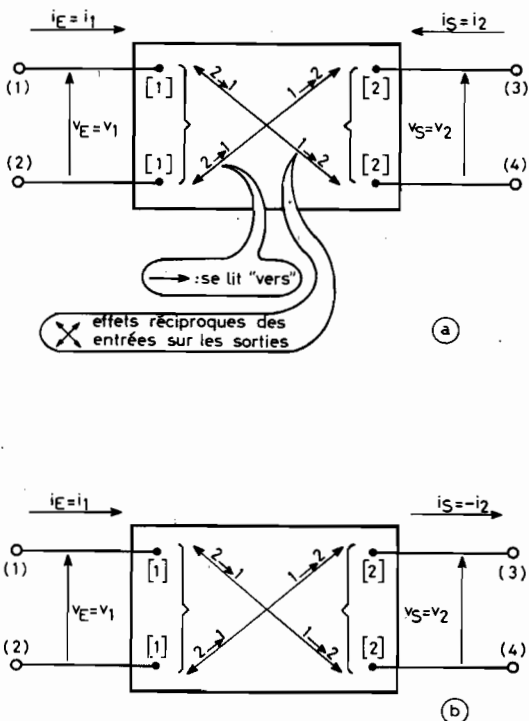


Fig. 5

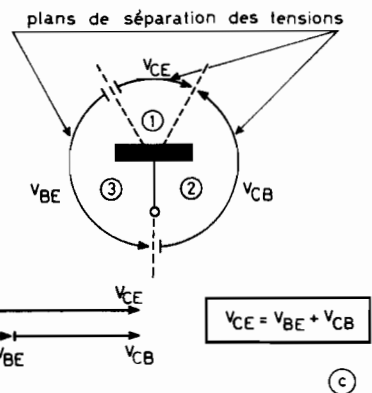
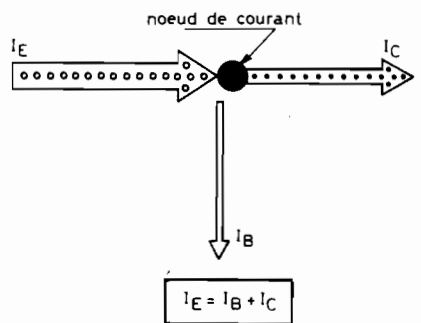
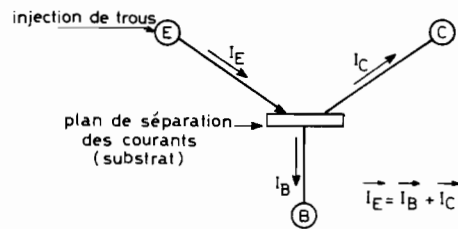
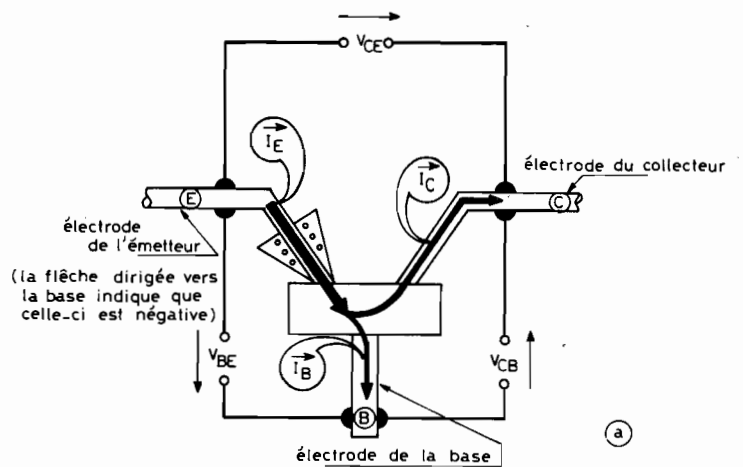


Fig. 4

TABLEAU II
Etablissement des paramètres (Z) et (Y)

Zone concernée	Rep.	Définitions	résistance r	conductance g	réactance X	susceptance S	impédance $Z = r^2 + x^2$	admittance $y = g^2 + s^2$
Entrée	11	Constitution de l'entrée, action propre sur elle-même	r_{11}	g_{11}	x_{11}	b_{11}	$Z_{11} \begin{matrix} r_{11} \\ x_{11} \end{matrix}$	$y_{11} \begin{matrix} g_{11} \\ b_{11} \end{matrix}$
Sortie	12	Réaction de transfert inverse, ou contre réaction	r_{12}	g_{12}	x_{12}	b_{12}	$Z_{12} \begin{matrix} r_{12} \\ x_{12} \end{matrix}$	$y_{12} \begin{matrix} g_{12} \\ b_{12} \end{matrix}$
Entrée								
Entrée	21	Réaction de transfert directe ou action entrée sur sortie	r_{21}	g_{21}	x_{21}	b_{21}	$Z_{21} \begin{matrix} r_{21} \\ x_{21} \end{matrix}$	$y_{21} \begin{matrix} g_{21} \\ b_{21} \end{matrix}$
Sortie								
Sortie	22	Constitution de la sortie, action propre sur elle-même	r_{22}	g_{22}	x_{22}	$Z_{22} \begin{matrix} r_{22} \\ x_{22} \end{matrix}$	$y_{22} \begin{matrix} g_{22} \\ b_{22} \end{matrix}$	

COMMENTAIRES

Il faut se souvenir que $r = (1/g)$ et que $z = (1/y)$; de même, la **réactance** x est l'inverse de la **susceptance** b . La réactance x d'un circuit fait intervenir son coefficient d'auto-induction L (il ne faut pas dire, malgré sa facilité d'emploi, « self »... nos amis anglais en tomberaient de surprise!), l'inverse de sa capacité C , nommée élastance S , dans le système M.K.S.A., et la fréquence de travail f sous la forme de la pulsa-

tion $\omega = 2\pi f$. La susceptance b d'un circuit prend en compte sa capacité C et l'inverse de son coefficient d'auto-induction ($1/L$), toujours considérés à la pulsation ω .

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}$$

$$= \sqrt{r^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

$$= \sqrt{r^2 + \left(L\omega - \frac{S}{\omega}\right)^2}$$

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{r^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{r^2} + \frac{1}{x^2}}$$

De plus :

$$\cos \varphi = \frac{r}{z}$$

$$\sin \varphi = \frac{x}{z}$$

et

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{x}{r}$$

N.B. - Ne pas confondre la susceptance

$$b = \frac{1}{x}$$

avec les **paramètres S** (voir plus loin).

quadripôle (« la boîte noire ») de la figure 5. Par **convention**, on adopte, pour les tensions et pour les courants, les sens (algébriques) portés sur le schéma (fig. 4a) mais rien n'interdit de considérer i_2 comme un courant négatif émergent de la sortie et non plus entrant (fig. 4b) comme cela était présenté antérieurement. Cette configuration est utile lorsque les « étages » s'enchaînent les uns après les autres « en cascade ».

Il faut toujours, dans le cadre de la théorie des transistors, indiquer les **électrodes de commande**, soit, en grandeurs continues, émetteur E, base B, soit, en grandeurs variables, émetteur e, base b. Nous lirons ainsi, Z_E ou Z_B , Z_e ou Z_b ; Y_E ou Y_B , Y_e ou Y_b , etc., suivant le paramètre que nous manipulerons à propos du pôle en question.

Ces précisions terminologiques n'ont rien de superflu. Elles attirent, l'attention des lecteurs sur des données dont l'apparition brutale, dans les manuels des

fournisseurs, peut causer, aux personnes non-averties, quelque désarroi.

A cause des égalités écrites plus haut (voir aussi fig. 4), nous constatons que la connaissance de **quatre grandeurs** (parmi les six possibles) permet donc de **définir le comportement du transistor**. Prenons : I_C , I_E , V_{CE} , V_{BE} , par exemple. De surcroît, l'examen des caractéristiques statiques (réseau des courbes de fonctionnement, voir H.P. N° 1482) montre que ces quatre variables ne sont pas dissociées. Au contraire, sont-elles assujetties les unes aux autres. La détermination des seuls I_C et V_{CE} entraîne celle de I_E et de V_{BE} (courbes de la fig. 6).

Les physiciens disent que ces variables ne sont pas indépendantes ou encore qu'elles sont **fonction** les unes des autres. Sans préciser d'ailleurs (pour l'instant) la nature des **fonctions f, g** qui les associent, nous écrirons sous une

forme simplifiée que :

$$I_C = f(V_{BE}, V_{CB})$$

$$I_E = g(V_{BE}, V_{CB})$$

ce qui signifie, tout bonnement, que I_C et I_E sont complètement **conditionnés** par V_{BE} et V_{CB} ainsi que Lapalisse l'aurait deviné avec nous.

A propos du quadripôle, nous raisonnerons de la même manière en estimant qu'il existe deux fonctions f et g reliant les quatre variables prises de la figure 5(a), dont la nature « continue », ou « alternative » (valeurs instantanées) ne nous importe pas dans l'état actuel de la question. Il vient :

$$f(v_1, i_1, v_2, i_2) = 0$$

$$g(v_2, i_2, v_1, i_1) = 0$$

Comme le transistor est tripolaire, une de ses électrodes servira deux fois et **six configurations d'emploi sont réalisables**. Cependant, la pratique courante n'en retient que trois : soit émetteur commun, soit base commune, soit collecteur commun, ainsi que nous le savons bien déjà.

Certains ouvrages consacrés aux mesures sur les transistors introduisent, en outre, les notions de **transférance**, d'**imittance**, de **transmittance** et de **transpédance**. La transférance est la propriété que présente un transistor de transmettre à celui qui le suit son information de sortie (v_2, i_2) devant donc information d'entrée (v_1, i_1) pour l'autre (activité de transfert). Le mot « immittance » est formé sur im-(pédance) et (ad-)mittance et résume les propriétés globales (en Z et Y) de la pièce. Quant à transmittance et à transpédance, ils signifient admittance, pour le premier, impédance, pour le second, de transfert, soit directe (indice 21, ou f, forward), soit indirecte, ou inverse (indice 12, ou r, reverse).

Revenons à la figure 5a et appliquons-lui la loi d'Ohm pour identifier les paramètres $\{Z\}$, $\{Y\}$, $\{H\}$, ainsi que d'autres (que nous citerons, bien que moins usuels, pour être complets). Nous arrivons ainsi à discerner six systè-

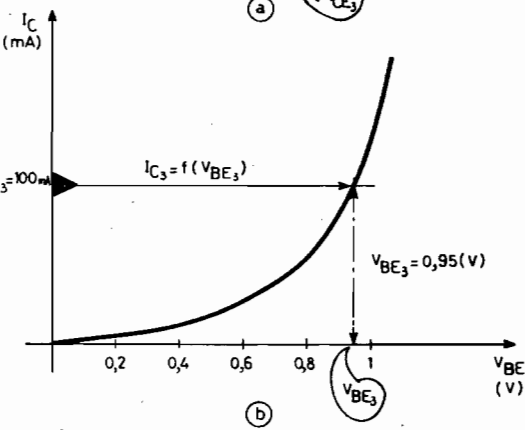
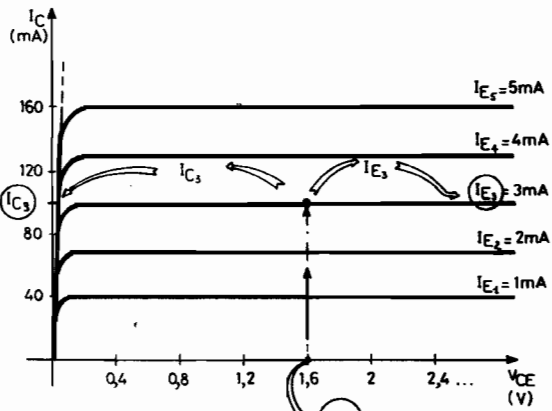


Fig. 6 a et b

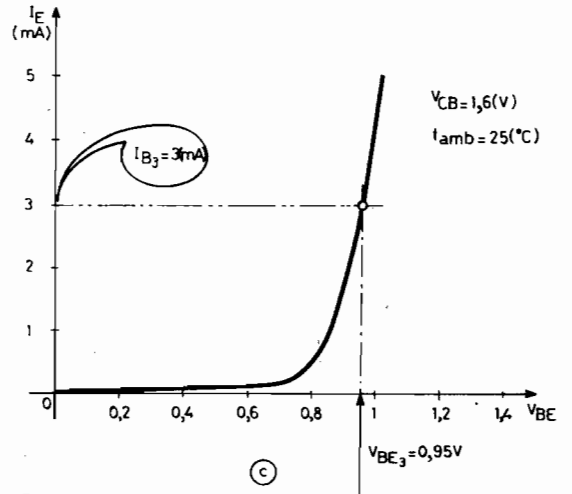


Fig. 6 c

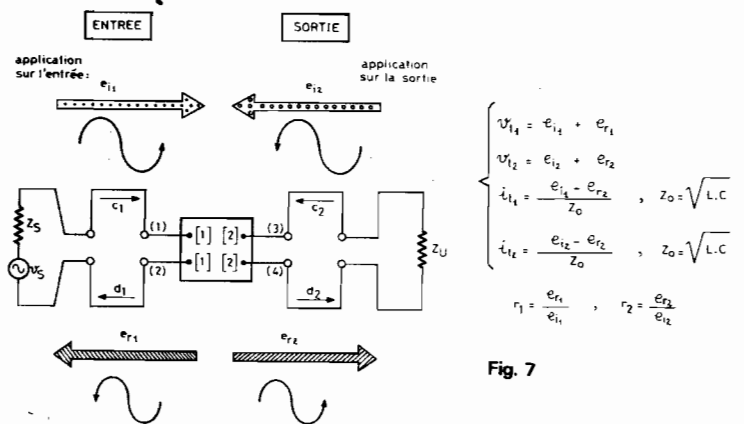
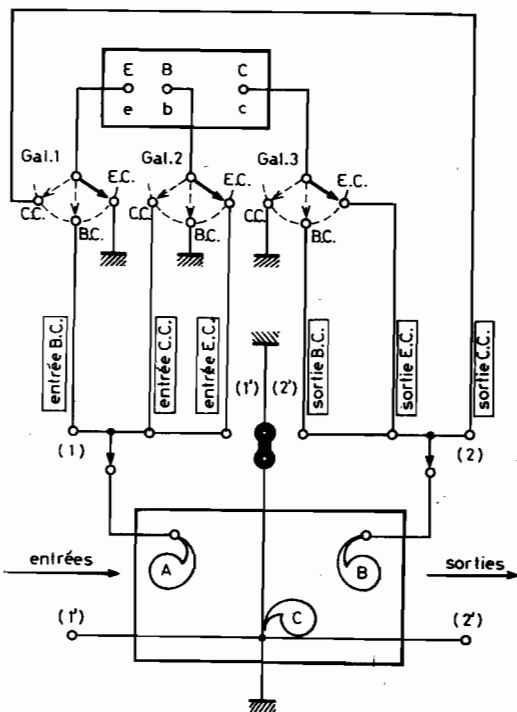
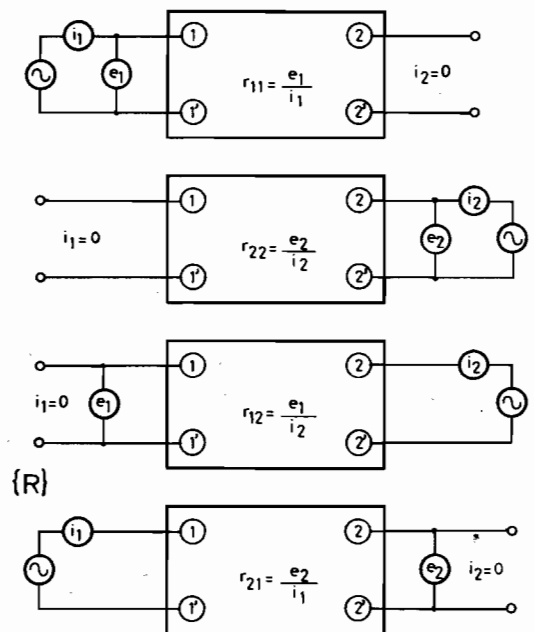


Fig. 7



Appendice Fig. 1



Appendice Fig. 2

nes d'équations, qui, en alternatif, s'écrivent comme suit (étant entendu qu'en courant continu ils conserveraient la même structure formelle mais que les z et les y devraient être remplacés par des r et par des g):

$$1 \begin{cases} v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2 \\ v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2 \end{cases}$$

$$2 \begin{cases} i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = y_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2 \end{cases}$$

$$3 \begin{cases} v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{cases}$$

$$4 \begin{cases} i_1 = p_{11} \cdot v_1 + p_{12} \cdot i_2 \\ v_2 = p_{21} \cdot v_1 + p_{22} \cdot i_2 \end{cases}$$

$$5 \begin{cases} v_1 = g_{11} \cdot v_2 + g_{12} (-i_2) \\ i_1 = g_{21} \cdot v_2 + g_{22} (-i_2) \end{cases}$$

$$6 \begin{cases} v_2 = l_{11} \cdot v_1 + l_{12} (-i_1) \\ i_2 = l_{21} \cdot v_1 + l_{22} (-i_1) \end{cases}$$

Ces systèmes se complètent, à partir des indications de la figure 7, comme suit, pour les paramètres S (de « scattering » ≠ susceptance):

$$7 \begin{cases} d_1 = s_{11} \cdot c_1 + s_{12} \cdot c_2 \\ d_2 = s_{21} \cdot c_1 + s_{22} \cdot c_2 \end{cases}$$

avec :

$$c_1 = \frac{e_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

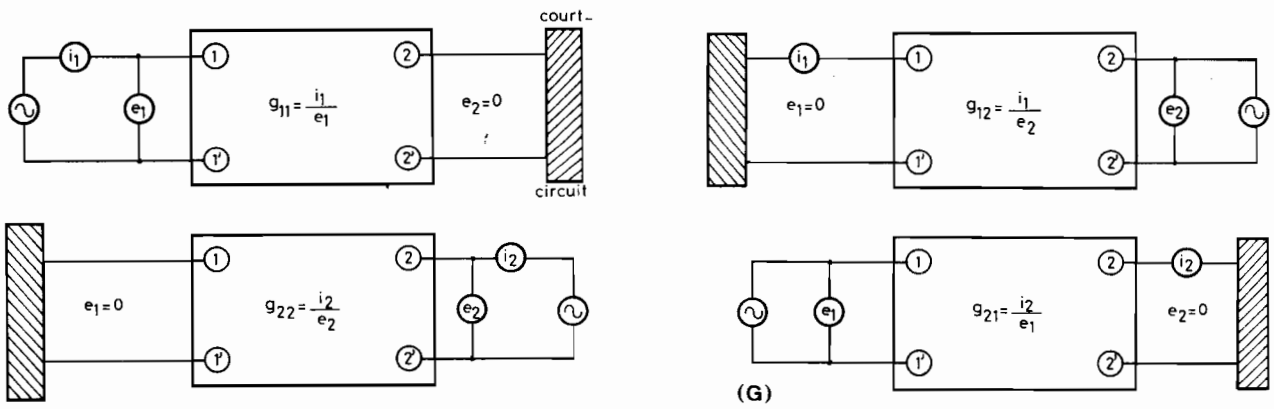
$$c_2 = \frac{e_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$d_1 = \frac{e_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

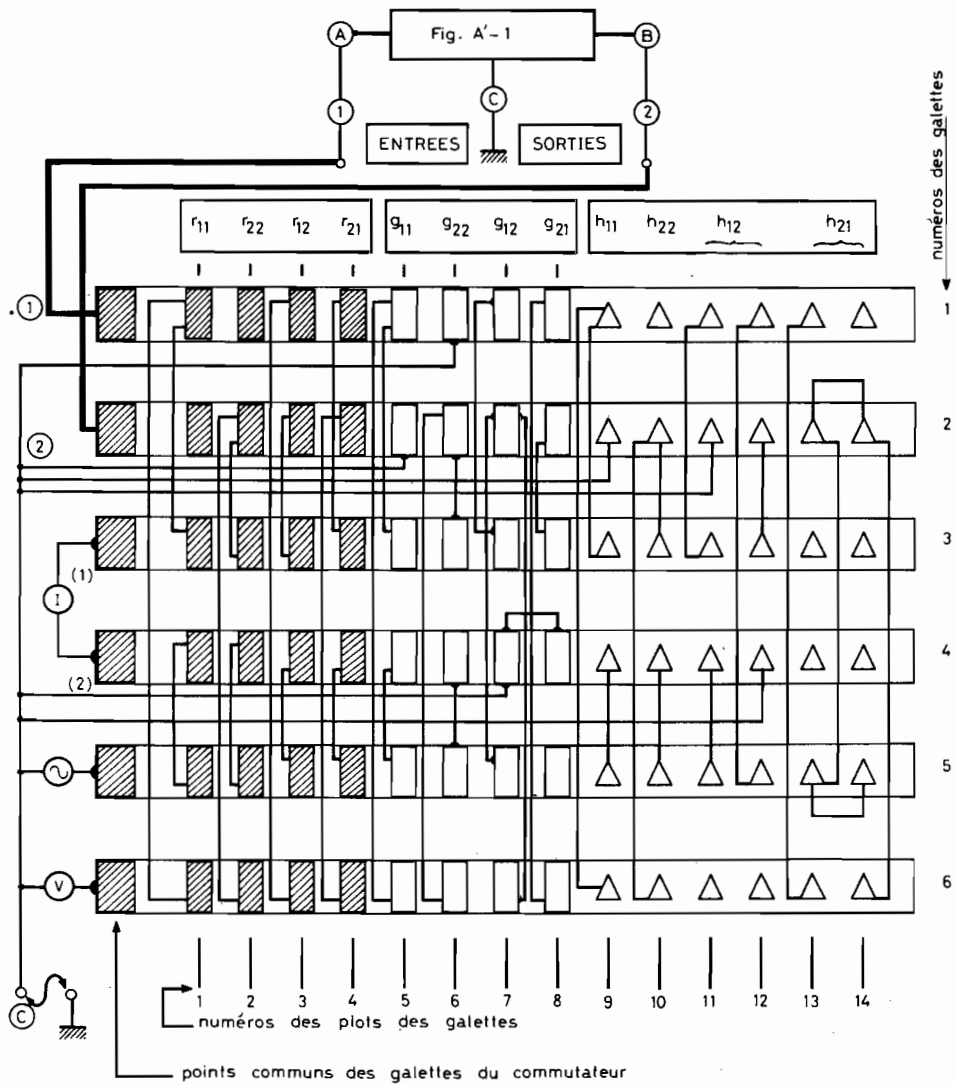
$$d_2 = \frac{e_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

où Z_0 figure l'impédance caractéristique de « ligne artificielle » (ainsi constituée), travaillant sur une impédance de source Z_S et se fermant sur une impédance de charge Z_U . L'adaptation est maximale lorsque celle-ci est égale à $Z_0 = \sqrt{L \cdot C}$, avec L coefficient d'auto-induction et C capacité du dispositif en question. Si v_r est la tension réfléchie (onde en retour) et v_i la tension incidente (onde injectée), le coefficient de réflexion est défini par :

§ 4. PLANCHE I : LES PARAMÈTRES Z $z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22}$	§ 4. PLANCHE II : LES PARAMÈTRES Y $y_{11}, y_{22}, y_{12}, y_{21}$	§ 4. PLANCHE III : LES PARAMÈTRES HYBRIDES H $h_{11}, h_{22}, h_{12}, h_{21}$	§ 4. PLANCHE IV : LES PARAMÈTRES DE PIVOTEMENT P *
1. Conditions de mesure	1. Conditions de mesure	1. Conditions de mesure	1. Conditions de mesure
Impédance d'entrée pour la sortie en circuit ouvert :	Admittance d'entrée pour la sortie en court-circuit (inverse du cas de l'impédance 1) :	Impédance d'entrée pour la sortie en court-circuit (cas de l'admittance, différent de celui de l'impédance) :	Admittance d'entrée pour la sortie en circuit ouvert :
$z_{11} = \frac{v_1}{i_1}$ pour $i_2 = 0$	$y_{11} = \frac{i_1}{v_1}$ pour $v_2 = 0 \neq i_2 = 0$	$h_{11} = \frac{v_1}{i_1}$ pour $v_2 = 0 \neq i_2 = 0$	$g_{11} = \frac{i_1}{v_1}$ pour $i_2 = 0 \neq v_2 = 0$
Impédance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert :	Admittance de sortie pour l'entrée en court-circuit (dito) :	$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$	Impédance de sortie pour l'entrée en court-circuit :
$z_{22} = \frac{v_2}{i_2}$ pour $i_1 = 0$	$y_{22} = \frac{i_2}{v_2}$ pour $v_1 = 0 \neq i_1 = 0$	Admittance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert :	$g_{22} = \frac{v_2}{i_2}$ pour $v_1 = 0 \neq i_1 = 0$
Trans-impédance inverse pour l'entrée en circuit ouvert (influence de la sortie sur l'entrée) :	Transadmittance inverse pour l'entrée en court-circuit :	$h_{22} = \frac{i_2}{v_2}$ pour $i_1 = 0$	Inverse du gain en courant pour l'entrée en court-circuit :
$z_{12} = \frac{v_1}{i_2}$ pour $i_1 = 0$	$y_{12} = \frac{i_1}{v_2}$ pour $v_1 = 0 \neq i_1 = 0$	$h_{22} = \frac{1}{z_{22}}$	$g_{12} = \frac{i_1}{i_2}$ pour $v_1 = 0$
Trans-impédance directe pour la sortie en circuit ouvert (action de l'entrée sur la sortie) :	Transadmittance directe pour la sortie en court-circuit :	Gain inverse en tension pour l'entrée en circuit ouvert :	Gain en tension pour la sortie en circuit ouvert :
$z_{21} = \frac{v_2}{i_1}$ pour $i_2 = 0$	$y_{21} = \frac{i_2}{v_1}$ pour $v_2 = 0 \neq i_2 = 0$	$h_{12} = \frac{v_1}{v_2}$ pour $i_1 = 0$	$g_{21} = \frac{v_2}{v_1}$ pour $i_2 = 0$
2. Observations à propos des paramètres Z	2. Observations à propos des paramètres Y	Gain direct en courant pour la sortie en court-circuit :	2. Observations à propos des paramètres G
Les tensions d'entrée (indice 1) et de sortie (indice 2) figurent toujours au numérateur . Les intensités correspondantes (entrée, indice 1 ; sortie, indice 2) se placent, toujours, au dénominateur . Cette disposition est obligatoire puisqu'une admittance Y est l'inverse d'une impédance Z. Les indices doubles reprennent l'ordre d'apparition des indices simples au numérateur puis au dénominateur.	Les tensions d'entrée (indice 1) et de sortie (indice 2) figurent, toujours, au dénominateur . Les intensités correspondantes (entrée, indice 1 ; sortie, indice 2) se placent, toujours, au numérateur . Cette disposition est obligatoire puisqu'une admittance Y est l'inverse d'une impédance Z. Les indices doubles reprennent l'ordre d'apparition des indices simples au numérateur puis au dénominateur.	$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ pour $v_2 = 0$	Inutilisés en pratique car les données qu'ils fournissent i_1 et v_2 sont directement accessibles par l'expérience. Néanmoins, pour de rares cas où le transistor est employé « à l'envers », ils peuvent donner quelques renseignements utiles.
3. Rappels d'électrotechnique	3. Rappels d'électrotechnique	2. Observations à propos des paramètres H	2. Observations à propos des paramètres H
L'inverse d'une résistance R est la conductance G. L'inverse d'une réactance X est la susceptance S. L'impédance sert pour les circuits en série, l'admittance pour les réseaux en parallèle.	L'inverse d'une résistance R est la conductance G. L'inverse d'une réactance X est la susceptance S. L'impédance sert pour les circuits en série, l'admittance pour les réseaux en parallèle.	On retrouve ici les notions de gain en tension et de gain en courant. C'est ainsi que les constructeurs mesureront h_{21} dans les trois configurations possibles de montage des transistors (émetteur, base, ou collecteur, à la masse). Suivant les circuits adoptés h_{21E} variera entre 20 et 120 (sans unités, puisque le gain est un rapport de grandeurs de même nature).	* Nous leur conférons ce nom de pivotement parce qu'ils renversent les cas des hybrides {H} et non pas parce que leur dissymétrie les rend conducteurs dans un sens de propagation et isolateurs dans la direction opposée, comme c'est le cas pour des sondes à effet Hall, par exemple.



Appendice Fig. 3



Appendice Fig. 5

Montages de mesures simples des paramètres {R}, {G}, {H}, en courant alternatif basse fréquence.

Nous utilisons une hétérodyne du commerce, bon marché, placée sur 270 Hz. Bien que nous travaillions avec de l'alternatif nous parlerons encore de résistances, de conductances, plutôt que d'impédances et d'admittances, puisqu'à basse fréquence les composantes réactives $C\omega$ et $L\omega$ n'ont pas grande influence. La dépendance des paramètres augmente fortement avec les fréquences élevées d'ailleurs pour les plus hautes, il convient de modifier, en conséquence, les schémas équivalents.

Outre l'oscillateur nous avons besoin d'un **voltmètre** et d'un **milli-ampèremètre**. Nous monterons les transistors sur leurs socles appropriés (en acheter quelques types différents) et nous connectons les « pattes » du support au réseau quadripolaire de la figure A-1. Les schémas des figures A-2, A-3 et A-4 montrent comment opérer pour obtenir les paramètres {R}, {G} et {H}. Un transistormètre simplifié découle de ces données (fig. A-5).

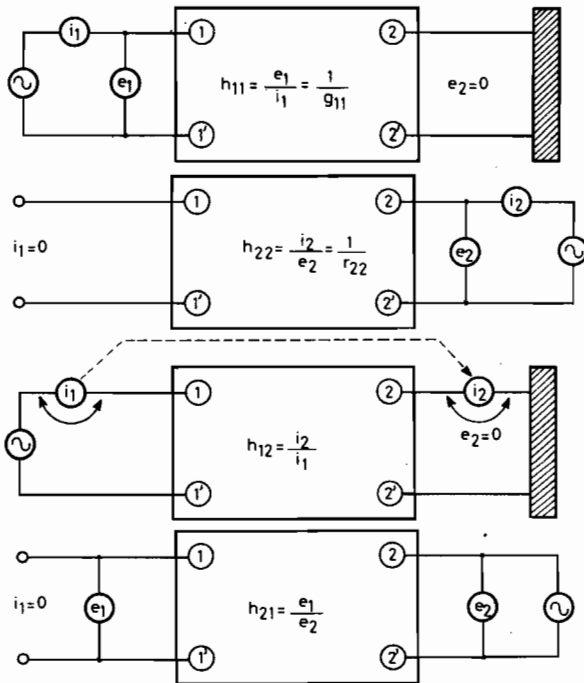
Pour pouvoir « tester » différents types de transistors, on doit disposer d'une **source variable** entre 0 et 10 volts, ajustables, d'impédance interne de 600 ohms, ou moins (hétérodyne); il faut aussi un **voltmètre électronique** dont les sensibilités s'étagent entre $1 \mu V$ jusqu'à 10 V, avec une impédance d'entrée d'1 mégohm et une réponse en fréquence capable de couvrir les gammes que l'on désire exploiter. Ne pas oublier une batterie d'accumulateurs, ou (si l'on n'est pas « riche ») une **pile de 45 V** que l'on utilisera au travers de potentiomètres de découplage pour obtenir les tensions de polarisation nécessaires ainsi que les courants :

- B.C., courant émetteur : 0 et 12 mA ; courant collecteur : 0 et 12 mA.
- E.C., courant de base : 0 à 10 mA.

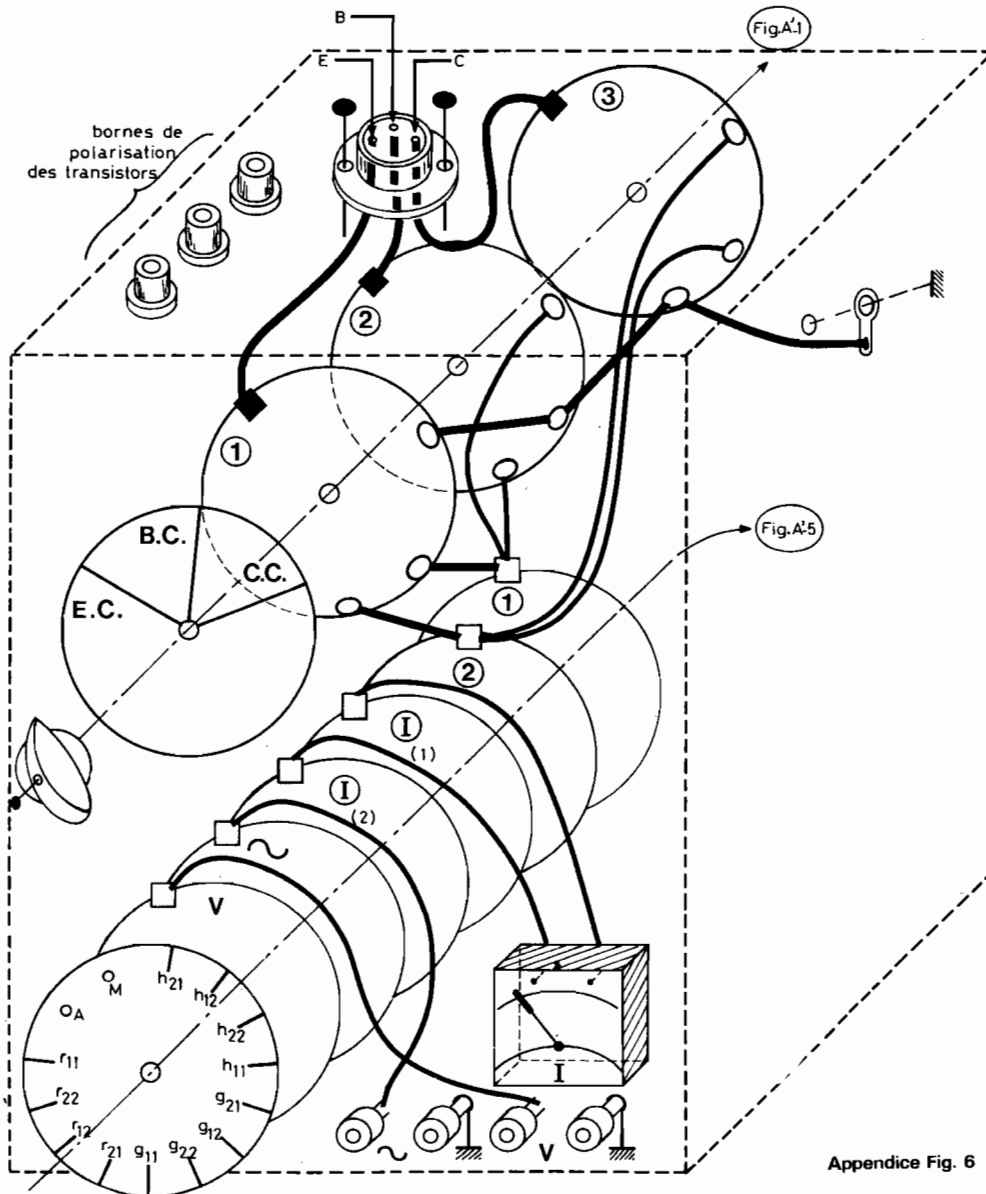
Il faut toujours veiller à mesurer les tensions à appliquer avant de brancher les composants.

Nous verrons dans d'autres articles comment réaliser pratiquement le circuit de polarisation des transistors, à l'aide de plusieurs résistances pour achever la figure A-6.

B. MARIN (à suivre)



Appendice Fig. 4



Appendice Fig. 6