

# mise au point sur les — TRANSISTORS

## LES COURBES DES TRANSISTORS

### INTRODUCTION : RECOMMANDATION

**A**VANT de se procurer un transistor dans le commerce, il faut en avoir étudié les caractéristiques. Les constructeurs, qui sont gens sérieux, ne produisent pas de pièces sans spécifications. Il est nécessaire, donc, de posséder le catalogue du fabricant, ou, au moins, quelques-uns de ses feuillets qui définissent les paramètres d'utilisation du composant considéré.

Si, pour des raisons diverses, les informations en question se révèlent introuvables (il est recommandé de consulter les distributeurs officiels de la marque), et si l'échange du transistor n'est pas possible, il conviendra de le « tester » avec un maximum de soin, de l'encadrer dans ses « tolérances » et de ne le monter définitivement qu'après l'avoir complètement « épluché ».

Dans la majorité des cas, les « courbes » d'utilisation sont fournies et il nous appartient de bien apprendre à les exploiter pour les rendre « parlantes ».

### 1. DONNÉES INDISPENSABLES

Les propriétés des transistors, étudiées précédemment, nous ont appris à distinguer trois courants (fig. 1) :

Le courant d'émetteur  $I_E$  en [mA]  
Le courant de base  $I_B$  en [mA]  
Le courant de collecteur  $I_C$  en [mA]  
Nous avons aussi défini trois tensions :

La tension entre base (électrode d'entrée) et émetteur,  $V_{BE}$ , la tension entre collecteur (électrode de sortie) et base,  $V_{CB}$ , et la tension entre collecteur et émetteur,  $V_{CE}$  (fig. 1).

Nous sommes capables également de déterminer les gains en tension, en courant et en puissance, respectivement  $G_v$ ,  $\alpha$ ,  $G_p$ .

Les tensions sont « continues » et l'on emploie, de préférence, des **capitales** pour les noter. On rencontrera aussi :

$V_{EB}$  = tension (continue) entre émetteur et base ;

$V_{EBO}$  = tension entre émetteur et base, le collecteur étant en circuit ouvert ;

$V_{CBO}$  = tension entre collecteur et base, l'émetteur étant en circuit ouvert ;

$V_{CEO}$  = tension entre collecteur et émetteur, la base étant en circuit ouvert.

Toutes leurs valeurs sont exprimées en volts [V] (ou beaucoup plus rarement en sous-multiples, par exemple en [mV]).

### 2. BRANCHEMENTS DES TRANSISTORS

L'électronicien a l'habitude de « prendre ses mesures » par rapport à un **potentiel de référence**, soit de 0[V], soit connu, de G[V].

Dans ce cas, il emploiera les décibels, valant 20 fois le logarithme décimal (log) du rapport entre la tension mesurée  $V_m$  et la tension de comparaison  $V_o$ , de G[V]. Nous y reviendrons plus tard. En revanche, pour le cas présent, nous ne considérerons que la masse, ou... la terre (plus... accessible aux électriciens).

Dans cette hypothèse, le transistor étant un **composant tripolaire** (« à trois pattes » expliquent les techniciens), trois configurations sont possibles :

Basse à la masse (fig. 2 a)  
Émetteur à la masse (fig. 2 b)  
Collecteur à la masse (fig. 2 c)

De plus, il conviendra, dans les applications, de placer des résistances de protection et d'utilisation dans les circuits d'où les suggestions de la figure 2 (a, b, c) où apparaît, en dehors d'un « strap » de court-circuit (S.C.C.) une résistance de charge  $R_{CH}$  sur laquelle, on recueille les **signaux de sortie**, quel que soit son emplacement. Il faut aussi observer que dans le montage de la figure 2 (c), les circuits d'entrée et de sortie sont intervertis par rapport à ceux notés sur les figures 2 (a) et (b).

Le tableau I rassemble les connaissances indispensables pour l'emploi des transistors. En outre, il est intéressant, ne serait-ce que pour le plaisir de raisonner sur leur fonctionnement, d'établir les « circuits équivalents » de chacun de ces types de branchement.

La figure 3 illustre ce propos. Il y apparaît cinq résistances, dont quatre  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_C$ ,  $R_{CH}$  nous ont été présentées par la figure 2 et le tableau I. La dernière,  $r_M$ , nous est **inconnue**. Il est donc nécessaire de définir, d'autant qu'elle sert à préciser un nouveau paramètre « a », quotient de  $r_M$  par  $r_C$ , dont

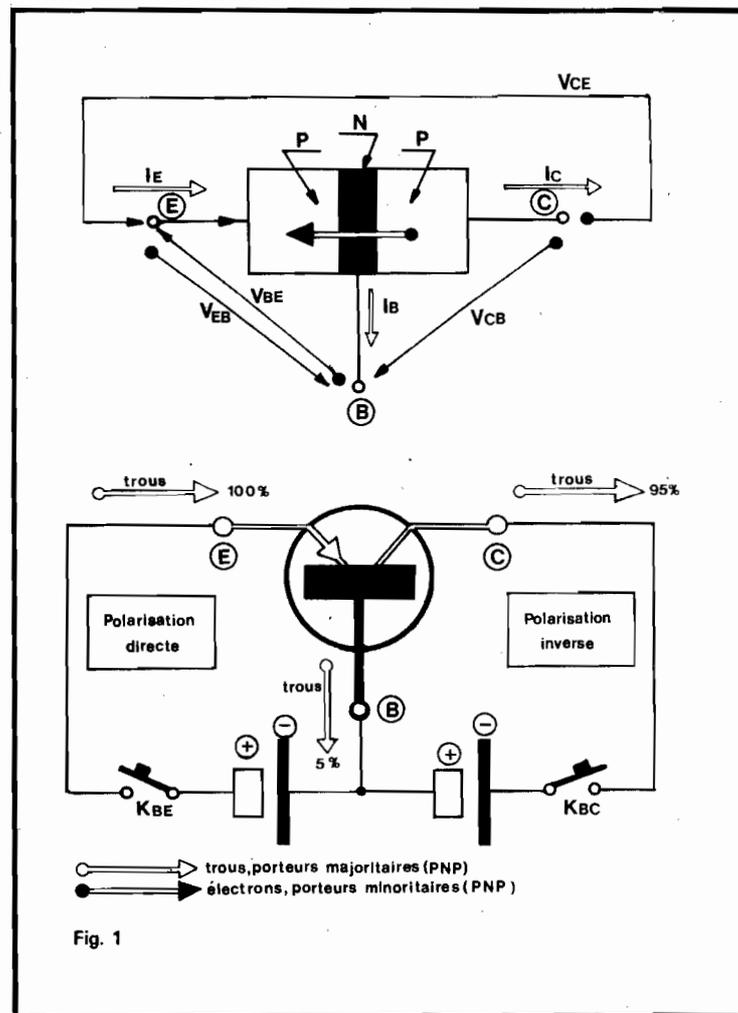


Fig. 1

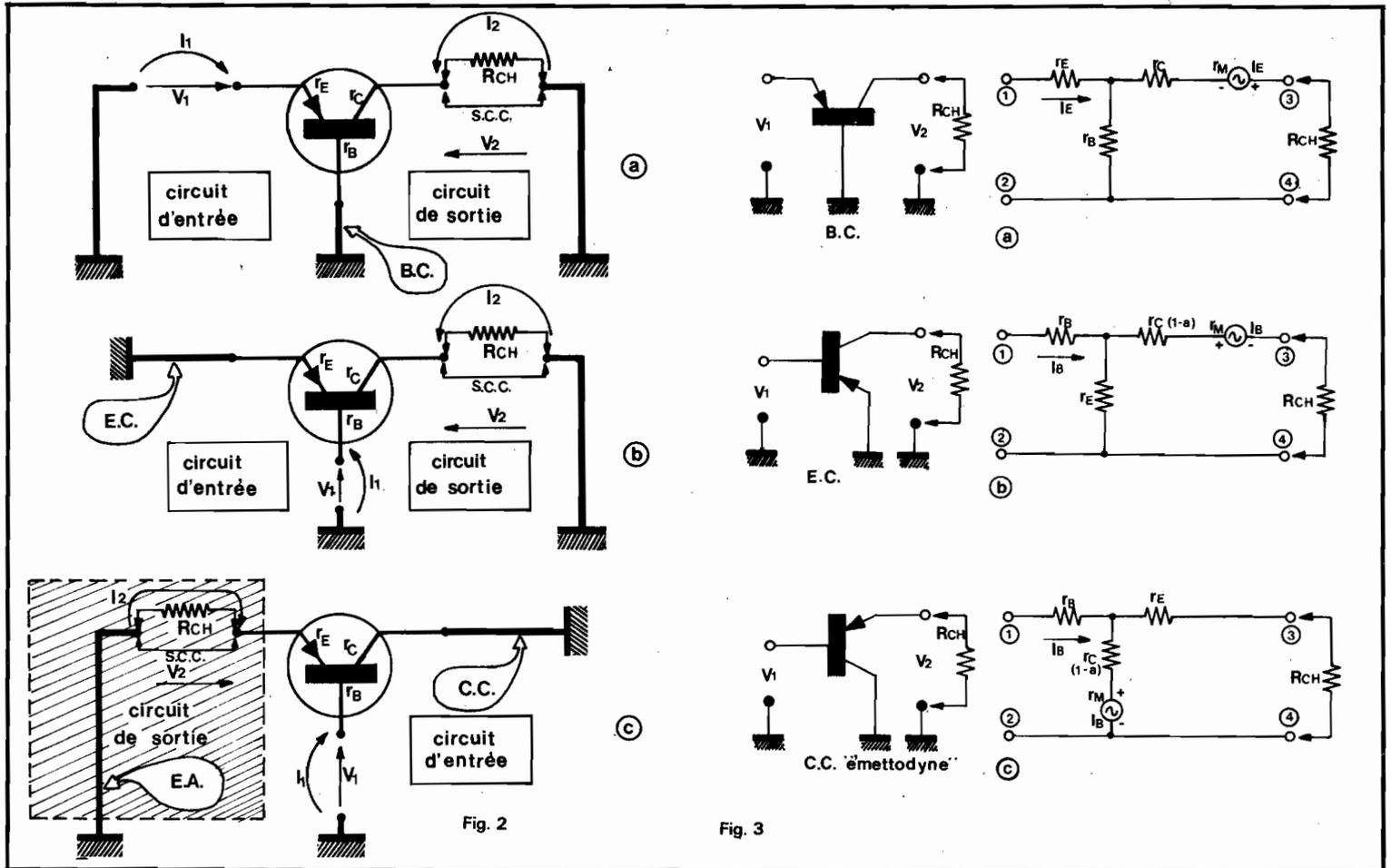


Fig. 2

Fig. 3

la grandeur est égale à  $\alpha_0$ , le **gain en courant en base commune** :

$$a = \frac{r_M}{r_C}$$

$$\approx \alpha_0 = \frac{I_C}{I_E} \quad \downarrow \text{B.C.}$$

Qu'est-ce donc que cette résis-

tance  $r_M$ ? Nous allons la ramener à une **différence** entre deux valeurs résistives symbolisées par  $r_{21}$  et  $r_{12}$  qui traduisent respectivement :

1) La **résistance de transfert directe de la sortie vers l'entrée**, la sortie étant en **circuit ouvert** (aucun courant n'y circule, donc  $I_2$ , dans les trois montages figu-

res 2 a, b, c, est nul) et l'on a :

$$r_{21} = \frac{V_2}{I_1}$$

pour  $I_2 = 0$

2) La **résistance de transfert inverse** (ou de réaction) de l'entrée sur la sortie, l'entrée étant en **circuit ouvert** (par conséquent  $I_1$  vaut 0) :

$$r_{12} = \frac{V_1}{I_2}$$

pour  $I_1 = 0$

Il s'ensuit que :

$$r_M = r_{21} - r_{12}$$

$$= \frac{V_2}{I_1} - \frac{V_1}{I_2}$$

$\downarrow I_2 = 0$        $\downarrow I_1 = 0$

Ce qui est très facile à mesurer comme nous le montrerons bientôt lorsque nous traiterons de la **mise en évidence pratique des paramètres des transistors**.

En toute rigueur, nous devons raisonner sur des impédances. Nous le ferons ultérieurement, car nous partons du principe qu'il y a un temps pour chaque chose et... tant pis pour les puristes !

Nous pourrions également introduire deux autres résistances à savoir :

$$r_{11} = \frac{V_1}{I_1}$$

pour  $I_2 = 0$

**résistance d'entrée pour la sortie en circuit ouvert**, et :

$$r_{22} = \frac{V_2}{I_2}$$

pour  $I_1 = 0$

**TABLEAU I : COMPARAISON DES TROIS MONTAGES**

CARACTÉRISTIQUES	Base commune	Émetteur commun	Collecteur commun
Résistance d'entrée $r_E$	faible 60 à 120 $\Omega$	moyenne $\approx^* 1000 \Omega$	forte $\approx^* 200\,000 \Omega$
Résistance de sortie $r_C$	élevée $\approx^* 1 \text{ M}\Omega$	moyenne $\approx^* 30\,000 \Omega$	faible $\approx^* 200 \Omega$
Amplification en courant $\alpha_0 = I_C/I_E$	$\alpha_0 < 1$	$\beta_0 = \alpha_0/(1 - \alpha_0)$	$\gamma = 1/(1 - \alpha_0)$
Gain en puissance $G_P$	moyen $\approx^* 20 \text{ dB}$	maximal $\approx^* 25 \text{ à } 70 \text{ dB}$	faible $\approx^* 10 \text{ dB}$

N.B. Ce tableau indique des valeurs moyennes pour les trois types de montages B.C., E.C., C.C. Les symboles  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_C$  sur les transistors PNP des figures 2 (a), 2 (b), 2 (c) représentent les grandeurs des résistances d'émetteur (E), de base (B), de collecteur (C) en continu.

\* Le signe  $\approx$  se lit : « approximativement », « environ ».

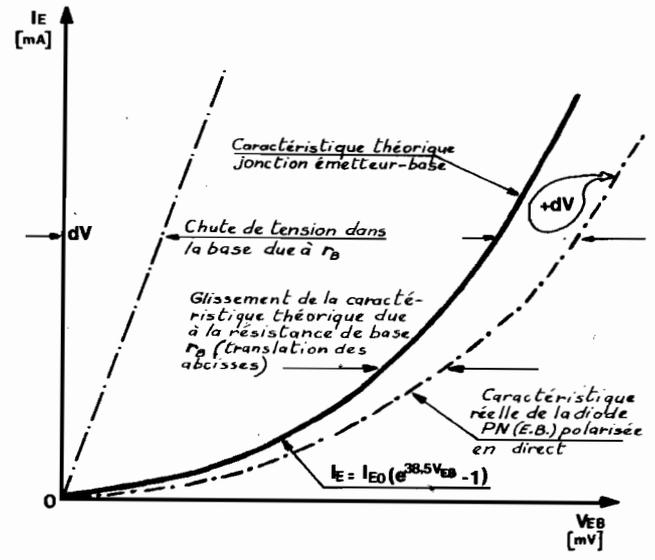
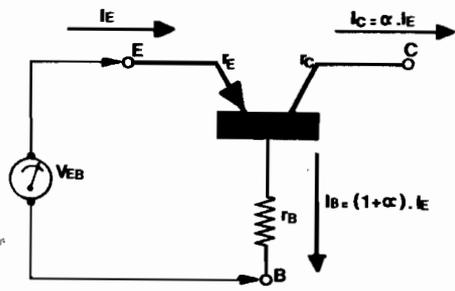
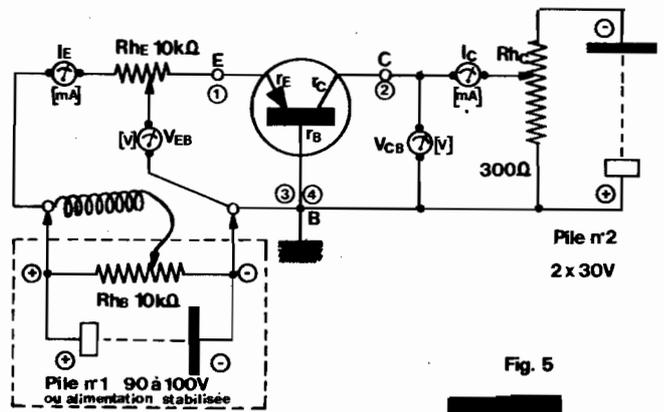
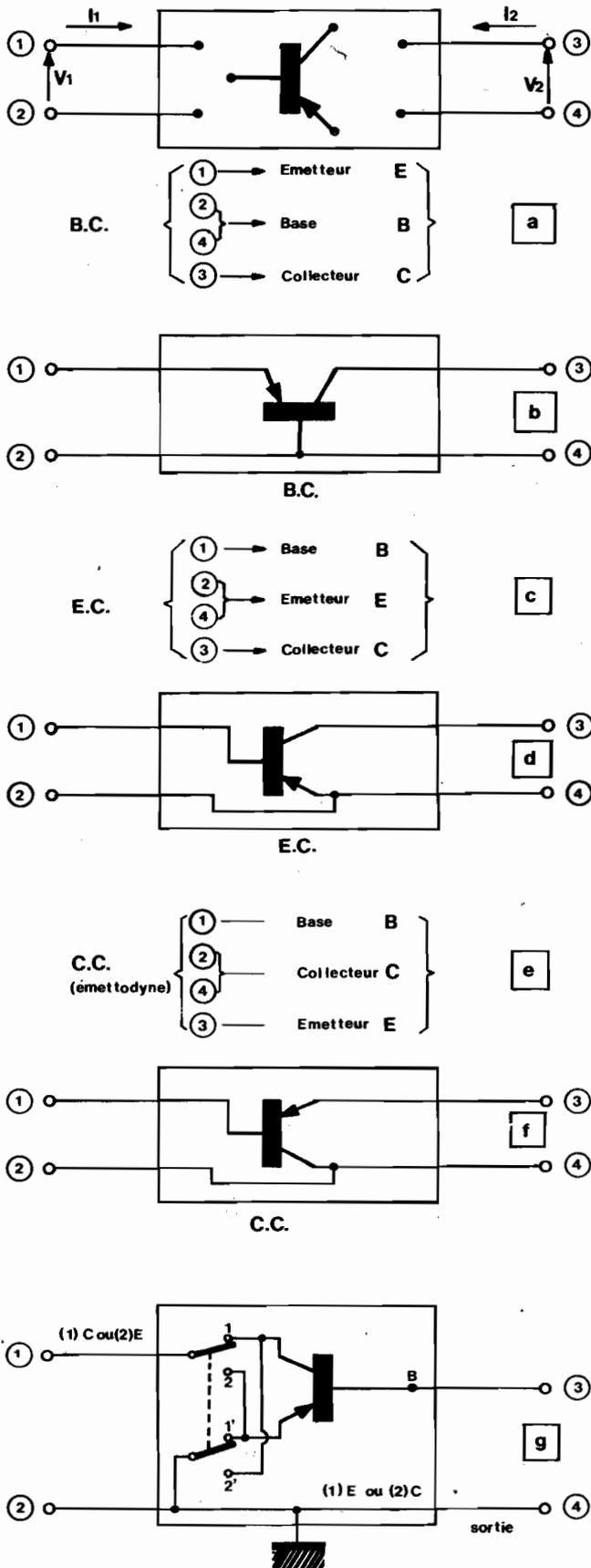


Fig. 7 - La caractéristique théorique de la jonction est celle d'une diode PN idéale. Elle lie le courant émetteur  $I_E$  à la tension émetteur-base  $V_{EB}$  par une forme exponentielle de  $e$ , base des logarithmes népériens (symbole  $\ln$ ) et un facteur d'exponentiation 38,5 qui représente le rapport de la charge élémentaire d'électricité  $q$  divisé par le produit  $k.T$ , où  $k$  est la constante de Boltzmann et  $T$ , la température exprimée en degrés absolus Kelvin [°K]. La caractéristique réelle tient compte de la présence parasite de  $r_B$  et rabat la « courbe » vers la droite par translation (addition des abscisses) des  $dV$  successifs.

**résistance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert.**

Nous aurions défini ainsi quatre résistances (en continu) liant quatre données fondamentales  $V_1, V_2, I_1, I_2$ . **Notre transistor tri-polaire est mort.** Nous lui appliquerons désormais les spécifications des quadripôles (fig. 4) ainsi d'ailleurs que le justifie la « théorie des circuits ».

Il est bien entendu que ces quatre grandeurs sont indépendantes et que l'indice 1 se réfère à l'entrée tandis que l'indice 2 se rapporte à la sortie. Les conventions de sens des tensions et des courants continus sont imposées par la figure 4. La planche I montre comment réaliser rapidement un montage, d'essais des transistors pour les trois configurations en question.

Continuons d'examiner les données que l'on peut « tirer » d'un transistor, à la seule condition de posséder un voltmètre et un milliampèremètre continus.

La **résistance statique d'entrée** (pour un montage émetteur commun, figure 5) est égale au rapport de la tension d'entrée  $V_{EB}$  et de l'intensité du courant d'entrée  $I_B$  :

$$r_E = \frac{V_{EB}}{I_B}$$

Donnons deux exemples, si

$V_{EB} = 2,7 \text{ V}$  et  $I_B = 1 \text{ mA}$  alors  $r_E = 2.200 \Omega$ ; si  $V_{EB} = 3,1 \text{ V}$  pour une même valeur de courant,  $r_E$  reste du même ordre de grandeur, à savoir  $3.100 \Omega$ .

Les constructeurs indiquent dans leurs feuillets de caractéristiques soit  $r_E$ , soit, plus souvent,  $h_{11E}$ . Il s'agit d'un **symbole** (et il ne faut pas « s'affoler » lorsqu'on le rencontre) qui veut dire « **paramètre hybride** » (H minuscule). D'autres symboles  $h_{12}, h_{21}, h_{22}$  sont utilisés qui rendent compte du comportement du transistor en usant, à la fois, des tensions de sortie et d'entrée, et des courants d'entrée et de sortie, d'où ce nom « hybride » dans le sens de... **mélange...**

De manière similaire, le lecteur calculera la **résistance statique de sortie** du transistor égale à :

$$r_S = \frac{V_{CE}}{I_C} = \frac{12[V]}{11 \text{ [mA]}} = 1100 \Omega = \rho$$

Souvent, cette résistance est représentée par  $\rho$  (rhô, lettre grecque). Si l'entrée n'est pas connectée (circuit ouvert), son inverse  $1/r_S$  s'écrit  $h_{22E}$ , ou  $h_{22B}$ , ou  $h_{22C}$ , suivant la « patte » connectée à la masse. Il s'agit donc d'une **conductance**, en courant continu. Nous aurons l'occasion plus tard de revenir sur ces questions.

**3. MONTAGE DE MESURE POUR ÉTUDIER LES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES D'UN TRANSISTOR**

Études par le circuit **base commune** (fig. 4 b). Le montage de la figure 5 réunit :

— **Côté émetteur** : une source de tension réglable constituée par une pile n° 1 et un rhéostat (potentiomètre diviseur de tension)  $R_{H_B}$ , avantageusement remplacés par une alimentation stabilisée ; une résistance variable  $R_{H_E}$  qui sert à contrôler l'intensité émetteur-base  $I_E$  ; un milliampèremètre qui procure la valeur de  $I_E$ , en [mA] ; un voltmètre qui mesure pour chaque pointé de  $I_E$ , la tension émetteur-base  $V_{EB}$  correspondante (il s'agit là d'un milivoltmètre).

— **Côté collecteur** : une source de tension ajustable formée par la pile n° 2 et le rhéostat  $R_{H_C}$  ; un milliampèremètre qui indique  $I_C$  et un voltmètre sur lequel on lit les grandeurs  $V_{CB}$  correspondant aux variations de  $I_C$ .

Dans ces conditions, on fait passer  $I_E$  de 0 à 10 mA (la loi d'Ohm montrant que  $I_{E_{max}} = 100 [V]/10 [k\Omega]$ ) tandis que  $V_{CB}$  évoluera de 0 à 30 V. La sortie est

chargée par une résistance faible (ici  $300 \Omega$ ).

La caractéristique réelle d'une jonction tient compte :

— de la **résistance propre du matériau** (liée à sa résistivité intrinsèque  $\rho_l$ ) ;

— des **résistances parasites** (électrodes, connexions internes, soudures, fuites de surface sur le matériau de base, etc.).

En général, la résistance globale qui rassemble ces données se représente par  $r_B$ , en série sur l'électrode de base B (fig. 6). Elle varie autour de  $1000 \Omega$  dans la configuration (B.C.) choisie.

Avec le montage de la figure 5, effectuons un certain nombre de mesures :

$I_E = 1 \text{ mA} ; 2 \text{ mA} ; 4 \text{ mA} ; 8 \text{ mA}.$

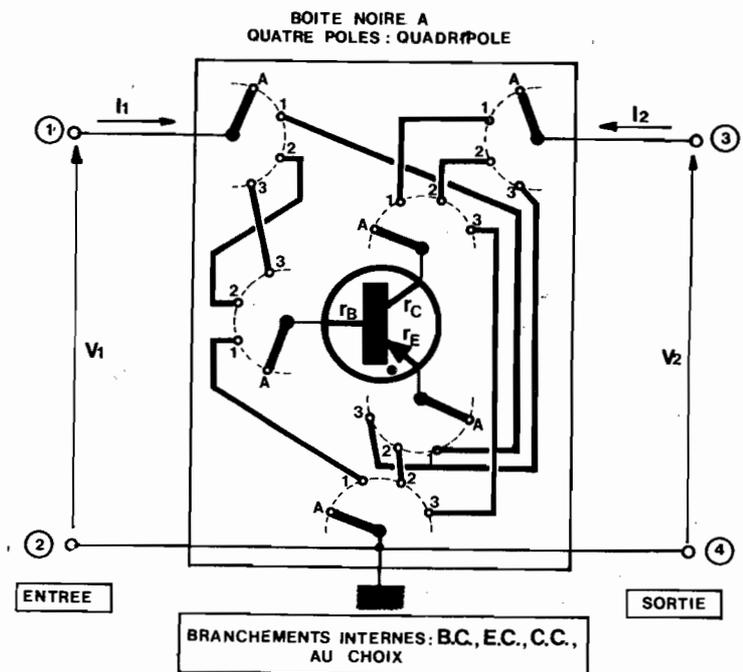
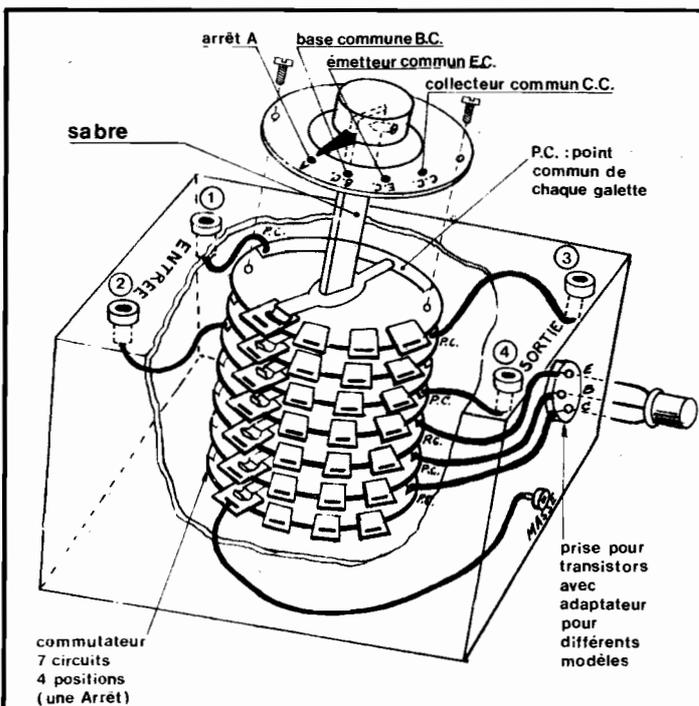
$V_{EB} = 0,15 \text{ V} ; 0,168 \text{ V} ; 0,186 \text{ V} ; 0,204 \text{ V}.$

Ce qui permet d'amorcer le tracé de la courbe  $I_E = f(V_{EB})$ . Il s'agit d'une **exponentielle** (caractéristique de la diode émetteur-base) décalée par la chute de tension dans  $r_B$ . Avec  $\alpha_0 = 98 \%$ , les résultats sont :

$I_E = 1 \text{ mA} ; 2 \text{ mA} ; 4 \text{ mA} ; 8 \text{ mA}.$

$I_B = (1 - \alpha) I_E = 2 \% I_E = 0,02 \text{ mA} ; 0,04 \text{ mA} ; 0,08 \text{ mA} ; 0,16 \text{ mA}.$

d'où :  $dV_{r_B} = 1000 \Omega \times I_B = 0,02 \text{ V} ; 0,04 \text{ V} ; 0,08 \text{ V} ; 0,16 \text{ V}.$



Suivant que l'électrode de commande est l'émetteur, ou la base, on obtient des résultats très différents. De même, si l'on sort sur l'émetteur plutôt que sur le collecteur. Une boîte noire, avec six commutateurs à quatre voies, permet d'étudier rapidement toutes les configurations possibles et utiles (E.C. ; B.C. ; C.C.) des transistors du commerce. La réalisation est simple et peu onéreuse. Un cadran identifie le type de montage adopté. Il ne faut pas oublier la prise de mas-

se. On doit prévoir des adaptateurs de supports de transistors pour les différentes distances entre les « pattes » des boîtiers du commerce. Attention aux soudures, il n'est pas nécessaire d'en déposer « un paquet » sur les connexions à relier. Celles-ci, bien décapées, bien chauffées, bien étamées, se souderont très facilement. Le plan de câblage est très élémentaire. Il constitue un excellent exercice de montage des galettes de commutateur.

PLANCHE 1

Cette chute de tension est représentée par une droite sur la figure 7.

La grandeur de  $e$ , à la puissance  $B \cdot V_{EB}$ , avec  $B$ , exposant dépendant de la température se détermine ainsi. On prend :

$$q = 1,602 \times 10^{-19} \text{ [Cb]}$$

$$k = 1,380 \times 10^{-23} \text{ [J]/[°K]}$$

$$T = \theta \text{ [°C]} + 273 \text{ [°C]}$$

$$= 300 \text{ [°K]}$$

pour  $\theta \text{ [°C]} = 27 \text{ [°C]}$ , étant la température ambiante

On pose :

$$B = \frac{q}{k \cdot T} = 38,5$$

et :

$$e^{B \cdot V_{EB}} = 2,71828^{38,5 V_{EB}}$$

est une grandeur très supérieure à l'unité, en général. On en déduit :

$$I_E = I_{E0} \cdot e^{B \cdot V_{EB}}$$

$$= I_{E0} \times 2,71828^{38,5 V_{EB}}$$

d'où le tracé mathématique de la courbe de la figure F.

Quant à la **jonction collecteur-base**, elle est **polarisée en inverse**. Son courant de saturation  $I_{C0}$  n'aura donc qu'une très faible intensité (revoir la courbe de la diode première partie de cette série d'articles). En revanche, à cause de l'effet « transistor » elle se trouve parcourue par la fraction  $\alpha_0 I_E$  du courant émetteur, soit au total :

$$I_C = I_{C0} + \alpha_0 I_E$$

Seul le courant  $I_E$  augmente avec  $V_{EB}$ . Cependant ni  $I_{C0}$ , courant de saturation imputable à la polarisation inverse, ni  $I_E$ , courant d'émetteur, dépendent de la tension collecteur-base  $V_{CB}$ . On dit qu'ils sont **invariants**, c'est-à-

dire **non-variables**, par rapport à  $V_{CB}$ . La somme de  $I_{C0}$  et de  $\alpha_0 I_E$  reste constante quelle que soit  $V_{CB}$ . Il s'agit donc d'une « réponse » qui se représente graphiquement par une droite parallèle à l'axe des abscisses (fig. 8 a). Suivant les différentes valeurs prises par  $I_E$  (fonction alors de  $V_{EB}$ ) nous obtiendrons une « famille » (un faisceau) de droites parallèles à l'axe des abscisses.

En réalité, plus la tension  $V_{CB}$  s'accroît, plus la fraction  $\alpha_0 I_E$  est « aspirée » par l'augmentation du champ électrique  $E$  (qui règne dans la jonction NP du collecteur, polarisée en inverse). La diffusion des particules (trous dans les PNP) s'intensifie. Il en résulte que le coefficient  $\alpha_0$  grandit proportionnellement avec  $V_{CB}$ . Le réseau de droites de la figure 8 a se décale de bas en haut en fonction du courant  $V_{CB}/r_C$  qui traverse la résistance dynamique du collecteur  $r_C$  (fig. 8 b). Il en découle que :

$$I_{C\text{réel}} = I_{C0} + \alpha_0 I_E + \frac{V_{CB}}{r_C}$$

En fait, lorsque la tension de polarisation inverse de la jonction base-collecteur devient très faible (inférieure au volt, environ), les **champs électriques internes de polarisation et d'ionisation des impuretés** (voir APP.I de la première partie) n'ont plus assez d'énergie pour canaliser les trous provenant de l'émetteur. Il en découle une atténuation du processus de diffusion des porteurs à travers la seconde jonction et, conséquemment, seule une petite

portion  $\alpha'_0$  (en général  $< \alpha_0$ ) se trouve captée par le collecteur. Cette valeur minimale, dite **seuil de polarisation**, au-dessous de laquelle la jonction collecteur-base se sature et au-dessus de laquelle  $I_C$  prend sa valeur réelle normale (fig. 9) est d'autant plus importante que la grandeur de  $I_E$  est elle-même plus élevée. Les différents

seuils pour chaque droite parallèle du réseau de la figure 8 (b) se répartissent sur une droite inclinée qui permet de définir une résistance de saturation  $r_S$  au point  $M_S$  (fig. 9) de l'ordre de l'ohm.

Les **raccordements** des différentes lignes sont toujours **courbes** car la nature a horreur des

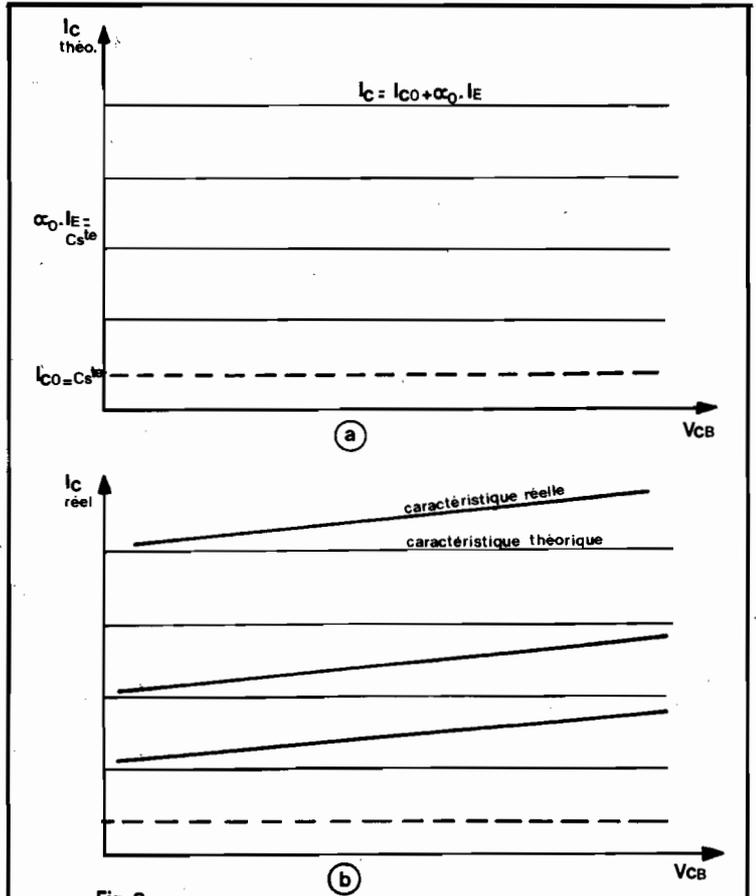


Fig. 8

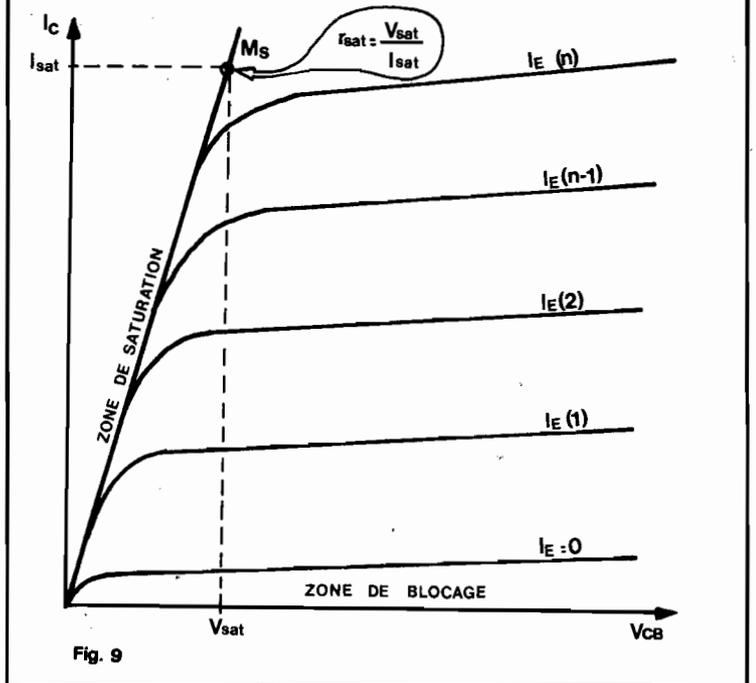
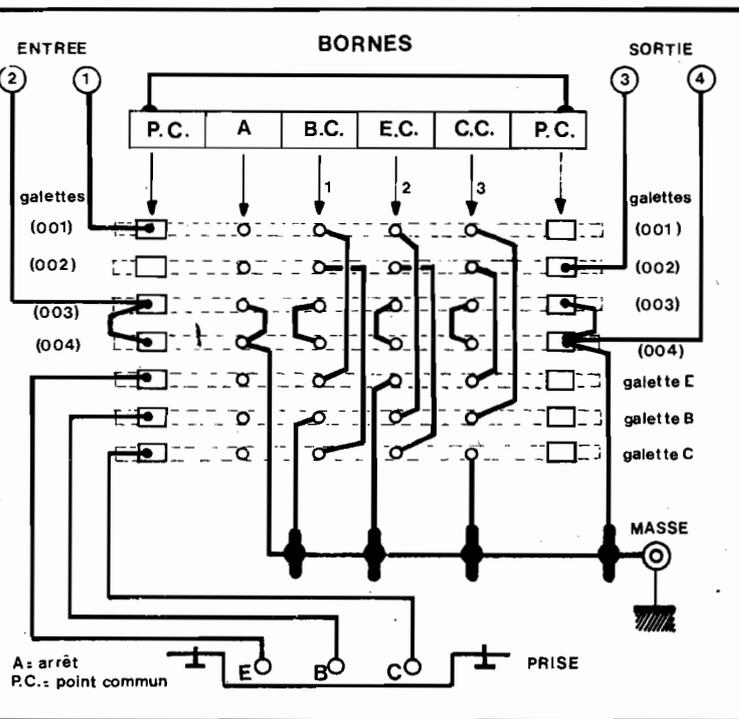


Fig. 9



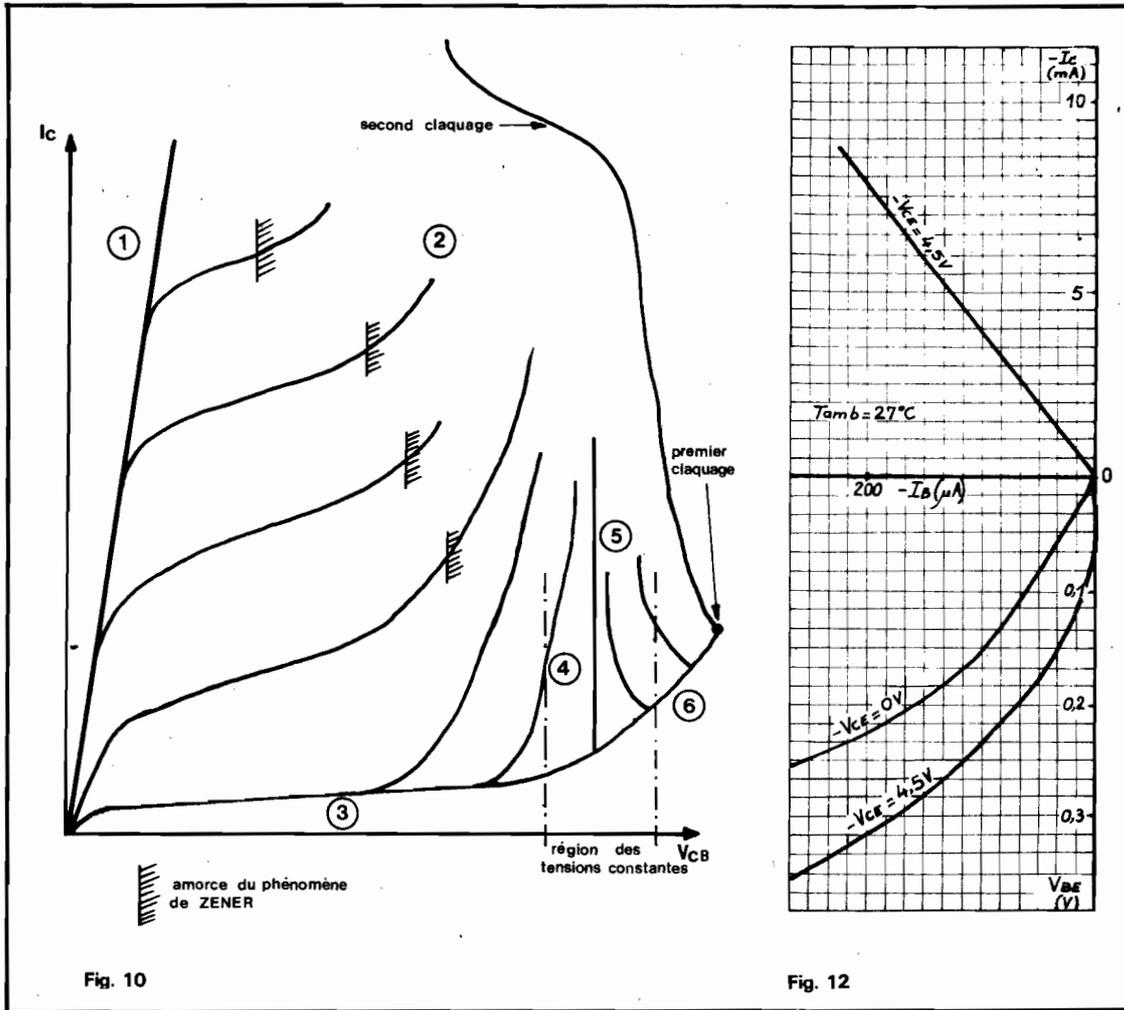


Fig. 10

Fig. 12

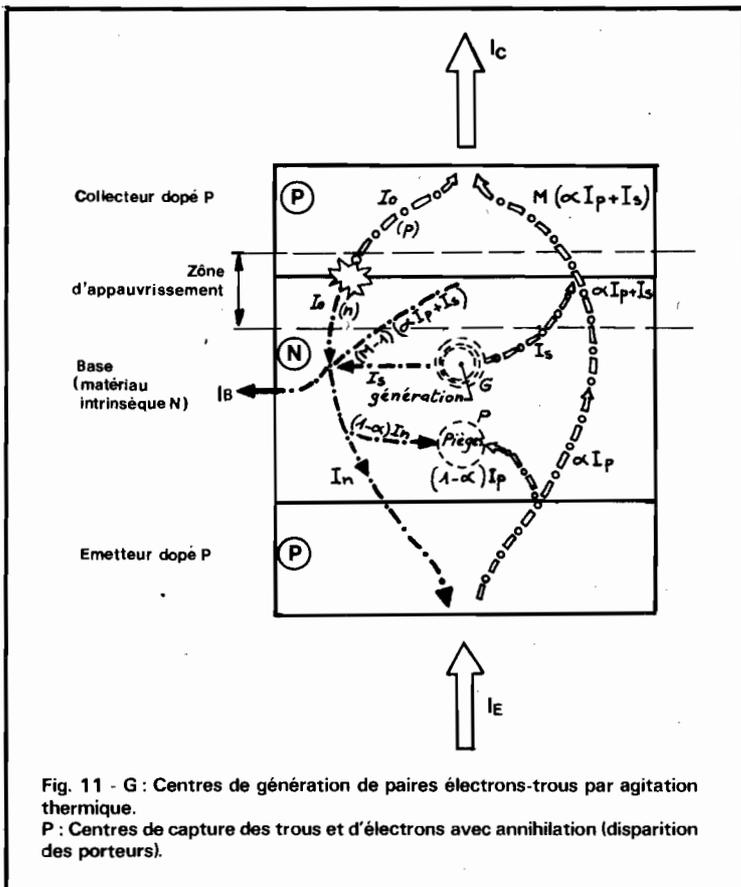


Fig. 11 - G : Centres de génération de paires électrons-trous par agitation thermique.  
P : Centres de capture des trous et d'électrons avec annihilation (disparition des porteurs).

changements brusques, tout se passe comme si une certaine « viscosité » ralentissait les sauts brutaux des particules en mouvement (qui présentent d'ailleurs de l'inertie puisqu'elles sont massives).

Ce n'est pas tout. La jonction base-collecteur NP étant saturée en inverse, il n'est guère surprenant de découvrir un « effet Zéner » si on augmente  $V_{CB}$ , suivi d'une avalanche, exactement comme pour une diode. Les droites parallèles  $I_C$  se coudent de manière plus ou moins rapide. La tension  $V_{CB}$  maximale est d'autant plus faible que l'intensité du courant émetteur  $I_E$  (n) est grande. Les droites parallèles à l'axe des ordonnées (fig. 10) montrent qu'à tension  $V_{CB}$  constante, le courant  $I_C$  augmente par ionisation des impuretés, mais, à la longue, un second claquage se produit qui tempère cette avalanche. Ensuite, le transistor se perce et finit par mourir.

La figure 10\* délimite six zones de fonctionnement :

- (1) Zone de saturation.
- (2) Zone à courant constant (condition normale d'emploi).

(3) Zone de blocage (un basculement fait passer le transistor de (1) à (3) au rythme de fermeture-ouverture de l'interrupteur utilisé).

(4) Zone à tension constante : la résistance dynamique  $r_C$  est ici très faible (multiplication des charges).

(5) Zone à résistance négative : cela signifie qu'il y a apport d'énergie locale. En (4) et en (5), il y a inversion du courant de base, la diode PN, émetteur-base (E.B.) est bloquée.

(6) Zone de claquage de la jonction collecteur-base.

Dans le transistor PNP, on peut mettre en évidence (fig. 11) un ensemble de phénomènes intéressants. Le courant émetteur  $I_E$  est, en fait, la résultante du courant de trous  $I_p$ , injectés dans la base par la tension de polarisation  $V_{CB}$ , et du courant d'élections  $I_n$  qui circulent de la base vers l'émetteur (sous la tension  $V_{EB}$ ). L'efficacité de l'émetteur,  $\gamma$ , se traduit par :

$$\gamma = \frac{I_p}{I_p + I_n} = \frac{1}{1 + \frac{I_n}{I_p}} \approx 1 - \frac{I_n}{I_p}$$

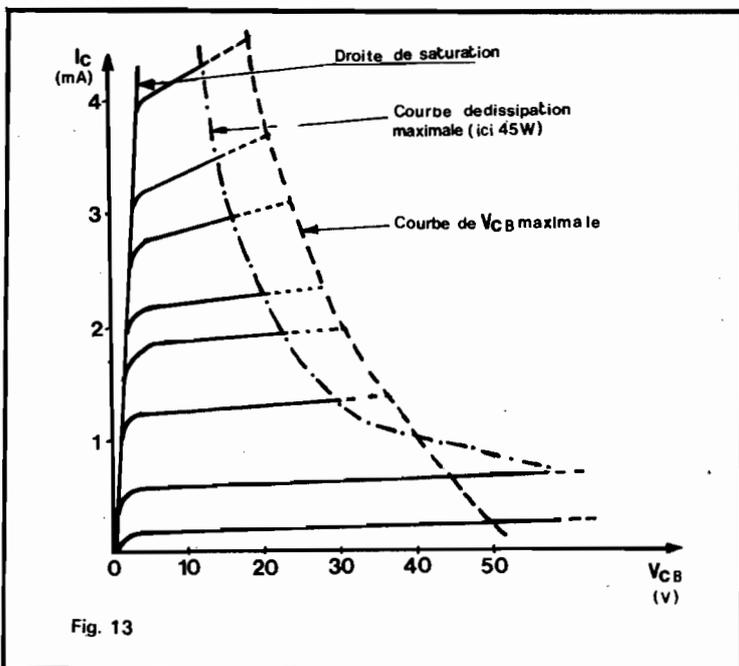
car  $I_p \gg I_n$ .

Une fraction  $\alpha$  du courant de trous diffuse à travers la base tandis qu'une quantité  $(1 - \alpha) I_p$  est perdue par recombinaison avec des électrons dans les centres donneurs (pièges). En revanche, le courant de saturation  $I_S$ , dû à la génération spontanée de paires dissociables d'électrons-trous, par agitation thermique, s'ajoute à l'intensité injectée. Le courant primaire au collecteur est égal à  $I_S + \alpha I_p$ . Dans la zone polarisée en inverse (appelée zone d'appauvrissement, ou zone de déplétion dans la littérature) située autour de la jonction base-collecteur NP, il règne un champ électrique intense qui ionise les impuretés amenant une multiplication du courant primaire par un facteur  $M$  valeur de façon approximative :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{CB}}{V_{cl}}\right)^b}$$

où  $V_{cl}$  est la grandeur de la tension de claquage par avalanche de la jonction collecteur (qui dépend de la densité des impuretés dans

\* Voir le Haut-Parleur N° 1465 p. 51 et suivantes, l'article de H. Schreiber



la base). Pour les transistors PNP, l'exposant  $b$  est de l'ordre de 3, il varie de 4,5 à 6,5 pour les transistors NPN. Le courant de fuite  $I_0$  (dû aux états de surface, de finition toujours imparfaite) n'est pas multiplié par  $M$ .

On comprend, à la lecture de ces processus, pourtant succinctement décrits ici, pourquoi on ne parvient pas à réaliser un transistor en mettant deux diodes bout à bout avec un fil de jonction supplémentaire, à leur point de réunion !

Les constructeurs ajoutent aux réseaux de caractéristiques qu'ils procurent dans leurs manuels commerciaux, deux autres « courbes », à savoir :

$$1) - I_C = f(- I_B)$$

$I_C$  s'exprime en [mA] et  $I_B$  en micro-ampères [ $\mu$ A].

$$2) V_{BE} = f(- I_B)$$

$V_{BE}$  se mesure en volts [V].

La droite  $- I_C = f(- I_B)$  est étudiée à tension  $V_{CE}$  constante et à température fixe (par exemple :  $\theta = 27^\circ\text{C}$ ).

Les exponentielles  $V_{BE} = f(- I_B)$  sont déterminées aussi à tension  $V_{CE}$  constante. Elles plongent de plus en plus vers les fortes  $V_{BE}$  au fur et à mesure que  $V_{CE}$  augmente en valeur absolue.

La pente  $s$  (de l'anglais Slope) vaut :

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \approx 50 \text{ [mA/V]}$$

La figure 12 reproduit les deux tracés dont il vient d'être question. Ces données sont intéressantes pour le montage émetteur commun.

Il existe des limitations stati-

ques relatives aux courants de fuite, à la température de fonctionnement, et à la puissance maximale dissipée par le matériau semi-conducteur et par son boîtier.

Le produit tension-intensité (la puissance) sera plus élevé pour la jonction BC que pour la jonction EB. C'est pourquoi la caractéristique statique de sortie d'un transistor est limitée par la courbe de puissance dissipée maximale (on ne dit plus maximum et encore moins maxima qui est un « pluriel » latin).

C'est ce que représente schématiquement la figure 13.

### CONCLUSIONS

Les caractéristiques des transistors ont été rappelées. Elles nous donneront le moyen de réaliser des montages avec clarté. Mais auparavant nous étudierons l'ensemble des paramètres des transistors.

**B. MARIN**  
(à suivre)

## PROMOTION SPÉCIALE A L'OCCASION DES FÊTES DE FIN D'ANNÉE

Cette Chaîne Hi-Fi comprenant :

- 1 Ampli-Tuner BRAUN « REGIE 510 »
- 2 x 50 watts efficaces. Multigamme GO. PO. OC et FM.
- 1 platine BRAUN « PS 500 »
- 1 magnétophone BRAUN « TG 1000 »
- 2 enceintes 3 A « ANDANTE »

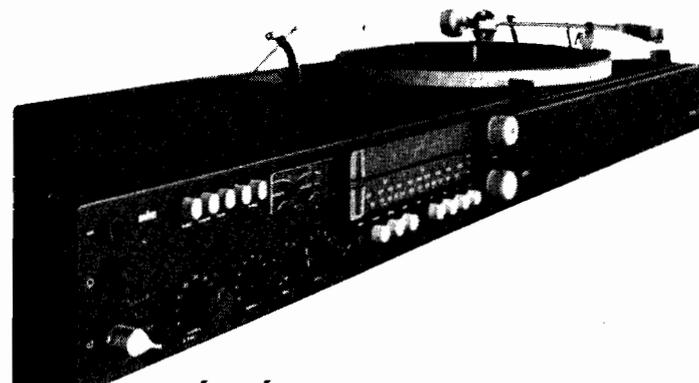
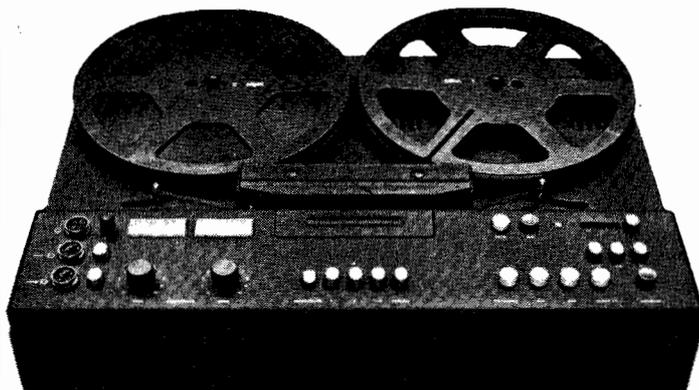
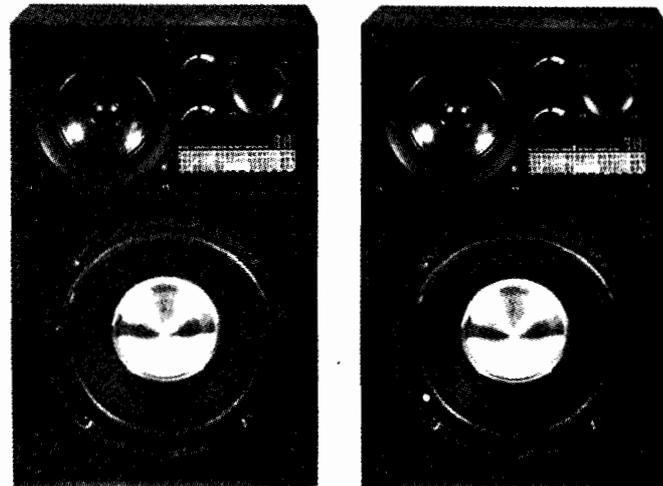
**CADEAU**  
à tout acheteur :  
**UN DISQUE**  
30 cm  
à choisir dans  
dans notre  
**RAYON DISQUES**

**AU COMPTANT : 16 840 F**

**A CRÉDIT : 5 340 F**

1<sup>er</sup> versement .....

**1 100 F**



**TÉLÉ-FRANCE**

176, RUE MONTMARTRE - 75002 PARIS  
Métro : rue Montmartre et Bourse. Tél. : 236.04.26 et 231.47.03