

UNIVERSITE

D'ALGER

4/74

2ed

ECOLE

NATIONALE

POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

ELECTRICITE



PROJET

DE

FIN

D'ETUDES



SUJET

LE - TRANSISTORMETRE D'ATELIER

PROPOSE PAR

MR.DUPIN

ETUDIE ET REALISE PAR

BOUSSIHA ABDELHAMID

ANNEE

UNIVERSITAIRE

73-74

Je tiens à exprimer mes remerciements  
à M<sup>r</sup> DUPIN, Professeur à l'Ecole Nationale Poly-  
technique, pour son aide précieuse qu'il n'a cessé  
de me prodiguer tout au long de l'élaboration de ce  
projet.

J'exprime également, mon entière gratitude à  
tous les professeurs qui ont contribué à ma formation.

(→).BOUSSIEA.

INTRODUCTION

I/ - GENERALITES

- I.1. - Symboles employés
- I.2. - Les paramètres d'un transistor
  - I.2.1. - Paramètres  $y$
  - I.2.2. - Paramètres  $h$
- I.3. - Influence de l'impédance du générateur et de la charge sur les caractéristiques d'un transistor
  - I.3.1. - En considérant les paramètres  $h$
  - I.3.2. - en considérant les paramètres  $y$
- I.4. - Etude du circuit résonant

II/ - MESURES

- II.1. - Mesure statique de  $\beta$ 
  - II.1.1. - Choix du procédé
  - II.1.2. - Amélioration du procédé
  - II.1.3. - Choix des éléments
  - II.1.4. - Schéma pratique
- II.2. - Mesure dynamique de la pente  $S$ 
  - II.2.1. - Définition
  - II.2.2. - Principe de mesure
  - II.2.3. - Conditions à respecter pour que  $S=1$   $y_{21e} 1$
  - II.2.4. - Schéma pratique
- II.3. - Mesure de l'admittance d'entrée
  - II.3.1. - Définition
  - II.3.2. - Choix du procédé
  - II.3.3. - Calcul des éléments du circuit
  - II.3.4. - Schéma pratique.

II.4.- Mesure de l'admittance de sortie

II.4.1. - Définition

II.4.2. - Choix du procédé

II.4.3. - schéma pratique

II.5.- Mesure de neutrodynage

II.5.1. - Rappel

II.5.2. - Choix du procédé

II.5.3. - Calcul des éléments du circuit

II.5.4. - Schéma pratique

II.6.- Mesure de la fréquence de coupure

II.6.1. - Définition

II.6.2. - Choix du procédé

II.6.3. - Calcul des éléments du circuit

II.6.4. - Schéma pratique

III - REALISATION PRATIQUE

III.1. - Schéma global et étude du schéma

III.1.1. - Schéma global

III.1.2. - Etude du schéma

III.2. - Améliorations

III.3. - Disposition/pratique des éléments

IV/ - UTILISATION DE L'APPAREIL

IV.1.- Identification d'un transistor

IV.2.- Mesures et emploi de l'appareil

IV.2.1. - Contrôle rapide de l'état du transistor  
par mesure de ICBO

IV.2.2. - Mesures

CONCLUSION

-----

## ==CHAPITRE PREMIER==

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

L'appareil, que nous allons concevoir nous permet de contrôler n'importe quel transistor qu'il soit du type PNP ou NPN, qu'il soit conçu pour la H.F. ou pour les basses fréquences, qu'il soit de faible, de moyenne ou de forte puissance, et ceci quelque soit la nature de son boîtier.

Il nous fournit d'abord, un renseignement sur l'état du transistor et possibilité de déterminer son type par mesure du courant  $I_{C_{BO}}$ , par mesure du gain statique en courant ( $\beta$ ), en émetteur commun et ceci pour 3 gammes de valeur du courant collecteur (mini, moyen, maxi).

Nous démontrerons dans le § II.1, que les indications des valeurs de  $\beta$ , sont indépendantes des variations de l'alimentation. Il nous permet également d'effectuer la mesure dynamique de la pente, la mesure de la résistance et de la capacité d'entrée, la mesure de la résistance et de la capacité de sortie, la mesure de la réactance entre collecteur et base en vue d'établissement, de neutrodynage, et enfin la mesure de la fréquence de coupure pour deux gammes de courant collecteur.

CHAPITRE PREMIER

GENERALITES

I.1 - SYMBOLES EMPLOYES

- En continu, on emploie généralement les lettres majuscules pour déterminer certaines fonctions (tension, intensité, puissance ;
- en alternatif, on emploie les lettres minuscules.

Les indices e, b, c, servent à caractériser la configuration du circuit.

- e) - émetteur commun
- b) - base commune
- c) - collecteur commun

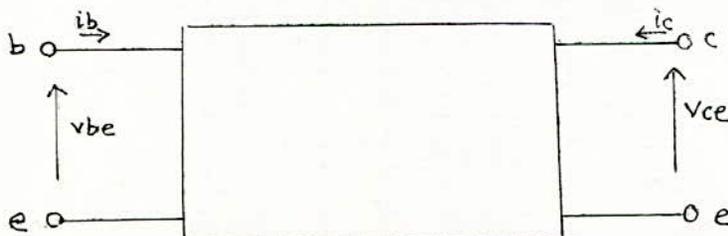
I.2 - LES PARAMETRES D'UN TRANSISTOR

- Il est préférable de considérer le transistor comme un quadripôle actif (boite noire) et d'en mesurer les paramètres.

On choisit les paramètres hybrides (h) aux fréquences basses et les paramètres (y) aux fréquences élevées car la mesure de ces derniers ne demandent que la mise en court-circuit ( $v_1 = 0$ , ou  $v_2 = 0$ ) ce qui est réalisable en H.F.

I.2.1. - Paramètres (y)

- Considérons le montage en émetteur commun



- On a alors :

$$i_b = y_{11e} v_{be} + y_{12e} v_{ce}$$

$$i_c = y_{21e} v_{be} + y_{22e} v_{ce}$$

- et :

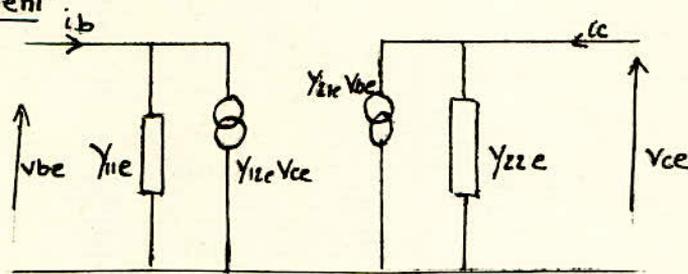
$$y_{11e} = \frac{i_b}{v_{be}} \text{ avec } v_{ce} = 0$$

$$y_{12e} = \frac{i_b}{v_{ce}} \text{ avec } v_{be} = 0$$

$$y_{21e} = \frac{i_c}{v_{be}} \text{ avec } v_{ce} = 0$$

$$y_{22e} = \frac{i_c}{v_{ce}} \text{ avec } v_{be} = 0$$

Shéma équivalent



### I.2.2. - Paramètre (h)

$$v_{be} = h_{12e} i_b + h_{12e} v_{ce}$$

$$i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce}$$

et :

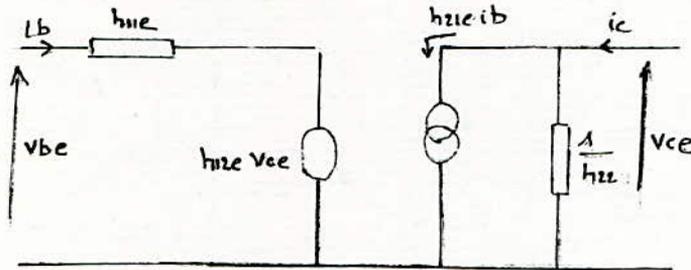
$$h_{11e} = \frac{v_{be}}{i_b} \text{ avec } v_{ce} = 0$$

$$h_{12e} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \text{ avec } i_b = 0$$

$$h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} \text{ avec } v_{ce} = 0$$

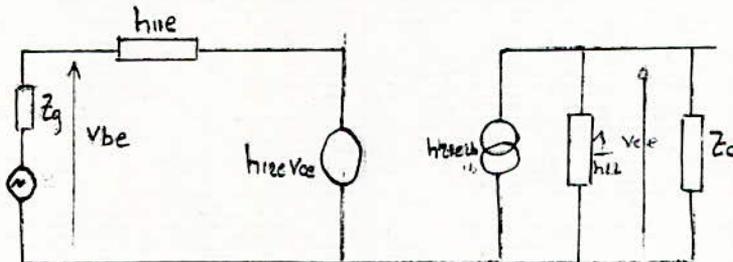
$$h_{22e} = \frac{i_c}{v_{ce}} \text{ avec } i_b = 0$$

Schéma équivalent :



### I.3 - INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DU GENERATEUR ET DE LA CHARGE SUR LES CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR

I.3.1. - En considérant les paramètres (h)



- On écrit les relations suivantes :

$$v_{be} = h_{11e} i_b + h_{12e} v_{ce} \quad (1)$$

$$i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce} \quad (2)$$

$$i_c = \frac{v_{ce}}{Z_c} \quad (3)$$

$$v_{be} = e_g - Z_g i_b \quad (4)$$

En- substituant (3) et (4) dans (1) et (2) on obtient :

$$\begin{aligned} e_g &= (h_{11e} + Z_g) i_b + h_{12e} v_{ce} \\ 0 &= h_{21e} i_b + (h_{22e} + \frac{1}{Z_c}) v_{ce} \end{aligned}$$

On déduit alors :

- gain en courant :

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} Z_c}$$

Pour que  $A_i$  soit peu différent de  $h_{21e}$ , il suffit que  $Z_c$  tend vers 0.

On remarque que pour les transistors BF, on a les approximations suivantes :

$$h_{12e} = 0 \quad h_{22e} = 0 \quad \text{car } \frac{1}{h_{22e}} \text{ tend vers } \infty$$

- Impédance d'entrée  $Z_e$  :

$$Z_e = h_{11e} - \frac{h_{12e} h_{21e}}{h_{22e} + \frac{1}{Z_c}}$$

- Impédance de sortie  $Z_s$  :

$$Z_s = \frac{v_{ce}}{i_c} \Delta = \frac{h_{11e} + Z_g}{h_{22e} + \frac{1}{Z_c}}$$

$$\text{soit } Y_s = h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} + Z_g}$$

$$\text{avec } \Delta h = h_{22} h_{11} - h_{12} h_{21}$$

II.3.2. - En considérant les paramètres  $y$



On a les relations suivantes :

$$i_b = y_{11} v_{be} + y_{12} v_{ce}$$

$$i_c = y_{21} v_{be} + y_{22} v_{ce}$$

et :

$$i_c = v_{ce} Y_c$$

On déduit alors :

- gain en courant :

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{y_{21e} Y_c}{\Delta y + y_{11e} Y_c}$$

$$\text{avec : } \Delta y = y_{22e} y_{11e} - y_{12e} y_{21e}$$

- Impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{y_{22e} + Y_c}{\Delta y + y_{11e} Y_c}$$

- Admittance d'entrée :

$$Y_e = y_{11e} - \frac{y_{12e} y_{21e}}{y_{22e} + Y_c}$$

- Impédance de sortie :

$$Z_s = \frac{y_{11e} + Y_g}{\Delta y + y_{22e} Y_g}$$

- Admittance de sortie :

$$Y_s = y_{22e} - \frac{y_{12e} y_{21e}}{y_{11e} + Y_g}$$

I.4 - CIRCUIT RESONANT PARALLELE

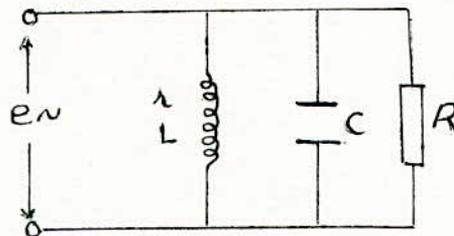
Un circuit résonant parallèle est constitué :

- d'une bobine L et de résistance r
- d'une capacité C comportant des pertes (R)

Ces pertes sont constituées par les fuites dans les supports, les pertes dans le condensateur lui-même, les pertes dans le voltmètre, ou les pertes dans le circuit à mesurer.

Désignons par :

- f, la fréquence de travail
- e, la force électromotrice qui agit sur le circuit.



- Etude et calcul de Zt

$$\frac{1}{Z_t} = \frac{1}{R} + jCw + \frac{1}{r + jLw}$$

$$\frac{1}{Z_t} = \left( \frac{1}{R} + \frac{r}{r^2 + L^2 w^2} \right) + j \left( Cw - \frac{Lw}{r^2 + L^2 w^2} \right)$$

Transformons cette expression en faisant figurer le facteur de qualité de la bobine  $Q = Lw/r$ .

$$\frac{1}{Z_t} = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r(1 + Q^2)} \right) + j \left( Cw - \frac{1}{Lw} \cdot \frac{1}{1 + 1/Q^2} \right)$$

A la résonance nous devons avoir (partie imaginaire nulle),  
c'est-à-dire :

$$C_{ow} = \frac{1}{Lw} \cdot \frac{1}{1+1/Q^2}$$

soit :

$$LC_{ow}^2 = \frac{1}{1+1/Q^2} \quad \text{condition de résonance}$$

On remarque que cette dernière est indépendante de la  
résistance R, ce qui est un avantage pour la mesure.

On déduit alors l'impédance maximum.

$$Z_t = \frac{Rr (1+Q^2)}{R + r (1 + Q^2)}$$

#### REMARQUE

$r/Lw$  est toujours inférieur à l'unité, donc  $r^2 / Lw^2$  est négligeable  
et on a les approximations suivantes :

$$LC_{ow}^2 = 1$$

$$Z_t \text{ max } \neq R$$

## CHAPITRE DEUX

### M E S U R E S

#### II.1 - MESURE DE $\beta$

##### II.1.1. - Choix du procédé

Le  $\beta$  en continu d'un transistor est le rapport entre le courant collecteur et le courant de base qui l'a provoqué :  $B = I_C/I_B$ , avec  $I_{CEO}$  négligeable devant la valeur de  $I_C$ .

Pour le connaître, il nous suffit donc de fixer à une valeur connue l'un de ces paramètres, et de mesurer l'autre.

Deux possibilités :

##### 1/ - $I_B$ constant et connu

On mesure le courant collecteur et on en déduit le rapport. Ce procédé présente quelques désavantages.

- a) - L'échelle de l'appareil de mesure doit être gradué directement en  $\beta$ .
- b) - Influence de l'alimentation sur la mesure.  
Un étalonnage fait avec une pile neuve n'est plus valable avec une pile usagée.

##### 2/ - $I_C$ constant et connu

On règle  $I_B$  à l'aide de la résistance variable de la base  $R_b$ .

$I_B = E/R_b$  ( $V_{BE}$  étant négligeable devant  $E$ ).

$I_C = K$  (valeur connue et fixée à l'avance).

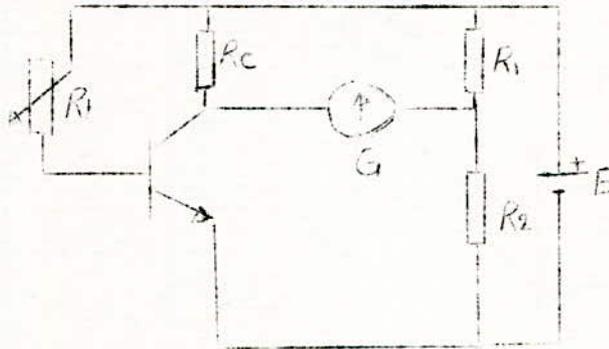
$\beta = I_C/I_B = KE/R_b = K'/R_b$ .

Avantage du procédé par rapport au premier :

Il nous permet de graduer le potentiomètre en  $\beta$ , ce qui est plus facile et possibilité d'obtenir plusieurs gammes.

II.1.2. - Amélioration du procédé

Considérons le montage en pont



Le galvanomètre  $G$  ne sert que d'indicateur d'équilibre.

Calculons  $\beta$  pour un tel montage.

A l'équilibre, c'est-à-dire lorsqu'aucun courant ne traverse le galvanomètre, la chute de tension aux bornes de  $R_c$  ( $V_{Rc}$ ) est égale à la chute de tension aux bornes de  $R_1$  ( $V_{R1}$ ) et on a :

$$I_B = E/R_b$$

$$I_C = \leftarrow \frac{E}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1}{R_C}$$

./.

$$\text{D'où } \beta = I_c / I_B = \frac{R_b \cdot R_1}{(R_1 + R_2) R_C}$$

On remarque que  $\beta$  ne dépend plus de la source d'alimentation.

### II.1.3. - Choix des éléments

#### a) - Choix de $R_c$

On se donne la résistance de charge  $R_c$  compatible avec le type d'amplification choisi (ou souhaité)  $R_C$  grand (10 à 47 K $\Omega$ ) pour un préamplificateur  $R_C$  voisin de 2,2K  $\Omega$  pour un amplificateur classique  $R_c$  petit, de l'ordre de 100  $\Omega$  à 500  $\Omega$  pour un étage vidéo.

Cette résistance  $R_C$  sert à fixer le courant collecteur  $I_C$ .  $I_C$  est variable suivant le type de transistor, le courant maximum de collecteur est donné par le constructeur.

#### b) - Choix de $R_1$ et $R_2$

Le transistor a son rendement le meilleur quand le point de repos est situé au milieu de la droite de charge, et on aura :

$$V_{CE} = E/2$$

$$I_C = I_C \text{ max}/2$$

$$I_C \text{ max} = E/R_C$$

$$\text{soit } I_C = E/2 R_C$$

$$\text{comme } I_B = E/R_B$$

$$\beta = I_C / I_B = R_B / 2R_C \text{ (valeur indépendante de E).}$$

./.

pour que VCE soit égale à E/2, il suffit que VR1 chute de tension aux bornes de R1, soit égale à VR2, chute de tension aux bornes de R2, c'est-à-dire que R1 = R2.

On vérifie qu'on retrouve  $\beta = RB/2RC$  en remplaçant R2 par R1 dans la formule (1).

Valeur de Rc

3 gammes de valeur :

a) -  $IC = 1 \text{ mA}$  )  $\implies E/2Rc = 1\text{mA} \implies Rc = 1,5\text{K}$   
       $E = 3 \text{ V}$  )

Puissance dissipée dans Rc

$Pa = 1,5 \cdot 1^2 = 1,5 \text{ m Watts.}$

b) -  $IC = 10 \text{ mA}$  )  $Rc = 0,150 \text{ K}$   
       $E = 3 \text{ V}$  )

Puissance dissipée

$Pb = 15 \text{ m Watts}$

c) -  $IC = 100 \text{ mA}$  )  $Rc = 0,0150 \text{ K}$   
       $E = 3 \text{ V}$  )

Puissance dissipée

$Pc = 150 \text{ m Watts}$

On choisira des résistances en carbone 1/2 Watts.

Valeur de Rb

$\beta$	$IC = 1 \text{ mA}$	$IC = 10 \text{ mA}$	$IC = 100 \text{ mA}$
10	30 k $\Omega$	3 k $\Omega$	0,3 k $\Omega$
20	60 k $\Omega$	6 k $\Omega$	0,6 k $\Omega$
...	...	...	...
100	300 k $\Omega$	30 k $\Omega$	3 k $\Omega$
1000	3000 k $\Omega$	300 k $\Omega$	30 k $\Omega$

Donc on doit choisir 3 potentiomètres :

P1 = 3 M  , P2 = 300 K  , P3 = 30 K 

Pour éviter que Rb soit nulle, on placera des résistances en série avec les potentiomètres.

Par exemple : Rb1 = 33 K  , Rb2 = 3,3 K 

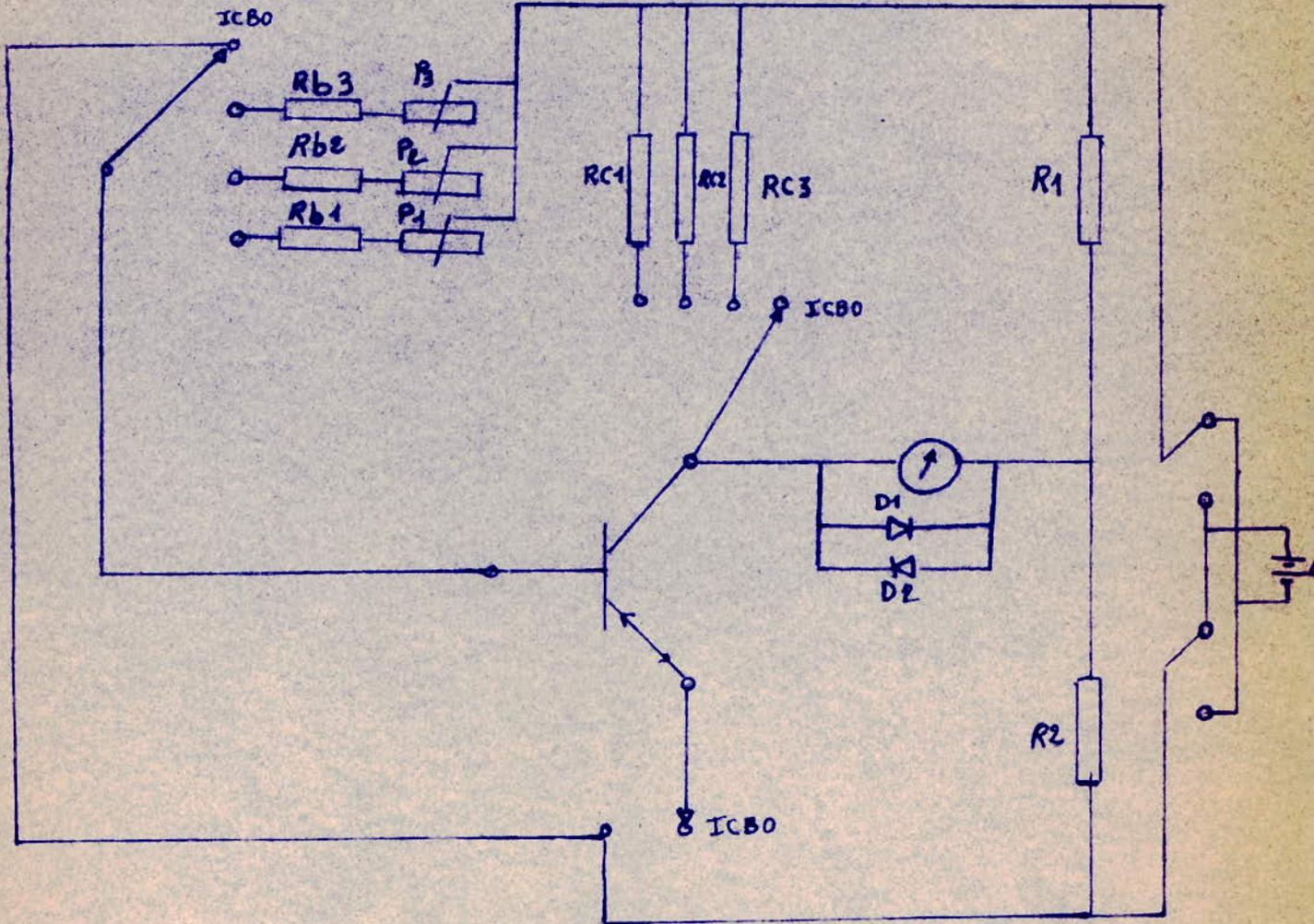
L'étalonnage de l'appareil en  $\beta$  sera fait à l'aide d'un ohmètre.

REMARQUE :

Pour éviter toute surcharge du galvanomètre, on le shunte par des diodes en opposition, car il faut considérer les deux cas suivant le sens du courant (PNP ou NPN).

./.

# II 14 Schéma pratique



## II.2 - MESURE DYNAMIQUE DE LA PENTE S

### II.2.1. - Définition

La pente S est le rapport du courant collecteur  $i_c$  sur la tension  $v_{be}$  en montage émetteur commun, pour des petits signaux.

Elle s'exprime en mA/ v ou mho.

D'après le quadripôle des admittances en émetteur commun, on a :

$$i_c = y_{21e}.v_{be} + y_{22e}.v_{ce}$$

$$\text{si } v_{ce} = 0, \text{ on en déduit } y_{21e} = \frac{i_c}{v_{be}}$$

On remarque alors que S n'est rien d'autre que  $y_{21e}$  à condition que  $v_{ce}$  soit égale à zéro.

### II.2.2. - Principe de la mesure et étude du schéma

Considérons le schéma fig (II.2.4) on a alors :

$$i_c = \frac{v_{ce}}{R_c} \quad (\text{en négligeant } Z_g \text{ de la batterie en alternatif})$$

d'où :

$$S = \frac{i_c}{v_{be}} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} \cdot \frac{1}{R_c}$$

Or,  $v_{be}$  et  $R_c$  sont soit connus, soit fixés

donc : S s'écrit sous la forme :

$$S = K v_{ce} \quad (1)$$

ce qui veut dire que la tension de sortie  $v_{ce}$  exprime à une constante près la pente.

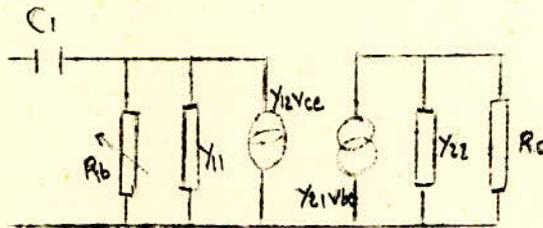
### CONSEQUENCE

La mesure consiste alors de fixer,  $v_{be}$ ,  $R_c$  et de mesurer  $v_{ce}$ .

II.2.3. Conditions à respecter pour que  $S \neq \infty$  /y21E/

Comme nous l'avons dit pour la mesure du  $\beta$ , la mesure doit être faite pour un  $i_c$  et  $v_{ce}$  spécifiés c'est-à-dire, que nous devons nous placer dans la partie linéaire de la caractéristique et, il faut que  $v_{ce}$  soit égale à zéro.

Considérons le schéma équivalent en alternatif :



1er/ la condition  $v_{ce} = 0$  impose le choix du  $R_c$ , nous devons avoir :

$$R_c \ll \frac{1}{h_{22}} \implies R_c \leq 1 \text{ k}\Omega$$

On prendra :  $R_c = 100 \Omega$

2er/ Pour que la source présente un véritable Court-circuit on place une capacité en parallèle ( $C_1$ ).

La valeur de  $C_1$  est imposée par la condition

$$i_c = \frac{v_{ce}}{R_c}$$

C'est-à-dire que  $\frac{1}{C_1 \omega} \ll R_c$

Pour :  $f = 1 \text{ KHZ}$

Nous aurons :

$$\frac{1}{2\pi f C_1} \lll 100 \implies 0,1 \cdot 10^{-5} \lll C_1$$

On prendra :

$$C_1 \ggg 0,1 \text{ uF}$$

3er/ Pour éviter que la H.F. court-circuite l'entrée on place une self d'arrêt : L1.

La valeur de L1 est déterminée par la condition :

$$L1\omega \ggg h_{11e}$$

$$\text{soit : } 2\pi f L1 \ggg 1K \curvearrowright$$

$$\text{Pour } f = 1\text{KHZ on a } L1 \ggg \frac{10^3}{6 \cdot 10^3} = \frac{1}{6} = 1\text{mH}$$

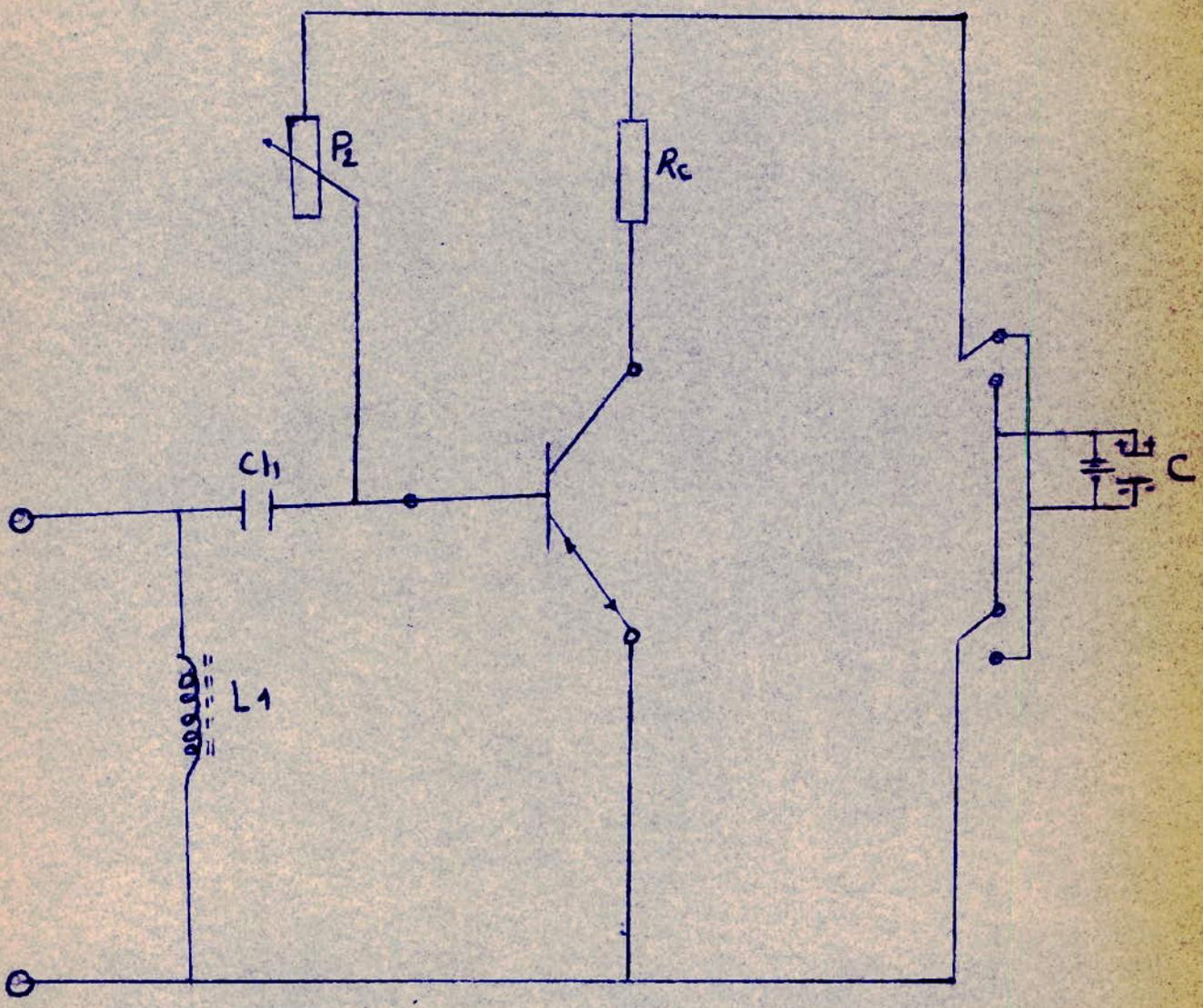
En tenant compte de ces conditions et si l'on s'arrange pour que la tension d'entrée vbe soit égale à 1mv (signale de faible amplitude) on obtient alors la relation suivante :

$$S \neq \frac{v_{21e}}{100 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = \frac{v_{ce}}{10} = 10 \cdot v_{ce}$$

La valeur de S est égale en grandeur à 10 fois la valeur de vce mesurée en mv.

./.

# II24 Schéma pratique



## II.3 - MESURE DE L'ADMITTANCE D'ENTREE

### II.3.1. - Définition

L'admittance d'entrée à sortie court-circuitée est le rapport du courant base sur la tension base

$$y_{11e} = \frac{i_b}{V_{be}}$$

Elle s'exprime en mho ou mA/V.

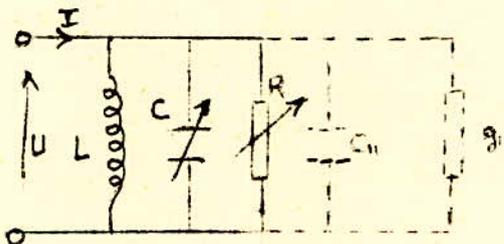
### II.3.2. - Choix du procédé

$y_{II}$  peut se mettre sous la forme  $g_{II} + j C_{II}\omega$

Le problème consiste alors à mesurer  $g_{II}$  et  $C_{II}$

- méthode de résonance.

Considérons un circuit résonnant parallèle R.L.C. alimenté par une tension  $U$ .



A la résonance, on a les relations suivantes :

$$L C \omega^2 = I \quad \text{---(1)}$$

$$U = RI \quad \text{(2)}$$

$$Q = \frac{L\omega}{R} \quad \text{(3)}$$

soit : yII l'admittance placée en parallèle à ce circuit.

En maintenant L et f constants, la nouvelle résonance aura lieu pour une valeur C' du condensateur variable.

$$Q' = \frac{L\omega}{R // r_{II}}$$

$$L (C_{II} + C') \omega^2 = I \quad (4)$$

En comparant (I) et (4) nous en déduisons la valeur de la capacité inconnue CII

$$C_{II} = C - C'$$

Pour que Q soit égal à Q', il faut attribuer une nouvelle valeur à R soit R'. Cette valeur :

$$Q = Q' \implies \frac{L\omega}{R' // r_{II}} = \frac{L\omega}{R}$$

$$R = \frac{r_{II} R'}{R' + r_{II}} \implies \frac{1}{r_{II}} = \frac{1}{R} - \frac{1}{R'}$$

### CONCLUSION

Les variations du condensateur variable et du potentiomètre nous donnent directement les valeurs de CII et rII.

### II.3.3. - Calcul des éléments du circuit

- Calcul du condensateur de liaison CI

Soit  $Z_t$  l'impédance totale du circuit résonnant et  $C_I$  le condensateur de liaison ( $Z_t$  comprend également l'impédance d'entrée  $Z_e$  du transistor).

Pour que  $C_I$  ne perturbe pas les mesures, et représente un court-circuit pour la gamme de fréquence considérée, il faut que :

$$\frac{I}{C_I \omega} \ll Z_t$$

Etant donné qu'on travaille au voisinage de la fréquence de résonance, on peut écrire que :

$$Z_t \neq r_{II}$$

et :

$$\frac{I}{C_I \omega} < r_{II}$$

soit :

$$C_I \gg \frac{I}{2nfr} \qquad C_I \gg \frac{1}{2nfr}$$

Pour :  $r = I \text{ K } \Omega$

$$f = I \text{ KHZ} \implies C_I \gg 0,16 \text{ uF}$$

$$f = I \text{ MHZ} \implies C_I \gg 0,16 \text{ nF}$$

$$f = 10^3 \text{ MHZ} \implies C_I \gg 0,16 \text{ pF}$$

- Calcul des fréquences de résonance limites

Nous avons une self :  $L_2 = 9,5 \text{ mH}$

un condensateur variable ( $C$  résiduelle  $10 \text{ pF}$   
 $C_{\text{Max}} = 540 \text{ pF}$ ).

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}} \quad f \text{ en KHZ} \quad L \text{ Henry} \quad C \text{ en pF}$$

où :

$$f = \frac{159}{\sqrt{L C}} \quad f \text{ en MHZ} \quad L \text{ en } \mu\text{H} \quad C \text{ en pF}$$

d'où :

$$f_{\min} = \frac{159}{\sqrt{L C \max}}$$

$$f_{\min} = \frac{159}{\sqrt{9,5 \cdot 10^{-3} \cdot 550}} = \frac{159}{5,225} \neq 69,5 \text{ KHZ}$$

et :

$$f \max = \frac{159}{\sqrt{L C \min}}$$

$$f \max = \frac{159}{\sqrt{9,5 \cdot 10 \cdot 10}} \neq 519 \text{ MHZ}$$

II.4 - MESURE DE L'ADMITTANCE DE SORTIE

II.4.1. - Définition

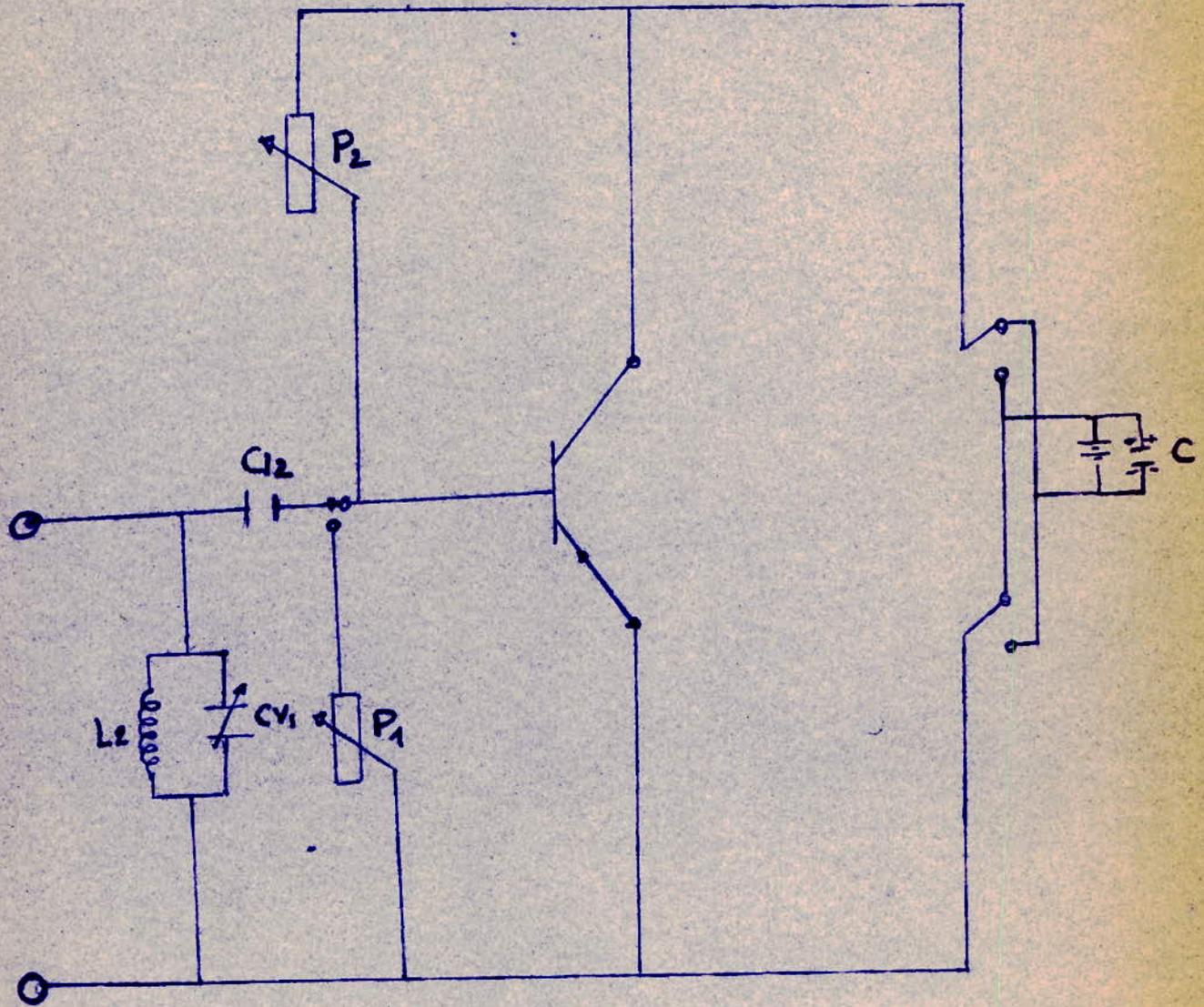
L'admittance de sortie ( $y_{22e}$ ) à entrée court-circuitée est le rapport du courant collecteur sur la tension collecteur.

Elle s'exprime en mho.

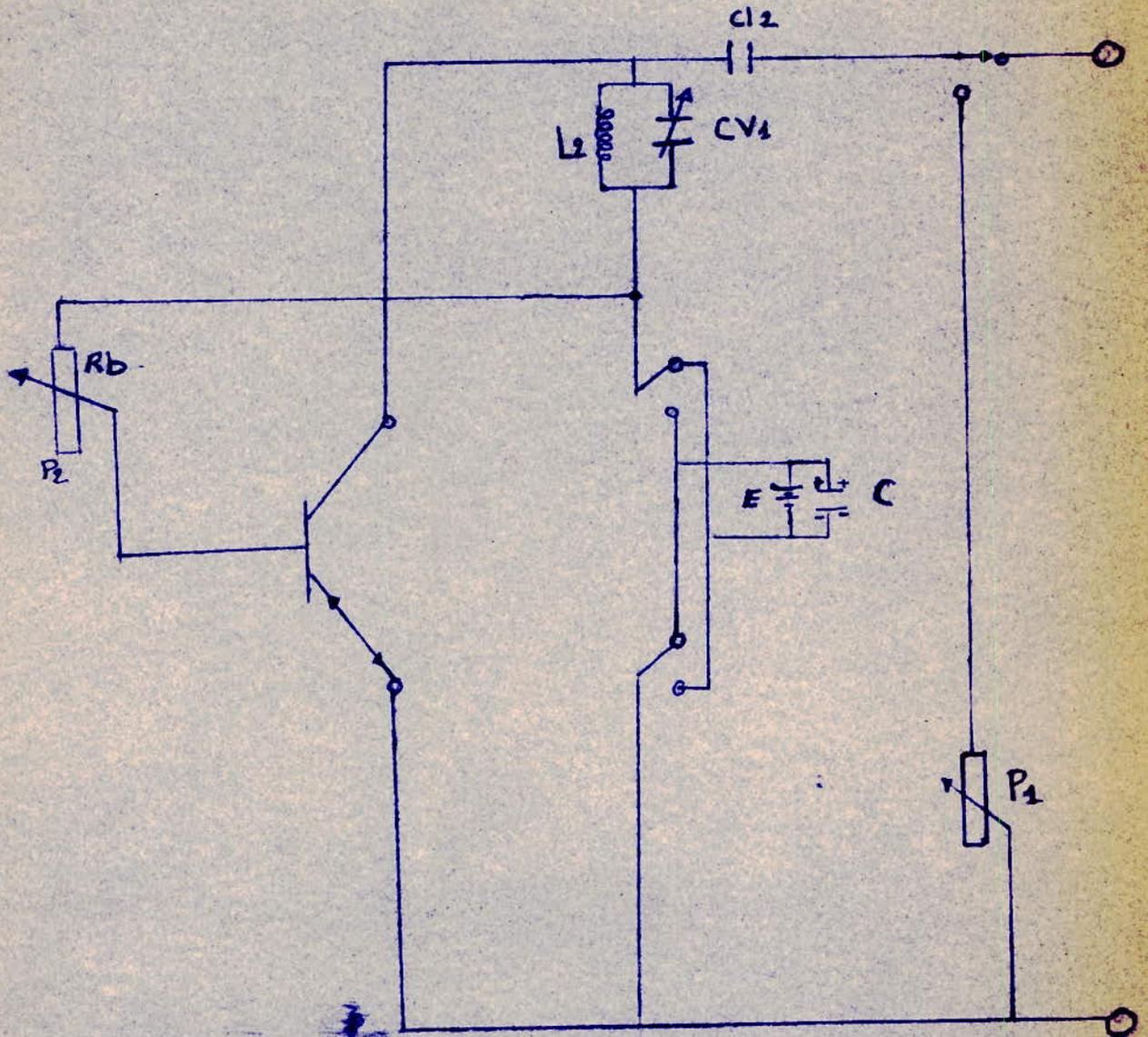
II.4.2. - Choix du procédé

On utilise la même méthode que pour la mesure de  $y_{11e}$  mais avec des plages de mesures différentes, car en montage émetteur commun  $y_{11e} \gg y_{22e}$ .

# II34 Schéma pratique



# II 43 Schéma pratique



## II.5 - MESURE DE NEUTRODYNAGE

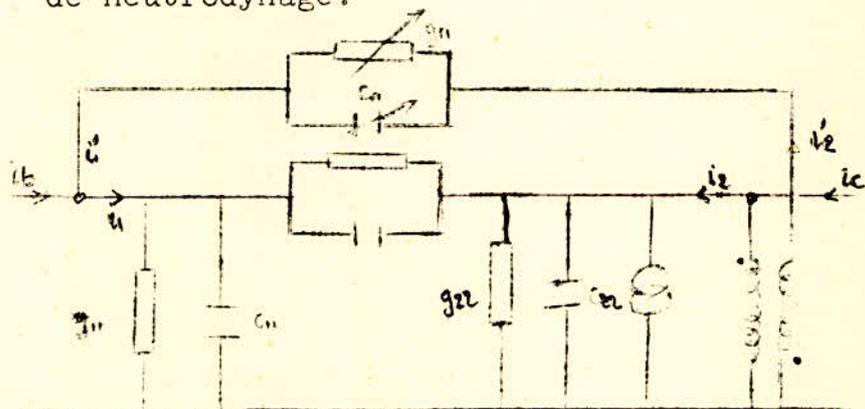
### II.5.1. - Rappel

L'expérience a montré qu'un transistor peut osciller même en l'absence de réaction extérieure, ceci est dû à une réaction intérieure propre au transistor.

Si l'on veut utiliser le transistor comme amplificateur, il faut éliminer cette réaction, en plaçant une admittance  $y_n$  en parallèle sur le transistor est telle que le courant qui la traverse soit égal mais déphasé de  $180^\circ$ .

### II.5.2. - Choix du procédé

Représentons le transistor avec son circuit de neutrodynage.



On suppose le transformateur idéal et de rapport  $n$ , pour le quadripole transistor on a :

$$i_1 = y_{11}.v_1 + y_{12}.v_2$$

$$i_2 = y_{21}.v_1 + y_{22}.v_2$$

Pour le quadripole de neutrodynage on a :

$$i_b - i_1 = y_{nv1} - \frac{y_{nv2}}{n}$$

$$i_c - i_2 = \frac{y_{nv1}}{n} - \frac{y_{nv2}}{n^2}$$

$$\begin{pmatrix} y_n & -\frac{y_n}{n} \\ (-\frac{y_n}{n}) & \frac{y_n}{n^2} \end{pmatrix}$$

Pour le quadripole complet on a :

$$\begin{pmatrix} y_{11} = y_n & y_{12} = -\frac{y_n}{n} \\ y_{21} = -\frac{y_n}{n} & y_{22} = \frac{y_n}{n^2} \end{pmatrix}$$

### CONCLUSION

On doit avoir :  $y_{12} = (g_n + j\omega C_n)$

soit :  $g_{12} = \frac{g_n}{n}$

$$C_{12} = \frac{C_n}{n}$$

On règle  $C_n$  et  $g_n$  jusqu'à ce que le signal obtenu à l'entrée s'annule.

### Calcul des éléments

Transformateur :

rapport  $n = 2$

résistance primaire 750  $\Omega$

résistance du secondaire

bande passante. 100 KHZ.

Condensateur variable CV2

$$C_{\min} = 5 \text{ pF}$$

$$C_{\max} = 100 \text{ pF}$$

Or, généralement la capacité de neutrodynage est faible donc pour réduire la plage de mesure, on placera une capacité en série ( de 20 pF).

On a alors :

$$C_{\min} = 4 \text{ pF}$$

$$C_{\max} = 16 \text{ pF}$$

D'où la plage de mesure définitive :

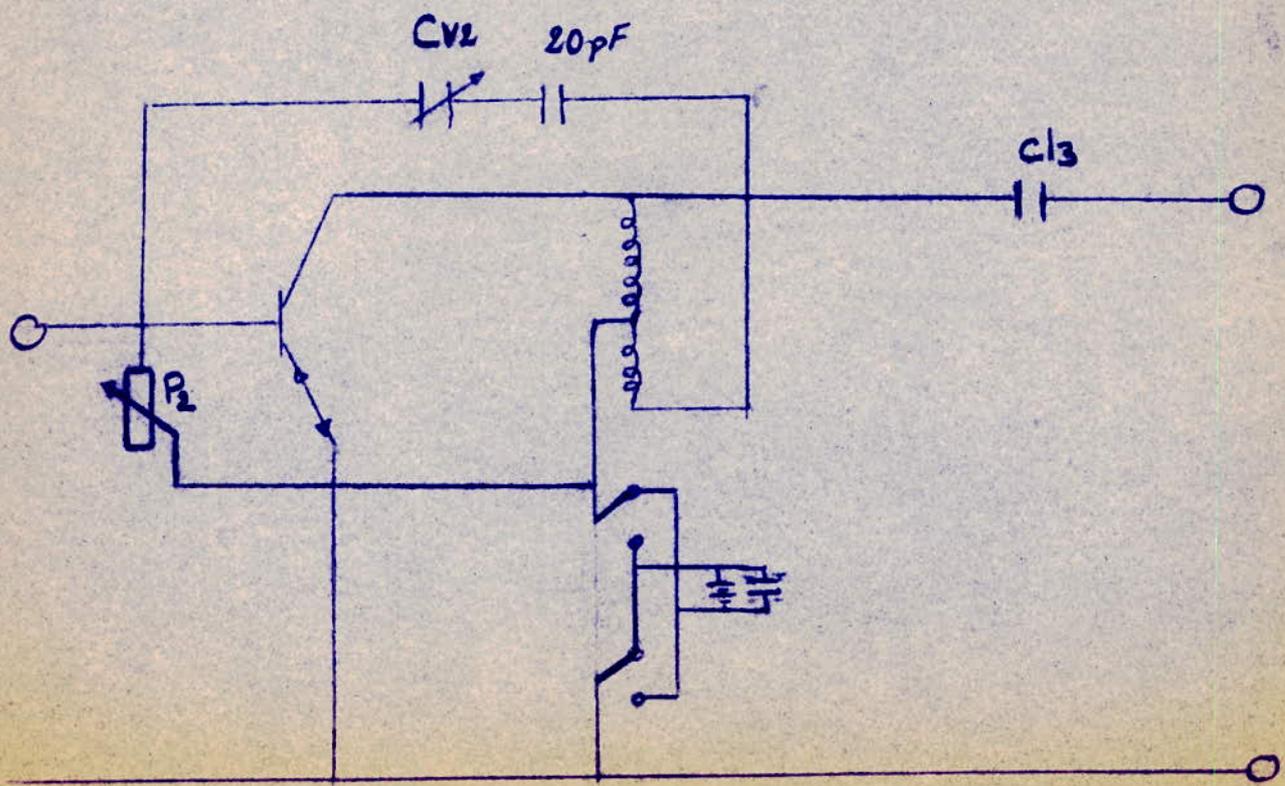
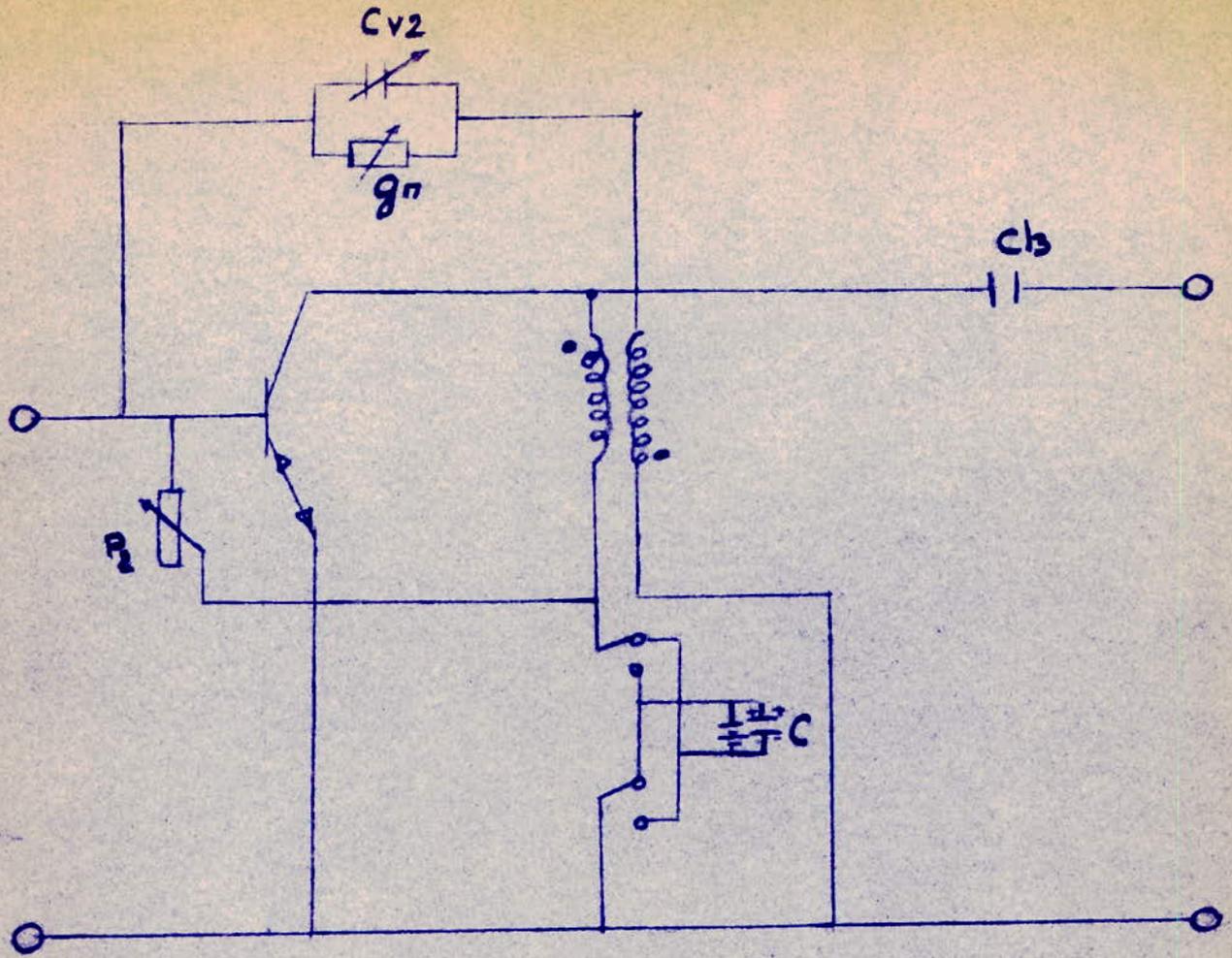
$$\text{soit : } \frac{C_{\min}}{n} \quad , \quad \frac{C_{\max}}{n}$$
$$2\text{pF} \quad \quad \quad 8\text{pF}$$

REMARQUE :

On peut utiliser un enroulement du secondaire en série avec un enroulement du primaire. (A condition de repérer les sorties qui inversent la phase). On augmente ainsi la bande passante.

./.

# II 54 Schémas pratiques



II.6 - MESURE DE LA FREQUENCE DE COUPURE

II.6.1. - Définition

La fréquence de coupure en émetteur commun  $f_{\beta}$  est la fréquence pour laquelle le module du gain en courant  $\beta$  (sortie en court-circuit pour petits signaux) diminue de 3 db par rapport à sa valeur en basse fréquence  $\beta_0$ .

II.6.2. - Choix du procédé

En hautes fréquences, on a les relations suivantes :

$$\beta = \beta_0 \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{\beta}}}$$

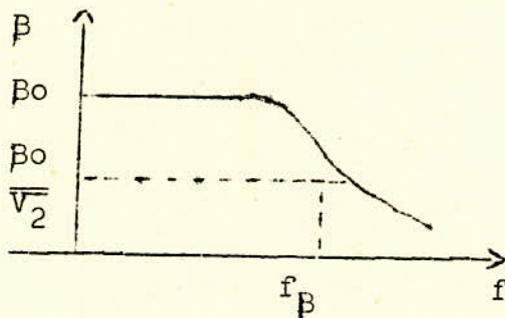
soit en module

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\beta}}\right)^2}}$$

Si la fréquence de mesure  $f = f_{\beta}$ , on aura :

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} = 0,707 \beta_0$$

Courbe de réponse



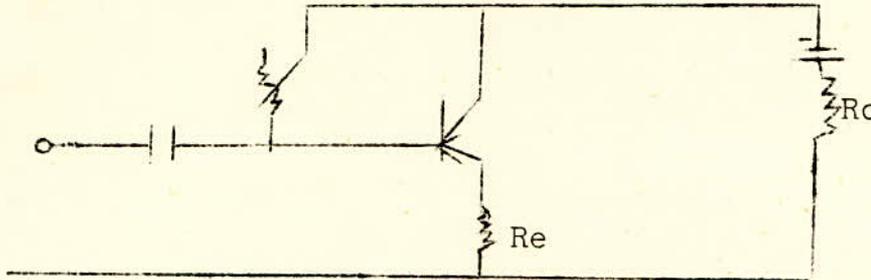
1° METHODE

Il s'agit alors de relever la courbe de réponse et d'en déduire la fréquence de coupure.

On augmente la fréquence du générateur jusqu'à ce que  $\beta = 0,707 \beta_0$  à ce point on a  $f = f_{\beta}$ .

2° METHODE

Considérons le montage suivant :



Nous avons :  $I_c = \beta i_b$

pour  $\beta = 0,707 \beta_0$

On aura :  $0,707 \beta_0 i_b = 0,707 I_c = I_e$

et si  $\beta \ll 1$   $0,707 I_c = I_e$

Considérons les chutes de tension aux bornes de  $R_c$  et  $R_e$ .

$$R_e I_e = V_{Re} = 0,707 R_e I_c$$

$$R_c I_c = V_{Rc}$$

Si l'on s'arrange que  $R_c$  soit égale à  $0,707 R_e$  nous devons avoir :  $V_{Re} = V_{Rc}$

Et il suffit alors de placer un indicateur d'équilibre entre  $R_c$  et  $R_e$  et de faire varier la fréquence du générateur jusqu'à ce que l'indicateur n'indiquerait aucune déviation.

AVANTAGE DE LA METHODE

C'est une méthode rapide et facile d'emploi, elle nécessite aucun calcul pour la détermination de  $f_{\beta}$  et nous permet d'éviter certaines erreurs dues au calcul de  $\beta$ .

### II.6.3. - Calcul des éléments

Etant donné que  $f_{\beta}$  varie avec la polarisation, nous devons alors fixer  $I_c$  (ou VCE) et la température à laquelle on travaille  $I_C$  étant fixé à l'aide d'un potentiomètre variable  $R_b$  si  $R_e = 100 \Omega$   $R_c = 70,7 \Omega$  en hautes fréquences, précautions à prendre pour le choix des résistances et pour les fils de connexions du transistor, on choisira par exemple des résistances à couche de carbone déposée).

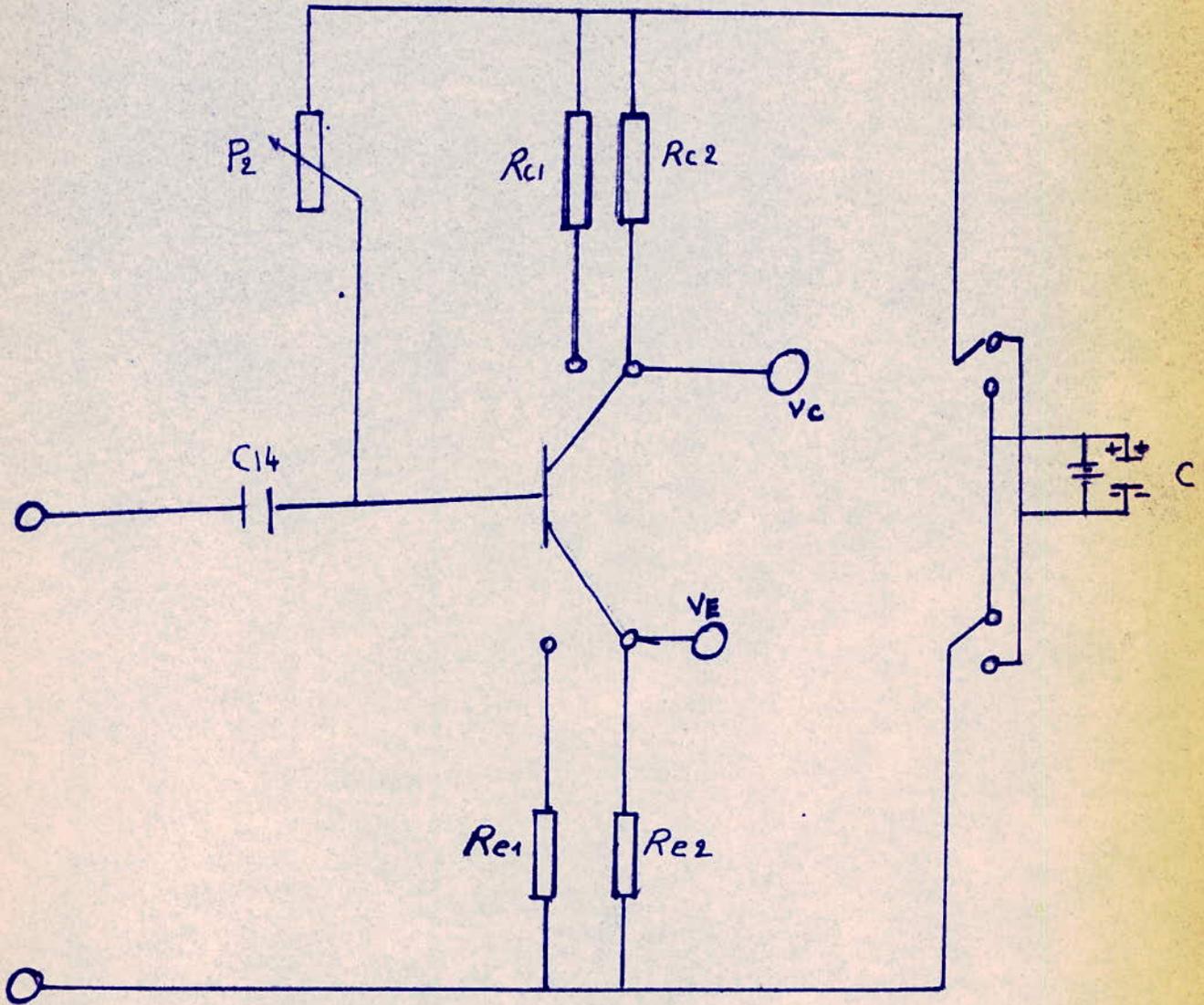
En général, l'écart sera plus grand pour une résistance du type 1W que pour la même résistance du type 0,25 W (puisque la capacité parallèle de la résistance n'est pas la même).

On choisira deux gammes de mesure :

$$\begin{array}{ll} R_{e1} = 100 \Omega & R_{c1} = 70,7 \\ R_{e2} = 1 \text{ k} & R_{c2} = 707 \Omega \end{array}$$

OR, ces deux valeurs  $R_{c1}$  et  $R_{c2}$  ne sont pas normalisées, donc on choisira les p résistances de valeurs  $68 \Omega$  et  $680 \Omega$ .

./.



## CHAPITRE TROIS

### REALISATION PRATIQUE

#### III.1 - SCHEMA GLOBAL ET ETUDE DU SCHEMA

III.1.1. - Schéma global (voir page 36 )

III.1.2. - Etude du schéma

Notre appareil comporte :

- 1 interrupteur,
- 1 inverseur bipolaire qui permet d'inverser les polarités de la source d'alimentation afin de déterminer le type de transistor PNP ou NPN,
- 1 commutateur à 7 positions - 5 voies qui permet de choisir la mesure désirée,
- 1 commutateur à 5 positions - 2 voies qui permet de choisir la gamme du courant collecteur (pour la mesure en statique),
- 1 commutateur à 3 positions - 3 voies qui permet de choisir la résistance d'émetteur voulue
- 2 potentiomètres P1 et P2,

P1 - potentiomètre double de 500 K  qui permet la mesure de  $\beta$  (pour les gammes I, 10, 100) et les mesures des résistances d'entrée et de sortie).

P2 - potentiomètre de I M  qui permet de choisir pour le contrôle de transistor une intensité du courant collecteur connu ou supposé connu dans la région linéaire de la caractéristique).

- 2 condensateurs variables CVI et CV2 :

- . CVI permet la mesure de C11 et C22 (capacité max. 540 pF - capacité résiduelle 20 pF.
- . CV2 permet la mesure de la capacité de neutrodynage (capacité max 100 pF - capacité résiduelle 5 pF.

- 2 douilles (pour entrée) ;
- 3 douilles pour les connexions du transistor E,B,C ;
- 3 douilles VE, VB, VC qui permettent la mesure du signal obtenu ;
- 1 micro - ampérémètre (300 uA).

#### REMARQUES

- 1/ - Au lieu de 3 potentiomètres, pour la mesure statique de  $\beta$  on n'utilisera qu'un seul potentiomètre double  $P_1 = 500 \text{ K} \sim$  Pour la gamme mA, et pour des  $\beta$  grands (c'est-à-dire  $\beta > 150$ ) on passera à la gamme (1') et la lecture sera faite sur  $P_2 = 2,2 \text{ M} \sim$ .
- 2/ - Le même potentiomètre  $P_1$  nous servira pour la mesure de  $y_{11}$  et  $y_{22}$ .
- 3/ - Du fait que  $P_1$  possède une résistance de contact assez importante (600  $\sim$ ) on prendra  $R_{b2}$  et  $R_{b3}$  nulles afin de pouvoir mesurer des  $\beta$  petits.
- 4/ - Pour la mesure de  $y_{11}$  et  $y_{22}$ , on placera une résistance de 1,5 M  $\sim$  en série avec l'entrée, on augmente ainsi le coefficient de surtension et la mesure devient plus précise pour une fréquence de résonance donnée.

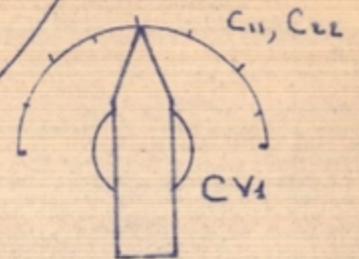
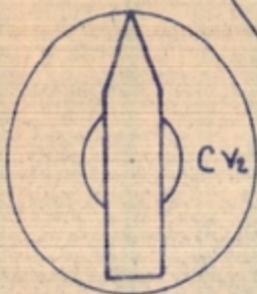
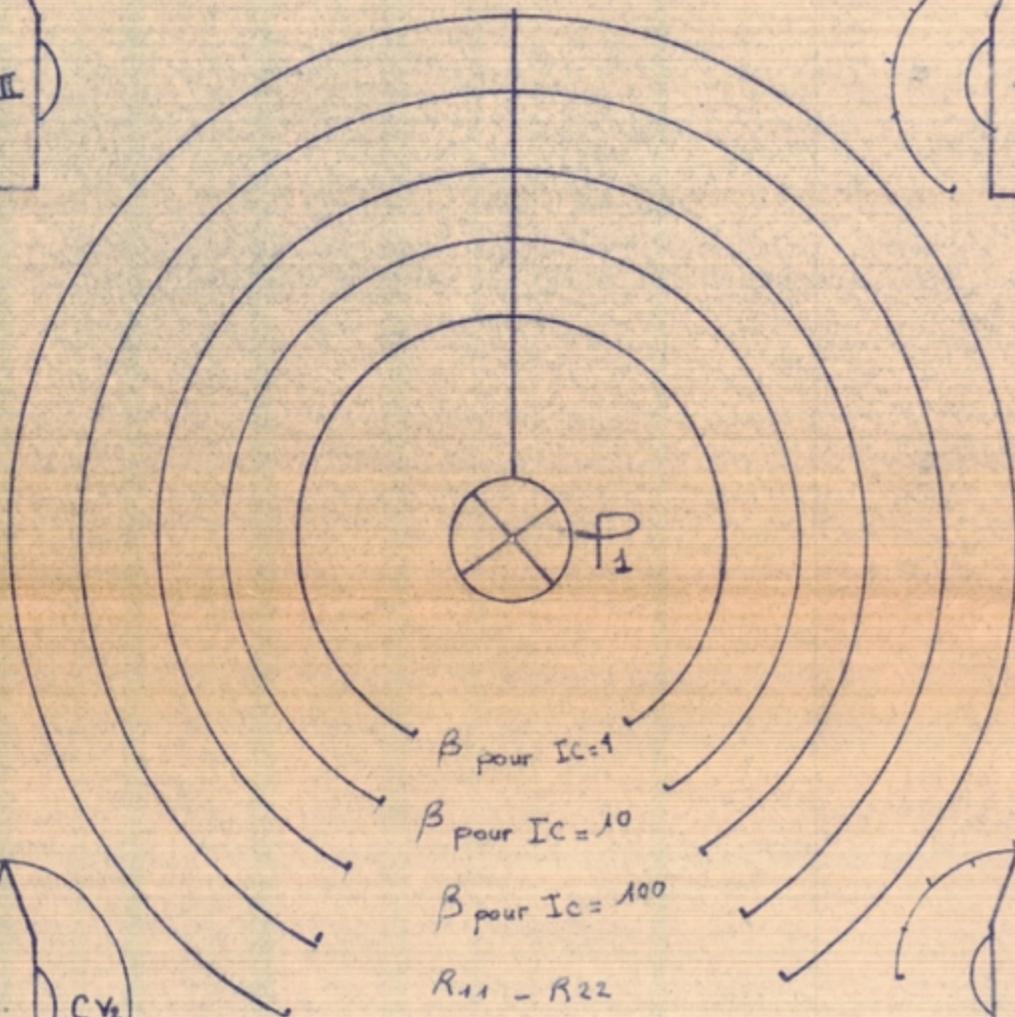
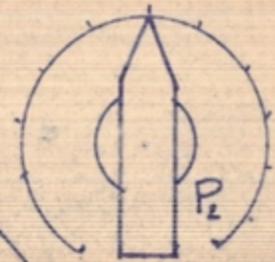
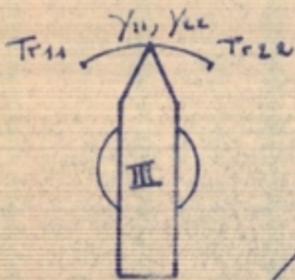
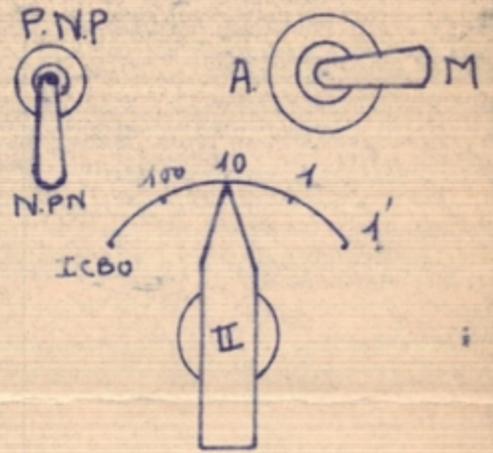
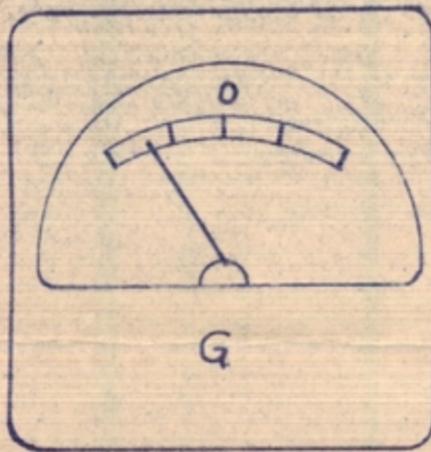
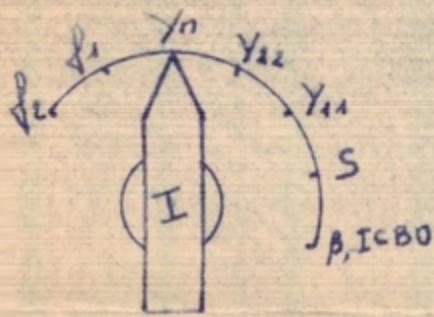
- 5/ - Etant donné que la capacité de neutrodynage est faible, on placera une capacité de 25 pF en série avec  $CV_2$ , on réduit ainsi la plage de mesure pour une même variation de  $CV_2$ .
- 6/ - A l'aide de supports tubes noales, on a réalisé deux supports pour les transistors de puissance tels que 2 N 3055, BDx18 et AD161, AD162.

La masse du support constitue à la fois la connexion collecteur, et radiateur. Pour les autres transistors, on utilisera des fiches crocodiles.

./.



### III.3 Disposition pratique des éléments



TRANSISTORMETRE



Entrée



E



B



C



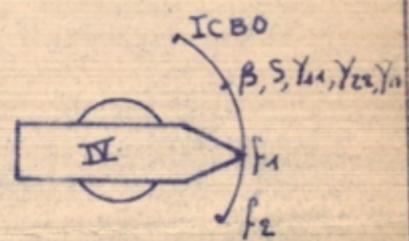
Vc



Vb



Ve



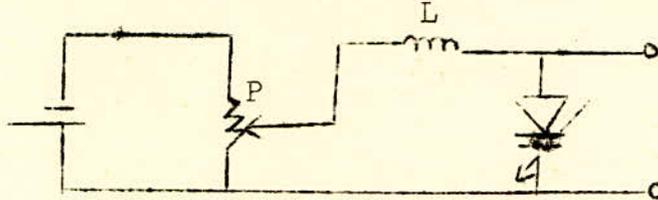
SUITE DE LA LISTE DES COMPOSANTS

- 3 résistances R1 R2 R3      100  $\Omega$       1W  $\pm$  10 %
- 1 résistance RC1            1,5 K  $\Omega$       1/2 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance RC2            150  $\Omega$         1/2 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance RC3            15  $\Omega$           1/2 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance Rb1            33 K  $\Omega$        1/2 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance Rc1            680  $\Omega$         1/4 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance Rc2            6800  $\Omega$        1/4 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance Re1            1 K  $\Omega$         1/4 W  $\pm$  10 %
- 1 résistance Re2            10 K  $\Omega$        1/4W $\pm$       10 %
- 1 résistance R              1,5 M  $\Omega$        1/2 W  $\pm$  10 %
  
- 1 condensateur c11            0,33 uF
- 1 condensateur c12            130 pF
- 4 condensateurs c13            47000pF
- 1 condensateur c14            2700 pF
- 1 condensateur C              0,2 uF
- 1 condensateur variable CV<sub>1</sub>    540 pF
- 1 condensateur variable CV<sub>2</sub>    100 pF
- 1 self                        L<sub>1</sub>            250 mH
- 1 self                        L<sub>2</sub>            9,5 mH
- 1 transformateur    M = ~~1~~2
- 1 potentiomètre double P1 = 500 K  $\Omega$
- 1 potentiomètre            P2 = 2,2 M  $\Omega$
- 2 diodes                      OA . 85

### III.2 - AMELIORATIONS

- 1/ - Pour la mesure de faibles capacités (exemple : capacité de neutrodynage) on emploie une diode varicap, dont le principe est le suivant :

- considérons le montage ci-dessous :



- la diode est polarisée en inverse,
- L self de choc qui empêche la HF de revenir vers l'alimentation,
- à l'aide du potentiomètre P nous ajustons la tension VR (les mesures étant faites pour une fréquence donnée).

On relève alors la courbe de variation de CV aux bornes de la diode en fonction de la variation du potentiomètre P.

- 2/ - Pour réduire les dimensions de l'appareil, <sup>on</sup>procède ainsi
- suppression du commutateur (4), le commutateur (1) devient à 7 positions, 6 voies,
  - suppression de l'interrupteur, l'inverseur PNP, NPN devient à 3 positions dont la position centrale désigne l'arrêt.
- 3/ - Possibilité d'incorporer un oscilateur HF réalisé sur circuit imprimé, pour les mesures des paramètres en dynamique.

## CHAPITRE QUATRE

### UTILISATION DE L'APPAREIL:

#### IV.1. - IDENTIFICATION D'UN TRANSISTOR

Avant d'effectuer les différentes mesures que nous venons d'examiner, il faut identifier les connexions d'un transistor.

##### 1/ - METHODE

Il suffit de se référer à la notice du constructeur, généralement on adopte les conventions suivantes :

- le point de couleur qui repère le collecteur,
- l'ergot qui repère l'émetteur,
- la connexion de base se trouve éloignée du collecteur,
- lorsqu'il s'agit d'un transistor de moyenne ou de forte puissance le collecteur est relié au boîtier.

##### 2/ - METHODE - UTILISATION D'UN OHMETRE

Remarque : avant de mesurer la résistance entre deux sorties, nous devons nous assurer que le maximum de courant collecteur de l'ohmètre ne dépasse pas la valeur du courant inverse maximum que doit supporter une jonction.

##### - identification de la sortie de base

On cherche la résistance directe maximum entre deux connexions, la troisième connexion nous détermine la base.

##### - identification du type (PNP ou NPN)

Ayant repéré la base, on peut déterminer son type.

Pour celà, il suffit de raccorder la pointe négative de l'ohmètre à la base et l'autre pointe à l'une des deux autres connexions.

Si la résistance mesurée correspond à une résistance directe, le transistor est du type PNP, et inversement si elle correspond à une valeur de résistance inverse le transistor est du type NPN.

#### - Identification des connexions collecteur et émetteur

On mesure la résistance directe entre les connexions émetteur-collecteur. La pointe positive de l'ohmètre correspond à l'émetteur et l'autre pointe correspond au collecteur, et ceci lorsque le transistor est du type PNP, et inversement la pointe positive correspond au collecteur et la pointe négative à l'émetteur lorsqu'il est du type NPN.

### IV.2 - MESURE ET EMPLOI DE L'APPAREIL

#### IV.2.1. - Contrôle rapide de l'état du transistor par mesure de ICBO

Ce courant doit être très faible si la jonction base collecteur est en bon état, il est de l'ordre de quelques dizaines de micro-ampères pour les transistors de faible puissance (jusqu'à 500mW) et de quelques centaines de micro-ampères pour les transistors de puissance (la température de mesure étant de 25° C).

La mesure est très simple, il suffit de considérer le montage en base commune et de laisser l'émetteur en l'air. Pour cela nous procédons ainsi :

- Position de :

- /- l'inverseur sur PNP
- /- commutateur (1) sur B, ICBO
- /- commutateur (2) et (4) sur ICBO.

Si l'aiguille dévie à pleine échelle, on passe à la position NPN, si on obtient une faible déviation c'est que le transistor est du type NPN, par contre s'il y a déviation à pleine échelle, le transistor est en court-circuit.

REMARQUE

S'il n'y a aucune déviation sur les deux positions de l'inverseur, le transistor est coupé.

IV.2.2. - Mesures

- mesure de B

- /- position de l'inverseur sur PNP ou NPN selon le type du transistor
- /- commutateur (1) sur B, ICBO
- /- commutateur (2) sur I, 10 ou 100 suivant la gamme du courant collecteur voulu
- /- commutateur (4) sur masse (émetteur à la masse) on règle à l'aide du potentiomètre R, jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre indique 0, et on lit la valeur de B sur la gamme considérée I, 10 ou 100.

### REMARQUE

Pour la gamme (1) si  $\beta$  est supérieur à ( 150 ) on passe à la gamme (I) qui est au fait la même, mais pour des valeurs de B plus grandes allant jusqu'à 600.

Pour les mesures qui suivent, on doit disposer d'un générateur HF et d'un millivoltmètre électronique.

### MESURE DE S

Sans rien changer aux positions de l'inverseur et du commutateur (4) on place :

- le commutateur (I) sur la position S
- le générateur HF à l'entrée (délivrant une tension de I m V, la fréquence de mesure doit être inférieure à I M HZ,
- le millivoltmètre entre Vc et Ve.

La valeur de S est égale à 10 fois Vce (lecture du millivolt en mV).

### MESURE DE YII (ou Y22)

- commutateur (I) sur YII (ou Y22)
- le générateur H.F. à l'entrée (fréquence 5 19 MHz)
- le milli-volt entre Vc et Vm.

./.

IER commutateur (3) sur la position Tr

On accorde le circuit sur cette fréquence à l'aide du condensateur variable GvI et on note la valeur obtenue soit C1 ; le potentiomètre P2 étant maintenu au minimum.

2EME commutateur (2) sur la position YII (ou Y22)

On accorde de nouveau le circuit et on note la valeur C2 de CvI à l'aide du potentiomètre P2 on ramène la tension du milli-volt à sa valeur initiale.

La valeur de CII (ou C22) est  $C2 - C1$

La valeur de RII (ou R22) est déduite par lecture directe sur P2.

MESURE DE NEUTRODYNAGE

- commutateur (I) sur Yn
- générateur H.F. à l'entrée ( $f < 100$  KHZ tension 1 mV)
- milli-volt entre VB et VE.

On règle le condensateur CV2 jusqu'à ce que le signal obtenu sur le millivoltmètre s'annule ou devienne minimum.

La valeur de Cn est donnée par lecture directe sur Cv2.

MESURE DE LA FREQUENCE DE COUPURE

- commutateur (I) sur fI ou f2 (suivant la charge du collecteur considérée ( $RC1 = 1$  K  ,  $RC2 = 10$  K 

./.

- Commutateur (4) sur f1 ou f2 (c'est-à-dire pour  
( $R_{C1} = 0,68 \text{ k} \Omega$  ,  $R_{C2} = 6,8 \text{ K} \Omega$  ) ;
- générateur HF à l'entrée (tension 1 mV maintenue constante)
- millivoltmètre étant placé tantôt entre Vc et VM et tantôt  
entre VE et VM.

On fait varier la fréquence du générateur jusqu'à ce que  
Vc soit égal à Ve et on déduit alors la fréquence de coupure.

-----

### IV.3: Quelques tests:

#### Remarques:

Toutes les mesures doivent être faites pour un point de fonctionnement donné, qu'on fixera à l'avance, pour contrôler l'état d'une diode on la place entre les bornes B et C, et on procède de la même manière que pour reconnaître le type de transistor.

#### Exemples:

2N2222

Type NPN:

$B=65$  pour  $I_C=10\text{m.A}$ ,  $V_{CE}=1,5\text{V}$ .

$S=110\text{m.A/V}$ , pour  $V_{CE}=1,5\text{V}$  avec  $F=100\text{KHz}$ .

2N3055

Type NPN:

$B=18$  pour  $I_C=10\text{m.A}$ ,  $V_{CE}=1,5\text{V}$ .

$S=25\text{m.A/V}$ , pour  $V_{CE}=1,5\text{V}$  avec  $F=100\text{KHz}$ .

AD161

Type NPN:

$B=150$ , pour  $I_C=100\text{m.A}$ ,  $V_{CE}=1,5\text{V}$

$S=700\text{m.A/V}$  pour  $V_{CE}=1,5\text{V}$  avec  $F=100\text{KHz}$ .

== C O N C L U S I O N ==

Notre appareil, nous permet non seulement de faire un controle rapide de l'état du transistor, mais un véritable comparateur ou selectionneur en vue de choisir des transistors identiques.

C'est un appareil d'atelier portatif, simple et rapide d'emploi. L'alimentation est faite à l'aide de 2 piles de 1,5V chacune.

Remarque:

Pour éviter l'emploi d'appareils extérieurs, on pourrait prévoir les mesures H.F, par une gamme d'oscillateurs, fixes autour des fréquences desquelles on aurait pu obtenir des graduations identiques.

-:-:-:-:-:-:-:-