

4/68

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
D. GENIE ELECTRIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

lex

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
- المكتبة -
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

AMPLIFICATEUR
À LIAISON DIRECTE
(COURANT CONTINU)

- TABLE DES MATIÈRES -

	<u>Pages</u>
Avant propos	2
A. <u>GENERALITES</u>	
I- Introduction	3
II- Liaison par batteries	4
III- Montage en pont	4
IV- Emploi d'un diviseur de tension	5
B. <u>DERIVE</u>	
I- Variation de I_{c0}	7-8
II- Variation de α	9
III- Variation de V_{be}	10
IV- Calcul de la dérive	11
C. <u>MONTAGE DE STABILISATION UTILISES</u>	
I- Nécessité d'une stabilisation	12
II- Stabilisation par résistance entre base et collecteur	12
III- Stabilisation par résistance d'émetteur	13
D. <u>CALCUL DE L'AMPLIFICATEUR</u>	
Caractéristiques des transistors	15-19
I- Le zéro de l'appareil	20
1) Relation entre I_{ce0} et I_{c0}	20
2) Dérive du préamplificateur	21
a) Calcul du facteur de stabilité S	21
b) Calcul de la dérive max	22
3) Dérive de l'étage de sortie	23
a) Calcul du facteur de stabilité	23
b) Calcul de la dérive max	23
Schéma du montage	24
4) Calcul des circuits de polarisation et courants de repos	25
II- L'ampèremètre est traversé par un courant de 1A....	26
Calcul du gain	26

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

SECTION: Télécommunications

Département Télécommunications

Reçu, le 17/6/68
Slosiar

E T U D E T H E O R I Q U E

ET

R E A L I S A T I O N P R A T I Q U E

D'UN AMPLIFICATEUR A LIAISON DIRECTE (COURANT CONTINU)

Composition du jury:

Président: M. Coulon, Professeur,
Expert UNESCO.

Assesseur: M. De Paepe, ingénieur,
chef de travaux à l'ENPA

Sujet proposé par:

M. Slosiar, Professeur,
Expert UNESCO,
Directeur du département
Télécommunications

PROMOTION 1968.

Réalisé par l'élève-
Ingénieur BESSEDIK Ahmed.

- AVANT - PROPOS -

Qu'il me soit permis, puisque l'occasion m'en est donnée, de remercier tous les professeurs qui ont contribué à ma formation, notamment M. Slosiar qui nous a suivi dans nos études pendant trois années.

Je tiens particulièrement à témoigner toute ma reconnaissance à Monsieur De Paepe (ingénieur, chef de travaux à l'E.N.P.A.), pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée afin de mener à bien ce projet.

à Alger, le 15 juin 1968.



A - G E N E R A L I T E S -

I. Introduction :

De nombreuses applications (servomécanismes, instruments de mesure, calculateurs analogiques, ...) nécessitent l'amplification de signaux dont le spectre s'étend jusqu'à des fréquences voisines de zéro, aussi les appelle-t-on "Amplificateurs à courant continu"

Ces amplificateurs qui ne peuvent plus utiliser d'éléments réactifs (inductances ou capacités) pour assurer les liaisons entre les divers étages, sont encore appelés : "amplificateurs à liaison directe"

Leur mise au point est généralement délicate car il est difficile de séparer le signal utile des signaux parasites qui constituent LA DERIVE.

On peut les classer de différentes façons :

a) Suivant la bande passante

Les amplificateurs à faible bande passante (zéro à quelques kHz) comme on en rencontre dans les servomécanismes, sont plus faciles à réaliser que les amplificateurs à très large bande (zéro à quelques MHz) qui sont utilisés dans les oscilloscopes.

En effet, dans le premier cas, on peut faire appel à un modulateur et démodulateur à découpage qui supprime totalement la dérive, ce procédé n'étant plus possible pour les fréquences élevées.

b) Suivant l'amplitude du signal

La réalisation de l'amplificateur est relativement facile si la variation du signal d'entrée est importante.

En effet, la dérive est alors négligeable par rapport au signal utile et on peut se limiter à un gain faible, ce qui permet d'utiliser peu d'étages.

Le problème est évidemment beaucoup plus compliqué si l'amplitude du signal est du même ordre de grandeur que celle de la dérive.

c) Suivant les procédés de correction de la dérive

On peut distinguer :

- Les étages compensés,
- Les étages symétriques,
- Les amplificateurs à découpage.

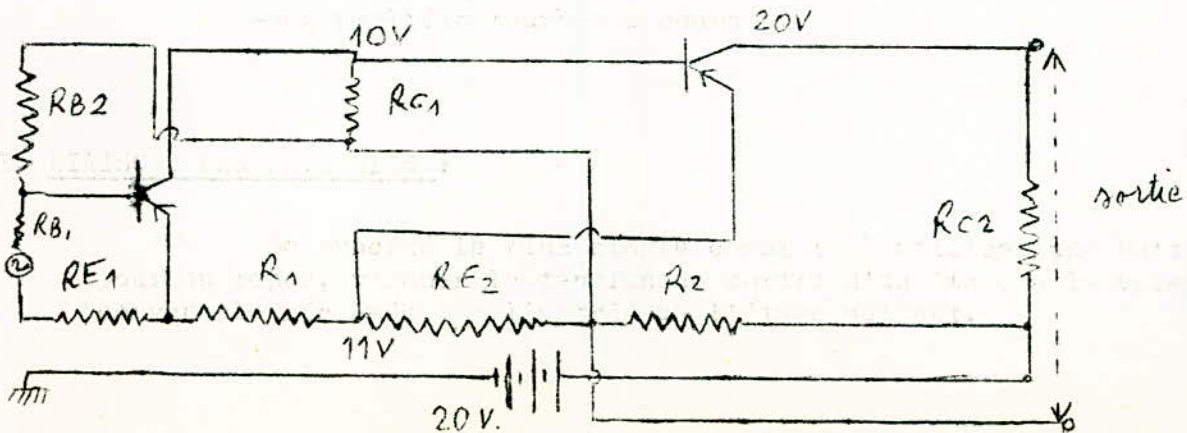
II. LIAISONS PAR BATTERIES :

Le procédé le plus simple consiste à utiliser une batterie pour au repos, ramener la tension de sortie d'un étage à la valeur convenable réclamée par l'entrée de l'étage suivant.

III. MONTAGE EN PONT :

Le montage précédent a l'inconvénient d'utiliser beaucoup de batteries.

On peut les ramener à une seule à condition de prélever les tensions successives d'émetteurs ou de correcteurs aux bornes d'un pont.



Malgré ses avantages cette solution est peu utilisée dans la pratique.

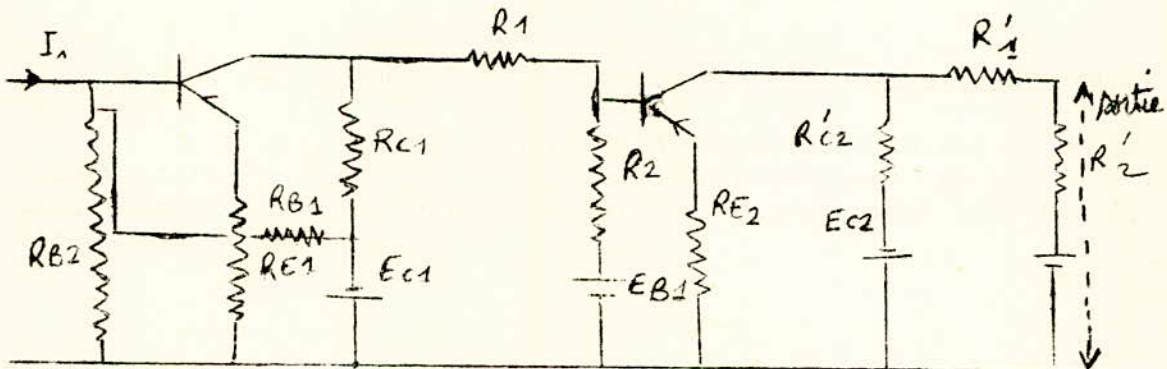
En effet, d'une part, le gain des différents étages subit une baisse sensible en raison des résistances d'émetteurs R_e que l'on ne peut découpler par des capacités, d'autre part, le pont lui-même dissipe une énergie importante.

EMPLOI D'UN DIVISEUR DE TENSION :

Une autre solution consiste à ramener le niveau de la tension collecteur, $V_c E$, au moyen d'un diviseur de tension constitué par deux résistances R_1 et R_2 et par une batterie E_p .

Ce procédé a l'inconvénient de réduire le gain en régime variable dans le rapport

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ si les résistances du diviseur sont supposées grandes par rapport à la résistance de charge.}$$



Remarque :

On donne à R_1 une valeur faible en régime dynamique en remplaçant R par une diode à gaz ou par une diode Zénor (amme de tension assez étendue).

B - D E R I V E

Comme pour les tubes à vide, la dérive d'un transistor peut avoir des causes multiples :

- Variation des tensions d'alimentation,
- Vieillessement,
- Variation des paramètres (r_e, r_b, α).

Notons en premier que les variations des alimentations jouent un rôle moins important que pour les tubes.

En effet, les alimentations sont de faible valeur (quelques volts seulement) et les sources sont stables (emploi de piles).

En revanche, le paramètre TEMPERATURE AMBIANTE, joue un rôle fondamental pour les transistors, alors qu'on pouvait le négliger pour les tubes étant donnée la température élevée à laquelle fonctionnent les cathodes.

En définitive :

Seule la dérive provoquée par les VARIATIONS DE LA TEMPERATURE AMBIANTE est à considérer.

L'étude de cette dérive est importante car, d'une part, elle permet la réalisation d'amplificateurs à liaison directe, d'autre part elle contribue à rendre stable les points de repos d'un étage à liaison par résistance - capacité.

On peut distinguer trois paramètres fondamentaux qui varient avec la température, soit :

- Le gain en courant α ,
- Le courant de saturation I_{co} ,
- La d.d.p V_{be} .

Les paramètres des transistors (r_e, r_b, r_c) varient aussi légèrement mais leurs variations sont faibles par rapport aux précédentes.

Théoriquement, on pourrait supprimer totalement la dérive en faisant fonctionner le transistor dans une enceinte maintenue à température constante; ce qui est difficile à réaliser sur le plan pratique.

I. VARIATION DE I_{co} .

Adoptons provisoirement comme sens positifs, pour le régime continu en base commune, les sens réels des courants et des tensions.

Si : $\bar{\alpha}$ désigne le coefficient d'amplification en courant continu, on a :

$$I_c = \bar{\alpha} I_e + I_{co}$$

Le courant I_{co} se mesure avec $I_e = 0$ (circuit de l'émetteur ouvert). C'est le courant bloquant de la jonction collecteur - base (ou courant de saturation).

$$I_{co} = I_0 \cdot e^{\frac{-eV_0}{kT}}$$

soit un accroissement ΔT

$$I'_{co} = I_0 \cdot e^{-\frac{eV_0}{kT + k\Delta T}}$$

$$\frac{I'_{co}}{I_{co}} = e^{\frac{eV_0 \cdot \Delta T}{kT^2}}$$

Appliquons cette relation au Germanium :

$$V_0 = 0,72V,$$

$$t = 27^\circ C$$

$$\frac{kT}{eV_0} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23}}{1,6 \times 10^{-19} \times 0,72} = \frac{1,38 \cdot 9}{1,6 \times 0,72} = 10.$$

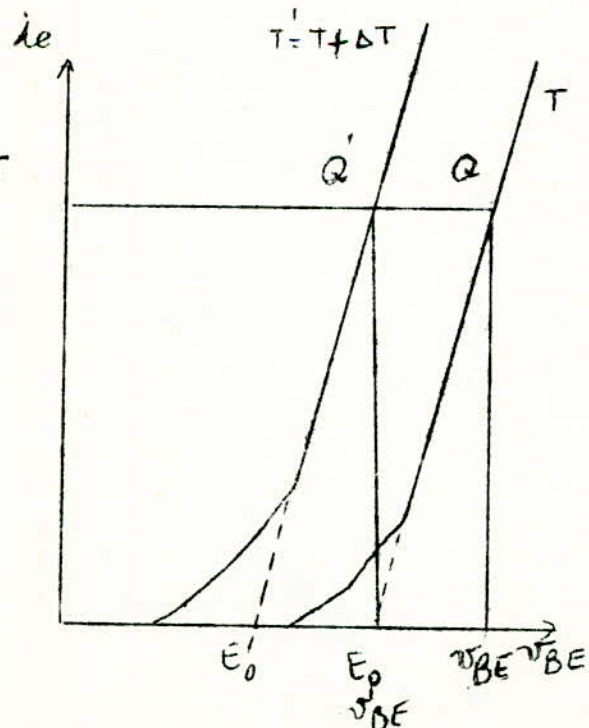
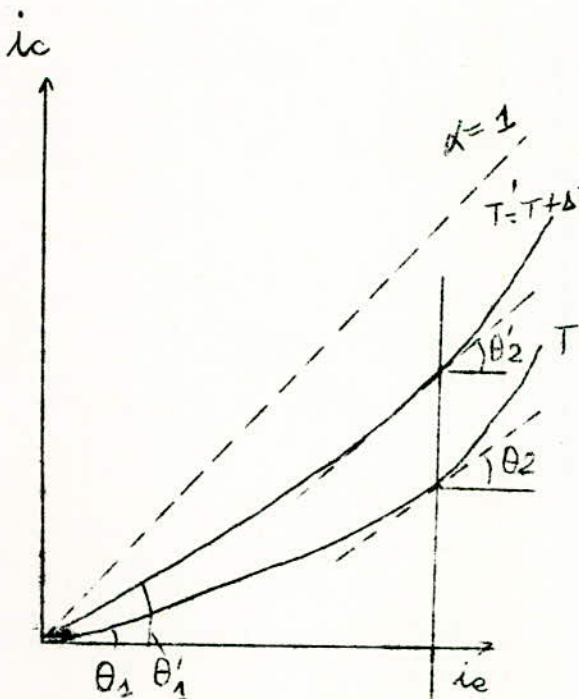
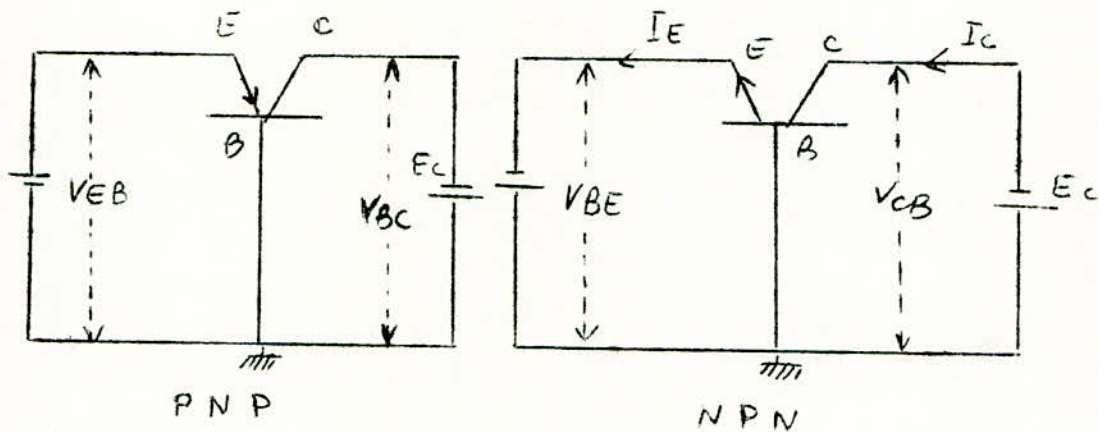
$$\frac{I'_{co}}{I_{co}} = e^{\frac{\Delta T}{10}}$$

Ce courant pour le Germanium double tous les 10°C et tous les 6°C pour le silicium.

Malgré cet avantage apparent du germanium, c'est en réalité le silicium qui est le plus intéressant des deux car à la température ambiante, le courant I_{co} est beaucoup plus faible que pour le silicium, soit à 20°C :

$$I_{co} = 10 \mu A \quad (\text{Germanium})$$

$$I_{co} = 0,5 \mu A \quad (\text{Silicium})$$



II. VARIATIONS de $\bar{\alpha}$:

Dans le domaine des températures industrielles (25°C à 200°C pour le silicium), le coefficient d'amplification pour le courant continu subit une variation sensiblement linéaire avec la température.

Il croît quand la température augmente car le nombre de porteurs disponibles pour constituer le courant collecteur est alors plus élevé dans le circuit extérieur.

Considérant sur deux caractéristiques voisines relevées à des températures différentes les points de repos Q et Q' qui correspondent à un même courant d'émetteur.

On peut dire que la pente statique ($\bar{\alpha} = \text{tg } \theta$) augmente avec la température, alors que la pente dynamique ($\alpha = \text{tg } \theta$) est demeurée la même, ainsi peut-on exprimer la variation du courant collecteur

$$\Delta I_c = I_e \Delta \bar{\alpha} + \alpha \Delta I_e$$

La variation de α est sensiblement la même pour le Germanium et le Silicium soit :

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} = 1\% \text{ par } ^\circ\text{C}$$

Pour atténuer le plus possible ses effets on a intérêt à utiliser un faible courant collecteur.

Dans le cas des transistors à gain élevé, est très voisin de l'unité, et on peut sans grande erreur négliger ses variations.

III. VARIATIONS DE V_{be} :

Raisonnons sur le schéma d'un transistor branché en base commune (voir plus bas).

La caractéristique d'entrée est la caractéristique d'une diode polarisée dans le sens passant et si, dans une première approximation, on néglige la résistance $r'b = r_{bb'}$ il vient

$$V_{be} = E_0 + r'e I_e$$

E_0 , seuil de conduction.

Quand la température augmente, la caractéristique se déforme et pour une même valeur du courant émetteur, le point de repos se déplace de Q en Q'.

Ce déplacement correspond à des variations du seuil et de la résistance interne soit :

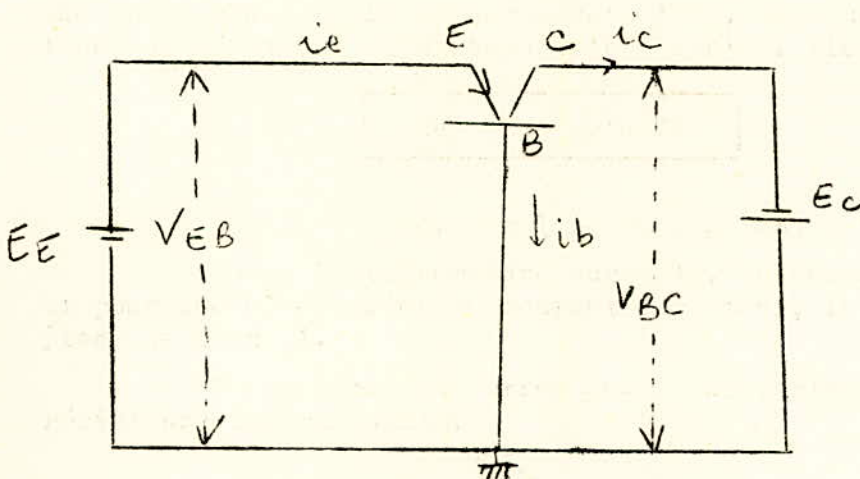
$$\Delta V_{be} = \Delta E_0 + I_e \Delta r'e$$

$$\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = K \text{ qui est sensiblement constant. Sa valeur}$$

est négative, elle est à peu près la même pour le Germanium et pour le Silicium soit :

$$K (\text{Ge}) = -2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

$$K (\text{Si}) = -2,6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$



IV. LE CALCUL DE LA DERIVE :

Proposons-nous de calculer la dérive d'un transistor branché en émetteur commun. Si l'on utilise les sens positifs du quadripôle, il est possible de faire figurer sur le circuit équivalent les différentes causes de dérive en insérant deux générateurs de courant dans le circuit du collecteur et un générateur de tension dans le circuit b'e.

Pour supprimer la dérive, il faut que le courant collecteur demeure constant quand la température augmente.

$$\Delta I_c = \Delta I_{c0} - \alpha \Delta I_E - I_E \Delta \bar{\alpha} \quad \frac{\Delta I_c}{\Delta T} = \frac{\Delta I_{c0}}{\Delta T} - \alpha \frac{\Delta I_E}{\Delta T} - I_E \frac{\Delta \bar{\alpha}}{\Delta T}$$

soit $\Delta I_c = 0$;

$$\Delta I_B = \Delta I_E = id ; id, \text{ dérive en courant.}$$

$$id = \frac{\Delta I_{c0}}{\alpha} - I_E \frac{\Delta \bar{\alpha}}{\alpha}$$

On peut également calculer la dérive en tension ($R_g = ed$)

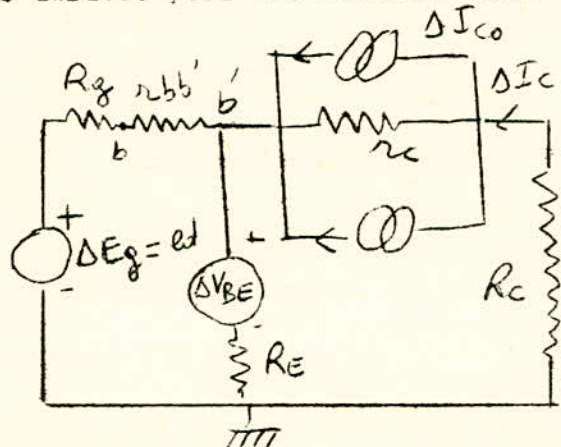
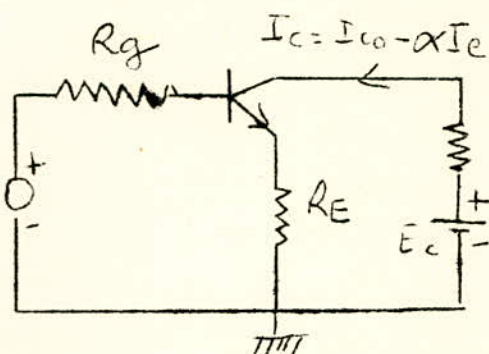
$$ed = \Delta V_{be} + (R_g + r_{bb'} + r_e) \left(\frac{\Delta I_{c0}}{\alpha} - \frac{I_E \Delta \bar{\alpha}}{\alpha} \right)$$

La dérive de V_{be} peut être négligée par rapport aux deux autres; d'autre part, si le générateur d'attaque a une grande résistance, la dérive de V_{be} est pratiquement neutralisée, c'est la condition qu'on réalise dans les étages simples pour obtenir un point de repos stable.

En revanche, si R_g est faible, la dérive de V_{be} devient prépondérante et seuls les montages symétriques conduisent à un fonctionnement satisfaisant.

Pour les transistors au Silicium, la dérive de V_{be} l'emporte sur celle de I_{c0} aux basses températures (jusqu'à 80°C), alors que c'est le phénomène inverse pour les températures élevées.

La dérive de V_{be} a l'avantage d'être stable et facile à prévoir, c'est pourquoi il est toujours facile de trouver deux transistors identiques possédant les mêmes dérives pour les utiliser dans un montage symétrique.



C - MONTAGES DE STABILISATION UTILISES

1) Nécessité d'une stabilisation :

Plusieurs procédés sont utilisés. On définit le facteur de stabilisation par le rapport de la variation du courant collecteur à la variation du courant de saturation :

Quand la température varie

$$S = \frac{dI_c}{dI_{c0}}$$

On peut calculer facilement les facteurs de stabilisation de transistors branchés,

Soit en base commune $S=1$ d'après $I_c = \alpha I_e + I_{c0}$

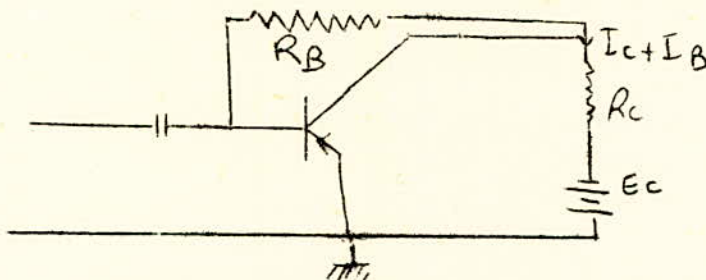
Soit en émetteur commun

$$S = \frac{1}{1-\alpha} \approx 50 \text{ d'après } I_c = \beta I_b + (\beta + 1) I_{c0}.$$

Cette dénomination de S ne semble pas tellement logique. En effet plus S est grand plus le système est instable. Il eût été préférable de l'appeler (facteur d'instabilité).

par résistance

2) Stabilisation entre base et collecteur :



On relie la résistance de polarisation R_b au collecteur alors que dans le montage normal, elle est reliée directement à la batterie.

On constate que si $|I_c|$ tend à augmenter pour une cause quelconque (variation de la température ambiante, changement de transistor) la chute de tension dans R_c croît, $|V_{ce}|$ décroît donc $|V_{be}|$ également, $|I_b|$ diminue.

Ainsi, le courant collecteur ne peut-il pas augmenter dans les mêmes proportions que si le courant base n'avait pas varié.

Calcul de S:

$$V_{be} = 0,1V \text{ environ (qu'on néglige)}$$

$$\begin{cases} R_b I_b + R_c (I_b + I_c) = U_e E_c & \text{(I)} \\ I_c = \beta I_b + (\beta + 1) I_{co} & \text{(II)} \end{cases}$$

la suivante

Tirons I_b de la première relation que nous porterons dans

$$I_b = \frac{E_c - R_c I_c}{R_b + R_c}$$

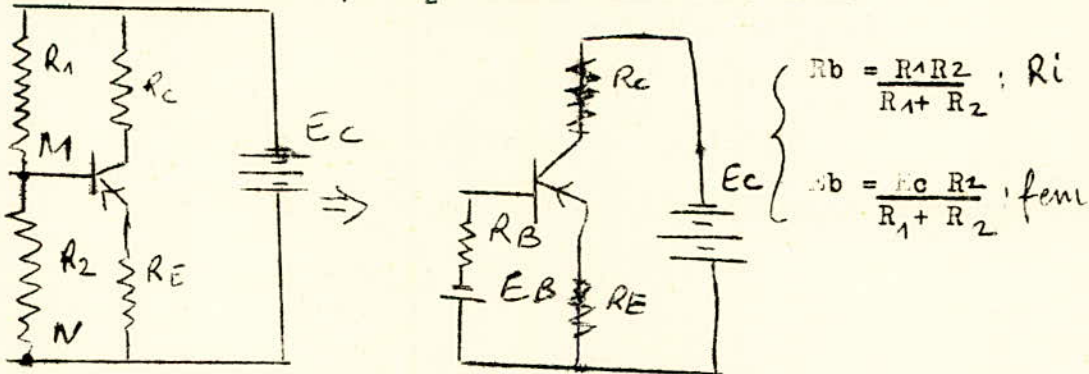
$$I_c = \beta \frac{E_c - R_c I_c}{R_b + R_c} + (\beta + 1) I_{co}$$

$$S = \frac{dI_c}{dI_{co}} =$$

$$S = \frac{R_b + R_c}{R_c + (1-\alpha)R_b}$$

3) Stabilisation par résistance d'émetteur :

On insère dans le circuit de l'émetteur une résistance R_e et on alimente la base à tension constante par l'intermédiaire d'un pont formé de deux résistances R_1 et R_2 branchés aux bornes de E_c



En effet, par application du théorème de Thévenin, on peut débrancher le transistor en M et N puis calculer la f.e.m E_b du générateur de Thévenin ainsi que sa résistance interne R_b .

a) Explication qualitative du phénomène:

Si le courant collecteur I_c augmente, la chute de tension dans R_e augmente, ce qui provoque une diminution de tension entre la base et le collecteur - Le courant de la base diminue ce qui tend à réduire le courant collecteur;

b) Explication par le calcul de S (on néglige Vbe):

$$\left\{ \begin{array}{l} R_b = R_b I_b + R_e (I_b + I_c) \\ I_c = B I_b + (B + 1) I_{co} \end{array} \right.$$

Tous calculs faits, on trouve :

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + R_b (1 - \alpha)}$$

$$S = \frac{1 + \frac{R_b}{R_e}}{1 + \frac{R_b}{R_e} (1 - \alpha)}$$

Cette expression nous montre que le facteur de stabilisation dépend du rapport

$$\frac{R_b}{R_e}$$

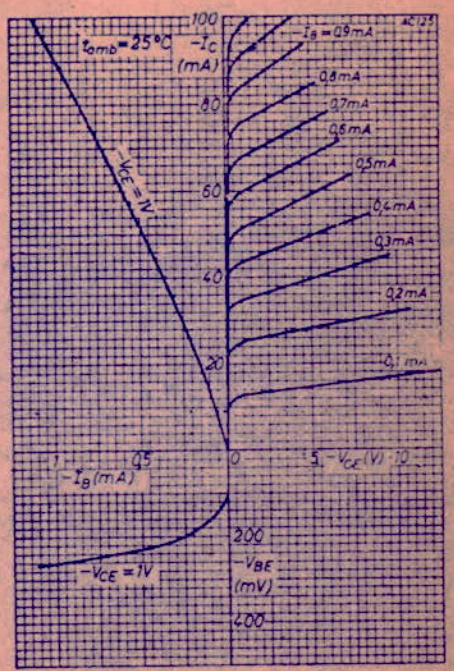
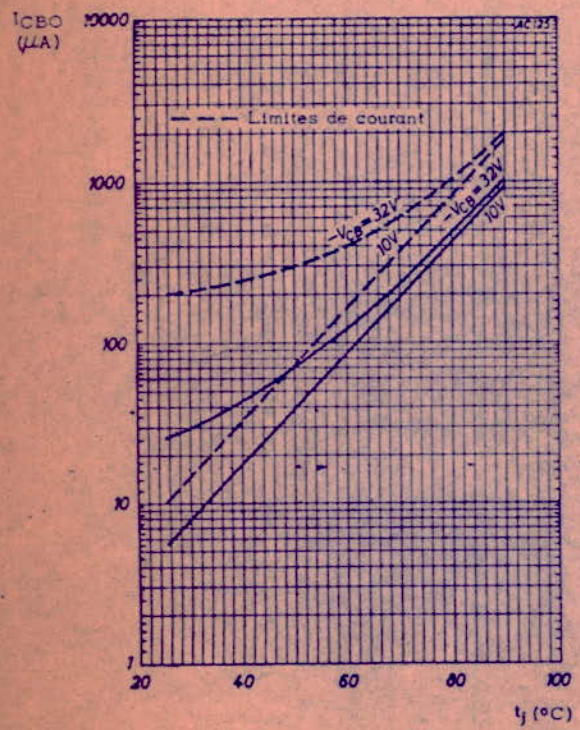
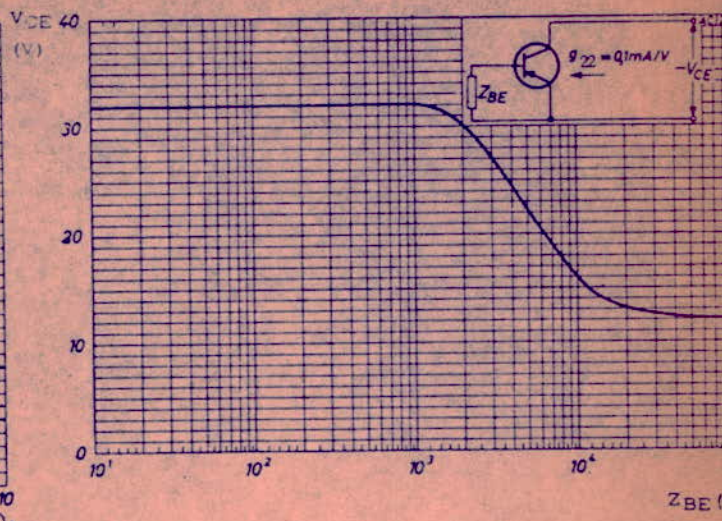
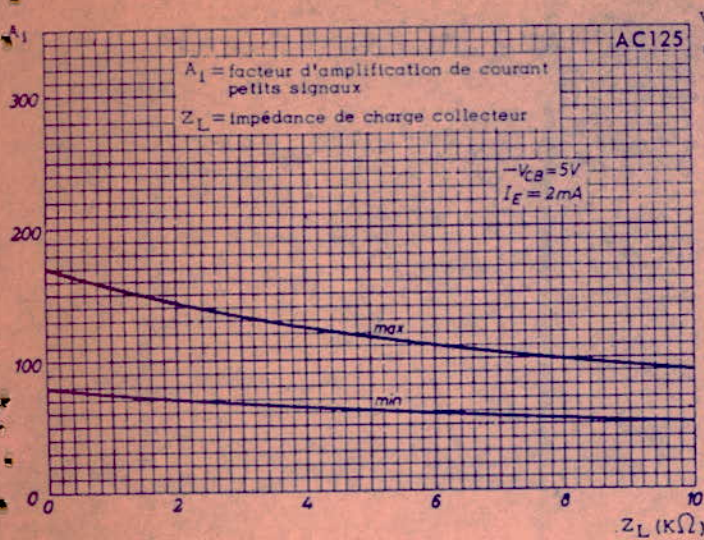
Le transistor est d'autant plus stable que le rapport R_b/R_e est plus faible. Par ailleurs, on doit limiter le plus possible la consommation d'énergie dans ces résistances; aussi adopte-t-on généralement pour ce rapport une valeur comprise entre 5 et 10.

$$5 \leq \frac{R_b}{R_e} \leq 10$$

Caractéristiques statiques $t_{amb} = 25^{\circ}C$	Conditions de mesure	Symboles	AC125			AC126			Unités
			min	nom	max	min	nom	max	
Tension de claquage collecteur base	$I_C = -500 \mu A, V_{BE} = 0 V$	$V_{(BR)CBS}$	-32			-32			V
Tension de claquage émetteur base	$I_E = -200 \mu A, I_C = 0$	$V_{(BR)EBO}$	-10			-10			V
Tension base - émetteur	$I_E = 2 mA, V_{CB} = -5 V$ $I_E = 100 mA, V_{CB} = 0$	V_{BE}		-10			-105		mV
		V_{BE}			-400			-400	mV
Courant résiduel de collecteur	$V_{CB} = -10 V, I_E = 0$	I_{CBO}			-10			-10	μA
Courant résiduel d'émetteur	$V_{EB} = -5 V, I_C = 0$ $t_j = 75^{\circ}C$	I_{EBO}			-550			-550	μA
Rapport de transfert direct du courant (gain statique)	$I_E = 2 mA, V_{CB} = -5 V$ $I_E = 50 mA, V_{CB} = 0$ $I_E = 100 mA, V_{CB} = 0$	h_{21E}	65	130		100	220		
		h_{21E}		95			135		
		h_{21E}		80			105		

Caractéristiques dynamiques ($t_{amb} = 25^{\circ}C$)

Paramètres h :		$V_{CB} = -5 V, I_E = 2 mA$ $f = 1 KHz$							
Rapport de transfert direct du courant (gain dynamique)		h_{21e}	80	125	170	130	180	300	
Admittance de sortie		h_{22e}		80	110		100	170	$\mu A/V$
Impédance d'entrée		h_{11e}	1,1	1,7	2,5	1,7	2,4	3,8	K Ω
Rapport de transfert inverse de la tension		h_{12e}		6,5	8,5		8	13	10^{-4}
Fréquence de coupure en émetteur commun	$V_{CB} = -2 V, I_E = 10 mA$	f_{h21e}	10	17		10	17		KHz
Fréquence du rapport de transfert unité de courant	$V_{CB} = -2 V, I_E = 10 mA$	f_1	1,3	1,7		1,7	2,3		MHz
Facteur de bruit	$V_{CB} = -5 V, I_E = 0,5 mA$ $f = 1000 Hz, R_G = 500 \Omega$	F		4	10		4	10	dB
Impédance intrinsèque de base	$V_{CB} = -5 V, I_E = 1 mA$ $f = 0,45 MHz$	$ Z_{12b} $		90			90		Ω
Capacité de collecteur	$V_{CB} = -5 V, I_E = 0$ $f = 0,45 MHz$	C_c		40	50		40	50	pF



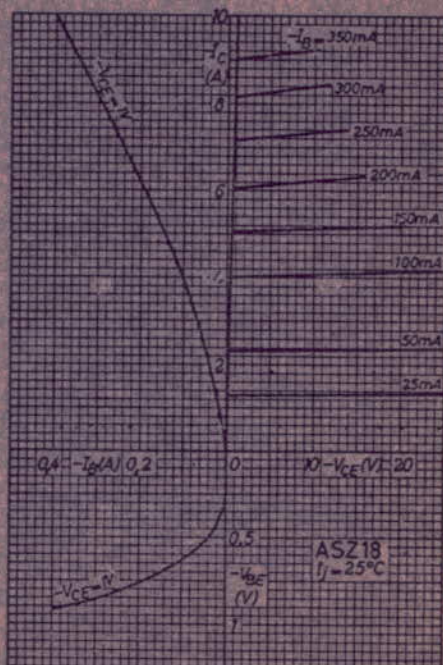
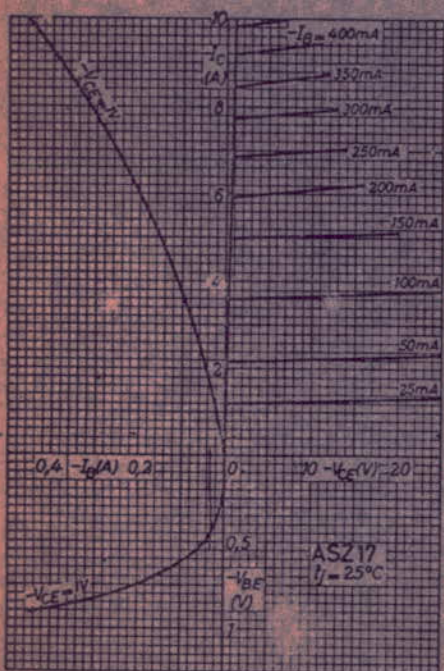
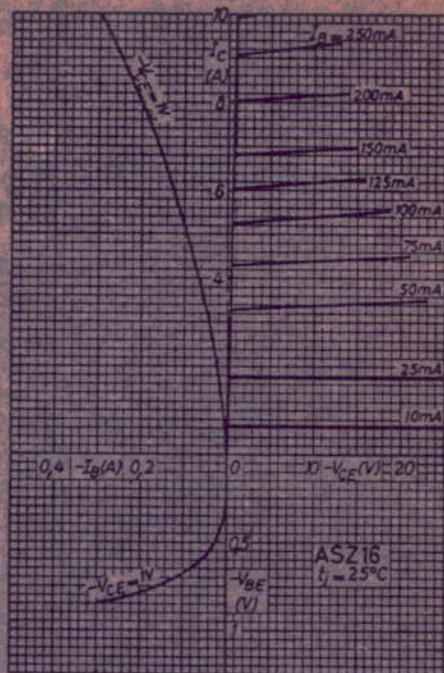
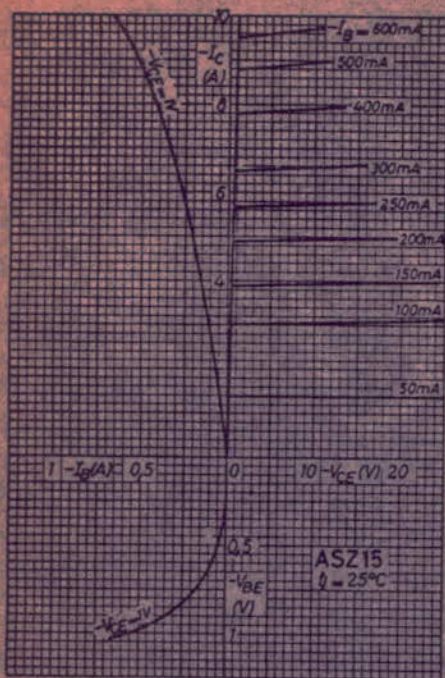
Caractéristiques statiques $t_j = 25^\circ\text{C}$	Conditions de mesure	Symboles	ASZ15			ASZ16			ASZ17			ASZ18			Unités
			min.	nom.	max.	min.	nom.	max.	min.	nom.	max.	min.	nom.	max.	
Courant résiduel de collecteur	$V_{CB} = -0,5\text{V}$ $V_{CB} = V_{CBO\text{ max}}$ $V_{CB} = -100\text{V}, t_j = 100^\circ\text{C}$ $V_{CB} = -60\text{V}, t_j = 100^\circ\text{C}$	I_{CBO}		0,1		0,1		0,1		0,1		0,1	mA		
		I_{CBO}		3		3		3		3		3	mA		
		I_{CBO}		30		30		30		30		30	mA		
		I_{CBO}												mA	
Courant résiduel de collecteur	$I_C = 0, V_{EB} = -40\text{V}$ $I_C = 0, V_{EB} = -20\text{V}$	I_{EBO}		-3								-3	mA		
		I_{EBO}					-3			-3			mA		
Tension de saturation collecteur-émetteur	$I_C = -10\text{A}, I_B = -1\text{A}$	$V_{CE\text{sat}}$		-0,4		-0,4		-0,4		-0,4		-0,4	V		
Tension de saturation émetteur base	$I_C = -10\text{A}, I_B = -1\text{A}$	$V_{BE\text{sat}}$		-1,4		-1,4		-1,4		-1,4		-1,4	V		
Potentiel flottant émetteur-base	$I_E = 0, t_{\text{case}} = 100^\circ\text{C}$ $V_{CB} = -60\text{V}$ $V_{CB} = -48\text{V}$	V_{EBfl}		-0,5								-0,5	V		
		V_{EBfl}					-0,5			-0,5			V		
Courant de base	$V_{CB} = 0, I_E = 1\text{A}$ $V_{CB} = 0, I_E = 6\text{A}$	I_B	-17,5	-50	-7,2	-21,5	-13	-38	-9	-33			mA		
		I_B	-190	-375	-73	-165	-130	-285	-90	-285			mA		
Tension émetteur base	$V_{CB} = 0, I_E = 6\text{A}$	V_{EB}	0,6	1,6		1,4	0,4	1,4		1,6		1,6	V		
Rapport de transfert direct du courant (gain statique)	$V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -1\text{A}$ $V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -6\text{A}$	h_{21E}	-20	-55	-45	-130	-25	-75	-30	-110					
		h_{21E}	-15	-30	-35	-80	-20	-45	-20	-65					
Rapport des gains statiques de 2 transistors appariés	$I_C = -0,3\text{A}$ $I_C = -6\text{A}$	$\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$		1,25		1,25		1,25		1,25		1,25			
		$\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$		1,25		1,25		1,25		1,25		1,25			
		$\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$													

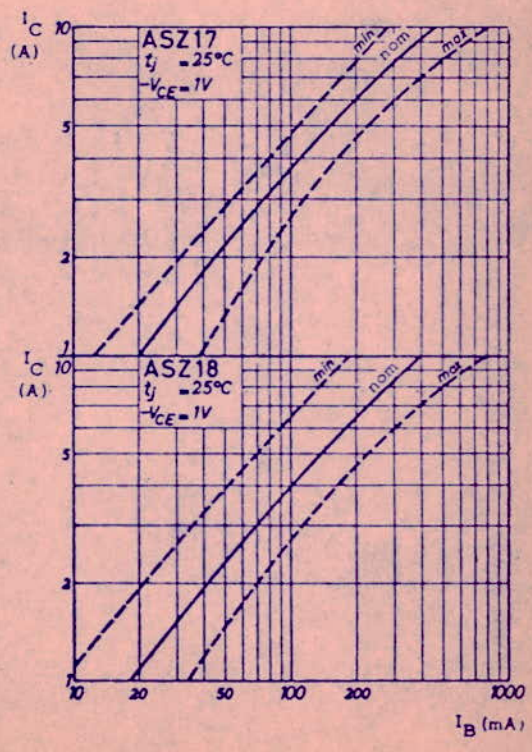
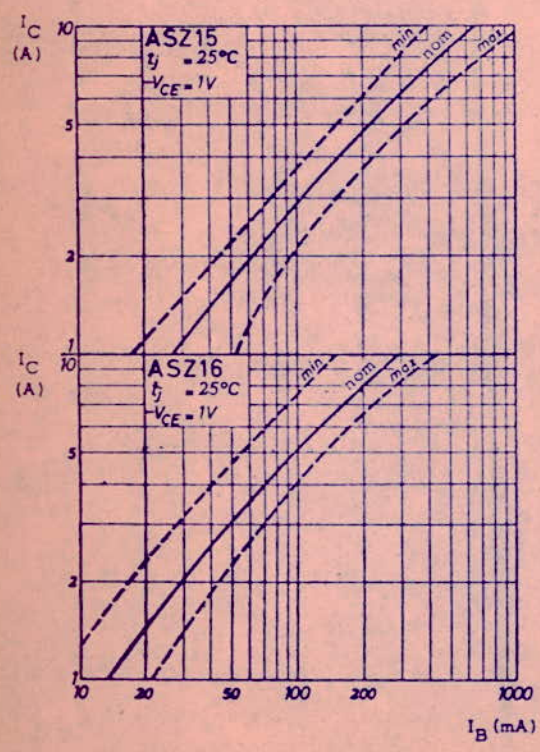
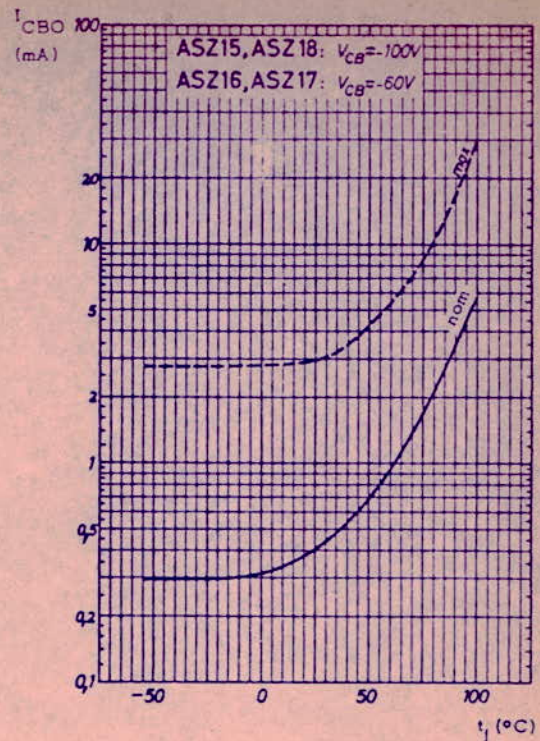
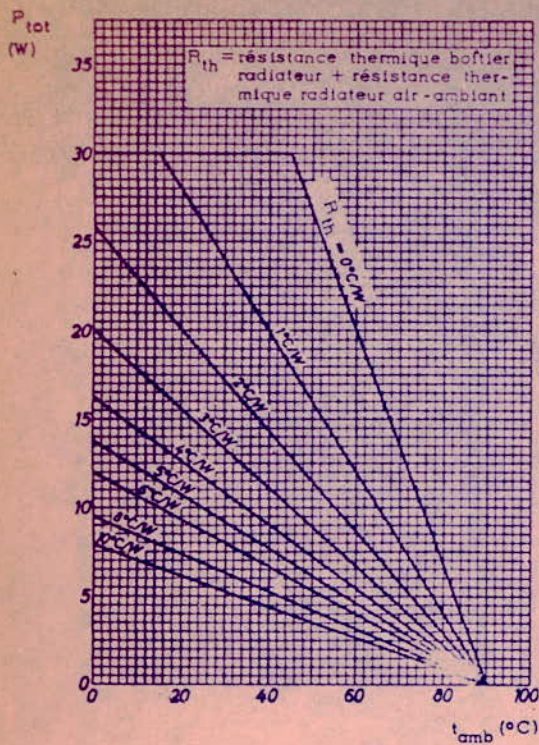
Caractéristiques dynamiques ($t_j = 25^\circ\text{C}$)

Fréquence de transition	$V_{CE} = -5\text{V}, I_C = -1\text{A}$	f_T		200		250		220		220			KHz
Capacité de collecteur	$V_{CB} = -5\text{V}, I_E = 0, f = 500\text{KHz}$	C_c		190		190		190		190			pF
Capacité d'émetteur	$V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0, f = 500\text{KHz}$	C_e		150		150		150		150			pF

Caractéristiques dynamiques ($t_j = 25^\circ\text{C}$)

Temps de réponse	Circuit I $R_B = 10\Omega, R_1 = 220\Omega, R_L = 12\Omega$	t_d											
			t_r		2		2		2		2		μs
Temps de croissance	ASZ15: $I_B = -75\text{mA}$ ASZ16: $I_B = -35\text{mA}$ ASZ17: $I_B = -60\text{mA}$ ASZ18: $I_B = -50\text{mA}$	t_s											
			t_f		25		25		25		25		μs
Temps d'accumulation des porteurs	$I_C = -1\text{A}$	t_s											
			t_f		10		10		10		10		μs
Temps de décroissance	ASZ18: $I_B = -50\text{mA}$	t_f											
			t_s		20		20		20		20		μs
Temps de réponse	Circuit II $R_B = 1\Omega, R_1 = 13\Omega, R_L = 1,2\Omega$	t_d											
			t_r		1		1		1		1		μs
Temps de croissance	ASZ15: $I_B = -1,35\text{A}$ ASZ16: $I_B = -0,6\text{A}$ ASZ17: $I_B = -1\text{A}$ ASZ18: $I_B = -1\text{A}$	t_s											
			t_f		20		20		20		20		μs
Temps d'accumulation des porteurs	$I_C = -10\text{A}$	t_s											
			t_f		15		15		15		15		μs
Temps de décroissance	ASZ18: $I_B = -1\text{A}$	t_f											
			t_s		35		35		35		35		μs





D - CALCUL DE L'AMPLIFICATEUR

I. LE ZERO DE L'APPAREIL

1) Relation entre I_{c0} , I_{ce0}

$$\left\{ \begin{array}{l} I_c = \alpha I_e + I_{c0} \quad (I) \\ I_e = I_b + I_c \quad (II) \end{array} \right.$$

Dans (I) remplaçons I_e par (II)

$$I_c = \alpha (I_b + I_c) + I_{c0}$$

$$I_c (1 - \alpha) = I_b + I_{c0}$$

$$I_c = \beta I_b + (\beta + 1) I_{c0}$$

Si on fait $I_b = 0$

$$I_{ce0} = (\beta + 1) I_{c0}$$

La caractéristique du ASZ.17 $I_{c0} = f(t_j)$ nous donne

$$I_{c0} = 5 \text{ mA pour } 60^\circ$$

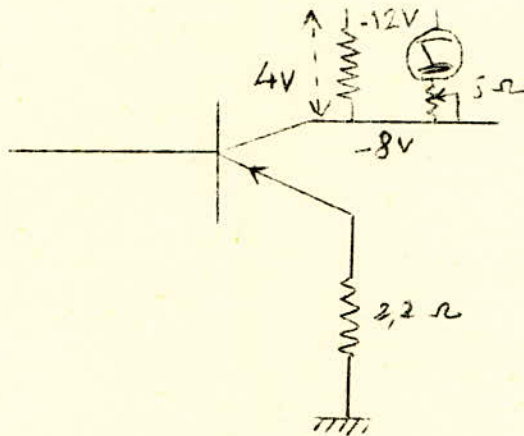
$$I_{ce0} = \beta I_{c0} = 250 \text{ mA}$$

La valeur de I_{ce0} aurait pu être obtenue directement sur la caractéristique $I_{ce0} = f(t_j)$ que nous avons tracée au laboratoire.

Or il faut que le courant de repos soit supérieur à ce courant de dérive max (250 mA). Nous ferons donc passer un courant de repos de 260mA, ce qui correspond :

$$\frac{4}{260} = 15,4\Omega \quad \text{on prendra}$$

$$R = 15\Omega$$



Pour calculer R, nous n'avons considéré que l'étage de sortie en faisant abstraction de l'étage d'entrée?

L'examen du montage nous montre que la dérive relative au OC 72 est de sens opposée à la dérive due au transistor ASZ 17.

Désignons par la suite, pour simplifier, le OC 72 par T_1 et ASZ 17 par T_2 .

En effet, si la température de la jonction des deux transistors s'élève (changement de température du milieu ambiant, passage d'un courant important dans les transistors), le potentiel de A (potentiel de base de T_2) devient moins négatif; il se passe deux phénomènes :

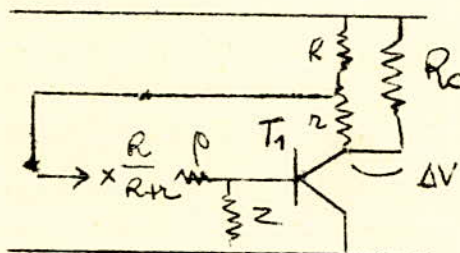
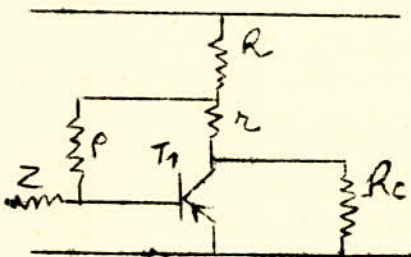
a) Le courant I_{ceo} relatif à T_1 entraîne une diminution de courant de collecteur de T_2 ,

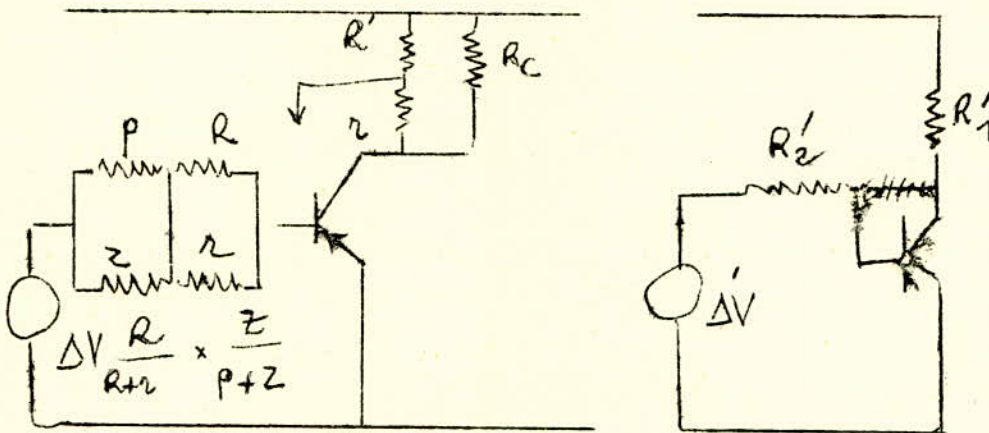
b) Le courant I_{ceo} dû à T_2 augmente avec la température. Même amplifié, le courant de T_1 reste dans le même ordre de grandeur que celui de T_2 .

On peut donc dire qu'il y a CO. PENSATION. Nous allons calculer la dérive de chaque étage et faire comme nous venons de voir la différence.

2) Dérive du préamplificateur

a) Calcul du facteur de stabilité S:





$$R'_1 = \frac{(R + r)(R_c)}{R + r + R_c}$$

$$R'_2 = \frac{pZ}{p + Z} + \frac{Rr}{R + r}$$

En prenant $Z = 5 \text{ K}\Omega$, impédance interne du générateur d'attaque et en appliquant la formule donnant la valeur de S (trouvée précédemment), il vient

$$S = 10$$

b) Calcul de la dérive max:

L'examen de la caractéristique $I_{cbo} = f(t_j)$ nous montre que si t passe de 25° (température ambiante) à 65° , la variation du courant de saturation sera

$$I_{cbo} = 100 \text{ uA} = 0,1 \text{ mA}$$

$$\text{Or } \Delta I_c = S \Delta I_{cbo} = 10 \times 0,1 = 1 \text{ mA}$$

L'impédance d'entrée de T_2 (d'après la caractéristique $-V_{be} = f(-I_b)$) nous donne :

$$Z_{be} = 150 \Omega$$

Le courant collecteur qui sort de T_1 se partagera en deux parties égales puisqu'il a deux chemins à suivre d'impédances égales.

Le courant qui arrive à la base du ASZ 17 sera :

$$1 \text{ mA} : 2 = 0,5 \text{ mA}$$

Ce courant est amplifié β fois par T_2

$$0,5 \times 50 = 25 \text{ mA}$$

Les 150Ω sont en parallèle sur la résistance de 40Ω , la résistance équivalente sera :

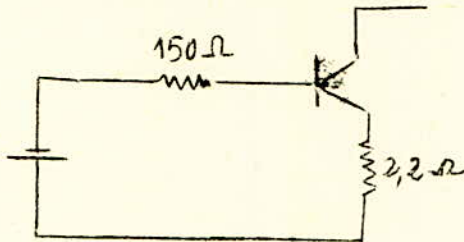
$$R = \frac{15 \times 4}{19} = 3 \Omega \text{ environ.}$$

La variation de tension correspondante sera :

$$U = 25 \times 3 = 75 \text{ mV} = 0,075 \text{ V.}$$

3) Dérive de l'étape de sortie:

a) Calcul du facteur de stabilité:



L'application de la formule trouvée plus haut

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + R_b(1-\alpha)}, \text{ nous donne } \underline{S = 30}$$

On voit que le second étage n'est pratiquement pas stabilisé (La résistance d'émetteur est trop faible)

b) Calcul de la dérive max:

Pour la même variation de température que précédemment

$$\Delta I_{co \text{ max}} = 2,5 \text{ mA.}$$

$$\Delta I_c \text{ max} = 2,5 \text{ mA} \times 30 = 62,5 \text{ mA}$$

La variation de tension U_2 sera :

$$U_2 = 62,5 \times 3 = 187,5 \text{ mV} = 0,1875 \text{ V environ.}$$

La variation de tension max résultante serait de :

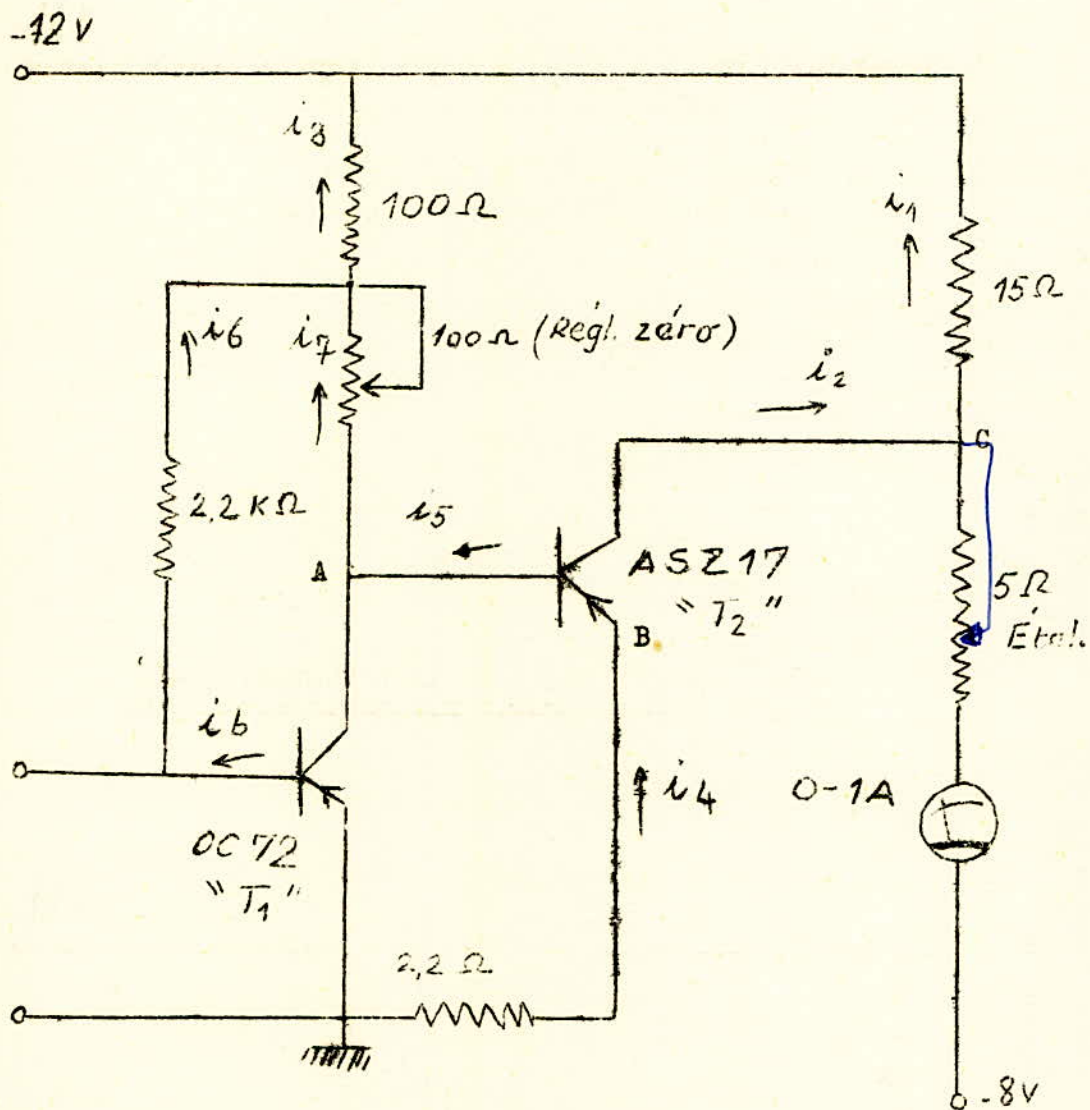
$$U_{\text{max}} = U_2 \text{ max} - U_1 \text{ max} = 0,1875 - 0,07 = 0,1175 \text{ V.}$$

L'erreur relative serait de :

$$\frac{0,1175 \times 100}{1} \approx 11,75\% \text{ environ.}$$

On voit que l'erreur demeure au maximum inférieure à 12% ce qui permet d'avoir une précision appréciable.

- AMPLIFICATEUR A LIAISON DIRECTE -



4) Calcul des polarisations ainsi que des courants de repos.

l'appareil).

$$V_c = -8V; \quad i_1 = i_2 = 266 \text{ mA (toujours pour le zéro de$$

$$i_c = i_e \longrightarrow i_2 = i_4 = 266 \text{ mA.}$$

Le potentiel de B sera :

$$V_B = 2,2 \times 266 = 0,585V \text{ en valeur absolue.}$$

Le potentiel de A

$V_A = V_B + V_{eB}$ (la diode émetteur - base à une barrière de potentiel de 0,5 V d'après les caractéristiques).

$$0,585 + 0,5 = 1 \text{ V}$$

$V_A = 1 \text{ V}$

Le courant i_5 , courant de base de T2 sera de :

$$i_5 = i_2 / \beta = 266 / 50 = 5,32 \text{ mA}$$

En négligeant le courant passant dans $2,2k\Omega$

$$i_7 = i_8 = \frac{12 - 1}{100} = 74 \text{ mA.}$$

$$i_5 + i_c = i_7 \stackrel{150}{=} 74 \text{ mA}$$

Ce qui donne $i_b = 1,19 \text{ mA}$

La chute de tension VBC sera de :

$$V_C = 8V; \quad V_B = 0,585V;$$

$$V_{BC} = 8 - 0,5 = -7,4V.$$

La puissance dissipée dans T2 sera de :

$$7,4 \times 0,266 = 2W \text{ environ.}$$

On voit donc que le transistor doit dissiper une puissance importante. Il apparaît donc nécessaire de prévoir un système de refroidissement. Sur le montage expérimental, nous avons un système à ailettes.

II- L'AMPERE ETRE EST TRAVERSE PAR UN COURANT DE 1 A :

Ce courant de 1A provoque dans la résistance de 4Ω une chute de potentiel de 4V.

$$V_D = -8 + 4 = -4V.$$

Le courant qui traverse la résistance de 15Ω sera :

$$\frac{12 - 4}{15} = \frac{8}{15} = 0,53 \text{ A.}$$

Le courant total i_2 sera la somme des courants passant par l'ampèremètre (1A) et dans la résistance de 15Ω :

$$1A + 0,53 = 1,6A$$

D'après la caractéristique $-I_c = f(-I_B)$ à $-V_{ce} = -1V$ de

$$I_b = 30 \text{ mA.}$$

D'autre part, le courant collecteur est peu différent du courant émetteur $i_e = i_c$. Le potentiel sera donc : (d_B)

$$1,6 \times 2,2 = -3,5 \text{ V}$$

Le potentiel de A sera :

$$-3,5 - 0,5 = -4V$$

En négligeant le courant passant dans 2,2kΩ, le courant qui passe dans la branche contenant 150Ω sera :

$$\frac{12 - 4}{150} = 53 \text{ mA}$$

Le courant collecteur de T1 sera :

$$53 - 30 = 23 \text{ mA}$$

Le courant base s'obtient en divisant par le B du transistor :

$$23/B = 0,18 \text{ mA.}$$

Nous savons que le gain en courant est la variation du courant de sortie sur la variation du courant d'entrée :

Le courant de sortie varie de 0 à 1A \rightarrow $i_s = 1A$.

Le courant d'entrée varie de 1,19 mA à 0,18 mA \rightarrow i_e

Le gain sera de :

$$g = \frac{1A}{1mA} = 10^3$$

ou en dB :

$$G \text{ dB} = 20 \log_{10} 10^3 = 60.$$