

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

6/69

rea

THESE DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

ELECTRONIQUE

TELECOMMUNICATION

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

AMPLIFICATEUR A TRES LARGE
BANDE A TRANSISTORS

REALISEE PAR

A. MADI

PROPOSEE PAR

B. SANSAL

PROMOTION 1969

A monsieur RABAN
qui m'a aidé en
écrivant ce projet.

modi

2-7-69

U N I V E R S I T E D' A L G E R

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

-o- Section Télécommunications -o-
-----o-----

Projet de fin d'étude

68 - 69

"Amplificateur à très large bande à transistors"

Proposé par : Mr. SANSAL

Traité par : Mr. MADI

" à mes P A R E N T S "

A V A N T P R O P O S

Qu'il me soit permis au
terme de cet étude de remercier
tous es enseignants qui m'ont
aidé dans mon travail :

Messieurs

J.SLOCIAR, Expert UNESCO ,
Consieller technique du département
TELECOMMUNICATION, dont les consiels
m'ont été particulièrement précieux .

B.SANSAL , Ingénieur chercheur
à l'I . E . N , de m'avoir proposé ce
sujet.

Qu'ils puissent trouver ici
l'expression de ma profonde gratitude.

MADI . A . A



TABLE DES MATIERES

=====

INTRODUCTION

PREMIERE PARTIE

CHAPITRE	I	GENERALITE SUR LES TRANSISTORS	1
		I.1 Circuit Equivalent au Transistor	1
		I.2 Fréquences de Coupure	6
		I.3 Gain en Courant	7
		I.4 Gain en Tension	8
		I.5 Facteur de Mérite	10
	II	LIGNE A RETARD	16
		II.1 Ligne de Transmission	16
		II.2 Ligne à Retard	16
		II.3 Propagation des Ondes	18

DEUXIEME PARTIE

CHAPITRE	III	AMPLIFICATEUR DISTRIBUE A TRANSISTORS	22
		III.1 Introduction	22
		III.2 Théorie Générale	24
		III.3 Etude de la Section d'Amplification	34
	IV	CALCUL des ELEMENTS de l'AMPLIFICATEUR	46

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

=====

La transmission de l'information (télévision, radar, etc...) nécessite des amplificateurs à très large bande s'étendant depuis les basses fréquences (voisines de zéro H_z). La largeur de la bande passante est d'autant plus grande que le spectre de fréquence du signal à transmettre est plus élevé. La réponse fréquentielle de ces amplificateurs est identique à celle d'un filtre passe-bas. Il y aura une fréquence de coupure à partir de laquelle le gain diminuera suivant une loi qui peut être parfois compliquée.

Afin d'augmenter cette fréquence de coupure, ce qui revient à augmenter la bande passante, on a réalisé plusieurs solutions :

- les amplificateurs compensés.
- les amplificateurs utilisant la contre-réaction.
- les amplificateurs à circuits décalés. etc...

En général, le gain et la bande passante des amplificateurs conventionnels cités précédemment, sont liés entre eux par la relation:

$$\text{Gain} \cdot \text{Bande passante} = F^* = \text{constante.}$$

Par conséquent toute augmentation du gain se fait au dépend de la bande passante.

La technique des amplificateurs distribués présente une solution efficace de ce problème. En effet, l'amplificateur distribué peut éliminer les principales sources du problème précédent, puisqu'il absorbe les capacités d'entrée et de sortie de l'étage amplificateur, grâce aux deux lignes artificielles de transmission de base et de collecteur (de grille et de plaque pour les tubes).

L'étude théorique et pratique de l'amplificateur distribué à transistors fait l'objet de ce travail de fin d'étude.

Ce travail comporte deux parties:

Dans la première partie, pour mieux comprendre le comportement des transistors en hautes fréquences, le chapitre I est consacré à des notions élémentaires sur les transistors: circuit équivalent en basses

* F est souvent appelé le facteur de mérite d'un amplificateur.

et hautes fréquences, gain en courant et en tension et le facteur de mérite. Dans le chapitre II, on trouvera un rappel des propriétés fondamentales de la ligne artificielle de transmission.

La deuxième partie est consacrée à l'étude détaillée de l'amplificateur distribué proprement dit. Cette partie commence par l'introduction suivie par un exposé de la théorie générale des amplificateurs distribués. Dans la suite du chapitre III on trouvera l'étude détaillée des possibilités d'augmenter la bande passante, par différents types de compensation.

Le chapitre IV résume les formules à partir de lesquelles on peut calculer les différents éléments de l'amplificateur distribué.

P R E M I E R E

P A R T I E

CHAPITRE I

GENERALITE SUR LES TRANSISTORS

Plan :

- I.1 - CIRCUIT EQUIVALENT AU TRANSISTOR
- I.2 - Fréquences de coupure.
- I.3 - Gain en courant.
- I.4 - Gain en tension
- I.5 - Facteur de mérite.

I.1 - CIRCUIT EQUIVALENT AU TRANSISTOR :

Le circuit équivalent d'un transistor constitue une image de son fonctionnement **physique**. Il est toujours nécessaire de faire un compromis entre la complexité du phénomène physique à représenter, et la simplicité du circuit équivalent.

Un transistor soumis à des signaux alternatifs de faible amplitude peut être représenté; suivant la fréquence de ces signaux, par deux types de circuits équivalents :

- Circuit équivalent en Basses Fréquences.
- Circuit équivalent en Hautes fréquences.

I.1.1 - Circuit équivalent en Basses Fréquences :

Un transistor peut être considéré comme un quadripôle actif représenté ci-dessous. (Fig. I.1).

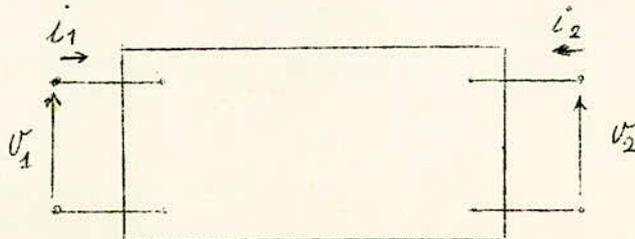


Fig. I.1 - Quadripôle actif

On peut définir le circuit équivalent hybride, en effet :

$$\begin{aligned}
 U_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot U_2 \\
 i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot U_2
 \end{aligned}
 \quad \dots\dots \quad (I.i)$$

pour le montage émetteur commun le circuit équivalent est représenté par la figure I.2.

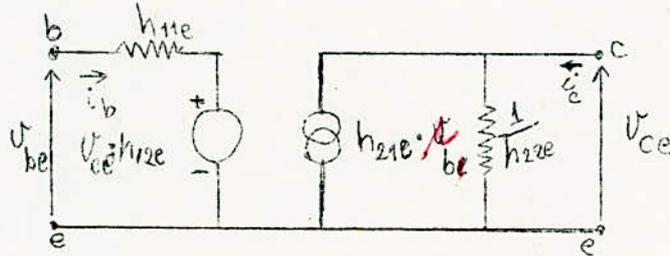


Fig. I.2 - Circuit équivalent hybride (EC).

I.1.2 - Circuit équivalent en Hautes fréquences :

Quand la fréquence du signal d'entrée augmente, les différents paramètres hybrides deviennent des impédances complexes.

Le circuit équivalent physique du transistor est donné par la figure I.3.

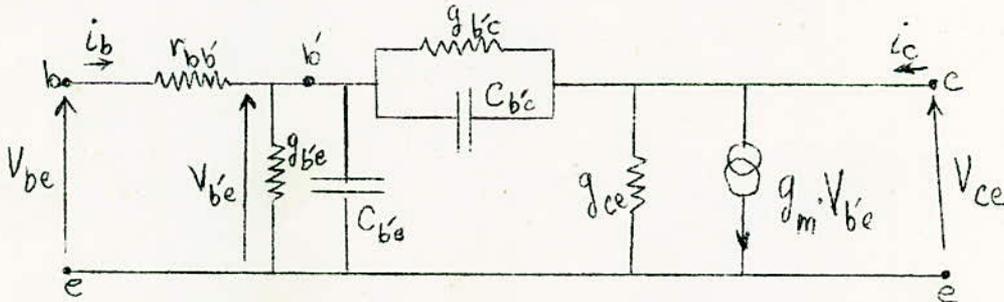


Fig. I.3. Circuit équivalent au transistor proposé par Giacometto (ou π).

Le circuit équivalent de la figure I.3 transformé en Base commune (BC) est donné par la figure I.4.

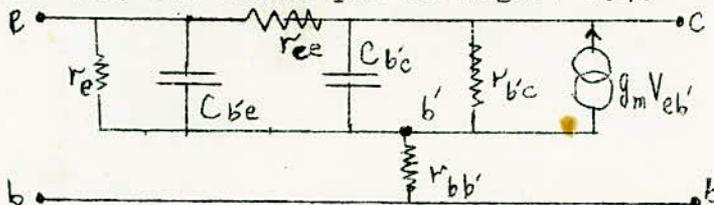


Fig. I.4 - Circuit équivalent (π) en Base commune (BC) avec $1/r_e = g_m + g_{be}$

REMARQUES :

I - Le circuit équivalent de la figure I.3 peut être simplifié à l'aide de l'effet Miller (fig. I.5).

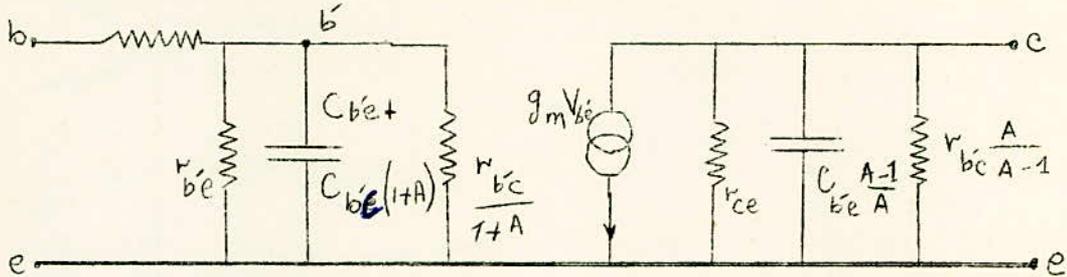


Fig. I.5 - Circuit équivalent simplifié avec $A = \left| \frac{V_{ce}}{V_{b'e}} \right|$

Ce circuit se simplifie encore, puisque :

$$\frac{r_{b'c}}{1+A} \gg r_{b'e} \quad ; \quad \frac{A}{A-1} r_{b'c} \gg r_{ce} \quad \text{pour } A \gg 1$$

$$\text{et } C_{b'c} \cdot \frac{A-1}{A} \approx C_{b'e}.$$

Si on pose : $C_0 = C_{b'e} + C_{b'c} (1+A)$, on obtient le circuit équivalent ci-dessous :

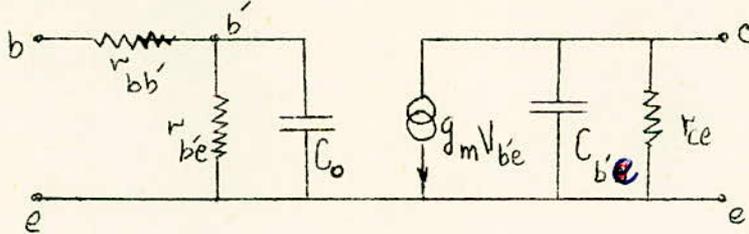


Fig. I.6 - Circuit équivalent simplifié.

2 - Pour les transistors à diffusion multiples, le circuit équivalent approximatif est un peu différent du circuit naturel (de Giacometto). La seule modification est la capacité (C_{bc}) qui représente très approximativement la répartition de $r_{bb'}$ à la surface de la jonction collecteur (Fig. I.7.).

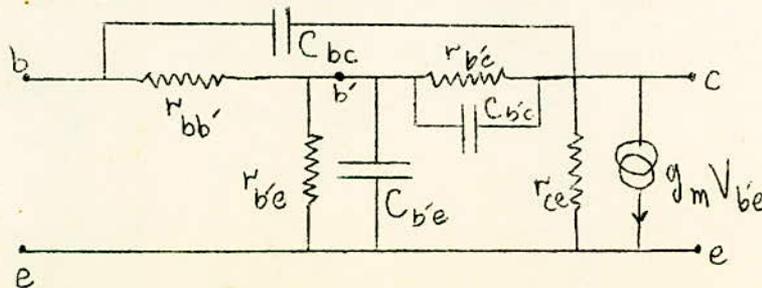


Fig. I.7.

I.i.3 - Calcul des paramètres du circuit équivalent (π) de Giacometto à partir des paramètres hybrides (h) :

- Transconductance (ou pente) :

$$\frac{1}{r_e} = g_m + g_{b'e} = \frac{dI_E}{dV_{b'e}} = \frac{Q I_E}{K T} \frac{I_E(\text{mA})}{25} \dots$$

et comme $g_m \gg g_{b'e}$, il reste :

$$g_m \approx \frac{1}{r_e} = \frac{I_E(\text{mA})}{25} \dots \quad (\text{I.2.})$$

avec : Q = charge de l'électron ($Q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C)

K = constante de Boltzman ($K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/degré absolu).

T = température ambiante en degré Kelvin ($T = 300^\circ \text{K}$)

- Conductance d'entrée $g_{b'e}$:

Dans la figure (I.8a) on représente le circuit équivalent (π) en basses fréquences (tous les capacités sont négligeables). La figure (I.8b) représente le circuit équivalent hybride de du même transistor.

Dans le circuit de la figure I.3 on a généralement :

$$r_{b'c} \gg r_{b'e}$$

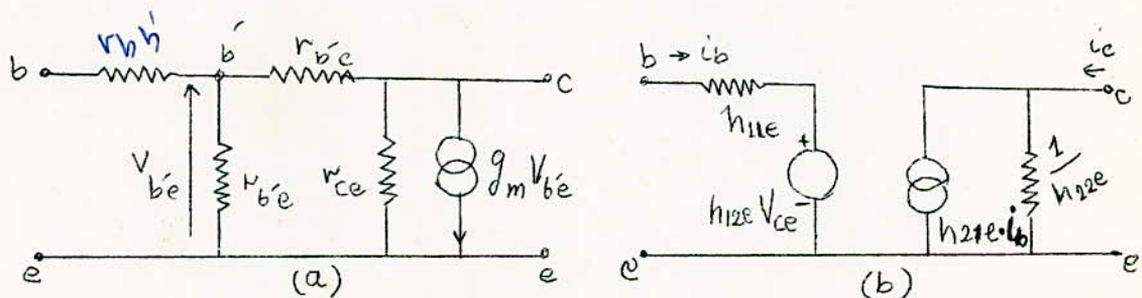


Fig. I.8. (a) circuit équivalent (π) en BF

(b) circuit équivalent hybride.

Par conséquent $V_{b'e} \approx I_b \cdot r_{b'e}$

Le courant de collecteur où la sortie est court-circuitée est :

$$I_c = g_m \cdot V_{b'e} \approx I_b \cdot g_m r_{b'e}$$

Le gain en courant dans cette condition est alors :

$$\beta_o = \frac{I_c}{I_b} = g_m \cdot r_{b'e}$$

ou
$$g_{b'e} = \frac{g_m}{\beta_o} = \frac{g_m}{h_{21b}} \dots\dots (I.3.)$$

- Conductance de réaction $g_{b'c}$:

Le gain en tension où l'entrée est en circuit ouvert est donné par la figure I.8a avec $I_b = 0$.

$$h_{12o} = \frac{V_{b'e}}{V_{ce}} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \quad (I.4.)$$

ou
$$r_{b'e} (1 - h_{12e}) = h_{12e} \cdot r_{b'c}$$

comme $h_{12e} \ll 1$, on aura approximativement

$$r_{b'e} = h_{12e} \cdot r_{b'c}$$

d'où
$$g_{b'c} = h_{12e} \cdot g_{b'e} \dots\dots (I.5.)$$

- Résistance répartie de la base $r_{bb'}$:

La résistance d'entrée où la sortie est court-circuitée est h_{11c} . Dans ces conditions $r_{b'e}$ est en parallèle avec $r_{b'c}$. En utilisant l'équation (I.4), on obtient $r_{b'c} // r_{b'e} = r_{b'e}$.

d'où :
$$h_{11e} = r_{bb'} + r_{b'e} \dots\dots (I.6.)$$

où
$$r_{bb'} = h_{11e} - r_{b'e} \dots\dots (I.7.)$$

- Conductance de sortie g_{ce} :

Avec l'entrée en circuit ouvert cette conductance est définie par h_{22e} . Pour $I_b = 0$, on a :

$$- I_c = \frac{V_{ce}}{r_{ce}} + \frac{V_{ce}}{r_{b'c} + r_{b'e}} + g_m V_{b'e} \dots\dots (I.8.)$$

- L'équation (I.4.) donne : $V_{b'e} = h_{12e} \cdot V_{ce}$.

- L'équation (I.8.) devient

$$h_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}} = \frac{1}{V_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c} + r_{b'e}} + g_m \cdot h_{12e} \dots\dots (I.9.)$$

les équations (I.3) et (I.5) substituées dans (I.9) donnent :

$$h_{22e} = g_{ce} + g_{b'e} + g_{b'e} h_{22e} \cdot \frac{g_{b'e}}{g_{b'c}}$$

d'où :

$$g_{ce} \simeq h_{22e} - (1 + h_{2Ie}) g_{b'c} \dots \dots \quad (I.10)$$

Si $h_{2Ie} \gg 1$ l'équation (I.10) devient à l'aide des équations

(I.5) et (I.3) : $g_{ce} \simeq h_{22e} - g_m h_{I2e}$

- Capacité $C_{b'e}$:

$$C_{b'e} \simeq \frac{1}{\omega_T r_e'} \simeq \frac{I}{r_e' 2\pi f_T} \simeq \frac{1}{r_{b'e} \cdot 2\pi \cdot f_\beta} \dots \dots (I.11)$$

avec $f_T \simeq \beta_0 f_\beta$ on a $C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \dots \dots (I.12)$

- Capacité $C_{b'c}$:

$$C_{b'c} = C_{22b} (\text{à } I_E = 0) + \frac{g_{ce}}{\omega_T} \dots \dots (I.13)$$

I.2 - FREQUENCES DE COUPURE :

I.2.1 - Fréquence de coupure f_α :

C'est la fréquence pour laquelle le coefficient d'amplification (α) d'un transistor monté en Base commune diminue de 3 dB par rapport au gain aux fréquences moyennes ($\alpha_0 \simeq h_{2Ib}$). En effet pour un signal sinusoïdale de fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$, on peut écrire pour le circuit de la figure I.9

$$I_1 \cdot r_e' = \frac{I_e}{\frac{1}{r_e'} + j\omega C_{b'e}}$$

ou $\frac{I_1}{I_e} = \frac{1}{1 + j f / f_\alpha} \dots \dots (I.14)$

avec : $f_\alpha = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_e'} \dots \dots (I.15)$

Entre I_1 et I_e il existe un facteur de proportionnalité complexe tel que :

$$\frac{\alpha_0}{\alpha} = \frac{I_1}{I_e} \dots \dots (I.16)$$

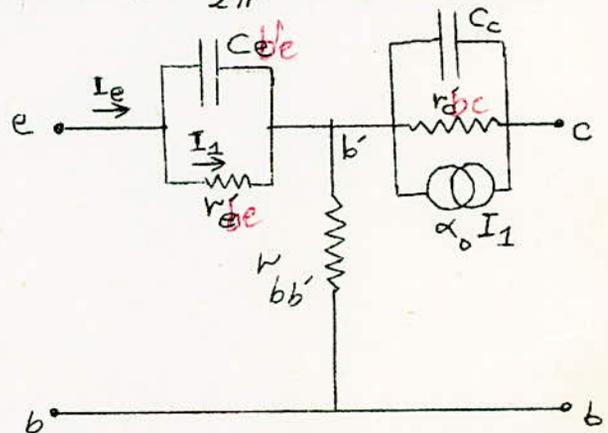


Fig. I.9 - Circuit équivalent d'un transistor en (BC). (I_1 passe par r_e')

En utilisant les équations (I.15) et (I.16) on trouve :

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad \text{ou} \quad |\alpha| = \frac{\alpha_0}{\left(1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} \quad \text{pour} \quad f = f_\alpha$$

I.2.2 - Fréquence de coupure f_β .

C'est la fréquence pour laquelle le gain en courant (β) d'un transistor monté en (EC) diminue de 3db par rapport à ($\beta_0 = h_{21e}$).

Par définition on a : $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \dots\dots$ (I.16)

A partir de f_α on peut déterminer f_β . En effet
pour $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \dots\dots$ (I.17)

on peut trouver : $\beta = \frac{\beta_0}{1 + j f/f_\beta} \dots\dots$ (I.18)

avec $f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha_0) \dots\dots$ (I.19)

REMARQUE : Le produit gain-bande passante pour les deux montages EC et BC est le même : $f_\alpha \cdot \alpha_0 = f_\beta \cdot \beta_0$

Généralement : $\begin{cases} \alpha_0 & \text{est de l'ordre de l'unité.} \\ \beta_0 & \text{est de l'ordre de 50.} \end{cases}$

Par conséquent ($f_\alpha \gg f_\beta$), d'où, pour les transistors qui ont f_β faible, la configuration BC donne les meilleurs performances en hautes fréquences.

I.3 : Gain en Courant, Sortie court-circuitée ($R_L = 0$)

Le circuit équivalent de la figure I.6 se simplifie, puisque $r_{ce} \gg R_L$. fig. I.10

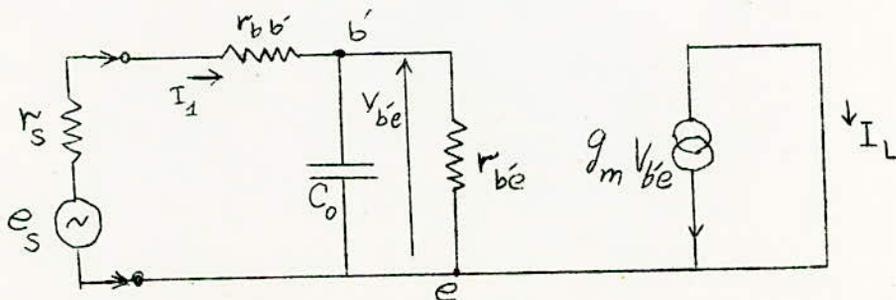


Fig. I.10 - Circuit équivalent approximatif pour calculer β_0 ..

Le courant I_L est donné par :

$$I_L = -g_m V_{b'e}$$

avec :
$$V_{b'e} = \frac{I_L}{g_{b'e} + j\omega C_0} \dots \dots (I.20)$$

Le gain en courant est alors :

$$A_i = \frac{I_L}{I_1} = \frac{-g_m}{g_{b'e} + j\omega C_0} \dots \dots (I.21)$$

En utilisant les résultats donnés par la formule I.3 ($g_{b'e} = \frac{g_m}{\beta_0}$) on aura :

$$A_i = \frac{-\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} = \dots \dots (I.22)$$

la figure (I.11) représente A_i en fonction de la fréquence.

pour $f \ll f_\beta$:

$$A_i \approx -\beta_0$$

A_i rapproche asymptotiquement à la ligne droite $A_i \text{ (db)} = 20 \log \beta_0$

pour $f \gg f_\beta$:

$$A_i \approx \frac{\beta_0 f_\beta}{f} = \frac{f_T}{f} \dots \dots (I.23)$$

D'où $A_i \text{ (db)} = 20 \log f_T - 20 \log f$

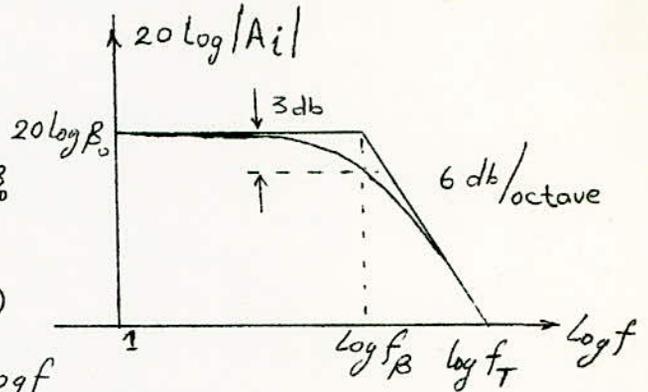


Fig. I.11 - $A_i = f ()$

On définit ainsi la fréquence de transistion f_T , pour laquelle $A_i \text{ (db)} = 0$.

A_i rapproche asymptotiquement de la ligne droite dont la pente est 6 db / octave , et passe par le point $(f_T, 0)$.

L'intersection de ces deux droites asymptotiques correspond à la fréquence $f = f_\beta$.

I.4 - Gain en Tension (RL faible) :

Dans ce cas aussi le circuit équivalent de la figure I.5 est simplifié (fig. I.12) puisque $r_{ce} \gg R_L$.

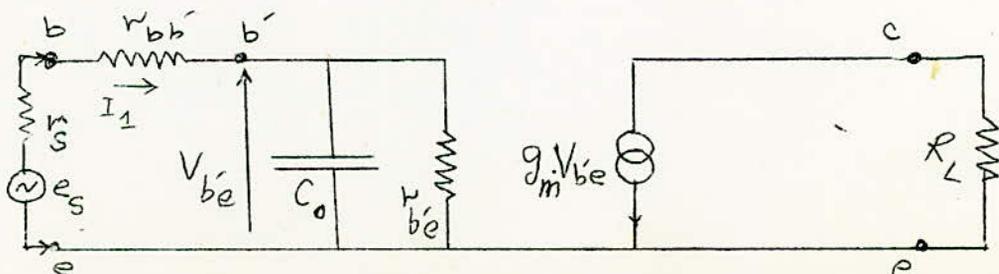


Fig. I.12 - Circuit équivalent pour le calcul du gain en tension.

On peut aussi négliger le courant qui passe par la capacité C_c puisque :

$$\frac{1}{C_c \omega} \gg R_L.$$

Le transistor est alimenté par un générateur de tension de résistance interne r_s en série avec $r_{bb'}$.

Le courant I_1 passe par $r_{bb'}$, le gain en courant aux fréquences moyennes est alors :

$$A_{I_{10}} = \frac{I_L}{I_1} = \frac{I_L}{I_1} \cdot \frac{I_1}{I} = -\beta_0 \cdot \frac{r_s}{r_s + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

avec $I = \frac{e_s}{r_s}$ est le courant du générateur de Thévenin.

$$A_{I_c} = -\beta_0 \frac{r_s}{r_s + h_{lle}} \quad \dots \quad (I.24)$$

Le gain en courant est indépendant de R_L . Le rapport entre le gain en courant et le gain en tension est indépendant des caractéristiques du transistor, en effet :

$$A_{V_0} = A_{I_0} \cdot \frac{R_L}{r_s} \quad \dots \quad (I.25)$$

$$\text{D'où } A_{V_0} = \frac{-\beta_0 \cdot R_L}{r_s + h_{lle}} = \frac{-g_m \cdot R_L \cdot r_{b'e}}{r_s + h_{lle}} \quad \dots \quad (I.26)$$

Le gain en tension augmente linéairement avec R_L .

REMARQUES :

a - Le rapport $A = \left| \frac{V_{ce}}{V_{b'e}} \right|$ peut être calculé à l'aide de R_L .

$$A = \left| \frac{V_{ce}}{V_{b'e}} \right| = \frac{I_L \cdot R_L}{V_{b'e}} \approx \frac{g_m V_{b'e} R_L}{V_{b'e}} = g_m \cdot R_L \quad \dots \quad (I.27)$$

La capacité C_c d'entrée devient dans ce cas :

$$C_c = C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m \cdot R_L) \quad \dots \quad (I.28)$$

b - La fréquence limite supérieure f_2 est déterminée par la constante des temps RC_c avec :

$$R = \frac{(r_s + r_{b'b}) \cdot r_{b'e}}{r_s + h_{lle}} \quad \dots \quad (I.29)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC_c} \quad \dots \quad (I.30)$$

f_2 augmente linéairement avec la diminution de R_L , parce que C_0 est une fonction linéaire de R_L .

$$\text{Pour } R_L = 0, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R(C_{b'e} + C_{b'e})} \sim \frac{f_T}{g_m R} = \frac{f_\beta}{g_{b'e} R}$$

I.5 - FACTEUR DE MÉRITE D'UN TRANSISTOR (EC).

Dans ce paragraphe on va déterminer le facteur de mérite d'un étage EC amplificateur de tension, puis on va étudier l'influence de la contre-réaction d'émetteur sur le produit gain-bande passante de cet étage, ainsi que celle du courant de polarisation I_E .

Quand on veut réaliser un amplificateur à très large bande, on doit choisir un transistor ayant des propriétés satisfaisantes en Haute fréquence. Or, à l'heure actuelle, aucun des fabricants, ne donnant les mêmes paramètres ou ne les mesurant dans les mêmes conditions, il est très difficile de comparer les transistors, et par conséquent, de déterminer le meilleur d'entre eux pour l'amplification linéaire.

Nous allons donc essayer de déterminer un facteur de mérite pour le transistor en amplificateur à large bande.

I.5.1 : Facteur de Mérite d'un montage EC sans contre-réaction d'émetteur.

Le montage amplificateur de tension le plus utilisé est le montage EC. On démontre à l'aide de schéma de Giacometto; que lorsqu'il est attaqué par un générateur d'impédance interne r_s et chargé par une résistance R_L suffisamment faible, il présente une fréquence de coupure $f_2 = \frac{1}{2\pi RC_0}$ (équation I.29) et un gain de tension aux fréquences moyennes :

$$A_{Vo} = \frac{-g_m \cdot R_L \cdot r_{b'e}}{r_s + h_{ie}} \quad \dots \quad (\text{I.26 bis})$$

d'où l'expression du produit gain-bande passante :

$$\left| A_{Vo} \cdot B \right| \approx \left| A_{Vo} \cdot f_2 \right| = \frac{g_m \cdot R_L}{2\pi C_0 (r_s + r_{bb'})} \quad \dots \quad (\text{I.31})$$

En utilisant les deux équations (I.23) et (I.28), le facteur de mérite d'un transistor EC peut s'écrire sous la forme :

$$\left| A_{Vo} \cdot f_2 \right| = \frac{f_T}{1 + 2\pi f_T C_{b'e} R_L} \cdot \frac{R_L}{r_s + r_{bb'}} \quad \dots \quad (\text{I.31 bis})$$

$$\text{avec } f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} = \beta_0 f_\beta = \frac{\beta_0}{2\pi C_{b'e} r_{b'e}}$$

on peut l'écrire également sous la forme :

$$\left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot B} \right| \left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot f_2} \right| = \frac{r_{bb'} + r_s}{R_L \cdot f_T} + 2\pi(r_{bb'} + r_s) C_{b'e} \left(1 + \frac{1}{g_m R_L}\right) \dots \quad (I.32)$$

REMARQUES : Le produit $A_{Vo} \cdot B$ sera d'autant plus grand que r_s sera faible. Le montage EC doit être attaqué en tension, nous retrouvons ici un résultat déjà connu.

Afin de simplifier les calculs, nous prendrons $r_s = 0$, il suffira par la suite de remplacer le terme $r_{bb'}$ par $(r_{bb'} + r_s)$.

Le terme $\frac{1}{g_m R_L}$ dans l'équation (I.32) est pratiquement inférieur à l'unité aussi le négligerons-nous dans la suite des calculs. En effet si $R_L = 50 \Omega$ et si le courant de polarisation d'émetteur $I_e = 2 \text{ mA}$ nous aurons d'après la relation (I.2): $1/g_m R_L = \frac{25}{2 \cdot 50} = 0,25$. Remarquons que ce terme sera d'autant plus négligeable que le courant de polarisation sera élevé.

Compte tenu des approximations précédentes, le produit gain-bande d'un étage EC attaqué en tension peut s'écrire sous la forme :

$$\left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot B} \right| \left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot f_2} \right| = \frac{r_{bb'}}{R_L \cdot f_T} + \frac{1}{f_\gamma} \dots \quad (I.33)$$

avec

$$f_\gamma = \frac{1}{2\pi r_{bb'} C_{b'e}}$$

I.5.1.1. - Discussion : Influence de la résistance $r_{bb'}$.

Nous voyons d'ailleurs que le facteur de mérite est inversement proportionnel à la résistance interne $r_{bb'}$. L'influence de cette dernière est donc prépondérante.

Pour un amplificateur de tension BF dont la résistance de charge R_L est importante ($R_L \gg r_{bb'}$), le produit gain-bande passante vaut pratiquement :

$$\left| A_{Vo} \cdot B \right| \approx f_\gamma = \frac{1}{2\pi \cdot r_{bb'} \cdot C_{b'e}} \dots \quad (I.34)$$

Par contre, pour un amplificateur à large bande, on doit prendre une résistance de charge R_L assez faible afin de ne pas être limité en fréquence par la constante de temps du circuit de sortie

$$R_L (C_s + C_p) \quad \text{où } C_s \text{ et } C_p \text{ sont respectivement la capa-}$$

acité de sortie du montage et les capacités parasites : Il intervient alors un terme $r_{bb'}/R_L \cdot f_T$ qui peut prendre une importance considérable. Nous voyons, par conséquent, que lorsqu'on veut choisir un transistor HF, il ne faut pas considérer $r_{bb'}$ ou f_T séparément mais bien le rapport $r_{bb'}/f_T$.

1.5.2 - Facteur de mérite d'un montage EC avec contre-réaction d'émetteur:

Nous avons vu qu'un étage EC attaqué par un générateur de tension d'impédance interne r_s et chargé par R_L faible de façon à ne pas intervenir dans la réponse en Haute fréquence, il présente une fréquence de coupure $f_2 = 1/2 \pi RC_0$.

Si l'on veut augmenter la bande passante de ce montage, on doit appliquer une contre-réaction d'émetteur (résistance non découplée dans l'émetteur) qui, en contrepartie diminue le gain en tension.

Le schéma équivalent de Giaccolletto devient celui de la figure suivante (fig. I.13).

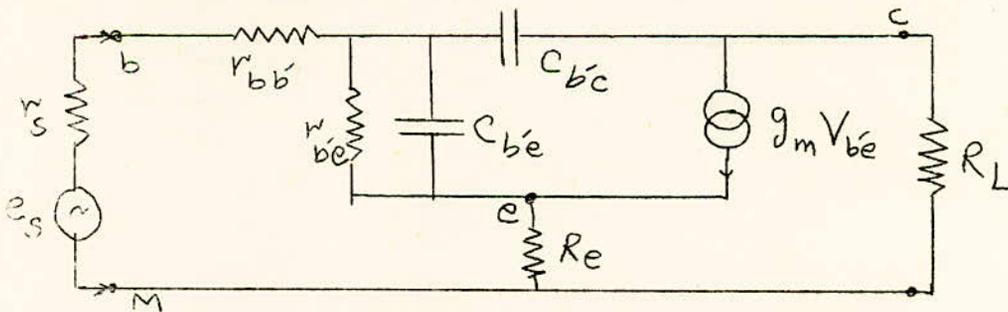


Fig. I.13 - Circuit équivalent avec la résistance de réaction R_e .

Le schéma de la figure I.13 peut alors transformé en un nouveau schéma sans contre réaction apparente* (Fig. I.14).

$$\text{où } \epsilon_m^i = \frac{\epsilon_m}{1 + \epsilon_m R_e} \quad , \quad R = r_{b'e} (1 + \epsilon_m R_e)$$

$$\text{et } C = C_{b'e} / (1 + \epsilon_m R_e)$$

* Voir Appendice "A"

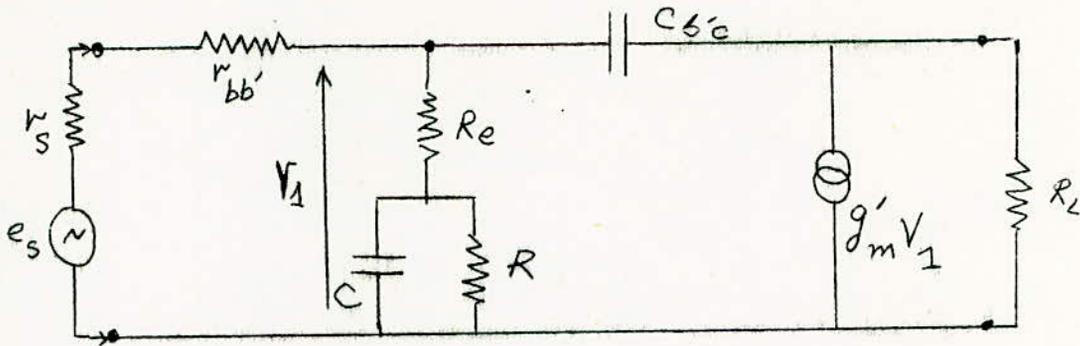


Fig. I.14 - Circuit équivalent sans contre-réaction apparente

Le nouveau produit gain-bande passante sera :

$$\left| A_{Vo} \cdot B \right| \approx \left| A_{Vo} \cdot f_2 \right| = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m R_L}{(1+g_m R_e)(r_{bb'}+r_s)} \left[\frac{C_{b'e}}{1+g_m R_e} + C_{b'e} \left(1 + \frac{g_m R_L}{1+g_m R_e} \right) \right] \quad (I.35)$$

En effet on a remplacé g_m par g'_m et $C_{b'e}$ par C , dans la relation (I.31).

L'équation (I.35) peut s'écrire encore sous la forme :

$$\left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot B} \right| \approx 2\pi (r_{bb'}+r_s) \left[C_{b'e} + C_{b'e} \left(1 + \frac{g_m R_L}{1+g_m R_e} \right) (1+g_m R_e) \right]$$

Nous prendrons comme précédemment, $r_s = 0$, afin de simplifier l'écriture de l'équation. Il suffira par la suite de remplacer $r_{bb'}$ par $(r_{bb'}+r_s)$.

On obtient alors :

$$\left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot B} \right| = \frac{r_{bb'}}{f_T R_L} + 2\pi r_{bb'} C_{b'e} \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} + \frac{R_e}{R_L} \right)$$

Soit :

$$\left| \frac{1}{A_{Vo} \cdot B} \right| = \frac{1}{F} + 2\pi r_{bb'} C_{b'e} \cdot \frac{R_e}{R_L} \quad \dots \quad (I.36)$$

$$\text{avec : } 1/F = \frac{r_{bb'}}{f_T R_L} + 2\pi r_{bb'} C_{b'e} \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} \right)$$

F étant le facteur de mérite du montage EC sans contre-réaction.

I.5.2.1 - DISCUSSION :

Nous voyons que le fait d'appliquer une contre-réaction d'émetteur diminue le produit gain-bande passante du montage. L'inverse du facteur de mérite est augmenté d'un terme proportionnel à R_e/R_L .

a - Influence du coefficient d'amplification de courant (β):

Si l'on veut obtenir une bande passante déterminée avec un transistor donné, on démontre qu'il faut appliquer une contre-réaction d'autant plus grande que le coefficient (β) sera grand. Par conséquent, le gain en tension obtenu sera d'autant plus grand que β sera faible.

Il existe bien sûr une limite, celle-ci est obtenue lorsque, α étant assez faible, la fréquence de coupure du montage sans réaction (voisine de f_{α}) est égal à f_d (fréquence de coupure désirée); il est alors inutile d'appliquer une contre-réaction et le produit $|A_{Vo} \cdot \beta|$ est maximal. La limite approximative vers les valeurs faibles de β est : $\beta_o \lim = f_T / f_d$.

b - Influence du courant de polarisation I_E .

Il est difficile de prévoir directement la variation du produit $|A_{Vo} \cdot \beta|$ en fonction du courant I_E car ce dernier a une influence sur $r_{bb'}$, $C_{b'e}$, f_T par l'intermédiaire de $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$, et β_o qui impose la résistance de contre réaction R_e nécessaire pour obtenir une bande passante déterminée.

Nous savons que f_T augmente avec I_E mais tend rapidement vers une limite \neq ($r_{b'e}$ est inversement proportionnelle à I_E alors que $C_{b'e}$ lui est pratiquement proportionnel aux forts courants).

Le coefficient β_o varie avec I_E , il passe par une valeur maximale pour un certain courant de collecteur. En effet l'influence de la recombinaison en surface est d'autant plus importante que I_E est faible et d'autre part, le rendement d'émission diminue lorsque I_E augmente.

De son côté, la résistance $r_{bb'}$, n'est pas constante, elle diminue lorsque le courant I_E augmente (augmentation des porteurs dans la base et, par conséquent, de la conductibilité de cette dernière).

En résumé, lorsque le courant de polarisation I_E augmente, le terme $r_{bb'} \cdot \beta_o \cdot R_L$ varie peu et, par conséquent, le produit $|A_{Vo} \cdot \beta|$ croît; puisque la fréquence de transition f_T augmente et que la résistance de base $r_{bb'}$ diminue.

Il tend rapidement vers une limite, car f_T tend elle-même vers une limite et $C_{b'e}$ augmente ce qui compense la variation de $r_{bb'}$ dans f_T .

I.5.3 - CONCLUSION :

Par conséquent, il existe un facteur de mérite pour le transistor EC valable aussi bien pour les étages amplificateurs à faible ou fort niveau que pour les montages en commutation saturée ou non.

$$\frac{1}{A_{Vo} \cdot B} = \frac{r_{bb'}}{R_L \cdot f_T} + 2 \pi r_{bb'} C_{b'e} \cdot$$

Nous avons vu que pour les très hautes fréquences et ceci parce que R_L doit être relativement faible, le terme $\left(\frac{r_{bb'}}{R_L f_T} \right)$ est prépondérant. D'autre part, nous savons que le produit gain-bande passante augmente avec le courant I_E de polarisation.

Ce n'est plus alors une constante du transistor mais il dépend du taux de contre-réaction. On doit prendre dans ce cas parmi une série de transistors donné, celui présentant le plus faible coefficient d'amplification en courant β_0 afin de diminuer au maximum la résistance de contre-réaction nécessaire pour obtenir la bande passante désirée. Nous noterons cependant qu'il peut être avantageux d'utiliser un étage avec une faible contre-réaction car cela permet de surcompenser légèrement le signal de sortie en ajoutant une capacité en parallèle sur la résistance d'émetteur.

=====
 =====
 + + + + + +
 + + +
 =

C H A P I T R E I I .

L I G N E A R E T A R D

Le ligne à retard joue un rôle important dans la conception des amplificateurs distribués. Pour cela on va étudier dans ce chapitre les propriétés fondamentales de la ligne à retard.

II.1 - Ligne de transmission :

La figure I.1 représente approximativement le circuit équivalent d'une ligne de transmissions, de longueur Δx .

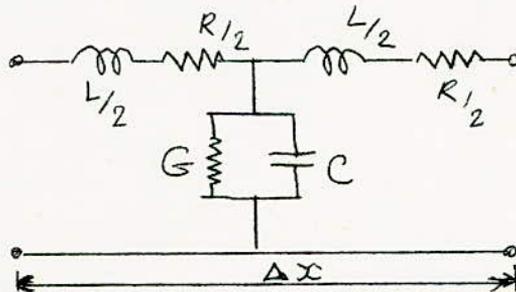


Fig. 2.1 - circuit équivalent d'une ligne de transmission de longueur Δx .

L'impédance caractéristique de la ligne est :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} = \sqrt{\frac{L}{C} \frac{(1 + R/jL\omega)}{(1 + G/jC\omega)}} \dots \dots \quad (2.1)$$

Pour une ligne sans perte ($R = G = 0$), l'impédance Z_c devient :

$$Z_c = \sqrt{L/C} \dots \dots \quad (2.1 \text{ bis})$$

On voit bien qu'une ligne de transmission sans perte est une suite des filtres passe-bas, chacun de ces filtres provoque un retard à la transmission du signal.

II.2 - Ligne à retard :

Considérons la ligne à retard constituée par les filtres passe-bas en (Υ) \neq de la figure 2.2.

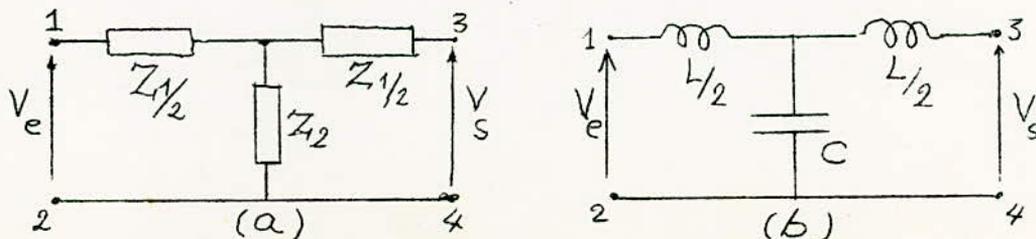


Fig. 2.2 - a) Filtre en général (Υ). b) filtre passe-bas.

L'impédance image de la cellule en (T) est :

$$Z_{iT} = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right)} \dots \quad (2.2)$$

La constante de propagation est définie par la relation :

$$\frac{V_S}{V_c} = e^{-\gamma}, \text{ et telle que :}$$

$$\text{ch } \gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} = \frac{e^{+\gamma} + e^{-\gamma}}{2} \dots \quad (2.3)$$

Le facteur d'atténuation α et le déphasage β sont définies telle que :

$$\gamma = \alpha + j\beta \dots \quad (2.4)$$

α et β sont fonction de la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$.

Pour un filtre passe-bas : $Z_1 = jL\omega$, $Z_2 = \left(\frac{1}{j\omega C}\right)$

d'où : $Z_1 \cdot Z_2 = \frac{L}{C} = \text{constante} = K$

Le produit $Z_1 Z_2$ est indépendant de la fréquence, Ce type de filtres est appelé à K-constante. Dans ce cas la relation 2.3 devient :

$$\text{ch } \gamma = \text{ch } (\alpha + j\beta) = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \quad (2.5)$$

Dans la bande passante du filtre, la constante d'atténuation α est nulle, d'où :

$$\text{ch } (j\beta) = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} = \cos \beta \dots \quad (2.6)$$

Le facteur β est réel d'où

$$-1 < \cos \beta < +1$$

ce qui donne :

$$0 < \frac{\omega^2 LC}{2} < 2 \quad \text{ou} \quad 0 < \omega^2 < \frac{4}{LC}$$

La fréquence de coupure supérieure f_c est donnée par la deuxième inégalité : $(\omega^2 < \frac{4}{LC})$:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{2}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \dots \quad (2.7)$$

Pour toutes les fréquences entre zéro et f_c , l'atténuation est nulle et le déphasage β est telle que :

$$\text{d'où } \beta \approx 2 \left(\frac{f}{f_c}\right) \quad \text{Car } \cos \beta = 1 - 2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 \approx 1 - \frac{\beta^2}{2!} + \dots \quad (2.8)$$

II.3 - Propagation des ondes dans une ligne à retard.

Dans ce paragraphe on va considérer deux cas :

- le signal d'entrée est sinusoïdale.
- le signal d'entrée est un échelon unité.

II.3.1 - Régime sinusoïdal.

Soit le signal d'entrée $V_e = V_e e^{j\omega t}$, le signal à la sortie sera :

$$V_s = V_e e^{-\gamma} = V_e e^{j\omega t} \cdot e^{-\gamma} = V_e e^{j\omega t} \cdot e^{-j\beta} = V_e e^{j\omega(t - \frac{\beta}{\omega})} \quad (2.9)$$

La quantité $\frac{\beta}{\omega}$ qui a la dimension du temps est le retard subi par le signal d'entrée par l'unité de longueur, soit par l section. L'inverse de cette quantité est la vitesse de phase .

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \approx \frac{\omega}{2(\pi/f_c)} = \pi f_c \text{ sections/seconde} \dots (2.10)$$

d'où le temps de retard par section t_s :

$$t_s = \frac{1}{v_p} \approx \frac{1}{\pi f_c} = \sqrt{LC} \quad \dots (2.11)$$

Si le spectre de fréquence du signal d'entrée est constitué par des fréquences inférieure à f_c , le signal de sortie sera une reproduction exacte du signal d'entrée, mais retardé dans le temps par la quantité : $T = \frac{1}{\pi f_c} \times n = n \sqrt{LC}$ secondes. (n est le nombre de sections).

REMARQUE : pour le filtre à K-constante la relation (2.2) devient

$$Z_{iT} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}} = \sqrt{\frac{L}{C} \left[1 - \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \right]} \quad \dots$$

pour $f \ll f_c$, l'impédance image est indépendante de la fréquence, elle est égal à $\sqrt{\frac{L}{C}}$.

Considérons à présent la suite des filtres passe-bas chargée par la résistance pure $R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (fig. 2.3).

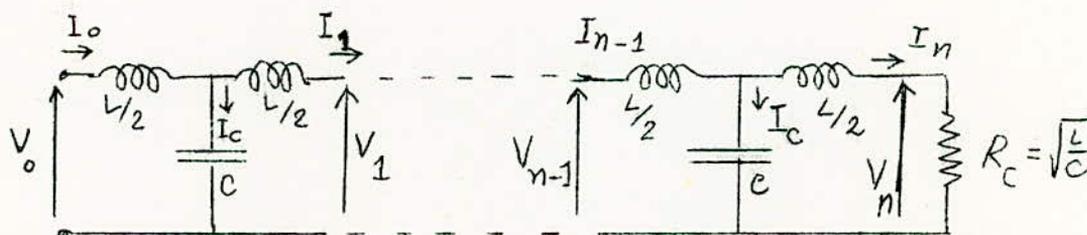


Fig. 2.3 - Suite des filtres passe-bas, chargée par $R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Le rapport entre les courants I_n et I_{n+1} s'écrit :

$$\frac{I_{n-1}}{I_n} = \frac{Z_{1/2} + Z_2 + Z_{iT}}{Z_2} = \frac{j\left(\frac{\omega L}{2} - \frac{1}{\omega C}\right) + \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}}}{1/j\omega C}$$

en module :

$$\left| \frac{I_{n-1}}{I_n} \right|^2 = \frac{L^2 \omega^2 / 4 - \frac{L}{C} + 1/\omega^2 C^2 + L/C - \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}}}{1/\omega^2 C^2} = 1$$

D'où le résultat très important :

$$\left| I_{n-1} \right| = I_n \quad \dots \quad (2.12)$$

Le courant et la tension de sortie sont déphasés de $n\beta$ avec le courant et la tension d'entrée respectivement fig. 2.5.

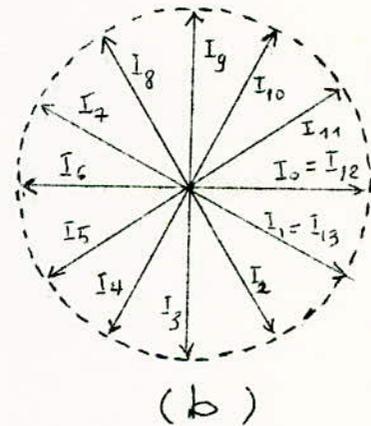
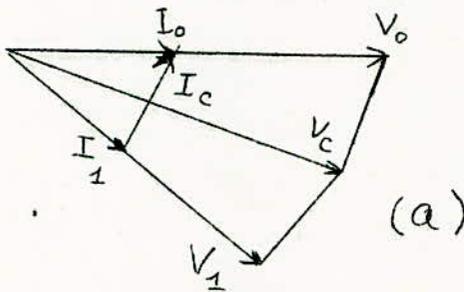


Fig. 2.5 - (a) diagramme des courants et des tensions pour $n=1$
(b) diagramme des courants dans le ligne de n cellules.

On peut remarquer que le lieu des différents courants dans les différentes cellules est un cercle. La valeur du courant dans la cellule i ($i = 1; 2 \dots n$) est :

$$I_i = I_0 e^{-i\beta} \quad \dots \quad (2.13)$$

La phase de I_0 est choisit arbitrairement égale à zéro.

II.3.2 - régime d'impulsions :

Pour ω petit on a vu que l'impédance Z_c est une résistance pure. La réponse d'un seul filtre passe-bas terminé par la résistance pure $R_c = Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ à l'échelon de la figure 2.6a est représentée sur la figure 2.6b.

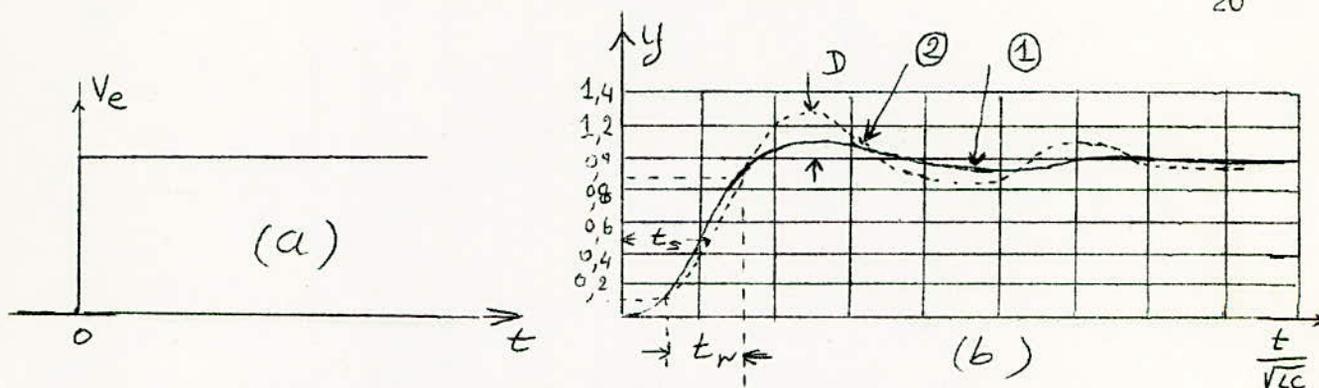


Fig. 2.6 - (a) échelon unité appliqué à un seul filtre passe-bas terminé par R_c .

- (b) réponse du filtre à l'échelon. (1) $y = \frac{2V_s}{V_e}$ l'impédance du générateur est R_c .
 (2) $y = \frac{V_s}{V_c}$ l'impédance du générateur est nulle.

Le temps de montée (t_r) est en relation avec le temps du retard (t_s), la théorie des filtres peut donner cette relation mais seulement après une décomposition difficile en série de Fourier du spectre de fréquence du signal.

On note que le dépassement D (ou l'affaîssement) a été diminué de 22 % à 8 % quand on a augmenté la résistance interne du générateur de zéro à $R_c = \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2}$. En effet les réflexions du côté de la charge seront absorbées à l'entrée par la résistance R_c du générateur : il y a adaptation.

Dans la discussion suivante on va considérer que chaque filtre est terminé par son impédance caractéristique R_c .

Dans la figure 2.6b le retard t_s par section est :

$$t_s = \sqrt{LC} \quad t_s = 1,07 \sqrt{LC} \text{ . Cette valeur est comparable à } t_s = \sqrt{LC} \text{ dans le cas où la charge terminale est } Z_c \text{ et non } R_c \text{ .}$$

Le temps de montée par cellule t_{r1} est aussi donné par la figure 2.6b : $t_r = 1,13 \sqrt{LC}$. Expérimentalement on trouve que le retard t_d de (n) cellules est égale (n) fois le retard par une cellule : $t_d = n t_s$ (2.14)

De même on trouve que le temps de montée (t_r) de (n) cellules est égal $\sqrt[3]{n}$ fois le temps de montée par cellule t_{r1} .

$$t_r = t_{r1} \sqrt[3]{n} \quad \dots \quad (2.15)$$

les deux relations 2.14 et 2.15 donnent :

$$n = \left(\frac{t_d}{t_r}\right)^{1,5} \left(\frac{t_{rl}}{t_s}\right)^{1,5} \dots \quad (2.16)$$

en utilisant les valeurs déjà citées de t_{rl} et de t_s , on trouve :

$$t_{rl}/t_s = 1,13/1,07 = 1,06$$

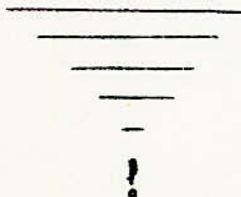
D'où

$$n = 1,1 \left(\frac{t_d}{t_r}\right)^{1,5} \dots \quad (2.17)$$

Cette équation permet de calculer le nombre des cellules (n) pour réaliser le rapport désiré de t_d/t_r .

A partir des relations : $t_s = 1,07 \sqrt{LC}$,
 $t_d = nt_s$ et $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ on peut calculer l'inductance L et la
 de la cellule :

$$C = \frac{t_d}{1,07 n R_c} \quad \text{et} \quad L = \frac{t_d R_c}{1,07 \cdot n} \quad (2.18)$$



DEUXIEME

PARTIE

CHAPITRE 3

AMPLIFICATEUR DISRIBUE A TRANSISTORS

3.1- INTRODUCTION :

Les amplificateurs conventionnels à large bande, à tubes ou à transistors possèdent un produit gain-bande passante constant dont la valeur dépend au premier lieu des capacités parasites des tubes et des transistors . Si la bande passante désirée dépasse la valeur du produit gain - bande passante , le gain de l'amplificateur devient inférieur à l'unité . Par conséquent le gain de (n) étages en cascade est aussi inférieur à un . Il existe toujours une valeur maximum du produit gain - bande passante pour laquelle l'amplification est réalisée .

L'amplificateur distribué à tubes est une exception ¹ . Les différents étages de l'amplificateur distribué sont connectés entre eux de telle manière que les capacités d'entrée et de sortie de chaque étage font partie d'une ligne de transmission . Chaque étage (tube) amplifie la tension qui se propage dans la ligne de transmission d'entrée (figure 3.1) .

1.a- GINZTON, HEWLETT, JASBERG, NOE " Distributed Amplification "

Pro. IRE, vol 36 , pp 956-969 , Aug 1948 .

1.b - HORTON , JASBERG , NOE "Disributed Amplifiers : pratical

considération and experimental results " Pro.IRE , vol 38,
pp 748 - 753 , July 1950 .

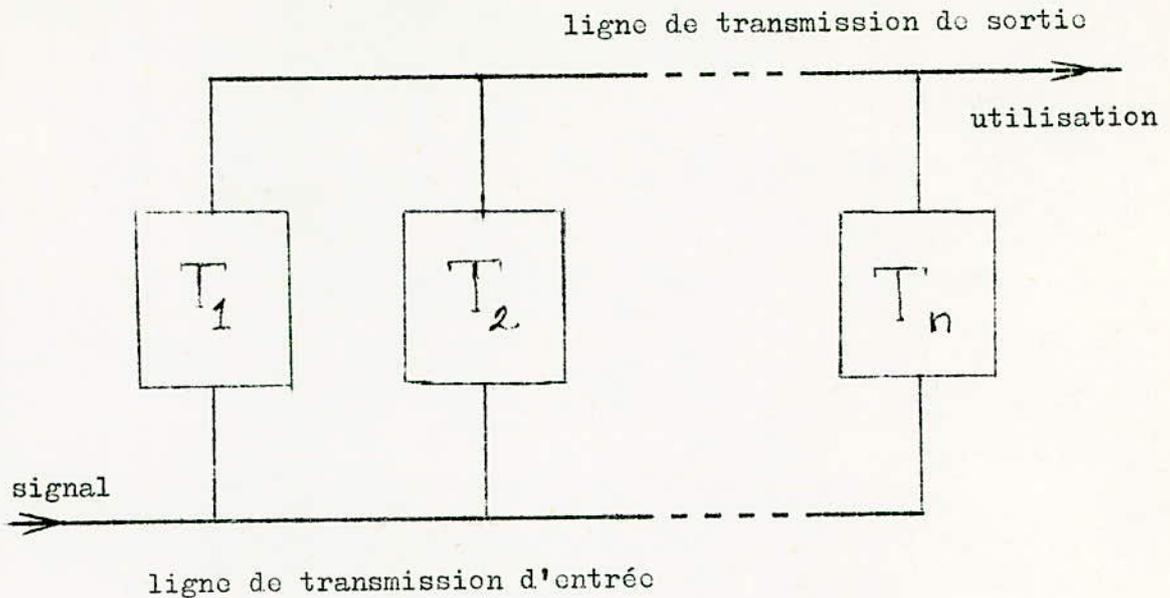


Fig 3.1 -- Amplificateur distribué à N étages.

Les différents étages (tubes) sont arrangés de façon que les courants de sortie de chaque étage (tube) s'ajoutent en phase dans la ligne de transmission de sortie. Le courant total qui arrive à la charge d'utilisation sera la somme de tous les courants partiels. Par conséquent, le gain d'un amplificateur distribué est la somme du gain de chaque étage (tube) et non le produit. L'amplification est possible, même si le gain d'un seul étage est inférieur à l'unité.

L'amplificateur distribué à tubes a été largement utilisé pendant les quinze dernières années. Il existe plusieurs applications de l'amplificateur distribué à transistors; il peut remplacer l'amplificateur distribué à tubes surtout, dans le cas où l'on ne demande pas un niveau très élevé de signal à l'entrée. Récemment on préfère les circuits à transistors à celles des tubes grâce au développement technologique apportée aux transistors.

Dans l'étude suivante on va s'intéresser à la construction d'un amplificateur distribué à transistors. La théorie de l'amplificateur distribué à tubes n'est pas directement applicable pour les transistors à cause :

- a - les schémas équivalents des tubes et des transistors en haute fréquence ne sont pas identiques .
- b - les transistors présentent une fréquence de coupure; au contraire , les tubes sont illimités en fréquence .

Les paramètres caractéristiques de circuit équivalent des transistors font partie de la ligne d'entrée et de sortie .

3 . 2 - THEORIE GENERALE DE L'AMPLIFICATION DISTRIBUEE .

L'amplification distribuée consiste à connecter N sections d'amplification² en parallèle entre deux lignes artificielles de transmission, l'une d'entrée et l'autre de sortie (fig 3 . 2) .

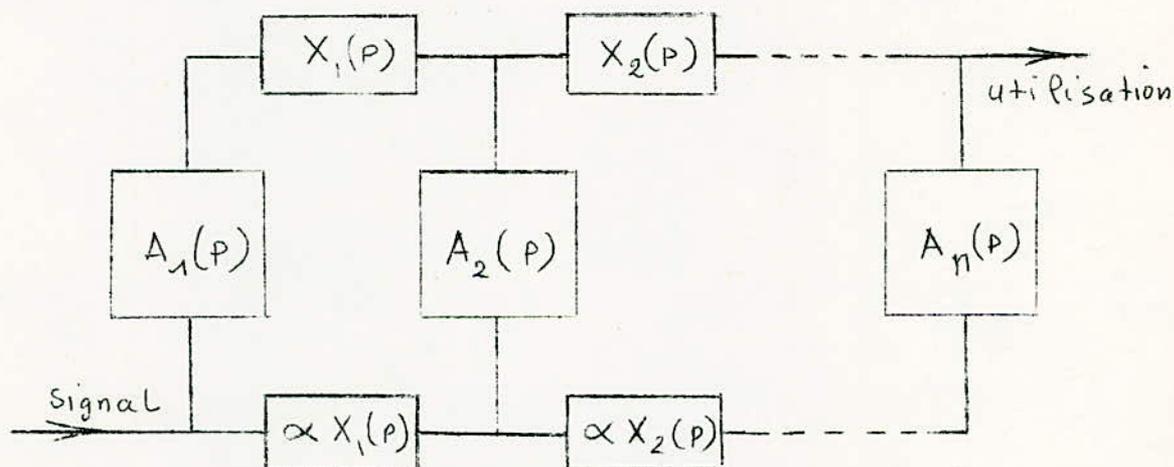


Fig 3 . 2 - Amplificateur Distribué .

$X(p)$ = fonction de transfert par section de la ligne de sortie .

= rapport entre la fonction de transfert par section, de la ligne de sortie (collecteur) et de la ligne d'entrée (base) .

$A(p)$ = fonction de transfert de la section d'amplification .

avec $p = j\omega$

2 - Une section d'amplification comporte un seul transistor, dans l'étude suivante on va utiliser cette configuration .

Si on veut obtenir le gain maximum, il faut que le déphasage (constante de propagation) dans la ligne d'entrée (base) entre deux sections d'amplification doit avoir la même valeur que dans la ligne de sortie (collecteur) entre les mêmes sections .

Généralement le déphasage entre les différentes sections est le même, ce qui donne :

$$X_1(p) = X_2(p) = X_3(p) \dots\dots\dots = X_n(p) \quad (3. 1)$$

Afin de rendre le calcul plus facile, les sections d'amplification doivent être identiques . c.à.d :

$$A_1(p) = A_2(p) = A_3(p) \dots\dots\dots = A_n(p) \quad (3. 2)$$

Le gain en tension d'un amplificateur distribué peut s'écrire alors :

$$A_t(p) = A(p) [X(p)]^{n-1} + A(p) \cdot [X(p)]^{n-2} \cdot X(p) + \dots\dots$$

$$+ A(p) \cdot X(p) \cdot [\alpha X(p)]^{n-2} + A(p) [\alpha X(p)]^{n-1}$$

$$A_t(p) = A(p) [X(p)]^{n-1} \left[1 + \alpha + \alpha^2 + \dots\dots + \alpha^n \right]$$

$$A_t(p) = A(p) X(p)^{n-1} \cdot \frac{1 - \alpha^n}{1 - \alpha} \quad (3. 3)$$

avec $\frac{1 - \alpha^n}{1 - \alpha} = 1 + \alpha + \alpha^2 + \dots\dots + \alpha^n$.

Dans le cas général $\alpha = 1$, d'où le gain total sera donné par :

$$A_t(p) = n \cdot A(p) \cdot X(p)^{n-1} \quad (3. 4)$$

à savoir : $\lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{1 - \alpha^n}{1 - \alpha} = n = \text{nombre de sections} .$

III. 2 .1 - SECTION D'AMPLIFICATION :

La section d'amplification d'un amplificateur DISTRIBUE est un transistor monté en émetteur commun Fig III. 3 . Par la suite on va étudier deux méthodes de correction sur cet étage .

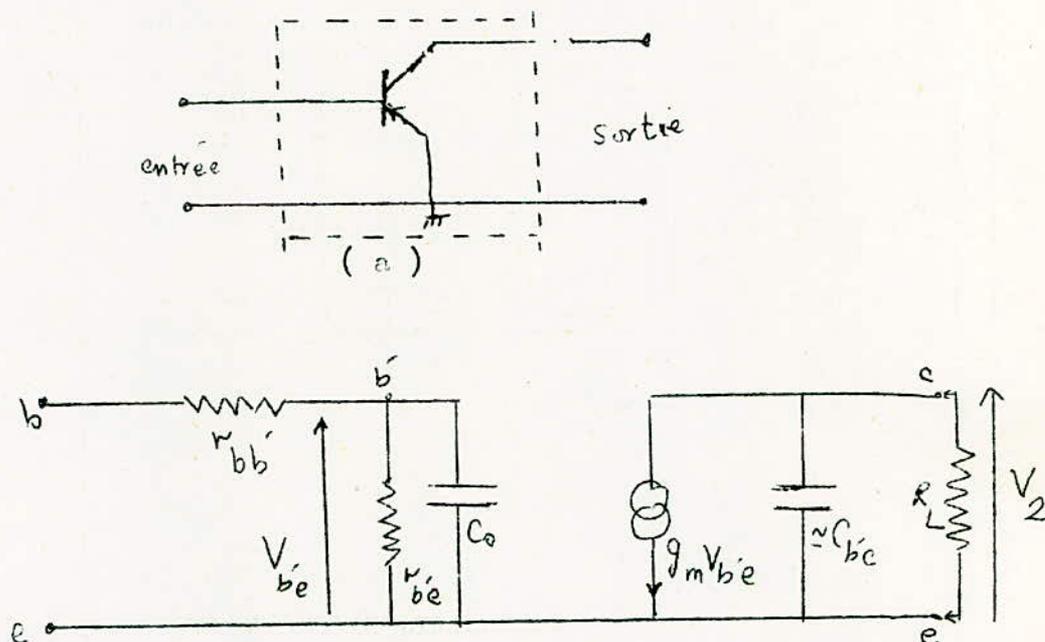


Fig III. 3 - a- section d'amplification
b- circuit équivalent approximatif
du transistor utilisé .

Le gain en tension de cet étage lorsqu'il est chargé par la résistance pure R_L est une fonction de la fréquence telle que

$$A_V = \frac{A_{V0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \quad \dots \quad (3.5)$$

avec

$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta$$

A_{V0} = le gain en tension aux fréquences moyennes

3 . 2.2 - LIGNE DE BASE

La ligne de base doit posséder les propriétés suivantes:

- a - La fréquence de coupure de la ligne de base (chaque fonction de transfert) est supérieure à la bande passante désirée .
- b - La ligne de base doit absorber l'impédance d'entrée de la section d'amplification , autrement dit , l'impédance d'entrée du transistor utilisé fait partie de la ligne de base .
- c - L'impédance d'entrée de la ligne de base doit être indépendante du nombre des sections d'amplification .

On a vu que l'impédance d'entrée d'un transistor en émetteur commun consiste en une résistance $r_{bb'}$, en série avec l'ensemble $r_{b'e}$, C_e qui sont en parallèle .

Afin de simplifier l'analyse, on va normaliser le niveau de l'impédance, soit :

$$r_{bb'} = 1 \Omega, \quad C_e = 1 F,$$

Par conséquent le circuit d'entrée sera le suivant :

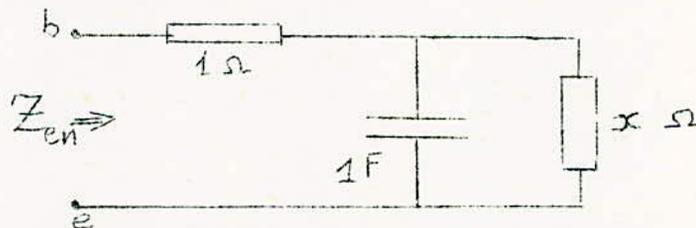


Fig 3 .4 - Impédance d'entrée du transistor de la fig 3 .3 , avec impédance et fréquence normalisées : $r_{bb'} = 1 \Omega$, $C_e = 1 F$ et $\omega = 1$ radian/seconde .

L'impédance d'entrée peut s'écrire alors :

$$Z_{en} = \frac{p x + x + 1}{p x + 1} \quad (3.6)$$

D'où l'admittance d'entrée :

$$Y_{en} = \frac{p x + 1}{p x + x + 1} \quad (3.6 \text{ bis})$$

Pour que l'impédance d'entrée du transistor (section d'amplification) soit égale à l'impédance normalisée ($Z_{en} = 1$), il faut ajouter une impédance complémentaire ($Z_{en}^c = 1/Y_{en}^c$) en parallèle avec Z_{en} telle que :

$$Y_{en}^c = 1 - Y_{en} = \frac{1}{1 + x + p x}$$

, pour $x = 1$ l'admittance complémentaire Y_{en}^c devient

$$Y_{en}^c = \frac{1}{p + 1} \quad (3.7)$$

d'où

$$Z_{en}^c = \frac{1}{Y_{en}^c} \quad (3.7 \text{ bis})$$

Le complément de l'impédance d'entrée est une inductance de 1 H en série avec la résistance normalisée (1). Quand on connecte Z_{en}^c en parallèle avec Z_{en} (fig 3.5), la nouvelle impédance d'entrée de la section d'amplification sera égale à la résistance normalisée ($Z_{en} = 1$).

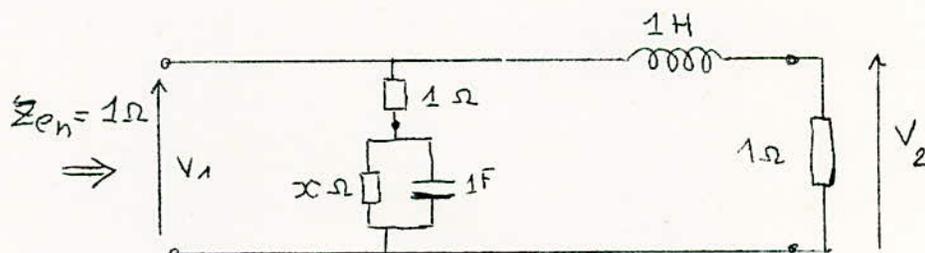


Figure 3.5 - Impédance d'entrée du transistor de la fig 3.3 en parallèle avec son complément

Dans la figure précédente on peut brancher entre les points a et b, le même circuit de cette figure, et on aura toujours une impédance d'entrée égale à l'impédance normalisée ($Z_{en} = 1$). Cette opération peut être répétée (n) fois pour former une ligne artificielle de transmission (fig 3.6).

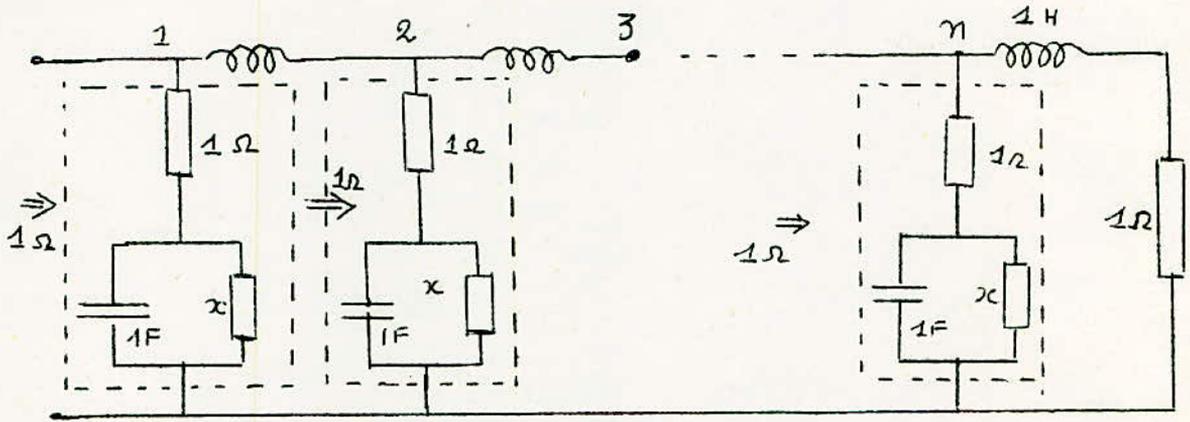


Fig . 3.6 - Ligne de Base formée par les compléments de l'impédance d'entrée du transistor de la figure 3.3 . Les éléments encadrés par les carrés pointillés correspondent à l'impédance d'entrée de l'amplificateur .

La conclusion que l'on peut tirer de cette étude simplifiée est la suivante :

Pour former la ligne de base , il suffit d'une seule inductance par transistor , et d'une seule résistance pour terminer la ligne (fig 3 . 7) .

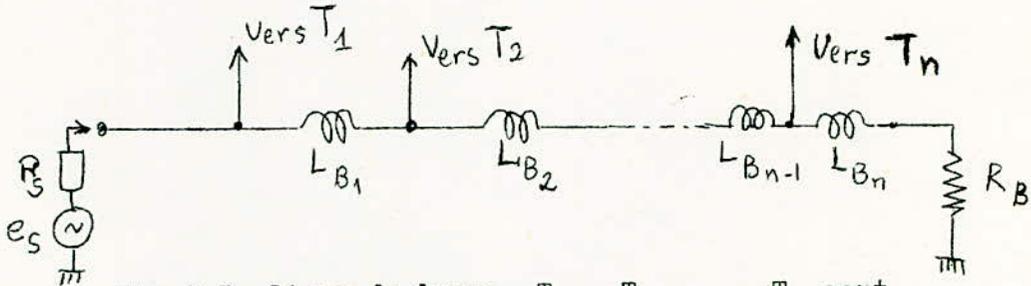


Fig 3.7- Ligne de base . T_1 , T_2 , ..., T_n sont les transistors utilisés dans l'amplificateur .

La fonction de transfert par section est donnée par :

$$X(p) = \frac{1}{1+p} \quad , \text{ avec } \alpha = 1 \quad (3.8)$$

La ligne de base peut prendre la forme symétrique suivante : (fig 3 . 8) .

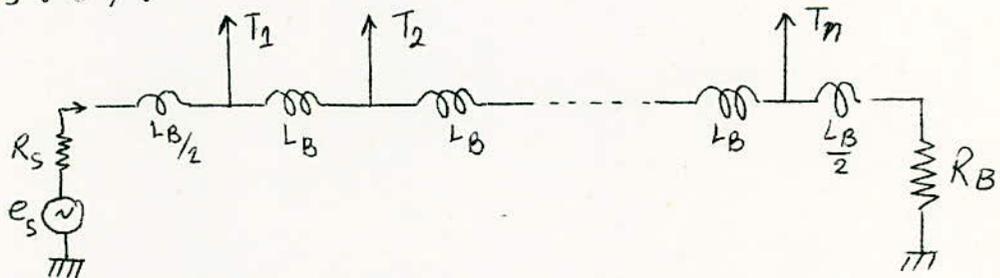


Fig 3 . 8 - Ligne de base symétrique .

$$R_b = R_s \quad .$$

R_s est la résistance interne de la source .

3 . 2 . 3 - LIGNE DE COLLECTEUR

La ligne de collecteur doit avoir les propriétés suivantes :

- a - le déphasage par section doit être identique à celui de la section correspondante de la ligne de base .

- b - L'impédance vue entre collecteur et masse doit être indépendante du nombre des sections que se trouvent à gauche ou à droite .
- c - La ligne de collecteur doit absorber la capacité parasite de sortie de l'amplificateur de la figure 3.3 .

Comme pour la ligne de base on va suivre notre analyse simplifiée. L'impédance de sortie de la section d'amplification est constituée par la capacité de sortie (C_{sortie}) en parallèle avec la résistance de charge R_L , fig 3 .9 .

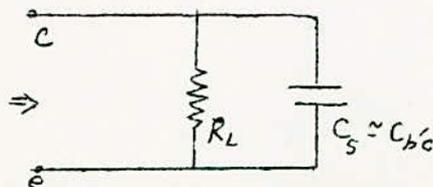


Fig 3.9 - Impédance de sortie de la section d'amplification avec les valeurs normalisées de l'impédance:

$$R_L = 1 \Omega \quad , \quad \text{et} \quad C_{\text{sortie}} = 1 \text{ F} .$$

Suivant notre analyse l'impédance de sortie peut s'écrire alors

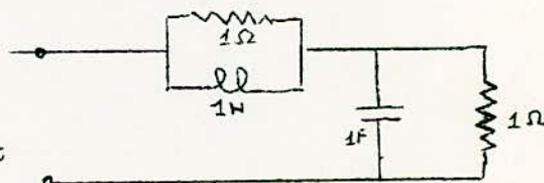
$$Z_s = \frac{1}{1 + p} \quad (3 . 9)$$

, en série avec cette impédance on peut mettre son complément pour que l'impédance de sortie serai égale à l'impédance normalisée . Dans ce cas l'impédance complémentaire est donnée par :

$$Z_s^c = \frac{p}{1 + p} \quad (3 . 9 \text{ bis})$$

L'impédance vue entre a et b de la figure suivante est donc égale à 1Ω , fig 3 .10 .

Fig 3 . 10 - L'impédance de sortie Z_s avec son complément



On peut remplacer la résistance en parallèle avec la capacité par le même circuit de la figure précédente . Cette opération peut être répétée (n) fois pour former la ligne de collecteur fig 3.11

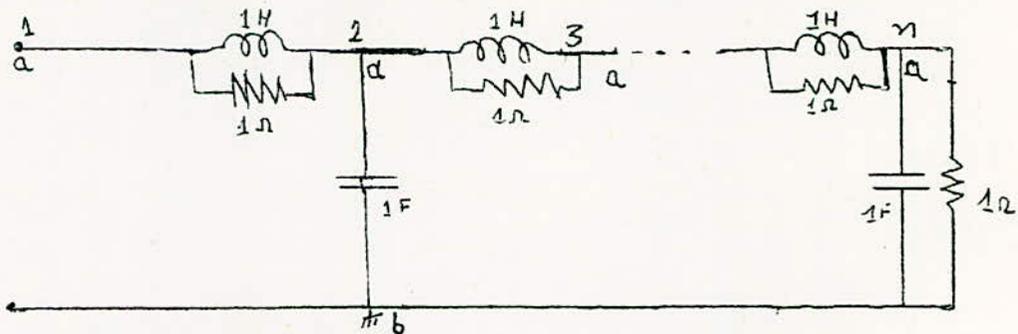


Fig 3.11 - Ligne de collecteur .

la ligne de collecteur de la figure précédente n'est pas pratiquement terminée. Il faut adapter la ligne aux deux extrémités par la même résistance , Entre les points a et b on peut mettre encore une capacité de 1F ; on obtient ainsi la ligne symétrique suivante (fig 3.12) . Dans les points 1 , 2 ; 3....., n on peut connecter les différents transistors de l'amplificateur .

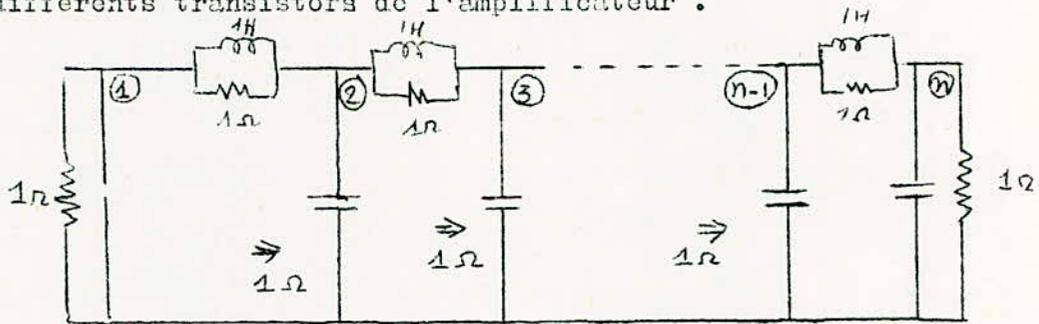
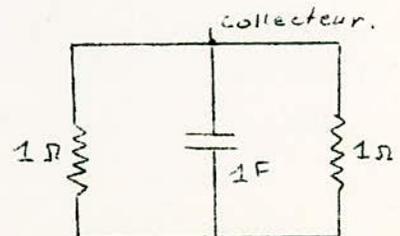


Fig 3 .12 - Ligne de collecteur avec les valeurs normalisées de l'impédance : 1Ω , $1 H$, et $1 F$.

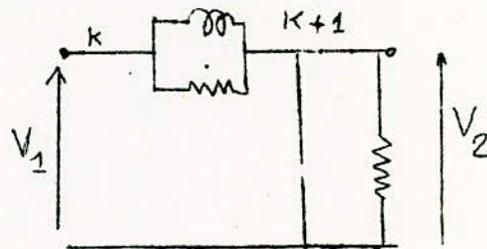
L'impédance de charge de chaque transistor est constituée par une capacité de $1 F$ en parallèle avec une résistance de $1/2 \Omega$ fig 3 .13 ,

Fig 3 .13 - Impédance de charge de chaque transistor .



L'impédance de charge peut s'écrire alors $Z_L = \frac{1/2}{1/2s + 1} = \frac{1}{1 + p}$,
la fonction de transfert par section est donnée
par(fig 3 .14) :

$$X(p) = \frac{1}{1 + p} \quad (310)$$



$$\text{Fig 3 .14} - V_1/V_2 = \frac{1}{1 + p}$$

REMARQUES :

On peut remarquer l'égalité de deux fonctions de transfert de chaque ligne .

Comme dans le cas d'un amplificateur distribué à tubes , la capacité de collecteur fait partie d'une ligne de transmission constituée par des filtres passe - bas fig 3.15 . La ligne de collecteur est de deux extrémités par une résistance pur R_L dont la valeur est égale à l'impédance caractéristique de la ligne : $R_L = L_c/C_c$. Ces deux charges ont pour but d'adapter la ligne à ses deux extrémités . La capacité de sortie de la section d'amplification ($C_{\text{sortie}} - C_{b'c}$) fait partie de la capacité de la ligne de collecteur; c.à.d :

$$C_c = C + C_{b'c} \quad , \quad \text{avec} \quad C_{\text{sortie}} - C_{b'c} \quad \text{et} \\ C = \text{Capacité variable}$$

La capacité variable est ajuster à une valeur telle que le déphasage (retard) dans une section de la ligne de collecteur sera égale au déphasage dû à la section correspondante de la ligne de base . Cette valeur de la capacité variable (C) est caractériser par un gain maximum de tension aux fréquence moyennes, puisque la courant total augmente. En effet tout les courants partiels des collecteurs s'ajoutent en phase dans la résistance d'utilisation R_L .

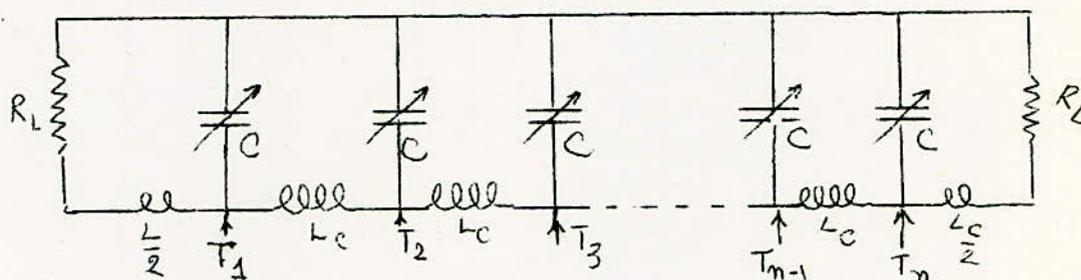
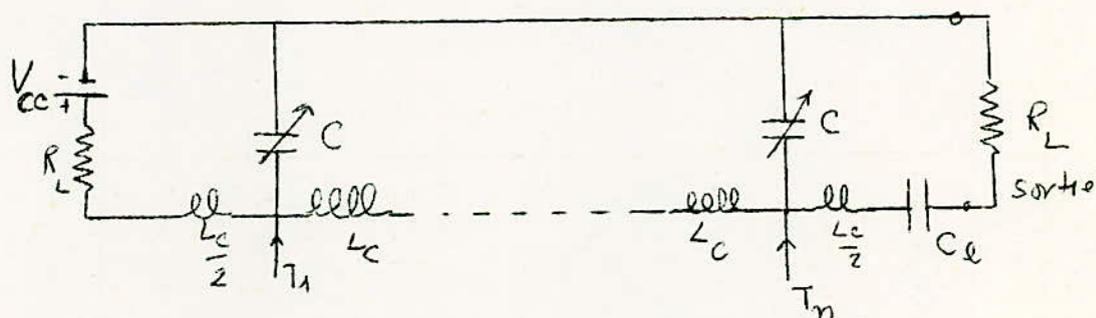


Fig III. 15. Ligne de collecteur

La tension d'alimentation V_{cc} sera appliquée à travers la deuxième résistance de charge R_L .

Pour empêcher la composante continue d'arriver à la charge terminale on met une capacité de liaison C_e .



III.3 - Etude complète de la section d'amplification.

Le gain en courant d'un transistor monté en émetteur commun est donné par la formule I.22 et représenté graphiquement par la figure I.11. En effet on a vu que :

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

f_β est la fréquence pour laquelle le gain en courant tombe de 3 dB au dessous de sa valeur maximum .

Pour obtenir un étage dont le gain est constant sur une large gamme de fréquence, il faut augmenter le courant de base (I_b) pour compenser la diminution du gain concernant les fréquences supérieures à la fréquence f_β . Pour une tension constante à l'entrée le courant de base doit présenter la forme suivante en fonction de la fréquence , Fig III. 16 .

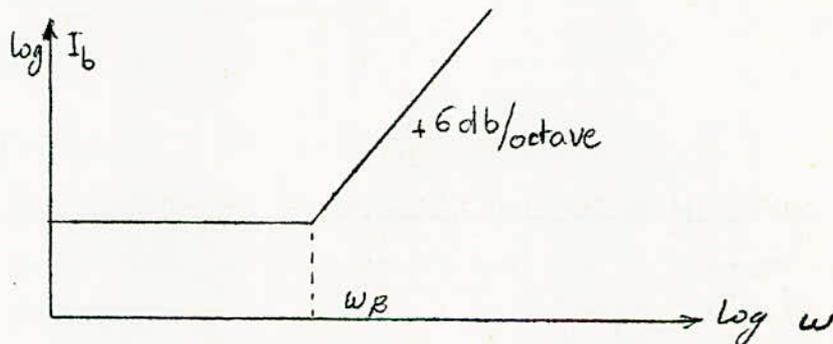


Figure III.16 - $I_b = f(w)$: courant de base désiré.

III.3.1 : Compensation par l'impédance de la base :

Le circuit de compensation est une combinaison d'une résistance R_b en parallèle avec une capacité C_b , la constante du temps de cette combinaison est égale à celle du transistor.

Cette combinaison est calculée pour donner une pente $+6 \text{ dB/octave}$ pour la fréquence f_β . En effet :

$$R_b / C_b = \frac{R_b}{1 + \frac{R_b}{R_b} \frac{w}{w_\beta}} \equiv \frac{R_b}{1 + \frac{w}{w_\beta}} \dots \quad (3.1)$$

avec

$$w_\beta = \frac{1}{R_b C_b} \Rightarrow f_\beta = \frac{1}{2\pi R_b C_b} \dots \quad (3.2)$$

L'étage avec compensation peut être représenté par la figure III.17 (a et b)

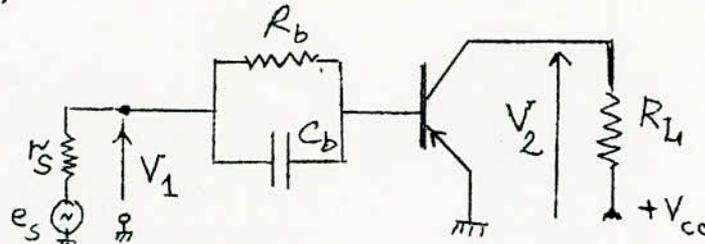


Fig. III.17 a

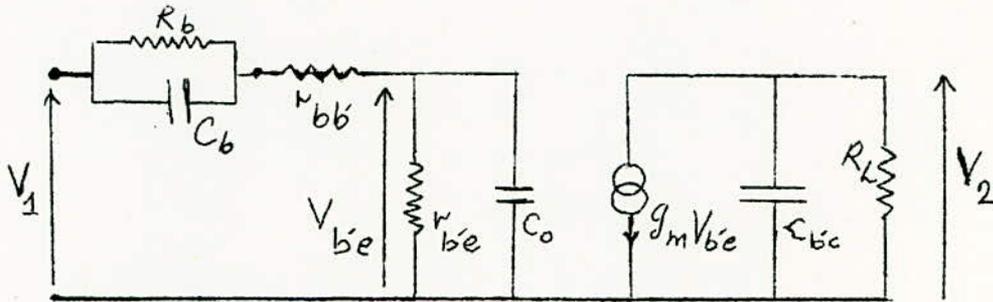


Fig. III.17b. Circuit équivalent d'un étage émetteur commun à base compensée.

Pour calculer le gain en tension aux fréquences moyennes de ce montage on néglige l'admittance de $C_{b'e}$ puisque

$$\frac{1}{\omega C_{b'e}} \gg R_L.$$

L'impédance d'entrée Z_{EN} est donnée par :

$$Z_{EN} = \frac{R_b}{1+j \frac{\omega}{\omega_\beta}} + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e} [C_{b'e} + C_{b'e}(1+g_m R_L)]} \dots (3.13)$$

$$\text{avec } C_0 = C_{b'e} + C_{b'e}(1+g_m R_L)$$

On a dit que le gain en fonction de la fréquence doit être constant dans la gamme utilisable de fréquences, ceci doit être aussi valable pour les fréquences basses ($\omega < \omega_\beta$). Le gain en tension d'un étage pour $\omega < \omega_\beta$ est donné par :

$$A_{VO} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-\beta_0 R_L}{R_b + h_{11e}} \dots (3.14)$$

en effet c'est l'équation I.26, dans laquelle R_b représente la résistance interne de la source de tension constante V_1 .

Le gain en tension en basses et moyennes fréquences est une fonction de .

La figure III-18 représente l'impédance d'entrée Z_{EN} de l'équation 3.13 en fonction de la fréquence.

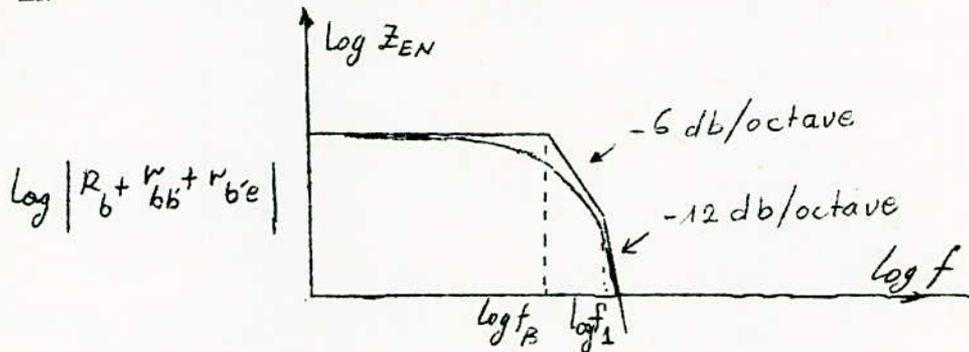


Fig. III.18 - $Z_{EN} = f$ (fréquence)

avec la fréquence $f_1 = \frac{1}{2\pi r_{b'e} [C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_L)]}$

En conclusion, c'est la propre variation de l'impédance d'entrée qui maintient l'augmentation de I_b dans la figure III.16.

III-3-1.1 - Calcul de la bande passante :

Pour simplifier le calcul de la bande passante, on va négliger le terme $C_{b'c}(1 + g_m R_L)$ dans la capacité C_c . l'impédance d'entrée devient dans ce cas : Fig III.19

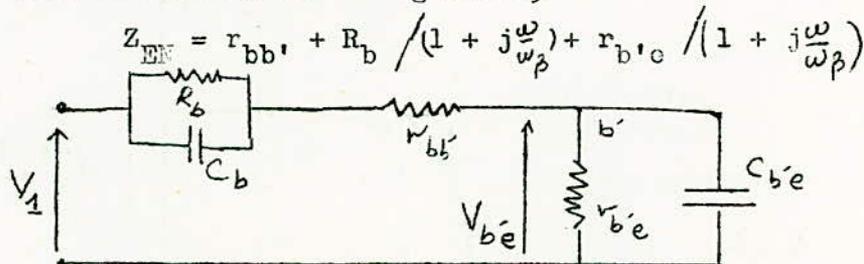


Fig. III-19. Impédance d'entrée approximative

On suppose aussi que : $R_b = r_{b'e}$, et $C_b = C_{b'e}$. La fréquence de coupure de Z_b et $Z_{b'e}$ sont nécessairement égales .

On désire calculer la fréquence pour laquelle $V_{b'e}$ tombe de 3db au dessous de sa valeur maximum.

$$\begin{aligned} V_{b'e} &= Z_{b'e} \cdot I_b \quad \dots\dots\dots (3.15) \\ &= Z_{b'e} \cdot \frac{V_1}{r_{bb'} + R_b / (1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}) + r_{b'e} (1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta})} \end{aligned}$$

avec $Z_b = Z_{b'e}$ il vient

$$\begin{aligned} V_{b'e} &= \frac{V_1 \cdot r_{b'e}}{r_{bb'} (1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}) + 2r_{b'e}} = \frac{V_1 \cdot r_{b'e}}{r_{bb'} + 2r_{b'e} + j\frac{\omega}{\omega_\beta} r_{bb'}} \\ V_{b'e} &= \frac{V_1 \cdot r_{b'e} / r_{bb'} + 2r_{b'e}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta} \frac{r_{bb'}}{r_{bb'} + 2r_{b'e}}} = \frac{V_1 \cdot r_{b'e} / r_{bb'} + 2r_{b'e}}{1 + j\omega / \omega_2} \end{aligned}$$

avec

$$\omega_2 = \omega_\beta \cdot \frac{r_{bb'} + 2r_{b'e}}{r_{bb'}} = \frac{r_{bb'} + 2R_b}{r_{bb'}} \omega_\beta \quad (3.16)$$

La tension $V_{b'e}$ tombe de 3 db au dessous de sa valeur maximum quand la fréquence atteint la valeur de f_β donnée précédemment .

Le produit de gain aux fréquences moyennes par la bande passante est à partir de deux équations 3.14 et 3.16 .

$$\left| A_{V_o} \cdot B \right| = \left| A_{V_o} \cdot f_2 \right| = \frac{\beta_o R_L}{R_b + h_{11e}} \cdot \frac{r_{bb'} + 2r_{b'e}}{r_{bb'}} \quad (3.17)$$

avec

$$h_{11e} = r_{b'e} + r_{bb'}$$

suivant notre simplification $R_b = r_{b'e}$ l'expression 3.17 devient :

$$\left| A_{Vo} \cdot f_2 \right| = \frac{\beta_o \cdot R_L}{r_{bb'} + 2 r_{b'e}} \cdot \frac{r_{bb'} + 2 r_{b'e}}{r_{bb'}} \cdot f_\beta$$

$$\left| A_{Vo} \cdot f_2 \right| = \frac{\beta_o R_L f_\beta}{r_{bb'}} \dots\dots (3.18)$$

On a vu que :

$$f_T \approx f_\beta \cdot \beta_o$$

L'expression 3.18 devient alors

$$\left| A_{Vo} \cdot f_2 \right| \approx \frac{f_T \cdot R_L}{r_{bb'}} \dots\dots (3.19)$$

III . 3.2 - COMPENSATION PAR L'IMPEDANCE DE L'EMETTEUR :

Dans le but d'augmenter la bande passante , il existe une autre méthode de correction ou de compensation, Cette méthode consiste à coupler l'émetteur par une combinaison d'une résistance R_e en parallèle avec une capacité C_e telle que :

$$\omega_2 = \frac{1}{R_e C_e} \quad , \quad f_2 = \frac{1}{2 R_e C_e} \quad (3.20)$$

Le nouveau circuit équivalent est approximativement le suivant fig III.20 .

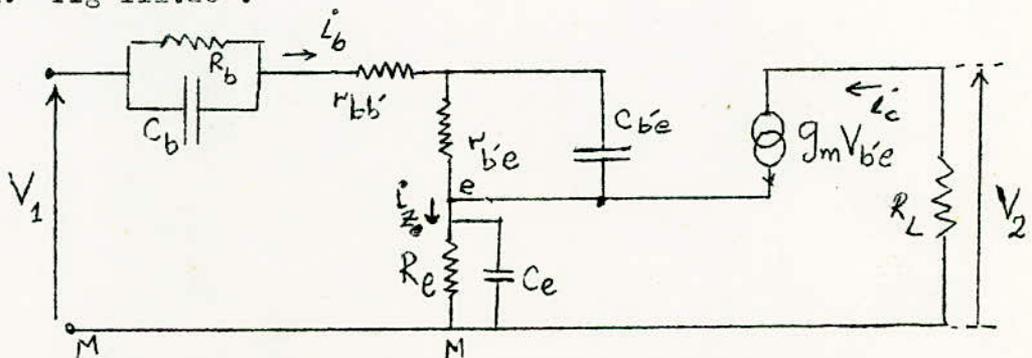


Fig III.20 - Circuit équivalent approximatif avec une faible réaction dans l'émetteur .

Le schéma de la figure III.20* peut alors être transformé en un nouveau schéma sans contre réaction Fig III.21

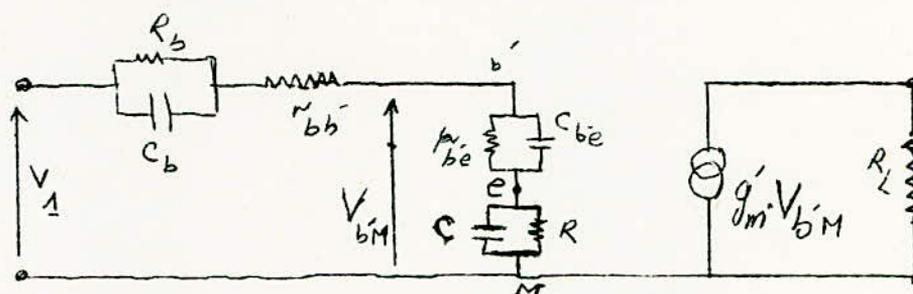


Fig III.21 - Circuit équivalent sans contre réaction

R et C peuvent être calculées facilement, en effet :

Le courant i_b fait une chute de potentiel aux bornes de $r_{b'e}$ qui donne approximativement

$$V_{b'e} = i_b \cdot r_{b'e}$$

Par conséquent le courant de collecteur devient

$$i_c = g_m \cdot V_{b'e} = g_m \cdot r_{b'e} \cdot i_b = \beta_o \cdot i_b$$

Le courant i_{Z_e} qui passe dans l'impédance de l'émetteur est

$$i_{Z_e} = i_c + i_b = i_b (1 + \beta_o)$$

La chute de tension à travers l'impédance de l'émetteur sera

$$i_b (1 + \beta_o) Z_e$$

D'où l'impédance vue l'émetteur et le point N en regardant de l'entrée est égale à :

$$(1 + \beta_o) Z_e$$

Cette impédance est une résistance R :

$$R = R_e (1 + \beta_o)$$

en parallèle avec une capacité C :

$$C = \frac{1}{1 + \beta_0} \cdot C_e$$

L'impédance d'entrée du transistor avec les deux circuits de compensation est la suivante : Fig III.22

$$Z_{EN} = r_{bb'} + \frac{R_b}{1 + j\omega/\omega_\beta} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega/\omega_\beta} + \frac{R_e(1 + \beta_0)}{1 + j\omega/\omega_2} \quad \text{III.21}$$

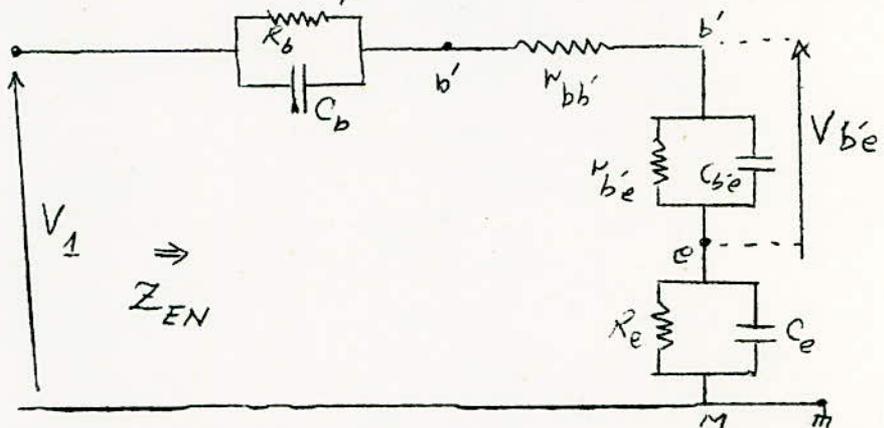


Fig III.22 - Impédance d'entrée de la figure III.21

Si on pose toujours $R_b = r_{b'e}$ et $C_b = C_{b'e}$ l'impédance d'entrée peut s'écrire

$$Z_{EN} = r_{bb'} + 2 \cdot \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega/\omega_\beta} + \frac{R_e(1 + \beta_0)}{1 + j\omega/\omega_2}$$

III.3.2.1 : Calcul de la bande passante .

Il s'agit de calculer la fréquence pour laquelle la tension $V_{b'e}$ tombe de 3db au dessous de sa valeur maximum telle que

$$V_{b'e} = \frac{V_{b'e \text{ max}}}{1 + j\omega/\omega_3} \quad \dots\dots\dots (3.22)$$

On a :

$$\begin{aligned}
 V_{b'e} &= Z_{b'e} \cdot I_b = Z_{b'e} \cdot V_1 / Z_{EN} \\
 &= \frac{r_{b'e}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \cdot \frac{V_1}{r_{bb'} + \frac{2 r_{b'e}}{1 + j \omega / \omega_\beta} + \frac{R_e (1 + \beta_0)}{1 + j \omega / \omega_2}} \\
 &\approx \frac{r_{b'e} \cdot V_1}{j \frac{\omega}{\omega_\beta} r_{b'e} + 2 r_{b'e} + \frac{R_e \beta_0 \cdot j \omega / \omega_\beta}{1 + j \omega / \omega_2}} \\
 &\approx \frac{r_{b'e} \cdot V_1}{2 r_{b'e} + R_e + j(\omega / \omega_\beta) \cdot r_{bb'}} \\
 V_{be} &\approx \frac{r_{b'e} \cdot V_1}{1 + j r_{bb'} \frac{1}{2 r_{b'e} + R_e} \cdot \frac{\omega}{\omega_\beta}}
 \end{aligned}$$

D'où, la fréquence pour laquelle $V_{b'e}$ chute de 3db au dessous de sa valeur maximum (c'est à dire pour $\omega = 0$) est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_3 = \frac{2 \cdot r_{b'e} + R_e}{r_{bb'}} \dots \dots \dots (3.23)$$

d'où

$$f_3 = f_\beta \cdot \frac{R_e + 2 r_{b'e}}{r_{bb'}} \dots \dots \dots (3.24)$$

Le gain en tension aux basses et moyennes fréquences est donné par : Fig III.20 .

$$A_{Vc} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{- R_L}{r_{bb'} + r_{b'e} + R_b + R_a (1 + \beta_0)} \dots (3.25)$$

LE gain a diminué à cause du terme $R_e (1 + \beta_0)$ qui vient de s'ajouter dans le dénominateur .

Mais on remarque aussi que la bande passante a augmentée. En effet ω_3 est supérieur à ω_2 .

$$\omega_{\beta} \cdot \frac{R_c + 2 r_{b'e}}{r_{bb'}} \gg \omega_{\beta} \cdot \frac{2 r_{b'e} + r_{bb'}}{r_{bb'}}$$

III. 4 : SCHEMA DE L'ETAGE COMPLET :

La figure III.23 représente un tague amplificateur d'un seul transistor compensé par deux circuits R-C uno est à la base , l'autre est à l'émetteur .

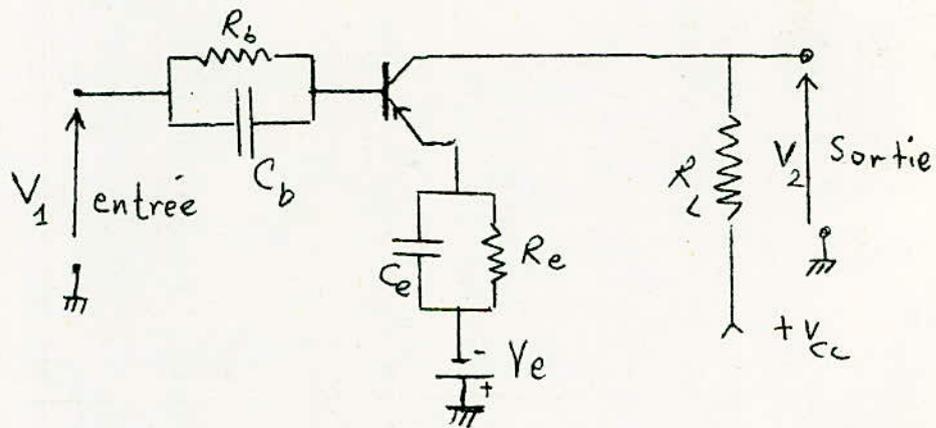


Fig III.23 : Transistor N . P . N compensé par les deux combinaisons $R_e - C_e$

et $R_b - C_b$.

Pour les transistors P . N . P on change le sens de la flèche et la polarisation .

Cette amplificateur video est la section d'amplification de l'amplificateur distribué de la figure III-24.

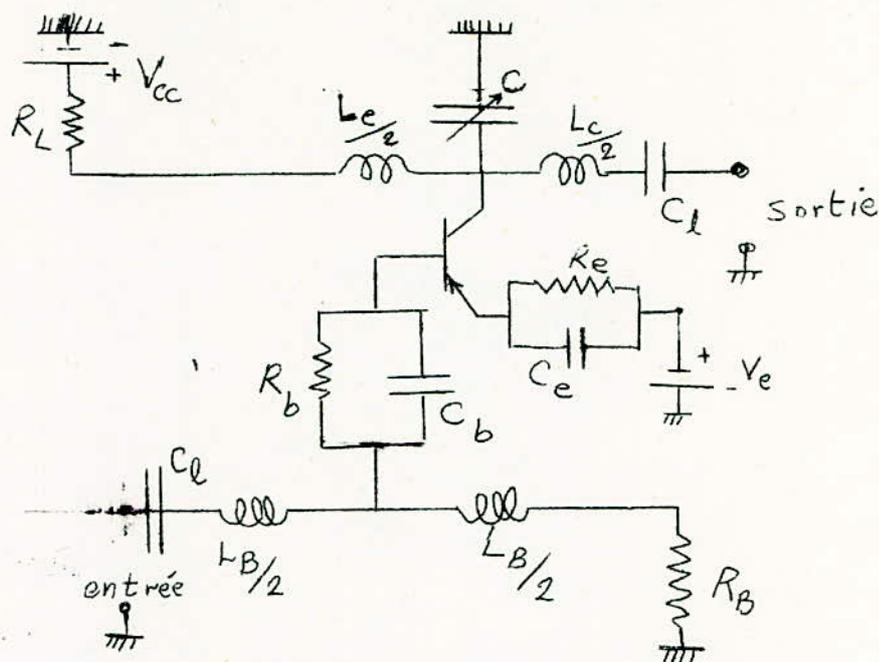


Figure III-24. Amplificateur distribué à transistor avec une seule section.

Le circuit équivalent de cet étage peut être donné par la figure III-25.

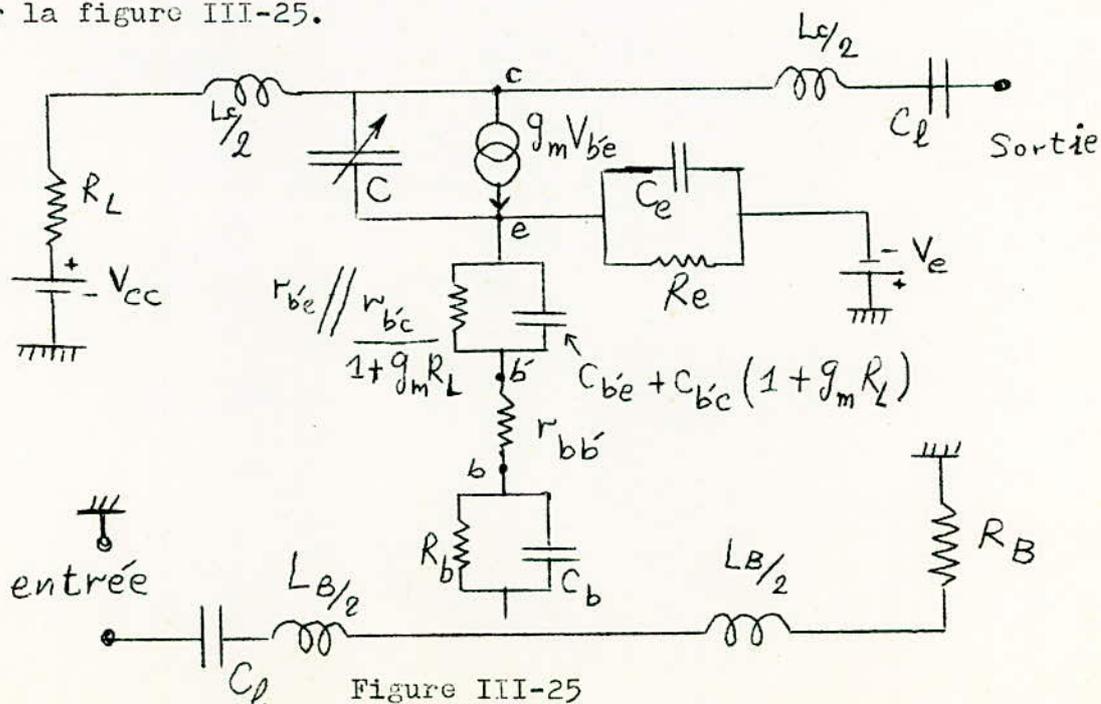


Figure III-25

On peut démontrer que pour n'importe quel nombre de sections, le gain augmente avec ce nombre. Cette augmentation est due au courant total qui est la somme des courants partiels de chaque section :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{2} \frac{n \cdot i_c \cdot R_L}{n \cdot i_b \left(\frac{R_b + r_{bb'} + r_{b'e} + R_c(1 + \beta_0)}{n} \right)}$$

avec $\beta_0 = \frac{i_c}{i_b}$ on aura :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n R_L}{R_b + r_{bb'} + r_{b'e} + R_c(\beta_0 + 1)} \dots \quad (3.26)$$

Le facteur $\frac{1}{2}$ vient de fait que le courant total se divise en deux parties puisque il y a deux charges. Chacune de ces charge, est égale à l'impédance caractéristique de la ligne de collecteur :

$$R_L = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} .$$

La figure III-26 suivante est un amplificateur distribué utilisant quatre transistors N.P.N identiques

Toutes les sections sont connectées en parallèle. Le Signal Alternatif d'entrée alimente chaque transistor, l'un puis l'autre, retardé après chaque section d'un certain temps propre correspond à chaque section de la ligne de base.

Finalement le signal est dissipé dans la résistance R qui charge la ligne de base. Les différents courants i_b passent par les différents transistors. Les transistors amplifient ces courants.

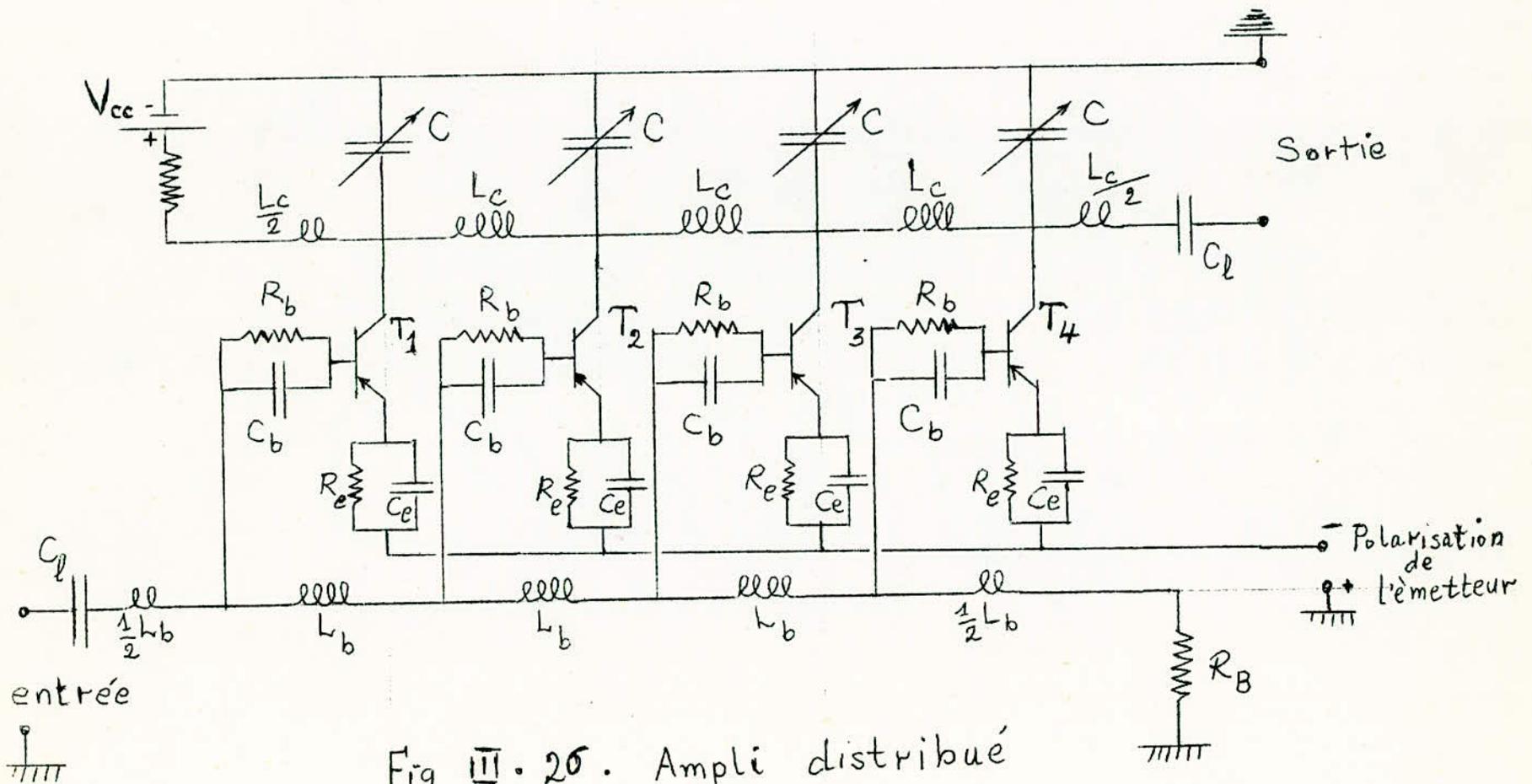


Fig III. 20. Ampli distribué

A la sortie de chaque transistor on détecte un courant $i_c \approx \beta_o \cdot i_b$. Les différents courants i_c attaquant la ligne de collecteur, chaque section de cette dernière provoque le même retard subi par le courant dans la section correspondante de la ligne de base. Enfin la moitié des courants collecteur $\frac{n i_c}{2}$ atteint la charge.

Le réglage de la capacité ajustable de la ligne de collecteur sert à balancer l'effet de la capacité de sortie de chaque section, avec l'effet des capacités de la ligne de base, ainsi on détermine la réponse la plus plate, c'est à dire la meilleure réponse.



CHAPITRE IV.

CALCUL DES ELEMENTS DE L'AMPLIFICATEUR

Les équations des chapitres précédents peuvent donner facilement les différents éléments de l'amplificateur distribué.

IV.1 - PROCEDURE :

Pour un point de fonctionnement donné $P(V_{CC}, I_C)$, on doit fixer aussi le courant d'émetteur I_E :

a - On détermine $r_{b'e}$, $r_{bb'}$, et par les relations suivantes: (f_T est donné par le constructeur)

$$r_{b'e} = \frac{\beta_o}{g_m} \quad \text{avec} \quad g_m \approx \frac{I_E(\text{mA})}{25}$$

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e}$$

$$f_\beta \approx f_\alpha / \beta_o \approx \frac{f_T}{\beta_o}$$

f_T ou f_α sont données par le fabricant .

b - Le choix de R_e ou r_s de la source :
il faut que ($r_s = R_s$) pour que la ligne soit adapté au générateur.

c - Le choix de R_L :

$$R_L = \sqrt{\frac{L_C}{C_C}}$$

d - Le choix de la fréquence de coupure de la ligne de collecteur :

Il est préférable de prendre :

$$f_c = 2 \times \text{bande passante désirée} .$$

e - Calcul de L_c et C_c :

on a :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_c C_c}} \quad \text{et} \quad R_L = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} = Z_c$$

D'où :

$$L_c = \frac{1}{f_c^2 C_c} \quad \text{et} \quad C_c = \frac{L_c}{R_L^2}$$

La valeur de C_c est choisi arbitrairement puisque

$$C_c = C + C_{\text{sortie}}$$

(la capacité C est la capacité ajustable)

Pratiquement on prend : $C = \frac{1}{2} C_{b'e} .$

f - Le choix d'une valeur utilisable de R_b :

On doit choisir R_b grande afin d'augmenter la valeur de ω_3 (équation 3.28), en même temps il ne faut pas oublié que l'augmentation de R_b diminue le gain (équation 3.29)

g - Connaissant R_b , on peut calculer C_b :

En effet :

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi R_b C_b}$$

d'où :

$$C_b = \frac{1}{2\pi R_b f_\beta}$$

h - Calcul de R_c .

L' équation 3.28 donne :

$$R_c = \frac{\omega_3 r_{bb'} - 2R_b \omega_\beta}{\beta_0 \omega_\beta}$$

ω_3 est la bande passante désirée .

i - Calcul de C_e .

Connaissant R_c les deux équations (3.24) et (3.22) donnent :

$$C_e = \frac{r_{bb'}}{(r_{bb'} + 2R_b) \omega_\beta R_c} .$$