

200

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

**Etude et Réalisation d'un
Système de Communication**

Proposé par :

D. BERKANI

CHEF DEPARTEMENT
D'ELECTRONIQUE

Etudié par :

A. AIT ABDELKADER

S. FETHALLAH

Dirigé par :

D. BERKANI

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN
SYSTEME DE COMMUNICATION
UN ENSEMBLE "EMETTEUR-RECEPTEUR"

~ 0 0 0 ~

PROPOSE PAR :

M^r DAUD BERKANI

chef departement
d'electronique.

ETUDIE PAR :

A. AIT ABDELKADER

S. FETHALLAH.

PROMOTION JUIN 86.

A la mémoire de mon oncle BACHIR.

A mes parents

A mes frères

A mes soeurs.

S. FETHALLAH.

A la mémoire de mon ami Abdelkader.

A ma mère

• A mon père

A mes soeurs.

A mes ami^s (es)

A. AIT ABDELKADER.

Remerciements

Que monsieur D. BERKANI, trouve ici, l'expression de nos plus chaleureux remerciements, pour l'aide et les encouragements qu'il n'a cessé de nous prodiguer tout au long de l'élaboration de cette étude.

Nos remerciements vont aussi, à monsieur SAADA pour avoir contribué à la mise en forme de cet ouvrage.

~ o o o ~

TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction.

CHAP I. Modulation de fréquence.

I. Generalités :

I-1. Definition :

I-2. Représentation graphique de la modulation de fréquence.

I-3. Fonction périodique.

I-4. Definition de la fréquence instantanée.

II Représentation mathématique d'une onde modulée en fréquence.

II-1. Introduction.

II-2. Cas où $f(t)$ est une fonction circulaire.

III Propriétés spectrales d'une onde modulée en fréquence.

III-1. Cas d'une seule fréquence de modulation

III-1-a Pour des faibles indices de modulation

III-1-b Pour des grandes indices de modulation.

III-2 Largeur de bande.

- III-3 Définition de la dynamique d'un signal.
- IV Avantages et inconvénients de la M.A (2BL+P).
- Conclusion.

CHAP II Modulation de fréquence.

I - Generalités

I-1 Définition.

I-2 Représentation graphique de la modulation de fréquence.

I-3 Fonction périodique.

I-4. Définition de la fréquence instantanée.

II - Représentation mathématique d'une onde modulée en fréquence.

II-1. Introduction.

II-2 Cas où $f(t)$ est une fonction circulaire

III Propriétés spectrales d'une onde modulée en fréquence.

III-1. Cas d'une seule fréquence de modulation.

III-1-a. Pour des faibles indices de modulation.

III-1-b Pour des grandes indices de modulation.

III-2 Largeur de bande.

IV Propriétés énergétiques :

IV-1 Définition

IV-2 Expression mathématique d'un signal modulé en phase.

IV-2-a. Largeur de bande.

IV-2-b Passage d'une onde FM à une onde PM.

IV-2-c Passage d'une onde PM à une onde F.M.

IV-2-d. Passage de FM à PM ou de PM à F.M.

I. Démodulation d'une onde modulée en fréquence.

II-1. 1^{er} principe : transformation FM \rightarrow AM et détection d'enveloppe.

II-2. 2^{ème} principe : démodulateur en fréquence à circuit déphaseur.

A) Discriminateur à coïncidences.

A-1. Principe de fonctionnement.

A-2. Circuit déphaseur.

A-3. Etude du discriminateur à coïncidence.

A-3-1. Discriminateur à simple alternance.

A-3-2. Discriminateur à double alternance.

II. Calcul du rapport signal sur bruit S/B.

II-1. Puissance du signal après démodulation.

II-2. Calcul de la densité spectrale du bruit après démodulation.

III. Préaccentuation et désaccentuation.

III-1. Préaccentuation

III-2. Désaccentuation

III-3. Remarque sur la stabilité en fréquence.

CHAP III. Etude et réalisation de l'émetteur.

I. Etude de l'émetteur.

I-1. Constitution synoptique de l'émetteur.

I-2. Identification des différents étages et fonctionnement de l'émetteur.

- I-2-1. Identifications des différents étages.
- I-2-2. fonctionnement de l'émetteur.
- I-3 Etude du multivibrateur astable.
 - I-3-1. Principe de fonctionnement.
 - I-3-2. Calcul de la période de l'astable.
- I-4. Etude du modulateur.
 - I-4-1. Calcul de la fréquence porteuse.
- I-5 Calcul des étages amplificateurs.
 - I-5-1 étage préampli pour microphone
 - I-5-2 Calcul de l'étage amplificateur basé sur Tr5.
 - I-5-3. Calcul de l'étage amplificateur basé sur Tr6.
- I-6 Calcul du filtre de préaccentuation.
- I-6 Description de l'A.L.S.
- II. Realisation de l'émetteur.

CHAP IV Etude et réalisation du récepteur.

- I. Etude du récepteur.
 - I-1. Introduction.
 - I-2. Principe de fonctionnement.
 - I-3 Description et principe de fonctionnement du C.I. du type "5041P SIEMENS".
 - I-4. Présentation de l'ampli audio fréquence de puissance du type "T.B.A 800"
- II. Realisation du récepteur.

Introduction

Ce projet de fin d'études, intitulé étude et réalisation d'un système de communication consiste en l'étude et la réalisation d'un dispositif se composant d'un émetteur et d'un récepteur.

L'émetteur, délivre une onde haute fréquence modulée en fréquence, cette dernière est destinée à être acheminée à travers les lignes du secteur par le principe suivant :

Il s'agit de superposer au courant distribué par le secteur ($220V$, 50Hz), un courant de fréquence variable et relativement élevée sous quelques volts de tension.

Il en résulte la possibilité de recueillir ce courant moyennant un couplage capacitif qui présente une impédance élevée au 50Hz mais reste très perméable aux potentiels de fréquences élevées.

Le dispositif se compose donc d'un émetteur induisant un courant haute fréquence modulé en fréquence dans le secteur ; et d'un récepteur branché sur une autre prise de courant de la distribution qui détecte le courant H.F. en question pour le démoduler ensuite.

La communication à l'aide de ce dispositif pourra se faire entre deux ou plusieurs chambres (selon le nombre d'émetteur - récepteur dont on dispose) pourvu que ces dernières aient le même compteur de courant de distribution (ceci pour des raisons qu'on verra ultérieurement).

Dans notre cas la fréquence porteuse a été choisie à 125KHz .

D' autre part et comme déjà signalé, le type de modulation sur lequel le choix s'est porté est la modulation de fréquence, ceci à cause du rapport $\left(\frac{S}{B}\right)$ qui y est élevé, surtout que notre information (parole) emprunte les lignes du secteur où les bruits ne sont pas à négliger.

CHAP. II MODULATION DE FREQUENCE

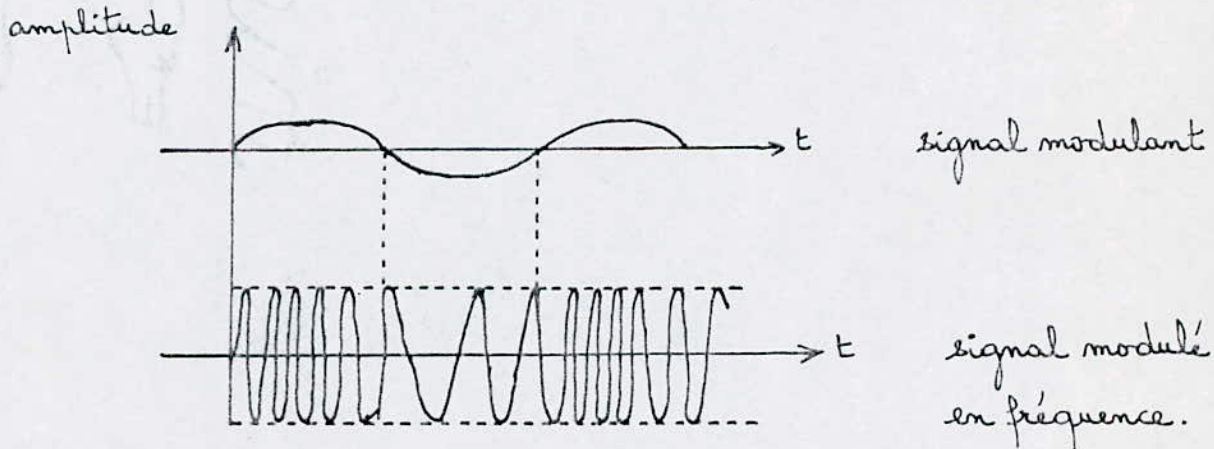
I. Generalités:

1. Définition: On dit qu'une onde porteuse est modulée en fréquence, si la (variation) fréquence de cette dernière varie au rythme de variation de l'amplitude du signal modulant.

On peut pour plus de clarté comparer un signal modulé en fréquence à la variation de vitesse d'un point situé sur une roue qui tourne tout en gardant un rayon constant.

Cette variation de vitesse est par analogie ; le changement de vitesse de l'onde porteuse.

2) Représentation graphique de la modulation de fréquence:



L'allure ci-dessus est telle qu'elle apparaîtrait sur l'écran d'un oscilloscope.

3) Fonction périodique:

Soit une fonction $F(t) = y$.

On dit que $F(t)$ est périodique, s'il existe un nombre T tel que

$$F(t + nT) = F(t).$$

T : période de la fonction F , $T = \text{Constante}$.

Pour un signal modulé en fréquence, la fréquence varie donc sa période ; par conséquent ce signal n'est pas périodique, d'où nécessité de définir une fréquence instantanée :

4) Définition de la fréquence instantanée :

On considère une fonction F telle que :

$$F(t) = a \sin \varphi .$$

La fréquence instantanée est donnée par :

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (1)$$

Si les oscillations sont sinusoïdales, la fréquence instantanée s'identifie à une fréquence pure et simple.

La notion de fréquence instantanée a des propriétés très intéressantes car plus la fréquence instantanée augmente plus les oscillations s'accroissent et inversement.

D'autre part, la formule (1) est très importante, car c'est sur elle que repose l'étude mathématique de la modulation de fréquence.

II Représentation mathématique d'une onde modulée en fréquence

1. Introduction :

Considérons respectivement une onde porteuse et un signal modulant, définis comme suit :

$$* \begin{cases} F(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0) & ; \omega : \text{pulsation de l'onde porteuse} \\ f(t) = a \cos \omega t & \omega = 2\pi f : \text{pulsation du signal} \\ & \text{modulant.} \end{cases}$$

L'onde résultant de la modulation en fréquence de l'onde porteuse est : $s(t) = A \cos [\varphi(t)]$.

La pulsation instantanée est la superposition de la pulsation de la porteuse et d'un terme proportionnelle à l'amplitude du signal modulant d'où :

$$\omega_i = \Omega + 2\pi K_f \cdot f(t)$$

L'argument $\varphi(t)$ s'exprime par : $\varphi(t) = \int_0^t \omega_i dt$.

donc :

$$\varphi(t) = \Omega t + 2\pi K_f \int_0^t f(t) dt + \varphi_0$$

finalement l'expression de $s(t)$ sera :

$$s(t) = A \cos \left[\Omega t + 2\pi K_f \int_0^t f(t) dt + \varphi_0 \right]$$

2) Cas où $f(t)$ est une fonction circulaire.

si $f(t) = a \cos \omega t$.

Le signal modulé en fréquence est :

$$s(t) = A \cos \left[\Omega t + 2\pi K_f \int_0^t f(t) dt + \varphi_0 \right]$$

$$* s(t) = A \cos \left[\Omega t + \frac{2\pi a K_f}{\omega} \sin \omega t + \varphi_0 \right]$$

en négligeant la phase à l'origine $s(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$s(t) = A \cos \left[\Omega t + \frac{2\pi a K_f}{\omega} \sin \omega t \right]$$

ou bien :

$$s(t) = A \cos \left[\Omega t + \frac{K_f a}{f} \sin \omega t \right]$$

on posera :

$$\Delta F = K_f |f(t)|_{\max}$$

$$\text{avec } a=1 : m_f = \frac{K_f |f(t)|_{\max}}{f} = \frac{K_f}{f} = \frac{\Delta F}{f}$$

$$\lambda = \frac{\Delta F}{F}$$

où

ΔF : excursion maximum de fréquence.
 m_f : indice de modulation.
 λ : taux de modulation.
 f : fréquence du signal modulant.

$s(t)$ s'écrira finalement :

$$s(t) = A \cos [\omega t + m_f \sin \omega t]$$

Notons qu'en F.M. l'excursion de fréquence maximum est de 75 KHz.

III. Propriétés spectrales d'une onde modulée en fréquence :

1) Cas d'une seule fréquence de modulation :

$s(t) = A \cos [\omega t + m_f \sin \omega t]$ est une onde modulée en fréquence.

$s(t)$ pourra s'écrire

$$s(t) = \text{Re} \{ J(t) \} \quad \text{où} \quad J(t) = A e^{j(\omega t + m_f \sin \omega t)}$$

$$J(t) = A e^{j\omega t} \cdot e^{jm_f \sin \omega t}$$

Soit $J_n(x)$ la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre n .

* On pourra écrire :
$$e^{jk \sin \alpha} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(k) e^{jn\alpha}$$

donc
$$J(t) = A e^{j\omega t} \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) e^{jn\omega t}$$

$$J(t) = A \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) e^{j(\omega + n\omega)t} \quad \text{or} \quad s(t) = \text{Re} \{ J(t) \}.$$

donc finalement $s(t)$ s'exprimera :

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(m_f) \cdot \cos (\omega + n\omega)t$$

(2)

Le développement de cette somme nous donne :

$$s(t) = [A J_0(m_f) \cos \Omega t + A J_{-1}(m_f) \cos (\Omega - \omega)t + A J_1(m_f) \cos (\Omega + \omega)t + \\ + A J_{-2}(m_f) \cos (\Omega - 2\omega)t + A J_2(m_f) \cos (\Omega + 2\omega)t + \dots] .$$

D'après la formule (2), on voit combien la différence est grande avec la modulation d'amplitude, en effet une onde modulée en amplitude par un signal sinusoïdal ne présente que deux raies latérales et la porteuse, contrairement à ce qu'on remarque dans la formule (2), qui elle nous montre que le spectre contient une infinité de raies.

On tenant compte de la formule suivante :

$$|(-1)^n J_n(m_f)| = |J_n(m_f)| = |J_{-n}(m_f)| .$$

On peut dire que deux raies symétriques par rapport à la fréquence porteuse ont même amplitude en valeur absolue.

* Notons aussi que :

$$\text{Pour } n \text{ pair : } J_n(m_f) = J_{-n}(m_f)$$

$$\text{Pour } n \text{ impair : } J_{-n}(m_f) = -J_n(m_f)$$

Donc pour les harmoniques paires, les amplitudes spectrales de part et d'autre de la fréquence porteuse sont en phase, alors que pour les harmoniques impaires, elles sont en opposition de phase.

Les développements en série des fonctions de Bessel nous donnent :

$$J_0(\alpha) = 1 - \frac{(\alpha/2)^2}{(2!)^2} + \frac{(\alpha/2)^4}{(2!)^2} - \frac{(\alpha/2)^6}{(3!)^2} + \dots$$

$$J_1(\alpha) = \frac{1}{2}\alpha \left[1 - \frac{(\alpha/2)^2}{2!} + \frac{(\alpha/2)^4}{2!3!} - \frac{(\alpha/2)^6}{3!4!} + \dots \right]$$

ayant aussi la formule de récurrence suivante :

$$J_{n+1}(\alpha) - \frac{2n}{\alpha} J_n(\alpha) + J_{n-1}(\alpha) = 0.$$

d'où l'on déduit que l'amplitude de la raie $J_n(m_f)$ ne dépend que de l'indice de modulation m_f et du rang n .

Si maintenant on trace les courbes $J_n(m_f)$, en fonction de n avec m_f comme paramètre variable ($m_f = 1, 2, \dots, 7$), ceci nous permettra de voir d'après la fig ① en annexe que :
d'une part :

a) Pour les faibles indices de modulation ($m_f < 0,2$) les raies spectrales se réduisent à la raie principale de la porteuse et aux deux raies latérales - comme en modulation d'amplitude.

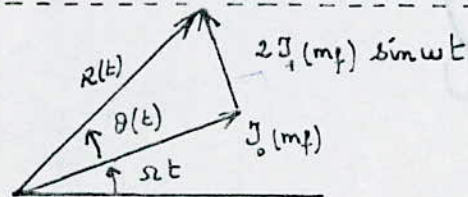
L'onde modulée en fréquence s'exprime alors en fonction des coefficients de Bessel.

$$s(t) = A \left[J_0(m_f) \sin \Omega t + J_1(m_f) \sin(\Omega + \omega)t - J_1(m_f) \sin(\Omega - \omega)t \right]$$

ce qui implique

$$s(t) = A \left[J_0(m_f) \sin \Omega t + 2J_1(m_f) \cos \Omega t \sin \omega t \right].$$

faisant la construction de Fresnel :



La résultante $R(t) = \left[\{J_0(m_f)\}^2 + 4J_1^2(m_f) \sin^2 \omega t \right]^{1/2}$.
par ailleurs si $m = 0, 2$.

$$s(t) = R(t) \cdot \sin[\Omega t + \theta(t)].$$

$$\operatorname{tg}[\theta(t)] \approx \theta(t) \Big|_{\text{rad}} = 0,2 \sin \omega t.$$

donc plus $\theta(t)$ est petite, - plus la modulation est faible. d'amplitude

Il est aisé de voir que le second terme de $R(t)$ est variable, qui n'est autre qu'une modulation d'amplitude résiduelle (ou parasite) qu'il est possible de supprimer à la réception par un circuit limiteur.

D'autre part :

b) si l'indice de modulation m_f augmente, l'intensité du couple d'ondes latérales augmente au détriment de la raie principale et à mesure que m_f croît, il naît des groupes d'ondes latérales.

2) Largeur de bande :

La formule (2) d'une onde modulée en fréquence nous permet de conclure théoriquement que la bande passante à -3dB de cette onde est infinie, pratiquement il n'en n'est pas de même car pour des valeurs de m_f faibles ($m_f \leq 0,28$), le développement en série des fonctions de Bessel nous montre que :

$$J_0(m_f) = 1 \quad , \quad J_1(m_f) = \frac{m_f}{2}.$$

dans ce cas la largeur de bande est : $B = 2f$.

On pourra procéder de la même façon pour des valeurs de m_f plus grande, on constatera qu'il arrive toujours un moment où on pourra arrêter la bande à -3dB .

Mieux que cela, il existe une règle pratique qui nous permettra de déterminer la largeur de bande et ceci quelque soit la valeur de m_f .

C'est la règle de CARSON, qui s'exprime par :

$$B = 2(\Delta F + f)$$

On dressera, pour plus de clarté, le tableau des valeurs des fonctions de Bessel (voir annexe).

Déviations de fréquence pour l'émission :

Sous peine de distorsion, on admettra pratiquement que le taux de distorsion λ , soit inférieur à $\frac{1}{1000}$

$$\lambda = \frac{\Delta F}{F} \leq \frac{1}{1000}$$

IV Propriétés énergétiques :

* Soit une onde modulée en fréquence $s(t)$ telle que :

$$s(t) = A_0 \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \cos(\Omega_0 + n\omega)t$$

la puissance moyenne transportée par cette onde est :

$$P_{\text{moy}} = \overline{s(t)^2} = \frac{1}{T} \int_0^T \left[A_0 \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \cos(\Omega + n\omega)t \right]^2 dt$$

$$P_{\text{moy}} = \frac{A_0^2}{2} J_0^2(m_f) + \frac{2A_0^2}{2} \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(m_f) = \frac{A_0^2}{2} \left[J_0^2(m_f) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(m_f) \right] \quad \textcircled{3}$$

$$\approx \frac{A_0^2}{2} \quad \text{car l'amplitude}$$

$$P_{\text{moy}} = P_{2BL} + P_p$$

P_{moy} = puissance des bandes latérales + puissance de l'onde porteuse.

Soit après la formule $\textcircled{3}$

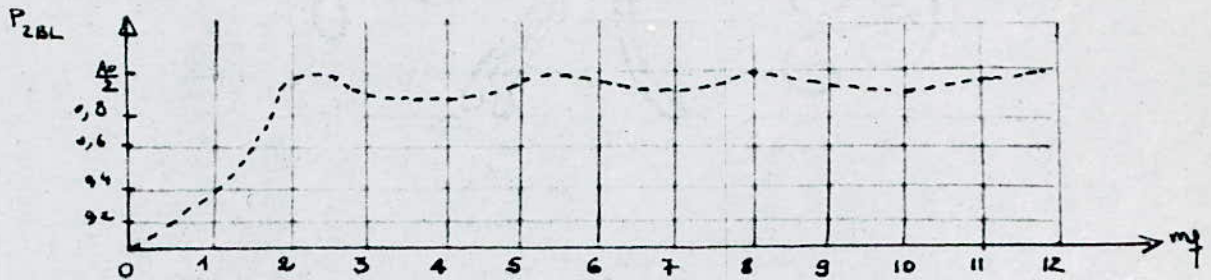
$$P_p = \frac{A_0^2}{2} J_0^2(m_f) \quad ; \quad P_{2BL} = 2 \frac{A_0^2}{2} \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(m_f)$$

donc la puissance des deux bandes latérales s'exprime :

$$P_{2BL} = \frac{A_0^2}{2} \left[1 - J_0^2(m_f) \right]$$

$$P_{2BL} = [1 - J_0^2(m_f)]$$

Cette formule nous permettra de tracer la courbe suivante :



on voit que : quand m_f augmente, la puissance des deux bandes latérales tend vers $\frac{A_0^2}{2}$ qui est la puissance moyenne.

La déduction s'impose, pour dire que le rendement en modulation de fréquence est très bon ; peut atteindre 70%.

D'après ce qui a précédé, une onde modulée en fréquence et de la forme : $s(t) = A \cos \left[\omega t + 2\pi K_f \int_0^t f(t) dt \right]$.

Le problème qui se pose est : Comment arrive-t-on par un moyen ou un autre à récupérer notre information ?

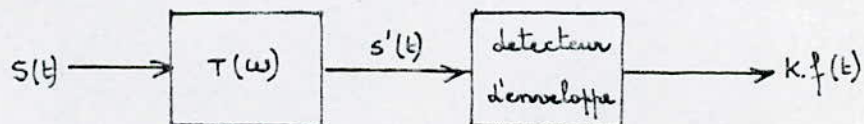
La réponse sera donnée dans ce qui suit, en décrivant deux principes de démodulation, qui seront illustrés par des schémas électroniques.

1) 1^{er} Principe :

Transformation F.M. \rightarrow A.M. et ^{détection.} démodulation d'enveloppe.

Il s'agit de mettre en cascade, deux circuits dont le premier sera doté d'une propriété pour le passage F.M. \rightarrow A.M. Cette propriété n'est autre qu'un "gain variable linéairement en fonction de la fréquence". Ayant une onde modulée en amplitude et en fréquence à la sortie du premier circuit, le second circuit n'aura pour rôle qu'une seule simple détection d'enveloppe.

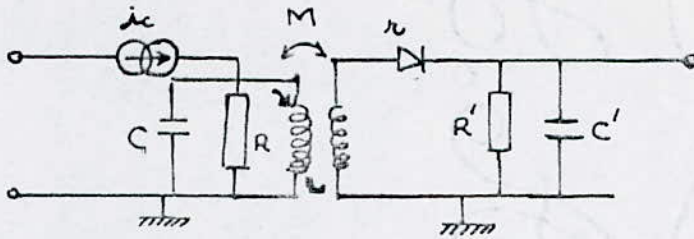
Schéma de principe :



où $\left\{ \begin{array}{l} T(\omega) : \text{gain variable linéairement en fonction de la} \\ \text{fréquence sur } [\omega - \Delta\omega, \omega + \Delta\omega]. \\ s(t) = A \cos \left[\omega t + 2\pi K_f \int_0^t f(t) dt \right]. \\ s'(t) = T(\omega) \cdot A \cos \left[\omega t + 2\pi K_f \int_0^t f(t) dt + \phi \right]. \end{array} \right.$

$A \cdot T(\omega) : \text{ sera fonction linéaire de } f(t).$

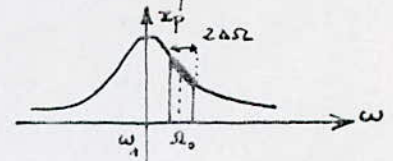
Schéma électronique :



Sachant que la réponse d'un ampli dépend de la charge et que la courbe représentative d'impédance d'un circuit bouchon est sous forme de cloche.

On choisit R, L et C du circuit bouchon de façon à pouvoir se placer sur un flanc de la cloche et y travailler de plus la portion de la courbe où on se placera doit être linéaire sous peine de distorsion.

$$Q = \frac{f_1}{B} = \frac{R}{L\omega_1}$$



* Il faut donc que : $2\Delta\omega = k \frac{\omega_1}{Q}$ soit assez petite pour avoir une bonne linéarité du circuit bouchon. Par conséquent ne pouvant obtenir une large plage de linéarité; ce démodulateur, n'est pas utilisable pour les grandes excursions de fréquence. Signalons par ailleurs qu'on pourra obtenir une plage de linéarité beaucoup plus grande et ceci en utilisant deux circuits bouchons.

2) second principe :

Démodulateur de fréquence à circuit déphaseur :

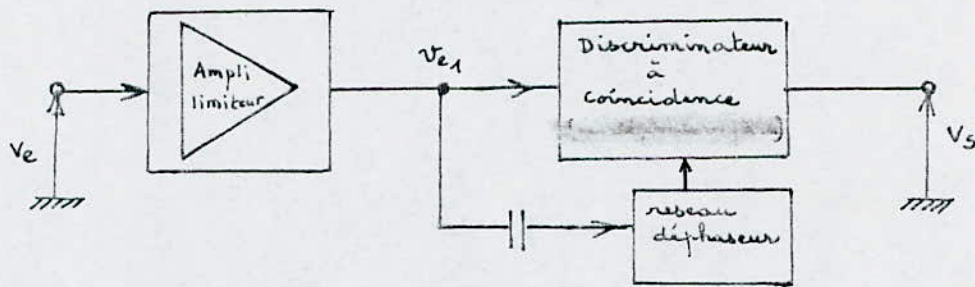
Discriminateur à coïncidences

2-1 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement consiste en la comparaison d'un signal limité à ce même signal mais déphasé. (Fig 1).

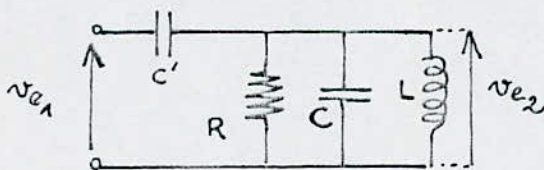
Ce type de circuit exploite la caractéristique fréquence-phase d'un circuit résonnant pour transformer instantanément la déviation de fréquence en déviation proportionnelle de phase laquelle sera ensuite mise en évidence à l'aide d'un détecteur de phase appelé circuit à coïncidence.

C'est un discriminateur qui appartient à la catégorie des discriminateur à déphasage, il se présente sous forme de circuit intégré avantageux du point de vue réalisation car son implantation ne nécessite que l'ajustement d'une bobine du circuit déphaseur.



(FIG 1)

2-2 Circuit déphaseur :



Sa fonction de transfert est :

$$\frac{V_{e2}}{V_{e1}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{P}{CP^2 + GP + 1/L}}{\frac{P}{CP^2 + GP + 1/L} + \frac{1}{C'P}}$$

avec $\begin{cases} Z_1(P) = \frac{1}{C'P} \\ Z_2(P) = R \parallel L \parallel C. \end{cases}$

$$\frac{V_{e2}}{V_{e1}} = \frac{C'P^2}{(C'+C)P^2 + CP + 1/L} = \frac{C'P^2}{(P+P')(P+P'')}$$

* Cherchons les pôles de la fonction de transfert P' et P'' .

$$(c'+c)P^2 + GP + \frac{1}{L} = 0. \quad \text{avec } G' = c'+c.$$

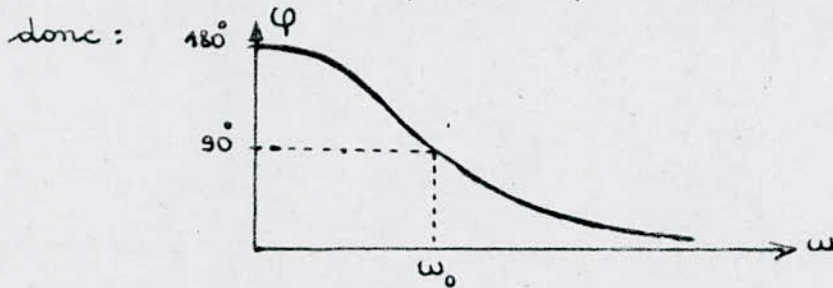
$$G'P^2 + GP + \frac{1}{L} = 0. \quad \text{calculons } \Delta :$$

$$\Delta = G^2 - 4 \frac{G'}{L} = j^2 (4 \frac{G'}{L} - G^2)$$

$$P', P'' = \frac{G \pm j \sqrt{4 \frac{G'}{L} - G^2}}{2G'} = \frac{G}{2G'} \pm j \sqrt{\frac{1}{LG'} - \left(\frac{G}{2G'}\right)^2}$$

$$\text{avec } |\omega_0| = \sqrt{\left(\frac{G}{2G'}\right)^2 + \frac{1}{LG'} - \left(\frac{G}{2G'}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{LG'}} = \frac{1}{\sqrt{L(c'+c)}}$$

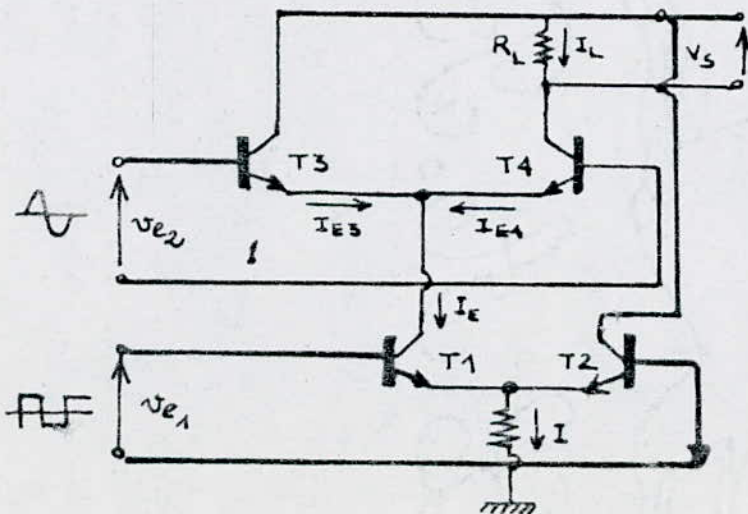
La courbe de réponse en phase du circuit déphaseur serait donc :



2-3 Etude du discriminateur à coïncidence :

Dans ce qui suit, on étudiera les deux types de discriminateurs à coïncidence existants.

2-3-a Discriminateur simple alternance :



v_{e1} : signal provenant du limiteur ; c'est un signal carré.
 v_{e2} : c'est v_{e1} déphasé, il est sinusoïdal.

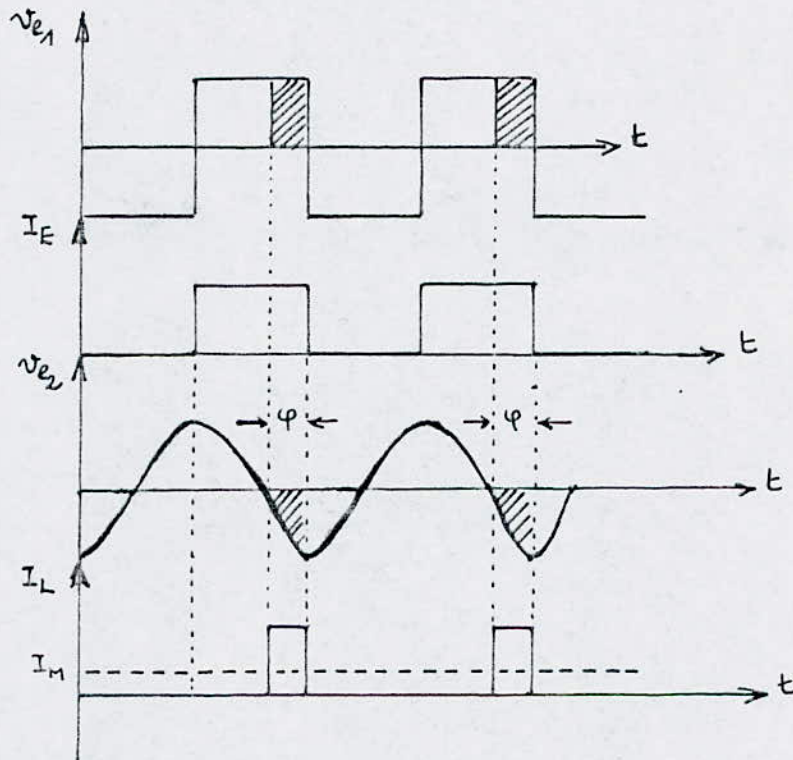
* Principe de fonctionnement :

T1 ne conduit que si $v_{e1} > 0$.

T4 ne conduit que si $v_{e2} < 0$.

donc si : $\begin{cases} v_{e1} > 0 \\ v_{e2} < 0 \end{cases} \Rightarrow I_L$ traverse R_L et on aura une tension V_s aux bornes de R_L .

Forme des signaux :



* Remarque : Le courant moyen I_m varie linéairement au rythme de variation de la phase φ .

Donc la linéarité du démodulateur dépend de la linéarité du circuit bouchon ; qui transforme la variation de fréquence en une variation de phase.

* Notons que ce discriminateur (simple alternance) est sensible aux perturbations.

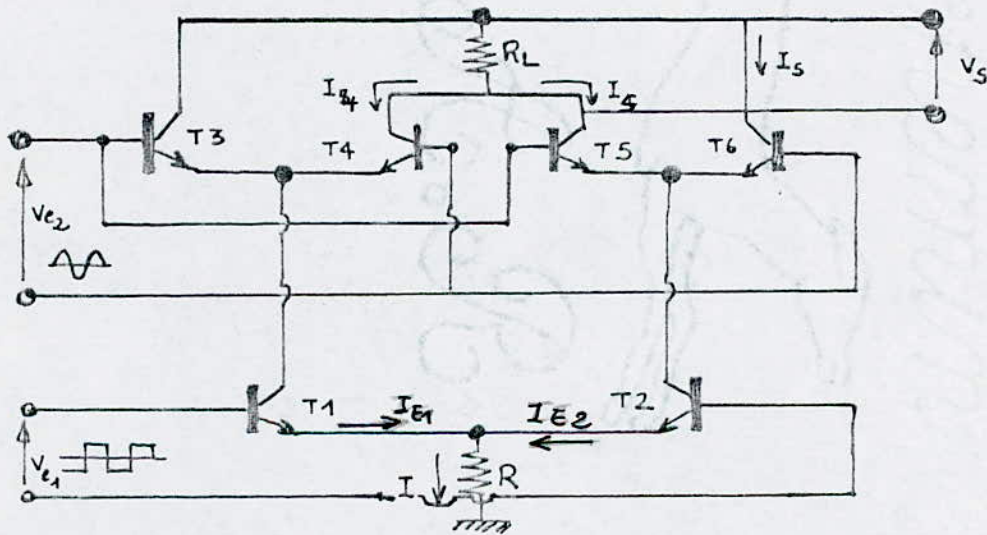
En effet, si l'on suppose que le circuit limiteur branché

branché à l'entrée du discriminateur influe sur la variation de fréquence, ^{par conséquent} sur la variation de phase à la sortie du déphaseur qui se traduira par ^{une} influence sur le courant I_L donc sur V_S .

Cette sensibilité aux perturbations est éliminée dans le discriminateur à double alternance qu'on verra dans ce qui suit :

2-3-b Discriminateur à double alternance :

schéma de principe :



$\left\{ \begin{array}{l} v_{e1} : \text{signal provenant du limiteur.} \\ v_{e2} : \text{c'est } v_{e1} \text{ déphasé, il est de forme sinusoïdale} \end{array} \right.$

On voit que le discriminateur est semblable au précédent à la différence qu'il utilise un étage différentiel supplémentaire.

Principe de fonctionnement :

v_{e1} fait conduire pendant les alternances positives et négatives

respectivement T_1 et T_2 donc :

si $v_{e1} > 0$ implique existence du courant I_{E1} .

si $v_{e1} < 0$ implique existence du courant I_{E2} .

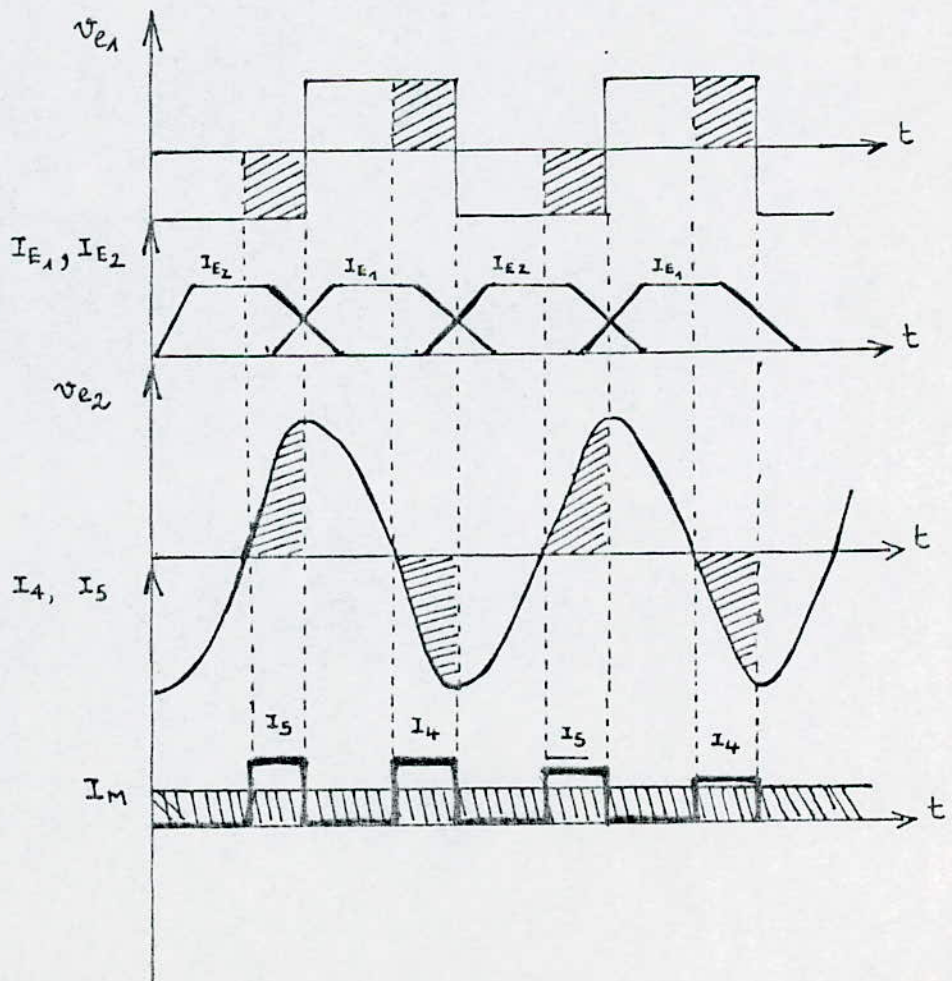
v_{e2} , selon que l'alternance est positive ou négative, fait conduire simultanément ($T3$ et $T5$) ou ($T4$ et $T6$).

R_L est traversée alternativement par I_4 ou I_5 .

I_4 apparaît quand $T1$ et $T4$ conduisent c'est à dire quand $v_{e1} > 0$ et $v_{e2} < 0$.

I_5 apparaît quand $T2$ et $T5$ conduisent c'est à dire quand $v_{e1} < 0$ et $v_{e2} > 0$.

* Forme des signaux :



Remarque: On se qui concerne la linéarité, comme pour le discriminateur précédent, I_M est toujours une fonction linéaire de la différence de phase entre les deux signaux d'entrée.

* Par contre le courant I_M pour ce discriminateur (double-alternance) est plus élevé que dans le cas d'une simple-alternance.

* De même que le rapport $\frac{v_b}{v_e}$.

Donc ce discriminateur procure une meilleure sensibilité que le précédent, par ailleurs le discriminateur est insensible aux rapports de cycles d'entrées et par conséquent aux perturbations introduites par le limiteur.

En effet une variation parasite de la M.F. se traduira par une variation des rapports de cycles. Considérons par exemple une diminution de l'alternance positive, cette diminution est compensée par l'augmentation de l'alternance négative d'où la diminution de I_4 est compensée par l'augmentation de I_5 . (compensation des durées des impulsions en sortie).

* Il en résulte finalement un maintien de la valeur du courant I_M .

Calcul du rapport signal sur bruit (S/B).

* Puissance du signal après démodulation :

À l'entrée du démodulateur, le signal modulé en fréquence est :

$$s(t) = A \cos \left[\Omega t + \Delta \Omega \int_0^t f(t) dt \right].$$

À la sortie du démodulateur on aura :

$$s'(t) = K_d \Delta \Omega \cdot f(t) \quad : \text{signal démodulé.}$$

La puissance de ce signal est :

$$P_s = K_b \cdot \overline{s'(t)^2} = K_d^2 \cdot K_b (\Delta \Omega)^2 \overline{f(t)^2}.$$

La puissance du signal utile si f est une fonction circulaire est

$$P_s' = K_b \cdot \left(\frac{K_d \Delta \Omega}{2} \right)^2$$

Calcul de la densité spectrale du bruit après démodulation:

On supposera que le bruit à l'entrée du démodulateur est un bruit blanc et le calcul se fera pendant les pauses de modulation.

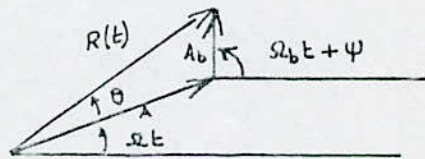
On supposera également que dans une bande de fréquence df autour de Ω_b (où Ω_b est la pulsation du bruit), que le bruit est une fonction circulaire

$$\begin{cases} B_e = A_b \cos(\Omega_b t + \psi) \\ \frac{K_e A^2}{2} = N_e df \end{cases}$$

$\left\{ \begin{array}{l} A : \text{c'est l'amplitude du signal porteur.} \\ A_b : \text{c'est l'amplitude du bruit.} \end{array} \right.$

si $\frac{A}{A_b} \gg 1$; le signal résultant à l'entrée du démodulateur est :

$$r(t) = A \cos \Omega t + A_b \cos(\Omega_b t + \psi) = R(t) \cos(\Omega t + \theta(t)).$$



$$R(t)^2 = A^2 + A_b^2 + 2AA_b \cos[(\Omega_b - \Omega)t + \psi].$$

$$R(t)^2 = A^2 \left[1 + \left(\frac{A_b}{A} \right)^2 + 2 \left(\frac{A_b}{A} \right) \cos[(\Omega_b - \Omega)t + \psi] \right].$$

On suppose que la modulation d'amplitude est éliminée.

$$\text{tg}[\theta(t)] = \frac{A_b \sin[(\Omega_b - \Omega)t + \psi]}{A + A_b \cos[(\Omega_b - \Omega)t + \psi]}$$

$$\text{d'où } \theta(t) = \text{Arctg} \frac{A_b \sin [(\Omega_b - \Omega)t + \psi]}{A + A_b \cos [(\Omega_b - \Omega)t + \psi]}$$

$$\text{or } A_b \ll A \simeq \text{Arctg} \frac{A_b}{A} \sin [(\Omega_b - \Omega)t + \psi].$$

$$\simeq \frac{A_b}{A} \sin [(\Omega_b - \Omega)t + \psi].$$

$$\Rightarrow r(t) = R(t) \cos \left[\Omega t + \frac{A_b}{A} \sin \{ (\Omega_b - \Omega)t + \psi \} \right].$$

* À la sortie du démodulateur on n'aura que du bruit qui s'exprime

$$b_s(t) = K_d \cdot \frac{A_b}{A} (\Omega_b - \Omega) \cos [(\Omega_b - \Omega)t + \psi].$$

la puissance de ce bruit sur une bande df s'écrira :

$$dP_{b_s} = dB_s = K_s \overline{b_s(t)^2} = \frac{K_s}{2} K_d^2 \left(\frac{A_b}{A} \right)^2 (\Omega_b - \Omega)^2.$$

or à l'entrée du démodulateur :

$$K_e \frac{A_b^2}{2} = N_e df.$$

De ces deux dernières expressions on pourra écrire :

$$dB_s = K_s \frac{K_d^2}{A^2} (\Omega_b - \Omega)^2 \frac{N_e}{K_e} df.$$

or $dB_s = N_s df$ où N_s : densité du bruit à la sortie du démodulateur.

d'où l'on déduira finalement l'expression de la densité de bruit à la sortie :

$$N_s = K_s \frac{K_d^2 N_e}{A^2 K_e} \cdot (\Omega_b - \Omega)^2 \left(\frac{W}{\text{HZ}} \right) \text{ avec } |\Omega_b - \Omega| \leq \omega_m$$

d'après cette expression on voit clairement que la densité

de bruit varie avec la fréquence .

On dit que le bruit est un bruit coloré. (dû à la non linéarité des modulateurs).

La puissance du bruit total à la sortie du démodulateur est :

$$P_{Bs} = B_s = 2 \int_0^{f_m} N_s df = 2 \cdot K_s \cdot \frac{K_d^2}{A^2} \cdot \frac{N_e}{K_e} \cdot \int_0^{f_m} (\omega_b - \omega)^2 df$$
$$= 2 N_e \frac{K_s}{K_e} \cdot \left(\frac{K_d}{A} \right) \cdot 4 \pi \frac{f_m^3}{3}$$

Or la puissance du signal est : $P_s = S_s = K_s \cdot K_d^2 \Delta \Omega^2 \overline{f(t)}$.
donc le rapport $\left(\frac{S}{B} \right)_s$ sera :

$$\left(\frac{S}{B} \right)_s = \frac{3 K_e A^2}{2} \cdot \frac{1}{2 N_e f_m} \cdot \left(\frac{\Delta F}{f_m} \right)^2 \cdot \overline{f(t)^2}$$

Si $f(t)$ est circulaire on aura :

$$\left(\frac{S}{B} \right)_s = P_p \frac{1}{2 N_e f_m} \cdot 3 m_f^2$$

Or le rapport $\left(\frac{S}{B} \right)_s$ en modulation d'amplitude est :

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{s MA} = \frac{P_p}{2 N_e f_m}$$

Le rapport $\left(\frac{S}{B} \right)$ en modulation de fréquence (M.F) dépend de m_f , en prenant m_f compris entre 5 et 10, on obtiendra une amélioration en $\left(\frac{S}{B} \right)$ sur la modulation d'amplitude de (19 à 25) dB.

2) autre part essayons d'évaluer l'amélioration du rapport $\left(\frac{S}{B} \right)$ entre l'entrée et la sortie du démodulateur.

À l'entrée du démodulateur la puissance du bruit est :

$$B_e = 2f_m (1 + m_f) N_e.$$

Le rapport signal sur bruit (S/B) à l'entrée sera :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{P_p}{2N_e f_m} \cdot \frac{1}{1 + m_f} \quad \text{d'où :}$$

$$\boxed{\left(\frac{S}{B}\right)_s / \left(\frac{S}{B}\right)_e = 3m_f^2 (1 + m_f).}$$

Donc en prenant m_f compris entre [5 et 10], cela impliquera une amélioration du rapport (S/B) de [26,5 à 35,2] dB.

Préaccentuation, désaccentuation :

Préaccentuation : préaccentuer, c'est diminuer la tension B.F. afin de rendre l'excursion de fréquence BF égale à l'excursion de fréquence H.F.

Justification de la préaccentuation :

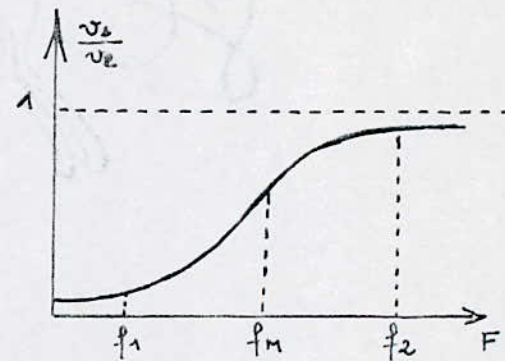
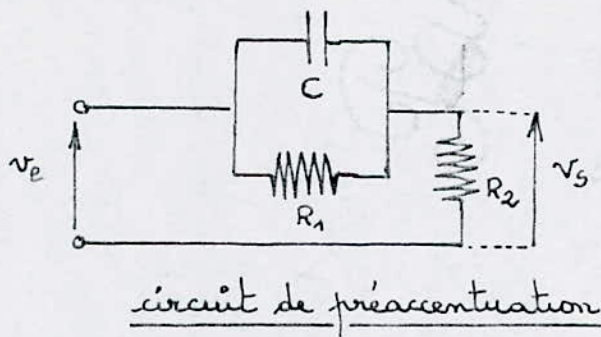
Comme déjà vu en modulation de fréquence, que d'une part, la bande passante est proportionnelle à l'excursion maximum de fréquence.

D'autre part, l'excursion de fréquence est proportionnelle à la tension B.F. de modulation.

Or en radiodiffusion, les fréquences élevées ont des amplitudes plus faibles que les fréquences basses, donc l'excursion de fréquence en H.F. est plus faible qu'en B.F. Par conséquent la transmission n'occupera pas la bande qui lui est assignée.

D'où nécessité de préaccentuer.

Le circuit de préaccentuation, et la courbe de transfert de ce circuit sont représentés ci-dessous :



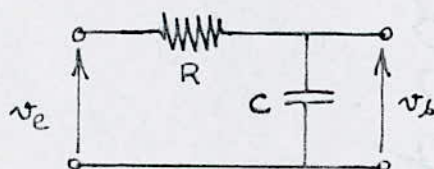
Courbe de transfert.

* Remarque :

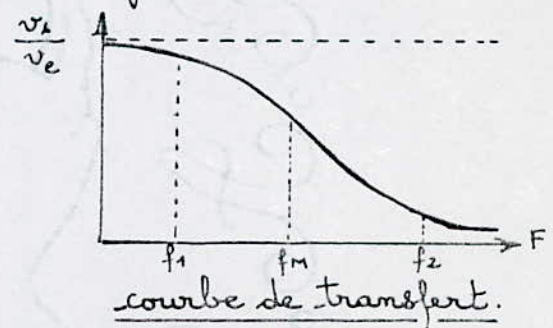
Le bruit est prépondérant en H.F. d'où la nécessité de préaccentuer le spectre des amplitudes B.F., avant la modulation.

Desaccentuation : La desaccentuation ne consiste pas à augmenter les amplitudes des fréquences basses, mais à réduire les amplitudes des fréquences hautes, et ceci afin de réduire les bruits qui sont importants aux fréquences élevées.

Le circuit de desaccentuation (intégrateur) et sa courbe de transfert sont :



circuit de desaccentuation



courbe de transfert.

* Remarque : l'introduction du circuit de desaccentuation améliore le rapport signal sur bruit.

Presentation de la liaison, émetteur - récepteur.

* Avant d'aborder le calcul et les explications concernant l'émetteur et le récepteur, signalons tout d'abord que l'onde H.F. modulée en fréquence délivrée par l'émetteur et destinée à être acheminée à travers les lignes du secteur par le principe suivant :

Il s'agit de superposer au courant distribué par le secteur (220V, 50Hz), un courant de fréquence variable et relativement élevé, sous quelques volts de tension.

Il en résulte la possibilité de recueillir ce courant moyennant un couplage capacitif ; qui présente une impédance élevée au 50Hz, mais reste très perméable aux potentiels de fréquences élevées.

Le dispositif se compose donc d'un émetteur induisant le courant H.F. dans le secteur et d'un récepteur branché sur une autre prise de courant de la distribution qui détecte le courant H.F. en question ; pour le démoduler ensuite.

~ o o o ~

CHAP III ETUDE ET REALISATION DE L'EMETTEUR

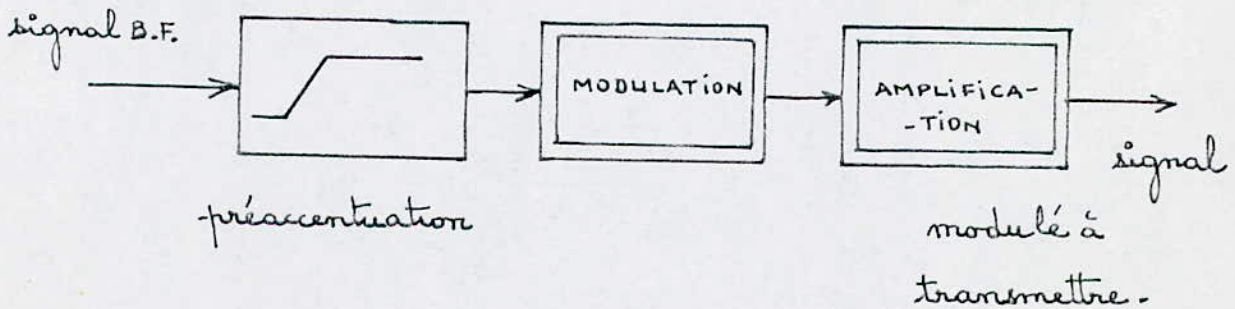
1) Etude de l'émetteur :

1) Constitution synoptique de l'émetteur :

L'émetteur proposé est un émetteur à modulation de fréquence qui peut se scinder en deux parties importantes, la partie modulation et la partie amplification.

Un filtre est placé à l'entrée de l'émetteur, ce dernier est utilisé pour la préaccentuation.

Le schéma synoptique de l'émetteur se présentera comme suit :



2) Identification des différents étages et fonctionnement de l'émetteur.

D'après le schéma électrique de la fig I, on voit que l'émetteur est globalement constitué de six étages amplificateurs à transistors avec une alimentation stabilisée A.L.S. de 12 volts.

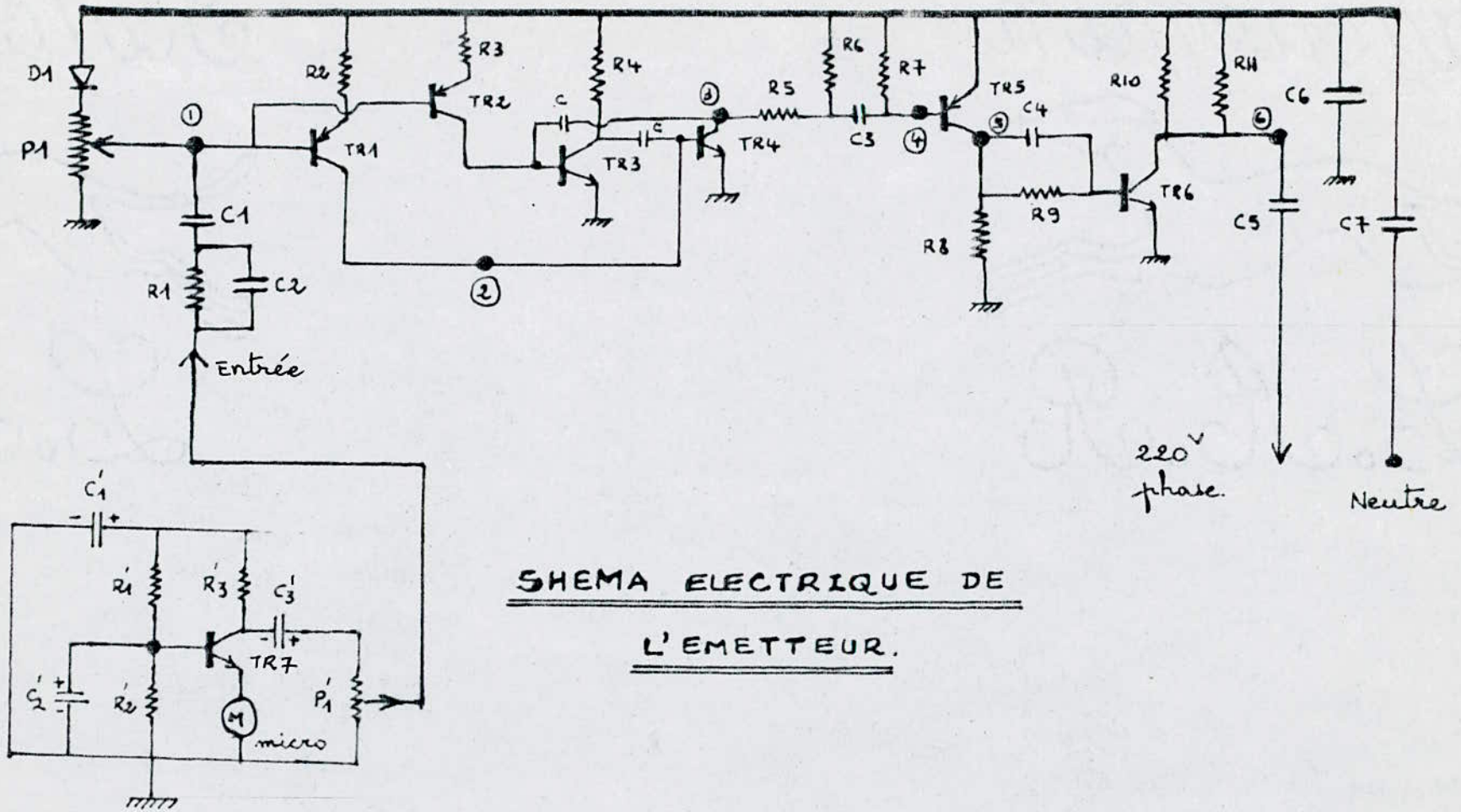
2-1) Identification des différents étages :

Les deux premiers étages sont des générateurs de courant, utilisés comme étage d'attaque.

Les sorties de ces étages d'attaque sont connectées au modulateur de fréquence qui n'est autre qu'un multivibrateur astable (dont l'étude sera faite ultérieurement), constitué du 3^{ème} et du 4^{ème} étage amplificateur.

Le cinquième étage est un amplificateur de tension, servant à attaquer l'étage terminal, ce dernier est un amplificateur de puissance.

+ 12V ÷ 15V



Liste des composants utilisés dans l'émetteur.

Transistors :

TR1 BC 308
TR2 BC 308
TR3 BC 238B
TR4 BC 238B
TR5 BC 308B
TR6 2N 3053.
TR7 238C.

Diodes : 1N4148 (D1)

Capacités :

$C_1 = 4,7 \mu\text{F}$
 $C_2 = 22 \text{ nF}$
 $C = 2,2 \text{ nF}$
 $C_3 = 1 \mu\text{F}$
 $C_4 = 4,7 \text{ nF}$
 $C_5 = 0,47 \mu\text{F} (600\text{V})$
 $C_6 = 220 \mu\text{F}$
 $C_7 = 0,47 \mu\text{F}$
 $C'_1 = 100 \mu\text{F} (25\text{V})$
 $C'_2 = 10 \mu\text{F} (25\text{V})$
 $C'_3 = 10 \mu\text{F} (25\text{V})$

Resistances :

$R_1 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 3,3 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 680 \Omega$
 $R_6 = 1,5 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 470 \Omega$
 $R_9 = 1,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{10} = 82 \Omega (2\text{Watts})$
 $R_{11} = 82 \Omega (2\text{Watts})$

Potentiometres

$P_1 = 10 \text{ k}\Omega$
 $P'_1 = 22 \text{ k}\Omega$
resistances: $R'_1 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R'_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R'_3 = 10 \text{ k}\Omega$

2-2) Fonctionnement de l'émetteur :

Supposons qu'au préalable, aucun signal n'est appliqué à l'entrée de l'émetteur (microphone fermé).

Dès que l'alimentation est mise en marche, les bases des deux transistors Tr_1 et Tr_2 sont attaquées par des courants constants I_b (provenant de l'A.L.S). Ces transistors à leur tour, avec leurs collecteurs débitant des courants βI_b attaquant les bases des transistors Tr_3 et Tr_4 du multivibrateur astable symétrique.

Le multivibrateur astable (voir plus loin), nous donnera au niveau de Tr_4 collecteur, une tension carrée dont la fréquence dépendra des deux condensateurs C et des courants βI_b .

En mettant le potentiomètre R_{12} de l'émetteur, sur une position donnée; on aura sans fixer les courants βI_b et par conséquent la valeur de la fréquence ne dépendra plus que de la valeur des condensateurs C .

Une fois le choix de la valeur des condensateurs C étant fait, la tension carrée de 12 volts crête à crête obtenue, de fréquence fixe F sera donc le signal H.F. porteur.

Ce signal H.F. passera à l'amplificateur de puissance basé sur Tr_6 (à travers un condensateur de liaison et un ampli), d'où il sera injecté dans une prise du secteur et ceci, à travers un couplage capacitif présentant une grande impédance pour la tension du secteur (220V, 50 Hz).

Supposons maintenant qu'on applique une tension sinusoïdale de fréquence relativement basse à l'entrée (GBF).

Il en résulte au niveau des bases de T_{r1} et T_{r2} une superposition de deux courants, un courant d'amplitude constante I_b et un autre d'amplitude variable i_b .

Donc le courant effectif au niveau des deux bases, sera un courant dont l'amplitude variera sinusoidalement entre $[I_b - i_b$ et $I_b + i_b]$. La même variation s'effectuera pour les courants collecteurs à un facteur multiplicatif très près.

Or la fréquence de basculement de l'astable dépend des courants des collecteurs (de T_{r1} et T_{r2}) et varie au rythme de variation de ces courants. Donc on obtient au niveau du collecteur de T_{r3} , une tension carrée dont la fréquence variera entre $F - f'$ et $F + f'$.

Cette tension de fréquence variable sera amplifiée par les deux étages basés sur T_{r5} et T_{r6} pour être envoyée dans la prise du secteur.

Remarque : La variation de fréquence traduit la variation d'amplitude du signal d'entrée de fréquence f .

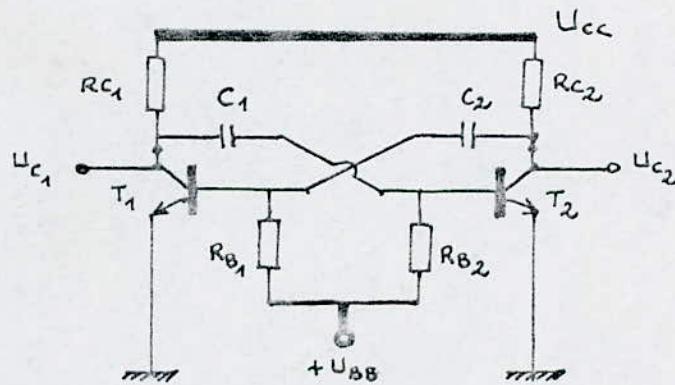
On dit alors que la tension H.F. est modulée en fréquence par la tension B.F. d'entrée (ceci moyennant des conditions qu'on verra plus loin).

3) Étude du multivibrateur astable (modulateur) :

Le multivibrateur astable est un montage comprenant deux étages amplificateurs à transistors à couplage croisé entre entrées et sorties de ces transistors. C'est un montage dans lequel les étages commutent sans cesse d'un état à l'autre sans application de signal extérieur.

Dans ce qui suit on fera l'étude d'un multivibrateur astable symétrique dont le circuit est représenté ci-dessous :

schéma :



3-1) Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement consiste à emmagasiner de l'énergie dans un condensateur et quand un certain niveau est atteint de décharger ce condensateur.

* Lorsque les tensions U_{CC} et U_{BB} sont appliquées T_1 et T_2 commencent à conduire. Mais comme même si T_1 et T_2 sont identiques, il existe toujours un déséquilibre de conduction c'est à dire que les vitesses d'accroissement des courants dans les deux transistors sont différents. Ceci entraîne un courant

collecteur maximal pour l'un des transistors et un courant minimal pour l'autre.

Supposons maintenant que le transistor T_1 est plus conducteur que le transistor T_2 , la tension aux bornes de R_{C1} augmente avec la diminution de la tension de collecteur de T_1 .

Cette diminution va être transmise à la base du transistor T_2 à travers le condensateur C_1 d'où une diminution de la polarisation positive appliquée à cet étage et par conséquent une augmentation de la tension collecteur du transistor T_2 .

Cet accroissement de tension est appliqué à la base du transistor T_1 par l'ensemble (R_{B1}, C_2) ce qui augmente la polarisation directe du transistor T_1 engendrant une diminution de la tension collecteur de T_1 .

L'opération se poursuit jusqu'à ce que le processus cumulatif nous donne T_1 saturé et T_2 bloqué.

Quand T_1 est saturé, T_2 est bloqué, la tension de collecteur de T_1 est égale à V_{CC} et C_2 se charge à travers la résistance base-émetteur de T_1 .

Or quand T_2 est bloqué, le potentiel à sa base est égal à $-V_{CC}$, ce potentiel étant relié à l'un des armatures de C_1 l'autre armature est au potentiel zéro (T_1 saturé), alors le condensateur C_1 se décharge à travers la résistance collecteur-émetteur de T_1 .

Cette décharge a tendance à faire évoluer le potentiel de base de T_2 de $-V_{CC}$ à V_{BB} (le rôle de V_{BB} est de forcer la charge de la capacité). Or quand cette tension de base dépasse

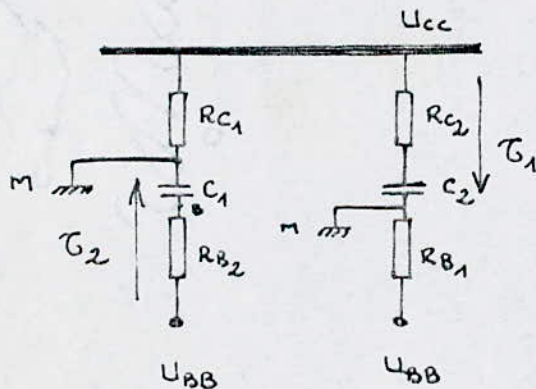
légèrement la valeur zéro, le transistor T_2 est hors du blocage. Le même processus que précédemment s'effectue et l'action cumulative nous donne T_1 bloqué, T_2 saturé.

La tension (prise) de sortie prise sur l'un ou l'autre des collecteurs sera une suite d'impulsions rectangulaires qui ont leur niveau maximal lorsque le transistor est saturé.

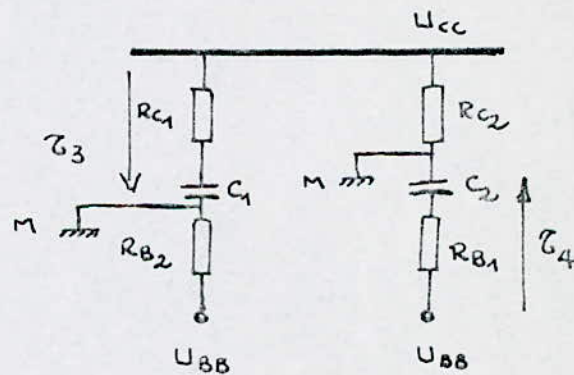
3-2) Calcul de la période de l'astable :

Les circuits équivalents de l'astable pour un cycle complet sont :

1^{er} état " T_1 saturé, T_2 bloqué "

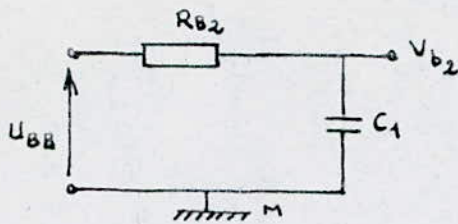


2nd état " T_1 bloqué, T_2 saturé "



[$(\tau_1, \tau_2, \tau_3$ et $\tau_4)$ sont les constantes de temps de charges et de décharges de C_1 ; C_2] .

Soit le premier état de l'astable où T_1 est saturé et T_2 bloqué ; la représentation du circuit équivalent de cet état est faite ci-dessous :



on a :

$$U_{BB} = R_{B2} i + \frac{1}{C_1} \int_0^t i dt + V_{b2}(0).$$

$$\text{or } V_{b2}(0) = -U_{CC}.$$

Par la transformée de Laplace l'équation devient :

$$\frac{U_{BB} + U_{CC}}{P} = R_{B2} I(P) + \frac{I(P)}{C_1 P} \Rightarrow$$

$$I(P) = \frac{(U_{BB} + U_{CC})}{R_{B2} \left(P + \frac{1}{R_{B2} C_1} \right)} = \frac{(U_{BB} + U_{CC})}{R_{B2} \left(P + 1/\tau_2 \right)} \quad \text{avec } \tau_2 = R_{B2} C_1$$

donc :

$$i(t) = \frac{(U_{BB} + U_{CC})}{R_{B2}} e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

La tension de base de T_2 sera :

$$V_{b2}(t) = U_{BB} - R_{B2} i(t)$$

et finalement :

$$V_{b2}(t) = (U_{BB} + U_{CC}) \left(1 - e^{-t/\tau_2} \right) - U_{CC}.$$

le temps de blocage de T_2 est " t_1 " se détermine en prenant l'équation précédente égale à zéro.

$$(U_{BB} + U_{CC}) \left(1 - e^{-t/\tau_2} \right) - U_{CC} = 0. \Rightarrow$$

$$t_1 = \tau_2 \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_{BB}} \right)$$

de la même façon on détermine le temps de blocage de T_1 qui est " t_2 ".

$$t_2 = \tau_4 \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_{BB}} \right) \quad \text{avec } \tau_4 = R_{B1} \cdot C_2$$

La période totale sera donc :

$$T = t_1 + t_2 = (\tau_2 + \tau_4) \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_{BB}} \right) .$$

Pour un astable symétrique :

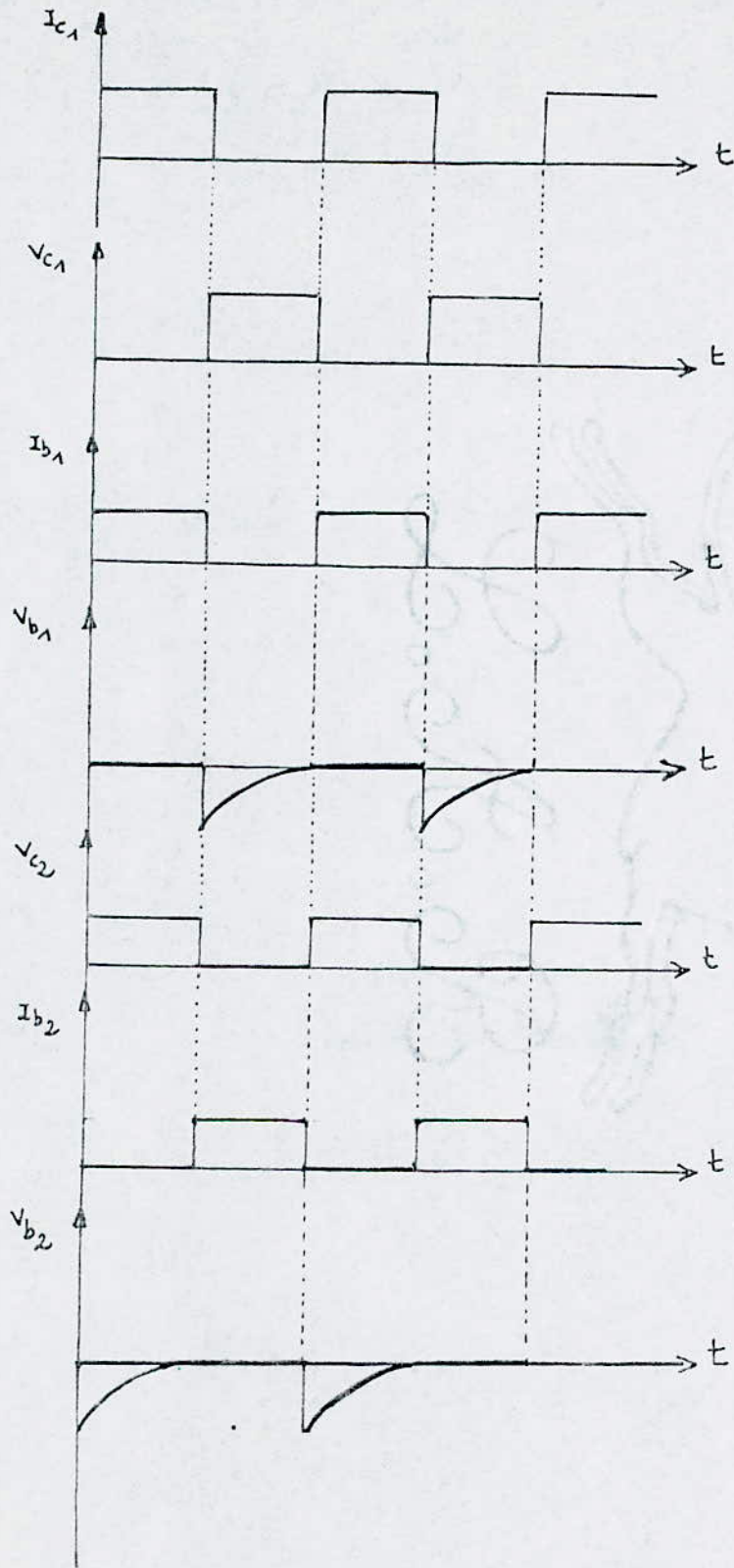
$$\begin{cases} R_{B_1} = R_{B_2} = R \\ C_1 = C_2 = C. \end{cases}$$

on aura donc :

$$T = 2\tau \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_{BB}} \right) \quad \text{avec } \tau = RC$$

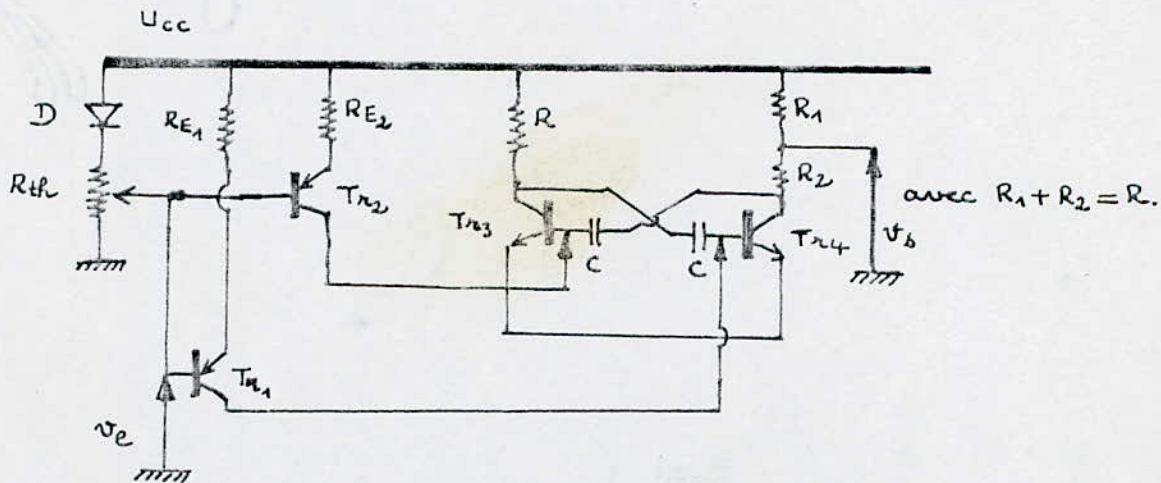
On remarque que les constantes de temps τ_1 et τ_3 ne jouent aucun rôle dans le basculement ; cependant elles influent sur le temps de montée de l'impulsion de sortie.

Le chronogramme du multivibrateur astable est représenté dans la page suivante :



4°) Etude du modulateur :

Représentons tout d'abord le schéma du demodulateur avec les deux étages d'attaque.



Quand aucun signal n'est appliqué à l'entrée (ou la pause de modulation), les transistors Tr_1 et Tr_2 sont attaqués à leur base par U_{cc} à travers la diode D et le potentiomètre R_{th} .

Ces transistors à leur tour agissent sur les bases de Tr_3 et Tr_4 du multivibrateur astable, lui imposant ainsi sa fréquence.

Si on fait une comparaison de notre modulateur avec le multivibrateur déjà étudié, on verra que :

Les seules différences résident dans le fait que les résistances R_{BB} sont remplacées dans le modulateur par les résistances base-collecteur (R_{BC}) des transistors Tr_1 et Tr_2 et U_{BB} est remplacée par la tension de base de Tr_1 et Tr_2 ; d'où l'on pourra déduire la période de la porteuse du modulateur.

Celle s'écrira donc :

$$T_p = 2R_{BC} \cdot C \ln \left(1 + \frac{U_{cc}}{U_B} \right)$$

et finalement la fréquence porteuse qui s'écrira :

$$F = \frac{1}{2 R_{BC} \cdot C \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_B} \right)}$$

Supposons maintenant que l'on applique par exemple une tension v_e sinusoïdale dont l'amplitude varie entre $-V$ et $+V$, la superposition de cette tension avec la tension U_B continue, nous donne une tension de sortie v_s , dont la fréquence variera entre les deux valeurs extrêmes :

$$F_1 = \frac{1}{2 R_{BC} \cdot C \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_B - V} \right)} \quad \text{et} \quad F_2 = \frac{1}{2 R_{BC} \cdot C \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_B + V} \right)}$$

On remarque qu'une variation positive ou négative de la tension d'entrée entraîne forcément une variation dans le même sens de la fréquence .

4-1) - Calcul de la fréquence porteuse :

D'après ce qui a précédé on a vu que la fréquence de l'oscillateur s'exprime par :

$$F = \frac{1}{2 R_{BC} \cdot C \ln \left(1 + \frac{U_{CC}}{U_B} \right)}$$

On ajustant le potentiomètre R_{th} de façon à obtenir, la tension $U_B = 5V$, en prenant $C = 2,2 nF$, avec $R_{BC} = 1,5 K\Omega$.

On obtient :

$$F = \frac{1}{2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} \ln \left(1 + \frac{12}{5} \right)}$$

$$F \approx 125 \text{ KHz.}$$

L'émetteur fonctionne donc à une fréquence égale à 125 KHz.

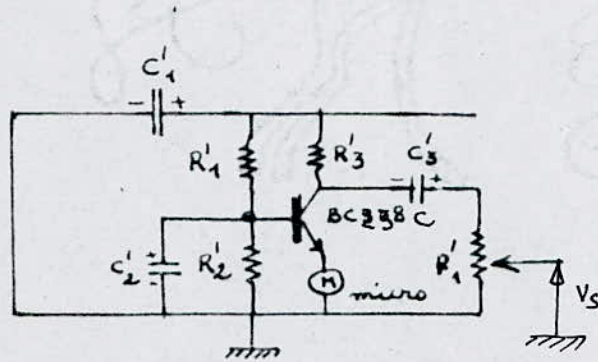
5) Calcul des étages amplificateurs :

5-1) Étage préampli pour microphone.

vu que la tension fournie par le microphone est faible (quelques μV), l'on a nécessité d'un préampli qui nous permettra d'atteindre une tension de quelques mV, tension largement suffisante pour attaquer les premiers étages de notre émetteur.

Ce préampli permettra également la polarisation du microphone

schéma :



$$R'_1 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R'_2 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R'_3 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$P'_1 = 22 \text{ K}\Omega$$

$$C'_1 = 100 \mu\text{F } 25\text{V}$$

$$C'_2 = 10 \mu\text{F } 25\text{V}$$

$$C'_3 = 10 \mu\text{F } 25\text{V}$$

Il s'agit d'un étage base commune puisque l'entrée se fait sur l'émetteur, la base étant découplée à la masse par C_2 . Les avantages bien connus de ce type d'étage sont les suivants :

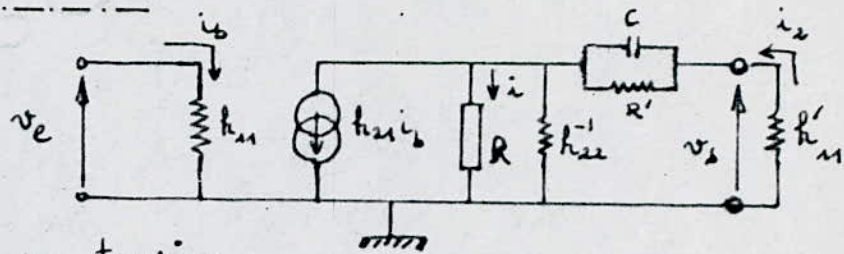
- Grand gain
- Faible impédance d'entrée
- Impédance de sortie moyenne.

Sur quels, il convient d'ajouter ce qui est fort appréciable le fait que l'on peut utiliser indifféremment

les micros dynamiques (200 à 600 Ω) ou les capsules à électret.

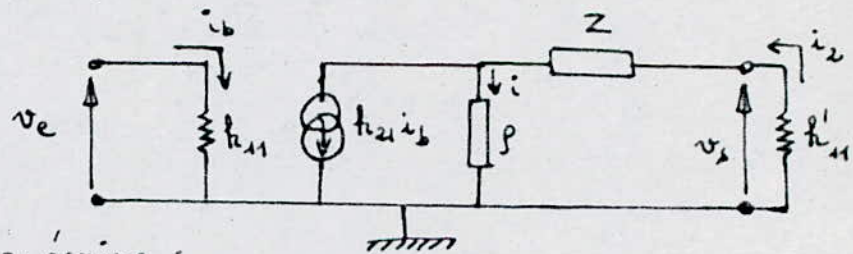
5-2) Calcul de l'étage amplificateur basé sur "Tr5"

Schéma équivalent :



Calcul du gain en tension :

en posant : $\rho = (h_{22}^{-1} \parallel R)$ et $Z = (R' \parallel C)$ le schéma ci-dessous devient :



d'où on pourra écrire :

$$v_e = h_{11} \cdot i_b.$$

$$v_s = -h'_{11} i_2.$$

d'autre part : $i_2 - i = h_{21} \cdot i_b$ (1)

or $v_s = -h'_{11} i_2 = \rho i + Z i_2 \Rightarrow -i_2 (h'_{11} + Z) = \rho i$

$$i = - \frac{h'_{11} + Z}{\rho} i_2 \quad (2)$$

en combinant les expressions (1) et (2) on obtient :

$$i_2 + \frac{h'_{11} + Z}{\rho} i_2 = h_{21} i_b.$$

$$\text{donc } i_2 = \frac{h_{21}}{1 + \frac{(h'_{11} + Z)}{\rho}} \cdot i_b$$

l'expression de v_s devient :

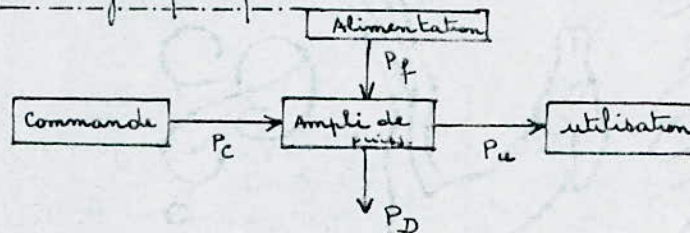
$$v_s = - \frac{h'_{11} \cdot h_{21}}{1 + \frac{(h'_{11} + Z)}{\rho}} i_b = - \frac{h'_{11} \cdot h_{21} \rho}{\rho + (h'_{11} + Z)} i_b$$

d'où finalement l'expression du gain en tension G_V s'écrit :

$$G_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{h'_{11}}{h_{21}} \cdot \frac{\rho}{[\rho + (h'_{11} + Z)]}$$

5-3) Calcul de l'étage amplificateur basé sur T_{r6} .
 Cet étage est un amplificateur de puissance

schéma synoptique :



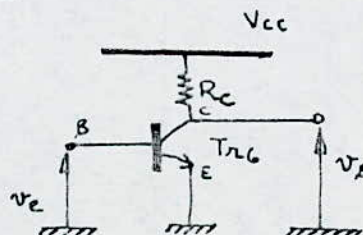
P_C : puissance de commande .

P_f : puissance fournie .

P_D : puissance dissipée par le transistor .

P_u : puissance utile .

schéma électrique :



a) étude statique :

$$\text{on a } V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

$$\text{on a } V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \quad \text{avec } V_{CC} = 12V$$

$$R_C = 41 \Omega.$$

* pour $I_C = 0$ on a $V_{CE} = V_{CC}$.

$$* \text{ pour } V_{CE} = 0 \text{ on a } I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{41} = 0,293A = 293mA.$$

Or d'après les caractéristiques du transistor T_{RC} (type 2N2193) on a :

$$M \begin{cases} I_{CQ} = 130mA & \text{point de fonction-} \\ V_{CEQ} \approx 6V. & \text{-nement.} \end{cases}$$

La puissance utile sera :

$$P_o = P_u = V_{eff} I_{eff} = \frac{V_{CQ}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CQ} \cdot I_{CQ}}{2} = \frac{6 \times 130}{2}$$
$$P_o = P_u = 390 \text{ mW.}$$

La puissance dissipée du transistor doit être inférieure à la puissance dissipée imposée par le constructeur.

$$P_D = 2P_o = 2 \cdot \frac{V_{CQ} \cdot I_{CQ}}{2} = V_{CQ} \cdot I_{CQ} = 6 \cdot 130$$

$$\text{d'où } P_D = 780 \text{ mW.}$$

Or la puissance maximale dissipée imposée par le constructeur est de $800 \text{ mW} = P_{DC}$

$$P_D < P_{DC}$$

Rendement de l'amplificateur :

$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{\text{Puissance utile}}{\text{Puissance fournie par l'alimentation}}$$

$$\eta = \frac{V_{CQ} \cdot \frac{I_{CQ}}{2}}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \frac{V_{CQ}}{2V_{CC}} = \frac{6}{2 \times 12} = 0,25 \Rightarrow$$

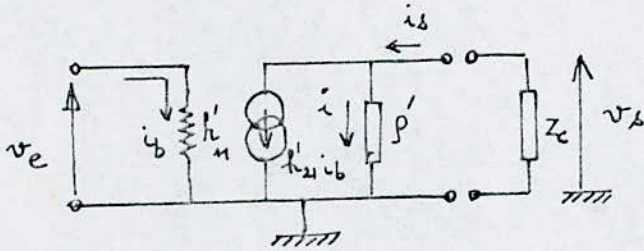
$$\eta = 25\%$$

C'est le rendement d'un amplificateur de puissance fonctionnant en classe A.

b) Etude dynamique :

Calcul du gain en courant $A_i = \frac{i_s}{i_e}$

schéma équivalent :



$\rho = (R_1 \parallel R_2 \parallel h_{22}^{-1})$
 Z_c : impédance caractéristique de la ligne
 $i_e = i_b$.

$$i_s = h'_{21} i_b + i \quad (1)$$

$$\text{or } \rho' i = -Z_c i_s \Rightarrow i = -\frac{Z_c}{\rho'} i_s$$

en remplaçant i par son équivalent dans l'expression (1)

on aura :

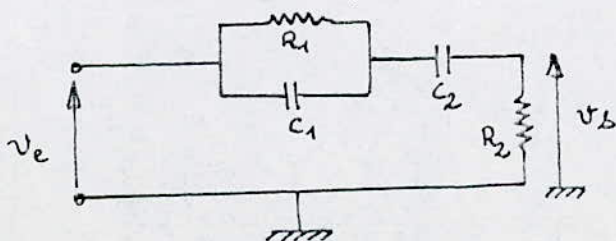
$$i_s = \frac{h'_{21} i_b}{(1 + Z_c/\rho')}$$

$$\text{finalement } A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{h'_{21}}{(1 + Z_c/\rho')} = \frac{h'_{21} \cdot \rho'}{\rho' + Z_c}$$

$$A_i = \frac{h'_{21} \cdot \rho'}{\rho' + Z_c}$$

Signalons par ailleurs que pour un ampli de puissance, le gain en tension est voisin de l'unité.

6) Etude du filtre d'entrée :



$$Y = jC_1\omega + \frac{1}{R_1}$$

$$Z = \frac{R_1}{1 + jR_1C_1\omega} + \frac{1}{jC_2\omega}$$

$$Z = \frac{1 + j R_1 C_1 \omega + j R_1 C_2 \omega}{j C_2 \omega (1 + j R_1 C_1 \omega)}$$

$$\text{d'où } G = \frac{R_2}{R_2 + Z} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1 + j R_1 C_1 \omega + j R_1 C_2 \omega}{j C_2 \omega (1 + j R_1 C_1 \omega)}}$$

$$G = \frac{-R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 + j R_2 C_2 \omega}{1 + j [R_1 (C_1 + C_2) \omega + R_2 C_2 \omega (1 + j R_1 C_1 \omega)]}$$

$$G = \frac{-R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 + j R_2 C_2 \omega}{(1 - R_1 C_1 R_2 C_2 \omega^2) + j [R_1 (C_1 + C_2) \omega + R_2 C_2 \omega]}$$

$$C_1 = 22 \text{ nF} \quad ; \quad C_2 = 4,7 \text{ } \mu\text{F} \quad ; \quad R_1 = 22 \text{ k}\Omega \quad . \quad R_2 = R_L = 10 \text{ k}\Omega .$$

$$G = \frac{R_2 C_2 + j R_1 C_1 R_2 C_2 \omega}{[R_1 (C_1 + C_2) + R_2 C_2] - j [1/\omega - R_1 C_1 R_2 C_2 \omega]}$$

Le gain en dB s'exprime :

$$G_{dB} = 10 \log [(R_2 C_2)^2 + (R_1 C_1 R_2 C_2 \omega)^2] - 10 \log [(R_1 (C_1 + C_2) + R_2 C_2)^2 + (\frac{1}{\omega} - R_1 C_1 R_2 C_2 \omega)^2]$$

$$G_{dB} = 10 \log [(10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6})^2 + (22 \cdot 10^3 \cdot 10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^{-9})^2 \omega^2] -$$

$$- 10 \log [(22 \cdot 10^3 (22 \cdot 10^{-9} + 4,7 \cdot 10^{-6}) + 10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6})^2 +$$

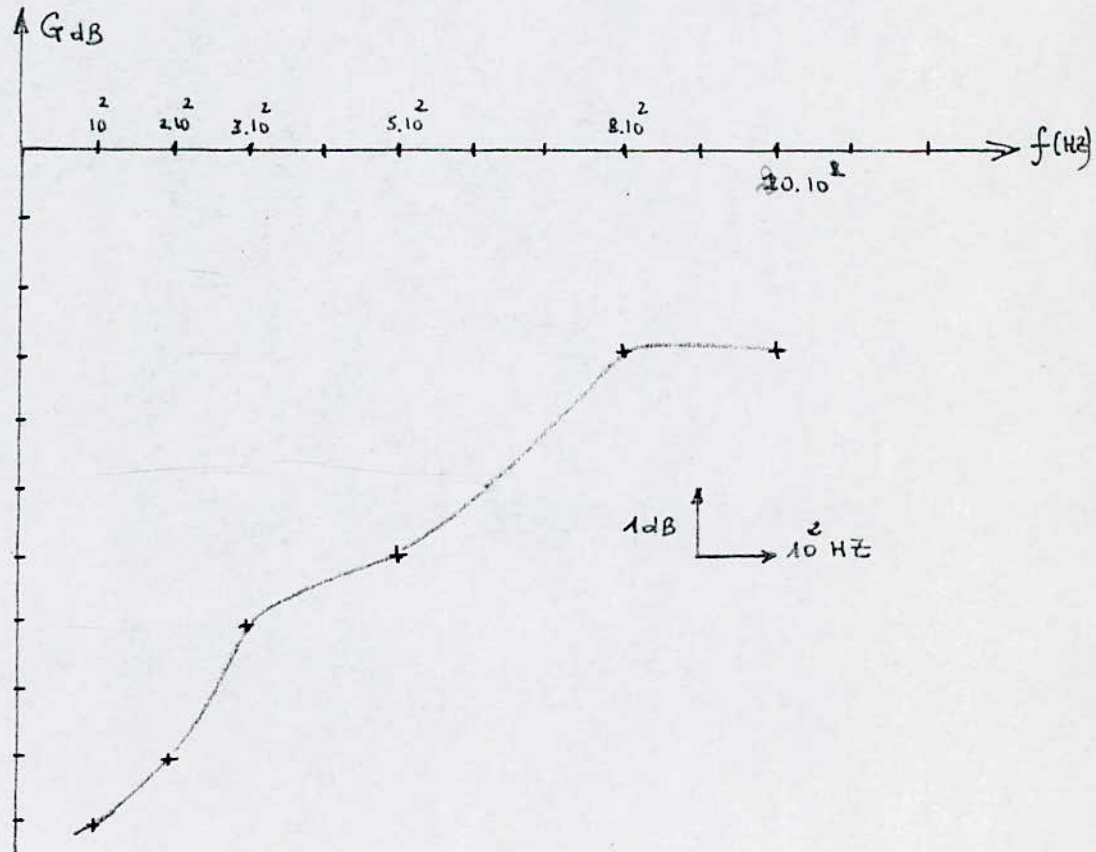
$$+ (\frac{1}{\omega} - 22 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9} \cdot 10^4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \omega)^2]$$

$$G_{dB} = 10 \log [22 \cdot 10^{-4} + 2274 \cdot 10^{-16} \omega^2] - 10 \log [225 \cdot 10^{-4} + (\frac{0,15}{f} - 1,5 \cdot 10^{-4} f)^2]$$

$$G_{dB} = 10 \log [22 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-8} f^2] - 10 \log [225 \cdot 10^{-4} + (\frac{0,15}{f} - 1,5 \cdot 10^{-4} f)^2]$$

f (Hz)	10^2	$2 \cdot 10^2$	$3 \cdot 10^2$	$5 \cdot 10^2$	$8 \cdot 10^2$	10^3	$2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$	$20 \cdot 10^3$
G_{dB}	-10	-9	-7	-6	-3	-3	-0,6	-0,6	-0,5	-0,5

Le tracé du diagramme $G_{dB} = f(\omega)$.



Étude du filtre de sortie de l'émetteur.

Le filtre constitué du condensateur C_5 et des résistances R_{10} et R_{11} est un filtre passe-haut, ayant pour rôle d'emporter la composante 50 Hz de pénétrent dans l'émetteur et par conséquent le détériorer.

La fréquence de coupure de ce filtre est :

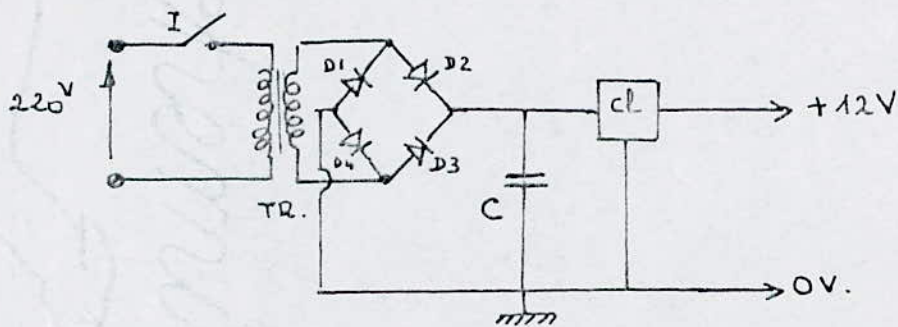
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}} \quad \text{avec } \frac{1}{R} = \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_{11}}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{41.47 \cdot 10^{-8}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-4}} \cdot \frac{1}{\sqrt{41.47}}$$

$$f_c = 36,25 \text{ Hz.}$$

7°) Description de l'alimentation :

schéma :



* L'alimentation dont le schéma est ci-dessus débite une tension continue, régulée de 12 volts ; juste ce qu'il faut pour alimenter notre émetteur .

Une alimentation identique est utilisée pour le dispositif receptr.

* L'interrupteur I, assure la mise sous tension ; à la sortie du secondaire du transformateur, le redressement s'effectue à double alternance grâce à un pont de diodes et C se charge du filtrage.

Enfin la régulation est confiée à un circuit intégré à trois pattes du type 7812.

II Réalisation de l'émetteur :

L'émetteur à modulation de fréquence a été réalisé sur circuit imprimé dont le schéma d'implantation est représentée dans la (FIG A).

Un autre circuit imprimé a déjà servi de maquette d'essai, bien sûr pas du tout genial comme initiative, car à chaque fois qu'on a à remplacer un composant on est à

emmener à dessouder et souder, ce qui n'est pas recommandé, surtout pour les composants actifs.

Méanmoins cette solution est de loin plus efficace que l'utilisation des protodèles.

Il n'oublions pas de signaler, que l'émetteur tel qu'il a été réalisé est fixé sur une fréquence porteuse de 125 KHZ.

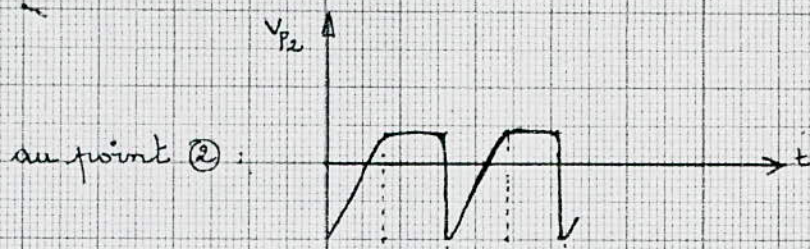
Chose qui aurait pu être évitée si l'on disposait des capacités variables balayant une assez grande plage.

Les signaux relevés aux points ①, ②, ③, ④, ⑤ et ⑥; pendant les pauses de modulation sont représentés dans la FIG B

Ces signaux concordent avec ceux prévus dans l'étude de l'émetteur.

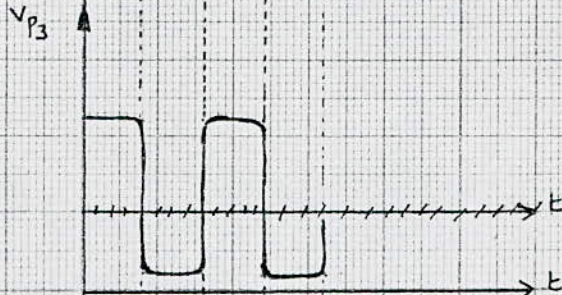
Forme des signaux de l'émetteur:

au point ① : on a une tension continue de : 4,5V.



échelle :

échelle :
5V/division
5 μ s/division



au point ④ :

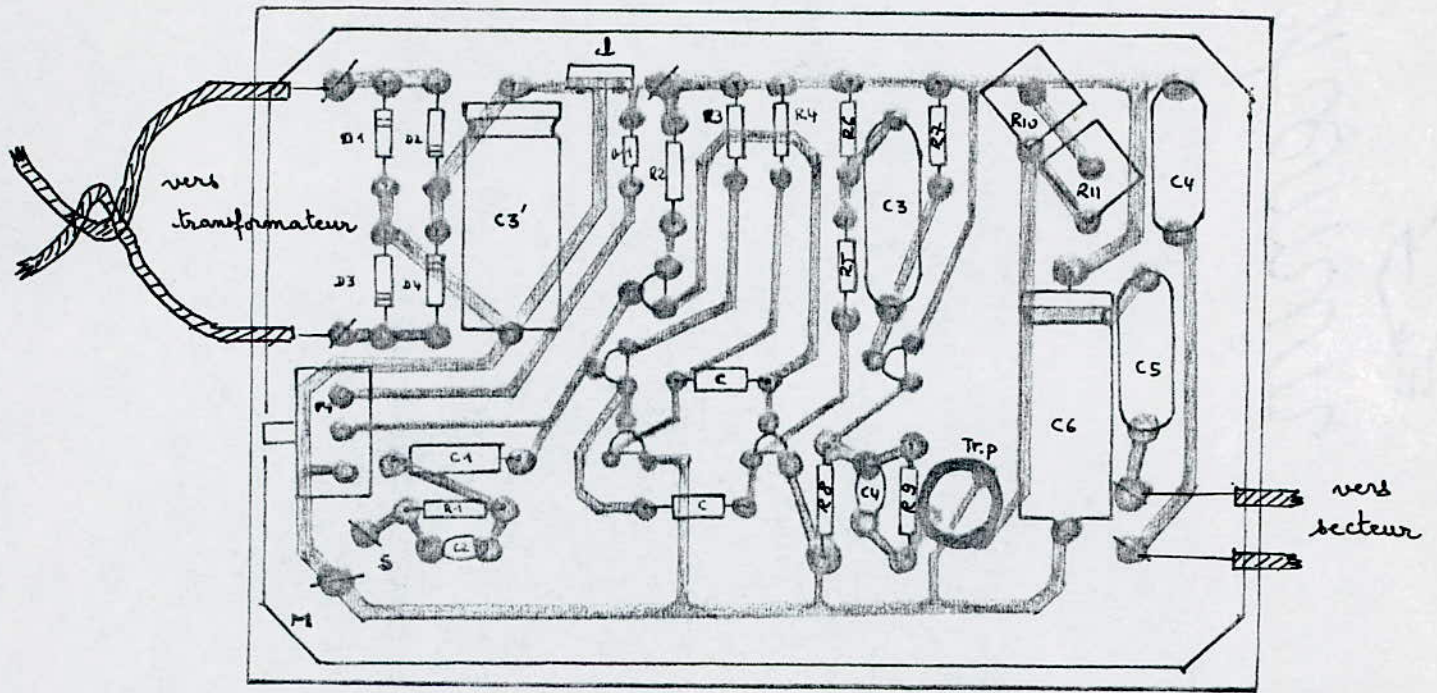


au point ⑤ :

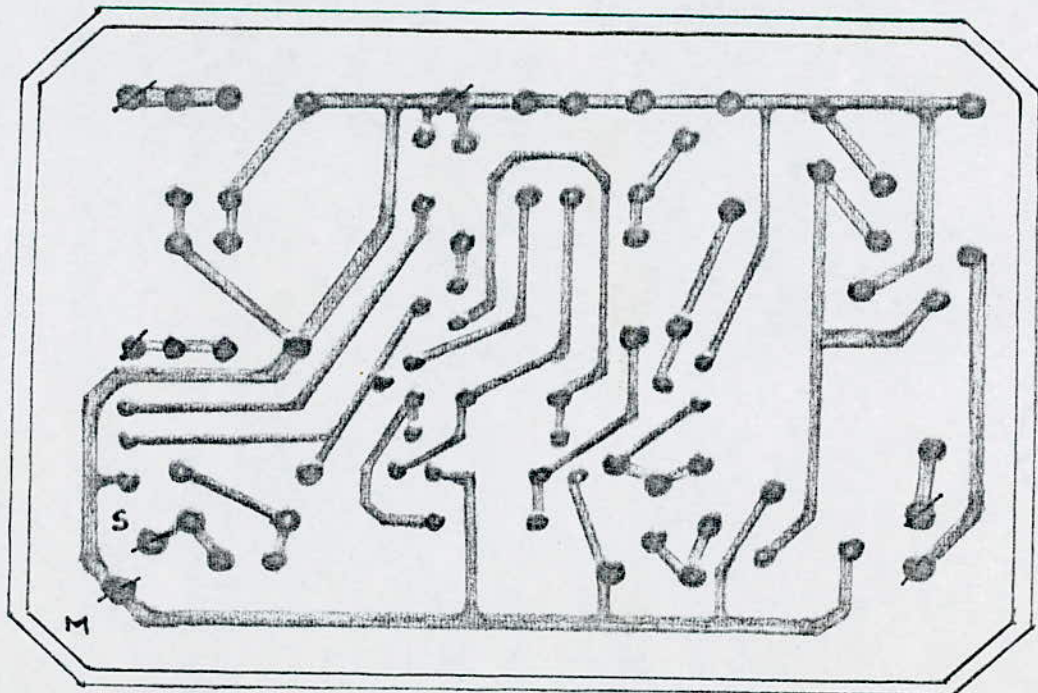


au point ⑥ :





Shéma d'implantation de l'émetteur. FIG A.

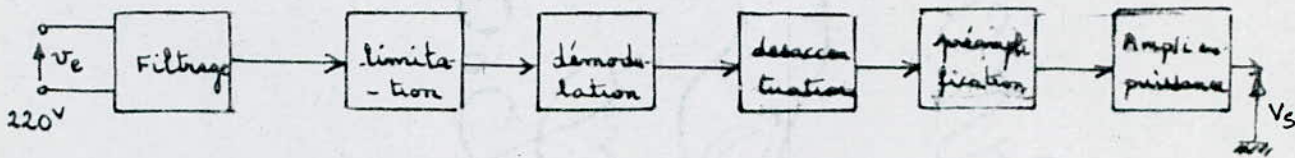


shéma du circuit imprimé de l'émetteur: FIG A1

CHAP IV Etude et réalisation du récepteur.

I) Etude du récepteur:

1) Introduction: Le récepteur à réaliser est un récepteur F.M.; accordé sur une fréquence porteuse de 125 KHZ dont le schéma synoptique se présente de la façon suivante.



Ce schéma montre le chemin suivi par le signal de la prise du secteur jusqu'au haut parleur (H.P.).

V_s : signal de sortie démodulé.

2) Principe de fonctionnement: (voir sur schéma électrique FIG 1). Le signal modulé en fréquence, induit par l'émetteur dans le secteur est recueilli sur une autre prise de courant par le récepteur. Bien évidemment, le signal recueilli par le récepteur est la superposition de la tension (220V, 50HZ) et du signal H.F. modulé en fréquence.

Au niveau du récepteur, la première opération qui s'impose est donc la séparation du (220V, 50HZ) et du signal H.F. Ce rôle est confié (comme déjà signalé auparavant) à un couplage capacitif, présentant une forte impédance au 50HZ et très perméable au signal H.F.

La seconde opération elle; consiste à limiter en amplitude le signal H.F. provenant du filtre, bien sûr ceci ne gêne

-53-

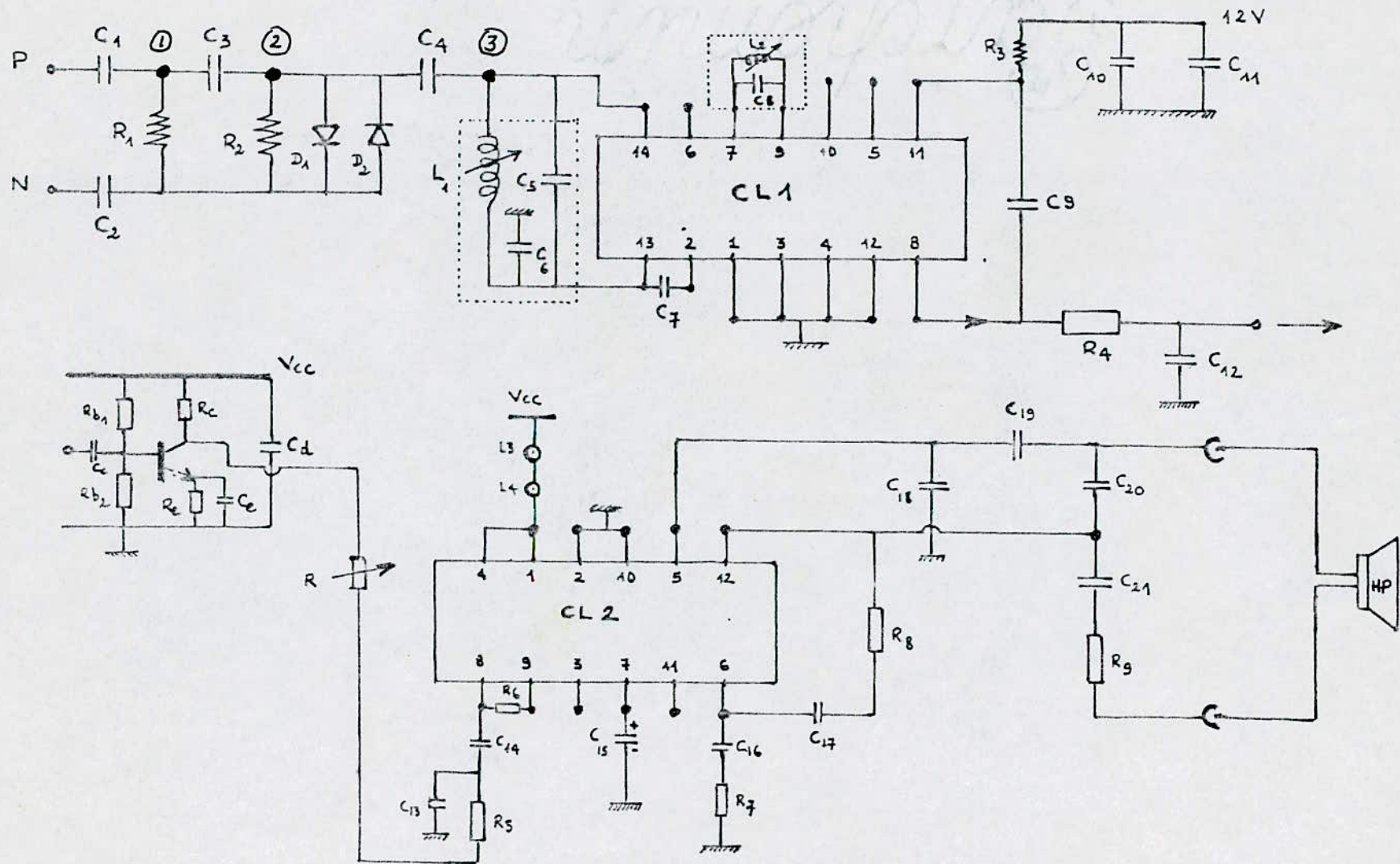


schéma électrique du récepteur. FIG1.

Liste des composants utilisés dans le récepteur.

Capacités :

$C_1 = 0,1 \mu F (600V)$
 $C_2 = 0,22 \mu F (600V)$
 $C_3 = 0,1 \mu F (600V)$
 $C_4 = 220 pF$
 $C_5 = 680 pF$
 $C_6 = 22 nF.$
 $C_7 = 22 nF$
 $C_8 = 500 pF.$
 $C_9 = 10 nF.$
 $C_{10} = 10 nF$
 $C_{11} = 100 \mu F$
 $C_{12} = 4,7 nF.$
 $C_{13} = 100 pF$
 $C_{14} = 0,15 \mu F$
 $C_{15} = 100 \mu F$
 $C_{16} = 100 \mu F$
 $C_{17} = 0,1 \mu F$
 $C_{18} = 4,7 nF$
 $C_{19} = 270 pF$
 $C_{20} = 470 \mu F$
 $C_{21} = 0,1 \mu F.$
 $C_e = 100 \mu F$
 $C_d = 100 \mu F$
 $C_c = 32 \mu F$

Transistor

BC 238 B.

Résistances :

$R_1 = 27 \Omega$
 $R_2 = 27 \Omega$
 $R_3 = 120 \Omega.$
 $R_4 = 2,2 k\Omega.$
 $R_5 = 56 k\Omega.$
 $R_6 = 100 \Omega.$
 $R_7 = 56 \Omega.$
 $R_8 = 4,7 k\Omega.$
 $R_9 = 2,2 \Omega.$
 $R_{b1} = 39 k\Omega$
 $R_{b2} = 18 k\Omega.$
 $R_e = 680 \Omega$
 $R_c = 1 k\Omega.$
 $R^* = 100 k\Omega.$

Circuits intégrés :

CL1 : TBA 120 S
CL2 : TBA 800.

Selfs :

L1 : 240.
L2 : 241.
L3 : L 312
L4 : L 313

Diodes :

D1 : 1N4148
D2 : 1N4148
1 H.P

en rien notre information, car en modulation de fréquence l'information est portée dans la variation de fréquence du signal H.F.

La limitation en amplitude a pour but, l'élimination des modulations d'amplitude parasites.

Cette opération est confiée à une paire de diodes (D1 et D2) l'étape suivante est : l'étape de démodulation revêtant une importance considérable dans la réception.

Elle consiste à extraire l'information contenue dans le signal modulé. Cette opération est confiée dans notre récepteur à un circuit intégré démodulateur du type 5041 P SIEMENS dont le fonctionnement sera vu ultérieurement.

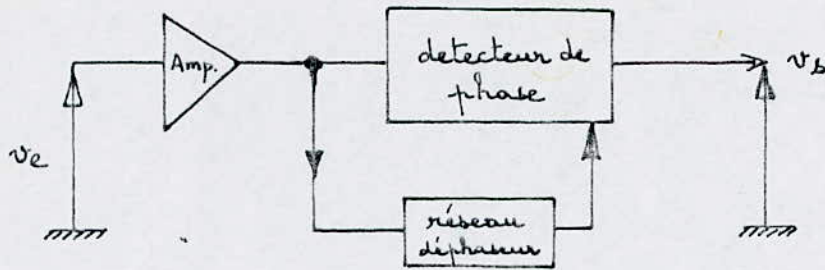
Une fois le signal démodulé, ce dernier étant très faible pour pouvoir attaquer un haut parleur, d'où la nécessité d'un étage amplificateur de puissance. Dans notre dispositif récepteur, cet étage de puissance est basé sur un circuit intégré qui est le "T.B.A 800" sur lequel des précisions seront données plus loin.

Finalement un filtre passe-haut, servira pour la désaccentuation.

3°) Description et principe de fonctionnement du C.I "5041P"

Le 5041 P SIEMENS est un circuit intégré fabriqué par SIEMENS possédant beaucoup d'équivalents, entre autre le T.B.A 120 S utilisé dans la fréquence intermédiaire F.I. bon du récepteur T.V. du type C.T4 SONELEC.

Le schéma synoptique de ce circuit intégré est le suivant :



C'est un démodulateur dont la principale fonction est la comparaison d'un signal limité, à ce même signal mais déphasé.

La comparaison est effectuée à l'aide d'un détecteur de phase.

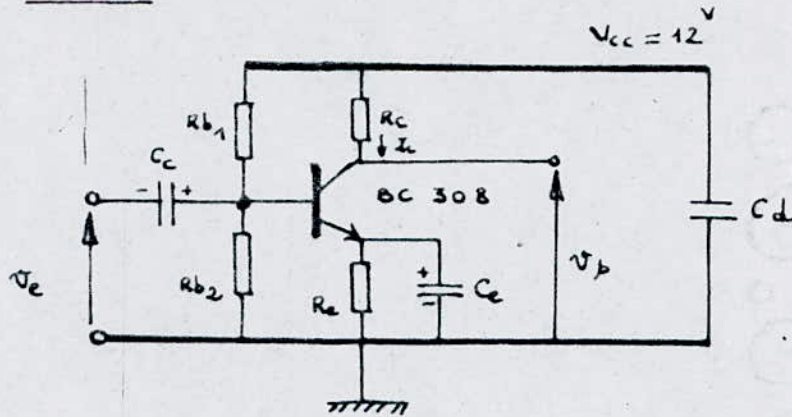
Le détecteur de phase (ou discriminateur à coïncidence) utilisé dans le circuit intégré "5041P SIEMENS" est celui dont le fonctionnement a été déjà vu au chapitre -paragraphe 2.3.

4°) Présentation de l'ampli audiofréquence de puissance "TBA 800"

Le "TBA 800" est un circuit intégré fournissant une puissance de 5 Watts lorsqu'on l'utilise avec radiateur, sinon la puissance disponible sans risque de destruction est limitée à 1 Watt. Or ce qui est de la structure interne le "T.B.A 800", dans son circuit de puissance, est constitué de deux transistors montés en push-pull et par conséquent fonctionnant en classe AB où le rendement est très bon.

Calcul de l'étage préamplificateur « basé sur BC 308 ».

Schéma :



$$\begin{aligned} R_{b1} &= 39 \text{ k}\Omega \\ R_{b2} &= 18 \text{ k}\Omega \\ R_c &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_e &= 680 \Omega \\ C_c &= 32 \mu\text{F} \\ C_e &= 100 \mu\text{F} \\ C_d &= 100 \mu\text{F} \end{aligned}$$

- * Le condensateur de couplage C_c sert à superposer le signal à amplifier à l'alimentation continue de la base.
- * C_e : c'est le condensateur de découplage.
- * C_d : court-circuite V_{cc} en alternatif.

L'étude statique nous donne :

$$V_{CE} = 4,5 \text{ V} \quad , \quad I_C = 4,5 \text{ mA} \quad , \quad I_B = 18 \mu\text{A}.$$

L'étude dynamique du montage nous permet d'écrire :

L'expression du gain en tension s'écrit :

$$G_V = \frac{(R_B + h_{i1}) (R_c \cdot Z_e \cdot h_{\beta 2}^{-1})}{h_{i1} \cdot R_B (R_B + h_{i1})} \cdot \beta \quad \text{avec } R_B = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

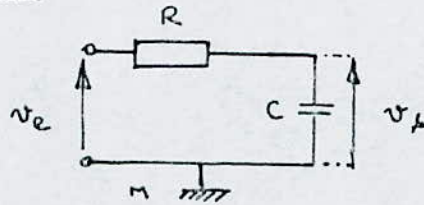
Z_e : impédance d'entrée de l'ampli de puissance.

Ce montage nous permettra d'attaquer l'étage final.

Filtre de désaccentuation :

Le filtre de désaccentuation est constitué d'une cellule RC, c'est un filtre passe-bas (situé à la sortie du démodulateur).

Schéma :



$$R = Z_1 = 2,2 \text{ K}\Omega$$

$$C = 4,7 \text{ nF.}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

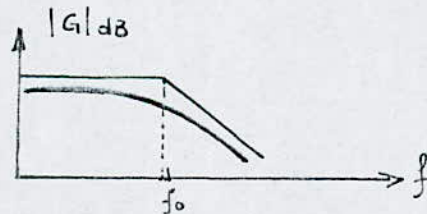
$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

$$G_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

f_0 : fréquence de coupure à -3dB

$$\text{avec } f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}}$$

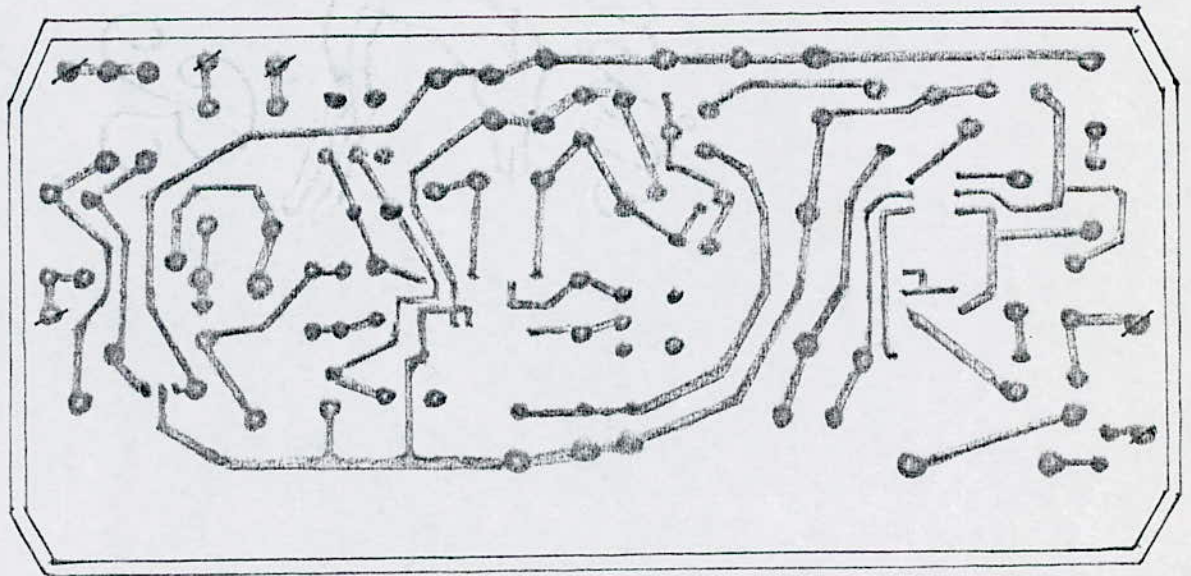
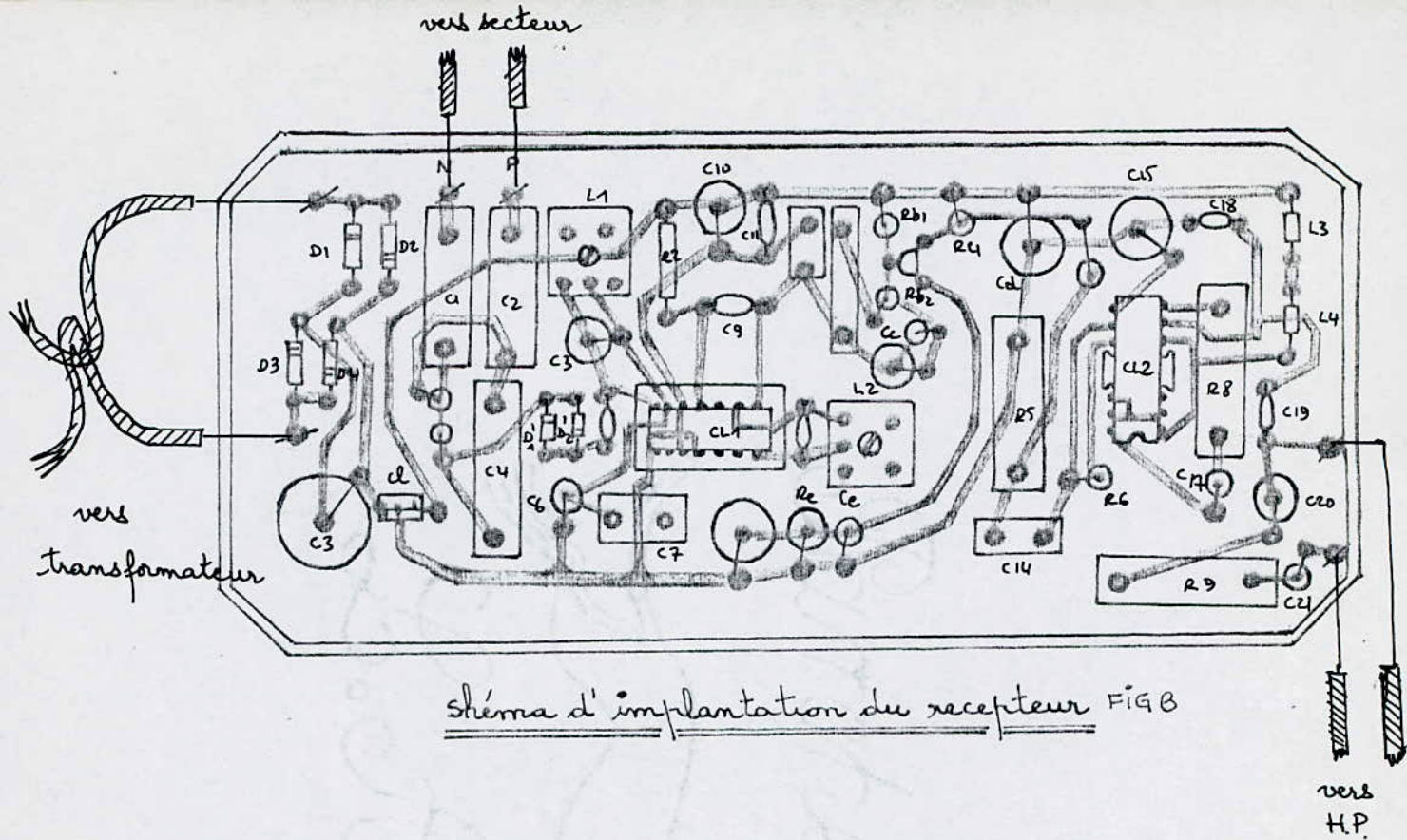
$$f_0 \approx 15 \text{ KHZ.}$$



II. Réalisation du récepteur :

Le circuit récepteur F.M. accordé sur une fréquence de 125 KHZ a été réalisé sur circuit imprimé donc le schéma d'implantation est représenté dans la (FIG B).

En réalité le circuit bouchon à l'entrée du démodulateur a été consciemment désaccordé et ceci pour atténuer l'amplitude du signal modulé en fréquence qui est de l'ordre de 7V crête à crête.



La tension de 7V (CC) qui ne peut être supportée par le démodulateur 5041P SIEMENS.

Un effet au cours de nos manipulations et plus exactement après avoir monté le récepteur, avec le circuit intégré 5041P comme démodulateur et manquant de caractéristiques concernant ce dernier, on l'a détérioré et ceci sans nous rendre compte tout d'abord que le circuit intégré était détérioré avant son utilisation on l'a remplacé par un deuxième (et c'est le dernier qu'on a pu nous procurer).

Le résultat était le même, c'est à dire qu'on a détérioré même ce second circuit intégré.

Alors ce n'est qu'à ce moment qu'on s'est rendu compte que le C.I. n'a pu supporter la tension d'entrée.

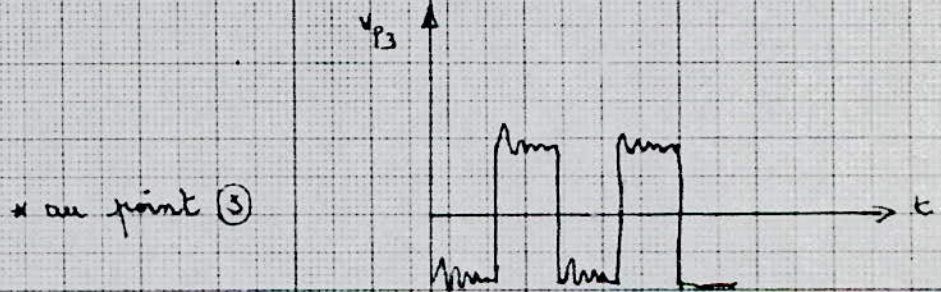
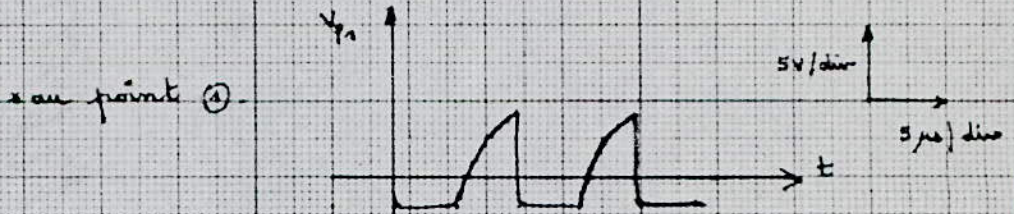
Finalement on a pu rectifier le tir, en désaccordant le circuit bouchon d'entrée et en utilisant un circuit intégré équivalent du 5041P qui est le T.B.A. 1205.

Forme des signaux :

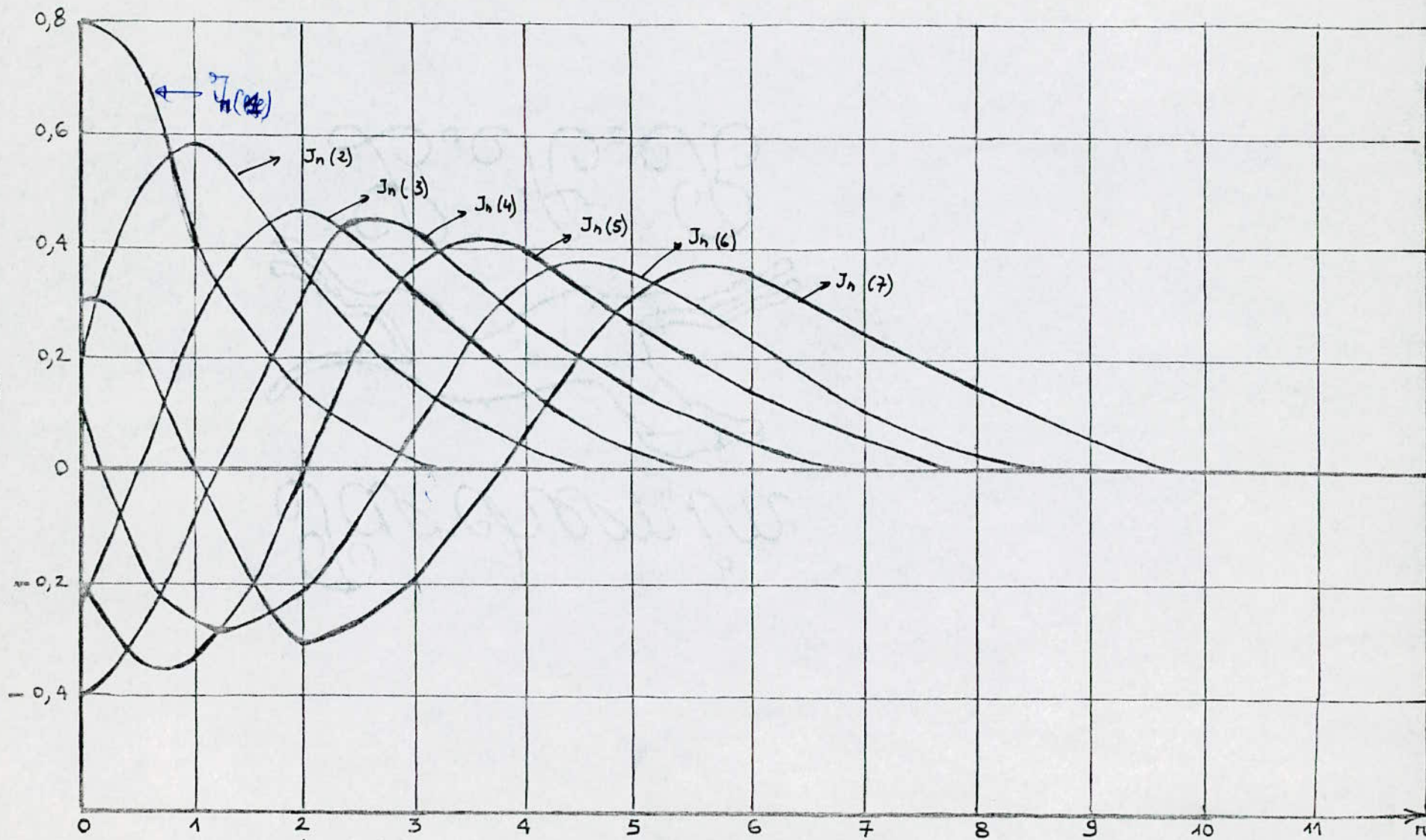
Les signaux relevés aux points (1), (2) et (3) sont représentés dans la (FIG C).

Les formes de ces signaux concordent avec les explications données dans l'étude de notre récepteur.

Forme des signaux du receveur:



~ Annexe ~



- Représentation des fonctions $J_n(x)$ pour $n = 1, 2, \dots, 7$. avec x variable :

FIG 1

m_f	$J_0(m_f)$	$J_1(m_f)$	$J_2(m_f)$	$J_3(m_f)$	$J_4(m_f)$
0	1,000	0	0	0	0
0,1	0,9975	0,0499	0,00124		
0,2	0,99	0,0995	0,00498	0,00017	
0,3	0,9776	0,1483	0,01117		
0,4	0,9604	0,1960	0,0197	0,0013	
0,5	0,9385	0,2423	0,0306		
0,6	0,912	0,2867	0,0437	0,0044	
0,7	0,8812	0,329	0,0589		
0,8	0,8463	0,3688	0,0758	0,0102	0,001009
0,9	0,8075	0,4059	0,0946		
1,0	0,7652	0,4401	0,1149	0,0196	0,002477
1,2	0,6711	0,4983	0,1593	0,0329	0,005023
1,4	0,5669	0,5419	0,2073	0,0505	0,009064
1,6	0,4554	0,5699	0,257	0,0725	0,014995
2,0	0,2239	0,5767	0,3528	0,1289	0,03399
2,4	0,0025	0,5202	0,4311	0,1981	0,064307
2,8	-0,2601	0,3391	0,4783	0,2728	0,10667

tableau des valeurs des $J_n(m_f)$ pour $n = 1, 2, 3, 4$ et

$m_f = 0; 0,1; 0,2; \dots \dots \dots 2,8.$

Conclusion:

Dans notre réalisation pratique, plus exactement dans l'émetteur; la possibilité d'agrandir sa portée a été envisagée, chose malheureusement irréalisable compte-tenu de la bande passante du compteur d'électricité néanmoins les difficultés auxquelles nous nous sommes heurté nous ont été très bénéfiques; dans la mesure où elles nous ont permis de découvrir les véritables problèmes de l'adaptation d'une étude théorique à une réalisation pratique.

~ o o o ~

Bibliographie

- (I) J. MARCUS. La modulation de fréquence. EYROLLES 1960
- (II) P. BESSON. La modulation de fréquence 3^e éd. CHIRON 1957
- (III) V. BIGGI. Emission et réception des ondes hertziennes.
ECOLE SUPERIEURE D'ELECTRICITE 1963
- (IV) J. QUINET. Théorie et pratique des circuits de
l'électronique et des amplificateurs. (T.2)
DUNOD 4^e éd. 1960.
- V. P. SINTES. Cours des fonctions principales de
l'électronique (F.P.E.).
- VI. MALVINO. Principes de l'électronique. (1978)
MC GRAW HILL.
- VII Cours de M HENNI (FEN 176)

~ o o o ~