

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

4/71
nea

Département Télécommunications

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
THESE DE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

FIN D'ETUDES

**Etude et Réalisation
d'un
Téléviseur à Circuits
Intégrés**

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
PARTIE - I - المبرمجيات
الكتابية
ETAGE SON
2 PLANCHES
JURY
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

Président : Mr Ameur MOUSSA Directeur à la SNERI
Promoteur : Mr BAGHLI Ingénieur à la SONELEC
Assesseur : Mr DUPIN Assistant en Télévision à l'ENP

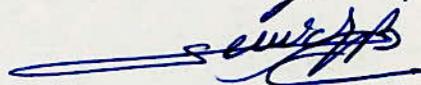
Proposée par : Mr. BAGHLI
Etudié et Réalisée par : B. DERICHE

À M^r. Bentchikou A.

avec l'expression de ma profonde
gratitude pour l'enseignement et
les conseils qu'il m'a dispensés

B. DERICHE

Le 29 Juin 71

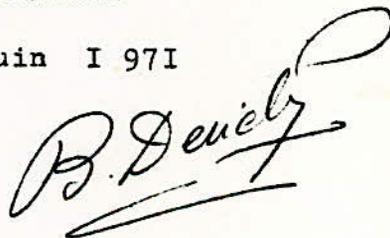


Je dédie cette présente étude à mes parents, à tous les membres de la famille Deriche et Alliés, grands et petits et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation.

En leur exprimant mon éternelle reconnaissance,

B. DERICHE

Le 24 Juin 1971

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'B. Deriche', with a long horizontal flourish underneath.

AVANT - PROPOS

-----0-----

Je tiens à remercier vivement tous mes professeurs et assistants pour la formation qu'ils m'ont donnée, les agents et techniciens du laboratoire du Département Télécommunications pour l'aide précieuse qu'ils ont pu m'apporter au cours de la réalisation de mon projet.

Que Mrs. BAGHLI et DUPIN trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude et reconnaissance pour les conseils et encouragements qu'ils n'ont cessé de me prodiguer durant l'élaboration de cette étude.

B. DERICHE

PLAN DE L'ETUDE
TABLE DES MATIERES

CHAPITRES	PAGES
INTRODUCTION.....	
Les différents Standards mondiaux de Télévision.....	1
I- PRINCIPE DE LA TRANSMISSION DU SON EN INTERPORTEUSE.....	3
II- ETAGE SON D'UN TELEVISEUR 625 1 (GERBER B).....	4
A) L'amplificateur MF.....	4
B) Le limiteur.....	5
1-Comportement statique	
2-Comportement dynamique	
3-Exemples de limiteurs:	
a-Limiteur à simple Diode	
b-Limiteur à double Diode	
C) La Démodulation.....	8
Les dispositifs de détection:	
1-Discriminateur de TRAVIS	
2-Discriminateur de FOSTER-SEELEY	
3-Détecteur de rapport	
D) L'amplificateur BF.....	16
E) Discussions sur le système interporteuse.....	16
III- LES CIRCUITS INTEGRES DANS LES ETAGES SON FM(TV).....	18
A) Etude générale.....	18
-Classification proposée	
-Etude des schémas internes	
-Amplificateur différentiel	
B) Etude de l'intégration de l'ampli MF avec le TAA350.	23
C) Etude avec le TAA 450.....	24
a-Schéma interne, principe de fonctionnement.....	24
b-Les Etages de l'amplificateur MF.....	25
c-Etude du montage pratique du TAA 450 sur le TV..	26
-Résultats des mesures.	
-Tracé des caractéristiques de l'ampli du TAA.	

D) Determination de l'ampli equivalent.....31

- Calcul des éléments de liaison inter-étages.....32
- Calcul des éléments de polarisation35
 - Etude du premier étage
 - Etude du second étage
- Etude du neutrodynage.....37
 - Calcul des éléments de neutrodynage
- Schéma de l'amplificateur réalisé39
 - Tracé de la courbe de réponse.....40

E) Etude de la détection.....41

- Reconstitution du détecteur de rapport
- Tracé de sa courbe de réponse

F) Essai sur le Téléviseur.....44

- Résultats
- Conclusions

G) Etude de l'intégration totale d'un étage son FM.TV..47

----- 0 -----

Afin de pouvoir étudier les TV à tubes, transistors et circuits intégrés permettant la réception des divers standards mondiaux, il est indispensable de connaître les particularités de ces derniers.

Une émission de TV se caractérise par:

- La fréquence de la porteuse Vision
- La fréquence de la porteuse Son
- La définition, c'est-à-dire le nombre de lignes par image.
- La largeur de la bande à transmettre qui est liée au nombre de lignes par image.
- Le sens de la modulation d'image et la forme des signaux de synchronisation.
- La nature de la modulation du Son.

La Conférence Européenne de Radiodiffusion, réunie à Stockholm en 1961, a défini les bandes réservées aux Emissions de Télévision:

- La bande I s'étend de 41 à 68 MHz
- La bande II de 87,5 à 100 MHz est réservée aux émissions sonores FM.
- La bande III est comprise entre 163 et 216 MHz.
- Les bandes IV et V s'étendent de 470 à 960 MHz.

Cette même conférence a permis de dresser le tableau des différents Standards mondiaux qui sont reproduits ci-après.

En Europe, à part le standard anglais 405 lignes (A) et le 819 lignes français et belge (E et F), on voit qu'il existe 8 standards 625 lignes différents. Il est vrai que les standards B et G d'une part et D et K d'autre part sont pratiquement identiques.

Le premier standard 625 lignes pour VHF (bande I et III) appelé improprement CCIR, est le standard GERBER B. Il a été conservé pratiquement identique (G) pour les bandes IV et V (UHF).

L'Algérie émettait selon le Standard E français. Les stations d'émissions ont été modifiées et actuellement notre pays émet selon le GERBER B.

INTRODUCTION

Depuis sa création, l'industrie de l'électronique cherche à réduire le volume et le poids de ses appareils en étudiant des circuits nouveaux et en miniaturisant les composants.

La mise au point des dispositifs à semi-conducteurs a fait progresser d'une façon spectaculaire cette diminution de volume des appareils, mais elle a surtout ouvert la voie à des recherches qui n'en sont qu'à leur début.

Actuellement, l'introduction des circuits intégrés dans l'électronique dite " grand public " est chose faite, non seulement dans le domaine des essais expérimentaux, mais aussi dans le domaine " pratique " c'est-à-dire dans les appareils réalisés à l'échelon industriel, tels les récepteurs: Radio et Télévision,

L'Etude fort intéressante proposée par Mr. BAGHLI, Ingénieur à la SONELEC, consiste en premier lieu à faire une analyse d'un étage Son d'un Téléviseur 625 lignes, Standard GERBER B, appelé improprement "CCIR", déjà équipé d'un circuit intégré, et en second lieu à reconstituer à partir d'éléments ordinaires les différents étages ^{de} que remplace ce circuit intégré afin prouver, d'une manière concrète, les avantages apportés, dans l'établissement des étages Son FM, par ces micro-circuits.

----- 0 -----
++++++

- TABLEAU DES DIFFÉRENTS STANDARDS MONDIAUX -

REPÈRE UER	A			B	C	D	E	F	G	H	I	K	L
SYSTÈME	Anglais	Américain F.C.C		Europ. Gerber	Belge	OIRT	France	Belge	Gerber	Gerber	Anglais	OIRT Europ.	Français
Nombre de lignes	405	525	625	625	625	625	819	819	625	625	625	625	625
Affectation	VHF	VHF/ UHF	VHF/ UHF	VHF	VHF	VHF	VHF	VHF	UHF	UHF	UHF	UHF	UHF
Largeur Canal MHz	5	6	6	7	7	8	13,15	7	8	8	8	8	8
Bande Vidéo MHz	3	4	4	5	5	6	10,4	5	5	5	5,5	6	6
Ecart Porteurs MHz	3,5	4,5	4,5	5,5	5,5	6,5	11,15	5,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5
Sens du Canal	V > S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V > S V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S
Bande Résiduelle (MHz)	0,75	.	.	0,75	0,75	0,75	2	0,75	0,75	1,25	1,25	1,25	1,25
Nombre Canaux VHF	13	12	12	11	11	11	11	11
Nombre Canaux UHF	.	70	70	49	49	49	49	49
Fréquence Trame Hz	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
Fréquence ligne Hz	10125	15570	15625	15625	15625	15625	20475	20475	15625	15625	15625	15625	15625
Modulation Image	+	-	-	-	+	-	+	+	-	-	-	-	+
Modulation Son	AM	FM	FM	FM	AM	FM	AM	AM	FM	FM	FM	FM	AM

COMPOSITION D'UN TELEVISEUR

Pour la réalisation d'un poste TV à transistors, on s'est inspiré de leurs homologues à lampes. Dans un appareil TV à transistors, on trouvera les parties suivantes:

- a) Le tuner UHF et le rotacteur VHF.
- b) L'amplificateur FI image avec circuits éliminateurs de Son et un circuit capteur de son qui est en fait un éliminateur fournissant le signal FI Son du récepteur si le Son est à modulation d'amplitude.
- c) L'amplificateur FI Son à modulation d' amplitude ou de fréquence selon le standard adopté.
- d) La détectrice diode pour la FI image.
- e) La détectrice diode pour la FI Son à modulation d'amplitude ou le discriminateur à deux diodes dans le cas du Son à FM.
- f) L'amplificateur vidéo-fréquence (VF).
- g) Le tube cathodique qui est un tube à vide.
- h) Les circuits de synchronisation qui peuvent comporter un comparateur de phase. -gne
- i) Les oscillateurs de relaxation des bases de temps image et li-
- j) Les étages de liaison entre oscillateurs et étages finals qui n'existent généralement pas dans les bases de temps à lampes.
- k) Les étages finals des bases de temps avec leurs bobinages de sortie suivis du bloc de déviation verticale et horizontale.
- l) L'alimentation.
- m) L'antenne et le câble de transmission.

-----= 0 =-----

 =

I- PRINCIPE DE LA TRANSMISSION DU SON SELON LE SYSTEME 625 1B :

L'écart entre les porteuses Son et Vision dans le système Gerber B ou système interporteuse est de 5,5 MHz. L'oscillateur local interférant avec ces deux porteuses produit des signaux FI espacés également de 5,5 MHz.

L'amplificateur FI (fréquence intermédiaire) est établi de façon à transmettre tout le spectre FI. Il n'y a pas de séparation entre le Son et la Vision.

La Détection fait apparaître aux bornes de la résistance de charge plusieurs signaux :

x- le signal vidéo-fréquence résultant de la détection de la modulation FI Vision ; son spectre s'étend de 0 à 5 MHz.

x- un signal basse fréquence parasite s'étendant de 0 à 15 kHz dû à la discrimination par la courbure du détecteur du signal FI Son modulé en fréquence.

x- le signal interporteuse modulé en fréquence autour d'une fréquence centrale de 5,5 MHz, résultant du battement des signaux FI Vision et Son.

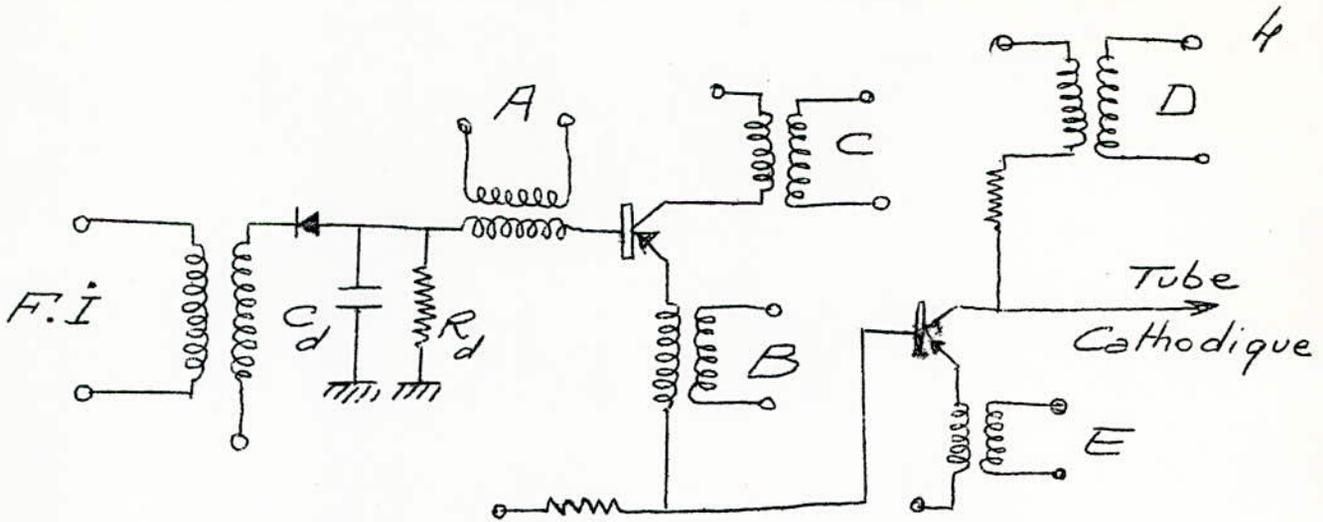
x- les harmoniques de ces signaux.

Le prélèvement du signal interporteuse est effectué aux bornes d'un circuit accordé sur 5,5 MHz et pouvant être disposé soit dans l'étage détection, soit dans l'étage vidéo.

Les différentes possibilités de prélèvement du signal sont les suivantes :

- a) à la détection
- b) sur l'émetteur du préampli-vidéo
- c) sur le collecteur du même étage
- d) sur le collecteur du transistor final vidéo
- e) sur l'émetteur du transistor final vidéo

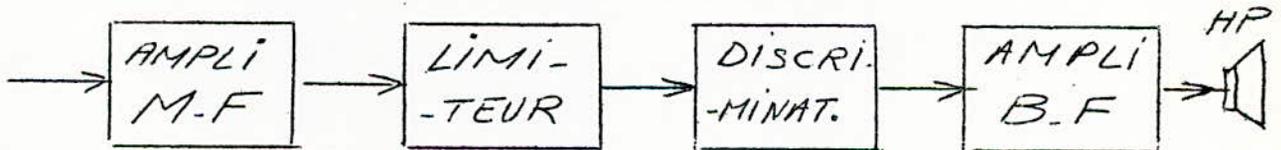
Nous pouvons voir sur la figure suivante les 5 points possibles de prélèvement :



Le plus souvent on préfère bénéficier de l'amplification de l'étage préamplificateur vidéo et on opère le prélèvement du son sur le collecteur (c).

Pour notre cas, le prélèvement est effectué sur l'émetteur (cas B).

Le signal interporteuse est alors dirigé vers un amplificateur, un limiteur, un discriminateur et un amplificateur basse fréquence, ceci dans les cas généraux, car comme nous allons



le voir, le limiteur n'est plus indispensable quand le discriminateur utilisé est un détecteur de rapport.

II- ETAGE SON D'UN TV 625 LIGNES GERBER B :

A/ L' Ampli MF : Les problèmes qui se posent à l'amplificateur moyenne fréquence Son d'un récepteur TV à transistors sont presque les mêmes que pour un ampli MF Son à tubes. Le gain de l'ensemble doit être suffisant pour qu'à la détection on soit dans la partie linéaire de la caractéristique $I_c = (V_{ce})$.

La bande passante demandée est beaucoup moins large que

celle de l'ampli MF Vision. Ceci permet d'utiliser ainsi des circuits couplés et accordés sur la même fréquence qui est la fréquence intermédiaire.

La bande passante ne doit tout de même pas être inférieure à 500 KHz car une faible variation de la fréquence de l'oscillateur local pourrait éventuellement déplacer la fréquence intermédiaire Son à la sortie du rotacteur hors de la bande passante de l'ampli MF Son lui-même. Les distorsions de phase n'ont pas d'effets nuisibles.

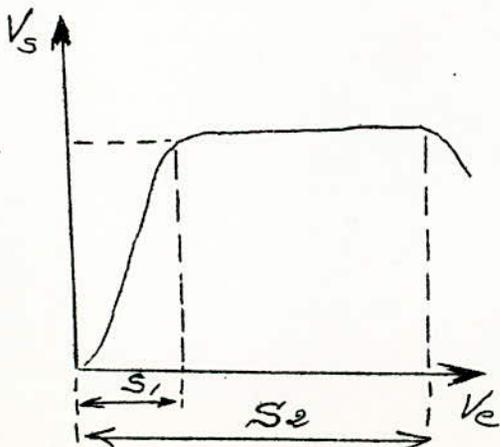
B/ Le Limiteur : Le but essentiel du limiteur est de supprimer la modulation parasite d'amplitude, éventuellement d'écrêter des impulsions de bruits parasites ce qui améliore le rapport signal sur bruit.

Quelque soit le niveau du signal à l'entrée, celui à la sortie du limiteur doit être constant, ce qui permet au discriminateur qui suit le limiteur de fonctionner normalement, c'est à dire de délivrer une tension dont l'amplitude est proportionnelle à l'écart instantané de fréquence.

Deux modes de comportement du limiteur sont à préciser :

I) Le comportement statique fournit le moyen de s'assurer que le limiteur absorbe bien des variations du niveau moyen reçu. Elles peuvent provenir, par exemple, du fading lors de la propagation des ondes, etc.....

Pour vérifier ce comportement, on trace la courbe Tension de Sortie V_S en fonction de la tension d'entrée V_e du limiteur.

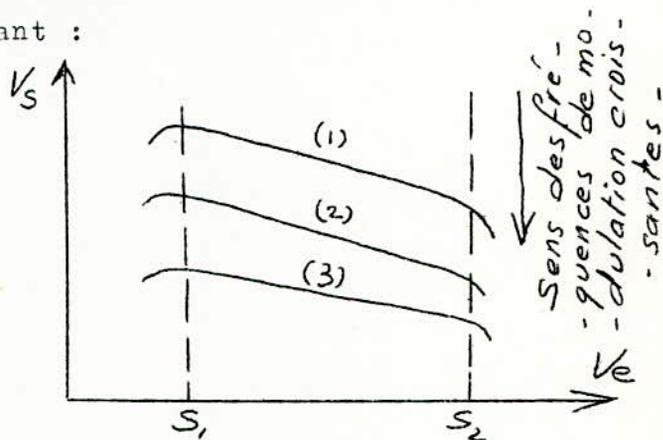
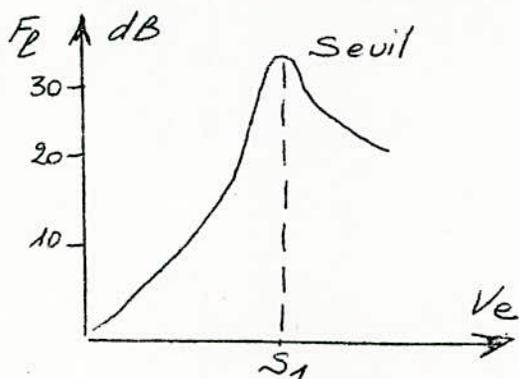


La tension de sortie V_S est constante sur une portion finie de la courbe, à partir d'une valeur $V_e = S_1$ jusqu'à $V_e = S_2$. S_1 définit le seuil du limiteur et S_2 le niveau supérieur de limitation. La zone de limitation (où $V_S = \text{Cte}$) est obtenue par $S_1 < V_e < S_2$

2) Le comportement dynamique du limiteur fournit le moyen de s'assurer que ce dernier atténue les variations d'amplitude qui accompagnent, autour d'un certain niveau moyen, la modulation de fréquence.

Afin de vérifier ce comportement, on applique au dispositif une tension modulée en amplitude, avec un pourcentage de modulation constant K_e ($= 30\%$) à l'entrée et à la sortie du limiteur on note le pourcentage de modulation K_s , on définit alors le facteur de limitation $F_l = 20 \lg_{10} \left(\frac{K_e}{K_s} \right)$; le facteur de limitation F_l correspond au fonctionnement réel autour d'un point donné.

La variation du facteur de limitation en fonction de V_e est donnée par le graphe suivant :



En fait, il faut considérer le facteur de limitation pour différentes valeurs de la fréquence de modulation car en FM l'indice de modulation varie lui-même en fonction de la BF appliquée.

Pour des fréquences de modulation croissantes, la courbe de limitation se translate vers le bas. L'efficacité dynamique varie lorsque la fréquence de modulation croît.

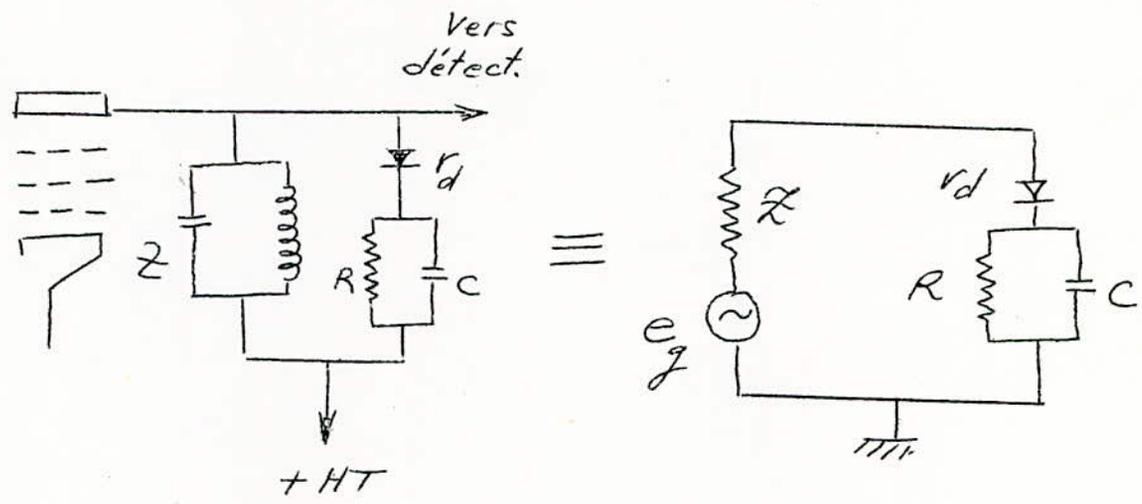
Lorsqu'on dispose de plusieurs étages limiteurs en série, les facteurs de limitation s'ajoutent.

3) Exemples de Limiteurs à diodes :

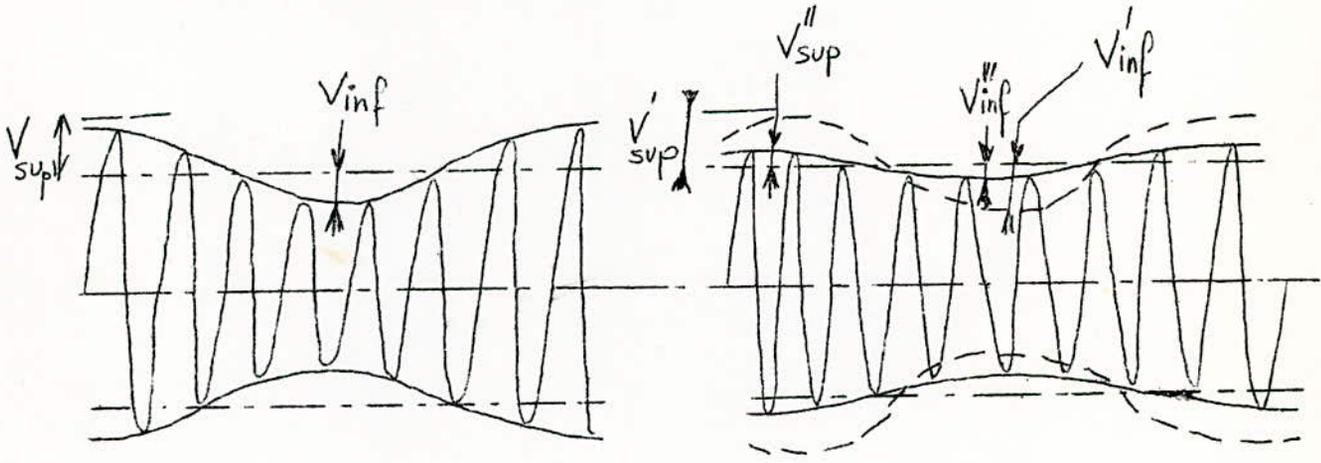
Ces types de limiteurs sont très intéressants car ils sont d'une part peu encombrants, d'autre part économiques. Les diodes sont aussi peu encombrantes que des résistances et ont des caractéristiques qui conviennent parfaitement au problème de limitation.

-Il faut distinguer les limiteurs à simple diode et ceux à double diode.

a) Limiteur à simple diode:



Le coefficient de surtension Q du circuit accordé et l'impédance Z sont élevées. La constante de temps RC doit être grande par rapport à la plus basse fréquence de modulation à limiter. L'effet de limitation joue à la fois sur les ondes de modulation supérieure et inférieure:



a) • Avant limitation

b) • Après limitation

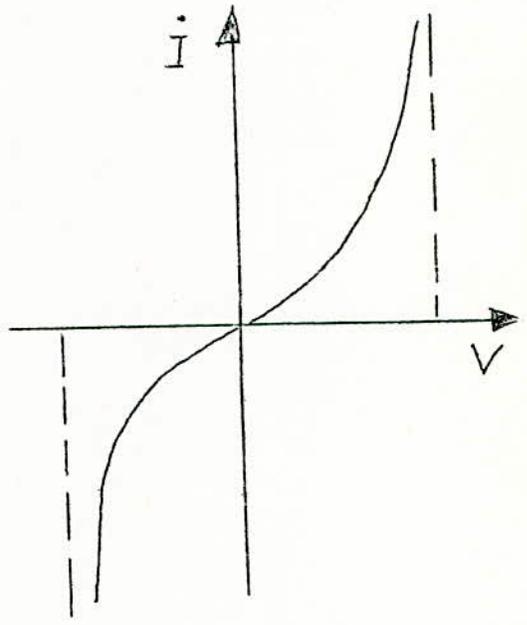
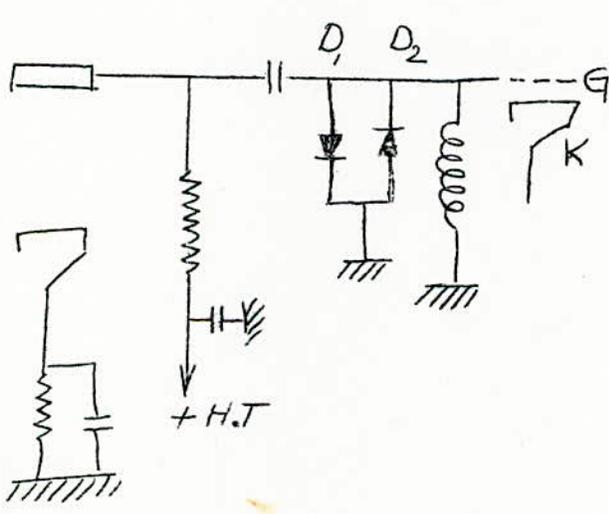
La polarisation V_d aux bornes de la diode est égale approximativement à la valeur de l'amplitude maximum de la porteuse et reste à peu près constante malgré la modulation parasite.

Pour la partie supérieure de l'onde de modulation, la diode shunte le circuit accordé avec sa résistance interne r_d . Quant à la partie inférieure de l'onde de modulation, la limitation apparaît de la même manière car la diode conduit tant que les variations de la modulation d'amplitude ne descendent pas au dessous de la polarisation de la diode.

La réduction de la partie inférieure de l'onde de modulation n'est pas aussi complète que celle de la partie supérieure car la diode fonctionne avec un courant plus faible et shunte alors le circuit accordé avec une résistance interne plus grande.

b) Limiteur à double diode:

Les deux diodes sont montées tête-à-tête. Le courant débité dans l'ensemble en fonction de la tension appliquée varie d'une manière exponentielle:



Le circuit oscillant étouffe les harmoniques pour ne filtrer que le fondamental; en fait, il subsiste un certain taux d'harmoniques qui est fonction du coefficient de surtension du circuit.

C) LA DEMODULATION

La propriété d'un discriminateur linéaire est telle qu'une tension d'entrée V_E de la forme: $V_E = \exp(j(\omega + \Omega)t)$ entraîne une tension V_S à la sortie $V_S = K \Omega \exp(j(\omega + \Omega)t)$ K étant constant.

Soit une tension d'entrée de la forme:

$$V_E(t) = e^{j(\omega t + \varphi(t))} = e^{j\omega t} \cdot e^{j\varphi(t)}$$

On peut considérer $e^{j\varphi(t)}$ comme étant le résultat de l'intégrale de Fourier:

$$e^{j\varphi(t)} = \int_C A(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega$$

Il vient alors:

$$\begin{cases} V_E(t) = \int_C A(\Omega) \cdot e^{j(\omega + \Omega)t} d\Omega \\ V_S(t) = K \int_C A(\Omega) \Omega \cdot e^{j(\omega + \Omega)t} d\Omega \end{cases}$$

Dérivons les deux membres de l'intégrale de Fourier, il vient:

$$\begin{cases} e^{j\varphi(t)} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} = \int_C A(\Omega) \Omega \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \\ V_S(t) = K \cdot e^{j(\omega t + \varphi(t))} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \end{cases}$$

Après détection, nous avons: $V_S(t) = K \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt}$ c'est à dire une tension proportionnelle à la fréquence instantanée $\frac{d\varphi(t)}{dt}$

* Les dispositifs de détection:

On peut distinguer deux grandes catégories de discriminateurs:

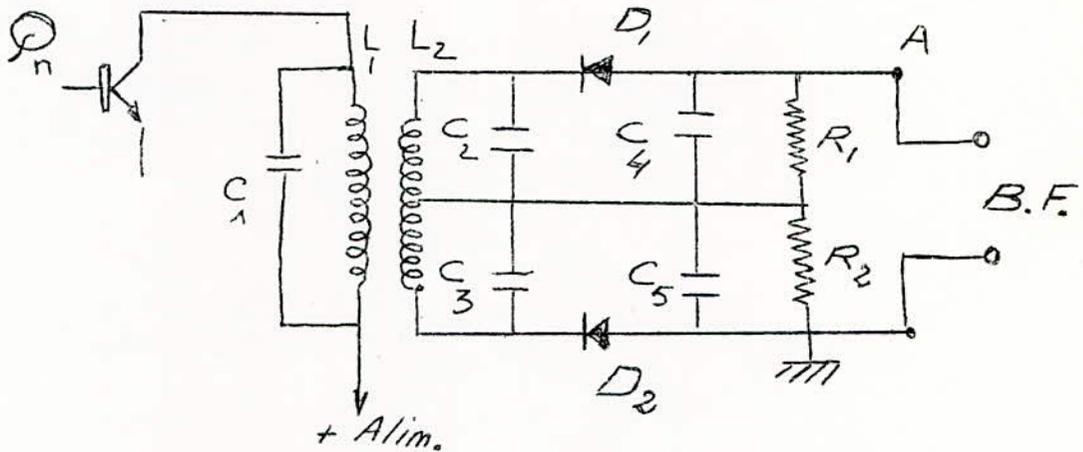
- les discriminateurs à diodes
- les discriminateurs à lampes

Leurs principes sont différents. En T.V, ce sont les premiers qui sont utilisés, aussi ne traiterons-nous que ceux-là.

Ils existent plusieurs sortes de discriminateurs à diodes: certains nécessitent une tension d'attaque constante et se situent de ce fait après un limiteur, alors que d'autres tels que le discriminateur de rapport, une limitation préalable n'est pas imposée car de par leur fonctionnement, ils ont un caractère de limitation. Les premiers dispositifs de détection du son à modulation de fréquence ont été les discriminateurs de Traviset de Foster-Seeley. Ces deux discriminateurs nécessitent une limitation de la tension d'attaque. Mais pour des raisons aussi bien techniques qu'économiques, ces deux discriminateurs ne sont pratiquement plus utilisés

en reception TV son FM, car le detecteur de rapport de par sa simplicité en ne necessitant pas d'étage limiteur les a détronés.

1) Le discriminateur de Travis:



Deux détecteurs D_1 et D_2 reçoivent des signaux aux fréquences f_1 et f_2 telles que:

$$f_1 = f_r + f \quad \text{et} \quad f_2 = f_r - f$$

f_r étant la fréquence médiane de la FI des signaux à amplifier, soit 5,5 MHz pour notre cas. La liaison entre Q_n , dernier transistor amplificateur FI à modulation de fréquence et les deux diodes s'effectue par un transformateur dont le primaire L_1 est accordé sur f_r et les secondaires L_2 et L_3 sur f_1 et f_2 respectivement. Les charges R_1 et R_2 sont montées en série. Ce montage transforme toute variation de fréquences du signal fourni par Q_n en variation d'amplitude, c'est à dire en signaux basse fréquence.

Ainsi, soit le cas d'un signal BF à la fréquence f_0 . La modulation de fréquence fait varier f_0 fois par seconde la fréquence f du signal appliqué sur L_1 , centrée sur f_r .

Lorsque $f > f_r$, la bobine L_2 reçoit un signal de fréquence plus proche de f_1 que de f_2 , donc, après redressement par les diodes la tension sur R_1 est supérieure à celle sur R_2 . Si les sorties des diodes sont sur les anodes, le point A sera négatif par rapport à la masse.

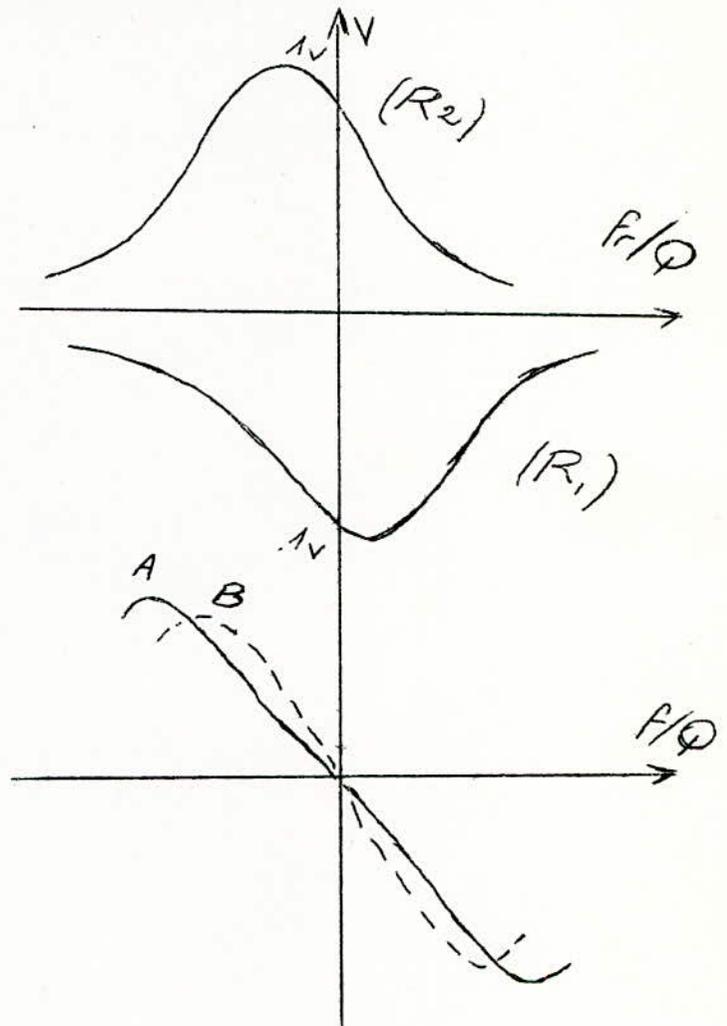
A l'alternance négative de la modulation de f_r par f_0 , la fréquen-

-ce f est inférieure à f_r et le point A devient positif.

Les caractéristiques du discriminateur sont les suivantes:

a) aux bornes des diodes séparément.

b) aux bornes de sortie de l'ensemble.

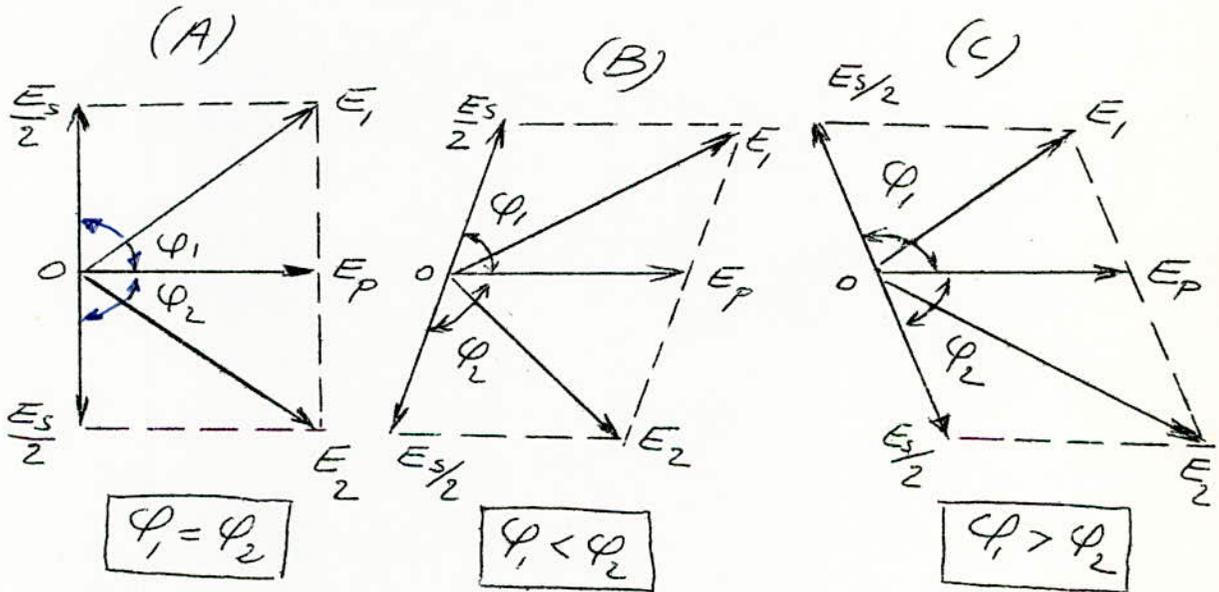
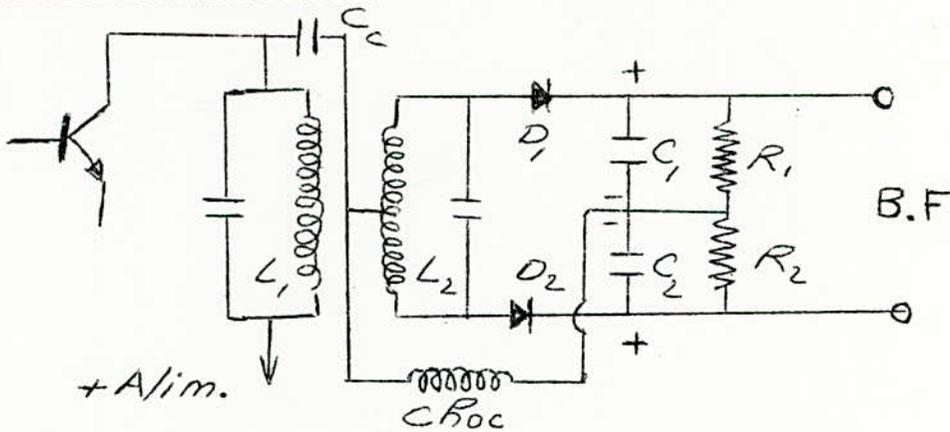


En augmentant l'écart des résonances des deux circuits, on obtient la courbe (b). Les deux circuits ont même coefficient de surtension Q . La tension de sortie du discriminateur est la somme algébrique des tensions aux bornes de R_1 et R_2 c'est à dire dans le cas présent, la différence arithmétique représentée en (b). La variation de fréquence du signal donne par conséquent une variation d'amplitude de la tension de sortie au rythme de la BF qui a modulé la fréquence à l'émission. Au repos, c'est à dire sans modulation BF, $f=f_r$ et les tensions sur R_1 et R_2 doivent être égales et de sens opposées ce qui donne une tension de sortie nulle.

2) Le discriminateur FOSTER-SEELEY :

On designe également ce type de discriminateur sous le nom de discriminateur de phase.

Son schéma de principe est le suivant :



En a, b, c, nous avons représenté les angles de phase des tensions pour :

$a(f=f_r)$

$b(f > f_r)$

$c(f < f_r)$

Les circuits primaire et secondaire sont accordés sur la fréquence intermédiaire. La tension développée aux bornes du primaire L_I (E_p) est injectée au point milieu de l'enroulement secondaire par l'intermédiaire de la capacité C_c .

Pour $f=f_r$, la tension primaire E_p est à 90° par rapport à chacune des tensions $E_s/2$ ce qui donne $E_1=E_2$; Ces tensions aux bornes des charges $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$ sont égales mais de signes contraires.

-res. La tension résultante est alors nulle.

Si la fréquence du signal appliqué au transformateur est variable, la tension injectée sur l'une des diodes est plus importante que celle appliquée sur l'autre et ce déséquilibre entraîne une tension à la sortie qui est en concordance avec le déséquilibre des fréquences.

La conclusion que l'on pourrait faire sur ces discriminateurs est la suivante:

- leur principal avantage réside dans le fait qu'ils donnent le minimum de distorsion.

- leur principal inconvénient dans le fait qu'ils nécessitent un étage limiteur.

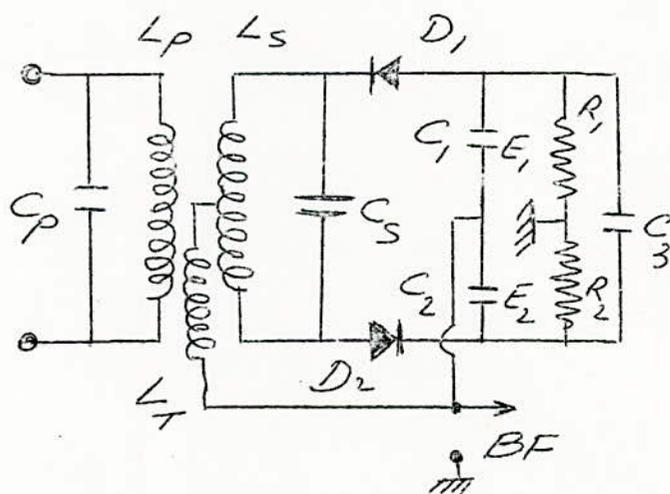
Le discriminateur FOSTER SEELEY, abandonné pendant de longues années au profit du détecteur de rapport que nous allons étudier maintenant, figure à nouveau dans la plupart des montages FI radio à haute fidélité.

3) Le détecteur de rapport:

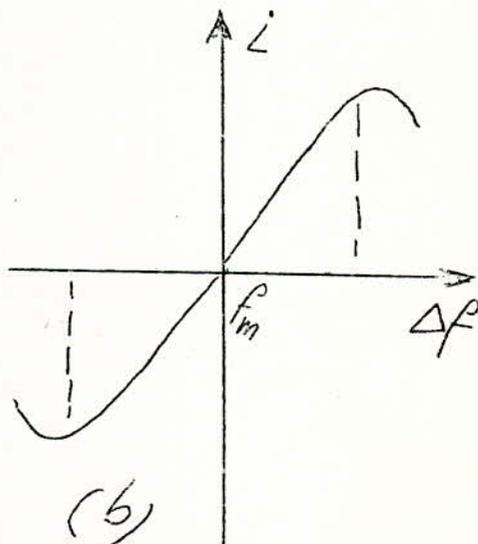
Ce détecteur de rapport joue deux rôles: d'abord il transforme les variations de fréquences en variations d'amplitudes, de plus, c'est un limiteur d'amplitude.

Il est dû à SEELEY et AVINS, de la C^{ie} RCA.

Son schéma est le suivant:



(a)



(b)

Il comprend deux diodes D_1 et D_2 alimentées par un secondaire S couplé au primaire P et dont la prise médiane est portée à une tension supplémentaire, de phase convenable, par un tertiaire T fortement couplé à P. Mais ici, si pour l'une des diodes c'est toujours la "plaque" qui est réunie à l'extrémité du secondaire S, pour l'autre, au contraire, c'est la cathode, de telle façon que les deux diodes sont, en somme, montées en série.

A la sortie du discriminateur, deux résistances R_1 et R_2 égales ont leur point commun à la masse, et deux condensateurs C_1 et C_2 sont disposés en série, les tensions de basse fréquence apparaissant à leurs bornes étant E_1 et E_2 . On dispose, enfin, un troisième condensateur C_3 shuntant l'ensemble $C_1 C_2$.

La tension détectée reproduisant la modulation est prise entre le point médiant des condensateurs C_1 et C_2 et la masse.

La caractéristique d'un tel discriminateur a la forme donnée en (b).

La tension apparaissant aux bornes de C_3 étant $E_1 + E_2$ et la tension des signaux BF étant fonction de $E_1 - E_2$. Si alors on s'arrange pour maintenir constants le rapport E_1/E_2 et la somme $E_1 + E_2$ quelle que soit l'amplitude des signaux à l'entrée, cette caractéristique ne tourne plus par rapport à l'origine du graphique (b), si cette amplitude varie.

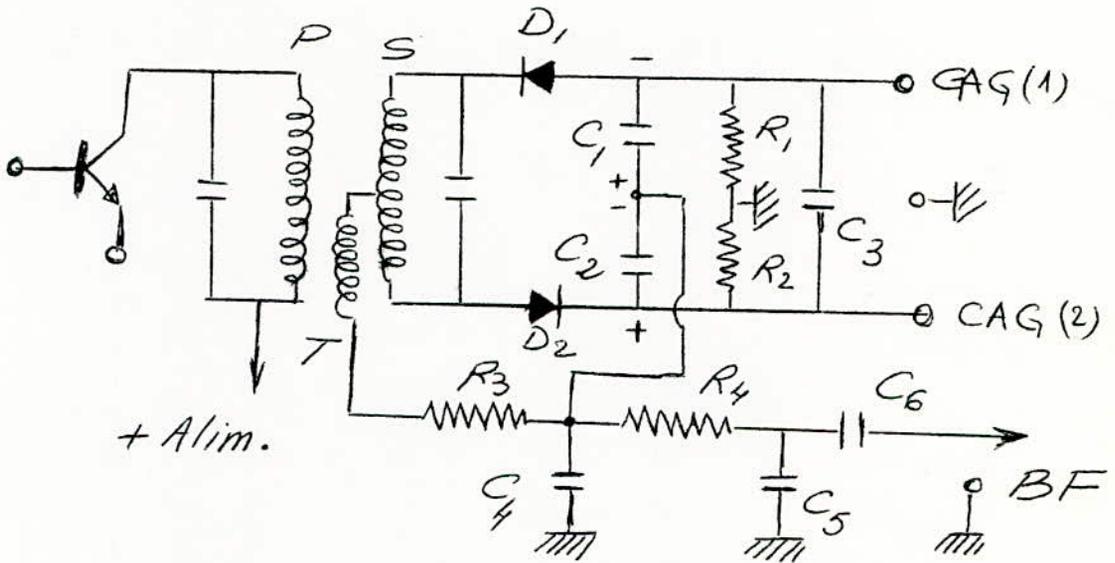
Le rapport E_1/E_2 est normalement indépendant de cette amplitude. Le moyen d'obtenir la constance de $E_1 + E_2$ consiste à donner au condensateur C_3 une très forte valeur (de l'ordre de 2 à 10 mmF).

C'est l'utilisation de ce condensateur qui est l'une des caractéristiques essentielles du discriminateur de rapport.

On peut dire en somme que la stabilisation de $E_1 + E_2$ par un fort condensateur a le même effet qu'une variation apparente des résistances de charge des diodes, qui réduirait la valeur de ces résistances si l'amplitude du signal à l'entrée augmentait, ou qui l'accroîtrait si cette amplitude diminuait, de façon à éliminer ou du moins, à réduire de beaucoup tout effet résiduel d'une modulation d'amplitude.

Si le condensateur C_3 élimine donc la modulation d'amplitude aux fréquences audibles, il n'élimine toutefois pas les fluctuations très lentes de la tension $E_1 + E_2$ dues par exemple aux variations de l'amplitude de la porteuse (fading). Aussi peut-on prélever entre la borne convenable de C_3 et la masse une tension servant à la régulation automatique de l'amplification des étages qui précèdent le discriminateur.

L'un des montages les plus utilisés est le suivant:



Les tensions apparaissant sur C_1 et C_2 sont dans le même sens mais évidemment de valeurs différentes de sorte qu'au point Y apparait une différence qui est la BF.

- R_3 de faible valeur (45 à 50 Ω), disposée en série avec le tertiaire réduit le courant de crête des diodes et la modulation assymétrique éventuelle, particulièrement pour les signaux intenses

- C_4 permet le retour à la masse des composantes HF (~ 300 à 350 pF).

- R_4 et C_5 forment un système de déaccentuation réduisant l'amplitude relative des composantes de modulation de fréquences les plus élevées dont le niveau a été accru à l'émission.

- C_6 est un condensateur de liaison.

L'avantage du détecteur de rapport réside dans la dispence d'un étage limiteur. La distotion qu'il est susceptible d'amener demeure acceptable.

D. L'AMPLIFICATEUR BF :

Après la détection, le signal BF est amplifié pour obtenir la puissance nécessaire pour une bonne écoute du son.

Deux cas sont à considérer:

- le récepteur portable
- l'appareil d'appartement.

Dans le récepteur portable, on doit économiser de la puissance d'alimentation: c'est donc un amplificateur classe B qui sera adopté à cause de son meilleur rendement. La puissance modulée fournie à la bobine du Haut-Parleur doit être donc de l'ordre de 1 W. Cette puissance constitue un bon compromis entre la satisfaction de l'utilisateur et la consommation d'énergie.

Il n'en est pas de même pour le téléviseur d'appartement alimenté par le secteur tel le récepteur étudié. Que ce soit pour les téléviseurs à lampes ou à transistors, la puissance BF fournie est de l'ordre de 3W. L'amplificateur classe A convient donc fort bien, d'autant plus que sa consommation étant constante, on simplifie la régulation de la tension d'alimentation. Dans le téléviseur étudié; l'amplification BF est réalisée au moyen d'une triode-pentode PCL 86 généralement utilisée dans les étages de puissance.

E. DISCUSSIONS SUR LE SYSTEME INTERPORTEUSE :

Les avantages du système sont les suivants:

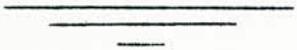
- économie appréciable dans le prix de revient de la chaîne son
- grande stabilité de la fréquence centrale qui est insensible aux dérives de l'oscillateur local.
- la fréquence interporteuse étant relativement basse, l'établissement des étages amplificateurs "et limiteurs au besoin" ne pose pas de difficultés.

Les inconvénients:

- en l'absence de la porteuse vision, impossibilité de recevoir l'émetteur son. En cas de panne de l'émetteur vision, il est donc impossible d'être renseigné sur la reprise du programme.

-en cas de surmodulation de l'émetteur vision, on constate un blocage complet du son .

-possibilités de brouillage du son par des résidus modulés en fréquence de l'émetteur vision ou de la chaîne vision du récepteur.



III. LES CIRCUITS INTEGRES DANS LES ETAGES SON FM (T.V)

A) ETUDE GENERALE:

Comme nous venons de le voir précédemment, un étage son d'un récepteur TV comprend:

- un ampli MF
- un étage limiteur quand le système de détection utilisé le nécessite
- un étage détecteur
- un ampli BF
- un haut parleur

Deux liaisons par bobinages existent aussi: le filtre disposé à l'entrée de l'ampli MF et le bobinage du système détecteur.

Comme les bobinages sont les seuls éléments qui ne sont pas intégrés, nous voyons donc apparaître les parties susceptibles d'être remplacées par les circuits intégrés

- l'ampli MF
- l'étage limiteur
- une partie du discriminateur, en l'occurrence les diodes de détection.

-l'étage BF, quand la puissance demandée n'excède pas les 3 ou 5 W, environ, car un des problèmes majeurs qui subsiste encore pour les circuits intégrés est la puissance qu'ils peuvent fournir sans pour autant que la stabilité de leur fonctionnement soit défavorisée ou diminuée.

L'intégration des différents étages cités ci-dessus est effectuée aussi bien séparément qu'en groupement, un circuit intégré tel le TAA 450 pouvant remplir les fonctions amplification MF, détection et préamplification BF.

La première partie de l'étage Son qui a été intégrée est l'ampli MF. Ceci a pu être réalisé à partir du moment où l'on a pu fabriquer des composants semi-conducteurs (Transistors) à haute performances. A l'ampli MF sont venus s'ajouter les diodes du discriminateur, le préampli BF.

Les derniers nés des circuits intégrés en BF peuvent fournir une puissance de l'ordre de 5 à 10 W selon les conditions de leur emploi.

Classification proposée pour les circuits intégrés (MF SON FM)

Etant donné qu'il existe à l'heure actuelle un très grand nombre de différents circuits intégrés, nombre qui ne cesse de croître, il est difficile de trouver un classement valable.

En moyenne fréquence Son FM, certaines personnes classent les circuits intégrés s'y rapportant d'après les Sociétés qui les réalisent: séries TAA, ULN, MC...etc., d'autres suivant leur gain. A notre avis, un classement "valable" pourrait se faire selon le car les différents amplis MF ne peuvent différer que par leur performance (gain), alors que pour la détection, c'est le système de détection lui-même qui est mis en cause; aussi, avons-nous envisagé le classement suivant le mode de détection (ou de discrimination) Nous obtenons ainsi deux grandes catégories:

Catégorie A- Circuits intégrés avec détection à 2 diodes.

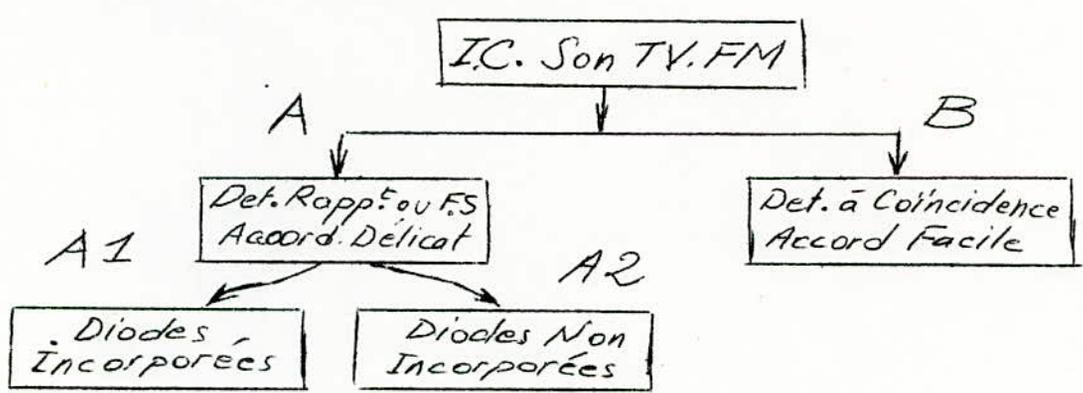
Catégorie B- Circuits intégrés avec détecteur à coïncidence.

Dans la catégorie A, nous trouverons deux variantes:

A1 - Les circuits intégrés contenant les diodes de détection, et parfois un préampli BF. Dans ce cas, le bobinage de discrimination sera seul extérieur.

A2 - Les circuits intégrés ne contenant pas les diodes du discriminateur et dans ce cas l'élément de détection comprendra les bobinages et les diodes.

Ce classement sera représenté donc schématiquement de la manière suivante:



Etude des schémas internes des circuits intégrés linéaires:

Les différents schémas internes des circuits intégrés analysés, rem-
-plissant le rôle d'amplificateur nous ont permis de constater que
les parties amplificatrices sont réalisées surtout et en grande par-
-tie à partir de montages de transistors NPN disposés en étages
différentiels. Les raisons sont les suivantes:

-l'obtention des transistors NPN est plus facile à réaliser (du
point de vue dopage) que celle des PNP.

-le montage différentiel présente plusieurs avantages. Un montage
différentiel permet de mettre en évidence la différence de deux si-
-gnaux appliqués à ses entrées.

La préférence qui est donnée à cette structure sur les montages
classiques se justifie par toute une série de raisons:

-cet amplificateur différentiel est largement insensible aux
dérives en raison notamment de sa symétrie. Ces dérives, ainsi d'ail-
-leurs que les inévitables tensions d'erreurs sont plus facilement
compensées. De ce fait l'amplificateur différentiel pourra sans dif-
-ficulté fonctionner entre moins 55°C et plus 125°C par exemple.
Cela pour les transistors normaux, c'est-à-dire non intégrés.

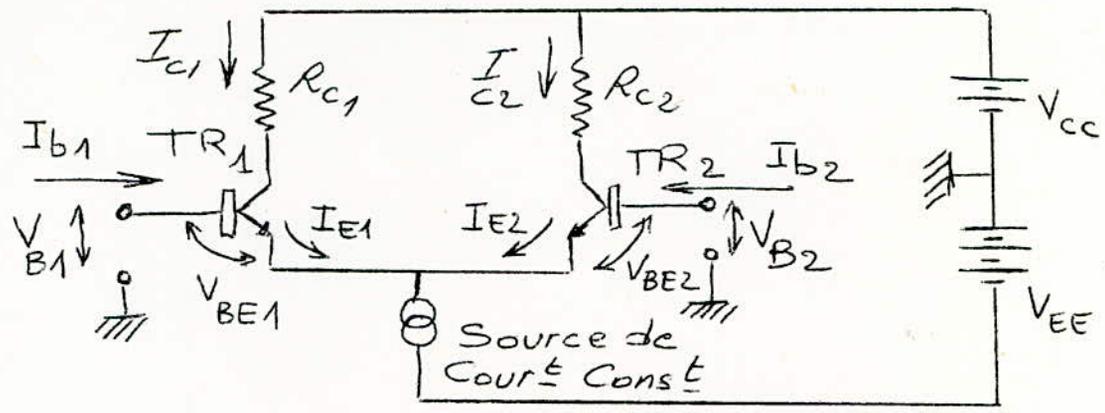
-ses performances ne dépendent pas des caractéristiques absolues
de ses composants mais de celles relatives. Ceux-ci doivent donc être
parfaitement appariés; or, autant cette condition est difficile à
remplir avec les composants discrets autant elle est aisément satis-
-faite avec l'intégration.

-un tel montage se passe parfaitement de condensateurs et peut se
contenter de résistances de valeurs relativement peu élevées.

-il travaille à large bande.

-il s'adapte à toutes sortes de montages: amplificateurs, détecteur
de niveau ou de zéro, générateurs de signaux, etc et se prête sans
difficulté à la réalisation de boucles de réaction.

La configuration fondamentale d'un amplificateur différentiel
est la suivante:



$$I_o = I_{E1} + I_{E2} \quad \left. \begin{array}{l} V_{BE1} = V_{B1} - V_E \\ V_{BE2} = V_{B2} - V_E \end{array} \right\} V_{B1} - V_{B2} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$I_{C1} = I_{E1} \quad I_B = I_E - I_C \quad I_B = (1 - \alpha) I_E \quad \text{soit}$$

$$I_{C2} = I_{E2} \quad I_{B1} = (1 - \alpha) \cdot I_{E1} \quad \text{et} \quad I_{B2} = (1 - \alpha) \cdot I_{E2}$$

La formule qui définit le courant d'émetteur I_E d'un transistor en fonction de sa tension V_{BE} est la suivante:

$$I_E = I_S \left(e^{\frac{qV_{BE}}{KT}} - 1 \right) \quad \text{avec}$$

I_S = Courant de saturation (inverse)
 q = Charge de l'électron.
 K = Constante de Boltzmann
 T = Température absolue (en $^{\circ}K$)

Nous posons $h = \frac{KT}{q}$. Le rapport I/h vaut environ 26 mV à la température ambiante de $25^{\circ}C$. D'autre part, le terme (-1) devient négligeable dès que le courant d'émetteur atteint ou dépasse 1 mA. On aboutit alors aux expressions suivantes, relatives aux transistors TR1 et TR2:

$$I_{E1} = I_{S1} \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{h}} \quad I_{E2} = I_{S2} \cdot e^{\frac{V_{BE2}}{h}}$$

Or nous avons: $I_{S1} = I_{S2} = I_S$, $T_1 = T_2 = T$ et $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ d'où

$I_o = I_{EI} + I_{E2}$ s'écrit donc:

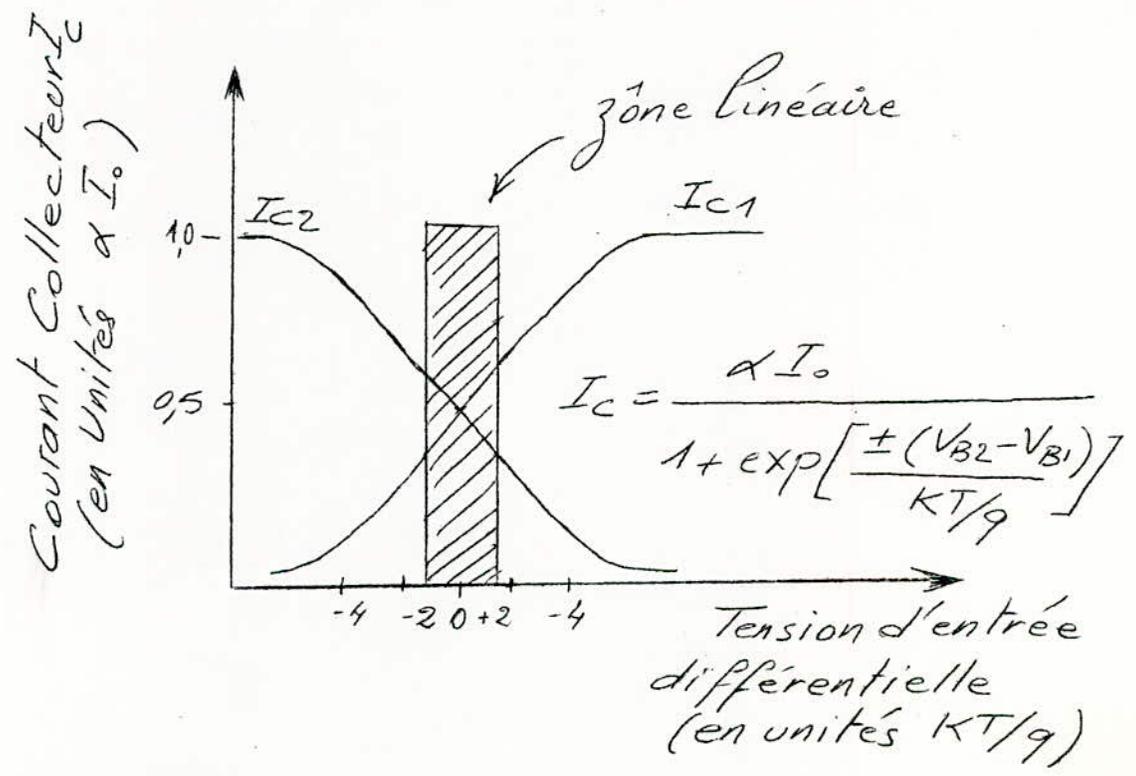
$$I_o = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{BE1}}{h}\right) + I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{BE2}}{h}\right) = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{BE1}}{h}\right) \cdot \left(1 + \exp\left(\frac{V_{B2} - V_{B1}}{h}\right)\right)$$

ou encore: $I_o = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{BE2}}{h}\right) \cdot \left(1 + \exp\left(\frac{V_{B1} - V_{B2}}{h}\right)\right)$

d'où les expressions de I_{EI}, I_{E2} et I_{CI}, I_{C2} :

$I_{EI} = \frac{I_o}{1 + \exp\left(\frac{V_{B2} - V_{B1}}{h}\right)}$	$I_{E2} = \frac{I_o}{1 + \exp\left(\frac{V_{B1} - V_{B2}}{h}\right)}$
$I_{CI} = \frac{\alpha I_o}{1 + \exp\left(\frac{V_{B2} - V_{B1}}{h}\right)}$	$I_{C2} = \frac{\alpha I_o}{1 + \exp\left(\frac{V_{B1} - V_{B2}}{h}\right)}$

Les deux formules I_{CI} et I_{C2} définissent les courbes de transfert de l'amplificateur différentiel dont les graphes sont les suivants



Pour $V_{BI} = V_{B2}$, (point 0 en abscisses), le montage est équilibré et le courant se partage en deux moitiés égales: c'est là le point de repos de l'amplificateur. Sur ces courbes, on remarque:

a) une partie linéaire (région proche du point de repos). Dans le cas pris comme exemple, cette région linéaire correspond à une excursion de la tension d'entrée d'environ 50 mV crête à crête.

b) le maximum de pente a lieu au point de repos de l'ampli.

c) la pente des courbes de transfert dépend de la valeur du courant total I_0 . En accroissant I_0 , on augmente la partie linéaire. Cela signifie que pour un courant I_0 constant, l'amplificateur différentiel assure une régulation automatique du gain.

d) les caractéristiques de transfert dépendent du facteur des transistors et de la température.

e) l'ampli différentiel agit en limiteur: quand l'excursion de la tension d'entrée excède $\pm 4KT/q$, soit ici approximativement ± 100 mV, l'excursion de la tension de sortie ne peut s'accroître.

Ainsi, comme nous venons de le constater, un ampli différentiel offre beaucoup d'avantages. Certes, le nombre des transistors utilisés est important, mais il ne faut pas oublier que le prix de revient de la fabrication des transistors dans les circuits intégrés comparativement à celui des transistors "normaux" est absolument négligeable, aussi, ne faut-il point s'étonner du nombre parfois très important d'étages différentiels dans la réalisation des amplificateurs en circuits intégrés, tel le TAA 350 que nous allons étudier.

B-ETUDE DE L'INTEGRATION DE L'AMPLI MF avec le TAA 350

Le TAA 350 est un circuit intégré monolithique spécialement conçu pour l'amplification des signaux modulés en fréquence; il convient aussi bien pour la MF Son dans les récepteurs TV standard Gerber B 625 lignes, que pour les amplis FI 10,7 MHz. Cet amplificateur limiteur permet une excellente réjection de la modulation en amplitude.

Ses caractéristiques sont les suivantes:

- Tension d'alimentation: +6V
- Gain en tension dans la zone linéaire: 67 dB
- Fréquence de coupure (à -3 dB): 12 MHz

Son schéma interne est donné par la figure (1). Le TAA 350 comporte quatre étages amplificateurs différents les limiteurs. De ce fait, il présente d'excellentes caractéristiques de limitation et de réjection AM. Ceci est de première importance pour la réception en modulation de fréquence, car c'est un problème qui n'a jamais été résolu avec les transistors "normaux".

Sur le schéma interne, nous distinguons les bornes d'entrée du signal à amplifier (1-2), les bornes de sortie du signal amplifié (5-6), et les bornes de polarisation.

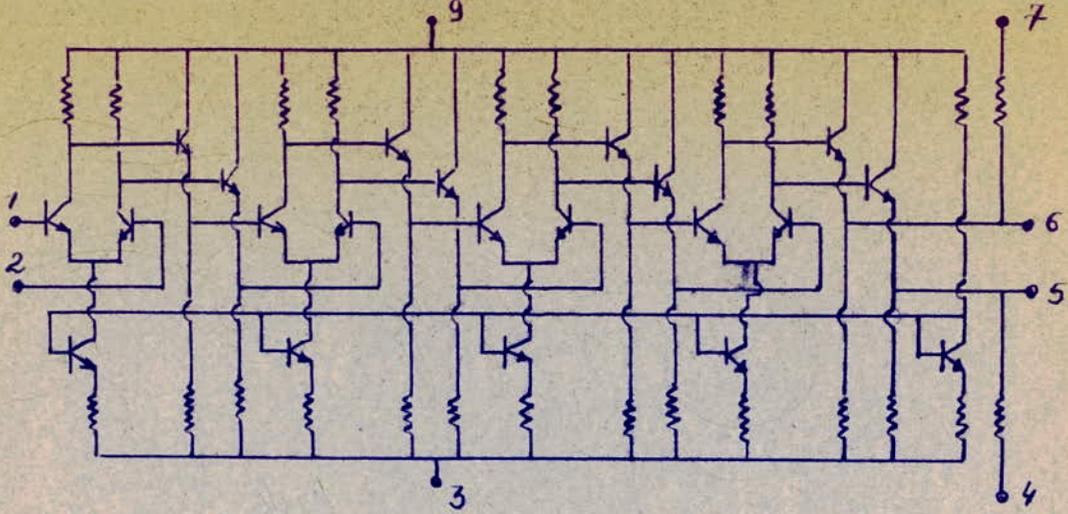
La figure 2 montre un schéma d'application du TAA 350 avec ses éléments d'adaptation: un condensateur de 100 nF qui découple l'alimentation nécessaire à la polarisation, ...etc.

Ce schéma peut se compléter avec un discriminateur symétrique aux sorties 5 et 6, ou à flanc à la sortie 6, la sortie 5 restant alors non connectée. Un exemple de montage avec discriminateur à flanc est donné par la figure 3. La figure 4 donne le schéma d'application du TAA 350 avec un détecteur de rapport. Il est évident que le montage à flanc ne donne pas de reproductions de hautes fidélités et qu'on lui préférera le montage de la figure 4 avec détecteur de rapport ou du type FOSTER-SEELEY.

Dans le montage de la figure 4, un gain supplémentaire est obtenu en faisant précéder le TAA 350 d'un étage amplificateur à transistor BF 184, mais cet étage n'est pas indispensable dans les TV dont la MF image est à grand gain, comme c'est le cas actuellement. Ce schéma peut convenir aussi bien pour 5,5 MHz que pour 10,7 MHz, la fréquence étant obtenue à l'entrée par l'intermédiaire de L1, L2

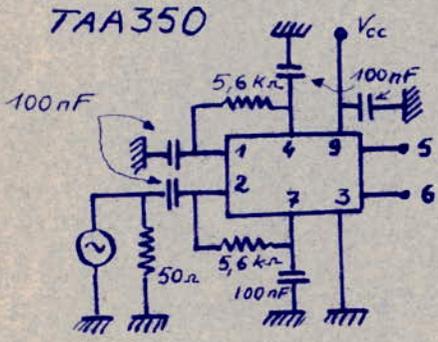
C-ETUDE DE L'INTEGRATION DE L'AMPLI MF, DES 2 DIODES
DE DETECTION ET DU PREAMPLI BF AVEC LE TAA 450

a) Schéma interne et principe de fonctionnement: Le schéma interne



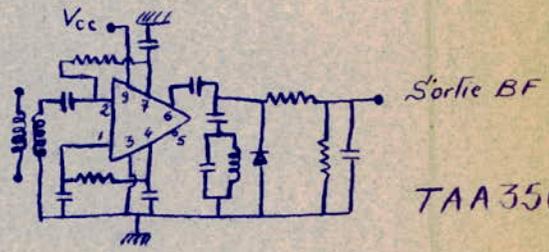
TAA
350

(fig. 1)



TAA350

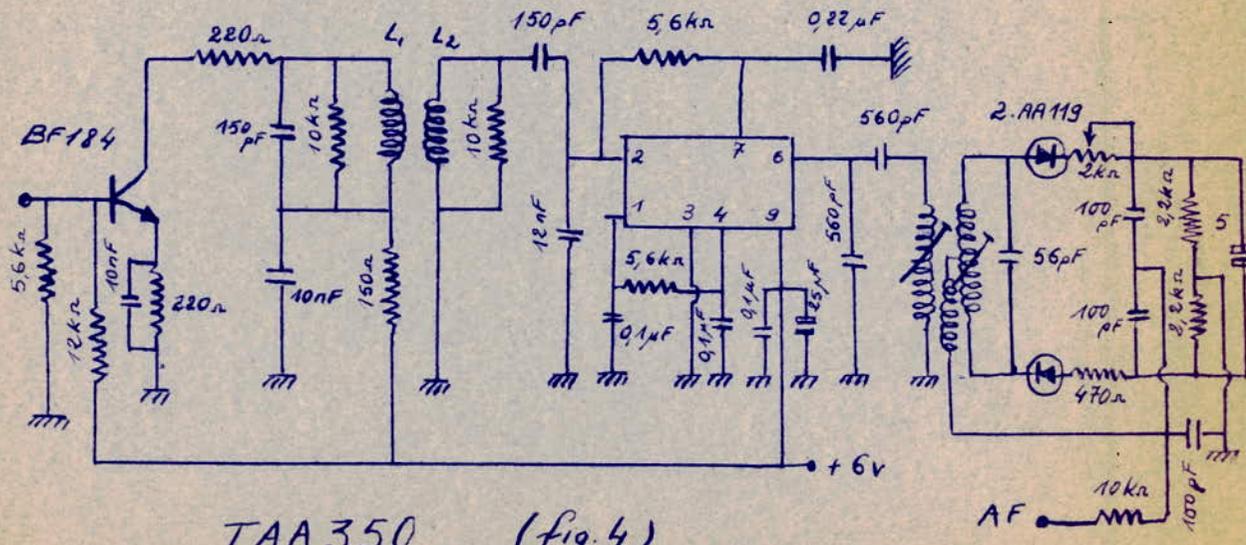
(fig. 2)



Sortie BF

TAA350

(fig. 3)



TAA 350 . (fig. 4)

AF

du TAA 450 est donné par la figure 5. Ce circuit intégré est utilisable pour des signaux de 5,5MHz modulés en fréquence. Il comprend :

- un amplificateur limiteur,
- les diodes du discriminateur de rapport, qui est évidemment très supérieur au discriminateur à flanc, donc distorsion réduite,
- un étage amplificateur BF donnant une tension de 0,4 V, ce qui implique donc l'emploi d'un amplificateur de puissance extérieur au circuit intégré, au choix de l'utilisateur, par exemple à tubes comme c'est pour notre cas ou même à circuits intégrés comme nous le verrons dans un prochain chapitre.

b) Les étages de l'amplificateur MF sont constitués par des paires différentielles comme Q_1-Q_2 alternant avec un adaptateur Q_3 monté en collecteur commun. Le second étage utilise les transistors $Q_4, Q_5,$ et Q_6 . Le troisième étage ne comporte que la paire différentielle Q_7-Q_8 .

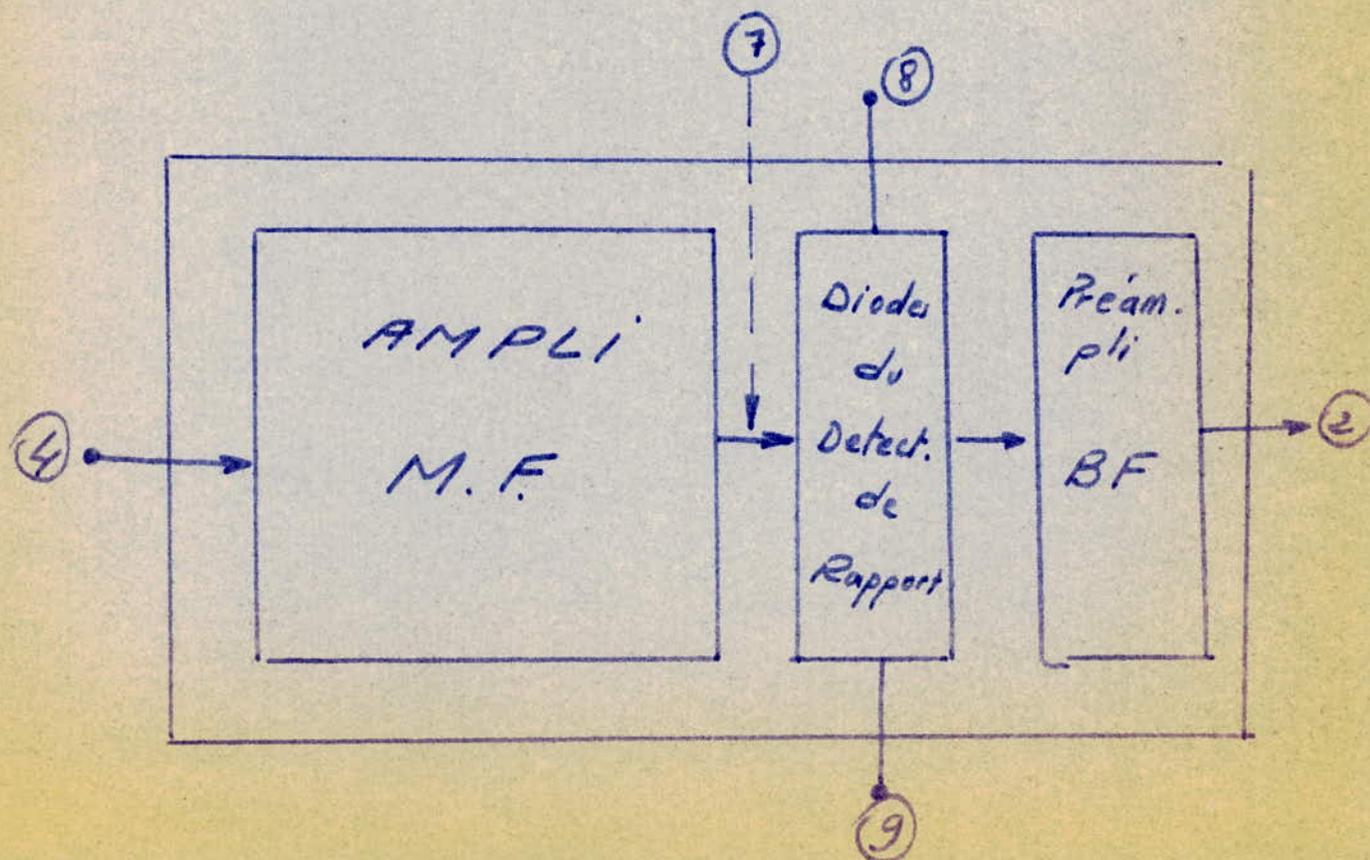
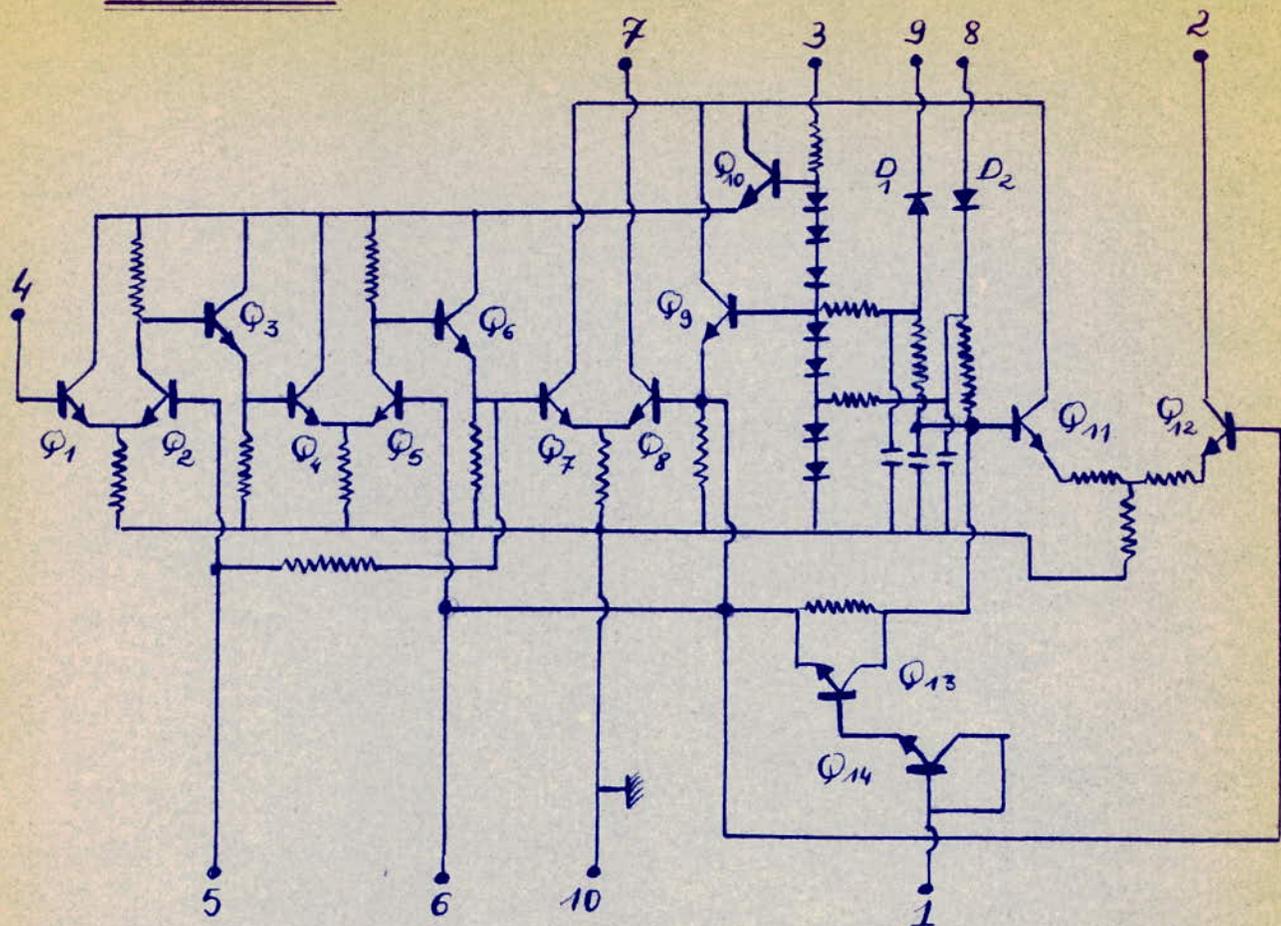
Les diodes D_1 et D_2 sont utilisées pour le discriminateur de rapport et doivent être connectées au secondaire du transformateur de sortie extérieur au circuit intégré.

L'ampli BF comprend la paire différentielle $Q_{11}-Q_{12}$; l'entrée étant à la base de Q_{11} et la sortie sur le collecteur de Q_{12} monté en base commune.

Le circuit de polarisation des diodes du discriminateur fournit une tension de seuil comparable à celles des diodes au Germanium et permet de ce fait d'améliorer la sensibilité du discriminateur. La commande de gain s'exerce à l'aide d'une tension continue obtenue par l'action d'un transistor se comportant comme une résistance variable et agissant sur la BF à l'entrée de l'amplificateur, base de Q_{11} . Ce circuit utilise Q_{13} et Q_{14} . Le transistor Q_{10} fournit la tension stabilisée des collecteurs des transistors de l'amplificateur MF tandis que Q_9 fournit la tension des bases des transistors Q_8-Q_5 et Q_{12} .

Sur la figure 6, nous avons représenté un schéma synoptique de l'intérieur du Circuit Intégré.

TAA 450



Les caractéristiques du TAA 450 données par le constructeur sont les suivantes:

Le montage fonctionne avec une alimentation de (+7,5 V) et fournit un gain en tension (Son TV.FM) à 5,5 MHz, de 68 DB.

- Température de fonctionnement: 25°C
(Elle peut varier de -20°C à +60°C)
- Boitier: Type XA-10 (Jedec TO-74)
- Température de stockage: -20 à +125°C.
- Puissance dissipée: P_dmax. = 380 mW
- Valeurs des tension à ne pas dépasser entre les points:
 - 3-10max.12 V
 - 7-10max.18 V
 - 2-10max.18 V
- Impédance d'entrée: 3 k et 7 pF en parallèle.
- Impédance de sortie: 30 k et 4 pF en parallèle.
- Consommation: 15 mA.
- Tension d'entrée au cuude de limitation: 300 V.
- Pour 100 V à l'entrée, le gain en tension est:
 - à 1 MHzG= 71 dB
 - à 4,5 MHz.....G= 69 dB
 - à 5,5 MHz.....G= 68 dB

C) Etude du montage pratique u TAA 450 sur le LOEWE-OPTA.

Le montage pratique du TAA 450 sur le recepteur étudié est donné par la figure 7 représentant l'étage Son du LOEWE-OPTA.

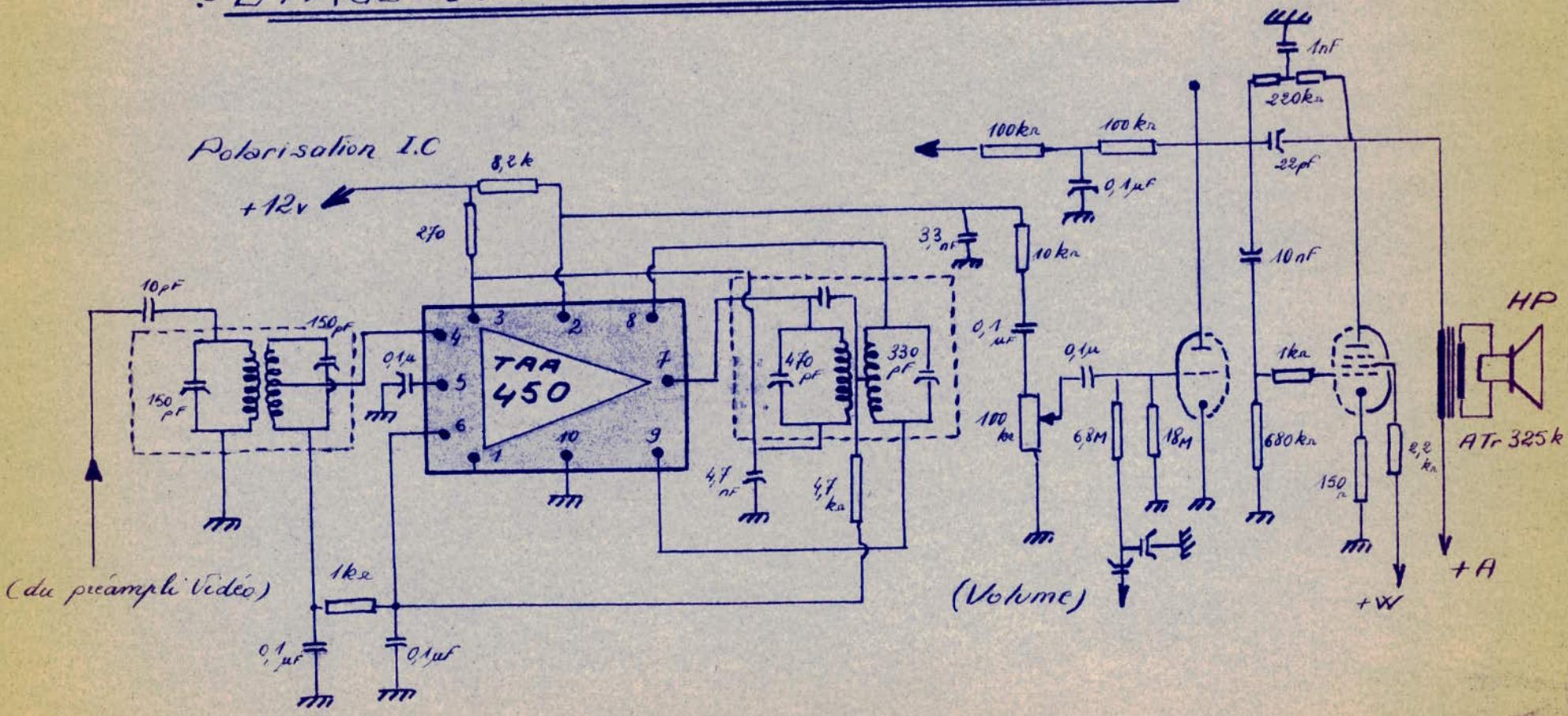
Le signal à amplifier,provenant du préamplificateur Vidéo, est transmis par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 pF au transformateur accordé sur 5,5 MHz.Le signal recueilli au point milieu du secondaire est dirigé vers l'entrée de l'amplificateur MF (borne 4) du circuit intégré.

Le point 10 représente la ligne négative et la masse.

La sortie de l'amplificateur est le point 7,les points 8 et 9 sont reliés au secondaire dubobinage du trnsformateur du discri

~ ÉTAGE SON DU TÉLÉVISEUR ETUDIÉ ~

fig 7



Polarisation I.C

+12v

(du préampli Vidéo)

(Volume)

+W
+A

HP

ATr 325k

Circuit d'entrée accordé sur $f_0 = 5,5 \text{ MHz}$

TAA 450: Circuit intégré
Ampli MF
Diodes de Détection
Préampli BF

Bobines du détecteur de rapport

Ampli BF de Puissance (PCL 86)

Sortie (H.P)

minateur de rapport dont les diodes sont internes au circuit intégré. Le primaire de ce transformateur est connecté aux points 3 (ligne positive) et 7, collecteur de Q₈, c'est à dire sortie de l'amplificateur MF.

L'extrémité du tertiaire T, représentée par une résistance de 4,7 k Ω , au point 6, est découplée par un condensateur de 0,1 μ F.

Le signal BF est pris au point 2 et transmis par un autre condensateur de 0,1 μ F à la sortie BF du montage. Le collecteur de Q₁₂ est alimenté à travers une résistance R=8,2 k à partir de la polarisation du point 3. Le point 1, laissé ici en l'air, peut être relié à un potentiomètre de 1 k Ω d'un diviseur de tension monté entre masse et +12 V. On aurait pu ainsi régler la tension de la base de Q₁₄ et par conséquent, par l'intermédiaire de Q₁₃, amplificateur d \grave{a} continu, celle du point 6, bases de Q₅ et Q₈: celà aurait constitué alors un réglage du gain du montage.

Les mesures effectuées sur le récepteur afin de déterminer les valeurs des différentes tensions de polarisation et des amplitudes des signaux d'entrée et de sortie pour le TAA 450 ont donné les résultats suivants:

RESULTATS DES MESURES:

Points	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	8-9	7-3
V _~	0	////	////	30 mV	////	////	400 mV	715 mV	430 mV	////	300 mV	375 mV
V ₌	0	7,2 V	8,3 V	////	2,1 V	2,1 V	////	////	////	////	////	////

La valeur de la tension maximum de polarisation disponible sur l'étage Son du récepteur est V = 11,75 v au lieu des 12 v comme indiquée sur le schéma.

Nous voyons d'autre part que l'amplitude du signal à l'entrée de

l'amplificateur MF du TAA 450 est 30 mV, et à la sortie ,soit après amplification; 400 mV.

Le gain de l'amplificateur est donc:

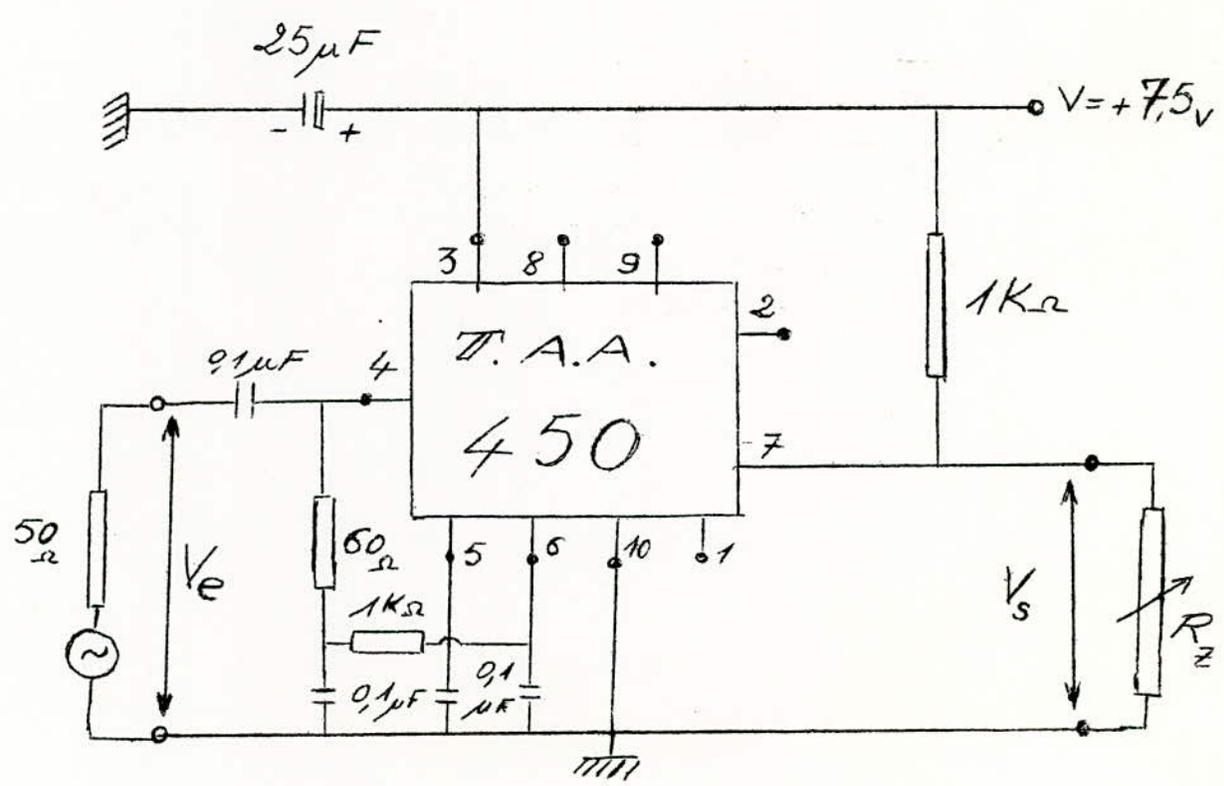
$$G_{dB} = 20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{V_S}{V_E} \right) \quad \text{avec } V_E = 30\text{mV} \quad \text{et } V_S = 400\text{mV}$$

d'où $G_{dB} = 20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{400}{30} \right) = 22,5 \text{ dB}$

soit $G_{dB} = 23 \text{ dB}$

Afin de montrer que les points 4 et 7 du TAA450 sont bien les bornes d'entrée et de sortie de l'amplificateur intégré, nous nous proposons d'isoler cette partie amplificatrice des autres étages (détection et préampli BF) et de tracer la courbe de réponse de l'amplificateur ainsi réaliser.

Le schéma du montage est le suivant:



Tracé des caractéristiques $G = \varphi(F)$

Pour différentes valeurs de la fréquence F , nous notons la valeur de l'amplitude du signal de sortie, celle de l'entrée étant maintenue constante et égale à 10 mV.

Nous répétons ces mesures pour différentes valeurs de la résistance de charge, constitué par un potentiomètre de 22 k Ω .

Le gain est alors donné par la relation:

$$G_{dB} = 20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{V_s}{V_e} \right)$$

Les résultats ont été les suivants:

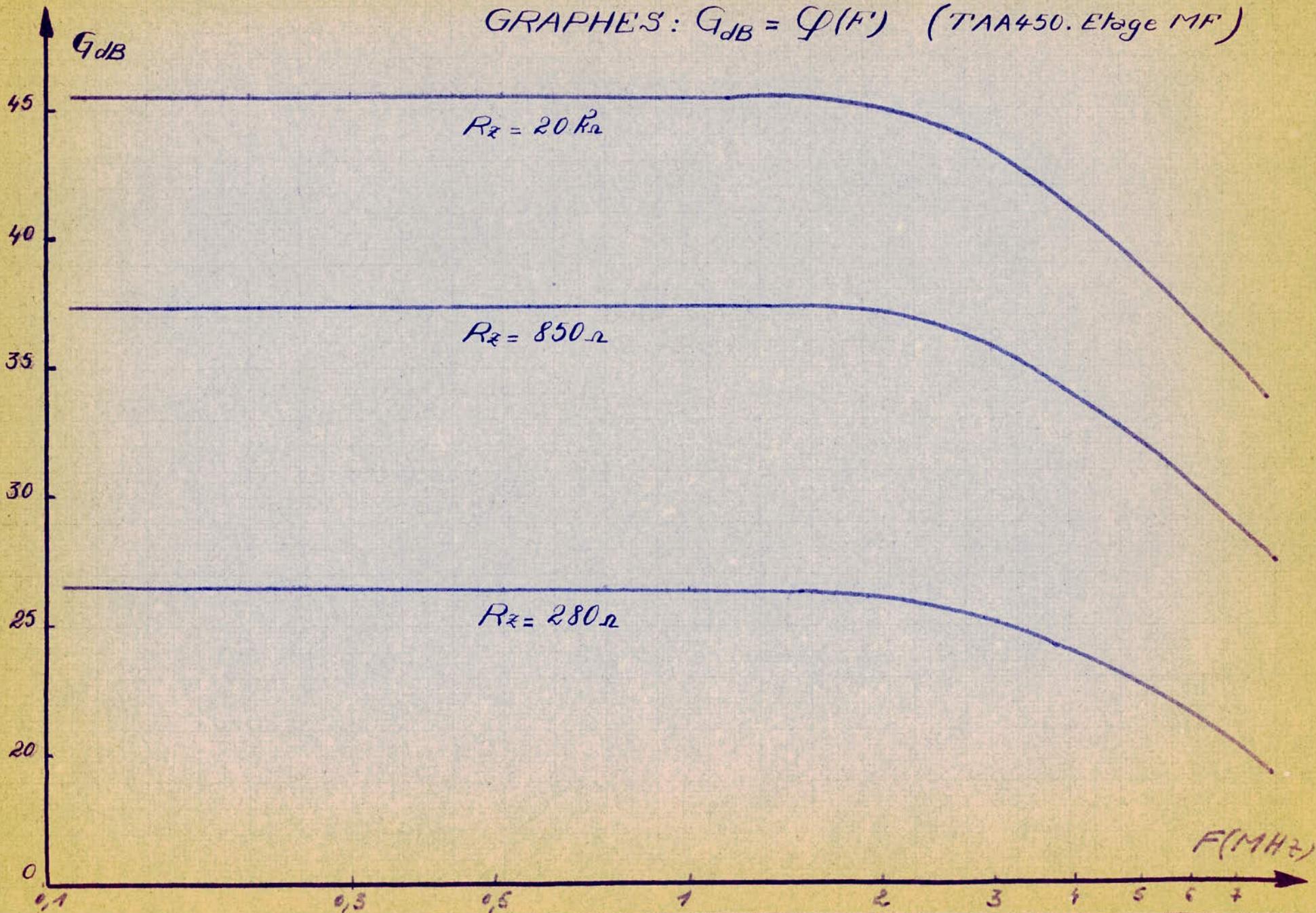
$R_z = 20k\Omega \quad V_e = 10mV = cte$

F_{MHz}	0,3	0,5	1	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
$V_s^{(V)}$	1,9	1,9	1,85	1,8	1,6	1,5	1,25	1,15	1	0,9
G_{dB}	45,6	45,6	45,53	45,1	44,08	43,52	41,94	41,2	40	39,05

F_{MHz}	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5	10
$V_s^{(V)}$	0,8	0,75	0,65	0,6	0,53	0,49	0,44	0,40	0,37	0,34
G_{dB}	38,1	37,5	36,2	35,55	34,5	33,8	32,9	32	31,38	30,65

La fréquence de coupure supérieure f_c pour une chute de gain de -3dB est $f_c = 3,5 MHz$

GRAPHE'S : $G_{dB} = \varphi(F')$ (TAA450. Etage MF)



$$R_z = 850 \Omega \quad V_e = 10 \text{ mV} = \text{cte}$$

30

F_{MHz}	0,1	0,2	0,3	0,5	1	2	3
$V_S^{(V)}$	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,7	0,6
G_{dB}	37,3	37,3	37,3	37,3	37,3	37	35,55

F_{MHz}	4	5	5,5	6	7	8	9
$V_S^{(V)}$	0,5	0,42	0,38	0,34	0,29	0,25	0,21
G_{dB}	34	32,5	31,6	30,65	29,25	27,95	26,44

La fréquence de coupure supérieure à -3 dB
est $f_c = 4,1 \text{ MHz}$

$$R_z = 280 \Omega \quad V_e = 10 \text{ mV} = \text{cte}$$

F_{MHz}	0,1	0,3	0,5	1	2	3	4
$V_S^{(V)}$	0,21	0,21	0,21	0,21	0,2	0,18	0,16
G_{dB}	26,44	26,44	26,44	26,44	26	25,1	24,08

F_{MHz}	5	5,5	6	7	8	9	10
$V_S^{(V)}$	0,14	0,135	0,13	0,10	0,09	0,085	0,075
G_{dB}	22,92	22,9	22,24	21	19,6	18,75	17,8

La fréquence de coupure supérieure est $f_c = 4,5 \text{ MHz}$

Conclusion: Les résultats obtenus nous montrent que les caractéristiques de réponse de l'amplificateur du TAA450 sont identiques à celles d'un amplificateur réalisé à partir d'éléments "normaux".

D) Détermination de l'amplificateur équivalent/

Le problème qui nous est posé maintenant est la détermination d'un amplificateur équivalent à celui du circuit intégré et cela, avec des composants ordinaires.

La réalisation de cet ampli. à l'aide d'éléments RC est à écarter comme solution, vu que la fréquence de coupure d'un pareil ampli. se situerait au voisinage proche de 5,5 MHz.

Aussi, allons-nous opter pour un amplificateur à couplage magnétique.

Les données primordiales dont nous devons tenir compte sont alors les suivantes/

- A la fréquence $F=5,5 \text{ MHz}$, le gain sera maximum.
- La bande passante de cet amplificateur sera 500 KHz.
- L'impédance d'entrée devra être assez faible.
- Les transistors utilisés doivent être des NPN car nous constatons sur le schéma du Téléviseur étudié que le (-) est à la masse; or, les transistors utilisés devront être montés en Emetteur commun car c'est le montage qui offre le meilleur gain en Puissance, d'où la nécessité des NPN.
- Le gain de cet amplificateur sera de l'ordre de 60 à 70 dB, car celui du TAA est de 68 dB.

Aussi, avons-nous opté pour la réalisation d'un amplificateur à deux étages . Les transistors utilisés sont des BF 173 NPN.

Les caractéristiques de ces transistors sont les suivantes:

Transistors npn BF 173 au Silicium Planar, de très faible capacité de réaction:

(Voir page suivante)

Paramètres petits signaux:

$$\begin{aligned}
 G_{IIE} &= 4,5 \text{ mA/V} & Y_{2IE} &= 145 \text{ mA/V} \\
 C_{IIE} &= 45 \text{ pF} & \varphi_{2IE} &= 338^\circ \\
 Y_{I2E} &= 55 \mu\text{A/V} & G_{22E} &= 65 \mu\text{A/V} \\
 \varphi_{I2E} &= 266^\circ & C_{22E} &= 2,1 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

$f_T = 550 \text{ MHz}$ à $V_{ce} = 10 \text{ v}$ et $I_c = 5 \text{ mA}$

CALCUL DES ELEMENTS DE LIAISON INTER-ETAGES:

$f_o = 5,5 \text{ MHz}$, $B_t = 500 \text{ KHz}$ d'où la bande passante pour chaque circuit:

$$B = \frac{B_t}{(2^{\frac{1}{2}} - 1)^{\frac{1}{4}}} = \frac{500 \cdot 10^3}{0,8} = 625 \text{ KHz}$$

$$Q = \frac{f_o \sqrt{2}}{B} = \frac{5,5 \cdot 10^6 \sqrt{2}}{625 \cdot 10^3} = 12,4 \quad \text{Les coefficients } Q_{0I} \text{ et } Q_{02} \text{ des}$$

deux bobines, mesurés au Q-mètre, sont: $Q_{0I} = 122$ et $Q_{02} = 129$ soit: $Q_{0I} \sim Q_{02} = 125$ POUR nos calculs.

Les capacités C_I et C_2 correspondantes sont:

$$C_I = 106,8 \text{ pF} \text{ et } C_2 = 106,8 \text{ pF} \quad \text{soit } C_I = C_2 = 107 \text{ pF} = C$$

d'où: $LC \omega_o^2 = 1 \quad L_I = L_2 = \frac{1}{4 \pi^2 F_o^2 \cdot C} \quad \text{avec } F_o = 5,5 \text{ MHz}$

L'application numérique donne:

$$\boxed{L_I = L_2 = 7,7 \mu\text{H} = L} \quad \text{avec} \quad \boxed{C_I = C_2 = 107 \text{ pF} = C}$$

et $(L_I \text{ et } C_I) = (L_p \text{ et } C_p)$ et $(L_2 \text{ et } C_2) = (L_s \text{ et } C_s)$

Nous avons donc: $Q_0 = 125 = \frac{C_p \omega_0}{G}$

Soit, G' la conductance de pertes des bobines, nous pouvons écrire que les pertes d'insertion sont:

$$W = \frac{Q}{Q_0} = \frac{G'}{G} = \frac{12,4}{125} = 0,1$$

Calculons le rapport n_1 et n_2 du primaire et secondaire:

$$Q = \frac{C_p \cdot \omega_0}{G} = \frac{C_p}{n_1^2 \cdot G_{22} + G'} \quad \text{or} \quad \frac{G}{U} = \frac{107 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 5,5 \cdot 10^6}{125}$$

SOIT $G = 29,5 \cdot 10^{-7}$ Sachant que le taux d'énergie perdue est donné par $W = \frac{G'}{G}$ le taux d'énergie utilisé sera donc:

donné par $(1-W)$ d'où :

$$(1-W) = 1 - \frac{G'}{G} = \frac{G - G'}{G} = \frac{n_1^2 \cdot G_{22}}{G} = 1 - 0,1 = 0,9$$

Calculons n_1

$$n_1^2 \cdot G_{22} = 0,9 \cdot G = 0,9 \cdot 2,95 \cdot 10^{-6} \quad \text{soit} \quad n_1^2 = \frac{0,9 \cdot 2,95 \cdot 10^{-6}}{65 \cdot 10^{-6}}$$

$$\text{d'où: } n_1^2 = 0,041 \quad n_1 = 0,041$$

$$n_1 = 0,202$$

Calculons n_2 : Le secondaire ayant le même rapport L / C :

$$n_2^2 \cdot G_{II} = G(1-W) = 0,9 \cdot 2,95 \cdot 10^{-6} = 2,66 \cdot 10^{-6} \quad \text{d'où}$$

$$n_2^2 = \frac{G(1-W)}{G_{II}} = \frac{2,66 \cdot 10^{-6}}{4,7 \cdot 10^{-3}} = 0,565 \quad n_2 = 0,565$$

$$n_2 = 0,75$$

Calcul des Capacités de liaison C_{s1} et C_{s2}

La liaison avec le second étage est effectuée au moyen d'un pont capacitif.

Nous avons vu que $C_p = C_s = 107 \text{ pF}$ (le rapport L / C du primaire et secondaire étant identique)

$$n_2 = 0,75 = \frac{C_{s1}}{C_{s1} + C_{s2}} \quad \text{et} \quad C_s = \frac{C_{s1} \cdot C_{s2}}{C_{s1} + C_{s2}} = 107 \text{ pF}$$

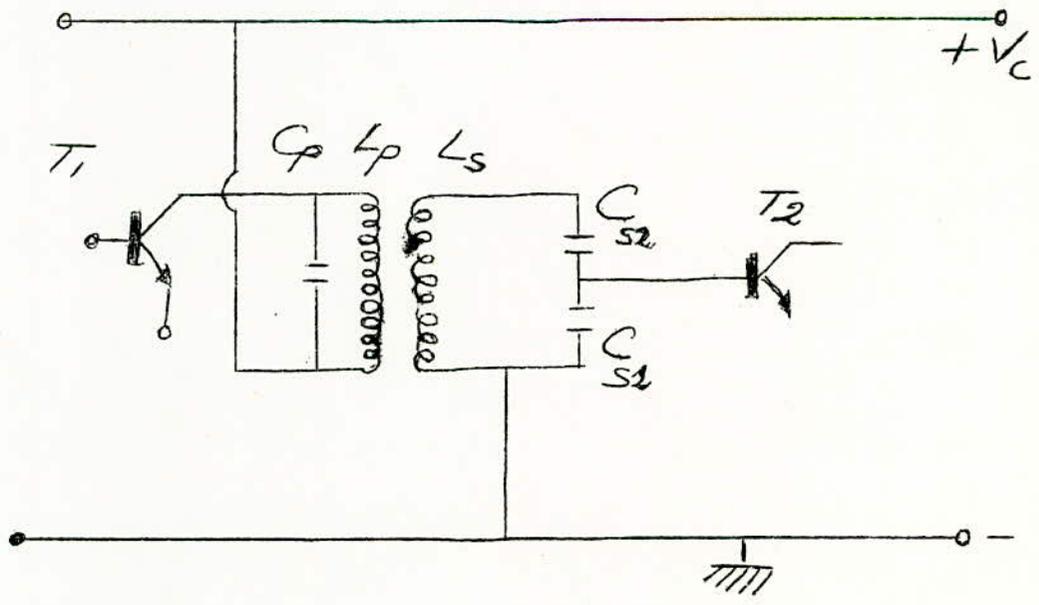
d'où: $n_2 \cdot C_{s2} = 107 \text{ pF}$ ce qui donne donc: $C_{s2} = \frac{107}{0,75} \text{ pF}$

soit $C_{s2} = 143 \text{ pF}$ La seconde capacité est alors donnée

par: $C_{s1} = \frac{C_{s2}}{\frac{1}{n_2} - 1} = \frac{143 \cdot 0,75}{0,25} = 429 \text{ pF}$ $C_{s1} = 429 \text{ pF}$

Le circuit de liaison sera alors le suivant:

$L_p = L_s = 7,7 \mu\text{H}$ $C_p = 107 \text{ pF}$ $C_{s1} = 429 \text{ pF}$ $C_{s2} = 143 \text{ pF}$



Le calcul du gain du premier étage est donné par:

$$G_v = \frac{Y_{21} (1-W)}{G_{11} \cdot G_{22}} \cdot \frac{kQ}{1+(kQ)^2} \quad \text{soit} \quad \boxed{G_{dB} = 31 \text{ dB}}$$

avec $k = \frac{I}{Q}$

CALCUL DES ELEMENTS DE POLARISATION

Etude du premier Etage:

La tension maximum de polarisation disponible sur le Téléviseur étant 12 V, nous aurons donc $V_c = 12 \text{ V}$. Le point de fonctionnement choisi est tel que:

$V_c = 12 \text{ V}$	$V_{ce} = 5 \text{ V}$	$I_c = 3 \text{ mA}$	$I_b = 35 \mu\text{A}$	$V_{be} \sim 0\text{V}$
----------------------	------------------------	----------------------	------------------------	-------------------------

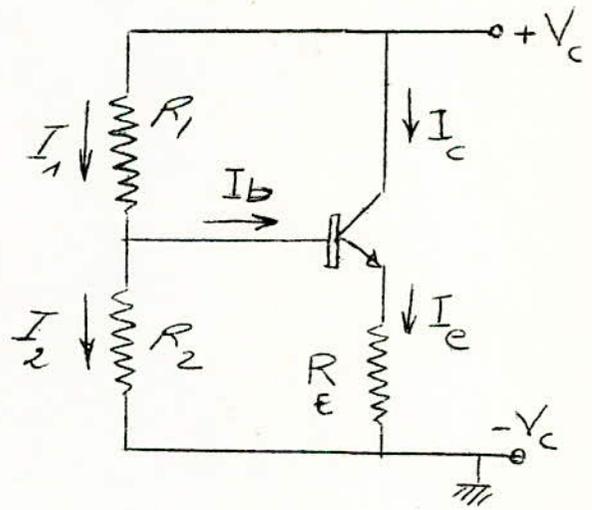
Scéma du circuit de Polarisation:

Pour un bon fonctionnement de l'étage amplificateur, nous choisissons :

$$I_1 = 10 I_b \quad I_2 = 9 I_b$$

Nous fixons d'autre part le facteur de Stabilité S égale

à $\boxed{S = 5}$



Le courant I_e peut être pris sensiblement égal à I_c soit $I_e \sim 3 \text{ mA}$

$$V_c = R_E \cdot I_E + V_{ce} \quad \text{d'où} \quad R_E = \frac{V_c - V_{ce}}{I_e} = \frac{12\text{V} - 5\text{V}}{3 \cdot 10^{-3} \text{ A}}$$

$$R_E = \frac{12 - 5}{3 \cdot 10^{-3}} = \frac{7}{3} \cdot 10^3 = 2,33 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 2,33 \text{ k}\Omega$$

$$S = \frac{R_B + R_E}{R_E + R_B(I - \alpha)} \quad \text{d'où} \quad R_B = \frac{R_E(S - I)}{I + S(\alpha - I)}$$

avec $R_B = R_I // R_2$ et $S=5$ nous déduisons $R_B = 11,2 \text{ k}\Omega$

D'autre part, nous avons: $R_2 \cdot I_2 \sim R_E \cdot I_E$ et $I_2 = 9 \cdot I_B$ d'où:

$$R_2 = \frac{R_E \cdot I_E}{9 \cdot I_B} = \frac{7}{315 \cdot 10^{-6}} = 22 \text{ k}\Omega \quad \text{d'où} \quad R_2 = 22 \text{ k}\Omega$$

$R_B = R_I // R_2$ ce qui donne: $R_I = \frac{R_B \cdot R_2}{R_2 - R_B} = 23,6 \text{ k}\Omega$ $R_I = 23,6 \text{ k}\Omega$

La capacité de découplage de l'émetteur peut alors être prise égale à $C_E = 0,22 \mu\text{F}$.

Quant au condensateur de liaison sa valeur est $C_L = 0,1 \mu\text{F}$

Etude du second Etage:

L'amplitude du signal entrant dans le second étage est plus grande que celle entrant dans le premier. Aussi, allons-nous considérer un point de fonctionnement avec un courant collecteur plus important que le précédent, soit $I_C = 5 \text{ mA}$ au lieu de 3 mA .

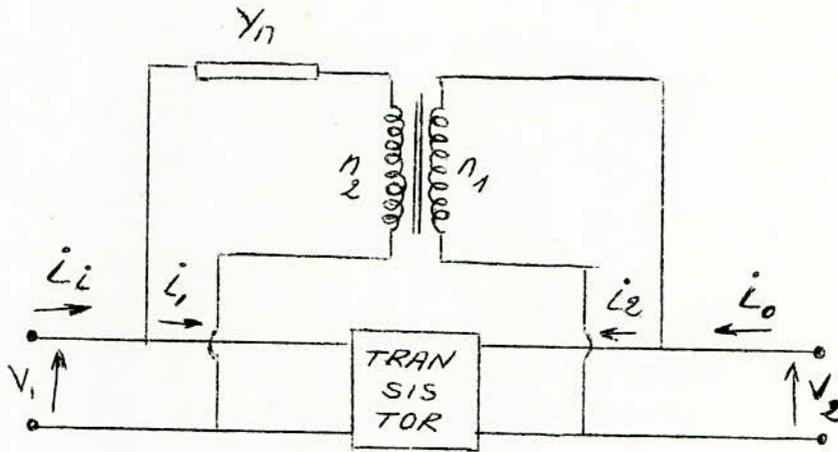
Le facteur de stabilité S est toujours pris égale à $S = 5$. Le calcul s'effectuant de la même manière que précédemment, nous ne donnons que les résultats:

$R_E = 1,4 \text{ k}\Omega$	$R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
$C_E = 0,22 \mu\text{F}$	$R_4 = 13 \text{ k}\Omega$

Etude du neutrodynage:

La neutrodynation d'un Transistor consiste à éliminer sa réaction interne représentée par le terme Y_{12} dans le circuit admittance.

Pour un transistor monté en émetteur commun, on peut utiliser le circuit de neutrodynage suivant:



Pour le Transistor, on a

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

et pour le quadripole de neutrodynage:

$$\begin{pmatrix} i_i - i_1 \\ i_o - i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_n & NY_n \\ NY_n & N^2Y_n \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

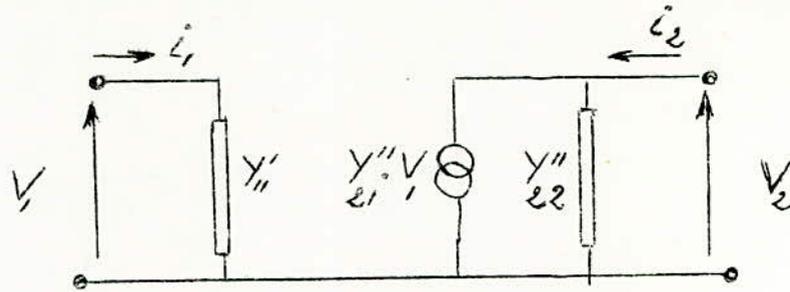
L'ensemble conduit à

$$\begin{pmatrix} i_i \\ i_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} + Y_n & Y_{12} + NY_n \\ Y_{21} + NY_n & Y_{22} + N^2Y_n \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

Il s'en suit que la condition de neutrodynage s'écrit:

$$\boxed{Y_{12} + NY_n = 0}$$

Le circuit équivalent du Transistor neutrodyné est alors le suivant



$$Y_{11}' = Y_{11} + Y_n = Y_{11} - \frac{Y_{12}}{N} \approx Y_{11}$$

$$Y_{22}' = Y_{22} + N^2 Y_n = Y_{22} - N \cdot Y_{12} \approx Y_{22}$$

$$Y_{21}' = Y_{21} + N \cdot Y_n = Y_{21} - Y_{12} \approx Y_{21}$$

Ces relations montrent qu'en pratique le circuit de neutrodynation ne modifie sensiblement pas les paramètres du transistor (Y_{12} excepté).

En outre il est aisé de montrer que la relation de transformation N pour obtenir le gain maximum en puissance est égale, pour des étages identiques, à :

$$N = \sqrt{\frac{G_{22}}{G_{11}}} = \frac{n_2}{n_1}$$

D'où l'application pour notre cas :

$$N = \frac{G_{22}}{G_{11}} = \frac{65 \cdot 10^{-6}}{4,7 \cdot 10^{-3}} = 10^{-2} \cdot \frac{650}{4,7} = 10^{-2} \cdot 138$$

soit $N = 0,117$ d'où $C_n = \frac{C_{12}}{N} = \frac{|Y_{12}| \sin(94^\circ)}{N \cdot \omega_0}$

d'où $\rightarrow C_n = 13,6 \text{ pF}$ soit

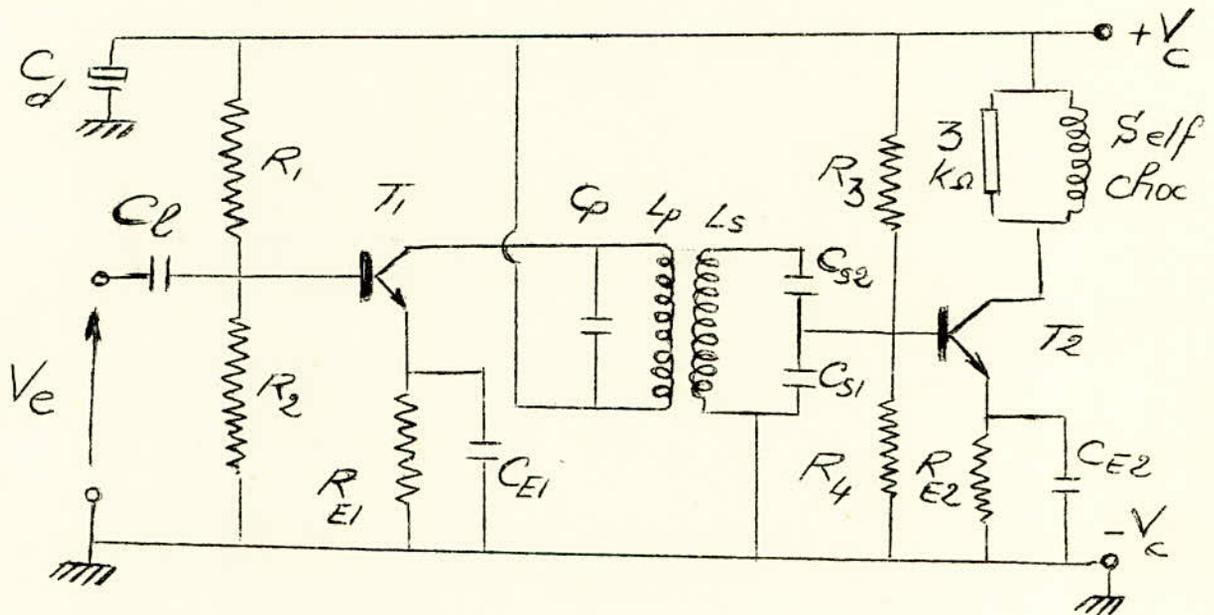
$$C_n = 14 \text{ pF}$$

Nous déduisons alors

$$R_n = 12 \Omega$$

Le circuit de neutrodynage comprendra donc une résistance R_n en série avec une capacité C_n disposées entre le collecteur et la base du transistor.

Le schéma de l'amplificateur MF est le suivant:



L'essai de la plaquette réalisée a été effectué de la manière suivante:

- Le collecteur du second étage est chargé par une self de choc avec à ses bornes une résistance d'amortissement de $3 \text{ k}\Omega$

-Le circuit de neutrodynage n'a pas été placé pour le premier essai.

- L'alimentation est découplée par un condensateur de $25 \mu\text{F}$

- Au lieu de réaliser l'amplificateur avec des capacités de valeurs fixes comme calculées, nous préférons disposer deux condensateurs en parallèle, l'un de valeur fixe inférieure à celle calculée, l'autre variable de valeur C_x telle que:

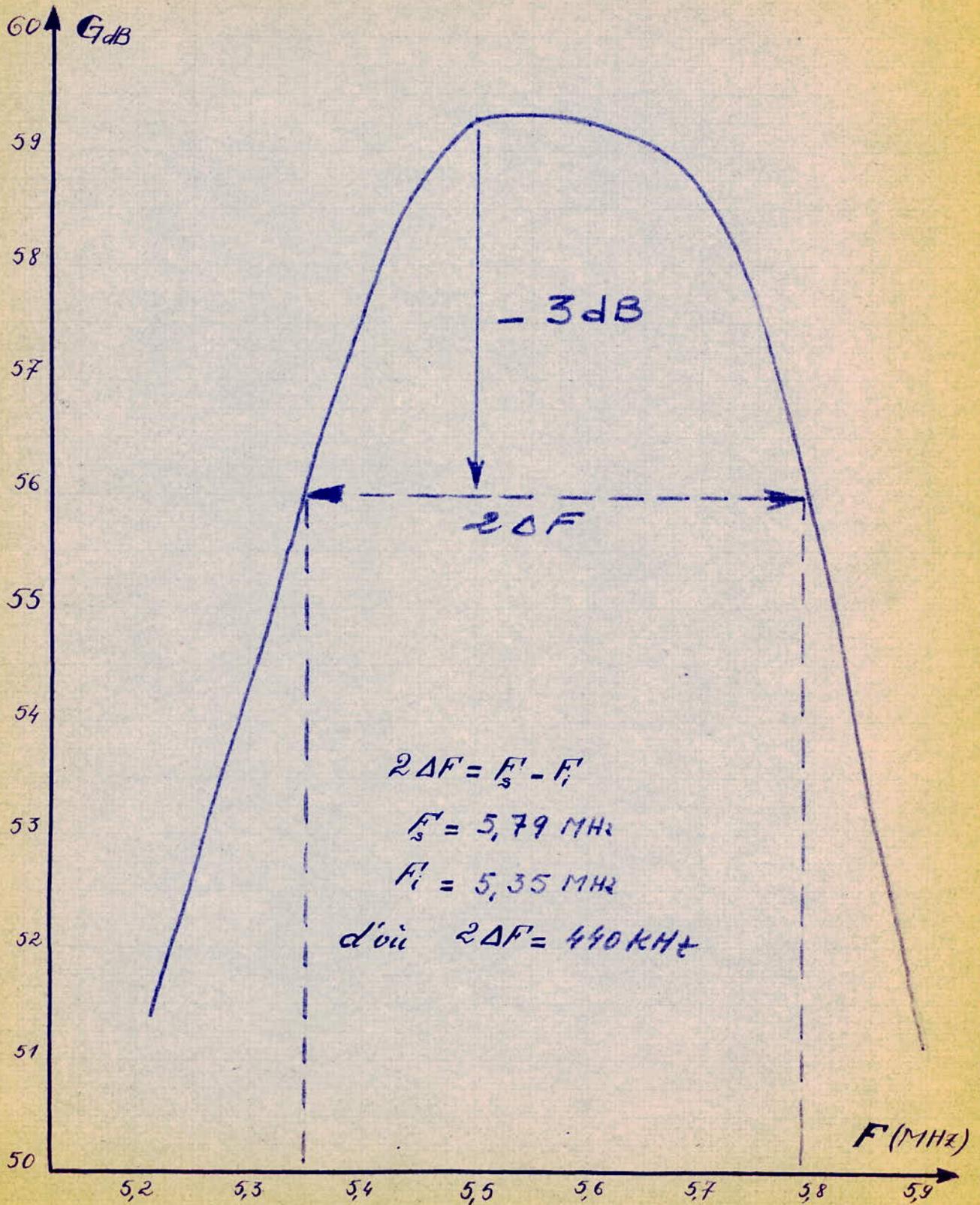
$$C_p = C'_p + \frac{C_x}{2}$$

$$C_{s1} = C'_{s1} + C_x/2$$

$$C_{s2} = C'_{s2} + C_x/2$$

COURBE DE RÉPONSE DE L'AMPLI. MF.

GRAPHE: $G_{dB} = \mathcal{L}(F)$



Ainsi, nous pouvons lors de nos essais apporter au besoin des corrections quant au réglage de l'amplificateur.

La mise en fonctionnement de l'ampli. a été effectuée de la manière suivante:

- Essai du premier étage : celui-ci étant entré en oscillation, la mise en place du circuit de neutrodynage s'est avérée nécessaire. Elle a permis, en supprimant le terme Y_{12} de réaction du transistor, d'éliminer les oscillations.
- Réglage au couplage critique des deux bobines.
- Essai du second étage avec le premier: fonctionnement normal
- Réglage des condensateurs variables pour obtention d'un gain maximal à la fréquence centrale 5,5 MHz.

Tracé de la courbe de réponse de l'amplificateur:

Pour différentes valeurs de la fréquence, en maintenant l'amplitude du signal d'entrée constante et égale à 10 mV crête à crête, nous notons la valeur de l'amplitude du signal de sortie V_s .

Les résultats ont été les suivants:

F_{MHz}	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6	5,7	5,8	5,9
$V_s^{(mV)}$	3,5	5,2	7,6	9,2	9	8,6	6	3,6
G_{dB}	50,88	54,32	57,60	59,28	59,18	58,7	55,56	50,9

Nous traçons alors le graphe $G_{db} = \phi(F)$.

Nous en déduisons la valeur du gain maximal obtenu à la fréquence centrale $F_0 = 5,5 MHz$ et la bande passante de l'amplificateur

à -3dB $\rightarrow 2\Delta F = (5,79 - 5,35) MHz$

soit

$2\Delta F = 440 kHz$	$G_{Max} = 60 dB$
-----------------------	-------------------

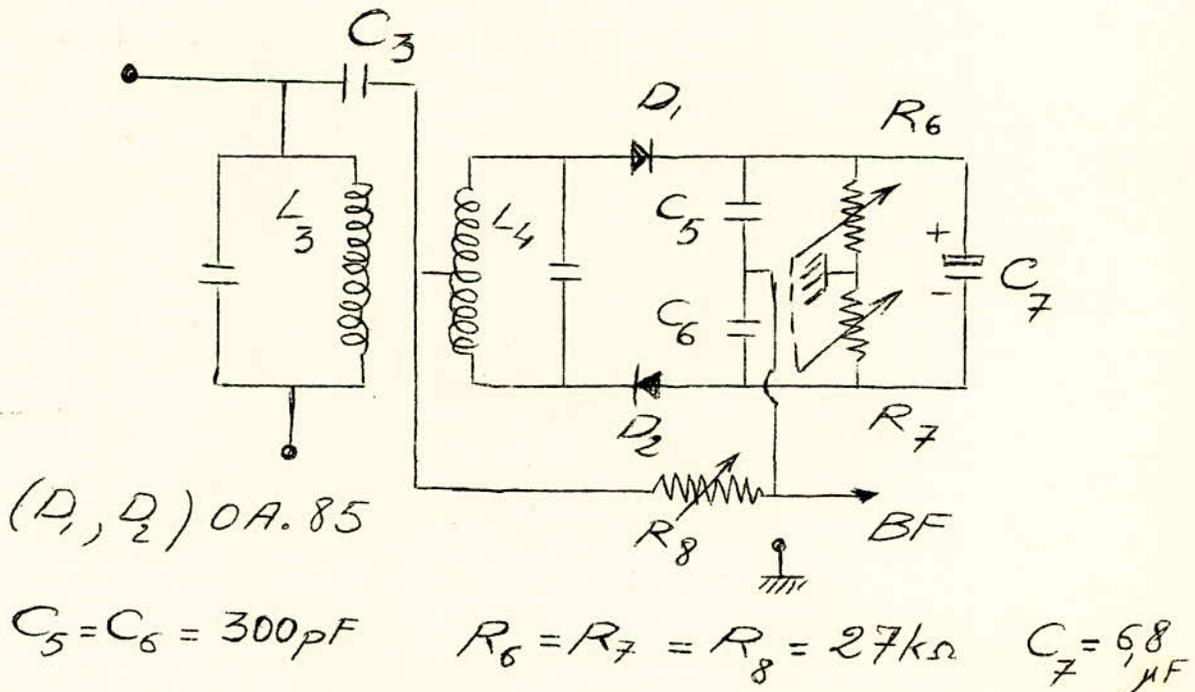
Nous constatons qu'il existe une différence entre la bande passante prévue par nos calculs et celle obtenue (440 kHz au lieu de 500). En fait nous sommes toujours dans les limites à attribuer à la bande passante d'un amplificateur MF Son TV, donc il n'y a pas lieu d'apporter des modifications à notre ampli.

Une solution proposée pour augmenter la valeur de la largeur de cette bande consistant en un amortissement des bobinages mais ceci entraînerait une chute du gain: aussi vaut-il mieux nous limiter aux résultats obtenus.

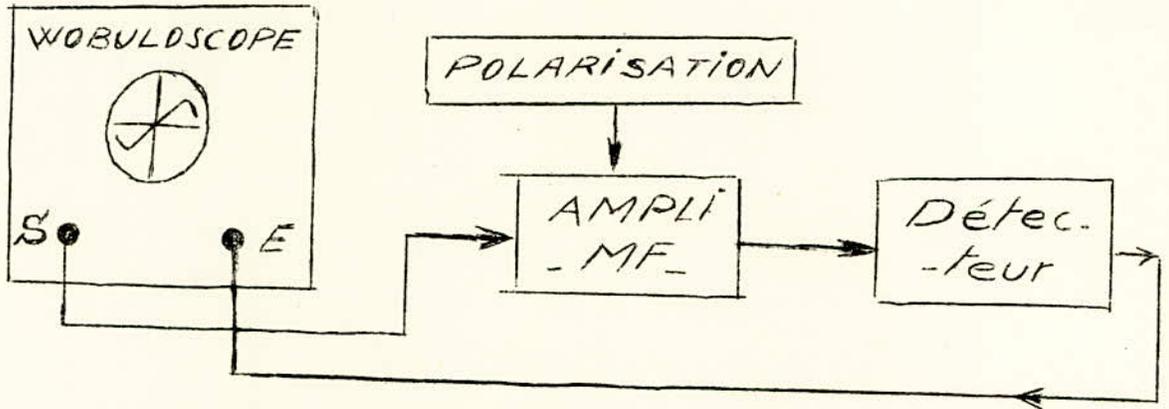
E) Etude de la Détection:

Nous avons vu au début de notre étude que seul le bobinage du détecteur de rapport est externe au circuit intégré. Comme le but de notre Etude est de démontrer l'équivalence d'un circuit intégré avec les étages qu'il remplace (ceux-ci étant réalisés avec des composants ordinaires), nous conserverons donc ces bobinages existants sur le téléviseur et nous leur adjoindrons les éléments nécessaires afin de reconstituer le détecteur de rapport.

Le schéma de ce détecteur est donné par la figure suivante:



Le montage utilisé pour la reconstitution du détecteur de rapport ainsi que pour son réglage a été le suivant:



Les éléments de ce détecteur sont :

- Diodes OA-85 de caractéristiques identiques.
- Condensateurs $C_5 = C_6 = 300 \text{ pF}$ fixes.
- Résistances $R_6 = R_7$ variables (potentiomètres)
- Résistance R_8 variable (potentiomètre)
- Condensateur C_7 électrochimique de valeur fixe $C_7 = 6,8 \mu\text{F}$

Ce dernier condensateur, ne servant qu'à la limitation des amplitudes des signaux, ne sera placé sur le détecteur que lors de l'essai sur le téléviseur.

Le choix des valeurs fixes des condensateurs a été fait après analyse de différents schémas d'étages Son TV.FM. et en tenant compte des considérations suivantes: (la seule variable restant à déterminer)

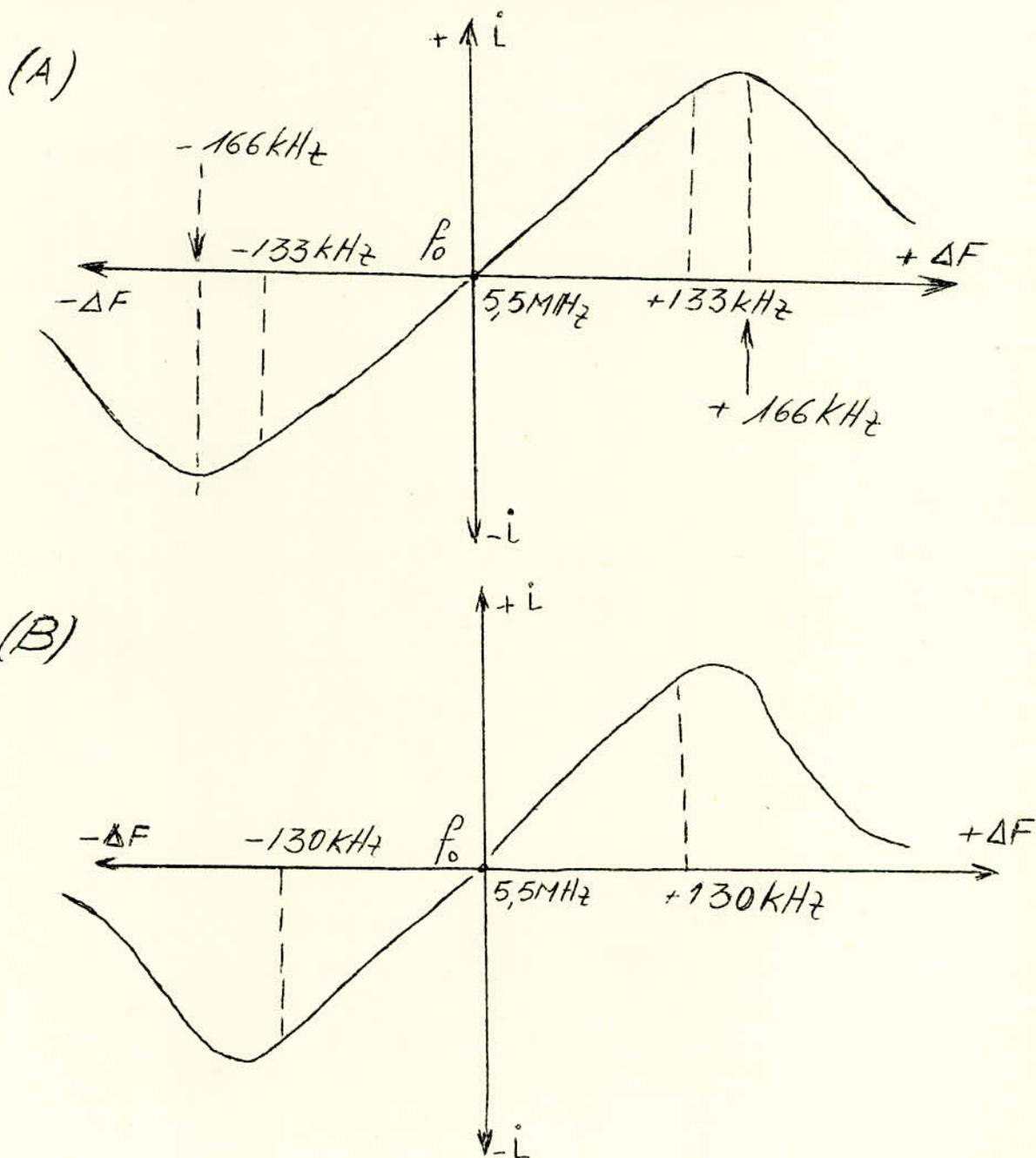
En fixant les valeurs de ces condensateurs est en fait R_8 , car R_7 et R_6 étant toujours et obligatoirement égales (tout en constituant un amortissement pour le secondaire du bobinage, elles permettent l'obtention d'une symétrie de la courbe de réponse du détecteur) peuvent donc être fixées de telle sorte que l'amplitude du courant détecté soit appréciable.

Comme nous l'avons constaté lors de l'essai de l'amplificateur le gain est $G = 60 \text{ dB}$, c'est-à-dire important. Il était à craindre de nouvelles oscillations de notre amplificateur: ce qui est effectivement arrivé.

La solution apportée au problème a été alors la suivante:

- Diminution du gain de l'amplificateur en disposant sur le circuit du collecteur, en série avec le primaire du bobinage du détecteur, une faible résistance $R = 820 \Omega$ et en amortissant ce même primaire par une autre résistance $R' = 1,2 k\Omega$
- Liaison de toutes les masses des appareils et des plaquettes réalisées entre elles, puis blindage des bobinages de liaison inter-étages de l'amplificateur.

La réponse du détecteur a été alors la suivante: (fig.4)



Nous avons représenté aussi (fig.B) la réponse d'un détecteur de rapport de circuit intégré afin de pouvoir faire des comparaisons: nous voyons que pour notre détecteur ,il y a proportionnalité entre le courant détecté et la variation de fréquence sur une plage de $F_1 = 133$ kHz , alors que pour celui du circuit intégré: $F_2 = 130$ kHz.Nous pouvons donc en déduire que nos résultats sont parfaits, le faible écart existant entre les deux valeurs pouvant être imputé à une mauvaise précision de lecture sur l'ecran du wobuloscope.

F) ESSAI SUR LE TELEVISEUR

Après le réglage du détecteur comme nous venons de le voir, l'opération suivante a consisté à la mise enplace sur le téléviseur de l'amplificateur et de l'étage détecteur réalisés.

Le nouveau schéma de l'étage Son du récepteur est alors celui représenté sur la page suivante.

L'essai a donné de bons résultats,nous avons en effet capté le Son des Emissions effectuées aussi bien à partir de CHRG A que deCAP-MATIFOU dans de bonnes conditions

De même,du fait que le Son a été bien reçu,la mesure du rapport signal sur bruit ne s'averre donc point nécessaire.

Comme nous l'avons fait pour l'amplificateur du circuit intégré,nous relevons les valeurs des amplitudes des signaux d'entrée et de sortie pour notre amplificateur ainsi monté sur le téléviseur A partir de ces valeurs mesurées,nous déduirons alors le gain de l'ampli.ainsi monté.

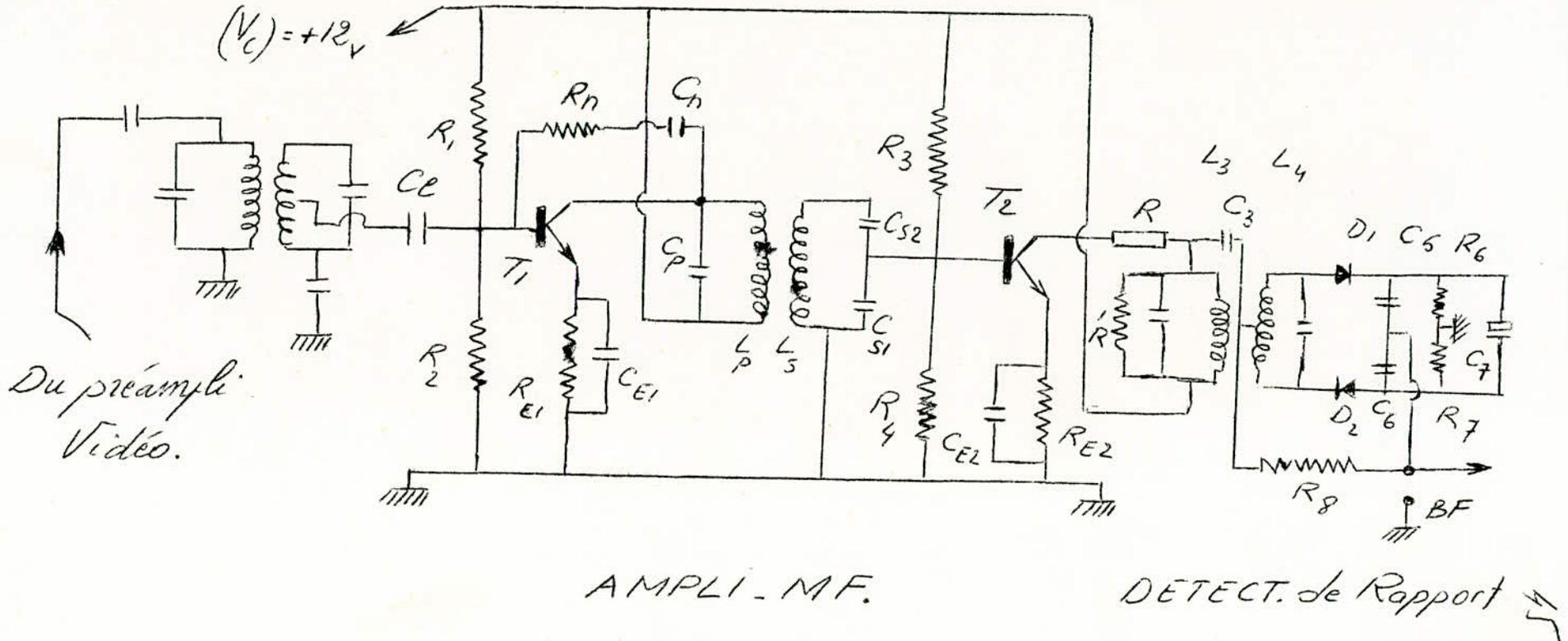
Les résultats ont été les suivants:

$$\left. \begin{array}{l} V_e = 76 \text{ mV} \\ V_s = 570 \text{ mV} \end{array} \right\} \text{ d'ou le gain } \longrightarrow G_{dB} = 20 \cdot \text{Log}_{10} \left(\frac{570}{76} \right)$$

soit $G \approx 17,50 \text{ dB}$

NOUVEAU SCHEMA DE L'ETAGE SON

$C_p = 107 \text{ pF}$	$R_1 = 23,6 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 13 \text{ k}\Omega$	$R_{E2} = 1,4 \text{ k}\Omega$	$R_6 = 27 \text{ k}\Omega$	$C_{E1} = 0,22 \mu\text{F}$
$C_{S1} = 429 \text{ pF}$	$R_2 = 22 \text{ k}\Omega$	$R_n = 12 \Omega$	$R = 820 \Omega$	$R_7 = 27 \text{ k}\Omega$	$C_{E2} = 0,22 \mu\text{F}$
$C_{S2} = 143 \text{ pF}$	$R_3 = 14 \text{ k}\Omega$	$R_{E1} = 2,4 \text{ k}\Omega$	$R' = 1,2 \text{ k}\Omega$	$R_8 = 27 \text{ k}\Omega$	$C_L = 0,1 \mu\text{F}$
$C_5 = 300 \text{ pF}$	$C_6 = 300 \text{ pF}$	$C_7 = 6,8 \mu\text{F}$	$L_p = 7,7 \mu\text{H}$	$L_s = 7,7 \mu\text{H}$	$T_{1,2} = \text{NPN BF173}$
$C_n = 14 \text{ pF}$					



Le résultat obtenu précédemment avec le T.A.A 450 monté sur le téléviseur était $G=22,5$ dB . Nous voyons donc qu'il existe une différence de gain de :

$$\Delta G = (22,5 - 17,5) \text{ dB} = 5 \text{ dB}$$

Cette différence est imputable surtout à deux causes principales.

- Le fait d'avoir diminué le gain de l'amplificateur MF réalisé, à la suite des oscillations survenues lors de l'association des montages ampli- détecteur, d'une part.

- Une légère desadaptation possible à l'entrée de l'amplificateur quand celui-ci a été monté sur le téléviseur, d'autre part.

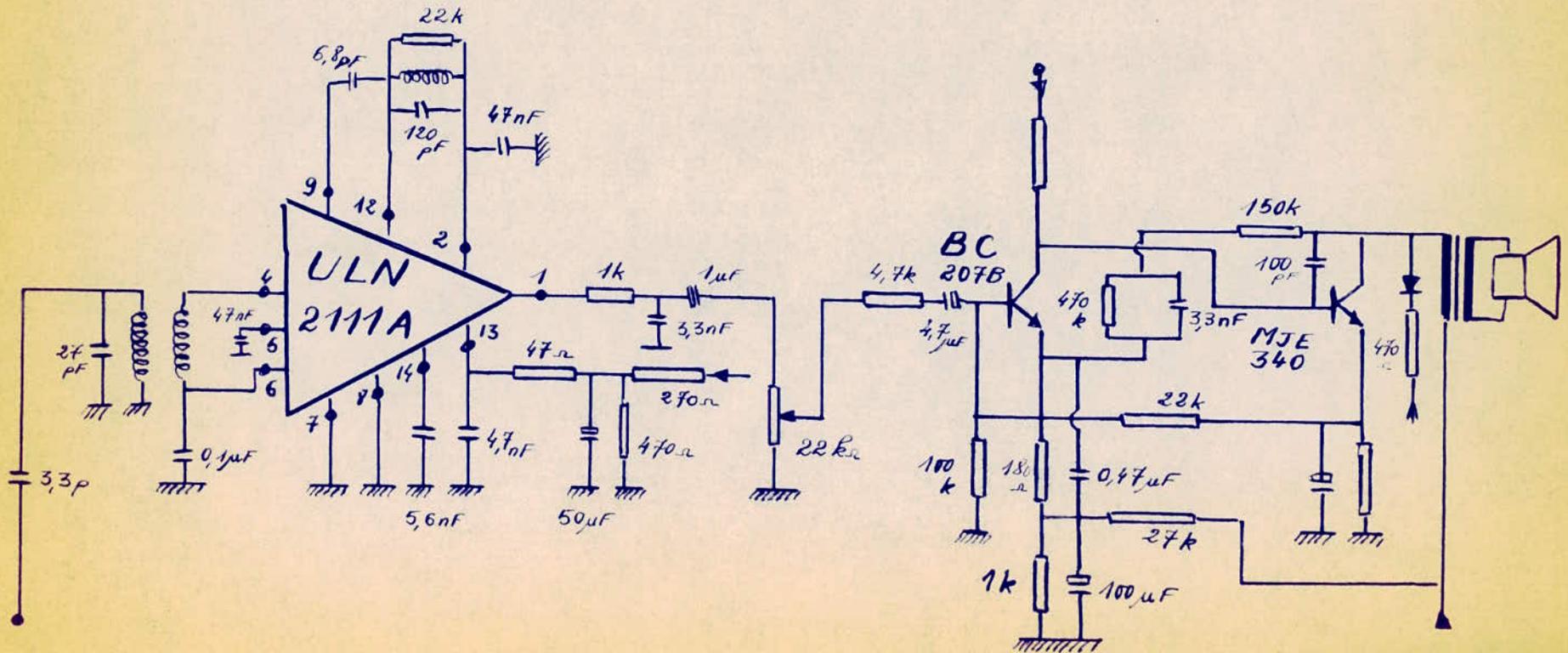
- En conclusion, nous pouvons donc dire que le choix que nous avons fait au début de notre étude quant à la réalisation d'un amplificateur de gain 23 dB (mesuré sur le récepteur) où 60 dB (comme indiqué sur la fiche technique du TAA 450) s'est avéré exacte

Nous déduisons aussi des résultats obtenus à la suite de cet essai que la partie pré-amplificatrice BF du TAA n'apporte pas de gain appréciable au montage. En effet, nous avons constaté qu'un amplificateur de gain $G=17,5$ dB donne une tonalité très appréciable, donc si nous avons réalisé un amplificateur de gain 23 dB au lieu de 17,5 dB, cette tonalité serait telle qu'un étage préamplificateur BF deviendrait inutile.

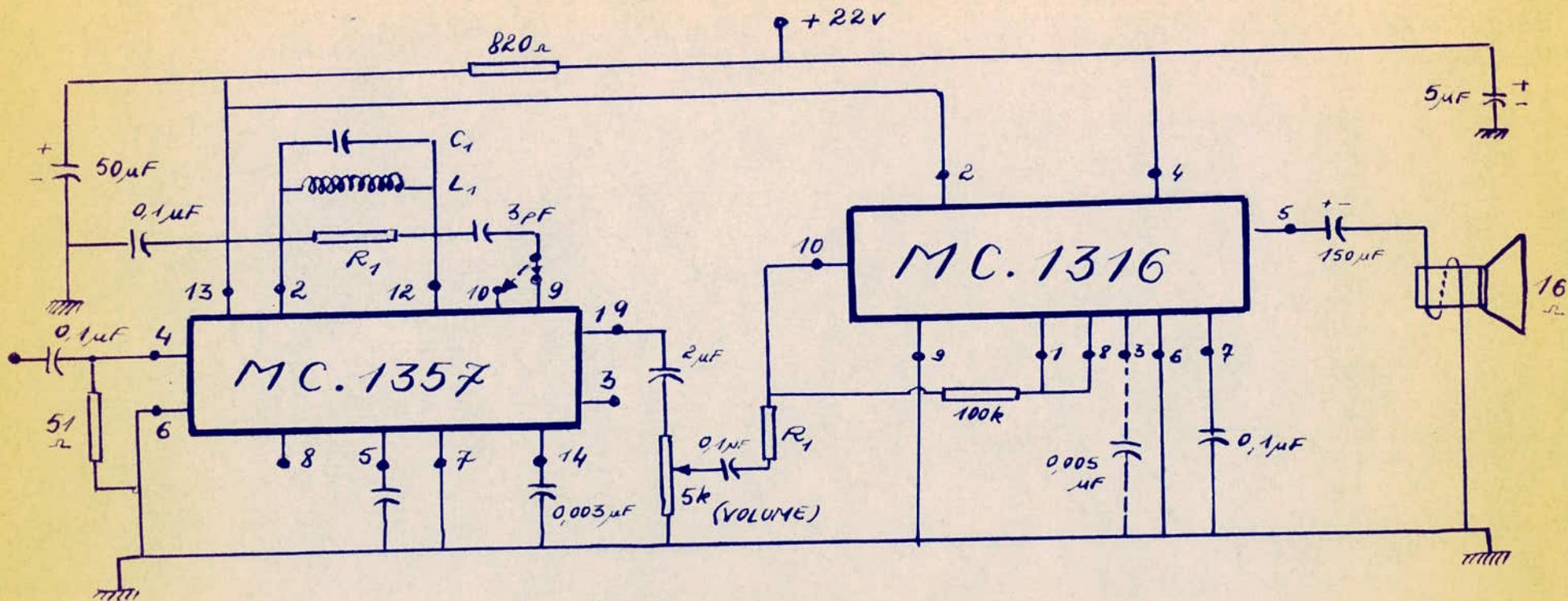
De l'étude faite, il ressort que les avantages apportés par les circuits intégrés, dans les étages son, sont incontestables vues toutes les difficultés (oscillations, problèmes des couplages et réalisation des bobines, problèmes des masses, blindage etc...) que nous avons eues lors de notre réalisation pratique.

D'autre part la réduction de volume et de poids, l'amélioration de la fiabilité apportée par les circuits intégrés, la possibilité de leur fabrication en grande série nous incite à pousser plus loin notre étude en envisageant l'intégration totale de l'étage son d'un téléviseur.

Etage Son du Téléviseur "Telefunken FE 240T"



Application des "MC1357 et 1316" dans un étage Son



de la;BF est effectuée au point 10, la sortie en 5.

Le remplacement de la partie basse fréquence par le MC 1316 posera moins de problèmes que celle effectuée par Mr.Maach à savoir le TAA 700, du fait que la partie à remplacer dans notre cas est extrême; nous aurons de ce fait moins de problèmes d'adaptation du circuit intégré.

EN conclusion à notre étude, nous pouvons donc affirmer que l'apport de ces circuits intégrés en électronique est des plus rentable en plusieurs points de vues/

- Economie de volume
- Economie de POIDS
- Amélioration de la fiabilité des composants
- Abaissement des prix de revient des appareils
- Possibilité de fabrication en grande série

D'autre part, l'introduction des circuits intégrés dans les Téléviseurs permet dès maintenant d'envisager une autre présentation de ces récepteurs: nous nous rapprochons de plus en plus de la présentation des circuits en modules; ainsi, quand un téléviseur tombera en panne, il ne sera plus alors question de perdre un temps parfois très important quant à la localisation de cette panne et de sa réparation du fait que nous n'aurons plus qu'à retirer le module défectueux pour le remplacer par un autre en état de marche, opération bien plus simple, plus économique du fait qu'elle sera dans la majorité des cas à la portée de tout le monde.

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

BIBLIOGRAPHIE

- R.BESSON: Téléviseurs à transistors
- A.PETIT CLERC:Théorie et pratique des
circuits à transistors
- J.MARCUS:La modulation de fréquence
- F.JUSTER:Pratique des Téléviseurs à
transistors
- J.SLOSIAR:Technologie des composants
(TomeII)

=====

