

13/85

المكتبة الوطنية للعلوم الهندسية
وزارة التعليم و البحث العلمي المكتبة
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *D' ELECTRONIQUE*

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

*Etude et réalisation d'un adaptateur
norme L pour le téléviseur 61 M T 1
de la production nationale*

Proposé par :

Mr. MEHENNI M.

Etudié par :

BOUCHEFRA K.

KOUIDMI D.

Dirigé par :

Mr MEHENNI M

PROMOTION : Juin 1985



DEDICACES

A mon père , ma mère .

A mes frères , mes sœurs .

A tous mes amis .

A tous les amateurs du regretté : DAHMANE EL HARRACHI .

BOUCHEFRA KHELIFA



A la mémoire de ma grand-mère .

A mon père pour tous les sacrifices consentis pour ma scolarité .

A ma mère .

A mes frères et sœurs .

A tous mes amis (es)

KOUIDMI DJILLALI



REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements ainsi que notre profonde reconnaissance à M^{eur} MEHENNI Mohamed, professeur à l'ENP pour l'orientation, l'aide constante et les conseils qu'il nous a prodigués tout au long de ce travail.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants de l'ENP qui ont contribué à notre formation.

Que M^{elle} BOUZIANE Louiza et FKHEKHER Samira trouvent en ces lignes l'expression de notre profonde reconnaissance pour l'aide qu'elles ont apporté à la mise en forme de ce fascicule, ainsi que M^{eur} KROUK Mohamed et tous ceux qui y ont contribué de près ou de loin.

KOUIDMI

DJILLALI

BOUCHEFRA

KHELIFA



SOMMAIRE

INTRODUCTION

Chapitre 1

DESCRIPTION ET ETUDE SYNOPTIQUE DU TV 61MT1

1. DESCRIPTION DU TV DE LA PRODUCTION NATIONALE.
2. ETUDE DU SYNOPTIQUE DU TV DE LA PRODUCTION NATIONALE
 - 2.1. Présentation du schéma synoptique.
 - 2.2. Rôle de chaque étage.
 - 2.2.1. Tuners.
 - a. Etage d'entrée
 - b. Amplificateur radiofréquence.
 - c. Circuit de liaison.
 - d. Oscillateur local.
 - e. Mélangeur.
 - f. Amplificateur F.I.
 - g. Filtre F.I.
 - 2.2.2. Platine F.I. vision et son.
 - 2.2.3. Amplificateur B.F.
 - 2.2.4. Amplificateur vidéo.
 - 2.2.5. Circuits de balayages.
 - a. Bloc synchronisation et oscillation.
 - b. Circuit de balayage vertical.
 - c. Circuit de balayage horizontal.
 - 2.2.6. Alimentation.
 3. Présentation du synoptique du TVNB de la chaîne française.



Chapitre 2

ANALYSE DES DEUX STANDARDS

1. CARACTERISTIQUES DES DEUX STANDARDS.
2. MISE EN RELIEF DES DIFFERENCES OBSERVEES.
 - 2.1. Spectre radioélectrique.
 - a. Spectre radioélectrique dans le cas de la norme B.
 - b. Spectre radioélectrique dans le cas des normes L et L'.
 - c. Constatations.
 - 2.2. Type de modulation vision et son.
 - a. Modulation vidéo.
 - b. Modulation son.
 - c. Constatations.
 - 2.3. Conclusion.
3. PLATINE FI VISION ET SON DU TV DU TYPE 61MT1.
 - 3.1. Synoptique de la platine.
 - 3.2. Description.
 - 3.2.1. Circuit de liaison.
 - 3.2.2. Préamplificateur F.I.
 - 3.2.3. Filtres de bande et rejeteurs.
 - 3.2.4. Démodulation vision.
 - a. Synoptique de la démodulation.
 - b. Description du TDA 440.
 - c. Acheminement du signal composite dans le TDA 440.
 - 3.2.5. Filtre rejeteur.
 - 3.2.6. Démodulation son.
 - a. Synoptique de la démodulation.
 - b. Description du TBA 1205.
4. PLATINE F.I VISION ET SON DE LA NORME L et L'.
 - 4.1. Préliminaires.
 - 4.2. Schéma synoptique de la platine.
 - 4.3. Conclusion.
 - a. Disposition de la platine adaptatrice dans le TV du type 61MT1
 - b. Procédé de connexion et commutation.



Chapitre 3

ETUDE THEORIQUE DE LA PLATINE ADAPTATRICE

1. PRESENTATION DU SYNOPTIQUE.
2. CHOIX ET ETUDE DES DIFFERENTS CIRCUITS.
 - 2.1. Circuit de liaison.
 - 2.2. Préamplificateur F.I.
 - a. Nécessité.
 - b. Choix et calcul des composants du préamplificateur F.I.
 - 2.3. Bloc de séparation.
 - a. Principe et constitution du F.O.S.
 - b. Caractéristique électrique du F.O.S.
 - c. Effet d'insertion du F.O.S.
 - d. Schéma équivalent du F.O.S.
 - 2.4. Démodulateur vidéo.
 - 2.5. Démodulateur son.
3. COMPENSATION DES PERTES D'INSERTION DU F.O.S.
4. COMMUTATIONS.
 - 4.1. Principe.
 - 4.2. Les différentes commutations.
 - a. La commutation des signaux vidéo.
 - b. La commutation des signaux son.
 - c. La commutation de la C.A.G.

Chapitre 4

REALISATION ET TESTS

1. REALISATION PRATIQUE.
2. REGLAGES ET ESSAIS.
3. RELEVÉ DES COURBES DE REPONSE.

CONCLUSION GENERALE.

Introduction

La réalisation des circuits adaptateurs destinés à la réception d'une chaîne de télévision française, sur un téléviseur du type 61 MT1 produit par la société de réalisation de matériel électronique grand public qui est la SONELEC, nécessite l'étude préalable des standards d'émissions que l'on désire recevoir.

Les services techniques de la RTA ont adopté pour nos émissions la norme B qui est issue des travaux du comité C.C.I.R. (comité consultatif international des radio-communications). Les services techniques français ont par contre adopté pour leurs émissions les normes L' (ex V.H.F.) et L (ex U.H.F.). On soulignera par la suite que les caractéristiques de ces normes sont telles qu'il est impossible de les recevoir sur un téléviseur du type 61 MT1, sans modifications appropriées de ses circuits électriques.

Ainsi le but de notre projet est d'adapter ce téléviseur aux normes françaises. Pour se faire, on a procédé comme suit :

Dans un premier chapitre, nous avons trouvé nécessaire de faire une brève description ainsi qu'une étude synoptique de notre téléviseur en faisant apparaître le rôle de chaque étage le constituant. On terminera ce chapitre par une présentation du synoptique général du téléviseur fonctionnant en normes françaises.

Le chapitre II sera consacré à l'analyse des différences existantes entre les caractéristiques des normes des deux pays, et l'effet de chacune d'elles sur l'ensemble des circuits du récepteur pour enfin aboutir à un schéma synoptique de la platine permettant cette adaptation.

Une étude théorique de cette platine sera faite au chapitre III, en justifiant le choix et l'utilisation de chaque circuit constituant cette platine. Enfin, pour rendre cette étude complète, au chapitre IV notre platine sera exposée aux différents tests et relevés des principales courbes de réponse de quelques circuits utilisés.

Avant d'aborder ces chapitres, il est nécessaire de savoir qu'une émission de télévision se caractérise par :

- la fréquence de la porteuse vision.
- la fréquence de la porteuse son.
- la définition ou nombre de lignes par image.
- la largeur de la bande vidéo à transmettre liée au nombre de lignes par image.
- la polarité de la modulation image.
- la nature de la modulation du son.

CHAPITRE 1

1. Description du TV de la production nationale.

Ce téléviseur est du type 61 MT1 monochrome fabriqué par la SONELEC de Sidi Bel-Abbes, il fonctionne sous secteur courant alternatif: 220^V , 50 Hz et consomme au total 65 VA environ.

Il est prévu pour une réception des émissions en V.H.F et U.H.F.

- Bande I, canaux: 2 à 4 d'une sensibilité de 3 à 5 μV .
- Bande III, canaux: 5 à 12 d'une sensibilité de 3 à 5 μV .
- Bande IV et V, canaux: 21 à 68 d'une sensibilité d'environ 10 μV .

Une prise d'antenne unique V.H.F - U.H.F est prévue pour une impédance caractéristique de 75 Ω .

Il a un châssis avec semi-conducteur et porte les modules étages suivants :

- Tuners.
- Platine F.I vision et son.
- Platine amplificateur B.F.
- Platine amplificateur vidéo.
- Platine oscillation et synchronisation.
- Alimentation.

2. Etude du synoptique du TV de la production nationale.

Dans ce qui suit, nous allons faire une étude générale du schéma synoptique du téléviseur de la production nationale, en faisant apparaître ses différents blocs ainsi que le rôle de chacun d'eux.

2.1. Présentation du schéma synoptique.

Dans ce schéma, on distingue :

- Tuners V.H.F. - U.H.F.
- Platine F.I vision et son.
- Amplificateur B.F.
- Amplificateur vidéo.
- Circuits de balayages.
- Alimentation.

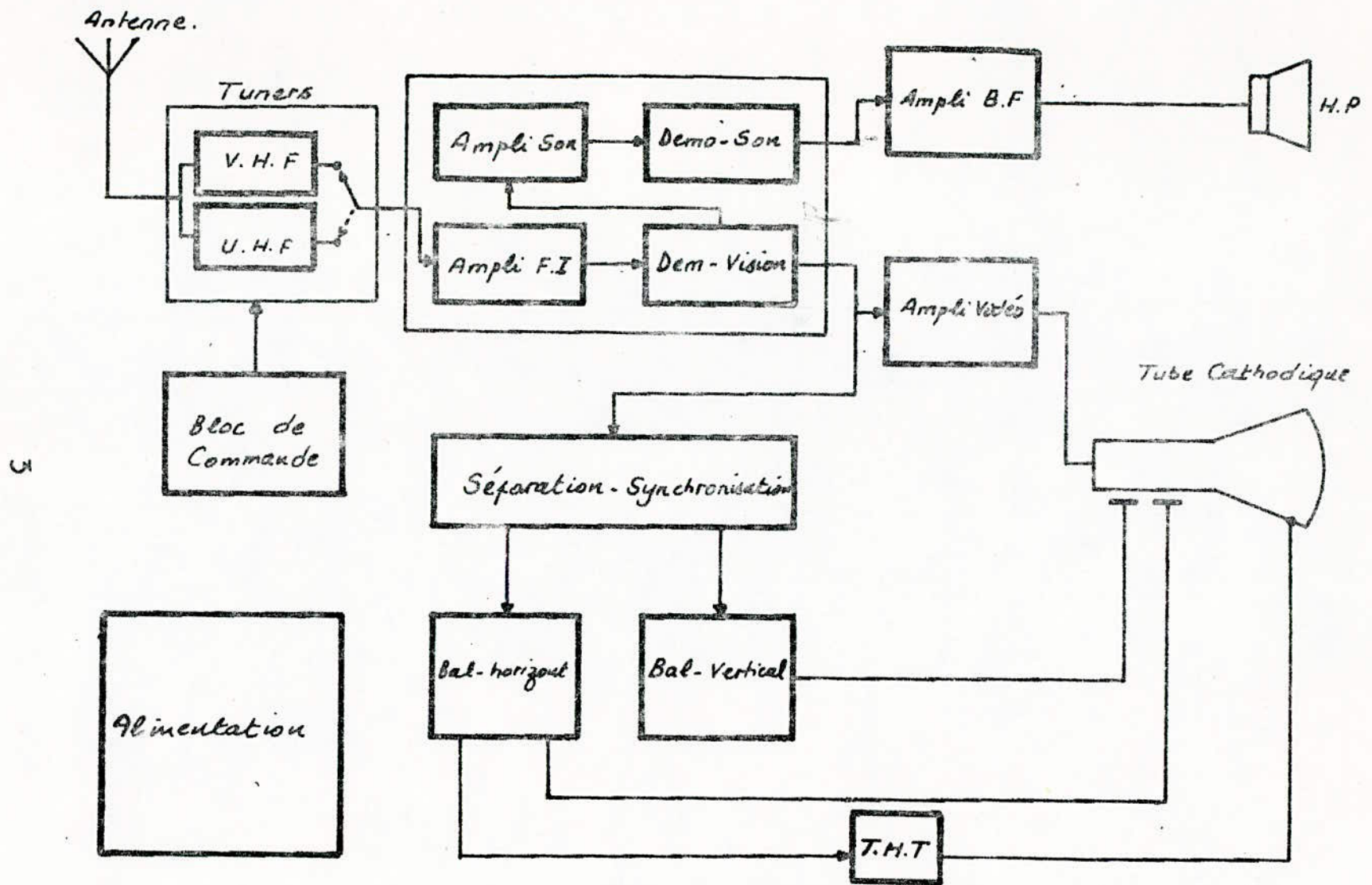


Schéma synoptique du TVNB du type 61MT1

2.2. Rôle de chaque étage

2.2.1. Tuners:

L'ensemble des organes qui permettent d'effectuer la sélection des canaux est appelé sélecteur à radiofréquence.

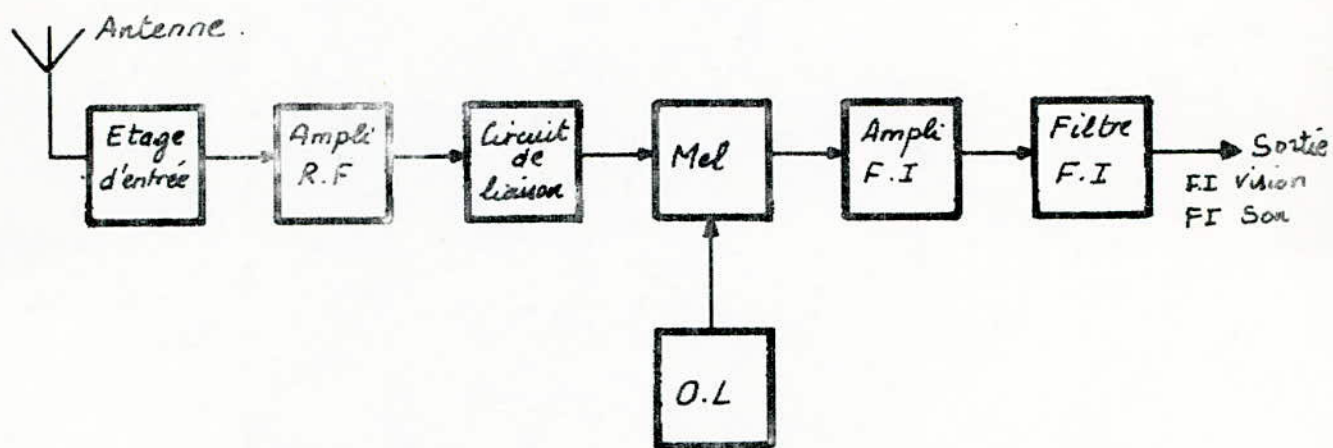
On distingue deux catégories :

- Sélecteur V.H.F apte à sélectionner les bandes métriques.
- Sélecteur U.H.F apte à sélectionner les bandes décimétriques.

Ils se présentent sous forme de deux ensembles séparés. Leurs fonctions essentielles sont :

- Une amplification sélective d'un canal désiré aux dépens des autres.
- Une conversion des fréquences de tous les canaux reçus en une fréquence unique relativement basse, permettant une amplification plus facile et constante pour les étages qui suivent les sélecteurs.

Notons que les schémas synoptiques de ces deux sélecteurs sont pratiquement identiques. On se contentera simplement de donner sa représentation synoptique ainsi que le rôle de chaque étage constituant cet ensemble.



a. Étage d'entrée.

Il assure d'une part l'adaptation en impédance entre le circuit d'antenne et l'étage suivant du récepteur pour permettre une transmission fidèle de l'énergie recueillie par l'antenne, et d'autre part il permet la sélection de la bande d'émission à recevoir.

b. Amplificateur radiofréquence.

Le signal radiofréquence capté par l'antenne est très faible (de l'ordre de quelques microvolts). Notons aussi la présence du signal bruit qui peut être considérable venant s'ajouter à notre signal. De ce fait l'amplificateur radiofréquence permet une amplification et par conséquent de réduire le niveau d'éventuels brouilleurs qui peuvent se présenter.

c. Circuit de liaison.

Lorsqu'un canal est choisi, le circuit de liaison assure la sélectivité de ce canal.

d. Oscillateur local.

Il utilise le principe de variation de la polarisation d'une diode « Varicap » qui accorde un circuit oscillant. Ceci permet de fixer la fréquence d'accord des étages suivants.

e. Mélangeur.

A l'entrée de celui-ci deux signaux sont présents, le signal à haute fréquence et le signal provenant de l'oscillateur local. Le mélange de ces deux signaux s'effectue par l'intermédiaire de la courbure de la caractéristique d'entrée du transistor.

f. Amplificateur F.I.

Le mélangeur présente des pertes, de plus le processus de mélange ajoute un bruit supplémentaire. De ce fait, l'amplificateur F. I. permet de compenser ces pertes et il permet aussi de porter le gain du sélecteur à un niveau convenable pour l'ensemble à fréquence intermédiaire.

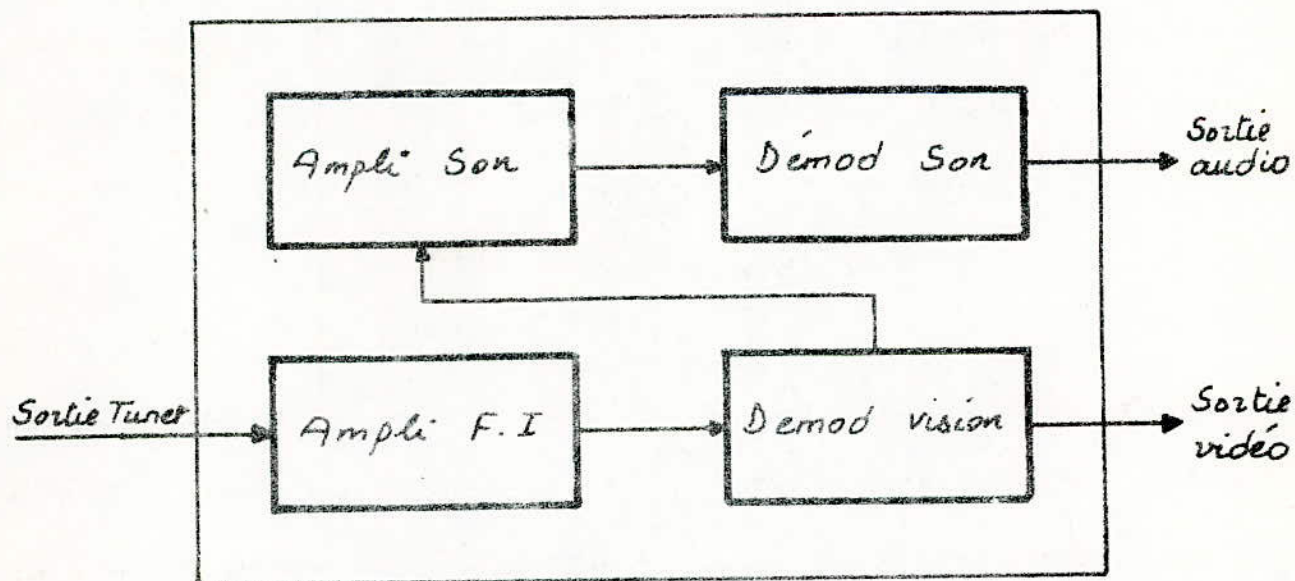
g. Filtre F.I.

Il est principalement destiné à filtrer les résidus de l'oscillateur local et du signal provenant du mélangeur. A la sortie de celui-ci on ne dispose

que d'une seule fréquence d'accord de l'ensemble qui est la fréquence intermédiaire. Ce filtre a été aussi conçu pour faciliter la liaison du sélecteur à l'ensemble à fréquence intermédiaire.

2.2.2. Platine FI vision et son.

Pour des raisons que nous évoquerons plus loin, cette platine fera l'objet d'une étude détaillée. Notons simplement dans cette platine la présence de deux chaînes l'une pour le traitement de l'image et l'autre pour le son. Son schéma bloc se présente de la manière suivante :



2.2.3. Amplificateur B.F.

À la sortie du discriminateur prenant place dans le TBA 1205, le signal son démodulé possède un niveau faible ce qui ne permet pas l'excitation du haut parleur placé à l'extrémité de cette chaîne. Il est par conséquent nécessaire de lui subir une amplification suffisante. Pour cette raison, on a prévu à ce niveau un étage amplificateur de puissance basse-fréquence réalisé avec un circuit intégré du type TBA 800.

Ce circuit comprend essentiellement :

- Un préamplificateur différentiel.
- Un étage séparateur - adaptateur.
- Un étage pilote ou driver.
- Un ampli push-pull.
- Un régulateur de courant de repos.
- Un régulateur de la tension de sortie.

Le schéma synoptique de ce circuit ainsi que le circuit d'application se trouve dans la partie annexe figures 1 et 2.

2.2.4. Amplificateur vidéo.

Cet amplificateur est destiné à une amplification en puissance du signal vidéo fréquence, en effet, en sortie de l'étage détecteur, le signal vidéo possède une amplitude d'environ 3,7 V crête à crête, le tube cathodique nécessite pour sa polarisation une tension de 70 à 80 V,

ce qui donne une amplification d'environ 21.

L'amplificateur vidéo comprend deux étages :

- L'étage adaptateur : il est constitué essentiellement du transistor T321 monté en collecteur commun, bien qu'il présente un gain inférieur à l'unité et vaut environ 0,8, cependant il permet une bonne adaptation en impédance entre la sortie de l'étage de détection, et l'étage de puissance final afin de ne pas surcharger la résistance de charge du détecteur, ce qui diminue considérablement le rendement de la détection.

- L'étage de puissance : monté autour du transistor T322, cet étage assure principalement la fonction amplification, son gain est d'environ 25 rendu ajustable grâce au potentiomètre P321 afin de régler le contraste. La résistance R331 d'émetteur permet d'obtenir une bande passante suffisante du signal vidéo qui est de l'ordre de 5 MHz.

Le schéma électrique de l'amplificateur vidéo est représenté par la figure 3 dans la partie annexe.

2.2.5. Circuits de balayages

Il s'agit dans cette partie de faire dériver le spot sur l'écran horizontalement et verticalement en synchronisation avec le signal d'émission afin de reconstituer l'image.

Cette partie se compose essentiellement de trois étages :

- bloc synchronisation et oscillation.
- circuit de balayage vertical.
- circuit de balayage horizontal.

a. bloc synchronisation et oscillation :

Dans ce bloc, le circuit intégré TBA 950 assure principalement la fonction de séparation et de synchronisation lignes. Il comprend :

- le séparateur de synchronisation.
- l'intégrateur d'impulsion de trames.
- le comparateur de phase.
- Un étage de commutation.
- l'oscillateur ligne.
- Un circuit de commande de phase.
- Un étage de sortie.

le synoptique et le circuit d'application du TBA 950 se trouvent en annexe, figures: 4 et 5.

b. Circuit de balayage vertical.

Il est constitué de :

- Un oscillateur vertical.
- Un générateur en dents de scie.
- Un étage de liaison et sortie
- Une bobine de déflexion verticale.

C. Circuit de balayage horizontal.

Il est constitué de :

- Un oscillateur horizontal (intégré dans le TBA 950).
- Un étage de liaison et sortie.
- Une bobine de déflexion horizontale
- Un circuit de la production de la T.H.T.

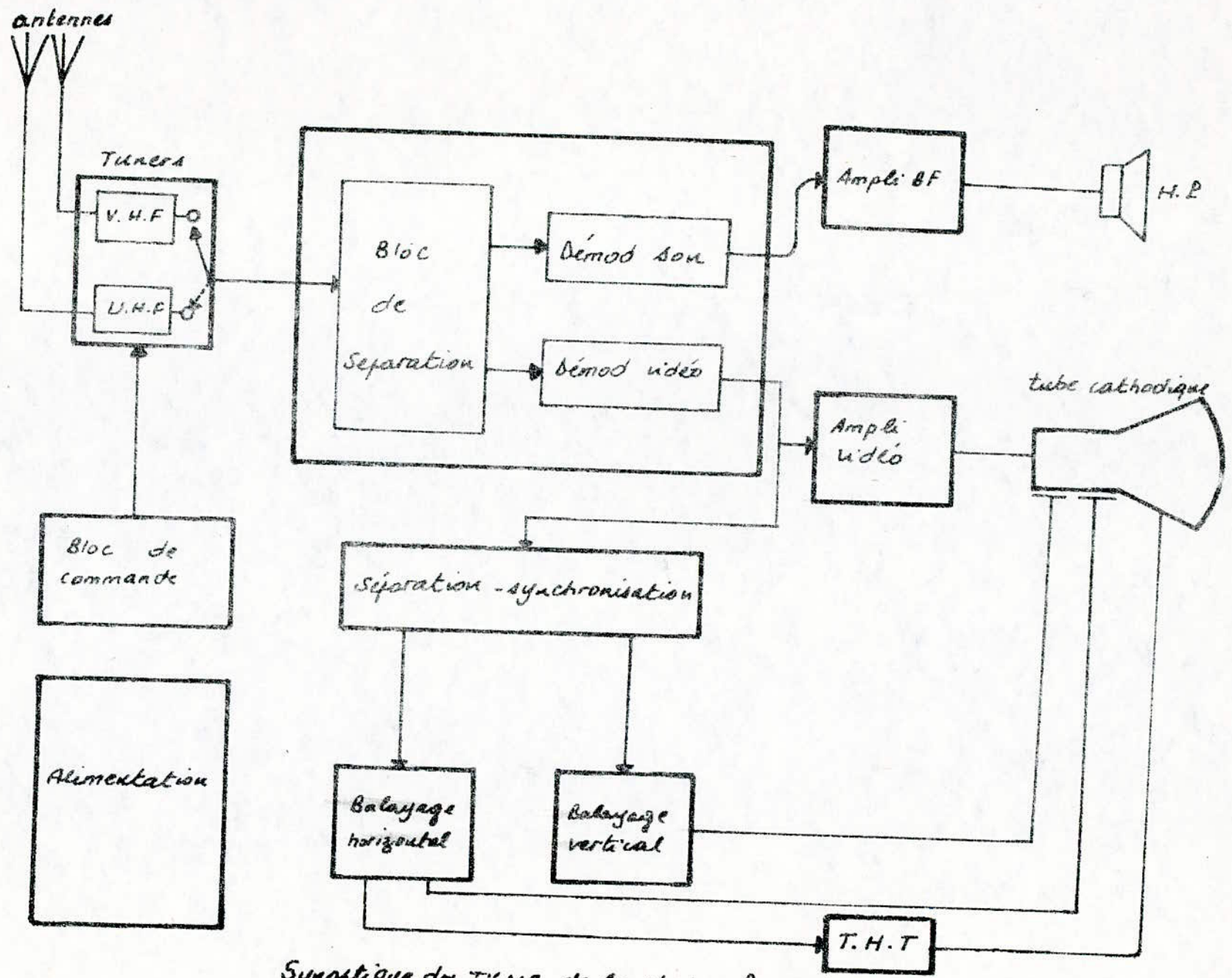
2.2.6. Alimentation

Le fonctionnement des divers sous-ensemble du récepteur nécessite à leurs polarisations des diverses tensions continues qui sont disponibles à la sortie de l'alimentation, ainsi on remarque :

- Une tension de 30V (point +1) qui sert à alimenter les étages de puissance des circuits de balayage vertical et horizontal, ces derniers à leurs tours fournissent indirectement la très haute tension (T.H.T. : 17KV) pour le tube cathodique et la haute tension (155V. point +4) pour les tensions varicap et l'amplificateur vidéo.
- Une tension de 12V (point +2) alimente les tuners V.H.F et U.H.F, l'ampli vidéo, la platine FI vision et son ainsi que la platine synchronisation.
- Une tension de 19V (point +3) alimente l'étage amplificateur B.F.
- Une tension alternative de 6,3V pour le chauffage de filament du tube cathodique.

3. Presentation du synoptique du TVNB de la chaine française.

Le synoptique du TVNB de la chaine française se presente d'une façon analogue à celui du TVNB du type 51MT1 à part la différence qui reside dans la constitution des voies vision et son de la platine F.I, due essentiellement aux types de modulation vision et son mises en oeuvre.



Synoptique du TVNB de la chaîne française

CHAPITRE 2

1. Caractéristiques des deux standards.

Un standard ou une norme définit un certain nombre de caractéristiques nécessaires pour une émission de télévision.

Les principales caractéristiques des normes utilisées en Algérie et en France sont indiquées dans le tableau suivant :

| Normes | B | L' | L |
|-------------------------------------|----------|----------|----------|
| Pays utilisés. | Algérie | France | |
| Origine. | Gerber | Français | Français |
| Bande d'émission. | V.H.F. | V.H.F. | U.H.F. |
| Nombre de ligne par image. | 625 | 625 | 625 |
| Fréquence trame | 50 | 50 | 50 |
| Fréquence image | 25 | 25 | 25 |
| Largeur du canal d'émission. | 7 MHz | 8 MHz | 8 MHz |
| Intervalle de fréquence vision-son. | 5,5 MHz | 6,5 MHz | 6,5 MHz |
| Largeur de la bande vidéo. | 5 MHz | 6 MHz | 6 MHz |
| Largeur du talon de bande. | 0,75 MHz | 1,25 MHz | 1,25 MHz |
| Polarisation vision. | Négative | Positive | Positive |
| Modulation son. | F.M. | A.M. | A.M. |
| F.I. vision. | 38,9 MHz | 38,9 MHz | 32,7 MHz |
| F.I. son. | 33,4 MHz | 32,4 MHz | 39,2 MHz |

Notons que la norme L' vient juste dans ces dernières années de remplacer l'ancienne norme E, bien qu'elle soit à haute définition 819 lignes, mais la largeur du canal étant de 13,15 MHz. Par suite de cette grande largeur, il n'a pas été possible de placer un nombre de canaux suffisant, dans les bandes I et III, pour couvrir tout le pays, sans trop d'interférences.

Répartition des canaux radiofréquences et fréquences porteuses
des différentes normes des deux pays.

| Désignation | Gabarit simplifié du spectre radiofréquence. | Canaux | | Fréq. Porteuses | |
|-----------------------------|--|--------|--|----------------------|----------------------|
| | | Nbre | Appellation | Vision (MHz) | Son (MHz) |
| Norme B Bande I | | 3 | E ₂ ã E ₄ | 48,25 62,25 | 53,75 67,75 |
| Norme B Bande III | | 8 | E ₅ ã E ₁₂ | 175,25 224,25 | 180,75 229,75 |
| Norme L' Bande I | | 4 | A ã C, C' | 47,75 60,50 | 41,25 54,00 |
| Norme L' Bande III | | 6 | 1 ã 6 | 176,00 216,00 | 182,50 222,50 |
| Norme L Bande IV et V | | 49 | 21 ã 69 | 471,25 855,25 | 477,75 861,75 |

D'après ce tableau, on remarque que seuls les canaux de la bande I pour la norme L' ont une fréquence porteuse vision supérieure à la fréquence porteuse son; de plus les fréquences porteuses vision et son sont très basses dans cette bande, ce qui ne permet pas la réception de ces canaux sur notre récepteur car l'oscillateur utilisé travaille en suprabande et ne peut couvrir cette plage de fréquence occupée par ces canaux.

En norme B dans la bande I, on a :

- Canal E_2 :

| | | | | |
|--------|---|----------------------------|---|--------------|
| Vision | : | $48,25 + 38,9 = 87,15$ MHz | } | oscillateur. |
| Son | : | $53,75 + 33,4 = 87,15$ MHz | | |
- Canal E_4 :

| | | | | |
|--------|---|-----------------------------|---|--------------|
| Vision | : | $62,25 + 38,9 = 101,15$ MHz | } | oscillateur. |
| Son | : | $67,75 + 33,4 = 101,15$ MHz | | |

Donc on dispose d'un oscillateur qui couvre dans la bande I les canaux E_2 à E_4 c'est à dire de 87,15 à 101,15 MHz.

Comme dans la bande I pour la norme L' les fréquences porteuses vision et son s'étalent de 41,25 à 54 MHz. Il est par conséquent impossible d'obtenir par battement les fréquences intermédiaires vision et son 38,9 et 33,4 MHz voulues, ce qui nous conduit à éliminer ce cas.

2. Mise en relief des différences observées.

D'après les caractéristiques citées auparavant des différentes normes des deux pays, nous sommes arrivés à résumer ces différences en deux parties à savoir :

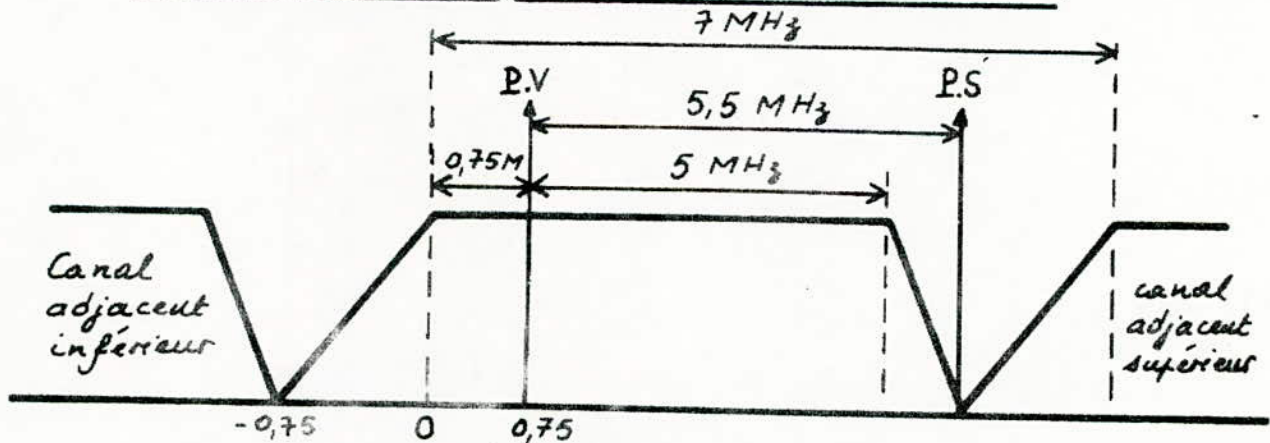
- Le spectre radioélectrique.
- Le type de modulation pour les deux portuses vision et son.

Pour plus de clarté, nous allons analyser chacune de ces deux parties.

2.1. Spectre radioélectrique

Ce spectre comporte un ensemble d'informations nécessaires, pour la réception d'une émission de télévision qui est souvent appelé canal. Dans celui-ci on doit avoir simultanément, le signal vidéo et le signal son. Il est caractérisé par sa largeur et par la disposition relative des fréquences porteuses vision et son, ainsi que l'écart entre ces deux porteuses.

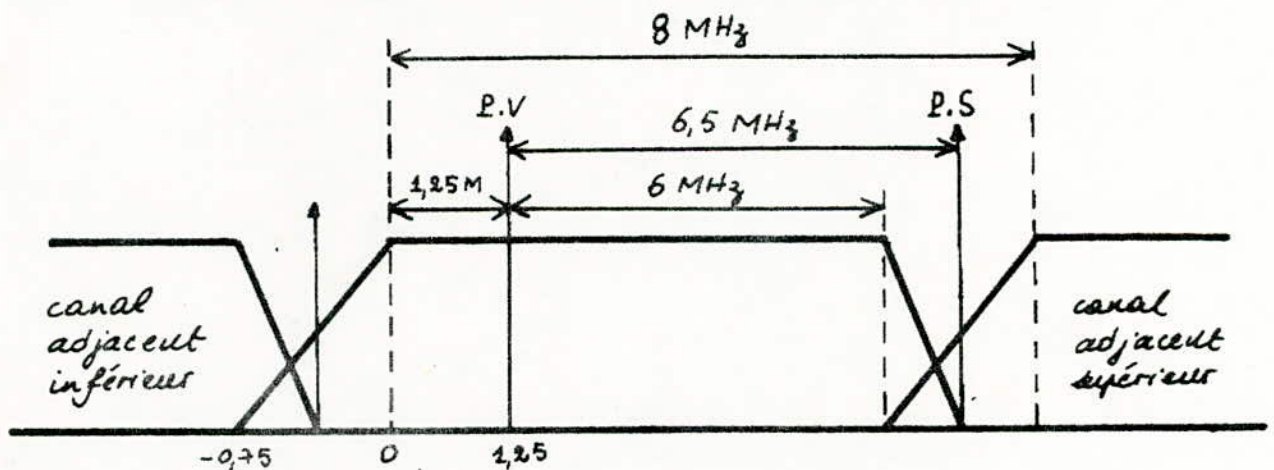
a. Spectre radioélectrique dans le cas de la norme B.



La largeur vidéo étant de 5 MHz, l'écart entre les porteuses vision et son est de 5,5 MHz, le talon est de 0,75 MHz.

On remarque dans ce cas que le canal est complètement utilisé et il n'y a pas de chevauchement entre les canaux, mais même avec cette disposition il y a risque de brouillage apporté par les porteuses vision et son des canaux adjacents, qui sont très proches, pour cette raison, on a placé au niveau de la platine F.I deux trappes, l'une pour la rejection de la porteuse son du canal inférieur et l'autre pour la rejection de la porteuse vision du canal supérieur.

b. Spéctre radioélectrique dans le cas des normes L et L'.



Dans ce cas, on remarque un léger chevauchement entre les canaux, la largeur vidéo est de 6 MHz, l'écart entre les porteuses vision et son est de 6,5 MHz; le talon est de 1,25 MHz.

Dans les deux cas, la bande atténuée s'annule à -0,75 MHz du début

du canal. Pour les normes L et L', l'inconvénient majeur est la présence de la porteuse son du canal adjacent inférieur à l'intérieur du canal considéré, et pour diminuer les risques de brouillage causé par celle-ci, le récepteur doit être muni d'un rejeteur pour éliminer fortement cette porteuse son.

Cette utilisation permet par contre une occupation maximale de la bande et avoir par conséquent le plus grand nombre de canaux possibles.

Notons que le choix par un pays pour une norme donnée résulte davantage de considérations politiques et économiques que des critères techniques et de qualité.

c. Constatations

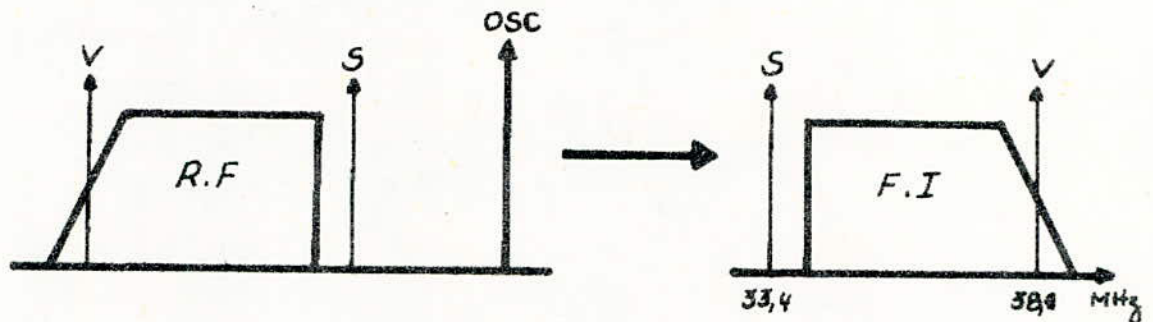
On peut déjà dans cette première partie, constater l'effet du spectre radioélectrique sur l'ensemble des circuits du récepteur, et par suite localiser les circuits qui nécessitent des modifications et des commutations, afin de permettre la réception des émissions en normes L et L' sur le téléviseur du type 61 MT1, conçu pour la réception des émissions en norme B.

A l'entrée du récepteur, on dispose des tuners V.H.F.-U.H.F et comme ce genre de tuners est à réglage continu et leur bande passante est de l'ordre de 16 MHz, il est par conséquent inutile

de chercher à modifier ou à remplacer ce circuit.

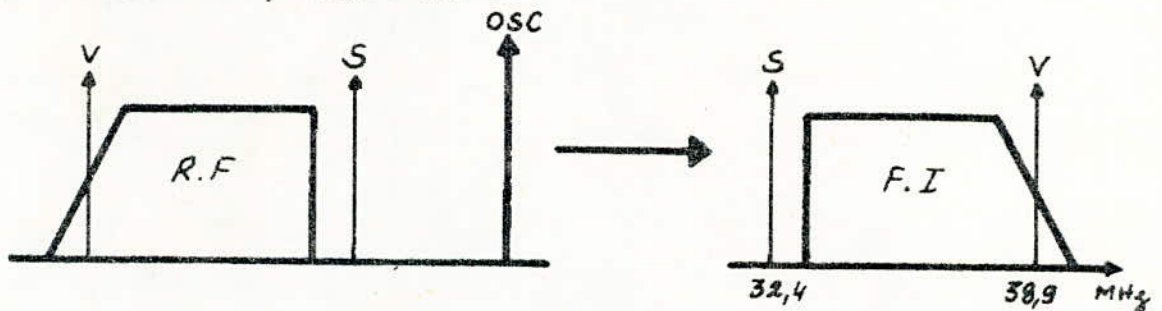
À la sortie de ce tuner, seuls les signaux possédant les fréquences 33,4 et 38,9 MHz respectivement pour le son et la vision peuvent accéder les circuits de traitement du signal à fréquence intermédiaire qui groupent les circuits d'amplification, les filtres de bande et rejecteurs qui ont pour tâche de convertir le spectre radioélectrique haute fréquence en un spectre à basse fréquence, ce qui nous facilite la démodulation par la suite.

- En norme B, on a la conversion suivante :

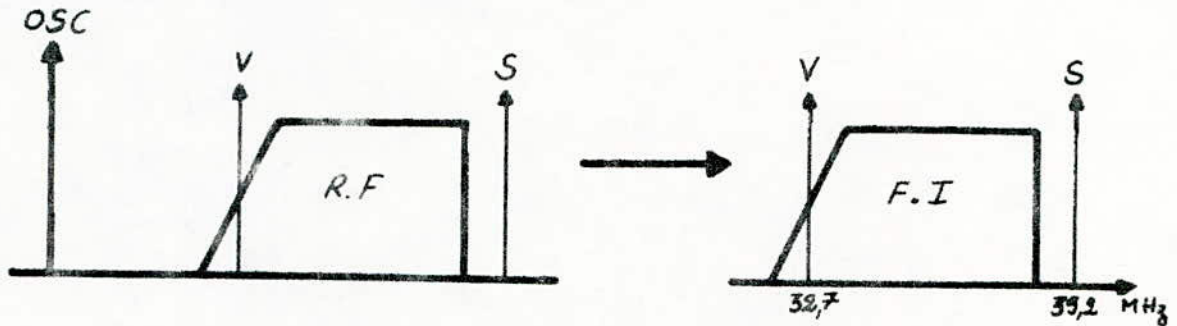


Par contre en normes L et L' ils utilisent des fréquences intermédiaires vision et son différentes des nôtres ainsi que l'écart entre ces deux fréquences.

- Pour la norme L', Bande III :



- Pour la norme L, Bande IV et V.



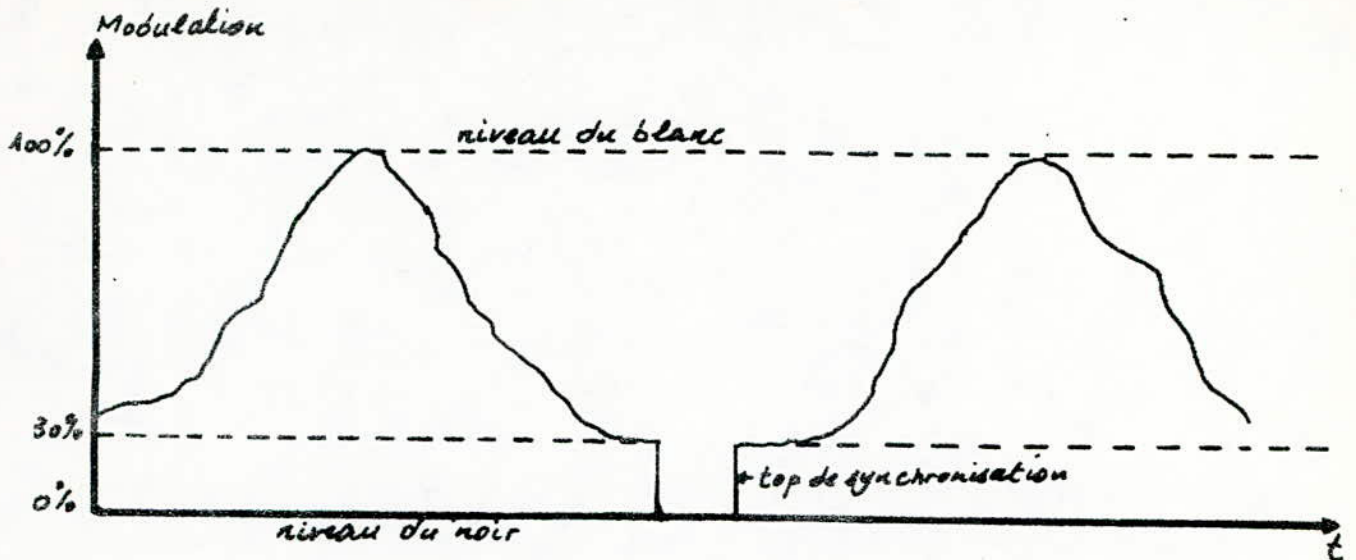
On voit bien que la courbe de réponse F.I. diffère dans les trois normes B, L et L' et par conséquent les circuits électroniques correspondants diffèrent aussi. Dans leur réalisation, il conviendra de modifier par commutation ces circuits pour les rendre compatibles avec les normes L et L'.

2.2. Type de modulation vision et son.

a. Modulation vidéo

En télévision, l'image est transmise en modulation d'amplitude à bande latérale atténuée. On remarque l'existence de deux polarisations possibles de la vision: positive et négative.

On appelle modulation positive, celle dont l'amplitude maximale du signal vidéo correspond au blanc de l'image.

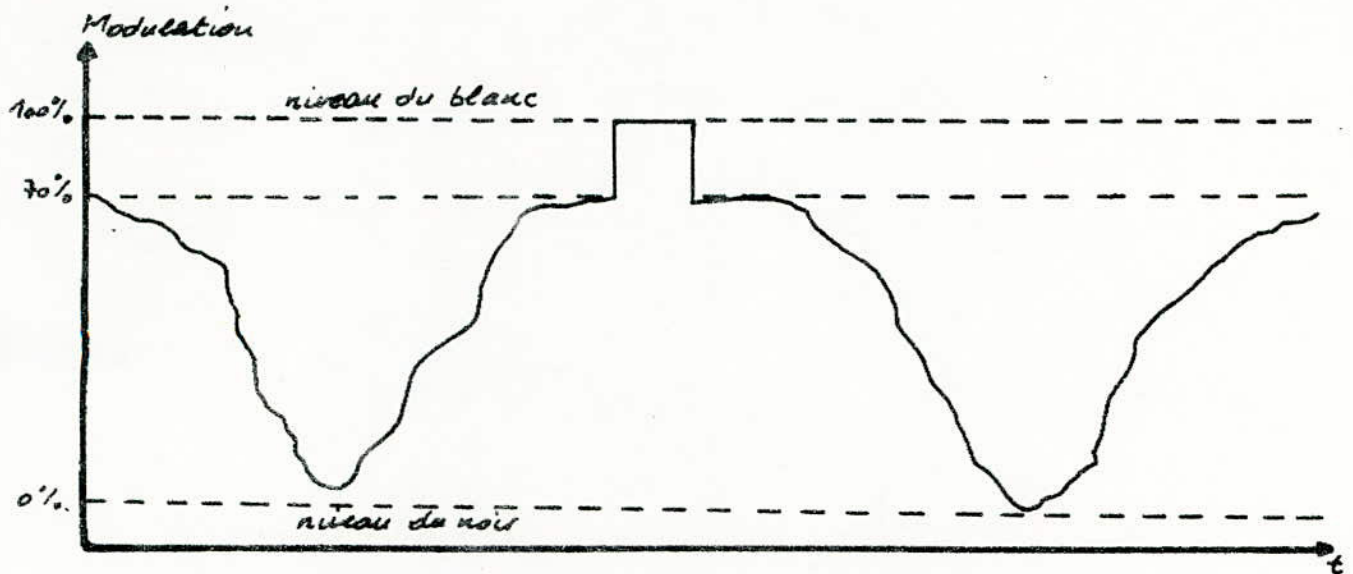


Avantage : la synchronisation du récepteur est peu sensible aux parasites, car ces signaux correspondent au minimum du signal vidéo.

Inconvénients :

- Le niveau de crête varie avec l'image, par conséquent, il est difficile d'obtenir un niveau de référence pour les C.A.G.
- Les parasites produisent des points blancs sur l'image plus visibles que les points noirs de la modulation négative.

On appelle modulation négative, celle dont l'amplitude maximale du signal vidéo correspond au fond du top de synchronisation.



Avantage: son niveau de crête est utilisé comme référence pour les C.A.G.

Inconvénient: la synchronisation du récepteur est très sensible aux parasites.

b. Modulation du son.

Parmi les procédés de modulation qui s'offrent pour la transmission du son d'un programme de télévision, deux seulement, jusqu'à présent ont été retenus, la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence.

Modulation d'amplitude

Le son est modulé en amplitude à double bande latérale.

Avantage: simplicité des circuits à l'émission comme à la réception ce qui nécessite un réglage moins critique.

Inconvénient : la modulation d'amplitude nécessite plus de puissance à l'émission.

- Modulation de fréquence.

Etant donné ses propriétés supérieures, la modulation de fréquence présente plusieurs avantages. En télévision on les résume comme suit :

Avantage : Présente un bruit de fond moins important qu'en AM et une meilleure réjection (élimination des signaux du son dans la voie image du récepteur.).

Inconvénient : nécessite une bande plus large qu'en AM et complexité des circuits par rapport à l'A.M.

La norme B utilise la modulation négative pour la vision et la modulation de fréquence pour le son, par contre les normes L et L' utilisent la modulation positive pour la vision et la modulation d'amplitude pour le son.

c. Constatations

Compte tenu des différents procédés de modulation vision et son utilisés dans les différentes normes citées, il nous est impossible d'utiliser les circuits de démodulation existants dans notre récepteur, pour démoduler les signaux vision et son des normes L et L', on est

alors contraint de modifier ces circuits.

À la sortie de chaque démodulateur, on doit attaquer respectivement l'amplificateur de puissance vidéo et BF correspondant, de plus on doit restituer les tops de synchronisation du signal vidéo nécessaires au fonctionnement des bases de temps verticale et horizontale. De ce fait, voyons la possibilité d'utilisation de ces circuits.

Pour les bases de temps, les principales caractéristiques des signaux de synchronisation sont groupées dans le tableau suivant :

| Caractéristiques | Normes | |
|---|-------------|----------------|
| | B | L et L' |
| Nombre de ligne par image. | 625 | 625 |
| Fréquence trame. | 50 | 50 |
| Fréquence image. | 25 | 25 |
| Durée ligne (μs). | 64 | 64 |
| Durée d'impulsion ligne (μs). | $5 \pm 0,2$ | $4,8 \pm 0,2$ |
| Durée de suppression ligne (μs) | 11,8 - 12,3 | $12,1 \pm 0,3$ |
| Durée de suppression trame (μs). | 20 ± 2 | 23 |

On remarque que non seulement le nombre de lignes par image est identique ainsi que les fréquences trame et image, mais en plus les durées des signaux de synchronisation présentent des plages communes dans les trois normes citées et par conséquent, il nous sera possible sans aucune modification d'utiliser celles existant dans notre récepteur.

Les deux amplificateurs vidéo et BF sont prévus dans tous les cas pour une amplification en puissance, leurs gains sont ajustable à l'aide de deux potentiomètres, l'un pour régler le volume au niveau de l'amplificateur B.F, l'autre pour le contraste au niveau de l'amplificateur vidéo, et par conséquent il est possible d'utiliser ceux existant sur notre récepteur pour notre application.

2.3. Conclusion.

Pour en conclure et d'après ce qui précède, on peut dire que seule la platine F.I qui regroupe, les circuits d'amplification et les filtres de bande et rejecteurs ainsi que les démodulateurs vision et son, sera touchée. Il est alors indispensable pour recevoir les émissions en norme L et L' sur notre récepteur d'associer une platine F.I complètement différente de la notre et travaillant en commutation avec elle.

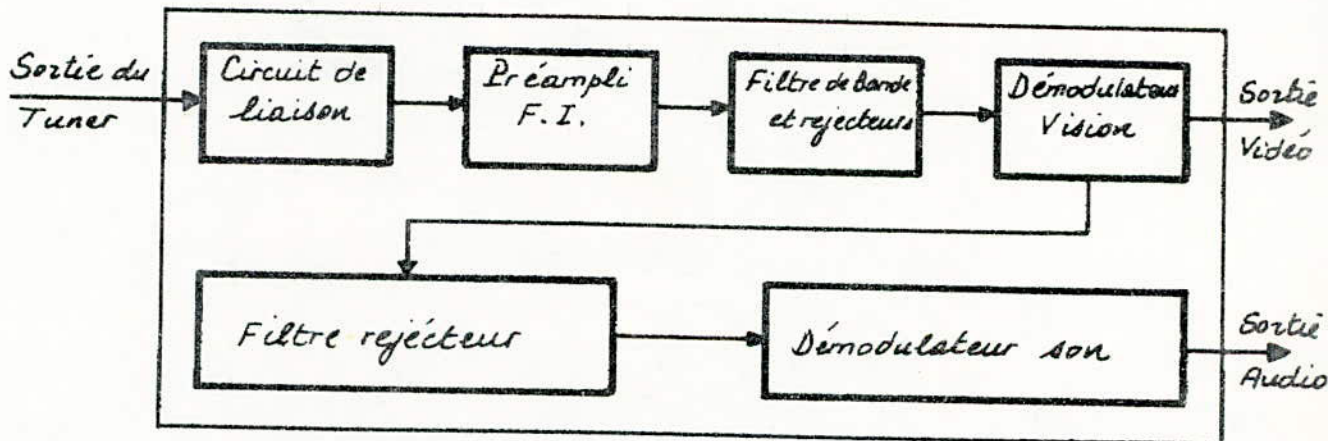
3. Platine F.I vision et son du TV du type 61MT1.

Comme la différence essentielle réside dans la partie de traitement du signal à fréquence intermédiaire, nous avons trouvé utile de faire une étude séparée de cette platine.

3.1. Synoptique de la platine.

Ce bloc regroupe l'ensemble des circuits destinés à traiter le signal à fréquence intermédiaire vision et son.

Le schéma synoptique de cet ensemble est le suivant :



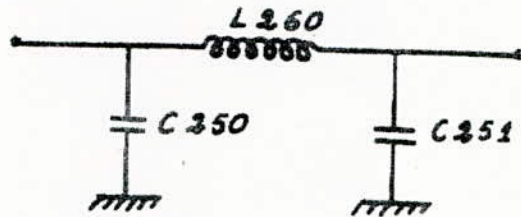
3.2. Description

Ce schéma repose sur le système interforteuse appelé aussi intercarrier car les deux porteuses son et vision sont amplifiées ensemble jusqu'à la sortie de l'étage vidéo où aura lieu la séparation.

La platine F.I comprend :

3.2.1 Circuit de liaison.

À l'entrée de cette platine F.I., on retrouve un circuit de liaison avec le tuner constitué d'une cellule en π formée de deux capacités C 250 et C 251 et une self L 260.



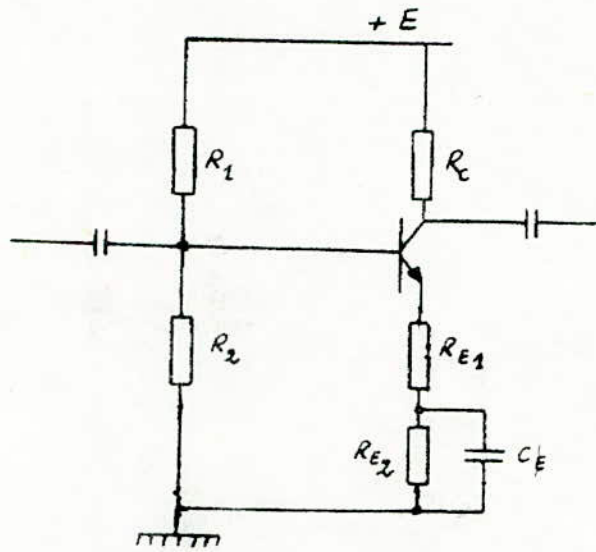
Ce circuit réalise d'une part l'adaptation entre le tuner et l'étage préamplificateur suivant et d'autre part, il constitue un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est supérieure à la fréquence intermédiaire vision.

3.2.2. Préamplificateur F.I.

Cet étage est réalisé autour du transistor T 251 monté en émetteur commun permettant ainsi une amplification suffisante du signal délivré par le tuner afin d'augmenter le rapport signal sur bruit. qui comme on le sait dépend exclusivement du premier étage amplificateur.

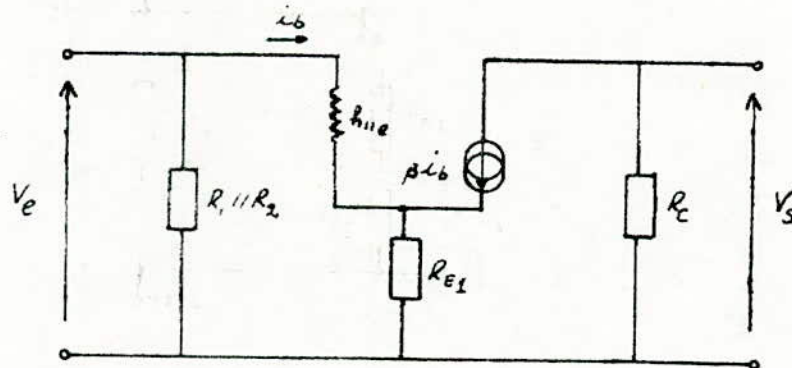
Le transistor utilisé est un BF 199 dont nous donnons quelques unes de ses caractéristiques dans la partie annexe, figure 6.

Le schéma électrique de cet amplificateur est le suivant :



Pour donner plus de précision, faisons un calcul de son gain en tension. Pour cela, considérons son schéma équivalent en BF en utilisant quelques approximations, d'une part on ne dispose pas de toutes les caractéristiques du transistor utilisé et d'autre part la fréquence de travail est d'environ 40 MHz qui est largement inférieure à la fréquence de transition du transistor qui est de 275 MHz.

Le schéma équivalent est :

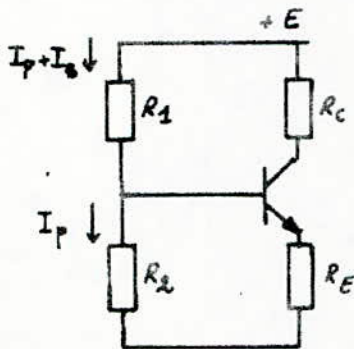


$$\begin{cases} V_e = r_{11e} i_b + (\beta + 1) R_E i_b = [r_{11e} + (\beta + 1) R_E] i_b \\ V_s = -\beta R_C i_b \end{cases}$$

Le gain en tension est :

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{\beta R_C}{r_{11e} + (\beta + 1) R_E}$$

Pour déterminer β , faisons une étude statique: on a $\beta = \frac{I_C}{I_B}$.



$$\begin{aligned} R_1 &= 8,2 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 3,3 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 560 \Omega \\ R_E &= R_{E1} + R_{E2} = 340 \Omega \\ E &= 12 \text{ V} \end{aligned}$$

calcul de I_B :

pour calculer I_p (courant du pont), on peut faire une première approximation que I_B est négligeable devant I_p .

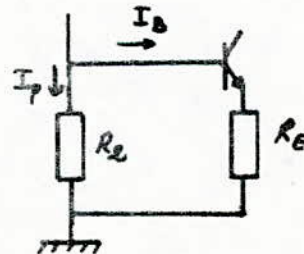
$$E = (R_1 + R_2) I_p \Rightarrow I_p = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{12}{11,5} \approx 1 \text{ mA}$$

En utilisant la règle approximative que: $I_p = 10 I_B$.

$$\text{d'où } I_B \approx 0,1 \text{ mA.}$$

calcul de I_C :

utilisant la maille :



On a

$$R_E I_C = R_2 I_P - V_{BE} \quad \Rightarrow \quad I_C = \frac{R_2 I_P - V_{BE}}{R_E}$$

On prend $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$

d'où $I_C \approx 7 \text{ mA}$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \text{ d'où } \beta \approx 70.$$

Comme $G_V = \frac{V_S}{V_E} = - \frac{\beta R_C}{R_{ie} + (\beta + 1) R_E}$

on prend $R_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$; $\beta = 70$ et $R_E = R_{256} = 10 \Omega$

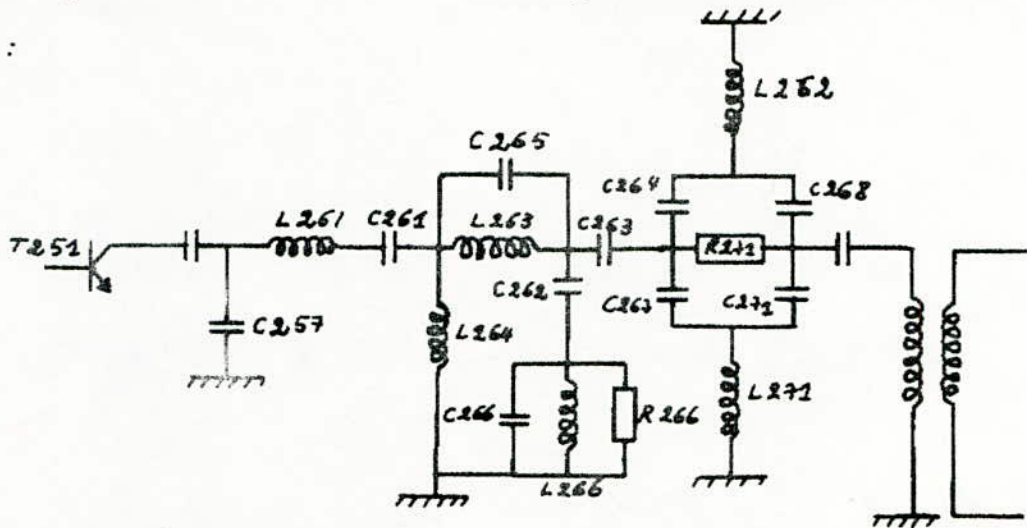
$$\Rightarrow \frac{V_S}{V_E} \approx -23 \quad \Rightarrow \quad \left| \frac{V_S}{V_E} \right| = 23$$

$$(G_V)_{dB} = 20 \log \left| \frac{V_S}{V_E} \right|$$

d'où $(G_V)_{dB} \approx 27 \text{ dB}.$

3.2.3 Filtres de bande et rejeteurs.

Afin d'obtenir la courbe de réponse F.I voulue, on a placé en sortie du préamplificateur F.I une série de filtres représentée par le schéma suivant :



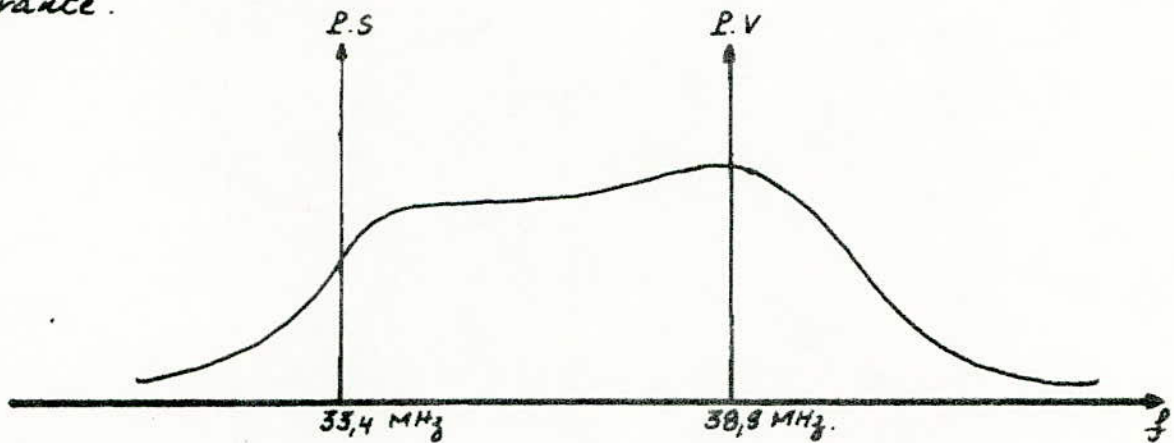
Pour simplifier cette représentation, on divise cette série en deux catégories.

La première étant constituée d'une part de L261, C261, L263, C265, L264 et C262 qui forme un filtre passe bande et d'autre part un circuit bouchon constitué de C266, L266 et R266 en parallèle qui assure la bonne sélectivité de cette bande.

La seconde catégorie étant constituée de deux filtres rejeteurs en forme de T placés en parallèle. L'un pour la rejection de la porteuse vision du canal adjacent calée sur 31,9 MHz constitué de C264, C268 et L262 et l'autre pour la rejection de la porteuse son du canal adjacent calée sur 40,4 MHz, constitué de C267, C271 et L271. Ces deux fréquences doivent

êtres fortement atténués, cette atténuation dépend du choix de la résistance R_{271} .

Tous les étages décrits dans cette partie jusqu'à présent se succèdent en cascade pour donner la courbe de réponse F.I qui a l'allure suivante.

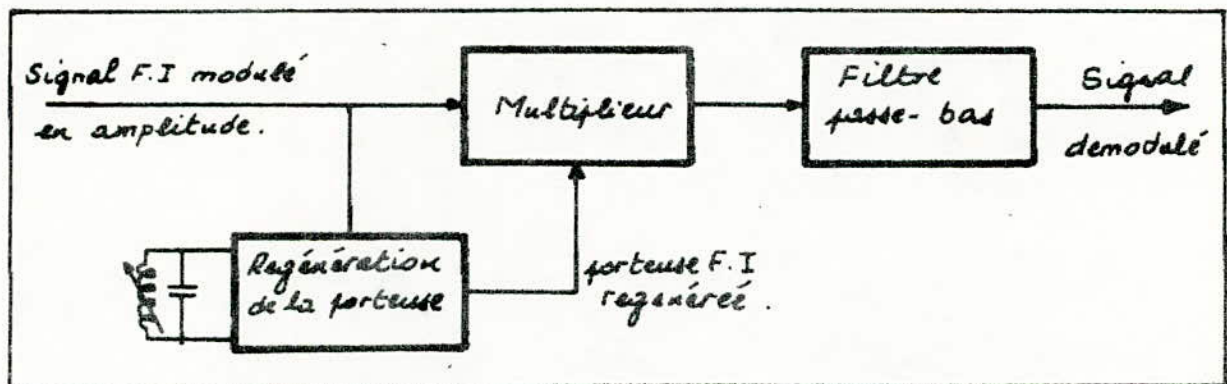


3.2.4 Démodulation vision.

a. Synoptique de la démodulation.

La démodulation vision utilisée est du type détection synchrone du fait de sa simplicité. Son circuit principal étant un multiplieur.

Nous commencerons la description par son schéma de principe qui est le suivant :



L'étage multiplicateur reçoit, d'une part le signal F.I modulé en amplitude de la forme : $A(1 + m \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t$.

Ω est la pulsation de la porteuse F.I, ω est la pulsation de la modulation vidéo, m est le taux de modulation, et d'autre part la porteuse régénérée : $B \sin \Omega t$. Celle-ci est obtenue à partir d'un circuit oscillant séparé. A la sortie de l'étage multiplicateur, on obtient : $[A \cdot B (1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t] \sin \Omega t$.

$$\text{soit : } \frac{AB}{2} (1 + m \sin \omega t)(1 - \cos 2\Omega t) \\ = \frac{AB}{2} [1 - \cos 2\Omega t + m \sin \omega t - m \sin \omega t \cdot \cos 2\Omega t]$$

En plaçant un filtre passe-bas à la sortie du multiplicateur on recueille la composante variant au rythme de ω : $\frac{AB}{2} (m \sin \omega t)$.
c'est à dire le signal vidéo.

b. Description du TDA 440.

Le démodulateur décrit plus haut est complètement intégré dans le TDA 440 qui regroupe plusieurs fonctions, on y trouve un amplificateur F.I à large bande constitué de trois étages afin de donner au signal FI un niveau suffisant pour obtenir une détection linéaire. Cet amplificateur est suivi d'un limiteur chargé par un circuit oscillant calé sur la porteuse à amplitude constante. A la suite de ce dernier, il ya le détecteur synchrone et les deux préamplificateurs vidéo-fréquence « négatif » et l'autre « positif » correspondants aux sorties

11 et 12 du C.I. On trouve également deux circuits de C.A.G retardée ou différée, l'un pour la F.I et l'autre pour l'étage amplificateur H.F du tuner. Les deux circuits de retard sont commandés par la C.A.G, elle-même commandé par un des préamplificateurs vidéo fréquence et par le signal retour de balayage (point 7 du C.I). Ces deux signaux sont reçus aux deux entrées d'un circuit logique ET. Remarquons aussi le régulateur de tension qui fournit à partir du point 13, les tensions régulées à diverses parties du montage. On trouvera le schéma synoptique, le brochage ainsi que le montage d'application du TDA 440 en annexe, figures 7 et 8.

C. Acheminement du signal composite dans le TDA 440.

Le TDA 440 reçoit le signal composite à travers les broches 1 et 16, un amplificateur à trois étages amène à un niveau suffisant ce signal afin qu'il puisse avoir une détection linéaire, rendue possible par un circuit limiteur suivi d'un détecteur synchrone. A la sortie de ce dernier, on dispose des signaux suivants :

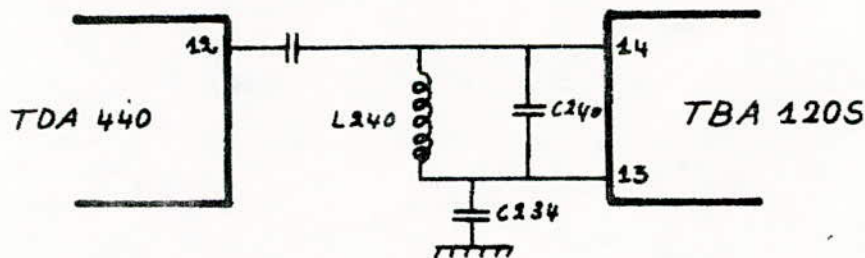
- Le signal vidéo composé des fréquences allant de 0 à 5 MHz.
- La fréquence 5,5 MHz modulée en fréquence par le son est obtenue par battement entre les deux porteuses F.I son et image.
- Les harmoniques de ces signaux.

Ces signaux passent ensuite par un préamplificateur vidéo fréquence qui joue le rôle d'adaptateur qui présente deux sorties l'une correspond à la sortie 12 du TDA 440 qui nous servira par la suite à extraire l'information son, l'autre va vers un amplificateur inverseur pour permettre au signal qui était négatif de le rendre positif, Celui-ci sortant de la broche 11 du TDA 440 va attaquer l'amplificateur vidéo.

3.2.5. Filtre rejecteur

A la sortie 12 du TDA 440, on place un filtre rejecteur câblé sur la fréquence 5,5 MHz afin d'extraire le signal interporteuse qui est le signal modulé en fréquence par le son qui sera ensuite envoyé sur les entrées 13 et 14 du TBA 1205.

Le filtre rejecteur est le suivant:



3.2.6. Démodulation son.

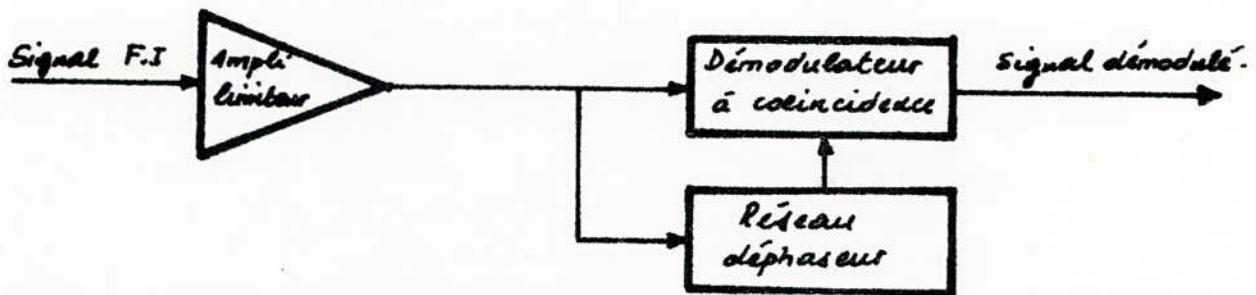
a. Synoptique de la démodulation.

Le type de modulation son utilisé est la F.M par conséquent on a mis en évidence à la réception un démodulateur à coïncidence compte

tenue de ses avantages entre autre sa simplicité du point de vue réalisation. Celui-ci se présente sous forme d'un circuit intégré et ne nécessite presque aucun circuit externe sauf le circuit déphaseur permettant le réglage.

Le principe de fonctionnement de ce démodulateur consiste en la comparaison du signal F.I limité avec ce même signal déphasé.

Son synoptique est le suivant :



b. Description du TBA 1205.

Ce circuit réalise essentiellement la démodulation son. On remarque à l'entrée de ce circuit un amplificateur limiteur à large bande afin d'éliminer les parasites, suivi d'un démodulateur à coïncidence qui nécessite la présence d'un circuit déphaseur externe composé par L241 et C242 en parallèle accordé sur la fréquence 5,5 MHz. A la sortie de ce circuit on trouve un étage de sortie délivrant un signal son réglable et enfin pour permettre le fonctionnement de ces étages, une alimentation stabilisée interne qui fournit une tension de polarisation constante. Le synoptique du TBA 1205 ainsi que son circuit d'application se trouve dans la partie annexe, figures 8 et 10.

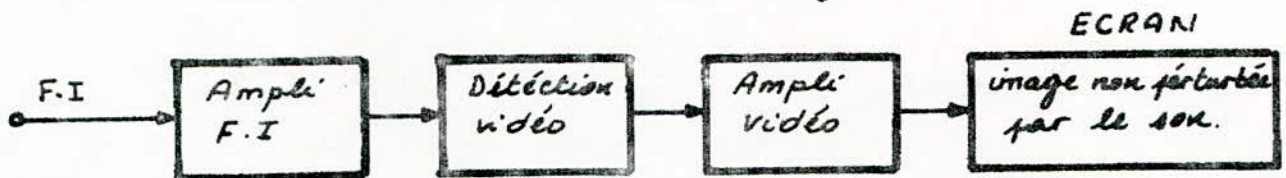
4 Platine F.I vision et son de La norme L et L'.

4.1. Préliminaires

En norme L et L', la platine F.I vision et son se présente différemment; cette différence est due essentiellement à l'effet de la modulation son sur la voie vision.

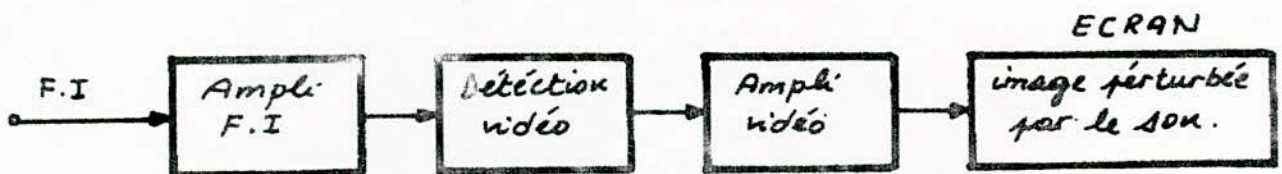
A cet état de fait, voyons ce qui se passe si on garde la même structure que celle de la norme B.

1^{er} cas: Le son est modulé en F.M, l'image en A.M:



Dans ce cas, le signal vidéo ne sera pas perturbé par le son, du fait qu'à la sortie du détecteur vidéo seul le signal véhiculant l'information image sera détecté; le son modulé différemment se comportera vis-à-vis de celui-ci comme une fréquence élevée.

2^{ème} cas: Le son et l'image modulés en A.M:

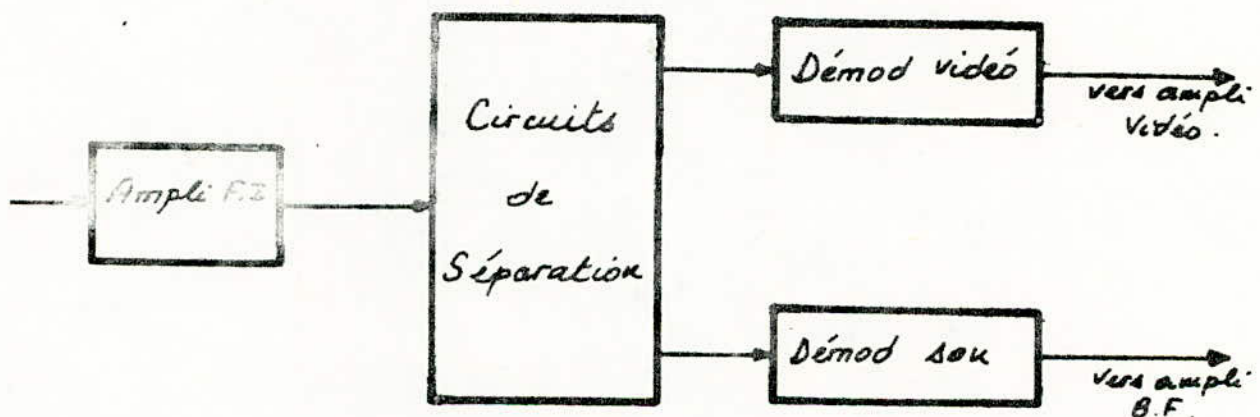


Comme les deux signaux son et image sont modulés en amplitude, à la

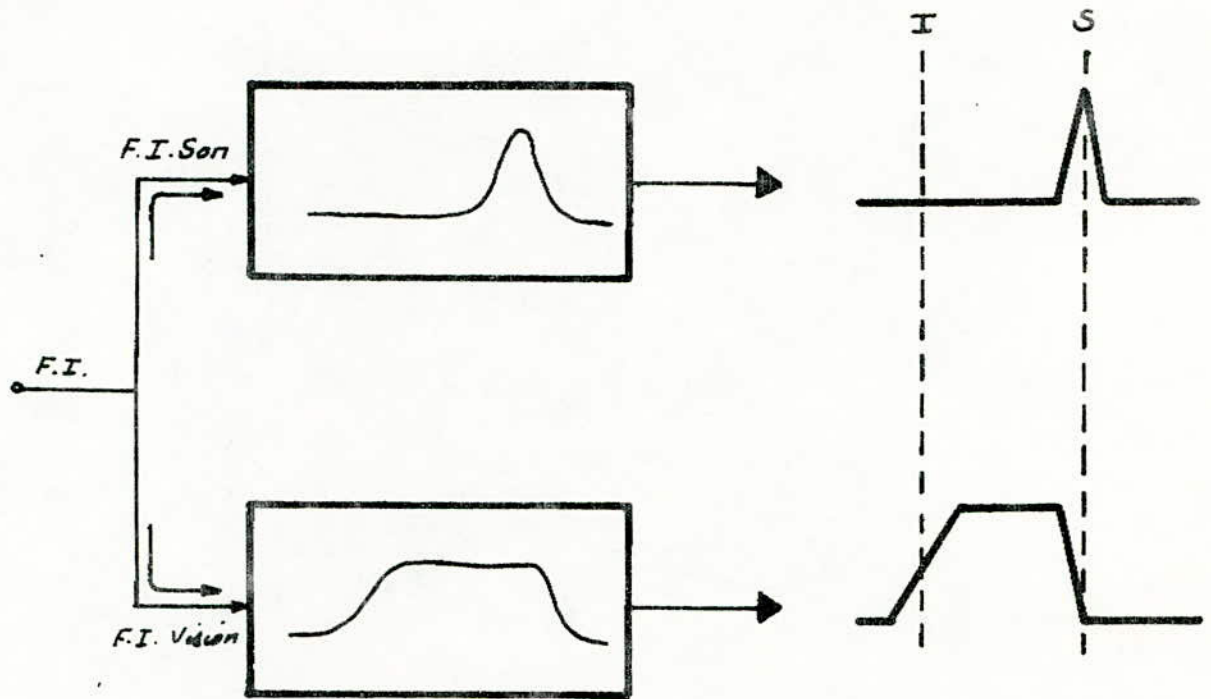
sortie du détecteur vidéo, les deux signaux seront démodulés et mélangés, ce qui provoquera au niveau de l'écran des vibrations de l'image au rythme du son, et afin de remédier à ce problème de transmodulation, il est indispensable de séparer ces deux informations avant de les démoduler.

4.2. Schéma synoptique de la platine.

Le schéma synoptique de cette platine se présente de la manière suivante :

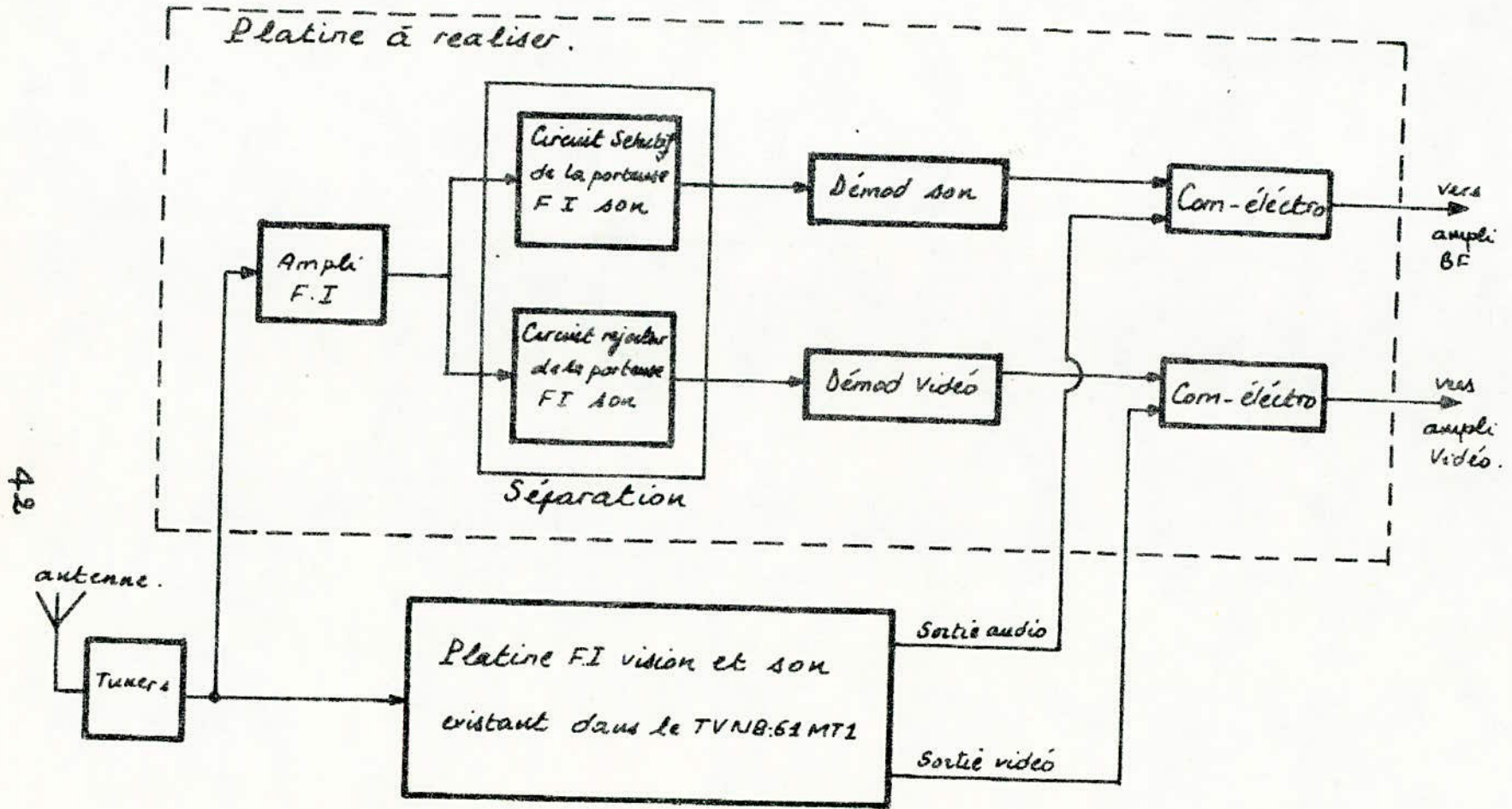


Le système de séparation le plus cherché est d'une part la grande sélectivité des circuits F.I. son qui ont une bande passante relativement faible, éliminant de ce fait les composantes de la portuse image, et d'autre part l'atténuation dans la voie F.I. vision de la fréquence intermédiaire son. Ainsi le synoptique de cet ensemble est donné par la figure suivante.



4.3. Conclusion

On a vu précédemment que les caractéristiques des deux normes françaises L et L' étaient identiques, seules les F.I. vision et son diffèrent. Notre choix pour la réalisation d'une platine F.I. adaptatrice conforme aux émissions françaises, a été porté sur celle travaillant en norme L', du fait qu'elle utilise la même fréquence intermédiaire vision de 38,9 MHz qu'en norme B, ce qui nous permettra l'utilisation de quelques circuits qui sont employés dans notre téléviseur et qui sont disponibles dans notre pays.



b. Disposition de la platine adaptatrice dans le TV du type 61MT1.

b. Procédé de connexion et commutation.

Toutes les commutations utilisées sont électroniques et sont en nombre de trois. La première est à l'entrée de l'ampli BF afin d'aiguiller le signal son en AM ou en F.M, la seconde est à l'entrée de l'ampli vidéo qui commute vidéo de modulation négative ou positive et la dernière pour commuter la C.A.G.

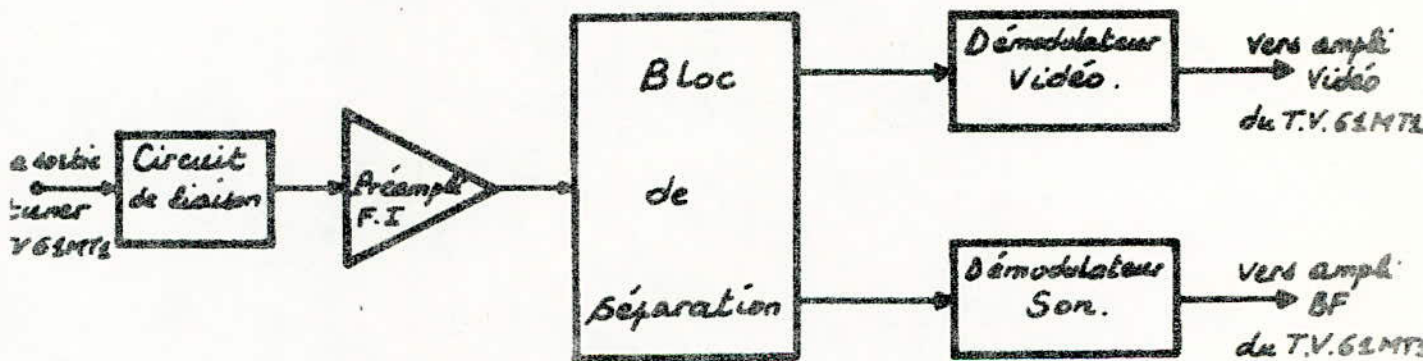
Cette partie sera étudiée en détail par la suite.

CHAPITRE 3

Etude théorique de la platine adaptatrice.

1. Présentation du synoptique

Le schéma synoptique adopté pour notre réalisation est le suivant :

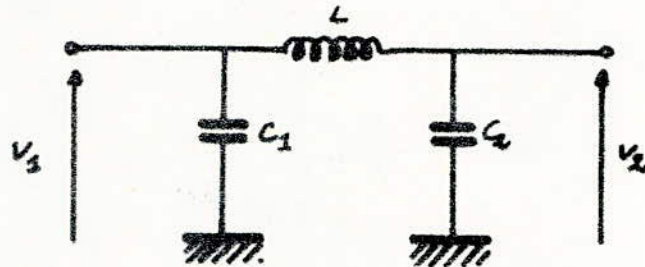


2. Choix et étude des différents circuits.

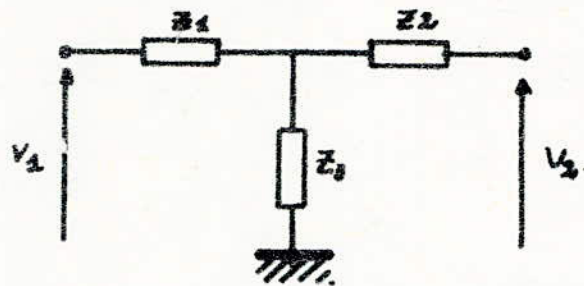
2.1. Circuit de liaison.

Ce circuit assure principalement la liaison entre le tuner et l'étage préamplificateur. Il est constitué de deux condensateurs et une

seul formant ainsi un circuit en π .



Pour des raisons de commodités de calcul, il est préférable parfois de le transformer en son équivalent en T.



avec

$$Z_1 = \frac{1}{jC_1\omega + \frac{C_1 + C_2}{jLC_2\omega}}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j(C_1 + C_2)\omega - jLC_1C_2\omega^3}$$

$$Z_3 = \frac{1}{jC_2\omega + \frac{C_1 + C_2}{jLC_1\omega}}$$

La fonction de transfert d'un tel filtre non chargé est :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 - LC\omega^2}$$

Le choix des composants de ce filtre ne peut être pour le moment définitif car il dépend des étages, qui le précède et qui le suit. De plus la présence de la self nous orientera vers un choix pratique que théorique. Le choix définitif de ses composants peut être fait une fois le réglage sera fait.

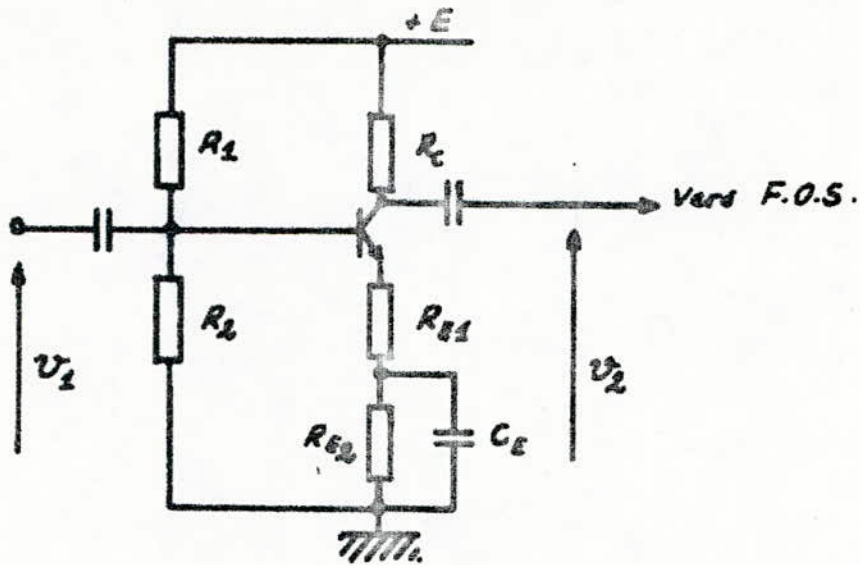
2.2. Préamplificateur F.I.

a. Nécessité:

L'énergie HF recueillie par l'antenne dans les conditions de réception qui nous intéressent ici est faible, voire très faible, il est utile par conséquent de remédier à cet état de fait, à l'aide d'une amplification du signal F.I avant de l'appliquer aux amplificateurs F.I correspondants (vidéo et son).

Nous avons souhaité, pour la réalisation de ce préamplificateur F.I, utiliser un circuit intégré du type SL 1431 de Plessey, qui présente un faible bruit, une large bande passante ainsi qu'un gain ajustable ce qui rend sans doute cette réalisation meilleure et moins complexe, de plus ça nous évitera l'utilisation du filtre de bande précédent. Mais comme ce type de circuit n'est pas très disponible sur le marché, nous avons opté pour sa réalisation en éléments discrets. Ainsi ce préamplificateur se présente sous forme d'un étage construit autour du transistor BF 199, dont les caractéristiques sont données en figure 6 dans l'annexe, en introduisant une contre réaction par résistance d'émetteur afin d'élargir la bande passante.

Son schéma électrique est le suivant :



b. Choix et calcul des composants du préamplificateur F.I.

Le choix rationnel des composants constituant le préamplificateur F.I est fonction des performances désirées.

Les grandeurs E , R_1 , R_2 , R_c , R_{E1} et R_{E2} permettent de fixer le point de repos. Ainsi :

- le pont de résistances R_1 et R_2 assure la polarisation de la base.
- la résistance R_c constitue une résistance de charge aux bornes de laquelle on recueille le signal de sortie v_2 . Elle assure par la même occasion la polarisation du collecteur.
- les résistances R_{E1} et R_{E2} assurent la polarisation de l'émetteur. Elles contribuent aussi à augmenter les impédances d'entrée et de sortie de l'étage. La résistance R_{E2} a pour but d'élargir la bande passante tout en diminuant le gain en tension du préamplificateur.

. Calcul de R_1 et R_2 :

En régime statique, on a : $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$ (1)

calculons d'abord V_B ?

on a : $E = V_B + V_{CE} + R_C I_C$

comme $V_{CE} = V_{CB} - V_{BE}$

d'où $V_B = E - V_{CE} + V_{BE} - R_C I_C$

Le point de fonctionnement est donné par les grandeurs suivantes

($V_{CE} = 5,7V$, $I_C = 7mA$; $\beta = 70$)

on prend $E = 12V$ et $V_{BE} = 0,6V$.

on impose une valeur de charge : $R_C = 560\Omega$.

d'où : $V_B = 12 - 5,7 + 0,6 - 560 \times 7 \cdot 10^{-3} \approx 3V$

$$V_B = 3V$$

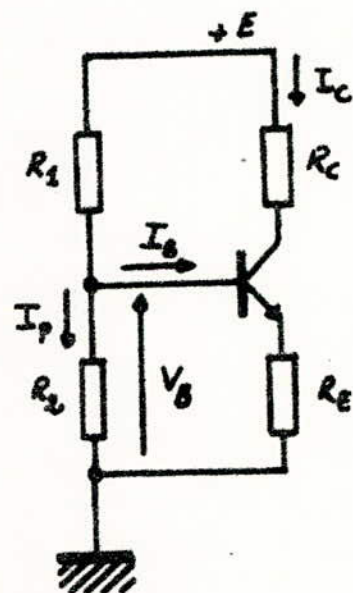
on remplace V_B dans l'équation (1), d'où

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{E}{V_B} = \frac{12}{3} = 4 \quad \text{d'où} \quad \boxed{R_1 = 3R_2} \quad (2)$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{d'où} \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{7}{70} \quad \text{d'où} \quad I_B = 0,1mA.$$

Le courant de base I_B sera considéré négligeable vis-à-vis du courant I_p qui traverse R_1 et R_2 .

Il convient de choisir $I_p \approx 10 I_B$ d'où $I_p \approx 1mA$



Dans ces conditions, on a :

$$E = (R_1 + R_2) I_p \quad \text{d'où : } R_1 + R_2 = \frac{E}{I_p} = \frac{12}{10^{-3}}$$

$$\text{donc } \boxed{R_1 + R_2 = 12 \text{ k}\Omega} \quad (3)$$

D'après (2) et (3) on en déduit que : $4R_2 = 12$

$$\text{d'où } R_2 = 3 \text{ k}\Omega$$

On prend une valeur normalisé :

$$\boxed{R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega}$$

en remplaçant R_2 d'où $R_1 = 8,7 \text{ k}\Omega$

La valeur normalisée est :

$$\boxed{R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega}$$

. Calcul de R_{E1} et R_{E2} :

En régime statique, le condensateur C_E sera considéré comme un circuit ouvert.

$$\text{Puisque : } R_{E1} + R_{E2} = R_E$$

$$\text{on a : } E = V_{CE} + R_C I_C + R_E I_E$$

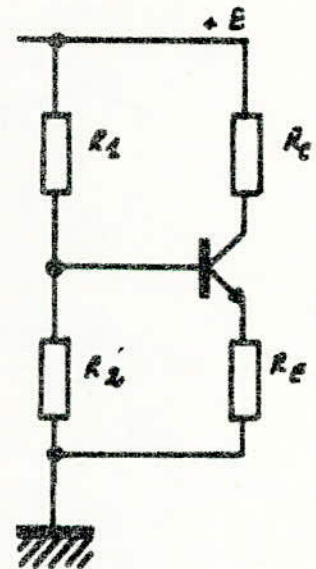
$$\text{comme } I_C \approx I_E$$

$$\text{d'où : } E = V_{CE} + (R_C + R_E) I_C$$

$$\text{on déduit que : } R_E = \frac{E - V_{CE}}{I_C} - R_C$$

$$\text{A.N : } R_E = \frac{12 - 5,7}{7 \cdot 10^{-3}} - 560 = 340 \Omega$$

$$\text{donc : } \boxed{R_E = R_{E1} + R_{E2} = 340 \Omega}$$



Pour calculer R_{0s} , il faudrait imposer le gain en tension du préamplificateur pour une meilleure utilisation.

En général, dans le cas similaire à notre application, le gain en tension est compris entre 20 et 30 dB.

Prenons : $(A_V)_{dB} = 27$ dB.

c'est à dire : $20 \log |A_V| = 27$ d'où $\log |A_V| = \frac{27}{20} = 1,35$

donc $|A_V| = 10^{1,35} \approx 23$.

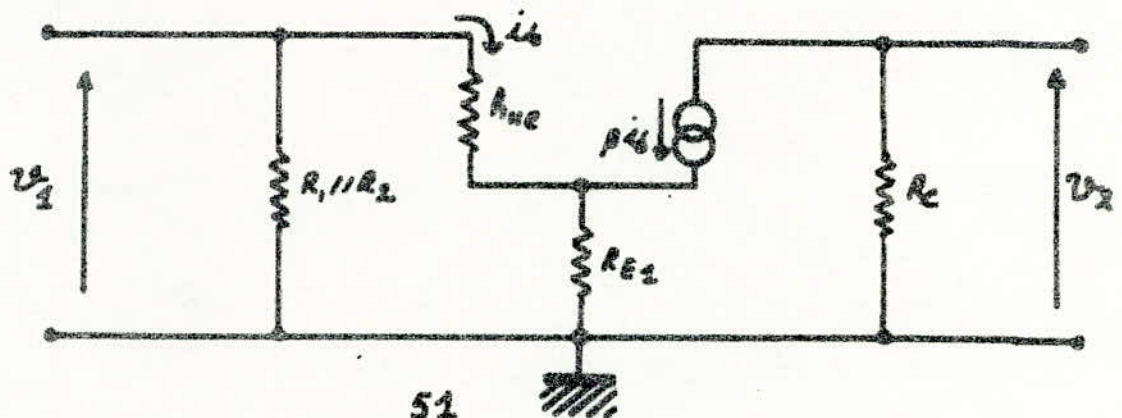
Comme c'est un montage émetteur commun, le déphasage entre v_1 et v_2 est de π . d'où

$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = -23.$$

Pour calculer l'expression littérale du gain en tension, faisons une étude dynamique.

Utilisons quelques approximations en utilisant d'une part que le schéma équivalent du transistor utilisé se réduit seulement à son équivalent en B.F et d'autre part : $r_{be} = 0$ et $h_{re} = 0$

Le schéma équivalent sera :



- Calcul du gain en tension:

d'après le schéma équivalent, on a:

$$\begin{cases} v_2 = h_{11e} i_b + (\beta + 1) R_{E2} i_b = [h_{11e} + (\beta + 1) R_{E2}] i_b \\ v_2 = -\beta R_c i_b \end{cases}$$

d'où
$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-\beta R_c}{h_{11e} + (\beta + 1) R_{E2}}$$

comme $A_v = -23$

donc
$$\frac{\beta R_c}{h_{11e} + (\beta + 1) R_{E2}} = 23$$

d'où
$$R_{E2} = \frac{\beta R_c - 23 h_{11e}}{23 (\beta + 1)}$$

comme $\beta = 70 \gg 1$

$$\Rightarrow R_{E2} \approx \frac{R_c}{23} - \frac{h_{11e}}{\beta} \quad \text{on prend } h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$$

A.N :
$$R_{E2} = \frac{560}{23} - \frac{10^3}{70} \approx 10 \Omega$$

$$R_{E2} = 10 \Omega$$

comme : $R_{E1} + R_{E2} = R_E = 340 \Omega$

donc
$$R_{E1} = 330 \Omega$$

- Choix du condensateur C_E :

On veut découpler la résistance R_{E2} par un condensateur pour transmettre une fréquence $f \geq 30 \text{ MHz}$.

Il faudra choisir C_E tel que:

$$C_E > \frac{1}{2\pi f_{\min} R_{E2}}$$

$$f_{\min} = 30 \text{ MHz}$$
$$R_{E2} = 530 \Omega$$

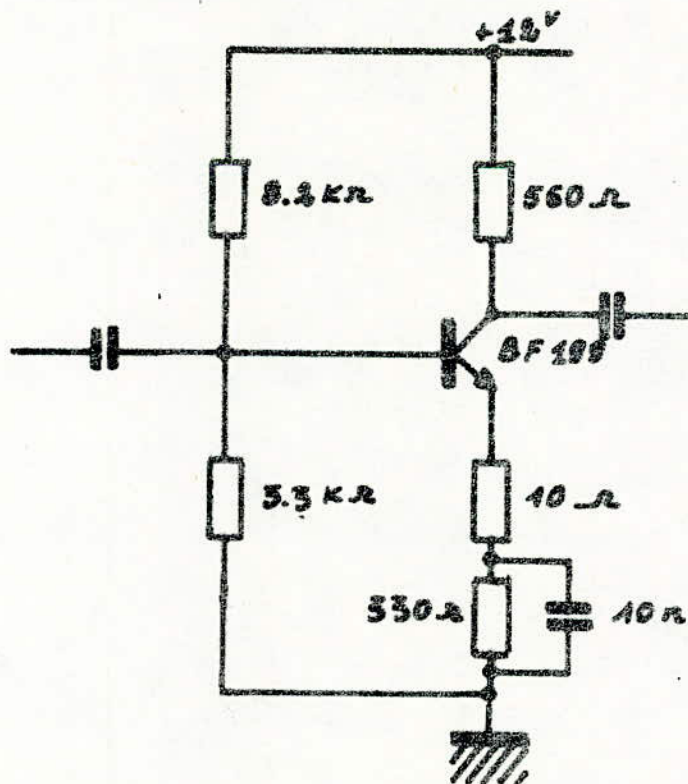
A.N.

$$\frac{1}{2\pi f_{\min} R_{E2}} = 16 \text{ pF}$$

$$\text{d'où } C_E > 16 \text{ pF}$$

on choisi une valeur $C_E = 10 \text{ n}$

Ainsi l'étage final sera:



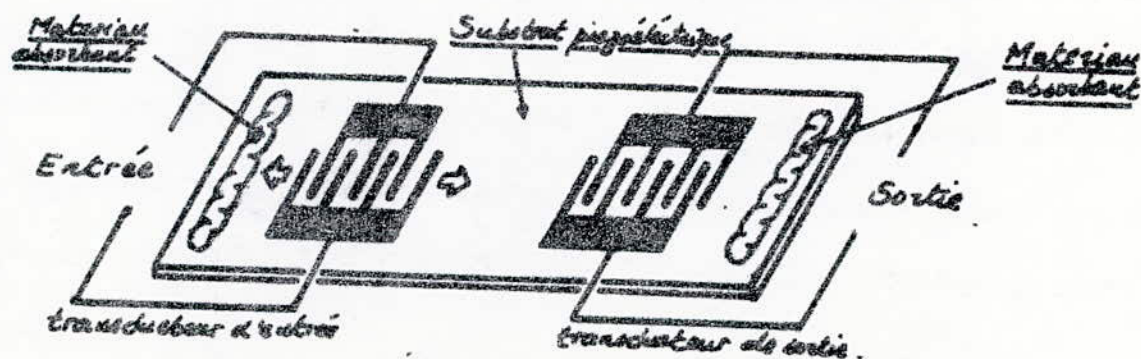
2.3. Bloc de séparation.

Comme on l'a déjà énoncé précédemment, une séparation des deux signaux vidéo et son s'impose à ce niveau. Cette séparation peut être réalisée à l'aide d'un filtre groupé utilisant des composants discrets RLC, ce qui rend cette réalisation très onéreuse et délicate (calculs longs et peu précis, encombrement de la platine, ...). Tout ceci nous a fait penser à un système de séparation plus simple qui utilise un filtre à onde de surface : F.O.S.

Suivant la plage d'utilisation, ce filtre sera localisé sur certaines fréquences données par le constructeur. Il assure entre autre une sélectivité meilleure.

a. Principe et constitution du F.O.S.

Un filtre à onde de surface se compose d'un substrat ayant des propriétés piézoélectriques et de deux transducteurs à électrodes interdigitées formés sur le substrat.



Il existe différents types de matériaux piézoélectrique pouvant faire office de substrat. Ces matériaux doivent avoir les caractéristiques suivantes :

- coefficient de couplage électromécanique K important.
- vitesse de propagation faiblement affectée par les variations de température.
- faible atténuation de l'onde propagée.
- stable en température et dans le temps.

Le plus utilisé est le Niobate de Lithium LiNbO_3 , matériau assurant le meilleur couplage entre les transducteurs d'entrée et de sortie. Les pertes d'insertion d'un tel filtre sont parfois très élevées et demanderaient à être compensées.

Si on applique un signal électrique aux bornes du transducteur d'entrée, il résultera, en surface du substrat, grâce à ses propriétés piézoélectrique, une onde acoustique constituée des composantes qui peuvent être considérées comme l'équivalent du signal électrique d'entrée. La récupération de ces ondes se fait par le transducteur de sortie.

En un endroit donné de la surface du substrat, ces composantes seront en phase pour certaines fréquences et s'ajouteront pour fournir un signal de forte amplitude et ailleurs pour d'autres

fréquences, elles seront en opposition de phase et s'annuleront. On peut obtenir ainsi une fonction de filtrage réalisée à partir du gabarit de la courbe amplitude-fréquence désirée. Un calcul à l'aide d'un ordinateur permet la détermination de la forme des transducteurs afin de se rapprocher de la courbe souhaitée.

Les avantages de ce dispositif sont :

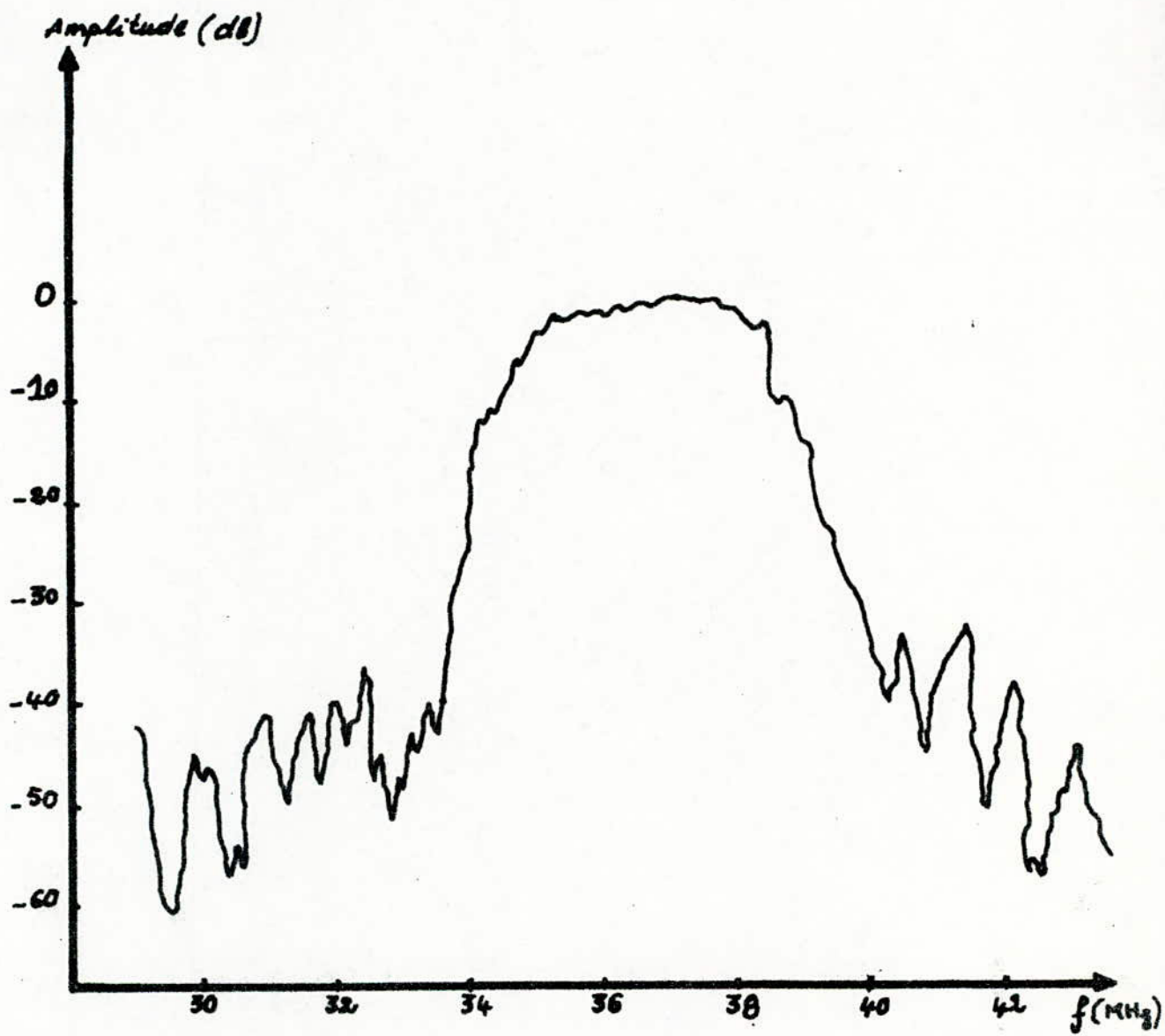
- il ne nécessite aucun réglage.
- faible sensibilité thermique.
- faible encombrement.

Son seul inconvénient est qu'il introduit des pertes d'insertion parfois très élevées qu'il faudrait compenser.

b. Caractéristique électrique du F.O.S.

Ainsi ce système forme un quadripôle dont la réponse amplitude-fréquence est liée à la géométrie des transducteurs.

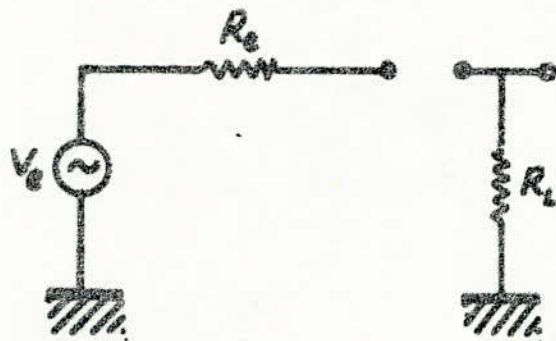
La figure suivante donne un exemple de courbe de réponse amplitude-fréquence.



C. Effet d'insertion du F. O. S.

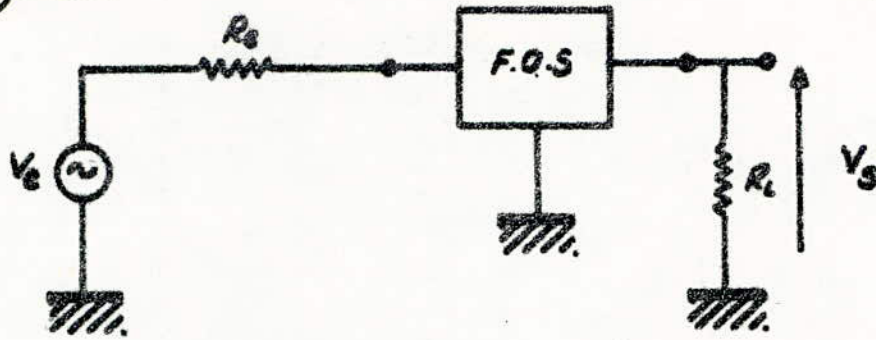
L'emploi des filtres à onde de surface nécessite quelques précautions afin d'éviter le phénomène d'écho qui se traduit par un dédoublement d'image. En effet, l'onde émise par le transducteur à l'entrée est en partie interceptée par le transducteur de sortie, et une fraction est réfléchie vers l'entrée. Cette onde réfléchie est renvoyée de nouveau en sortie. Tout se passe donc comme si le récepteur recevait un signal x , puis après un temps t correspondant à deux fois le temps mis par l'onde pour parcourir l'espace émetteur récepteur, le même signal x atténué.

Toutes ces considérations pouvant ramener le signal F.I à des conséquences désagréables, nous amènent à définir ce qu'on appelle pertes d'insertion. Pour se faire, considérons un générateur de f. e. m. V_0 ayant une résistance interne R_0 et soit R_L une résistance de charge.

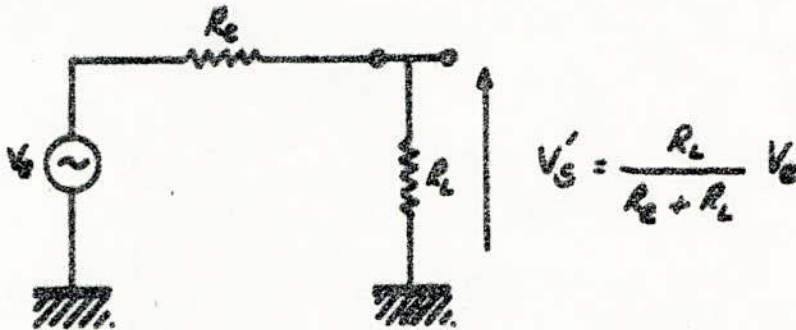


Voyons l'effet d'insertion du filtre dans le circuit précédent.

- Avec filtre



- Sans filtre



Les pertes d'insertion sont alors définies par le rapport de la tension de sortie, obtenue lorsque le générateur débite dans la charge, c'est à dire en l'absence du filtre, à la tension de sortie maximale obtenue lorsque l'on insère le filtre.

Ces pertes sont désignées par P_i , ainsi on a :

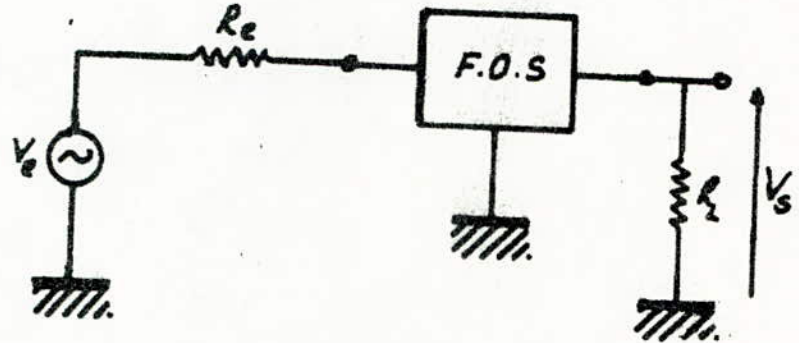
$$P_i = 20 \log \frac{V'_s}{V_s} \quad \text{en remplaçant } V'_s \text{ par sa valeur.}$$

$$\text{d'où } P_i = 20 \log \frac{V_e}{V_s} \cdot \frac{R_L}{R_e + R_L} = 20 \log \frac{V_e}{V_s} + 20 \log \frac{R_L}{R_e + R_L}$$

$$P_i = 20 \log \frac{V_e}{V_s} + 20 \log \frac{R_L}{R_e + R_L} \quad (1)$$

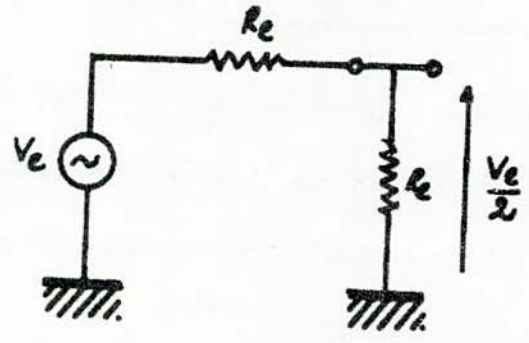
Calculons maintenant les pertes de puissance qui sont définies comme étant le rapport de la puissance fournie à la charge à la puissance maximale d'entrée disponible.

La puissance P_f fournie à la charge est :



$$P_f = \frac{V_s^2}{R_L}$$

La puissance maximale P_e disponible à l'entrée est dans le cas d'une adaptation.



$$P_e = \frac{\left(\frac{V_e}{2}\right)^2}{R_e} = \frac{V_e^2}{4 R_e}$$

Les pertes de puissance P_p sont alors :

$$P_p = 10 \log \frac{P_e}{P_f} = 10 \log \frac{\frac{V_e^2}{4R_e}}{\frac{V_s^2}{R_L}} = 20 \log \frac{V_e}{V_s} + 10 \log \frac{R_L}{4R_e}$$

d'où $P_p = 20 \log \frac{V_e}{V_s} + 10 \log \frac{R_L}{4R_e}$ (2)

d'après (1) : $20 \log \frac{V_e}{V_s} = P_i + 20 \log \frac{R_e + R_L}{R_L}$

d'après (2) : $20 \log \frac{V_e}{V_s} = P_p + 10 \log \frac{4R_e}{R_L}$

d'où : $P_p + 10 \log \frac{4R_e}{R_L} = P_i + 20 \log \frac{R_e + R_L}{R_L}$

donc : $P_p = P_i + 20 \log \frac{R_e + R_L}{R_L} - 10 \log \frac{4R_e}{R_L}$

d'où : $P_p = P_i + 10 \log \frac{(R_e + R_L)^2}{4R_e R_L}$

D'après cette équation, on constate que l'atténuation en puissance est la somme de deux termes :

- Un terme relatif à l'atténuation en tension (pertes d'insertion)
- Un terme relatif aux impédances d'entrée R_e et de charge R_L .

Ce qui signifie que si l'on cherche à diminuer les pertes de puissance

par un choix judicieux de R_e et R_L , la puissance d'insertion augmente et le phénomène d'écho augmente, il ya risque d'image parasite fantôme.

Si on pose dans cette dernière équation $R_e = R_L$, on en déduit que:

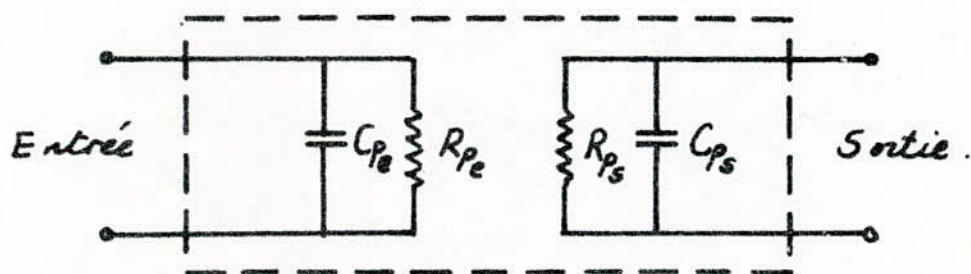
$$P_i = P_p$$

Ce qui veut dire que si on adapte le circuit au filtre précédent alors la perte d'insertion est égale à la perte de puissance.

Conclusion: On ne cherchera pas à adapter parfaitement les circuits au filtre à onde de surface, au contraire, ces circuits seront volontairement désadaptés. En pratique cette désadaptation sera jugée bonne si elle entrainera une perte de puissance de l'ordre de 18 dB.

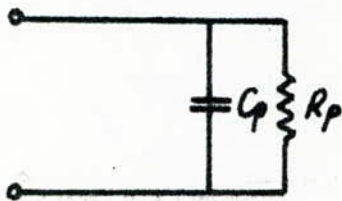
d. Schéma équivalent du F.O.S.

Le filtre à onde de surface peut être représenté par le schéma suivant qui met en évidence les termes réactif des impédances d'entrée et de sortie



Cette représentation étant du type parallèle et pour des raisons de commodités de calculs, il est préférable de procéder à la transformation de ce circuit en son équivalent du type série.

Si on note les éléments dans le cas du circuit parallèle par P et dans le cas du circuit série par S. on a :



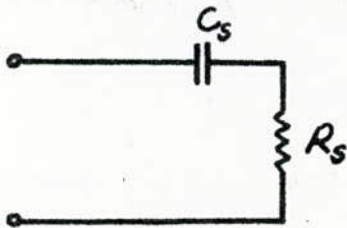
l'impédance présentée par ce circuit est :

$$\bar{z}_p = \frac{1}{Y} = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + jC_p \omega} = \frac{R_p}{1 + jR_p C_p \omega}$$

d'où
$$\bar{z}_p = \frac{R_p}{1 + (R_p C_p \omega)^2} - j \frac{R_p C_p \omega}{1 + (R_p C_p \omega)^2}$$

donc \bar{z}_p est de la forme $\bar{z}_p = A - jB$ A et B réels.

Comme la partie imaginaire est négative donc on peut le remplacer par son circuit équivalent du type série.



où
$$\bar{z}_s = R_s + \frac{1}{jC_s \omega} = R_s - j \frac{1}{C_s \omega}$$

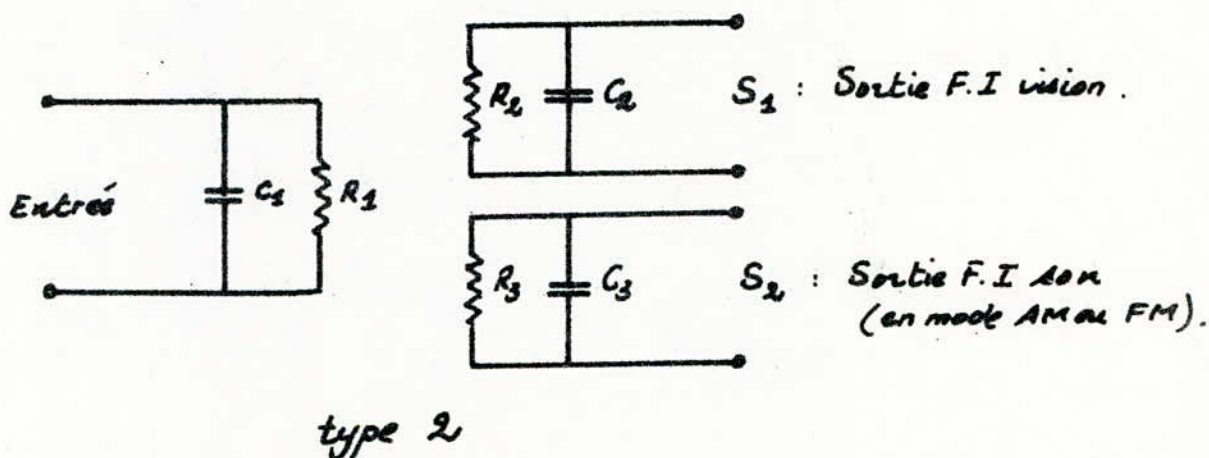
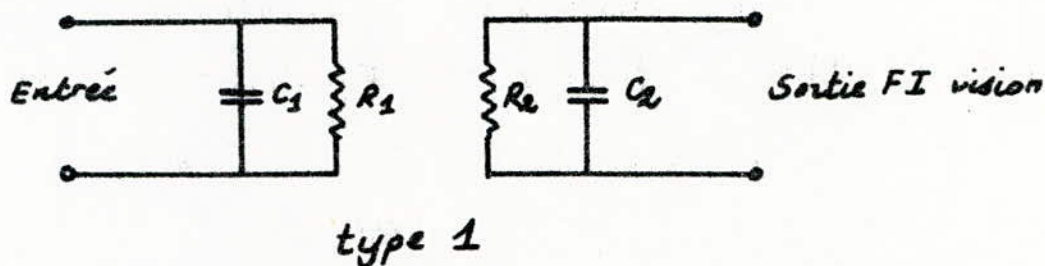
par identification on déduit que :

$$R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p C_p \omega)^2}$$

et

$$C_s = \frac{1 + (R_p C_p \omega)^2}{R_p C_p \omega^2}$$

Il nous a été présenté par le constructeur deux types de circuits équivalents d'un F.O.S.

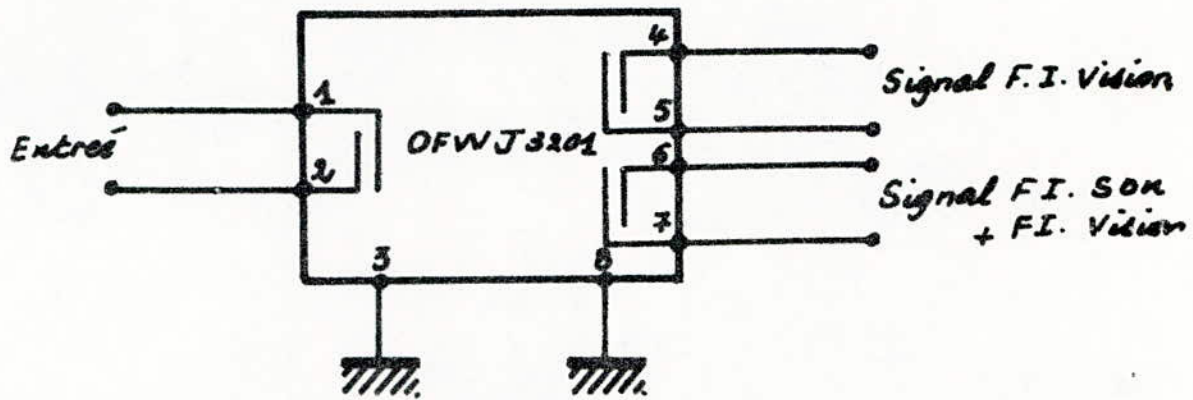


Les caractéristiques ainsi que les valeurs des composants constituant les circuits équivalents des différents filtres à onde de surface qui sont fonction de la fréquence centrale du filtre sont données par le tableau suivant :

| Référence | Type | Utilisation Norme | R ₁ KΩ | C ₁ pF | R ₂ KΩ | C ₂ pF | R ₃ KΩ | C ₃ pF | Mesure MHz |
|------------|------|-------------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|---------------|
| OFW 361S | 1 | F.I. VISION B, G | 4,7 | 12 | 4,6 | 10 | — | — | 36,0 |
| OFW 664 | 1 | F.I. VISION L, L' | 3,0 | 12 | 1,7 | 9 | — | — | 34,2 |
| OFW 730 | 2 | F.I. VISION F.I. SON B, G | 2,1 — | 5,5 — | 2,9 — | 12,8 — | — 0,9 | — 12,7 | 37,4 33,4 |
| OFW 734 | 2 | F.I. VISION F.I. SON L, L' | 3,0 — | 10 — | 2,4 — | 12 — | — 0,28 | — 23 | 34,2 39,2 |
| OFW 3201 | 2 | F.I. VISION F.I. SON B, G | 48 — | 8 — | 2,2 — | 13 — | — 43 | — 13 | 37,4 33,4 |
| OFW J 3201 | 2 | F.I. VISION F.I. SON J | 2,2 — | 8 — | 1,3 — | 13 — | — 45 | — 9 | 37,4 32,9 |

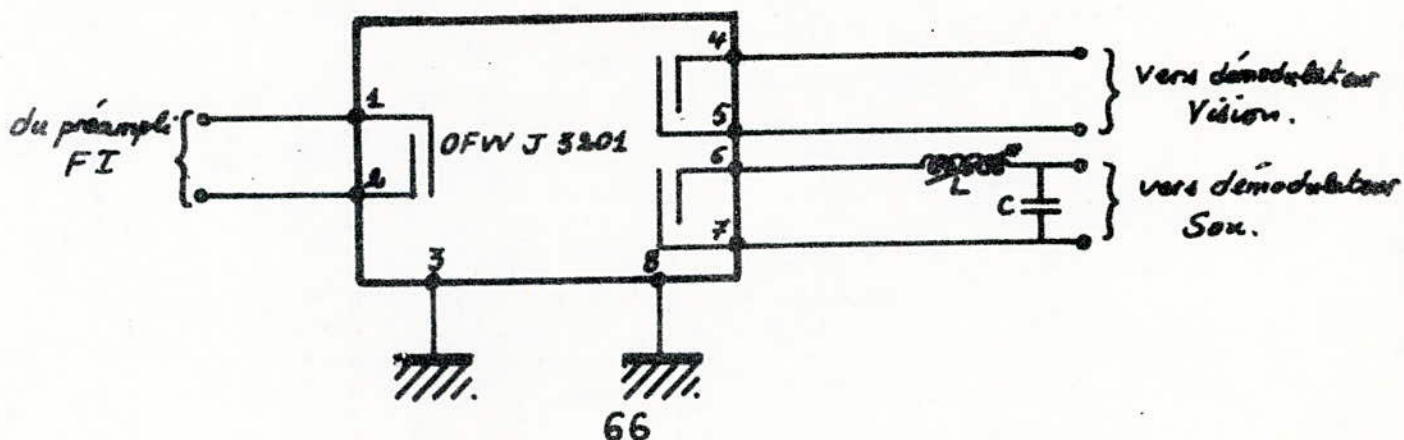
D'après ce tableau, on remarque malheureusement qu'il n'existe pas un filtre à onde de surface exactement approprié répondant parfaitement à nos exigences, c'est à dire, qui est localisé sur les fréquences 38,9 et 32,4 MHz respectivement pour la vision et le son, mais ceci nous empêchera pas comme même de choisir parmi ces filtres celui qui est localisé sur les F.I vision et son plus proches à celles désirées. Le filtre de référence, OFW J 3201 convient à notre application. Il est localisé sur les fréquences suivantes : vision 38,9 MHz et son 32,9 MHz.

Le brochage de ce filtre est le suivant :



Le signal F.I image est présent entre les broches 4 et 5 du filtre à onde de surface et le signal son additionné à la porteuse image est présent entre les broches 6 et 7 du filtre.

Comme en norme L', le son et l'image sont tous les deux modulés en amplitude, par conséquent on ne peut pas employer une détection par battement entre les deux porteuses : porteuse F.I son et porteuse F.I image. Pour cette raison on doit placer entre broches 6 et 7 du F.O.S un filtre LC afin d'éliminer la porteuse vision à 38,9 KHz transmise par le filtre OFWJ3201.



A ce stade, on est en présence de quatre « boîtes noires », qui nous serviront pour dresser le synoptique de la platine ; le préampli F.I, le F.O.S et les deux démodulateurs vision et son et afin de compenser les pertes d'insertion du filtre à onde de surface on se doit de regarder les impédances d'entrées et de sorties de tous ces ensembles, mais avant ça achevons cette présentation par la description des deux démodulateurs vision et son adoptés pour notre réalisation.

2.4. Démodulateur vidéo.

Le circuit intégré TDA 440 utilisé comme démodulateur vision dans la platine F.I du TV 61MT1 à retenu notre attention par sa disponibilité ainsi que son utilisation simplifiée à l'extrême. Celui-ci est capable de fournir le signal adéquat dans le cas d'une modulation vision positive ou négative. De ce fait, on a fait appel à lui dans notre application.

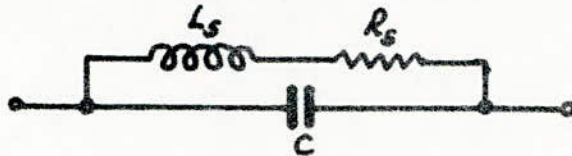
La présentation du schéma synoptique ainsi que le principe de fonctionnement du TDA 440 a été déjà faite dans le chapitre 2 lors de la description de la platine F.I du TV du type 61MT1.

Le circuit LC à la sortie du C.I, broches 8 et 9 qui a pour rôle de régénérer la porteuse F.I vision, sera accordé sur 38,9 MHz,

fréquence intermédiaire vision de la norme L'.

Parmi les spécifications techniques de la bobine utilisée, son facteur de qualité Q_0 à $\omega_0 = 110$.

Le schéma équivalent de la bobine est :

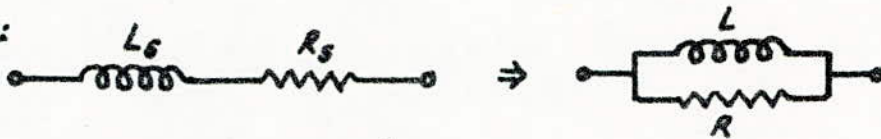


R_s : résistance de perte de la bobine.

Le circuit série ainsi formé a pour facteurs de qualité :

$$Q = \frac{L\omega_0}{R_s}$$

La transformation série-parallèle du circuit, entraîne les résultats suivants :



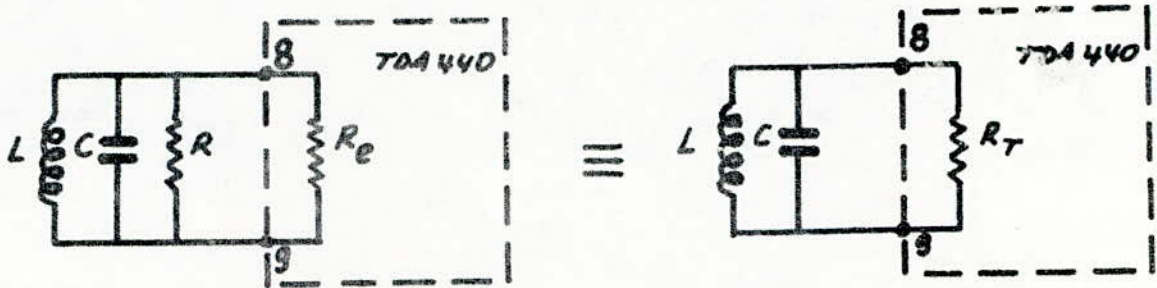
$$\text{avec : } \begin{cases} R = R_s \left[1 + \omega^2 \frac{L_s^2}{R_s^2} \right] \\ L = \frac{R_s \left[1 + \omega^2 \frac{L_s^2}{R_s^2} \right]}{\omega^2 \frac{L_s}{R_s}} = \frac{R_s^2}{\omega^2 L_s} + L_s \end{cases}$$

on remarque que si :

$$R_s \rightarrow 0 \Rightarrow \begin{cases} R \rightarrow \infty \\ L \rightarrow L_s \end{cases}$$

si on introduit la bobine précédente dans le circuit (entre les broches 8 et 9 du TDA 440.), on peut calculer la résistance présente entre ces deux broches.

Le circuit équivalent se présente comme suit :



avec $R_T = R // R_e$.

Le constructeur impose un facteur de qualité Q_c en charge du circuit compris entre 30 et 50 pour une meilleure utilisation.

Le facteur de qualité d'un tel circuit est : $Q_c = R_T C \omega_0$.

On prend $Q_c = 40$.

Le condensateur C est généralement imposé par le constructeur, sa valeur est : $C = 22 \text{ pF}$.

donc : $R_T C \omega_0 = 40$

d'où $R_T = \frac{40}{C \omega_0} = \frac{40}{2\pi f_0 C}$; $f_0 = 38,9 \text{ MHz}$: F.I vision

après tout calcul fait, on en déduit que

$$R_T \approx 7,5 \text{ k}\Omega.$$

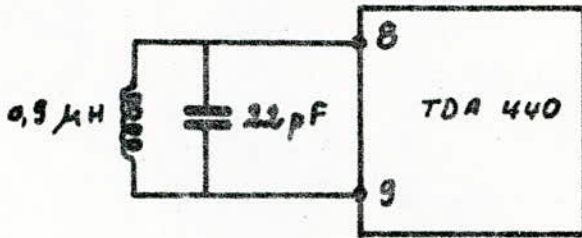
- Calcul de l'inductance L en parallèle à $C = 22 \text{ pF}$ pour $f_0 = 38,9 \text{ MHz}$.

si R_T est suffisamment grand, la fréquence d'antirésonance du circuit est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{d'où} \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}$$

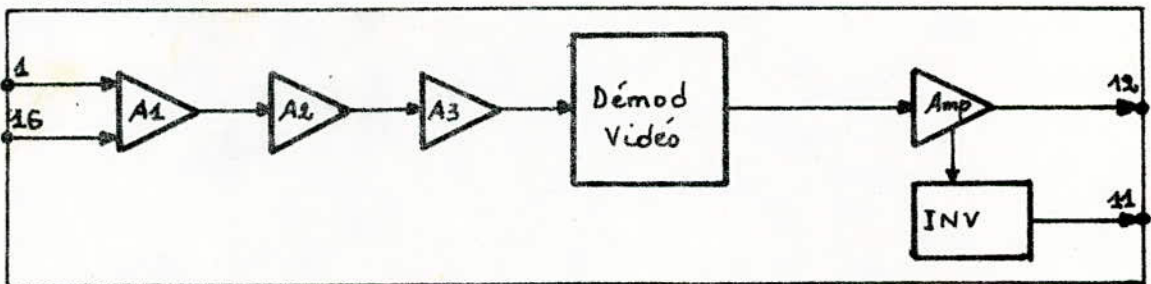
A.N: $C = 22 \text{ pF}$; $f_0 = 38,9 \text{ MHz}$
d'où $L \approx 0,9 \mu\text{H}$

Le circuit est par conséquent constitué des éléments suivants :



Ce genre de bobine sont à noyau de ferrite réglable.

La modulation vidéo dans le cas de la norme B est négative. A la sortie du TDA 440, le signal vidéo doit être positif pour permettre une attaque convenable de l'amplificateur vidéo, ainsi la sortie permettant ceci est la broche 11 du TDA 440, ce qui n'est pas le cas dans la norme L'. En effet, la sortie vidéo sera fonction du nombre d'étage amplificateur et du signe de la modulation à l'entrée. De ce fait, voyons la broche qu'on doit prendre comme sortie vidéo. Pour se faire revenons sur une partie du schéma interne du TDA 440.



On remarque bien que si aux entrées 1 et 16, le signal vidéo est de modulation positive, à la sortie 12 du TDA 440, le signal démodulé sera positif. Ceci nous permettra par la suite de prendre comme sortie vidéo de notre platine adaptatrice, la broche 12 du TDA 440.

2.5. Démodulateur son.

On utilise la démodulation synchrone, celle-ci est particulièrement adaptée lorsqu'on utilise un composant intégré.

Un certain nombre de circuits intégrés sont fabriqués actuellement pour l'équipement des circuits amplificateurs à fréquence intermédiaire et démodulation son. Le TDA 2048 s'avère accomplir parfaitement ce rôle dans notre réalisation.

Son schéma bloc est représenté par la figure 11 en annexe, dont nous décrivons brièvement le principe de fonctionnement :

À l'entrée 17 et 18 de ce circuit, on trouve un amplificateur à gain contrôlable constitué de quatre étages suivi d'un limiteur chargé par un circuit oscillant accordé sur la F.I son à 32,4 MHz attaquant par la suite le détecteur synchrone dont le principe a été décrit ultérieurement. À la sortie de ce dernier, le signal

Le signal démodulé sera amplifié et renvoyé vers une série de commutateurs et sera disponible en sortie 4 du C. I.

Les sorties 8 et 9 du TDA 2048 sont chargées par un circuit LC du même type que dans le cas du TDA 440 ; celui-ci sera accordé sur 32,4 MHz, fréquence intermédiaire son pour la norme L'.

Un calcul similaire au précédent, nous permet de calculer la valeur de l'inductance L de la bobine.

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}$$

$$C = 22 \text{ pF} \quad ; \quad f_0 = 32,4 \text{ MHz}$$

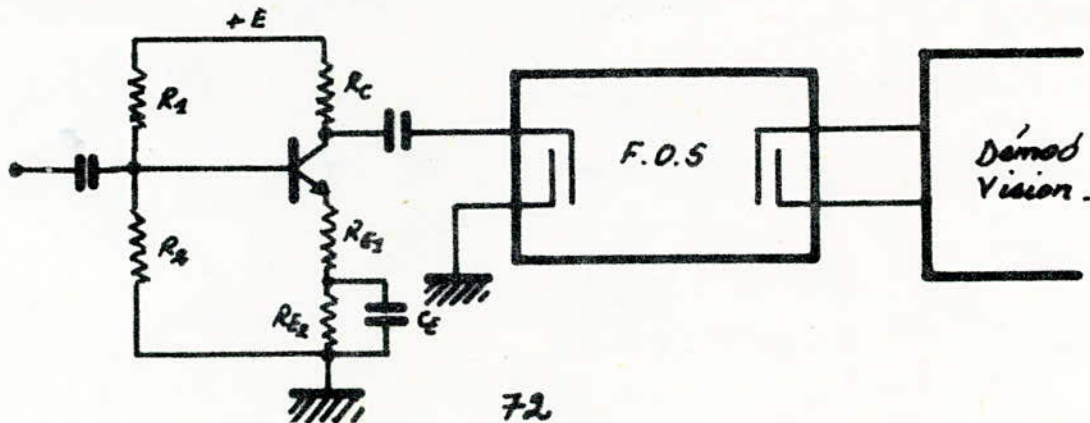
d'où

$$L \approx 1,2 \mu\text{H.}$$

Les caractéristiques du TDA 2048 sont données par la figure 12 en annexe.

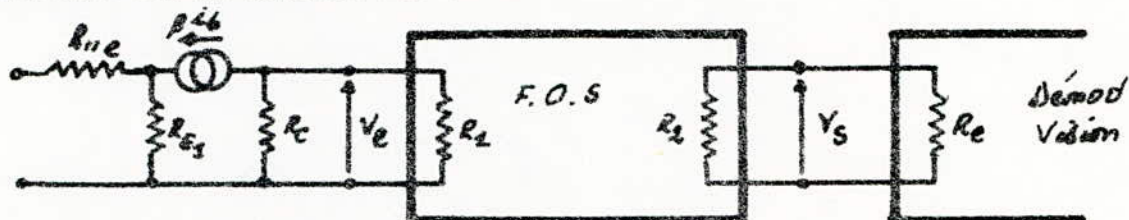
3. Compensation des pertes d'insertion du F.O.S.

Comme nous l'avons précisé auparavant, pour minimiser les pertes d'insertion introduites par le F.O.S, il faudrait que la perte en puissance entraînée par celui-ci soit de l'ordre de 10 dB.



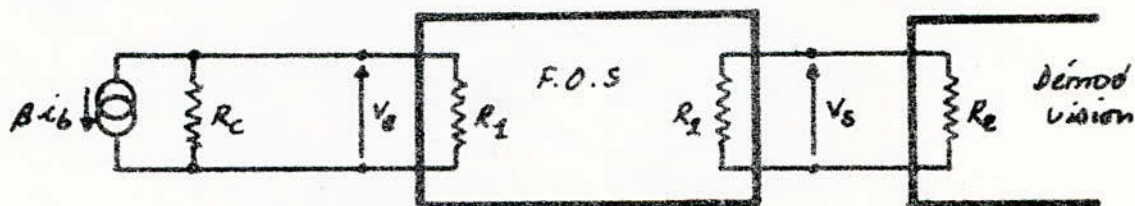
Dans le schéma équivalent du F.O.S, on utilise généralement une self pour annuler la capacité en parallèle sur la résistance. L'impédance est alors ramenée à la résistance seule.

En utilisant quelques approximations sur le transistor, le schéma équivalent de l'ensemble sera :

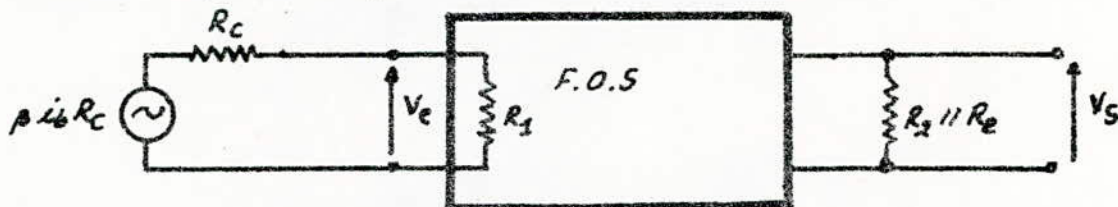


R_e étant la résistance d'entrée du démodulateur.

Comme $R_{E3} = 10 \Omega$ relativement petite, on peut la négliger, d'où :



Par des simples transformations, on arrive au schéma suivant :



Calculons les puissances à l'entrée et à la sortie du F.O.S.

- La puissance P_e à l'entrée est : $P_e = \frac{(V_e)^2}{R_1}$ avec $V_e = \frac{R_1 R_C}{R_1 + R_C} \beta i_b$

- la puissance P_s en sortie est : $P_s = \frac{(V_s)^2}{R_2 || R_e}$

Comme la perte de puissance entraînée par le F.O.S doit être de 18 dB.

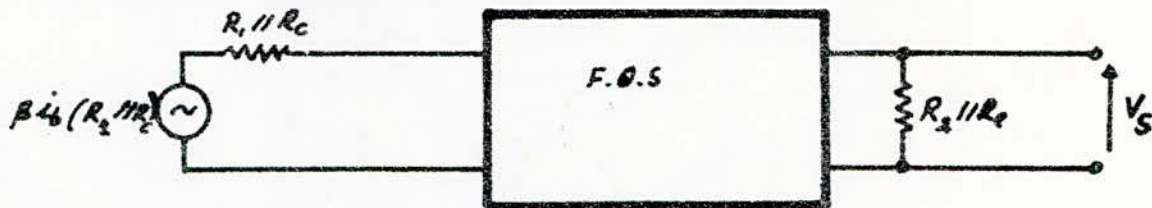
On doit avoir.

$$10 \log \frac{P_s}{P_e} = -18 \Rightarrow \log \frac{P_s}{P_e} = -1,8$$

d'où $\boxed{\frac{P_s}{P_e} \approx 0,016}$ (1) condition pour minimiser les pertes d'insertion

en remplaçant P_e et P_s , d'où $\frac{P_s}{P_e} = \frac{R_2}{R_2 \parallel R_e} \left(\frac{V_s}{V_e} \right)^2$. (2)

On peut encore transformer le circuit en son équivalent suivant :



$$V_s = \frac{R_2 \parallel R_e}{R_2 \parallel R_e + R_3 \parallel R_c} \beta I_b (R_1 \parallel R_c) ; \text{ comme } V_e = \frac{R_1 R_c}{R_1 + R_c} \beta I_b$$

$$\text{d'où : } \frac{V_s}{V_e} = \frac{(R_2 \parallel R_e)(R_2 \parallel R_e)(R_3 \parallel R_c)}{R_1 R_c (R_2 \parallel R_e + R_1 \parallel R_c)}$$

En remplaçant dans l'éq^t (2) d'où.

$$\frac{P_s}{P_e} = \frac{(R_2 \parallel R_e)(R_2 \parallel R_e)^2 (R_1 + R_c)^2}{R_1 R_c^2 (R_2 \parallel R_e + R_1 \parallel R_c)^2}$$

D'après l'équation (1), on peut tirer la condition qui relie les résistances d'entrées et de sorties des trois circuits ainsi groupés.

$$\frac{(R_2 \parallel R_e)(R_1 \parallel R_c)^2 (R_1 + R_c)^2}{R_1 R_c^2 (R_2 \parallel R_e + R_1 \parallel R_c)^2} \approx 0,016.$$

R_1 et R_2 étant les résistances d'entrée et de sortie du F.O.S,
 R_c étant la résistance de charge de l'étage préamplificateur.

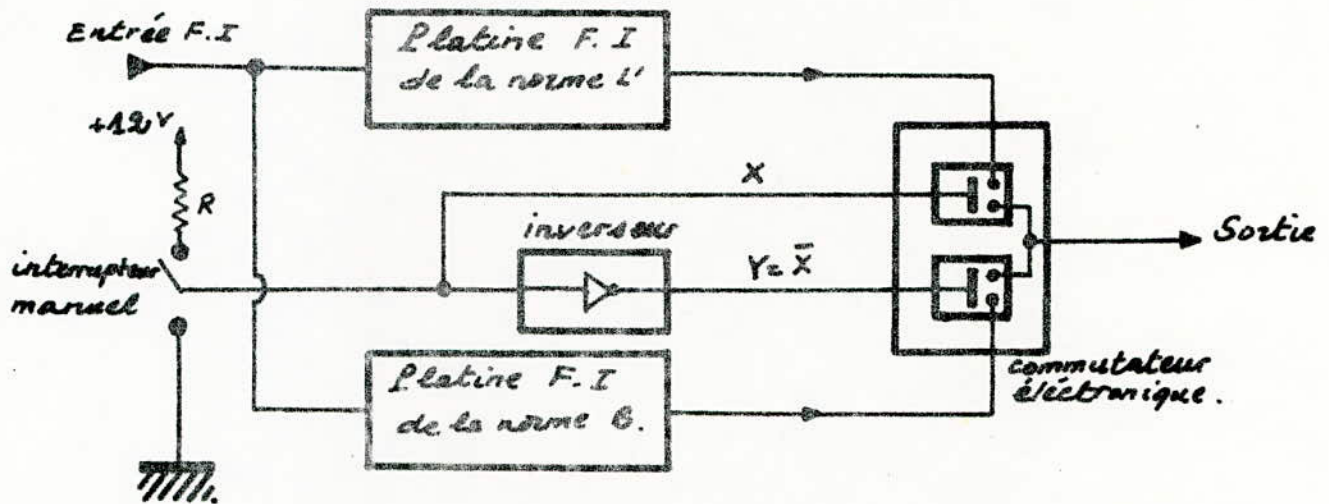
On peut d'après cette dernière équation choisir un démodulateur vision adéquat, dont la résistance d'entrée est égale à R_c , ou si nécessaire l'ajuster afin de se rapprocher de cette valeur.

Le TDA 440 utilisé comme démodulateur vision a une résistance $R_c \approx 2\text{K}\Omega$, convient approximativement à notre application.

4. Commutations

4.1 Principe

Le principe de base de la partie commutation est représenté par le schéma synoptique suivant :



Il est naturellement évident que pour un bon fonctionnement de l'ensemble, il convient que l'un des commutateurs soit fermé lorsque l'autre est ouvert et vice-versa. Le tableau ci-dessous résume les conditions de fonctionnement du système qui dépendra de la position de l'interrupteur manuel.

| Etat de la variable X | Etat de la variable $Y = \bar{X}$ | Norme de réception |
|-------------------------|-----------------------------------|--------------------|
| 0 | 1 | Norme B |
| 1 | 0 | Norme L' |

C'est à dire que lorsque l'interrupteur est à la position +12V, la norme L' sera sélectionnée et lorsqu'il est à la masse on recevra les émissions de la norme B.

Pour rendre possible et simple cette commutation, on a fait appel à deux circuits intégrés, l'un est le MC 14066 qui contient quatre commutateurs, l'autre est le MC 14069 qui contient six inverseurs. Les caractéristiques et le brochage de ces deux circuits sont représentés par les figures 13a et 13b dans la partie annexe. (Le MC 14066 équivaut au CD 4066)

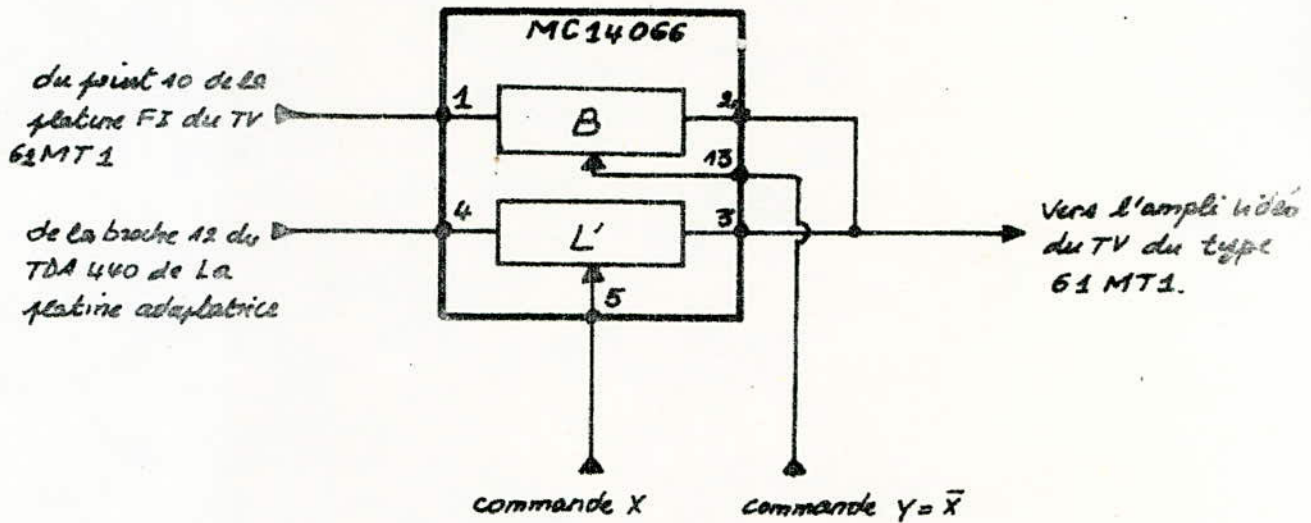
Comme on a trois genres de signaux à commuter, le signal vidéo, le signal son et la C.A.G. On aura par conséquent besoin de six commutateurs ce qui revient à utiliser deux MC 14066 et un MC 14069.

4.2. Les différentes commutations.

a. La commutation des signaux vidéo.

Les deux signaux vidéo négatif et positif provenant respectivement du point 10 de la platine F.I du TV du type 61MT1 et de la broche 12 du TDA 440 de la platine adaptatrice, attaque un des deux MC 14066, en sortie 2 et 3 de celui-ci, un des deux signaux sera sélectionné pour attaquer par la suite l'amplificateur vidéo.

Son schéma de principe est le suivant :

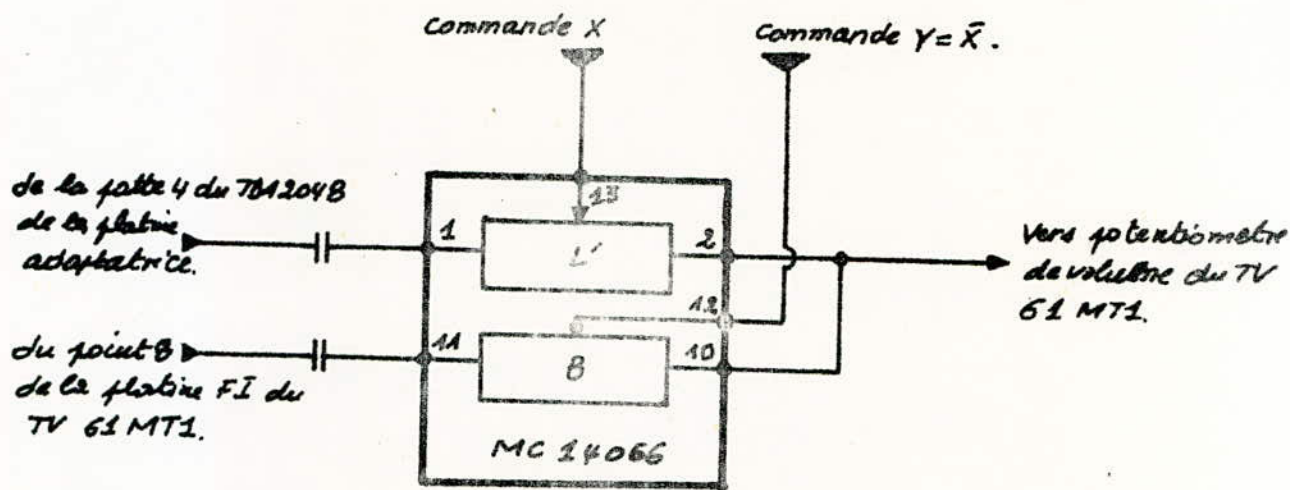


L'entrée du signal vidéo négatif ainsi que la sortie vers le TV sont réalisés à l'aide d'un câble coaxial d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$.

b. La commutation des signaux son.

Le principe est le même que le cas précédent. Les deux signaux son modulés en F.M et A.M issus respectivement du point 8 de la platine F.I du TV du type 62 MT1 et de la broche 4 du TDA 2048 de la platine adaptatrice seront commutés. En sortie 10 et 2 du commutateur électronique, on recueille l'un de ces deux signaux que l'on appliquera par la suite à l'entrée de l'amplificateur B.F.

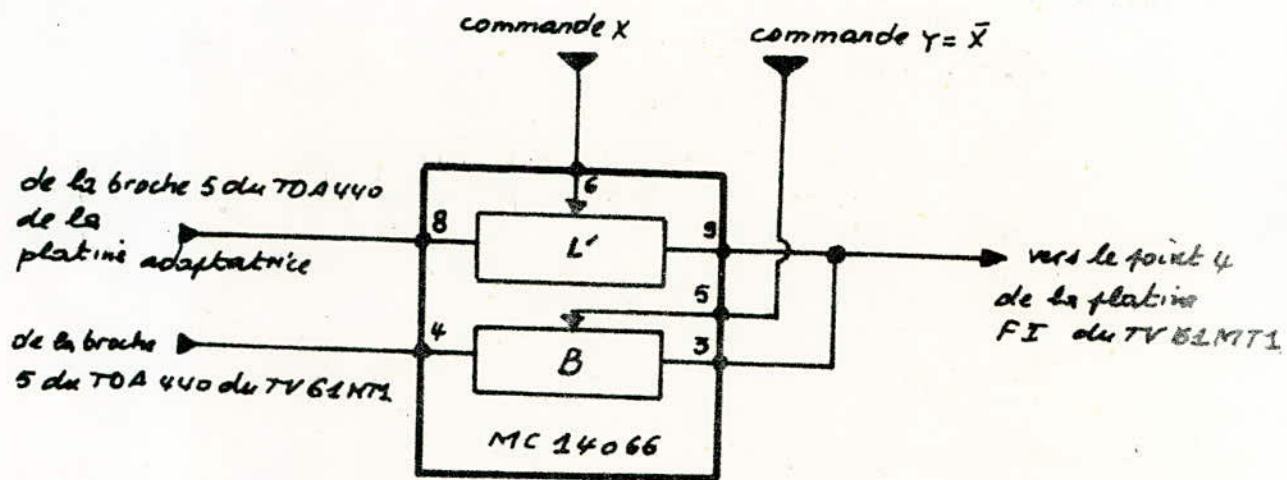
Ainsi le schéma de principe se présente de la manière suivante.



Les capacités placées en entrées du commutateur ont pour but d'isoler en continu le démodulateur de l'ampli BF. De même les liaisons entrées du signal FM et sortie son sont réalisées avec le même type de câble utilisé pour la liaison vidéo.

C. La commutation de la C.A.G.

Comme tout étage démodulateur nécessitant une C.A.G, notre platine adaptatrice le doit aussi. En effet de la broche 5 du TDA 440 on doit commander le gain de l'amplificateur HF placé à l'entrée du sélecteur V.H.F, de plus notre TV est munie également d'une C.A.G de la même broche du même type de C.I. De ce fait on doit commuter ces deux commandes par le même principe décrit précédemment.



5. Schéma électrique général de la platine adaptatrice.

Après avoir étudié séparément chaque bloc constituant le schéma synoptique de la platine adaptatrice, nous terminerons cette étude par la présentation du schéma électrique général de cette platine

CHAPITRE 4

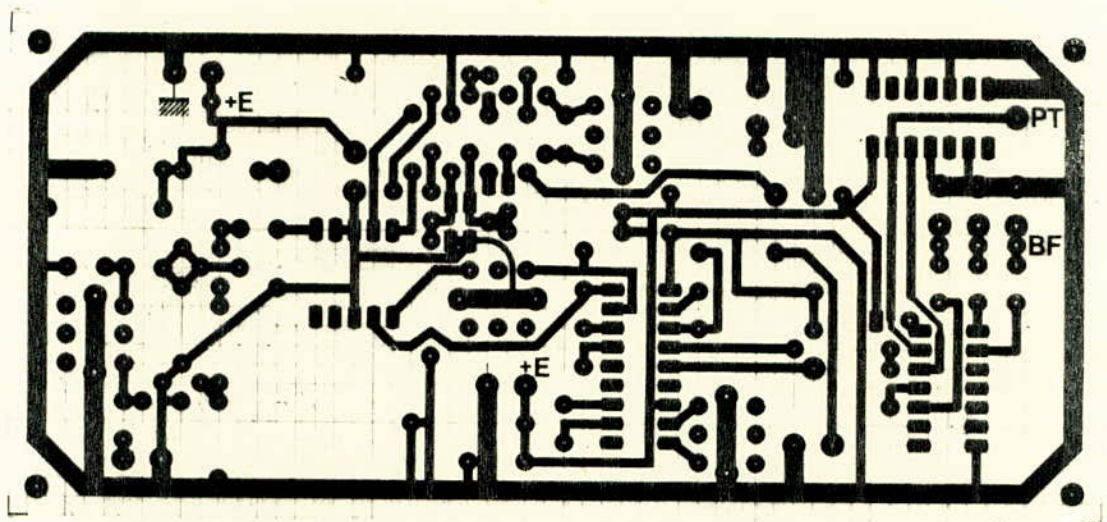
Réalisation et tests

1. Réalisation pratique.

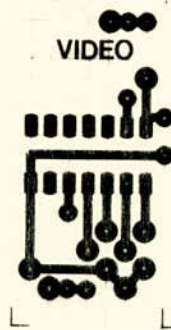
Tous les éléments du schéma général de la platine adaptatrice sont implantés sur un circuit imprimé mesurant 145 mm sur 65 mm, mise à part le commutateur vidéo afin de réduire au minimum la longueur des fils de connexion.

Cette platine est prévue pour être alimentée sous une tension continue de 12V issue du téléviseur 61 MT1 afin de polariser les différents sous ensembles constituant cette platine.

Sa consommation est de l'ordre de 100mA.



CIRCUIT IMPRIME DE LA PLATINE ADAPTATRICE



COMMUTATION VIDEO

2. Réglages et essais.

Les performances d'un téléviseur dépendent, en grande partie, du bon alignement et réglage de ses circuits, et notamment ceux à fréquence intermédiaire qui peuvent influer défavorablement sur la réception d'un programme.

La méthode la plus préconisée de réglage de ces derniers est sans doute celle qui consiste à utiliser un vobulateur fonctionnant en liaison avec un oscilloscope, ou un vobuloscope qui présente l'intérêt de grouper ces deux appareils. Car il est ainsi possible d'observer l'aspect réel de la courbe de réponse obtenue et de modifier en conséquence les divers réglages jusqu'au résultat optimal.

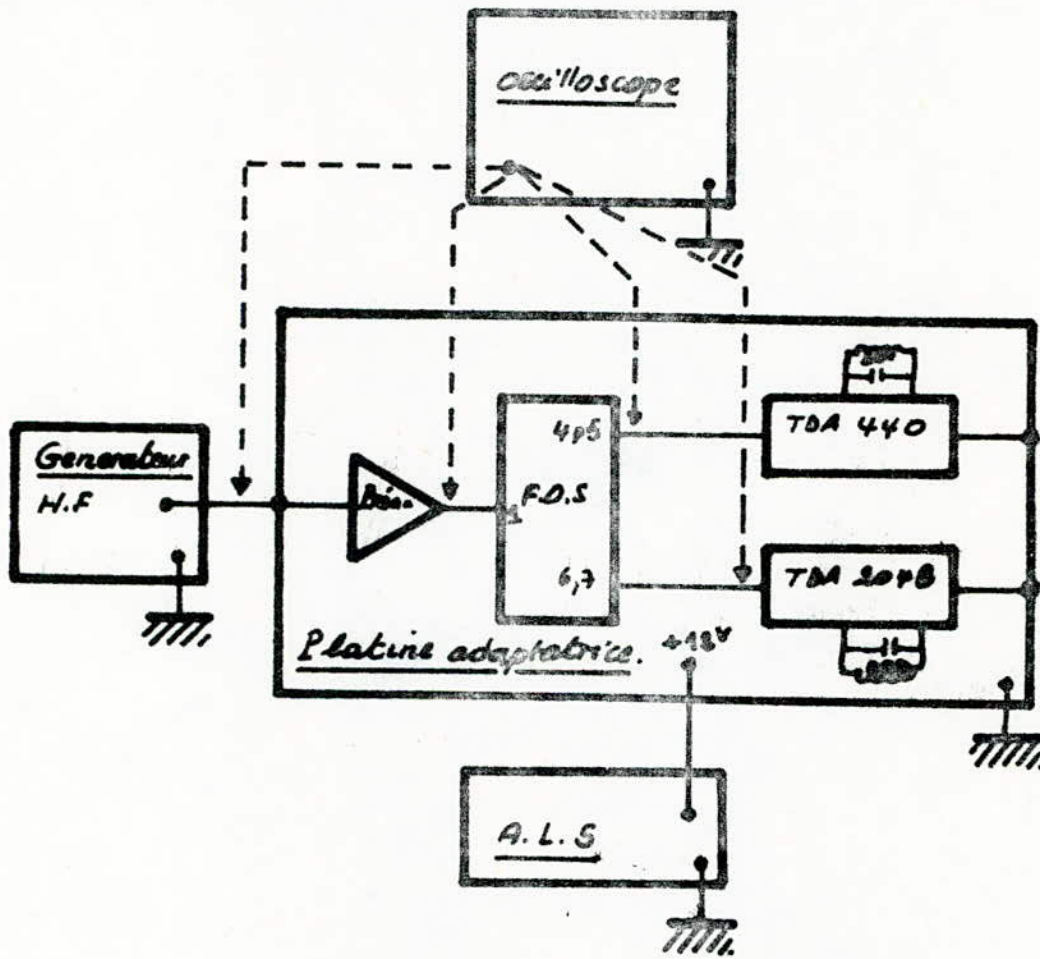
Mais comme le type de vobulateurs disponibles au labo ne fonctionnant pas sur la plage de fréquence exigée qui est de 30 à 40 MHz, nous utiliserons en revanche un générateur H.F. capable de délivrer ces fréquences.

Avant de connecter la platine adaptatrice dans le TV 61 MT1, il est nécessaire de procéder aux différents réglages et tests.

Pour ceci, on a utilisé le matériel suivant :

- Un générateur HF : PM 5324 ; allant de 100 KHz à 110 MHz.
- Un oscilloscope TEKTRONIX 7603 ; bande passante : 100 MHz.
- Une alimentation stabilisée réglable.

Schéma du montage.



L'injection du signal H.F se fait à l'entrée F.I de la platine adaptatrice, la fréquence étant comprise entre 30 et 40 MHz et son amplitude est de quelques millivolts, tandis que le

branchement de l'oscilloscope s'effectue, selon l'étage à régler. En tout, on a quatre réglages; les quatre noyaux des transformateurs existants sur le schéma électrique de la platine.

- Réglage de la bobine de l'étage de liaison:

Cette bobine doit être réglée de telle manière à faire passer la bande de fréquence comprise entre 30 et 40 MHz, en dehors de cette plage, le signal doit être considérablement atténué. Pour se faire, plaçons le générateur H.F sur la fréquence 35 M et agissons sur le noyau de ce transformateur de façon à obtenir sur le collecteur du transistor BF 199 le maximum en amplitude et vérifiant qu'aux environs de 30 et 40 MHz, l'amplitude du signal a diminué considérablement. Si ce n'est pas le cas, il faudrait changer les condensateurs placés de part et d'autre de la self afin d'augmenter ou de diminuer la fréquence de coupure haute ou basse du filtre de bande.

- Réglage de la bobine en sortie du F.O.S: (bornes 6 et 7).

Celle-ci associée au condensateur de valeur 22 pF doit constituer un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure doit être

d'une part inférieure à 38,9 MHz, éliminant de ce fait la fréquence intermédiaire vision et d'autre part supérieure à 32,4 MHz afin de faire passer le spectre de fréquence son. Une fréquence de coupure à -3 dB aux environs de 34 MHz peut parfaitement satisfaire ces exigences.

Pour le réglage de cette bobine, on met le générateur H.F sur la fréquence 34 MHz et on agit sur le noyau de ce transformateur jusqu'à ce que l'amplitude du signal commence à diminuer. On vérifiera par la suite que les fréquences supérieures à 34 MHz sont atténuées.

- Réglage de la bobine aux bornes B et 9 du TDA 440.

Cette bobine doit être réglée sur la fréquence intermédiaire vision 38,9 MHz. On règle le générateur H.F sur 38,9 MHz et on branché l'oscilloscope sur l'une des deux bornes B ou 9 du TDA 440, on agit sur le noyau du transformateur afin d'obtenir un maximum.

- Réglage de la bobine aux bornes 8 et 9 du TDA 804.

Son réglage est identique à celui de la bobine du TDA 440, seulement la fréquence d'accord change est sera de 32,4 MHz, fréquence intermédiaire son de la norme L.

3. Relevé des courbes de réponse.

L'élément central le plus marquant dans cette réalisation est le filtre à onde de surface, car si les signaux sortants de celui-ci correspondent parfaitement à ce que l'on attendait dans l'étude théorique, on a une grande chance que le montage fonctionne sans aucune difficultés. Pour cette raison, on prévoit de relever les courbes de sélectivité vision et son en sorties du F.O.S.

- Courbe de réponse amplitude-fréquence en sorties 4 et 5 du F.O.S.

Pour relever la courbe de sélectivité vision amplitude-fréquence en sorties 4 et 5 du F.O.S, on procède comme suit :

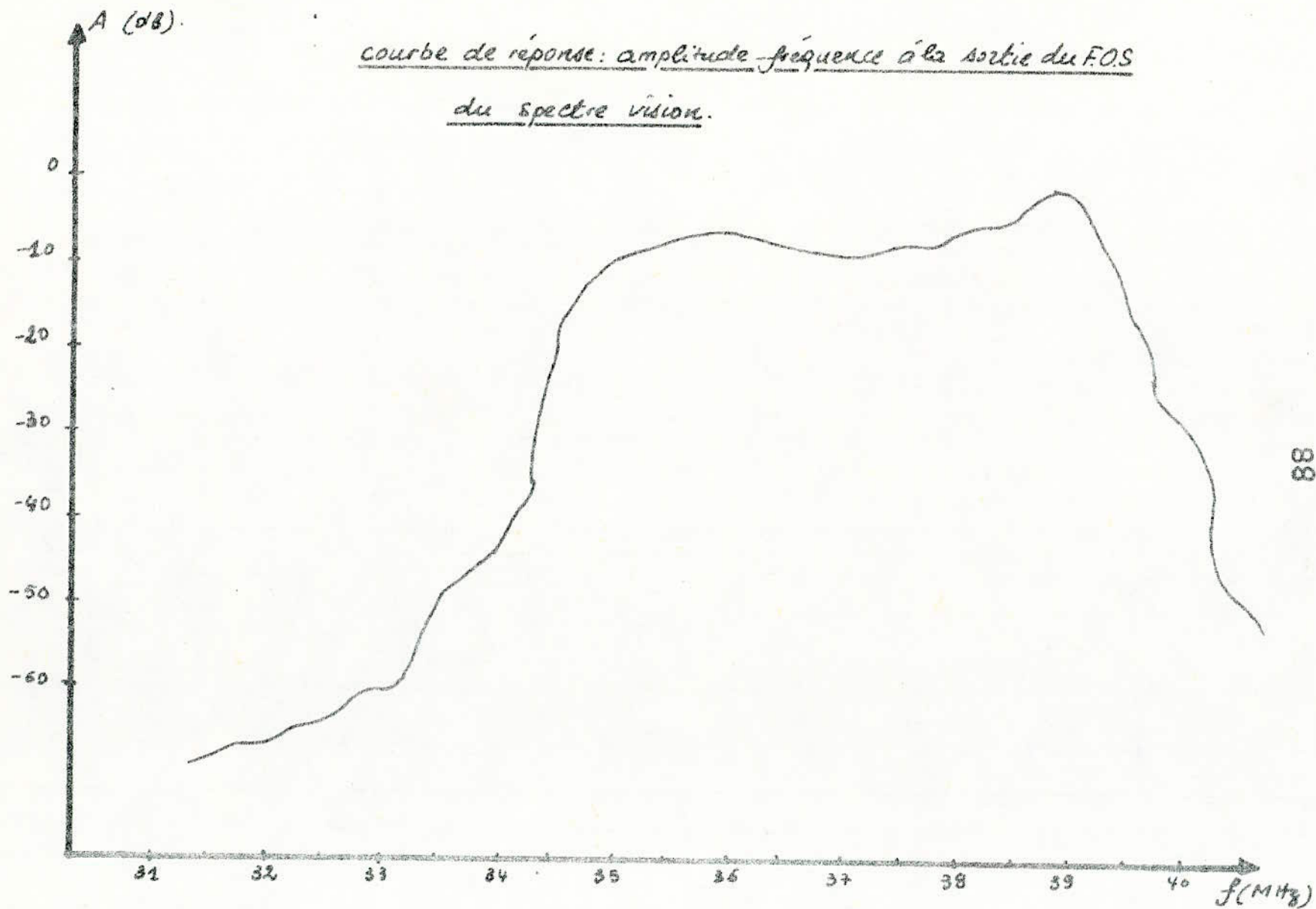
On injecte un signal V_e à l'entrée F.I. de la platine adaptatrice, son amplitude étant de quelques millivolts, on mesure en sortie 4 ou 5 le signal V_s , tout ceci en faisant varier la fréquence à chaque mesure par pas de 0,5 MHz.

On calcul le rapport : $A = \frac{V_s}{V_e}$

$$\text{d'où } (A)_{dB} = 20 \log |A| = 20 \log \left| \frac{V_s}{V_e} \right|.$$

la courbe de réponse relevée est la suivante :

courbe de réponse: amplitude - fréquence à la sortie du FOS
du spectre vision.



88

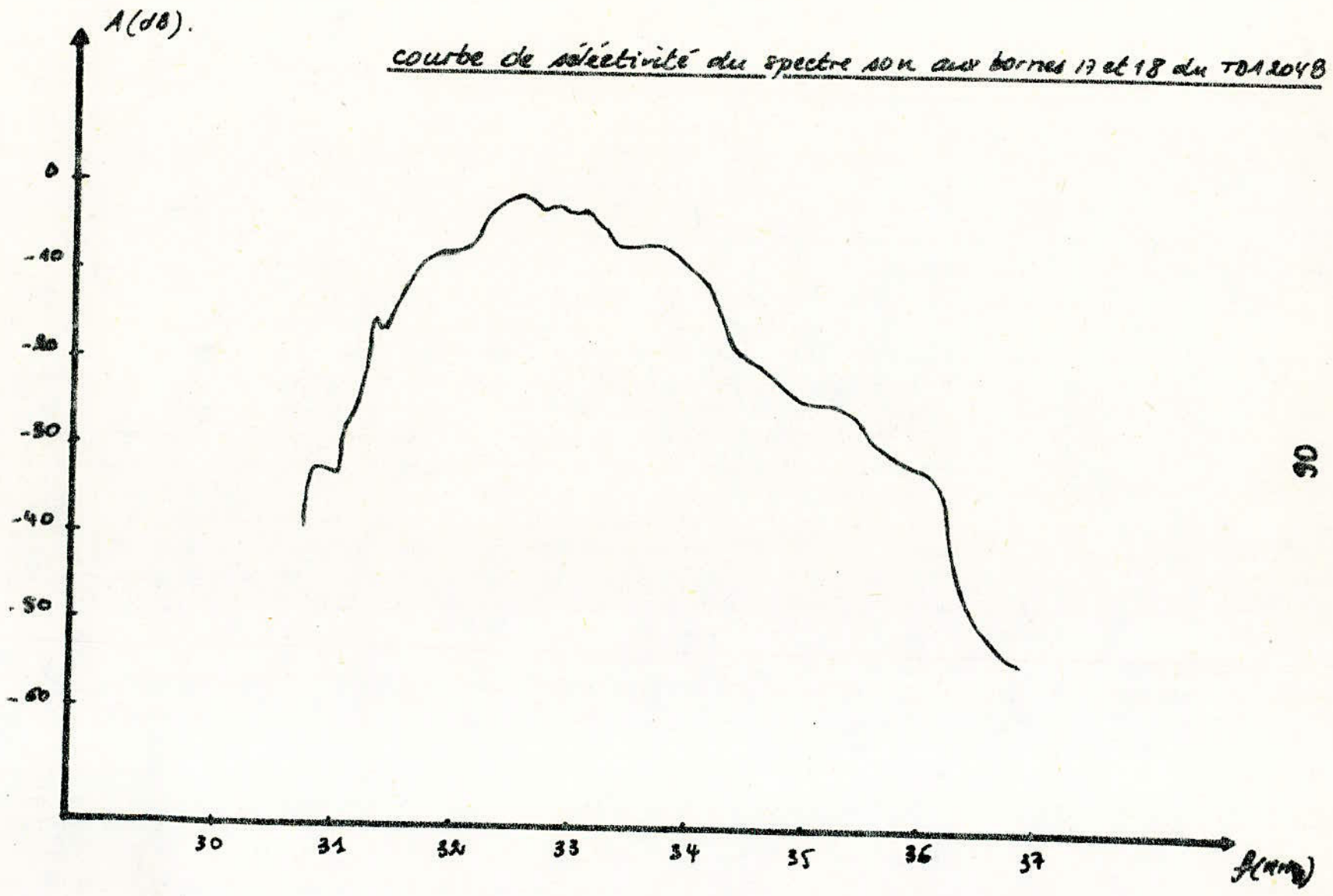
On distingue d'après l'allure de cette courbe, un certain nombre de points intéressants qui nous renseignent à la fois sur la largeur de la bande passante, le calage en fréquence de la courbe de sélectivité et la position des réjecteurs.

- Courbe de réponse amplitude-fréquence prise aux entrées 17 et 18 du TDA 2048

Le même principe que celui utilisé précédemment, nous permet de relever la courbe de sélectivité son amplitude-fréquence.

Le signal V_e est injecté à l'entrée F.I et la sortie sera prise aux bornes 17 et 18 du TDA 2048.

La courbe est la suivante.



On remarque d'après ces deux courbes de réponse vision et non
donnant le comportement de l'amplitude du signal en fonction
de la fréquence, qu'elles sont acceptables, vu que la différence
entre les courbes expérimentales et les résultats théoriques n'est
pas tellement remarquable.

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans le cadre du projet de fin d'étude, a permis d'apporter une contribution sensible quant à l'exploitation des circuits adaptateurs dans le domaine de la télévision.

Cette mise en oeuvre n'est qu'un exemple des multiples possibilités. Son principe réclame de longues explications mais sa réalisation est aussi rapide que simple dès que le principe est compris.

On peut simplement regretter de ne pas pouvoir réaliser le préamplificateur F.I en élément intégré, ce qui nous aurait sans doute facilité un peu plus la tâche.

Le montage simple à réaliser et peu coûteux peut s'adapter sans difficulté au TV noir et blanc qu'au TV couleur à condition bien sur d'ajouter un décodeur SECAM dans le cas du TV couleur.

Enfin nous soulignons en conclusion; à travers cette modeste contribution toute l'importance à l'étape de réglage, car le fonctionnement de cette platine en dépend, en grande partie, vu les fréquences de travail.

ANNEXES'

Figure 1: Schéma synoptique du TBA 800.

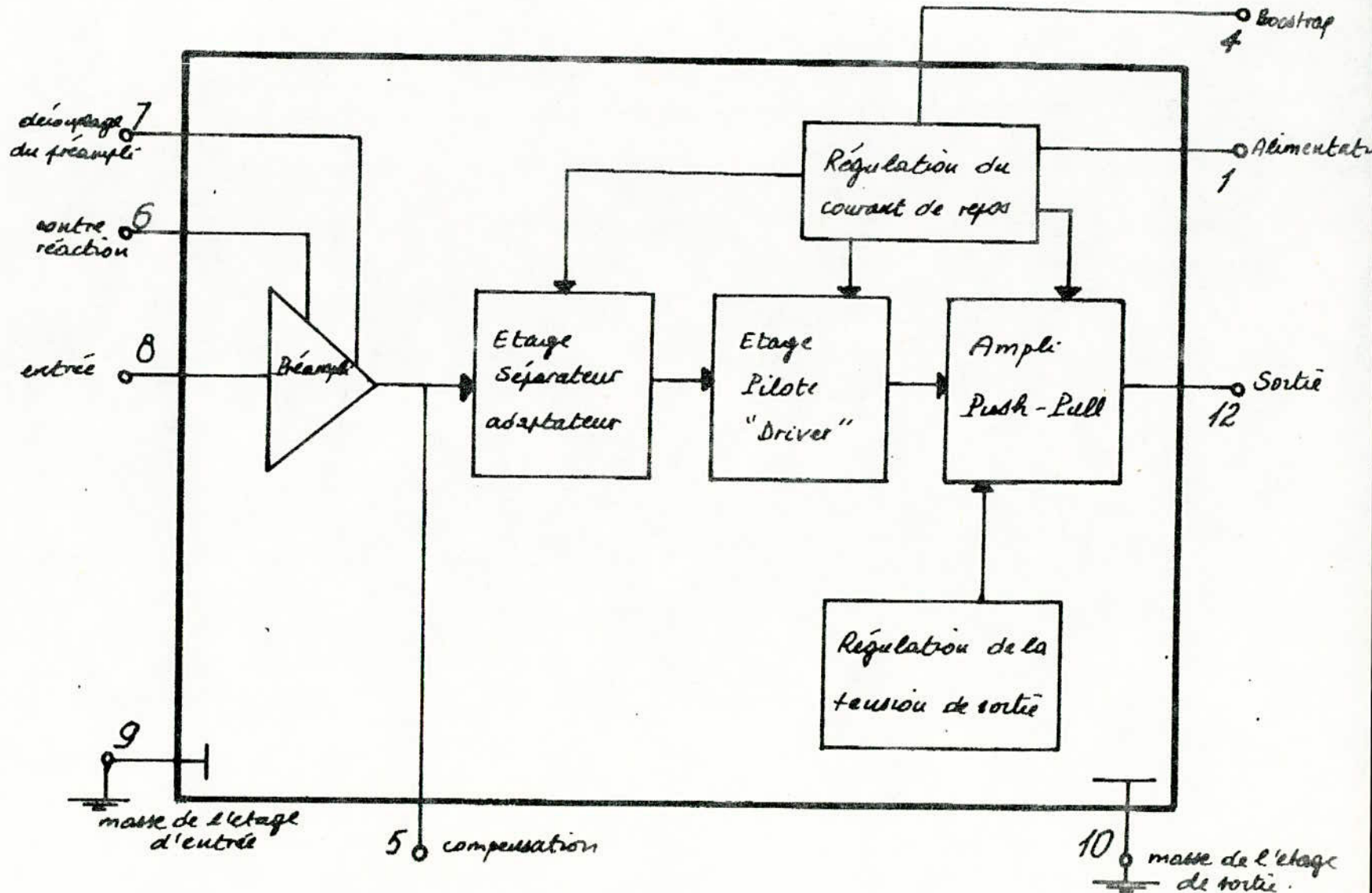


Figure 2. Circuit d'application du TBA 800.

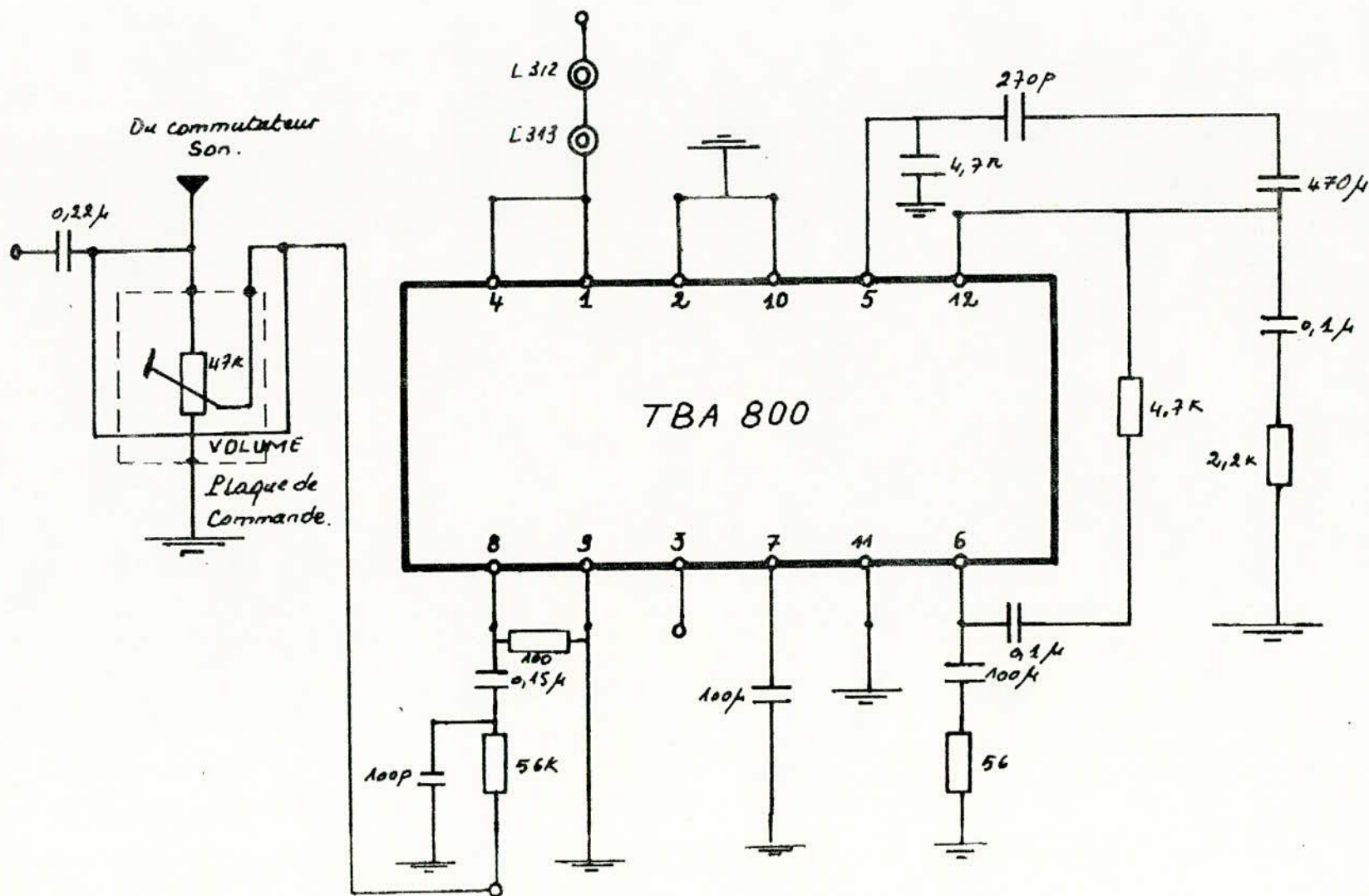
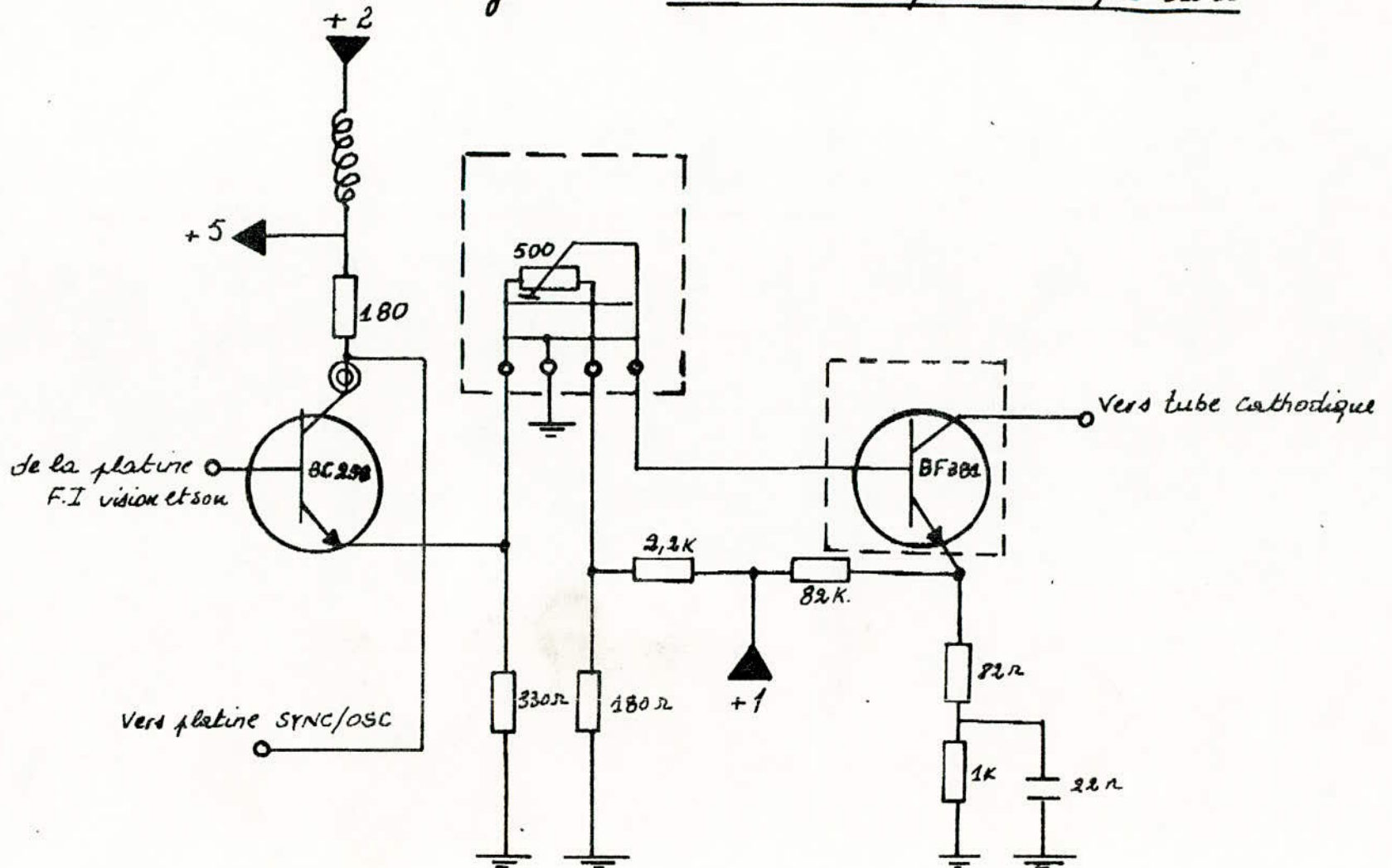
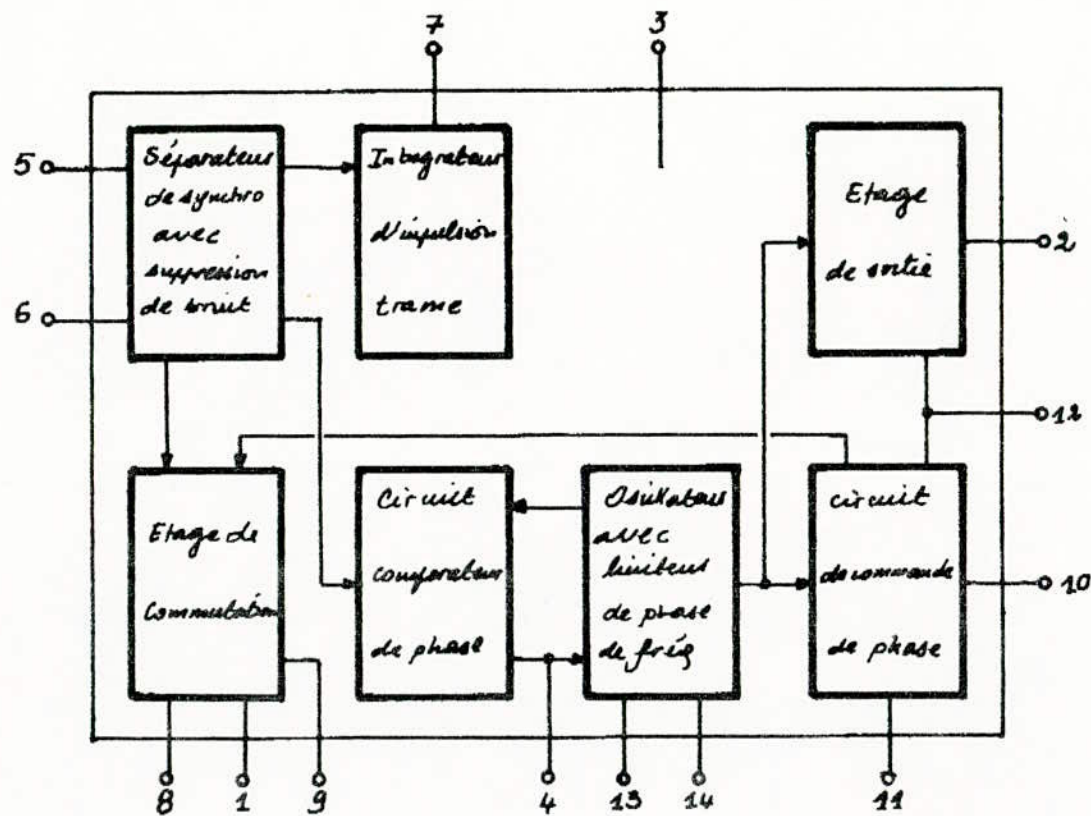


Figure 3 : Schéma électrique de l'ampli vidéo



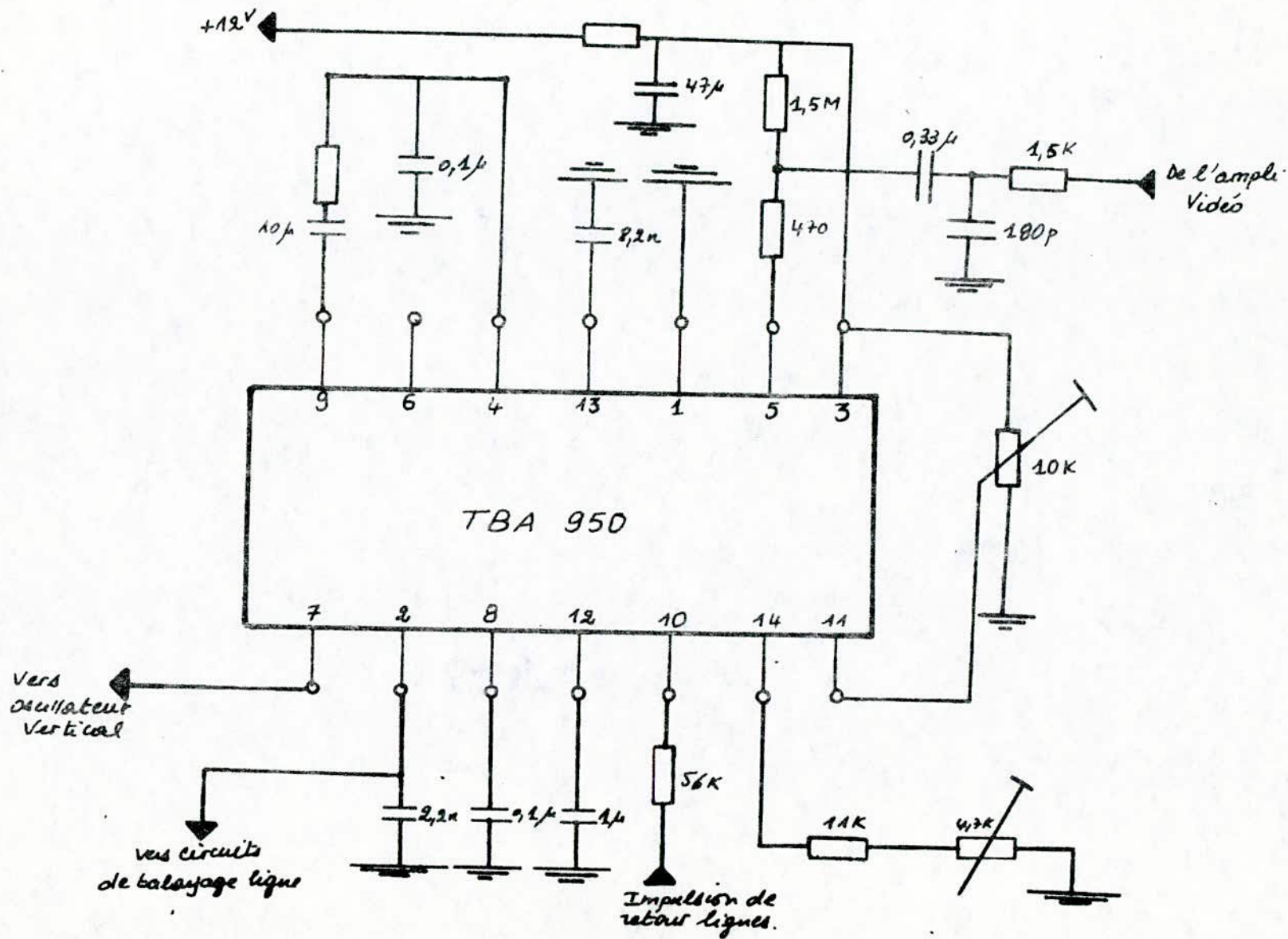


BROCHAGE

1. Masse.
2. Sortie.
3. Alimentation.
4. Séparateur de phase.
5. Entrée séparateur de synchro
6. Sortie synchro composite.
7. Sortie synchro trame.
8. Capacité de retard de commutation
9. Constante de temps, sortie.
10. Entrée impulsion de retour ligne.
11. Réglage de phase
12. Capacité de commande de phase.
13. Capacité de fréquence ligne.
14. Réglage de fréquence ligne.

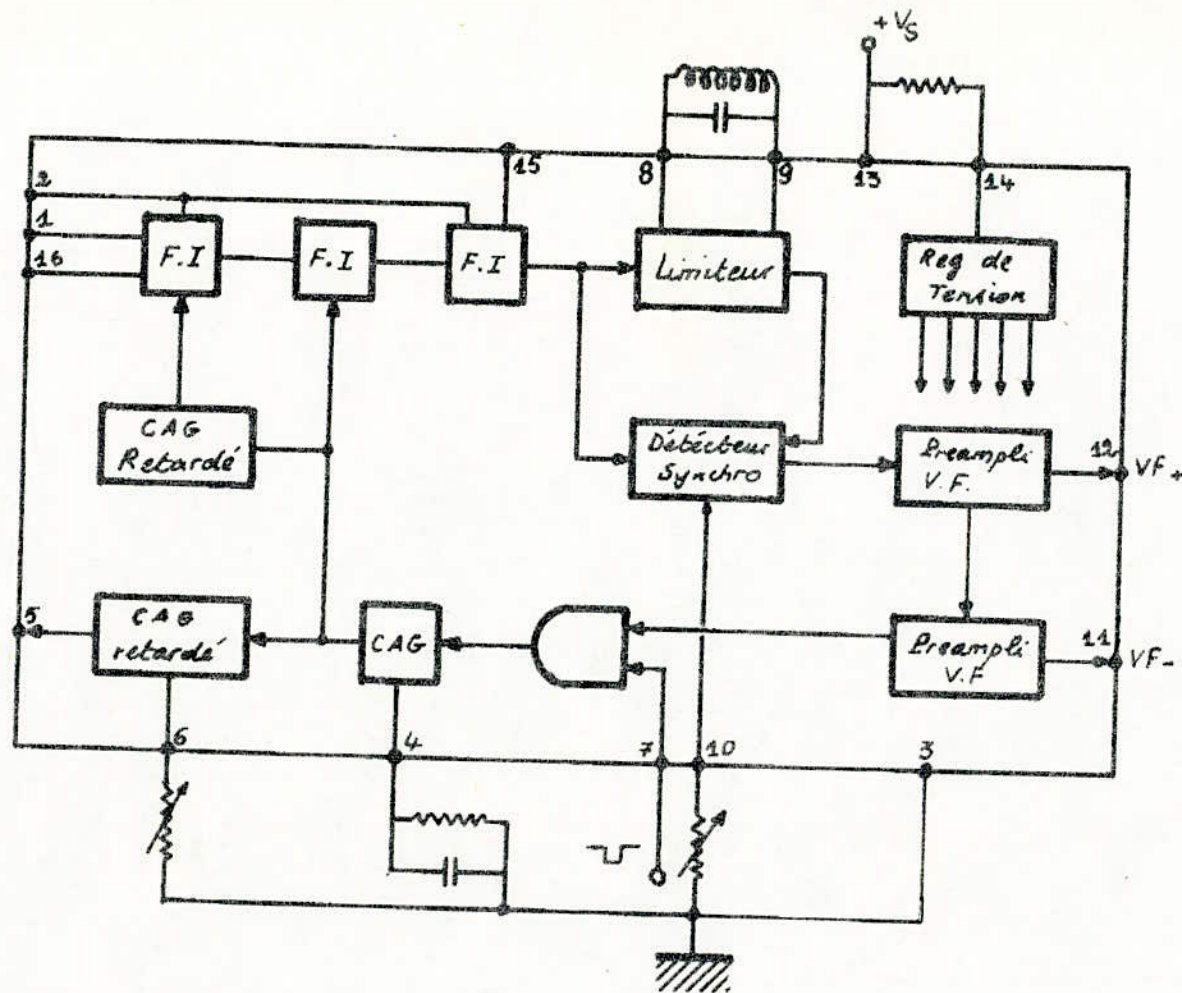
Figure 4 : Synoptique et brochage du TBA 950.

Figure 5 : Circuit d'application du TBA 950.



| type | $V_{CE \text{ max}}$ | $V_{BE \text{ max}}$ | $V_{CB \text{ max}}$ | $I_C \text{ max}$ | $\beta \text{ min}$ | $f_T \text{ min}$ | T_{jonct} |
|------|----------------------|----------------------|----------------------|-------------------|---------------------|-------------------|--------------------|
| NPN | 20V | 4V | 40V | 25 mA | 30 | 275 MHz | 135°C. |

Figure 6 : Quelques caractéristiques du transistor BF 199.



BROCHAGE

1. Entrée.
2. Découplage de polarisation.
3. Masse.
4. Cte de temps de C.A.G.
5. Sortie de la C.A.G au sélecteur.
6. Retard de la C.A.G au sélecteur.
7. Entrée du signal de retour de balay.
8. Accord de la porteuse.
9. Accord de la porteuse.
10. Régulation de la tension.
11. Sortie VF négative.
12. Sortie VF positive.
13. Tension d'alimentation (+).
14. Stabilisation par diode Zener.
15. Découplage de polarisation.
16. Entrée.

Figure 7. Schéma synoptique et brochage du TDA 440.

Figure 8. Montage d'application du TDA 440.

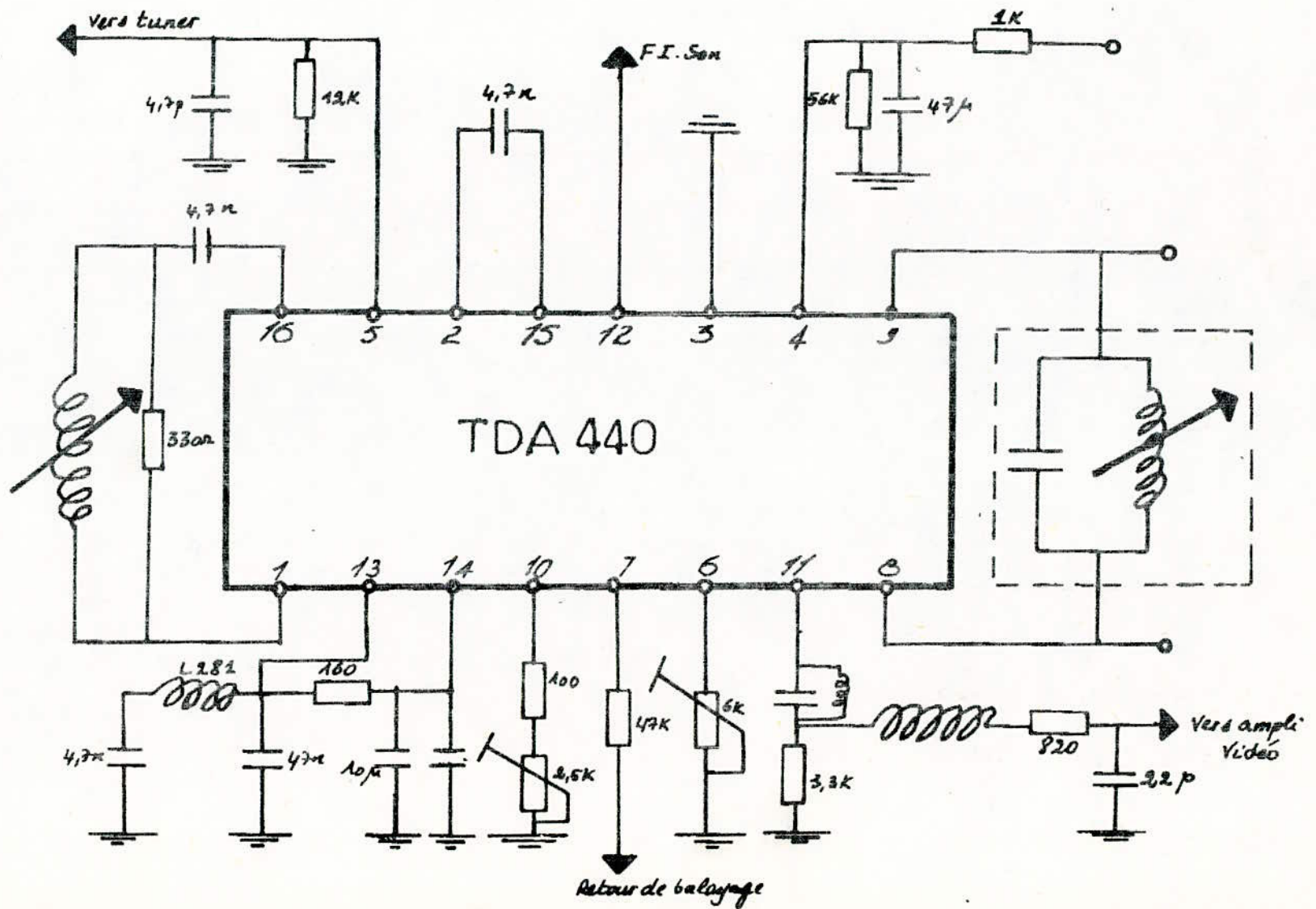
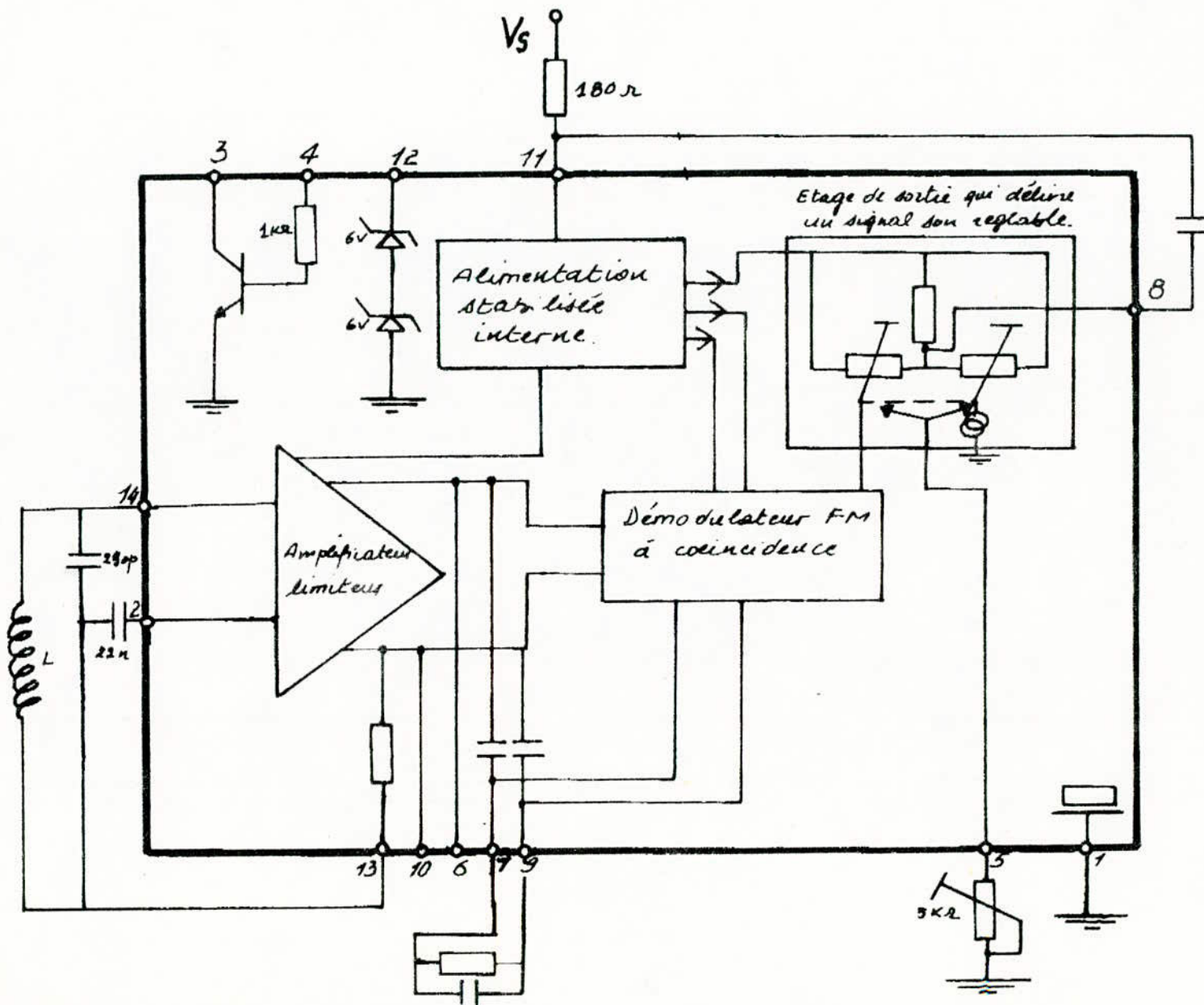


Figure 9 : Schéma synoptique du TBA 120 S



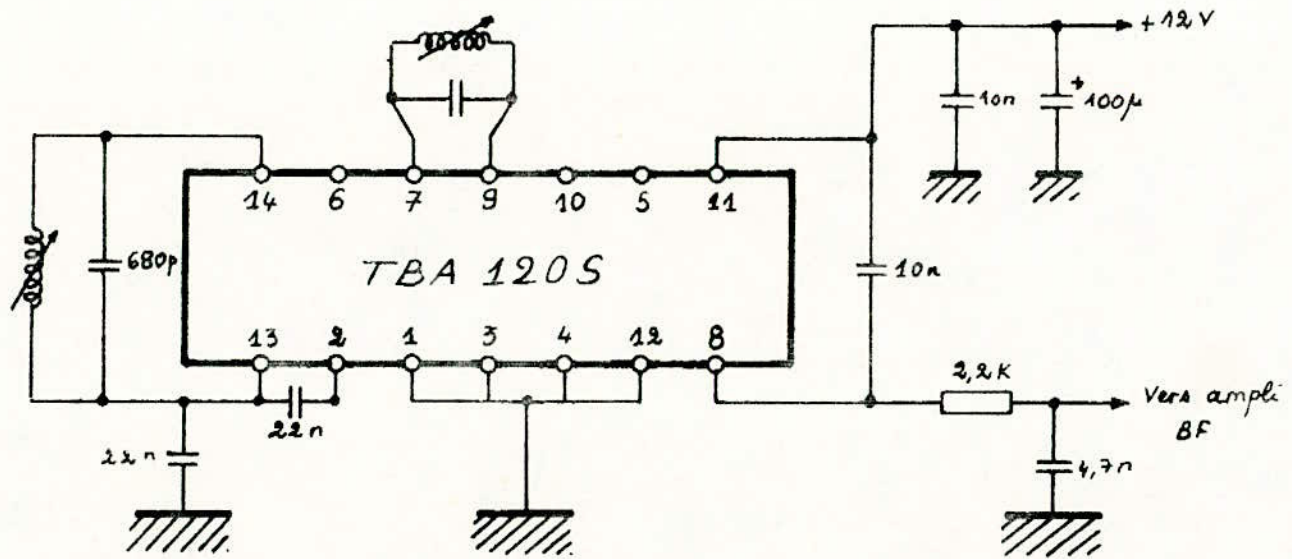


Figure 10 : Circuit d'application du TBA 120 S

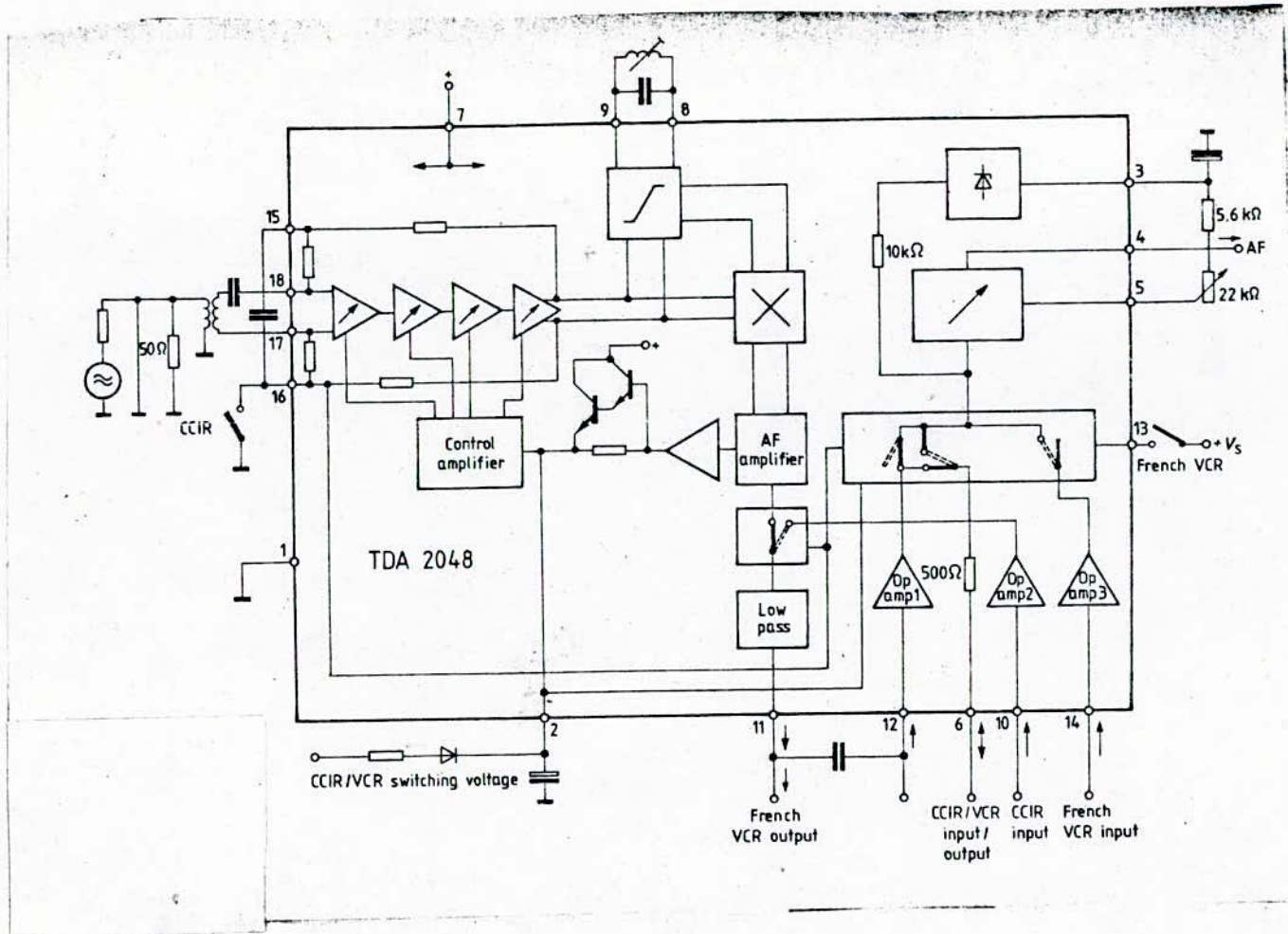


Figure: 11 Diagramme fonctionnel du TDA 2048.

Controlled AM Amplifier for French Sound IF Standard

TDA 2048

TDA 2048

Bipolar circuit
MOS handling

| Type | Ordering code | Package outline |
|----------|---------------|-----------------|
| TDA 2048 | Q67000-A1773 | DIP 18 |

The TDA 2048 contains a 4 stage AM broadband amplifier, a limiter, and a mixer for the synchronous demodulation of AM signals. The AF section contains standard VCR connections for CCIR and French standards, a CCIR input which can be switched into the circuit, and a volume control.

Features

- High input sensitivity
- Low-distortion regulation
- Low-distortion demodulation
- DC volume control
- Internally stabilized supply voltage

Maximum ratings

| | | | |
|---------------------------------|------------|------------|-----|
| Supply voltage | V_S | 16.5 | V |
| Switching voltage | V_2 | 16.5 | V |
| Junction temperature | T_j | 150 | °C |
| Storage temperature range | T_{stg} | -40 to 125 | °C |
| Thermal resistance (system-air) | R_{thSA} | 70 | K/W |

Operating voltage

| | | | |
|---------------------------|---------------|----------|-----|
| Supply voltage range | V_S | 10 to 15 | V |
| Frequency range | f | 10 to 60 | MHz |
| Control voltage range | $V_{control}$ | 0 to 5 | V |
| Ambient temperature range | T_{amb} | 0 to 70 | °C |

Characteristics ($V_S = 12\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$; $f_{IF} = 39.2\text{ MHz}$; $f_{mod} = 1\text{ kHz}$)

| | min | typ | max | |
|--|-----------------|-----|------------------|---------------|
| Total current consumption | I_T | 40 | 60 | mA |
| Stabilized voltage | V_3 | 5.4 | 6 | V |
| Gain range | ΔG | 60 | | dB |
| Control voltage (V_{max}) | V_2 | 0 | 0.9 | V |
| Control voltage (V_{min}) | V_2 | 3 | 5 | V |
| Input voltage for AGC threshold | $V_{17,18}$ | 50 | | μV |
| IF input voltage ($D \leq 5\%$; $m = 80\%$) | $V_{17,18}$ | | 150 | mV |
| Output voltage ($V_{rms} = 10\text{ mV}$, $m = 30\%$) | | | | |
| Record CCIR | V_{5rms} | 400 | 600 | mV |
| Record French | V_{11rms} | 66 | 100 | mV |
| ($V_4 = 0.8 \times V_3$) | V_{4rms} | | 300 | mV |
| Total harmonic distortion ($V_{IF} = 10\text{ mV}$; $m = 30\%$) | THD_{11} | | 1 | % |
| ($V_{IF} = 10\text{ mV}$; $m = 80\%$) | THD_{11} | | 4 | % |
| Total harmonic distortion (volume control and op amp 1) | THD_4 | | 1 | % |
| ($V_{IF} = 150\text{ mV}$, $V_5 = 0.8 \times V_3$) | | | | |
| Input voltage (playback CCIR) | V_{5rms} | 600 | | mV |
| (playback French) | V_{14rms} | 100 | | mV |
| (CCIR operation) | V_{10rms} | 100 | | mV |
| Range of volume control | ΔG_{LR} | 80 | | dB |
| Volume at max. volume | V_5 | | $0.8 \times V_3$ | V |
| Volume at min. volume | V_5 | 0 | | V |
| Switching thresholds | | | | |
| VCR playback (CCIR, French) | $V_{2,13}$ | 8 | 15 | V |
| Switching current | | | | |
| VCR playback (CCIR, French) | $I_{2,13}$ | 0 | 0.3 | mA |
| Switching threshold (CCIR operation) | V_{16} | 0 | 1 | V |
| Switching current (CCIR operation) | I_6 | 0 | 0.5 | mA |
| Switching threshold (VCR record, French) | V_{13} | 0 | 5 | V |
| Cross-talk attenuation at switched-off AF inputs | a_{CR} | 60 | | dB |
| Gain pin 12, 14 to pin 6 | G_{AF} | | 6 | dB |
| Gain pin 12, 14 to pin 4 | G_{AF} | | 3 | dB |

Additional characteristics ($V_S = 12\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$)
(Data is not guaranteed by series measurement)

| | | | | |
|----------------------------------|--------------|----|-----|------------|
| Input resistance | $R_{1,12}$ | 10 | | k Ω |
| Input resistance (CCIR playback) | R_{10} | 10 | | k Ω |
| Input resistance (VCR playback) | $R_{3,14}$ | 10 | | k Ω |
| Output resistance (VCR record) | $R_{3,6,11}$ | | 200 | Ω |
| AF output resistance | R_{11} | | 200 | Ω |

Figure: 12

CD4066BM/CD4066BC



CD4066BM/CD4066BC Quad Bilateral Switch

General Description

The CD4066BM/CD4066BC is a quad bilateral switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with CD4016BM/CD4016BC, but has a much lower "ON" resistance, and "ON" resistance is relatively constant over the input-signal range.

- Extremely low "OFF" switch leakage 0.1 nA (typ.)
@ $V_{DD} - V_{SS} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Extremely high control input impedance $10^{12}\ \Omega$ (typ.)
- Low crosstalk between switches -50 dB (typ.)
@ $f_{is} = 0.9\text{ MHz}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$
- Frequency response, switch "ON" 40 MHz (typ.)

Features

- Wide supply voltage range 3 V to 15 V
- High noise immunity $0.45\ V_{DD}$ (typ.)
- Wide range of digital and analog switching $\pm 7.5\ V_{PEAK}$
- "ON" resistance for 15 V operation $80\ \Omega$
- Matched "ON" resistance over 15 V signal input $\Delta R_{ON} = 5\ \Omega$ (typ.)
- "ON" resistance flat over peak-to-peak signal range
- High "ON"/"OFF" output voltage ratio 65 dB (typ.)
@ $f_{is} = 10\text{ kHz}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
- High degree linearity 0.1% distortion (typ.)
@ $f_{is} = 1\text{ kHz}$, $V_{is} = 5\text{ V}_{p-p}$,
 $V_{DD} - V_{SS} = 10\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$

Applications

- Analog signal switching/multiplexing
 - Signal gating
 - Squelch control
 - Chopper
 - Modulator/Demodulator
 - Commutating switch
- Digital signal switching/multiplexing
- CMOS logic implementation
- Analog-to-digital/digital-to-analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal-gain

Schematic and Connection Diagrams

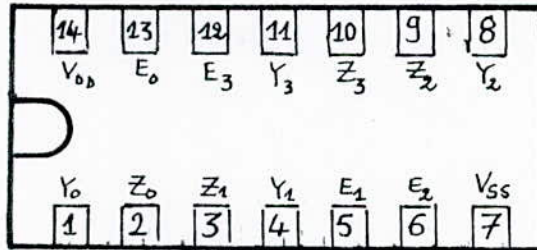
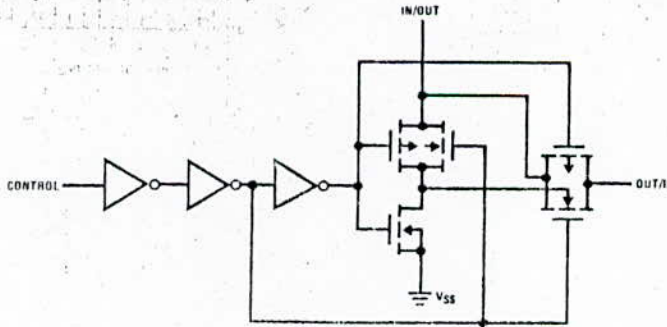


Figure: 13a

Y: entrée
Z: Sortie
E: commande.

Brochage du MC 14066

Absolute Maximum Ratings

(Notes 1 and 2)

| | |
|---|---------------------------------|
| V _{DD} Supply Voltage | -0.5V to +18V |
| V _{IN} Input Voltage | -0.5V to V _{DD} + 0.5V |
| T _S Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |
| P _D Package Dissipation | 500 mW |
| T _L Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C |

Recommended Operating Conditions

(Note 2)

| | |
|--|-----------------------|
| V _{DD} Supply Voltage | 3V to 15V |
| V _{IN} Input Voltage | 0V to V _{DD} |
| T _A Operating Temperature Range | -65°C to +125°C |
| CD4066BM | |
| CD4066BC | -40°C to +85°C |

DC Electrical Characteristics CD4066BM (Note 2)

| Parameter | Conditions | -55°C | | 25°C | | | 125°C | | Units |
|--|--|-------|------|------|-------------------|------|-------|------|-------|
| | | Min | Max | Min | Typ | Max | Min | Max | |
| I _{DD} Quiescent Device Current | V _{DD} = 5V | | 0.25 | | 0.01 | 0.25 | | 7.5 | μA |
| | V _{DD} = 10V | | 0.5 | | 0.01 | 0.5 | | 15 | μA |
| | V _{DD} = 15V | | 1.0 | | 0.01 | 1.0 | | 30 | μA |
| Signal Inputs and Outputs | | | | | | | | | |
| R _{ON} "ON" Resistance | R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V | | 2000 | | 270 | 2500 | | 3500 | Ω |
| | | | 400 | | 120 | 500 | | 550 | Ω |
| | | | 220 | | 80 | 280 | | 320 | Ω |
| ΔR _{ON} Δ "ON" Resistance Between any 2 of 4 Switches | R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V | | | | 10 | | | | Ω |
| | | | | | 5 | | | | Ω |
| I _{LS} Input or Output Leakage Switch "OFF" | V _C = 0 V _{IS} = 15V and 0V, V _{OS} = 0V and 15V | | ±50 | | ±0.1 | ±50 | | ±500 | nA |
| Control Inputs | | | | | | | | | |
| V _{ILC} Low Level Input Voltage | V _{IS} = V _{SS} and V _{DD} V _{OS} = V _{DD} and V _{SS} I _{IS} = ±10 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V | | 1.5 | | 2.25 | 1.5 | | 1.5 | V |
| | | | 3.0 | | 4.5 | 3.0 | | 3.0 | V |
| | | | 4.0 | | 6.75 | 4.0 | | 4.0 | V |
| V _{IHC} High Level Input Voltage | V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V (see note 6) V _{DD} = 15V | 3.5 | | 3.5 | 2.75 | | 3.5 | | V |
| | | 7.0 | | 7.0 | 5.5 | | 7.0 | | V |
| | | 11.0 | | 11.0 | 8.25 | | 11.0 | | V |
| I _{II} Input Current | V _{DD} - V _{SS} = 15V V _{DD} > V _{IS} > V _{SS} V _{DD} > V _C > V _{SS} | | ±0.1 | | ±10 ⁻⁵ | ±0.1 | | ±1.0 | μA |



DC Electrical Characteristics CD4066BC (Note 2)

| Parameter | Conditions | -40°C | | 25°C | | | 85°C | | Units |
|--|-----------------------|-------|-----|------|------|-----|------|-----|-------|
| | | Min | Max | Min | Typ | Max | Min | Max | |
| I _{DD} Quiescent Device Current | V _{DD} = 5V | | 1.0 | | 0.01 | 1.0 | | 7.5 | μA |
| | V _{DD} = 10V | | 2.0 | | 0.01 | 2.0 | | 15 | μA |
| | V _{DD} = 15V | | 4.0 | | 0.01 | 4.0 | | 30 | μA |

Figure: 13b

BIBLIOGRAPHIE

- NOUVEAU GUIDE DE LA TELEVISION EN COULEURS : TOME II.
(S.C.A.R.T)
- COURS FONDAMENTALES DE TELEVISION : 4^{ème} EDITION
(R. BESSON)
- TELEVISEURS A TRANSISTORS.
(CH. DARTEVELLE)
- RADIO-PLAN.
Numéro : 422, Janvier 1983.
- COURS D'ELECTRONIQUE : TOME 3
(FRANCIS MILSANT)

