

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

9/87  
RSC

وزارة التعليم و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : Electronique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Etude Et Realisation  
D'un Circuit De Decodage Du Son

Proposé Par :  
Mr D. Berkani

Etudié par :  
Hamadi . Kaci  
Smara Akli

Dirigé par :  
Mr D. Berkani

PROMOTION : janvier 1987

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION  
D'UN CIRCUIT DE DECODAGE DU SON

Proposé Par :  
Mr D. BERKANI

Etudié par :  
HAMADI . Kaci  
SMARA . Akli

Dirigé par :  
Mr D. BERKANI

PROMOTION : janvier 1987

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

وزارة التعليم العالي

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE - المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Département: .D'électronique.....  
Promoteur: .Mr.D.BERKANI.....  
Elève Ingenieur: .HAMADI.Kaci.....  
.SMARA.Akli.....

مصلحة: الإلكترونيات  
موجه: السيد د.بركاني

تلميذ مهندس: حمادي قاسي  
سمارة آكلي

- الموضوع: دراسة و إنجاز دائرة كهربائية لكشف الصوت .

- الملخص: نعيش السنوات الأخيرة إلى إلقاء بعض المنجزين إلى طرق تكييف الإشارات

الكهربائية بطرق مخالفة للإتفاقيات العالمية، وهذا لأغراض تجريبية .

من بين المخالفين يمكن ذكر طريقة تكييف إشارات الصوت والصورة لقناة

التلفزة الفرنسية الخاصة "قناة بلوس" . في إطار مشروع نهاية الدراسة

ذكتفي بكشف الإشارات الصوتية لهذه القناة .

المرغوب هو إنجاز دائرة كهربائية بسيطة ومتعددة الإستعمال .

Subject: .ETUDE .ET .REALISATION .D'UN .CIRCUIT .DE .DECODAGE .DU .SON.....

Résumé: On assiste au cours de ces dernières années le recours à des modes de décodage non conventionnels et ce pour des buts commerciaux .Parmis ces modes ,on retrouve le codage du son et de l'image de la chaine privée française "CANAL PLUS" . L'étude de ce projet est limitée au décodage du signal sonore de cette chaine .L'objectif consiste à la réalisation d'une carte simple et universelle en ce qui concerne l'utilisation.

Subject: .STUDY .AND .REALIZATION .OF .A .CIRCUIT .FOR .DECODING .SOUND.....

Résumé: During the last years several no conventionnel coding mode have been developped .This is done mainly for commercial purposes .Among these types of coding ,we can find the coding of sound and vision of the french private channel "CANAL PLUS". This study is devoted to decoding the audio-signal of this channal .It concerns mainly the building of a simple universal card ready to use .

# DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

*A mon père et ma mère .*

*A mon frère et mes sœurs .*

*A toute ma famille .*

*A tous mes amis (es) .*

*A Mr. HADDOUCHE . NABIL*

*A M<sup>lle</sup> SOUKEUR RADIA .*

HAMADI KACI

*A mon père et ma mère .*

*A mes frères et ma sœur .*

*A toutes ma famille .*

*A tous mes amis*

*A Mr. TERBAQVI SMAIN*

*A Mr. OUAHAB HACENE*

SMARA AKLI

## REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements ainsi que notre profonde reconnaissance à notre promoteur Monsieur. D. BERKANI, Chef du département d'électronique de l'ENP, pour son orientation, son aide permanente et ses précieux conseils qu'il nous a prodigués tout au long de ce travail.

Nous tenons particulièrement à témoigner à MR R. AKSAS, chargé de cours à l'ENP, notre profonde gratitude pour les conseils qu'il nous a prodigués.

Que Monsieur SAADA trouve en ces lignes l'expression de notre profonde reconnaissance pour son aide et ses précieux conseils.

Nos très vifs remerciements vont également à tous les enseignants de l'ENP qui ont contribué à notre formation et à toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin.

Nous remercions également MR A. ANSSEUR, magasinier du département d'électronique de l'ENP, pour son aide matériel et ses services.

# SOMMAIRE

## INTRODUCTION

### CHAPITRE : I . GENERALITES.

1 .	MODULATION .	1
1.1.	MODULATION D'AMPLITUDE.	1
1.2.	PRINCIPE DE LA MODULATION D'AMPLITUDE. A PORTEUSE SUPPRIMEE.	4
2.1.	DEMODULATION.	7
2.	DEMODULATION D'AMPLITUDE.	7
2.2.	DEMODULATION D'AMPLITUDE DITE SYNCHRONE.	8
3.	FILTRAGE .	10
4.	REGENERATION DE LA PORTEUSE.	14

### CHAPITRE. II : ETUDE DU CIRCUIT DE DECODAGE DU SON.

1.	SCHEMA SYNOPTIQUE .	16
1.1.	DESCRIPTION .	16
1.2.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .	17
2.	ETUDE DES DIFFERENTS ETAGES .	17
2.1.	OSCILLATEUR A QUARTZ .	17
2.2.	DIVISEUR PAR 256 .	21
2.3.	FILTRAGE .	24
2.4.	ETAGE MULTIPLICATEUR DE TENSION .	31
2.5.	ETAGE EXTRACTION DE LA BF .	32
2.6.	PRISE PERITEL .	33
2.7.	ALIMENTATION DE LA PLATINE .	36

### CHAPITRE. III : REALISATION ET TESTS .

1.	REALISATION PRATIQUE .	37
2.	TESTS ET INTERPRETATIONS .	40

### CONCLUSION .

### ANNEXE .

### BIBLIOGRAPHIE

## INTRODUCTION

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Il existe plusieurs systèmes de transmission de l'information. En ce qui concerne la télévision, différents procédés de modulation du son et d'image sont utilisés.

Par ailleurs on assiste au cours de ces dernières années à des modes de codage non conventionnels et ce pour des buts commerciaux.

Notre travail consiste dans une première étape à étudier le schéma de décodage du son de cette chaîne.

Dans une seconde étape nous essayerons, après la réalisation de la maquette et à l'aide d'une série de tests, d'expliquer le mode de modulations utilisées.

Nous terminerons notre travail par la mise au point de la maquette.

Dans le premier chapitre, nous donnerons quelques généralités sur la modulation, démodulation, la régénération de la porteuse et le filtrage.

Dans le second chapitre, nous traiterons l'étude du circuit de décodage.

Dans le troisième chapitre, nous procéderons à l'exécution des tests et leurs interprétations et enfin nous concluerons par le fonctionnement de la platine.

## DESCRIPTION DE LA TV A PEAGE "CANAL PLUS"

La chaîne de télévision VHF norme L « Canal plus » est à péage. Elle la place dans l'ancienne première chaîne 819 lignes, mais avec les caractéristiques et les canaux de la nouvelle norme L - VHF.

Elle ne peut être reçue que par les téléviseurs munis de la prise péritélévision (à partir de 1980 en France), sur laquelle est branché le décodeur. Un abonnement à Canal plus comprend : la fourniture d'un décodeur et le paiement d'une redevance mensuelle.

L'abonné reçoit chaque mois un code confidentiel de huit chiffres à porter sur le clavier du décodeur. Ce code est comparé avec quatre chiffres émis par canal plus sur les lignes Antiope, afin que le décodeur puisse entrer en service.

L'image et le son sont brouillés lors de la réception sans décodeur.

Canal plus émet en non codé tous les soirs pour une durée de 1<sup>h</sup> 45<sup>mn</sup>.

### CODAGE DU SON

Sans décodeur on n'entend que quelques grésillements, car le son est transmis en modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse.

Pour obtenir un son correct il suffit de reconstituer la porteuse d'une façon précise et stable; elle est réglée sur 12,8 kHz.

Cette fréquence est obtenue en partant de la fréquence ligne 15625 kHz, on multiplie par 512, soit 8 MHz et divisée par 625 pour obtenir 12,8 kHz.

Cette opération est effectuée par un circuit intégré comprenant un oscillateur PLL (Phase Locked Loop) à verrouillage de phase, commandé par une série de diviseurs binaires simples, puisque 512 est une puissance entière de 2. ( $2^8$ ).

Le schéma du décodeur ne relève pas de choses particulièrement originales.



Le son est décodé avec une boucle à verrouillage de phase et un démodulateur synchrone. Un filtrage très énergique débarrasse le son décodé de tout signal indésirable, la bande passante disponible est, par contre, limitée à quelques 8 kHz

## CODAGE DE L'IMAGE

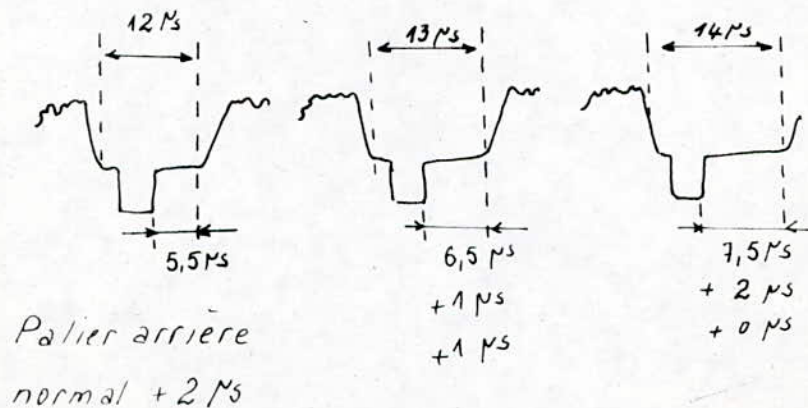
Sans décodeur les lignes de l'image se déplacent les unes par rapport aux autres d'une façon aléatoire rendant l'image brouillée.

Il s'agit d'un retard augmentant la durée du palier arrière de synchronisation ligne 0-1 ou 2  $\mu$ s (voir figure ci-dessous), selon un ordre déterminé par le codage en cours et se répétant toutes les six trames.

Par le code mis en mémoire dans le décodeur, un circuit intégré commute dans l'ordre des lignes à retard de 2 ou 1  $\mu$ s, de façon à obtenir un palier arrière de durée identique et à aligner le début de la modulation vidéo de chacune des lignes.

Un marqueur de synchronisation indique le début de la séquence, par mise au blanc de l'avant dernière ligne de la trame précédente.

Egalisation Par Ligne à Retard.



Coté image le cœur du décodeur est un microprocesseur « monochip » c'est à dire qu'il contient sur une seule puce une unité centrale, de la mémoire vive (RAM), de la mémoire morte (ROM) et des lignes d'entrées/sorties. Il se charge de la gestion de l'EARAM, de mémorisation de code, de la gestion du clavier, de la gestion des leds qui se trouvent sur le clavier et surtout de la commutation aux bons instants des lignes à retard en fonction du codage utilisé.

EARAM, c'est une mémoire effaçable et programmable électriquement.

Deux gros pavés occupent le centre circuit principal, ce sont les lignes à retard de 910 et 940 ns qui compensent les retards induits sur les lignes codées à l'émission.

- Canal plus est diffusé par voie hertzienne.
- Chaque décodeur possède une clé qui lui est propre; c'est la combinaison du code personnel de l'abonné et c'est cette clé qui permet de décrypter l'image de canal plus.

Un même numéro ne peut servir sur deux décodeurs, ni deux mois de suite. De plus les signaux de téléviseur émis sous forme analogique sont transformés en signaux numériques ce qui permet de mieux les manipuler et de les traiter, ces signaux une fois codés, retrouvent leur forme analogique.

Il suffit alors chez l'utilisateur de faire l'opération inverse pour récupérer le signal initial.

# CHAPITRE . I

## GENERALITES :

### 1. MODULATION :

Le message en communications peut prendre divers formes : voix humaine ou musique etc..., le but c'est de convoier ce message à distance .

Le transducteur traduit le message sous forme électrique , ainsi un microphone convertit les variations de pressions acoustiques en courant électrique proportionnel .

Toujours dans le même domaine , le message électrique comprend des fréquences allant de 20 Hz à 20 kHz qui sont les fréquences audibles .

Si deux stations émettent en même temps en fréquence audio il ne serait pas possible de discerner l'une de l'autre dans le récepteur , et on ne pourrait donc pas transmettre plus d'un message à la fois .

La solution est d'introduire un message électrique de basse fréquence dans un autre message de haute fréquence ; c'est le principe même de la modulation . Chaque station choisit une haute fréquence qui lui est propre , dite fréquence porteuse ou onde porteuse , celle-ci est modifiée par le message électrique dit onde modulante .

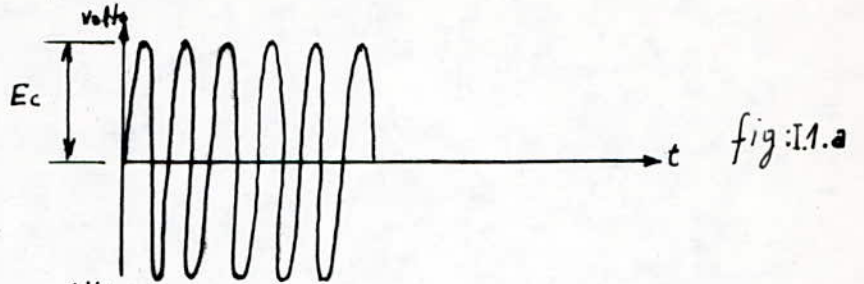
Le signal transmis s'appelle onde modulée .

#### 1.1. MODULATION D'AMPLITUDE :

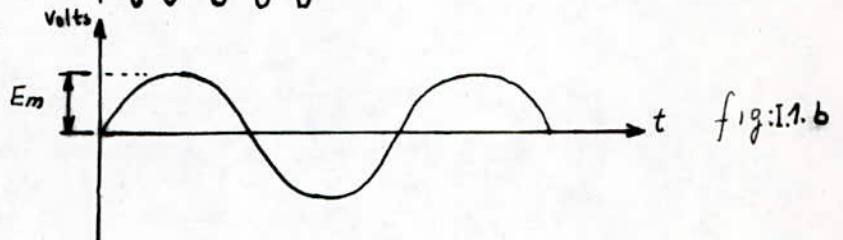
Le procédé consiste à moduler un signal appelé porteuse

de pulsation  $\Omega$  et d'équation  $e_c = E_c \cos \Omega t$  par le signal d'information BF représenté par  $e_m = E_m \cos \omega t$ .

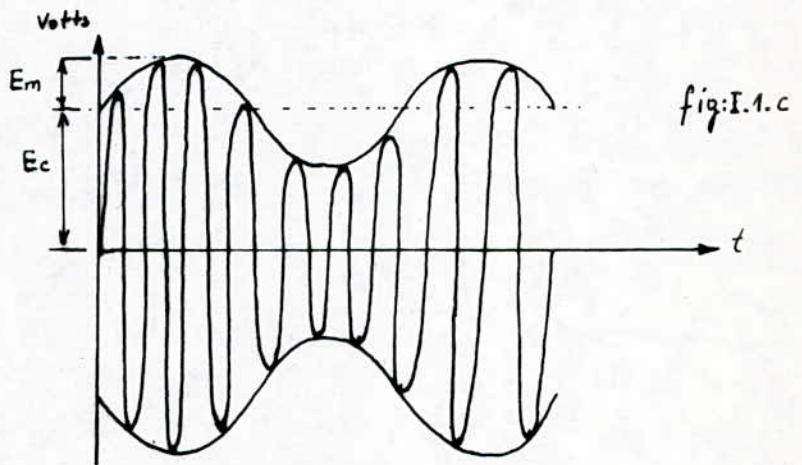
Porteuse HF  
 $e_c = E_c \cos \Omega t$



signal BF  
 $e_m = E_m \cos \omega t$



signal modulé  
 $e_t = (1 + m \cos \omega t) E_c \cos \Omega t$



$m$  : taux de modulation (compris entre 0 et 1)

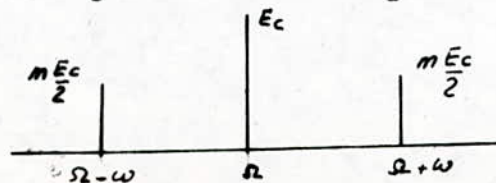
$$m = \frac{E_m}{E_c}$$

Pour  $m = 0 \Rightarrow$  on a une modulation nulle 0%.

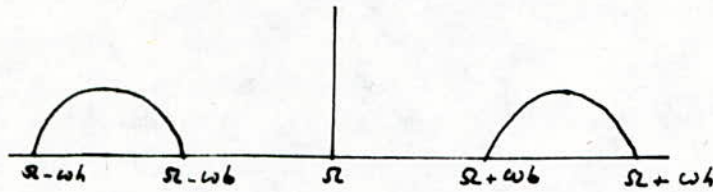
$m = 1 \Rightarrow$  on a une modulation de 100%.

### SPECTRE DE L'ONDE MODULEE:

$$e_t = E_c \cos \Omega t + m \frac{E_c}{2} \cos (\Omega - \omega) t + m \frac{E_c}{2} \cos (\Omega + \omega) t.$$



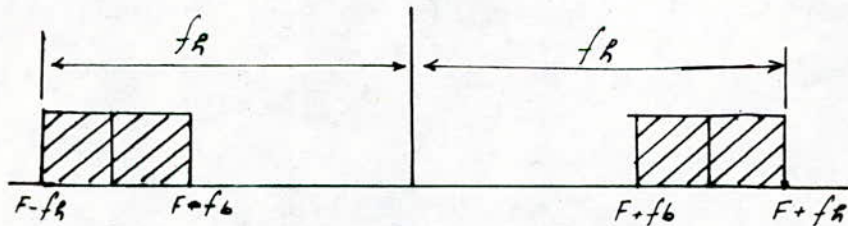
$\omega$  comporte plusieurs pulsations entre  $\omega_b$  et  $\omega_h$  ( $\omega_b$  et  $\omega_h$  appelées fréquences latérales).



Donc un signal modulé se comporte comme la superposition de 3 signaux: la porteuse et deux signaux latéraux.

Ainsi pour diffuser toutes les fréquences des informations, un émetteur de fréquence  $F$  doit être capable de rayonner toutes les fréquences comprises entre  $F + f_h$  et  $F - f_h$ ,  $f_h$  étant la fréquence la plus élevée que l'on doit transmettre.

C'est pourquoi il doit disposer d'un canal dont la largeur est celle des bandes de modulation, soit  $2f_h$  accrue d'une petite marge qui correspond à des bandes de garde.



La puissance dans une résistance  $R$  d'utilisation par un signal modulé, comporte les puissances fournies respectivement par la porteuse et par les différents harmoniques.

Si l'on se limite à la transmission d'une seule note, on a :

Pour la porteuse :  $P_p = \frac{E_c^2}{2R}$

Pour chacune des deux fréquences latérales :

$$P_h = \frac{E_c^2 m^2}{2R} \quad \text{soit} \quad P = P_p + 2P_h = \frac{E_c^2}{2R} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

$P$ : puissance totale

## 1.2. PRINCIPE DE LA MODULATION D'AMPLITUDE A PORTEUSE SUPPRIMEE

La modulation d'amplitude à porteuse supprimée a un bon comportement en présence de bruit.

L'expression algébrique de l'onde modulée en amplitude s'écrit :  $e_t = E_c (1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t$ .

Elle peut s'écrire aussi sous la forme suivante :

$$e_t = E_c \cos \Omega t + \frac{m E_c}{2} \cos (\Omega + \omega) t + \frac{m E_c}{2} \cos (\Omega - \omega) t \quad (*)$$

On constate que les deux fréquences latérales de modulation apparaissent de pulsation  $(\Omega - \omega)$  et  $(\Omega + \omega)$ .

L'expression (\*) montre que seules les deux bandes latérales qui portent l'information de modulation, d'où on peut supprimer la fréquence porteuse.

On a alors l'expression suivante :

$$e_t = \frac{E_m}{2} [\cos (\Omega - \omega) t + \cos (\Omega + \omega) t] = E_m \cos \Omega t \cos \omega t.$$

La modulation à suppression de porteuse est effectuée par un modulateur dit équilibré, tel le modulateur à diodes en anneau dont nous allons expliquer brièvement le principe de fonctionnement (fig : I.2 )

On applique à l'entrée d'un commutateur électronique le signal modulant, le commutateur s'inverse au rythme des changements d'alternances du signal porteur. A la sortie du commutateur, aux bornes d'une impédance de charge, on recueille un signal constitué par des signaux carrés de même fréquence de récurrence que la porteuse et d'amplitude maximale pour des maximums positifs ou négatifs du signal modulant. Après filtrage ne laissant subsister que la fréquence fondamentale des signaux carrés, on retrouve bien un signal modulé en amplitude c'est à dire correspondant à une suppression de porteuse.

Le schéma d'un tel modulateur en anneau est donné à la figure I.3

Les diodes  $D_1 - D_3$  et  $D_2 - D_4$  sont débloquées alternativement au rythme des alternances positives et négatives de la porteuse, y jouent le rôle d'un commutateur électronique.

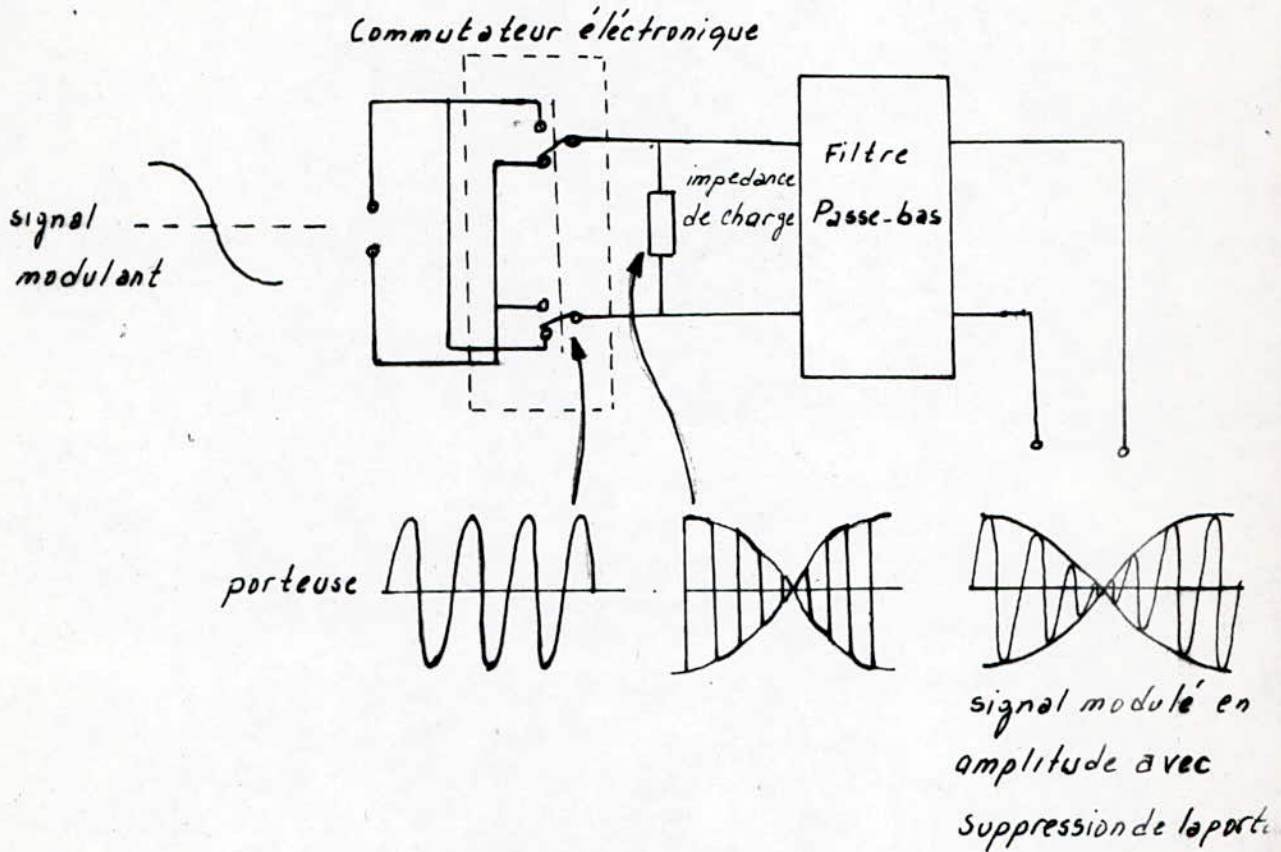


fig:12. Schématisation du fonctionnement d'un modulateur à suppression de porteuse (Modulateur Equilibré)

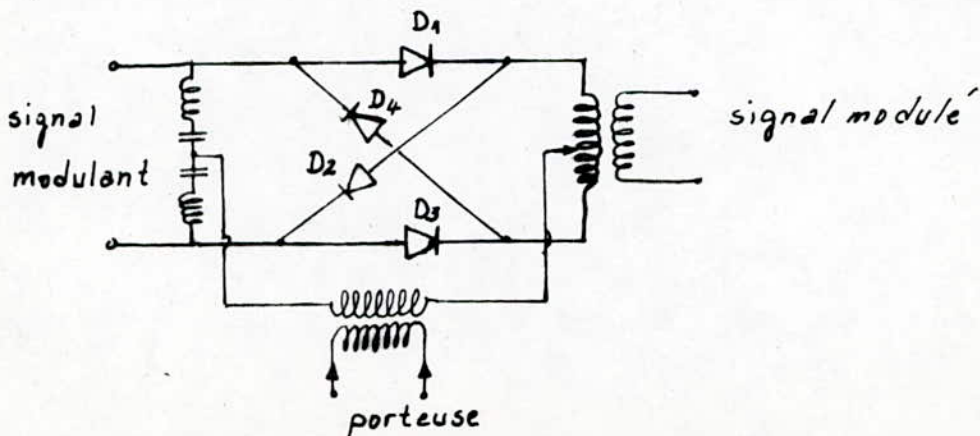


fig:13 Schéma d'un modulateur en anneau.

## COMPARAISON DES MODES DE MODULATIONS LINEAIRES

	Bande de fréquence	Complexité des circuits	$(\frac{S}{N})_o / (\frac{S}{N})_i$ Au niveau du démodulateur	Sensibilité aux interférences dues aux voies de transmission non homogène	Commentaire
AM	$2 f_m$	minime	$2$ si $(\frac{S}{N})_i \gg 1$ $\ll 1$ si $(\frac{S}{N})_i \approx 1$	grande	Détection d'enveloppe
DSB	$2 f_m$	grande	2	moyenne	Démodulation synchrone
SSB	$f_m$	moyenne	1	petite	Démodulation synchrone

$f_m$  = fréquence maximale du message modulant.

$(S/N)_i$  = Rapport signal sur bruit à l'entrée du démodulateur.

$(S/N)_o$  = Rapport signal sur bruit à la sortie du démodulateur.



## 2. DEMODULATION :

A la réception, la fréquence porteuse devient inutile et seule nous intéresse l'information que nous allons extraire grâce à des différentes méthodes qui peuvent être utilisées suivant le type de modulation.

- Parmi les différents types de démodulation, on cite deux types :
- Démodulation d'amplitude.
  - Démodulation d'amplitude dite "synchrone".

### 2.1. DEMODULATION D'AMPLITUDE :

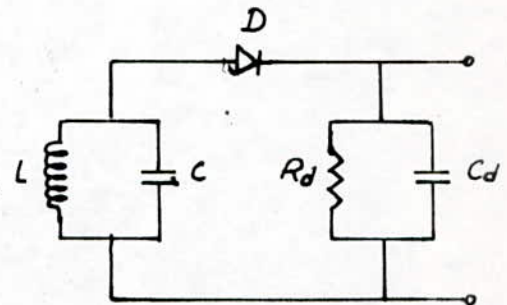
La fréquence porteuse devient maintenant inutile et seule qui nous intéresse, est l'enveloppe de modulation et nous allons l'extraire grâce à l'étage détecteur.

Les signaux à l'étage détecteur doivent être d'amplitude élevée de l'ordre de un ou plusieurs volts. Cette nécessité est due au fait que la détection des faibles signaux, introduit des distorsions inacceptables.

Il existe de nombreux types de détecteurs, mais le plus courant est celui qui fait appel à une diode.

fig:1.4

La détection est effectuée par une diode attachée au moyen d'un circuit LC, accordé sur la fréquence porteuse et suivi par une cellule Passe-bas  $R_d C_d$ .



Le montage comporte à l'entrée un circuit accordé sur la pulsation  $\Omega$  de la porteuse afin d'éliminer les signaux parasites.

Ce circuit impose une résistance  $R_d$  assez élevée, afin d'éviter d'amortir le circuit anti-résonant.

De plus afin de bien reproduire le contenu du signal, il faut que la capacité  $C_d$  soit suffisamment élevée. soit :  $\frac{1}{C_d \Omega} \ll R_d$

La capacité  $C_d$  doit être assez faible pour que la déviation qu'elle présente aux bornes de  $R_d$  en basse fréquence, ait une impédance importante. soit  $\frac{1}{C_d \omega} \gg R_d$

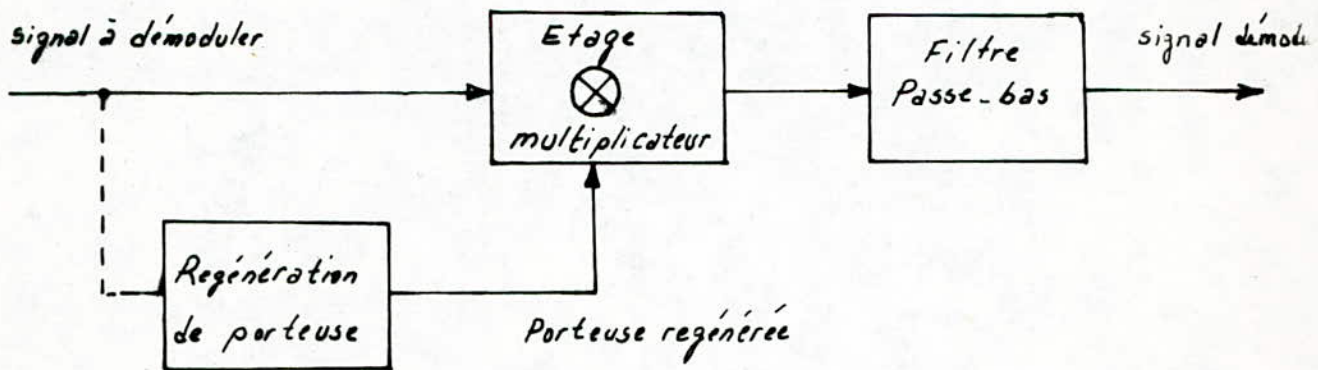
D'où on doit réaliser :  $\frac{1}{C_d \omega} \gg R_d \gg \frac{1}{C_d \Omega}$

Cette double condition est parfaitement réalisable puisque la pulsation  $\omega$  est faible par rapport à  $\Omega$ . ( $\omega \ll \Omega$ )

## 2.2. DEMODULATION D'AMPLITUDE DITE "SYNCHRONÉ" :

Un autre principe de démodulation d'amplitude est aussi couramment utilisé en télévision du fait de la simplicité de sa réalisation en circuit intégré, il s'agit d'un démodulateur dit « synchrone ».

Schéma synoptique fig:1.5



Comme le montre le schéma synoptique de la figure ci-dessus, on applique aux bornes d'un étage multiplicateur de tension deux signaux.

Le circuit électrique effectue la multiplication du signal modulé reçu avec la porteuse reconstituée au niveau du récepteur.

Et puis un filtre ne laissant passer que les basses fréquences du message.

$$\text{DSB} : v = E_m \cos \Omega t \cos \omega t$$

$$\text{Porteuse: } e = E_c \cos \omega t$$

En démodulation synchrone, le signal est obtenu par la multiplication des deux signaux.  $f = e \cdot v$

$$\text{d'où } f = E_c E_m \cos^2 \Omega t \cos \omega t = E_c E_m \cos \omega t \left( \frac{1 + \cos 2\Omega t}{2} \right)$$

$$\Rightarrow f = \frac{E_c E_m}{2} \cos \omega t + \frac{E_c E_m}{4} [\cos (2\Omega + \omega)t + \cos (2\Omega - \omega)t]$$

après un filtrage on a:  $f = \frac{E_c E_m}{2} \cos \omega t$  } signal de base fréquence  
modulant

### RAPPORT S/N:

S : désigne la puissance du signal utile.

N : la puissance de bruit.

On peut caractériser la qualité d'une chaîne de transmission de la source à un certain endroit de cette chaîne par le rapport S/N en toute vigueur. Ce rapport ne peut que se détériorer au fur et à mesure du traitement du signal, bien que certains procédés permettent d'obtenir une amélioration locale.

La connaissance des lois de dégradation de rapport S/N permet d'effectuer le calcul d'une chaîne en remontant du récepteur vers la source et de choisir les procédés de traitement les meilleurs, afin de déterminer la puissance minimale à émettre pour assurer une qualité donnée de transmission.

La dégradation du rapport signal sur bruit est caractérisé par le facteur de bruit F à la traversée d'un système donné, par :

$$F = \frac{(S/N) \text{ à l'entrée}}{(S/N) \text{ à la sortie}} > 1$$

Dans la réalité, la présence de bruit superposé au signal modulé déforme le signal délivré à la suite des opérations de démodulation, et ce quelle que soit leur perfection théorique et technique.

Il est donc indispensable de représenter ce bruit sous des formes suffisantes pour évaluation raisonnable de la dégradation.

On distingue généralement deux catégories de bruits:

- Les bruits externes naturels indépendants du système étudié et dans une très large mesure inévitable, difficile à évaluer d'une façon mathématique précise.
- Les bruits internes qui dépendent de la conception et de la réalisation du système étudié peuvent être pris en compte, les effets peuvent être minimisés.

### 3. FILTRAGE :

Étant donné un phénomène dont le spectre s'étend sur un intervalle de fréquence quelconque, un filtre électrique a pour but de séparer certains signaux utiles d'autres signaux indésirables qui leur sont mêlés.

#### Filtre idéal :

Un tel filtre transmettrait le signal utile sans déformation, ni retard, tout en éliminant complètement les signaux indésirables.

- Un filtre est donc, d'une manière générale un circuit apportant une modification à l'amplitude ou à la phase des composantes spectrales.

On peut distinguer quatre grands types de filtres :

- Passe-bas qui ne transmettent que les fréquences basses du spectre et éliminent les fréquences élevées.
- Passe-haut qui éliminent les fréquences basses au bénéfice des fréquences élevées.

- coupe-bande qui laissent passer l'ensemble du spectre à l'exclusion d'une bande déterminée qui se voit éliminée.
- Passe-bande qui favorisent la transmission d'une unique bande de fréquences.

### 3.1. FILTRE ACTIF :

Le filtre actif est constitué par l'association de réseaux passifs RC et d'éléments actifs (amplificateurs opérationnels).

A l'égard des filtres passifs (R, L, C), les filtres actifs présentent un certain nombre d'avantages dont les principaux sont :

- Impédance d'entrée pouvant être très élevée et l'impédance de sortie très faible, ce qui permet de faire un montage comportant plusieurs filtres placés en cascade.
- Possibilité de travailler avec un certain gain, ce qui est bien avantageux lorsque le signal d'entrée est faible.
- Réglage continu de la fréquence d'accord du filtre par des moyens électriques simples.

### 3.2. CARACTERISTIQUE D'UN FILTRE :

Quelque soit le type de filtre, ce qui est intéressant est la fréquence (ou les fréquences) pour laquelle il commence à agir.

Pour définir cette caractéristique, on utilise un gabarit qui est un intervalle à l'intérieur duquel la courbe d'affaiblissement du filtre doit se situer.

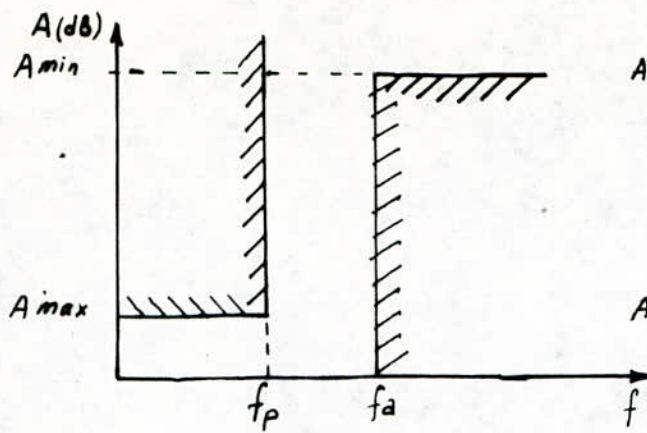


fig.1.6.a. Gabarit du filtre  
Passe-bas

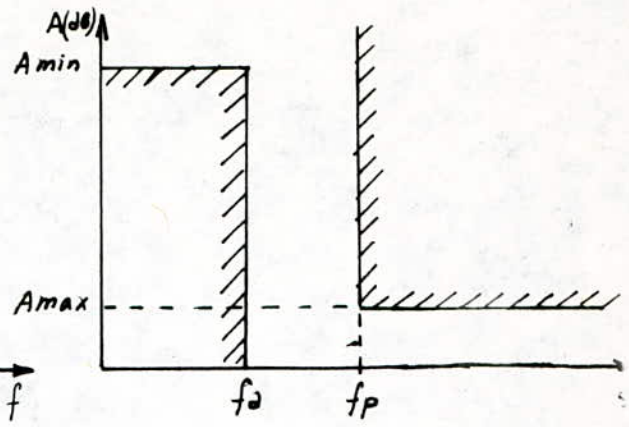


fig.1.6.b Gabarit du filtre  
Passe-haut.

Avec :

- $A_{max}$  : atténuation maximale tolérée en bande passante.
- $A_{min}$  : atténuation minimale exigée en bande coupée.
- $f_p ; f_a$  : fréquences de coupure d'un filtre passe-bas ou passe-haut.
- $k = \frac{f_p}{f_a}$  : sélectivité du filtre qui chiffre la raideur de la coupure (plus le filtre se rapproche du filtre idéal et plus sa sélectivité tend vers 1).

### 3.3 - FILTRE ACTIF PASSE-BAS D'ORDRE 2 :

Ils sont constitués de deux cellules (R,C) passe-bas en cascade d'où on a une pente de 12 dB/octave, toute fois dans le cas d'une mise en cascade des deux cellules, l'impédance de charge de la première n'est pas infinie. De même l'impédance de source de la seconde est loin d'être nulle pour limiter ces inconvénients, on associe un amplificateur opérationnel avec au moins une contre-réaction. L'impédance de sortie du filtre est alors très faible. La fonction de transfert d'un tel filtre est de la forme :

$$F(p) = G_m \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} = G_m \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi}{\omega_0} p + 1}$$

-  $\xi$  : est un paramètre caractéristique de l'amortissement (appelé aussi facteur d'amortissement)

-  $p = j\omega$

L'ordre d'un filtre est déterminé par le degré du polynôme constituant le dénominateur de sa fonction de transfert.

Dans notre cas, on remarque que le dénominateur de la fonction de transfert est un polynôme du second ordre en  $p$ , d'où le nom du filtre du 2<sup>ème</sup> ordre ou à 2 poles.

### 3.4. APPLICATION DU FILTRAGE A LA TRANSFORMATION D'UN SIGNAL ANALOGIQUE

Pour cela on utilise une analyse mathématique d'un signal qui est le théorème de Fourier.

Toute fonction périodique non sinusoidale et continue dans un intervalle d'une période, peut-être décomposée en une somme infinie de fonctions périodiques dont les fréquences sont multiples exactes de la fréquence fondamentale qui est la plus basse, ces différentes fréquences sont appelées : harmoniques.

Certains harmoniques peuvent manquer, d'autres peuvent être d'amplitudes plus faibles ou plus fortes que celle de l'harmonique fondamental et ils peuvent être déphasés.

### 3.5. PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION D'UN SIGNAL

En faisant passer un signal périodique non sinusoidal à travers un filtre, il sera possible :

- soit d'éliminer une ou plusieurs composantes du signal
- soit de retenir qu'une seule de ses harmoniques.

#### 4. REGENERATION DE LA PORTEUSE :

Plusieurs solutions plus ou moins satisfaisantes, permettent de résoudre cette question.

- L'oscillateur libre
- L'oscillateur à quartz
- Le pilote synthétisé.

##### 4.1. OSCILLATEUR LIBRE.

Nous ne le citons que pour mémoire car il n'autorise pas une grande stabilité en fréquence si l'on ne pratique pas une sévère régulation (thermique en particulier) pour vaincre les dérives de toutes sortes pour les très hautes fréquences.

Il est à noter que ce type d'oscillateur, avec la fréquence d'oscillation ajustée par une diode varicap, est très employé sur le récepteur télévision en tant qu'oscillateur local.

- Avantages: sortie directe sur la fréquence de travail, facilité de réglage sur n'importe quelle fréquence, pureté du spectre.
- Inconvénients: forte dérive en fréquence.

##### 4.2. OSCILLATEUR A QUARTZ :

Il procède de façon différente dans la mesure où l'oscillateur dépend de la vibration d'un quartz. Pour avoir la fréquence souhaitée on peut utiliser la multiplication de fréquences.

- Avantages: grande stabilité.
- Inconvénients: difficultés d'alignement sur les harmoniques hauts et risque de faux accords, faible niveau de sortie après multiplication.



#### 4.3. PILOTE SYNTHETISE :

Il contient les deux principes que nous venons de voir, à la fois l'oscillateur libre à rattrapage par varicap par son VCO (oscillateur commandé en tension) et du pilotage à quartz par sa référence cristal.

La sortie sera donc sur la fréquence voulue avec la pureté correspondante. La stabilité sera celle du quartz utilisé comme référence.

## CHAPITRE II

### ETUDE DU CIRCUIT DE DECODAGE DU SON

#### 1. SCHEMA SYNOPTIQUE :

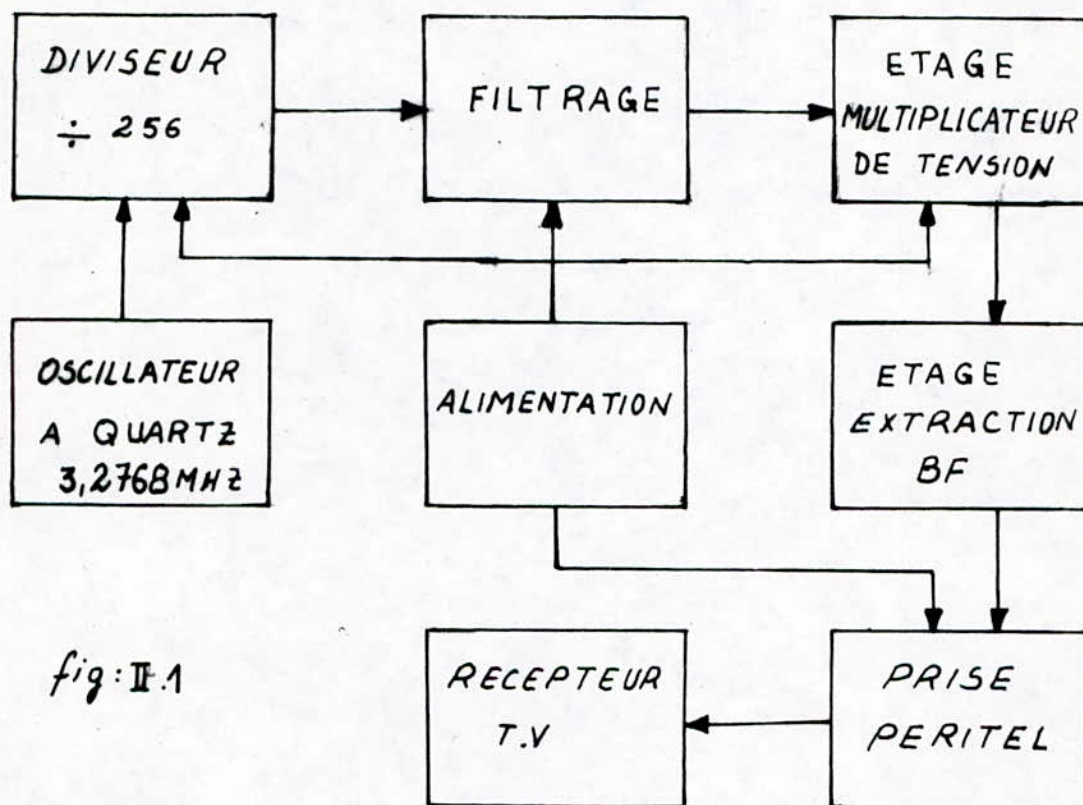


fig: II.1

#### 1.1. DESCRIPTION :

Le décodeur du son est constitué :

- d'un oscillateur à quartz.
- d'un diviseur de fréquence par 256
- d'un étage permettant d'effectuer le filtrage
- d'un étage multiplicateur de tension.
- d'un étage permettant d'avoir le signal BF.

L'ensemble est alimenté par une tension continue de 12 volts.

Tous ces circuits sont placés sur une platine extérieure au TV, peut-être connecté à l'aide d'une prise péritel.

## 1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Pour régénérer la fréquence 12,8 kHz, on a opté une solution simple, un oscillateur à quartz de fréquence égale à 3,2768 MHz suivi d'un diviseur de fréquences par 256, à la sortie de ce dernier on obtient un signal carré de fréquence 12,8 kHz qui peut-être décomposé suivant le théorème de Fourier en une somme infinie de fonctions périodiques dont les fréquences sont des multiples exactes de la fréquence fondamentale qui est la plus basse.

Ensuite on filtre ce signal à l'aide d'un filtre passe-bas qui ne laisse subsister que la fréquence fondamentale du signal carré.

L'étage multiplicateur de tension permet d'effectuer le produit entre le signal reçu et le signal de fréquence 12,8 kHz, à sa sortie on obtient un signal démodulé.

Un dernier étage nous permet d'extraire le signal modulant.

Ce dernier est acheminé grâce à une prise péritel vers le récepteur TV.

## 2. ETUDE DES DIFFERENTS ETAGES.

### 2.1. OSCILLATEUR A QUARTZ

D'une façon générale, un circuit oscillateur est composé d'un amplificateur et d'un réseau de réaction sélective produisant un déphasage de 180 degrés. L'amplificateur lui-même doit déphaser le signal de 180 degrés si bien que le déphasage total atteint 360 degrés.

Cela signifie qu'une oscillation peut prendre naissance dans tout montage dans lequel le signal est réappliqué en phase à l'entrée, pourvu que le gain de l'amplificateur soit supérieur à l'atténuation apportée par le réseau de réaction (gain global supérieur à 1).

La stabilité d'un oscillateur dépend fortement de l'amplitude des de phase apportées par le réseau de réaction autour de la résonance.

Lorsqu'on désire avoir une grande stabilité et une grande précision d'oscillation, on utilise un quartz comme réseau de réaction, parce que ce dernier présente un coefficient de surtension très élevé, ce qui provoque des rotations de phase importantes pour des petites variations de la fréquence, et par-là même assure une stabilité exceptionnelle.

Un circuit de réaction comprenant un quartz monté en  $\pi$  est utilisé conjointement avec un amplificateur inversant la phase de  $180^\circ$ , comme il est indiqué à la figure II.2.

Le circuit intégré CI.1 (NAND) a ses deux entrées réunies; il se comporte comme un inverseur déphasant le signal de  $180^\circ$  entre entrée et sortie. Le réseau déphaseur est composé du quartz  $Q$  et de deux capacités  $C_0$  et  $C$ ; lui aussi déphase le signal de  $180^\circ$  pour la fréquence d'oscillations. La capacité ajustable  $C_0$  permet de faire varier très légèrement la fréquence des oscillations, sa valeur ainsi que celle de la capacité  $C$ , dépend des caractéristiques du quartz plus précisément elle est en fonction de la pente exprimant la réactance  $X_c$  du quartz en fonction de la fréquence.

La réactance  $X_c$  est elle-même conditionnée par la différence existant entre la fréquence de résonance propre et la fréquence d'anti-résonance.

La sortie du circuit intégré CI.1 délivre un signal rectangulaire à la fréquence voulue qui est appliquée aux entrées d'un second inverseur CI.2 dans le but de rendre les flancs du signal plus raides.

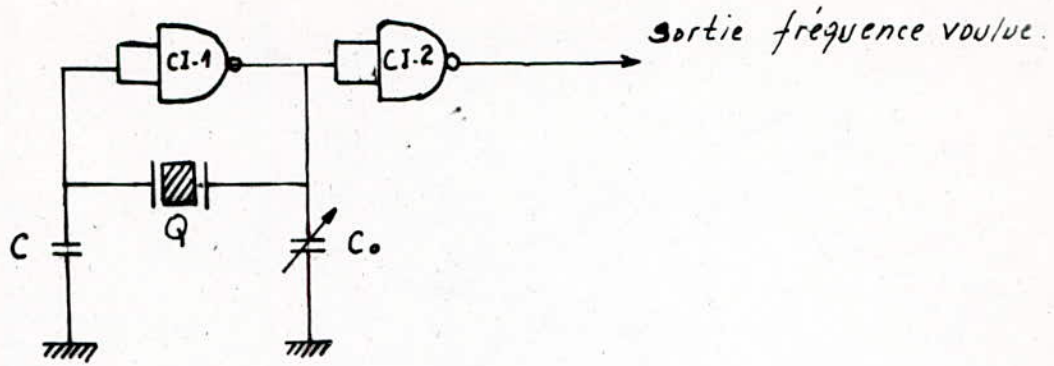


fig: II.2 schéma d'un oscillateur à quartz

Dans notre cas on a choisi un quartz de fréquence égale à 3,2768 MHz pour plusieurs raisons :

- la fréquence considérée est faible pour des raisons de précision.
- ne pas choisir un quartz de fréquence trop élevée sous peine d'avoir une chaîne de diviseurs considérables.
- afin d'utiliser des compteurs binaires pour appliquer que les diviseurs des nombres entiers.

De même on utilise un circuit logique MC14011BCP, des capacités de valeurs égales à 22 pF.

Le MC14011BCP comprend quatre circuits NAND à deux entrées dans un même boîtier à 14 pattes.

Brochage du MC14011BCP

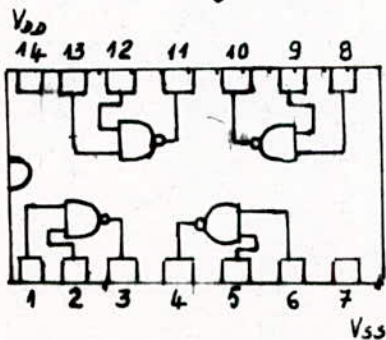


Table de vérité

a	b	s
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

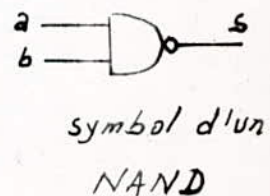
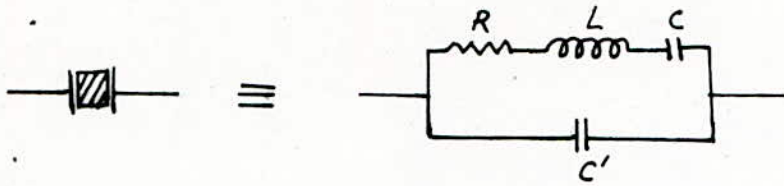


fig: II.3

- Cellule équivalente au quartz :



- impédance équivalente de la cellule :

$$Z = \frac{1}{jC'\omega} \frac{\omega^2 - 1/LC}{\omega^2 - \frac{1}{L} \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right)}$$

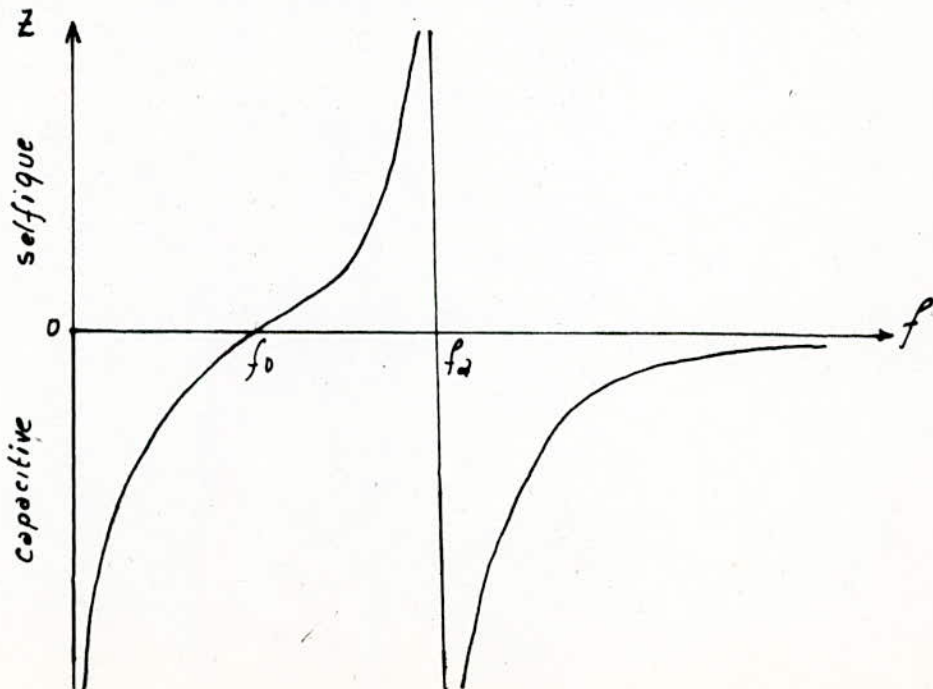
on pose :  $\frac{1}{\pi} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C'}$

$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$  : fréquence de résonance série

$\omega_a^2 = \frac{1}{L\pi}$  : fréquence de résonance parallèle

d'où Z devient :  $Z = \frac{1}{jC'\omega} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_a^2} = j \frac{1}{C'\omega} \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2 - \omega_a^2} = j$

fig:1.4 Courbe de variations de Z en fonction de la fréquence



Le schéma de l'oscillateur à quartz qu'on utilise pour notre montage est le suivant: (fig: II.5.)

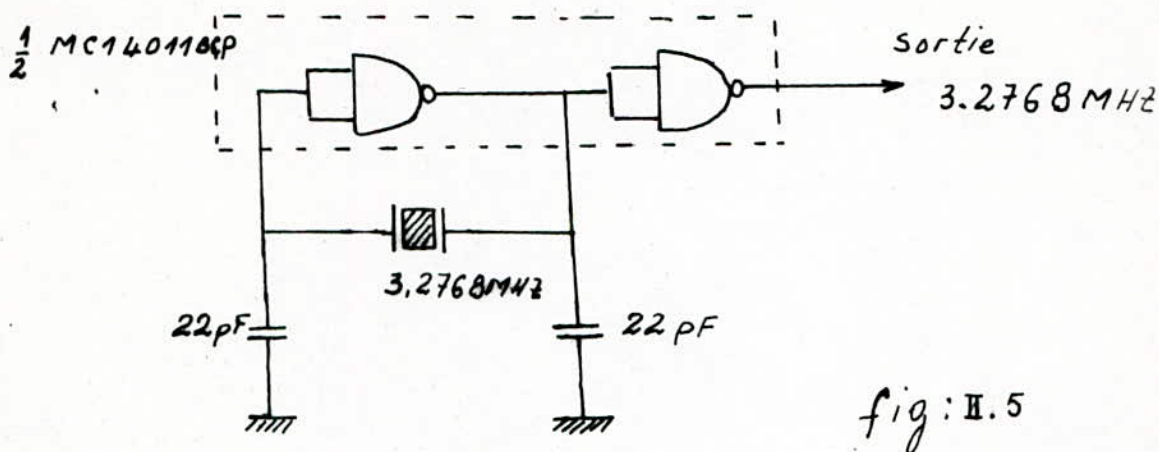


fig: II.5

## 2.2. DIVISEUR PAR 256 :

### 2.2.1. Généralités Sur Les Compteurs Binaires.

Les compteurs binaires sont des circuits logiques sequentiels. Composés d'une suite de bascules, les compteurs électronique ainsi constitués ne peuvent compter qu'en binaire, puisque ces bascules ne possédant que deux états (repos et travail).

Le circuit de base d'un compteur binaire donne une impulsion en sortie pour deux reçues à l'entrée (division par 2).

Un compteur de  $n$  étages ne peut compter que jusqu'à  $2^n$ , on a alors une division par  $2^n$ .

Un diviseur par 256 utilise 8 étages (ou bascules).

Le HCF 4024 est un compteur binaire réalisé en technologie CMOS, il comporte une entrée de remise à zero (Reset) active au niveau haut. Il change d'état à chaque front négatif de l'impulsion d'entrée (horloge), il peut être utilisé en diviseur de fréquence par  $2^7$ .

Les figures II.6 et II.7 indiquent la configuration de ce compteur et son brochage.

Quant à la figure II.8., elle montre les divisions de fréquences successives et l'action de remise à zéro, chaque carré marqué F/F<sub>i</sub> constitue un étage bistable ou « flip-flop ».

### 2.2.2. SCHEMA DE PRINCIPE

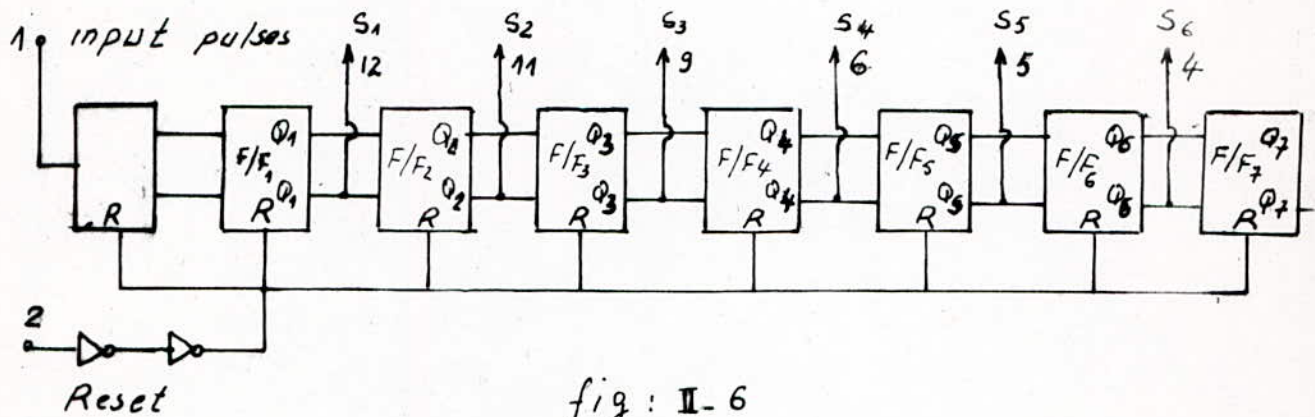
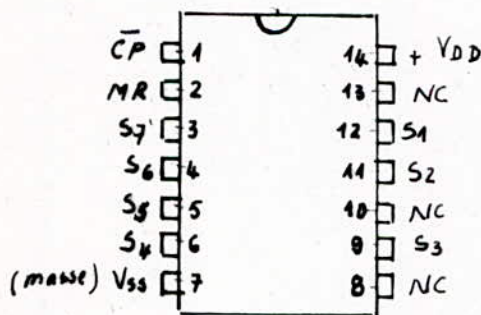


fig : II-6

### 2.2.3. CARACTERISTIQUES ET BROCHAGE DU C.I.



Caractéristiques:  
 +VDD : de 5 à 15 volts  
 Temps de transition des entrées : 20 ns  
 f<sub>max</sub> = 35 MHz

fig : II.7



## 2.2.4. CHRONOGRAMME DU DIVISEUR CI HCF4024B

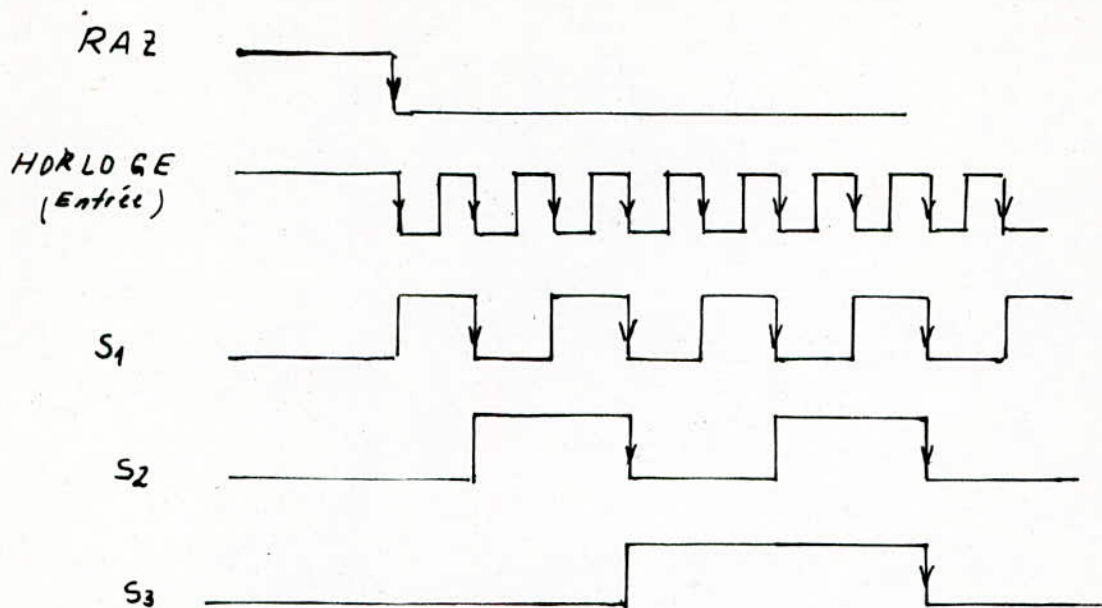
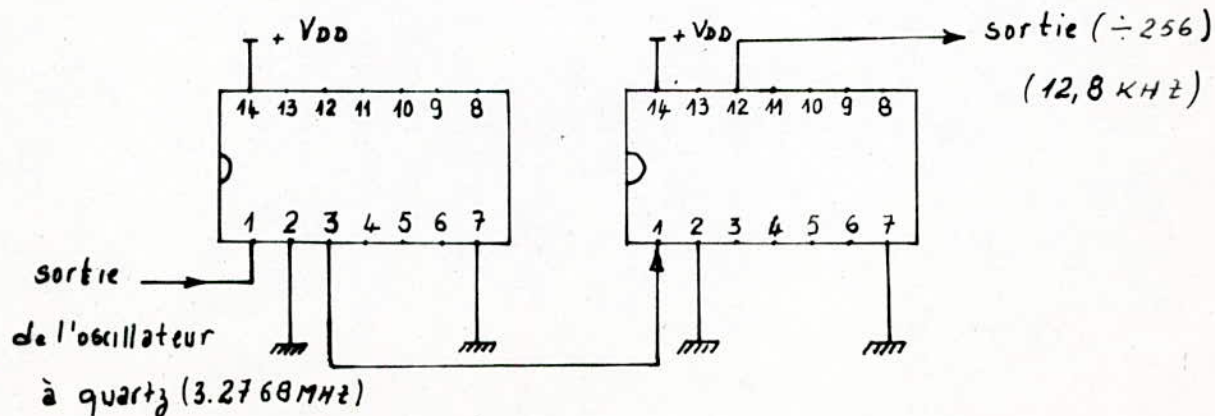


fig: I.8 Diviseur de fréquence par 2. à 2<sup>7</sup>.

Comme un seul CI HCF 4024 BE nous permet de diviser que par 128, d'où il ne manque une division par 2 pour avoir 256 alors pour cela on utilise deux CI 4024 BE

fig: I.9 Schéma Du Diviseur choisi Pour Le Montage:



## 2.3. FILTRAGE

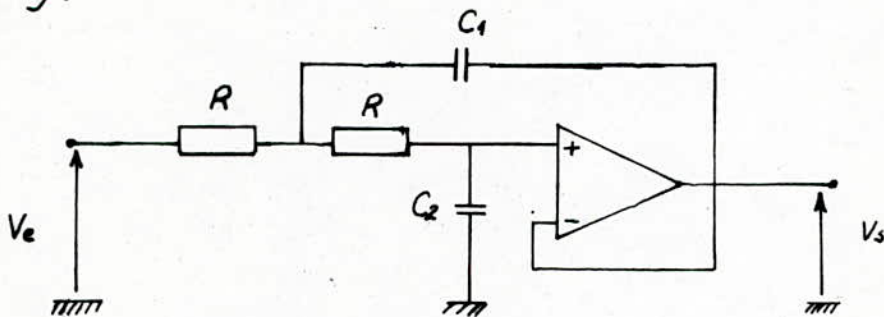
A la sortie du diviseur par 256 on recueille un signal carré de fréquence 12,8 kHz.

On utilise un premier filtre passe-bas d'ordre deux à structure Sallen-Key pour cause de stabilité et un second filtre passe-bas d'ordre un dans le but d'éliminer les hautes fréquences qui sont continues dans le signal carré.

### 2.3.1. FILTRE ACTIF PASSE-BAS STRUCTURE SALLEN-KEY

#### Fonction De Transfert:

Soit le schéma suivant du filtre passe-bas d'ordre deux à structure Sallen-Key.

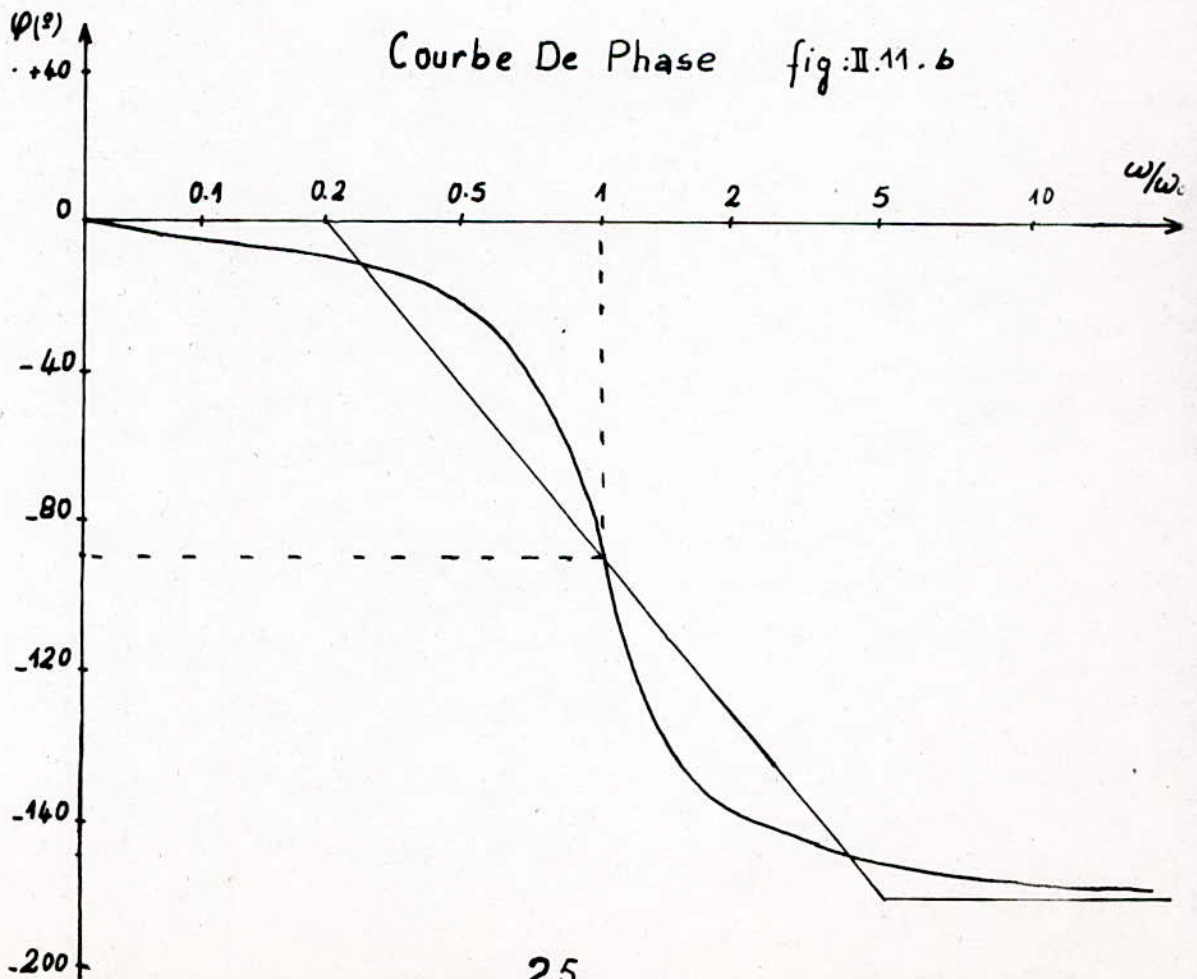
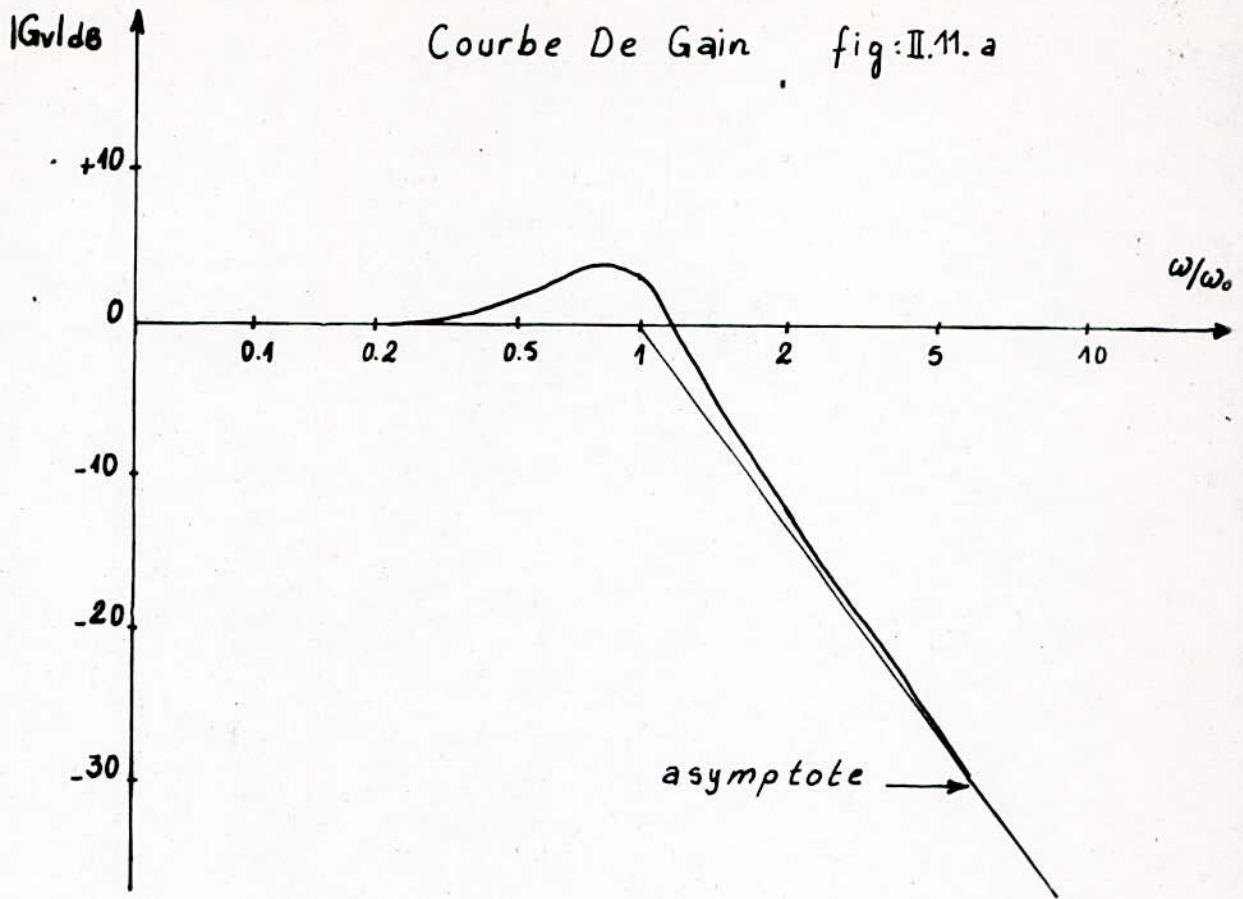


La fonction de transfert d'un tel montage est donnée par :

$$G(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{1}{1 + 2RC_2p + R^2C_1C_2p^2}$$

Détermination de la fréquence de coupure à -3 dB.

$$|G(p)| = \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$$



$$|G(p)| = \frac{1}{|1 + RC_2 p + RC_1 C_2 p^2|} = \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$$

On a :  $G_{max} = 1$  d'où  $|1 + RC_2 p + RC_1 C_2 p^2| = \sqrt{2}$   
 on tire la fréquence de coupure  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

$$\Rightarrow \text{on trouve } \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1 C_2}}$$

$$\text{d'où } G(p) = \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

avec  $\zeta = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$  = coefficient d'amortissement.

### 2.3.1.1. STABILITE DU FILTRE DE SALLEN-KEY

Lorsque le facteur d'amortissement est nul, le circuit est instable et se transforme en oscillateur et ceci peut arriver dans le cas des filtres de Sallen-Key pour une valeur précise du gain annulant le facteur d'amortissement, dans notre cas  $\zeta$  ne peut être nul.

### 2.3.1.2 SENSIBILITE DU FILTRE DE SALLEN-KEY

La surtension d'un filtre Sallen-Key est très sensible aux variations des valeurs des composants et éventuellement du gain.

### 2.3.1.3. PARAMETRES A PRENDRE EN COMPTE POUR LE CHOIX D'UN FILTRE DU SECOND ORDRE

- gain
- surtension

- Sensibilité
- Facilité de réglage
- Rapports réduits des valeurs des composants
- Stabilité
- Complexité du montage
- Simplicité du montage.

#### 2.3.1.4. DETERMINATION PRATIQUE D'UN FILTRE.

Le schéma de principe d'un filtre Passe-bas d'ordre deux est :

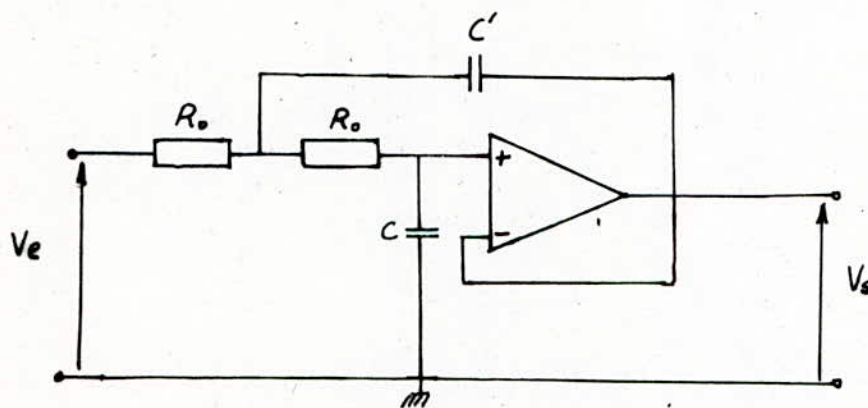


fig : II.12

La fréquence de coupure étant égale à :  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

$$\text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{R_0 \sqrt{CC'}} = \frac{1}{R_0 C_0}$$

$$\text{avec } C_0 = \sqrt{CC'}$$

\* Calcul de  $C_0$ .

Pour trouver les valeurs de  $C$  et  $C'$ , on multiplie  $C_0$  par les coefficients donnés au tableau ci-après. Ces coefficients ont été établis à l'aide d'un calculateur numérique pour les réponses de BUTTERWORTH et de TCHEBITCHEF avec différentes valeurs d'ondulation tolérée.

ORDRE 2		CIRCUIT			
ONDULATION en dB	CHUTE à 2 f <sub>0</sub> en dB	C	C'	Q	ω <sub>m</sub>
0	12	0.707	1.414	0.707	-
0.1	13	0.357	0.842	0.767	0.70
1	14,5	0.497	1.82	0.956	0.70
3	17	0.455	3.10	1.30	0.70

Dans notre cas, on choisit :

$m = 0.707$  et  $q = 1.414$  pour une réponse de BUTTERWORTH.  
d'où on a :  $C = m C_0$  et  $C' = q C_0$  avec  $m q = 1$

### Calcul Des Elements

$$f_0 = 12,8 \text{ KHz} \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

$$m = 0.707, \quad q = 1.414$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \Rightarrow C_0 = \frac{1}{R_0 \omega_0} = \frac{1}{2\pi f_0 R_0}$$

on choisit :  $R_0 = 18 \text{ K}\Omega$ .

$$\text{d'où } C_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 12,8 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3} = 690,7 \text{ pF}$$

$$C = m C_0 = (0.707 \times 690,7) \text{ pF} = 488,5 \text{ pF}$$

$$C' = q C_0 = (1,414 \times 690,7) \text{ pF} = 976,9 \text{ pF}$$

$$\text{Comme } C_0 = \sqrt{CC'} \Rightarrow CC' = m \cdot q \cdot C_0^2 = \left(\frac{m}{2}\right)(2q) C_0^2$$

d'où on peut prendre :

$$C = \frac{m}{2} C_0 = \frac{0.707}{2} \times 690,7 \text{ pF} = 244,2 \text{ pF}$$

$$C' = 2q C_0 = 2 \cdot 1,414 \times 690,7 \text{ pF} = 1,953 \text{ nF}$$

\* Valeurs Calculées :

$$C = 244,2 \text{ pF}$$

$$C' = 1,953 \text{ nF}$$

\* Valeurs Normalisées plus proches :

$$C = 270 \text{ pF}$$

$$C' = 2,2 \text{ nF}$$

L'amplificateur opérationnel choisi pour la réalisation de ce filtre est le TDB 0 155 DP.

### 2.3.2. FILTRE PASSE-BAS DU 1<sup>er</sup> ORDRE

On a utilisé une cellule RC comme filtre passe-bas en série avec le premier filtre de Sallen-Key afin d'avoir un excellent filtrage de notre signal.

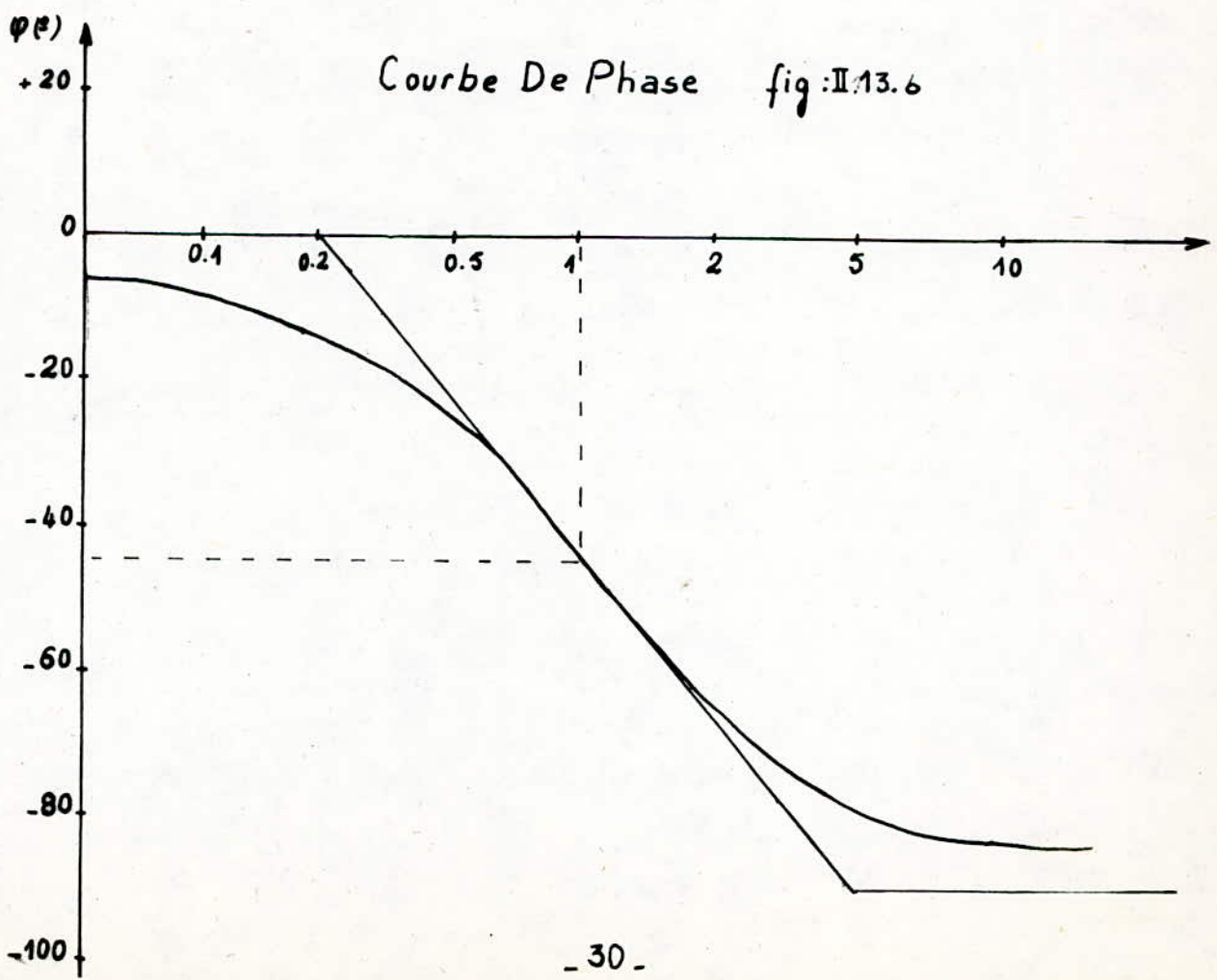
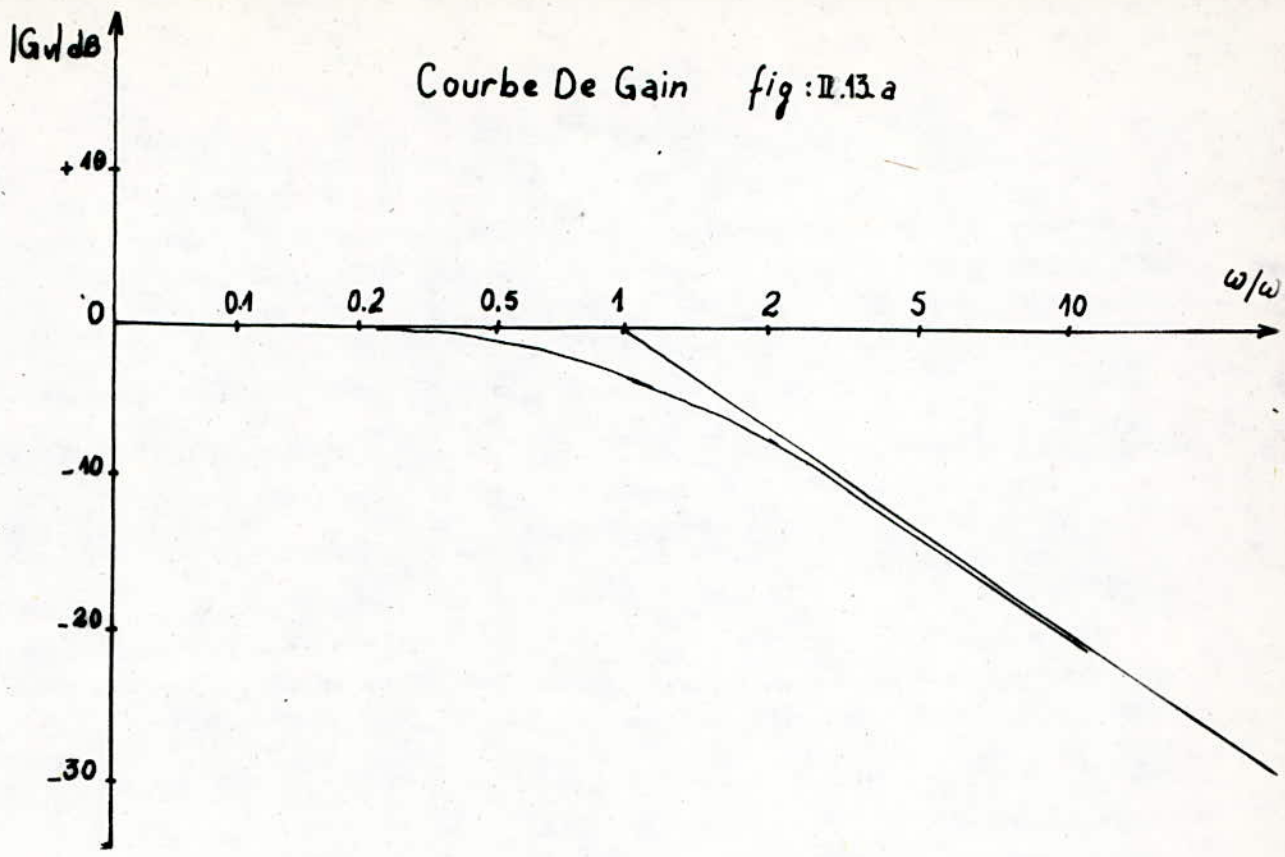
Pour en ce qui concerne le choix des éléments, on prend :

$$R = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$C = 10 \text{ nF}$$

La courbe de réponse en gain et en phase de ce filtre est donnée à la figure II. 13 a et b.

La courbe de réponse en gain et en phase du premier filtre est donnée à la figure II. 11 a et b.



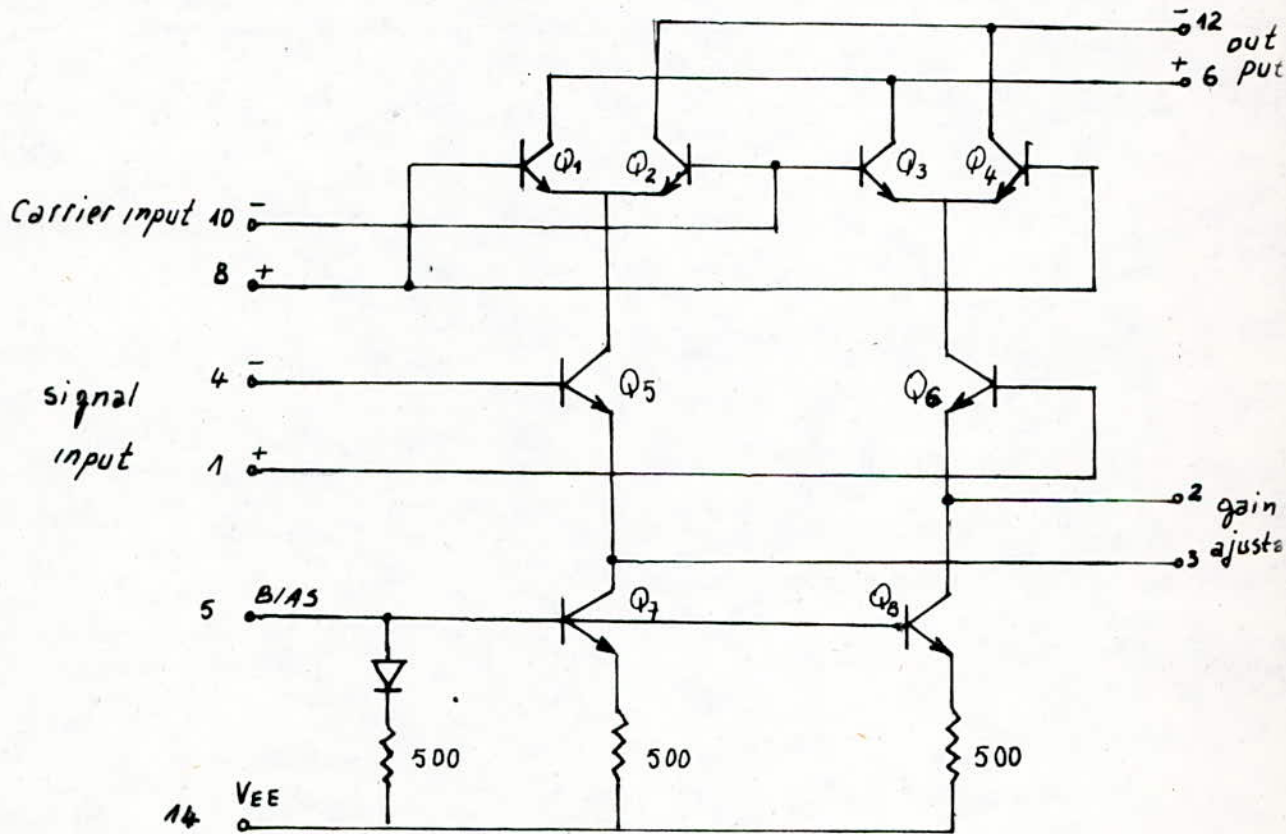


## 2.4. ETAGE MULTIPLICATEUR DE TENSION

Le choix s'est fait pour un circuit intégré LM1496N qui est un modulateur - démodulateur. On peut l'utiliser soit comme modulateur ou démodulateur suivant son application.

Il permet d'effectuer la multiplication du signal reçu avec le signal de fréquence 12,8 KHZ.

fig. 14 Schéma interne du LM 1496N



Les transistors sont polarisés à fonctionner en linéaire.

Le courant traversant la résistance de charge est identique à celui obtenu lors d'un redressement double alternance, on a la même chose sur les deux broches de sortie du montage, mais de phase inverse.

Ceci permet de disposer selon les applications de deux polarités de démodulation, le signal recueilli aux bornes de la résistance de charge  $R_L$  est ensuite filtré pour obtenir le contenu de la modulation.

Par son principe, il ne fait pas intervenir le coude de diode et offre une meilleure linéarité de démodulation.

Suivant ses caractéristiques on a :

$$R_L = 3,9 \text{ k}\Omega \quad V_{cc} = 12 \text{ Vdc.}$$

$$R_e = 1 \text{ k}\Omega$$

## 2.5 - EXTRACTION DE LA BF.

Après avoir démoduler le signal modulé, on utilise une cellule RC pour extraire la BF. La cellule doit filtrer la haute fréquence tout en suivant la basse fréquence.

Cette situation est réalisée si la constante de temps  $\tau = RC$  du détecteur est grande devant la période de la porteuse et faible devant celle du signal d'où on a la condition suivante.

$$\frac{1}{\Omega} \ll RC \ll \frac{1}{\omega}$$

Le choix des éléments de la cellule RC s'est fait pour une résistance de  $1 \text{ k}\Omega$  et une capacité de  $4,7 \text{ nF}$ .

Comme on récupère le signal BF avec une certaine composante continue en utilisant une capacité polarisée, on élimine cette dernière d'où on récupère le signal BF.

Le choix s'est fait dans ce cap pour une capacité de  $1 \text{ nF}$ .

On utilise une résistance de  $47 \text{ k}\Omega$  afin d'avoir une adaptation avec la prise péritel.

## 2.6. Prise Péritel :

Le signal reçu par l'antenne d'un téléviseur est un signal RF multiplex, qui comporte des informations audio et vidéo éventuellement codées, notamment pour la reproduction en couleurs des images.

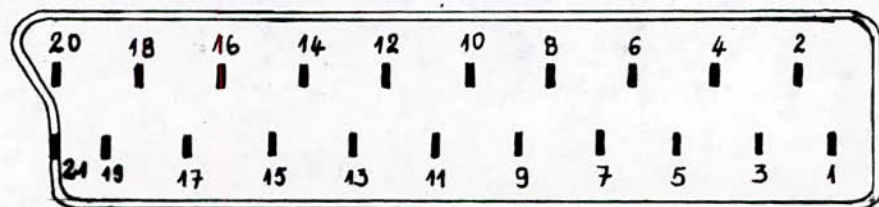
Le développement récent d'appareils périphériques : jeux électroniques, magnétoscopes, etc..., a amené les techniciens à chercher de se débarrasser des obstacles que constituaient le modulateur et le tuner, qui sont sources de détérioration de l'image (souffle), mais aussi les décodeurs PAL ou SECAM constituent une barrière pour les informations de chrominance autres que celles correspondant au standard de l'appareil.

La prise SCART apporte la solution à ces problèmes puisqu'elle permet d'obtenir séparément les informations audio et vidéo et de les véhiculer dans le même sens (entrée / sortie) avec la possibilité de travailler aussi en insertion, par exemple dans le cas d'un système de decryptage d'image tel le décodeur "Canal Plus" ou pour un traitement d'image vidéo, trucage, inversion, Changement de couleur.

C'est une prise multiple à vingt broches plus une broche de masse.

### 2.6.1. Connecteur Péritel :

fig: I15



Le Canal gauche servira en monophonie.

La borne 4 sera une masse audio.

Si l'on veut éliminer totalement les décodeurs couleur, il faut entrer directement sur les trois canons à électrons R, V et B.

Sur le téléviseur, on aura les trois entrées R, V et B (mais pas de sorties R, V et B). Par contre, tout générateur aura ces trois sorties, chaque couleur dispose de sa propre masse.

Sur la borne 19 sort le signal vidéo composite.

La borne 17 est la masse de sortie vidéo.

L'impédance d'adaptation est de  $75 \Omega$  avec une amplitude d'un volt crête à crête.

La borne 20 permet de faire rentrer le signal vidéo, la vidéo est positive (blanc avec une tension positive, noir au zéro), avec une amplitude d'un volt crête à crête.

Les bornes 16 et 18 sont des bornes de commutation rapide. Une commutation rapide sert par exemple à des effets d'insertion, d'image dans une autre, d'incrustation des caractères sur une image vidéo.

Pour une tension de 0 à 0,4 volt, l'image sera celle du téléviseur et pour une tension de 1 à 3 volts, le signal vidéo sera celui arrivant par la prise péritélévision. L'impédance est de  $75 \Omega$ , on doit en effet assurer une commutation très rapide (moins de la microseconde).

Les bornes 10, 12 et 14 restent libres.

La borne 8 est une entrée de commutation lente, on l'utilisera pour passer de l'image du téléviseur à celle du magnétoscope, le magnétoscope délivre un signal qui assure cette commutation, on n'interviendra donc pas sur le téléviseur.

Avec une tension d'entrée de 0 à 1 volt, nous sommes en position TV, la commutation demande une tension de 10 à 12V,

## 2.6.2. Désignation des broches :

1. Sortie (Audio) voie droite
2. Entrée (Audio) voie droite
3. Sortie (Audio) voie gauche
4. Masse commune (Audio)
5. Masse (Bleu)
6. Entrée (Audio) monophonique ou voie gauche
7. Entrée (Composante) Bleu
8. Entrée (Commutation lente)
9. Masse (Vert)
10. Horloge
11. Entrée Composante (Vert)
12. Commande à distance
13. Masse "Rouge"
14. Masse "Commande à distance"
15. Entrée Composante "Rouge"
16. Entrée "Commutation Rapide"
17. Masse "Vidéo"
18. Masse "Commutation Rapide"
19. Sortie "Video"
20. Entrée " Vidéo" ou synchronisation
21. Blindage de la fiche.

## 2.6.3. Nature des broches :

- Les bornes 1 et 3 délivrent un signal audio avec une amplitude de 0,5 volt efficace et une impédance de sortie de moins de 1 k $\Omega$ .
- Les bornes 2 et 6 sont des entrées audio, le signal aura une amplitude de 0,2 à 2 volts efficace avec une impédance d'entrée de 10 k $\Omega$ .

l'impédance de charge étant supérieure ou égale à  $47\text{ k}\Omega$ .

#### 2.6.4. Conclusion:

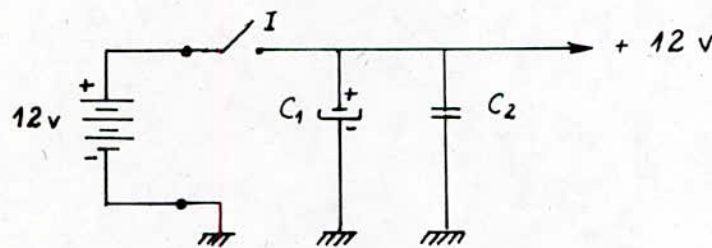
Cette prise est maintenant utilisée dans de nombreux pays. Elle facilite les liaisons entre appareils et, en évitant d'avoir recours à des convertisseurs et d'autres étages électroniques.

Elle permet d'obtenir des images et des sons de meilleure qualité.

### 2.7. ALIMENTATION

Le circuit de décodage du son étant destiné à être utilisé quand l'usage se présente. La plus économique et la plus simple techniquement, réside dans l'utilisation d'une pile de 12 volts continue pour son alimentation.

schéma : fig: I.16.



I = interrupteur

$C_1 = 100\text{ NF}$  polarisée.

$C_2 = 100\text{ nF}$

Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  servent à réserver l'énergie électrique lors des importantes demandes de courant pour le circuit, et plus particulièrement lorsque l'état defectueux de la pile entraîne une augmentation de sa résistance interne

## CHAPITRE III

### RÉALISATION ET TESTS

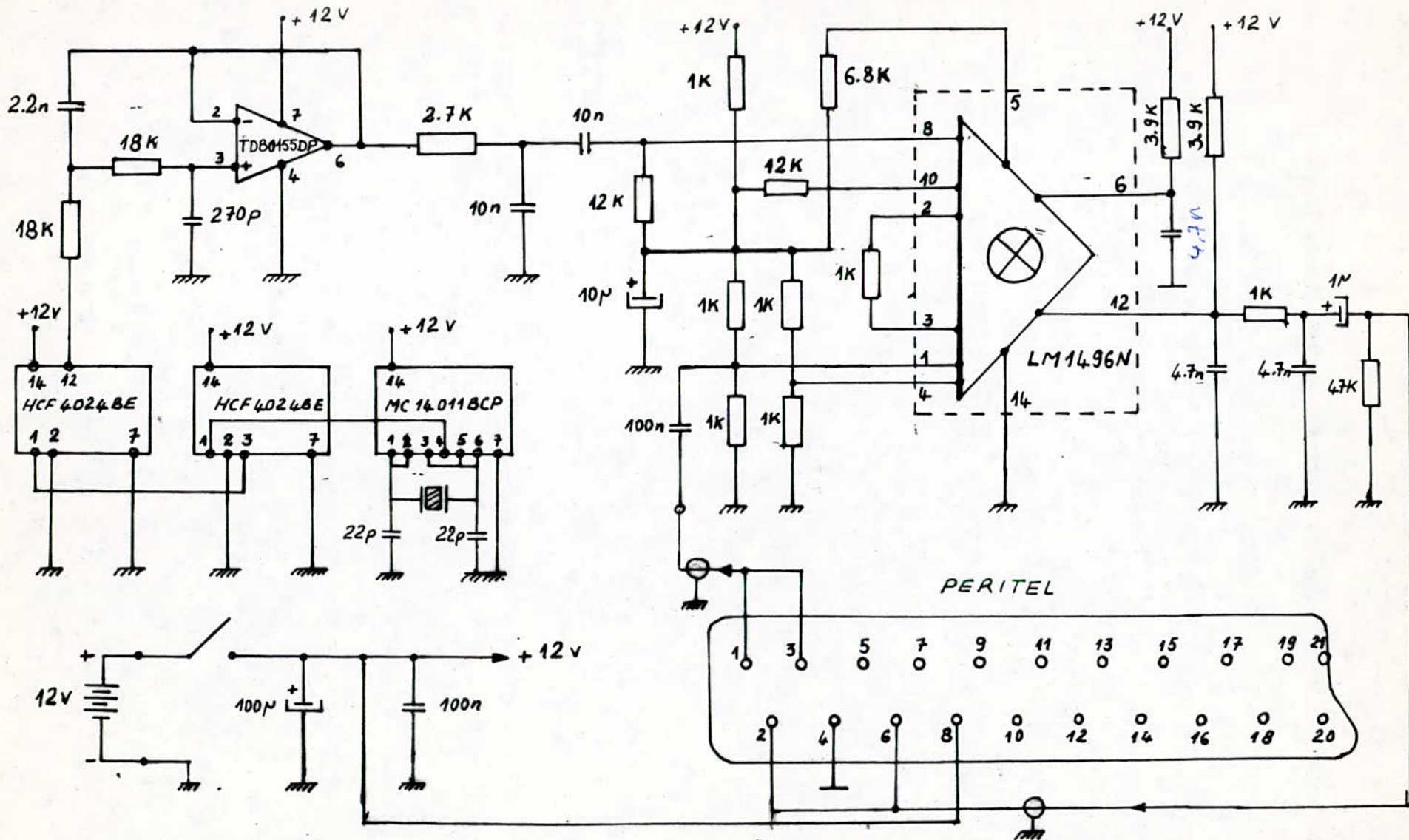
#### 1. RÉALISATION PRATIQUE

Tous les éléments du schéma général du decodeur du son sont implantés sur un circuit imprimé de dimensions 111 mm sur 86 mm.

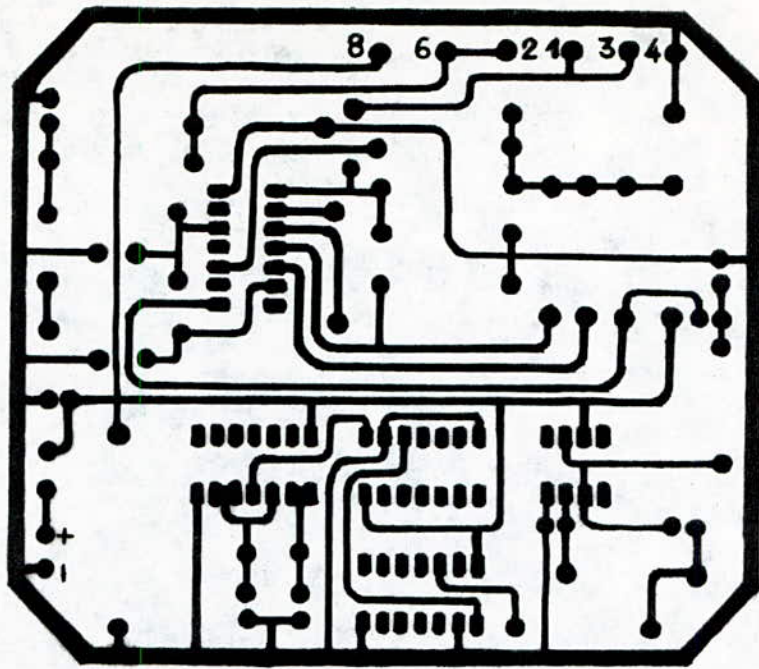
Cette platine est prévue pour être alimentée sous une tension continue de 12 volts issue d'une pile.

La consommation en courant de cette platine est de l'ordre de 70 mA.

fig. III.1 Schéma de Principe.







fig;III.2.1 Circuit Imprimé

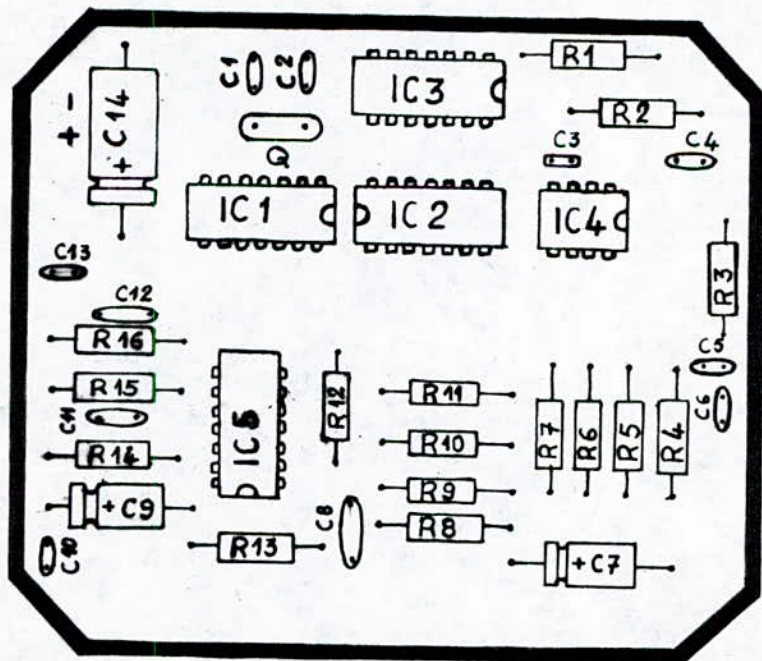


fig:III.2.2 Schéma D'Implantation

## Nomenclature Des composants:

Resistances :  $1/4$  W ; 5%

$$R_1 = R_2 = 18K$$

$$R_3 = 2,7K$$

$$R_4 = R_7 = R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{12} = R_{14} = 1K$$

$$R_{13} = 47K$$

$$R_{15} = R_{16} = 3,9K$$

$$R_5 = R_8 = 12K$$

$$R_6 = 6,8K$$

Capacites :

$$C_1 = C_2 = 22p$$

$$C_3 = 270p$$

$$C_4 = 2,2n$$

$$C_5 = C_6 = 10n$$

$$C_7 = 10M \text{ Polarisee}$$

$$C_8 = 100n$$

$$C_9 = 1M \text{ Polarisee}$$

$$C_{10} = C_{11} = C_{12} = 4,7n$$

$$C_{13} = 100n$$

$$C_{14} = 100M \text{ Polarisee}$$

Circuits Integres:

$$CI1 = MC14011 \text{ BCP}$$

$$CI2 = CI3 = HCF 4024 \text{ BE}$$

$$CI4 = TDB 0 155 \text{ DP}$$

$$CI5 = LM 1496 \text{ N}$$

$$\text{Quartz (Q)} = 3.2768 \text{ MHz}$$

## 2. TESTS ET INTERPRETATION

### 2.1. TESTS :

#### 1<sup>re</sup> Partie :

Dans cette première partie, on a relevé quelques signaux en différents points du montage. Le but c'est de régénérer la fréquence 12,8 KHz qui nous permet de décoder le son.

fig: III.3.a Signal pris à la sortie du diviseur par 256.

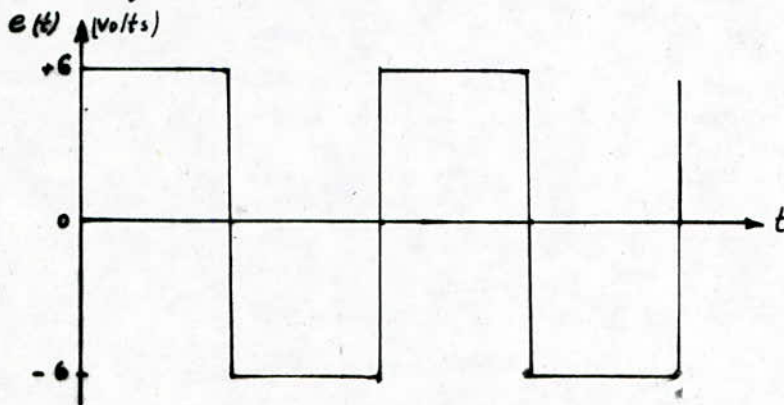


fig: III.3.b. Signal pris à la sortie du 1<sup>er</sup> filtre Passe-bas structure « Sallen-Key »

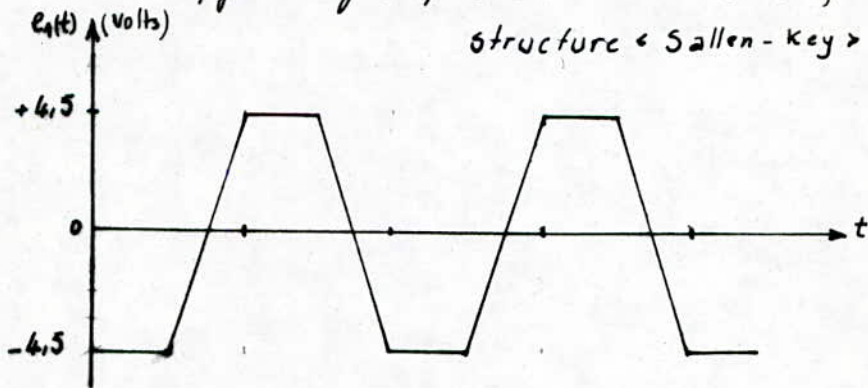
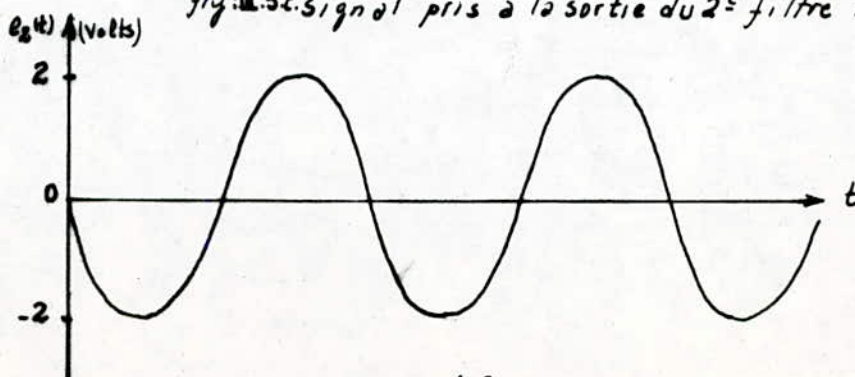


fig: III.3.c. signal pris à la sortie du 2<sup>e</sup> filtre Passe-bas.



## Seconde Partie:

Après avoir régénéré le signal sinusoïdal de fréquence 12,8 KHz dans la première partie. On voudrait dans cette seconde partie vérifier le fonctionnement de notre montage à l'aide des différents tests qu'il faudrait faire. On a utilisé pour cela un générateur PM 5324 (RF Générateur 100 KHz - 110 MHz), l'amplitude du signal RF de sortie de ce dernier est au maximum de 50 mV, avec un signal modulant de 1 KHz. Pour le signal modulant extérieur, on a utilisé un générateur de fonction.

Le signal modulé est ensuite injecté aux bornes des pins 1 et 4 du LM 1496N, à l'une des pattes de la capacité de 100 nF à l'aide du coaxial. La sortie est sur la patte 12 du LM 1496N

On a relevé quelques oscillogrammes à la sortie pour différents cas possibles.

1. On injecte un signal modulé en amplitude avec :

- un signal modulant de 1 KHz.
- une porteuse de 100 MHz.
- sans la partie régénératrice de 12,8 KHz.

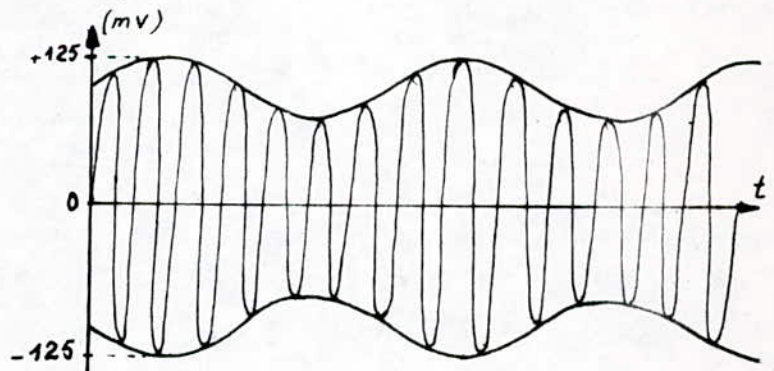
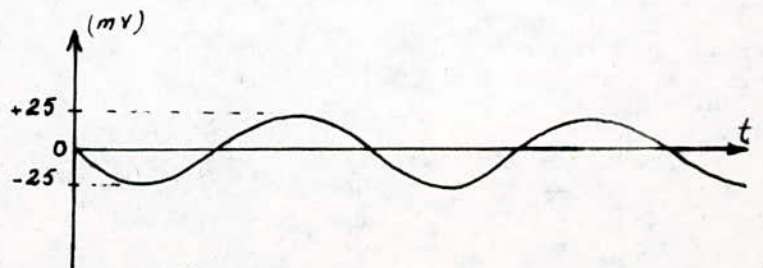


fig : III. 4



2. Même Cas que 1 mais avec une porteuse de 62,5 MHz

On a relevé les oscillogrammes suivants :

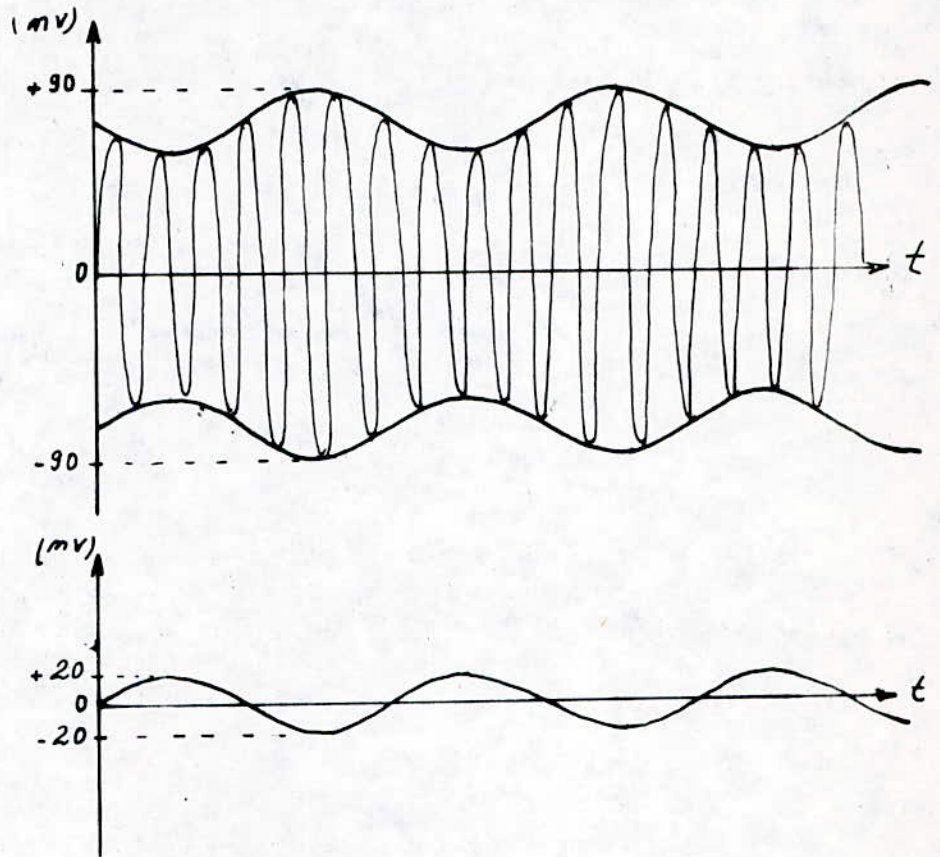


fig: III.5

3. Dans ce cas, on a voulu voir le comportement du montage pour les différentes valeurs de la fréquence du signal modulant mais toujours sans la partie régénératrice.

On a remarqué qu'on a une démodulation d'une part et d'autre part le signal de sortie est le même que celui du signal modulant.

4. On injecte un signal modulé en AM avec :

- un signal modulant 1 KHz.
- une porteuse de 100 MHz.
- la partie régénératrice de 12,8 KHz.

On a constaté qu'il n'y a pas de démodulation, à la sortie on a un signal non visible.

5. Dans ce dernier cas, on a voulu tester avec un signal DSB, pour cela on a réalisé un filtre rejecteur. Mais lors des tests on a trouvé des difficultés car en injectant un signal modulé en AM à l'entrée du filtre, à sa sortie on n'a pas de signal c'est à dire si on veut éliminer certaines fréquences porteuses, le filtre ne laisse pas passer les fréquences qui se trouvent de part et d'autre de la porteuse à cause de sa large bande.

C'est pour cette raison qu'on n'a pas pu tester.

## 2.2. INTERPRETATION DES RESULTATS

### 1<sup>ere</sup> Partie :

A la sortie du diviseur par 256, on a bien le signal voulu qui est le signal carré de fréquence 12,8 KHz et d'amplitude 12 volts crête à crête. D'où on a régénéré la fréquence 12,8 KHz (figure III.3.a).

A la sortie du premier filtre à structure Sallen-Key, on a d'une part un signal qui est en opposition de phase avec celui à l'entrée et d'autre part un signal écrêté. (figure III.3.b)

A la sortie du second filtre, on a un signal sinusoïdal de fréquence 12,8 KHz et d'amplitude 4 volts crête à crête. (fig: III.3.c)  
D'où on a subsisté que la fréquence fondamentale du signal carré.

### Conclusion :

On a bien régénéré la fréquence voulue qui est de 12,8 KHz.

### 2<sup>eme</sup> Partie :

Après avoir régénérer le signal de fréquence de 12,8 KHz dans la première partie test et vue que nous n'avons pas de renseignements sur le fonctionnement du montage ainsi qu'un manque d'information sur le canal plus.

La seconde partie des tests vont être fait afin de mieux comprendre le fonctionnement de notre montage.

Les oscillogrammes de réponse correspondants aux tests 1; 2 et 3, nous font apparaitre l'enveloppe du signal modulé c'est à dire nous avons une démodulation et une restitution du signal B.F.

Mais pour le quatrième test comme il a été indiqué, nous n'avons pas de démodulation, ni de signal visualisé c'est à dire l'information est bloquée.

Avant de conclure sur le fonctionnement du montage, nous allons faire une certaine étude mathématique pour les différents cas possibles au fonctionnement et aussi de voir qu'elle est la plus proche aux tests faits.

Lors de l'émission de canal plus au non codé, la modulation est une modulation d'amplitude, en passant au codé, deux cas peuvent exister soit :

- La porteuse est supprimée
- la porteuse est instable et décalée de 12,8 KHz.

Pour le premier cas, il faut régénérer la porteuse d'une façon exacte, stable et de même phase que celle de l'émetteur (méthode de la boucle à verrouillage) et à l'aide d'un étage multiplicateur permettant d'effectuer la multiplication du signal DSB avec la porteuse, ils nous permettent de démoduler et nous n'avons pas besoin de multiplier le signal DSB par le signal de fréquence 12,8 KHz.

On peut même vérifier ce dernier cas en multipliant deux équations mathématiques qui sont :

- Signal DSB :  $e_1 = A \cos \omega_c t \cos \omega_m t$
- signal de fréquence 12,8 KHz :  $e_2 = C \cos \omega t$

avec  $\omega_c$  = fréquence porteuse

$\omega_m$  = fréquence du signal modulant

$\omega$  = fréquence 12,8 KHz.

$$\begin{aligned} e_1 \times e_2 &= AC \cos \omega_c t \cos \omega_m t \cos \omega t \\ &= \frac{AC}{2} \cos \omega t [\cos (\omega_c + \omega_m) t + \cos (\omega_c - \omega_m) t] \\ &= \frac{AC}{4} [\cos (\omega_c + \omega_m - \omega) t + \cos (\omega_c + \omega_m + \omega) t + \cos (\omega_c - \omega_m - \omega) t \\ &\quad + \cos (\omega_c - \omega_m + \omega) t]. \end{aligned}$$



On remarque qu'on n'a pas de termes en  $\omega_c$  ni  $\omega_m$ .  
Dans ce cas on ne peut pas démoduler.

Pour le second cas il faut régénérer la fréquence 12,8 kHz d'une façon exacte et stable. et à l'aide d'un multiplicateur permettant d'effectuer la multiplication de celle-ci avec le signal reçu qui comporte le signal DSB et la porteuse qui est instable et décalée de 12,8 kHz.

On peut vérifier ce cas à l'aide des équations mathématiques qui sont :

- signal reçu :  $e_3 = A \cos \omega_c t \cos \omega_m t + B \cos(\omega_c + \omega) t$

- signal de fréquence 12,8 kHz :  $e_2 = C \cos \omega t$ .

$$\begin{aligned} e_3 \times e_2 &= AC \cos \omega_c t \cos \omega_m t \cos \omega t + BC \cos \omega t \cos(\omega_c + \omega) t \\ &= \frac{AC}{2} \cos \omega t [\cos(\omega_c - \omega_m) t + \cos(\omega_c + \omega_m) t] \\ &\quad + \frac{BC}{2} [\cos(\omega_c + 2\omega) t + \cos \omega_c t] \\ &= \frac{AC}{4} [\cos(\omega_c - \omega_m + \omega) t + \cos(\omega_c - \omega_m - \omega) t + \cos(\omega_c + \omega_m - \omega) t \\ &\quad + \cos(\omega_c + \omega_m + \omega) t] + \frac{BC}{2} [\cos(\omega_c + 2\omega) t + \cos \omega_c t] \end{aligned}$$

On remarque qu'on a un terme en  $\omega_c$ .  
C'est à dire la porteuse est récupérée et remise à sa position, on a ainsi une certaine modulation en amplitude, d'où pour avoir le signal d'information on doit pratiquer une démodulation.

### Conclusion :

Comme le premier cas est annulé, il nous reste le second cas à confirmer. Suivant les différents tests que nous avons faits, on peut avoir des renseignements sur le fonctionnement de notre montage.

L'existence d'un signal AM, sans la partie régénératrice de 12,8 kHz au niveau de l'étage multiplicateur, permet d'avoir à la sortie le signal d'information.

La présence de la fréquence 12,8 KHz permet le blocage de l'information au niveau du CI LM1496N, à la sortie on a un signal qui ne peut pas être visualisé.

Tout ces tests confirment l'utilisation du second cas, car pour les tests, la fréquence de la porteuse est stable et à sa position c'est à dire on est dans le cas non codé. On n'a pas besoin de 12,8 KHz, d'où on a une simple démodulation.

Mais celle qu'on peut recevoir est instable et décalée de 12,8 KHz, c'est à dire on est dans le cas codé.

L'utilisation de la partie régénératrice 12,8 KHz permet de décoder pour avoir une certaine modulation en A.M et ensuite une simple démodulation.

Enfin on peut dire que notre montage est utilisé comme démodulateur et que le code est effectué au niveau de la fréquence porteuse.

### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496G	0°C to +70°C	Metal Can
MC1496L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1496P	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

### BALANCED MODULATOR - DEMODULATOR

designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN 531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression - 65 dB typ @ 0.5 MHz  
- 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common-Mode Rejection - 85 dB typ

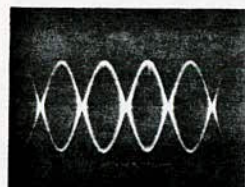


FIGURE 1 - SUPPRESSED CARRIER OUTPUT WAVEFORM

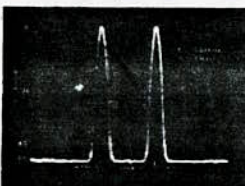


FIGURE 2 - SUPPRESSED CARRIER SPECTRUM



FIGURE 3 - AMPLITUDE MODULATION OUTPUT WAVEFORM

**MC1496**  
**MC1596**

### BALANCED MODULATOR - DEMODULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



G SUFFIX METAL PACKAGE CASE 603



L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 632 TO 118



P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646 (MC1496 only)

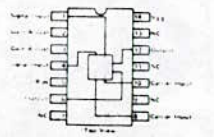
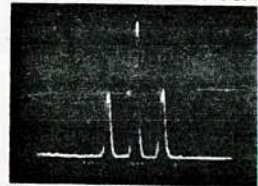


FIGURE 4 - AMPLITUDE MODULATION SPECTRUM



### MAXIMUM RATINGS\* (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V <sub>G</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>6</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>6</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>6</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>5</sub> )	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V <sub>7</sub> - V <sub>8</sub> V <sub>4</sub> - V <sub>1</sub>	+5.0 ±15(1/5R <sub>1</sub> )	Vdc
Maximum Bias Current	I <sub>S</sub>	10	mA
Power Dissipation (Package Limitation)	P <sub>D</sub>	575 3.85 680 4.6	mW mW/°C mW mW/°C
Ceramic Dual In-Line Package Derate above T <sub>A</sub> = +25°C			
Metal Package Derate above T <sub>A</sub> = +25°C			
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C
	MC1496 MC1596		

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (V<sub>CC</sub> = +12 Vdc, V<sub>EE</sub> = -8.0 Vdc, I<sub>S</sub> = 1.0 mA, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>S</sub> = 1.0 kΩ)

T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single ended unless otherwise noted)

Characteristic	Fig	Note	Symbol	MC1596		MC1496		Unit
				Min	Typ	Min	Typ	
Carrier Feedthrough	5	1	V <sub>CFIT</sub>	-	-	-	-	μV(rms)
V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero		f <sub>C</sub> = 1.0 kHz		-40	-	-40	-	μV(rms)
		f <sub>C</sub> = 10 MHz		-140	-	-140	-	μV(rms)
V <sub>C</sub> = 300 mVpp square wave offset adjusted to zero		f <sub>C</sub> = 1.0 kHz		0.04	0.2	0.04	0.4	mV(rms)
offset not adjusted		f <sub>C</sub> = 1.0 kHz		20	100	20	200	mV(rms)
Carrier Suppression	5	2	V <sub>CS</sub>	-	-	-	-	dB
I <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mV(rms)				50	65	40	65	dB
f <sub>C</sub> = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave				60	65	50	65	dB
f <sub>C</sub> = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave				60	65	50	65	dB
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 ohms)	8	8	BW <sub>3dB</sub>	-	-	-	-	MHz
Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave				300	-	300	-	MHz
I <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave				80	-	80	-	MHz
Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mV(rms) sine wave  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc				80	-	80	-	MHz
Signal Gain	10	3	A <sub>VGS</sub>	2.5	3.5	2.5	3.5	V/V
V <sub>S</sub> = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc				2.5	3.5	2.5	3.5	V/V
Single Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz	6	-	r <sub>ip</sub>	200	-	200	-	kΩ
Parallel Input Resistance			r <sub>ip</sub>	2.0	-	2.0	-	kΩ
Parallel Input Capacitance			c <sub>ip</sub>	-	-	-	-	pF
Single Ended Output Impedance, f = 10 MHz	6	-	r <sub>op</sub>	40	-	40	-	kΩ
Parallel Output Resistance			r <sub>op</sub>	5.0	-	5.0	-	kΩ
Parallel Output Capacitance			c <sub>op</sub>	-	-	-	-	pF
Input Bias Current	7	-	I <sub>bS</sub>	-	-	-	-	μA
I <sub>bS</sub> = I <sub>1</sub> - I <sub>4</sub> - I <sub>7</sub> + I <sub>8</sub>			I <sub>bS</sub>	-	-	12	30	μA
I <sub>bC</sub> = I <sub>2</sub> - I <sub>3</sub> - I <sub>6</sub> + I <sub>9</sub>			I <sub>bC</sub>	-	-	12	30	μA
Input Offset Current	7	-	I <sub>ioS</sub>    I <sub>ioC</sub>	0.7	5.0	0.7	7.0	μA
I <sub>ioS</sub> = I <sub>1</sub> - I <sub>4</sub> , I <sub>ioC</sub> = I <sub>2</sub> - I <sub>3</sub>			I <sub>ioC</sub>	0.7	5.0	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	-	TC <sub>io</sub>	2.0	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current	7	-	I <sub>oo</sub>	14	50	14	80	μA
I <sub>oo</sub> = I <sub>6</sub> - I <sub>9</sub>			I <sub>oo</sub>	14	50	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	-	TC <sub>oo</sub>	90	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz	9	4	CMV	5.0	-	5.0	-	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-85	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V <sub>O</sub>	8.0	-	8.0	-	Vdc
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V <sub>out</sub>	8.0	-	8.0	-	Vp-p
Power Supply Current	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	2.0 3.0	3.0 4.0	2.0 3.0	4.0 5.0	mA
I <sub>CC</sub> = I <sub>1</sub> + I <sub>2</sub> + I <sub>3</sub> + I <sub>4</sub> + I <sub>7</sub> + I <sub>8</sub>			I <sub>EE</sub>	3.0	4.0	3.0	5.0	mA
DC Power Dissipation	7	5	P <sub>D</sub>	33	-	33	-	mW

\* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

## TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 — SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

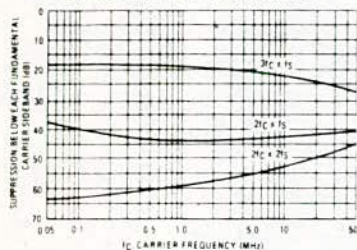
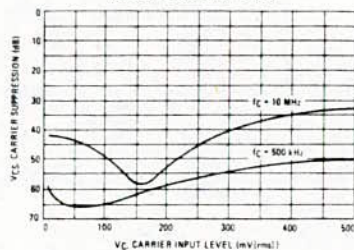


FIGURE 22 — CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



## OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23. The circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

## Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 — CIRCUIT SCHEMATIC

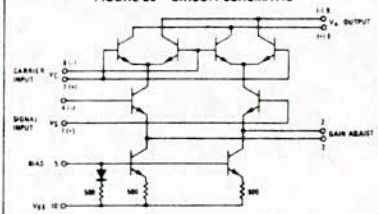
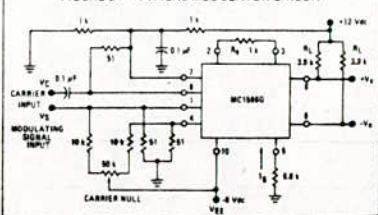


FIGURE 24 — TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



Pin number references pertain to the device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

## OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 26 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (I_E) (R_E) \text{ volts peak}$$

This expression may be used to compute the minimum value of  $R_E$  for a given input voltage amplitude.

FIGURE 25 — TABLE 1  
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal ( $V_C$ )	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	$f_M$
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_M$
Low-level ac	$\frac{R_L V_C (rms)}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M$

## NOTES

1. Low-level Modulating Signal:  $V_M$  assumed in all cases.
2.  $V_C$  is Carrier Input Voltage.
3. When the output signal contains multiple frequencies the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs,  $f_C + f_M$  and  $f_C - f_M$ .
4. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
5.  $R_L$  = Load resistance.
6.  $R_E$  = Emitter resistance between pins 2 and 3.
7.  $r_e$  = Transistor dynamic emitter resistance, at +25°C.

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

8.  $K$  = Boltzmann's Constant,  $T$  = temperature in degrees Kelvin,  $q$  = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

## APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

## AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

## Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high-frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz, the 0.1  $\mu$ F capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0  $\mu$ F. Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

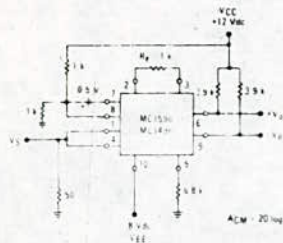
As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON MODE GAIN



Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_c = 500$  kHz (sine wave).  $V_C = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_S = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

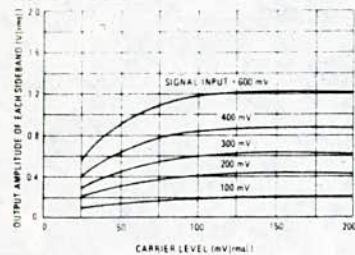


FIGURE 13 - SIGNAL PORT PARALLEL EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

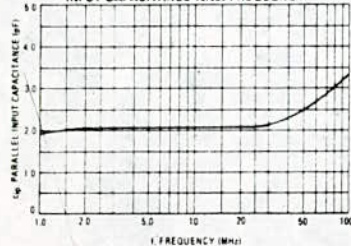


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING

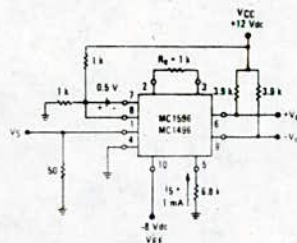


FIGURE 12 - SIGNAL PORT PARALLEL EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

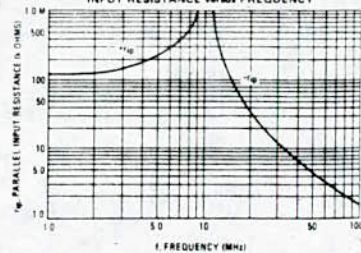
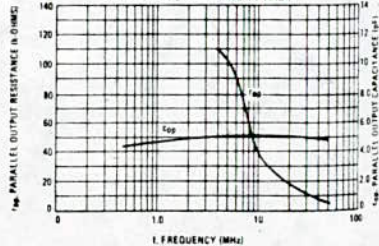


FIGURE 14 - SINGLE ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_c = 500$  kHz (sine wave).  $V_C = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_S = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

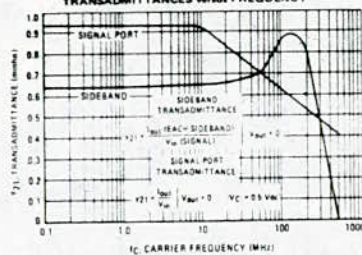


FIGURE 17 - SIGNAL PORT FREQUENCY RESPONSE

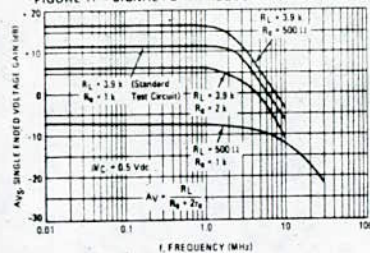


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

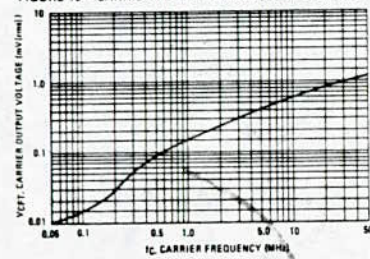


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

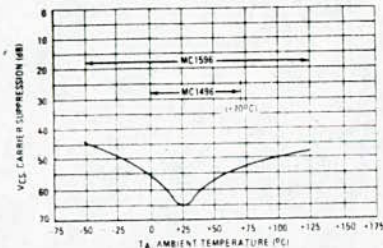


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

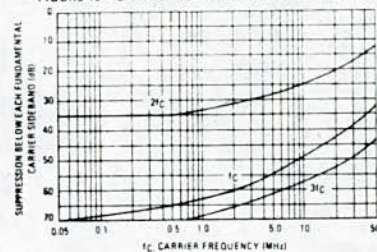
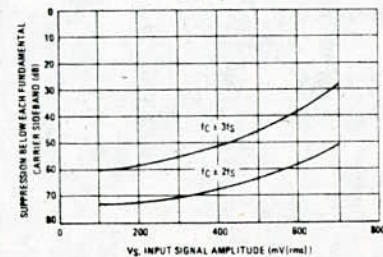


FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



## GENERAL OPERATING INFORMATION\*

## Note 1 - Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0). Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a dual trim potentiometer (R<sub>5</sub>) or Figure 5.

## Note 2 - Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband put out to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is a function of carrier level and is shown in Figure 22. A low value of the carrier level will allow the upper transistors to operate in their linear region, resulting in better carrier suppression. A higher than optimum carrier level will cause the carrier level to rise and carrier feedthrough will be unnecessarily large and carrier suppression will be poor. The MC1596 has been characterized for a 60 mV rms carrier input signal. This level provides optimum carrier level for carrier frequencies in the range of 500 kHz and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level (V<sub>S</sub>). Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal input transistors. Distortions of the modulating signal will be generated and appear in the device output as sidebands of the suppressed carrier. The requirement places an upper limit on input signal amplitude. See Note 3 and Figure 20. Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression at maximum sideband voltage gain.

At higher frequencies (about 1 MHz) very important steps should be taken to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier inputs and the output leads.

## Note 3 - Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain is single ended at low frequencies is defined as the voltage gain:

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_2 + 2R_1} \quad \text{where } R_1 = \frac{26 \text{ m}\Omega}{15 \text{ mA}}$$

A constant potential is applied to the carrier and the carrier is fully switched two of the upper transistors (Q<sub>1</sub> and Q<sub>2</sub>) and two transistors off (V<sub>CC</sub> = 0.5 Vdc). This in effect forms a diode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a certain value determined by R<sub>2</sub> and the bias current I<sub>S</sub>:

$$V_S \leq I_S R_2 (V_{GS} \text{ peak})$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V<sub>S</sub> corresponds to a maximum value of 1.1 volt peak.

## Note 4 - Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier. This is achieved by swinging it into the upper biasing devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions shown (see Note 6).

## Note 5 - Power Dissipation

Power dissipation, P<sub>D</sub>, within the integrated circuit package should be calculated as the sum of the voltage-current products at each port, i.e. assuming V<sub>G1</sub> = V<sub>G2</sub> = V<sub>G3</sub> = V<sub>G4</sub> and ignoring

base current: P<sub>D</sub> = 2 I<sub>S</sub> V<sub>G1</sub> = V<sub>G1</sub> + I<sub>S</sub> V<sub>G2</sub> = V<sub>G2</sub> where subscripts refer to pin numbers.

## Note 6 - Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltage and input conditions. See Note 3 for R<sub>2</sub> equation.

## A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4} = I_{S5} = I_{S6} = I_{S7} = I_{S8} = I_{S9} = I_{S10} = I_{S11} = I_{S12} = I_{S13} = I_{S14} = I_{S15} = I_{S16} = I_{S17} = I_{S18} = I_{S19} = I_{S20} = I_{S21} = I_{S22} = I_{S23} = I_{S24} = I_{S25} = I_{S26} = I_{S27} = I_{S28} = I_{S29} = I_{S30} = I_{S31} = I_{S32} = I_{S33} = I_{S34} = I_{S35} = I_{S36} = I_{S37} = I_{S38} = I_{S39} = I_{S40} = I_{S41} = I_{S42} = I_{S43} = I_{S44} = I_{S45} = I_{S46} = I_{S47} = I_{S48} = I_{S49} = I_{S50} = I_{S51} = I_{S52} = I_{S53} = I_{S54} = I_{S55} = I_{S56} = I_{S57} = I_{S58} = I_{S59} = I_{S60} = I_{S61} = I_{S62} = I_{S63} = I_{S64} = I_{S65} = I_{S66} = I_{S67} = I_{S68} = I_{S69} = I_{S70} = I_{S71} = I_{S72} = I_{S73} = I_{S74} = I_{S75} = I_{S76} = I_{S77} = I_{S78} = I_{S79} = I_{S80} = I_{S81} = I_{S82} = I_{S83} = I_{S84} = I_{S85} = I_{S86} = I_{S87} = I_{S88} = I_{S89} = I_{S90} = I_{S91} = I_{S92} = I_{S93} = I_{S94} = I_{S95} = I_{S96} = I_{S97} = I_{S98} = I_{S99} = I_{S100} = I_{S101} = I_{S102} = I_{S103} = I_{S104} = I_{S105} = I_{S106} = I_{S107} = I_{S108} = I_{S109} = I_{S110} = I_{S111} = I_{S112} = I_{S113} = I_{S114} = I_{S115} = I_{S116} = I_{S117} = I_{S118} = I_{S119} = I_{S120} = I_{S121} = I_{S122} = I_{S123} = I_{S124} = I_{S125} = I_{S126} = I_{S127} = I_{S128} = I_{S129} = I_{S130} = I_{S131} = I_{S132} = I_{S133} = I_{S134} = I_{S135} = I_{S136} = I_{S137} = I_{S138} = I_{S139} = I_{S140} = I_{S141} = I_{S142} = I_{S143} = I_{S144} = I_{S145} = I_{S146} = I_{S147} = I_{S148} = I_{S149} = I_{S150} = I_{S151} = I_{S152} = I_{S153} = I_{S154} = I_{S155} = I_{S156} = I_{S157} = I_{S158} = I_{S159} = I_{S160} = I_{S161} = I_{S162} = I_{S163} = I_{S164} = I_{S165} = I_{S166} = I_{S167} = I_{S168} = I_{S169} = I_{S170} = I_{S171} = I_{S172} = I_{S173} = I_{S174} = I_{S175} = I_{S176} = I_{S177} = I_{S178} = I_{S179} = I_{S180} = I_{S181} = I_{S182} = I_{S183} = I_{S184} = I_{S185} = I_{S186} = I_{S187} = I_{S188} = I_{S189} = I_{S190} = I_{S191} = I_{S192} = I_{S193} = I_{S194} = I_{S195} = I_{S196} = I_{S197} = I_{S198} = I_{S199} = I_{S200} = I_{S201} = I_{S202} = I_{S203} = I_{S204} = I_{S205} = I_{S206} = I_{S207} = I_{S208} = I_{S209} = I_{S210} = I_{S211} = I_{S212} = I_{S213} = I_{S214} = I_{S215} = I_{S216} = I_{S217} = I_{S218} = I_{S219} = I_{S220} = I_{S221} = I_{S222} = I_{S223} = I_{S224} = I_{S225} = I_{S226} = I_{S227} = I_{S228} = I_{S229} = I_{S230} = I_{S231} = I_{S232} = I_{S233} = I_{S234} = I_{S235} = I_{S236} = I_{S237} = I_{S238} = I_{S239} = I_{S240} = I_{S241} = I_{S242} = I_{S243} = I_{S244} = I_{S245} = I_{S246} = I_{S247} = I_{S248} = I_{S249} = I_{S250} = I_{S251} = I_{S252} = I_{S253} = I_{S254} = I_{S255} = I_{S256} = I_{S257} = I_{S258} = I_{S259} = I_{S260} = I_{S261} = I_{S262} = I_{S263} = I_{S264} = I_{S265} = I_{S266} = I_{S267} = I_{S268} = I_{S269} = I_{S270} = I_{S271} = I_{S272} = I_{S273} = I_{S274} = I_{S275} = I_{S276} = I_{S277} = I_{S278} = I_{S279} = I_{S280} = I_{S281} = I_{S282} = I_{S283} = I_{S284} = I_{S285} = I_{S286} = I_{S287} = I_{S288} = I_{S289} = I_{S290} = I_{S291} = I_{S292} = I_{S293} = I_{S294} = I_{S295} = I_{S296} = I_{S297} = I_{S298} = I_{S299} = I_{S300} = I_{S301} = I_{S302} = I_{S303} = I_{S304} = I_{S305} = I_{S306} = I_{S307} = I_{S308} = I_{S309} = I_{S310} = I_{S311} = I_{S312} = I_{S313} = I_{S314} = I_{S315} = I_{S316} = I_{S317} = I_{S318} = I_{S319} = I_{S320} = I_{S321} = I_{S322} = I_{S323} = I_{S324} = I_{S325} = I_{S326} = I_{S327} = I_{S328} = I_{S329} = I_{S330} = I_{S331} = I_{S332} = I_{S333} = I_{S334} = I_{S335} = I_{S336} = I_{S337} = I_{S338} = I_{S339} = I_{S340} = I_{S341} = I_{S342} = I_{S343} = I_{S344} = I_{S345} = I_{S346} = I_{S347} = I_{S348} = I_{S349} = I_{S350} = I_{S351} = I_{S352} = I_{S353} = I_{S354} = I_{S355} = I_{S356} = I_{S357} = I_{S358} = I_{S359} = I_{S360} = I_{S361} = I_{S362} = I_{S363} = I_{S364} = I_{S365} = I_{S366} = I_{S367} = I_{S368} = I_{S369} = I_{S370} = I_{S371} = I_{S372} = I_{S373} = I_{S374} = I_{S375} = I_{S376} = I_{S377} = I_{S378} = I_{S379} = I_{S380} = I_{S381} = I_{S382} = I_{S383} = I_{S384} = I_{S385} = I_{S386} = I_{S387} = I_{S388} = I_{S389} = I_{S390} = I_{S391} = I_{S392} = I_{S393} = I_{S394} = I_{S395} = I_{S396} = I_{S397} = I_{S398} = I_{S399} = I_{S400} = I_{S401} = I_{S402} = I_{S403} = I_{S404} = I_{S405} = I_{S406} = I_{S407} = I_{S408} = I_{S409} = I_{S410} = I_{S411} = I_{S412} = I_{S413} = I_{S414} = I_{S415} = I_{S416} = I_{S417} = I_{S418} = I_{S419} = I_{S420} = I_{S421} = I_{S422} = I_{S423} = I_{S424} = I_{S425} = I_{S426} = I_{S427} = I_{S428} = I_{S429} = I_{S430} = I_{S431} = I_{S432} = I_{S433} = I_{S434} = I_{S435} = I_{S436} = I_{S437} = I_{S438} = I_{S439} = I_{S440} = I_{S441} = I_{S442} = I_{S443} = I_{S444} = I_{S445} = I_{S446} = I_{S447} = I_{S448} = I_{S449} = I_{S450} = I_{S451} = I_{S452} = I_{S453} = I_{S454} = I_{S455} = I_{S456} = I_{S457} = I_{S458} = I_{S459} = I_{S460} = I_{S461} = I_{S462} = I_{S463} = I_{S464} = I_{S465} = I_{S466} = I_{S467} = I_{S468} = I_{S469} = I_{S470} = I_{S471} = I_{S472} = I_{S473} = I_{S474} = I_{S475} = I_{S476} = I_{S477} = I_{S478} = I_{S479} = I_{S480} = I_{S481} = I_{S482} = I_{S483} = I_{S484} = I_{S485} = I_{S486} = I_{S487} = I_{S488} = I_{S489} = I_{S490} = I_{S491} = I_{S492} = I_{S493} = I_{S494} = I_{S495} = I_{S496} = I_{S497} = I_{S498} = I_{S499} = I_{S500} = I_{S501} = I_{S502} = I_{S503} = I_{S504} = I_{S505} = I_{S506} = I_{S507} = I_{S508} = I_{S509} = I_{S510} = I_{S511} = I_{S512} = I_{S513} = I_{S514} = I_{S515} = I_{S516} = I_{S517} = I_{S518} = I_{S519} = I_{S520} = I_{S521} = I_{S522} = I_{S523} = I_{S524} = I_{S525} = I_{S526} = I_{S527} = I_{S528} = I_{S529} = I_{S530} = I_{S531} = I_{S532} = I_{S533} = I_{S534} = I_{S535} = I_{S536} = I_{S537} = I_{S538} = I_{S539} = I_{S540} = I_{S541} = I_{S542} = I_{S543} = I_{S544} = I_{S545} = I_{S546} = I_{S547} = I_{S548} = I_{S549} = I_{S550} = I_{S551} = I_{S552} = I_{S553} = I_{S554} = I_{S555} = I_{S556} = I_{S557} = I_{S558} = I_{S559} = I_{S560} = I_{S561} = I_{S562} = I_{S563} = I_{S564} = I_{S565} = I_{S566} = I_{S567} = I_{S568} = I_{S569} = I_{S570} = I_{S571} = I_{S572} = I_{S573} = I_{S574} = I_{S575} = I_{S576} = I_{S577} = I_{S578} = I_{S579} = I_{S580} = I_{S581} = I_{S582} = I_{S583} = I_{S584} = I_{S585} = I_{S586} = I_{S587} = I_{S588} = I_{S589} = I_{S590} = I_{S591} = I_{S592} = I_{S593} = I_{S594} = I_{S595} = I_{S596} = I_{S597} = I_{S598} = I_{S599} = I_{S600} = I_{S601} = I_{S602} = I_{S603} = I_{S604} = I_{S605} = I_{S606} = I_{S607} = I_{S608} = I_{S609} = I_{S610} = I_{S611} = I_{S612} = I_{S613} = I_{S614} = I_{S615} = I_{S616} = I_{S617} = I_{S618} = I_{S619} = I_{S620} = I_{S621} = I_{S622} = I_{S623} = I_{S624} = I_{S625} = I_{S626} = I_{S627} = I_{S628} = I_{S629} = I_{S630} = I_{S631} = I_{S632} = I_{S633} = I_{S634} = I_{S635} = I_{S636} = I_{S637} = I_{S638} = I_{S639} = I_{S640} = I_{S641} = I_{S642} = I_{S643} = I_{S644} = I_{S645} = I_{S646} = I_{S647} = I_{S648} = I_{S649} = I_{S650} = I_{S651} = I_{S652} = I_{S653} = I_{S654} = I_{S655} = I_{S656} = I_{S657} = I_{S658} = I_{S659} = I_{S660} = I_{S661} = I_{S662} = I_{S663} = I_{S664} = I_{S665} = I_{S666} = I_{S667} = I_{S668} = I_{S669} = I_{S670} = I_{S671} = I_{S672} = I_{S673} = I_{S674} = I_{S675} = I_{S676} = I_{S677} = I_{S678} = I_{S679} = I_{S680} = I_{S681} = I_{S682} = I_{S683} = I_{S684} = I_{S685} = I_{S686} = I_{S687} = I_{S688} = I_{S689} = I_{S690} = I_{S691} = I_{S692} = I_{S693} = I_{S694} = I_{S695} = I_{S696} = I_{S697} = I_{S698} = I_{S699} = I_{S700} = I_{S701} = I_{S702} = I_{S703} = I_{S704} = I_{S705} = I_{S706} = I_{S707} = I_{S708} = I_{S709} = I_{S710} = I_{S711} = I_{S712} = I_{S713} = I_{S714} = I_{S715} = I_{S716} = I_{S717} = I_{S718} = I_{S719} = I_{S720} = I_{S721} = I_{S722} = I_{S723} = I_{S724} = I_{S725} = I_{S726} = I_{S727} = I_{S728} = I_{S729} = I_{S730} = I_{S731} = I_{S732} = I_{S733} = I_{S734} = I_{S735} = I_{S736} = I_{S737} = I_{S738} = I_{S739} = I_{S740} = I_{S741} = I_{S742} = I_{S743} = I_{S744} = I_{S745} = I_{S746} = I_{S747} = I_{S748} = I_{S749} = I_{S750} = I_{S751} = I_{S752} = I_{S753} = I_{S754} = I_{S755} = I_{S756} = I_{S757} = I_{S758} = I_{S759} = I_{S760} = I_{S761} = I_{S762} = I_{S763} = I_{S764} = I_{S765} = I_{S766} = I_{S767} = I_{S768} = I_{S769} = I_{S770} = I_{S771} = I_{S772} = I_{S773} = I_{S774} = I_{S775} = I_{S776} = I_{S777} = I_{S778} = I_{S779} = I_{S780} = I_{S781} = I_{S782} = I_{S783} = I_{S784} = I_{S785} = I_{S786} = I_{S787} = I_{S788} = I_{S789} = I_{S790} = I_{S791} = I_{S792} = I_{S793} = I_{S794} = I_{S795} = I_{S796} = I_{S797} = I_{S798} = I_{S799} = I_{S800} = I_{S801} = I_{S802} = I_{S803} = I_{S804} = I_{S805} = I_{S806} = I_{S807} = I_{S808} = I_{S809} = I_{S810} = I_{S811} = I_{S812} = I_{S813} = I_{S814} = I_{S815} = I_{S816} = I_{S817} = I_{S818} = I_{S819} = I_{S820} = I_{S821} = I_{S822} = I_{S823} = I_{S824} = I_{S825} = I_{S826} = I_{S827} = I_{S828} = I_{S829} = I_{S830} = I_{S831} = I_{S832} = I_{S833} = I_{S834} = I_{S835} = I_{S836} = I_{S837} = I_{S838} = I_{S839} = I_{S840} = I_{S841} = I_{S842} = I_{S843} = I_{S844} = I_{S845} = I_{S846} = I_{S847} = I_{S848} = I_{S849} = I_{S850} = I_{S851} = I_{S852} = I_{S853} = I_{S854} = I_{S855} = I_{S856} = I_{S857} = I_{S858} = I_{S859} = I_{S860} = I_{S861} = I_{S862} = I_{S863} = I_{S864} = I_{S865} = I_{S866} = I_{S867} = I_{S868} = I_{S869} = I_{S870} = I_{S871} = I_{S872} = I_{S873} = I_{S874} = I_{S875} = I_{S876} = I_{S877} = I_{S878} = I_{S879} = I_{S880} = I_{S881} = I_{S882} = I_{S883} = I_{S884} = I_{S885} = I_{S886} = I_{S887} = I_{S888} = I_{S889} = I_{S890} = I_{S891} = I_{S892} = I_{S893} = I_{S894} = I_{S895} = I_{S896} = I_{S897} = I_{S898} = I_{S899} = I_{S900} = I_{S901} = I_{S902} = I_{S903} = I_{S904} = I_{S905} = I_{S906} = I_{S907} = I_{S908} = I_{S909} = I_{S910} = I_{S911} = I_{S912} = I_{S913} = I_{S914} = I_{S915} = I_{S916} = I_{S917} = I_{S918} = I_{S919} = I_{S920} = I_{S921} = I_{S922} = I_{S923} = I_{S924} = I_{S925} = I_{S926} = I_{S927} = I_{S928} = I_{S929} = I_{S930} = I_{S931} = I_{S932} = I_{S933} = I_{S934} = I_{S935} = I_{S936} = I_{S937} = I_{S938} = I_{S939} = I_{S940} = I_{S941} = I_{S942} = I_{S943} = I_{S944} = I_{S945} = I_{S946} = I_{S947} = I_{S948} = I_{S949} = I_{S950} = I_{S951} = I_{S952} = I_{S953} = I_{S954} = I_{S955} = I_{S956} = I_{S957} = I_{S958} = I_{S959} = I_{S960} = I_{S961} = I_{S962} = I_{S963} = I_{S964} = I_{S965} = I_{S966} = I_{S967} = I_{S968} = I_{S969} = I_{S970} = I_{S971} = I_{S972} = I_{S973} = I_{S974} = I_{S975} = I_{S976} = I_{S977} = I_{S978} = I_{S979} = I_{S980} = I_{S981} = I_{S982} = I_{S983} = I_{S984} = I_{S985} = I_{S986} = I_{S987} = I_{S988} = I_{S989} = I_{S990} = I_{S991} = I_{S992} = I_{S993} = I_{S994} = I_{S995} = I_{S996} = I_{S997} = I_{S998} = I_{S999} = I_{S1000} = I_{S1001} = I_{S1002} = I_{S1003} = I_{S1004} = I_{S1005} = I_{S1006} = I_{S1007} = I_{S1008} = I_{S1009} = I_{S1010} = I_{S1011} = I_{S1012} = I_{S1013} = I_{S1014} = I_{S1015} = I_{S1016} = I_{S1017} = I_{S1018} = I_{S1019} = I_{S1020} = I_{S1021} = I_{S1022} = I_{S1023} = I_{S1024} = I_{S1025} = I_{S1026} = I_{S1027} = I_{S1028} = I_{S1029} = I_{S1030} = I_{S1031} = I_{S1032} = I_{S1033} = I_{S1034} = I_{S1035} = I_{S1036} = I_{S1037} = I_{S1038} = I_{S1039} = I_{S1040} = I_{S1041} = I_{S1042} = I_{S1043} = I_{S1044} = I_{S1045} = I_{S1046} = I_{S1047} = I_{S1048} = I_{S1049} = I_{S1050} = I_{S1051} = I_{S1052} = I_{S1053} = I_{S1054} = I_{S1055} = I_{S1056} = I_{S1057} = I_{S1058} = I_{S1059} = I_{S1060} = I_{S1061} = I_{S1062} = I_{S1063} = I_{S1064} = I_{S1065} = I_{S1066} = I_{S1067} = I_{S1068} = I_{S1069} = I_{S1070} = I_{S1071} = I_{S1072} = I_{S1073} = I_{S1074} = I_{S1075} = I_{S1076} = I_{S1077} = I_{S1078} = I_{S1079} = I_{S1080} = I_{S1081} = I_{S1082} = I_{S1083} = I_{S1084} = I_{S1085} = I_{S1086} = I_{S1087} = I_{S1088} = I_{S1089} = I_{S1090} = I_{S1091} = I_{S1092} = I_{S1093} = I_{S1094} = I_{S1095} = I_{S1096} = I_{S1097} = I_{S1098} = I_{S1099} = I_{S1100} = I_{S1101} = I_{S1102} = I_{S1103} = I_{S1104} = I_{S1105} = I_{S1106} = I_{S1107} = I_{S1108} = I_{S1109} = I_{S1110} = I_{S1111} = I_{S1112} = I_{S1113} = I_{S1114} = I_{S1115} = I_{S1116} = I_{S1117} = I_{S1118} = I_{S1119} = I_{S1120} = I_{S1121} = I_{S1122} = I_{S1123} = I_{S1124} = I_{S1125} = I_{S1126} = I_{S1127} = I_{S1128} = I_{S1129} = I_{S1130} = I_{S1131} = I_{S1132} = I_{S1133} = I_{S1134} = I_{S1135} = I_{S1136} = I_{S1137} = I_{S1138} = I_{S1139} = I_{S1140} = I_{S1141} = I_{S1142} = I_{S1143} = I_{S1144} = I_{S1145} = I_{S1146} = I_{S1147} = I_{S1148} = I_{S1149} = I_{S1150} = I_{S1151} = I_{S1152} = I_{S1153} = I_{S1154} = I_{S1155} = I_{S1156} = I_{S1157} = I_{S1158} = I_{S1159} = I_{S1160} = I_{S1161} = I_{S1162} = I_{S1163} = I_{S1164} = I_{S1165} = I_{S1166} = I_{S1167} = I_{S1168} = I_{S1169} = I_{S1170} = I_{S1171} = I_{S1172} = I_{S1173} = I_{S1174} = I_{S1175} = I_{S1176} = I_{S1177} = I_{S1178} = I_{S1179} = I_{S1180} = I_{S1181} = I_{S1182} = I_{S1183} = I_{S1184} = I_{S1185} = I_{S1186} = I_{S1187} = I_{S1188} = I_{S1189} = I_{S1190} = I_{S1191} = I_{S1192} = I_{S1193} = I_{S1194} = I_{S1195} = I_{S1196} = I_{S1197} = I_{S1198} = I_{S1199} = I_{S1200} = I_{S1201} = I_{S1202} = I_{S1203} = I_{S1204} = I_{S1205} = I_{S1206} = I_{S1207} = I_{S1208} = I_{S1209} = I_{S1210} = I_{S1211} = I_{S1212} = I_{S1213} = I_{S1214} = I_{S1215} = I_{S1216} = I_{S1217} = I_{S1218} = I_{S1219} = I_{S1220} = I_{S1221} = I_{S1222} = I_{S1223} = I_{S1224} = I_{S1225} = I_{S1226} = I_{S1227} = I_{S1228} = I_{S1229} = I_{S1230} = I_{S1231} = I_{S1232} = I_{S1233} = I_{S1234} = I_{S1235} = I_{S1236} = I_{S1237} = I_{S1238} = I_{S1239} = I_{S1240} = I_{S1241} = I_{S1242} = I_{S1243} = I_{S1244} = I_{S1245} = I_{S1246} = I_{S1247} = I_{S1248} = I_{S1249} = I_{S1250} = I_{S1251} = I_{S1252} = I_{S1253} = I_{S1254} = I_{S1255} = I_{S1256} = I_{S1257} = I_{S1258} = I_{S1259} = I_{S1260} = I_{S1261} = I_{S1262} = I_{S1263} = I_{S1264} = I_{S1265} = I_{S1266} = I_{S1267} = I_{S1268} = I_{S1269} = I_{S1270} = I_{S1271} = I_{S1272} = I_{S1273} = I_{S1274} = I_{S1275} = I_{S1276} = I_{S1277} = I_{S1278} = I_{S1279} = I_{S1280} = I_{S1281} = I_{S1282} = I_{S1283} = I_{S1284} = I_{S1285} = I_{S1286} = I_{S1287} = I_{S1288} = I_{S1289} = I_{S1290} = I_{S1291} = I_{S1292} = I_{S1293} = I_{S1294} = I_{S1295} = I_{S1296} = I_{S1297} = I$$

# MC1496, MC1596

## APPLICATIONS INFORMATION (continued)

### Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

### Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

### Phase Detection and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

## TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

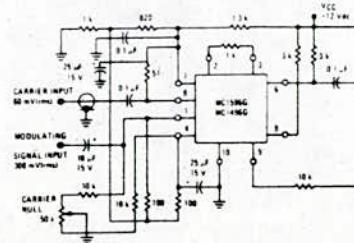


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR DEMODULATOR

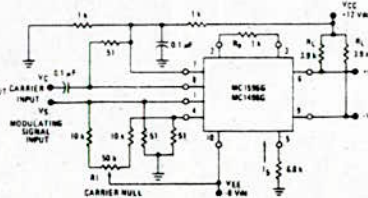


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

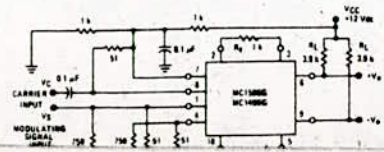
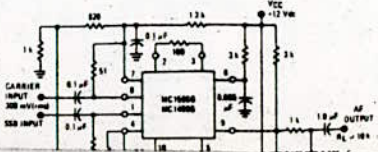


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)



# MC1496, MC1596

## TYPICAL APPLICATIONS (continued)

FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER (BROADBAND INPUTS, 9.0 MHz TUNED OUTPUT)

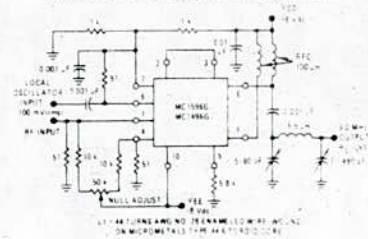


FIGURE 31 - LOW FREQUENCY DOUBLER

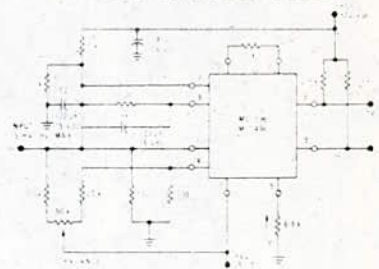
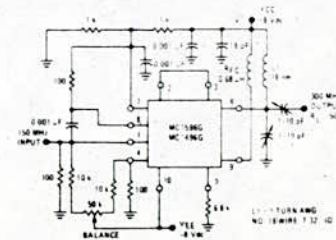
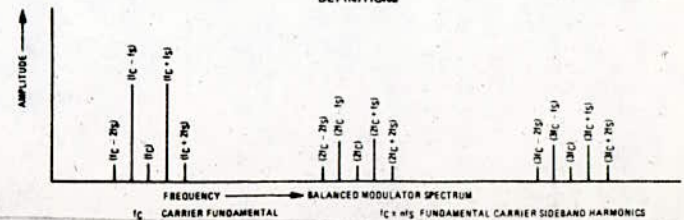


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER

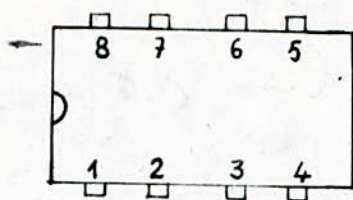


## DEFINITIONS



## CARACTERISTIQUE ET BROCHAGE

### DU TDB0155DP



### Brochage :

- 1 - Equilibrage de l'offset
- 2 - Entree inverseuse
- 3 - Entree non inverseuse
- 4 -  $V_{cc}$  (masse)
- 5 - Equilibrage de l'offset
- 6 - sortie
- 7 -  $V_{cc}^+$
- 8 - N.C

### Caracteristiques :

- $V_{I0}$  : tension de décalage à l'entrée max = 13 mV
- $DV_{I0}$  : coefficient de température de tension de décalage à l'entrée  
max ( $\mu V/^\circ C$ ) : 5 types.
- $I_{I0}$  : Courant de décalage à l'entrée : max = 2 nA.
- $I_B$  : Courant de polarisation : max = 8 nA.
- $A_V$  : amplification en tension : min (V/V) ; 15K
- $B$  : Bande passante :  $A_V = 1$  type MHz : 2,5
- $S_{V0}$  : pente de signal de sortie  $A_V = 1$  type V/ $\mu s$  ; 5
- $V_{cc}$  : tension d'alimentation min (V) ;  $\pm 5$  et max (V)  $\pm 18$ .
- $I_{cc}$  : Courant d'alimentation max (mA) : 4
- $V_I$  : tension d'entrée min (V) :  $\pm 10$
- $V_{ID}$  : tension différentielle d'entrée : V :  $\pm 30$  volts.



# BIBLIOGRAPHIE

1. M. AUMIAUX . *Pratique De L'Electronique: TOME II.*  
*Comparateurs, Filtres Actifs Numériques.*  
PARIS - MASSON , 1977.
2. D. BENSOUSSAN . *La Modulation: Principes et Modes.*  
PARIS . Dunod , 1980
3. F. MILSON . *Cours D'Electronique . TOME IV.*  
*Série Eyrolles.*
4. S.C.A.R.T . *Nouveau Guide De La Télévision en*  
*Couleurs . TOME I.*
5. R. DAMAYE . *L'Amplificateur Opérationnel:*  
*Principes Et Applications .*  
PARIS . Editions RADIO , 1974.
6. R. CARASCO - J. LAURET . *Cours Fondamental de*  
*La Télévision .*  
*Emission Réception .*
7. R. BESSON . *AIDE MEMOIRE ELECTRONIQUE :*  
*RADIO - TV - HIFI*  
Dunod , Bordas , 1985 .
8. *HAUT-PARLEUR . N° 1548 AVRIL 1976 .*
9. *HAUT-PARLEUR . N° 1716 MAI 1985 .*
10. *HAUT-PARLEUR . N° 1712 JANVIER 1985 .*
11. *HAUT-PARLEUR . N° 1718 JUILLET 1985 .*