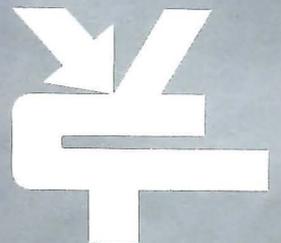


Amplificateur-limiteur F.I et Démodulateur F.M TAA.661

Par C. Boisard

n° 56-LA-131

Août 1971



SES@SEM

Société Européenne de Semiconducteurs et de Microélectronique
Direction commerciale : 101 Bd Murat - 75-Paris 16^e - Tél. 525.75.75
Service commercial région Sud-Est : 33-St-Egrève - Tél. (76) 88.40.61

SOMMAIRE

Le Circuit Intégré monolithique TAA 661 est un amplificateur - limiteur et discriminateur de modulation de fréquence. Ce circuit a été étudié pour les récepteurs TV du standard C.C.I.R.

Le fonctionnement du TAA 661 est décrit en détail. Les caractéristiques les plus importantes de ce dispositif et ses applications sont également présentées. Nous avons développé l'étude du circuit "déphaseur" à adjoindre à ce Circuit Intégré.

TABLE DES MATIERES

| | |
|------------|---|
| I | INTRODUCTION |
| II | CARACTERISTIQUES |
| III | ENCAPSULATION |
| IV | DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT |
| | IV - 1 AMPLIFICATEURS - LIMITEURS |
| | IV - 2 DISCRIMINATEUR |
| | IV - 3 ETAGE DE SORTIE |
| | IV - 4 ALIMENTATION REGULEE |
| V | CARACTERISTIQUES GENERALES DE FONCTIONNEMENT |
| | V - 1 CHOIX DU RESEAU DEPHASEUR |
| | V - 2 DISTORSION |
| | V - 3 REJECTION AM |
| VI | VARIANTES DU TAA 661 |
| VII | APPLICATIONS |
| | VII - 1 ETAGE FI SON POUR RECEPTEUR DE TV DU STANDARD C.C.I.R. |
| | VII - 2 RECEPTEUR RADIO A MODULATION DE FREQUENCE |
| | VII - 3 APPLICATIONS DIVERSES |

I INTRODUCTION

Le Circuit Intégré TAA 661 est un circuit monolithique (composé d'une seule puce de silicium) destiné principalement à la fonction d'amplificateur - limiteur et discriminateur de la voie "SON" des téléviseurs recevant les émissions du standard C.C.I.R. en interporteuse (intercarrier).

Notre circuit est interchangeable avec le circuit SGS de même numéro, toutefois notre dispositif, qui a un gain plus élevé, assure une réjection AM plus efficace.

Le discriminateur utilise une technique nouvelle qui ne pouvait se développer, malgré ses performances, qu'à l'unisson avec la technique "intégrée" vu le nombre important de transistors appareillés que ce principe nécessite. Notre circuit comprend 28 transistors dont 6 câblés en diode.

Une seule bobine sans point de sortie intermédiaire est nécessaire au fonctionnement du TAA 661 ce qui est avantageux, en prix de composant et en temps d'alignement, en regard du discriminateur traditionnel qui demande un circuit couplé à deux accords et 4 enroulements.

Dès maintenant, nous insistons et nous nous justifions ultérieurement, sur le fait que notre dispositif n'utilise pas l'effet discriminateur, simple mais avec beaucoup de défauts, que l'on peut obtenir sur le flanc de la courbe de réponse amplitude-fréquence, d'un circuit accordé. Il s'agit bien pour notre circuit d'un discriminateur à coïncidence qui exploite la caractéristique de phase d'un circuit série accordé sur la fréquence centrale du signal à démoduler.

Notre circuit est normalement livré pour fonctionner dans la gamme de température 0°C + 70°C, en encapsulation "Split dip" sous la référence TAA 661 B ou en encapsulation TO-100 sous la référence TAA 661 A.

II CARACTERISTIQUES

Valeurs maximales absolues (à 25 °C à l'air libre)

- Tension d'alimentation maximale V_{CC} + 15 V
- Puissance maximale dissipée 600 mW

Températures maximales

- Température ambiante de fonctionnement t_{amb}^{max} 0 °C, 70 °C
- Température limite de stockage t_s -20 °C, +125 °C
- Température maximale de jonction t_{jmax} +125 °C
- Température maximale sur les broches de sortie +300 °C
pendant 60 secondes (durée d'une soudure)
- Résistance thermique jonction-ambiante $R_{th j-a}$
 - TAA 661 A 6,6 mW/°C
 - TAA 661 B 4,8 mW/°C

Caractéristiques électriques (à 25 °C d'ambiance)

| | | Min. | Typ. | Max. | Unités |
|---|----------------------------------|------|------|------|--------------------|
| – Tension d'alimentation V_{CC} | V_{CC} { 6 V 9 V 12 V | 4,5 | 9 | 15 | V |
| – Courant consommé | | | 16 | | mA |
| | | | 17 | | |
| – Résistance de sortie du discriminateur (<i>résistance d'intégration du réseau de désaccentuation</i>) | | 8,5 | 8,5 | 8,5 | k Ω |
| – Tension de sortie à vide de l'amplificateur-limiteur mesurée sur le pont de sortie | | | 0,14 | | V crête à crête |
| – Seuil de la limitation de l'amplificateur (<i>pour le signal de sortie de l'amplificateur-limiteur à -3 dB de son maximal.</i>) | | 50 | 50 | 50 | μ Veff |
| – Résistance de sortie du pont de sortie de l'amplificateur limiteur | | | 50 | | Ω |
| – Gain de l'amplificateur-limiteur à 5,5 MHz (<i>le signal sortant est atténué de 20 dB</i>) | V_{CC} { 6 V 9 V 12 V | | 77 | | dB |
| | | | 77 | | |
| | | | 77 | | |
| – Résistance d'entrée de l'amplificateur | R11 a | | 2,5 | | k Ω |
| – Capacité d'entrée de l'amplificateur | C11a | | 9 | | pF |
| – Résistance d'entrée du discriminateur | R11 d | | 140 | | k Ω |
| – Capacité d'entrée du discriminateur | C11 d | | 2,7 | | pF |
| – Courant de polarisation à l'entrée du discriminateur | | | 5 | | μ A |
| – Tension d'entrée sur le discriminateur pour qu'il travaille en commutation (<i>régime forte injection chapitre VI - 1</i>) | | | 100 | | mVeff |
| – Résistance maximale en continu du réseau déphaseur | | | | 100 | Ω |
| – Tension de bruit en sortie (<i>30 Hz à 100 kHz</i>) | { Sans porteuse Avec porteuse | 1,4 | 2 | 3 | mVeff |
| | | 0,25 | 0,3 | 0,4 | mVeff |
| – Réjection de la modulation d'amplitude ($\Delta f \pm 50$ kHz - AM 30 % - $V_{injecté}$ 10 mV voir fig.8) f. modulante 1 kHz | | | 50 | | dB |
| – Résistance de sortie | V_{CC} { 6 V 9 V 12 V | | 200 | | Ω |
| | | | 150 | | |
| | | | 100 | | |
| – Impédance de charge minimale pour $\Delta f \pm 50$ kHz f. modulante 1 kHz - D 3 % (<i>voir fig.2</i>) | | 2,5 | 2,5 | 2,5 | k Ω |
| – Niveau continu de la sortie | V_{CC} { 6 V 9 V 12 V | | 2,65 | | V |
| | | | 4,15 | | |
| | | | 5,65 | | |
| – Distorsion harmonique $\Delta f \pm 25$ kHz 1 kHz (<i>Voir circuit de mesure fig.2</i>) | | | 1 | | % |
| – Δ de tension de sortie crête à crête pour $\Delta\varphi \pm 45^\circ$ autour de 90° | | 2,65 | 4,15 | 5,65 | V crête à crête |

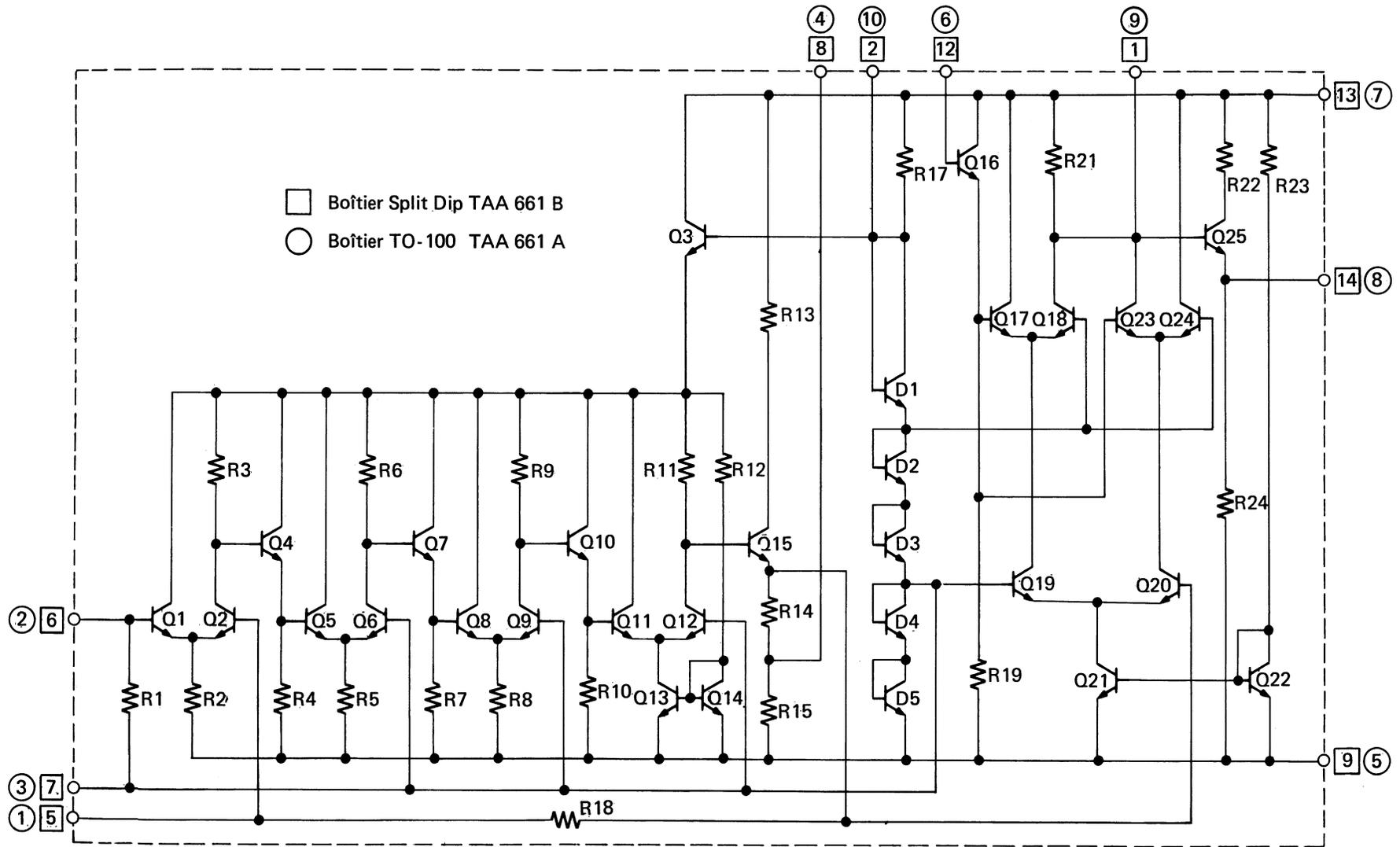
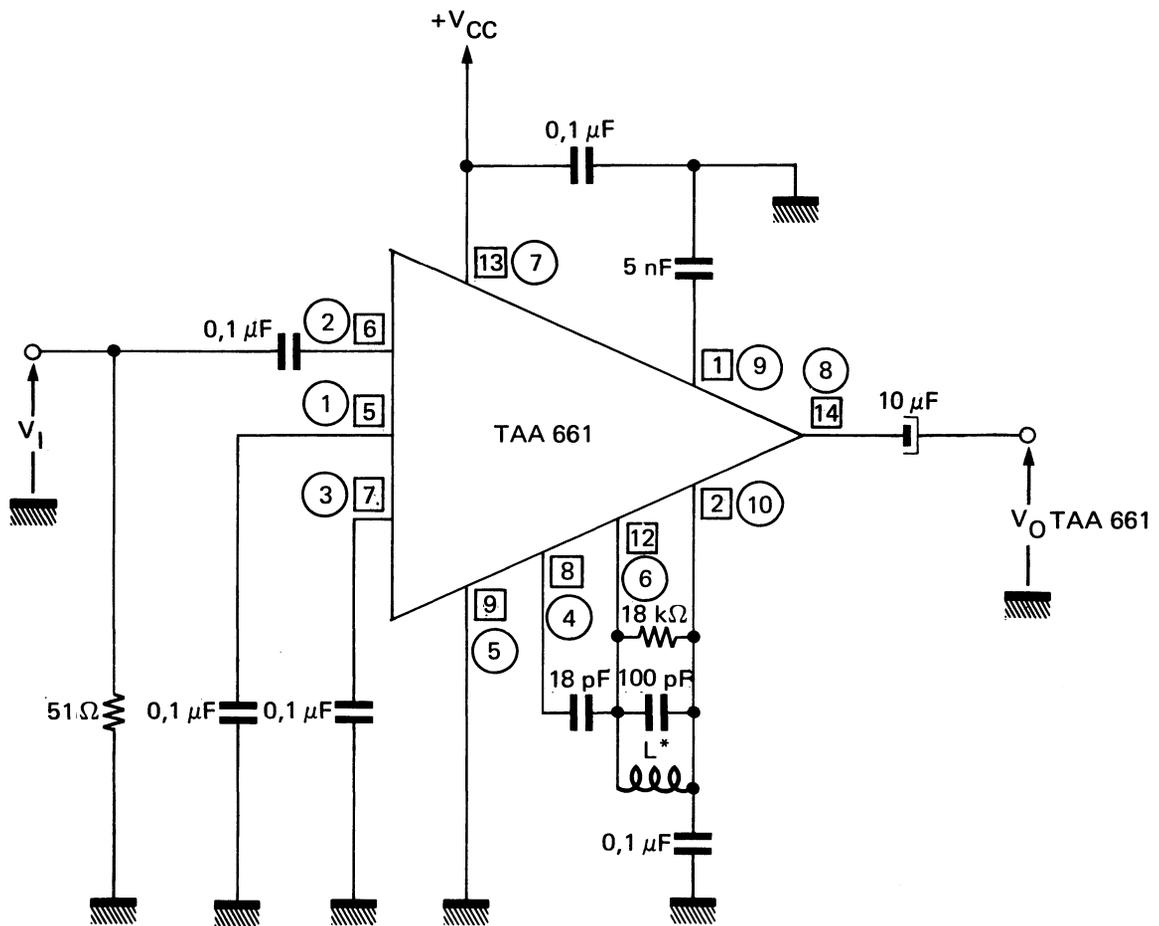


Fig. 1 SCHEMA ELECTRIQUE DU TAA '661



L* : 38 spires de fil de cuivre 10/100 émaillé renforcé
 Q à vide = 65 (avec son blindage)
 Accessoires de bobinage K 4/21, 5/05, } Néoside
 Noyau GW 4 0,5 x 10 FE 10

Fig. 2 MONTAGE DE MESURE

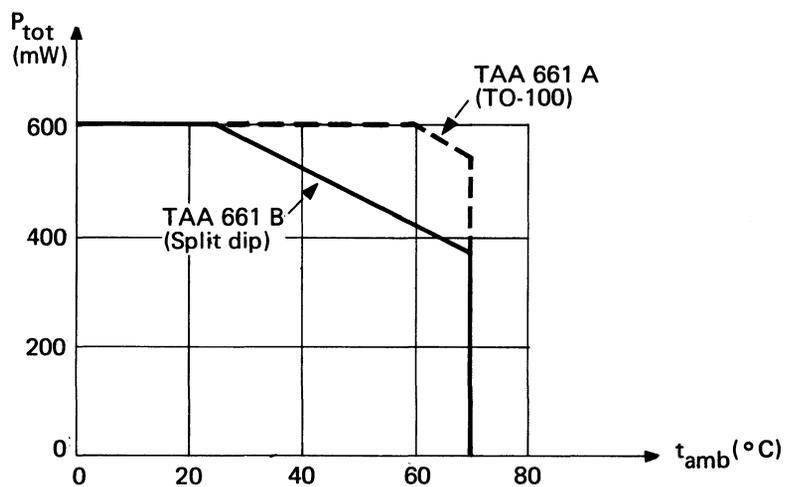


Fig. 3 CARACTERISTIQUES DE DISSIPATION

III ENCAPSULATION

Notre circuit TAA 661 est livrable au choix en deux types de boîtiers. Un indice suivant le numéro de type définit le boîtier.

Le TAA 661 A (figure 4) est monté dans un boîtier rond à 10 fils, normalisé "TO-100", il est d'aspect sensiblement équivalent au boîtier TO-5 3 fils courant, pour l'encapsulation des transistors.

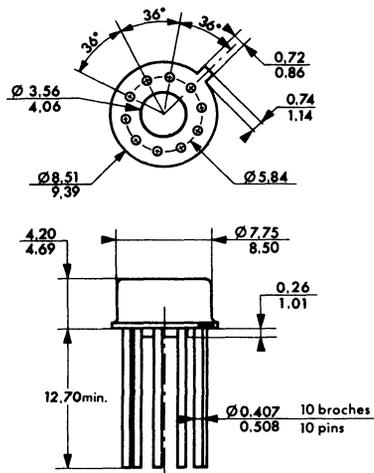


Fig. 4 BOITIER TO-100

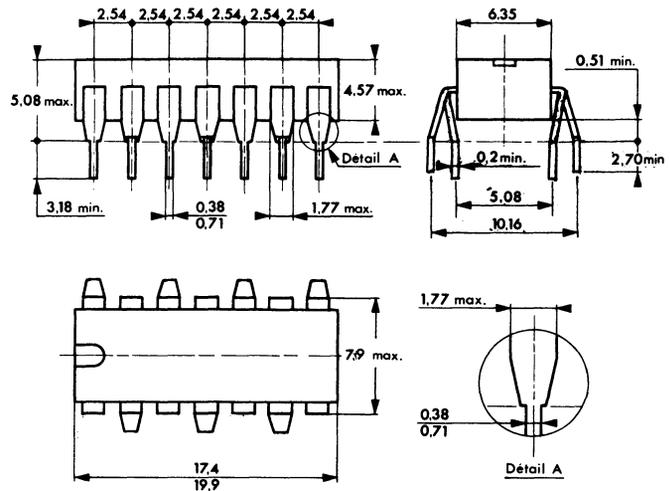


Fig. 5 BOITIER SPLIT DIP

Le TAA 661 B est monté et surmoulé en boîtier "Split Dip" (figure 5), à 14 broches qui sortent sur les côtés du boîtier, elles sont rabattues en quinconce au lieu d'être en ligne comme pour le Dip.

Le boîtier "Split Dip" présente les avantages suivants :

- Ses broches sont rigides, leurs entraxes sont rigoureusement définis d'où une facilité d'enfichage dans un circuit imprimé,
- La dissymétrie des pliages des broches forme un "détrompeur" efficace: ce n'est pas le cas avec un boîtier Dip ordinaire ni avec un TO-100,
- Les entre axes entre les broches sont de $\sqrt{2}$ fois plus importants que pour les boîtiers Dip ordinaires, cela permet de réaliser aisément le circuit imprimé en simple face comme il est seulement pensable financièrement dans les techniques "Grand Public".

IV DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT

Le circuit TAA 661 est un circuit intégré réalisé sur une pastille de silicium de 1mm x 1,4 mm comprenant 28 transistors dont 6 câblés en diode et 21 résistances. Un schéma synoptique de ce circuit est représenté figure 6, il se divise en 4 parties :

- Un amplificateur-limiteur à contre-réaction totale en continu composé de 4 étages différentiels,
- Un discriminateur FM à coïncidence à "double alternance",
- Un étage de sortie constitué d'un émetteur-suiveur,
- Une alimentation régulée

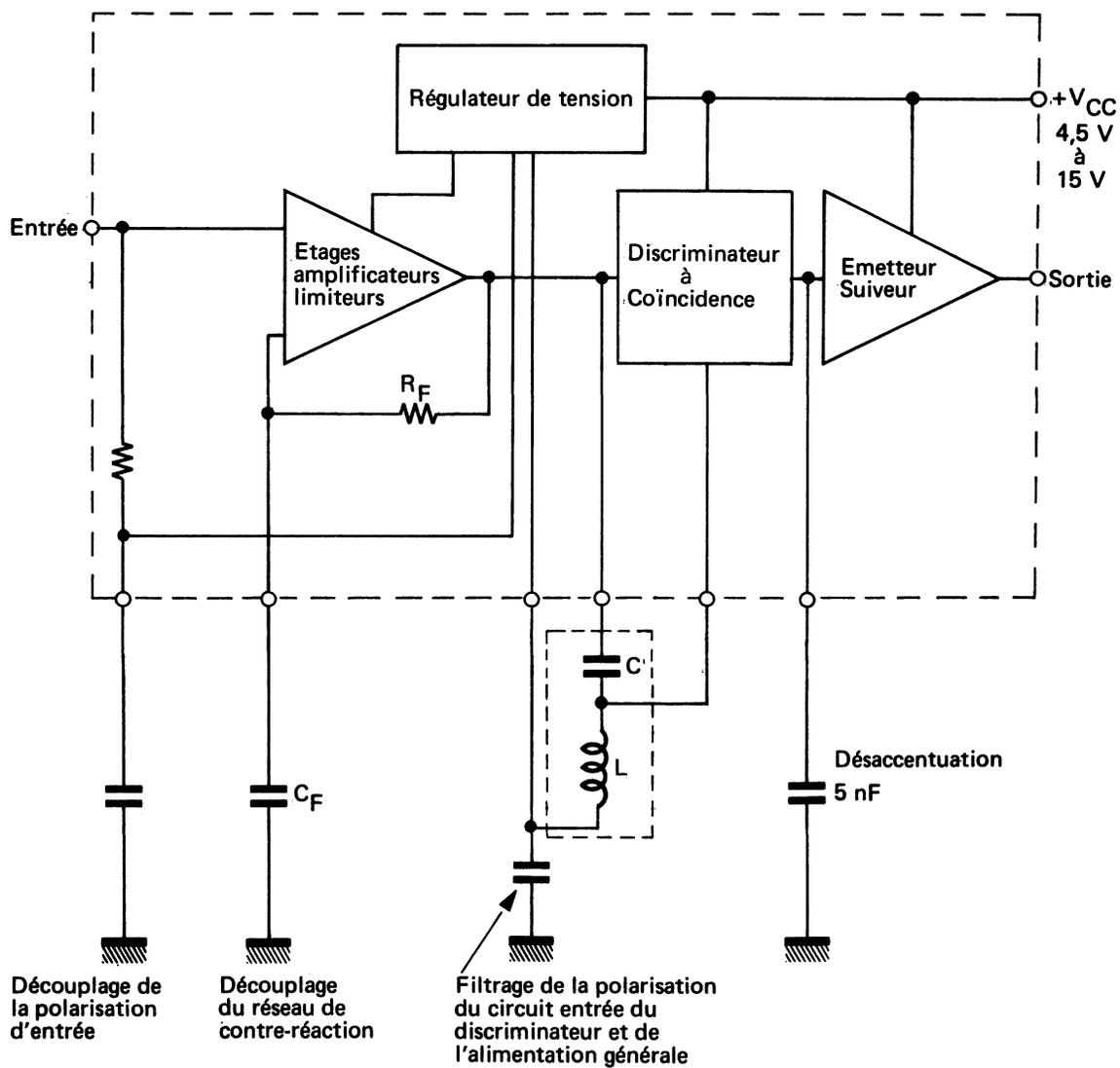


Fig. 6 SYNOPTIQUE DU TAA 661

Pour se débarrasser énergiquement de la modulation d'amplitude parasite du signal d'entrée (fig. 7 a), il ne suffit pas de transformer les signaux d'entrée en une onde carrée d'amplitude constante, il est de plus nécessaire que l'onde ait un facteur de forme constant.

La première courbe du signal (fig. 7b) montre un résultat satisfaisant puisque l'information en amplitude contenue dans le signal n'apparaît d'aucune manière. L'amplificateur n'a retransmis que les signaux compris dans une faible fenêtre "à cheval" sur la référence.

La deuxième courbe du signal de sortie (fig. 7 c) montre les inconvénients d'une limitation mal centrée qui laisse passer l'information d'amplitude convertie en modulation de largeur, ce défaut serait dû à un déséquilibre des polarisations de premier étage différentiel.

La troisième courbe (figure 7d) illustre les effets d'une limitation par un amplificateur à gain trop faible en rapport au signal d'entrée. La modulation d'amplitude subsiste sous la forme d'une modulation de la pente des flancs de l'onde de sortie.

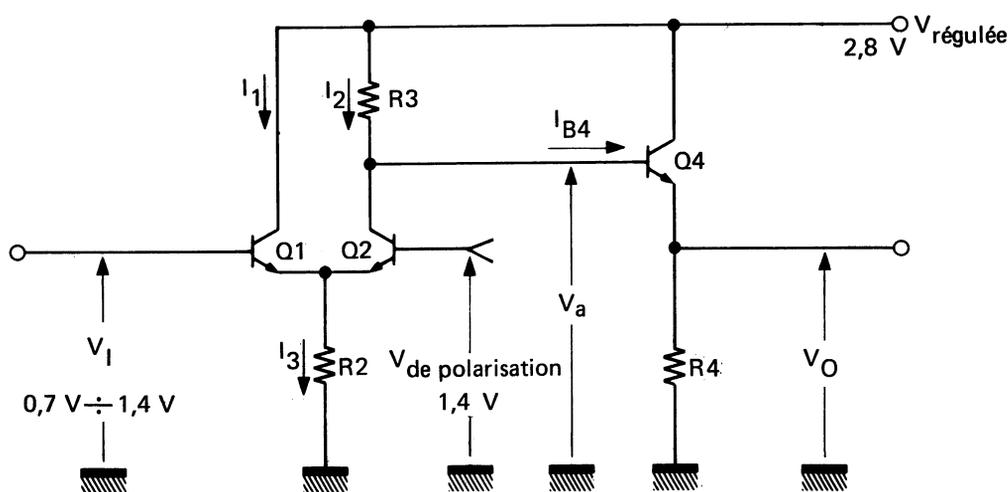


Fig. 8 PRINCIPE D'UN DES ETAGES AMPLIFICATEURS-LIMITEURS

Chaque étage est formé d'une paire de transistors identiques Q1 et Q2 montés en différentiel (fig. 8). Au repos, les polarisations sont équilibrées de façon telle que les courants I_1 et I_2 soient égaux.

En continu, les tensions de jonctions base-émetteur de Q1 et Q2 se compensent dans leurs évolutions en fonction de la température, cela rend la tension "V_{sortie}" indépendante de la température bien que nous ayons à faire à un amplificateur de tension: La tension maximale de V_a est sensiblement égale à $V_{régulée}$ (2,8 V) quand Q2 est bloqué

$$V_a \max \approx V_{régulée} \approx 2,8 \text{ V (à } R3 \cdot I_{B4} \text{ près).}$$

La tension V_a sera minimale quand Q1 est bloqué et donc pour I_2 égal à I_3 .

$$V_a \min \approx V_{régulée} - R3 I_3 \approx 1,4 \text{ V}$$

Le courant I_3 , qui est fonction de $V_{polarisation}$ et de $R2$, est défini pour que Q2 ne soit jamais saturé. ($V_{polarisation} 1,4 \text{ V}$ et $\frac{R3}{R2} = 2$)

En haute fréquence, l'amplificateur différentiel présente une transconductance inverse (Y_{12}) très faible ce qui est favorable à la stabilité HF. Toujours dans le sens d'une parfaite stabilité HF, chaque étage est attaqué sous la faible impédance que présente l'émettodyne de l'étage précédent.

Pour les signaux forts à l'entrée, les étages fonctionnent par tout ou rien. Ce genre de fonctionnement en limitation peut être celui d'une partie ou de la totalité de la chaîne suivant l'amplitude de l'injection. Sachant qu'en commutation, une grande partie des retards au blocage est due au temps d'écoulement des excédents des charges de base stockées pendant la saturation, notre circuit qui ne sature jamais ses transistors, est dans les meilleures conditions pour commuter en haute fréquence. La tension collecteur émetteur V_{CE} de Q2 (fig. 8) est au minimum de 0,7 V.

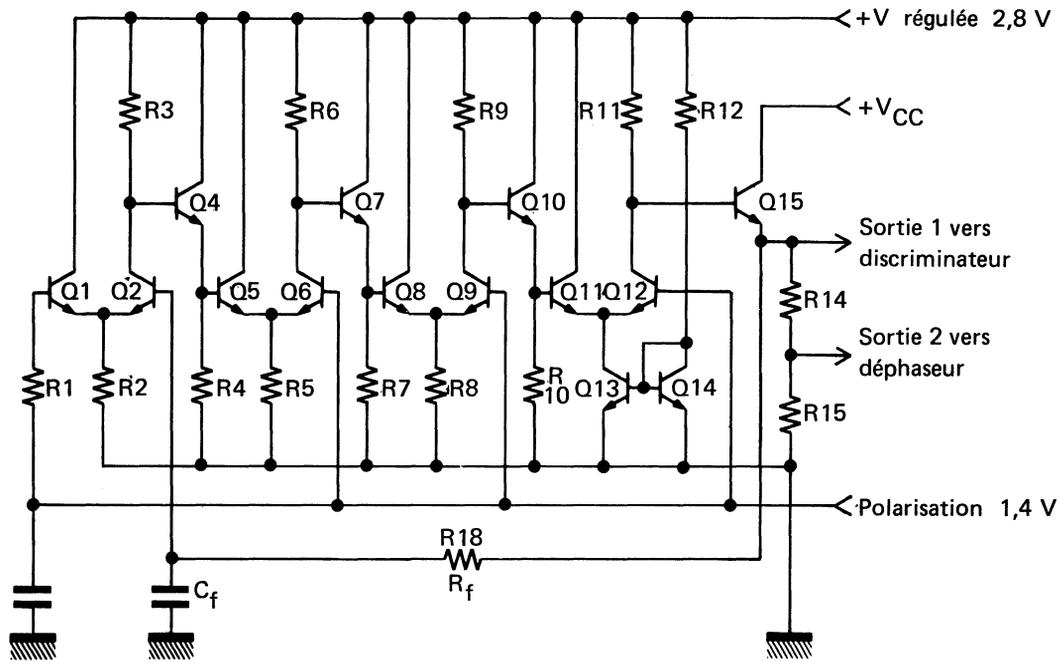


Fig. 9 SCHEMA DE L'AMPLIFICATEUR-LIMITEUR

Pour palier les défauts de centrage décrits précédemment page 8 figure 7, un circuit de contrôle automatique de polarisation du premier différentiel asservit le point de fonctionnement des étages. Ce circuit constitué de RF et CF asservit, en l'absence de signal d'entrée, la tension de sortie 1 à la valeur de la tension de polarisation (1,4 V). En présence d'un signal, c'est la valeur moyenne de la tension de sortie 1 qui est asservie, la polarisation de Q2 sera donc celle qui assure une forme symétrique au signal de sortie.

Pour renforcer les caractéristiques de limitation du dernier étage différentiel (Q11, Q12), un générateur de courant constant constitué d'une paire de transistors (Q13, Q14) remplace la résistance d'émetteur.

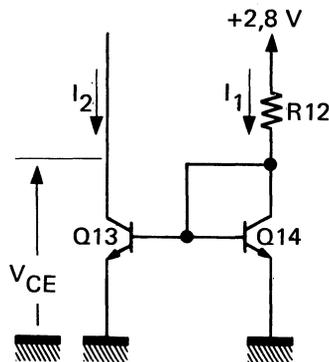


Fig. 10 GENERATEUR DE COURANT DU DERNIER ETAGE AMPLI-LIMITEUR

Le courant I_2 est l'image du courant I_1 qui est défini par R12, il est indépendant de V_{CE} (Q13).

IV - 2 DISCRIMINATEUR

Avant d'exposer le principe du discriminateur, rappelons succinctement les caractéristiques d'un circuit résonnant série, elles sont à la base du principe du discriminateur.

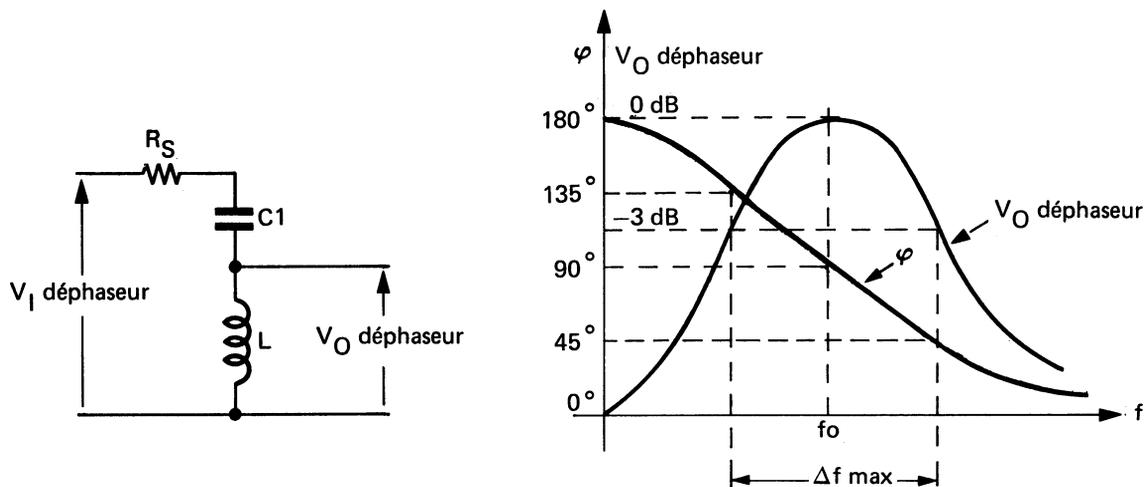


Fig. 11 a RESEAU DEPHASEUR L.C.

Fig. 11 b TRANSFERT ET PHASE DU RESEAU L.C.

Le circuit simplifié de la figure 11a présente une caractéristique de phase représentée figure 11b, le point 90° est toujours lié à la résonance f_0 . La pente de la courbe de phase est fonction du facteur de qualité en charge Q_C du circuit. Autour de f_0 la phase φ est proportionnelle à la fréquence dans la mesure où $\Delta f/f_0$ est petit devant $1/Q_C$.

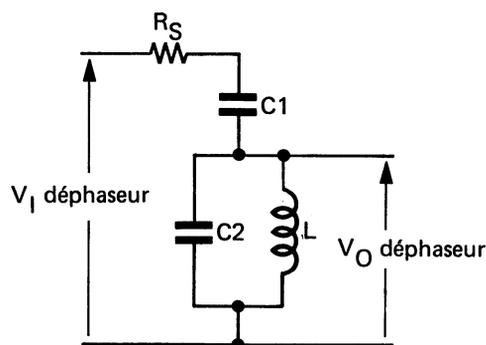


Fig. 12 RESEAU DEPHASEUR COMPLEXE

Le circuit de la figure 12 présente, pour une même self L que celle de la figure 11a, un Q en charge apparent plus élevé. Le point 90° est comme précédemment lié à f_0 . La tension de sortie V_0 déphaseur est plus faible pour le circuit de la figure 12a à facteur de qualité égale.

Nous développerons plus en détail le problème du réseau déphaseur dans le chapitre V - 1.

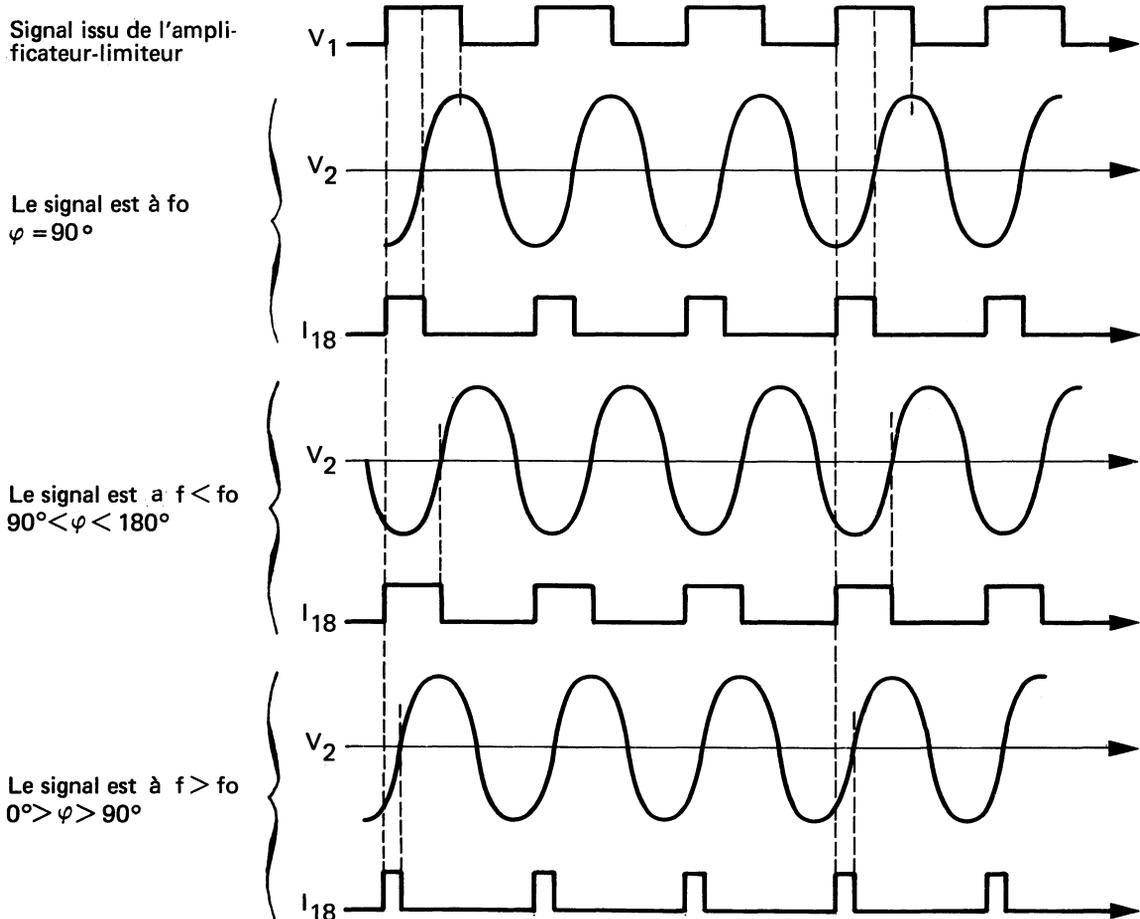
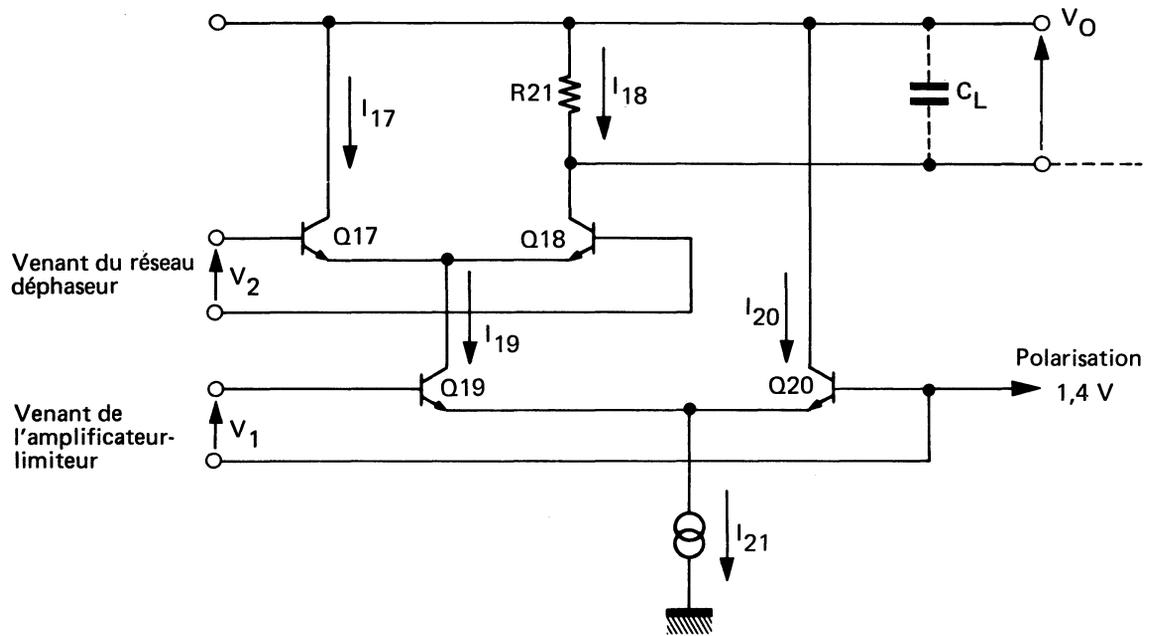


Fig. 13 DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE (Principe de base) ET SIGNAUX CORRESPONDANTS

Pour le circuit simplifié de la figure 13 , en absence de tensions de commande V_1 et V_2 , les transistors Q17 et Q18, ont des courants collecteur identiques, $I_{17} = I_{18} = I_{19}/2$, les transistors Q19 et Q20 qui sont aussi appariés ont leurs courants égaux $I_{19} = I_{20} = I_{21}/2 = I_{18}/4$.

Dans la fonction discriminateur cet étage est commandé en tout ou rien par les tensions V_1 et V_2 . Le courant collecteur I_4 qui circule dans la charge de sortie sera un créneau d'amplitude I_{21} , de durée variant linéairement avec la phase φ de V_2 par rapport à V_1 (figure 13) . La valeur moyenne de la tension de sortie V_O variera aussi linéairement avec la phase φ . Remarquons que l'étage vu par la résistance de charge R_{21} est équivalent à un générateur de courant, donc d'impédance infinie, nous reviendrons au chapitre V - 1 sur les problèmes pratiques que pose cette caractéristique.

La tension de sortie moyenne V_O est fonction du facteur de forme des signaux V_1 et donc des imperfections de l'amplificateur-limiteur et des parasites. Nous avons adopté un schéma plus compliqué mais moins sensible aux variations parasites de la largeur de V_1 (figure 14).

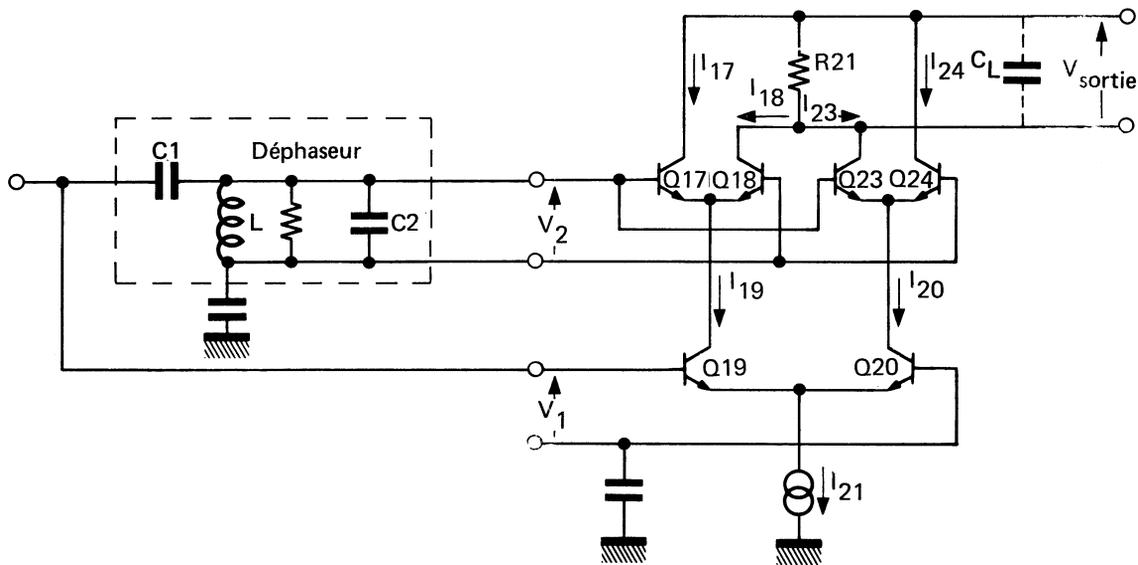
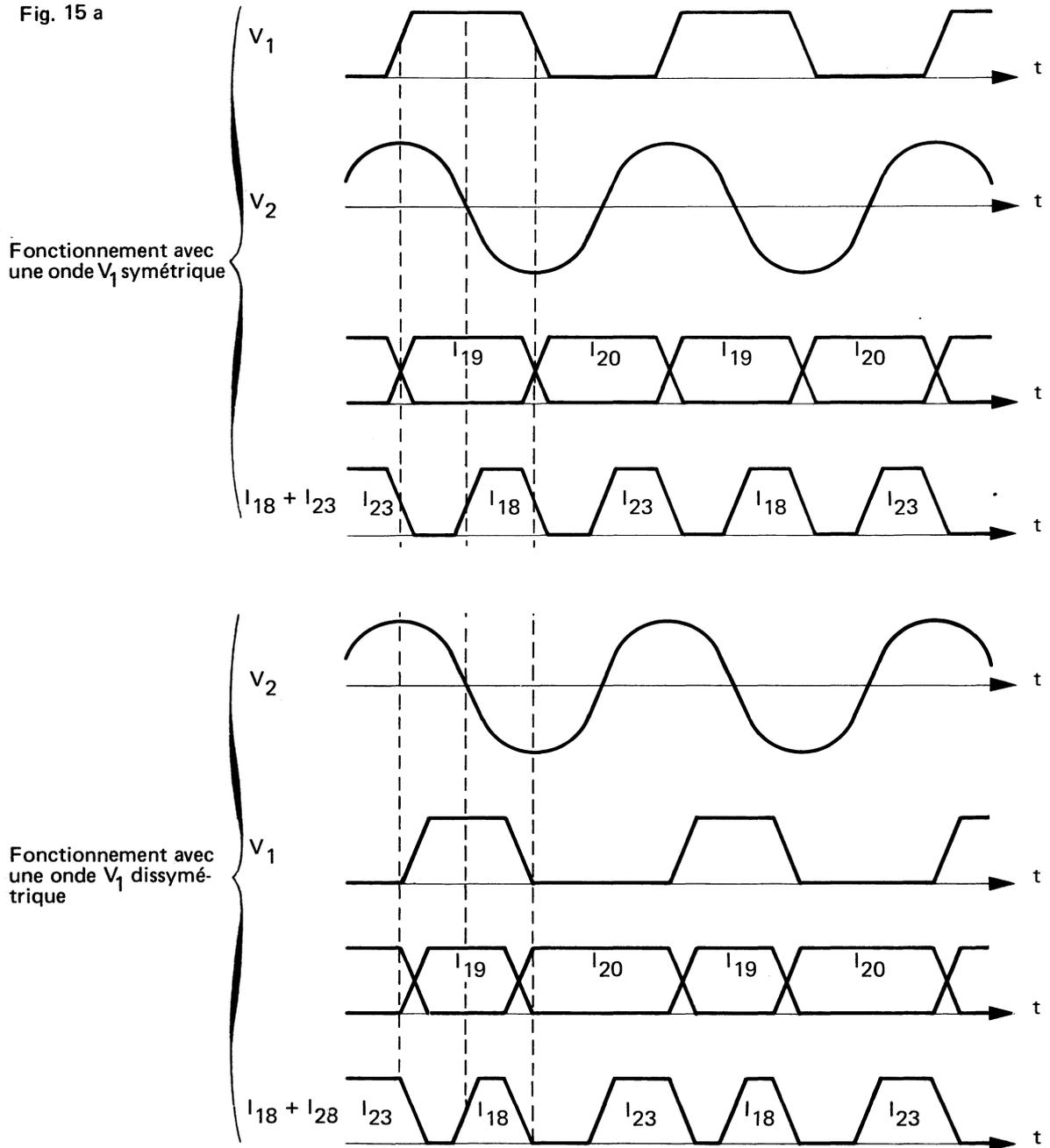


Fig. 14 DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE SUR LES DEUX ALTERNANCES (Principe adopté)

Le discriminateur double alternance adopté de la figure 14 est la combinaison de deux circuits élémentaires de la figure 13 , les variations de la forme d'onde d'entrée V_1 provoquent des variations proportionnelles de la durée de conduction de Q18 (I_{18}) mais elles sont compensées par les variations de la durée de conduction de Q23 (I_{23}). Comme pour le circuit simplifié, la valeur moyenne de $(I_{18} + I_{23})$ et de la tension de sortie varient linéairement avec la phase φ de V_1 par rapport à V_2 , mais la tension de repos de sortie est beaucoup plus stable.

Fig. 15 a



Le générateur de courant I_{21} est constitué comme le montre la figure suivante (figure 15 b).

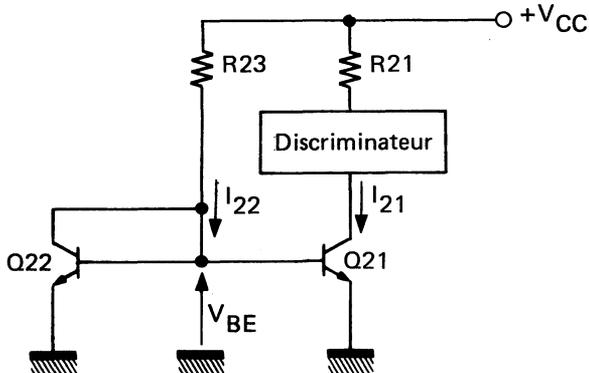


Fig. 15 b GENERATEUR DE COURANT

$$I_{21} \neq I_{22}$$

$$I_{22} = (V_{CC} - V_{BE}) \frac{1}{R_{23}}$$

La résistance R23 égale R21

$$I_{21 \text{ crête}} = (V_{CC} - V_{BE}) \frac{1}{R_{21}}$$

IV - 3 ETAGE DE SORTIE

A la sortie du discriminateur , après avoir intégré les créneaux de sortie selon une constante de temps qui tient compte de la désaccentuation ($50 \mu s$) nécessaire et normalisée, un étage émetteur-suiveur abaisse l'impédance pour permettre de véhiculer sans problème le signal. La sortie (broche 14 en Dip) (8 en TO-100) peut être chargée à travers un condensateur par une résistance R_L de $2,5 \text{ k}\Omega$ minimum pour 12 V de V_{CC} et V_O basse fréquence $1,2 \text{ V}$ efficace.

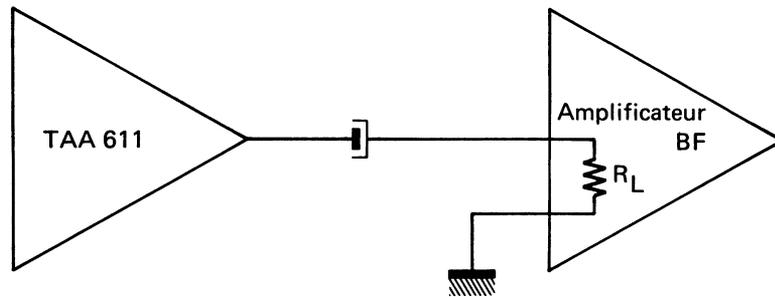


Fig. 16 a CIRCUIT DE LIAISON NORMAL

Eventuellement, pour des applications particulières qui chargeraient le circuit par une résistance inférieure à $2,5 \text{ k}\Omega$, il est nécessaire de modifier le courant de repos émetteur-suiveur, en intercalant une résistance entre la sortie en continu et la masse.

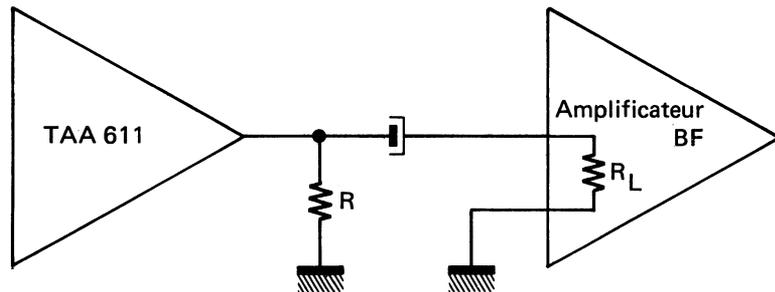


Fig. 16 b CIRCUIT DE LIAISON POUR UNE CHARGE $< 2,5 \text{ k}\Omega$

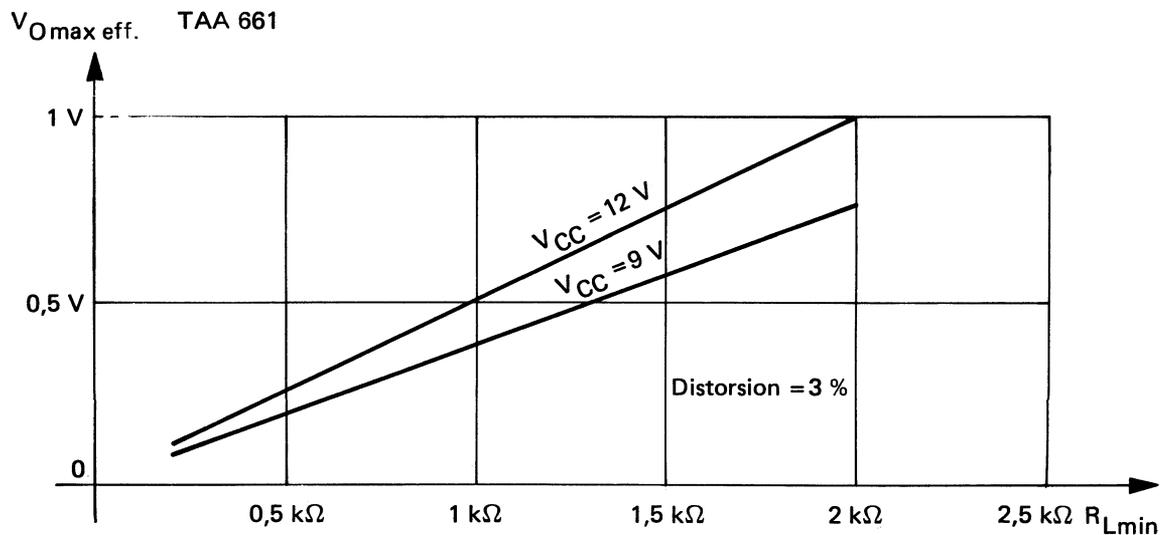


Fig. 16 c TENSION DE SORTIE BF MAX POSSIBLE EN FONCTION DE LA CHARGE

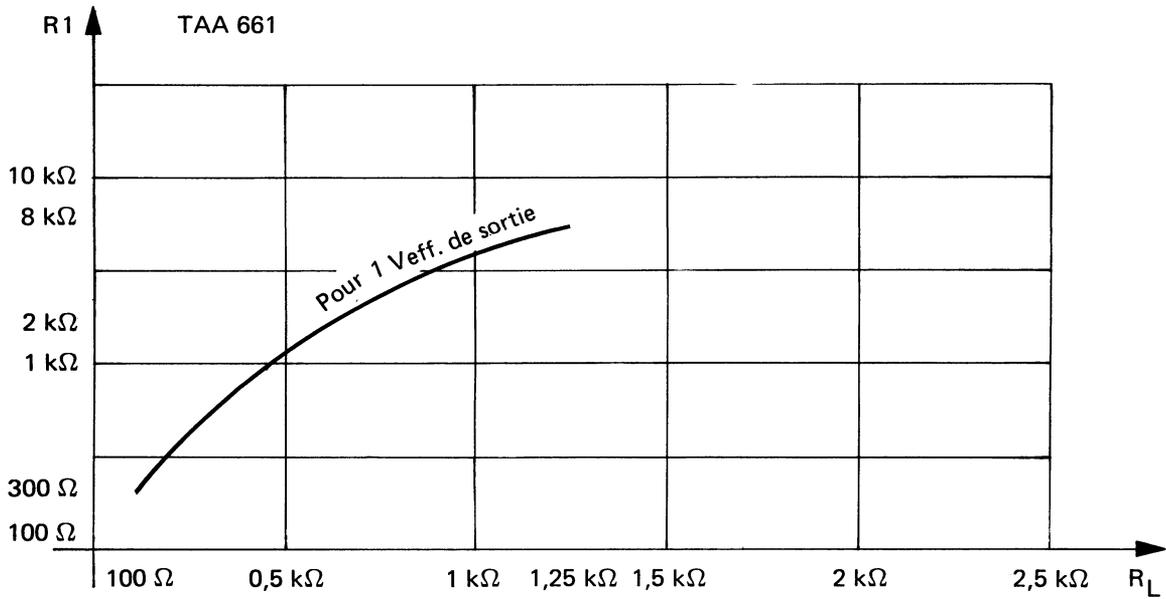


Fig. 16 d RESISTANCE A INTERCALER COMME FIG. 16 b POUR OBTENIR 1 Veff SANS DISTORSION NOTABLE

IV - 4 ALIMENTATION REGULEE

Pour se libérer facilement des impératifs sévères d'alimentation (4,5 V à 15 V) ainsi que pour assurer la stabilité des circuits, une régulation interne est incluse dans le dispositif. La source de tension de référence est constituée d'un empilement de cinq transistors montés en diode. Plusieurs tensions de polarisation sont prélevées sur des points intermédiaires du pont de référence. Un ballast série fournit la tension d'alimentation à toute la chaîne d'amplificateurs-limiteurs.

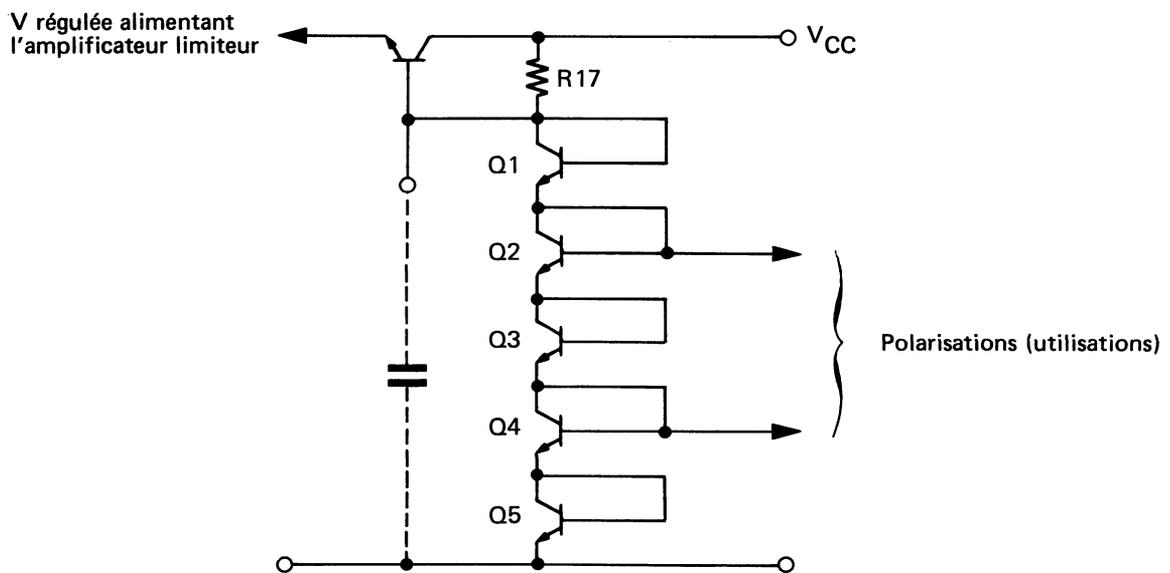


Fig. 17 ALIMENTATION REGULEE

V CARACTERISTIQUES GENERALES DE FONCTIONNEMENT

Il a été noté que le TAA 661 fonctionne correctement pour des tensions d'alimentation variant de 4,5 V à 15 V. D'autre part, le courant consommé à 12 V est de 17 mA (valeur typique).

La bande de fréquences de travail s'étend de 50 Hz à 30 MHz et le gain de tension de la partie amplificateur-limiteur est de 77 dB à 5,5 MHz.

La tension minimale d'entrée qui garantit une limitation en sortie de l'amplificateur-limiteur est de 50 μV . Nous considérons comme le seuil de limitation, la tension d'entrée qui fournit en sortie du limiteur la tension maximale moins 3 dB.

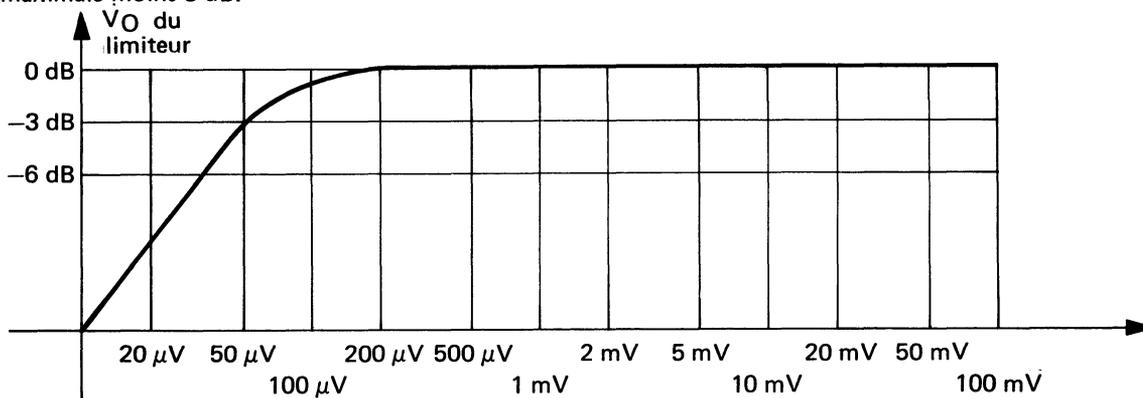


Fig. 18 CARACTERISTIQUE DE LIMITATION DE L'AMPLIFICATEUR LIMITEUR

La réjection des signaux modulés en amplitude est assurée aussi bien par les effets de limitation des étages amplificateurs différentiels que par les performances du discriminateur à coïncidence double alternance. Ce dernier, en fait (voir chapitre V - 2) est insensible aux variations de rapport cyclique de la forme d'onde ayant subi l'opération de limitation.

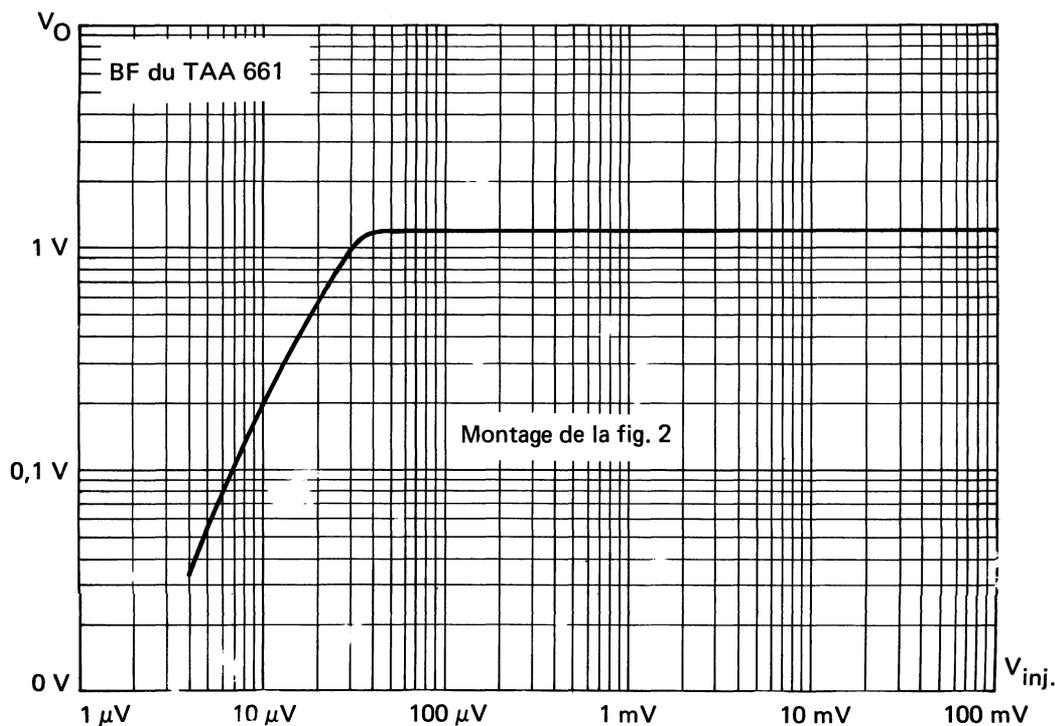


Fig. 18 a TENSION BF DE SORTIE FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE MODULEE PAR 1 kHz à ± 50 kHz

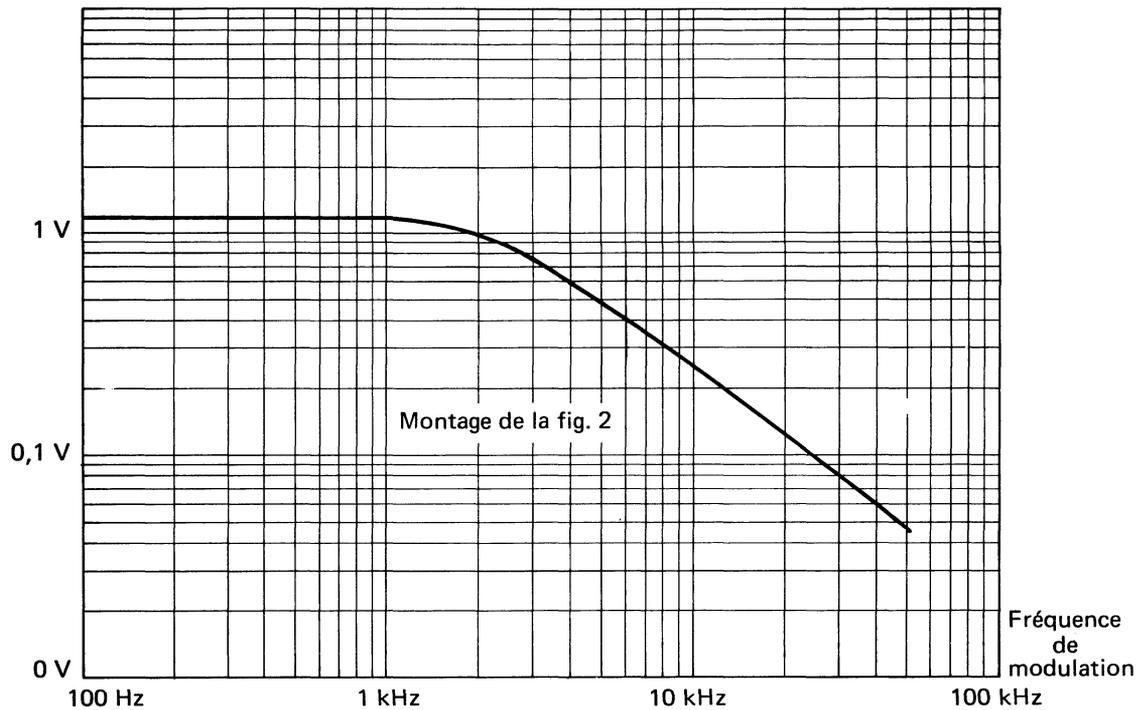


Fig. 18 b REPOSE FONCTION DE LA FREQUENCE DE MODULATION
 $\Delta f \pm 50$ kHz (EFFET DE LA DESACCENTUATION)

V - 1 CHOIX DU RESEAU DEPHASEUR

En fonction de la tension d'entrée du circuit déphaseur, deux types de fonctionnement de l'étage discriminateur sont à distinguer :

- Le régime dit "à forte injection", qui est celui où la tension de sortie V_O déphaseur (figure 20 a) du déphaseur est suffisante pour faire travailler les transistors Q17, Q18, Q22 et Q24 du discriminateur (figure 1) en "tout ou rien" malgré la forme sinusoïdale de V_O déphaseur. Ce régime est quasi parfaitement obtenu pour une tension V_O déphaseur égale ou supérieure à 100 mV efficace. La tension de sortie du TAA 661 est dans ce cas indépendante de la tension V_O déphaseur, elle est proportionnelle à la phase φ de V_O déphaseur par rapport à V_I déphaseur. La figure 19 montre que la tension de sortie du TAA 661 est indépendante de la tension d'entrée du discriminateur au-delà de 100 mV efficace.

- Le régime dit "à faible injection" qui est celui avec V_O déphaseur inférieur à 100 mV pour laquelle les transistors Q17, Q18, Q22 et Q24 conduisent proportionnellement à V_O déphaseur. Ce régime, bien qu'il fournisse aussi une réponse en S, ne sera pas étudié en détail : notre circuit TAA 661 n'est spécifié que pour un fonctionnement à "forte injection".

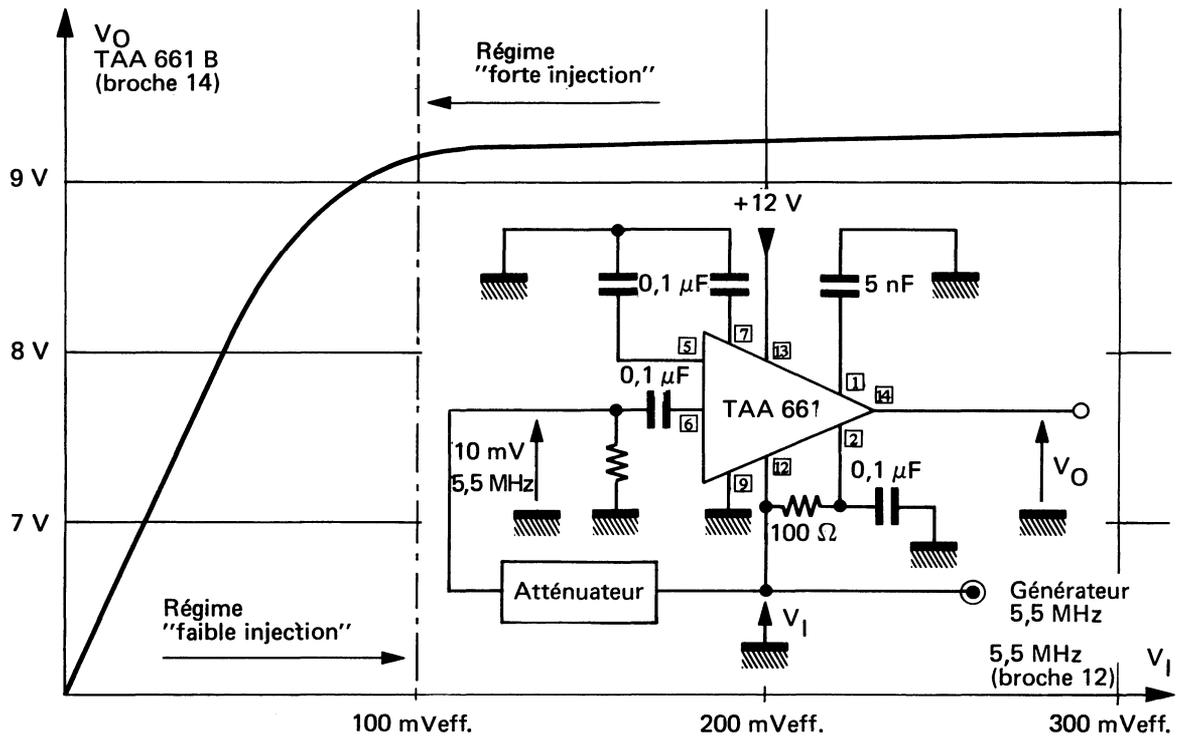


Fig. 19 REPONSE DU TAA 661 EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE SUR LE DISCRIMINATEUR ET DU MONTAGE CORRESPONDANT

Nous allons étudier le réseau de la figure 20 a, couplé au circuit TAA 661

- La fréquence de résonance f_0 du déphaseur est approximativement :

$$(1) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C1 + C2)}}$$

- La variation de phase de V_O déphaseur :

$$(2) \quad \Delta\varphi = \frac{Q_c \Delta f}{f_0} \times \frac{\pi}{2} = \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} \times \frac{\pi}{2}$$

avec Q_c le facteur de qualité du réseau en charge défini comme :

$$(3) \quad Q_c = \frac{f_0}{\Delta f_{\max}} \quad (\text{Voir figure 20 b})$$

- Le réseau est alimenté par l'amplificateur-limiteur qui délivre une onde carrée de 140 mV crête à crête sous une impédance de 50Ω . Vu l'effet de filtrage du circuit nous ne considérerons que l'amplitude de la fondamentale f_0 , le signal efficace V_I déphaseur à f_0 sera approximativement :

$$(4) \quad V_I \text{ eff déphaseur} = \frac{140}{2\sqrt{2}} = 50 \text{ mV}$$

- La tension maximale de sortie à f_0 :

$$(5) \quad V_O \text{ déphaseur} = \frac{C1}{C1 + C2} Q_c V_I \text{ eff déphaseur}$$

- Par son principe la variation de tension de sortie du discriminateur :

$$(6) \quad \begin{aligned} \Delta V_O \text{ TAA 661} &= (V_{CC} - 0,7) \frac{\Delta\varphi}{\pi} \\ &= (V_{CC} - 0,7) \frac{Q_c \Delta f}{2 f_0} \end{aligned}$$

avec Δf , l'excursion totale de fréquence du signal à démoduler :

- La tension efficace BF de sortie

$$(7) \quad V_O \text{ TAA 661 eff BF} = 0,18 (V_{CC} - 0,7) Q_C \frac{\Delta f}{f_o}$$

Pour le réseau déphaseur de la figure 20 a :

$$(8) \quad \frac{1}{Q_C} = \frac{1}{Q_L \text{ vide}} + \frac{1}{R_p (C_1 + C_2) \omega_o} + R_S \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \omega_o$$

nous avons appelé R_p la résistance physique câblée en parallèle sur la self, la qualité de la self est définie par Q_L vide.

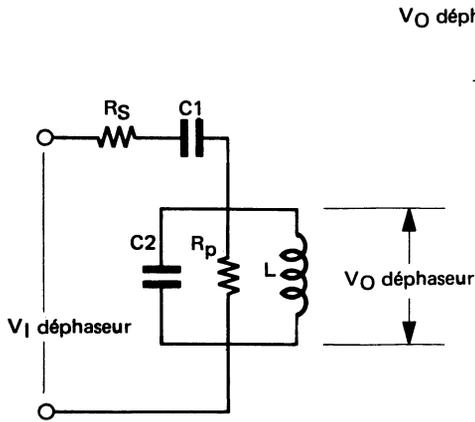


Fig. 20 a RESEAU DEPHASEUR

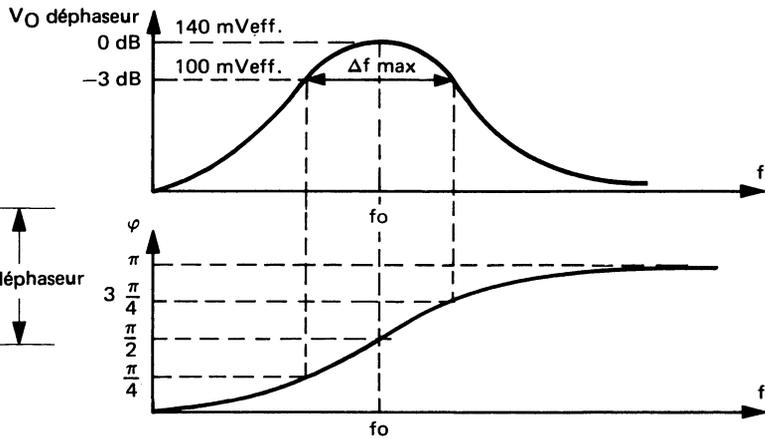


Fig. 20 b REPONSE EN PHASE ET EN AMPLITUDE DU RESEAU DE LA FIG. 20 a

Exemple de calcul

Nous nous posons le problème de démoduler le SON FM d'un téléviseur de standard C.C.I.R.

$$\begin{aligned} f_o &= 5,5 \text{ MHz} \\ \Delta f &= 100 \text{ kHz } (\pm 50 \text{ kHz}) \\ V_{CC} &= 12 \text{ V} \\ V_O \text{ TAA 661 eff.} &= 1 \text{ V} \end{aligned}$$

1°) Calcul du facteur de qualité Q_C de (7)

$$Q_C = \frac{f_o}{\Delta f} \times \frac{V_O \text{ TAA 661 eff.}}{0,18 (V_{CC} - 0,7)} = 27$$

2°) Pour garantir un fonctionnement en régime à " forte injection " dans la plage $\Delta f = f_o/Q_C$ la tension V_O déphaseur doit être de 140 mV efficace sur f_o de (5)

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{Q_C} \times \frac{V_O \text{ eff. déphaseur}}{V_I \text{ eff. déphaseur}} = 0,1074$$

3°) Si nous faisons l'économie de R_p (pas de R_p physique) de (8)

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \left(\frac{1}{Q_C} - \frac{1}{Q_L \text{ vide}} \right) \times \frac{1}{R_S \omega_o}$$

nous avons évalué Q_L à vide à 55

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \left(\frac{1}{27} - \frac{1}{55} \right) \times \left(\frac{1}{50 \times 2\pi \times 5,5 \times 10^6} \right)^{-1} = 10,4$$

$$C_2 = 10,4/0,1074 = 97 \text{ pF}$$

$$C_1 = 10,8 \text{ pF}$$

4°) Le rapport signal/bruit sera la tension de bruit en sortie (étant de 0,4 mV efficace, chapitre II) sur la tension BF de 1V. $\frac{1000}{0,4} = 2500$ soit 68 dB

5°) La distorsion due au réseau déphaseur sera : $D \% = \frac{100}{3} \times \left(\frac{Q_C \Delta f}{2 f_o} \right)^2 = \frac{100}{3} \times \left(\frac{27 \times 1}{55 \times 2} \right)^2 = 2 \%$

Pour les fréquences éloignées de la fréquence de résonance f_0 , la tension de sortie du déphaseur V_O , deviendra obligatoirement inférieure aux 100 mV efficaces nécessaires pour que le discriminateur travaille en régime "forte injection". Le meilleur compromis entre le régime "forte injection" et la réponse minimale en dehors de la gamme utile est le choix de $C1/C1 + C2$ qui donne 140 mV efficace en sortie du déphaseur à f_0 , à Q_C égal .

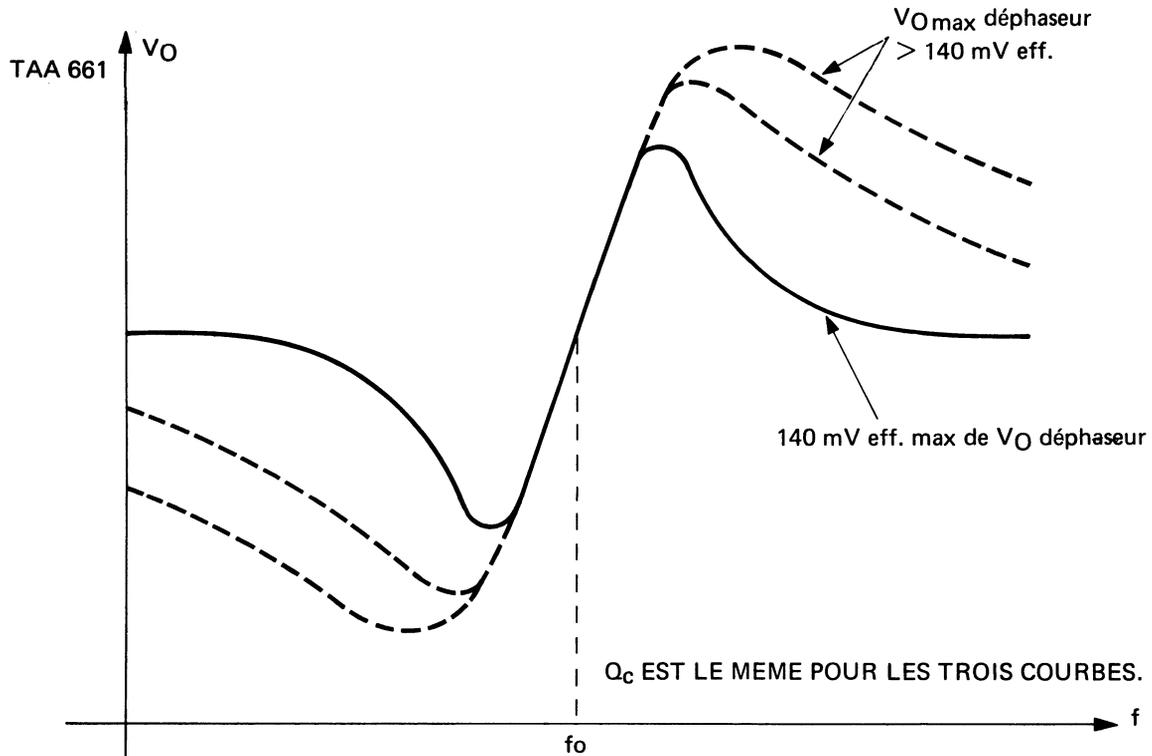


Fig. 21 EFFET DE LA TENSION DE SORTIE DU DEPHASEUR V_O SUR LA COURBE DE SORTIE V_O DEPHASEUR TAA 661 FONCTION DE LA FREQUENCE.

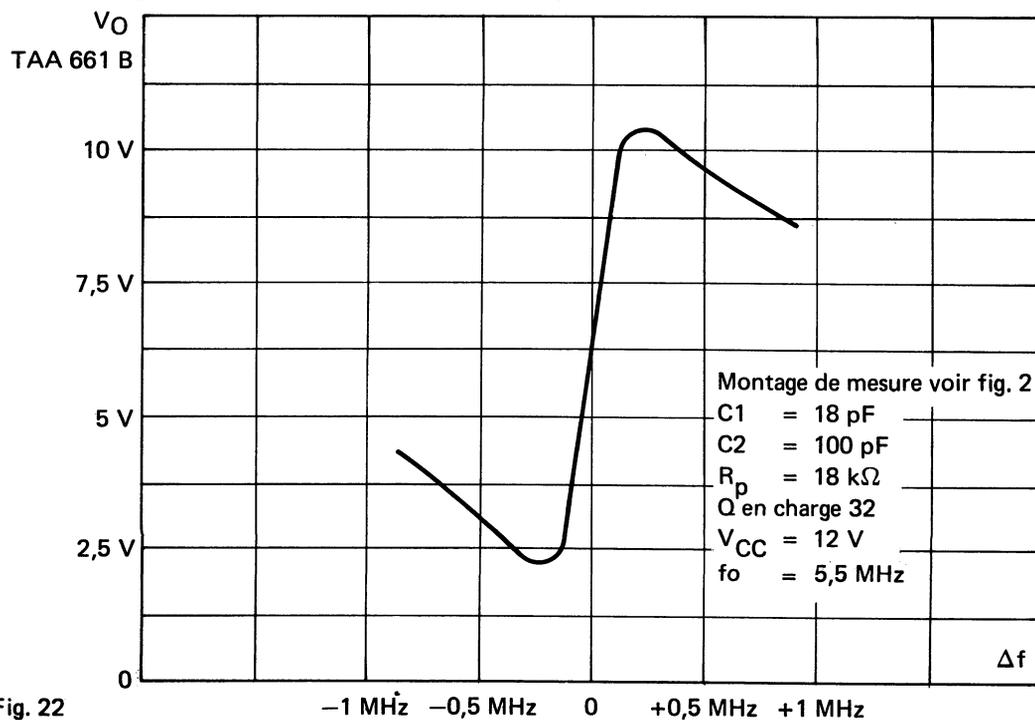


Fig. 22

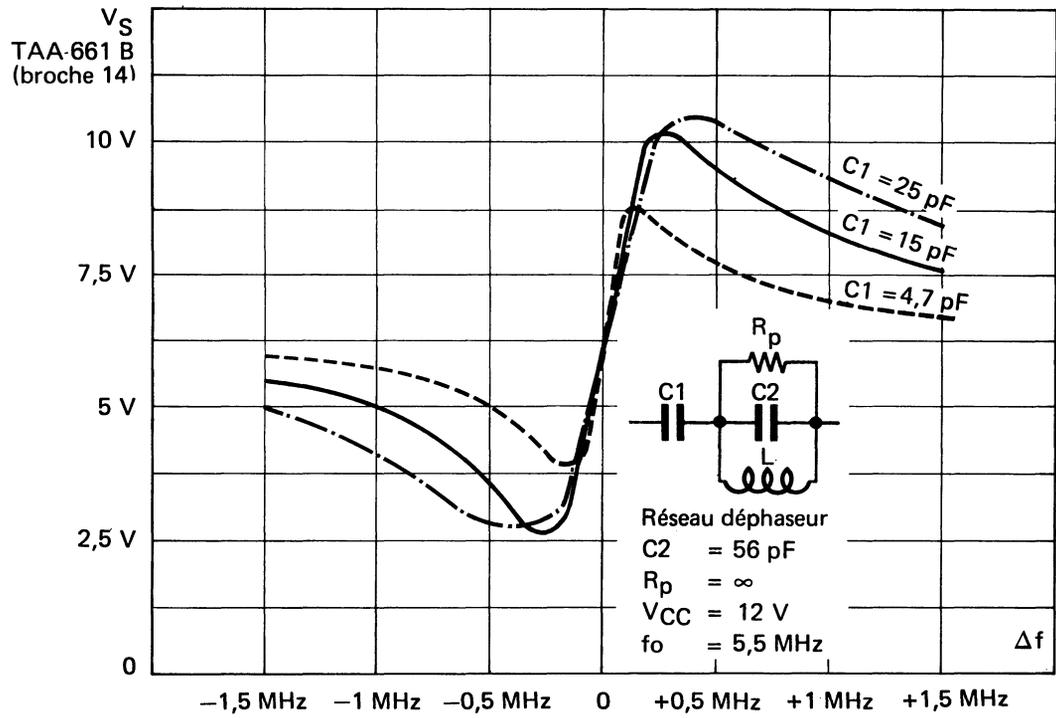


Fig. 23

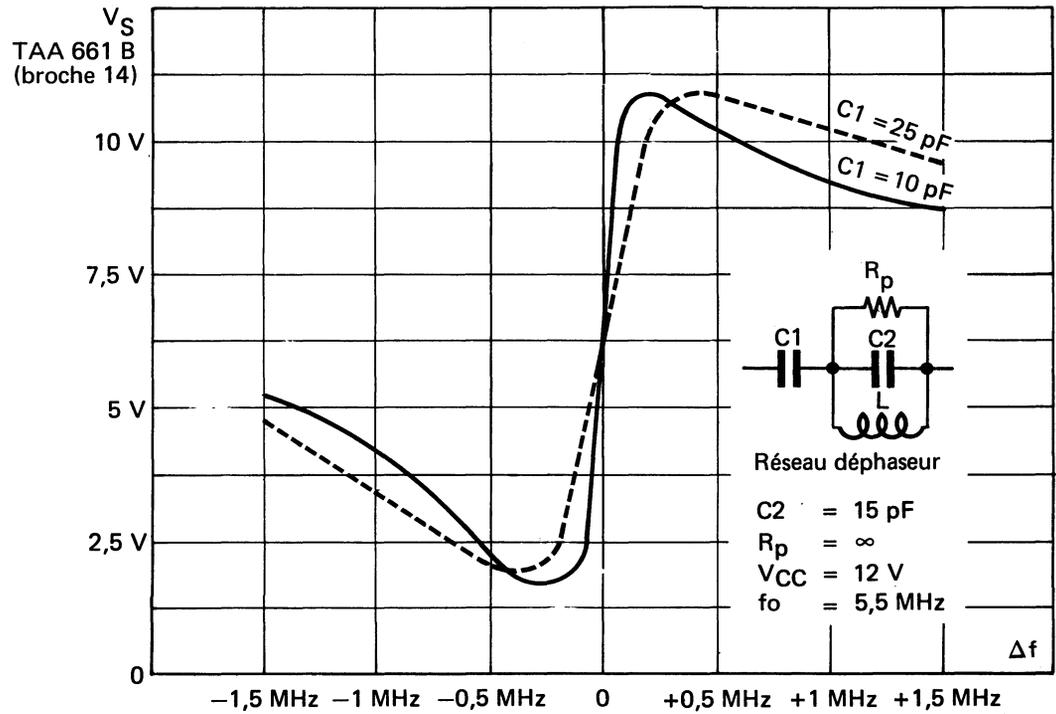


Fig. 24

Les figures 22 - 23 - 24 sont des résultats pratiques qui illustrent l'effet de $C1$ sur la protection latérale.

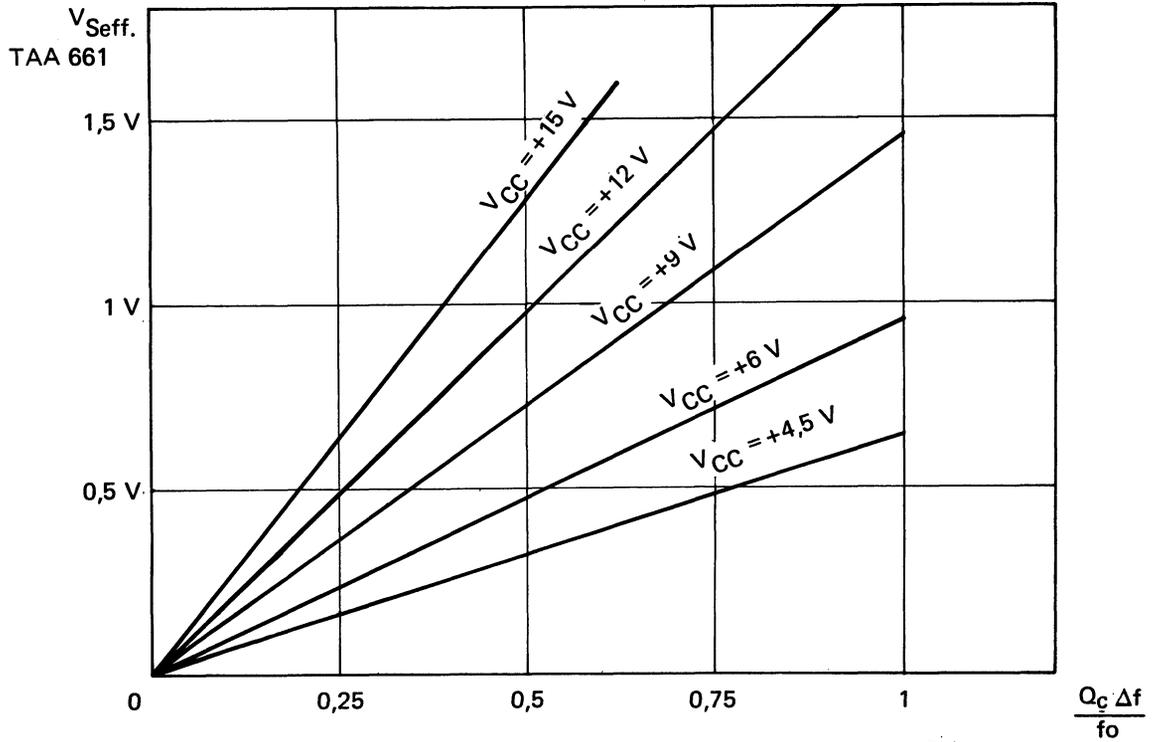


Fig. 25 TENSION DE SORTIE EFFICACE BF EN FONCTION DE $\frac{Q_c \Delta f}{f_0}$

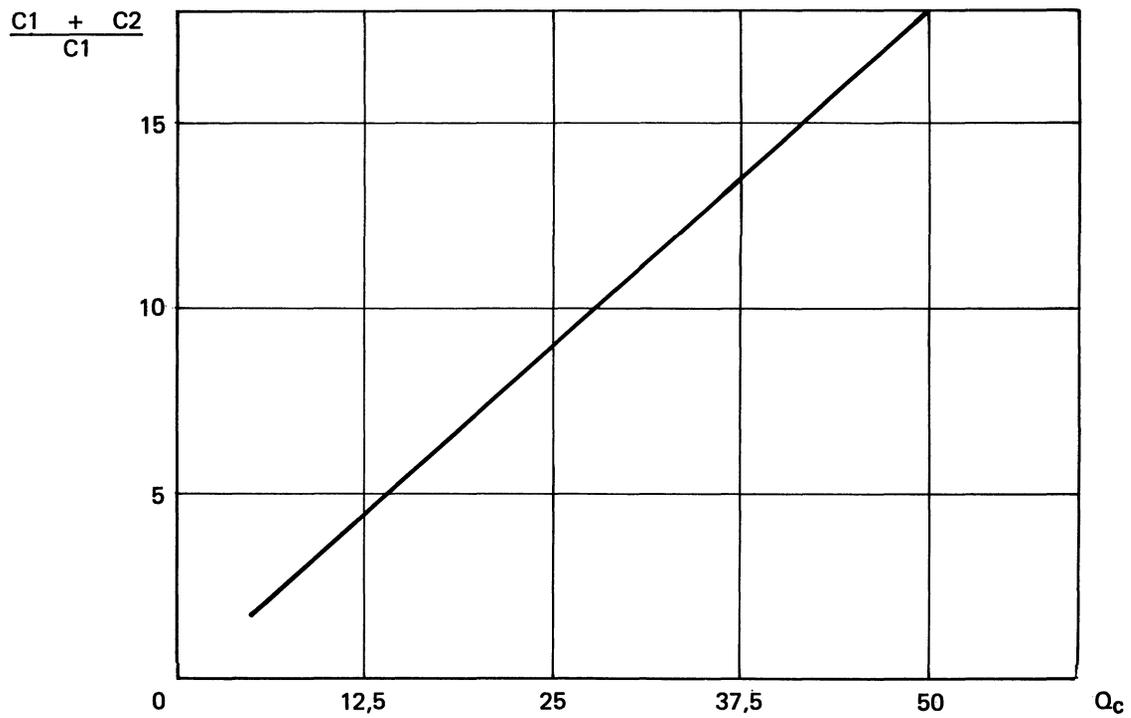


Fig. 26 RAPPORT $\frac{C1 + C2}{C1}$ A CHOISIR POUR AVOIR 100 mVeff MINIMUM EN SORTIE DU DEPHASEUR DANS LA GAMME $\Delta f_{max.}$ (ou 140 mVeff max. sur f_0)

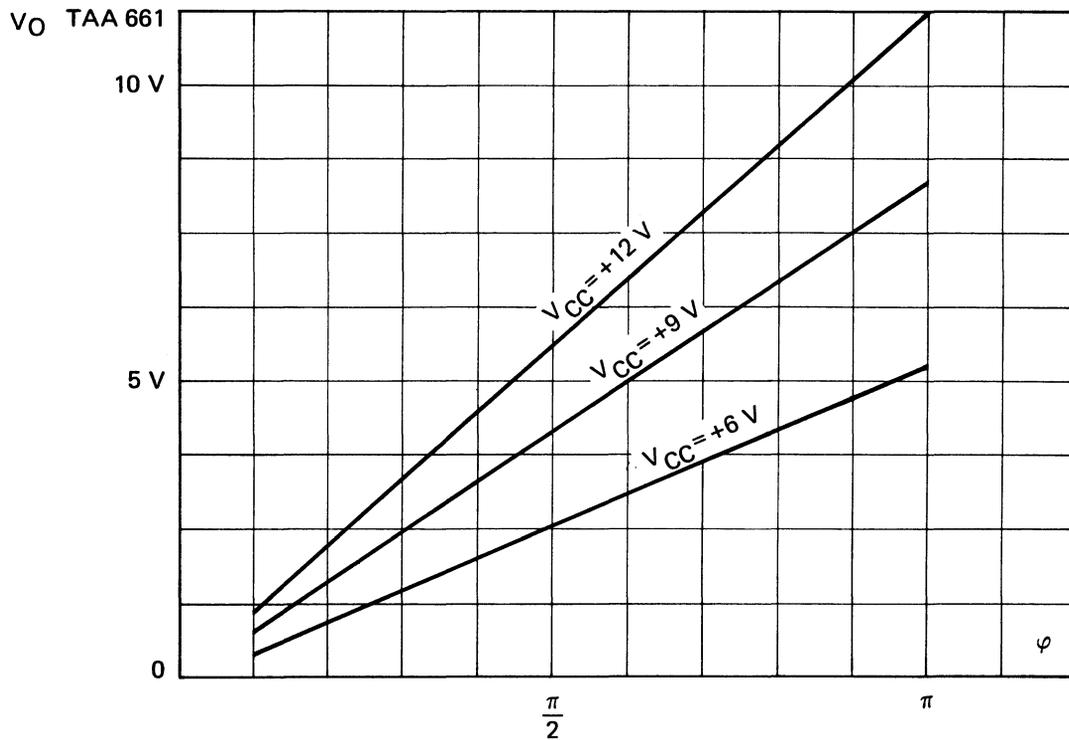


Fig. 27 TENSION CONTINUE DE SORTIE FONCTION DE LA PHASE φ DE V1 PAR RAPPORT A V2 (MONTAGE FIG. 24)

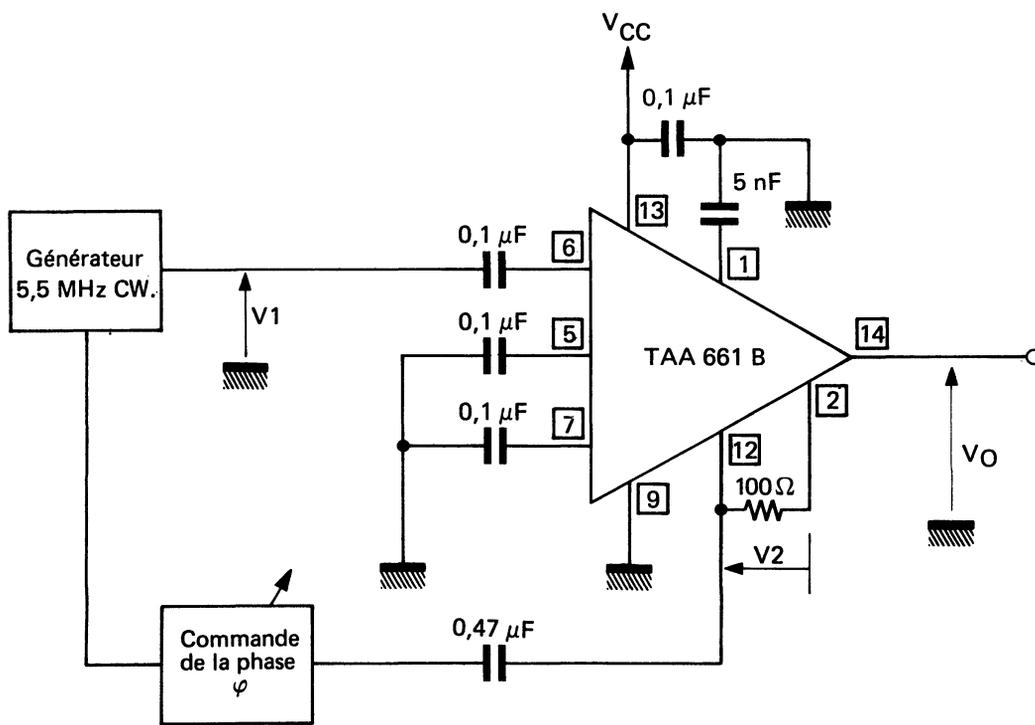


Fig. 28 MONTAGE AYANT SERVI AU RELEVÉ DE LA FIG. 27

V - 2 DISTORSION

Nous faisons une distinction entre :

- La distorsion due à la non linéarité de la loi de phase φ du déphaseur en fonction de la fréquence. Cette non linéarité, qui est seulement imputable au réseau déphaseur, génère des harmoniques impaires uniquement.

$$D \% = \frac{100}{3} \left(\frac{Q_c \Delta f}{2 f_0} \right)^2$$

- La distorsion imputable au circuit intégré, qui est faible.

- La distorsion due à l'effet de la modulation d'amplitude, que génère la modulation de fréquence confiée au réseau déphaseur qui est sélectif. Cette modulation d'harmonique paire, transparaît dans une proportion faible mais non négligeable, elle est fonction du choix du réseau déphaseur.

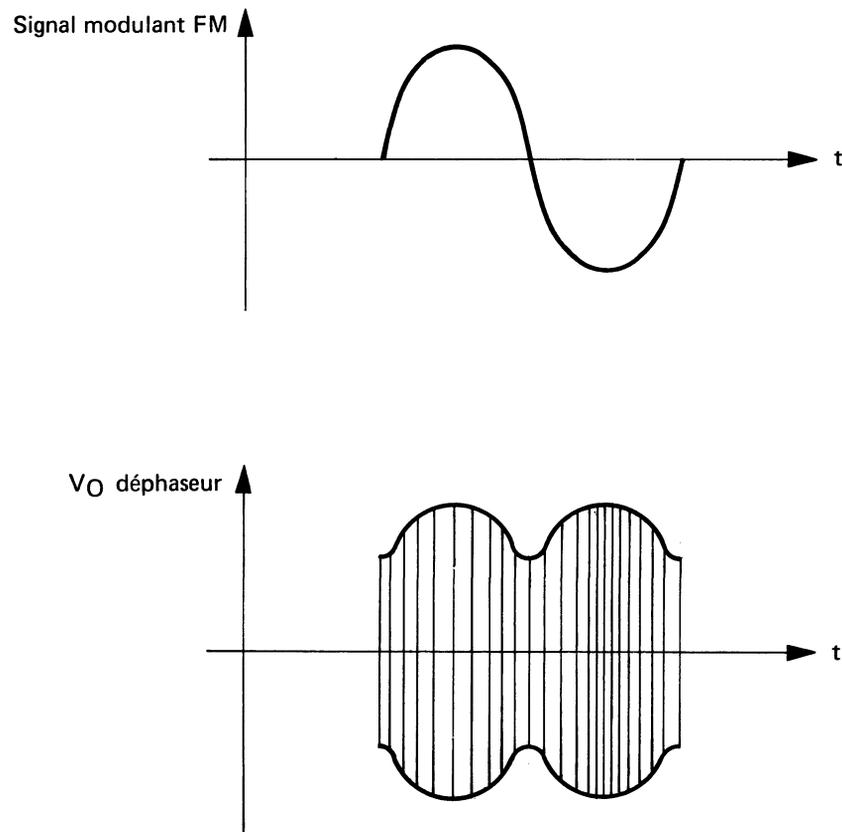


Fig. 29 MODULATION PARASITE DE LA TENSION DE SORTIE DU DEPHASEUR DUE A LA SELECTIVITE DU RESEAU

Pour le réseau du circuit de mesure figure 2 avec ± 50 kHz de modulation FM, la modulation d'amplitude résultante est de 12 % et la distorsion d'harmonique deux mesurée en sortie du TAA 661 est de 0,2 %.

Remarquons que la distorsion d'harmonique deux est fonction de la tension V_O maximale du déphaseur, que cette tension a été choisie lors de l'étude du réseau, en considération des performances consignées figure 19 et de l'effet de protection présenté figure 21.

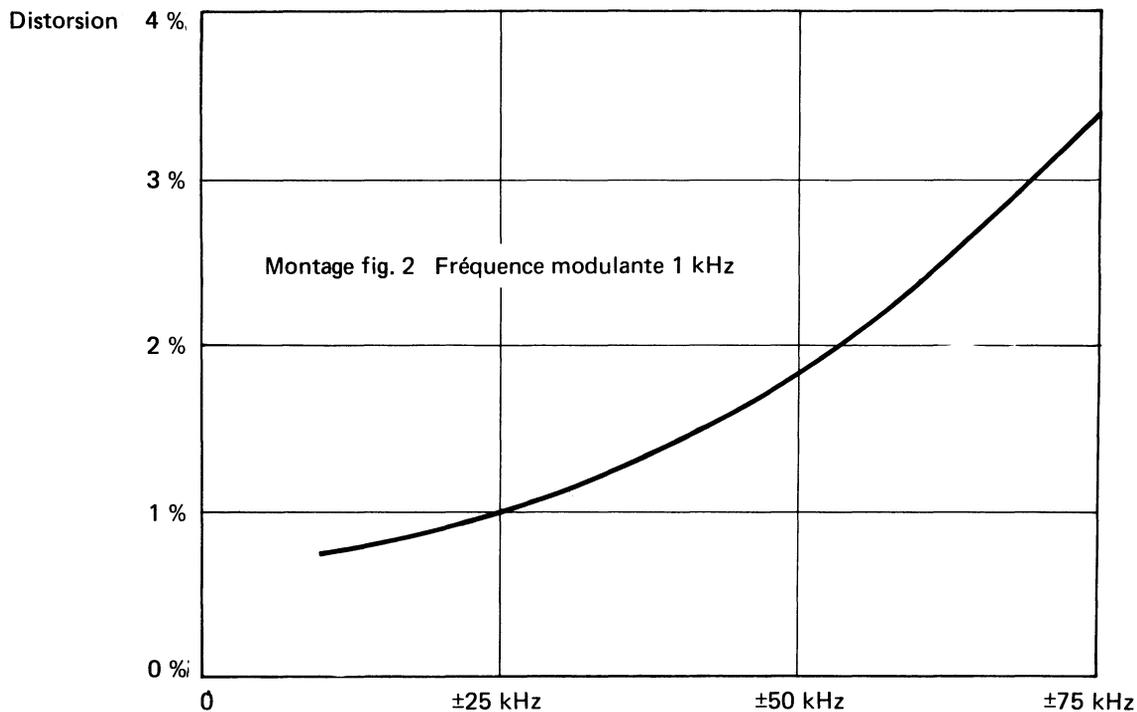


Fig. 30 DISTORSION HARMONIQUE FONCTION DE L'EXCURSION DE FREQUENCE

V - 3 REJECTION AM

La qualité d'un récepteur FM radio ou d'un amplificateur FI'SON d'un récepteur de télévision du standard C.C.I.R. est définie, pour une partie importante, par l'insensibilité du dispositif aux variations d'amplitude du signal d'entrée, que cette variation soit un résidu de vidéo pour un téléviseur ou un parasite. La mesure du signal résiduel de sortie dû à la modulation d'amplitude d'un générateur qui attaque le TAA 661, est difficile du fait de la modulation de fréquence parasite de la majorité des appareils de mesure du commerce.

La mesure est définie comme étant le rapport exprimé en décibels, de la tension BF de sortie quand le circuit est attaqué par un signal de 10 mV efficace modulé en fréquence avec un Δf de 100 kHz (± 50 kHz) et la tension BF résiduelle en sortie, quand le circuit est attaqué par un signal de 10 mV efficace, modulé uniquement en amplitude par un signal 1 kHz avec un taux de 30 %. La fréquence centrale des porteuses FM et AM doit être rigoureusement f_0 , fréquence d'accord du circuit déphaseur.

Les résultats consignés figure 31, montrent des ondulations importantes dues à l'effet des impédances mutuelles parasites à l'intérieur du circuit intégré. Les étages passants les uns après les autres en régime de commutation quand la tension d'entrée croît, la répartition des courants de chaque étage dans les connexions communes est variable en fonction du niveau d'entrée, cela explique en partie ces pointes de réjection.

Pour la réjection AM comme pour la réjection des parasites présents sur la ligne $+V_{CC}$, il est très important de découpler l'arrivée de l'alimentation. Le taux des variations de l'alimentation qui sont retransmises en sortie est de sensiblement 50 % pour les fréquences très basses, sans signal à l'entrée ou avec un signal de fréquence f_0 . Ce taux n'est plus que 35 % pour une fréquence parasite sur l'alimentation de 3 kHz.

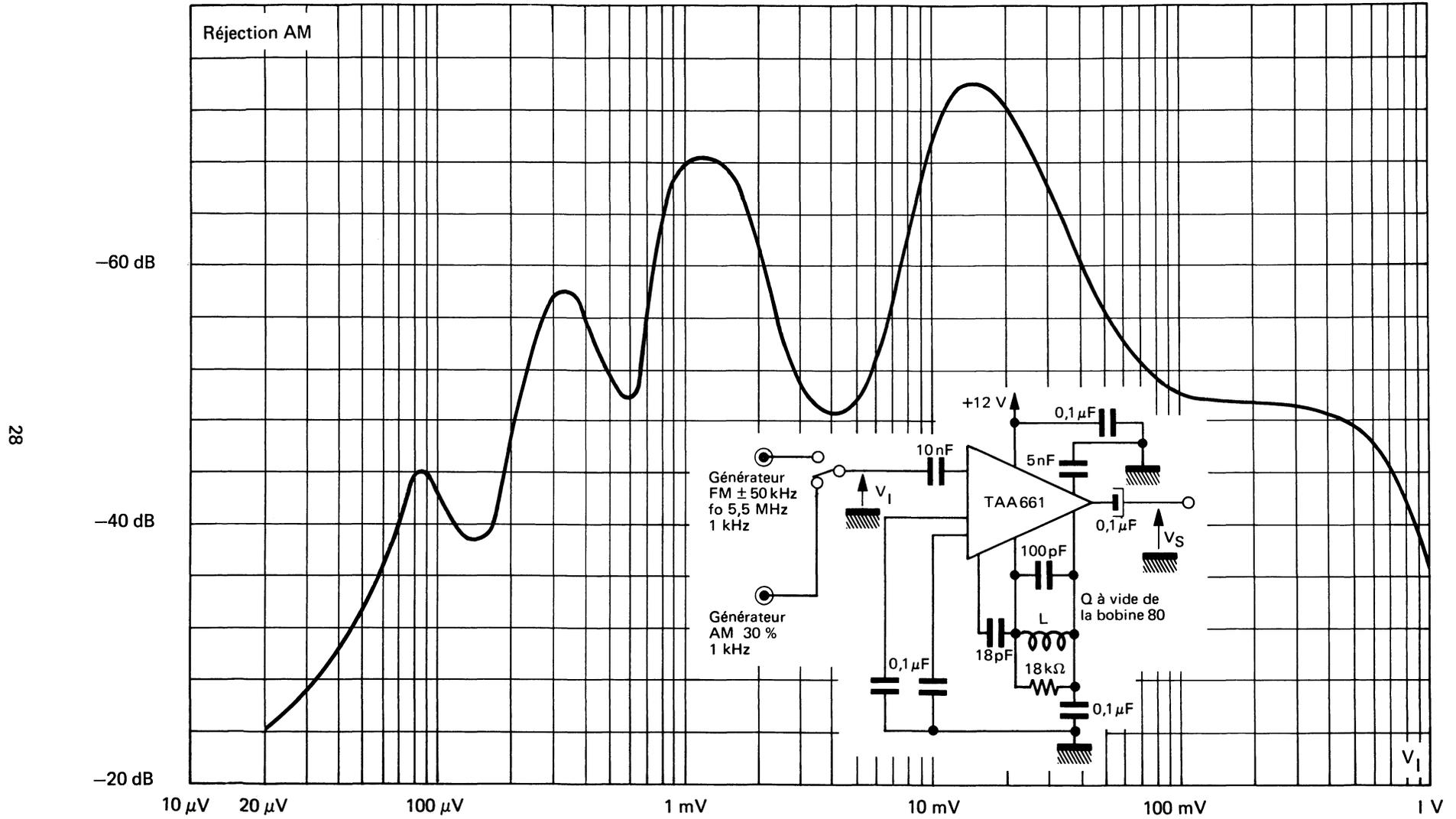


Fig. 31

VI VARIANTES DU TAA 661

Parallèlement au circuit TAA 661, nous avons développé un circuit similaire interchangeable avec le circuit Sprague ULN 2111 et General Electric GEL 2111, il porte la référence TAA 930 avec l'indice A ou B suivant le type de boîtier Dip ou Split-Dip.

VII APPLICATIONS

VII - 1 ETAGE FI SON POUR RECEPTEUR DE TV DU STANDARD C.C.I.R.

La figure 32 représente un TAA 661 utilisé dans un circuit SON d'un téléviseur. Nous proposons l'emploi du TBA 790 KS SESCOSEM comme amplificateur basse fréquence.

Le signal FI SON qui est présent dans l'information vidéo d'un récepteur du principe "interporteuse", est piégé au niveau du préampli vidéo suivant la détection vidéo.

VII - 2 RECEPTEUR RADIO A MODULATION DE FREQUENCE

Le TAA 661 peut être employé dans les récepteurs radio à modulation de fréquence. Le schéma proposé (figure 33) a la particularité d'un filtrage par un seul filtre à trois pôles qui donne une sélectivité équivalente au filtrage par plusieurs filtres à deux pôles. La bonne stabilité de la tension de repos de sortie alliée avec la caractéristique symétrique de sortie (ΔV_O f de Δf) permet un contrôle automatique de fréquence efficace.

Le filtre 10,7 MHz de notre schéma peut avantageusement être remplacé par un filtre piézo-électrique. Ce genre de récepteur présente l'inconvénient d'un fort bruit en l'absence d'un signal à l'entrée.

VII - 3 APPLICATIONS DIVERSES

Il est possible d'utiliser le circuit TAA 661 dans d'autres applications que celles présentées, mais nous mettons en garde les utilisateurs en puissance sur des applications, qui, bien qu'astucieuses, seraient peut être mieux adaptées par le choix d'un autre circuit intégré de notre catalogue. Nous vous engageons dans ce cas à consulter notre service technico-commercial qui se fera un devoir de vous conseiller dans votre choix.

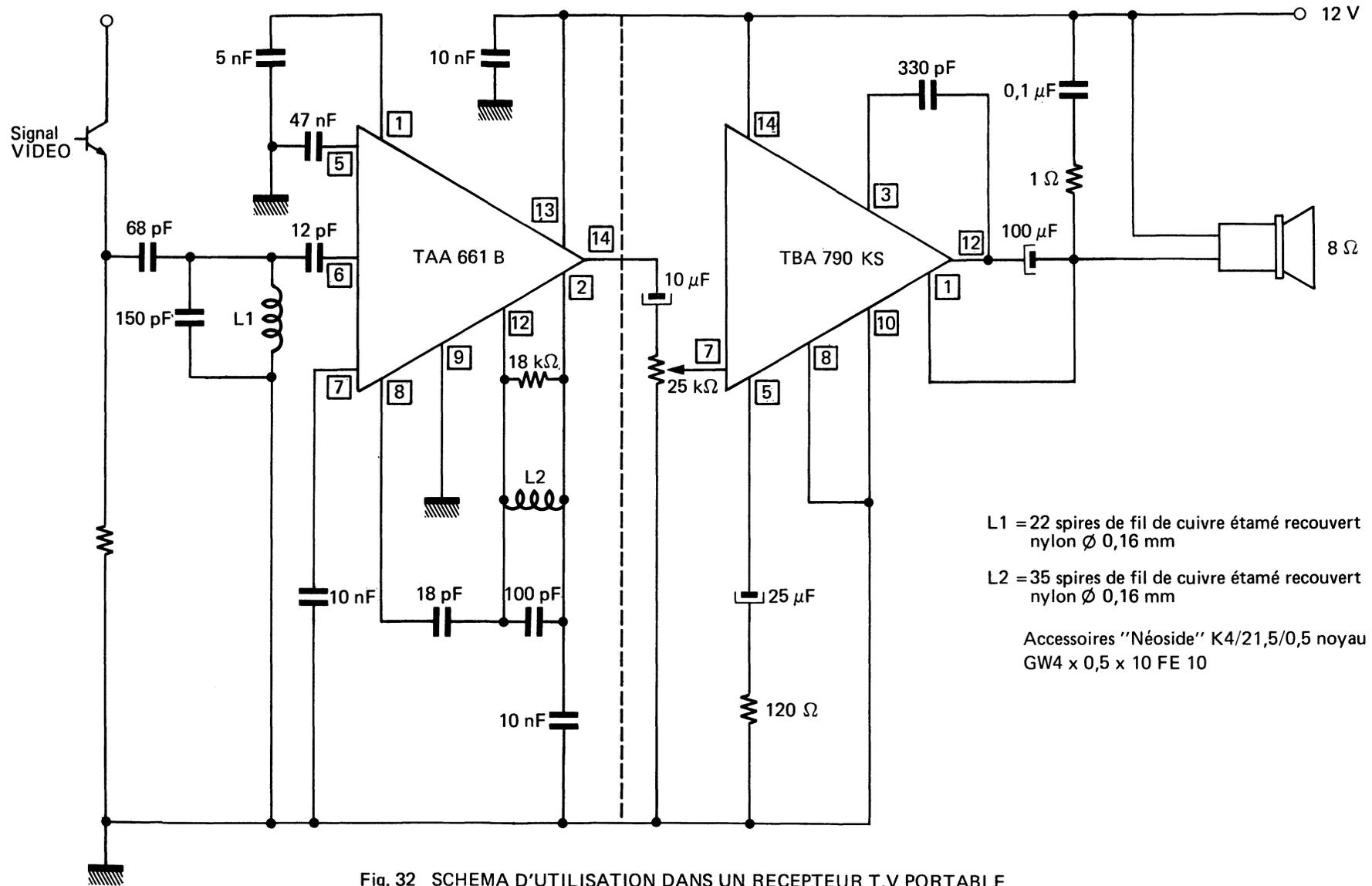


Fig. 32 SCHEMA D'UTILISATION DANS UN RECEPTEUR T.V PORTABLE

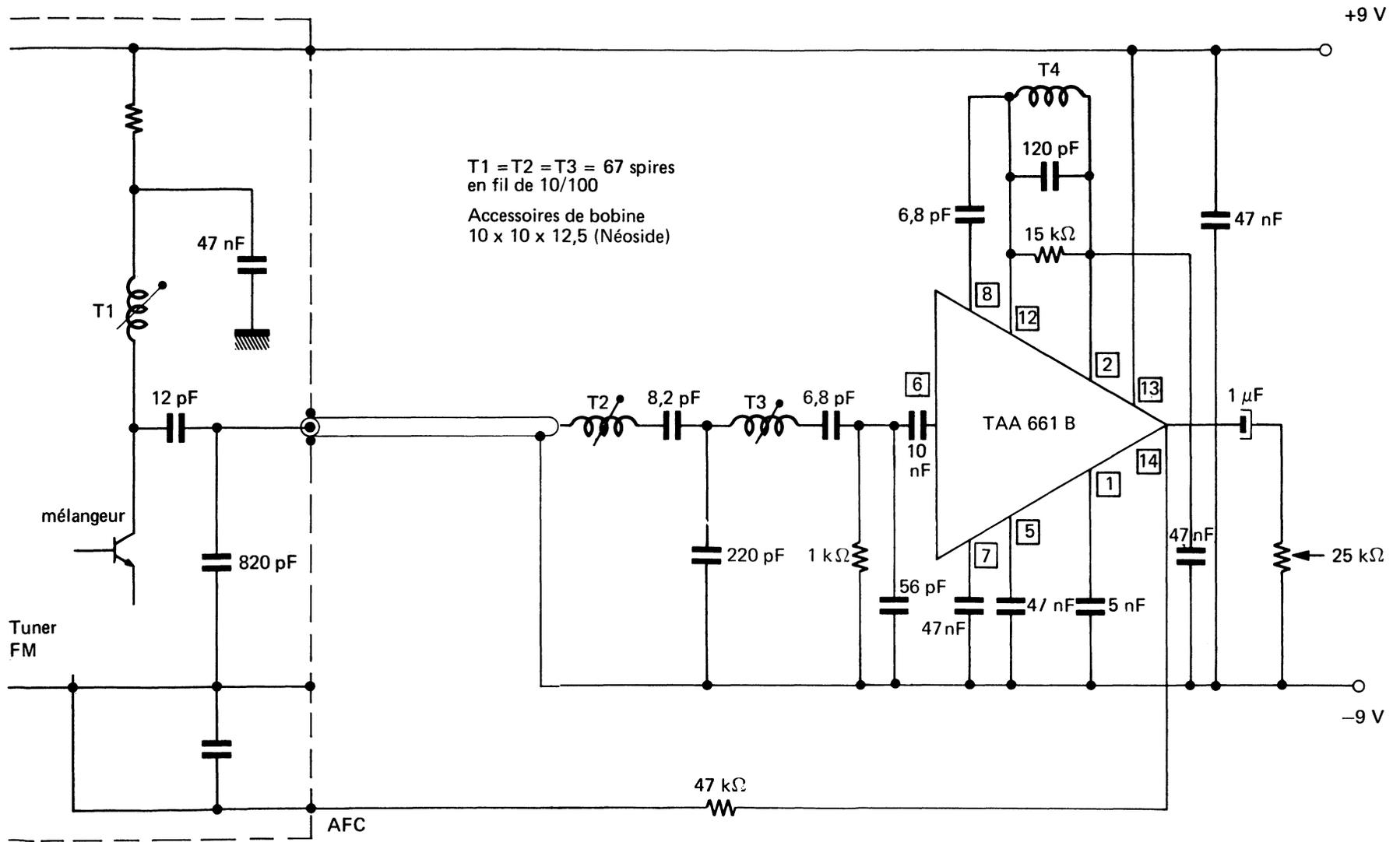
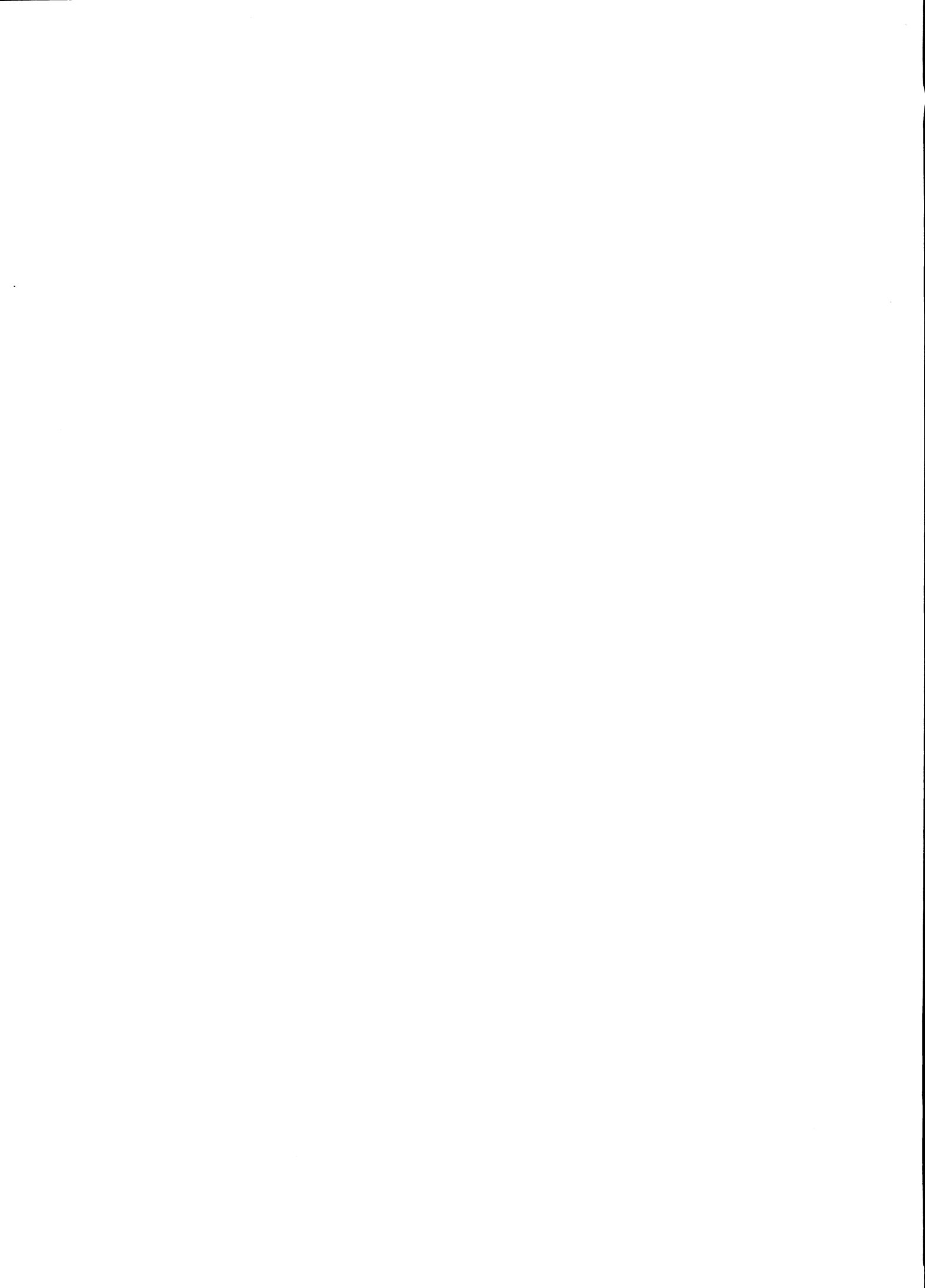


Fig. 33 SCHEMA ELECTRIQUE DE L'AMPLIFICATEUR FI - FM



« Les informations techniques et schémas insérés dans cette publication sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets. »

« La reproduction de tout ou partie de ce document est autorisée moyennant l'indication complète de la source " Note d'Applications SESCOSEM ". »

