

CAHIERS TECHNIQUES



ses@sem

INFORMATIONS

N°4 / OCTOBRE 1976



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

Le circuit processeur d'interface ESM 364 permet de transformer un récepteur de télévision classique en visu informatique.

3 **Circuit d'interface ESM 364.**

Une analyse mathématique du balayage vertical permet de déterminer les paramètres optimaux. En utilisant ces résultats, le circuit intégré ESM 532 a été réalisé : il présente une bonne sécurité de fonctionnement, même avec un " surbalayage " important et est parfaitement adapté au tube PIL 110°.

7 **Circuit de balayage vertical pour déviateur de faible impédance.**

Description d'un ensemble FI pour téléviseur norme G CCIR, faisant appel notamment aux principes de la sélectivité groupée et de la démodulation synchrone, grâce à l'emploi du circuit Sescosem TBA 440.

23 **Conception d'un étage fréquence intermédiaire utilisant un filtre à Ondes de Surface.**

Étude des perfectionnements des amplificateurs BF intégrés, partant du TBA 790, pour arriver au modèle ESM 231, principalement caractérisé par une double protection contre les surcharges en courant d'une part et l'échauffement exagéré d'autre part.

35 **ESM 231. Circuit intégré BF de puissance.**





Fonctionnement de la visu " alphanumérique "

En permanence un curseur (petit rectangle sur l'écran) détermine la position du caractère qui va être inscrit. Ce curseur peut évidemment occuper les $16 \times 64 = 1024$ positions des caractères de l'écran.

La page visualisée étant complète, s'il est demandé au système d'inscrire une ligne supplémentaire, l'ensemble du texte se déplace d'une ligne vers le haut de l'écran. La 16^e ligne ainsi " libérée " pourra recevoir la suite du texte.

La partie de texte qui a quitté l'écran est mémorisée par " page de 16 lignes " et peut être rappelée par page. L'écran se comporte comme une fenêtre de 16 lignes se déplaçant devant un texte, les parties invisibles pouvant apparaître par blocs de 16 lignes.

Les informations correspondant aux textes sont mémorisées et peuvent être relues en vue d'une autre exploitation, ex. : imprimante.

Le position de chaque caractère est constamment connue du dispositif d'interface ce qui permet une identification. A l'aide d'un crayon à lumières il sera possible de composer un texte par identification de caractère .

Exemple : L'équivalent d'un clavier de console peut être affiché sur une partie de l'écran, le crayon à lumière permettant de composer un texte par coïncidence du crayon avec un caractère.

La définition de la forme des caractères sur l'écran est contenue dans une mémoire à " lec-

ture seule " (ROM). L'utilisation la plus fréquente sera une ROM générateur de caractères alphanumériques. Une ROM programmée différemment (par exemple sous forme de PROM) peut définir un autre type de caractère, c'est ainsi que le système permet de mélanger sur l'écran des caractères alphanumériques et graphiques.

Le retour à la ligne du curseur efface automatiquement le reste de la ligne ce qui interdit tout mélange d'un texte avec un autre texte resté sur l'écran par erreur .

Cette fonction n'existe pas sur toutes les visus et son absence oblige l'utilisateur à programmer la remise à zéro de l'écran. L'oubli peut provoquer de graves confusions en raison du mélange éventuel des textes.

Si le format de la ligne à imprimer dépasse 64 caractères, automatiquement la ligne à imprimer est coupée au 64^e caractère et continue d'être imprimée sur la ligne suivante.

Expérimentalement on remarque que dans le cas de transmission en format 80 caractères, le morcellement est rare, car en général on utilise moins de 64 caractères sur les 80 disponibles.

L'interface génère d'autre part ses propres tops de synchronisation pour le téléviseur.

Un élément mélangeur vidéo/synchro permettra d'obtenir un signal dont la tension sera fonction de la modulation et de la synchro, un modulateur UHF permettra d'attaquer directement un tuner de T.V. à une fréquence voisine de 600 MHz.

Spécification préliminaire ESM 364

- Alimentation 5 V, boîtier 28 broches.
- Interface pour le code ASCII.
- Visualisation d'une page de 16 lignes de 64 caractères.
- Possibilité d'extension à N pages chaînées ou non, continuellement ou par bloc.
- Mouvement du curseur d'écriture dans les quatre positions, verticale et/ou horizontale.
- Curseur se déplaçant sur toutes les lignes, jusqu'à la dernière et y restant, le texte monte alors progressivement (mode roll up).
- Lecture de l'adresse du curseur.
- Remise à zéro automatique de la nouvelle ligne (généralement après LF).

- Utilisation indifférente d'une mémoire statique ou dynamique (rafraîchissement réalisé en permanence).
- Curseur adressable (incrémentiel) permettant une relecture de la mémoire nécessaire pour la transmission par bloc et/ou le couplage avec une " copie par photo ".
- Possibilité de fonctionner sur les récepteurs de télévision européens (625 lignes).
- Possibilité d'utiliser très simplement un " crayon à lumière ", permettant de pointer un caractère et d'obtenir sa position sur l'écran sous la forme de son adresse.
- Technologie N-MOS, grille Si.

Composition de l'interface

L'interface comprend :

Un circuit processeur ESM 364 qui reçoit directement le code informatique ASCII. ESM 364 en liaison avec la mémoire de l'écran (RAM) et la

mémoire de code ROM élabore la modulation qui définira les points de l'écran et génère la synchro Figure 2 - " Kit ".

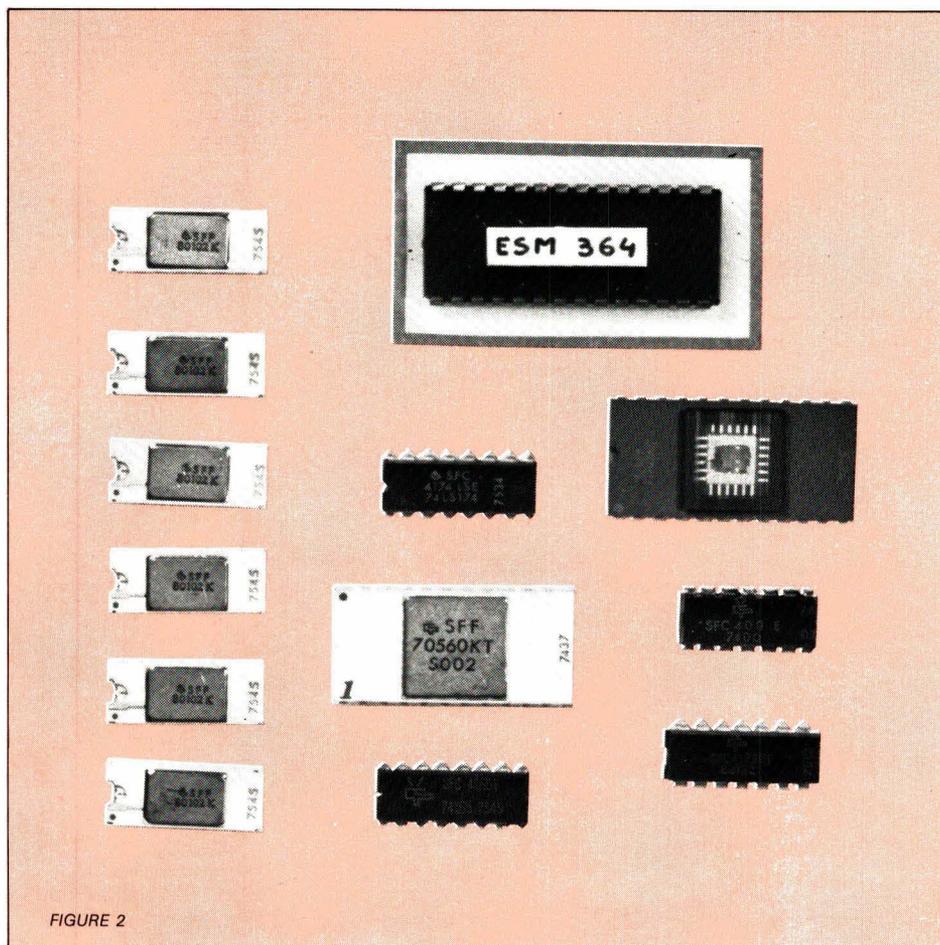


FIGURE 2

Utilisations possibles

L'entrée pouvant recevoir un code informatique ASCII cette visu pourra être utilisée avec n'importe quelle source d'ASCII.

Exemple :

- Microprocesseur.
- Centre de calcul.
- Systèmes de saisie de donnée.
- Systèmes de temps partagé, etc.

La figure n° 3 illustre un cas d'application ou dialogue avec un ordinateur par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique et d'un coupleur acoustique. Il est à noter que l'ensemble (modem, T.V., interface) peut fonctionner sous 12 V, ce qui permet de réaliser un poste de saisie de données sur un véhicule par l'intermédiaire d'un radio téléphone.

Un prochain article détaillera le montage de l'interface ESM 364 et ses circuits associés.



PROCESSEUR DE VISUALISATION (ESM 364)

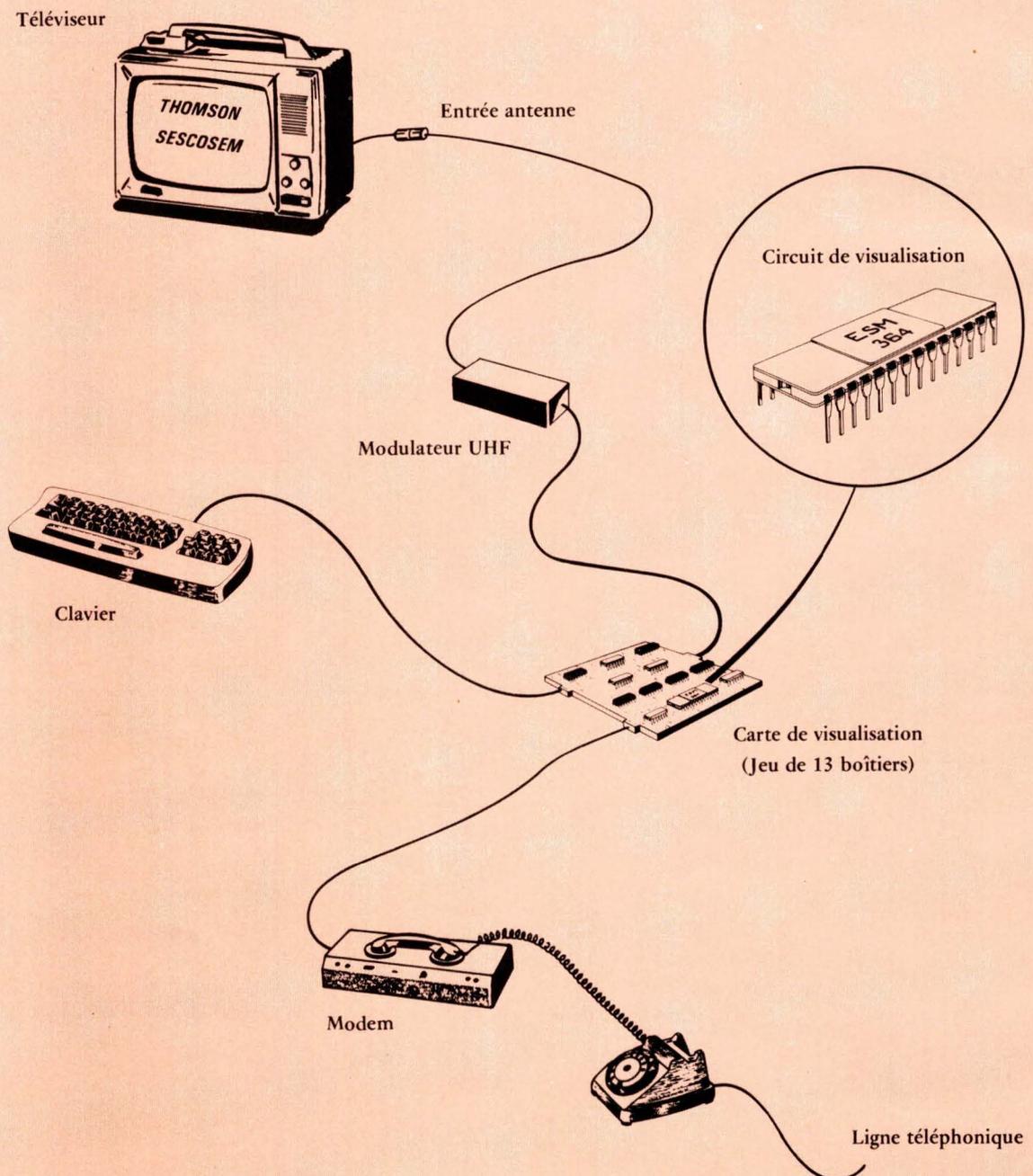


FIGURE 3



CIRCUIT DE BALAYAGE VERTICAL POUR DÉVIATEUR DE FAIBLE IMPÉDANCE

Erich GEIGER

1. - Généralités

Les circuits intégrés de balayage vertical connus jusqu'à présent ne possèdent qu'une faible réserve de sécurité en tension d'alimentation.

On peut distinguer trois types de circuits :

- Les circuits dans lesquels l'oscillateur et l'étage driver sont intégrés ensemble (classe B).
- Les circuits possédant l'amplificateur et les étages de puissance intégrés comme l'ESM 532 Sescosem (classe B).
- Les circuits fonctionnant en classe D de manière digitale avec commande de phase par oscillateur.

Dans le premier cas, lorsque l'étage de puissance n'est pas intégré, la tension d'alimentation de service doit être : $V_{CCnom} = + 34 \text{ V}$ (pour 20 AX 4 pôles en série).

La tension de réserve avec les techniques d'intégration actuelles n'est que de 10 % environ. Il sera donc nécessaire d'utiliser une alimentation stabilisée (ou limitée en tension).

Pour fonctionner en toute sécurité, il faudra également prévoir une protection supplémentaire en cas de défectuosité de l'alimentation stabilisée.

Dans le second cas, lorsque l'étage de puissance est intégré, la tension d'alimentation est : $V_{CCnom} = + 28 \text{ V}$ (20 AX (ou PIL) 4 pôles en série)

Le ESM 532 admettant une tension d'alimentation $V_{CCmax} = 36 \text{ V}$ (40 V typique), la réserve de tension est supérieure à 30 %.

Les différences de valeur pour V_{CCnom} dans les deux cas, viennent de la différence de conception des étages finaux.

Dans le premier cas un étage driver push pull (classe B) intégré attaque un autre circuit push pull (classe B) extérieur.

Les inconvénients d'un tel système sont les suivants :

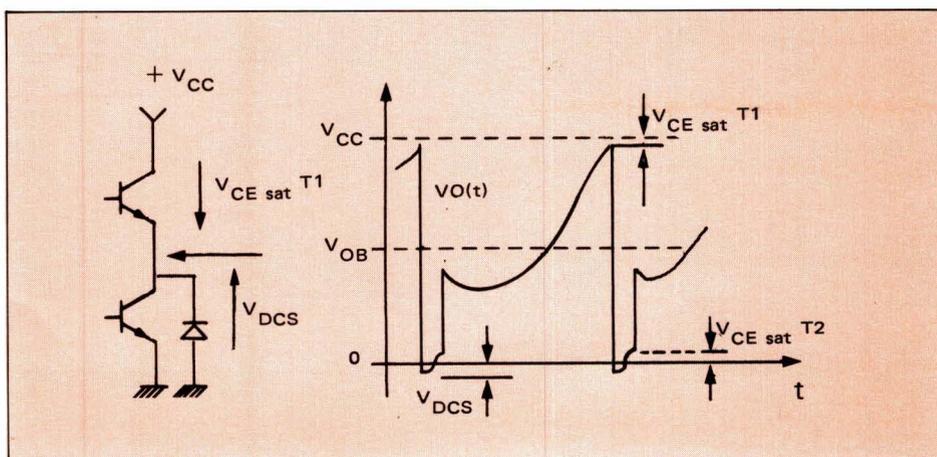
- Problème de cross over ;
- Courant de repos élevé (variable avec la température) ;
- Mauvaise admissibilité de l'étage sortie car il faut tenir compte de la chute de tension supplémentaire de deux fois le V_{BE} des transistors, et des V_{CEsat} des transistors de sortie.

En pratique, seul le transistor conducteur pendant le retour trame pourra travailler jusqu'à V_{CEsat} , l'autre devra travailler avec un V_{CE} supérieur à 2 V car en-dessous, le gain en boucle ouverte qui devient plus faible, peut provoquer un défaut de linéarité du courant de balayage.

Ceci est différent lorsque l'étage final de puissance est intégré ; dans ce cas, il n'existe qu'un étage push pull (classe B).

Lorsque l'on choisit l'impulsion de retour négative en utilisant un circuit " boot strap " (circuit existant dans le CI. Sescosem ESM 532), on obtient une meilleure admissibilité de l'étage de sortie, celle-ci n'étant limitée que par le V_{CEsat} d'un transistor de l'étage final.

La figure qui suit, montre le signal de sortie crête-crête entre V_{DCS} et $(V_{CC} - V_{CEsat T1})$.



La diode collecteur substrat (D_{CS}) conduit pendant la partie positive du courant de retour, et détermine ainsi pendant cette période une tension négative de valeur :

$$V_O(t_R) = -V_{DCS} = -0,6 \text{ V}$$

En tenant compte de l'impulsion de retour, nous aurons donc un facteur d'utilisation (admissibilité):

$$K = \frac{V_O(V_{SS})}{V_{CC}} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat T1} - (-V_{DCS})}{V_{CC}}$$



avec $V_{CEsatT1} = J_p R_{CEsatT1} = 1,7 \text{ A} \cdot 0,4 \Omega = 0,72 \text{ V}$ et $V_{DCS} = 0,6 \text{ V}$ (pour $J_p = 1,7 \text{ A}$),
 $J_p =$ courant déviateur maximum, nous avons :

c'est-à-dire avec une tension d'alimentation de $V_{CCnom} = 28 \text{ V}$ (par exemple) on peut avoir un signal de sortie maximum de $V_{O(t)} = 27,8 \text{ V c.c.}$

Comparé à un étage de sortie classe D, le push pull classe B intégré (avec $R_{CEsat} = 0,5 \Omega$) permet de travailler avec une tension d'alimentation plus faible.

Bien que l'étage de sortie classe D apporte quelques avantages sur le plan de la puissance dissipée, on peut lui reprocher les inconvénients suivants :

- Il nécessite une tension d'alimentation plus élevée à cause du filtre de sortie indispensable qui provoque une perte de tension à la fréquence utile du signal.
- Perturbations dans les " grandes ondes " ; la fréquence de découpage étant de 140 KHz.
- Les transistors de sortie étant intégrés ne permettent pas une attaque spéciale de leurs bases. Par conséquent, l'évacuation des charges est relativement lente à la commutation, la puissance dissipée sera donc assez importante. Les constructeurs indiquent dans leurs spécifications :

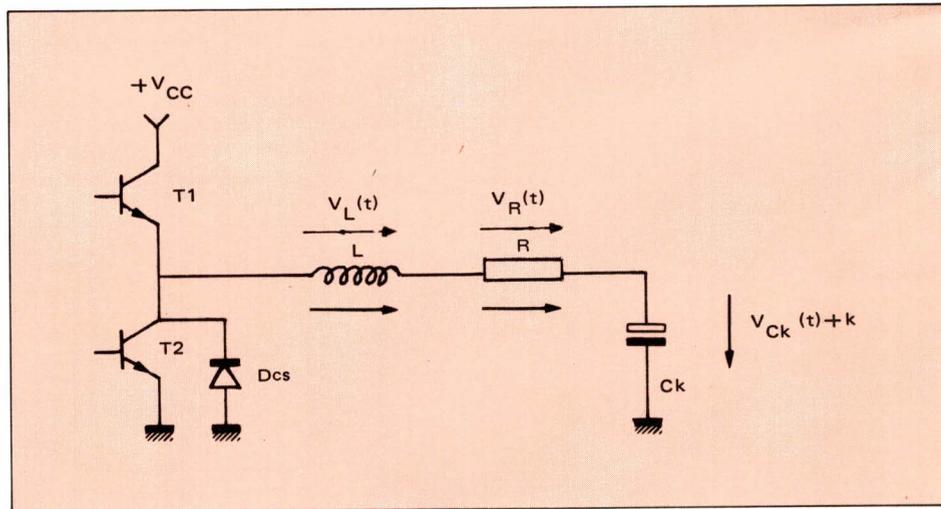
$$V_{CC \text{ nom}} = 31,5 \text{ V} / P_{\text{tot nom}} = 5,5 \text{ W}$$

Au faible avantage apporté par une économie de puissance $\neq 1 \text{ W}$, se joignent les inconvénients d'une tension d'alimentation élevée et d'un prix de revient des éléments extérieurs plus important (filtre, diodes de clamping, oscillateur supplémentaire).

Dans le paragraphe qui suit nous exposons l'analyse du fonctionnement, valable en général pour tous les circuits de balayage fonctionnant avec un étage de sortie classe B. Cette analyse permettra de déterminer la tension d'alimentation, la tension de repos à la sortie de l'amplificateur compte tenu des différents paramètres d'utilisation, des variations de température et des tolérances typiques.

2. - Analyse mathématique d'un circuit de déviation fonctionnant avec un étage de sortie push pull classe B.

Schéma de principe :



Définitions :

$V_{O(t)}$	Tension à la sortie de l'amplificateur
V_{OB}	Tension de repos à la sortie de l'amplificateur
$V_{L/R/CK(t)}$	Tension aux bornes des éléments passifs du circuit de balayage
$i_A(t)$	Courant dans le déviateur
J_p	Courant crête de balayage.
T_A	Durée du temps d'aller du balayage
T_R	Durée du temps de retour
t_A	Index du temps pour l'aller
t_R	Index du temps pour le retour.



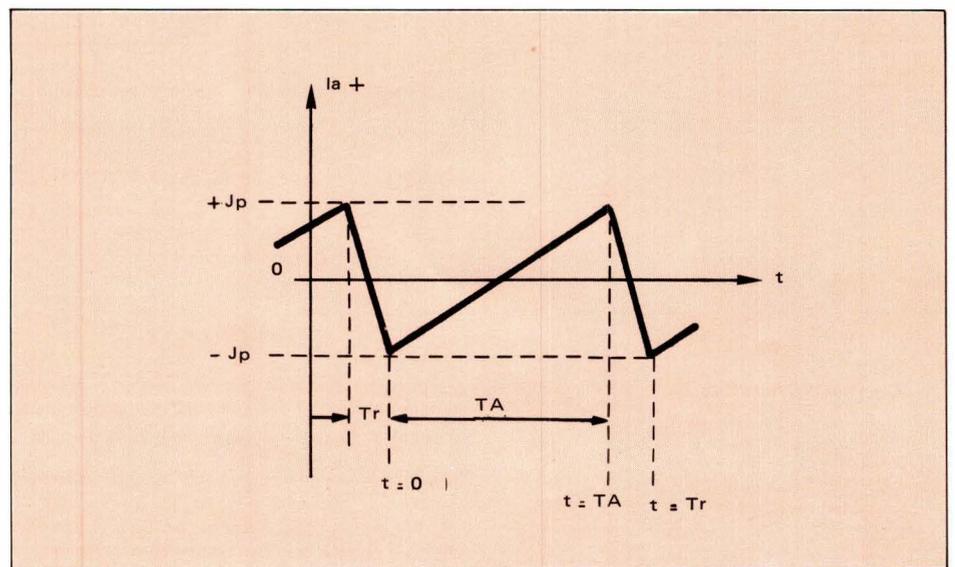
1. - Pendant la durée de l'aller

La relation mathématique du réseau de sortie (avec l'étage final inclus) pendant la durée de l'aller est la suivante :

$$(1) \quad V_{O(t)} = V_{L(t)} + V_{R(t)} + V_{CK(t)}$$

La variation du courant $\frac{di}{dt}$ pendant l'aller est positive

$$\frac{di_A(t)}{dt} = +K$$



(2)

$$i_A(t) = J_p \left(\frac{2t}{T_A} - 1 \right)$$

On peut représenter les chutes de tension aux bornes des éléments passifs du circuit de sortie en fonction de leurs impédances respectives et du courant de balayage :

$$V_{O(t)} = L \frac{di_A(t)}{dt} + R i_A(t) + \frac{1}{CK} \int_0^t i_A(t) dt + K$$

En tenant compte de la relation (2) nous avons :

$$V_{O(t)} = J_p \cdot L \frac{2}{T_A} + J_p \left(\frac{2t}{T_A} - 1 \right) \cdot R + \frac{1}{CK} J_p \left(\frac{t^2}{T_A} - t \right) + K$$

La constante K est due au fait que la valeur moyenne aux bornes du condensateur pendant l'aller T_A est égale à V_{OB} .

Nous avons ainsi :

$$\int_0^{T_A} V_{CK(t)} dt = V_{OB} \cdot T_A$$

$$\frac{1}{T_A} \frac{J_p}{CK} \int_0^{T_A} \left(\frac{t^2}{T_A} - t \right) dt + K = V_{OB}$$



$$k = V_{OB} - \frac{J_p}{CK \cdot TA} \left[\frac{t^3}{3TA} - \frac{t^2}{2} \right]_{0}^{TA}$$

$$K = V_{OB} - \frac{J_p}{TA \cdot CK} \left(\frac{2TA^2}{6} - \frac{3TA^2}{6} \right)$$

$$K = V_{OB} + \frac{J_p \cdot TA}{6 CK}$$

La tension à la sortie de l'amplificateur pendant l'aller est égale à :

$$(3) \quad V_O(t) = \underbrace{J_p \cdot R \left(\frac{2t}{TA} - 1 \right)}_{\text{Linéaire}} + \underbrace{\frac{J_p}{CK} \left(-\frac{t^2}{TA} - t + \frac{TA}{6} \right)}_{\text{parabolique}} + \underbrace{J_p \frac{2L}{TA} + V_{OB}}_{\text{constant}}$$

2. - Pendant le retour T_R

La période de retour commence dès l'interruption du courant d'aller à travers l'étage de sortie. Le démarrage est fixé par l'impulsion de synchronisation.

L'énergie magnétique emmagasinée dans la bobine de déviation engendrera en fonction de la variation $\frac{d i_A(t)}{dt}$ une tension induite inverse dont la valeur max pourra être V_{CDS} ($\approx -0,6$ V).

La diode collecteur-substrat de T_2 conduit pendant la partie positive du courant de retour, si cette diode n'existait pas T_2 conduirait en inverse.

Pour $\boxed{+ J_p = i_A(t) = 0}$ la tension de l'amplificateur devient : $V_O(tr) [+ i_A] = -V_{DCS}$.

Le courant de retour négatif ($- J_p < i_A(t) < 0$) passe à travers T_2 qui est saturé, la tension à la sortie de l'amplificateur pendant cette période sera : $V_O(tr) [-i_A] = V_{CE \text{ sat } T_2}$

Etant donné que les valeurs de tension ($V_{DCS} = +0,6$ V) et $V_{CE \text{ sat}} (= 0,7$ V) sont faibles, on peut simplifier les calculs en considérant que la tension à la sortie est nulle pendant T_R

$$(4) \quad V_O(t_R) \approx K \approx 0$$

Par suite on pourra négliger également la variation de charge de la capacité de couplage pendant T_R car celle-ci est environ égale à $T_R/TA = (19^{-1})$ fois la variation de charge pendant l'aller (en ne tenant pas compte de la non linéarité du courant de retour).

L'équation du réseau de sortie est la suivante :

$$(5) \quad V_O(t_R) = V_R(t) + V_L(t) + V_{CK \cdot TA}$$

En examinant la relation (4) il est évident que la tension qui génère le courant de retour est égale à la tension aux bornes de la capacité de couplage à la fin de l'aller ($V_{CK \cdot TH}$); celle-ci étant égale à la constante K déjà définie dans la relation (2)

$$V_{CK \cdot TA} = V_{OB} + \frac{J_p \cdot TA}{6 CK}$$

En portant la relation (4) dans la relation (5) nous avons une équation différentielle du premier ordre.

$$(7) \quad \begin{aligned} 0 &= R_{i(t)} + L \frac{di(t)}{dt} = -V_{OB} - \frac{J_p \cdot TA}{6 CK} \\ R_{i(t)} + L \frac{di(t)}{dt} &= -V_{OB} - \frac{J_p \cdot TA}{6 CK} \end{aligned}$$



Résolution de l'équation différentielle :

L'équation différentielle réduite donnera $i(t)$ en fonction du temps :

$$i(t) \cdot R + L \frac{di(t)}{dt} = 0$$

$$i(t) \cdot R = -L \frac{di(t)}{dt}$$

$$-\frac{R}{L} dt = \frac{di(t)}{i(t)}$$

$$-\frac{R}{L} \cdot t + K = \ln i(t)$$

$$i(t) = K e^{(-R/L)t}$$

La partie constante donne :

$$i = \frac{-V_{OB} - \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R}$$

Résolution complète de l'équation :

$$i_A(t_R) = K \cdot e^{-(R/L)t} - \left[\frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R} \right]$$

Calcul de la constante K

Pour $t_R = 0$, $i_A = +J_p$, ($t_R = 0 = T_A$)

$$i_p = R \cdot e^0 - \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R}$$

$$K = i_p + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R}$$

Ainsi l'équation complète du courant de balayage pendant la période du retour sera :

$$i_A(t_R) = \left[i_p + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R} \right] e^{-(R/L)t} - \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R}$$

Cette formule montre que la variation du courant est une fonction exponentielle qui partira de $i = i_p$ pour $t_R = 0$ jusqu'à une valeur max pour ($t \rightarrow \infty$).

$$i_t \rightarrow \infty = \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6CK}}{R}$$

La fin du retour sera cependant déterminée par l'amplificateur lorsque le courant dans le circuit de contre réaction $i_A(t_R) = -i_p$ pour $t_R = T_R$.



$$\begin{aligned}
 -J_p &= \left[J_p + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{R} \right] e^{-(R/L) \cdot T_R} - \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{R} \\
 e^{-(R/L) T_R} &= \frac{-I_p + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{R}}{J_p + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{R}} \quad \ln / + J_p \\
 -\frac{R}{L} \cdot T_R &= \ln \frac{-1 + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{J_p \cdot R}}{+1 + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{J_p \cdot R}}
 \end{aligned}$$

Ainsi le temps de retour en fonction de V_{OB} est défini par :

(9)

$$T_R = -\frac{L}{R} \ln \frac{\frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{J_p \cdot R} - 1}{\frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{J_p \cdot R} + 1}$$

3. - Calcul de V_{OB} et V_{CC}

Pour concevoir un circuit, il est nécessaire de fixer la tension de repos à la sortie de l'amplificateur en fonction du temps de retour que l'on désire pour $t_R = T_R$ on pourra écrire :

$$\begin{aligned}
 -J_p &= J_p \cdot e^{-(R/L) T_R} + \frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{R} \left(e^{-(R/L) T_R} - 1 \right) \quad 1/J_p \\
 1 + e^{-(R/L) T_R} &= -\frac{V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}}{J_p \cdot R} \left(e^{-(R/L) T_R} - 1 \right) \\
 V_{OB} + \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK} &= -J_p \cdot R \frac{e^{-(R/L) T_R} + 1}{e^{-(R/L) T_R} - 1} = J_p \cdot R \frac{1 + e^{+(R/L) \cdot T_R}}{1 - e^{-(R/L) \cdot T_R}}
 \end{aligned}$$

Après transformation on obtient :

(10)

$$V_{OB} = J_p \cdot R \left(\coth \left[(R/L) \cdot T_R \right] \right) - \frac{J_p \cdot T_A}{6 CK}$$



Avec cette relation, on pourra établir la tension de repos à la sortie de l'amplificateur en fonction de T_R , des éléments passifs du circuit de déviation et de la valeur de courant crête nécessaire pour le déviateur.

En portant la relation (10) dans la relation (3), on obtient la relation complète de la tension à la sortie de l'amplificateur.

$$V_{O(ta)} = J_p \left(R \frac{2t}{TA} - 1 \right) + \frac{J_p}{CK} \left(\frac{t^2}{TA} - t + \frac{TA}{6} \right) + J_p \cdot \frac{2L}{TA} + J_p \cdot P(\cot h \frac{R/2L}{T_R}) \frac{J_p \cdot T}{6 CK}$$

$$V_{O(ta)} = J_p \left[R \left(\frac{2t}{TA} - 1 + \cot h \left(\frac{R/2L}{T_R} \right) \right) + \frac{1}{CK} \left(\frac{t^2}{TA} - t \right) + \frac{2L}{TA} \right]$$

La valeur de la tension de sortie de l'amplificateur la plus élevée sera donnée pour $t = t_A$ par :

$$V_{O T_A} = J_p R \left(1 + \cot h \frac{R}{2L} \cdot T_R \right) + \frac{2L}{TA}$$

La tension d'alimentation nécessaire deviendra :

$$V_{CC} = V_{O T_A} + V_{CE sat T1} \text{ avec } V_{CE sat T1} = J_p \cdot R_{CE sat T1}$$

$$V_{CC} = J_p \left[R \left(1 + \cot h \left(\frac{R/2L}{T_R} \right) \right) + \frac{2L}{TA} + R_{CE sat} \right]$$

R = Résistance totale du circuit de déviation
 L = Inductivité totale du circuit de déviation.
 R_{CEsat} = Résistance de saturation collecteur émetteur.

3. - Application au tube image 20 AX.

- Courant crête à crête de balayage nominal
- Résistance de la bobine de déviation
- Inductance de la bobine de déviation
- Résistance de contre réaction
- Résistance du quadripôle
- Résistance totale du circuit d'attaque du quadripôle (celui-ci inclus)

$i_A = 3,41 A$
 $R_V = 3,26 \Omega$
 $L_V = 3,45 mH$
 $R_I = 0,33 \Omega$
 $R_{4pol} = 2 \Omega$

$$R_{d' 4-Pol} = 0,8 \frac{V_{SS}}{A_{SS}} \left(\text{pour } i_A = 3,41 A_{SS} \right)$$

- Résistance du circuit de correction N.S
- Inductance du circuit de correction N.S

$R_{NS} = 0,3 \Omega$
 $L_{NS} = 100 \mu H$

La résistance totale du circuit de déviation est égale à $R_{A'25'} = 4,69 \Omega$.

Les tolérances typiques des éléments du circuit de déviation sont de + 10 %. $R_{A'25'} = 5,16 \Omega$.

Les valeurs des résistances sont données à 25° C.

Pour le fonctionnement dans le téléviseur on doit tenir compte d'une température de + 50° C, ce qui augmentera encore dans le pire cas les valeurs de la résistance totale de déviation de 9,5 %. $R_{A'25'} = 5,65 \Omega$.

- Inductance totale du circuit de déviation : $L_{A'} = 3,55 mH$
- Résistance de saturation du transistor de sortie : $R_{CEsat} = 0,4 \Omega$.
- Capacité de couplage : $C_K = 1.000 \mu F$.
- Le temps de retour a été fixé a $T_R = 1 ms$.

On pourra donc à l'aide des formules (10) et (11) déterminer la tension d'alimentation et la tension de repos nécessaires.



Avec un courant de déviation nominal $i_A = 3,41$ A, on aura par la relation (11) :

$$V_{CC \text{ nom}} = 1,705 \left[5,65 \left(1 + \cot h \frac{-5,65}{7,1 \cdot 10^3} \cdot 10^3 + \frac{7,1 \cdot 10^3}{19 \cdot 10^3} + 0,4 \right) \right]$$

$$= 1,705 \cdot 5,65 \cdot (1 + 1,51) + 0,37 + 0,4 = 25,49 \text{ V}$$

$$V_{CC \text{ nom}} = 25,5 \text{ V}$$

Dans la pratique on a besoin d'une réserve supplémentaire pour le surbalayage de 10 %.

$$V_{CC \text{ max}} = 28,04 \text{ V}$$

La tension de repos à la sortie de l'amplificateur sera donc, par la relation (10) :

$$V_{OB \text{ max}} = \frac{J_p \cdot R \left(\cot h \left[\frac{(R/2L)}{T_R} \right] - \frac{J_p \cdot T_R}{6 CK} \right)}{1}$$

$$= 1,875 \cdot 5,65 \cdot \cot h \frac{5,65}{7,1 \cdot 10^3} \cdot 10^3 - \frac{19 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3} = 10,08 \text{ V}$$

$$V_{OB \text{ max}} = 10 \text{ V}$$

Il est maintenant démontré qu'avec une tension d'alimentation de 28 V, même lorsque l'on tient compte de toutes les tolérances et des conditions de fonctionnement extrêmes, on a encore la possibilité d'avoir un surbalayage de 10 % ; bien que cette condition de fonctionnement correspondant au " pire cas " ne se trouve pas dans la pratique.

Ainsi avec $V_{CC} = + 28$ V on pourra avoir un temps de retour égal à $T_R = 1$ ms.

4. - Application au tube PIL à déviateur toroïdal.

● Courant crête à crête de balayage nominal

● Résistance de la bobine de déviation et du quadripôle en série

● Inductance de la bobine de déviation

● Résistance de contre réaction

● Résistance du circuit de correction N S

● Inductance du circuit de correction N S

$i_A = 3,1$ A

$R_V = 3,9 \Omega$ avec $i_A = 3,1$ A

$L_V = 3,2$ mH

$R_I = 0,33 \Omega$

$R_{NS} = 0,4 \Omega$

$L_{NS} = 0,3$ mH

La résistance totale du circuit de déviation est : $R_{A25^\circ} = 5,09 \Omega$.

+10 % pour $V_T = 25^\circ \text{ C}$ ($t = 25^\circ - 50^\circ \text{ C}$), $R_{A'50^\circ} = 5,6 \Omega$.

● Inductance totale : $L_A = 3,5$ mH

● Résistance de saturation du transistor de sortie : $R_{CE \text{ sat}} = 0,4 \Omega$

● Capacité de couplage : $C_K = 1.000 \mu\text{F}$.

● Le temps de retour est fixé à : $T_R = 1$ ms.

avec la relation (11) nous avons :

$$V_{CC \text{ nom}} = 1,55 \left[5,6 \left(1 + \cot h \frac{5,6}{7,1 \cdot 10^3} \cdot 10^3 + \frac{7,1 \cdot 10^3}{19 \cdot 10^3} + 0,4 \right) \right]$$

$$V_{CC \text{ nom}} = 22,9 \text{ V}$$

qui devient avec le surbalayage requis de 10 %

$$V_{CC \text{ max}} = 25,22 \text{ V}$$

pour $T_R = 0,9$ ms

$$V_{CC \text{ max}} = 26,3 \text{ V}$$

pour $T_R = 0,8$ ms

$$V_{CC \text{ max}} = 27,8 \text{ V}$$

Comme on le montrera encore dans les chapitres suivants, le circuit peut être utilisé aussi bien avec un tube 20 AX qu'avec un tube pour un concept PIL. En prenant $V_{CC} = 28$ V on obtiendra donc, même dans le " pire cas ", un temps de retour de :

a. pour un 20 AX : $T_R = 1$ ms

b. Pour un PIL $T_R = 0,8$ ms.

Dans les deux cas avec une tension de repos de sortie $V_{OB} = 10$ V.



Lorsque l'on a besoin d'un signal de sortie avec une composante parabolique plus faible, on doit utiliser une capacité de couplage de 2200 μF .

Par la relation (10), la tension de repos de sortie est égale à 13,3 V, ce qui donne en même temps, pour les transistors de sortie, une meilleure répartition des dissipations.

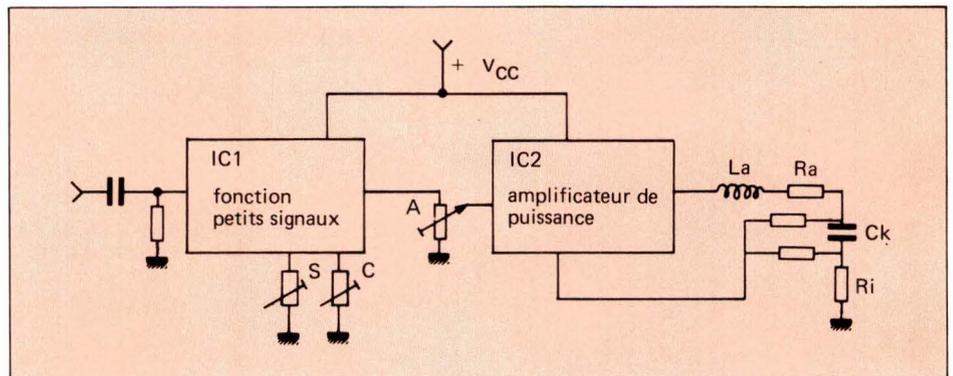
5. - Schéma d'application complet.

L'analyse des différents systèmes existants et la démonstration théorique des besoins réels, compte tenu de la tension d'alimentation et des pertes de puissance, ont conduit Sescossem à choisir la voie de l'intégration de l'étage de puissance.

Le savoir faire technologique et une expérience avancée dans la production de circuits intégrés de haute puissance ont rendu possible la réalisation que nous présentons.

Dans sa forme actuelle le circuit de balayage vertical Sescossem est composé de deux groupes de fonctions intégrées.

Schéma synoptique



Dans le circuit N° 1 les semi conducteurs remplissent les fonctions suivantes :

- a. Mise en forme de l'impulsion de synchronisation et inhibition du déclenchement pendant $t = 18 \text{ ms}$.
- b. Oscillateur.
- c. Générateur de dent de scie avec précorrection réglable.
- d. Correction en S.
- e. Générateur d'impulsion d'effacement.
- f. Protection contre les surtensions.
- g. Correction automatique de hauteur image pour maintenir un format constant.
- h. Arrêt de l'oscillateur pour le service.

Le circuit N° 2 remplit les fonctions suivantes :

- a. Amplification de puissance.
- b. Limitation du courant de sortie.
- c. Protection thermique.
- d. Traitement du courant de retour.

Les deux circuits fonctionnent avec la même valeur de tension d'alimentation + 28 V (comme il a été établi par la relation 11), celle-ci en cas de défaut pouvant atteindre $V_{CC \text{ max}} = 36 \text{ V}$ (typ + 40V).

La comparaison des différents systèmes existants, a permis de dégager pour la conception Sescossem les avantages suivants :

1. - La tension d'alimentation nécessaire sera seulement égale à la valeur max de la tension du signal à la sortie de l'amplificateur.

Ainsi, on obtient une faible puissance nominale dissipée.

$P_{\text{tot IC}} = 6,8 \text{ W}$ (pour 20 AX) et

$P_{\text{tot IC}} = 6,0 \text{ W}$ (pour 110° PIL-Toroid).

2. - Tous les éléments de puissance sont intégrés dans un même circuit. Un simple refroidisseur est nécessaire pour réaliser très facilement un véritable module fonctionnel.

3. - Lorsque l'on atteindra la température limite de 125°, critique pour la " peste noire " et " l'électromigration ", le circuit de lui-même limitera sa puissance de sortie et se stabilisera progressivement à une température constante.

Si le refroidisseur est mal monté ou en cas de fonctionnement anormal, par exemple : température excessive dans l'enceinte du téléviseur par obstruction des voies d'aération, il apparaîtra sur l'écran du fait de l'excès de température, une réduction du balayage qui protégera ainsi tous les semiconducteurs du téléviseur.



4. - Réserve en courant élevée

Le courant de sortie max étant 7 A_{p.p.} typ.

5. - Faible courant de repos (20 mA typ)

Celui-ci étant totalement indépendant de la température, il n'y aura pas de problème de "cross over" quelles que soient les conditions de fonctionnement.

6. - Gain en boucle ouverte élevé (90 dB typ)

Grâce auquel même avec un condensateur de couplage de faible valeur ($C_K = 1000 \mu\text{F}$ pour 3,8 App) on a une parfaite stabilité de linéarité et d'amplitude.

7. - L'impédance d'entrée très élevée autorise l'absence de condensateur électrochimique dans le circuit de contre réaction.

8. - Le découpage logique entre les petits signaux et l'amplificateur de puissance permet dans les appareils multinormes de réaliser un très bon interlignage et facilite le dépannage.

9. - Précorrection de la dent de scie du générateur qui est associé à un oscillateur et à un étage de synchronisation automatique.

Grâce à la précorrection de la dent de scie, la limite inférieure de la réponse en fréquence du circuit de contre réaction en courant atteint 7 Hz ce qui permet de réduire l'effet "Bouncing".

Par la commutation de la sensibilité de déclenchement entre les états synchrone et asynchrone le réglage de fréquence n'est pas indispensable ($f_0 = 42 \text{ Hz}$).

10. - Importante réserve de tension

Le système possède un commutateur (thyristor) qui mesure la surtension et contrôle la liaison à l'étage final.

Ici il est important pour assurer un bon comportement contre les claquages émetteurs-collecteurs que la polarisation des étages finaux ne change pas.

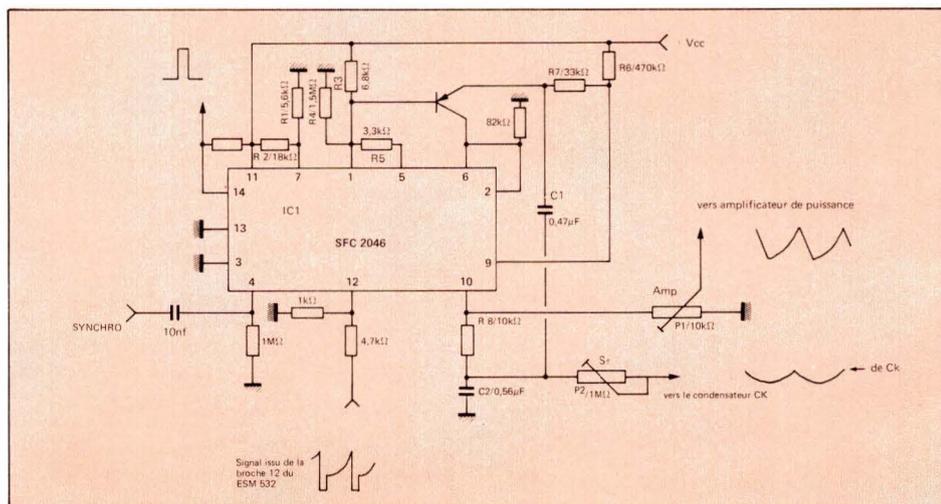
11. - La fréquence de coupure élevée du circuit intégré permet une bonne immunité en cas de "flash" du tube image grâce aux diodes de protection. Il est important que le temps d'établissement du courant (t_{on}) des diodes soit plus rapide que le temps à partir duquel se produira le second claquage ; cela ne peut être garanti qu'avec les techniques d'intégration. Les diodes de puissance les plus rapides que l'on trouve couramment dans le commerce ont un temps de conduction " t_{on} " d'environ 100 ns ; ce qui signifie que dans la réalité de telles diodes n'offriront qu'une protection apparente.

On obtient également de bons résultats lorsque les diodes de protection sont intégrées aux transistors Darlington. Ce qui explique le comportement excellent confirmé par l'expérience, du circuit intégré de puissance en cas de "flash". Car abstraction faite des profondeurs de diffusion différentes, le transistor Darlington a la même structure que les transistors intégrés des étages finaux.

Ces considérations, en dehors des aspects économiques et pratiques mettent en valeur les avantages techniques de la solution intégrée.

Description du circuit

a. Partie comportant les petits signaux



L'oscillateur est réalisé par un thyristor fonctionnant en relaxateur a seuil.

Pour réaliser avec le transistor npn interne la fonction du thyristor de décharge il est nécessaire d'utiliser en dehors du Ci, un transistor pnp supplémentaire. Le rapport $R3/R4$ détermine la valeur du seuil de référence. $R6 + R7$ fixent le courant de décharge de $C1 + C2$. Le déclenchement résulte de la commutation de la valeur de référence sur la borne 1. L'impulsion de synchronisation est



appliquée à la borne 4 (directement, ou par l'intermédiaire d'un circuit intégrateur). Elle est amplifiée dans le circuit et commutée par R_5 le seuil de référence.

Il ne peut y avoir synchronisation que lorsque la valeur instantanée de la tension sur l'émetteur du transistor pnp est supérieure d'un V_{BE} à la tension sur la borne 1.

Au moyen de R_5 et R_3/R_4 on pourra ainsi programmer un temps d'inhibition pendant lequel l'oscillateur sera totalement découplé de l'impulsion de synchronisation.

La dent de scie de commande sort en faible impédance sur la borne 10. Elle est corrigée par la parabole du circuit de réaction formée par R_8 et C_2 (qui fait partie de la capacité de l'oscillateur). Parallèlement une autre mise en forme parabolique est réalisée aux bornes de C_2 et P_2 . Nous obtenons ainsi sur la borne 10 une correction en S.

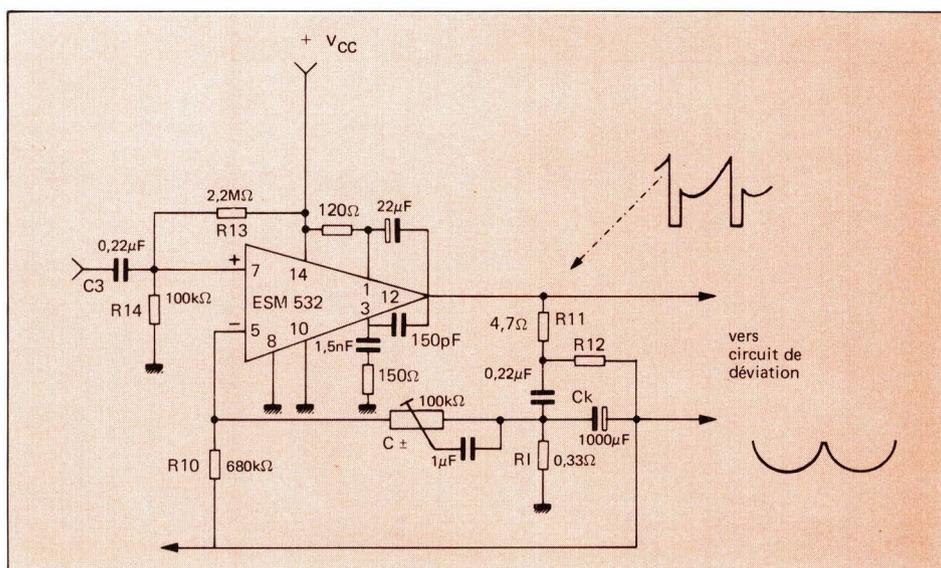
Le réglage de P_2 permet d'obtenir une correction en S normale (pour tubes PI), une dent de scie linéaire (20-AX) et même une correction en S inverse.

Le contrôle de la tension d'alimentation se fait par la borne 7. Le rapport R_2/R_1 détermine une tension proportionnelle à la tension d'alimentation. Lorsque cette tension dépasse la tension de référence interne 5,6 V, un courant additionnel naîtra dans le thyristor et, progressivement, sur 0,7 V d'augmentation de tension, aura pour effet d'augmenter la fréquence. Par conséquent l'amplitude à la sortie du circuit intégré de puissance se réduira jusqu'à ce qu'elle s'annule.

Pour $V_{CC} = 30$ V le thyristor restera conducteur et l'oscillateur sera bloqué. L'amplificateur de puissance n'étant plus attaqué la tension d'alimentation pourra monter jusqu'à $V_{CC \text{ nom}} = 36$ V (40 V typ).

L'impulsion d'effacement est mise en forme sur la borne 12 et disponible borne 14. Cette impulsion qui a pour amplitude V_B est en phase avec le courant de retour. Pour créer volontairement un décalage de phase on peut corriger l'impulsion d'attaque avec une capacité sur la borne 12.

b. Amplificateur de puissance



Par le potentiomètre d'amplitude P_1 on fournit à l'entrée de l'amplificateur une dent de scie précorrégée par une parabole.

L'entrée (borne 7) est polarisée par R_{13}/R_{14} .

La contre réaction continue se referme par R_{10} et P_3 .

On trouve directement sur CK l'information correspondant à la polarisation de la sortie de l'amplificateur borne 12 (car la valeur moyenne de V_{CK} correspond à V_{OB}).

L'avantage de cette disposition réside dans le fait que l'on a seulement une parabole aux bornes de CK. On peut donc se dispenser d'un circuit d'intégration supplémentaire dans la chaîne de contre réaction continue.

Cette parabole aux bornes de CK que l'on superpose au signal de contre réaction en dent de scie fournie par $P_{10} - P_3 - R_1$ permet d'obtenir une correction en C positive ou négative.

Une partie de P_1 est court-circuitée en alternatif par C_1 qui est branché entre le curseur de P_1 et une de ses extrémités ; on peut donc de cette manière contrôler par $R_{10}-P_2$ le niveau de la parabole superposée à la dent de scie. En fonction de la position du curseur de P, le signal parabolique sera plus important ou plus faible que la composante parabolique du signal sur l'entrée positive de l'amplificateur du différentiel (borne 7). Lorsque les deux composantes paraboliques ont la même valeur on a comme signal différentiel une dent de scie linéaire. Lorsque l'une ou l'autre de ces composantes est plus importante on obtient une correction en C positive ou négative.



La correction parabolique du signal d'entrée et la distorsion du circuit de contre réaction feront en sorte que : toute variation de V_{OB} provoquée par un changement de période T_A (lors du passage de l'état synchrone à l'état asynchrone par exemple) sera rattrapée avec le retard minimum correspondant à la constante de temps $R_A \cdot C_K$ du circuit de déviation lui-même.

La tension de repos à la sortie de l'amplificateur est définie par la relation suivante :

$$V_{OB} = V_{CC} \frac{R_{14} (P_3 + R_{10})}{(R_{13} + R_{14}) P_3} \text{ avec } P_3 = R_{14}$$

$$V_{OB} = V_{CC} \frac{P_3 + R_{10}}{R_{13} + R_{14}} = 28 \frac{100 \cdot 10^3 + 680 \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^6 + 100 \cdot 10^3} = 9,5 \text{ V}$$

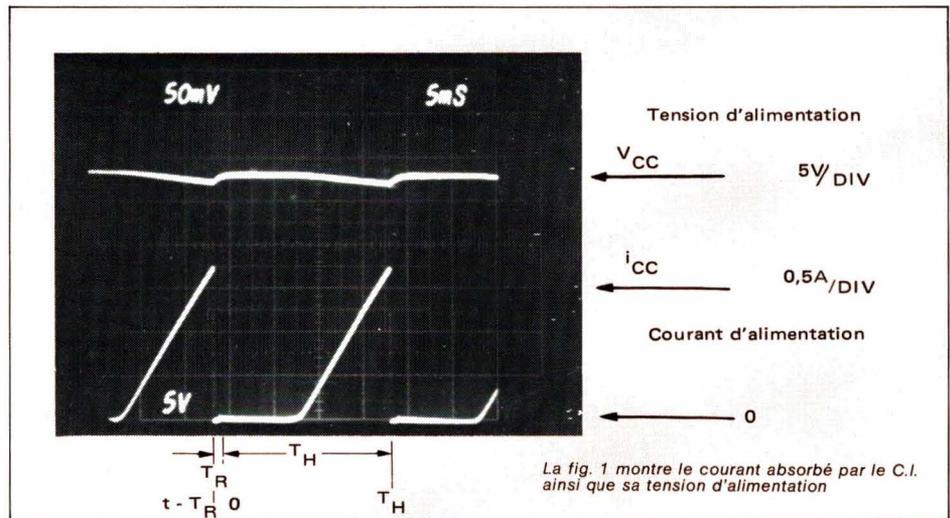
La valeur que l'on a trouvée est presque identique à celle que l'on a définie par la relation 10 pour $C_K = 1000 \mu\text{F}$.

Pour $C_K = 2.200 \mu\text{F}$, R_{10} devra être égal à $1 \text{ M}\Omega$ pour $V_{OB} = 13,3 \text{ V}$.

Par la relation donnant V_{OB} on voit que celle-ci est toujours fixée à la tension d'alimentation, dans un certain rapport.

De cette manière même lorsque l'on utilise une alimentation stabilisée avec une grande résistance interne on est toujours polarisé de façon optimale.

6. - Calcul de la puissance dissipée nominale dans le circuit intégré pour un balayage de tube 20 AX.



I_V = Courant consommé au repos

i_A = Courant de balayage

La puissance totale consommée est égale à :

$$P_{alim} = \frac{1}{T_A + T_R} \int_{T_R}^{T_A} V_{CC}(t) \cdot i_{CC}(t) dt$$

$$P_{alim} = \frac{1}{T_A + T_R} \int_{T_R}^{T_A/2} (V_{CC}(t) \cdot I_V) dt + \int_{T_A/2}^{T_A} V_{CC} \cdot \frac{i_A}{2} \left(\frac{2t}{T_A} - 1 \right) dt$$



Pour simplifier les calculs on peut négliger les variations de $V_{CC}(t)$

$V_{CC} = \text{constant} = + 28 \text{ V.}$

Après résolution, nous avons :

$$P_{\text{alim}} = \frac{V_{CC}}{T_A + T_R} \cdot T_A \cdot \frac{I_V}{2} + \frac{i_A}{8}$$

$$P_{\text{alim}} = \frac{28}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot 19 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-3} + \frac{3,41}{8} = 11,6 \text{ W}$$

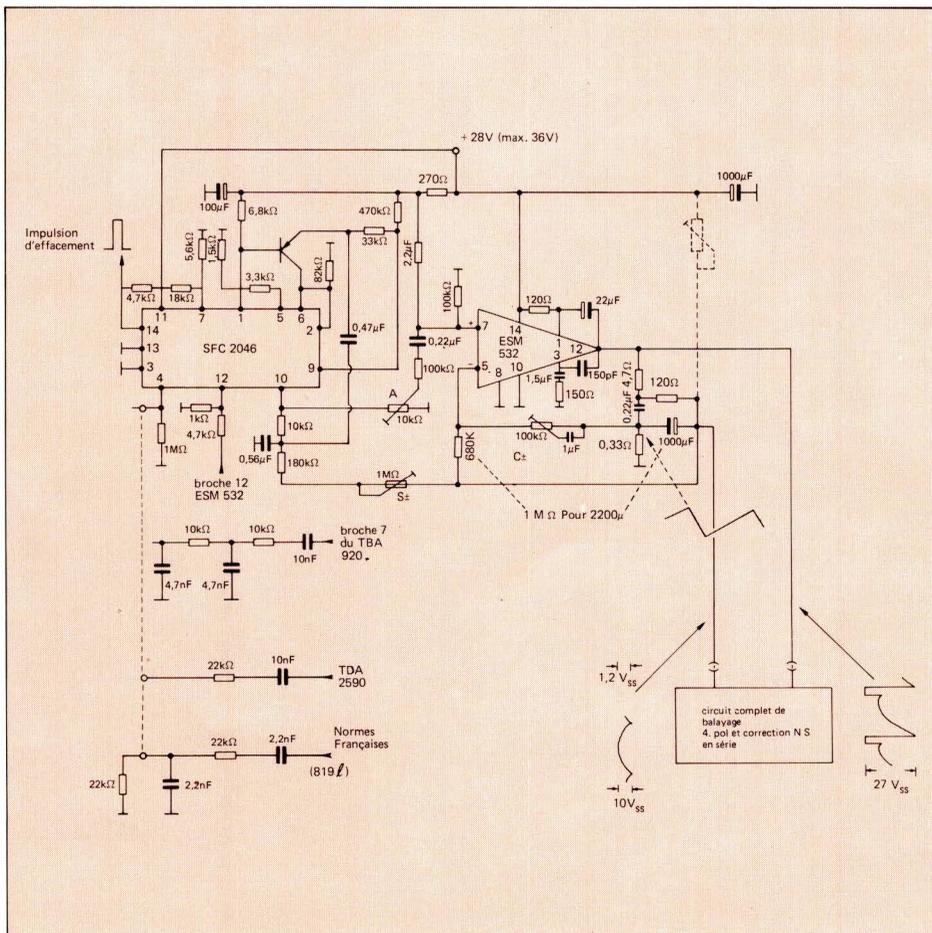
En prenant $R_{A'} = 5 \Omega$ (valeur typique de la résistance totale du circuit de déviation) la puissance dissipée dans le circuit est :

$$P_O = \frac{i_A^2 (A_{pp})^2}{12} R_{A'} = \frac{3,41^2}{12} \cdot 5 = 4,85 \text{ W}$$

La puissance dissipée par le CI est ainsi :

$$P_d = P_{\text{alim}} - P_O = 11,6 - 4,85 = 6,75 \text{ W}$$

7. - Schéma d'application avec impulsion de retour négative.





8. - Calcul de la puissance nominale dissipée par le circuit intégré pour un balayage avec tube 110° PIL.

$$P_{\text{alim}} = \frac{V_{\text{CC}}}{T_A + T_R} \cdot T_A \left(\frac{I_V}{2} + \frac{i_A}{8} \right) \quad \text{avec } V_{\text{CC nom}} = 26 \text{ V}$$

$$P_{\text{alim}} = \frac{26}{20} \cdot 19 \cdot 10 \cdot 10^3 + \frac{3,1}{8} = 9,8 \text{ W} \quad i_{\text{A nom}} = 3,1 \text{ A}$$

Avec $R_{A'} = 4,8$ on a :

$$P_O = \frac{(i_A [A_{SS}])^2}{12} \cdot R_{A'} = 3,85 \text{ W}$$

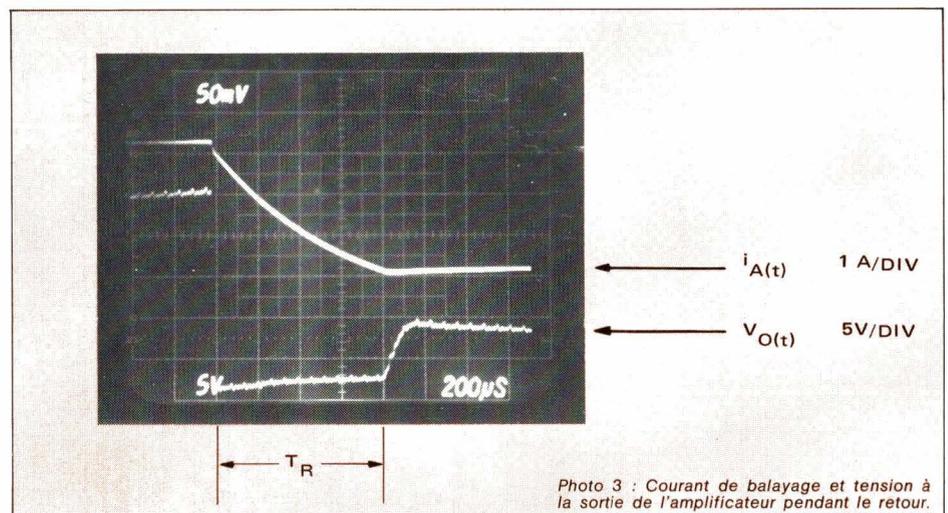
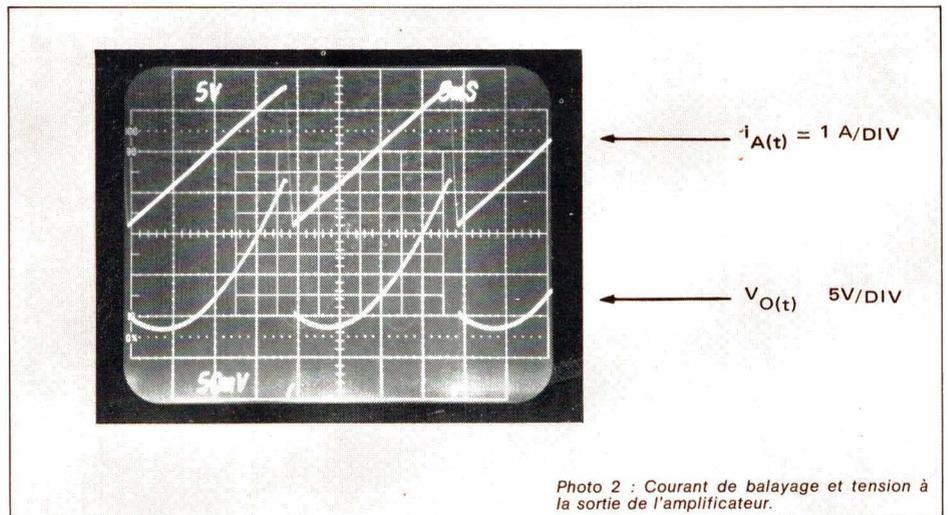
$$P_d = P_{\text{alim}} - P_A = 9,8 - 3,85 = 5,95 \text{ W}$$

La température dans l'enceinte du téléviseur étant d'environ 50°C le radiateur devra avoir une résistance thermique

$$R_{\text{th totale}} = R_{\text{th IC}} + R_{\text{th K}} = \frac{T_{\text{j max}} - T_{\text{amb}}}{P_d} = \frac{125 - 50}{6,75} = 11^\circ \text{ C/W}$$

$$R_{\text{th K}} = R_{\text{th ges}} - R_{\text{th IC}} = 11^\circ \text{ C/W} - 5^\circ \text{ C/W} = 6^\circ \text{ C/W}$$

Dans la pratique en se réservant une marge de sécurité supplémentaire on prendra un radiateur ayant pour résistance thermique : $R_{\text{th}} = 5^\circ \text{ C/W}$.





Circuit de balayage vertical avec temps de retour positif

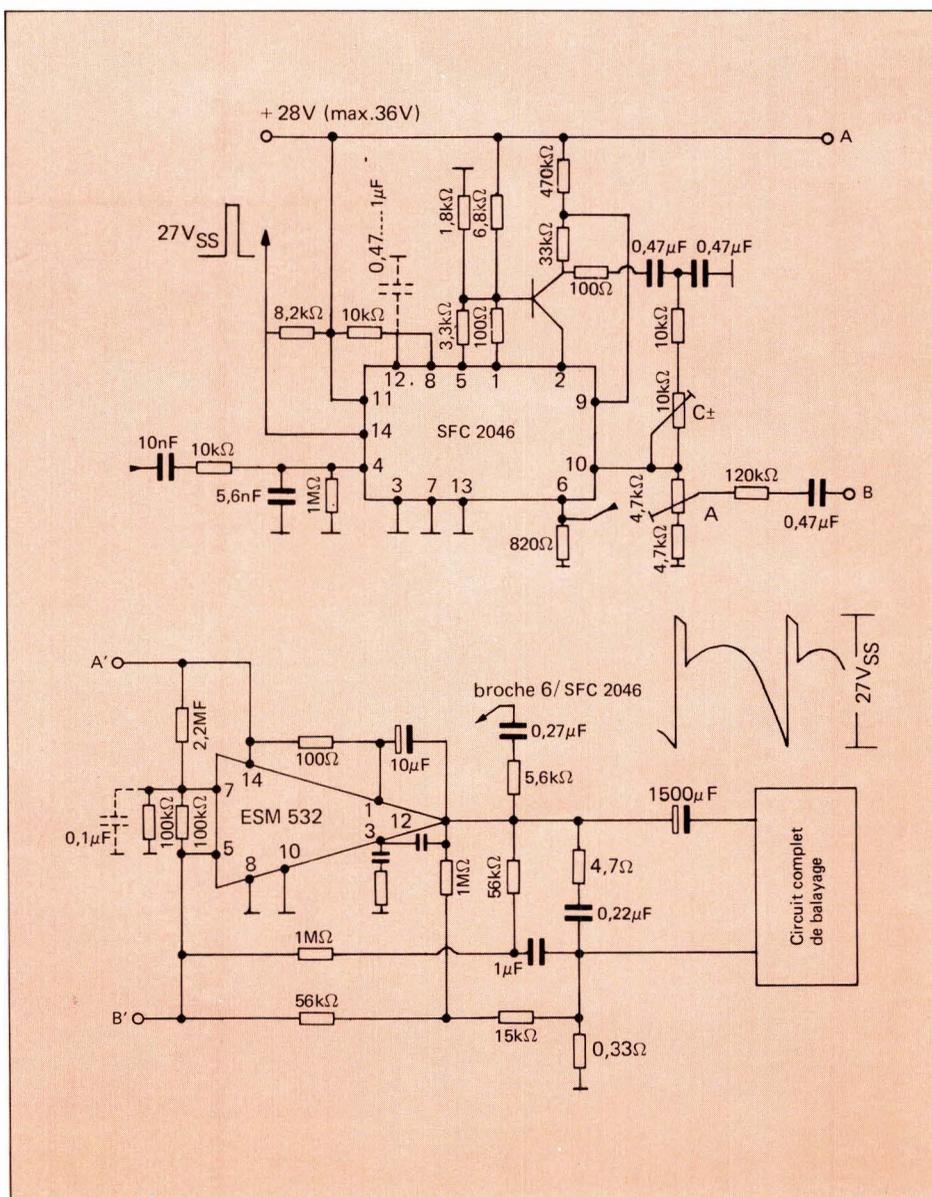
$$i_{A(t)} = J_p \left(1 - \frac{2t}{T_A} \right)$$

La valeur de la tension d'alimentation nécessaire est définie par la même relation (11).

$$V_{CC} = J_p \left[R \left(1 + \cot h \left(\frac{R}{2L} \right) \cdot T_R \right) + \frac{2L}{T_A} + R_{CE \text{ sat}} \right]$$

La tension de repos à la sortie de l'amplificateur n'est pas ici fixée par le temps de retour, elle est seulement déterminée par la 2e moitié du temps d'aller. - $J_p = i_{A(t)} = 0$.

9. - Schéma d'application avec impulsion de retour positive.





Il est nécessaire de prendre également en considération le changement de charge de la capacité de couplage ainsi que la résistance de saturation du transistor de sortie.

$$V_{OB} = Jp \left[R + \frac{T_A}{6 CK} + \frac{2L}{T_A} + R_{CE sat} \right]$$

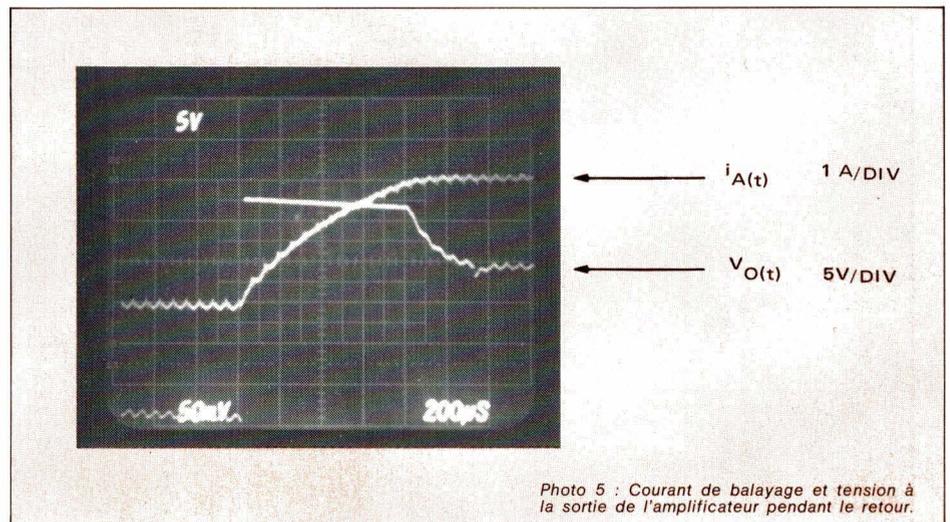
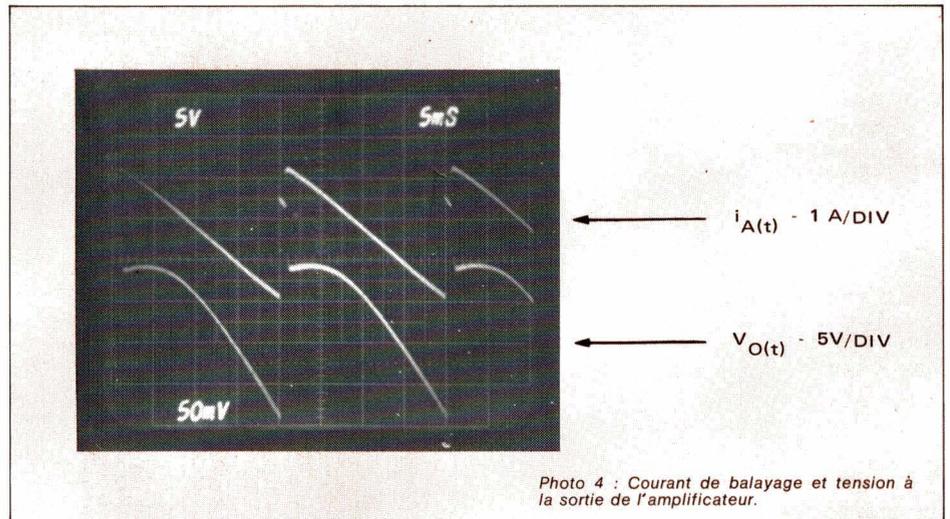
Le calcul de la puissance dissipée est défini par la même règle.

Dans le circuit qui suit quelques modifications ont été faites pour répondre aux besoins des conditions de fonctionnement dans le téléviseur (correction N.S. etc...).

- a. Impulsion de retour positive.
- b. Capacité de couplage vers la borne 12 de l'amplificateur
- c. Suppression de la correction en S non indispensable par le fait qu'une seule capacité peut dans le circuit de contre réaction avoir une influence sur la mise en forme du courant.
- d. La correction $\pm C$ est directement réalisée sur la dent de scie du générateur en faisant le réglage de la composante parabolique.

La correction de linéarité n'est par ce fait plus liée à un condensateur électrochimique. On bénéficie ainsi d'une grande stabilité des réglages dans le temps.

- e. Un inverseur supplémentaire est également nécessaire pour remettre dans le sens correct l'impulsion d'effacement destinée aux circuits de luminance et chrominance.





CONCEPTION D'UN ÉTAGE INTERMÉDIAIRE UTILISANT UN FILTRE A ONDES DE SURFACE pour téléviseur norme G CCIR

G. COUSSOT - Thomson - C.S.F.

M. VAN DEN DRIESSCHE - SESCOSEM.

Dans une première partie, il est rappelé les principes de fonctionnement d'un Filtre à Ondes de Surface et notamment la manière dont apparaît la fonction filtrage. D'une telle analyse, on peut concevoir une méthode de synthèse afin d'obtenir la géométrie du dispositif correspondant à une fonction filtrage donnée. Cette fonction, en général, comprend deux caractéristiques : une caractéristique amplitude/fréquence et une caractéristique retard de groupe/fréquence. Les limites extrêmes de ces deux caractéristiques étant définies, on calcule par ordinateur la réponse impulsionnelle qui fournit la géométrie du dispositif. La limitation physique de celui-ci et des effets parasites conduisent à un compromis entre les caractéristiques souhaitées, les résultats théoriques et les mesures expérimentales. De plus, l'application décrite dans cet article concerne un dispositif Grand Public et des considérations économiques influencent ce compromis.

Un tel dispositif est réalisé pour assurer la fonction filtrage de l'étage Fréquence Intermédiaire des récepteurs de télévision de système CCIR.

Les normes G.CCIR imposent une précorrection du retard de groupe à l'émission et une correction inverse à la réception, de façon à obtenir un retard de groupe constant. Cette correction inverse est obtenue naturellement avec les circuits à selfs et à condensateurs.

Dans les caractéristiques physiques et électriques du dispositif à Ondes de Surface, sont décrits notamment les impédances d'entrée et de sortie, les problèmes d'adaptation et les pertes d'insertions dans le cas d'un substrat en LiNbO₃.

On peut alors concevoir un étage Fréquence Intermédiaire utilisant notamment le principe de la sélectivité groupée et de la démodulation synchrone, grâce à l'utilisation du circuit SESCOSEM TBA 440. Le schéma de cet étage est présenté ainsi que les performances obtenues dans les domaines de sensibilité, dynamique, intermodulation et facteur de bruit. De même, l'analyse des signaux-tests normalisés pour le système PAL est présentée. Enfin, les avantages d'un tel étage, comparé à un étage classique, sont discutés.

1. - Introduction

Durant ces dix dernières années on a constaté l'évolution permanente des technologies télévision en Europe. Après le règne des tubes électroniques puis l'utilisation des transistors, les circuits intégrés occupent actuellement une place privilégiée dans les téléviseurs modernes.

Les principales motivations qui ont conduit cette évolution sont :

- La recherche d'un prix de revient plus faible.
- La simplification des circuits.
- La miniaturisation.
- L'obtention de meilleures performances.

Aujourd'hui le filtre à Ondes de Surface permet de franchir une nouvelle étape.

Par rapport aux solutions classiques avec selfs et condensateurs il présente les avantages suivants :

- Absence de réglage.
- Encombrement plus réduit.

- Dérive thermique presque nulle.
- Excellente reproductibilité des caractéristiques en série.
- Contrôle de la caractéristique de retard de groupe.

Les circuits de la famille du TBA 440 P SESCOSEM associés au filtre à ondes de surface permettent la réalisation d'une fonction FI télévision compacte et performante, notamment l'utilisation du démodulateur synchrone améliore considérablement les caractéristiques hors bande au regard des signaux brouilleurs.

Dans ce rapport nous présentons :

- a) Le filtre à Ondes de Surface FI image aux normes G CCIR avec un rappel des principes de base.
- b) Une application avec les différents éléments associés au filtre : circuit d'adaptation et circuit intégré.

2. - Le filtre à Ondes de Surface (FOS) Thomson-CSF aux normes G CCIR

Les Ondes Acoustiques de Surface sont déjà bien connues et ont trouvé depuis quelques années des applications dans certains domaines professionnels et militaires (lignes à retard, filtres de bande, filtres dispersifs...).

Les technologies de photogravure développées pour les semi-conducteurs, ont été transposées pour fabriquer ces dispositifs à ondes acoustiques de surface.

L'introduction, sur le marché, de substrats ferroélectriques et piezoélectriques de deux pouces

monocristallins bon marché tel que le Niobate de Lithium, permet la production en grande série de ces dispositifs à des prix compatibles avec ce que l'on peut en attendre pour la fonction réalisée *

Le filtre Fréquence Intermédiaire pour les récepteurs de télévision en est une application.

* Référence : " Experimental Investigations of mass producible Acoustic Surface Wave Filter ". G. Coussot and O. Menager, Proceeding of the 29 th Annual Symposium Frequency Control 1975 - pp 181-188- US Army Electronic Command, Fort-Month.



2.1. - Principe de fonctionnement

Le filtre se présente comme un quadripôle avec un transducteur d'entrée et un transducteur de sortie.

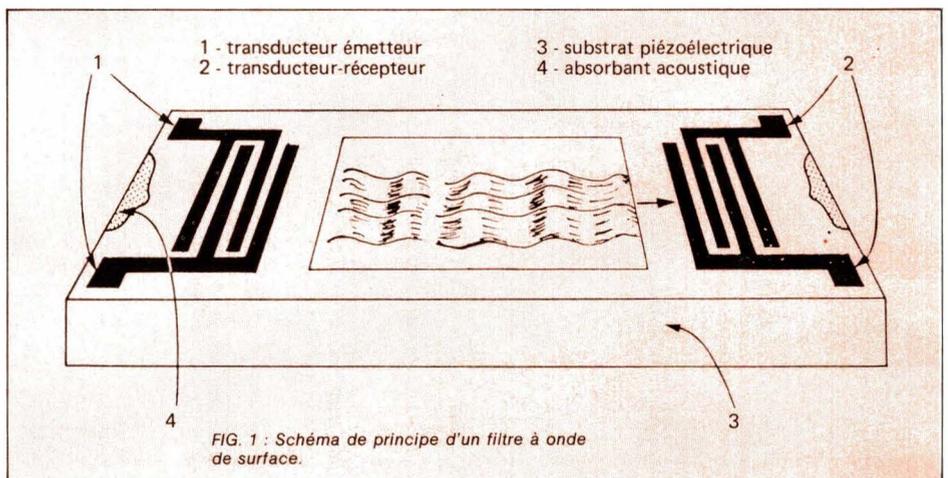
Ces transducteurs interdigités sont obtenus par photogravure d'une mince couche d'aluminium (2.000 Å) déposée sur la surface polie du cristal de Niobate de Lithium.

Le transducteur d'entrée, par effet piézoélectrique, convertit l'énergie fournie par un générateur de signaux électriques alternatifs en une Onde

Acoustique de Surface.

Le transducteur de sortie reçoit cette Onde et la transforme, par effet piézoélectrique inverse, en un signal électrique (voir fig. 1).

La longueur d'Onde Acoustique pour les fréquences FI télévision est d'environ $70 \mu\text{m}$, valeur liée à la vitesse de propagation dépendant du matériau et des directions cristallographiques considérées. Cette vitesse est d'environ 3500 m/s.



Les caractéristiques d'un tel quadripôle sont définies par :

- La configuration des transducteurs interdigités.
- Les caractéristiques piézoélectriques du cristal qui dépendent de son orientation cristallographique.

L'effet piezo électrique du substrat engendrera donc des Ondes de Surface, mais également des Ondes de Volume. Or ces Ondes de Volume sont à réduire au maximum car, par réflexions multiples, elles atteignent le transducteur de sortie et engendrent des distorsions d'amplitude et de phase sur le signal électrique de sortie.

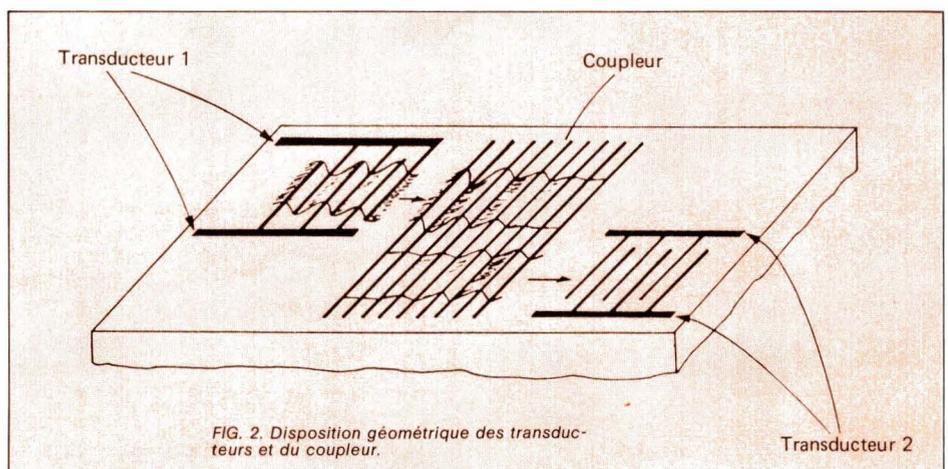
Ces effets, parasites, sont atténués par :

- Le choix de la coupe cristallographique du cristal qui correspond au meilleur rendement

piézoélectrique au regard des Ondes de Surface
b) Une découpe spéciale du cristal et un sablage de la face inférieure.

c) L'utilisation entre les deux transducteurs d'un coupleur directionnel multitraits (fig. 2).

L'onde générée par le transducteur 1 va induire sur les traits métalliques du coupleur des charges et des tensions qui auront pour effet de translater l'onde dans la direction du transducteur 2. La longueur du coupleur est déterminée pour que, l'énergie acoustique soit complètement reportée dans la direction du transducteur 2. Les ondes de volume émises par le transducteur émetteur 1 poursuivront soit directement soit par réflexions successives leur cheminement dans l'axe de ce même transducteur et ainsi ne seront pas détectées par le transducteur 2.





2.2. - Détermination de la caractéristique de transfert d'un filtre

Par la théorie des réseaux nous savons que la réponse en fréquence d'un circuit est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle.

Par exemple lorsque l'on envoi à l'entrée d'un réseau (qui peut être composé de selfs et de condensateurs) une impulsion très brève d'un spectre uniforme, on obtient, à la sortie, la réponse impulsionnelle dans le temps E (t) dont la configuration dépend des caractéristiques de phase et d'amplitude du filtre H (w).

$$E(t) = \frac{1}{2\pi} \int H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

La figure 3 ci-contre montre la réponse impulsionnelle d'un filtre conventionnel aux normes G CCIR avec précorrection de retard de groupe.

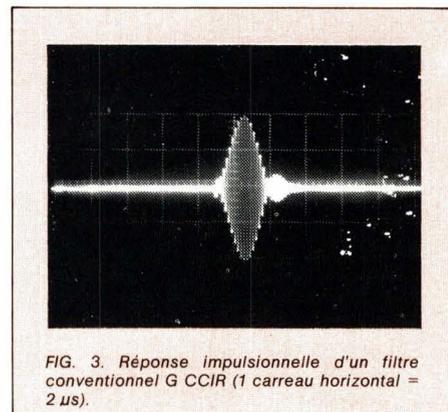


FIG. 3. Réponse impulsionnelle d'un filtre conventionnel G CCIR (1 carreau horizontal = 2 μs).

Examinons maintenant les phénomènes mis en jeu dans le Filtre à Ondes de Surface lorsque

l'on envoi sur un transducteur une impulsion très brève (fig. 4).

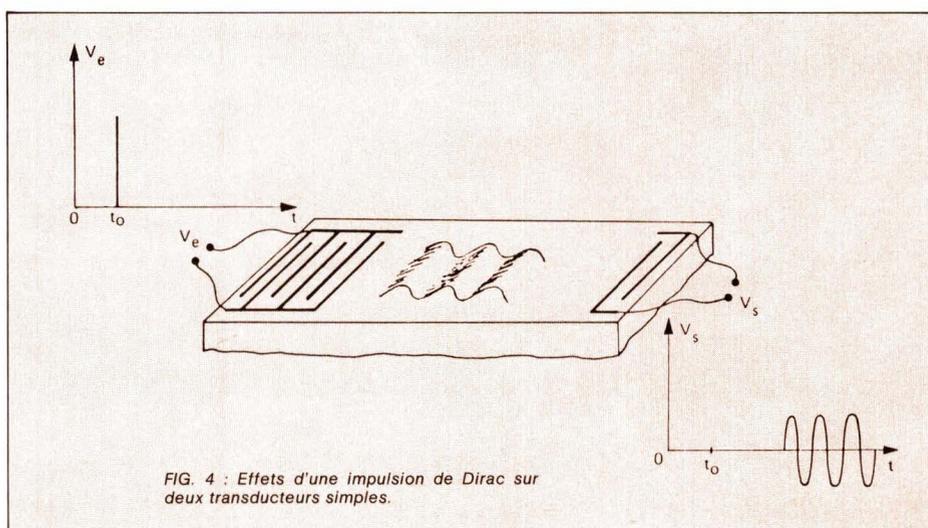


FIG. 4 : Effets d'une impulsion de Dirac sur deux transducteurs simples.

L'Onde de Surface qui va naître instantanément entre les dents du transducteur sur lequel est appliquée l'impulsion de Dirac, va avoir une allure sinusoïdale puis sera détectée et transformée en signal électrique par le transducteur de sortie en conservant la même configuration. Le nombre de périodes dépend du nombre de

dents (fig. 5).

Le signal détecté est donc la réponse impulsionnelle du circuit. La transformée de Fourier d'une salve sinusoïdale est une fonction en $\frac{\sin x}{x}$ (voir fig. 6).

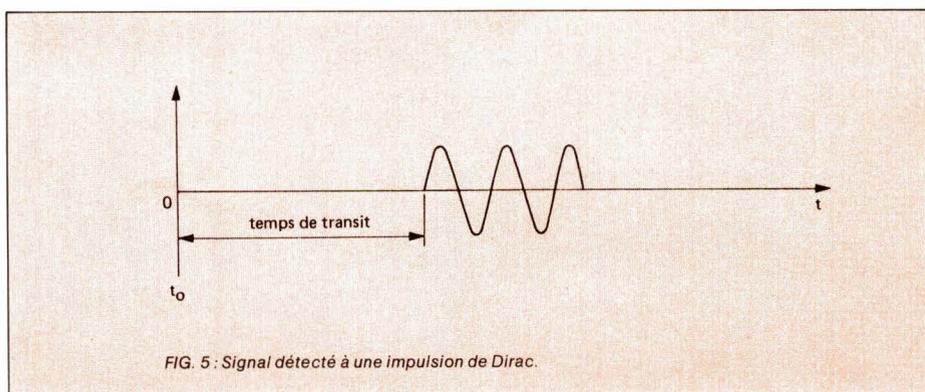
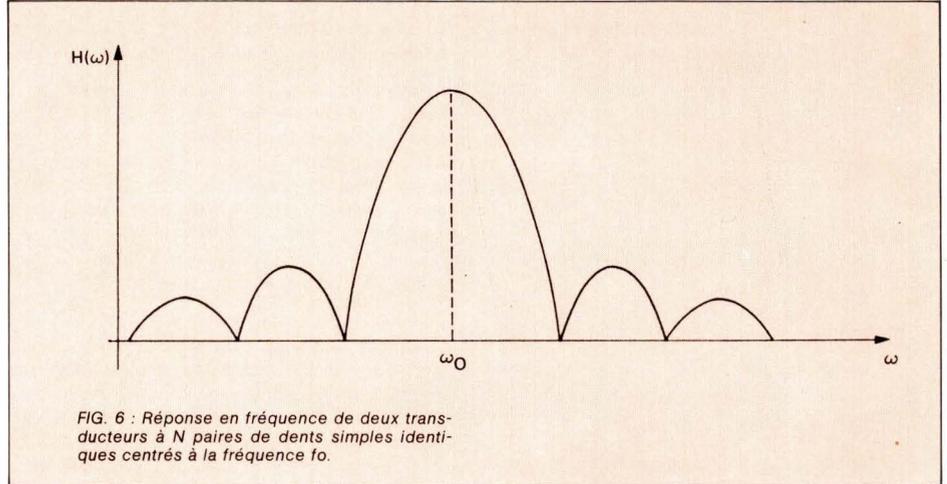


FIG. 5 : Signal détecté à une impulsion de Dirac.



Avec des transducteurs uniformes, la bande passante du filtre dépend simplement du nombre de dents

$$B \sim \frac{f_0}{1,25 N}$$

N = nombre de paires de dents

f_0 fréquence centrale

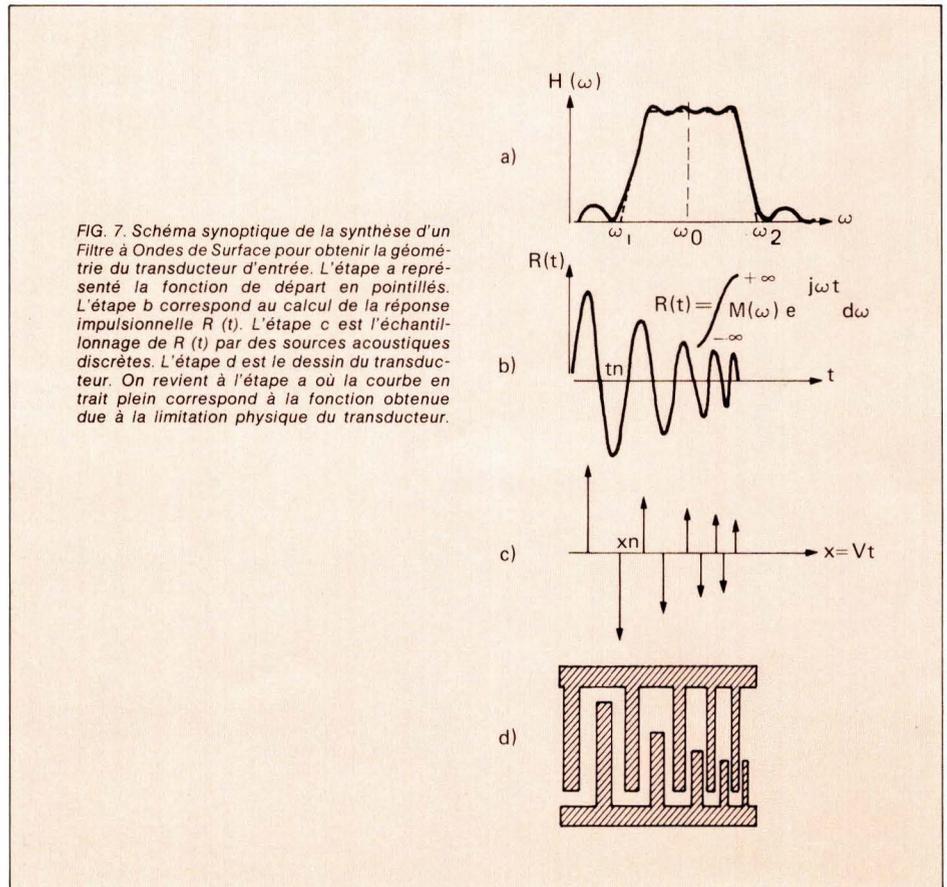
B bande passante à - 3 db

Une méthode de synthèse assistée par ordina-

teur a été mise au point dans nos laboratoires pour pouvoir :

a) Calculer la réponse impulsionnelle en fonction des caractéristiques d'amplitude et de retard de groupe.

b) Apporter les éléments de correction qui sont nécessaires pour limiter la réponse impulsionnelle et pour réduire ainsi les dimensions des transducteurs.





Dans cet exemple simple, on admet que le transducteur de sortie a une bande large (quelques sources) et n'influence pas la caractéristique du transfert, ce qui n'est pas toujours le cas.

Lorsque les deux transducteurs sont sélectifs la fonction de transfert totale :

$$H(\omega) = H_E(\omega) \cdot H_R(\omega)$$

où $H_E(\omega)$ est la caractéristique du transducteur émetteur et $H_R(\omega)$ est la caractéristique de transfert du transducteur récepteur.

Par nature, un tel système entraîne des pertes en puissance supérieures à 6 dB. En effet chaque transducteur apporte 3 dB de pertes du fait que l'onde émise par le transducteur est dirigée dans 2 directions dont l'une seulement est utilisée.

La réciproque est vraie pour le transducteur de sortie.

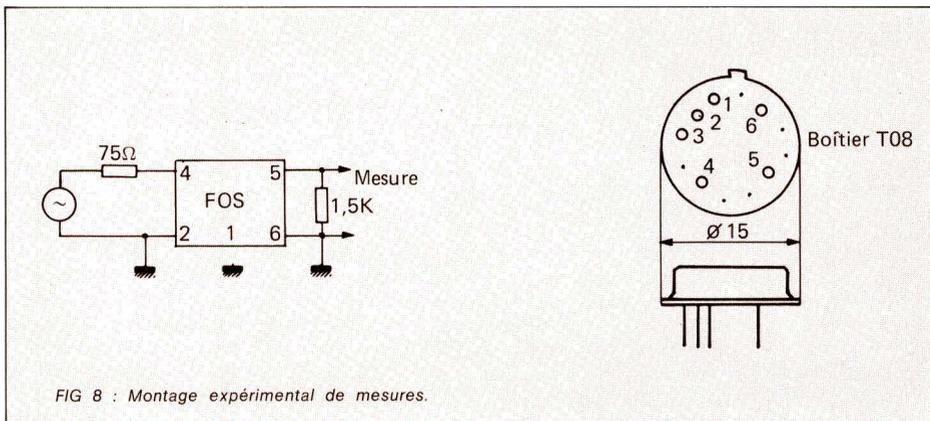
Le coupleur multitraits est également le siège de pertes ≈ 3 dB (un compromis est nécessaire entre les pertes d'insertions et la dimension du substrat). D'où des pertes d'insertions totales supérieures à 9 dB.

D'autre part il est nécessaire d'ajouter des pertes d'insertion des circuits adapteurs aux transducteurs émetteur et récepteur. Car l'adaptation optimale en puissance ne correspond pas à la meilleure adaptation au regard des réflexions acoustiques. En effet après une première propagation des Ondes sont réfléchies sur le transducteur récepteur et reviennent vers le transducteur émetteur. Pour éviter une nouvelle réflexion, il faut que l'impédance du transducteur soit la plus faible possible. Si ce n'est pas le cas, il y a une nouvelle réflexion partielle et des Ondes sont détectées à nouveau par le transducteur récepteur (phénomènes de triple transit et échos sur l'écran du téléviseur).

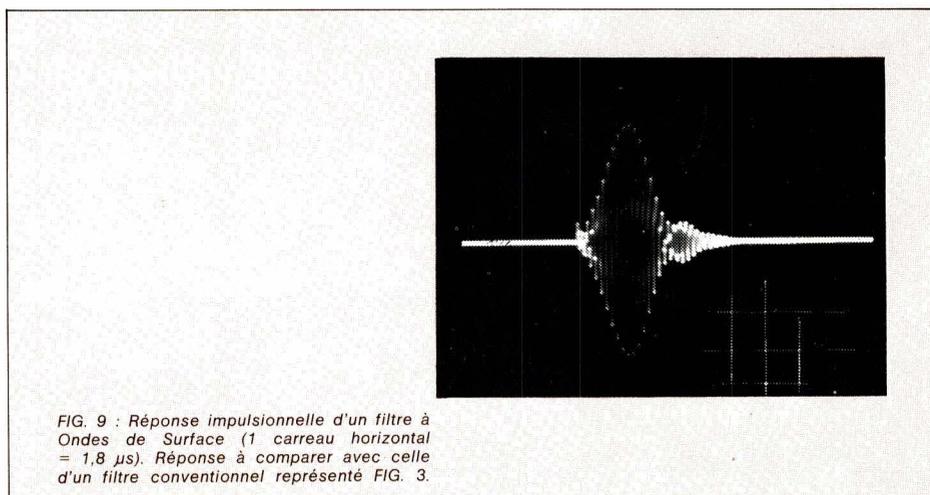
2.3. - Caractéristiques électriques du Filtre à Ondes de Surface norme G CCIR

Les caractéristiques d'amplitude et de retard de groupe ont été mesurées avec un générateur d'impédance 75Ω , la sortie étant refermée sur $1,5 K\Omega$.

Un soin particulier doit être apporté à l'isolement entre l'entrée et la sortie, éventuellement il est nécessaire d'intercaler un blindage.

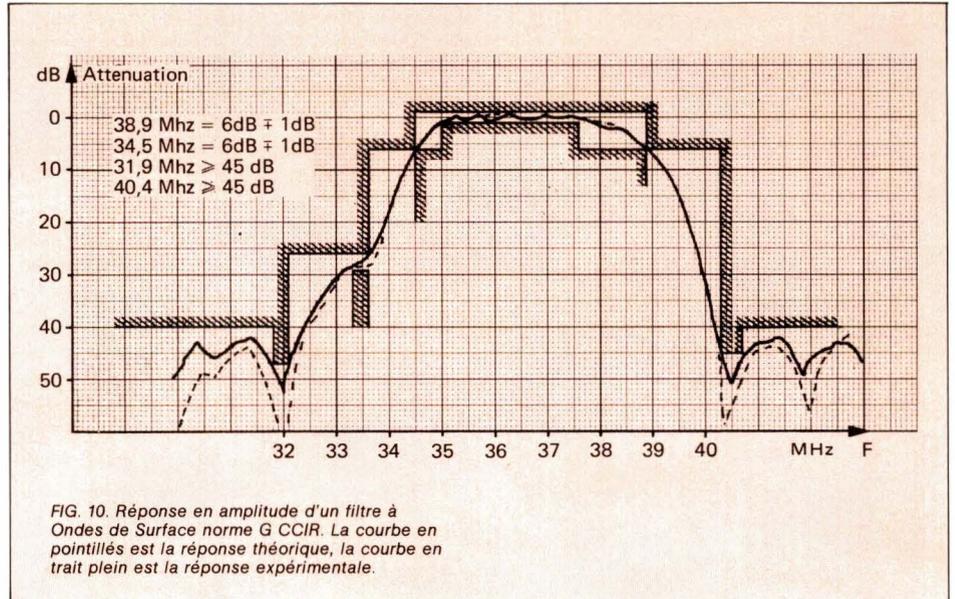


2.3.1. - Réponse impulsionnelle

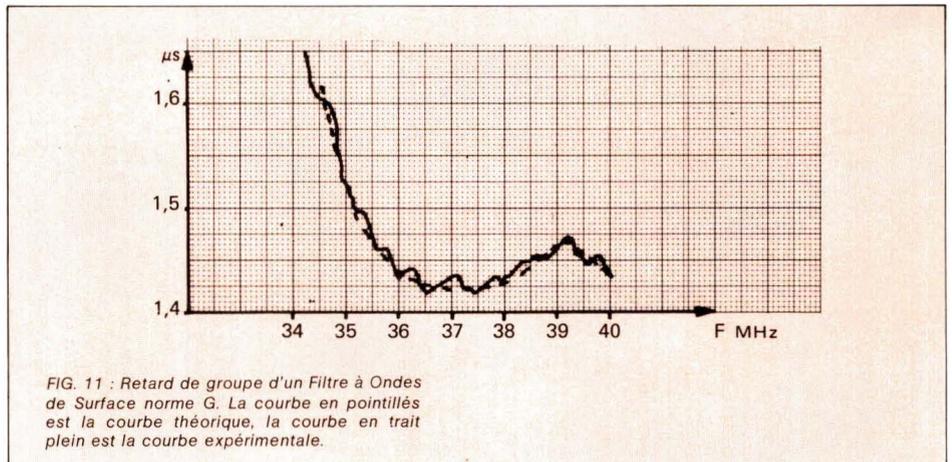




2.3.2. - Réponse en amplitude



2.3.3. - Caractéristique de retard de groupe



2.3.4. - Temps de transit

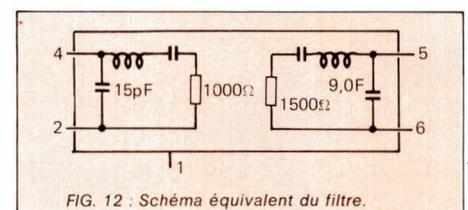
Le temps de transit est défini comme étant le temps que met l'onde à parcourir la distance

entre les deux transducteurs. A 36 Mhz le temps de transit est égal à 1,44 μs.

2.3.5. - Impédances d'entrée et de sortie

Les impédances d'entrée et de sortie dépendent du nombre de dents de chaque transducteur et varient avec la fréquence.

Le schéma équivalent du filtre pour les impédances d'entrée et de sortie est celui représenté par la fig. 12. la fréquence de résonance des circuits LC série étant la fréquence centrale du filtre soit 36 Mhz.





La figure 13 donne les valeurs des conductances et réactances en fonction de la fréquence.

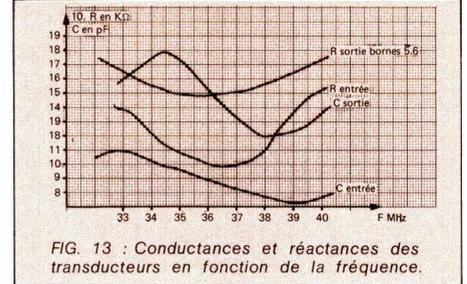


FIG. 13 : Conductances et réactances des transducteurs en fonction de la fréquence.

Pour simplifier les schémas dans les descriptions qui suivent nous présenterons les impédances d'entrée et de sortie par une capacité en parallèle avec la résistance.

2.3.6. - Dérive thermique

Par sa structure le comportement du filtre est excellent vis à vis des variations de température.

$$\frac{\Delta F}{F} = 90.10^{-6} / ^\circ C$$

La variation de la profondeur des rejections

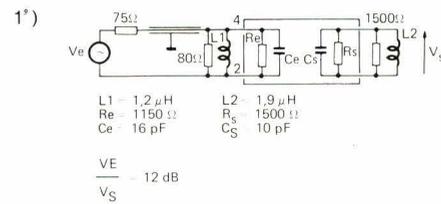
est également très faible 5 dB typique entre - 40°C et + 110°C à 40 Hz.

Par contre il faut éviter les chocs thermiques importants qui pourraient engendrer la rupture du substrat.

2.3.7. - Pertes d'insertion

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les pertes dépendent en partie de l'adaptation et du compromis que l'on demande entre l'adaptation en puissance et les réflexions parasites.

Nous indiquons ces pertes pour deux conditions d'utilisation :

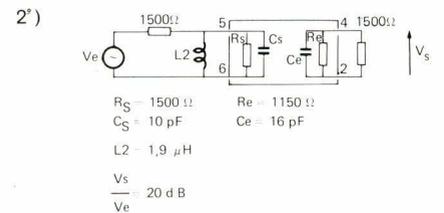


Les Q des circuits de sortie et d'entrée qui sont

très bas n'altèrent pas la caractéristique de transfert.

Pertes d'insertion dans le filtre : 13 dB

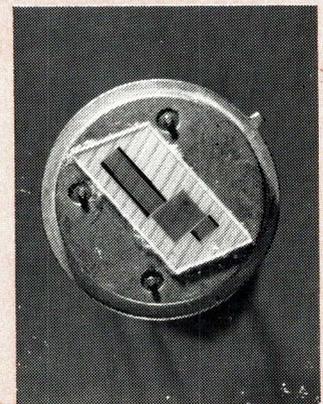
Pertes d'insertion dans le circuit d'adaptation : 11 dB.



Perte de puissance totale filtre + désadaptation à la sortie = - 20 dB.

2.4 - Photographie d'un filtre normes G.

FIG. 13 bis : Photographie d'un filtre FI à Ondes de Surface pour récepteur de télévision normes G CCIR. Le boîtier est un CB 193 = TO 8 modifié permettant une entrée par rapport à la masse et une sortie en mode différentiel. Le diamètre extérieur du boîtier est de 15 mm.





3 - Application ensemble FI normes G CCIR

Dans cette opération nous utilisons un circuit déjà bien connu le TBA 440 circuit qui a introduit en Europe le principe de la sélectivité groupée.

Rappelons les principales fonctions réalisées par le TBA 440.

- Amplificateur commandé en gain ;
- Démodulateur synchrone ;
- Amplificateur vidéo fréquence avec une sortie positive, une sortie négative ;
- Contrôles automatiques de gain FI pour les étages amplificateurs du circuit intégré et retardé pour les tuners VHF, UHF.

Nous n'énumérerons pas les autres avantages de ce type de démodulateur qui a maintenant

fait ses preuves (note d'Application Sescosem, Références Internes, DOA St-Egrève, n° 28, 1975).

Le filtre à Ondes de Surface qui est associé au TBA 440 a été particulièrement étudié pour être adapté à ce type de circuit, notamment avec une sortie en mode symétrique qui permet l'attaque du TBA 440 directement sans qu'il soit nécessaire d'utiliser une capacité de liaison. Ce mode de couplage offre en plus la meilleure stabilité en sensibilité maximale.

De plus le modulateur synchrone est particulièrement recommandé pour l'utilisation du FOS. Il contribue à réduire les perturbations hors bande dues à des fréquences brouilleuses.

3.1. - Schéma d'application

Un schéma d'application peut se présenter sous la forme suivante :

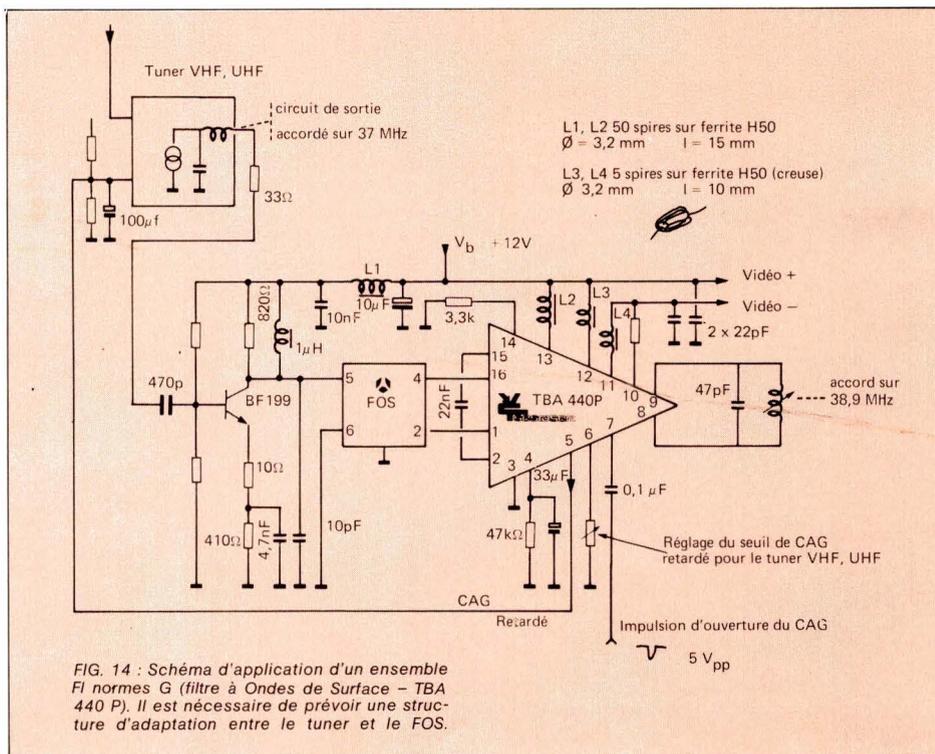


FIG. 14 : Schéma d'application d'un ensemble FI normes G (filtre à Ondes de Surface - TBA 440 P). Il est nécessaire de prévoir une structure d'adaptation entre le tuner et le FOS.

3.2. - Sensibilité

3.2.1. - Sensibilité demandée

On admet en principe pour 3 V vidéo crête à crête à la sortie du TBA 440 au gain max de l'ensemble, une puissance sur l'antenne de 1,3 pW.

En utilisant un tuner dont le gain est de 20 dB (y compris le circuit d'adaptation) on pourra

avoir une perte de puissance de (20-7) dB = 13 dB.

7 dB est le rapport de puissance nécessaire entre l'antenne et l'entrée du TBA 440. Celui-ci, au gain max, pour 3 V vidéo crête à crête, doit être commandé par un signal de 100 μV eff (6,6 μW).

3.2.2. - Sensibilité mesurée

Pour 3 V crête à crête à la sortie du TBA 440 on a à l'antenne :

- 2,5 μV (0,83 pW) et un gain de 22 dB du transistor en amont du filtre (résistance de 10 Ω en série

avec l'émetteur) ;

- 10 μV (13 pW) et un gain de 10 dB seulement ce qui permet d'augmenter la résistance en série avec l'émetteur, donc de diminuer les phénomènes d'intermodulation.



3.3. - Admissibilité maximale sur l'antenne

L'admissibilité maximale sur l'antenne est 130 mV eff, avec ;
 - gain du tuner : 20 dB,

- CAG du tuner : 30 dB,
- Seuil de CAG : 4 mV sur l'antenne (75 Ω).

3.4. - Dynamique totale du CAG

La dynamique totale du CAG est alors de 85 dB.

3.5. - Intermodulation

3.5.1. - Généralités

Toute non linéarité des étages amplificateurs provoquera des produits d'intermodulation. Notamment en CCIR les sous porteuses couleur et son (34,47 MHz et 33,4 MHz) engendreront avec la porteuse image (38,9 MHz) un produit d'intermodulation du 3^e ordre (de 1,07 MHz). Cet effet est particulièrement visible sur l'écran du téléviseur.

commencent à intermoduler à partir d'un niveau de 4 mV sur l'antenne (0,2 μW). Pour cette raison on fait intervenir en dessous de cette valeur le CAG retardé qui maintiendra le niveau à la sortie du tuner constant (30 à 40 mV sur 75 Ω).

La majorité des tuners VHF, UHF sur le marché

L'étage amplificateur entre le tuner et le TBA 440 ne devra donc pas intermoduler pour 40 mV à la sortie du tuner.

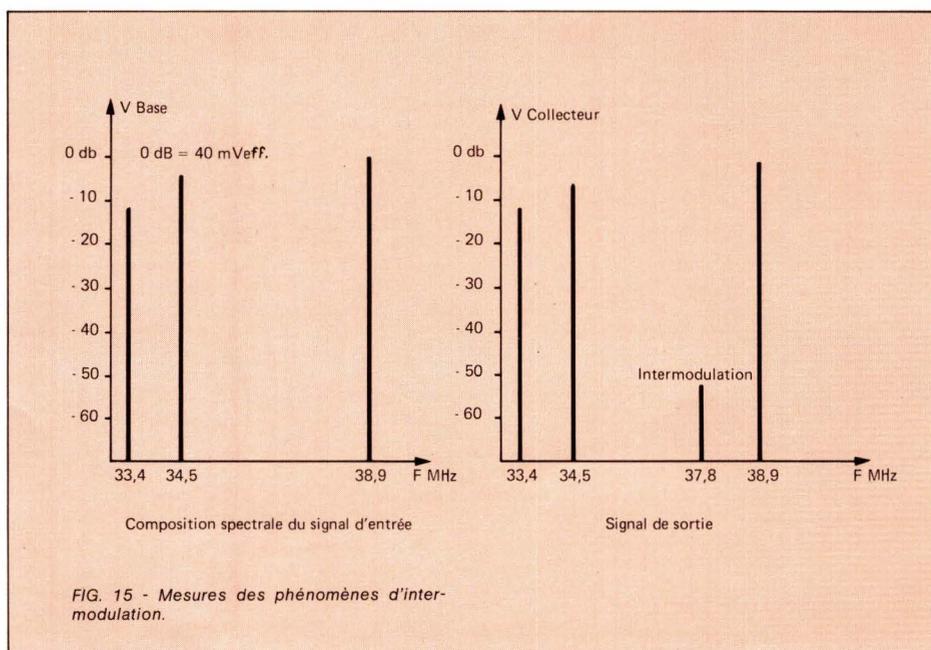
3.5.2. - Intermodulation transistor-FOS

Les phénomènes d'intermodulations dans un FOS sont négligeables dans cette application et seule il faut prendre en considération l'intermodulation due au transistor d'adaptation*.

modulation la plus significative pour l'application visée est : 38,9 - (34,5 - 33,4) = 37,8 MHz. Le niveau de cette fréquence d'intermodulation est de - 52 dB en dessous du niveau de la fréquence porteuse

Sur la figure 15 sont représentées les mesures expérimentales. Trois fréquences sont injectées sur la base du transistor. La fréquence d'inter-

* Référence " Intermodulations in ASW filter " G. COUSSOT, Electronic Letters, 11, March 1975, p. 116.



3.6. - Facteur de bruit

3.6.1. - Considérations générales

Le facteur de bruit total est donné par

$$F_T = F_1 + \sum_{n=2}^N \frac{g_n - 1}{g_{in}}$$

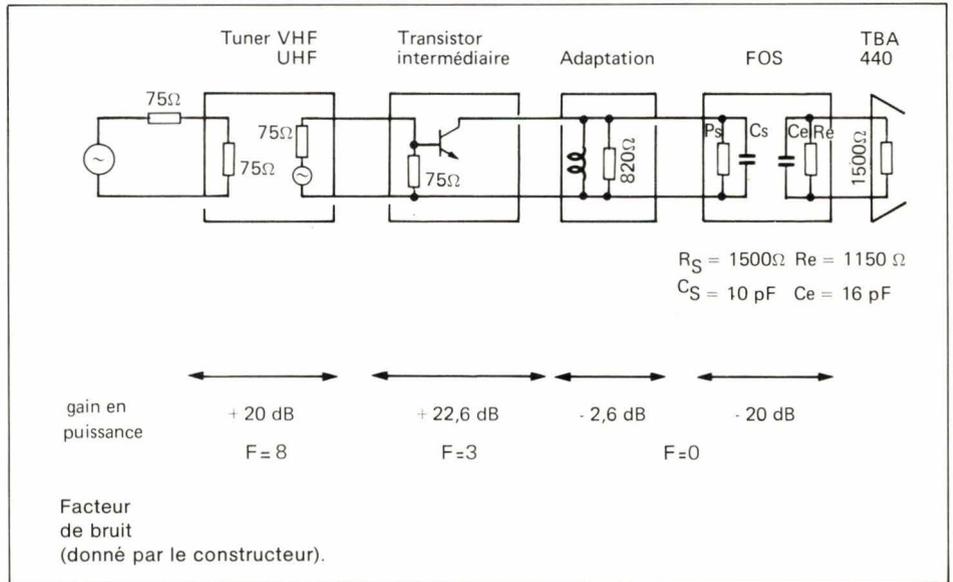
gin représente le gain total précédent le n^{ème} étage.

Nous devons donc mesurer la distribution du gain en puissance de l'ensemble (tuner + ensemble FI).



3.6.2. - Distribution des puissances

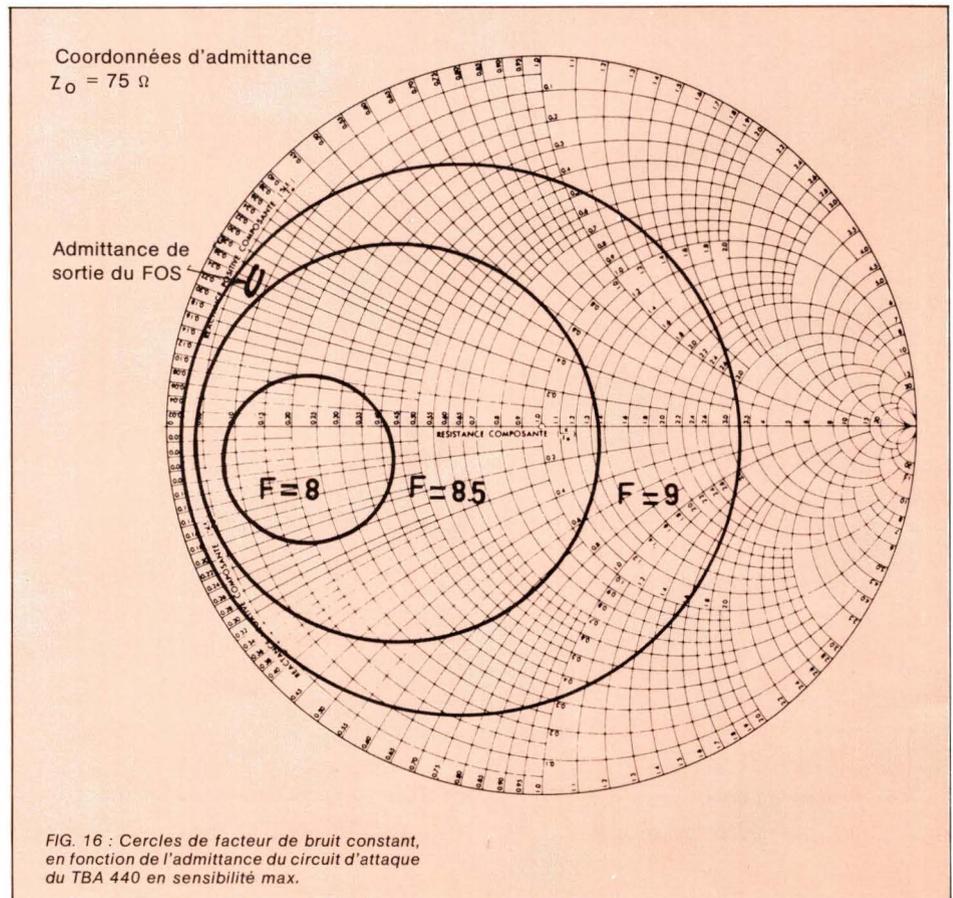
Considérons l'ensemble (Tuner + ensemble FI) suivant :



Dans cette mesure le facteur de bruit apporté par le filtre à Ondes de Surfaces est négligeable. Déterminons le facteur de bruit du TB4 440 P. L'Admittance de sortie du filtre à 37 MHz est

égale à $(870 \cdot 10^{-6} + j 3,7 \cdot 10^{-3})$.

La figure 16 montre que la valeur du facteur de bruit du TBA 440 en sensibilité max est égale à 9 dB.





3.6.3. - Facteur de bruit ramené à l'entrée du tuner

Calculons le facteur de bruit total F_3 ramené à l'entrée de l'étage FI.

$$F_3 = 10 \log \left[F_t \text{ du tr} + \frac{(F \text{ du TBA440} \times P_i) - 1}{\text{Gain du transistor}} \right]$$

* Pertes d'insertion

avec

F du TBA 440 = 9 dB (7,9)

Pertes d'insertion entre le TBA 440 et le transistor = 22,6 dB (182).

Gain du transistor = 21 dB (144).

F_t du transistor = 3 dB (2)

$$F_3 = 10 \log \left[2 + \frac{(7,9 \times 182) - 1}{144} \right] = 10,7 \text{ db (11,9)}$$

D'où

Le facteur de bruit total F_2 ramené à l'entrée du tuner.

$$F_2 = 10 \log \left[F \text{ du tuner} + \frac{F \text{ de l'étage FI-1}}{\text{Gain du tuner}} \right]$$

F du tuner = 8 dB (6,3)

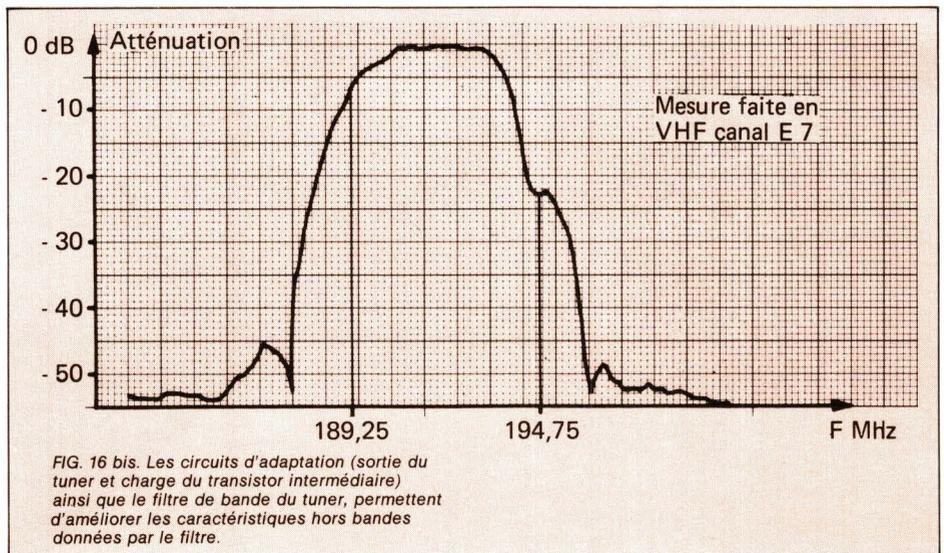
Gain du tuner = 20 dB (100)

D'où

$$F_2 = 10 \log 6,3 + \frac{11,9 - 1}{100} = 8,06 \text{ db}$$

Ceci montre que le facteur du bruit même élevé des amplificateurs FI ne peut affecter en aucune manière le facteur de bruit général qui reste égal à celui du tuner. De même les pertes d'insertion relativement importantes du filtre à Ondes de Surface n'altèrent pas le facteur de bruit de l'ensemble.

3.7. - Caractéristiques amplitude fréquence de l'ensemble FI



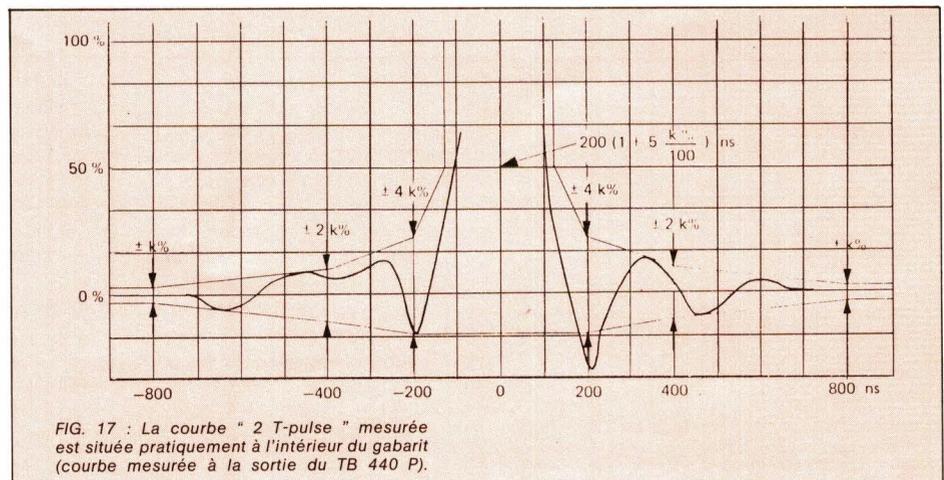
3.8. - Analyse des signaux tests normalisés

Deux types de mesures sont effectués :

a) Mesures " 2 T pulse "

Rappelons que cette mesure consiste à envoyer un signal modulant en $\sin^2 x$ à l'entrée de l'en-

semble FI. Le signal recueilli à la sortie doit alors s'inscrire dans un gabarit normalisé (référence " Toleranz für die Bodenverzerrung des 2 T - Impulses " P flichtenbeft 5/2.5, Institut für Rundfunktechnik). Le résultat est montré figure 17.

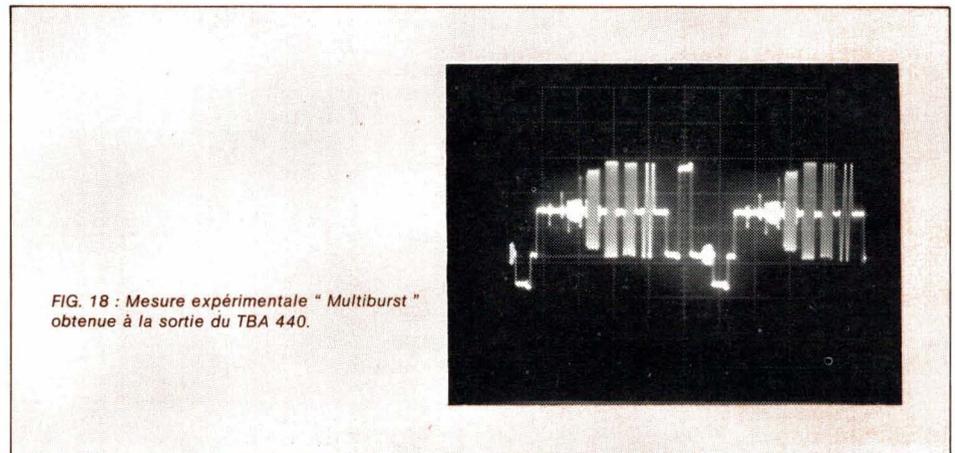




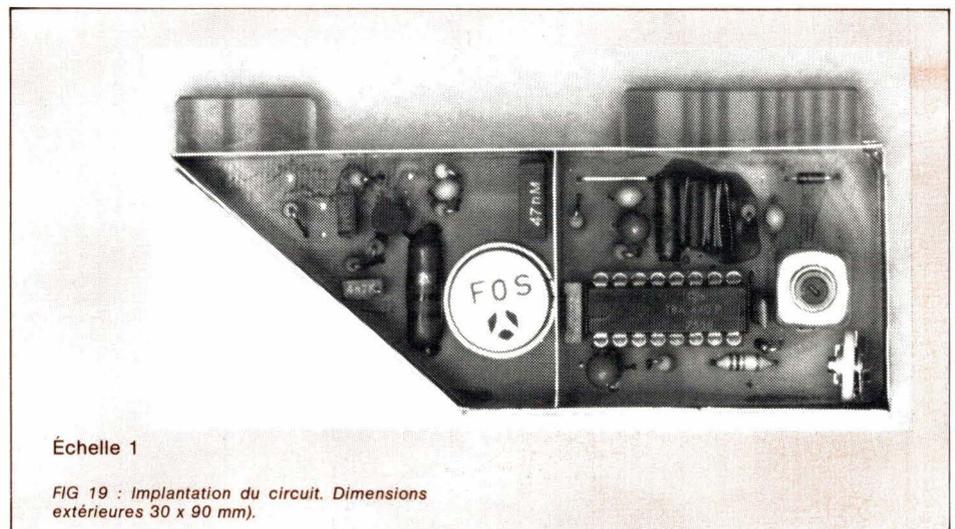
b) Mesures " multiburst ".

On envoie un signal vidéo complet afin d'appré-

cier la réponse en fréquence ainsi que la réponse aux transitoires par des passages de blanc au noir et vice versa (voir figure 18).



3.9. - Implantation du circuit proposé



4 - Conclusion

Nous rappelons les avantages présentés par la réalisation d'un étage fréquence intermédiaire utilisant la sélectivité groupée avec filtre à Ondes de Surface et circuit intégré du type TBA 440.

- Parfaite indépendance entre le tuner et l'amplificateur FI (le réglage à la sortie du tuner n'est pas lié à l'amplificateur FI).
- Aucun réglage en FI 6 (excepté celui du démodulateur synchrone).
- Interférences avec les canaux adjacents plus faibles, grâce, d'une part, au démodulateur syn-

chrone, et d'autre part, au principe de la sélectivité groupée qui demande tout le gain après le filtre.

- Meilleure stabilité avec la température, et à long terme.
- Excellente stabilité à long terme (Boîtier métallique étanche CB 193 = TO-8 modifié).
- Contrôle de la caractéristique de retard de groupe du filtre.
- Meilleure reproductibilité de la réponse FI en production.



ESM 231. CIRCUIT INTÉGRÉ BF DE PUISSANCE

Erich GEIGER

Caractéristiques générales

Ce nouveau circuit de puissance est issu, tant par sa technologie que par sa conception, d'une famille de circuits intégrés de puissance BF TBA 790, TDA 1042, TCA 150) qui sont réalisés depuis 1970 en très grande quantité par SESCOSEM.

Un nouveau dispositif de protection contre les surcharges de courant et les élévations de température a été introduit dans ce C.I.

Les caractéristiques les plus importantes sont :

- Tension d'alimentation :

$$V_{CC} = 24 \text{ V en charge}$$

$$V_{CC} = 30 \text{ V à vide}$$

- Puissance de sortie :

$$P_{O \text{ max.}} = 18 \text{ W (eff)}$$

pour $f = 1 \text{ KHz}$, $d_h < 10 \%$

$$V_{CC} = 24 \text{ V}$$

- La bande passante de puissance garantie (conformément aux normes DIN 45.500) pour $P_O = 10 \text{ W}$ sinus est comprise entre :

$$40 \text{ Hz à } 40 \text{ KHz} \quad G = 30 \text{ dB}$$

avec $d = 1 \%$

- Courant de sortie :

$$I_O \text{ max} = 7 \text{ A}_{pp} \text{ typique } (\pm 3,5 \text{ A})$$

- Courant d'entrée :

$$I_I = 50 \text{ nA typique}$$

- Courant de repos :

$$I_r = 25 \text{ mA typique}$$

- Protection automatique contre les surcharges (limitation du courant de sortie à $I_O \text{ max}$).

- Protection thermique :

Elle agit par blocage progressif des transistors de sortie en fonction de la température de jonction entre $125^\circ \text{ C} \rightarrow 170^\circ \text{ C}$.

$$P_O \rightarrow 0 \text{ lorsque } T_{Vj} = + 170^\circ \text{ C}.$$

Comme on peut le constater à partir de ces caractéristiques, le ESM 231 a été spécialement développé pour être utilisé dans les appareils haute fidélité de la gamme des puissances moyennes. Grâce à ses dispositifs de protection, il est possible de réaliser différentes combinaisons de hauts parleurs avec filtres actifs ou passifs.

Description du circuit

Les principales fonctions sont définies dans le bloc diagramme qui suit puis détaillées ensuite.

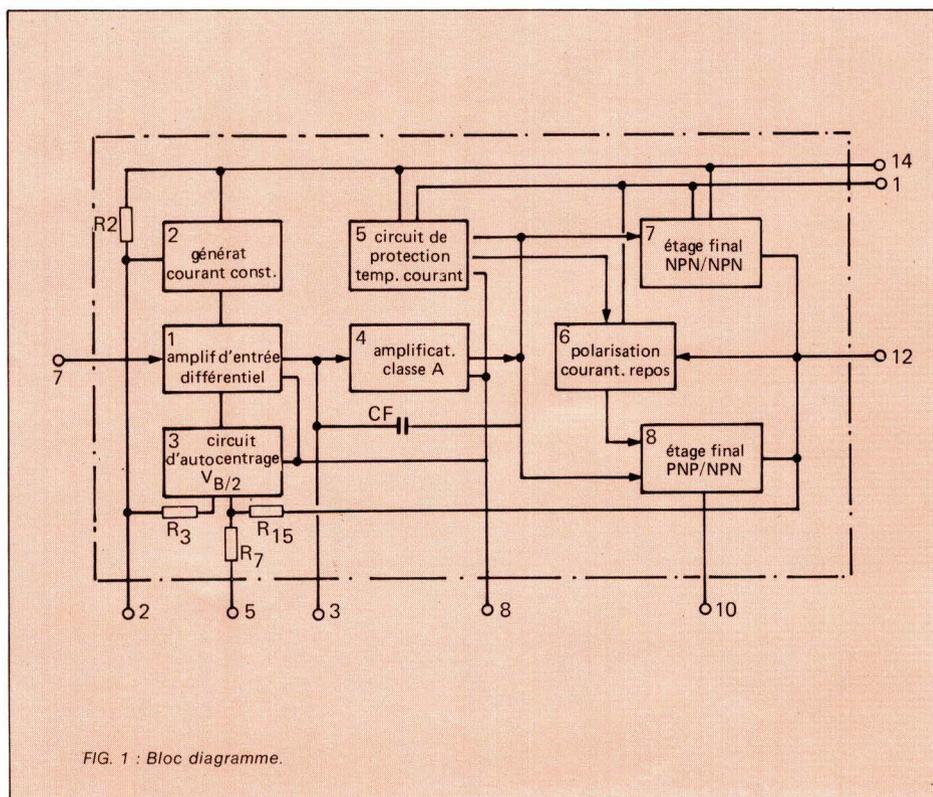


FIG. 1 : Bloc diagramme.



Le signal d'entrée commande l'amplificateur différentiel par l'intermédiaire d'un émetteur suiveur (bloc 1). Le courant de travail total dans les deux branches du différentiel est fixé par un générateur de courant constant (bloc 2).

La deuxième entrée de l'amplificateur différentiel est commandée par le signal de contre réaction alternatif (défini par le rapport R15, R7 et R extérieur). La polarisation de cette entrée détermine également le point de fonctionnement de l'amplificateur classe A, par conséquent la tension de repos à la sortie.

La tension de commande de la deuxième entrée est fixée par le bloc 3. Celui-ci compare (par l'intermédiaire de R2, R3) la tension d'alimentation, avec la tension de repos en sortie (par l'intermédiaire de R15). Il fixe le point de fonctionnement de l'amplificateur différentiel pour que la tension de repos à la sortie soit toujours centrée sur $\frac{V_{CC}}{2}$.

2

L'amplificateur classe A (bloc 4), qui possède une contre réaction aux fréquences élevées (capacité Miller 5 pF) fournit le gain en tension nécessaire pour commander les étages de sortie.

Le circuit de protection (bloc 5) limite le courant de commande des deux étages de sortie :

- Lorsque le courant de charge est trop important (protection contre les surcharges).
- Lorsque la température de jonction dépasse sa valeur limite (protection thermique).

Les étages de sortie fonctionnent en circuit quasi-complémentaire (bloc 7 NPN/NPN - bloc 8 PNP/NPN)

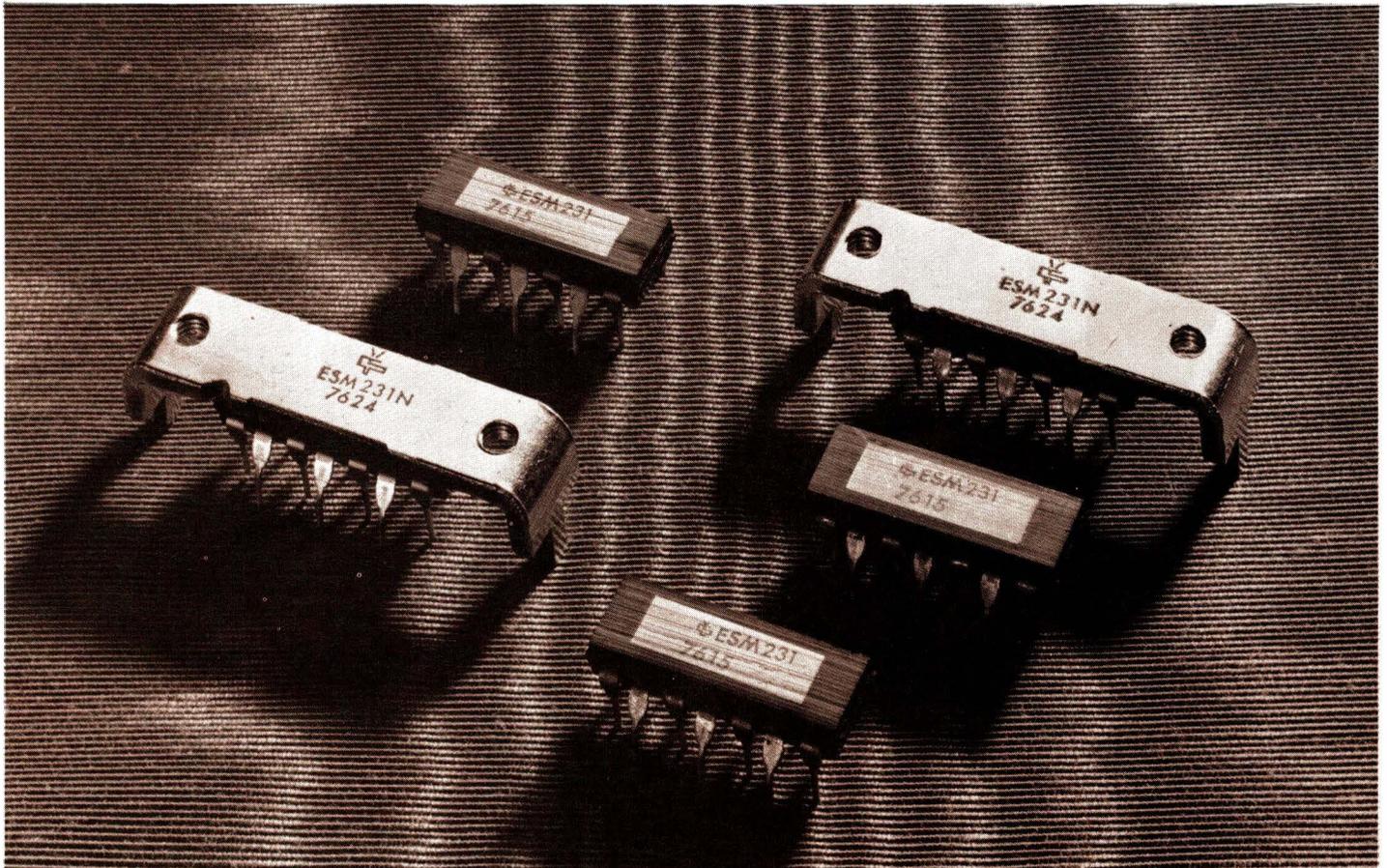
L'attaque des étages de sortie pour la compensation de l'effet de transfert (cross over) entre la demi-alternance négative et la demi-alternance positive du signal de sortie est réalisée par le bloc 6.

Dans ce dispositif le courant de repos I_{OB} est pratiquement indépendant de la température.

Il est donné par la tension de prépolarisation qui est définie par des jonctions base-émetteur adaptées aux besoins de l'étage de sortie.

De ce fait, le couplage thermique est automatiquement obtenu par l'intégration.

Pour avoir à la sortie une tension maximale proche de la tension d'alimentation on peut utiliser pour l'amplificateur de classe A le circuit " boot strap " borne 1.





Ce circuit ne change pas l'efficacité du circuit de protection puisque les seuils qui définissent le courant maximum sont fixés par des générateurs de courant constant. Ces seuils ne sont pas les mêmes pour les alternances positives et les alternances négatives car le gain de courant dans les deux branches est différent.

Pour la première fois, on a réussi à atteindre pour les transistors de puissance NPN utilisés, une résistance de saturation émetteur-collecteur $< 0,5 \Omega$. Le rôle de cette résistance étant prépondérant pour l'utilisation dans la gamme de haute puissance.

Nous avons démontré théoriquement, dans un des chapitres qui suit, l'influence de cette résistance sur les caractéristiques de fonctionnement

du circuit d'utilisation.

L'alimentation asymétrique fait apparaître deux problèmes de principe pour le circuit :

1. - L'entrée qui travaille avec une tension alternative symétrique par rapport à la masse.
2. - La tension de sortie au repos qui doit être toujours égale à $\frac{V_{CC}}{2}$ pour avoir le maximum de puissance disponible à la sortie (l'écrtage devant être symétrique).

Le premier de ces points oblige l'étage d'entrée à travailler avec un signal d'attaque faible.

Ces deux points sont analysés en détail ci-après.

Étage d'entrée

Le transistor Q1 travaille en émetteur suiveur. Il fournit le courant de base environ $2\mu A$ pour l'entrée positive de l'amplificateur différentiel (tr. Q2). Sa base est référée à la masse par sa résistance d'entrée $R_E < 1 M\Omega$

$$V_{EB} = V_{EC} = 0,7 \text{ V}$$

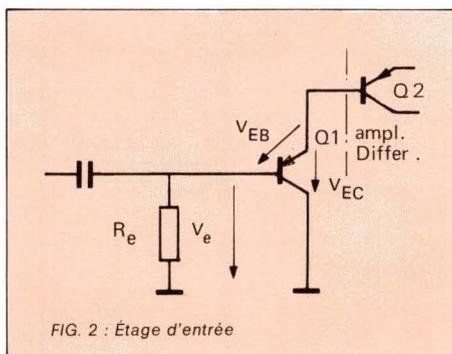


FIG. 2 : Étage d'entrée

Si on applique une tension alternative d'entrée, lors de la demi alternance négative la base peut devenir négative par rapport à la masse seulement jusqu'à ce que l'on atteigne la tension de saturation émetteur-collecteur de Q1 (Fig. 3).

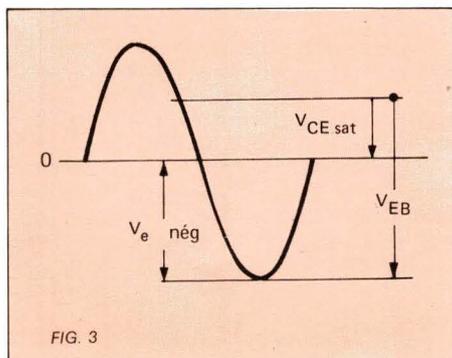


FIG. 3

La valeur crête négative est égale à :

$$V_E \text{ nég.} = V_{EC \text{ sat}} - V_{EB} = - 0,4 \text{ V}$$

Il se produira à partir de 800 mVpp un écrtage de la demi alternance négative. Aucun problème pour les alternances positives puisque V_{EC} suivra la valeur de la tension à l'entrée.

Pour avoir un faible taux de distorsion, il est préférable de travailler avec une tension d'entrée inférieure à 800 mVpp.

Comme le montre la fig. 4, il existe déjà avant d'atteindre $V_{EC \text{ sat}}$ une zone dans laquelle des distorsions peuvent apparaître du fait de la non linéarité de la caractéristique de sortie. (Zone dans laquelle la dérivée $\frac{di_C}{dV_{EC}}$ n'est pas constante).

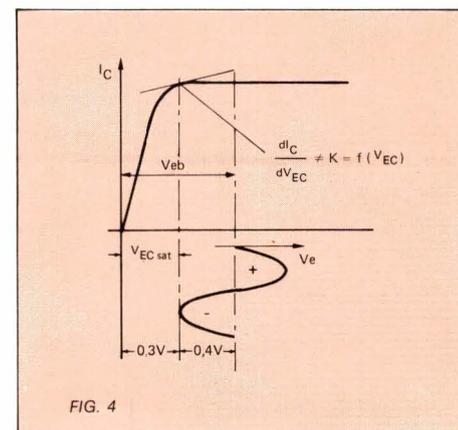


FIG. 4

Ces distorsions ne sont pas affaiblies par la boucle de contre réaction, car elles prennent naissance avant l'étage qui reçoit le signal de contre réaction.

Elles tendent vers 0 lorsque :

- la tension d'entrée est très faible
- l'on polarise l'entrée pour travailler dans une plage où la caractéristique de sortie est linéaire.

$$\frac{di_C}{dV_{EC}} = \text{constant (voir application Hi-Fi)}$$



Dans une application normale, on peut négliger la distorsion ramenée par l'étage d'entrée.

Avec un gain de tension $A_V = 46$ dB on a besoin d'un signal d'entrée égal à :

$$V_E = \frac{V_{Opp}}{200} = 110 \text{ mV}_{pp}$$

On se trouve donc dans une partie linéaire de la caractéristique.

Pour une application Hi-Fi, il est nécessaire du fait d'une tension d'entrée plus importante, (gain ramené à 30 dB) de polariser l'entrée à peu près à 400 mV pour travailler complètement dans une plage linéaire de la caractéristique V_{CE} .

Les transistors Q2 et Q3 de l'amplificateur différentiel travaillent à très faible courant ($\approx 90 \mu\text{A}$). Le courant des émetteurs est fixé par un générateur de courant constant (transistors Q6, Q7 et Q8, il est indépendant de la tension d'alimentation. Il n'y a donc pas d'effets rétroactifs du ronflement de V_{CC} sur l'entrée.

La polarisation de Q2 est définie par la tension V_{EB} de Q1. Pour obtenir l'équilibre de l'amplificateur différentiel, on doit amener V_Z la tension de polarisation de l'entrée inverse, au même potentiel. Cette tension est fournie par le bloc 3 elle est égale à V_{EB} de Q1 lorsque la sortie est centrée sur $\frac{V_{CC}}{2}$. Simultanément,

le signal alternatif de contre réaction est appliqué sur la base de Q3. Il est prélevé à la sortie de l'amplificateur et défini par le rapport des résistances R15, R7 et R extérieur sur la borne 5. Un condensateur C_E est branché pour ne pas modifier le point de fonctionnement continu V_Z .

Le gain est donné par :

$$A_V = 1 + \frac{R_{15}}{R_7 + R_E}$$

Avec $R_{15} = 7,7 \text{ k}\Omega$ $R_7 = 30 \Omega$ (valeurs intégrées)

Pour $R_E = 0$ on a le gain maximum qui est égal à :

$$A_{V \text{ max}} = 1 + \frac{R_{15}}{R_7} = 257 \approx 48 \text{ dB}$$

Le gain en boucle ouverte étant de 86 dB.

La fréquence la plus basse transmise par l'amplificateur est définie pour :

$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot R_E \cdot C_E}$$

C_E = Capacité de contre réaction extérieure.

R_E = Résistance de contre réaction extérieure.

Dans la charge elle est de :

$$f_b = \frac{1}{2\pi C_K R_L}$$

C_K = Condensateur de liaison.

R_L = Résistance de la charge (haut parleur).

La charge des collecteurs Q2 et Q3 est constituée par des générateurs de courant constant. Le courant collecteur de Q3 commande par le miroir de courant Q4, Q5, le courant collecteur de Q2.

donc $\Delta I_2 = \Delta I_3$
 $\Delta I_5 = \Delta I_2$

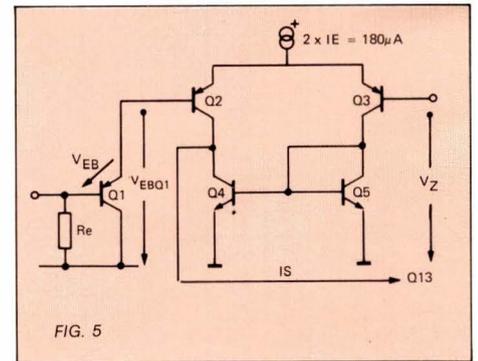


FIG. 5

On double ainsi le courant de commande de Q13.

Circuit de centrage

Pour résoudre le deuxième problème un circuit comparateur très précis a été conçu. La fig. 6 représente le circuit de centrage Q10, Q11, dont le principe est celui d'un miroir de courant. Le transistor Q12 fournit le même courant base pour Q10 et Q11. Pour les mêmes caractéristiques des deux transistors (réalisable avec l'intégration) nous aurons les mêmes courants dans chaque collecteur.

$$I_{10} = I_{11} + \frac{I_{B10} + I_{B11} + V_B/R_5}{\beta_{12}}$$

Comme $I_{BQ3} \ll I_{11}$ et $\frac{I_{B10} + I_{B11} + V_B/R_5}{\beta_{12}} \ll I_{11}$

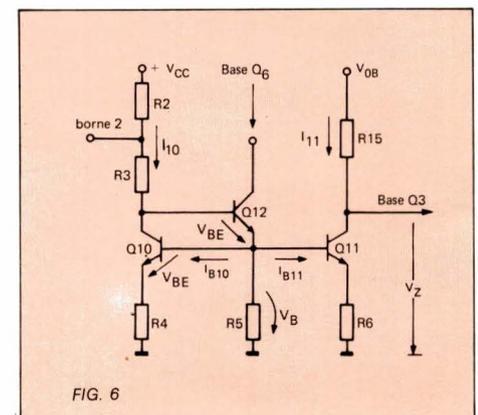


FIG. 6



on a

$$I_{10} = I_{11}$$

nous aurons :

$$I_{10} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_2 + R_3 + R_4} \quad I_{11} = \frac{V_{OB} - V_Z}{R_{15}}$$

V_{OB} = tension de repos à la sortie Borne 12
Avec (1)

$$\frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_2 + R_3 + R_4} = \frac{V_{OB} - V_Z}{R_{15}}$$

$$-V_Z = \frac{R_{15}}{R_2 + R_3 + R_4} (V_{CC} - 2V_{BE} - V_{OB})$$

volontairement

$$\frac{R_{15}}{R_2 + R_3 + R_4} = 1/2$$

donc

$$-V_Z = \frac{V_{CC}}{2} - V_{BE} - V_{OB}$$

Pour que la tension de sortie V_{OB} soit centrée sur $V_{CC}/2$ il faut que :

$$V_Z = V_{BE} = V_{EBQ1} \quad V_{BE_{npn}} = V_{EB_{pnp}}$$

Ainsi l'amplificateur différentiel est équilibré par V_Z .

Toute modification de la valeur de V_B provoque une variation de la tension V_Z qui elle-même modifie le point de fonctionnement de l'amplificateur pour ramener V_{OB} à $V_{CC}/2$. La précision du centrage est donnée par les valeurs relatives des résistances.

En effet le rapport est constant car il ne dépend que de la surface d'intégration des résistances de telle sorte qu'il est possible d'atteindre une précision inférieure à 1 %.

$$\text{la dérivée } dV_{OB}/dV_Z = 1$$

c'est-à-dire

Le gain en tension continue du circuit est 1.

Une modification de polarisation à l'entrée change la tension de repos à la sortie par conséquent la sortie devient non symétrique. Cependant si on considère le rapport de la tension d'alimentation V_A sur la tension de polarisation 24 V/0,4 V, il apparaît clairement un déséquilibre de $\approx 1,6$ %.

On peut compenser ce défaut en branchant une résistance $\approx 150 \text{ k}\Omega$ entre la borne 2 et l'entrée pour une impédance d'entrée de 3,9 $\text{k}\Omega$.

$$\frac{V_{E \text{ polar}}}{V_{\text{borne 2}}} = \frac{R_E + R_{p2}}{R_{p2}} \approx \frac{1}{40} \quad V_{E \text{ polar}} = 400 \text{ mV}$$

Le condensateur électrolytique (100 μF), sur la borne 2, a pour objet d'éliminer le ronflement de l'alimentation, il n'a aucun effet sur le circuit de centrage de la tension V_{OB} .

Circuit de protection

Un nouveau système de protection contre les excès de courant et de température a été utilisé. Le circuit qui existe habituellement pour la protection contre les surcharges mesure le courant à travers une résistance en série avec le circuit de charge. Ce système présente l'inconvénient de dissiper une puissance inutile dans la résistance, par conséquent d'avoir un rendement plus mauvais.

Si on réalise la résistance avec un fil d'or on se heurte à un processus de montage difficile du fait de la connexion du fil sur la puce par thermocompression.

Pour ces raisons SESCOSEM a choisi de limiter le courant de sortie en agissant sur la commande du courant d'attaque de ces étages, par conséquent la résistance de mesure n'est pas nécessaire. Le même circuit est utilisé pour la protection contre les élévations de température en réduisant simultanément le courant de commande.

La commande de courant est différente pour les deux demi-alternances.

Pour l'alternance positive le courant de commande alimente Q21 et Q22.

$$I_{B(21)} = \frac{I_{O \text{ max}/2}}{h_{21E(21)} \cdot h_{21E(22)}}$$

Pour l'alternance négative le courant de commande alimente Q16, Q15, Q23.

$$I_{B(16)} = \frac{I_{O \text{ max}/2}}{h_{21B(15)} \cdot h_{21E(16)} \cdot h_{21E(23)}}$$

Le transistor multicollecteur PNP Q36 fournit les deux courants de commande I_{B16} et I_{B21} . Ils sont proportionnels au courant collecteur de Q34 et leurs rapports dépendent du rapport de la surface intégrée de chaque collecteur.

Q34 est utilisé comme générateur de courant constant, son courant collecteur est égal à :

$$I_{C(34)} = \frac{V_{CE(033)} - V_{BE(034)}}{R_{14}}$$

Q26, Q27, Q28 forment un générateur de courant constant alimentant les transistors Q30, Q31 qui montés en série définissent une tension zéner ; Q29 compense V_{BE} de Q32. Q32 est monté en émetteur suiveur ; la tension sur le collecteur de Q33 est égale à la tension zéner divisée par le rapport des résistances R_{11}, R_{12} .



Tant que la tension sur le collecteur de Q33 est maintenue à cette valeur, R14 fixe le courant de sortie en contrôlant le courant de commande des étages de puissance.

R14 est une résistance spéciale (pincée) dont la valeur varie linéairement avec les valeurs de h_{FE} des transistors. Pour des gains en courant plus importants I_{CQ34} devient plus faible, donc $I_{O\ max}$ reste constant.

$I_{O\ max}$ dépend également de $V_{CE\ Q33}$; le rap-

port R_{10} , R_{16} est fixé pour que dans la plage normale de température Q33 soit bloqué.

Pour une température de $125\ ^\circ\text{C}$, $V_{BE\ Q33}$ devient plus faible, le courant collecteur qui augmente va réduire V_{CE} de Q34, diminuer le courant $I_{C\ Q34}$ et réduire finalement $I_{O\ max}$.

Pour $+170\ ^\circ\text{C}$ on atteint la saturation de Q33.

$$V_{CE\ (Q33)} < V_{BE\ (Q34)} \quad I_{C(Q34)} = 0$$

La puissance de sortie devient donc nulle.

Applications
Amplificateurs de puissance BF

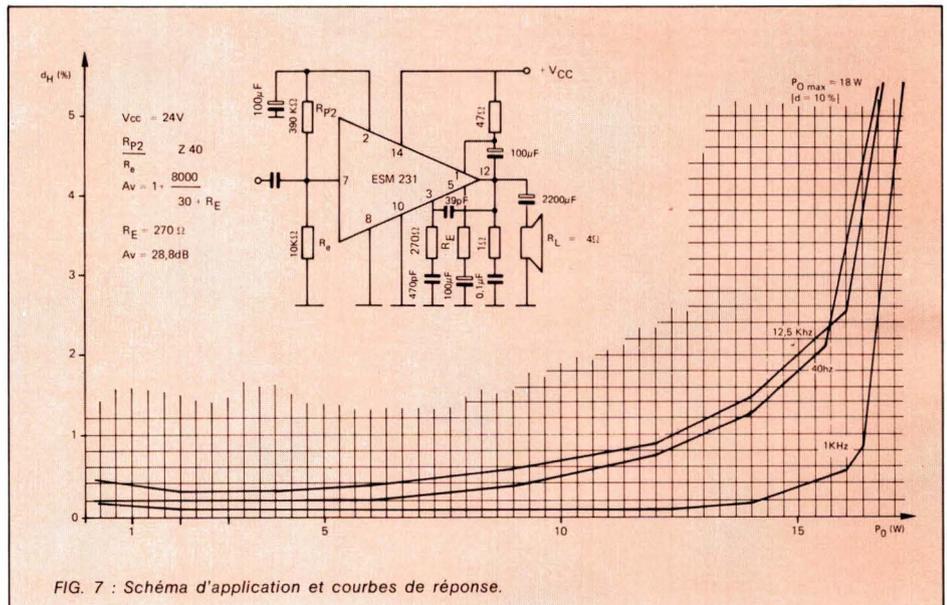


FIG. 7 : Schéma d'application et courbes de réponse.

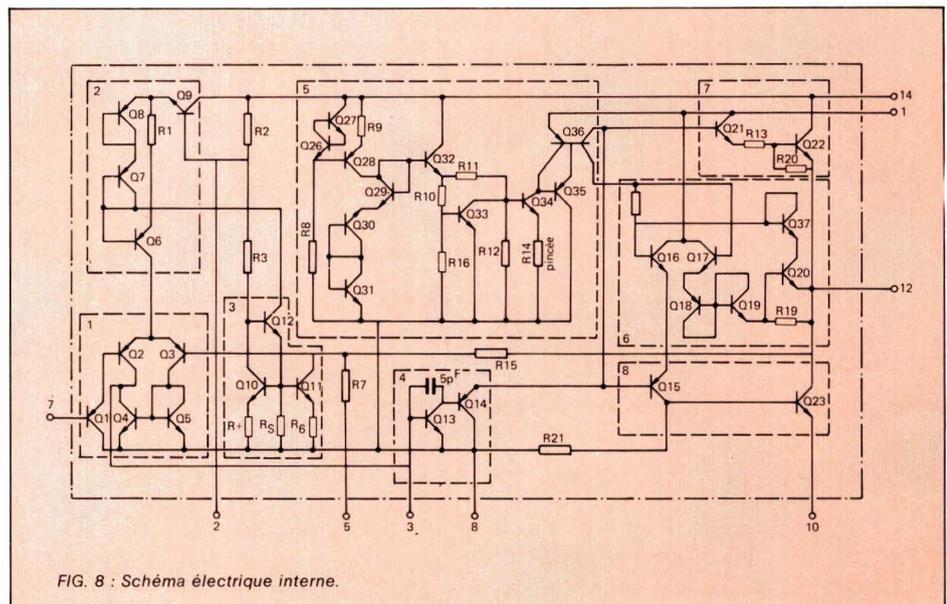


FIG. 8 : Schéma électrique interne.



Annexe

Démonstration théorique de l'influence de la résistance de saturation sur la dégradation du rendement

(dans le cadre de l'utilisation en puissance utile max.)

Définitions :

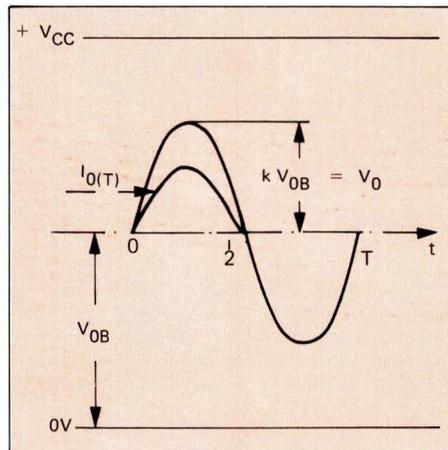
V_O : tension de sortie alternative (V_{pp}) ;
 V_{OB} : tension de repos de sortie (V) ;
 K : facteur d'utilisation ;
 I_O : courant de sortie (I_{pp}).

Tension aux bornes d'un transistor de sortie :

$$V_{CE(T)} = V_{OB} - K V_{OB} \sin \omega t$$

comme $V_{OB} = \frac{V_{CC}}{2}$ nous avons

$$V_{CE(T)} = \frac{V_{CC}}{2} (1 - K \sin \omega t)$$



La puissance dissipée par transistor est divisée par :

$$P_{d(T)} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE(T)} \cdot I_O(T) dt$$

avec (T) = transistor
 T = Période

Comme $I_O(T) = \frac{K \cdot V_{CC}}{R_L} \cdot \sin \omega t$

Nous avons :

$$P_{d(T)} = \frac{K \left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2}{2\pi R_L} \int_0^\pi (\sin \omega t - K \sin^2 \omega t) d\omega t$$

Après résolution de l'intégrale nous obtenons :

$$P_{d(T)} = \frac{K (V_{CC})^2}{4\pi R_L} \left(1 - K \cdot \frac{\pi}{4}\right)$$

La puissance dissipée totale de l'IC est égale à :

$$P_{d(IC)} = \frac{K (V_{CC})^2}{2\pi R_L} \left(1 - K \cdot \frac{\pi}{4}\right)$$

(en ne prenant pas en considération le courant de repos).

La puissance dissipée sera maximale lorsque la dérivée sera nulle.

$$\frac{dP_{d(IC)}}{dK} = 0 \rightarrow P_{d(IC)} = P_{d(IC) \max}$$

$$P_{d(IC)} = \frac{K (V_{CC})^2}{2\pi R_L} \left(1 - K \cdot \frac{\pi}{4}\right) = \frac{(V_{CC})^2}{2\pi R_L} \left(K - K^2 \cdot \frac{\pi}{4}\right)$$

$$\frac{dP_{d(IC)}}{dK} = \frac{(V_{CC})^2}{2\pi R_L} \left(1 - 2K \cdot \frac{\pi}{4} = 0\right)$$

$$K = \frac{2}{\pi} = 0,64$$

$$P_{d(IC) \max} = \frac{V_{CC}}{2\pi R_L} \frac{2}{\pi} \frac{4}{\pi^2} \frac{\pi}{4}$$

$$P_{d(IC) \max} = \frac{(V_{CC})^2}{2\pi^2 R_L}$$

Pour $K = \frac{2}{\pi}$ la puissance dissipée dans l'utilisation sera :

$$P_{d(IC) \max} = K^2 \frac{(V_{CC})^2}{8 R_L} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{(V_{CC})^2}{8 R_L} = \frac{(V_{CC})^2}{2\pi^2 R_L} = P_{d(IC) \max}$$

la puissance maximale dans l'IC est équivalente à la puissance utile à la sortie.

η sera par conséquent pour $K = \frac{2}{\pi}$ égal à $\frac{1}{2}$

$$\eta_{(P_{d(IC) \max})} = K \frac{\pi}{4} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi}{4} = \frac{1}{2}$$

La puissance disponible sur la charge R_L est égale à :

$$P_O = \frac{(V_{O \text{ eff}})^2}{R_L} \quad V_{O \text{ eff}} = \frac{V_O}{2/\sqrt{2}}$$

$$P_O = \frac{V_O}{8 R_L} = \frac{K (V_{CC})^2}{8 R_L}$$



Pour $K = 1$ (théorique seulement).

$$P_{0 \max} = \frac{(V_{CC})^2}{8 R_L}$$

(en ne prenant pas en considération la résistance de saturation émetteur collecteur).

Le rendement théorique devient :

$$\eta_{th} = \frac{P_0}{P_0 + P_d} = \frac{\frac{K^2 (V_{CC})^2}{8 R_L}}{\frac{K^2 (V_{CC})^2}{8 R_L} + \frac{K (V_{CC})^2}{2 \pi R_L} \left(1 - \frac{K}{4}\right)}$$

$$\eta_{th} = \frac{1}{1 + \frac{4}{k \cdot \pi} \cdot \frac{k \cdot \pi}{4}} = \frac{1}{1 + \frac{4}{k \cdot \pi} - 1}$$

$$\eta_{th} = \frac{K \pi}{4}$$

$$\eta_{th \max} = \frac{\eta}{4} = 0,785 \quad (\text{pour } K = 1)$$

La puissance dissipée pour $k = 1$ est égale à :

$$P_d (IC) (P_{0 \max}) = \frac{(V_{CC})^2}{2 \pi R_L} \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{(V_{CC})^2}{8 R_L} \left(\frac{4}{\pi} - 1\right)$$

En considérant maintenant la résistance de saturation collecteur-émetteur dans le calcul de la puissance utile à la sortie (avec les possibilités max. de l'IC) on peut obtenir un rendement de :

$$P_0 = \frac{K (V_{CC})^2}{8 R_L} = \frac{(V_0)^2}{8 R_L}$$

K dans la pratique est toujours inférieur à 1. V_{CE} de saturation, limite donc toujours le signal de sortie.

$$V_0 \max = V_{CC} - 2 V_{CE \text{ sat}}$$

avec :

$$V_{EC \text{ sat}} = \frac{1}{2} R_{CE \text{ sat}}$$

$$V_0 \max = V_{CC} - \frac{2 R_{CE \text{ sat}} \cdot V_0}{2 R_L} = V_{CC} - V_0 \max \frac{R_{CE \text{ sat}}}{R_L}$$

$$V_{CC} = V_0 \max \left[1 + \frac{R_{CE \text{ sat}}}{R_L}\right]$$

$$V_0 \max = V_{CC} \left[\frac{R_L}{R_L + R_{CE \text{ sat}}}\right]$$

la puissance réelle maximale devient :

$$P_0 \max = \frac{(V_{CC})^2}{8 R_L} \left[\frac{R_L}{R_L + R_{CE \text{ sat}}}\right]^2$$

$$P_0 \max = \frac{(V_{CC})^2}{8 R_L} \left(\frac{1}{1 + R_{CE \text{ sat}}/R_L}\right)^2$$

Le rendement réel maximal devient :

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} \left[\frac{1}{1 + R_{CE \text{ sat}}/R_L}\right]$$

dans ces conditions le facteur K max. sera égal à :

$$K_{\max} = \frac{1}{1 + R_{CE \text{ sat}}/R_L}$$

$R_{CE \text{ sat}}$ garanti avec le ESM 231 est de $0,5 \Omega$

Dans ces conditions nous avons :

$$K_{\max} = 0,89 ;$$

$$\eta_{\max} = 0,7.$$

$$P_0 \max = \frac{24^2}{8 \cdot 4} \left(\frac{4}{4,5}\right)^2 = \frac{12 \cdot 24}{20,25} = 14,2 \text{ W}$$

$P_{0 \max}$ est la puissance de sortie sans limitation du signal de sortie ($d_D < 1\%$). Dans la pratique $R_{CE \text{ sat}} < 0,5 \Omega$ permet d'obtenir une puissance de sortie de 15 W (sinus).

Si on admet un tuyau de distorsion de 10 % du fait de l'écrêtage du signal de sortie on peut atteindre une puissance de sortie de 18 W.

$$P_d (IC)_{\max} = \frac{(24)^2}{2 \pi^2 \cdot 4} = 7,3 \text{ W}$$

$$P_d (IC) (P_0 \max) = P_0 \max \frac{1}{\eta_{\max}} - 1 = 14,2 \text{ W} \cdot 0,43$$

$$P_d (IC) (P_0 \max) = 6,1 \text{ W}$$

On peut voir que les valeurs de K_{\max} et η_{\max} que l'on obtient grâce à la faible résistance de saturation Emetteur-Collecteur se rapprochent de très près des résultats théoriques optimums.

● **Sujets traités dans nos précédents Cahiers Techniques**

N°1
MARS 1975

Variateur de vitesse pour moteur 24 V - 1 kW

G. SENDRANE

Refroidissement des diodes de redressement de puissance

J.-P. OEHMICHEN

TDE 1607, circuit de commande de lampe

G. DECES

Protection par thyristor contre les court-circuits et les surtensions

J. LE PONNER

Amplificateur et préamplificateur correcteur HI-FI

M. HELBERT

N°2
FEVRIER 1976

TTL Schottky basse puissance

Mrs BARBIER
MENDOZA
REUFLET

N°3
AVRIL 1976

Disjoncteur à transistor 100 A 48 V

J. LE PONNER

Un nouveau Thyristor permet la réalisation d'un onduleur à 40 KHz

Jean-Marie PETER

Les circuits de commande à transistors pour moteurs basse tension

K. RISCHMUELLER

Quelques applications au redressement des diodes rapides

J. LE PONNER

BUX 37

Un nouveau Transistor Darlington pour l'allumage automobile

J. REDOUTEY

Utilisation du circuit TDB 0791 pour la régulation de température et de lumière

J.-P. OEHMICHEN

TDA 1065 - TDA 1066 - TDA 1067

Circuits intégrés pour la commande et la régulation en continu ou par découpage

V LIVA - G. POGAM

