

LE HAUT-PARLEUR

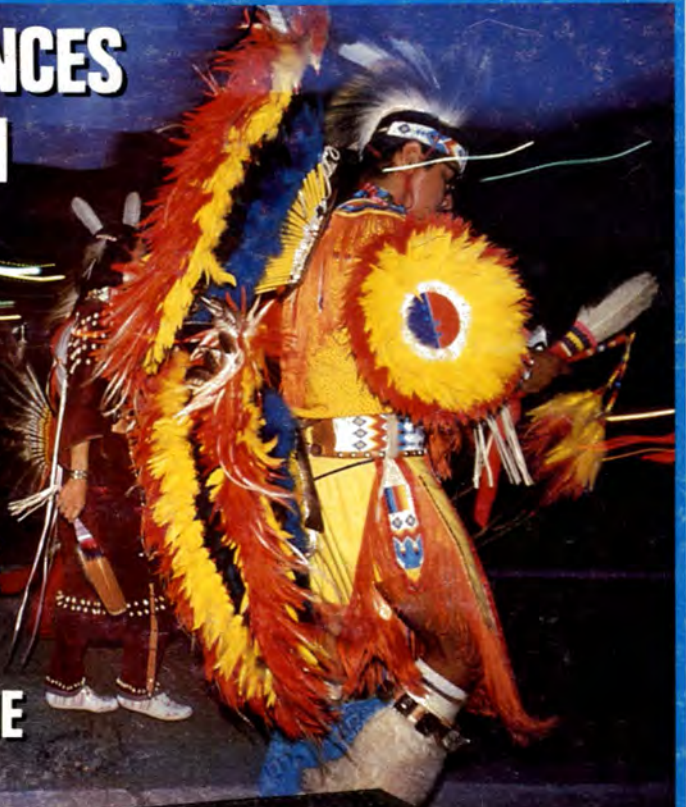
**BANC D'ESSAIS :
20 MAGNETOSCOPES**

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.MICRO.ELECTRONIQUE.REALISATIONS

NOUVELLES FREQUENCES DES EMETTEURS FM de la région parisienne

- Réalisez:
- UN ANALYSEUR DE SPECTRE**
- COMMANDE ELECTRONIQUE
D'UN ROTOR D'ANTENNE**
- UNE SERRURE ELECTRONIQUE
PROGRAMMABLE**



Suisse : 6,50 F.S. • Belgique : 145 F.B. • Espagne : 500 Ptas • Canada : Can \$ 3,75 • Luxembourg : 148 F.L.



LE MAGNETOSCOPE **HITACHI** VT 420S

T 1843 - 1745 - 21,00 F



15 OCTOBRE 1987
N° 1745 - LXII^e ANNÉE

UNE REALISATION EXCEPTIONNELLE

UN ANALYSEUR DE SPECTRE 0-500 MHz PERFORMANT

ETUDE THEORIQUE RAPIDE

En première approche, nous ne ferons qu'une analyse rapide des procédés mis en œuvre, préférant entrer plus dans les détails au moment de l'étude d'un bloc déterminé.

La figure 1 donne le schéma bloc de l'AS87. On y distingue les différentes parties de cet appareil.

L'atténuateur d'entrée

Élément indispensable pour obtenir une dynamique globale satisfaisante. En effet, le reste du montage a une dynamique de 70 dB, allant de -10/-15 dBm à -80/-85 dBm, selon les exemplaires. Cela ne permet d'appliquer que 100 μ W maximum à l'entrée. En atténuant par pas de 10 dB, jusqu'à 40 dB, on peut passer à une puissance admissible de +30 dBm environ, soit 1 W, ce qui est satisfaisant, l'atténuateur incorporé ne pouvant de toute façon pas supporter plus ! Nous verrons au moment opportun que la réalisation d'un atténuateur convenable opérant de 0 à 500 MHz est une opération fort délicate !

L'usage d'un atténuateur professionnel externe est une excellente solution, à condition de disposer de cet accessoire rare et coûteux !

LE AS87



2^e PARTIE (voir N° 1744)

Le filtre passe-bas d'entrée

Pas vraiment indispensable. Il permet de rejeter les produits de mélange indésirables. Il serait dommage de s'en priver, car il est assez facile à réaliser et très bon marché !

Le tuner

Nous devons dire que l'AS87 n'aurait peut-être pas vu le jour si nous n'avions pas mis la main sur cette pièce exceptionnelle. Il s'agit, en effet, d'un tuner CATV, normalement prévu pour s'accorder de 50 à 450 MHz et utilisé aux USA et au Canada pour recevoir les émissions TV câblées, en les convertissant en signaux compatibles avec les canaux 2, 3

et 4 des systèmes NTSC. A notre grande surprise, nous avons constaté, lors de nos essais, que l'accord prévu de 50 à 450 MHz pouvait en fait parfaitement se faire de 0 à 500 MHz, le VCO du premier mixer couvrant cette bande sans aucune difficulté. Il suffisait alors de supprimer le filtre de bande de l'entrée pour avoir la couverture désirée. La figure 2 donne le diagramme du tuner, dans sa configuration d'origine, et la figure 3 en donne le schéma détaillé. La suppression du filtre d'entrée se fait très facilement en déconnectant cette entrée de L₁₀₁ et C₁₀₁, en supprimant le strap P7 et le condensateur C₁₁₂, enfin en reliant l'entrée à L₁₀₇/L₁₀₈ par

un petit coaxial 50 Ω . Nous en avons profité pour remplacer la prise coaxiale d'origine par une subclac 50 Ω plus adaptée à notre montage.

La sortie du premier mixer est aux environs de 610 MHz. Le premier VCO couvre donc de 0 + 610 à 500 + 610 MHz, soit de 610 à 1 110 MHz ! C'est le transistor T₁₁ qui assure cette mission. La diode varicap D₅ donne le glissement de fréquence nécessaire. Pour cela il faut l'attaquer, *via* PCH3, par une tension ajustable entre 0 et 26 V environ. Bien entendu, le glissement de fréquence n'est pas exactement proportionnel à la tension. Il s'en faut même de beaucoup ! Un circuit de linéarisation, associé au générateur de balayage, doit donc être prévu pour avoir une déviation horizontale linéaire en fréquence. Nous verrons cela lors de l'étude de la base de temps.

Notre tuner étant prévu d'origine pour être synthétisé, le fabricant a incorporé un prédiviseur de VCO (PRESCALER). Le couplage du diviseur avec le VCO est fort bizarre car apparemment... il n'existe pas. L'examen du schéma permet de supposer que ledit couplage se fait par C₁₂₀, c'est-à-dire sur la ligne d'alimentation de la varicap ! Tout à fait curieux... mais ça marche et c'est l'essentiel ! Pour ceux qui ont déjà quelque peu manipulé les UHF et qui connais-

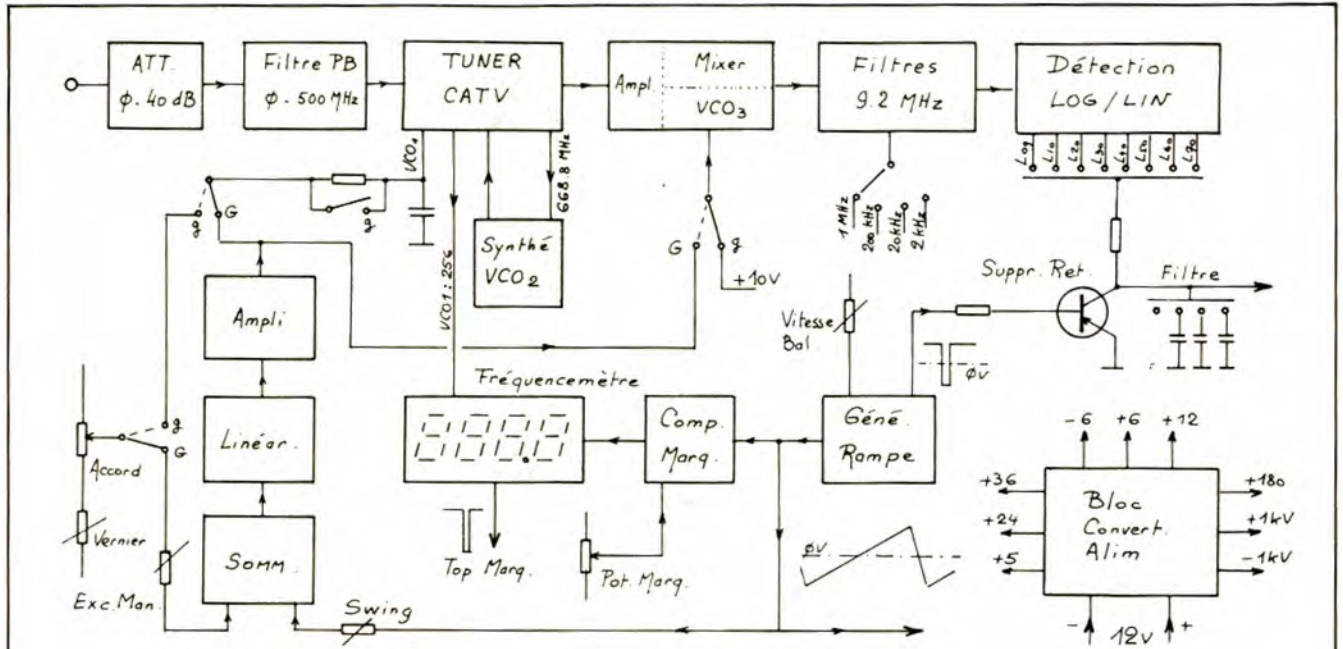


Fig. 1. - Schéma bloc de l'AS87 - partie H.F.

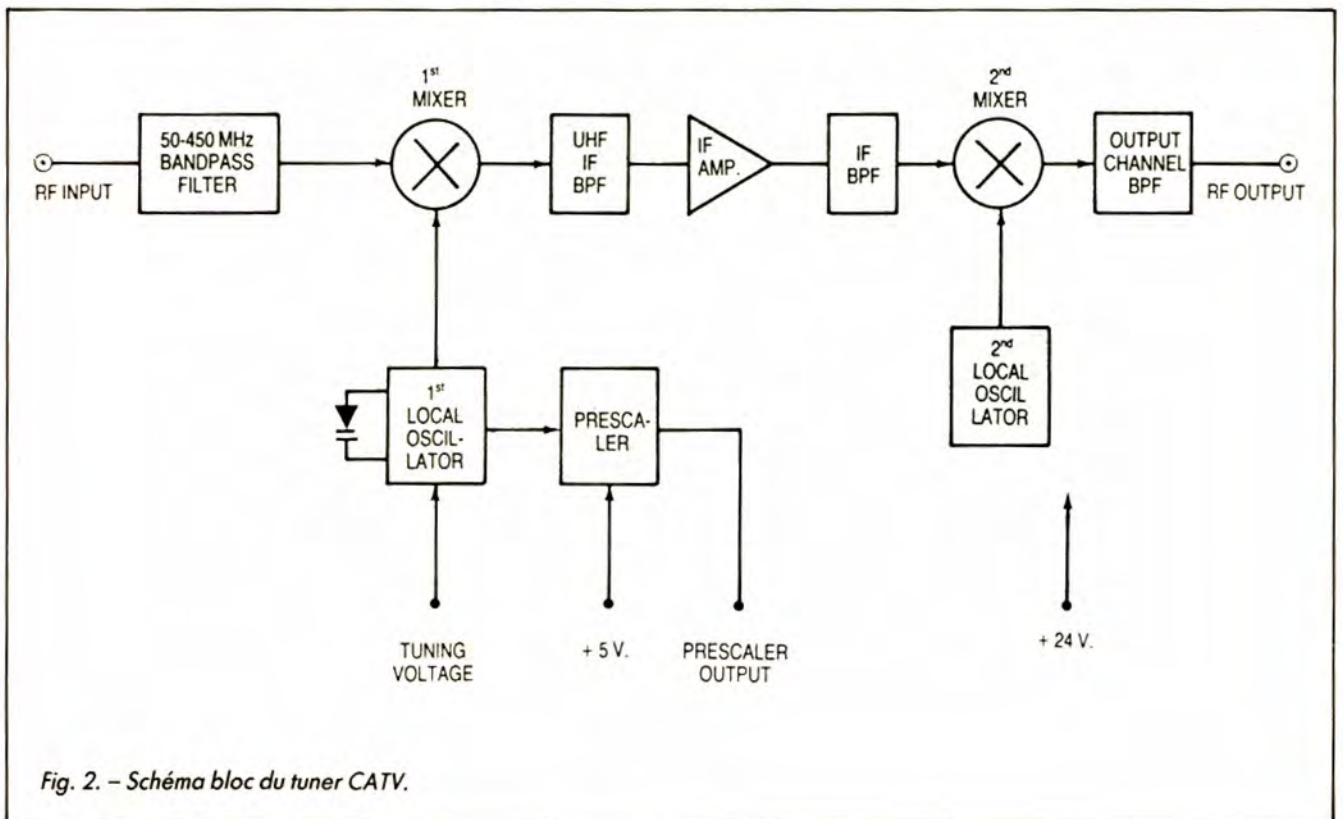


Fig. 2. - Schéma bloc du tuner CATV.

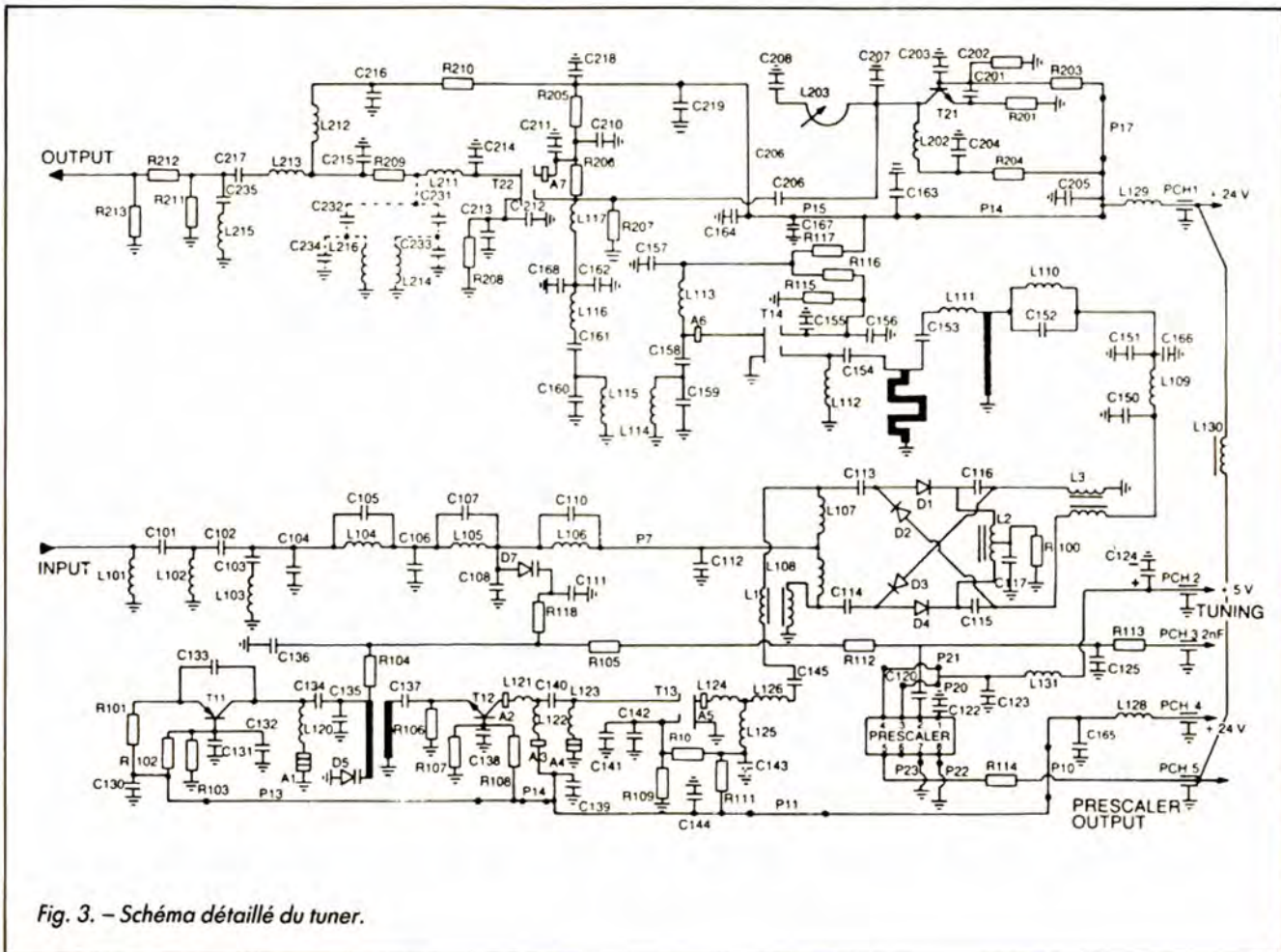


Fig. 3. - Schéma détaillé du tuner.

sent les difficultés de ces techniques, il est assez surprenant de constater l'apparente simplicité des procédés retenus par les fabricants confirmés, la surprenante reproductibilité obtenue avec des composants assez ordinaires et sur des circuits imprimés tout à fait classiques ! Ce n'est pas sans donner à réfléchir ! La prédevision est de 256. La fréquence sortant du tuner varie alors de 610 : 256 à 1 110 : 256 MHz, soit de 2,38 à 4,33 MHz environ. Il s'agit de fréquences assez basses pour être traitées sans difficulté à l'aide de circuits C.MOS, par exemple. Le fréquencemètre de l'AS87 n'en sera que plus simple à réaliser.

Si nous suivons le signal 610 MHz dans les figures 2 et 3, nous constatons qu'après un filtrage par L109 à L112, il y a amplification par T14, un FET à double porte. Nouveau filtrage par L113 à L117, et enfin second changement de fréquence par T22. L'oscillateur associé à T22 est construit avec T21, simple transistor bipolaire. Ce second oscillateur est d'origine mécaniquement accordable autour de 670 MHz, une vis laiton pénétrant plus ou moins à l'intérieur de la spire unique de L203. Dans ces conditions le signal de sortie peut aller de 50 à 80 MHz environ, ce qui permet de couvrir sans difficulté les 54 à 72 MHz des canaux TV, 2, 3 et 4 prévus. Cette sor-

tie se fait dans ce but, à travers des filtres constitués par L211 à L215. Dans le cas particulier de l'AS87, la fréquence de sortie est choisie : 59 MHz environ. Pour améliorer les performances de l'AS87, lors du travail en bande étroite, nous avons pensé que trois oscillateurs « libres » ou presque, c'était un peu trop pour obtenir un « jitter » acceptable (c'est-à-dire un déplacement erratique des oscillogrammes en fonction des glissements de fréquences des oscillateurs). Nous avons donc décidé de synthétiser le second oscillateur du tuner, à savoir celui construit avec T21 et L203. Le synthétiseur ajouté est réalisé dans un petit boîtier 5

× 5 cm, fixé rigidement à la paroi du tuner. Le schéma retenu est celui de la figure 4. La modification du tuner est assez réduite : il faut supprimer la vis de réglage de L203, ce qui se fait avec un gros fer à souder bien chaud. La vis partie, nous disposons d'un trou pour le passage des liaisons ; il faut alors supprimer C208 et le remplacer par un petit piston 1/5 pF. Il reste à ajouter la diode varicap, un condensateur de très faible valeur (1,5 pF) et la 100 kΩ amenant la tension d'accord. La fréquence générée par T21 est prélevée par couplage inductif, un simple fil qui s'approche de L203. La HF captée est envoyée dans un prédeviseur Siemens, le SDA 2101. Ce cir-

cuit très sensible et de très bon fonctionnement prévisé par 64. Il délivre du 10 MHz environ. Derrière lui, un 74LS90 divise par 5, donnant du 2 MHz, fréquence convenant parfaitement au circuit synthétiseur choisi: le MC 145106 de Motorola, circuit que nous connaissons bien puisque nous l'avons déjà utilisé dans le RX11, notre dernier récepteur de radiocommande.

L'oscillateur interne du MC 145106 fournit la fréquence de référence de 5 kHz, à partir d'un quartz de 10.240 MHz (division par 211 avec FS = 0). Le diviseur programmable de 2 à 511, par les entrées PO à P8, est ici calé sur 418 (avec P1 = P5 = P7 = P8 = 1, ce qui fait bien $256 + 128 + 32 + 2 = 418$!). Dans ces conditions, lorsque la PLL est verrouillée, la fréquence d'entrée du MC 145106 est de $5 \times 2,09 = 10,45$ MHz, et celle qui entre dans ce prédiviseur est de $64 \times 10,45 = 668,8$ MHz! CX est la fréquence de travail de l'oscillateur T₂₁.

A noter que dans ces conditions, la fréquence exacte de sortie du tuner est de $668,8 - 610 = 58,8$ MHz, si l'on admet que 610 MHz est bien la fréquence FI intermédiaire du tuner.

La sortie du MC 145106 est connectée à la varicap de correction par le filtre passe-bas que nous avons utilisé avec succès dans le RX11. Ce filtre à deux cellules RC a une constante de temps assez longue, mais il a le gros avantage de ne pas trop apporter de modulation parasite en fréquence. Cela est important dans le cas de l'observation en bande étroite.

La sortie LD du MC 145106 permet d'avoir, en face avant, un témoin de verrouillage de la boucle PLL. Le niveau de LD est haut si ce verrouillage est bon, des impulsions négatives apparaissent s'il est défectueux. Un transistor NPN alimente une LED rouge. Si LD est

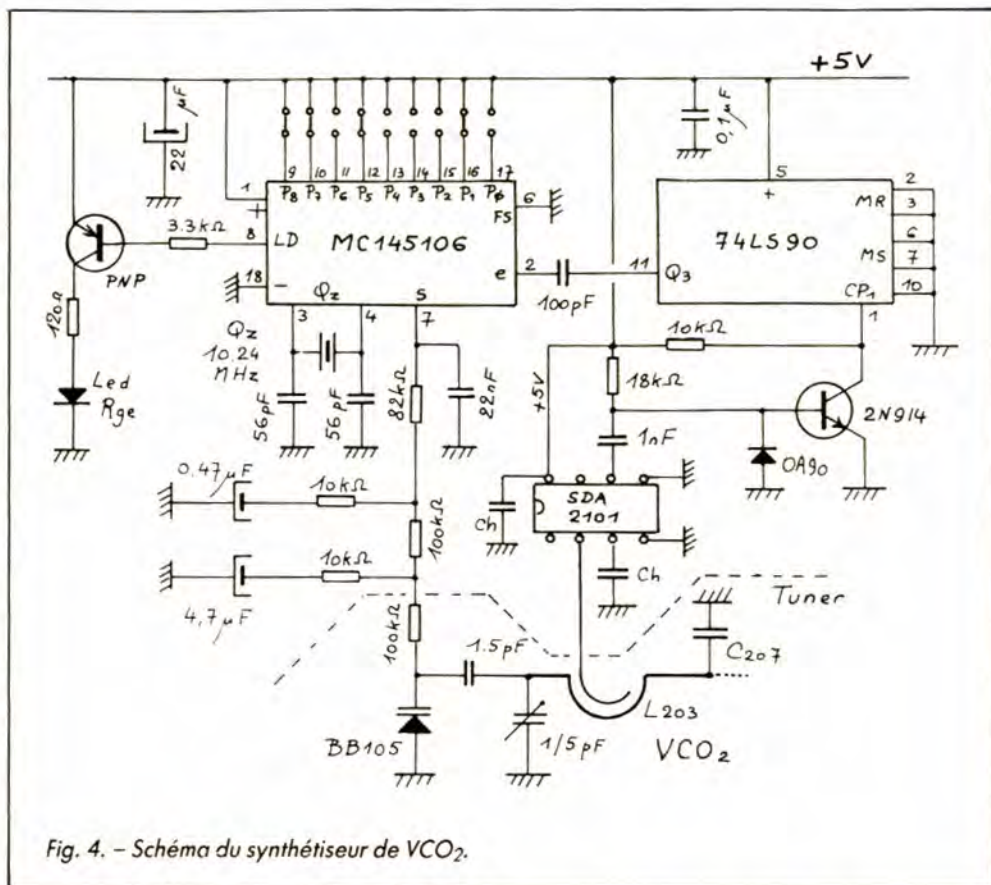


Fig. 4. - Schéma du synthétiseur de VCO₂.

ou niveau haut, le transistor est bloqué et la diode éteinte. Un défaut de verrouillage tend à allumer la diode rouge. L'ensemble du module de synthèse est alimenté en 5 V, par ailleurs nécessaire pour le tuner lui-même, le prédiviseur UHF étant alimenté sous cette tension. Par ailleurs l'ensemble du tuner requiert du $+24 \text{ V} \pm 5\%$ et sous une intensité d'environ 65 mA. Le $+5 \text{ V}$ en question, à $\pm 10\%$ près débite 75 mA environ! (Les prédiviseurs UHF sont gourmands!)

La commande d'accord du tuner est une tension continue variable de 0 à $+26 \text{ V}$ environ. Selon la gamme de travail choisie, cette tension sera, ou une rampe croissante allant de 0 à 26 V (cas de la gamme 0-500 MHz), ou une tension continue réglable (accord manuel) mélangée à une

fraction de la rampe précédente (gamme 10 MHz/div à 200 kHz/div), ou enfin une simple tension continue réglable manuellement (gamme 100 kHz/div à 5 kHz/div). Dans ce dernier cas, la rampe de volubation n'est plus appliquée au tuner (à VCO₁), mais à l'oscillateur VCO₃ du troisième mixer. Cet artifice permet de retrouver pour ces gammes à bande étroite une bonne qualité de stabilité, avec un jitter minimum et acceptable. On peut observer ces dispositions sur la figure 1, mettant en lumière les deux modes de fonctionnement possibles de l'AS87. Celui des bandes larges, jusque 200 kHz/div, noté « G » sur la figure, et celui des bandes étroites, au-delà, noté « g ». Dans le mode G, le troisième oscillateur VCO₃ est à fréquence fixe. Le premier oscil-

lateur est donc soumis à la rampe de volubation et à la commande manuelle. Cela par l'intermédiaire d'un amplificateur, d'un circuit de linéarisation permettant de corriger la non-linéarité de la diode varicap de VCO₁, d'un amplificateur final donnant l'excursion de tension nécessaire à cette diode.

Dans le mode g, la fréquence de VCO₁ est contrôlée manuellement par le multitour d'accord. A noter le vernier associé au potentiomètre principal, pour avoir un réglage moins acrobatique. Par ailleurs, c'est VCO₃ qui est volubé par la rampe issue des circuits précédents.

Terminons l'examen de la figure 1 en remarquant :

Le troisième mixer

Déjà signalé dans les lignes précédentes. Le bloc corres-

pondant contient un préamplificateur à FET double porte et bande passante assez étroite : 2 MHz environ. La fréquence d'accord est celle de la sortie du tuner, c'est-à-dire 58,8 MHz. La sortie du préampli attaque un mixer équilibré du commerce. Ce mixer reçoit en même temps la HF générée par l'oscillateur local VCO₃. Il s'agit d'un montage à simple FET, monté en ECO, suivi d'un ampli et d'un filtre de bande éliminant les produits harmoniques indésirables. La sortie du mixer est à 9,2 MHz, et l'oscillateur local travaille aux environs de 58,8 - 9,2, soit 49,6 MHz.

Les filtres de sélectivité

Selon l'excursion de fréquence choisie, la bande passante de l'analyseur doit être compatible : ainsi, pour les excursions larges, il faut une bande passante large, et inversement. Dans le premier cas, cette bande passante est de l'ordre de 1 MHz. Le bloc

filtre n'intervient pas, la sélectivité étant donnée par le bloc suivant. En revanche, dans les autres cas, son rôle est important. Pour les bandes très étroites, utilisées avec les excursions faibles, la sélectivité est très simplement obtenue par un filtre à quartz monté en échelle. Ici, ce filtre comporte 4 quartz. La troisième FI a été choisie à 9,2 MHz précisément parce que nous disposions d'un stock de quartz à cette fréquence, donc disponibles, mais présentant la particularité d'une taille particulièrement précise (à une centaine de hertz près !). Ceci est important pour avoir un filtre efficace. La bande passante obtenue est de 2,5 kHz à - 6 dB. Cela nous a semblé suffisant pour l'AS87.

Ce sont les sélectivités moyennes qui nous ont donné le plus de fil à retordre ! En particulier la bande passante de 20 kHz ! Il nous a fallu avoir recours à trois étages LC, montés en multiplicateurs de Q. Une commutation à diode

permet de passer ces étages de 20 kHz à 200 kHz de bande.

Par ailleurs, toutes les commutations sont assurées par relais magnétiques. C'est la seule solution permettant d'allier simplicité et efficacité. Les relais sont un peu coûteux, mais le commutateur très spécial qui aurait été nécessaire l'aurait été encore bien plus ! A signaler l'existence, dans ce bloc, d'un ampli à gain commutable, permettant de compenser les écarts de performances entre les quatre configurations.

Le bloc de détection LOG/LIN

C'est une partie importante de l'analyseur. Disons simplement pour l'instant qu'elle contient 7 étages à FET double porte, accordés sur 9,2 MHz. Ces étages en cascade ont un gain de 10 dB. Chaque sortie est détectée par diodes classiques. Les courants de détection sont, soit utilisés séparément

pour fournir la déviation verticale (Mode Linéaire), avec choix du niveau de 10 en 10 dB, soit ajoutés dans un ampli OP dont la sortie suit alors une courbe logarithmique.

La sortie du bloc de détection est envoyée vers l'ampli vertical de l'oscilloscope associé. Notons :

- l'existence d'un filtre RC commutable permettant d'éliminer ou du moins de réduire le niveau du bruit perturbant le signal observé ;
- le supprimeur de la courbe de retour. En effet, la vobulation étant effectuée par la rampe de balayage, elle se fait dans un sens à l'aller et dans l'autre au retour. Il devrait donc apparaître une courbe aller et une courbe retour. Ces courbes devraient même se superposer. Hélas, les vitesses aller et retour étant très différentes, la courbe retour est déphasée en retard à cause des constantes de temps des circuits sous test. Il y a donc deux courbes, mais non superposables ! Cela ne peut être toléré ! La solution est simple : il suffit de court-circuiter la sortie vidéo, pendant le retour. Cette mission est accomplie par un transistor bloqué à l'aller et saturé au retour. Le créneau de commande de base est fourni par le générateur de rampe.

Le générateur de rampe

C'est le cœur du montage : il rythme son fonctionnement. Il fournit une dent de scie très linéaire qui assure le balayage de l'oscilloscope. Cette dent de scie est centrée sur le potentiel de masse (0). Il est alors possible d'utiliser un oscilloscope extérieur séparé pour la mise en œuvre de l'AS87. En effet, pour exploiter les excursions et les bandes étroites, il faut réduire autant que possible la vitesse de balayage, en allant à la limite du tolérable pour l'œil, nous l'avons déjà dit. Dans ce cas,

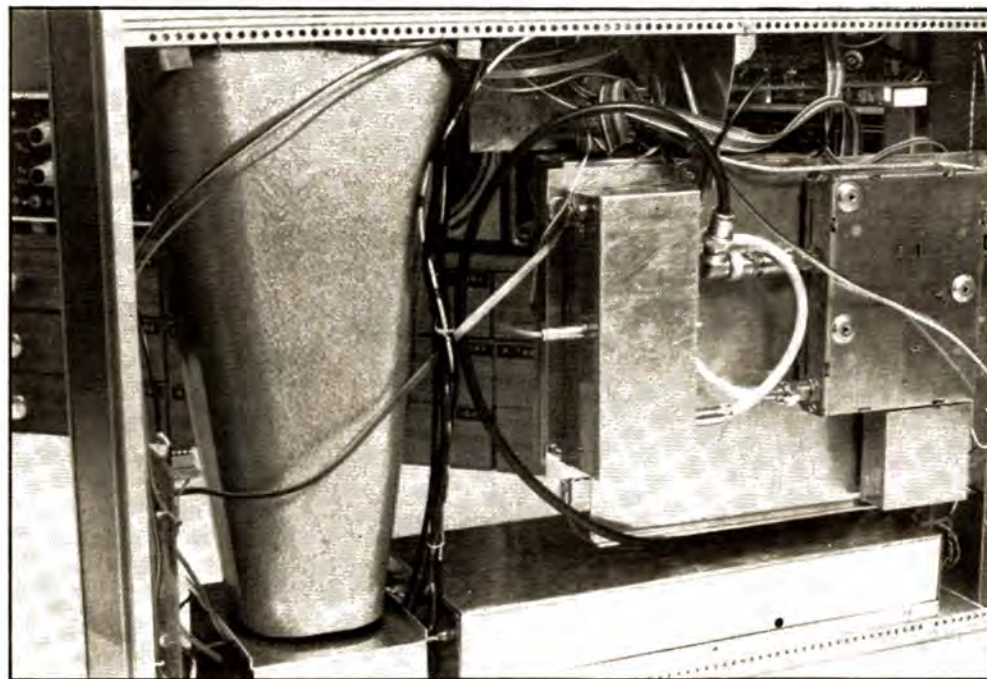


Photo A. - Structure de l'AS87 : à gauche, le tube cathodique dans son mumétal ; en bas, le bloc d'alimentation ; plus haut à droite, le tuner CATV avec son synthétiseur ; au centre, le troisième mixer.

la liaison continue est nécessaire si l'on veut sauvegarder la linéarité du balayage. Le centrage de la dent de scie sur le 0 V est un élément favorable permettant la compatibilité avec la plupart des bons oscilloscopes qui passent le continu sur l'entrée externe de la voie horizontale.

Le marqueur

Un comparateur, bâti avec un ampli OP, reçoit la rampe sur une entrée et la tension continue du potentiomètre « marqueur » sur l'autre. La sortie du comparateur bascule lorsque la rampe dépasse cette tension continue. La transition obtenue déclenche le fréquencemètre incorporé.

Le fréquencemètre

Complément quasi indispensable d'un analyseur. Il permet de connaître la position exacte de la « fenêtre » observée. Ici, nous mesurons la fréquence de VCO_1 . La valeur obtenue est 610 MHz trop grande ! Il faut donc retrancher ces 610 MHz des compteurs du fréquencemètre. On devine qu'il faudra avoir recours à des diviseurs prépositionnables. Intersil nous permet une réalisation très simple, nous verrons cela le moment venu ! La mesure de fréquence se fait en un point précis de la rampe et dure 2,56 ms. Ce point est déterminé par le comparateur ci-dessus. C'est lui qui déclenche le processus de comptage. Pour savoir où se fait la mesure, le fréquencemètre fournit un top de marquage qui est superposé à la courbe observée, le potentiomètre « marqueur » permettant de déplacer cette marque, et donc le point de mesure, le long de l'oscillogramme. On peut ainsi aller mesurer la fréquence exacte d'un détail, là où il se trouve ! Il ne nous semble pas nécessaire d'insister sur le grand confort d'utilisation apporté. Par ailleurs, il s'agit

d'une réelle mesure « numérique », donc précise. Ici, nos mesures sont à 100 kHz près, ce qui correspond à la limite du « possible facile » !!

Quelques petites réserves pour le mode « g » évoqué plus avant ! Dans ce cas, la fréquence de VCO_1 est fixe à un moment donné, pour une observation. L'indication du fréquencemètre est donc indépendante du point de marquage, lequel ne sert plus dans ce cas : la fréquence affichée correspondant au point central de la courbe. De plus,

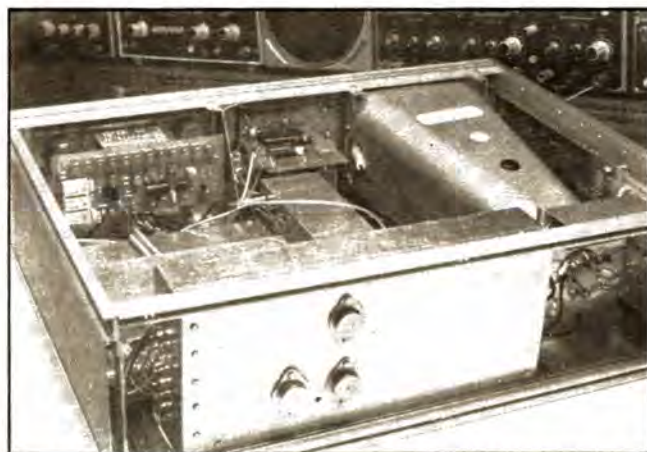


Photo B. - Autre vue de l'AS87. Au premier plan, le bloc d'alimentation avec ses trois 2N3055. Devant à gauche, peu visible, le détecteur LOG/LIN. Au centre, les filtres 9,2 MHz. A l'avant à gauche, la base de temps et, au centre, le fréquencemètre.

lorsque l'on descend aux excursions les plus étroites, la précision de la mesure peut paraître insuffisante ! En fait, pour ces excursions, on connaît déjà la fréquence de la courbe observée, cela ayant été déterminé avec les excursions plus larges. Il reste alors à examiner les détails, en se servant du graticule pour les écarts en fréquence.

L'alimentation

Le bloc d'alimentation est un « mal nécessaire » ! Sa mission est de fournir toutes les tensions nécessaires au fonctionnement de l'AS87.

A savoir :

- Les THT pour le tube cathodique incorporé :

- - 1 kV pour la tension de Wehnelt et de cathode.

- + 1 kV pour l'anode de post-accélération.

Ces valeurs sont valables pour de nombreux tubes utilisables. Si ce tube n'a pas de post-accélération, on supprime le + 1 kV.

- La HT pour les circuits de balayage. Nous avons prévu + 180 V sous 75 mA, soit 13 W. C'est la section la plus gourmande de l'AS87.

- Les basses tensions diverses :

- + 36 V pour les circuits de

cile ni économique. De plus, des tentatives dans ce sens nous ont montré de grosses difficultés liées au rayonnement 50 Hz sur les éléments sensibles de l'analyseur. La solution retenue permet d'avoir toutes les tensions nécessaires à partir d'un transfo unique, facile à réaliser et peu encombrant. Finalement, de compliquée qu'elle pourrait sembler *a priori*, la solution s'avère plus simple et plus économique. Elle n'est pas sans petits inconvénients, nous le verrons plus tard !

Pour parvenir au résultat, le 12 V est d'abord régulé à 10 V environ. Cette tension alimente alors un convertisseur symétrique à transistors débitant dans le transfo à secondaires multiples. Il reste à redresser, filtrer et réguler. Par ailleurs, le régime du convertisseur est asservi au niveau de - 1 kV, ce qui permet des oscillogrammes stables dans tous les cas.

Mais nous verrons cela plus en détail le mois prochain. C'est en effet seulement lors du prochain article que nous débiterons la réalisation de l'AS87. Contrairement à ce qui avait été écrit le mois dernier d'ailleurs ! En fait, diverses raisons techniques et commerciales nous ont un peu retardé. Veuillez nous en excuser.

Sachez que la maison *Electronique-Diffusion* à Roubaix, qui va assurer la distribution des composants de l'AS87, travaille activement à la préparation des jeux de pièces. Les tuners spéciaux sont déjà disponibles. Ils sont en quantité limitée. De nombreux types de tubes cathodiques sont aussi en stock, mais les uns plus intéressants que les autres, hélas aussi en quantités limitées. Quoi qu'il en soit, rendez-vous au mois prochain, pendant lequel le fer à souder chauffera, c'est promis !

F. THOBOIS