

TELECOMMUNICATIONS

SYNTHETISEUR DE FREQUENCE
pour les émetteurs
de la 3ème chaine
de télévision française

Extrait de la revue «ORTF»

23

adret
ae
electronique



electronique

SYNTHETISEUR DE FREQUENCE pour émetteurs TV 3ème chaîne

Jean-Claude REGHINOT

Ingénieur
ADRET ELECTRONIQUE

SOMMAIRE

Le pilotage des nouveaux émetteurs de télévision de la 3^e chaîne s'effectue à partir d'un générateur synthétiseur de fréquence (ou pilote synthétisé), étudié et fabriqué par la société ADRET ELECTRONIQUE.

Cet instrument délivre 3 fréquences :

- La fréquence intermédiaire son de 39,2 MHz ;
- La fréquence intermédiaire image de 32,7 MHz ;
- Et le neuvième de la fréquence de transposition correspondant aux canaux 21 à 69, affectée d'un décalage (offset) de fréquence au pas de 25 Hz.

La structure d'un tel émetteur est donnée fig. 1, où l'on voit que la fréquence de transposition, après multiplication par 9, est mélangée aux fréquences intermédiaires son et image, de façon à délivrer les fréquences d'émission du canal considéré (porteuses son et image). Ces trois fréquences élaborées par le pilote synthétisé ADRET type 502, sont toutes synchrones puisque issues d'une source étalon unique qui est constituée d'un maître oscillateur à quartz en enceinte thermorégulée, qui peut éventuellement être asservie sur une fréquence extérieure de 5 MHz.

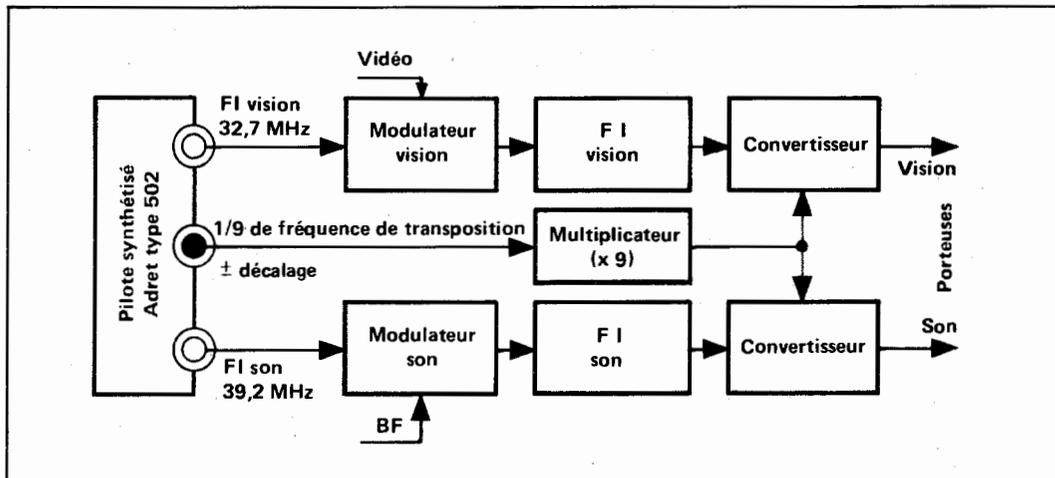


FIG.1 - Structure des émetteurs pilotes par synthétiseur.

Le décalage numérique au pas de 25 Hz permet d'optimiser le calage de la fréquence d'émission en fonction des interférences dues à des émetteurs voisins.

Dans ce qui suit, nous nous proposons d'expliquer le principe du pilote synthétisé ADRET type 502 qui permet un affichage sous forme décimale du numéro du canal et du décalage de fréquence.

1 - PRINCIPE GENERAL

Si nous considérons le spectre de chacun des canaux 21 à 69, nous constatons que leur espacement est de 8 MHz et que l'emplacement des porteuses son et image occupe une certaine place par rapport au spectre des harmoniques entiers de 8 MHz. En effet, si l'on prend par exemple le cas du canal 21 qui est représenté fig. 2, on constate que les fréquences porteuses son et vision sont respectivement de 477,75 MHz et de 471,25 MHz ; la porteuse vision est donc à 750 kHz au-dessous de 472 MHz et la porteuse son à 5,75 MHz au-dessus de 472 MHz (472 MHz correspond à l'harmonique 59 du 8 MHz). Dans le cas du pilotage des émetteurs sur fréquence intermédiaire, il est intéressant de voir comment se situe la fréquence de transposition par rapport aux harmoniques du 8 MHz.

D'une façon générale, on peut dire que la fréquence de transposition est donnée par l'expression :

$$F(\text{vision}) - FI(\text{vision}) = F(\text{transposition})$$

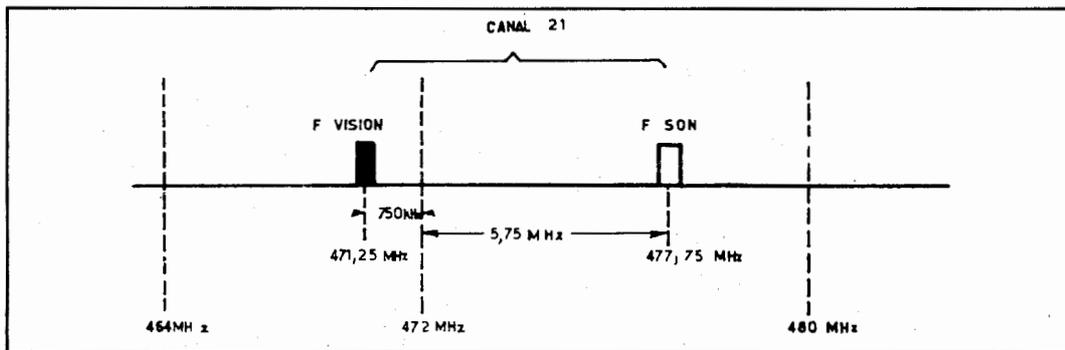


FIG.2 - Spectre du canal 21.

et si l'on considère par exemple le cas du canal 21, la fréquence de transposition est égale à :

$$471,25 \text{ MHz} - 32,7 \text{ MHz} = 438,55 \text{ MHz}$$

(Il est évident que la fréquence de transposition peut également être déterminée à partir de la porteuse son et de la fréquence intermédiaire son,

$$477,75 \text{ MHz} - 39,2 \text{ MHz} = 438,55 \text{ MHz}.$$

Par rapport aux harmoniques entiers du 8 MHz, cette fréquence peut s'exprimer par l'expression :

$$438,55 \text{ MHz} = [(8 \times 54) + 6,55] \text{ MHz}$$

qui montre que l'on peut élaborer la fréquence de transposition à partir des harmoniques du 8 MHz et ajouter 6,55 MHz au résultat obtenu. C'est ainsi que, pour le canal 21, le rang de l'harmonique du 8 MHz est 54, et l'on peut généraliser le principe pour tous les canaux en écrivant :

$$F \text{ transposition} = [N \times 8 + 6,55] \text{ MHz},$$

dans lequel N est le numéro du canal considéré majoré de 33, ce qui donne l'expression (1)

$$(1) \quad FT = [(n^\circ \text{ canal} + 33) \times 8 + 6,55] \text{ MHz}.$$

Et c'est à partir de cette relation que s'effectue la synthèse de la fréquence de transposition dans le synthétiseur 502. En pratique, et de façon à éviter les effets gênants sur l'image d'un récepteur, de plusieurs émetteurs émettant sur un même canal, il est admis de faire un décalage COMMUN, aux porteuses son et image ; ce décalage est appelé "Offset". Le décalage dit décalage de ligne, consiste à ajouter ou à retrancher aux deux porteuses (son et image), "n" fois un douzième de la fréquence de ligne avec $-20 \leq n \leq 20$, ce qui correspond à 41 pas d'environ 1,3 kHz, puisque la fréquence ligne est ici de :

$$15.625 \text{ Hz} \left(\frac{1 \text{ MHz}}{2^6} \right).$$

De façon à améliorer encore la qualité des images perturbées, on peut utiliser le décalage de trame dont la valeur incrémentale correspond à la fréquence tramée, soit 25 Hz.

Toutes ces considérations ont conduit à réaliser dans le pilote synthétisé ADRET type 502, 4000 pas de 25 Hz soit une variation totale de 100 kHz, affichée sous forme numérique par 4 commutateurs décimaux :

0 9 fois 10 kHz
 0 9 fois 1 kHz
 0 9 fois 100 Hz
 0 3 fois 25 Hz.

De ce fait, l'expression (1) devient :

$$FT = (n^\circ \text{ du canal} + 33) \times 8 \text{ MHz} + 6,55 \text{ MHz} + n \times 25 \text{ Hz}$$

avec $-2000 < n < 2000$.

Pour simplifier l'affichage décimal du numéro du canal, on peut admettre un rang d'harmonique égal au numéro du canal majoré de 30, ce qui conduit à l'égalité ci-dessous :

$$FT = [(n^\circ \text{ du canal} + 30) \times 8 \text{ MHz}] + [30,55 \text{ MHz} + n \text{ 25 Hz}].$$

En partant de cette nouvelle expression, le principe de l'instrument peut se résumer au schéma bloc de la fig. 3 qui est commenté dans ce qui suit.

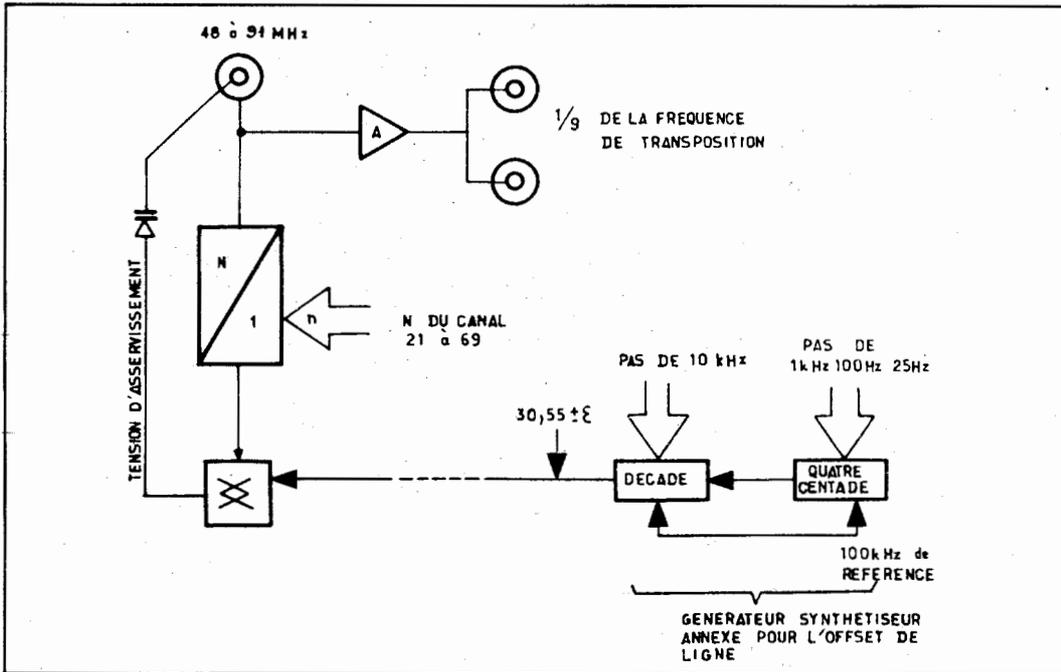


FIG.3 - Schéma bloc du 502 ADRET.

2 - ELABORATION DE LA FREQUENCE DE TRANSPOSITION

Un oscillateur asservi en phase (phase lock) à trois boucles (*) est asservi par l'intermédiaire d'une boucle d'asservissement numérique comprenant un comparateur de phase C et le compteur DP qui est programmable en fonction du numéro du canal considéré. Cet oscillateur couvre la bande de 48 MHz à 91 MHz et délivre donc directement le neuvième de la fréquence de transposition des canaux 21 à 69, qui après amplification par un amplificateur apériodique, est disponible sur deux prises coaxiales d'impédance caractéristique 50 ohms. Pour simplifier l'explication, nous pouvons dire que la fréquence de référence du comparateur de phase est élaborée à partir d'une fréquence de 30,55 MHz $\pm \epsilon$, qui est délivrée par un synthétiseur basse fréquence annexe, dans lequel la valeur ϵ est fonction du décalage précédemment défini.

Comme la fréquence de référence du comparateur de phase contient le décalage, celle de l'oscillateur en est également affectée.

*NOTA : Le principe de cet oscillateur est donné en annexe chap. VI

Ce compteur est programmable en fonction de la valeur des pas de décalage de 1 kHz, 100 Hz et 25 Hz affichés sur le panneau avant de l'appareil.

REMARQUE :

La fréquence délivrée par l'oscillateur est toujours "N" fois la fréquence de référence 1,25 kHz, conformément au principe de l'asservissement en phase exposé en annexe (chapitre VI), N étant le taux de division de DP1.

C'est ainsi que pour un décalage nul, l'oscillateur O1 délivre une fréquence de :

$$1600 \times 1,25 \text{ kHz} = 2 \text{ MHz}$$

et pour un décalage maximal (des pas de 25 Hz, 100 Hz et 1 kHz), il engendre une fréquence de :

$$1999 \times 1,25 \text{ kHz} = 2,49875 \text{ MHz.}$$

Le signal de sortie de l'oscillateur additionné dans M1 à celui de 8 MHz de référence, donne une fréquence variable de 10 à 10,5 MHz qui, après filtrage par FL1, attaque un diviseur par 10, D3.

La sortie de D3, filtrée par FL2, délivre alors une fréquence variable de 1 à 1,05 MHz par pas de 125 Hz.

2.2 Decade

L'asservissement en phase de la "DECADE" comprend l'oscillateur à effet de champ O2 dont la fréquence peut varier de 3 à 3,9 MHz par pas de 100 kHz.

Cette fréquence est divisée par un compteur DP2, programmable de 30 à 39, puis attaque le comparateur de phase C2, qui reçoit par ailleurs une fréquence de référence de 100 kHz. Le compteur est programmable en fonction du pas de décalage de 10 kHz affiché sur le panneau avant de l'appareil et la fréquence de l'oscillateur est toujours, selon le principe de l'asservissement en phase, n fois le 100 kHz de référence, c'est-à-dire :

$$30 \cdot 100 \text{ kHz} = 3 \text{ MHz pour des pas de 10 kHz nuls } (N = 30)$$

$$\text{et } 39 \cdot 100 \text{ kHz} = 3,9 \text{ MHz pour 9 pas de 10 kHz affichés } (N = 30 + 9).$$

La sortie de l'oscillateur O2 est divisée par 2 dans le diviseur D5, ce qui donne une référence variable de 1,5 à 1,95 MHz par pas de 50 kHz.

La sortie de la "QUATRE CENTADE" (1 à 1,05 MHz) est additionnée dans M2 à du 10 MHz de référence, ce qui donne après filtrage par FL3, une fréquence variable de 11 à 11,05 MHz. Cette fréquence est additionnée dans M3 à la fréquence de 1,5 à 1,95 MHz qui

contient le décalage au pas de 50 kHz, précédemment élaboré (sortie de D2 divisée par 2 dans D5).

La sortie de M3 délivre, après filtrage par FL4, une fréquence variable de 12,5 à 13 MHz qui, après division par 5 dans D4 et filtrage par FL5, délivre une fréquence variable de 2,5 à 2,6 MHz.

REMARQUE :

Cette dernière fréquence est bien variable par pas de 25 Hz puisque les pas de 125 Hz délivrés par la "QUATRE CENTADE" sont ramenés à 25 Hz grâce à la division par 5 dans D4. Il en est de même pour les pas de 50 kHz en sortie de D5, qui sont également, grâce à D4, ramenés à 10 kHz.

Enfin, la sortie de FL5 est additionnée à une fréquence de référence de 28 MHz, ce qui donne après filtrage par FL6, la fréquence F1 variable de 30,5 MHz à 30,6 MHz ($30,55 \pm \epsilon$) au pas de 25 Hz, qui attaque l'entrée référence du comparateur de phase de la fig. 3.

3 - ELABORATION DES FREQUENCES INTERMEDIAIRES SON ET IMAGE

Ces deux fréquences sont obtenues par synthèse directe, à partir du maître oscillateur de fréquence 16 MHz, valeur ainsi choisie car elle correspond au double de 8 MHz (distance entre canaux), et permet un excellent compromis entre bruit et stabilité à long terme.

De façon à bien comprendre le mécanisme de la synthèse de ces deux fréquences, il est à noter que la fréquence intermédiaire image de 32,7 MHz correspond à une fréquence de 10,9 MHz multipliée par 3 et que le 10,9 MHz est égal à 10 MHz + 900 kHz. Quant à la fréquence intermédiaire son de 39,2 MHz, elle se situe à 6,5 MHz au-dessus du 32,7 MHz.

La figure 5 montre qu'à partir du pilote 16 MHz, la base de temps délivre tout d'abord une fréquence de 10 MHz (division par 4, puis multiplication par 5 et division par 2). Le 10 MHz précédent est ensuite divisé successivement par 2, puis par 5, de façon à obtenir une fréquence de 1 MHz.

En se reportant au principe exposé plus haut, la fréquence intermédiaire image est élaborée de la façon suivante :

Le 1 MHz précédent, après division par 10, donne du 100 kHz qui mélangé avec le 1 MHz dans un "OU exclusif" donne du 900 kHz. Après filtrage, cette fréquence est additionnée au 10 MHz, ce qui donne du 10,9 MHz, qui après multiplication par trois, délivre directement la fréquence de 32,7 MHz désirée.

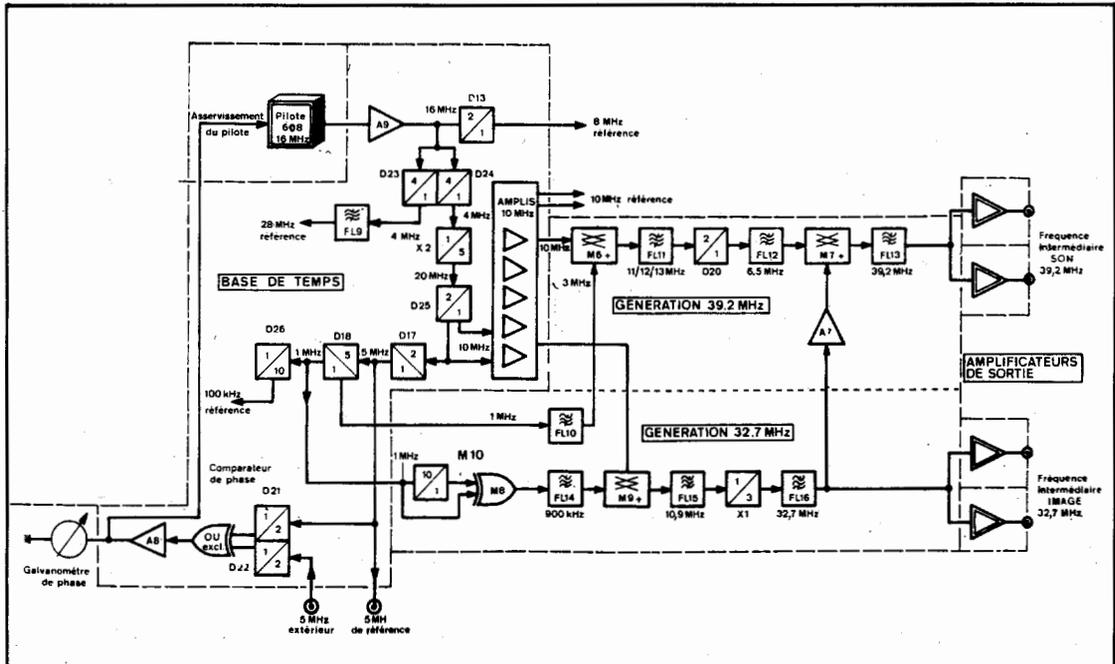


FIG.5 Principe de la base de temps et de l'élaboration des fréquences intermédiaires.

En ce qui concerne la fréquence intermédiaire son, il nous suffit d'élaborer une fréquence de 6,5 MHz et de l'ajouter au 32,7 MHz précédent, ce qui est réalisé comme suit :

L'harmonique de rang 3 du 1 MHz est additionnée à du 10 MHz, et le résultat obtenu est divisé par deux, de façon à délivrer le 6,5 MHz, qui additionné à son tour avec le 32,7 MHz donne directement la fréquence intermédiaire son de 39,2 MHz.

Ces deux fréquences sont ensuite amplifiées par l'intermédiaire d'amplificateurs sélectifs possédant chacun deux sorties d'impédance caractéristique 50 Ω .

Il est à noter que pour d'autres normes, ce seraient les harmoniques 1 ou 2 du 1 MHz qui seraient sélectionnées, de façon à délivrer en sortie du diviseur par deux (D20), des fréquences de 6 au 5,5 MHz, qui après mélange avec la fréquence intermédiaire image, délivreraient des fréquences intermédiaires son de 38,7 MHz (normes J) ou de 38,2 MHz (normes G et H).

4 - ASSERVISSEMENT

Dans certains cas d'utilisation des émetteurs (émetteurs couplés), il faut disposer de deux pilotes asservis entre eux. Dans le cas d'un synthétiseur, il suffit d'asservir directement le maître oscillateur, qui possède une entrée d'asservissement permettant de synchroniser les différentes fréquences de référence servant à la synthèse, avec la source d'asservissement extérieure.

Dans le synthétiseur 502 ADRET, l'asservissement du pilote interne s'effectue en comparant la phase du 5 MHz interne avec celle du 5 MHz externe (autre synthétiseur ou étalon secondaire par exemple), grâce à un comparateur de phase logique constitué d'un "OU exclusif" (portes A B C D de la fig. 6). La sortie du "OU exclusif" délivre des signaux rectangulaires de largeur proportionnelle au déphasage existant entre les deux fréquences de 5 MHz (interne et externe) et l'intégration de ceux-ci constitue la tension d'asservissement.

Les deux fréquences de 5 MHz externe (F1) et interne (F2) attaquent chacune un diviseur par 2 (7473).

Chaque diviseur délivre donc des carrés 2,5 MHz sur ses sorties Q et \bar{Q} , soit : F1, $\bar{F1}$ et F2, $\bar{F2}$.

La porte "A" reçoit F1 et F2, ce qui donne $\bar{F1} \bar{F2}$, à l'entrée de la porte C, expression égale à $\bar{F1} + \bar{F2}$.

La porte "B" reçoit $\bar{F1}$ et $\bar{F2}$, ce qui donne $\bar{F1} F2$ sur la deuxième entrée de la porte C, expression égale à F1 + F2.

La sortie de la porte C délivre donc :

$$\overline{(\bar{F1} + \bar{F2}) (F1 + F2)}$$

qui après inversion de la "porte D" donne l'expression suivante :

$$(\bar{F1} + \bar{F2}) (F1 + F2).$$

Cette relation, après réduction, devient :

$$\bar{F1} F2 + F1 \bar{F2}$$

qui est bien la fonction "OU exclusif" (F1 \otimes F2).

Quand les deux fréquences sont rigoureusement en quadrature, le signal de sortie de la porte D est symétrique, mais si la phase de l'une des deux entrées varie par rapport à l'autre, le rapport cyclique est modifié proportionnellement au déphasage.

La sortie de la porte D est intégrée par un amplificateur opérationnel monté en semi-intégrateur, qui alimente d'une part un galvanomètre situé sur le panneau avant du 502 et d'autre part l'entrée "asservissement" de son pilote interne.

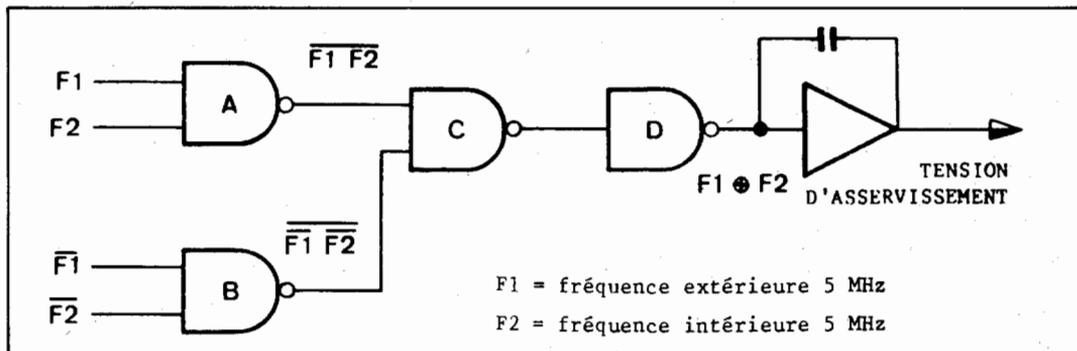


FIG.6 Principe de l'asservissement sur fréquence extérieure.

Cette tension est donc négative pour des signaux en phase, nulle pour des signaux déphasés de 90° et positive pour des signaux déphasés de 180° .

Il est à noter que ce type de comparateur de phase délivre une tension nulle en l'absence de l'un des signaux d'entrée. En conséquence, si la fréquence de synchronisation disparaît, la fréquence du pilote reste identique à condition que l'opérateur ait pris soin auparavant d'ajuster l'aiguille du galvanomètre à zéro par l'intermédiaire du potentiomètre de calage (voir le descriptif du panneau avant donné par la fig. 7).

5 - DESCRIPTION DU PILOTE SYNTHÉTISE ADRET TYPE 502

Après l'aspect purement technique de cet instrument, nous proposons dans ce qui suit une description fonctionnelle des panneaux avant et arrière de l'appareil, illustrée par les figures 7 et 8.

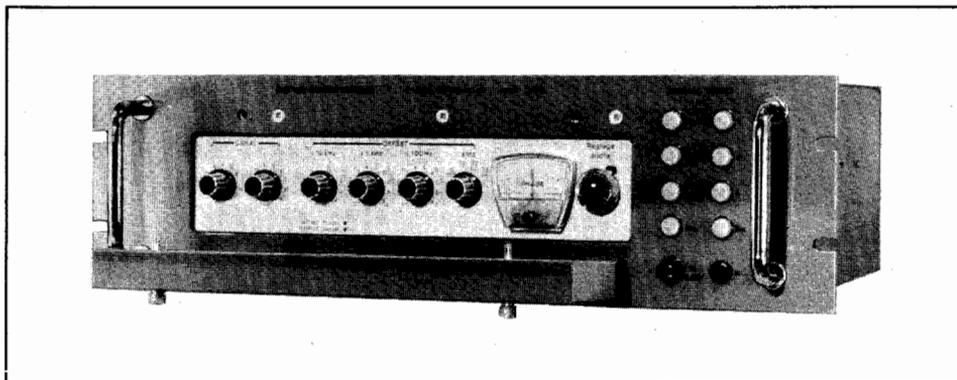


FIG.7 Vue du panneau avant du 502 ADRET.

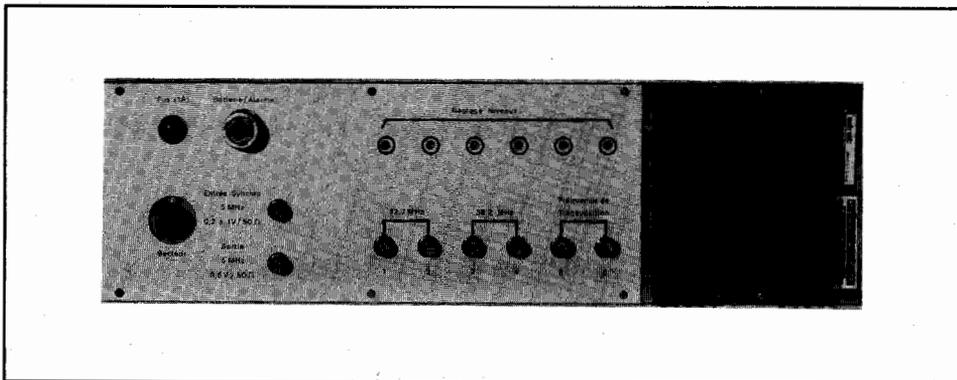


FIG.8 Vue du panneau arrière du 502 ADRET.

Sur la figure 7, on reconnaît les commutateurs décimaux permettant les changements de canaux ainsi que ceux permettant l'affichage des pas de décalage de 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz et 25 Hz ; le galvanomètre d'asservissement et le calage du pilote.

Les voyants repérés 1 à 6 indiquent un niveau suffisant (≥ 900 mV eff/50 Ω), des trois sorties doublées de fréquence, tandis que le voyant "ASS" indique le verrouillage de l'oscillateur délivrant le neuvième de la fréquence de transposition. Quant au panneau arrière (fig. 8); il comprend 6 prises coaxiales de sortie (deux par fréquence), avec un réglage du niveau pour chacune d'elles. On reconnaît également les deux prises permettant l'asservissement extérieur, ainsi qu'une prise d'alimentation du pilote par batterie extérieure en cas de coupure secteur. Il est à noter que cette dernière prise délivre également la fermeture d'un contact d'alarme en cas de coupure secteur, ou pour un niveau insuffisant de l'une des 6 sorties ainsi que pour un décrochement de l'oscillateur délivrant la fréquence de transposition.

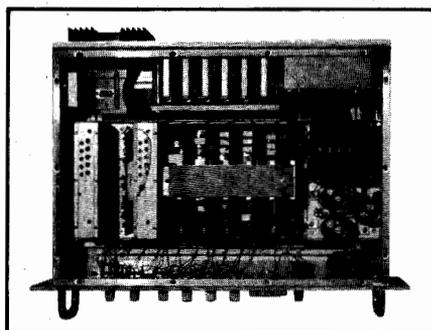


FIG.9 - Vue intérieure du 502 ADRET

La conception modulaire du 502 ADRET, permet un dépannage rapide de l'appareil, elle est illustrée par la fig. 9 où l'on reconnaît l'emplacement de l'oscillateur (1), les amplificateurs de distribution (2), le bloc alarme (3), ainsi que les différentes cartes (4), (quatre-centade, décade, base de temps...) les circuits véhiculant de la haute fréquence étant contenus dans des blindages.

Pour terminer, nous donnons ci-dessous les caractéristiques principales de ce pilote synthétisé. La stabilité des 3 fréquences délivrées est de $5 \cdot 10^{-9}/24$ h après 3 mois de fonctionnement et de $2 \cdot 10^{-8}/24$ h après 72 h de fonctionnement ; la dérive n'excédant pas $1 \cdot 10^{-7}$ sur 3 mois de fonctionnement.

La plage d'asservissement est d'environ $\pm 2 \cdot 10^{-7}$ et son temps d'acquisition d'environ 2 secondes. Quant à la pureté spectrale, les composantes harmoniques sont à - 30 dB au-dessous du niveau de la fréquence centrale, et les composantes non harmoniques à - 70 dB.

Le bruit de phase mesuré dans une bande de 1 Hz et à partir de 30 kHz de la fréquence centrale se situe à - 70 dB.

L'appareil fonctionne à partir d'un réseau de 220 V et sa consommation est de 35 VA. Ses dimensions sont :

Hauteur : 133 mm (3 U)
 Largeur : 483 mm
 Profondeur : 340 mm
 Poids : 12,5 kg environ.

6 - PRINCIPE DE L'ASSERVISSEMENT SIMPLE ET DE L'ASSERVISSEMENT DE PHASE A TROIS BOUCLES

Nous avons vu précédemment que le générateur synthétiseur annexe, délivrant la fréquence de $30,55 \text{ kHz} \pm \epsilon$, utilisant deux circuits (décade et quatre centade) dont le principe reposait principalement sur l'oscillateur asservi en phase, associé à un compteur programmable. Dans ce qui suit, nous nous proposons d'expliquer le principe de cet oscillateur, puis celui de l'asservissement en phase à trois boucles généralisées qui permet l'élaboration du neuvième de la fréquence de transposition.

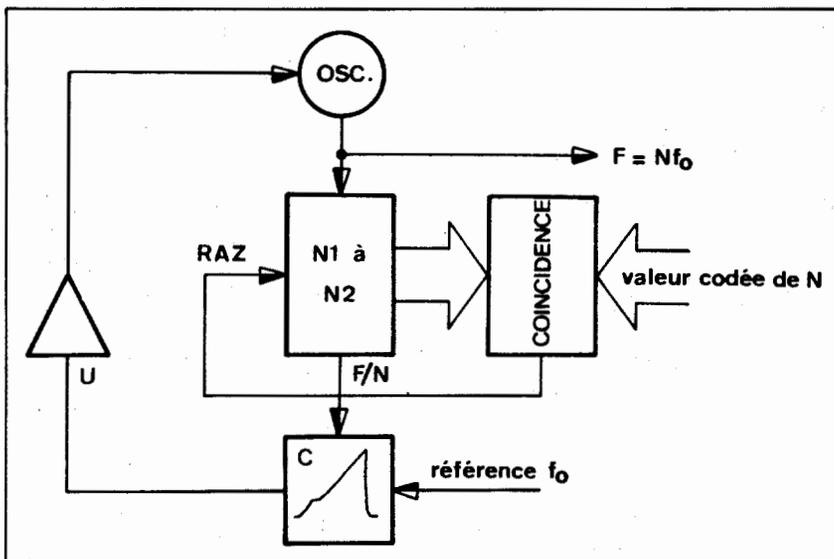


FIG.10 - Principe de l'asservissement en phase.

En se reportant à la fig. 10, on voit que l'asservissement en phase comprend un oscillateur OSC, qui délivre une fréquence variable F , cette fréquence est divisée par un compteur dont le taux de division (programmable de N_1 à N_2) est rendu variable par l'introduction de la valeur codée N correspondant au chiffre à synthétiser, c'est-à-dire dans le cas du 502, au pas de décalage désiré.

Les états de ce compteur sont présentés sur un circuit de coïncidence qui reçoit par ailleurs la valeur codée en DCB du chiffre N à élaborer ; dès que le comptage atteint la valeur programmée N , le circuit de coïncidence effectue un retour à zéro (RAZ) du compteur et la fréquence de sortie est bien F/N .

La fréquence F/N ainsi obtenue est comparée à une fréquence de référence f_0 délivrée par la base de temps.

La sortie du comparateur délivre alors une tension de commande U qui modifie la fréquence de l'oscillateur de façon à satisfaire l'égalité $F = Nf_0$.

Dans ce qui suit, nous nous proposons d'expliquer le fonctionnement du comparateur de phase ainsi que celui du compteur programmable.

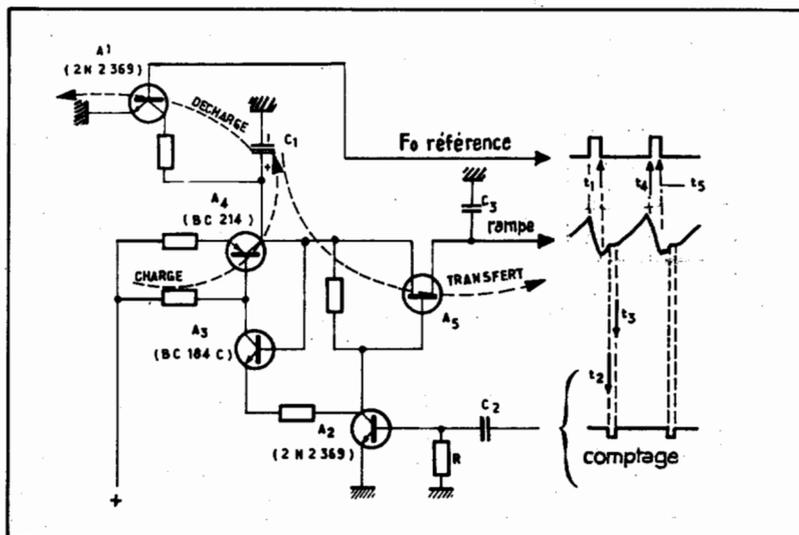


FIG. 11 - Principe du comparateur de phase.

6_1 Principe du comparateur

Le principe de ce circuit est donné fig. 11, ainsi que son chronogramme de fonctionnement.

Une rampe est générée au temps t_1 (par le signal de référence). Le signal de comptage arrivant au temps t_2 autorise le transfert vers l'oscillateur du niveau de la rampe présent à cet instant. L'oscillateur est ainsi commandé par une tension telle que la fréquence de comptage devienne égale à la fréquence de référence.

En effet, pour toute variation du signal de comptage, il y a variation de l'espace de temps t_1/t_2 , l'emplacement de la marche se déplace (d'où variation du niveau aux bornes du condensateur C1), et le potentiel transmis par l'amplificateur A5 à la diode à capacité variable, commande l'oscillateur de façon à maintenir l'équilibre de la boucle de phase :

$$\frac{F_{osc}}{N} = f_0 \text{ de référence}$$

En conséquence, le potentiel aux bornes de C1 varie en fonction de la valeur codée introduite, c'est-à-dire de la prédétermination du compteur à taux de division variable N. Nous allons voir maintenant le fonctionnement détaillé de ce comparateur de phase :

La capacité C1 étant déchargée, la rampe est au potentiel de la masse (temps t_1), le front arrière de l'impulsion de référence autorise la charge de C1 par l'intermédiaire de A2, A3 et A4 (montée de la rampe au temps t_1).

L'impulsion de comptage arrivant avec un retard $t_2 - t_1$, est transmise à l'amplificateur A2 par l'intermédiaire de C2, et simultanément :

- Les amplificateurs A2, A3 et A4 se bloquent. La charge de C1 marque un temps d'arrêt (palier de la rampe au temps $t_2 - t_3$) ;
- A5 devient conducteur et le potentiel existant à cet instant aux bornes de C1, est transmis au circuit de mémoire C3, puis à la diode à capacité variable du circuit accordé de l'oscillateur ;
- La capacité C2 se décharge dans R, l'amplificateur A2 redevient conducteur et la capacité C1 continue à se charger (fin de la rampe aux temps t_4) ;
- Le signal de référence redevient "haut", l'amplificateur A1 devient conducteur et la capacité C1 se décharge (retombée de la rampe aux temps $t_4 - t_5$).

6.2 Compteur programmable

Le compteur programmable dont le principe est donné par la fig. 12 comprend un certain nombre de diviseurs (décades 7 490 ou 7 493) reliés les uns à la suite des autres, de façon à réaliser un compteur de capacité N_t . Les différents états de ce compteur sont présentés sur des circuits de coïncidences, constitués par des circuits logiques "OU" (circuits intégrés 1 808 P), qui reçoivent par ailleurs les codes de programmation issus des commutateurs décimaux du panneau avant (affichage du décalage).

La sortie des circuits de coïncidence agit sur le RAZ des différentes décades, de façon à ce que le compteur effectue tout d'abord un comptage fixe de valeur N_1 , puis un comptage programmable de N_1 à N_t . Chaque circuit de coïncidence reçoit le code inverse de programmation, ainsi que le décodage du compteur et toutes les sorties des circuits "OU" sont réunies

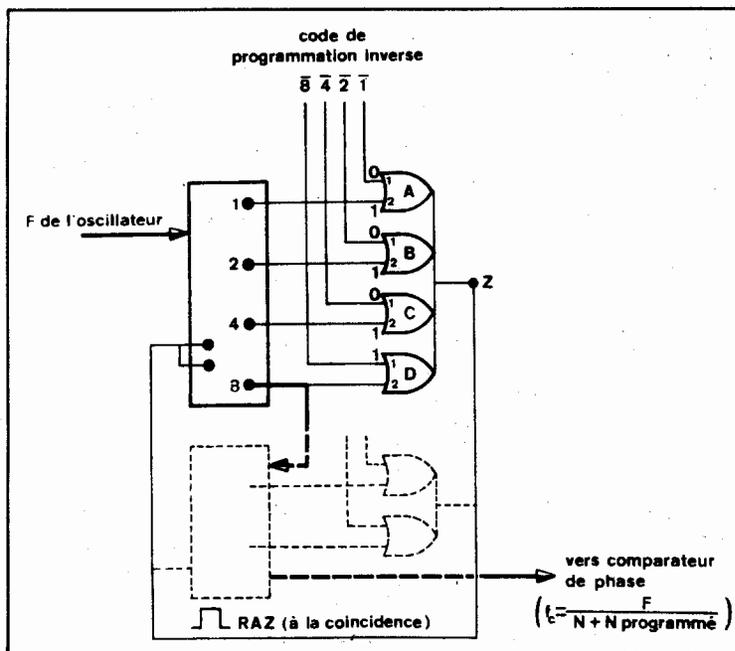


FIG.12 - Principe du compteur programmable.

ensemble de façon à constituer un "OU CABLE". En conséquence, le signal de coïncidence composite est présent seulement quand le compteur a enregistré les n impulsions programmées (avec $N_1 < n < N_t$).

C'est ainsi que dans le cas de la "QUATRE CENTADE", le compteur a une capacité fixe N_1 de 1600 et sa capacité N_t est de 1999.

Il est donc programmable de 1600 à 1999, ce qui peut s'exprimer par :

$$N_t = 1600 + A \text{ fois les pas de } 25 \text{ Hz} \\ + B \text{ fois les pas de } 100 \text{ Hz} \\ + C \text{ fois les pas de } 1 \text{ kHz}$$

avec :

$$0 \leq A \leq 3 \text{ (pas de } 25 \text{ Hz)}$$

$$0 \leq B \leq 9 \text{ (pas de } 100 \text{ Hz)}$$

$$0 \leq C \leq 9 \text{ (pas de } 1 \text{ kHz)}$$

Exemple de programmation :

Le chiffre programmé 7, correspond au code :

"0" sur l'entrée 1 de la porte A - donc "0" en sortie
 "0" sur l'entrée 1 de la porte B - donc "0" en sortie
 "0" sur l'entrée 1 de la porte C - donc "0" en sortie
 "1" sur l'entrée 1 de la porte D - donc "1" en sortie.

Tant que l'une des sorties des portes A, B ou C reste à zéro, c'est-à-dire, pour un comptage inférieur à 7 (programmé dans l'exemple), le point (z) est à zéro et le comptage se poursuit, mais dès que la décade a enregistré 7 impulsions, les entrées 2 des portes A, B et C sont à "1", ainsi que leur sortie et la RAZ s'effectue.

A titre d'illustration, les figures 13 et 14 donnent une représentation des circuits imprimés sur lesquels sont implantés la quatre centade et la décade.

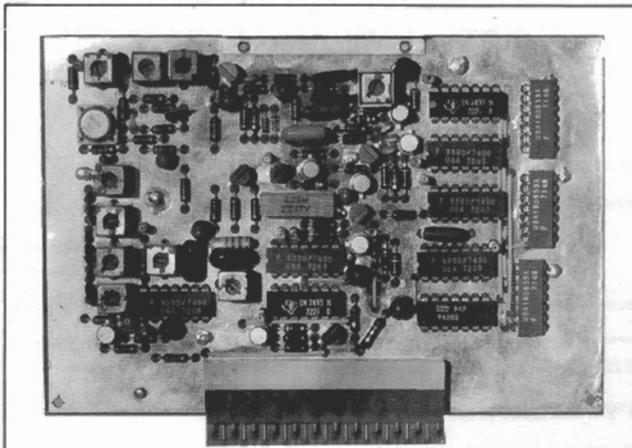


FIG.13 - Vue du circuit quatre centade.

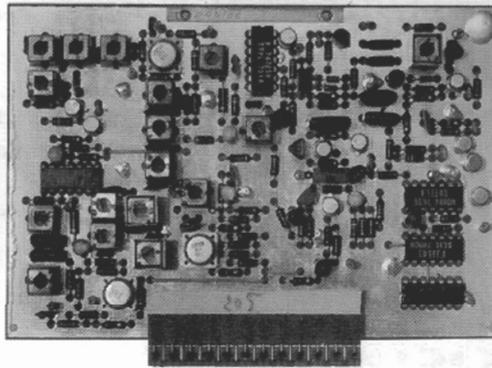


FIG.14 - Vue du circuit décade.

6.3 Asservissement en phase à trois boucles

En se reportant à la fig. 15, on voit que cet asservissement en phase comprend également une boucle d'asservissement numérique, mais que la tension d'asservissement en sortie du comparateur de phase, ne commande pas la diode à capacité variable directement ; en effet, elle transite par un commutateur électronique K, lui-même commandé par un circuit de coïncidence P, qui détecte les déphasages relatifs entre les deux fréquences attaquant le comparateur de phase. En conséquence, pour tout changement de canal, le comparateur de phase

En conséquence, la fréquence de sortie $\frac{FT}{9}$ est également affectée au décalage déterminé à partir de la QUATRE CENTADE et de la DECADE.

REMARQUE :

Le circuit de coïncidence PI alimente également un circuit d'alarme qui allume une ampoule (située sur le panneau avant), dès que l'oscillateur est correctement asservi, et cela après chaque changement de canal.

Pour conclure, on peut dire que le pilotage des émetteurs par l'intermédiaire de synthétiseurs, offre une grande souplesse d'utilisation puisque les changements de canaux s'effectuent très rapidement par le simple affichage du nouveau canal d'émission et cela directement en décimal.



adret **electronique**

12-14, AVENUE VLADIMIR KOMAROV - 78190 TRAPPES

TEL. : 462-83-50 — B.P. 33 - 78190 TRAPPES

TELEX ADREL TRAPS 60821

Société anonyme au capital de 4.200.000 f

R.C. Versailles 67 B 507 INSEE 285 78 621 0 005

Compte Chèque Postal : Paris 21 797 04