

## ACCESSOIRES

FORMEUR D'IMPULSIONS 293 : délivre des signaux carrés ou des impulsions de durée réglable de 50 ns à 50 ms à la fréquence de CS 201 et sur deux sorties complémentaires (niveau DTL/TTL).

DIVISEUR DECIMAL 294 : délivre des signaux carrés sur deux sorties complémentaires (50 ohms), leur fréquence est celle du CS 201 divisée par 10 (niveau DTL/TTL).

CADENCEUR 402 : effectue la sélection automatique à cadence réglable (0,15 s à 5 s), des 8 valeurs programmées à partir des modèles 211 ou 211 A.

GENERATEUR D'HARMONIQUE 292 : délivre des impulsions très brèves, possédant un spectre s'étendant jusqu'à 100 MHz.

L'alimentation de ces différents accessoires s'effectue directement à partir d'une prise située à l'arrière du CS 201 repérée S03.

COMPARATEUR DE PHASE 295 : délivre une tension fonction du déphasage existant entre le CS 201 et un étalon de fréquence extérieur. Cette tension est visualisée par galvanomètre incorporé et permet le verrouillage en phase du CS 201 sur la source extérieure.

WOBULATEUR MARQUEUR 297 : permet d'une part de wobuler linéairement le CS 201 en fonction RECHERCHE, le transformant ainsi en WOBULATEUR (cadence variable de 20 ms à 20 s) et d'autre part de générer des signaux de marquage. L'emplacement des marqueurs correspond à 20 % ou 100 % de la demi déviation de fréquence correspondant à la touche RECHERCHE enfoncée. Leurs procédés d'élaboration les rend utilisables même pour les plus petites excursions de fréquence ( $\pm 0,1$  Hz, marqueurs tous les 0,02 Hz).

## CHAPITRE IV

### PRINCIPE DETAILLE ET FONCTIONNEMENT DE L'APPAREIL

## IV-1 INTRODUCTION

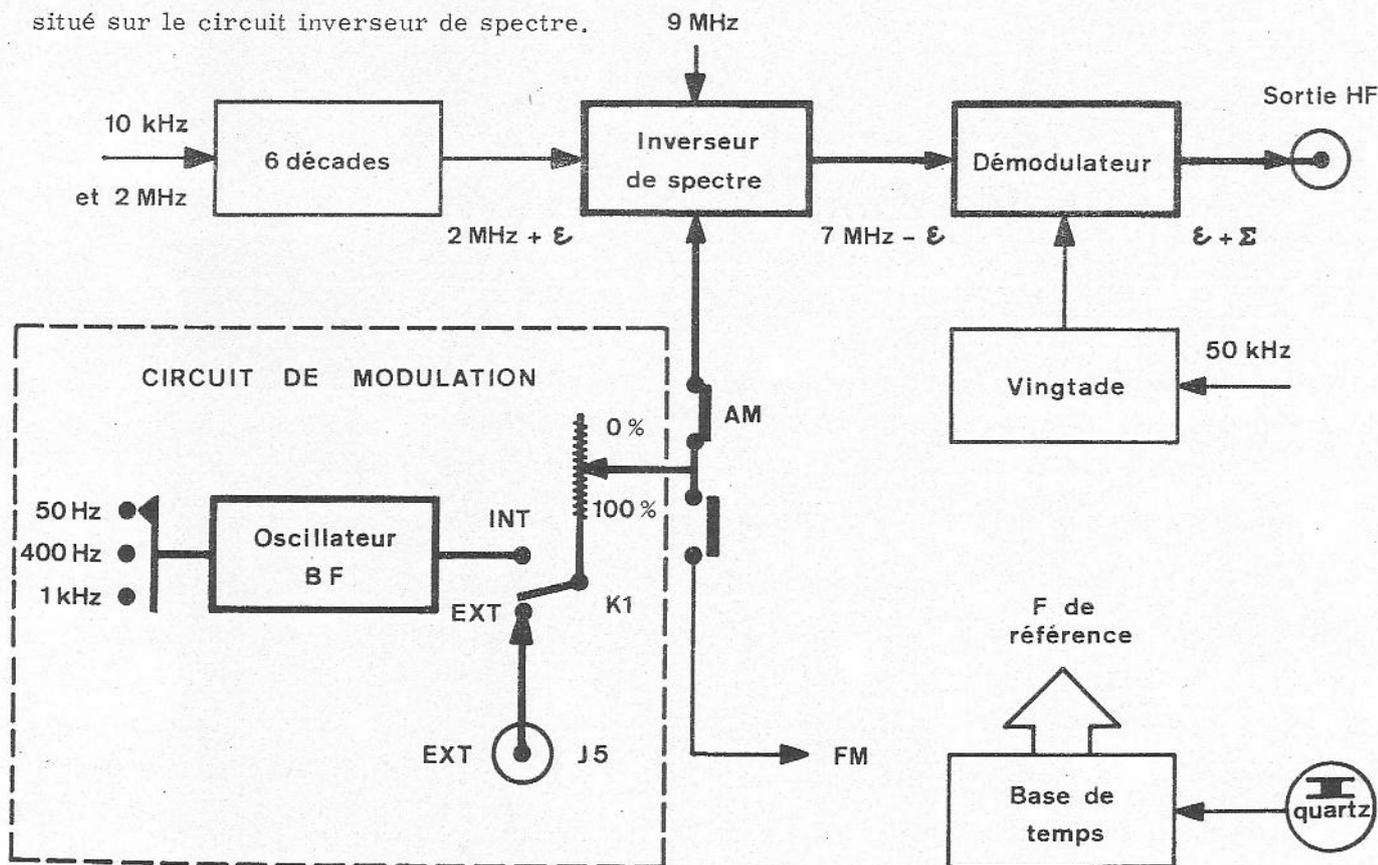
Le générateur synthétiseur ADRET, type 201, se compose principalement des sous-ensembles suivants :

- Les circuits de synthèse comprenant 6 décades et une vingtade :
  - . Un inverseur de spectre
  - . Un démodulateur et son amplificateur de sortie
  - . Une base de temps pilotée par un maître oscillateur à quartz.
- Il comprend, en outre, les circuits permettant le fonctionnement selon les trois modes suivants :
  - . Modulation AM - FM
  - . Recherche de fréquence
  - . Progressif de fréquence.

### IV-2 MODULATION D'AMPLITUDE (voir Figure IV-1)

#### IV-2.1 MODULATION INTERNE (Inverseur K1 sur INT)

Un oscillateur BF 01 délivre trois fréquences, au choix, de 50, 400 et 1 000 Hz. Le bouton TX MODUL<sup>on</sup> ajuste le taux de modulation de 0 à 100 % et le signal BF attaque un modulateur situé sur le circuit inverseur de spectre.



#### IV-2.2 MODULATION EXTERNE

L'inverseur K1 étant sur EXT., la modulation s'effectue comme précédemment mais par l'intermédiaire d'un signal externe d'amplitude maximum 5 V crête et de fréquence maximum 100 kHz

FIG. IV.1

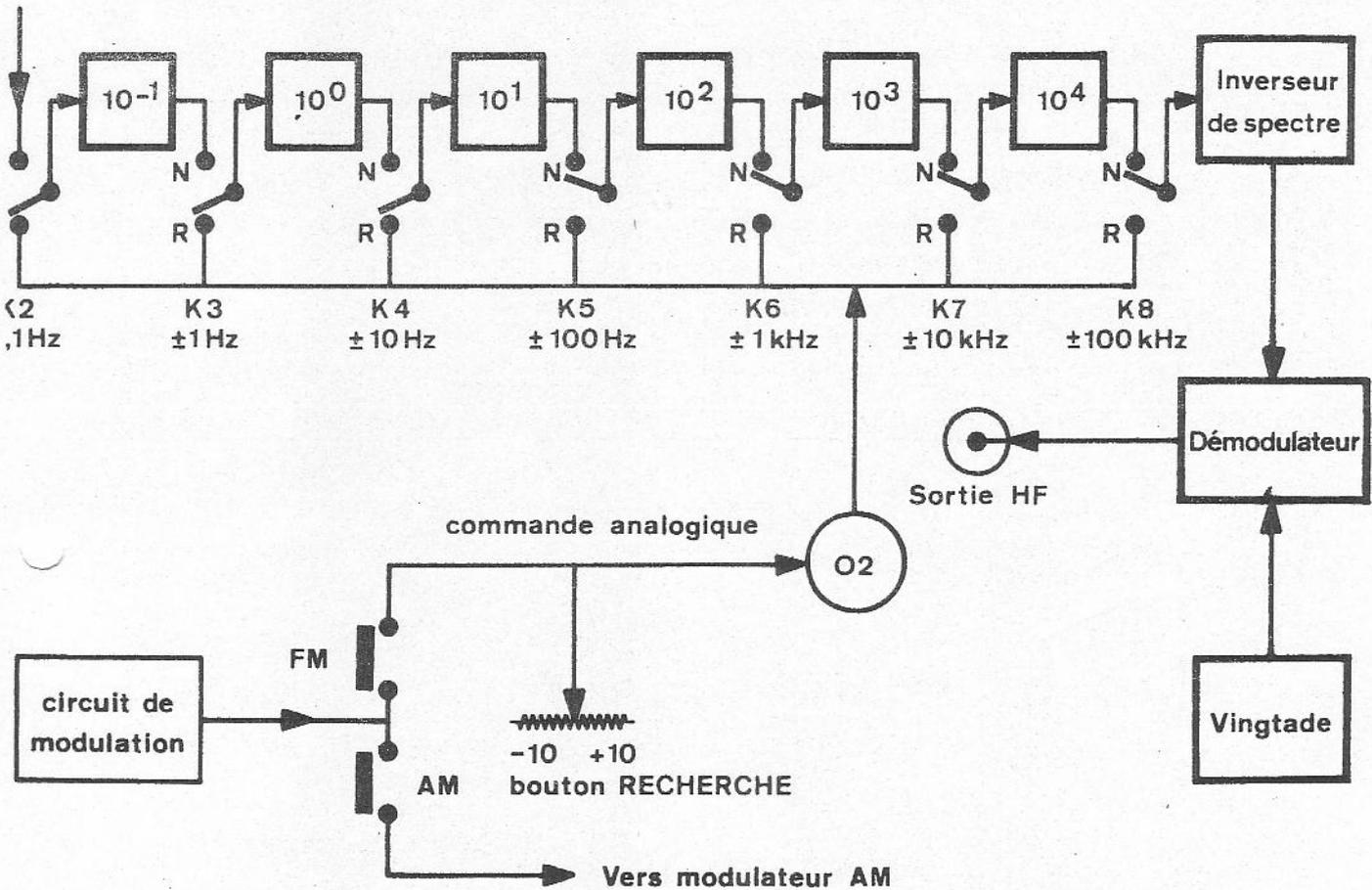
## FUNCTIONNEMENT EN RECHERCHE

(Voir Figure IV-2).

Un oscillateur à commande analogique O2 allant de 1,9 à 2,1 MHz peut être envoyé à l'entrée de l'une des décades se substituant ainsi à la décade précédente (position R de K2 à K8). Cette fonction permet ainsi une variation continue (manuelle ou automatique) de la fréquence à l'intérieur de 7 bandes prédéterminées, ce qui donne des excursions de  $\pm 0,1$  Hz,  $\pm 1$  Hz,  $\pm 10$  Hz,  $\pm 100$  Hz,  $\pm 1$  kHz,  $\pm 10$  kHz et  $\pm 100$  kHz.

L'oscillateur de recherche peut être commandé :

- De la même façon qu'en modulation d'amplitude (interne ou externe)
- Soit par l'intermédiaire du bouton RECHERCHE gradué de - 10 à + 10 (- 100 % à + 100 % de la valeur correspondant à l'une des 7 touches enfoncées) ;
- Soit simultanément par ces deux dernières possibilités.



**FIG. IV.2**

**REMARQUE :** Seuls les commutateurs décimaux du rang supérieur à la touche RECHERCHE enfoncée sont actifs.

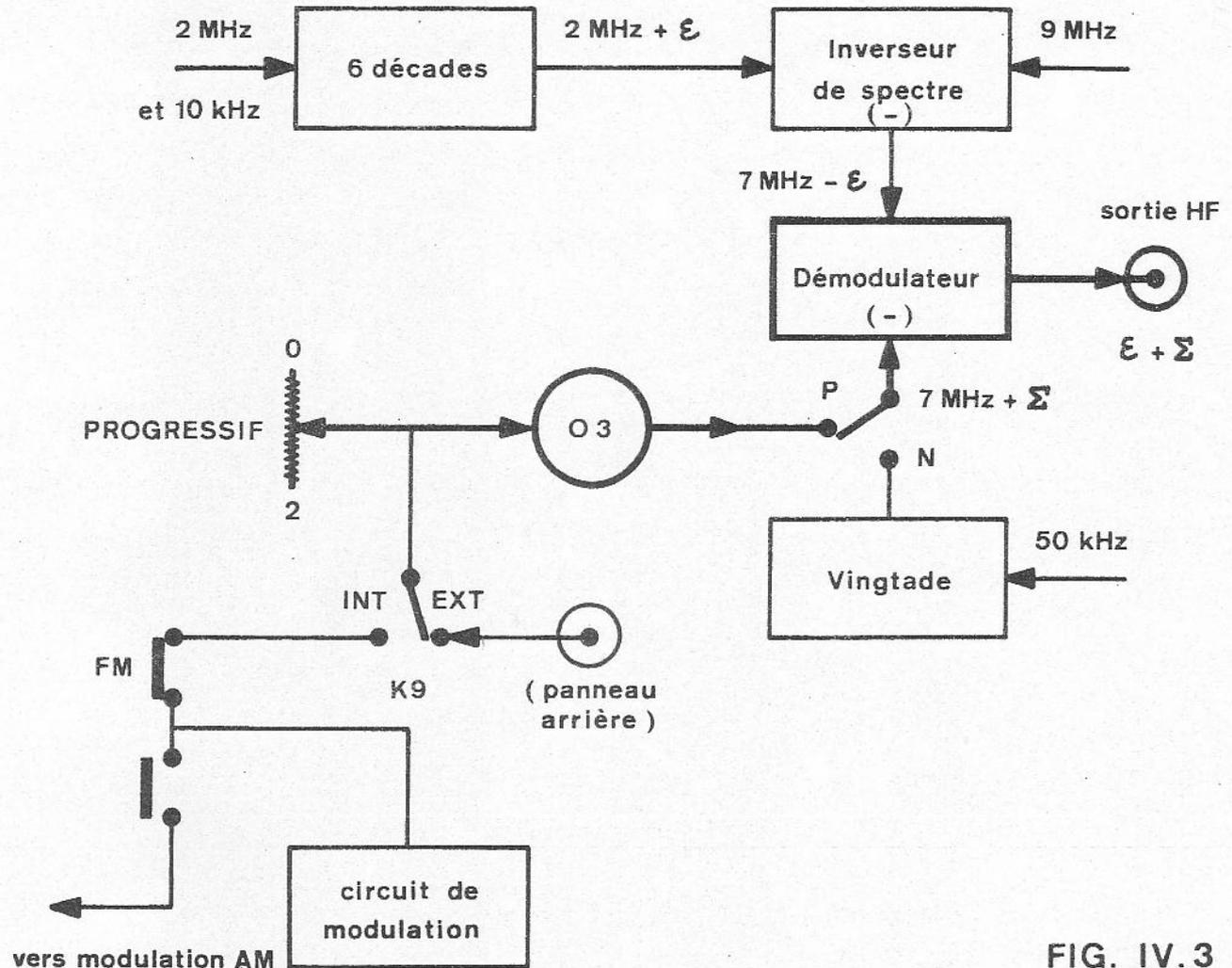
Exemple : (voir figure IV-2)

Touche 100 Hz : seuls les commutateurs correspondant aux chiffres 10<sup>3</sup> à 10<sup>6</sup> sont actifs.

#### IV-4 FONCTIONNEMENT EN PROGRESSIF

(Voir Figure IV-3)

Un deuxième oscillateur à commande analogique O3, allant de 7 MHz à 9 MHz, peut se substituer à la vingtade, ce qui permet une variation continue de la fréquence (manuelle ou automatique) de 0 à 2 MHz.



**FIG. IV.3**

L'oscillateur O3 peut être commandé :

- Soit par le bouton PROGRESSIF ;
- Soit par une tension extérieure (K9 sur EXT.) ;
- Soit par l'intermédiaire du circuit de modulation déjà vu (K9 sur INT.) ;
- Soit par la combinaison de ces trois possibilités.

REMARQUE : Dans ce mode de fonctionnement, les 6 décades restent en fonctionnement et la fréquence affichée par l'intermédiaire des 6 commutateurs décimaux, du poids  $10^{-1}$  au poids  $10^4$ , s'ajoute à celle déterminée à partir de l'oscillateur PROGRESSIF.\*

\*NOTA : avec une limitation à 2,1 MHz .

#### IV-5 PRINCIPE GENERAL (voir synoptique planche IV-1).

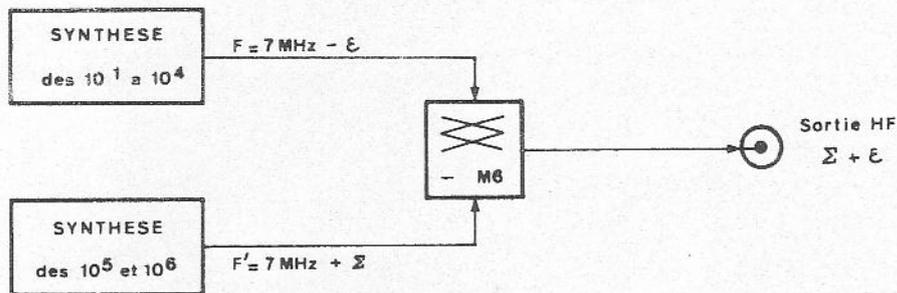
##### 5-1 AVANT-PROPOS

Le générateur synthétiseur type 201 utilise un procédé de synthèse itérative, il élabore donc chaque fréquence chiffre par chiffre.

Chaque fréquence est élaborée selon deux voies de synthèse :

- Une voie délivrant les chiffres de poids  $10^{-1}$  à  $10^4$  (incrément  $\epsilon$ ) accompagnant une sous-porteuse  $F$ , soit  $F - \epsilon$  ;
- Une voie délivrant les chiffres de poids  $10^5$  et  $10^6$  (incrément  $\Sigma$ ) accompagnant une autre sous-porteuse  $F'$ , soit  $F' + \Sigma$ .

Le battement soustractif de  $F$  et  $F'$  délivre alors la fréquence synthétisée qui correspond à la somme des incréments  $\Sigma$  et  $\epsilon$ . (voir Figure IV-4).



**FIG. IV.4**

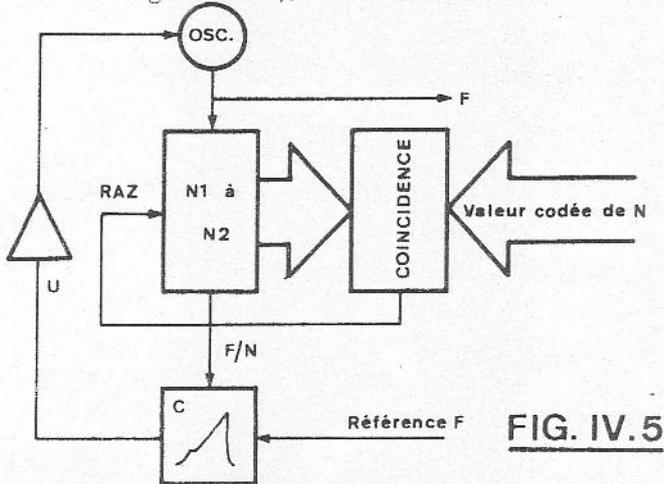
Chacune de ces deux voies comprend un certain nombre de circuits de synthèse ou unité décimale :

- 6 décades pour la voie  $10^{-1}$  à  $10^4$  Hz ;
- 1 vingtade pour la voie  $10^5$  et  $10^6$  Hz.

#### IV-5-2 PRINCIPE DE LA SYNTHÈSE

#### PHASE LOCK

Le circuit de base de chaque circuit de synthèse est l'oscillateur asservi ou "Phase Lock" (voir Figure IV-5).



Un oscillateur OSC délivre une fréquence variable ; cette fréquence est divisée par un compteur dont le taux de division (N) est rendu variable par l'introduction de la valeur codée correspondant au chiffre à synthétiser.

**FIG. IV.5**

La fréquence  $F/N$  ainsi obtenue est comparée à une fréquence de référence  $f$  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  $F = Nf$ .

En conclusion, la fréquence délivrée par l'oscillateur est  $N$  fois la fréquence de référence  $f$ .

IV-5-2-1. SYNTHÈSE DES POIDS  $10^{-1}$  A  $10^4$  (INCREMENT  $\epsilon$ ).

Les 6 décades synthétisant les poids  $10^{-1}$  à  $10^4$  sont constituées de la même façon.  
(Voir Figure IV-6).

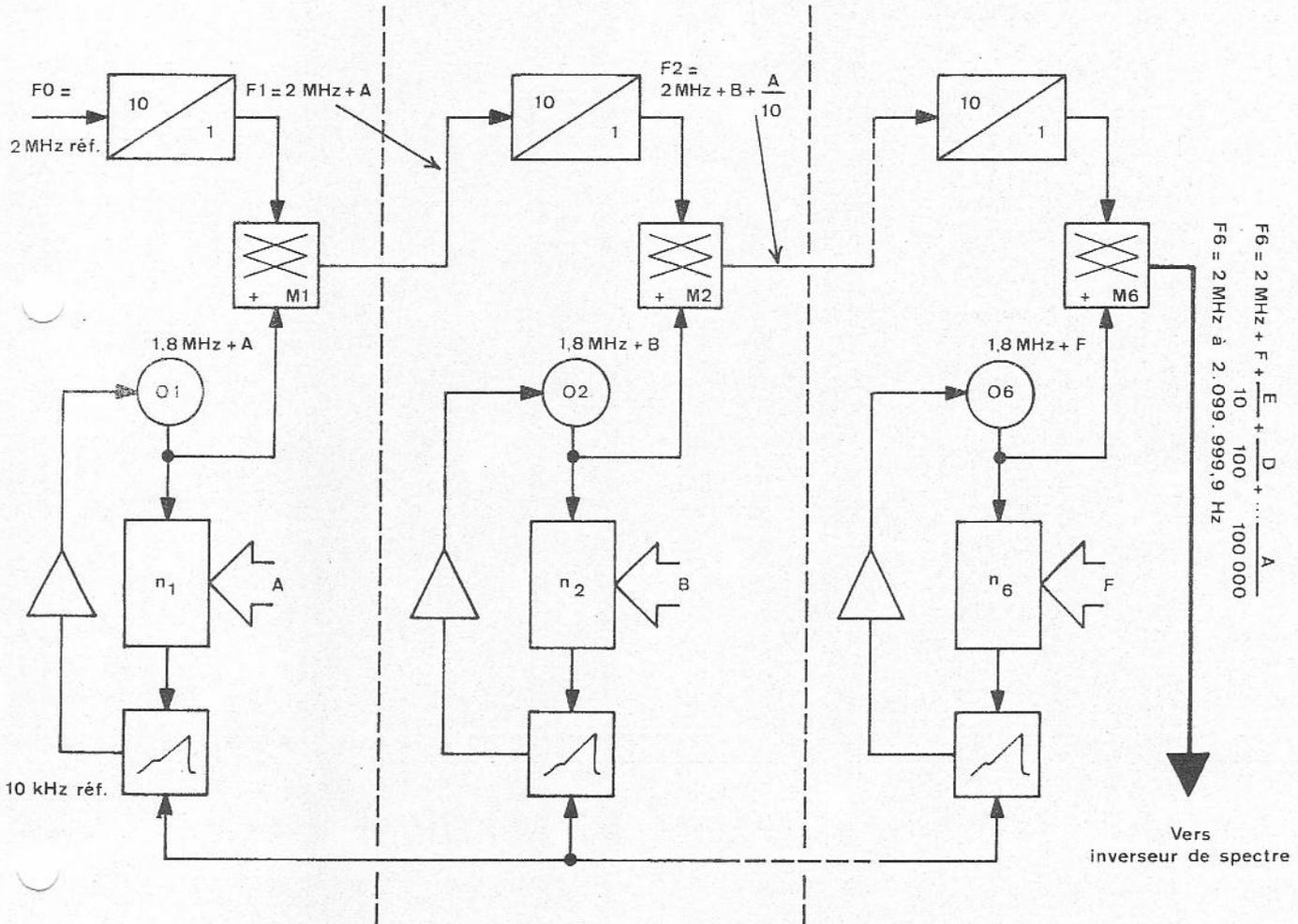


FIG. IV. 6

Chaque décade comprend donc :

- Un diviseur d'entrée par 10 ;
- Un phase lock ;
- Un modulateur.

### PREMIERE DECADE ( $10^{-1}$ )

La base de temps produit une sous porteuse  $F_0 = 2$  MHz et le diviseur par 10 ramène cette fréquence à 200 kHz.

L'oscillateur délivre une fréquence de 1,8 MHz, majorée de N fois la fréquence de référence à 10 kHz, N étant fonction du code correspondant au chiffre à synthétiser A. L'oscillateur délivre donc la fréquence  $1,8 \text{ MHz} + A$  (A étant compris entre 0 et 9).

Le mélangeur M1 effectue la somme :

$$200 \text{ kHz} + (1,8 \text{ MHz} + A), \text{ ce qui donne } F_1 = 2 \text{ MHz} + A \\ \text{(variable de 2 MHz à 2,09 MHz)}$$

### DEUXIEME DECADE ( $10^0$ )

La deuxième décade reçoit  $F_1$  et la division par 10 donne :

$$200 \text{ kHz} + \frac{A}{10}$$

L'oscillateur asservi 02 délivre également une fréquence de 1,8 MHz, majorée de N fois la fréquence de référence mais N est ici fonction du chiffre de poids  $10^0$ , matérialisé par B, ce qui donne pour 02 :

$$1,8 \text{ MHz} + B$$

Le mélangeur M2 effectue alors la somme :

$$\left(200 \text{ kHz} + \frac{A}{10}\right) + \left[1,8 \text{ MHz} + B\right], \text{ ce qui donne :}$$

$$F_2 = 2 \text{ MHz} + \frac{A}{10} + B \text{ (variable de 2 MHz à 2,099 MHz).}$$

Cette opération s'effectue de la même façon pour les décades de poids  $10^1$ ,  $10^2$ ,  $10^3$  et  $10^4$ .

En conclusion, chaque décade divise par 10 la fréquence d'entrée et insère son propre incrément par l'intermédiaire du mélangeur.

REMARQUE : L'oscillateur délivre une fréquence F variable de 1800 kHz à 1890 kHz par pas de 10 kHz, en fonction de la valeur codée d'entrée (N).

Etant donné que la fréquence de référence f est de 10 kHz, le taux de

$$\text{division total est de } \frac{1890 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 189.$$

En conséquence, le compteur à taux de division variable (N) est précédé d'un diviseur fixe de capacité 180.

Le tableau ci-dessous donne l'expression mathématique de la fréquence au niveau de chaque decade.

DECADE	INCREMENT	FREQUENCE	EXPRESSION MATHEMATIQUE
$10^{-1}$	A	F1	2 MHz + A
$10^0$	B	F2	2 MHz + B + $\frac{A}{10}$
$10^1$	C	F3	2 MHz + C + $\frac{B}{10}$ + $\frac{A}{100}$
$10^2$	D	F4	2 MHz + D + $\frac{C}{10}$ + $\frac{B}{100}$ + $\frac{A}{1000}$
$10^3$	E	F5	2 MHz + E + $\frac{D}{10}$ + $\frac{C}{100}$ + $\frac{B}{1000}$ + $\frac{A}{10000}$
$10^4$	F	F6	2 MHz + F + $\frac{E}{10}$ + $\frac{D}{100}$ + $\frac{C}{1000}$ + $\frac{B}{10000}$ + $\frac{A}{100000}$

Le pas incrémental de départ étant 10 kHz (fréquence de référence), les lettres A, B ..... F représentent  $10^4$  fois le chiffre significatif correspondant, d'où :

$$F6 = 2 \text{ MHz} + 10^4 F + 10^3 E + 10^2 D + 10^1 C + 10^0 B + 10^{-1} A$$

F6 varie de 2 MHz à 2 099 999,9 Hz, par pas de 0,1 Hz, en fonction des valeurs codées attaquant chacune des décades ( $F6 = 2 \text{ MHz} + \mathcal{E}$ ).

La fréquence F6 se compose donc d'une sous-porteuse  $F_0$  à 2 MHz, majorée de la somme des incréments  $\mathcal{E}$  ( $10^{-1}$  à  $10^4$ ). Elle varie de 2 MHz (pour une fréquence synthétisée 0) à 2 099 999,9 Hz (pour une fréquence synthétisée de 99 999,9 Hz).

La fréquence F6 est mélangée dans M7 à du 9MHz (3 MHz base de temps multiplié par 3), ce qui donne par battement soustractif :  $F7 = 9 \text{ MHz} - [ (2 \text{ MHz} + \mathcal{E}) ]$ , d'où  $F7 = 7 \text{ MHz} - \mathcal{E}$ .

Le mélangeur M7 effectue ainsi une transposition du spectre de fréquences correspondant aux incréments  $\mathcal{E}$ .

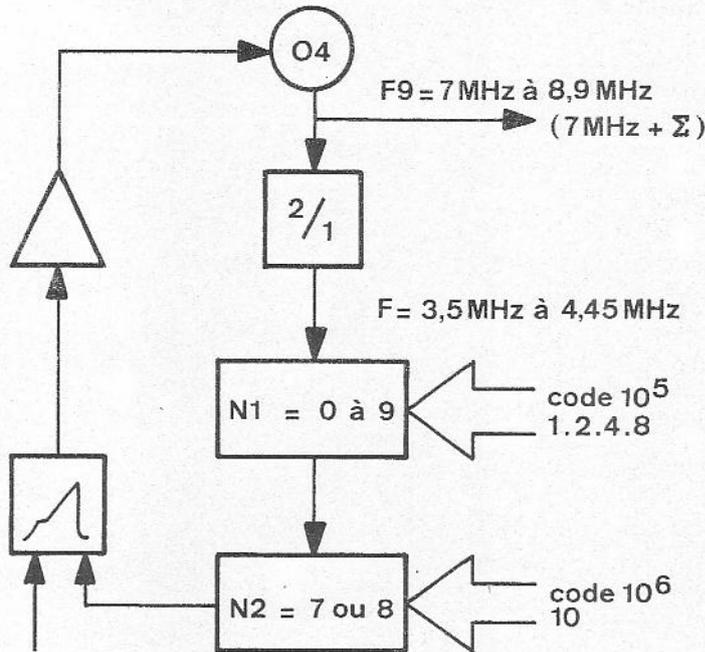
La fréquence F7 après passage dans M8\* attaque le démodulateur M9.

NOTA : Ce démodulateur effectue, le cas échéant, la modulation d'amplitude. En mode CW et FM, il se conduit en séparateur.

#### IV-5-2-2. SYNTHÈSE DES POIDS $10^5$ ET $10^6$ .

L'élaboration des centaines de kilohertz et de mégahertz s'effectue à partir du circuit appelé vingtade (voir Figure IV-7).

Le circuit de base de la vingtade est également un oscillateur asservi O4, mais il est constitué de deux compteurs à taux de division variables et il délivre une fréquence variable de 7 000 kHz à 8 900 kHz par pas de 100 kHz, soit 20 fréquences discrètes.



Référence 50kHz

**FIG. IV.7**

La fréquence de l'oscillateur est tout d'abord divisée par 2, ce qui donne F variable de 3,5 MHz à 4,45 MHz par pas de 50 kHz.

Le premier compteur a une capacité N1 variable de 0 à 9, il reçoit la valeur codée correspondant aux ( $10^5$  hertz).

Le deuxième compteur a une capacité N2 variable de 70 ou 80, il reçoit la valeur codée correspondant aux mégahertz ( $10^6$ ).

La combinaison de ces deux compteurs détermine donc un taux de division variable de 70 à 89.

En conséquence, l'oscillateur O4 délivre une fréquence F9 de 7 MHz, majorée des incréments  $\Sigma$  correspondant aux poids  $10^5$  et  $10^6$  hertz.

#### IV-5-2-3. SORTIE DE LA FREQUENCE SYNTHETISEE

Le démodulateur de sortie M9 reçoit d'une part, F8 ( $7 \text{ MHz} - \epsilon$ ) et d'autre part, F9 ( $7 \text{ MHz} + \Sigma$ ).

Le battement soustractif de ces deux fréquences :

$$(7 \text{ MHz} + \Sigma) - (7 \text{ MHz} - \epsilon) , \text{ donne } F_{10} = \Sigma + \epsilon ,$$

qui représente la somme des incréments de poids  $10^{-1}$  à  $10^6$  par pas de 0,1 Hz, soit une fréquence variable de 0,1 Hz à 2 MHz.

Après amplification, la fréquence synthétisée est disponible sur la sortie DIRECTE sous un niveau de 0,5 V eff. en AM et de 1 V eff. en FM.

La sortie de l'amplificateur attaque également un atténuateur calibré, déterminant une atténuation de - 99 dB par bond de 1 dB et par rapport au niveau de 1 V eff. De plus, un vernier permet une atténuation continue de + 1 dB, ce qui porte l'atténuation totale à - 100 dB.

EXEMPLE :

Soit à synthétiser la fréquence 

1 9	87 654,3 Hz
-----	-------------

1) SYNTHÈSE DES CHIFFRES DE POIDS  $10^{-1}$  AU POIDS  $10^4$  :

DECADES	FREQUENCE DE SORTIE
$10^{-1}$	F1 = 2 030 000 Hz
$10^0$	F2 = 2 043 000 Hz
$10^1$	F3 = 2 054 300 Hz
$10^2$	F4 = 2 065 430 Hz
$10^3$	F5 = 2 076 543 Hz
$10^4$	F6 = 2 087 654,3 Hz

L'inverseur de spectre délivre  $F7 = 7 \text{ MHz} - \epsilon$

$$9 \text{ MHz} - 2\,087\,654,3 \text{ Hz} = 6\,912\,345,7 \text{ Hz}$$

2) SYNTHÈSE DES CHIFFRES DE POIDS  $10^5$  ET  $10^6$  :

La vingtade délivre  $F9 = 7 \text{ MHz} + \Sigma$

$$7 \text{ MHz} + (100 \text{ kHz} \cdot 19) = 8,9 \text{ MHz}$$

Le démodulateur de sortie délivre  $F10 = \epsilon + \Sigma$

$$8,9 \text{ MHz} - 6\,912\,345,7 \text{ Hz} = 1\,987\,654,3 \text{ Hz}$$

## IV-6 DESCRIPTION DETAILLEE

### IV-6.1 DECADE

Le schéma détaillé de ce circuit est donné planche V-8, schéma E 0095.

On reconnaît l'oscillateur commandé par une diode à capacité variable D 15, le compteur programmable de 180 à 189, le comparateur de phase, le diviseur par 10 d'entrée SN 04 et le modulateur constitué du transformateur T 08 et des transistors Q 09 et Q 10.

#### OSCILLATEUR :

L'oscillateur du type VCO (fréquence commandée par une tension continue) est constitué du transistor Q 13 et de son circuit oscillant monté entre base et émetteur, l'accord du circuit oscillant étant modifié par la tension alimentant la diode à capacité variable D 15.

La fréquence F issue de l'oscillateur attaque les transistors Q 11 et Q 12 et la sortie de Q 12, après mise en forme par Q'14, attaque le compteur programmable constitué de SN 01, SN 02 et SN 03.

Il a été vu au chapitre IV-5-2-1 que l'oscillateur de chaque décade délivrait une fréquence de  $1,8 \text{ MHz} + N \text{ fois } 10 \text{ kHz}$ , N correspondant aux chiffres à synthétiser (A pour les  $10^{-1} \text{ Hz}$ ... F pour les  $10^4 \text{ Hz}$ ). La fréquence de référence étant de 10 kHz, le compteur programmable doit posséder un taux de comptage variable de 180 (pour N = 0) à 189 (pour N = 9), puisque :

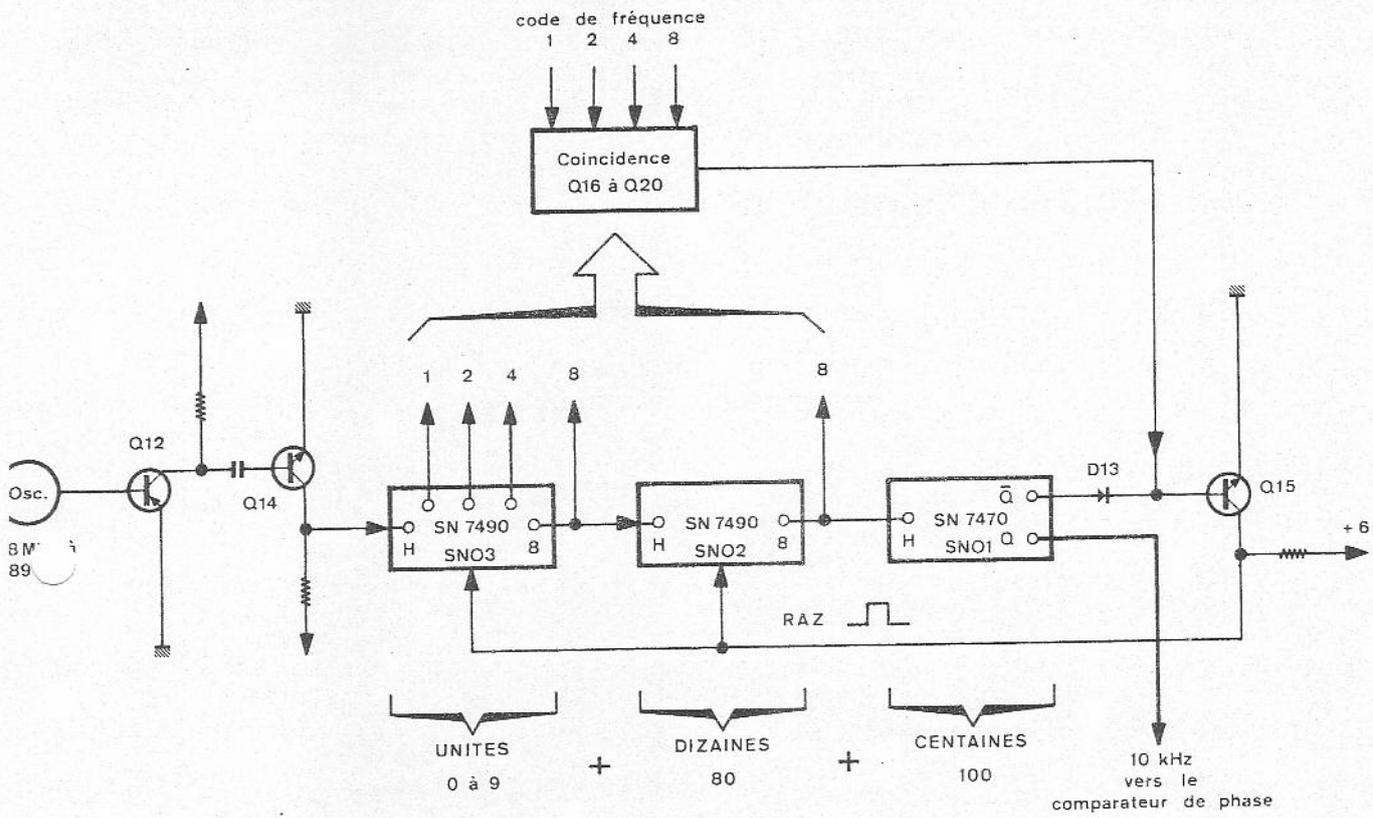
$$\frac{1,8 \text{ MHz}}{180} = \frac{1,89 \text{ MHz}}{189} = 10 \text{ kHz.}$$

En conclusion, la fréquence de l'oscillateur devra varier de 1,8 MHz à 1,89 MHz pour des valeurs codées d'entrées, variant de 0 à 9.

Cette variation de fréquence s'obtient par l'intermédiaire d'une boucle d'asservissement numérique comprenant le compteur programmable et un comparateur de phase à rampe.

#### COMPTEUR PROGRAMMABLE :

Ce compteur se compose de trois circuits intégrés, montés en série comme le montre la figure IV-8, deux décades SN 7490 N, branchées en compteur par 10 (SN 03 et SN 02) et un bistable SN 7470 N du type JK (SN 01). Les états 1-2-4-8 de la décade SN 03, l'état 8 de SN 02 et la sortie complémentaire du bistable SN 01 (sortie  $\bar{Q}$ ) sont présentés sur les bases des transistors Q 15 à Q 20, qui constituent un circuit de coïncidence puisque les collecteurs des transistors Q 16 à Q 19 reçoivent par ailleurs la valeur codée de l'incrément de fréquence à élaborer, sous forme de niveaux logiques 1 (+ 4,5 V). Le code entre par les points 20 - 21 - 22 et 23 du connecteur de la carte où est implantée la décade.



IG. IV. 8

REMARQUE : L'état  $\bar{Q}$  de SN01 attaque directement la base de Q15 par D13 et l'état 8 de SN02 attaque la base du transistor Q20 dont le collecteur est en permanence au niveau logique 1 par l'intermédiaire de la résistance R49 qui est au +6 V. Ces deux circuits intégrés constituent ainsi un comptage fixe par 180 tandis que SN03 constitue la partie programmable du compteur, puisque ses états 1 - 2 - 4 - 8 attaquent les bases des transistors Q16 à Q19 qui reçoivent la valeur codée d'entrée sur leurs collecteurs.

Dès que le comptage effectué par ces trois circuits intégrés atteint  $180 + N$ , la base du transistor Q15 vient au -6 V par R40 et il se bloque, son collecteur délivre alors un signal positif de remise à zéro du compteur.

## COMPTAGE :

Soit par exemple, l'incrément 6 à élaborer qui correspond au code d'entrée suivant :

Niveau logique 0 sur le collecteur de Q 19 (code 1)

Niveau logique 0 sur le collecteur de Q 18 (code 8)

Niveau logique 1 sur le collecteur de Q 17 (code 2)

Niveau logique 1 sur le collecteur de Q 16 (code 4)

Les diodes D 11 et D 10 (correspondant aux transistors Q 19 et Q 18) sont bloquées, mais tant que le comptage de 186 impulsions issues de Q 14 n'est pas atteint, le transistor Q 15 est saturé puisqu'il reçoit un niveau haut par : R 41 - D 08, par R 44 - D 09, par R 53 - D 13 et par R 49 - D 12. De la sorte, la chute de tension dans R 39 met son collecteur au niveau bas et le comptage par SN 03 et SN 02 est autorisé. Le chronogramme de la planche IV-2 indique comment s'effectue le comptage du compteur programmable 180 à 189.

Les impulsions issues de Q 14 attaquent l'entrée de la décade des unités SN 03. Toutes les 10 impulsions, la sortie 8 de SN 03 retombe à zéro, faisant basculer le premier étage de la décade des dizaines SN 02. A la quatre-vingtième impulsion, la sortie 8 de SN 02 monte au niveau logique 1 et à la centième impulsion, retombe au niveau zéro, ce qui fait changer d'état le bistable SN 01, sa sortie Q monte ainsi au niveau logique 1 tandis que sa sortie  $\bar{Q}$  vient au potentiel zéro et la diode D 13 se bloque.

La décade SN 02 effectue un second cycle de comptage de 80, ce qui fait donc 180 impulsions délivrées par Q 14, c'est-à-dire par l'oscillateur. A cet instant, la base du transistor Q 20 étant positive (état 8 de SN 02), il devient conducteur, la chute de tension dans R 49 abaisse le potentiel de son collecteur et la diode D 12 se bloque ; la coïncidence 180 est atteinte.

La décade SN 03 effectue un nouveau cycle de comptage et à la 186<sup>ème</sup> impulsion, les transistors Q 17 et Q 16 recevant chacun un niveau haut sur leur base deviennent conducteurs, le potentiel de leur collecteur tend vers 0, les diodes D 8 et D 9 sont bloquées et la base du transistor Q 15 étant au potentiel voisin de la masse se bloque, son collecteur délivre alors un signal positif qui remet à zéro les deux décades SN 02 et SN 03. Le front négatif de l'état 8 de SN 02 fait changer d'état le bistable SN 01 qui voit sa sortie Q revenir au niveau logique 0. La coïncidence 186 est atteinte et si la valeur codée d'entrée 6 ne change pas, la fréquence issue de l'oscillateur aura bien été divisée par 186, puisque la sortie Q du bistable SN 01 délivre une transition négative toutes les 186 impulsions.

En conclusion, la transition négative à la sortie Q du bistable SN 01 peut s'effectuer entre la 180<sup>ème</sup> et la 189<sup>ème</sup> impulsion en fonction de la valeur codée d'entrée, mais la fréquence du signal (définie par deux transitions positives) est constante et égale à 10 kHz, du fait de l'asservissement de l'oscillateur par la sortie du comparateur de phase.

En effet, pour toute augmentation ou diminution de la valeur codée d'entrée, il y a augmentation ou diminution de la fréquence de l'oscillateur, grâce à la tension de sortie du comparateur de phase alimentant la diode à capacité variable D 15 qui réagit sur le circuit oscillant de l'oscillateur.

#### PRINCIPE DU COMPAREUR DE PHASE :

Une rampe est générée au temps  $t_1$  (figure IV-9) par le signal 10 kHz de référence, venant de la base de temps par le point 18 du connecteur. Le signal 10 kHz 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 10 kHz de comptage, il y a variation de l'espace de temps  $t_1 \rightarrow t_2$ ; l'emplacement de la marche se déplace (d'où variation du niveau aux bornes du condensateur C 20) et le potentiel transmis par l'amplificateur Q 7 à la diode à capacité variable commande l'oscillateur, de façon à maintenir l'équilibre de la boucle de phase, pour satisfaire à l'égalité :

$$\frac{1,8 \text{ MHz} + \Delta F}{180 + N} = 10 \text{ kHz.}$$

En conséquence, le potentiel aux bornes de C 20 varie en fonction de l'incrément de la décade considérée, c'est-à-dire de la prédétermination du compteur à taux de divisions variables :  $(180 + N)$ .

La capacité C 20 étant déchargée, la rampe est au potentiel de la masse (temps  $t_1$ ).

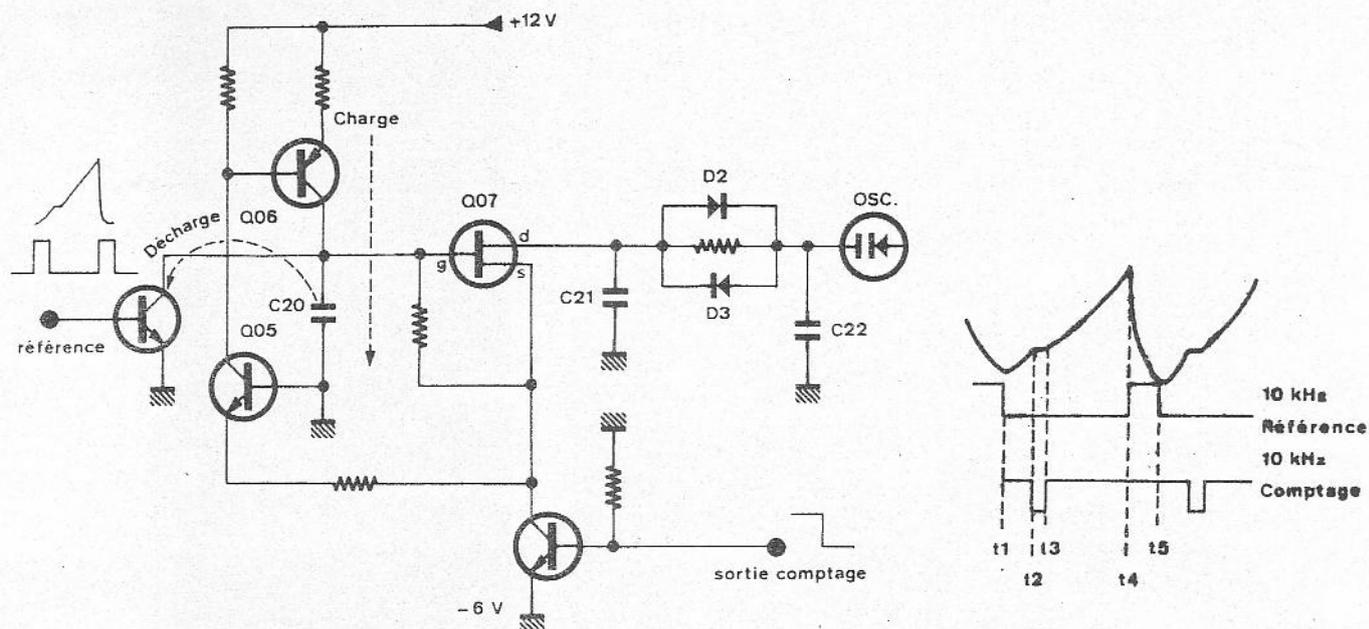
Le front arrière de l'impulsion de référence autorise la charge de C 20 par l'intermédiaire de Q 8, Q 5 et Q 6 (montée de la rampe  $t_1 + \epsilon$ ). L'impulsion de comptage arrivant avec un retard  $t_2 \rightarrow t_1$  est transmise à l'amplificateur Q 8 par l'intermédiaire de C 35 et successivement :

Les amplificateurs Q 8, Q 5 et Q 6 se bloquent. La charge de C 20 marque un temps d'arrêt (palier de la rampe au temps  $t_2 \rightarrow t_3$ ).

Q 7 devient conducteur et le potentiel existant à cet instant aux bornes de C 20 est transmis au circuit de mémoire C 21, C 22, D 2 et D 3, puis à la diode à capacité variable du circuit accordé de l'oscillateur D 15.

La capacité C 35 se décharge dans R 25, l'amplificateur Q 8 redevient conducteur et la capacité C 20 continue à se charger (fin de la rampe au temps  $t_4$ ).

Avec le front avant de l'impulsion de référence, l'amplificateur Q 4 devient conducteur et la capacité C 20 se décharge (retombée de la rampe aux temps  $t_4 \rightarrow t_5$ ).



**FIG. IV. 9**

**MODULATEUR :**

Le modulateur de sortie est constitué des deux transistors Q 09 et Q 10 et du transformateur T 08.

La fréquence de l'oscillateur est transmise par Q 11 au transformateur T 09 dont le secondaire à point milieu alimente les bases des transistors Q 09 et Q 11 et dont les émetteurs reçoivent la fréquence d'entrée\* de la décade, issue du diviseur par 10, SN 04.

Dans les deux cas, le signal incident arrive entre les points 2 et 3 du connecteur, puis est mis en forme par Q 01 avant d'attaquer SN 04. Le battement additif entre la fréquence de sortie du diviseur et celle de l'oscillateur apparaît ainsi sur les collecteurs de Q 09 et Q 10, puis après filtrage par les 5 cellules (C 03 à C 14 et T 01 à T 05), attaque le circuit de sortie Q 03. Il est alors disponible entre les points 7 et 8 du connecteur.

Cette fréquence est donc constituée d'une fréquence fixe de 2 MHz à laquelle s'ajoutent les incréments des décades précédentes et le propre incrément de la décade considérée.

$$(1,8 \text{ MHz} + N \text{ fois } 10 \text{ kHz}) + \frac{(2 \text{ MHz} + \sum \text{codes incidents})}{10}$$

soit en gros une fréquence variable de 2 MHz à 2,1 MHz.

**REMARQUE :** L'entrée 4 du connecteur reçoit la fréquence de l'oscillateur de recherche, variable de 1,9 MHz à 2,1 MHz, qui se substitue ainsi à la fréquence incidente en attaquant le diviseur SN 04 par l'intermédiaire du transistor Q 02.

\*NOTA : Dans le cas de la première décade, celle des  $10^{-1}$  Hz, le diviseur par 10 reçoit la fréquence de référence 2 MHz, tandis que les autres décades reçoivent la sortie de la décade qui les précède.

#### IV-6-2 VINGTADE

Le schéma détaillé de la vingtade est donné par le schéma 0098, planche V-11.

On reconnaît : l'oscillateur également commandé par une diode à capacité variable D 10, le compteur programmable de 70 à 89, le comparateur de phase.

#### OSCILLATEUR :

L'oscillateur est constitué du transistor Q 08 et de son circuit oscillant également branché entre base et émetteur. Le signal de sortie alimente le transistor Q 07, puis un formeur du type LTP, dont une des sorties est disponible sur le point 2 du connecteur et l'autre sortie attaque le diviseur par deux, repéré SN01 qui est un bistable du type JK., la sortie du bistable attaque le compteur programmable, constitué de deux décades SN 02 et SN 03.

Il a été vu au chapitre IV-5-2-2 que l'oscillateur délivrait une fréquence de 7 MHz + N fois 100 kHz, N correspondant aux chiffres des  $10^5$  et  $10^6$  Hz (soit de 0 à 19 puisque la gamme du CS 201 va jusqu'à 2 MHz). La fréquence de référence étant ici de 50 kHz, le compteur programmable doit donc posséder un taux de comptage variable de 70 (pour N = 0) à 89 (pour N = 19) puisque, compte tenu du diviseur par deux :

$$\frac{70 \text{ MHz}}{2 \cdot 70} = \frac{89}{2 \cdot 89} = 50 \text{ kHz.}$$

En conclusion, la fréquence de l'oscillateur devra varier de 7 MHz à 8,9 MHz pour des valeurs codées d'entrée variant de 0 à 19.

Cette variation de fréquence s'obtient, comme pour la décade, par l'intermédiaire d'une boucle d'asservissement numérique comprenant : le compteur programmable et un comparateur de phase à rampe.

#### COMPTEUR PROGRAMMABLE :

Le compteur programmable se compose de deux circuits intégrés SN 7490 N montés en série (SN 02 et SN 03) comme dans le cas de la décade.

Le circuit SN 02 effectue le comptage des centaines de kilohertz ( $10^5$  Hz) et le circuit de coïncidence est identique à celui de la décade (transistors Q 15 à Q 18).

Le circuit SN 03 effectue le comptage des mégahertz ( $10^6$  Hz) mais la coïncidence 70 + N effectue une mise à 9 et non pas une mise à 0 comme pour SN 02. Le chronogramme de la planche IV-3 indique la façon dont s'effectue le comptage de ce compteur, programmable de 70 à 89.

La sortie du bistable SN 01 attaque l'entrée de la décade des  $10^5$  Hz SN 02 et toutes les 10 impulsions, sa sortie 8 retombe à zéro, faisant basculer le premier étage de la décade des  $10^6$  Hz, SN 03.



## COMPARATEUR DE PHASE :

Le comparateur de phase fonctionne selon le même principe que celui de la décade (voir chapitre IV-6-1), il est constitué des transistors Q 09 à Q 13 et du condensateur C 15.

La fréquence de l'oscillateur est disponible en 2 du connecteur.

REMARQUE : Les transistors Q 02 et Q 09 reçoivent chacun les codes 10 et 8 de programmation, ce qui permet la mise en série d'un condensateur d'appoint (C08-C07), de façon à couvrir le haut de la gamme de l'oscillateur (8 à 8,9 MHz).

## IV-6-3 INVERSEUR DE SPECTRE

Le schéma détaillé de ce circuit est donné par le schéma n° 0096, planche V-9.

Ce sous-ensemble comprend uniquement des circuits de multiplication et de mélange.

Un multiplicateur par 3, constitué des transistors Q 05 et Q 06 et des transformateurs T 03 et T 04, reçoit une fréquence 3 MHz de référence issue de la base de temps par le point 10 du connecteur, la multiplication par trois délivre donc du 9 MHz fixe au secondaire de T 04.

Le mélangeur M7 est constitué des transistors Q 03 et Q 04 et du transformateur T 02. Ce mélangeur reçoit par le point 3 du connecteur une fréquence de 2 MHz +  $\epsilon$  ( $\epsilon$  correspond à la somme des incréments de fréquence issue des décades de poids  $10^{-1}$  à  $10^4$  Hz, soit une fréquence variable de 2 MHz à 2,999 99 MHz).

Le battement soustractif avec le 9 MHz fixe délivre donc une fréquence de 7 MHz -  $\epsilon$  (soit 7 MHz à 6,9 MHz) qui alimente le transformateur T 07. Ce mélangeur effectue une inversion du spectre de la fréquence fonction des incréments  $10^{-1}$  à  $10^4$  Hz.

Le secondaire de T 07 alimente un modulateur M8 constitué des transistors Q 07 et Q 08 ; ce mélangeur reçoit, le cas échéant, une tension BF de modulation, par l'intermédiaire du point 20 du connecteur (cas de la modulation d'amplitude). En l'absence de modulation d'amplitude, il se conduit en séparateur et la fréquence variable de 7 MHz à 6,9 MHz est disponible entre les points 22 et 23 du connecteur.

## IV-6-4 DEMODULATEUR, AMPLIFICATEUR DE SORTIE, ATTENUATEUR

Le schéma détaillé de ces circuits est donné par le schéma n° 0068, planche V-4.

Le démodulateur comprend les transformateurs T 01 et T 02 ainsi que les diodes D 01 à D 04. C'est un démodulateur en anneau, dont la voie de commutation est constituée du signal arrivant par le coaxial U9 et la voie linéaire par le signal arrivant par le câble U7. Le signal véhiculé par le coaxial U9 vient de la vingtade et il correspond à une fréquence variant de 7 MHz à 8,9 MHz, en fonction de la valeur codée correspondant aux chiffres des  $10^5$  et  $10^6$  Hz ; ce signal est tout d'abord mis en forme par un circuit symétriseur (Q 02 et Q 01), puis il alimente le primaire du transformateur T 01.

Le signal arrivant en U7 vient de l'inverseur de spectre (M8) et il correspond à une fréquence variant de 7 MHz à 6,9 MHz, en fonction des valeurs codées correspondant aux chiffres des  $10^{-1}$  Hz aux  $10^4$  Hz, il alimente directement le primaire du transformateur T01.

Le démodulateur fournit le battement soustractif de ces deux fréquences, qui est filtré par PBI, de façon à ne conserver que la composante sinusoïdale résultant du battement, c'est-à-dire une fréquence variable de 2 MHz à 2,099 999,9 MHz, qui est la fréquence synthétisée.

La sortie du filtre alimente un amplificateur différentiel constitué de Q03 et Q04, puis l'amplificateur de sortie Q05 à Q08.

La sortie de l'amplificateur alimente directement la prise (12) SORTIE DIRECTE, puis l'atténuateur de sortie qui comprend 8 cellules d'atténuation de précision. Le signal ainsi atténué est alors disponible sur la prise (14) SORTIE ATTENUEE.

REMARQUE : Dans le cas de fonctionnement en mode PROGRESSIF, le signal arrivant de la vingtade (coaxial U9) est remplacé par le signal issu d'un oscillateur d'interpolation, délivrant une fréquence variable de 7 à 9 MHz (coaxial U10).

#### IV-6.5 RECHERCHE ET BF

Cette carte comprend deux oscillateurs d'interpolation permettant les fonctions PROGRESSIF et RECHERCHE, ainsi que l'oscillateur BF délivrant les fréquences fixes de modulation AM et FM. Le schéma détaillé de ces circuits est donné par le schéma n° 0094, planche V-7.

##### 1) PROGRESSIF.

L'oscillateur se compose d'un multivibrateur à couplage d'émetteur, constitué des transistors Q03 et Q02. Après amplification par Q01, la fréquence est disponible sur le point 4 du connecteur de la carte (7 à 9 MHz). La commande de fréquence s'obtient en injectant une tension continue par le point 3 du connecteur, ce qui modifie le point de fonctionnement de l'oscillateur\*. Les transistors Q06 et Q05 reçoivent une tension continue fixe, par le point 5 du connecteur, de façon à caler l'oscillateur en fonction de la position 2 MHz du bouton progressif. L'ajustable C03 permet le calage à 0.

##### 2) RECHERCHE.

L'oscillateur est également un multivibrateur à couplage d'émetteur, il est constitué des transistors Q10 et Q09; après amplification par Q08 et Q07, la fréquence d'interpolation est disponible sur le point 7 du connecteur (1,9 à 2,1 MHz).

\*NOTA : Cette tension est issue du bouton PROGRESSIF.

Le point 17 du connecteur reçoit la tension continue issue du bouton RECHERCHE et permet ainsi la variation de fréquence de l'oscillateur. Le point 6 reçoit la tension continue de calage à 10 du bouton RECHERCHE, tandis que l'ajustable C 12 permet le calage à 0 de ce même bouton.

### 3) OSCILLATEUR BF.

Ce circuit est un oscillateur à pont de WIEN dont la fréquence est fonction de l'une des trois capacités C 24, C 25 ou C 26, mises en service (touches 50, 400 et 1000 Hz du panneau avant).

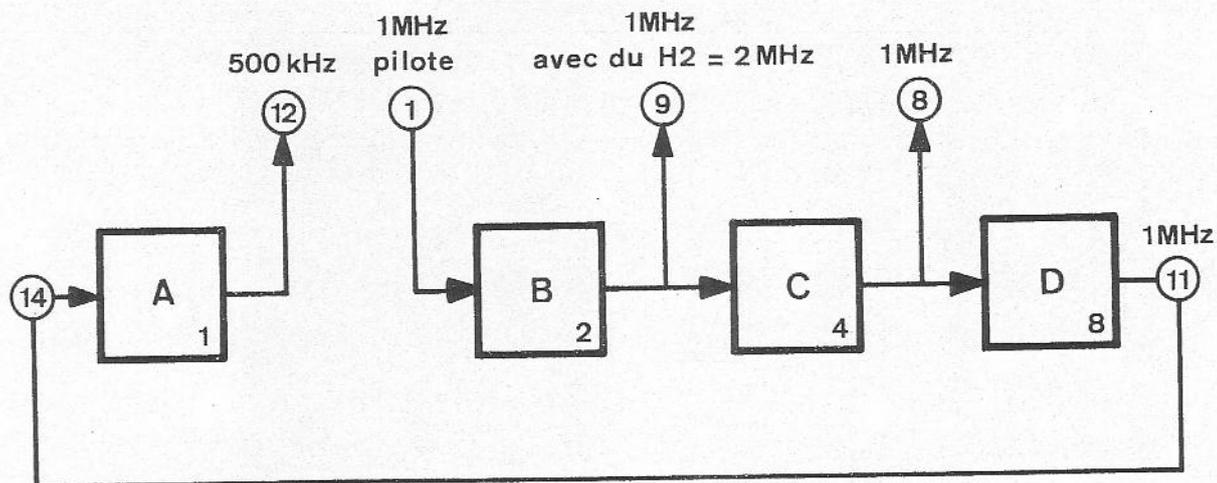
La fréquence BF est disponible sur le point 21 du connecteur.

### IV.6-6 BASE DE TEMPS

La base de temps comprend d'une part les circuits de division et de multiplication opérant à partir du pilote à quartz et délivrant les différentes fréquences de référence nécessaires à la synthèse, et d'autre part, le comparateur de phase utilisé dans le cas d'asservissement du pilote interne par une source de fréquence extérieure.

#### 1) FREQUENCES DE REFERENCE

La fréquence de 5 MHz issue du pilote interne, arrive en 7 du connecteur ; elle est tout d'abord mise en forme par le transistor Q 06 et attaque l'entrée 1 du circuit SN 01 qui correspond à l'entrée de l'étage B de ce circuit (voir figure IV-10).



**FIG. IV.10**

#### 2 MHz DE REFERENCE :

La sortie de cet étage (point 9 du circuit) délivre une fréquence de 1 MHz comportant des Harmoniques de rang 2, ce qui correspond à la fréquence de référence 2 MHz, disponible après mise en forme par Q 10, sur le point 4 du connecteur de la carte.

#### 1 MHz DE REFERENCE :

La sortie C de SN01 délivre des transitions négatives toutes les 5 impulsions d'entrée, ce qui correspond donc à une fréquence de 1 MHz. Cette fréquence est dirigée vers le comparateur de phase et elle est utilisée dans le cas d'un asservissement du pilote interne par une source extérieure de fréquence 1 MHz.

#### 3 MHz DE REFERENCE :

Le 1 MHz précédemment décrit, alimente le multiplicateur par 3, constitué des transformateurs T 01 et T 02 et du transistor Q 11. La fréquence de 3 MHz ainsi élaborée est disponible sur le point 10 du connecteur.

#### 100 kHz DE REFERENCE :

La sortie de l'étage A du circuit intégré SN01, délivre une fréquence de 500 kHz (c'est le 1 MHz divisé par l'étage A) ; après mise en forme par Q 12, cette fréquence attaque l'entrée de l'étage A du circuit intégré SN02 (point 14). La sortie de l'étage B (point 2), délivre une transition toutes les 5 impulsions d'entrée, ce qui correspond à une fréquence de 100 kHz qui est également dirigée vers le comparateur de phase dans le cas d'un asservissement avec du 100 kHz extérieur.

#### 50 kHz DE REFERENCE :

Le circuit SN02 étant câblé en diviseur par 10 (décade classique), la sortie 11 (sortie de l'étage D) délivre une fréquence de 50 kHz (500 kHz divisé par 10).

#### 10 kHz DE REFERENCE :

La fréquence de 50 kHz précédemment décrite, attaque le circuit intégré SN03 monté en diviseur par 5 (étages BCD seulement utilisés), et la sortie 11 (sortie de l'étage D), délivre la fréquence 10 kHz de référence disponible sur le point 20 du connecteur.

Le 10 kHz de référence disponible sur le panneau arrière en J6, est élaboré en utilisant la sortie de l'étage C qui délivre également une transition toutes les 5 impulsions d'entrée ; cette fréquence sort de la carte en 20 et elle est utilisée pour la synchronisation en programmation extérieure.

## 2) COMPAREUR DE PHASE

Les fréquences de 100 kHz ou de 1 MHz, issues de la source extérieure de fréquence, arrivent sur le point 1 du connecteur de la carte ; ce signal est mis en forme par un amplificateur du type LTP, constitué des transistors Q 01 et Q 02, ce qui permet de disposer de signaux carrés à la fréquence incidente en sortie du transistor Q 03.

Les fréquences internes de référence 100 kHz et 1 MHz précédemment décrites, sont branchées sur les collecteurs de deux transistors Q 04 et Q 05, qui sont soit bloqués, soit saturés, en fonction de la mise à la masse de leur base (points 2 et 3 du connecteur). Cette mise à la masse s'effectue par l'intermédiaire de l'inverseur K2 du panneau arrière.

Si par exemple, l'inverseur K2 est sur 100 kHz (cas d'une source étalon de 100 kHz arrivant en 1 du connecteur) :

Le transistor Q 04 est bloqué par la mise à la masse de sa base, tandis que Q 05 est saturé, puisque sa base est rendue positive par l'intermédiaire de la résistance Q 09, reliée au + 6 V. La fréquence interne de 1 MHz est mise à la masse tandis que le 100 kHz alimente le primaire du transformateur T 04.

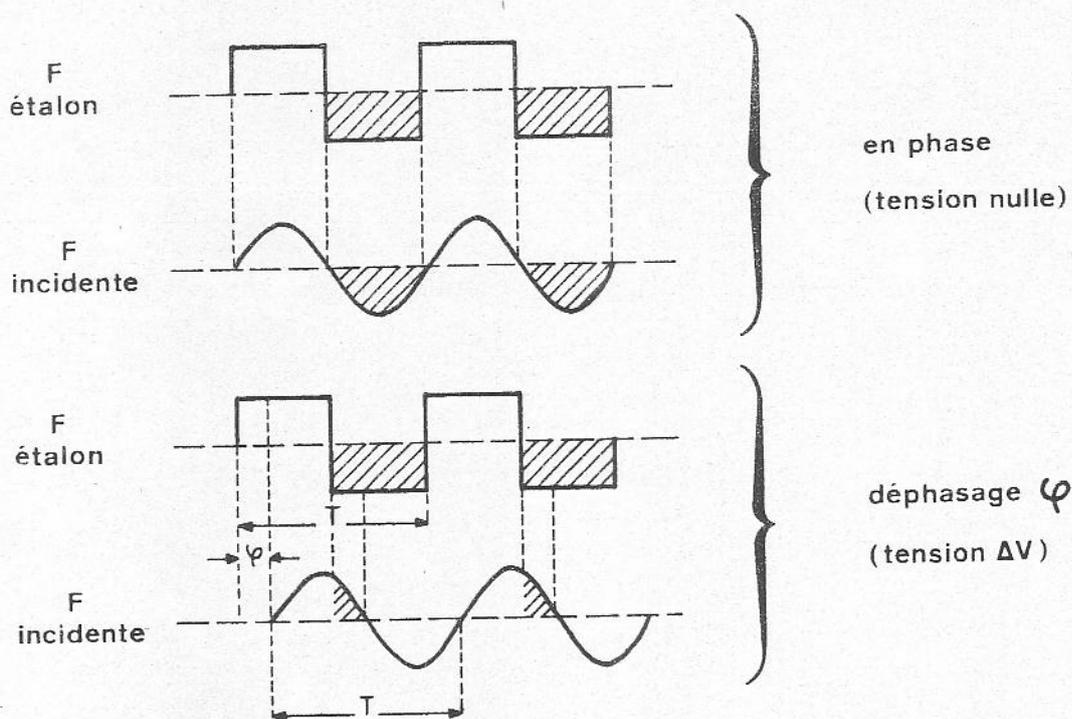


FIG. IV.11

La comparaison de phase s'effectue alors de la façon suivante :

Le secondaire du transformateur T 04 (délivrant le 100 kHz de référence interne) est mis à la masse pendant la durée de l'alternance négative du signal carré, délivré par le transistor Q 03 (à la fréquence de l'étalon extérieur). Si les deux sources sont rigoureusement en phase, cette mise à la masse correspond à l'alternance négative du 100 kHz interne et l'intégration par l'amplificateur Q 07, Q 08 et Q 09 délivre une tension moyenne nulle. Si les deux sources sont déphasées, comme le montre la figure IV-11, l'intégration par le même amplificateur, délivre une tension continue moyenne proportionnelle à ce déphasage ; cette tension est alors disponible sur le point 5 du connecteur et asservit l'oscillateur local, de façon à rattraper l'écart de phase.

#### IV-67 ALIMENTATION

Le schéma détaillé de l'alimentation est donné par le schéma n° 0099, planche IV-12.

En réalité, l'alimentation se compose de deux circuits :

- L'un délivrant les alimentations positives (+6 V, +10 V et +12 V) ;
- L'autre délivrant les alimentations négatives (-6 V et -12 V).

#### ALIMENTATION POSITIVE :

Le +20 V issu du redresseur, attaque l'amplificateur à courant constant Q 13, dont le collecteur alimente les circuits de stabilisation proprement dits.

La base du transistor Q 04 est stabilisée à partir des diodes Zener D 01 et D 02 montées en série, et son collecteur alimente l'amplificateur Q 03, puis le transistor ballast Q 06, dont l'émetteur délivre le +12 V régulé.

La base du transistor Q 03 est stabilisée à partir de la diode Zener Q 01 et son collecteur délivre une tension de référence à la base du transistor Q 02, dont l'émetteur est alimenté à partir du +12 V régulé précédemment décrit. De cette façon, le collecteur de Q 02 délivre un courant de commande au transistor ballast Q 15, qui fournit le +10 V régulé sur son collecteur.

Le transistor Q 01 délivre le +6 V code (disponible sur la borne 19 de la prise NUM. EXTERIEUR à partir du +10 V non régulé).

#### ALIMENTATION NEGATIVE :

Cette alimentation est identique à la précédente.

Q 14 délivre à partir du -20 V non régulé, un courant constant aux circuits de régulation, constitué de :

- Q 11, Q 10 et Q 12 pour le -12 V, et de
- Q 09, Q 08 et Q 07 pour le -6 V.

#### IV-6-8 CIRCUITS DE COMMUTATION ET CIRCUITS VOYANTS

Ce sont les circuits réalisant les différentes fonctions de l'appareil.

##### 1.- CONTACTEUR 6 TOUCHES - Schéma 0089, planche V-1.

Ce contacteur réalise les fonctions suivantes :

- Modulation AM et FM en intérieur ou en extérieur ;
- Choix des fréquences de modulation interne.

##### 2.- CONTACTEUR 12 TOUCHES - Schéma 0091, planche V-3.

Ce contacteur réalise les fonctions suivantes :

- ARRET/MARCHE ;
- Numérique intérieur ;
- Recherche ;
- Numériques intérieur et extérieur ;
- Progressifs intérieur et extérieur.

##### 3.- CIRCUIT VOYANT - Schéma 0085, planche V-2.

Ce sont les circuits électriques alimentant les voyants de la face avant, concernant l'affichage de la fréquence, c'est-à-dire les voyants des 8 commutateurs décimaux et les voyants matérialisant les virgules.

##### 4.- CIRCUIT VOYANTS DE POTENTIOMETRES - Schéma 0087, planche V-6.

Ce circuit comprend les voyants des potentiomètres de RECHERCHE, PROGRESSIF, TAUX DE MODULATION et PILOTE, ainsi que les potentiomètres de réglage, décrits dans la partie Maintenance, chapitres V-6 à V-9.