



FONCTIONNEMENT

# LES GENERATEURS SYNTHETISEURS DE FREQUENCE, VERSION MODERNE DES GENERATEURS

*Extraits des numéros 134 et 154 de la revue  
"ELECTRONIQUE ET MICROELECTRONIQUE INDUSTRIELLES"*





# PRINCIPE DE LA SYNTHÈSE DE FREQUENCE

par *Jean-Claude REGHINOT*

*Ingénieur à la Société  
ADRET ELECTRONIQUE*

Il n'est pas besoin d'épilogue sur les avantages offerts par l'instrumentation numérique tant dans les laboratoires que dans les applications industrielles. Mais si la pénétration de l'instrumentation numérique est, depuis longtemps, chose acquise pour les appareils du type "passifs" (voltmètres numériques, fréquencemètres), elle est moins connue dans le cas des appareils du type "actifs" que sont les générateurs. Cet état des choses tient essentiellement à la nature analogique des signaux que doit fournir un générateur, ainsi qu'aux diverses fonctions qu'il doit réaliser (modulation, vobulation...). Ces multiples raisons conduisent à reconsidérer entièrement la conception de ces instruments et à sortir des sentiers battus en ce qui concerne l'élaboration des différents circuits nécessaires.

Consciente de ces problèmes, la société ADRET ELECTRONIQUE a alors développé, pour la première fois en France et dès 1967, une gamme originale et complète de générateurs entièrement numériques, faisant appel à la technique de synthèse itérative de fréquence. De tels générateurs sont communément nommés "générateurs synthétiseurs" de fréquence ou, plus simplement, "synthétiseurs". Dans cette étude, l'auteur se propose de traiter d'un thème peu ou mal connu : le principe de la synthèse de fréquence.

## GENERALITES

Les générateurs synthétiseurs de fréquence opèrent à partir d'un maître oscillateur à quartz et de certains de ses harmoniques. En principe, chacun des chiffres (correspondant à une certaine fréquence à élaborer, nous dirons "à synthétiser"), est déterminé à partir d'un circuit de synthèse appelé unité d'insertion ou décade (10 chiffres de 0 à 9).

REMARQUE : Il est quelquefois utilisé des circuits de synthèse générant, en une seule unité d'insertion, plus de dix nombres de 1 chiffre discret ; ces circuits sont alors appelés vingtades (20 nombres, de 0 à 19), centades (100 nombres, de 0 à 99) ou millades (1 000 nombres, de 0 à 999).

La synthèse de fréquence correspond à une suite d'opérations purement arithmétiques de divisions et de mélanges successifs, chaque fréquence fournie possédant la précision et la stabilité du quartz. Elle est dite itérative, puisque chaque chiffre est élaboré séparément.

D'une façon générale, un générateur synthétiseur comprend les circuits suivants :

- Un maître oscillateur à quartz (1 MHz, 5 MHz ou autres fréquences) ;
- Une base de temps délivrant des fréquences de référence ;
- Un circuit de synthèse par chiffre affiché (décade, vingtade ... ) ;
- Des circuits de sortie (démodulateur-amplificateur) ;
- Des circuits réalisant les fonctions de modulation d'amplitude, de fréquence (vobulation), de phase, etc.

## OSCILLATEUR ASSERVI

Le circuit de base des synthétiseurs ADRET est l'oscillateur asservi en phase (ou "phase lock") comprenant une boucle numérique (compteur à capacité variable).

Examinons-en le principe (fig. 1).

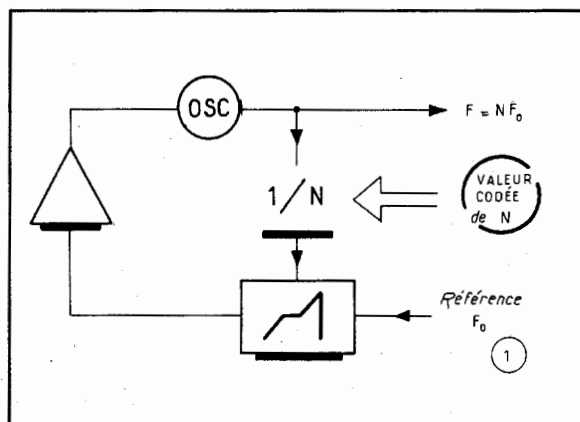


Fig 1 - Principe de l'oscillateur asservi à boucle numérique

Un oscillateur fournit une fréquence variable  $F$  ; 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. La fréquence  $F/N$  ainsi obtenue est comparée à une fréquence de référence  $F_0$  issue de la base de temps. La sortie du comparateur de phase délivre alors une tension de commande  $U$  qui modifie la fréquence de l'oscillateur, de façon à satisfaire l'égalité  $F = NF_0$ .

En conclusion, la fréquence fournie par l'oscillateur est  $N$  fois la fréquence de référence  $F_0$  ; or, s'il est souhaitable d'avoir un pas le plus faible possible, on ne peut raisonnablement descendre au-dessous de 1 kHz, ce qui nécessite déjà une grande stabilité à court terme de l'oscillateur, sa remise à jour ne s'effectuant que toutes les millisecondes.

La synthèse de fréquence par oscillateur asservi, telle qu'elle vient d'être exposée, peut être directement applicable en télécommunication, où le pas incrémental (ici, la différence entre canaux) est élevé. Mais le problème est totalement différent en ce qui concerne les appareils de mesure, car le pas est souvent de l'ordre de 1 Hz à 0,001 Hz.

Il est donc hors de question d'envisager une remise à jour de l'oscillateur toutes les mille secondes, ou même toutes les secondes. De plus, le temps d'acquisition sur une nouvelle fréquence deviendrait prohibitif.

Pour pallier ces deux inconvénients, on est amené à n'utiliser que des oscillateurs asservis sur une fréquence de référence élevée ( $F_0$ ) et travaillant à fréquence élevée ( $F$ ). Pour obtenir des pas plus faibles, il devient nécessaire de diviser la fréquence délivrée par cet oscillateur, à l'aide d'un compteur numérique (division par 10, par exemple). Cette division est réalisée à l'entrée de chaque décade de fréquence, et un certain nombre de ces décades est associé selon un système itératif, comme nous le verrons au paragraphe suivant.

## PRINCIPE DE LA SYNTHÈSE ITÉRATIVE DE FRÉQUENCE

### DECADE

Avec la synthèse itérative de fréquence, on retrouve l'oscillateur asservi de la fig. 1, mais aménagé comme le montre la figure 2.

La base de temps produit une sous-porteuse  $F_1$ , de fréquence 2 MHz, et le diviseur par 10 ramène cette fréquence à 200 kHz. L'oscillateur délivre une fréquence  $F_2$  de 1,8 MHz, majorée de  $N$  fois la fréquence de référence ( $F_0 = 10$  kHz),  $N$  étant fonction

du code correspondant au chiffre à synthétiser A. (Notons, ici, que les chiffres à synthétiser ont été appelés A, puis B... F, leur désignation générale restant N pour le principe de l'opération ; ils sont introduits, par exemple manuellement, par l'opérateur qui les affiche sur la face avant du synthétiseur).

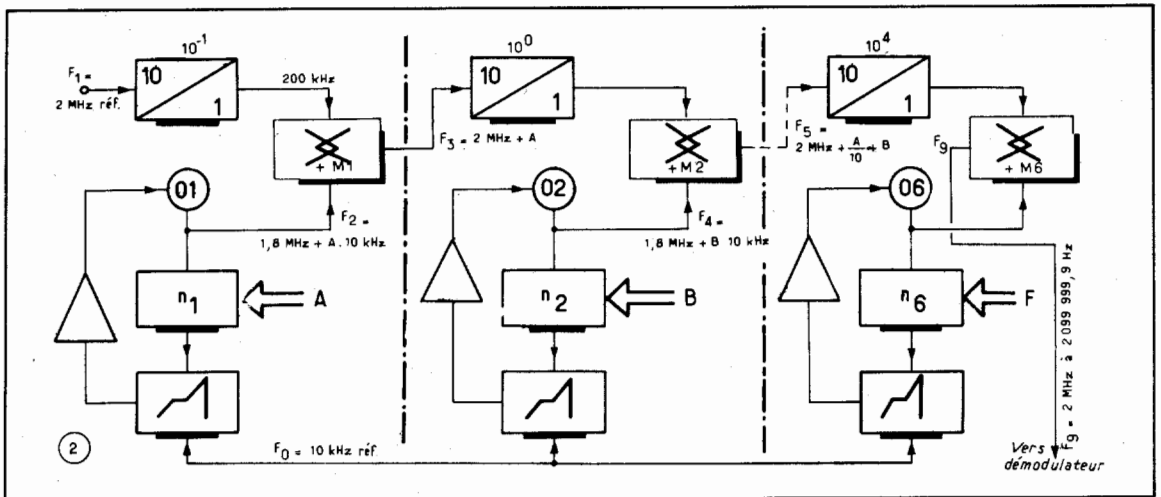


Fig 2 - Principe de la synthèse itérative

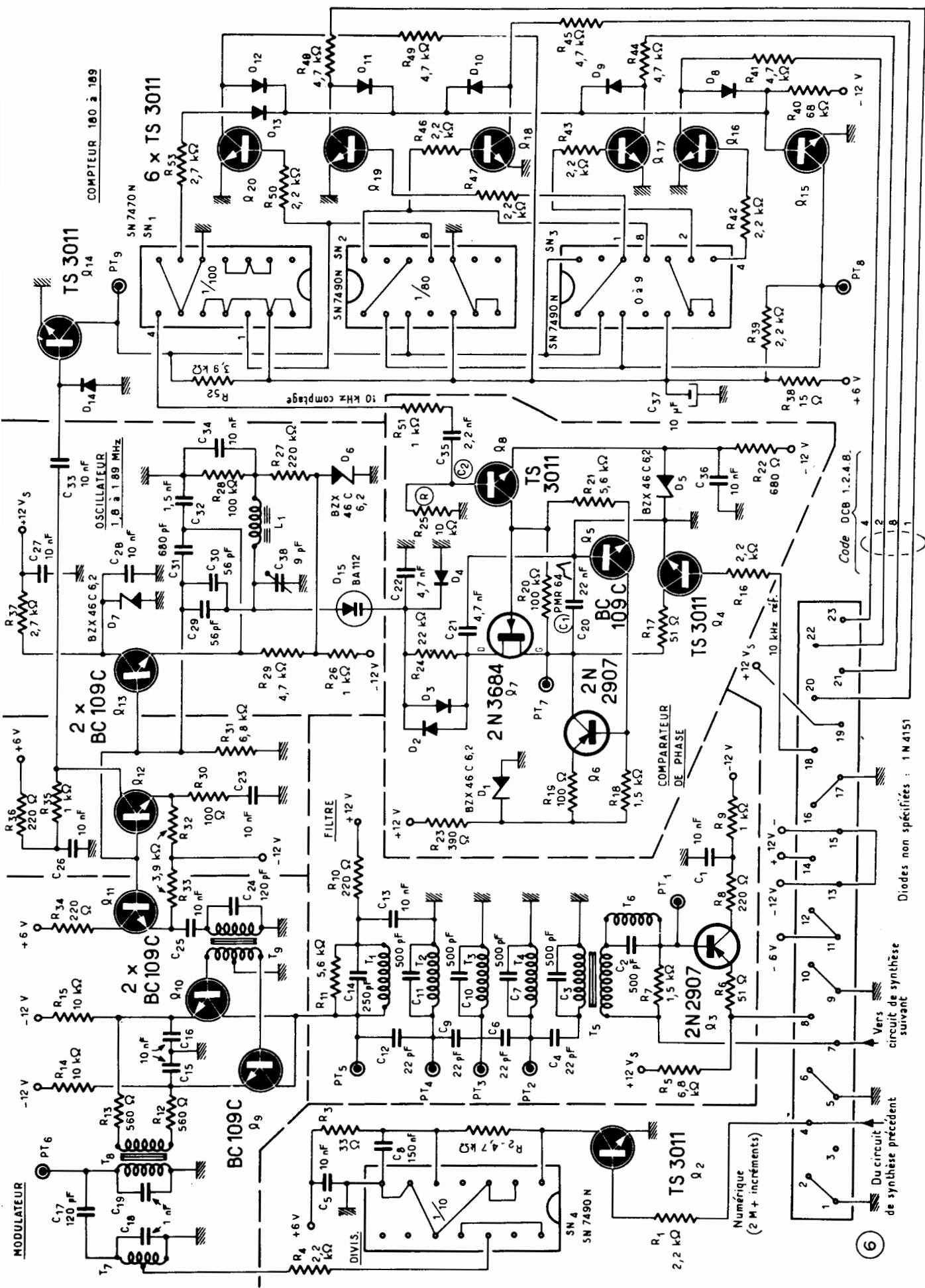
La fréquence de l'oscillateur varie donc de 1,8 MHz à 1,8 MHz + A.10 kHz, A étant un entier de 0 à 9, soit une fréquence de 1,8 MHz à 1,89 MHz par pas de 10 kHz. Le mélangeur  $M_1$  effectue la somme : 200 kHz + 1,8 MHz + A.10 kHz, ce qui donne  $F_3$  ; variable de 2 MHz à 2,09 MHz par pas de 10 kHz également.

REMARQUE : Comme la fréquence de l'oscillateur varie de 1 800 kHz à 1 890 kHz en fonction de la valeur codée d'entrée, le taux de division total doit être de 1 890 kHz / 10 kHz = 189. En conséquence, le compteur, à taux de vision variable N, varie de 180 à 189 pour des valeurs codées d'entrée variant de 0 à 9.

La fréquence  $F_3$  ainsi élaborée attaque la deuxième décade, constituée de la même façon. La division par 10 donne 200 kHz + (A.10 kHz/10), et l'oscillateur  $O_2$  fournit également une fréquence  $F_4$  de 1,8 MHz majorée de  $N_2$  fois la fréquence de référence de 10 kHz ; mais  $N_2$  est, ici, fonction du chiffre à synthétiser représenté par B ; donc  $O_2$  délivre :  $F_4 = 1,8 \text{ MHz} + B.10 \text{ kHz}$ , avec B toujours compris entre 0 et 9.

Le mélangeur  $M_2$  effectue la somme  $F_4 + 200 \text{ kHz} + (A.kHz/10) = F_5$ , d'où  $F_5 = (200 \text{ kHz} + (A.kHz/10) + (1,8 \text{ MHz} + B.kHz))$ . On trouve donc que  $F_5 = 2 \text{ MHz} + (A.kHz/10) + B.kHz$  est variable de 2 MHz à 2,099 MHz, en fonction des valeurs codées correspondant aux chiffres à synthétiser A et B.

On constate alors que chaque décade divise par 10 la somme des incréments incidents et insère son propre incrément de fréquence par l'intermédiaire du mélangeur.



Diodes non spécifiées : 1 N 4151

Vers circuit de synthèse suivant

Du circuit de synthèse précédent

6

Fig 3 - Schéma électrique d'une décade

## EXTENSION DE CE PRINCIPE

Imaginons le cas d'un générateur synthétiseur à 6 chiffres (A, B, C, D, E, F) et comportant donc 6 décades. Selon le principe qui vient d'être exposé, la dernière décade fournira une fréquence :

$$F_9 = 2 \text{ MHz} + 10 \text{ kHz} + F + \frac{E}{10} + \frac{D}{100} + \frac{C}{1000} + \frac{B}{10000} + \frac{A}{100000} ;$$

comme le pas incrémental est de 10 kHz (fréquence de référence), chacun des chiffres A B C D E F représente  $10^4$  fois le chiffre significatif correspondant, d'où :

$$F_9 = 2 \text{ MHz} + 10^4 F + 10^3 E + 10^2 D + 10^1 C + 10^0 B + 10^{-1} A.$$

La fréquence  $F_9$  varie donc de 2 MHz à 2 099 999,9 Hz en fonction des 6 valeurs codées correspondant aux 6 chiffres (A à F), mais cette fois, par pas de 0,1 Hz. Il suffit, ensuite, de supprimer la sous-porteuse de 2 MHz, dans le démodulateur de sortie, pour obtenir la fréquence synthétisée :

$$F_9 - 2 \text{ MHz} = 10^4 F + 10^3 E + 10^2 D + 10^1 C + 10^0 B + 10^{-1} A.$$

EXEMPLE : soit à synthétiser la fréquence 34 567,8 Hz. Le tableau apparaissant ci-dessous donne l'expression de la fréquence de sortie au niveau de chaque circuit de synthèse. En éliminant de  $F_9$  la sous-porteuse à 2 MHz, on retrouve bien la fréquence synthétisée 34 567,8 Hz, avec une résolution de 0,1 Hz, c'est-à-dire que ce synthétiseur possède une gamme de fréquence s'étendant de 0,1 Hz à 99 999,9 Hz, soit 1 000 000 fréquences discrètes.

### Synthèse de la fréquence 34 567, 8 Hz

Décade	Chiffres	Fréquence
$10^{-1}$	8	$F_9 = 2,08 \text{ MHz}$
$10^0$	7	$F_6 = 2,078 \text{ MHz}$
$10^1$	6	$F_6 = 2,0678 \text{ MHz}$
$10^2$	5	$F_7 = 2,05678 \text{ MHz}$
$10^3$	4	$F_8 = 2,045678 \text{ MHz}$
$10^4$	3	$F_9 = 2,0345678 \text{ MHz}$

#### SCHEMA DETAILLE D'UNE DECADE :

Le schéma détaillé d'une décade est donné figure 3. On reconnaît : le diviseur par 10, le modulateur, l'oscillateur commandé par une diode à capacité variable, le comparateur de phase et le compteur de capacité 180 à 189. On remarquera qu'à la sortie du modulateur, la fréquence est filtrée de façon à éliminer les raies parasites.

Le compteur et le comparateur de phase nécessitent les quelques explications que nous allons maintenant fournir.

## COMPTAGE

Le compteur est constitué par trois circuits intégrés TTL (SNO1 à SNO3) (fig. 4). Le premier circuit (SNO3) est le compteur à taux de division variable (0 à 9).

Les poids 1, 2, 4, 8 de SNO3 attaquent un circuit de coïncidence à transistors qui reçoit, d'autre part, la valeur codée correspondant au chiffre à synthétiser en code DCB 1, 2, 4, 8 également. Les deux autres circuits SNO2 et SNO1 constituent des compteurs aveugles de capacité 180.

Les trois décades sont commandées en série et l'oscillateur attaque la première (SNO3) ; dès que le comptage atteint 180, plus la valeur codée d'entrée, le circuit de coïncidence effectue une remise à zéro de SNO1, SNO2 et SNO3.

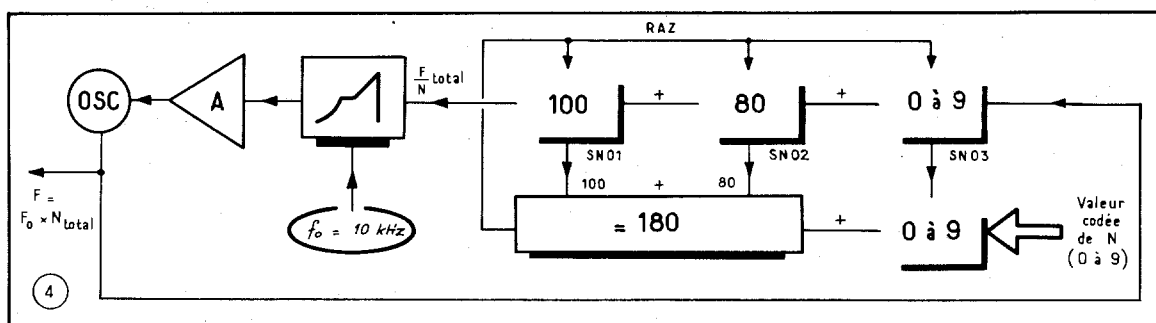


Fig 4 - Principe du comptage

En fonctionnement établi, la sortie du dernier circuit intégré (SNO1) délivre une fréquence de 10 kHz correspondant à :

$$\frac{1,80 \text{ MHz} + (N, 10 \text{ kHz})}{180 + N}$$

Lors d'un changement de code, N devient N', la fréquence de comptage issue de SNO1 est différente de 10 kHz et devient (10 kHz +  $\Delta F$ ) : le comparateur de phase élabore alors une tension d'erreur qui asservit l'oscillateur sur une nouvelle fréquence, de façon à satisfaire l'égalité :

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



On voit tout de suite que le fait d'effectuer un changement de fréquence par l'intermédiaire d'un code DCB 1, 2, 4, 8 offre une grande souplesse d'utilisation. En effet, ce mode peut être issu, soit des commutateurs décimaux placés sur le générateur lui-même, soit d'un organe de télécommande disposé à n'importe quelle distance du synthétiseur, puisque la valeur codée est constituée par des niveaux logiques.

## PRINCIPE DU COMPAREUR DE PHASE

Une rampe est générée au temps  $t_1$  (fig. 5) par le signal 10 kHz de référence. 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.

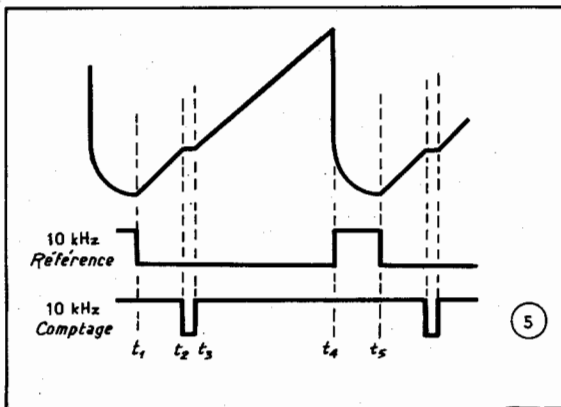
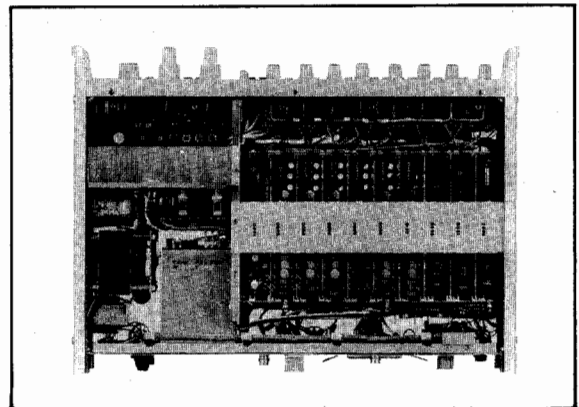


Fig 5 - Chronogramme de fonctionnement du comparateur de phase



Vue intérieure du générateur synthétiseur ADRET, type "201" (0,1 Hz à 2 MHz)

En effet, pour toute variation du signal 10 kHz 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  $C_1$  de la figure 6), et le potentiel, transmis par l'amplificateur  $A_5$  à la diode à capacité variable, commande l'oscillateur de façon à maintenir l'équilibre de la boucle de phase de façon que :

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

En conséquence, le potentiel aux bornes de  $C_1$  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  $C_1$  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  $C_1$  par l'intermédiaire de  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  (montée de la rampe  $t_1 + \epsilon$ ). L'impulsion de comptage

arrivant avec un retard  $t_2 - t_1$ , est transmise à l'amplificateur  $A_2$  par l'intermédiaire de  $C_2$  et successivement :

- Les amplificateurs  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  se bloquent. La charge de  $C_1$  marque un temps d'arrêt (palier de la rampe au temps  $t_2 - t_3$ ) ;

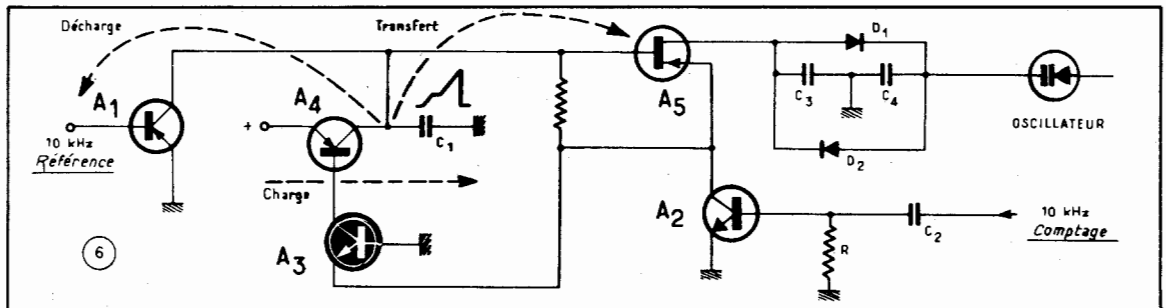


Fig 6 - Principe du comparateur de phase

-  $A_5$  devient conducteur, et le potentiel existant à cet instant aux bornes de  $C_1$  est transmis au circuit de mémoire  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ , puis à la diode à capacité variable du circuit accordé de l'oscillateur ;

- La capacité  $C_2$  se décharge dans  $R$ , l'amplificateur  $A_2$  redevient conducteur et la capacité  $C_1$  continue à se charger (fin de la rampe au temps  $t_4$ ) ;

- Avec le front avant de l'impulsion de référence, l'amplificateur  $A_1$  devient conducteur et la capacité  $C_1$  se décharge (retombée de la rampe aux temps  $t_4$   $t_5$ ).

A titre indicatif, nous donnons (fig. 7) quelques caractéristiques concernant la rampe.

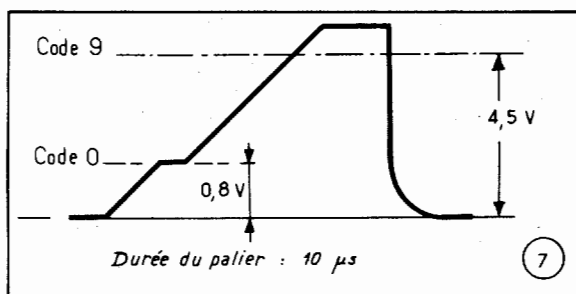


Fig 7 -

Caractéristiques de la rampe fournie par le comparateur de phase

A ce propos, on remarquera que la mise au point d'un oscillateur asservi pose certains problèmes que, seule, une étude approfondie des circuits permet de résoudre. En particulier, l'amplificateur de la boucle d'asservissement ( $A_5$ ) constitue, en quelque sorte, un interrupteur qui doit posséder un rapport : résistance à l'ouverture/résistance à la fermeture élevé, ainsi qu'un temps de transfert aussi faible que possible, d'où l'utilisation de transistors à effet de champ.

D'autre part, et c'est peut-être le plus important, cet amplificateur doit avoir une bonne réjection en ce qui concerne la fréquence de référence 10 kHz ; dans le cas contraire, chaque fréquence synthétisée serait accompagnée de bandes latérales fixes, d'un niveau important. C'est pourquoi, dans certains cas, on est amené à réduire la bande passante de l'amplificateur automatiquement en fonction de l'amplitude.

## CONCLUSION

Après ce premier survol sur les générateurs à technique de synthèse, on s'aperçoit qu'ils nécessitent l'emploi d'un plus grand nombre de circuits que les générateurs classiques. Mais ils n'en restent pas moins d'une grande fiabilité, ne serait-ce que par l'emploi de circuits intégrés et de semi-conducteurs au silicium implantés sur des cartes enfichables. De plus, les performances atteintes par de tels instruments, ainsi que leur souplesse d'utilisation, préfigurent bien l'instrumentation numérique moderne en ce qui concerne la génération des signaux (sinusoidaux, carrés, impulsionnels...), sans limitation de fréquence.

En particulier, la conception entièrement numérique de ces instruments permet, à l'aide des nombreux périphériques et accessoires, de constituer des bancs de mesure et de contrôle automatiques dans tous les domaines de l'électronique et para-électroniques (vibrations, asservissements).

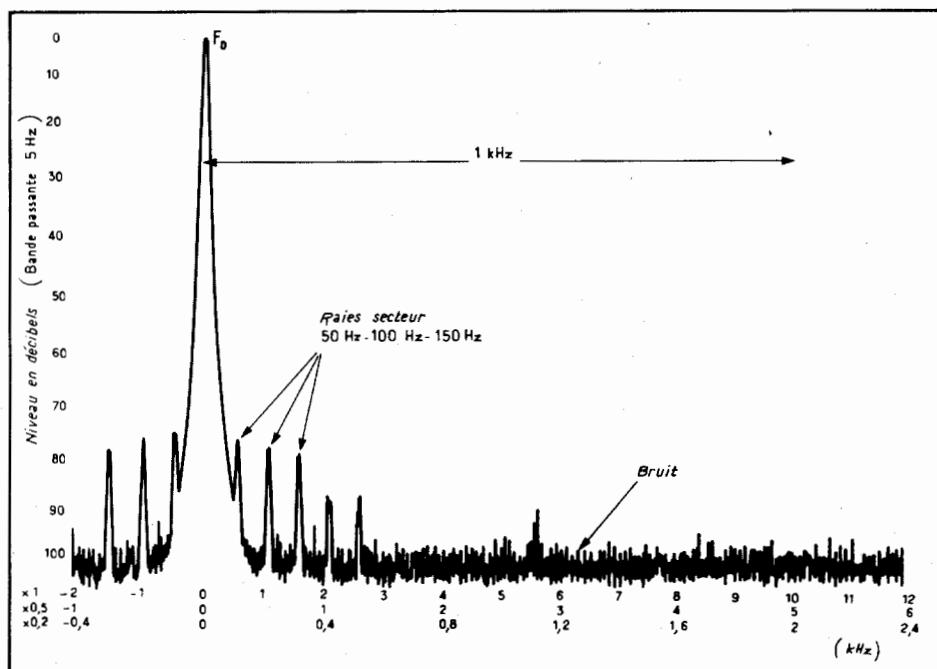


Fig 8 - Spectrogramme typique d'un générateur-synthétiseur de fréquence, enregistré sur table traçante.

Nous donnons ci-dessous quelques caractéristiques propres aux générateurs synthétiseurs de fréquence :

- Précision et stabilité : à long terme, ce sont celles du quartz pour chacune des fréquences synthétisées ( $2 \cdot 10^{-9}/24$  h) ;
- Affichage numérique : chiffre par chiffre ;
- Pas ou résolution : c'est l'écart séparant deux fréquences discrètes consécutives (0,001 Hz à 1 Hz) ;
- Pureté spectrale : on distingue, en principe :

1) Le bruit de phase. C'est le bruit dû aux variations de la phase du signal synthétisé, provoqué par le bruit propre à tout circuit électronique. Habituellement, il se mesure en traçant le spectre dans une bande de 1 Hz à partir d'une certaine distance de la fréquence synthétisée, et son niveau est d'environ - 100 dB à - 120 dB.

2) Les composantes non harmoniques fixes et les composantes non harmoniques latérales. Ce sont des composantes parasites accompagnant chaque fréquence synthétisée. Leur emplacement dépend du plan de fréquence adopté dans le synthétiseur (choix des fréquences de référence et de l'oscillateur asservi) ; leur niveau est habituellement de l'ordre de - 80 dB.

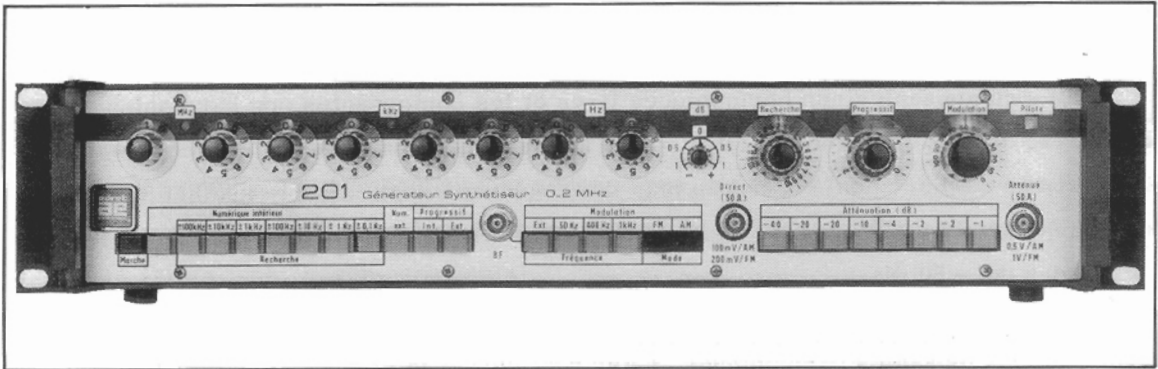
3) Les composantes harmoniques. Elles sont dues à la non linéarité des démodulateurs et des amplificateurs de sortie. Leur niveau est habituellement de l'ordre de - 40 dB.

A titre indicatif, nous donnons (fig. 8) un spectre de fréquence enregistré à partir du band ADRET type ASCO 6100.

# VOBULATION ET MODULATION AM ET FM

par *Jean-Claude REGHINOT*

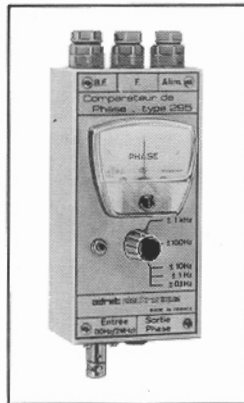
Ingénieur à la Société  
ADRET ELECTRONIQUE



Le générateur-synthétiseur type "201",  
0 à 2 MHz ADRET-Electronique

Dans un précédent article (Electronique Industrielle - juin 1970), nous avons traité du principe de la synthèse de fréquence utilisé par la société ADRET ELECTRONIQUE dans ses générateurs-synthétiseurs de fréquence.

Ce principe étant connu, nous nous proposons ici de démontrer que les générateurs-synthétiseurs possèdent la souplesse des générateurs classiques, puisqu'ils permettent les fonctions de modulation de fréquence, modulation d'amplitude et de vobulation, à large bande ou à bande étroite.



Aspect du comparateur de phase "295" de la même firme.



## MODULATION DE FREQUENCE

Il a été vu précédemment que l'une des qualités intrinsèques des générateurs-synthétiseurs de fréquence était leur stabilité en fréquence, puisque chacune des fréquences discrètes délivrées par l'appareil possédait la précision et la stabilité du maître oscillateur à quartz incorporé ( $2 \cdot 10^{-9}/24$  h). En conséquence, la modulation en fréquence du synthétiseur, du fait même de cette stabilité, ne paraît pas évidente à réaliser. C'est pourquoi il nous paraît utile d'effectuer un retour sur le principe de la synthèse de fréquence schématisée figure 1.

Le générateur-synthétiseur précédemment décrit possède une gamme de fréquence s'étendant de 0,1 Hz à 99 999,9 Hz ; cette fréquence est, en quelque sorte, véhiculée tout au long de la chaîne itérative par l'intermédiaire d'une sous-porteuse à 2 MHz attaquant la première unité d'insertion décimale appelée décade.

Cette décade divise par 10 la fréquence incidente (ici 2 MHz) et ajoute son propre incrément de fréquence (multiple du 10 kHz de référence), qui correspond au chiffre des  $10^{-1}$  Hz affiché sur l'appareil. La sortie de cette première unité d'insertion  $F_3 = 2 \text{ MHz} + (A \text{ fois } 10 \text{ kHz})$ , attaque l'entrée de la seconde, qui effectue également une division par 10 de la fréquence incidente (ici  $F_3$ ) et ajoute son incrément de fréquence B correspondant au chiffre des  $10^0$  Hz.

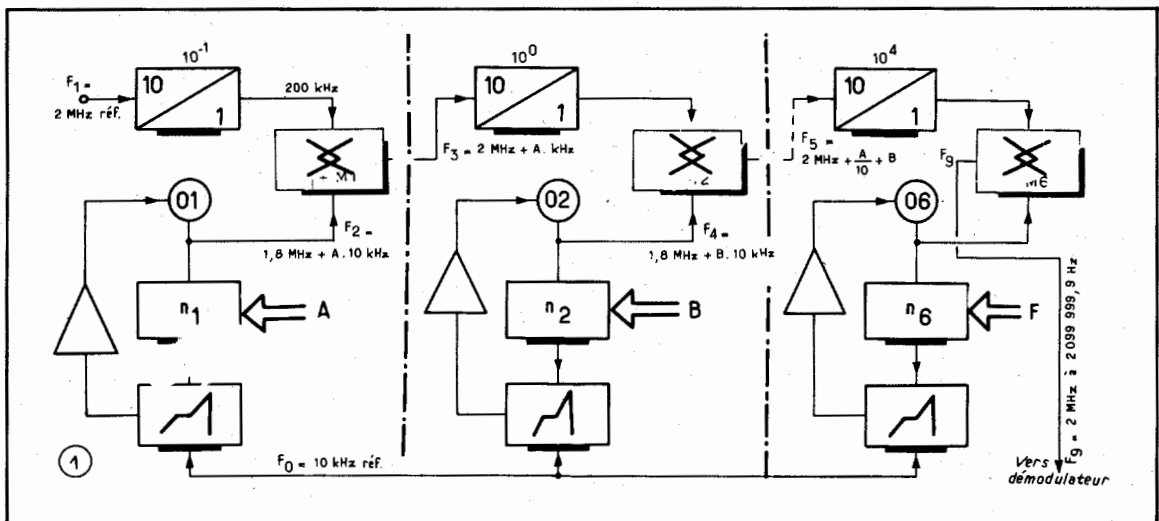


Fig 1 - Principe de la synthèse de fréquence

Chacune des 4 autres décades est attaquée de la même façon par la sortie de la précédente et les incréments  $10^1$  Hz,  $10^2$  Hz,  $10^3$  Hz et  $10^4$  Hz (matérialisés par C, D, E, et F) sont ajoutés à la fréquence incidente au niveau de chacune d'elles.

En conséquence, la dernière décade délivre une fréquence  $F_9$ , variable de 2 MHz (pour un affichage de 0 sur chacun des 6 commutateurs décimaux) à 2,099 999,9 MHz (pour un affichage de 9 sur ces mêmes commutateurs décimaux).

La sous-porteuse est ensuite éliminée par battement dans le démodulateur de sortie, si bien qu'il ne subsiste plus, après filtrage, que la fréquence synthétisée.

Pour effectuer une variation de la fréquence de sortie, il faut donc faire varier la fréquence d'entrée de l'une des unités d'insertion décimale ; on voit tout de suite que l'excursion maximale sera fonction du rang de la décade où aura lieu cette variation de fréquence. Dans ce cas, les 6 décades sont aménagées comme le montre la fig. 2.

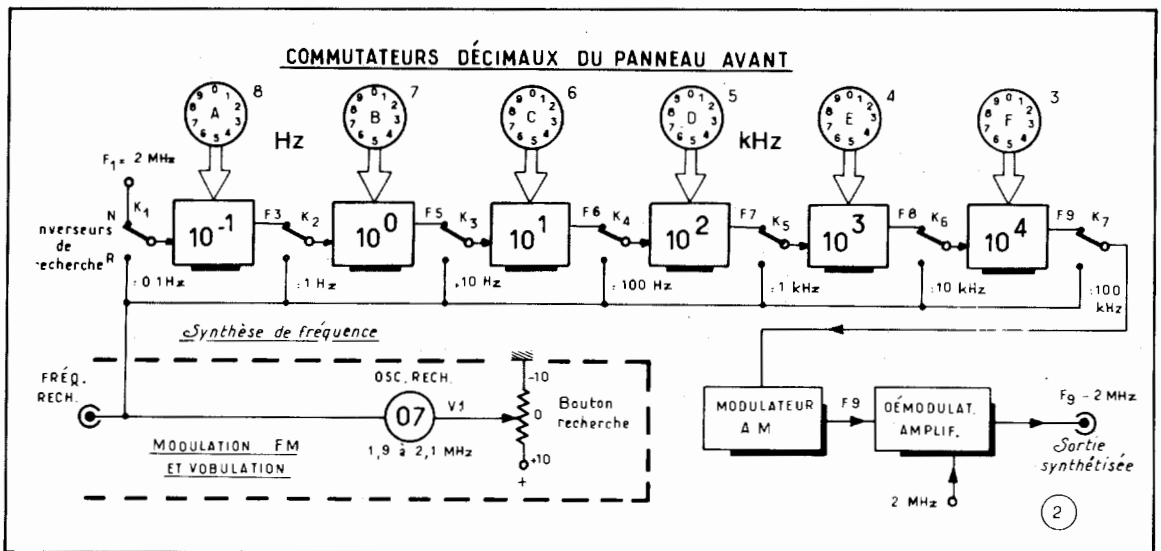


Fig 2 - Aménagement des six décades pour effectuer une variation de la fréquence de sortie.

L'entrée de chacune des 6 unités d'insertion reçoit par commutation, soit la fréquence issue de la décade précédente (position N des 7 inverseurs dits de "recherche"), soit le signal délivré par un oscillateur d'interpolation O7 (position R de ces mêmes inverseurs), dont la fréquence peut varier de 1,9 MHz à 2,1 MHz en fonction d'une tension analogique de commande  $V_1$ . De cette façon, la fréquence synthétisée varie en fonction de l'unité attaquée par l'oscillateur O7, comme le montre l'exemple ci-dessous.

EXEMPLE : En positionnant l'inverseur K4 sur R, l'entrée de la décade 10<sup>2</sup> Hz ne reçoit plus la sortie de l'unité d'insertion précédente (10<sup>1</sup> Hz, c'est-à-dire  $F_6$ ), mais elle reçoit la fréquence de l'oscillateur O7 ; ce qui signifie que la fréquence synthétisée dépend à la fois de l'affichage des commutateurs décimaux 10<sup>4</sup>, 10<sup>3</sup> et 10<sup>2</sup> Hz.

et de la fréquence délivrée par O7. Soit par exemple la fréquence initialement affichée :

DECADE

$10^4$  Hz    $10^3$  Hz    $10^2$  Hz    $10^1$  Hz    $10^0$  Hz    $10^{-1}$  Hz

AFFICHAGE

3            4            5            6            7            8

Si la fréquence délivrée par O7 est exactement de 2 MHz, la fréquence synthétisée est 34,5 kHz, puisque la manoeuvre de K4 sur R revient (dans un fonctionnement avec K4 sur N donc sans modulation FM), à avoir affiché 0 sur les commutateurs décimaux correspondant aux poids  $10^{-1}$ ,  $10^0$  et  $10^1$  Hz, puisque dans ces conditions, la fréquence  $F_6$  serait exactement de 2 MHz.

Par conséquent, dans notre exemple, la manoeuvre de K4 sur R élimine les incréments correspondants aux chiffres des  $10^{-1}$ ,  $10^0$  et  $10^1$  Hz, ce qui est illustré par le tableau I où l'on voit que les chiffres dépendant des décades mises hors circuit par K4 ne sont plus pris en considération dans l'élaboration de la fréquence synthétisée.

Tableau I. Elimination des incréments par la manoeuvre de K4.

Rang de l'incrément	Sortie de la décade (les incréments éliminés sont en gras)
$10^{-1}$ Hz	$F_3 = 2,08$ MHz
$10^0$ Hz	$F_5 = 2,078$ MHz
$10^1$ Hz	$F_6 = 2,0678$ MHz
$10^2$ Hz	$F_7 = 2,05678$ MHz
$10^3$ Hz	$F_8 = 2,045678$ MHz
$10^4$ Hz	$F_9 = 2,0345678$ MHz

D'où la fréquence synthétisée : 34,5 kHz.

REMARQUE : Dans le cas de la première décade  $10^{-1}$  Hz, l'attaque est constituée soit par le 2 MHz de référence, soit par la fréquence issue de l'oscillateur O7. De plus, la fréquence de "recherche" est disponible à l'arrière de l'appareil ; nous verrons plus loin l'intérêt que présente la mesure de cette fréquence.

Si la fréquence d'interpolation est différente de 2 MHz, par exemple 2,05 MHz, cela revient à augmenter de 50 Hz la fréquence de sortie de l'appareil, qui devient alors 34,55 kHz ; ceci s'explique en se rappelant que chaque décade divise par 10 la fréquence incidente, tout en ajoutant son propre incrément de fréquence et qu'au niveau de l'une

des décades, une fréquence incidente de 2 MHz correspond à un affichage de 0 sur les décades précédentes.

En conséquence, les 50 kHz supplémentaires (par rapport au 2 MHz de O7) subissent, dans notre exemple, une division par 1 000 avant d'être ajoutés à la fréquence affichée, ( $34,5 \text{ kHz} + 50 \text{ kHz}/1\,000 = 34,55 \text{ kHz}$ ).

La commande en fréquence de l'oscillateur d'interpolation O7 peut s'effectuer par l'intermédiaire d'un potentiomètre dit de "recherche" gradué de - 10 à + 10, et la variation de cette fréquence, en fonction du potentiomètre, est celle indiquée par la figure 3.

Si le potentiomètre est sur une graduation négative, par exemple - 3, la fréquence de l'oscillateur d'interpolation devient 1,97 MHz et la différence  $2 \text{ MHz} - 1,97 \text{ MHz} = 30 \text{ kHz}$  concourt à diminuer la fréquence en sortie de l'appareil après avoir également subi la division par  $10^3$ . En conséquence, la fréquence synthétisée devient dans ce cas là :  $34,5 \text{ kHz} - 30 \text{ kHz}/10^3 = 34,47 \text{ kHz}$ .

En conclusion, le rang de l'unité d'insertion attaquée par l'oscillateur d'interpolation détermine une certaine excursion de fréquence possible autour de la fréquence affichée. Cette excursion dépend ensuite de la fréquence de l'oscillateur d'interpolation qui, comme nous l'avons vu plus haut, est commandée par un potentiomètre gradué mais peut également être fonction d'une tension analogique interne (oscillateur BF) ou par tous signaux extérieurs, comme le montre la figure 4.

Cette illustration montre que la tension BF interne (oscillateur O8) ou externe est tout d'abord dosée par un potentiomètre gradué de 0 à 100 % (Tx modulation), qui définit ainsi la déviation maximum de fréquence, autorisée à l'intérieur de chacune des bandes de fréquence dépendant de chaque décade et sélectionnée par les inverseurs K1 à K7.

En reprenant notre exemple précédent :

- . Fréquence affichée : 34,5678 kHz
- . Inverseur K4 sur R
- . Potentiomètre "Recherche" sur 5 (ce qui détermine une fréquence centrale de 34,55 kHz).

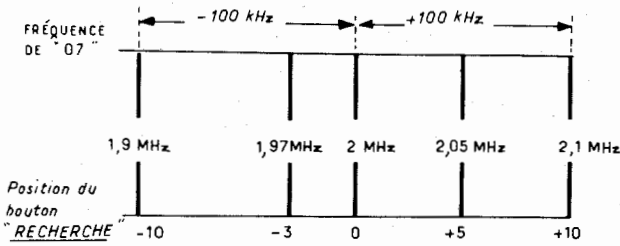
Si le bouton Tx modulation est sur 40 %, la variation de fréquence sera de  $\pm 40 \text{ Hz}$ , c'est-à-dire  $\pm 40 \%$  de l'excursion affichée, qui est ici de 100 Hz ; cette variation s'effectuera, soit à la vitesse de l'une des fréquences de l'oscillateur BF interne, soit par l'intermédiaire d'un signal extérieur (rampe par exemple).

Il est possible de reconstituer exactement la fréquence centrale de 34, 5678 kHz en positionnant le bouton "Recherche" entre 6 et 7 jusqu'à obtenir sur la prise "fréquence recherchée" 2, 0678 MHz.

## SCHEMA ELECTRIQUE

La commutation en mode FM de chacune des 6 décades ne pose aucun problème. Afin de compléter les informations données précédemment, nous indiquons (fig. 5) la modification intervenant au niveau des décades représentées par le circuit que nous vous avons déjà donné dans le précédent article, mais que nous redonnons ici (fig. 6).

La fréquence de "recherche" arrive en 3 du connecteur, puis par Q1 elle attaque le diviseur d'entrée SN4 de la même façon qu'en fonctionnement sans modulation de fréquence, où le signal de la décade précédente arrive en 4 du connecteur.



3 Fig 3 - Variation en fonction du potentiomètre de la fréquence qui commande l'oscillateur d'interpolation.

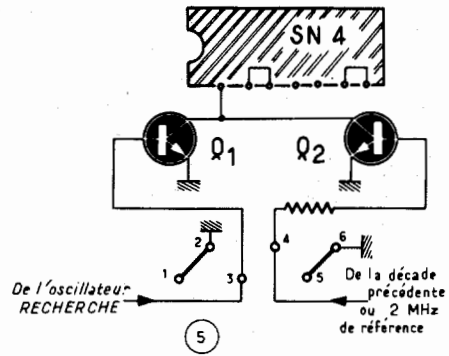
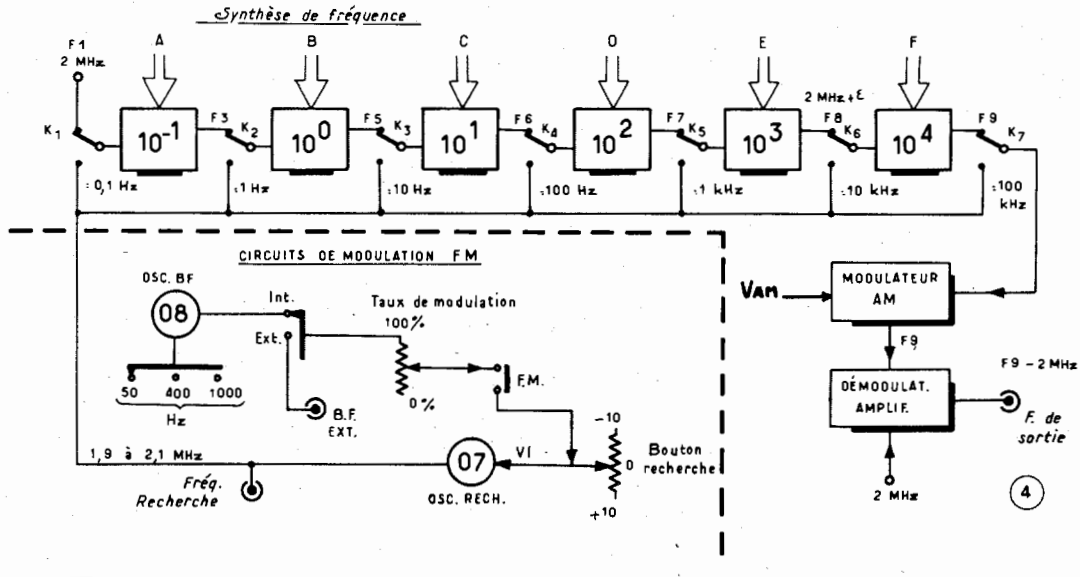


Fig 5 - Modification intervenant au niveau des décades.

Fig 4 - Circuits de modulateur FM : commande de l'oscillateur d'interpolation.





## OSCILLATEURS "RECHERCHE" ET "BF"

Les schémas des oscillateurs de "Recherche" et "BF" sont indiqués figure 7. L'oscillateur de recherche est un multivibrateur classique à couplage d'émetteurs, composé des transistors Q09 et Q10, dont la fréquence est fonction de la tension arrivant en 17 du connecteur.

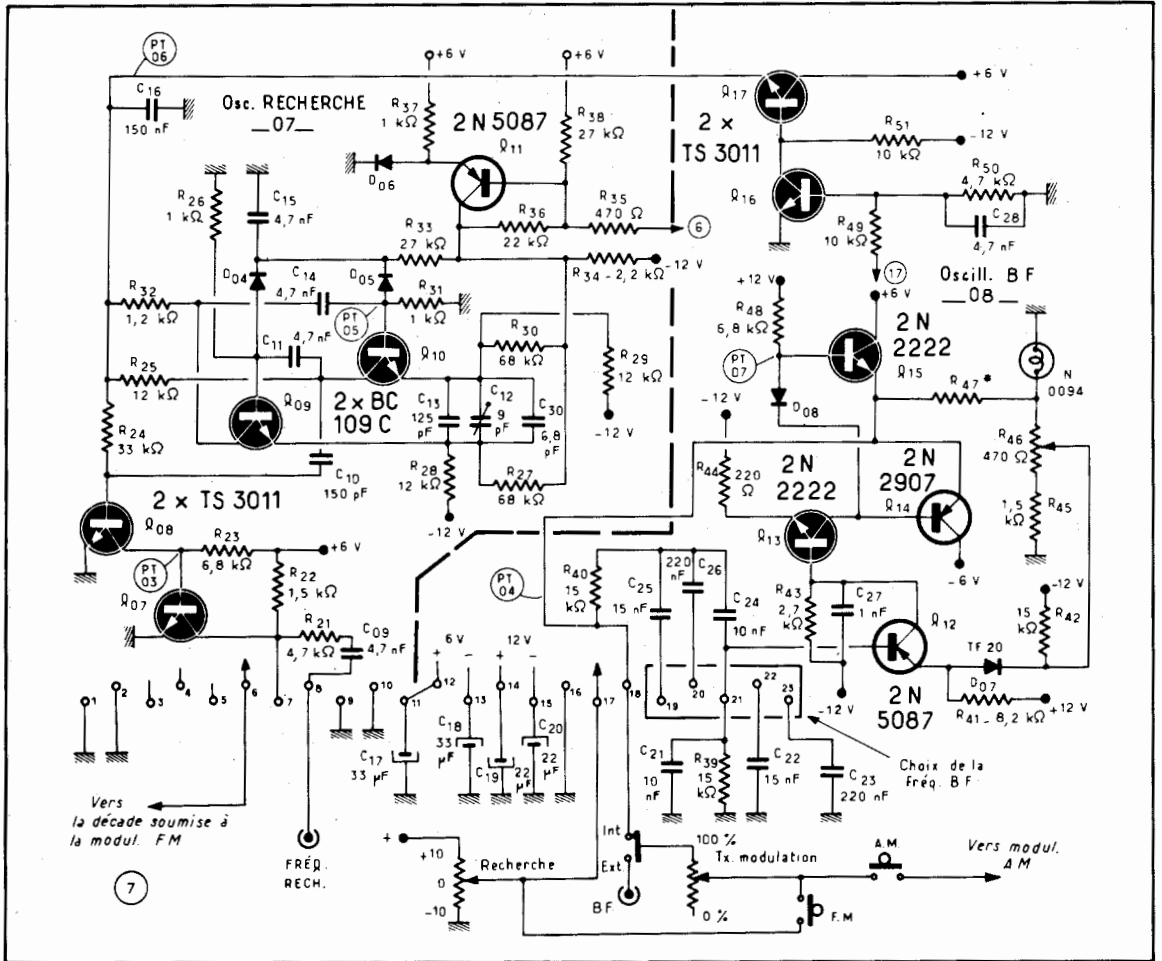


Fig 7 - Schéma des oscillateurs de "recherche" et de "BF"

Cette tension, comme nous l'avons vu précédemment, provient soit du potentiomètre "Recherche", soit d'une tension extérieure, soit enfin de l'oscillateur BF. Mais il est à remarquer que la fréquence de recherche peut dépendre à la fois du potentiomètre "Recherche" et de l'un des signaux, interne (oscillateur BF) ou externe.

La fréquence "Recherche" (variable de 1,9 MHz à 2,1 MHz) est disponible en 6 du connecteur, puis après commutation elle attaque l'entrée de l'une des 6 décades du générateur, comme nous l'avons vu précédemment. Cette fréquence est également disponible

en 8 du connecteur pour l'alimentation de la prise **FREQ. RECH.** dont nous avons déjà vu l'intérêt.

L'oscillateur **BF** est un classique oscillateur à pont de Wien dont la fréquence est fonction des capacités **C24**, **C25** et **C26** mises en service. Les fréquences de 50 Hz, 400 Hz et 1 kHz ainsi déterminées sont disponibles en 18 du connecteur ; puis par la commutation et après dosage par le bouton **TX modulation**, elles commandent l'oscillateur de recherche par le point 17 du connecteur, en fonction "Modulation interne".

## EXEMPLES D'APPLICATIONS

Nous reproduisons figures 8, 9 et 10 les oscillogrammes correspondant à différents cas de modulation d'un synthétiseur :

- . Une modulation de fréquence de  $\pm 100$  kHz par oscillateur **BF** de 400 Hz (fig. 8) ;
- . Une vobulation d'un filtre passe-bande (fig. 9) ;
- . La vobulation d'un quartz par générateur extérieur (fig. 10).

### Modulation par salves ("tone burst")

Les circuits de modulation des générateurs-synthétiseurs **ADRET** passant la composante continue, il est possible d'effectuer une modulation par signaux rectangulaires, comme le montre la figure 11. De même, une tension variable de - 5 V à + 5 V permet de faire varier la fréquence de sortie d'une façon continue et éventuellement de l'asservir sur une fréquence extérieure en utilisant un comparateur de phase. Cette dernière propriété du synthétiseur conduit à une conséquence fort intéressante de cet appareil, puisqu'elle permet d'obtenir une multiplication d'erreur par 10, 100 ou 1 000, en mesurant la fréquence de l'oscillateur d'interpolation disponible sur le panneau arrière du synthétiseur.

### Multiplicateur d'erreur

La figure 12 représente l'interconnexion à réaliser entre le générateur, le comparateur de phase (295) et un fréquencemètre extérieur. Sur cette illustration, le nombre d'unités d'insertion a été limité à 3, par simplification.

Soit un signal de fréquence  $F_x + \mathcal{E}$  dont on désire mesurer l'évolution de  $\mathcal{E}$ ,  $F_x$  étant supposé fixe.

Si la fréquence nominale délivrée par le générateur est  $F_x$ , la sortie du comparateur de phase (295) réagit sur l'oscillateur d'interpolation et le système se comporte

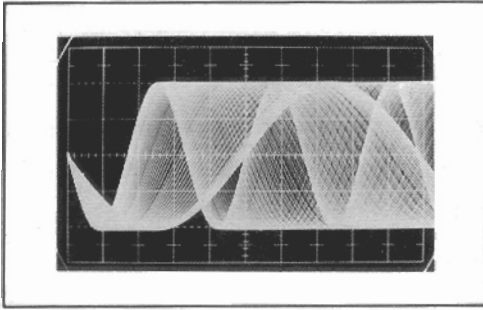


Fig 8 - Une modulation de fréquence de  $\pm 100$  kHz par oscillateur BF de 400 Hz.

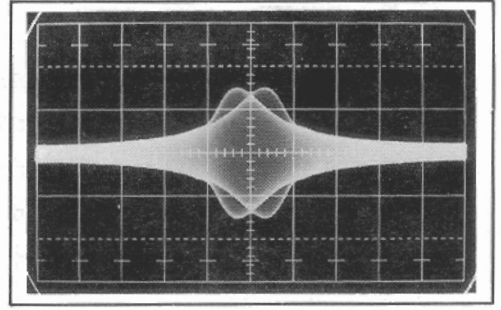


Fig 10 - La wobulation d'un quartz par générateur extérieur.

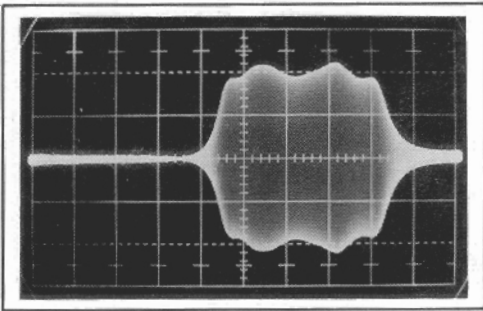


Fig 9 - Une wobulation d'un filtre passe bande

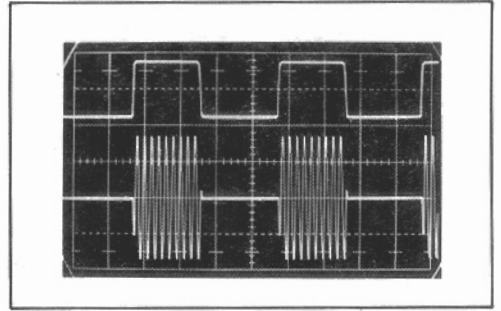


Fig 11 - Une modulation par signaux rectangulaires.

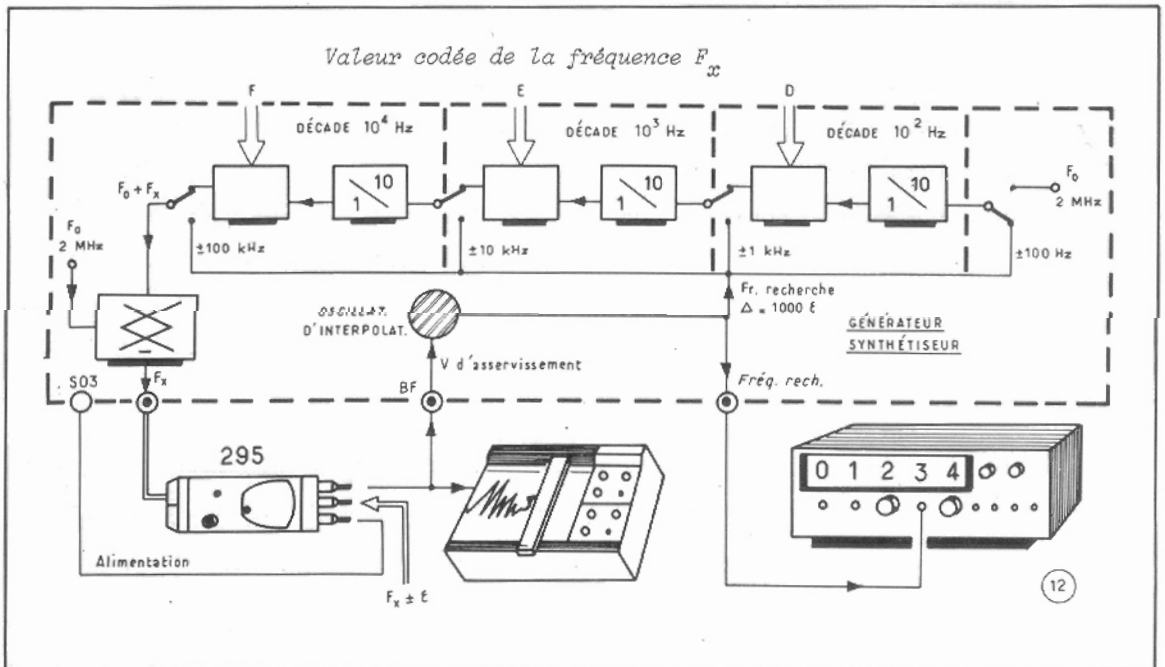


Fig 12 - L'interconnexion à réaliser entre ce générateur, le comparateur de phase (295) et un fréquencemètre extérieur.

comme une boucle d'asservissement en phase, puisque l'oscillateur introduit sur la première décade un incrément  $\Delta$  tel que la fréquence du synthétiseur devient, elle aussi, égale à  $F_x + \mathcal{E}$ .

En mesurant sur le fréquencemètre la sortie de l'oscillateur d'interpolation  $FREQ.$  RECH., on suit l'évolution de  $\Delta$  qui, dans l'exemple choisi, correspond à 1 000  $\mathcal{E}$ .

La fréquence  $\Delta$  est une fonction linéaire de la tension de commande de l'oscillateur (V), et l'enregistrement graphique de V correspond à l'enregistrement de la dérive  $\mathcal{E}$  en fonction du temps.

De plus, étant donné que dans notre exemple, pour une variation de  $\mathcal{E}$ , de  $\pm 100$  Hz la fréquence de l'oscillateur O7 varie de  $\pm 100$  kHz, les kilohertz lus sur le fréquencemètre correspondent à des variations de  $\mathcal{E}$  de 1 Hz ; de ce fait, l'observation s'effectue rapidement.

Le modèle ADRET CS 201 (0,1 Hz - 2 MHz) et le comparateur de phase type 295, permettant de réaliser un tel multiplicateur d'erreur, sont représentés sur les photos de la première page de cet article.

REMARQUE : Si K1 était sur R, la multiplication d'erreur serait de 100 000 puisque la fréquence de l'oscillateur d'interpolation serait divisée par  $10^5$ .

Les applications de cette particularité sont nombreuses :

- . Contrôle et ajustage de la fréquence d'un quartz avec une précision de  $10^{-10}$  ;
- . Mesure du pleurage d'une chaîne d'enregistrement magnétique à 2 ou 3 % ;
- . Contrôle de l'échauffement d'une huile de refroidissement pour transformateur de puissance, etc.

### Résolution portée au 1/1000 Hz

Une autre particularité de la mesure de la fréquence d'interpolation permet de porter la résolution du synthétiseur au 1/1 000 Hz. En effet, quand K1 est positionné sur R, la manoeuvre du potentiomètre de recherche (qui commande l'oscillateur d'interpolation), permet une excursion de fréquence de  $\pm 0,1$  Hz tandis que l'oscillateur O7 varie de  $\pm 100$  kHz par rapport à 2 MHz. Donc, aux kilohertz lus sur le fréquencemètre correspondent les millièmes de hertz en sortie du synthétiseur. Tout se passe comme si l'on disposait de deux chiffres supplémentaires pour l'affichage de la fréquence à synthétiser.

## MODULATION D'AMPLITUDE

Pour effectuer une modulation d'amplitude, il suffit de faire varier l'amplitude du signal HF au rythme d'un signal basse fréquence. Sur un générateur synthétiseur, cette modulation d'amplitude s'effectue très simplement en faisant passer la fréquence issue de la dernière décade à travers un modulateur qui reçoit, par ailleurs, la tension BF de modulation. Le principe de cette fonction est illustré par la figure 13 qui reproduit le synoptique général du générateur synthétiseur décrit dans cet article.

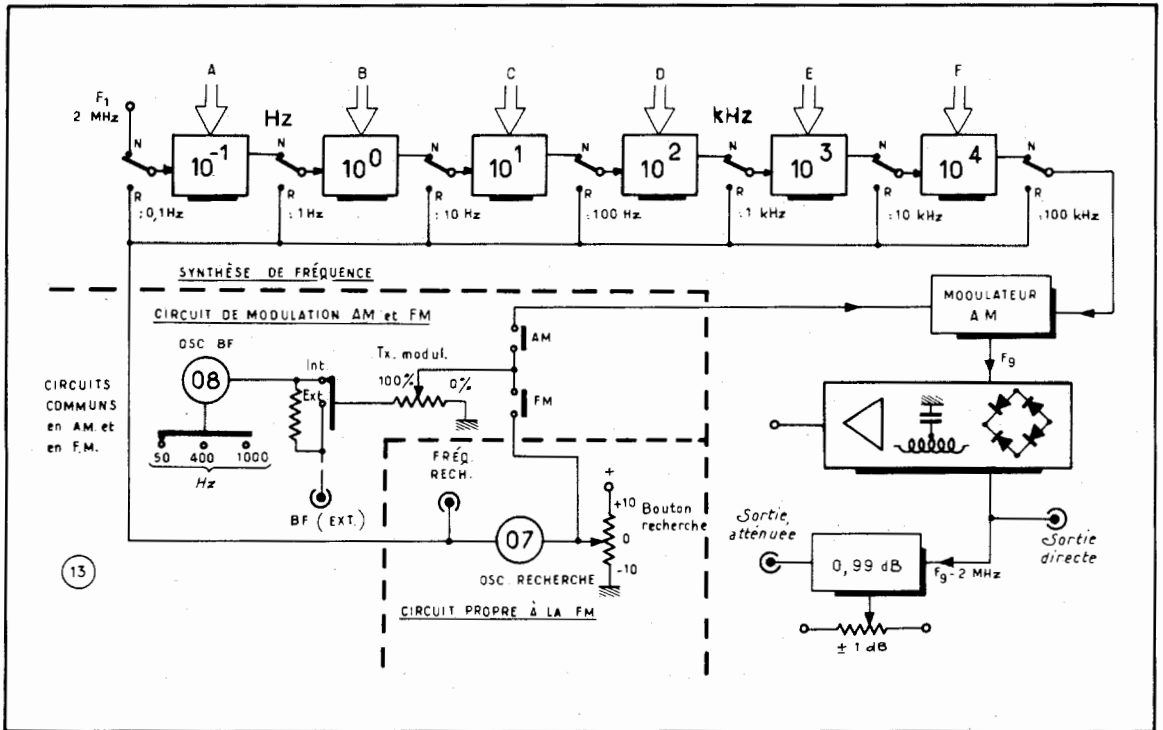
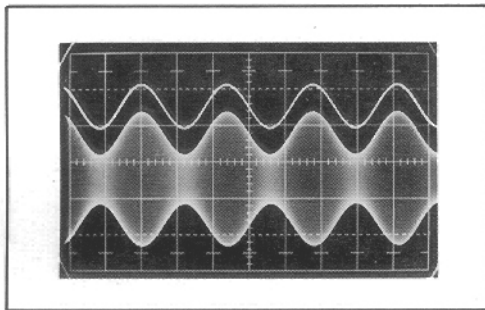
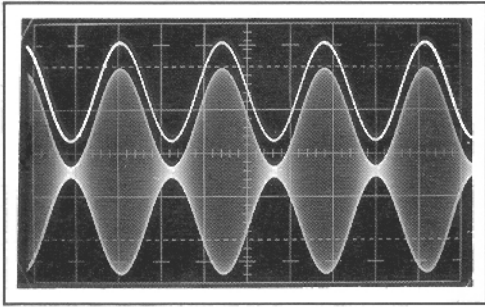


Fig 13 - Synoptique général du générateur-synthétiseur.

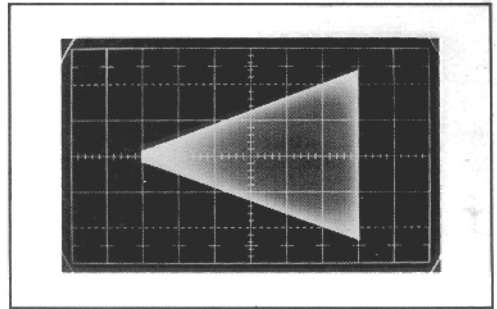
Sur cette figure, on voit que les circuits de modulation d'amplitude sont les mêmes que dans le cas de la modulation de fréquence puisqu'il suffit d'enclencher la touche AM et que de ce fait, la tension de modulation appliquée au modulateur AM est issue du potentiomètre "Tx modulation".





*Fig 14 et 15 - Deux exemples de modulation AM.*

Les figures 14 et 15 montrent les oscillogrammes résultant d'une modulation AM et la figure 16 un oscillogramme illustrant la méthode du trapèze pour la mesure du taux de modulation en AM, ce qui s'effectue aisément avec un synthétiseur ADRET, puisque la fréquence de modulation interne choisie, est également disponible sur la prise BF quand l'appareil fonctionne en modulation intérieure.



*Fig 16 - Méthode du trapèze pour la mesure du taux de modulation AM.*

## CONCLUSION

Le présent exposé met en évidence une particularité fondamentale des synthétiseurs modernes qui associent aux qualités intrinsèques de précision, de stabilité et de fiabilité qu'offrent les techniques numériques, les fonctions diverses et la souplesse d'utilisation des générateurs classiques.

Quant à la pureté spectrale de la fréquence de sortie, qui, jusqu'à présent, avait freiné l'expansion des synthétiseurs dans certaines applications des oscillateurs ou même du quartz (télécommunications), nous pouvons dire qu'aujourd'hui elle est digne des meilleurs générateurs analogiques classiques.



**adret électronique**

**12-14, AVENUE VLADIMIR KOMAROV - 78190 TRAPPES**

TEL. : **051 29 72** — 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