

13 F

N° 1692
MAI 1983
LVIII^e ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICROINFORMATIQUE. REALISATION

**FILIERE
ELECTRONIQUE ET
FORMATION**

**LA CHAINE
SHARP 107**

HI-FI

**LE COMPACT DISC
RADIOLA CD 1200**

**CONTINENTAL EDISON
DAD 9370**

**LA CHAINE
PATHE MARCONI
VA 25**

REALISATIONS

**5 MONTAGES SIMPLES
UN MICRO
RECEPTEUR FM**

**RADIO
COMMANDE**

**PLATINE HFA
SYNTHESE
DE FREQUENCE**

LA CAMERA AKAI

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 \$
● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ●
ESPAGNE : 300 PTAS



SHARP

PLATINE HF

à synthèse de fréquence

HF6 _ SF/4t

HF6 _ SF/72

D EPUIS le début de la pratique de la Radiocommande par ondes hertziennes, l'obtention d'une fréquence d'émission stable et précise a été un problème permanent mais de plus en plus aigu au fur et à mesure de la vulgarisation croissante de notre Hobby. La rencontre de plusieurs modélistes sur un terrain d'évolution pose donc le problème des fréquences de leurs émetteurs et il arrive souvent que quelques-uns se retrouvent avec les mêmes valeurs ce qui impose une attente de son « tour de vol ». Chacun se met alors à rêver d'un système permettant un choix instantané de cette fréquence avec ainsi la possibilité d'une adaptation facile à chaque type de coexistence. Une telle possibilité serait particulièrement appréciée des amateurs de vol de pente qui se retrouvent très nombreux sur les sommets « à la mode » et face à des situations devenant inextricables.

Or, chacun le sait, la fréquence d'émission est toujours définie par un quartz. Pour en changer, il faut donc changer ce quartz, ainsi, évidemment, que celui correspondant du récepteur. Quand on s'intéresse de près au prix d'un bon jeu de quartz de précision, on constate que le modéliste qui désirerait avoir une dizaine de fréquences disponibles devrait investir une petite fortune. D'ailleurs ces jeux de quartz, mal stockés par les fournisseurs, sont souvent très difficiles à trouver, hormis quelques valeurs classiques avec lesquelles tout le monde se retrouve !

Un autre problème surgit d'ailleurs avec la diffusion des ensembles à modula-

tion de fréquence. En effet, pour des raisons de simplicité, cette modulation de fréquence est directement appliquée sur le quartz. Or ces cristaux ne sont pas tellement faits pour cela, leur but étant l'obtention d'une fréquence stable et non variable. Chaque cristal devient donc, en face de ce traitement anormal, une sorte de cas d'espèce et chacun réagit différemment. Il devient ainsi très difficile, en changeant de quartz, de retrouver exactement la fréquence marquée et le même swing. Il est en effet impossible de retoucher les réglages sur le terrain. Encore acceptable en 27 MHz et même en 41 MHz, cela est plus délicat en 72 MHz.

La bonne solution n'est donc pas de changer de quartz ! Mais comment alors, changer de fréquence sans changer de quartz ? La réponse à cette question apparemment insoluble est pourtant connue depuis de nombreuses années : il suffit d'utiliser un système à synthèse de fréquence. Les amateurs de radiocommande peuvent alors se demander avec juste raison pourquoi leurs ensembles ne sont pas encore équipés de ce perfectionnement puisque la solution est bien connue. C'est que, tout simplement, la fameuse solution... n'est pas très simple. Il y a encore très peu de temps, les montages synthétiseurs étaient des « usines à gaz » avec de nombreux circuits intégrés logiques, généralement du type TTL, donc à forte consommation. Rien en tout cas qui puisse s'accorder avec les exigences d'encombrement et de consommation de nos ensembles RC. Heureusement la technologie progresse à pas de géant et depuis les années 80, les circuits C.MOS marquent des points dans le domaine de la vitesse qui était leur point faible. Alors que les premiers exemplaires plafonnaient à 5 MHz, sous

plus de 10 V, on réalise maintenant des C.MOS montant à plus de 30 MHz sous 5 V. Les fabricants de circuits logiques développent d'ailleurs en ce moment une nouvelle série de C.MOS de type « H » qui est destinée à remplacer la LSTTL, pourtant assez récente. Pour vous donner un exemple, le JK 74LS73 monte à 45 MHz, le C.MOS équivalent, type 4027 atteint 5 MHz et le nouveau C.MOS type 74HC73 grimpe à 50 MHz !

La logique C.MOS, à base de transistors MOS complémentaires a l'énorme avantage de sa très faible consommation de repos et à basse vitesse, ce qui permet de spectaculaires économies de courant dans nos ensembles RC, par exemple. D'où leur grand intérêt pour nous.

Parallèlement au développement fondamental des familles logiques, l'industrie peut aussi nous proposer maintenant des circuits LSI ou à très forte densité d'intégration, regroupant des milliers de transistors, permettant de faire, en une seule « puce » des systèmes très complexes.

Enfin, dernier élément du problème : le développement relativement récent

de la CiBi qui a stimulé les fabricants de circuits intégrés et leur a donné la tentation de faire des LSI compatibles avec cette nouvelle « vache à lait » !

Et c'est pourquoi, tout venant à son heure, nous disposons aujourd'hui de circuits intégrés LSI, de technologie C.MOS rapide, développés pour la CiBi et susceptibles de nous permettre la réalisation de platines HF synthétisées, efficaces, économiques en courant, et d'un encombrement égal à celui des modèles précédents.

A noter qu'il est particulièrement savoureux de constater que, sans la CiBi, nous n'aurions sans doute pas ces fameux circuits. Un hommage à rendre en passant à une activité plus ennemie qu'amie des amateurs de radiocommande ! Tout compte fait, cette CiBi, en nous privant quelque peu du 27 MHz, nous a indirectement apporté le 41 MHz, maintenant, la synthèse de fréquence... Pas mal, Pas mal !!

I - Principe de la synthèse de fréquence

On se reportera à la figure 1. On y trouve le diagramme des circuits per-

mettant d'obtenir une fréquence variable avec la stabilité du quartz.

1. LA PLL

La fréquence à générer est directement obtenue à partir d'un oscillateur LC, c'est-à-dire à bobine L accordée par une capacité C. La fréquence instable obtenue est contrôlée par la variation de C, constituée pour tout ou partie d'une Varicap. Il s'agit, vous le savez, d'une diode dont la capacité de jonction est déterminée par la tension inverse appliquée. Si la tension est basse, la capacité est grande et inversement. Dans ces conditions, toute élévation de la tension de commande de la varicap en diminue la capacité, ce qui se traduit par une augmentation de la fréquence de l'oscillateur.

La sortie du VCO est, d'une part exploitée pour l'utilisation envisagée, et d'autre part appliquée à un diviseur de fréquence programmable : D_p . A la sortie on obtient $F_p = F_s/n$, n étant le facteur de division de D_p , pouvant varier d'unité en unité dans des limites dépendant de la technologie de D_p . Ainsi avec le LSI que nous utilisons on a :

$$3 \leq n \leq 16\ 383 !$$

Par ailleurs un oscillateur très stable, à quartz, fournit une fréquence de référence convenablement divisée par un diviseur fixe D_f . La division par N donne :

$$F_R = F_{Oz}/N$$

Les deux fréquences F_p et F_R sont comparées dans un comparateur de phase C_{PH} mettant en évidence toute différence entre F_p et F_R . A la sortie, nous avons un signal d'erreur F_E . Ce signal d'erreur convenablement filtré par un filtre passe-bas est appliqué à la varicap et agit dans un sens tel que l'erreur constatée se corrige. La fréquence F_s du VCO (Voltage Controlled Oscillator) est ainsi asservie à celle du quartz. Nous pouvons définir simplement l'équation du système :

$$F_p = F_R$$

$$\text{soit } F_s/n = F_{Oz}/N$$

$$\text{ou } F_s = (F_{Oz} \times n/N)$$

ce qui prouve bien que la fréquence générée par le VCO est directement liée à celle du quartz et en a donc la stabilité. Bien entendu pour faire varier cette fréquence, il suffit de faire varier n . Comme le montre la figure 1, le système est une boucle : VCO, D_p , C_{PH} et filtre. Cette boucle est dite à verrouillage de phase ou PLL (Phase Locked Loop)

2. LE PAS

Le résultat précédent peut se modifier légèrement en $F_s = F_{Oz}/N \times n$. N'oublions pas que n varie d'unité en unité. Deux valeurs consécutives de F_s sont donc distantes de UNE fois F_{Oz}/N .

Ainsi si $F_{Oz}/N = 5$ kHz et en prenant $n = 2\ 000$ et $n' = 2\ 001$

on trouve :

$$F_s = 5 \times 2\ 000$$

$$= 10\ 000 \text{ kHz}$$

et

$$F'_s = 5 \times 2\ 001$$

$$= 10\ 005 \text{ kHz}$$

Les deux fréquences voisines sont distantes de 5 kHz. Cette valeur constitue le PAS de génération des fréquences. Nous avons noté que $PAS = F_{Oz}/N$. Généralement les circuits LSI de synthèse proposent plusieurs valeurs de N au choix de manière à permettre plusieurs pas différents. Reste évidemment aussi le choix de F_{Oz} dépendant directement du quartz utilisé.

3. FREQUENCE MAXIMUM

La fréquence F_s attaque le diviseur programmable D_p . Encore faut-il que ce dernier consente à fonctionner à la fréquence qui lui est imposée.

- Avec des C.MOS ordinaires nous savons que nous ne dépasserons pas 10 MHz sous 10 V.

- Avec des C.MOS rapides nous pouvons espérer atteindre 30 MHz sous 5 V.

- Avec les LSTTL certains compteurs dépassent les 50 MHz.

- Avec la logique ECL, nous atteindrons sans peine plus de 600 MHz ! Mais ce sera au prix d'une consommation supplémentaire de 75 à 100 mA pour un simple diviseur par 10 !

Pourtant nos ensembles de RC doivent pouvoir

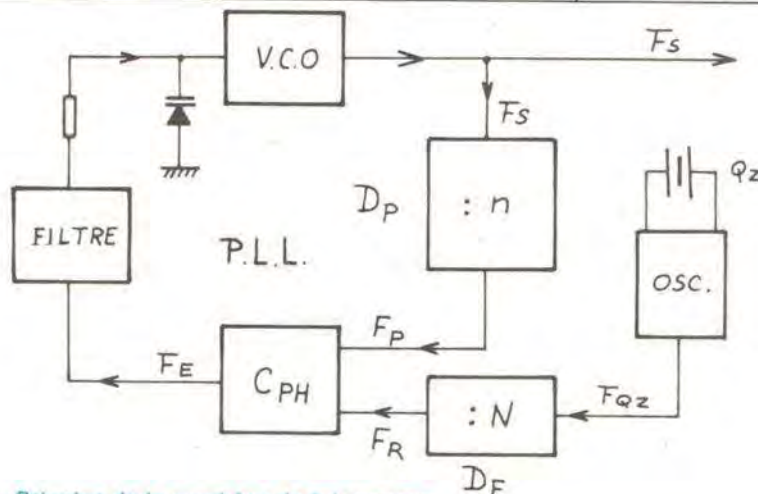


Fig. 1. - Principe de la synthèse de fréquences.

fonctionner soit en 41 MHz, qui dépasse déjà les possibilités des C.MOS rapides, soit en 72 MHz où seule la ECL semble possible !

Heureusement il existe deux moyens de se sortir de cette ornière !

a) La multiplication de fréquence

C'est une technique parfaitement connue des radioamateurs qui l'utilisent dans la quasi-totalité de leurs transmetteurs. Le principe très simple est illustré en figure 2. On y constate que la fréquence fournie par le VCO est doublée deux fois et permet ainsi d'obtenir $4 \times F_s$. Dans ces conditions pour rayonner du 72 MHz, il suffit de partir d'une fréquence VCO quatre fois plus faible, soit 18 MHz, convenant parfaitement aux C.MOS rapides.

Mais le système ne va pas sans quelques inconvénients. Il faut en particulier veiller tout particulièrement à la pureté spectrale du signal d'antenne. En effet, si les doubleurs « doublent » ils ne font pas que cela et transmettent entre autres des résidus de fondamentale. Sans précautions particulières, on risque de rayonner non seulement $4 F_s$, mais $2 F_s$, F_s , sans doute aussi $3 F_s$, $5 F_s$... ces fréquences apparaissant à des niveaux divers, dans les doubleurs jamais parfaits !

Ainsi notre émetteur 72 MHz rayonnera probablement aussi du 18 MHz, du 36 MHz, du 54 MHz, du 90 MHz... à des taux moindres, on peut l'espérer, mais ce n'est pas si sûr ! Pour avoir un signal propre, il faut donc filtrer soigneusement chaque sortie d'étage. On y parvient en insérant des filtres de bandes tels ceux dessinés

en figure 3, amélioration considérable de la figure 2. Ces filtres de bande ne sont pas très faciles à bien régler, pour un amateur peu outillé.

Mais il existe un autre inconvénient. En effet si la fréquence du VCO est multipliée, le PAS l'est aussi ! Ainsi, nos fréquences consécutives de 10 000 kHz et de 10 005 kHz donneraient en multipliant par 4 du 40 000 kHz et du 40 020 kHz, ce qui conduit à un pas de 20 kHz en final. Si nous désirons que ce pas final soit de 5 kHz, il faut alors un pas quatre fois moindre au VCO, soit

de 1,25 kHz. Mais alors on risque de voir apparaître un autre problème : celui de la modulation en fréquence parasite du VCO par le signal d'erreur. En effet, nous savons que F_e signal d'erreur maintient le VCO sur sa fréquence. Mais comme ce VCO est en perpétuelle dérive, ne serait-ce que par variation de température, la correction est permanente. Il est quasi impossible de ne pas trouver dans la fréquence générée une trace légère de ces corrections, car le filtre passe-bas parfait n'existe pas ! Ainsi, si le pas est de 1,25 kHz, nous risquons d'avoir un résidu FM à

cette fréquence. Or le 1,25 kHz est une fréquence qui passe très bien en NBFM, car elle se situe en plein dans la bande passante BF permise par cette technique. Le récepteur la restituera très bien et le résidu pourra apparaître dans le signal démodulé.

Il en serait tout autrement avec un pas de 5 kHz, donc avec une fréquence d'erreur de même valeur, car le 5 kHz ne passe pas en NBFM. Même si nous voulions transmettre du 5 kHz nous ne pourrions pas ! Au-delà de 2,5 kHz, la bande passante chute très rapidement. La NBFM, ce n'est pas la HiFi !

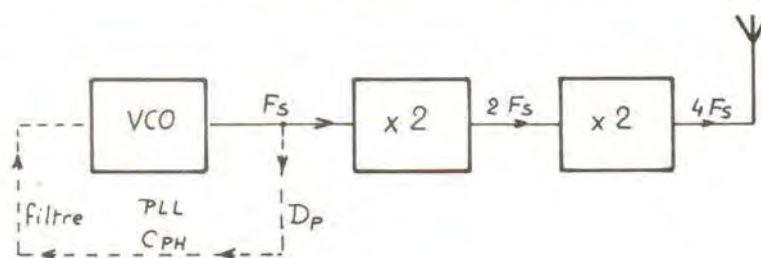


Fig. 2. - Principe de la multiplication de fréquence.

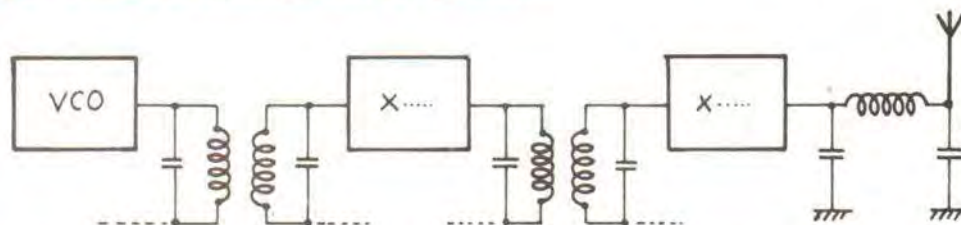


Fig. 3. - Des filtres de bande sont nécessaires pour une pureté spectrale correcte. Les multiplicateurs sont des doubleurs ou des tripleurs ou des quintupleurs.

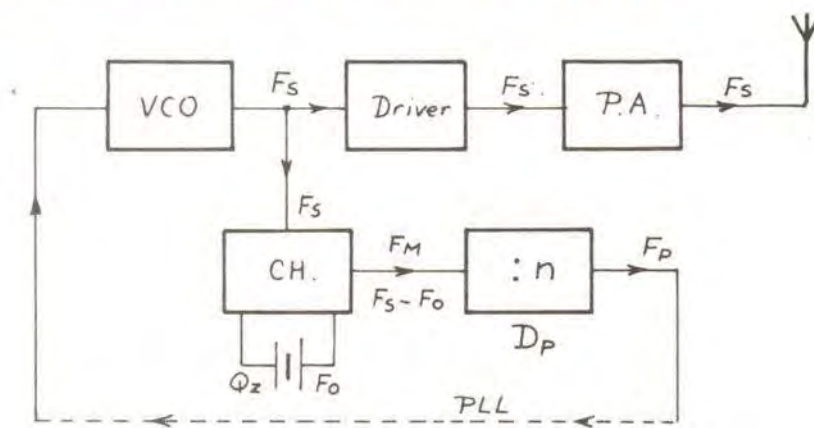


Fig. 4. - Solution par « down mixer ».

(qui se fait en FM à bande large, avec swing de 75 kHz!).

Hélas, un pas de 5 kHz au VCO donne, nous l'avons vu, un pas final de 20 kHz. Il y a quelques années, nous aurions trouvé cela merveilleux, maintenant nous trouvons que c'est trop peu ! Le pas idéal est de 10 kHz. C'est celui des canaux officiels RC et cela correspond bien aux possibilités des récents récepteurs à bande étroite. Il faut aussi penser aux modèles équipés de récepteurs à fréquences telles 72 125 kHz, non multiples de 10. D'où l'intérêt de conserver le pas de 5 kHz.

b) Le changement de fréquence

Il existe heureusement une autre solution permettant de résoudre tous ces problèmes. C'est aussi une technique bien connue dite du « down mixer » ! Voir figure 4.

Cette fois le VCO oscille directement sur la fréquence finale nécessaire et il n'y a aucun doubleur générateur d'harmoniques. Tous les circuits menant à l'antenne sont accordés sur la même fréquence qui se trouve ainsi particulièrement privilégiée. On s'explique que, dans ces conditions, on reconnaisse à un

tel montage une très bonne pureté spectrale.

Par ailleurs le VCO attaque l'entrée d'un changeur de fréquence CH. Un oscillateur à quartz délivre la fréquence F_0 . La sortie du mélangeur donne le battement différence $F_s - F_0$ qui est envoyé vers le diviseur programmable D_p .

Raisonnons sur un exemple. Soit :
 $F_s = 72\ 000\text{ kHz}$
 et
 $F_0 = 62\ 000\text{ kHz}$.

On a donc :
 $F_s - F_0 = 10\ 000\text{ kHz}$.
 $Si\ n = 2\ 000$,
 alors $F_p = 5\text{ kHz}$.
 Faisons maintenant
 $n' = 2\ 001$.

Comme F_p est maintenue à 5 kHz par la PLL, on obtient :

$$F_s - F_0 = 5 \times 2001 = 10005\text{ kHz}$$

et, par conséquent,
 $F_s = 10005 + 62\ 000 = 72\ 005\text{ kHz}$!

Vous pouvez constater que le pas de 5 kHz se retrouve exactement dans la fréquence finale ! Et comme cette fois, la fréquence d'erreur est à 5 kHz, nous ne risquons pas de modulation parasite de fréquence décelable à la réception !

On notera également que le procédé est parfaitement général et permet de générer n'importe quelle

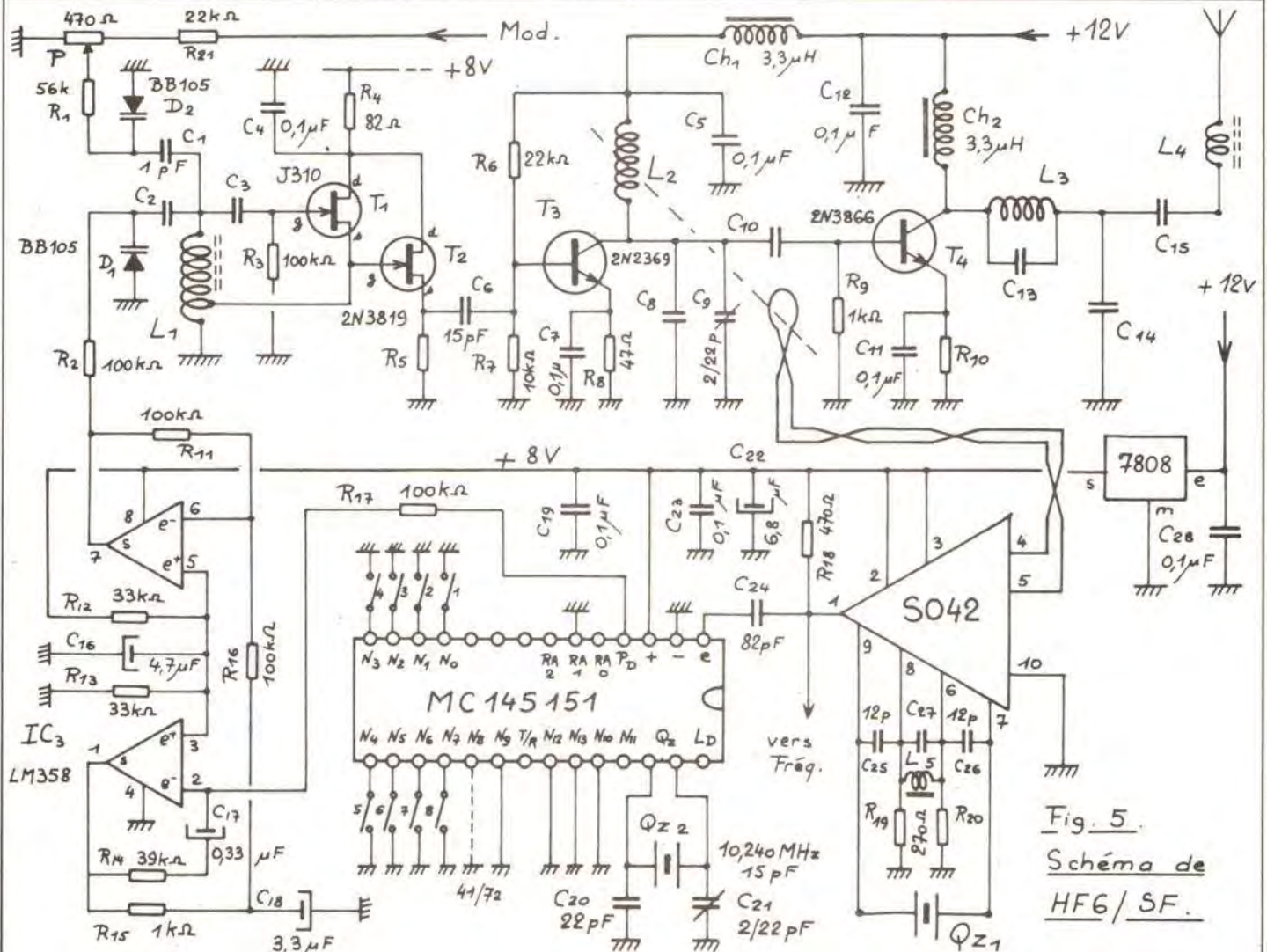


Fig. 5. — Schéma de HF6/SF.

Fig. 5.
 Schéma de
 HF6/SF.

fréquence. Ainsi on peut fabriquer du 144 MHz au pas de 5 kHz en faisant $F_0 = 134$ MHz pour nous retrouver dans les conditions précédentes.

Nous n'avons parlé que du battement différence en sortie du mixer. Pourtant il existe aussi un battement somme. Rassurons-nous, ce battement, dans l'exemple étudié, aurait une fréquence de :
 $72\,000 + 62\,000 = 134\,000$ MHz
 et le diviseur programmable C.MOS ne risque pas de compter une telle fréquence. Il est ainsi parfaite-

ment inutile de filtrer la sortie du mélangeur et on peut se contenter d'une simple charge ohmique.

Les avantages apportés par la solution du « down-mixer » vous font comprendre la raison de notre choix ! En contrepartie, un coût un peu plus élevé, à cause du mélangeur et de son quartz sur F_0 . Il va sans dire que cela ne peut intervenir sur notre choix, d'autant que la platine que nous allons décrire s'adresse à des réalisateurs qui comprendront très facilement que « qui veut la fin, veut les moyens ! »

II - Etude du schéma de la platine HF6-SF

Ce schéma général est donné en figure 5. Evidemment on est loin de la platine HF 1 !! Nous retrouvons les grandes lignes du système développé dans les pages précédentes. En haut, la partie HF avec de gauche à droite, le VCO, le driver et le PA alimentant l'antenne. En bas, de droite à gauche, le changeur de fréquence, le LSI de synthèse et le filtre passe-bas.

Mais présentons ce fameux circuit LSI.

1. LE MC 145 151

Il s'agit d'un circuit intégrant tous les éléments importants de la PLL. Fabriqué par Motorola, il a une possibilité de plus de 30 MHz sous 5 V. La tension d'alimentation peut aller de 3 à 9 V max. La figure 6 montre les variations de la fréquence maximum incidente typique, en fonction de la tension d'alimentation et de la température. (L'attaque étant de 500 mVcc) La figure 7 nous montre le schéma bloc ultra simplifié, on s'en doute ! On distingue en

haut, à gauche l'oscillateur de référence à quartz externe, avec son diviseur fixe mais adaptable à plusieurs rapports de division en fonction de l'état des entrées RAO, RA1 et RA2. Le tableau de la figure 8 donne le détail de ces possibilités. Nous allons utiliser la sixième, soit $RA0 = RA2 = 1$ et $RA1 = 0$, d'où une division par 2 048. Comme le quartz de référence est de 10 240 kHz, cela nous donnera un pas égal à F_R soit $10\,240 / 2\,048 = 5$ kHz. Le cristal que nous avons retenu pour nos prototypes est de marque KVG, de type XS2306, à coefficient de température de $\pm 7.10^{-6}$ de -20° à $+70^\circ$ C. Un tel quartz donne donc, dans la gamme de température indiquée, un glissement maximum de 500 Hz en 72 MHz. Il s'agit d'un résultat excellent que vous n'aurez certainement pas si vous adoptez un quartz quelconque de la même fréquence. Le quartz est amené sur sa fréquence exacte par le jeu du condensateur ajustable C_{21} .

La partie inférieure de la figure 7 montre le fameux diviseur programmable dont nous avons parlé. Ici

TYPICAL f_{in} MAXIMUM FREQUENCY vs V_{DD}
 INPUT = 500 mV

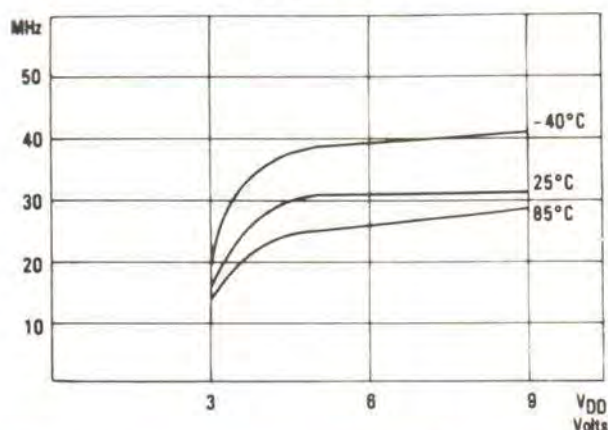
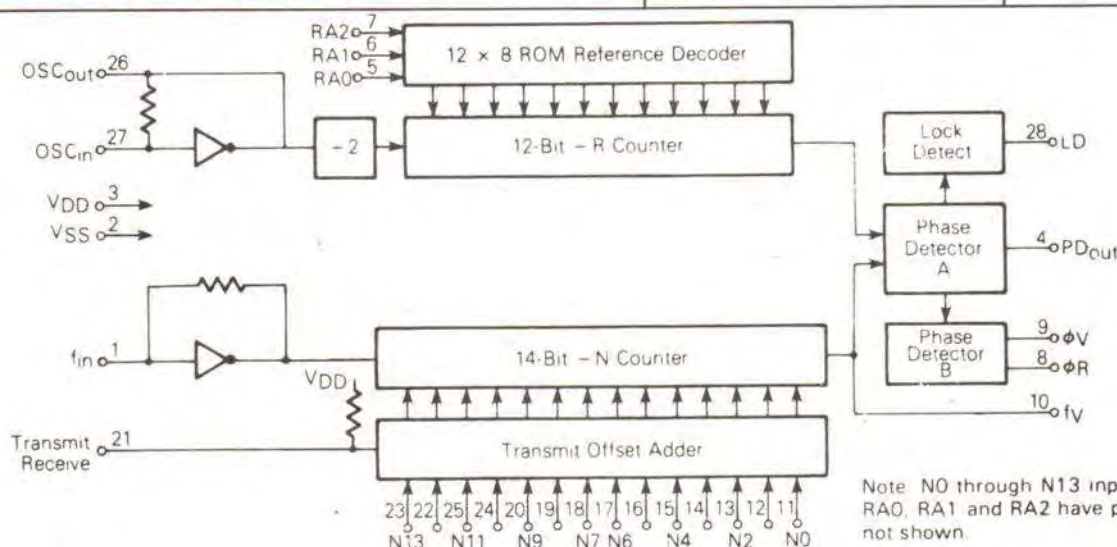


Fig. 6. - Fréquence maximum admise en fonction de la température et de la tension d'alimentation.



Note: N0 through N13 inputs and inputs RAO, RA1 and RA2 have pullup resistors not shown.

Fig. 7. - Schéma bloc du MC145151.

on peut le faire diviser par tout nombre compris entre 3 et 16 383. Il faut pour cela un ensemble à 14 bits, soit 14 diviseurs par 2 en série. Le rapport de division est déterminé par le « mot » binaire appliqué aux entrées de programmation N_0 à N_{13} . Nous en parlerons plus tard.

Notons l'existence de l'entrée T/R permettant la commutation Emission/Réception des postes CiBi, en provoquant le décalage convenable du VCO. Nous n'utilisons pas cette possibilité.

A droite nous remarquons le comparateur de phase donnant le signal d'erreur en sortie P_D . Deux autres sorties de signaux d'erreur ne sont pas utilisées. La sortie L_D peut alimenter une diode LED indiquant que la PLL est bien verrouillée. En pratique, sur le terrain c'est inutile : la LED ne se voit pas et, par ailleurs, s'il n'y a pas verrouillage, il ne risque pas d'y avoir bonne réception et rien ne marche ! Un fréquence-mètre est par ailleurs prévu dans le futur émetteur et on pourra ainsi contrôler l'exactitude de la fréquence émise.

Toutes les entrées programmables sont munies de résistances de tirage au + intégrées. Ainsi toute entrée en l'air passe à 1. Des interrupteurs à simple contact suffisent ainsi pour la programmation.

Le niveau 0 s'obtient en reliant l'entrée à la masse.

Signalons encore que quand $F_p < F_r$, la sortie P_D tend à passer au niveau haut ce qui augmente la tension d'attaque de la varicap, provoquant une augmentation de F_p , d'où correction de l'erreur. Si $F_p > F_r$, c'est le contraire qui se produit. Dans la situation idéale ou $F_p = F_r$, la sortie P_D passe au 3^e état,

c'est-à-dire en circuit ouvert ou à haute impédance. Il va sans dire que cet idéal n'est que fugitif, car le VCO a une fâcheuse tendance à une dérive permanente et par ailleurs la modulation de fréquence appliquée sur ce VCO est interprétée par la PLL comme une dérive à corriger.

Pour en terminer avec cette rapide étude du MC 145 151 (mais Motorola n'en dit pas beaucoup plus long !!) nous donnons le brochage en figure 9. Le circuit est encapsulé dans un DIL 28 broches. Cela donne donc un « gros » circuit. C'est bien le seul reproche qu'on puisse lui adresser !

2. ETUDE DE LA PARTIE HF

a) Le VCO

Il s'agit d'un montage très connu de nos amis radio-amateurs ! Du moins des rares qui n'ont pas sombré dans le « nippon » ! On l'utilise beaucoup en 144 MHz. Son adaptation au 72 et au 41 MHz n'a posé aucun problème. On remarque l'utilisation d'un FET, T_1 de Siliconix, type garantissant un bon rendement. Ne pas changer de type sous peine d'une perte de niveau. L'oscillateur est

du type ECO, à réaction par la source, à l'aide d'une prise ménagée au pied de L_1 . On notera que cette bobine a exactement les mêmes caractéristiques que celles de nos récepteurs RX7 et RX9, ce qui simplifie les problèmes de disponibilité.

La capacité d'accord est plus ou moins matérielle. Elle est constituée d'une part par la capacité d'entrée du J310, en série avec C_3 et d'autre part par la capacité de la varicap D_1 , en série avec C_2 . La HF (41 ou 72 MHz) est prélevée sur la source de T_1 et transmise au gate d'un second FET, de type ordinaire 2N3819. T_2 étant monté en drain commun, ce prélèvement se fait à haute impédance tandis que la sortie du VCO est, elle, à basse impédance. On peut ainsi minimiser les effets de variation de la charge sur la fréquence engendrée.

La modulation de fréquence est appliquée sur le VCO par une seconde varicap dont la capacité variable est en série avec C_1 . Elle provoque le glissement de fréquence nécessaire. A noter la très faible valeur de C_1 , ce qui réduit les effets de D_2 jusqu'à obtenir une valeur correcte du swing. La tension modu-

lante, prélevée dans le co-deur fait généralement 8 à 9 V. C'est, ici, très excessif. Un pont diviseur ajustable R_{21} et P, permet d'avoir le niveau convenable pour un swing de $\pm 1,5$ kHz environ. Le réglage obtenu est très souple.

Gros avantage de la synthèse : le réglage du swing ne modifie absolument pas la fréquence nominale de l'émission. D'autre part, le changement de fréquence d'une extrémité de la bande à l'autre, ne modifie pas le swing. C'est bien agréable quand on a connu les difficultés de calage des platines à quartz classiques.

Une difficulté pourtant, particulière à notre technique RC. Contrairement à la téléphonie en général, où les signaux modulant sont symétriques autour d'une valeur nulle, nos signaux RC sont parfaitement dissymétriques.

– dissymétrie des signaux de voies, avec un palier haut de 300 μ s et un palier bas de 1 à 2 ms !

– dissymétrie de la séquence commençant par les impulsions de voies et se terminant par un long temps de synchro au niveau haut !

Or, il faut le rappeler, il y a antagonisme entre la PLL

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

Fig. 8. – Programmation du diviseur fixe.

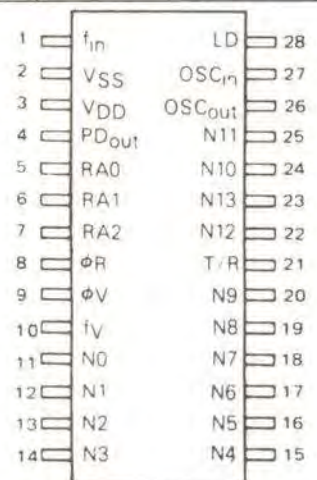


Fig. 9. – Brochage du MC145151.

qui cherche à garder la fréquence constante et la modulation de fréquence qui tend à la modifier. Ainsi pendant le palier de synchro qui dure 6 à 10 ms, la fréquence d'émission doit être maintenue à 1,5 kHz de la fréquence nominale. Mais la PLL qui n'en sait rien, tend à corriger cette situation qu'elle interprète comme une anomalie et si la réponse de la PLL est assez rapide, il s'ensuit une légère inclinaison du palier en question. C'est dire qu'avec la PLL il devient quasi impossible d'avoir des paliers longs parfaitement plats. Si le filtre passe-bas a une réponse convenable, l'effet reste cependant léger et sans aucune conséquence pratique.

Autre difficulté presque insurmontable. Le VCO est sensible aux « agressions ». Celles-ci provoquent une variation momentanée de la fréquence, immédiatement corrigée par la PLL. Mais la réponse n'étant pas instantanée, il y a légère modulation de fréquence, d'où perturbation du signal reçu. Ces « agressions » peuvent être des effets de main pendant la mise au point, (ces effets de main n'existeront plus, la platine définitivement installée dans l'émetteur) ou des chocs, faisant vibrer L_1 et son noyau. Il faudra veiller à la qualité mécanique de la réalisation. Penser aussi que les variations de température ambiante vont faire dériver le VCO. Bien sûr, la PLL conservera la fréquence, mais au-delà d'une certaine température, il y aura décrochage. Nous avons prévu des condensateurs à coefficient négatif dans le VCO, pour aider la PLL dans cette tâche. La platine peut ainsi être por-

tée à plus de 50° sans constater d'anomalie.

En conclusion, la synthèse de fréquence n'est pas sans poser quelques problèmes. Ce n'est pas aussi simple que certains veulent bien le dire. Il faut une étude très sérieuse pour aboutir à un montage donnant satisfaction dans toutes les conditions et parfaitement reproductible.

La tension d'alimentation du VCO doit aussi être très stable pour réduire les dérives inhérentes. Nous avons donc, sans hésiter, monté un bon régulateur du type 7808, donnant un 8 V parfaitement stable. Cette tension convient parfaitement au MC 145 151 et aux circuits annexes. Seuls driver HF et PA sont alimentés en 12 V directs.

b) Les amplificateurs HF

Nous avons simplement repris le schéma des étages correspondants de nos platines HF4 et HF4S qui nous donnaient satisfaction. Le driver est donc un 2N2369 à charge collecteur accordée. A noter qu'une prise sur L_2 pour attaquer le collecteur améliorerait la sélectivité et donc le filtrage, mais il ne faut pas oublier que la platine à synthèse doit pouvoir couvrir toute la bande avec un gain sensiblement constant (0,5 MHz en 72 MHz) et une sélectivité excessive serait néfaste. Le niveau fourni par le VCO étant un peu inférieur à celui du pilote à quartz des autres platines, il a fallu polariser le transistor T_3 par R_6 pour retrouver un niveau correct nécessaire à l'attaque de T_4 . La HF ainsi amplifiée est donc transmise au PA, équipé du classique 2N3866 de Motorola. Un étage qui fournit une puissance très suffisante pour nos besoins. Le filtre $L_3 C_{13}$ atténue l'harmonique 2, tandis que L_4

accorde l'antenne. La puissance finale obtenue est légèrement supérieure à celle des platines HF4.

c) Le mixer

Parfaitement classique puisque construit autour du SO42. Ici c'est un SO42E pour des raisons d'encombrement. La HF incidente est captée au niveau du driver par une simple boucle à une spire insérée dans L_2 , côté froid. On diminue ainsi la perturbation sur le VCO tout en disposant d'une énergie plus élevée pour l'attaque du changeur de fréquence. L'oscillateur à quartz intégré au SO42 est monté comme ceux de nos RX9, avec circuit accordé facilitant la mise en oscillation sur le partiel 3 des quartz utilisés. On remarquera pourtant l'adjonction de deux résistances, se plaçant en parallèle sur celles internes de retour à la masse des émetteurs des transistors de l'oscillateur. Ces résistances permettent d'augmenter sensiblement le gain de conversion du circuit.

On constate que la sortie du SO42 est totalement apériodique, avec la charge R_{18} . On évite ainsi tous les problèmes inhérents à la variation de fréquence qui se produit lorsque le système passe d'une extrémité de la bande à l'autre. Le niveau obtenu est largement suffisant pour une attaque efficace du MC 145151.

Le choix de la fréquence F_0 du quartz est en principe assez quelconque, à partir du moment où la fréquence différence tombe dans les possibilités du MC 145151, soit donc de l'ordre de 10 à 15 MHz, pour être loin du maximum admissible. Ainsi en 41 MHz, on peut monter un Qz de 36 MHz à 20 MHz, par exemple un banal 27 MHz !

Pour le 72 MHz, le Qz est choisi entre 50 et 65 MHz, ce qui permet encore le partiel 3. Notons que les Qz du type RX9 conviennent parfaitement puisque, en 41 MHz, ils vont de 41 000–10 700 = 30 300 kHz

à 41 200–10 700 = 30 500 kHz.

En 72 MHz, ils vont de 72 000–10 700 = 61 300 kHz

à 72 500–10 700 = 61 800 kHz.

Ces quartz sont en principe en stock chez Selectronic à Lille. La maison Matel qui les fabrique répugne maintenant à fournir au particulier. Il est donc préférable de passer par Lille. A signaler que, sur notre demande, Matel établit ces quartz, spécialement pour le montage à SO42, de manière à avoir une oscillation exactement sur la fréquence marquée, ce qui n'est jamais le cas, avec un cristal quelconque. Il faut demander le type SM 815 en 41 MHz et le type SM 816 en 72 MHz (soit 30 MHz ou 60 MHz).

Bien sûr, chaque valeur particulière de la fréquence du quartz choisi donne une fréquence $F_s - F_0$ également particulière, nécessitant chaque fois une programmation adaptée de D_F . Voyons cela d'un peu plus près.

— Quartz choisi de 30 300 kHz pour la gamme 41 MHz :

A la sortie du mixer, vous obtenez de 41 000–30 300 = 10 700 kHz à 41 200–30 300 = 10 900 kHz.

Le pas étant de 5 kHz, le facteur de division n devra valoir de 10 700 : 5 = 2 140 à 10 900 : 5 = 2 180.

— Quartz choisi de 27 120 kHz pour la même gamme :

La sortie du mixer délivre, cette fois, de 41 000-27 120 = 13 880 kHz

à 41 200-27 120 = 14 080 kHz

et il faudra que n varie entre 13 880/5 et 14 080/5 soit entre 2 776 et 2 816 !

La programmation de ces valeurs de n ne pose aucun problème puisque les valeurs trouvées sont comprises entre 3 et 16 383 !

Ceci étant expliqué pour vous permettre le montage éventuel de n'importe quel quartz dormant dans un fond de tiroir. Par contre, si vous achetez les quartz, il sera bien préférable de choisir des valeurs « rondes » soit 30 000 kHz pour le 41 MHz et 60 000 kHz pour la gamme 72 MHz. Nous allons en donner la raison : en 41 MHz, avec le Qz à 30 000 kHz, la sortie mixer va de 11 000 à 11 200 kHz.

En 72 MHz, avec le quartz 60 000 kHz, nous obtenons de 12 000 à 12 500 kHz.

Imaginons un instant que nous puissions monter dans l'émetteur un fréquencemètre à quatre digits, ne dépassant pas les 20 MHz. Il s'avère alors impossible de mesurer la fréquence directe d'émission. Par contre la sortie mixer est mesurable. Dans le premier cas, le fréquencemètre marquera de 1 000 à 1 200, car avec ses 4 digits il ne peut pas compter les dizaines de mille. Rien ne nous empêche de monter pourtant un afficheur à 5 digits en câblant le 5^e de manière à ce qu'il affiche un « 4 », astuce qui nous permettra de lire « 41 000 » ou « 41 200 ».

Le même raisonnement, en gamme 72 MHz, avec câblage du 5^e digit pour affichage de « 7 » conduit à l'affichage de la fréquence exacte. Bien sûr, cela n'est possible qu'avec les valeurs de quartz préconisées et encore faut-il que ces quartz oscillent exactement sur la fréquence marquée. C'est ici que l'intérêt des quartz SM815 et SM816, « étudiés pour » se fait sentir.

d) Le filtre passe-bas

C'est un élément très important de la PLL. Il doit transformer les impulsions d'erreur issues de P_D en une tension continue. Son temps de réponse doit être court, de manière à donner un verrouillage prompt à la mise sous tension, ou au changement de fréquence. Cela lui permet aussi de corriger rapidement toute erreur constatée par le comparateur. Pourtant cette réponse ne doit pas être trop rapide sinon la correction a tendance à gommer la modulation de fréquence nécessaire. Nous avons simplement repris le filtre proposé dans un article présentant une des premières réalisations à base de MC 145151. Nous n'utilisons, par contre, que deux amplis OP contenus dans un LM358. La valeur

de C₁₆ a été diminuée à 4,7 µF pour accélérer le verrouillage initial. Les valeurs des composants donnent un fonctionnement tout à fait correct avec le pas de 5 kHz.

e) Programmation du MC 145151

Rappelons d'abord que pour toutes les entrées N₀ à N₁₃, RAO à RA2, T/R le niveau 1 s'obtient « entrée en l'air » tandis que le 0 demande une mise à la masse. Les entrées RAO et RA2 sont ainsi à 1 et RA1 à 0 pour un pas de 5 kHz. L'entrée T/R est en l'air pour fonctionnement sans offset. Reste donc le problème des entrées N₀ à N₁₃ sur lesquelles il faut appliquer le nombre « n » en binaire pur.

Nous adoptons en principe les quartz 30 000 kHz en 41 MHz et 60 000 kHz en 72 MHz. D'autres valeurs nécessiteront un calcul différent mais de même principe.

● **GAMME 41 MHz.** Elle va de 41 000 à 41 200 kHz. La fréquence F_M = F_S - F₀ va donc de 41 000 - 30 000 à 41 200 - 30 000 soit de 11 000 à 11 200 kHz. Le pas étant de 5 kHz, le nombre n va de 11 000/5 à 11 200/5 soit de 2 200

à 2 240. Ce nombre n doit être converti en binaire, soit en base 2. Il existe pour cela deux méthodes :

— **Méthode de la « pesée »** que nous appelons ainsi pour marquer sa ressemblance avec l'utilisation de la fameuse « boîte de masses marquées » de nos manipulations de physique. Nous pouvons donner le « poids » du « 1 » de chaque digit N₀ à N₁₃ :

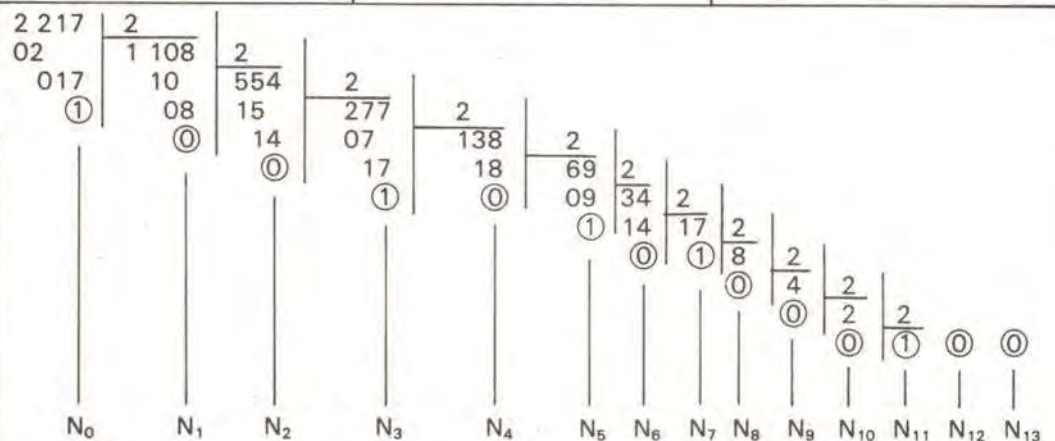
Digit	Poids
0	1
1	2
2	4
3	8
4	16
5	32
6	64
7	128
8	256
9	512
10	1 024
11	2 048
12	4 096
13	8 192

Soit à convertir le nombre « 2217 » en binaire. Prenons la valeur maximum de cette table inférieure ou égale à 2 217.

Soit 2 048 (N₁₁). Il reste 2 217 - 2 048 = 169.

Prenons à nouveau la valeur maximum inférieure ou égale à ce reste.

Soit 128 (N₇). Il reste 169 - 128 = 41.



Et ainsi de suite...

Soit 32 (N₅). Reste 41 - 32 = 9.

Soit 8 (N₃). Reste 9 - 8 = 1

Soit 1 (N₀). Reste 0.

Il faut donc placer un « 1 » à l'emplacement des poids retenus, donc en N₁₁, en N₇, en N₅, en N₃ et en N₀, ce qui donne en binaire sur 14 digits, le nombre :

00100010101001

Les digits retenus donnent des entrées en l'air, toutes les autres entrées à placer au niveau 0 sont à relier à la masse.

— **Méthode des divisions par 2.** On divise 2 217 par 2, le résultat par 2... et ainsi de suite jusqu'à trouver un résultat égal à 1.

Le premier reste est la valeur de N₀, les restes suivants, les valeurs des digits suivants. Le dernier quotient est la valeur du dernier digit à prendre en compte. Les digits non concernés, ici N₁₂ et N₁₃ sont à mettre à 0.

On retrouve bien la valeur binaire de 2 217, soit 00100010101001

Résumons cette programmation dans un tableau simplifié :

F _s	n	N ₁₃	N ₁₂	N ₁₁	N ₁₀	N ₉	N ₈	N ₇	N ₆	N ₅	N ₄	N ₃	N ₂	N ₁	N ₀
41 000	2 200	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0
41 005	2 201	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1
41 085	2 217	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1
41 195	2 239	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
41 200	2 240	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
72 000	2 400	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
72 005	2 401	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
72 250	2 450	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0
72 495	2 499	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
72 500	2 500	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0

FIXE

PROGRAMMABLE

● **GAMME 72 MHZ.** Elle s'étend de 72 000 à 72 500 kHz, ce qui donne avec un quartz de 60 000 kHz une fréquence F_M allant de 12 000 à 12 500 kHz. En divisant par le pas de 5 kHz, on trouve que n doit aller de 2 400 à 2 500.

Observations

— Les entrées N₉, N₁₀, N₁₂ et N₁₃ sont programmées

dans les deux gammes de manière permanente à 0. N₁₁ est aussi en permanence à 1. Le tracé du circuit imprimé tient compte de ces états.

— L'entrée N₈ est à 0 en 41 MHz et à 1 en 72 MHz. Une coupure de la mise à 0 de cette entrée sera à faire sur le CI, en 72 MHz.

— Les entrées N₇ à N₀ sont à programmer, fréquence

par fréquence. Cela se fera par petits interrupteurs DIL, justement disponibles en blocs de huit. On notera que l'entrée N₇ est toujours à 1 en 41 MHz, ce qui n'est pas le cas en 72 MHz.

— Un tableau complet de programmation sera donné en fin d'article.

F. THOBOIS

(suite et fin dans notre prochain numéro).

Bloc-notes

Prix Michel de Coanda 83

Ce prix international est destiné à honorer une ou plusieurs personnalités qui se sont particulièrement distinguées dans le domaine de l'enregistrement ou celui de la restitution sonore de haute qualité, par une ou des réalisations aboutissant à des produits grand public ou au service du grand public.

Ces réalisations doivent se situer dans le passé à court terme, dans le présent et pouvoir être l'objet de perfectionnements ou d'applications dans l'avenir.

Le jury du prix, composé

des principaux journalistes de la presse française technique et spécialisée, a décerné le Prix Michel de Coanda 1983, « La technique au service de la musique », à M. Peter James Walker, fondateur-directeur de la firme britannique « The Acoustical Manufacturing Company », marque « Quad », pour l'ensemble de ses travaux.

Parmi plus d'une vingtaine de créations, le nom de Peter James Walker est surtout associé à l'étude et la réalisation de haut-parleurs électrostatiques qu'il sut doter, outre leurs qualités sonores prévisi-

bles, d'une exceptionnelle fiabilité. Il est pratiquement le seul constructeur mondial à avoir fabriqué sans interruption des haut-parleurs électrostatiques à large bande, depuis 1957, avec un succès qui ne s'est pas démenti.

Mais ses contributions aux techniques de restitution sonore s'étendent également à d'autres domaines, notamment dans l'électronique, avec, récemment, l'amélioration des performances des amplificateurs par l'extension aux audio-fréquences de la très ancienne méthode de « correction aval ».

Musicien amateur passionné de restitution musicale, esprit ingénieux et original et perfectionniste dans l'âme, Peter James Walker n'a cessé de rechercher le maximum de plaisir auditif par une approche toujours plus précise du réalisme sonore. Ses réalisations lui ont déjà valu les plus hautes récompenses internationales, en Grande-Bretagne, aux Etats-Unis et au Japon. Le Prix Michel de Coanda honore à son tour ses fécondes contributions à une haute fidélité domestique au niveau le plus élevé.