

14^F

N° 1695
AOUT 1983
LVIII^e ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

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



HI-FI
LE COMPACT-DISC
ARAI

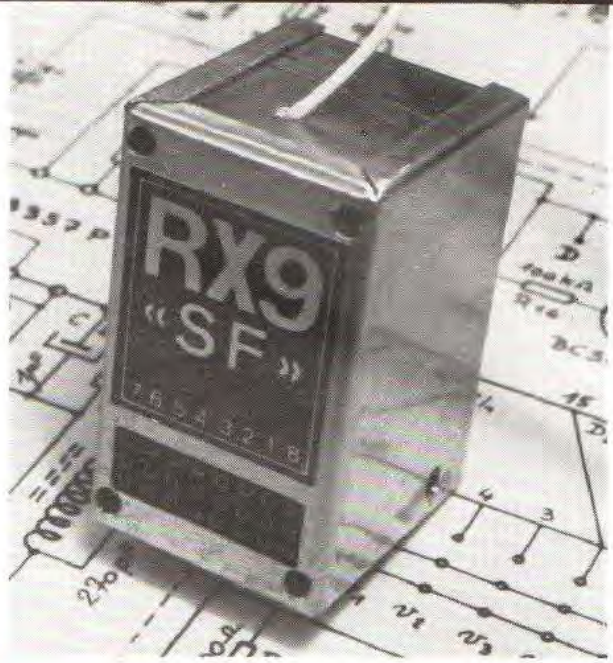
VIDEO
LE MAGNETOSCOPE
SONY SLC 9
LE TELEVISEUR
BRANDT 10801 T

REALISATIONS
5 MONTAGES

**EMISSION
RECEPTION**
LE TRANSCIVERT
DECAMETRIQUE
FT 77

**MICRO
INFORMATIQUE**
LA PAGE DE
EX 81

EDITEUR : J. P. F. & C. - 230 1
ABONNEMENTS : J. P. F. & C. - 230 1
REDACTION : J. P. F. & C.



Un récepteur R.C.

A SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

LE RX9-S/F

POSSEDER une platine HF à synthèse de fréquence, comme la HF4-SF, 41 ou 72 MHz décrite dans les deux numéros précédents, c'est très bien, mais si l'on n'a pas le récepteur associé, on sent bien qu'il manque quelque chose ! C'est pourquoi, avant de poursuivre la description du nouvel émetteur TF7, à affichage à cristaux liquides, nous avons préféré vous présenter au préalable la description de notre récepteur dernier né : le RX9-S/F, permettant la réception dans tous les canaux des bandes 72 ou 41 MHz, selon la version réalisée. Nous vous proposons l'étude théorique dans ce numéro et la description pratique dans le numéro suivant.

Le récepteur à synthèse de fréquence doit constituer un progrès ! En d'autres termes, ce nouveau récepteur doit pour le moins garder les qualités des récepteurs précédents en leur apportant, en plus, la possibilité du changement facile de la fréquence de réception. Dans cette optique, nous pouvons en

dresser un rapide cahier des charges :

- Le récepteur doit être réalisable en n'importe quelle fréquence : en 72 MHz, comme en 41 MHz, voire en 27 MHz ou en 436 MHz, si on le voulait !
- Le récepteur doit rejeter la fréquence image puis-

que le dernier RX9 le faisait !

- Le nouveau récepteur doit fonctionner en 4,8 V typiques, sans subterfuge, telle une élévation de la tension. En effet l'élévateur nécessaire est inévitablement du type à oscillateur de découpage, donc à signaux carrés à fréquence assez élevée, ce qui dans un récepteur sensible ne manque pas d'être extrêmement inquiétant, tant il est difficile de savoir si tel ou tel harmonique ne gênera pas telle ou telle fréquence à recevoir. Situation d'autant plus inextricable que le relaxateur de découpage est instable, donc risque de donner des perturbations essentiellement aléatoires. Bien sûr, on peut résoudre le problème

à grand renfort de blindages. Hélas, le récepteur RC a de telles dimensions que cette solution, valable par ailleurs, est bien difficile à mettre ici en œuvre ! Penser aussi à la consommation parasite du système élévateur et il est évident que cette solution n'est pas la bonne !!

- Le nouveau récepteur doit être très stable en tension et en température. Si possible, il sera meilleur que ses prédécesseurs !

- Le nouveau récepteur doit garder la sensibilité remarquable des RX7 ou RX9.

- Il reste enfin à souhaiter que ce nouveau récepteur soit très facile à réaliser tout en restant de dimensions et de poids raisonnables.

Nous prétendons vous offrir tout cela dans les lignes qui suivent. Comme vous le constaterez, nous avons sérieusement étudié la question et n'avons négligé aucun point, même si l'attrait de la synthèse de fréquence aurait toléré quelques excuses !

Mais voyons la genèse du RX9-S/F !

Puisque nous avons décidé de rejeter la fréquence image, le RX9-S/F ne peut être... pour le moment qu'un double changeur de fréquence. C'est évidemment pourquoi nous sommes partis de notre dernier modèle, le RX9. On remarquera que depuis la description de ce récepteur, quelques imitateurs ont fait de même : une maison spécialisée dans les kits RC, un fabricant français qui crie « cocorico » !

Quelques amateurs ont même repris ce récepteur pour l'accommoder à leur sauce personnelle, vous avez dû le constater dans certaines revues parallèles ! Tout cela est très bien et prouve sans doute que la formule avait du bon ! Nous allons donc broder sur le thème !

Comme vous le savez bien maintenant, un récepteur à double changement de fréquence transforme d'abord la fréquence reçue en une première fréquence intermédiaire FI_1 , laquelle est à nouveau convertie en une seconde, FI_2 (voir

fig. 1). Cette technique impose donc la présence de deux oscillateurs locaux FO/1 et FO/2. Si l'on veut rester dans le classique et surtout dans la bonne disponibilité des composants, il faut adopter :

$FI_1 = 10,7 \text{ MHz}$
et $FI_2 = 455 \text{ kHz}$,

ce qui permet de trouver facilement dans le commerce les transfos FI et les filtres céramiques nécessaires.

La sélectivité du récepteur est donnée par la chaîne FI_2 sur 455 kHz. Avec des composants à prix raisonnable, il est possible d'atteindre une sélectivité de 10 kHz, soit un espacement des canaux HF réels de cette valeur. Il est beaucoup plus difficile de descendre à 5 kHz : les problèmes de stabilité de fréquence commencent à apparaître, il faut diminuer le swing à l'émission, les filtres deviennent coûteux. Notons que, même si l'on admet un instant que ce soit possible, cela donne, nous l'avons bien vu en étudiant la platine HF de l'émetteur, 101 canaux en gamme 72 MHz et 41 canaux en gamme 41 MHz. Aussi, avouons-nous avoir assez mal digéré qu'une certaine revue de modélisme nous déclare qu'avec tel ensemble « 10 ans en avance sur son temps » (ce qui est déjà stupide, car tout vient à son heure, nous l'avons expliqué dans

le n° 1692 !), il est possible d'avoir 256 fréquences, voire 1 000 fréquences différentes. Nous regrettons de devoir le dire, mais c'est faux ! Les nombres maximaux sont ceux que nous avons indiqués ci-dessus ! A moins d'émettre hors bande, évidemment ! Mais attention, si nous nous livrons à ce genre de fantaisie, l'Administration aura tôt fait de nous taper sur les doigts ! Et nous l'aurons bien mérité ! Soyons donc très sérieux et ne racontons pas n'importe quoi !

Pour ce qui concerne le RX9-S/F, en ayant choisi l'un des meilleurs filtres de la gamme MURATA, le CFW 455 HT, nous ne pouvons pas vous promettre mieux que 10 kHz entre canaux réels. Ayant le catalogue sous les yeux, il est évident que le pas de 5 kHz est le maximum absolu possible... même avec un filtre professionnel en boîtier métallique !! Et encore, c'est du très juste !

Dans la conception d'un double changeur de fréquence, il faut éviter de tomber dans un autre piège, en croyant naïvement que ce système supprime automatiquement la fréquence-image. C'est faux, voyons-le sur un exemple :

Soit $FI_1 = 10\,700 \text{ kHz}$, avec $FO/2 = 10\,245 \text{ kHz}$, d'où $FI_2 = 455 \text{ kHz}$, car $10\,700 - 10\,245 = 455 \text{ kHz}$.

Mais,

$10\,245 - 9\,790 = 455 \text{ kHz}$ également ! c'est-à-dire que si la chaîne FI_1 manque de la sélectivité nécessaire, elle ne fera pas le tri entre 10 700 et 9 790 kHz. La première valeur, avec $FO/1 = 61\,300 \text{ kHz}$, correspond à la réception de $10\,700 + 61\,300 = 72\,000 \text{ kHz}$ et la seconde à la réception de $9\,720 + 61\,300 = 71\,090 \text{ kHz}$! Or cette fréquence est à $2 \times 455 \text{ kHz} = 910 \text{ kHz}$ sous 72 000 kHz et c'est bien la fréquence-image de 72 000 kHz, exactement comme si le récepteur était à simple changement de fréquence. Moralité : si la sélectivité absolue du récepteur est assurée par FI_2 , par contre une mission essentielle de FI_1 est d'assurer la réjection de la fréquence image du second mixer. Mais pour cela, il faut que la chaîne FI ait une sélectivité suffisante.

Rappelons que le filtre 10,7 MHz du RX9 avait une bande passante de 180 kHz, valeur largement assez bonne pour satisfaire à l'exigence ci-dessus. Par contre, imaginons que nous fassions $FI_1 = 40 \text{ MHz}$, en filtrant cette fréquence avec une simple bobine accordée. Alors ne nous attendons à rien de bon. Le récepteur à double conversion ainsi construit sera à peine meilleur qu'un simple changeur !

Avec les valeurs 10,7 MHz et 455 kHz classiques, les deux oscillateurs locaux doivent fonctionner sur 61,3... MHz (du moins en 72 MHz, cas le plus difficile et que nous traitons ici, car qui peut le plus, peut le moins !) et sur 10 245 kHz. Pour changer de fréquence de réception, on change en général la valeur de FO/1. Un tel récepteur à synthèse de fréquence doit donc avoir un

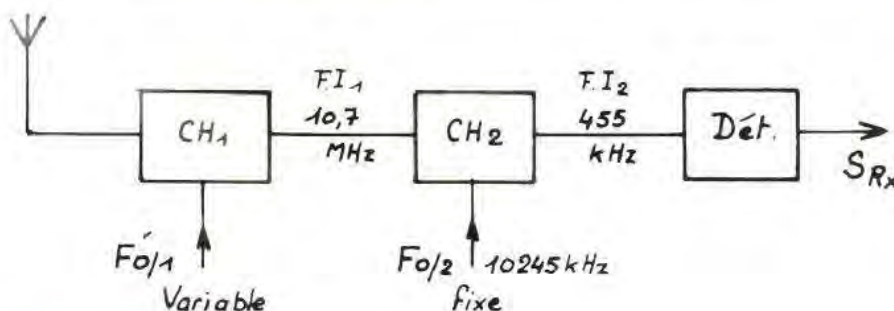


Fig. 1 - La solution classique

VCO oscillant dans la bande des 61 MHz !

Or, et c'est le drame, le circuit de synthèse, pourtant remarquable, le MC 145151 ne digère pas directement cette fréquence, surtout si on veut l'alimenter en 4 V, ce que nous avons décidé de faire (voir les courbes, fig. 6, p. 135, n° 1692). Sous une tension de 4 V, impossible de dépasser la bonne dizaine de mégahertz (20 MHz théoriques !) Et c'est ainsi que l'on se retrouve à passer en revue les solutions possibles :

— **La multiplication de fréquence.** Très difficile à mettre en œuvre dans un récepteur compact, dans lequel on ne peut pas monter les filtres de bandes et étages intermédiaires pour quadrupler. Il faut pourtant un signal FO/1 pur, si l'on veut éviter les « oiseaux » comme disent les radio-amateurs, c'est-à-dire les réceptions parasites sur harmoniques imprévus. Exemple : VCO sur 15 325 kHz quadruplé pour avoir 61 300 kHz. L'harmonique 2 du 15 325 est de 30 650, ce qui avec le 41 200 à l'antenne donne du 10 550 kHz. Bigre ! Ce n'est pas bien loin de 10 700 kHz !

Par ailleurs, rappelons que la multiplication de fréquence multiplie aussi le pas de synthèse, ce qui dans l'exemple développé oblige à descendre à 1,25 kHz, avec difficulté de réalisation du filtre passe-bas et risque de résidu à la démodulation. Pensez aussi que la multiplication de fréquence multiplie les dérives par le même facteur. Ainsi, pour 500 Hz de dérive au VCO, vous voici avec 2 kHz de dérive en FO/1, dérive qui se retrouve dans la fréquence de réception. Comme la sélectivité du démodulateur FM est très

grande, un tel glissement va se traduire par une baisse notable du signal de sortie, voire par sa disparition.

— **La division de fréquence.** Le VCO oscille sur 61 MHz, on divise par 4 et on envoie du 15,25 MHz vers le MC 145151 (ce qui est encore beaucoup, sous 4 V !). Séduisant, mais il faut un diviseur VHF très gourmand en courant. Un tel diviseur donne aussi un fort niveau de rayonnement parasite risquant de brouiller le récepteur. Encore une mauvaise solution !

— **Le mixer-down.** Nous avons retenu ce système à l'émission et en avons dit grand bien. C'est vrai, mais déjà deux changeurs de fréquence, plus un, feront trois ! C'est beaucoup dans un récepteur compact ! Il nous faudra aussi trois quartz. Cela donne à réfléchir !

Alors... que faire ??

Eh bien, nous avons totalement contourné le problème en ne synthétisant pas le premier oscillateur local FO/1 mais en synthétisant le second FO/2 !

Etait-ce le coup de l'œuf de Colomb ? Peut-être, mais en tout cas cela résoud catégoriquement la question puisque FO/2 fonctionne sur 10 MHz environ et que le MC 145151 fonctionne parfaitement à cette fréquence sous les 4 V que nous lui imposons !

Oui, mais... !

Le premier oscillateur FO/1 étant fixe, FI₁ devient variable comme la fréquence reçue F_r, car $FI_1 = F_r - FO/1$.

Ainsi, si nous fixons FO/1 à 61 550 kHz, nous aurons (gamme des 72 MHz) :

$$72\,000 - 61\,550 \leq FI_1 \leq 72\,500 - 61\,550$$

$$10\,450 \leq FI_1 \leq 10\,950$$

La chaîne FI₁ doit donc avoir une bande passante de 500 kHz en 72 MHz et de 200 kHz en 41 MHz. Cela ne pose pas de problème en 41 MHz, mais devient un peu plus difficile en 72 MHz. L'utilisation d'un filtre céramique 10,7 MHz aux caractéristiques figées n'est plus possible. (La bande de ces filtres est au plus de 300 kHz.) D'autre part, un autre inconvénient

apparaît : si la bande FI₁ va de 10 450 à 10 950 kHz, l'oscillateur FO/2 doit couvrir de 10 450 - 455 à 10 950 - 455, soit de 9 995 kHz à 10 495 kHz. Or, rappelons-le, avec le MC 145151, compte tenu des rapports de division disponibles (voir fig. 8, p. 136, n° 1692) et du pas de 5 kHz que nous voulons adopter, nous sommes contraint de travailler avec n = 2 048 et avec un quartz de référence de 10 240 kHz. Vous constatez alors que la fréquence de l'horloge du synthétiseur tombe en plein dans la course du VCO (de 9 995 à 10 495 kHz). Si nous adoptons cette solution, la réception serait complètement étouffée à ± 5 kHz de cette fréquence brouilleuse. Cela se produirait pour 10 240 + 455 + 61 550 = 72 245 kHz, avec impossibilité totale de recevoir 72 240, 72 245 et 72 250 kHz !

On ne peut évidemment pas tolérer une telle situation. Il est indispensable de décaler la valeur moyenne de FI₁ pour éviter ce grave

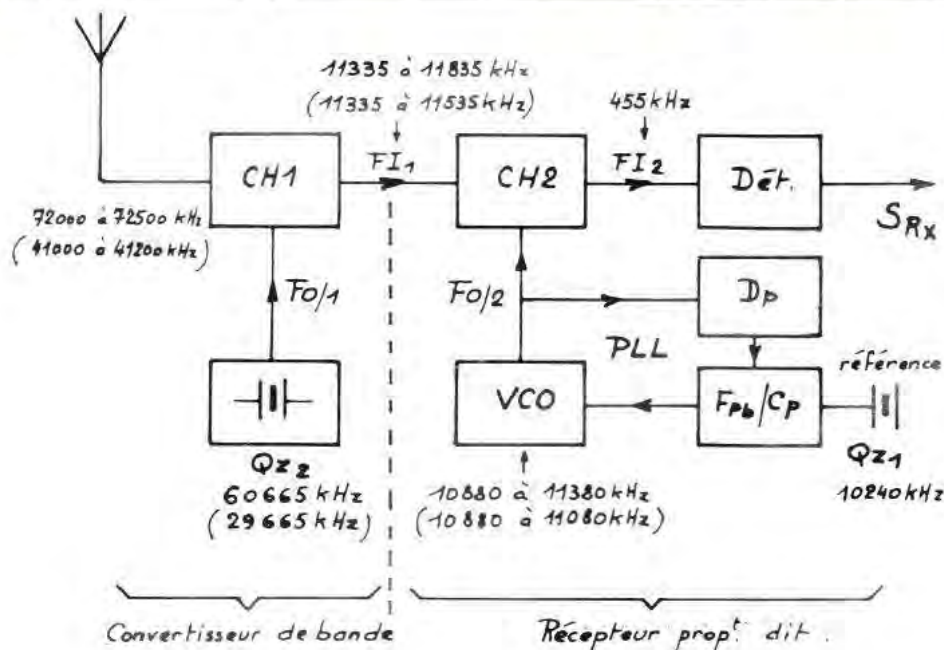


Fig. 2. — Solution choisie pour le RX9-S/F.

ennui. Pour arriver à un bon résultat, il suffit de placer la bande FI, soit au-dessus de $10\,240 + 455 \pm 5$ kHz soit au-dessous ($10\,695 \pm 5$ kHz). Nous verrons plus loin que le choix définitif tient compte de la facilité de programmation du MC 145151.

Il faut également éviter de trop s'éloigner de la fréquence standard de 10,7 MHz, car si le filtre céramique à cette fréquence est inutilisable, il faut réaliser un filtre LC. Tant qu'à faire, il est plus simple d'employer des bobines 10,7 MHz du commerce, ne serait-ce que pour éviter à l'auteur la punition supplémentaire de les bobiner pour vous !!

Le filtre FI₁, doit donc avoir une bande de 500 kHz à -3 dB et une très bonne coupure pour rejeter correctement la fréquence image du second

mixer. Un tel filtre peut se réaliser avec deux bobines accordées et couplées en tête par un condensateur de faible valeur. Si nous étions Graupner ou Multiplex ou autre seigneur de la RC, nous commanderions à MURATA un filtre céramique aux caractéristiques exactes désirées ! Il est bien évident que le modeste amateur que nous sommes, ne risque pas de pouvoir s'offrir une telle fantaisie ! Rassurons-nous, le RX9-S/F n'en fonctionnera pas moins correctement !

Ainsi constitué, le RX9-S/F correspond d'ailleurs à ce que les radio-amateurs appellent un « convertisseur de bande » couplé à un récepteur classique. Voir figure 2. La partie convertisseur correspond au premier mixer qui produit une translation de la bande à recevoir. Le reste du mon-

tage constitue ce qui serait le récepteur proprement dit. C'est ainsi que se pratique parfois la réception des bandes 432 ou 144 MHz avec un récepteur décimétrique.

I - Etude du schéma effectif

Le RX9-S/F comprend trois modules électriquement et mécaniquement distincts. Cette séparation en trois parties présente de sérieux avantages. Chaque section est indépendante, elle peut se réaliser et se vérifier plus facilement. Il faut en effet penser que le montage d'un double changeur de fréquence à synthèse en une seule platine conduit ou bien à des dimensions importantes ou bien à un entassement des composants tel que le montage et les interven-

tions ultérieures sont des tours de force à la portée de peu d'amateurs. En adoptant le principe des petits modules il est possible d'aboutir à un récepteur très compact et très facile à monter. Nous allons étudier successivement les trois modules.

1. Le module de synthèse. Voir fig. 3.

Ce module est évidemment construit autour du MC 145 151. Nous avons simplement repris un des premiers montages décrits avec ce circuit (RP. n° 410). Le VCO est un oscillateur Hartley oscillant aux environs de 11 MHz. L'oscillation est prélevée sur le drain du FET, type 2N4416, pour attaquer l'entrée du diviseur programmable du CI de synthèse et par ailleurs envoyée vers le second mixer du récepteur. L'accord est effectué par la seule varicap BB105. Le filtre passe-bas qui alimente cette diode est à composants passifs. Il est classique dans sa forme (voir notice Motorola) mais deux condensateurs ajoutés, C₃ et C₅, améliorent le fonctionnement (RP. n° 426). Le verrouillage est excellent sur toute la gamme à couvrir (500 kHz en 72 MHz) et va même bien au-delà. On sait que cet état est caractérisé par la nature des impulsions visibles à l'oscillo au picot 28 du MC 145 151. Ici ces impulsions sont très fines, à peine visibles. En définitive, un montage fonctionnant parfaitement sans problème particulier.

Le quartz de référence est un 10 240 MHz, type fondamentale. C'est finalement la valeur la plus convenable pour aboutir au pas de 5 kHz désiré, compte tenu des possibili-

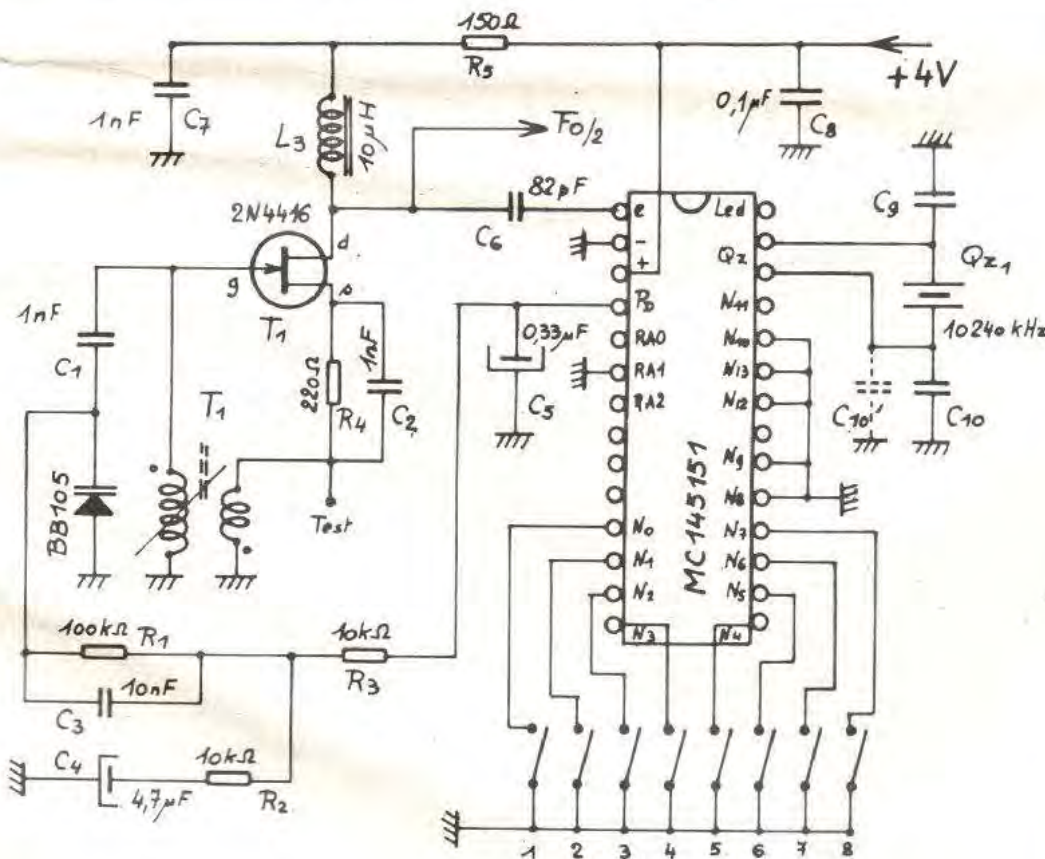


Fig. 3. - Schéma du module Synthèse RX9-S/F.

tés du MC 145 151. Cette valeur nous pose cependant quelques problèmes dont nous avons déjà parlé. Pour diviser par 2 048, les entrées RA0, RA1, RA2, sont à placer à 1, 0 et 1.

Comme la fréquence générée par le VCO est du même ordre de grandeur (env. 11 MHz) la dérive de l'horloge se retrouve exactement dans celle de ce VCO. Comme il n'y a pas de multiplication de fréquence, la même dérive se retrouve dans celle globale du récepteur. Ainsi, si vous adoptez un quartz banal de dérive $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ vous aurez une dérive de 550 Hz max. dans la gamme de température et ceci aussi bien en 72 qu'en 41 MHz (sans parler de la dérive de FO/1).

Il est donc inutile de chercher un « oiseau rare » ! Sur ce sujet nous voulons faire un « mea culpa », car le texte concernant la platine HF de synthèse (n° 1 692) et relatif à ce quartz était particulièrement ambigu, nous l'avons constaté après coup ! En effet, le problème est exactement identique pour cette platine HF. Le « down-mixer » de HF6-S/F délivre du 12 MHz environ et un banal $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ convient parfaitement. L'exemplaire de luxe dont nous avons parlé (le XS2 306 de KVG) et qui a été monté sur le proto, avec ses $\pm 7 \cdot 10^{-6}$, dérive de seulement 84 Hz dans sa gamme de température ! C'est merveilleux mais tout à fait excessif, car il faut tenir compte aussi de la dérive du second quartz. Ne vous croyez donc pas obligé de monter, A TOUT PRIX, ce XS2 306 et adoptez éventuellement un quartz ordinaire ! Vous n'aurez pas d'ennuis pour autant.

Voyons maintenant la

question de la programmation de la fréquence de sortie. Nous avons choisi de placer la gamme du VCO au-dessus de 10 240 kHz pour éviter le brouillage interne par cette fréquence. Le facteur de division à programmer par les mini-interrupteurs sera donc supérieur à $10\,240/5 = 2\,048$. On aura ainsi : $N_{11} = 1$ (voir n° 1 692, p. 138). Nous avons pensé qu'il serait très agréable de pouvoir programmer la fréquence du récepteur en fonction du NUMERO de CANAL choisi. Ainsi, si nous désirons 72 000 kHz exactement, nous programmerions « 0 » partout. Pour avoir le dernier canal, soit 72 500 kHz, nous programmerions 100 en binaire, puisque c'est le centième canal (en commençant à compter à 0). Dans ces conditions, le tableau de programmation devient presque inutile pour les bons en calcul mental. Par exemple, vous désirez recevoir 72 325 kHz. Vous faites $325/5 = 65$ et vous programmez 65 en binaire ($65 = 64 + 1$). Selon ce principe, le maximum à afficher est de 100_{10} , soit 1 100 100 en binaire et il suffit de 7 interrupteurs. Comme le bloc utilisé en possède 8, le dernier, inutile, peut se mettre à 0 ou à 1.

S'il est à 0, la programmation permet de passer de $2\,048 + 0 = 2\,048$ à $2\,048 + 100 = 2\,148$. Cela conduit à faire osciller le VCO de $2\,048 \times 5$ à $2\,148 \times 5$ soit de 10 240 à 10 740 kHz, solution impossible à cause du brouillage par l'horloge à 10 240 kHz.

Il faut donc placer ce dernier interrupteur à 1, ce qui ajoute un poids de 128 au nombre programmé, le faisant passer de 2 048

$+ 128 + 0 = 2\,176$ à $2\,048 + 128 + 100 = 2\,276$, avec un VCO oscillant (en 72 MHz) de 10 880 à 11 380 kHz nous dégageant complètement du risque de brouillage par le 10 240 kHz de l'horloge.

Dans ces conditions, la bande FI₁ va de 10 880 + 455 à 11 380 + 455 donc de 11 335 à 11 835 kHz. Pour obtenir ce résultat le premier quartz donnant FO/1 doit être taillé sur $72\,000 - 11\,335 = 72\,500 - 11\,835 = 60\,665$ kHz. Un raisonnement similaire et l'adoption du même principe en bande 41 MHz nous conduit à un quartz de 29 665 kHz, donnant une bande FI₁ allant de 11 335 à 11 535 kHz. La programmation doit aller de 0 à 40_{10} , ce que permettent 6 interrupteurs seulement. Le calcul est le même : Exemple, programmation de 41 080 kHz. On fait $80/5 = 16$ et on programme 16 en binaire, soit 10 000. Bien sûr, le huitième interrupteur est à 1 et le septième est à 0.

Les quartz choisis 60 665 kHz et 29 665 kHz seront mis en stock chez SELECTRONIC, dans les références SM816 et SM815 de MATEL, garantissant une fréquence exacte.

Un dernier mot sur le module de synthèse : sa consommation est de 8 mA sous 4 V ! On se situe donc très en dessous de ce que consommerait un module alimenté en tension « gonflée » par un convertisseur. Le supplément apporté à la consommation du récepteur global est finalement dérisoire en face de la consommation totale de l'ensemble, servos compris. Cette faible consommation est de plus un élément très favorable dans la recherche d'une stabilisa-

tion efficace de la tension de 4 V, comme nous le verrons plus loin.

2. Le module de réception. Voir fig. 4.

C'est ici que l'on retrouve le RX9 (voir HP n° 1 678). L'essentiel du montage est resté tel et donne toute satisfaction. On retrouve donc l'étage de préamplification HF à BF200 procurant une très bonne sensibilité. Les deux bobines L₁ et L₂ contribuent déjà à une présélection sévère des fréquences reçues, leur accord étant très précis. Puis la HF amplifiée est injectée dans le premier mixer, un SO42E, dont l'oscillateur local fonctionne, nous l'avons vu, soit sur 60 665 kHz, soit sur 29 665 kHz, selon la gamme choisie. Les éléments L₃ et C₁₈ favorisent l'entrée en oscillation sur le bon partiel du quartz.

C'est à la sortie que l'on trouve, non seulement la différence entre la fréquence reçue et celle de FO/1, mais aussi la différence entre le RX9 et le RX9-S/F. Plus de filtre céramique 10,7 MHz, mais un filtre de bande à deux bobines couplées en tête par C₂₀. On obtient de cette manière la bande passante désirée de 500 kHz, en 72 MHz. Le facteur de forme est suffisamment correct pour assurer une atténuation très sévère de la fréquence image du second mixer. Nous donnerons dans le prochain numéro du HP les photographies des courbes de réponse de ce filtre FI₁.

Les transfos T₂ et T₃ sont des modèles 10,7 MHz du commerce. Il faut cependant les accorder un peu plus haut en fréquence (au-dessus de 11 400 kHz). Le jeu normal des noyaux rend cet accord

possible. Cependant on peut remarquer au vobulateur, les noyaux presque entièrement dévissés, une petite baisse de la surtension des bobines. Pour éviter cela, un artifice de dessin du circuit imprimé permet d'insérer une capacité en série avec celle d'origine du transfo, la ré-

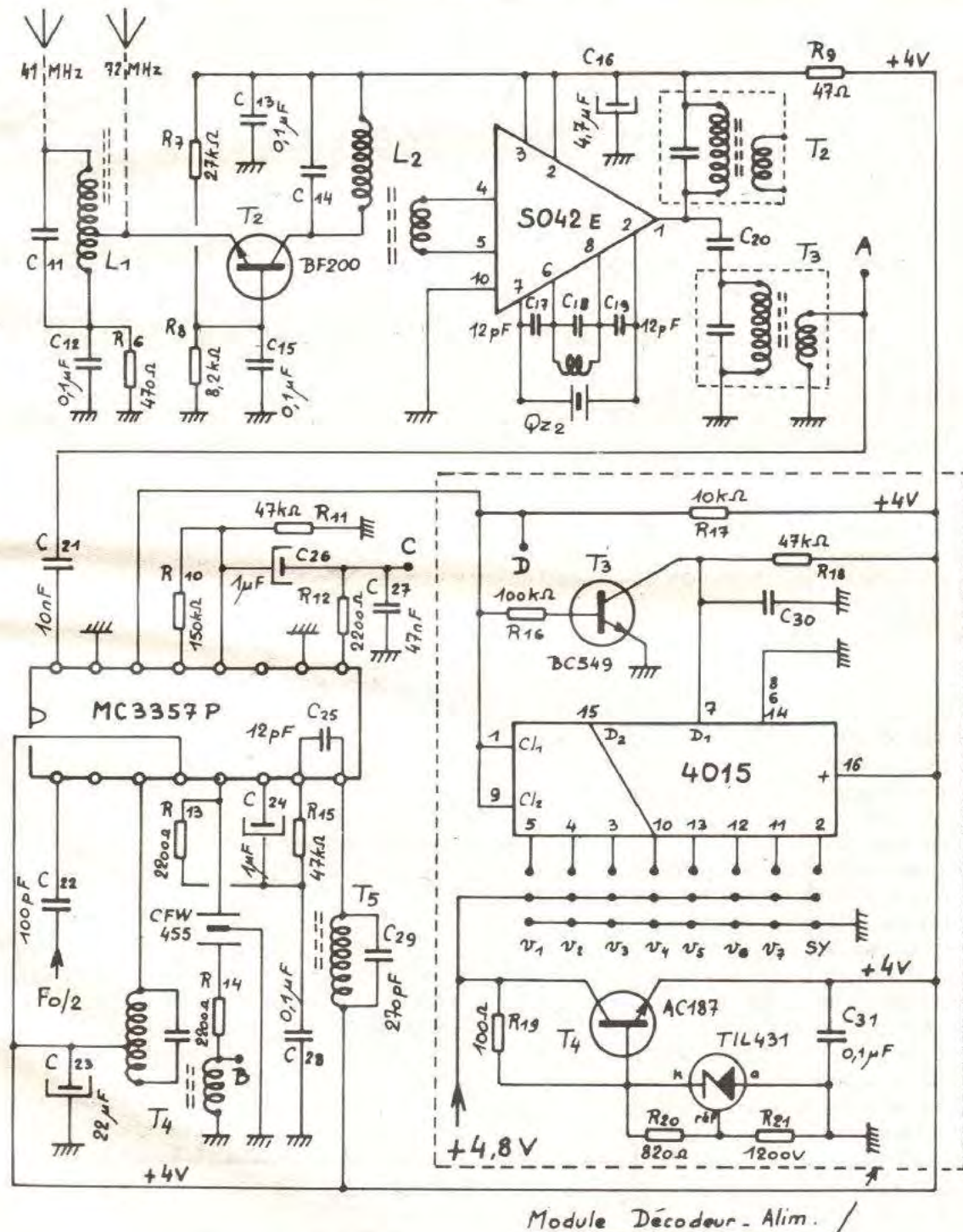
duisant d'autant et ramenant les noyaux dans une position plus normale. Nous verrons cela le mois prochain.

La fréquence intermédiaire F_{I1} , dûment filtrée, est injectée dans le second mixer construit avec le MC 3357 de Motorola. Evidemment ce circuit inté-

gré ne fournit plus lui-même FO/2, mais la reçoit du module de synthèse. De ce fait, l'étage oscillateur interne est inutile (transistor interne T_1 , voir fig. 7, p. 167, n° 1 678) l'oscillation étant injectée directement sur la base du transistor T_2 .

Le reste du récepteur est

resté parfaitement identique à celui du RX9, comme en témoigne la figure 4. Un détail cependant qui a son importance. Il concerne le transfo T_5 . Ce bobinage est associé au démodulateur FM et permet l'extraction du signal S_{Rk} de sortie. L'accord de ce transfo est très critique et détermine



Module Décodeur - Alim.

Fig. 4. - Schéma du RX9-S/F. Récepteur. Décodeur. Alimentation.

l'apparition puis l'amplitude de ce signal. Il suffit de tourner le noyau d'une fraction de tour pour provoquer une baisse importante du signal S_{RX} . Nous avons utilisé dans le RX9 le transfo FI, de TOKO, type 4 100 A. Or, l'expérience l'a prouvé, ce transfo est TRES sensible à la température. Un courageux modéliste, faisant voler par température sous 0° nous l'a signalé. Sérieuse vérification entreprise, il s'est avéré que la ferrite équipant le 4 100 A était responsable de cette dérive : il suffit d'un bon coup de sèche-cheveux, ou, à l'inverse, d'un coup de bombe givrante sur le 4 100 A, pour faire disparaître le signal. C'est plus que fâcheux, évidemment !

Il est donc impératif de remplacer le 4 100 A par un modèle stable en température, non seulement dans le RX9-S/F, mais également dans les RX9. Malheureusement, ce transfo stable n'existe pas dans le commerce (à notre connaissance !). Il a donc fallu que l'auteur réalise lui-même la pièce nécessaire ! Pour éviter le « piratage » nous ne donnerons pas les caractéristiques du transfo ainsi mis au point. Par contre nous fournirons bien volontiers cette pièce, prête à l'emploi, contre demande préalable convenable (enveloppe réponse de rigueur !). Avec le modèle fourni, la dérive est quasi nulle, du gel à la canicule ! Petite contre-partie : le condensateur d'accord C_{29} ne peut plus se placer à l'intérieur de T_5 . Il doit donc être à l'extérieur, à un endroit où justement les places sont chères ! On y arrive cependant, même sur les RX9 d'origine (document joint à l'envoi de T_5). Le condensateur C_{29} est de préférence au styroflex.

Comme le récepteur RX9-S/F se prétend « haut de gamme », nous ne l'avons prévu qu'avec le filtre céramique 455 kHz le plus performant : le CFW455HT de Murata. On peut ainsi prétendre à espacer les canaux effectifs de 10 kHz.

Le signal démodulé et filtré par la cellule $R_{12} C_{27}$ a une amplitude de 1 Vcc au point C. Il est envoyé dans l'un des amplificateurs internes du MC 3 357, qui l'amène aux niveaux haut et bas de l'alimentation soit 4 Vcc. La charge du tran-

sistor de sortie (picot 14) se trouve dans le module décodeur.

Avec la technologie TF7 - HF6-S/F et RX9-S/F, les impulsions sont positives en C. Le signal de sortie D est également positif. Se méfier des mariages de technologies que pratiquent certains réalisateurs, prenant l'émetteur « machin » et le récepteur « truc » et s'étonnant que ça ne marche pas !

La consommation du module de réception est de 4 mA sous 4 V.

3. Module de décodage et d'alimentation. Voir fig. 4, dans l'encadré.

a) le Décodeur

Rien de nouveau ! Toujours équipé du 4 015, fournissant les signaux des 7 voies sur les sorties v_1 à v_7 mais aussi l'impulsion de synchro sur v_8 . La sortie de cette dernière impulsion permet d'adjoindre au récepteur un système de sécurité. Par exemple le SECURITEF qui sera décrit prochainement dans cette revue. En effet dès que le récepteur est suffisamment

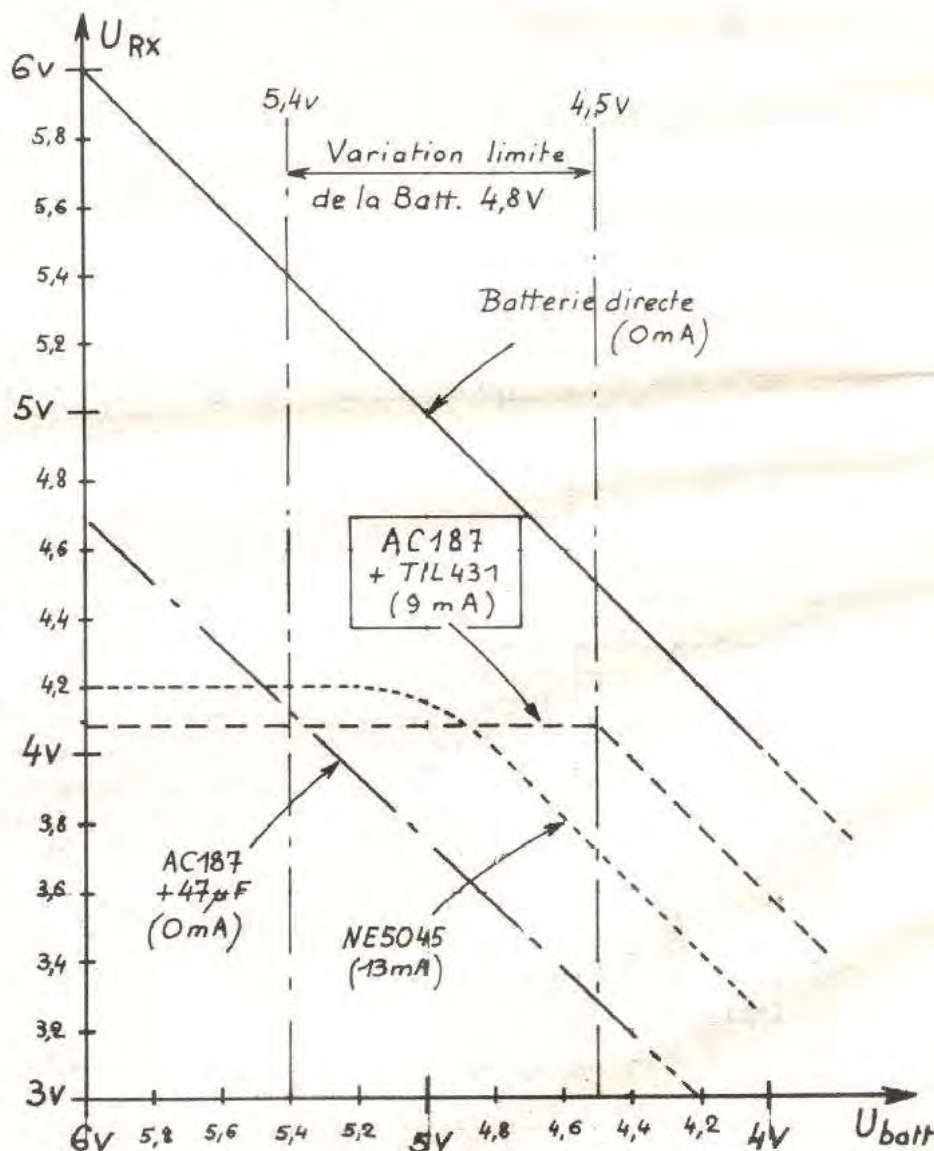


Fig. 5. - Performances comparées de l'alimentation du RX9-S/F. (... mA) → Consommation du régulateur à $U_{batt.} = 5V$. Courbes relevées en charge sur 330 Ω (12 mA à 4 V).

brouillé pour perturber le positionnement des servos, on peut constater que l'impulsion de synchro est tronquée, ne faisant plus sa durée légale. Un détecteur de défaut est alors actionné et la sécurité entre en action.

Insistons bien sur le fait qu'il est IMPOSSIBLE d'empêcher le brouillage d'un récepteur par une émission parasite à EGALITE de fréquence. Toutes les publicités disant le contraire sont mensongères ! Le fameux « PCM » autour duquel on fait grand bruit est exactement aussi vulnérable qu'un système classique. En fait, tout cela semble bien être un argument commercial.

Finalement il s'agit donc de trouver un moyen de faire savoir au récepteur que son signal est brouillé. Nous prétendons que l'analyse de la durée de l'impulsion de synchro est caractéristique de ce brouillage. De plus, cette impulsion est fournie gratuitement par le 4015. On ne voit donc vraiment pas la raison de chercher ailleurs ! Nous en reparlerons certainement.

Le décodeur utilisé est ultra simple, comme le montre la figure 4. Les impulsions D attaquent l'entrée horloge (C₁ et C₂) du registre à décalage 8 bits, tandis que T₃ assure la mise en forme du signal « Data ». N'insistons pas ! Tout cela est bien connu !

La consommation du décodeur seul est de... 150 μ A !

b) L'alimentation

Dans tous nos récepteurs précédents nous nous contentions de faire un FILTRAGE électronique de la tension d'alimentation du récepteur et du décodeur. Ce filtrage était suffisant pour éviter qu'un brusque

appel de courant d'un servo n'entraîne une réaction en chaîne de tous les autres. Mais ce filtrage n'apportait aucune stabilisation de la tension filtrée. Voir la courbe, figure 5, correspondant ainsi au AC187 + 47 μ F, solution retenue dans les RX4 à RX9.

Dans un récepteur synthétisé, il faut être plus exigeant. En effet, le module de synthèse est sensible à la variation de sa tension d'alimentation : la fréquence de l'horloge dérive provoquant un glissement de fréquence reçue. Les « à-coups » provoquent des variations instantanées du VCO, se retrouvant dans le signal démodulé. Quand on sait que la tension de la classique batterie RC, de 4,8 V, passe en réalité de 5,4 V, en fin de charge, à quelque 4,5 V, complètement à plat, on sent qu'il y a quelque chose à faire... Et nous l'avons fait !!

Le système REGULATEUR proposé est très simple, mais d'une efficacité surprenante. La courbe AC187 + TIL431 de la figure 5, en témoigne. La tension est régulée à 4 V typiques et ne change pas de 1/100 V, la batterie passant de 5,4 à 4,5 V ! Ainsi sur le proto nous conservons exactement 4,07 V jusque 4,5 V. En dessous, la tension suit celle de la batterie (courbes parallèles). A noter que si votre avion est encore en l'air avec une tension aussi basse, vous ferez sans doute un feu de bois avec les débris ! Signalons que le SECURITEF fait passer en sécurité quand la tension batterie descend à 4,55 V. On peut donc constater une parfaite compatibilité entre les deux appareils. Quand cela se produit, il faut poser IMMEDIATEMENT, avec

minimum d'action sur les commandes.

Le schéma retenu pour le régulateur comporte un transistor ballast, AC187, au germanium, pour économiser les précieux dixièmes de volt. La régulation proprement dite est assurée par une diode zener programmable de TEXAS, la TIL431, diode qui s'est avérée excellente... à condition de l'alimenter correctement.

Et c'est bien le seul défaut du système ! Pour 5 V batterie, ce qui correspond au régime « de croisière » de celle-ci, le régulateur consomme 9 mA. C'est évidemment agaçant de savoir que nous « perdons » ainsi des milliampères, mais il faut remettre les choses à leur place en calculant que la consommation totale est de 8 + 4 + 9 soit 21 mA pour l'ensemble du RX9-S/F et que cela donnerait une autonomie de 25 heures environ, avec une batterie de 500 mAh... s'il n'y avait pas les servos !

A noter que nos expérimentations nous avaient permis d'avoir le régulateur « parfait » car stabilisant à 4 V de 5,4 V à 4,37 V et ne consommant pour ses besoins propres que moins de UN milliampère. Malheureusement, il fallait faire appel à un circuit intégré plus encombrant, très cher et difficilement disponible. Nous avons donc finalement opté pour la solution raisonnable, même si la consommation est un peu supérieure.

Bien sûr, avec une telle stabilité de la tension régulée, rien à craindre des dérives de fréquences et des mouvements de servos. C'est particulièrement agréable.

Un mot encore concernant le NE5045, souvent utilisé dans les réalisations

commerciales. Outre que ce circuit intégré ne fournit pas la huitième voie, donc l'impulsion de synchro et qu'il est sensible au bruit, en l'absence d'émission, il s'avère que le régulateur de tension qu'il intègre a des performances bien inférieures à celles du RX9-S/F. Voir la courbe relevée, figure 5. Signetics indique que le 5045 régule si la tension batterie dépasse 5 V et se contente de filtrer en dessous de 5 V. C'est à peu près ce que nous avons constaté sur l'exemplaire testé. En réalité, la régulation s'effondre en dessous de 5,2 V, ce qui permet de dire que le 5045 n'a pas souvent l'occasion de réguler puisque la tension batterie n'est jamais bien longtemps au-dessus de cette valeur. Evidemment la difficulté de réguler est en dessous de 5 V et non au-dessus ! Remarquer également le coude très brusque du régulateur RX9-S/F, comparé à la dégradation progressive de la régulation du 5045. Enfin, pour faire ce travail assez médiocre, le NE5045 consomme 12 à 13 mA à 5 V, ce qui est nettement plus que notre système, qui ne soutire que 9 + 0,15 = 9,15 mA. En conclusion, pas de regrets à avoir !

Un dernier mot, ce mois, pour vous signaler que le kit du RX9-S/F sera disponible chez SELECTRONIC, dès la sortie du prochain numéro donnant la description pratique. Vous ne perdrez donc pas de temps !

A noter que l'auteur fournit les bobines L₁, L₂, T₁ et T₅, aux conditions habituelles.

(à suivre)
F. THOBOIS