

LE HAUT-PARLEUR

Le Magazine des Techniques de l'Electronique

Dossier **LES LECTEURS DE COMPACT- DISC**

Réalisez
**UN ETHYLOMETRE
ELECTRONIQUE**

LE « MD » DE SONY :
Le mini-disque
enregistrable

T1843 - 1795 - 28,00 F



15 DECEMBRE 1991 N° 1795 - LXVII^e ANNÉE

Nouveaux récepteurs de radiocommande

Depuis la description de nos deux derniers récepteurs pour radiocommande, à savoir :

- le RX12, en mars 1989, n° 1762,

- le REF10, en juin 1990, n°s 1777 et 1778,

nous avons beaucoup travaillé la question, même si nous n'avons rien publié.

Nos travaux essentiels ont d'ailleurs concerné le RX12, créé autour du MC3362 de Motorola. Ce circuit intégré, dénommé par certains « la puce du siècle », permet en effet de réaliser aisément un double changeur de fréquence. Aisé-ment est d'ailleurs bien vite dit, car, à l'usage, les choses apparaissent un peu moins simples. Comme nous voulions généraliser l'emploi de ce composant à tous nos nouveaux récepteurs, il nous a fallu un assez gros travail pour parvenir à en tirer les bons résultats désirés. Les articles que nous publions ces mois-ci, rendent compte de nos dernières adaptations.

L'un des problèmes essentiels est celui de l'intermodulation, problème sur lequel nous allons nous étendre un peu car il est assez méconnu, mais peut être à l'origine de certains « crashes » restés inexplicables.

Précisons donc les choses : un récepteur capte bien évidemment de nombreuses porteuses HF ayant des fréquences différentes et coexistant simultanément. Toutes ces porteuses atteignent l'antenne qu'on le veuille ou non ! Le récep-

teur a pour mission de ne retenir que la porteuse qui lui est destinée, en rejetant toutes les autres. Cela se fait classiquement à l'aide de circuits sélectifs, exploitant soit la résonance d'un circuit accordé LC, soit celle d'un filtre céramique ou à quartz.

Le problème de la sélectivité est assez facile à résoudre et l'affaire devrait pouvoir être classée. Hélas ! rien n'est parfait : tout circuit actif recevant plu-

Prenons un exemple concret : trois modèles utilisent simultanément des émetteurs rayonnant sur 72 000, 72 100 et 72200 kHz. Ils pensent être parfaitement protégés contre les brouillages réciproques, puisque leurs fréquences sont distantes de 100 kHz, ce qui est bien plus que suffisant. Et pourtant !

Les entrées HF des 3 récepteurs captent simultanément les porteuses et sont incapables d'en assurer le tri. Les trois signaux attaquent donc chaque mixer avec une même amplitude. Soit F_1 , F_2 et F_3 , les trois fréquences :

- Le récepteur du premier fabrique avec les deux autres fréquences un produit d'intermodulation d'ordre 3 : $2F_2 - F_3 = 2 \times 72\ 100 - 72\ 200 = 72\ 000$ kHz. Ce signal parasite est exactement sur la fréquence utile : il y a brouillage !

- Le récepteur du troisième fait de même avec les deux autres fréquences : il génère donc, parmi d'autres, $2F_2 - F_1 = 2 \times 72\ 100 - 72\ 000 = 72\ 200$ kHz. Il est donc aussi brouillé. Seul le récepteur central échappe au problème !

Avec quatre fréquences équidistantes, tout le monde brouille tout le monde ! Le mécanisme de l'intermodulation est bien connu et il est inévitable, on peut simplement l'atténuer en choisissant des circuits HF convenables. Nous y reviendrons.

Le phénomène est illustré en figure 2, extraite des documents Motorola et concernant précisément le MC3362. Voir tout d'abord la courbe du signal de sortie utile dont le niveau est proportionnel à celui d'entrée, du moins jusqu'au point dit « de compression », à partir duquel le premier mixer est saturé. En dessous du niveau d'entrée de -50 dBm, tout va bien, mais à partir de ce seuil, on voit apparaître les fameux produits d'intermodulation, ici d'ordre 3. Le malheur vient de ce que le niveau de ces produits varie avec le cube de la variation d'entrée, ce qui triple les gains en dB (logarithme oblique) : 10 dB en



sieurs fréquences différentes (par exemple deux pour simplifier) les amplifie plus ou moins, mais fabrique inévitablement des produits harmoniques (distorsion harmonique). En appelant F_1 et F_2 , les deux fréquences de l'exemple, nous obtiendrions en sortie de notre circuit, F_1 et F_2 , évidemment, mais aussi $2F_1 - F_2$, $2F_2 - F_1$, $3F_1 - 2F_2$, $3F_2 - 2F_1...$ parmi les valeurs se situant à peu d'écart de F_1 et F_2 . Voir figure 1.

plus à l'entrée donnant 30 dB en plus sur la sortie.

Il est facile de deviner qu'à ce rythme, les produits nuisibles vont atteindre le niveau des utiles... du moins si la saturation n'apparaît pas. Le point d'intersection théorique des deux droites prolongées est appelé « point d'interception ». Il caractérise le comportement du circuit au niveau de l'intermodulation.

En effet, comme nous le constatons, la perturbation est d'autant plus importante que les amplitudes sont fortes. Pour résister aux forts niveaux, il faut un point de compression allant vers la droite du graphique, de même pour le point d'interception. Notons que le point de compression du MC3362 est aux environs de -40 dBm (± 4 mV eff.). C'est une performance très moyenne, mais courante pour les circuits à faible niveau, du type intégré. Indiquons qu'il existe des mixers équilibrés à diodes, à haut niveau, dont le point de compression est de +20 dBm, c'est autre chose. Hélas ! dans ce cas, il faut +23 dBm de niveau d'oscillation locale ! On ne peut évidemment pas utiliser un tel mixer dans nos mini-récepteurs RC.

Notons que tous les récepteurs RC présentent le fameux défaut. Nous verrons cependant que les doubles-changeurs en

souffrent plus encore. Heureusement, en pratique, les niveaux reçus à distance d'évolution sont assez faibles pour faire sortir de la zone dangereuse du diagramme (< -50 dBm), ce qui correspond tout de même à quelque $700 \mu\text{V}$ à l'entrée du mixer. Il faut néanmoins supposer que certains brouillages mystérieux ne sont rien d'autre que des effets pervers de l'intermodulation, car qui pense à vérifier l'équidistance des fréquences choisies par les modélistes en action ?

Mais revenons maintenant aux RX à double changement de fréquence ! On sait que le but de ces montages est de supprimer le brouillage par fréquence-image. En effet, le mixer d'entrée du récepteur reçoit la fréquence utile F et la change en 455 ou 10 700 kHz, par mé-

lange avec une oscillation locale F_0 . On a ainsi : $F - F_0 = 455$ kHz (cas du simple changeur). Oui mais... $F_0 - (F - 2 \times 455) = F_0 - F + 910 = 910 - 455 = 455$ kHz !

La fréquence $F - 2 \times 455$ ou $F - 910$ kHz est appelée fréquence-image de F puisqu'elle est symétrique de F par rapport à F_0 . Voir figure 3. C'est l'analogie du miroir ! Avec le simple changeur, la fréquence-image, à moins de 1 MHz de F , tombe dans la bande passante des circuits d'entrée : elle est aussi bien reçue que cette dernière. Dans le cas du double changement, elle est située à $2 \times 10\,700$ kHz, soit à plus de 20 MHz et est donc parfaitement rééjectée. La sortie à 10 700 kHz du premier mixer est transmise au second qui la ramène aux 455 kHz classiques, ce

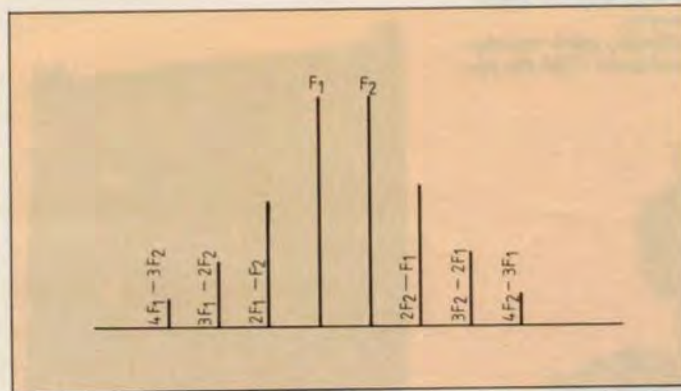


Fig. 1 Spectre typique de l'intermodulation..

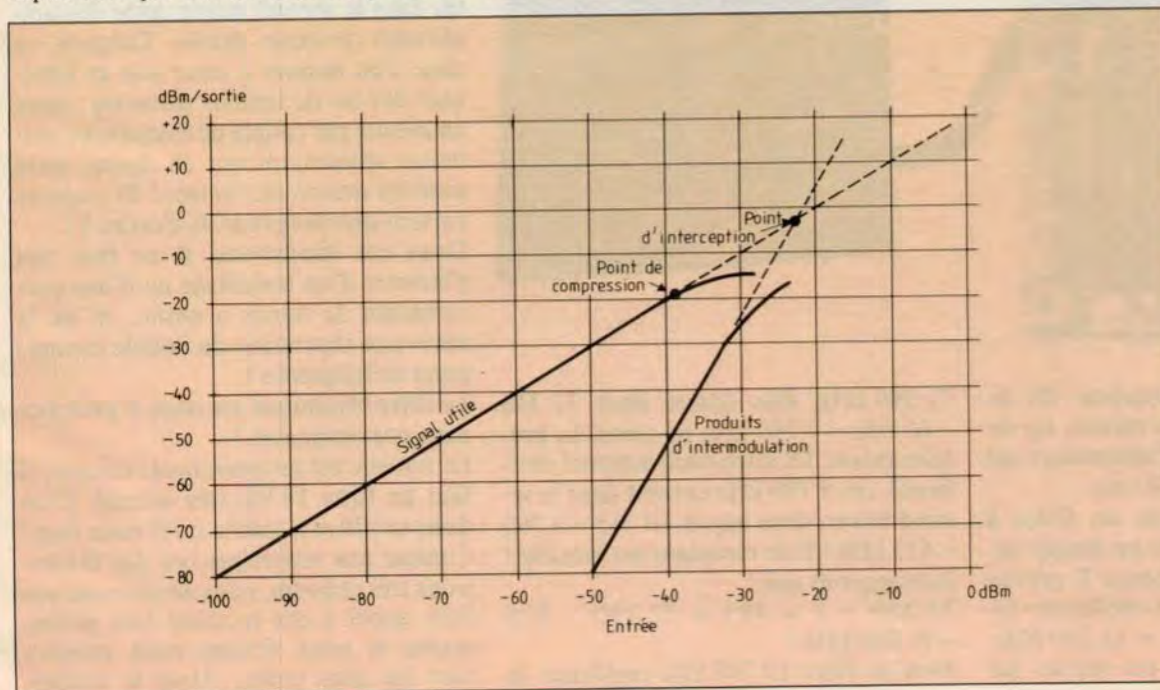
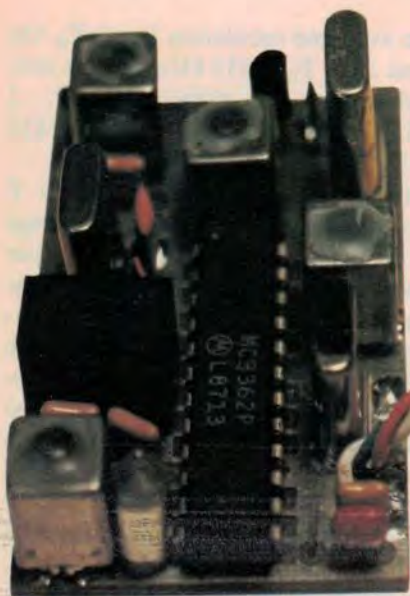
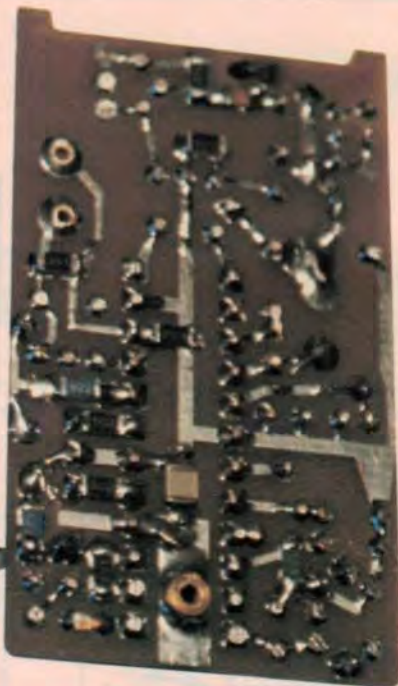
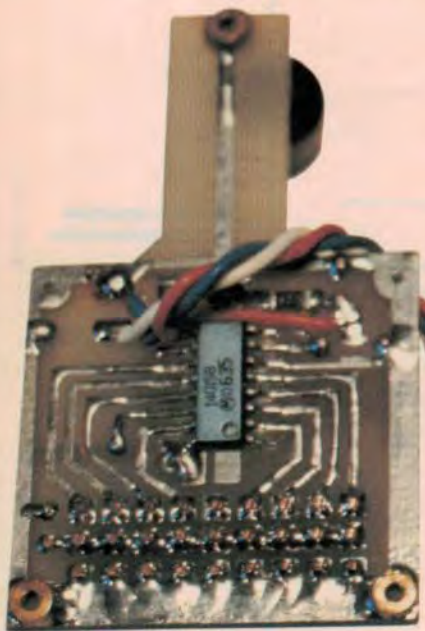
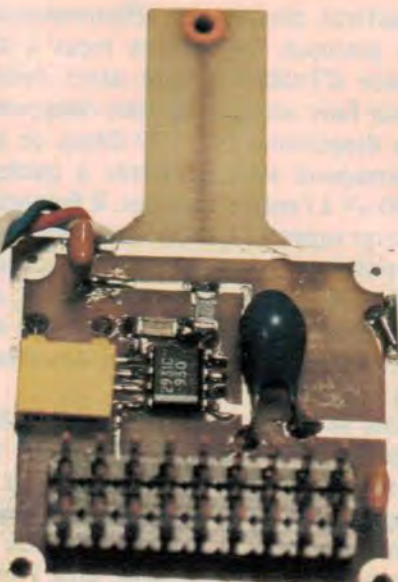


Fig. 2 Courbes d'intermodulation du 3^e ordre, du premier mixer 3362.



Le circuit imprimé du récepteur, côté composants. Le circuit imprimé du décodeur, côté picots de sortie. Les deux circuits imprimés, côté soudures. Remarquer les quelques CMS du récepteur.



qui facilite la démodulation du signal FM. Entre les deux mixers, on intercale un filtre dont l'importance est très grande, nous allons le voir.

Imaginons tout d'abord un filtre à bande large, par exemple un simple accord LC. Soit une fréquence F prévue de 72 250 kHz, donc un oscillateur local à $72\,250 - 10\,700 = 61\,550$ kHz. Une porteuse parasite est captée sur

71 340 kHz. Elle donne donc $71\,340 - 61\,550 = 9\,790$ kHz en sortie du premier mixer. Le filtre étant supposé inefficace, ces 9 790 kHz entrent dans le second mixer, dans lequel $10\,245 - 9\,790 = 455$ kHz ! Et le récepteur est brouillé ! Remarquons que :

$$72\,250 - 2 \times 455 = 72\,250 - 910 = 71\,340 \text{ kHz !}$$

Avec un filtre 10 700 kHz inefficace, le

double changement de fréquence ne réjecte nullement la fréquence image classique !

Bien entendu, le filtre 10 700 kHz du plus mauvais double changeur est au moins du type céramique. Ces filtres prévus pour la FM à large bande (celle que vous écoutez, entre 88 et 108 MHz) ont une bande passante de 300 kHz au moins. C'est obligatoire pour l'usage précité. Mais que vont-ils donner sur nos récepteurs NBFM à bande étroite ? Rien de bon, vous allez voir !

Revenons pour cela à l'intermodulation, en supposant la réception simultanée de deux fréquences : $F_1 = 72\,250$ et $F_2 = 72\,300$ kHz. L'intermodulation d'ordre 3 (la plus forte) provoque la naissance de :

$$2 F_1 - F_2 = 144\,500 - 72\,300 = 72\,200 \text{ kHz}$$

$$\text{et } 2 F_2 - F_1 = 144\,600 - 72\,250 = 72\,350 \text{ kHz.}$$

Le récepteur se comporte comme s'il recevait quatre fréquences et donne naissance à : $72\,200 - 61\,550 = 10\,650$ kHz, signal parasite ;

$72\,250 - 61\,550 = 10\,700$ kHz, signal utile ;

$72\,300 - 61\,550 = 10\,750$ kHz, signal parasite ;

$72\,350 - 61\,550 = 10\,800$ kHz, signal parasite.

Avec un filtre céramique, de bande 300 kHz, les quatre signaux sont injectés dans le second mixer, avec des amplitudes presque égales. Celui-ci va donc s'en donner à cœur joie et fabriquer des tas de signaux parasites : deux nouveaux par couple de fréquences, soit douze valeurs, ce qui en donne seize avec les quatre de l'entrée ! Et nous ne parlons que des produits d'ordre 3 !

Dans ces conditions, il ne faut pas s'étonner d'un brouillage ou d'une perturbation de temps à autre... et de la mauvaise réputation du double changement de fréquence !

Le filtre céramique est donc à proscrire dans nos récepteurs !

Le remède est heureusement simple : il faut un filtre 10700 très sélectif. C'est donc un filtre à quartz qu'il nous faut ! Comme nos récepteurs ont des dimensions très réduites, nous ne pouvons pas faire appel à des modèles très performants et nous devons nous rabattre vers les plus petits. Ainsi le modèle

XF106 de la firme KVG peut nous donner satisfaction. C'est ce que montre la figure 4. Le XF106, pas plus gros qu'un quartz classique, a une bande passante de ± 15 kHz à -25 dB, ce qui est au moins dix fois mieux que le filtre céramique. La figure montre que les signaux parasites de l'exemple précédent sont atténués de 40 dB environ, ce qui les rejette dans une zone de fonctionnement du mixer où l'intermodulation n'apparaît pas encore.

Un problème cependant : les filtres à quartz ont généralement des impédances d'entrée/sortie plus élevées que les

filtres céramiques : 1 500 Ω , par exemple pour le XF106, contre 300 Ω pour les autres. Il se pose alors la question de l'adaptation d'impédance, d'autant plus critique que nous désirons transmettre convenablement les impulsions courtes de la séquence de codage. Le MC3362 a été prévu pour 300 Ω : l'entrée 19 et la sortie 17 intégrant les résistances nécessaires. Voir figure 5. Ce n'est pas grave pour la sortie 19, car il suffit d'ajouter extérieurement une résistance en série à la 100 Ω intégré, mais c'est plus gênant pour l'entrée 17, chargée par une 400 Ω interne. Il est alors

nécessaire de prévoir aussi une résistance externe en série, en sachant que cette résistance forme, avec la 400 Ω , un diviseur de tension atténuant le signal 10 700 kHz. C'est pourtant la seule solution simple et surtout économique en composants et en place. Les deux résistances que nous ajoutons sont des 1 000 Ω , tant côté entrée que sortie.

A notre humble avis, il y a erreur de conception du 3362 : il aurait suffi de remplacer la 400 Ω par une 1 500 ou 2 000 Ω , pour avoir un circuit s'adaptant très facilement aux deux types de filtres, avec ajout de simples résistances

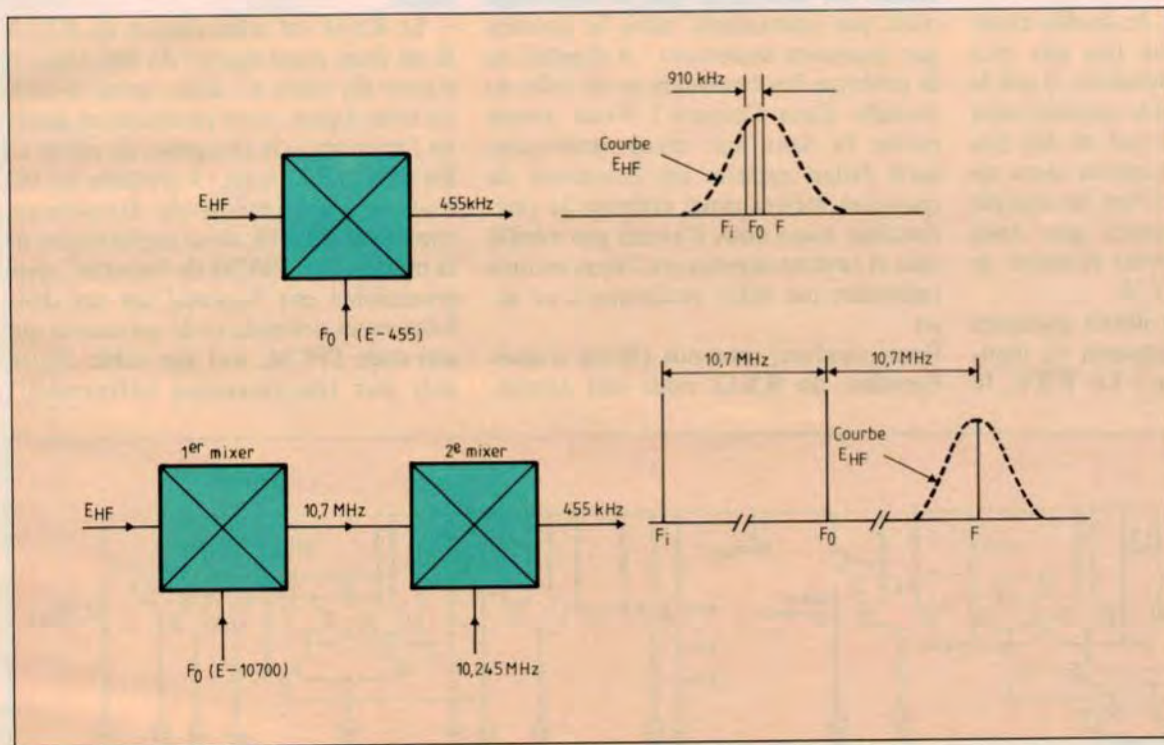


Fig. 3
Le simple changeur est incapable de réjecter la fréquence image, ce que fait aisément le double changeur.

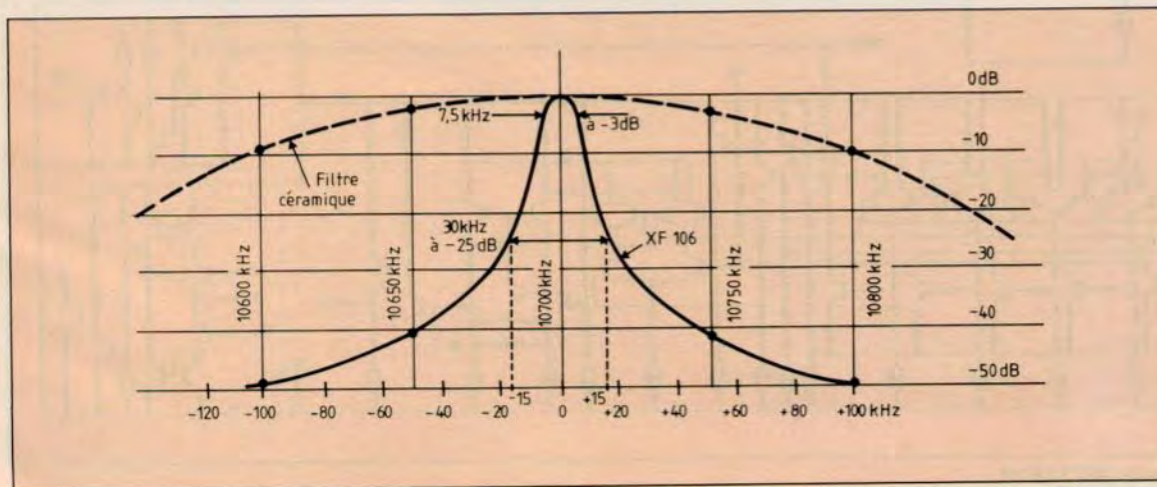


Fig. 4
Courbes de réponse comparées des filtres à quartz et céramique :
Qz = 30 kHz à -25 dB ; cér. > 300 kHz à -20 dB.

externes et sans perte de niveau. Par ailleurs, le 3362 est fait pour la NBFM et non la FM, nous ne voyons donc vraiment pas l'intérêt du filtre à bande large sur un tel circuit !

Puisse cette remarque être entendue par Motorola !

Quoi qu'il en soit, le filtre à quartz 10,7 MHz permet de faire un tri sévère et indispensable parmi les fréquences générées par le premier mixer. Dans l'exemple précédent, seul passerait ou presque le signal utile à 10 700 kHz, les trois autres étant très atténués (40 dB environ) et donc inefficaces au niveau de l'intermodulation.

Avec le filtre à quartz, le double-changeur devient aussi bon (ou pas plus mauvais... pour les pessimistes !) que le simple, mais... il rééjecte parfaitement la fréquence-image, ce que ne fait pas du tout celui-là. Nous avons alors un très bon récepteur ! C'est le double changement de fréquence que nous avons choisi pour nos trois derniers : le RX14, le RX15 et le RX16.

Nous confessons avoir décrit quelques récepteurs de ce type équipés du mauvais filtre céramique ! Le RX9, le

RX11, par exemple. C'était une erreur ! A notre décharge, nous dirons que les effets pervers de l'intermodulation ne sont pas très faciles à démontrer... du moins jusqu'à la création de Supertef ! Avec trois Supertef, à platines HF8 à synthèse de fréquence, il est très facile de réaliser les exactes conditions des exemples invoqués. De plus, les fréquences émises sont parfaitement précises, donc les conditions idéales. Nous avons ainsi constaté que le simple décalage de l'un des émetteurs brouilleurs de 5 kHz fait disparaître complètement le brouillage éventuel. Par ailleurs, nos essais ont démontré que le brouillage n'est pas permanent, mais se produit par moments seulement : il dépend de la position des émetteurs et de celle du modèle dans l'espace ! Nous avons même lu dans une revue américaine qu'il fallait espacer les émetteurs de quelques mètres pour atténuer le phénomène, mais nous n'avons pas vérifié cela et restons sceptiques. Nous serions intéressés par toute remarque à ce sujet !

Pour conclure, tous nos efforts d'amélioration du RX12 nous ont amené,

nous l'avons dit, à créer trois nouveaux récepteurs :

- Le RX14, remplaçant du RX12, ce dernier étant obsolète. Le RX14 est un double changeur à quartz. C'est le plus simple du trio. Nous le décrivons dans les pages qui suivent.

- Le RX15 est une version synthétisée du RX14. Il remplace le RX11, de bon fonctionnement mais impossible à fabriquer depuis la disparition de SO42E. Comme vous le verrez le mois prochain, il est très simple et pas plus gros que le RX14. La programmation de fréquence est manuelle par mini-interrupteurs.

- Le RX16 est aussi inspiré du RX14. Il est donc aussi équipé du MC3362, la « puce du siècle » ! Mais, toute modestie mise à part, nous pourrions en parler en l'appelant « le récepteur du siècle » ! En effet le RX16 est : à synthèse de fréquence ; à évaison de fréquence, comme le REF10, avec exploitation de la modulation PPCM de Supertef ; programmable par Supertef sur ses deux fréquences normale et de secours et sur son code PPCM, soit par câble direct, soit par transmission infrarouge ;

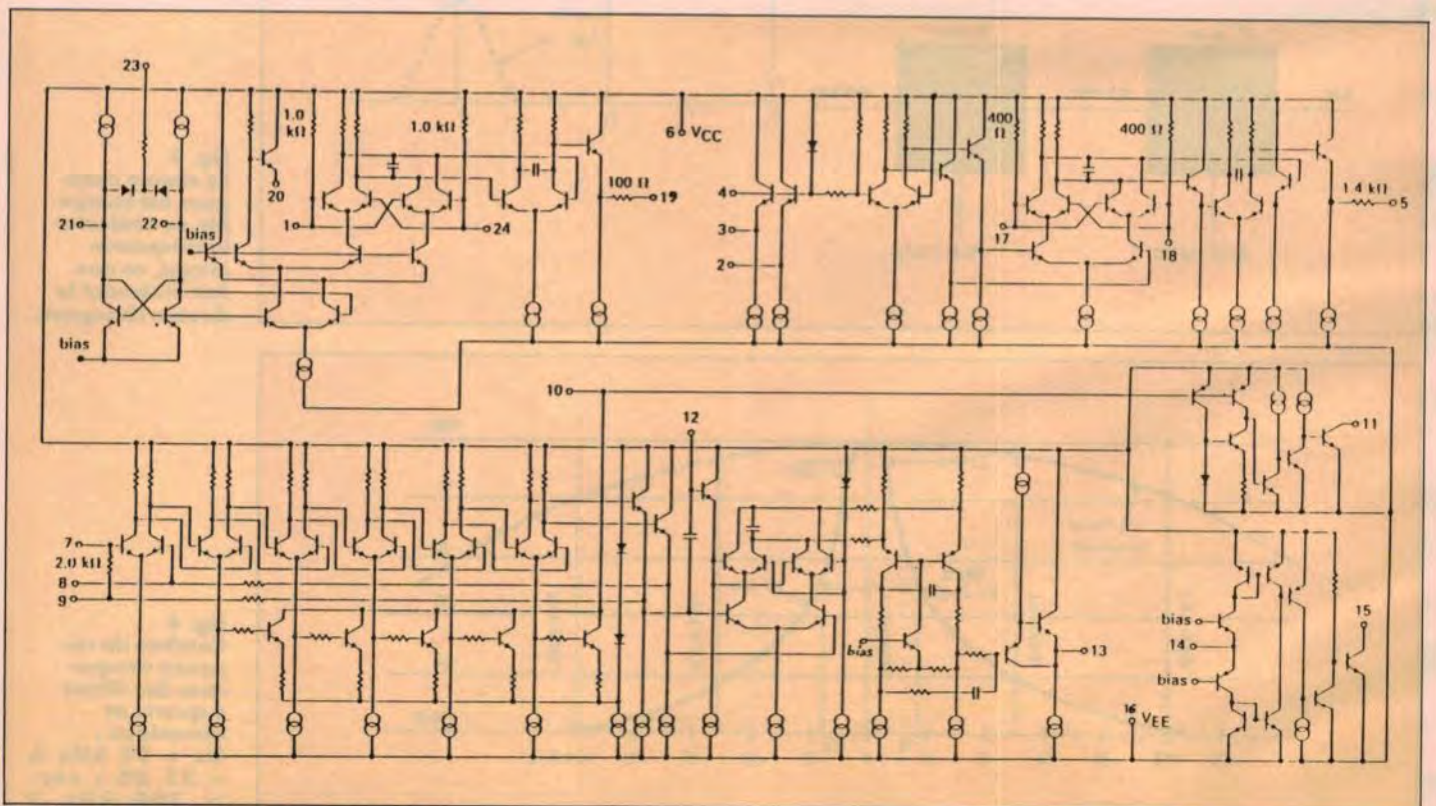


Fig. 5. - Structure interne du MC3362P.

équipé d'un microcontrôleur 68HC811 fonctionnant en mono-chip et contenant son programme de fonctionnement !

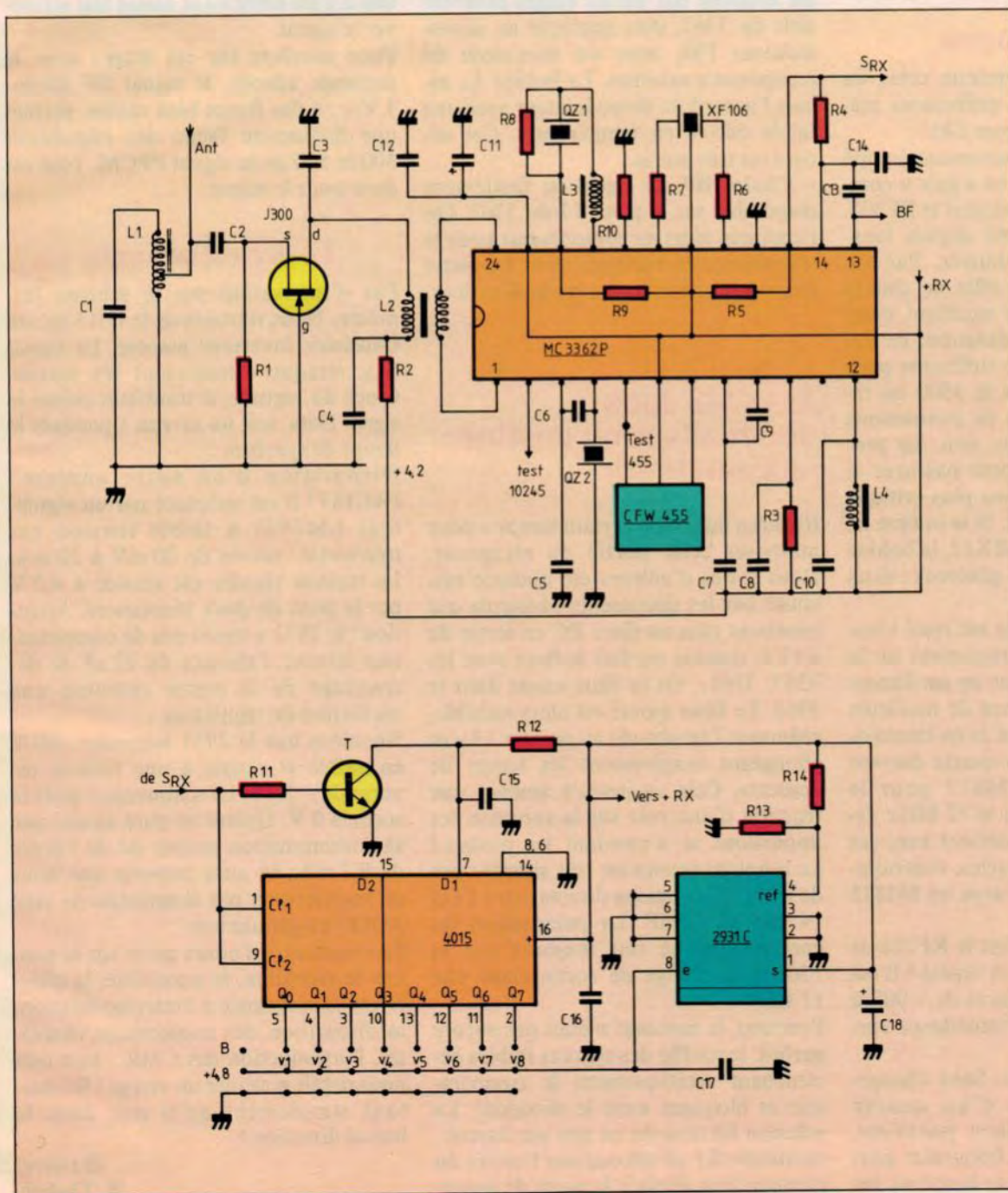
Pas plus gros que les deux autres, équipé d'un seul quartz, nous pensons que le RX16 vous étonnera... et ne sera pas du goût de tous les marchands de balsa. Avec le Supertef, version VIH (caractérisée par deux couplages indépendants par voie), et le RX16, vous

disposerez de l'ensemble existant le plus performant et vous ne regretterez pas l'aventure Supertef, du moins, nous l'espérons !

Caractéristiques communes des RX14, RX15 et RX16 :

- double changement de fréquence ;
- emploi du MC3362P ;

- filtre 10 700 kHz à quartz ;
- filtre céramique 455 kHz ;
- excellente sensibilité, grande sélectivité ;
- très bonne résistance à l'intermodulation ;
- dimensions quasi identiques : 32 × 32 × 55 mm hors tout ;
- circuits imprimés amenés à 12 × 2,54 sur 25 × 2,54, soit 30,5 × 50,8 mm ;
- adoption des picots 2,54 mm pour



**SCHEMA
DU RX14
Fig. 6a
Le récepteur.
Fig. 6b
Le décodeur.**

les sorties servo, ce qui permet l'emploi des nouvelles fiches femelles Graupner ou Futaba ;

– utilisation des composants CMS quand cela est utile : toutes les résistances, quelques condensateurs, tout le décodeur RX14. Le 3362 est resté du type DIL, la taille des composants périphériques ne permettant pas de réduction significative des dimensions.

Le RX14

Etude du schéma

Bien entendu, c'est presque celui du RX12, mais quelques différences majeures existent (Voir figure 6A) :

– L'étage HF. Il est maintenant équipé d'un FET J300 monté en « gate » commun. Nous avons abandonné le BF200, car ce transistor périmé depuis longtemps est difficile à trouver. Par ailleurs, les transistors à effet de champ sont réputés pour leur excellent comportement à l'intermodulation, ce qui est une raison plus que suffisante pour leur adoption. De plus le J300 ne requiert qu'un minimum de composants associés, ce qui ne gêne rien. Le problème de place ne se pose pas avec le RX14, mais il est un peu plus critique avec les RX15 et RX16. Si la bobine L_1 est identique à celle du RX12, la bobine L_2 a un secondaire plus généreux : deux fois plus de spires.

– Le premier oscillateur est resté identique, donc à quartz directement sur le MC3362. Des essais avec un oscillateur extérieur n'ont pas donné de meilleurs résultats ni en sensibilité ni en intermodulation. Attention, les quartz doivent être de références SM817 pour le 41 MHz et SM818 pour le 72 MHz, fabriqués par Matel. On obtient avec ces types des fréquences exactes, contrairement à ce qui se passait avec les SM815 et SM816.

– Filtre 10 700 kHz. C'est le XF106 de KVG, nous l'avons dit et répété ! Il est encadré de deux résistances de 1 000 Ω pour une adaptation d'impédance correcte.

– Deuxième oscillateur. Sans changement. Il est équipé d'un quartz 10 245 kHz à résonance parallèle, 30 pF. Notons que la fréquence peut être figolée en jouant sur la valeur des

deux condensateurs : les augmenter pour baisser et inversement.

– Filtre 455 kHz. C'est toujours un filtre céramique de la série CFW ou équivalent. Attention, ne pas choisir un modèle ultra-sélectif, comme le « HT ». Le signal démodulé serait affligé de suroscillations. Prendre au plus un « G ». Le filtre de Génération-VPC, marqué 33-455D, nous a donné satisfaction.

– Chaîne 455 kHz. Le signal 455 kHz est amplifié par les six étages différentiels du 3362, puis appliqué au démodulateur FM, avec un minimum de composants externes. La bobine L_4 assure l'accord du démodulateur avec une faible dérive en température. Cet accord est très précis.

– Chaîne BF. Le signal est finalement disponible sur le picot 13 du 3362. On l'applique alors au comparateur pour le transformer en rectangulaires. La sortie du comparateur part vers le décodeur.

L'introduction des CMS dans une réalisation destinée aux amateurs

Il nous a fallu « un certain temps » pour maîtriser cette partie du récepteur. Nous avons d'ailleurs été quelque peu abusé par les documents Motorola qui montrent tous un filtre RC en sortie de « 13 », comme on doit le faire avec les 3357, 3361... Or ce filtre existe dans le 3362. Le filtre ajouté est alors nuisible, réduisant l'amplitude au point « 13 » et allongeant exagérément les temps de descente. Cela va jusqu'à amener une réaction d'une voie sur la suivante, les impulsions se « mordant les pieds » ! Le montage retenu est très simple : pas de filtre RC et liaison directe entre 13 et 14 par un 22 nF. La polarisation du comparateur se fait toujours par la 150 k Ω , la charge de sortie étant une 12 k Ω .

Pourtant, le montage n'était pas encore parfait, le souffle des signaux faibles déclenchant erratiquement le comparateur et bloquant ainsi le décodeur. La solution fut trouvée un peu par hasard : un simple 0,1 μ F découplant l'entrée du comparateur déplace le point de bascu-

lement, le fait sortir du souffle et permet de retrouver un fonctionnement correct. La portée utile est fortement augmentée.

Attention, ne jamais brancher, récepteur sous tension, un condensateur de quelques nF entre 13 et masse : il y a un claquage du générateur de courant constant de ce picot. Attention aussi aux courts-circuits en période de test. Si ce claquage survient, pas de panique : une 2,2 k Ω entre 13 et masse fait retrouver le signal.

Pour conclure sur cet étage : avec le montage adopté, le signal BF atteint 1 V_{CC} , a des flancs bien raides, permet une distinction facile des impulsions 300 et 500 μ s du signal PPCM. Tout est donc pour le mieux.

Le décodeur (voir fig. 6B)

Pas d'innovation sur le schéma lui-même. Nous retrouvons le 4015 et son transistor inverseur associé. Le signal S_{RX} attaque directement les entrées Clock du registre, le transistor créant le signal Data, soit un niveau 1 pendant le temps de synchro.

Disparition d'un autre ancêtre : l'AC187 ! Il est remplacé par un régulateur LM2931 à faible tension entrée/sortie : moins de 20 mV à 20 mA. La tension régulée est ajustée à 4,2 V par le pont de deux résistances. Attention ! le 2931 n'ayant pas de compensation interne, l'absence du 22 μ F de découplage de la sortie entraîne une oscillation du régulateur.

Signalons que le 2931 supporte + 60 V en entrée et résiste à une tension inverse de - 50 V, en maintenant alors la sortie à 0 V. Quand on aura ajouté que sa consommation propre est de l'ordre de 0,7 mA, on aura compris que nous ne regretterons pas longtemps ce vieil AC187 au germanium !

En conclusion, l'effort porté sur la qualité de réception, la sensibilité, la sélectivité, la résistance à l'intermodulation, la disparition des composants obsolètes, l'introduction des CMS... tout cela nous paraît marquer un virage ! Souhaitons simplement qu'il soit dans la bonne direction !

(à suivre)

F. Thobois