

GENERATEURS RF : TECHNOLOGIQUES

Le marché des générateurs RF est essentiellement celui du test des matériels de radio-communication, et il est tout à fait naturel que les spécifications de ces générateurs suivent l'évolution des besoins dans ce secteur.

Les techniques de radio-communication évoluent actuellement dans différents axes :

- Resserrement des canaux affectés à chaque voie, d'où nécessité d'une pureté spectrale proche de la porteuse toujours accrue ;*
- Extension du domaine de fréquence de 1 à 2 GHz, voire 3 GHz ;*
- Introduction de nouveaux types de modulation, le plus souvent numériques.*

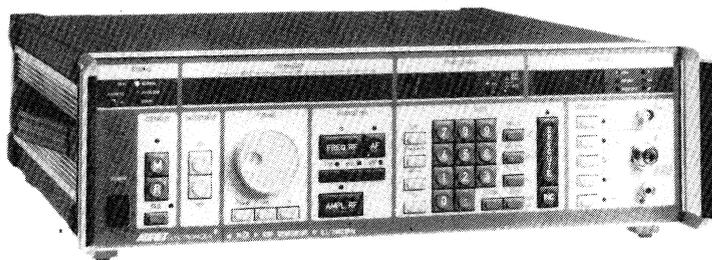
Pour répondre à cette évolution, les constructeurs de générateurs RF doivent adapter leurs produits. Le marché, globalement en expansion, subit de nouvelles segmentations selon des critères de performances, de prix et de capacité à satisfaire telle ou telle fonction.

Le marché des générateurs RF

Jusqu'à ces derniers temps, on pouvait distinguer trois segments principaux :

Le générateur 742 A.

- Les générateurs « haut de gamme », caractérisés par une très grande pureté spectrale, tant pour les bruits de phase et d'amplitude que pour le niveau des raies parasites. Un niveau de bruit de -135 dBc/Hz à 20 kHz de la porteuse et des raies parasites à*



LES NOUVELLES AVANCEES

- 90 dBc constituent une bonne performance dans cette gamme. Les modulations sont très complètes, AM, FM et PM, et les composantes continues doivent être transmises tandis qu'une source interne de modulation, véritable générateur BF, permet de s'affranchir d'une source extérieure.

Les générateurs « haut de gamme » sont à même de réaliser tous les tests nécessaires à la qualification des récepteurs les plus performants, notamment les mesures de sélectivité et de brouillage.

- Les générateurs dits de « moyenne gamme » présentent des performances plus modestes avec notamment un niveau de bruit de ~ 120 dBc/Hz à 20 kHz de la porteuse et des raies parasites situées vers -65 dBc.

Les modulations sont à couplage alternatif et une source interne 1 kHz ou 400 Hz remplace le générateur interne.

Ces instruments permettent la plupart des mesures, seules celles de brouillage dans le canal adjacent et de sélectivité sur les récepteurs très performants leur sont interdites.

- Les générateurs « économiques » sont plutôt destinés au service et présentent des caractéristiques de bruit de l'ordre de -100 dBc/Hz à 20 kHz et des raies parasites importantes, parfois non spécifiées.

Ces trois segments principaux sont actuellement du fait de la croissance du marché et de la maîtrise des nouvelles technologies, en train de se subdiviser eux-mêmes en plusieurs segments.

C'est ainsi que les appareils de « moyenne gamme » sont de plus en plus équipés d'une entrée de modulation à couplage continu et d'un générateur BF programmable.

Quant à la pureté spectrale, facteur déterminant du coût d'un appareil, elle reste centrée sur -120 dB/Hz pour le bruit de phase et -65 dBc pour les raies parasites.

Le 740A couvre parfaitement ce segment des appareils de « classe moyenne ». Ses principaux paramètres, niveaux, distorsion, modulations et bruit proche de la porteuse, sont parmi les plus performants du marché, excepté la gamme de fréquence limitée à 1 120 MHz qui ne satisfait pas l'extension du marché vers 2 ou 3 GHz.

C'est pourquoi Adret a décidé de développer le 742A en utilisant les circuits de synthèse de fréquence du 740A dont les performances et la fiabilité sont reconnues et appréciées par plus de 2 000 utilisateurs.

Ce nouvel appareil, dont la gamme de fréquence est portée à 2,4 GHz, est en outre équipé d'une entrée de modulation à couplage continu et d'un générateur BF programmable. De plus, en entrée alternative, l'utilisateur a le choix d'une relation directe entre le niveau de la BF extérieure, la profondeur de modulation et d'un contrôle automatique du niveau de 10 BF extérieure, rendant ainsi la profondeur de modulation indépendante des variations de niveau du signal extérieur.

Le 742A : le haut de la « moyenne gamme »

Cet appareil, qui reprend les circuits de synthèse qui ont fait le succès du 740A, voit sa gamme de fréquence étendue à 2,4 GHz par le truchement d'un doubleur supplémentaire ; un générateur audio-fréquence programmable constitue une source de modulation interne très commode, et la transmission des composantes continues de modulation est assurée pour toutes les modulations.

Le 742A se présente donc comme un appareil extrêmement universel, doté de la plupart des perfectionnements des « haut de gamme » et d'un prix très attractif, eu égard à la gamme de fréquence couverte.

Principe du 742A : compliquer le plan de fréquence pour simplifier la réalisation

Le plan de fréquence d'un générateur à synthèse de fréquence est déterminé en tenant compte de nombreux facteurs, dont les plus importants sont évidemment l'objectif de niveau de bruit et de raies parasites, le temps d'acquisition visé, la résolution de fréquence et le prix de revient de l'ensemble.

En fait, il s'agit souvent d'un compromis entre ces différents facteurs et l'amélioration de l'un entraîne la dégradation d'un ou plusieurs autres et généralement celle du prix de revient.

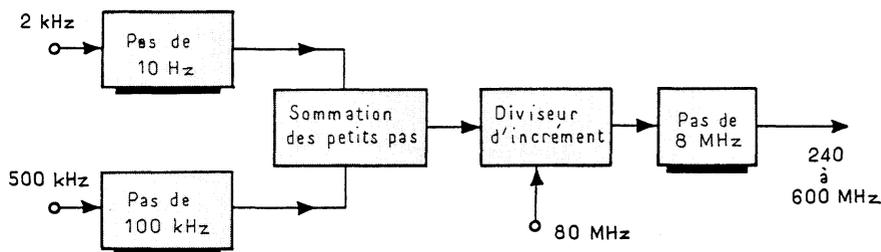


Fig. 1. - Les 5 boucles de phase du 742 A constituent l'une des caractéristiques majeures de l'appareil.

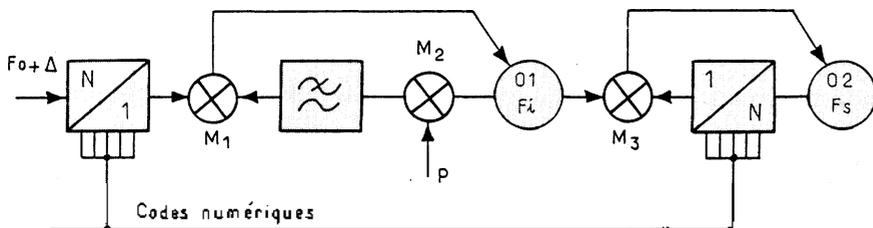


Fig. 2. - Montage utilisant un diviseur programmable, de taux N, associé à une boucle de verrouillage de phase.

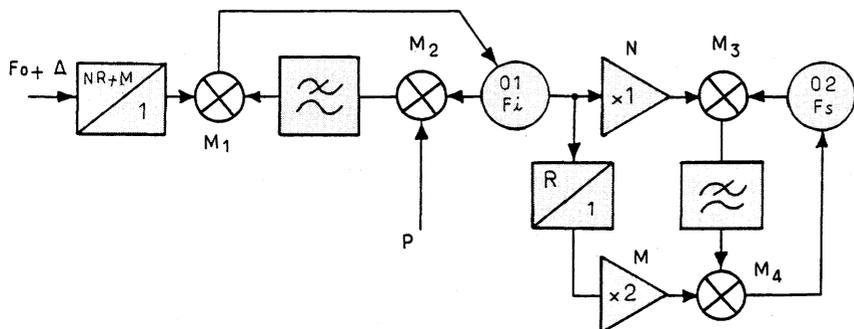


Fig. 3. - Dans ce montage, le taux de division du diviseur n'est plus égale à N mais à NR + M.

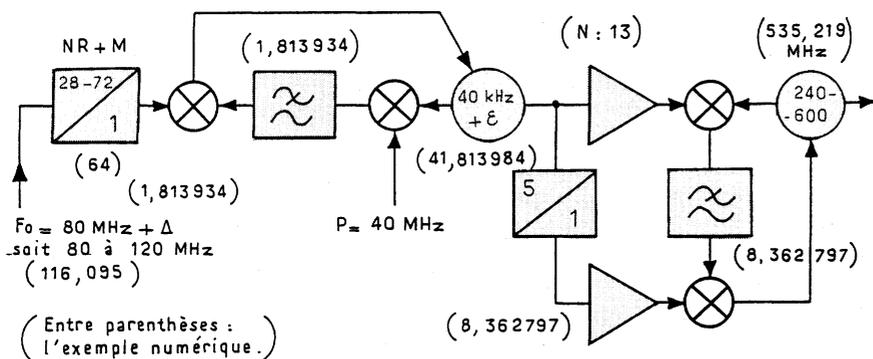


Fig. 4. - Application numérique chiffrée, visant à l'obtention d'une fréquence de 535,219 MHz.

Dans le cas du générateur 742A, aucune concession n'a été faite sur les paramètres importants. Il s'agit d'un synthétiseur multiboucle dont la résolution très fine - 10 Hz jusqu'à 1 200 Hz - est obtenue sans sacrifier le temps d'acquisition, et sans utiliser des artifices à base de répartition temporelle irrégulière. Celle-ci donnerait nécessairement naissance à des raies parasites très proches de la porteuse, difficiles à observer, mais néanmoins gênantes dans nombre d'applications.

C'est à 5 boucles de phases différentes que le 742A doit ses performances en pureté spectrale, en temps d'acquisition et en résolution. Ces boucles sont représentées et désignées par leurs fonctions sur la figure 1.

D'une façon très simplifiée, ce synoptique fait apparaître l'architecture générale du synthétiseur avec la boucle générant les pas de 10 Hz (5 Hz dans le cas du fonctionnement avec doubleur), la boucle des pas de 100 kHz et celle de sommation.

A partir de ce point, le principe de fonctionnement devient plus complexe et tout à fait original, méritant une explication approfondie. Pour mieux comprendre le but de cette disposition, il suffit de savoir qu'elle permet, au moyen d'un seul oscillateur VHF, de générer les plus grands pas, 8 MHz en l'occurrence, et d'y ajouter les petits pas disponibles en sortie du sommateur de ces petits pas.

Le principe est un peu complexe, mais, sur le plan matériel, le résultat est spectaculaire par la réduction du nombre de circuits VHF toujours délicats à réaliser.

Principe de la synthèse des grands pas

Pour bien comprendre le fonctionnement d'une synthèse selon ce principe, il est utile de revenir sur les deux procédés connus pour réaliser cette opération.

■ Le premier consiste à utiliser deux oscillateurs asservis en phase : l'un assurant la synthèse des grands pas, avec une fréquence de référence égale à ce grand pas et un diviseur programmable ; l'autre étant conçu pour que sa boucle d'asservissement

de phase somme algébriquement la fréquence du premier oscillateur et une fréquence d'entrée comportant une partie fixe et une partie variable représentant la somme des petits pas.

Ce principe présente l'inconvénient de nécessiter deux oscillateurs dans la gamme de la fréquence de sortie, avec une grande difficulté pour obtenir l'isolement suffisant entre ces deux sources décalées d'une valeur de fréquence non sous-multiple entier de celle de sortie.

■ Le deuxième principe, breveté antérieurement par *Adret Electronique*, revient en fait à décaler la fréquence de référence représentant les grands pas d'une valeur faible, permettant d'ajouter la fréquence fixe à celle des petits pas. Très simplement, si la fréquence fixe est F_0 , la somme des petits pas Δ et la fréquence égale au grand pas P , l'oscillateur de fréquence F_i donne :

$$F_i = \frac{F_0 + \Delta}{N} + P \quad (1),$$

dans lequel N est un entier variable qui représente le nombre de grands pas P .

Il suffit alors de remultiplier F_i par N pour obtenir :

$$F_0 + \Delta + NP \quad (2).$$

Le montage représenté figure 2 est réalisé avec un diviseur programmable de taux N attaqué par la fréquence $F_0 + \Delta$ venant de la synthèse des petits pas, tandis qu'une boucle de verrouillage de phase permet d'asservir l'oscillateur F_i pour satisfaire à l'équation (1).

L'inconvénient majeur de ce principe réside dans le fait que l'obtention d'une bonne pureté spectrale n'est possible que pour de faibles valeurs de taux N , celui-ci représentant la dégradation de cette pureté entre F_i et la fréquence de sortie, la pureté de F_i étant subordonnée à des limites technologiques.

L'intérêt du principe du 742A est d'augmenter le nombre de pas réalisés par le dispositif sans pour autant atteindre pour N une valeur élevée incompatible avec une bonne pureté spectrale. Dans le cas présent, le nombre de pas vaut $R.N$ (exemple $R = 5$).

Le fonctionnement de cette boucle de synthèse de fréquence per-

fectionnée obéit à la relation suivante :

$$F_s = \frac{F_0 + \Delta}{R} + (N + \frac{M}{R}) \cdot P,$$

dans laquelle :

F_s est la fréquence de sortie,

$F_0 + \Delta$: la fréquence comportant les petits pas,

P : le plus grand pas,

N : le nombre de grands pas P ,

M : le nombre d'une fraction P/R du grand pas,

R : représente l'accroissement de la résolution, c'est-à-dire du nombre de pas obtenus.

Le schéma de la figure 3 représente, en gardant le même esprit que celui de la figure 2, un tel dispositif.

L'obtention de la fréquence intermédiaire F_i passe par une disposition identique à celle de la figure 2, à ceci près que le taux de division du diviseur n'est plus N mais $NR + M$.

Par contre, l'asservissement de l'oscillateur O_2 sur la fréquence de O_1 se fait, cette fois, par un système plus complexe, assimilable à un multiplicateur fractionnaire.

A partir de la fréquence F_i , un multiplicateur X_1 élabore un peigne de fréquence couvrant toute la gamme de fréquence de sortie.

Le battement entre la fréquence O_2 et l'harmonique la plus proche du peigne de fréquence issu de F_i est filtré et appliqué au comparateur de phase M_4 qui reçoit lui-même, d'autre part, un second peigne de fréquence issu, cette fois, de F_i/R , fréquence obtenue au moyen du diviseur par R .

La boucle de rétro-action agit pour asservir O_2 de telle manière que le battement soit égal à un multiple entier de F_i/R et, à ce moment, la fréquence de O_2 est de la forme :

$$F_s = (F_i \times N) \pm (\frac{F_i}{R} \times M) \quad (3),$$

dans laquelle N est le rang d'harmonique de la raie du peigne issu de F_i qui donne le battement et M le rang d'harmonique du spectre de F_i/R de fréquence égale au battement.

Il est évident que l'oscillateur O_2 doit être approché de sa fréquence finale par un circuit auxiliaire de manière à être verrouillé sur les bons rangs N et M d'har-

moniques des deux peignes de fréquence. Une boucle d'approche numérique, fonctionnant éventuellement en fréquence plus basse, peut être utilisée.

Partant de la fréquence d'entrée $F_0 + \Delta$, l'équation de la fréquence de sortie s'écrit en reportant la valeur de F_i :

$$F_i = \frac{F_0 + \Delta}{NR \pm M} + P,$$

dans l'équation de F_s (3), soit :

$$F_s = (\frac{F_0 + \Delta}{NR \pm M} + P) \cdot N \pm (\frac{F_0 + \Delta}{NR \pm M} + P) \cdot \frac{M}{R};$$

$$c'est-à-dire :$$

$$F_s = (\frac{F_0 + \Delta}{NR \pm M} + P) \cdot (N \pm \frac{M}{R});$$

en développant :

$$F_s = \frac{F_0 + \Delta}{NR \pm M} \cdot N \pm \frac{F_0 + \Delta}{NR \pm M} \cdot \frac{M}{R} + NP \pm \frac{MP}{R},$$

et :

$$F_s = \frac{(F_0 + \Delta) (N \pm M/R)}{NR \pm M} + NP \pm \frac{MP}{R}.$$

$$F_s = \frac{(F_0 + \Delta) (RN \pm RM/R)}{(RN \pm M) R} + NP \pm \frac{MP}{R},$$

d'où l'expression de F_s :

$$F_s = \frac{F_0 + \Delta}{R} + NP \pm \frac{MP}{R}.$$

La fréquence de sortie F_s est donc bien une somme de trois termes : $(F_0 + \Delta)/R$ qui comporte les petits pas divisés, dans un rapport fixe R , la fréquence NP dans laquelle N peut prendre toute valeur discrète nécessaire à la couverture de la gamme de fréquence requise et enfin, c'est le point essentiel, le terme $\pm MP/R$ qui introduit M pas de valeur P/R . Un autre point important réside dans le fait que le terme MP/R

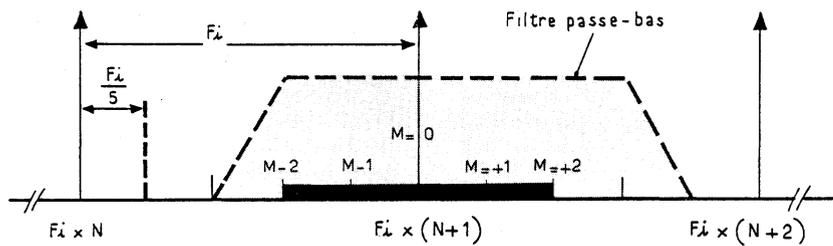


Fig. 5. - Représentation, dans le domaine fréquence, illustrant le mécanisme de l'asservissement de l'oscillateur de sortie.

peut être nul ($M = 0$), positif ou négatif, ce qui permet, en fait, en se reportant au montage de la figure 3, d'effectuer R pas de valeur P/R de part et d'autre d'un multiple entier, de rang N , de la fréquence de l'oscillateur O1. Dans le cas où $M = 0$, le mélangeur M3 délivre un battement nul, c'est-à-dire une tension continue variable avec la phase et qui est échantillonnée dans le mélangeur M4. Donc, dans ce cas, la tension continue est simplement recopiée.

A ce stade de l'explication, il est intéressant d'introduire des valeurs numériques, qui permettront de mieux comprendre le principe. Les valeurs indiquées dans l'exemple ci-dessous sont très proches des valeurs réelles du 742A, mais sont arrondies pour simplifier les calculs et donc la compréhension du principe.

Dans le 742A, la valeur du grand pas est 40 MHz et $R = 5$, ce qui signifie que le système produira des pas de $40 \text{ MHz}/5 = 8 \text{ MHz}$.

La fréquence d'entrée, 80 à 120 MHz, se retrouvera ajoutée à la sortie après division par R , c'est-à-dire sous la forme de 16 à 24 MHz, couvrant donc l'intervalle entre les pas de 8 MHz et avec une porteuse fixe F_0 égale à 16 MHz, soit deux pas de 8 MHz.

La bande de fréquence couverte est de 360 MHz et il est aisé de calculer le taux de division du diviseur programmable en tenant compte du fait que M varie de -2 à $+2$ et de la valeur de F_0 ramenée à la sortie, soit 16 MHz. Pour 240 MHz, M est nul et le taux du diviseur est :

$$tx = \frac{(240 \text{ MHz} - 16 \text{ MHz}) \cdot R}{P}$$

$$= \frac{224 \text{ MHz} \times 5}{40} = 28.$$

Pour 600 MHz, $M = 0$:

$$tx' = \frac{[600 \text{ MHz} - 24 \text{ MHz}] \cdot 5}{40} = 72.$$

Pour prendre une application numérique chiffrée, considérons une fréquence à obtenir de 535,219 MHz (fig. 4).

Retranchons la partie fixe F_0 :

$$535,219 \text{ MHz} - 16 \text{ MHz} = 519,219 \text{ MHz}.$$

Le taux de division sera :

$$\frac{519,219}{8} = 64,90\dots,$$

dont la partie entière est 64.

$$519,219 - (64 \times 8) = 7,219.$$

La fréquence d'entrée $F_0 + \Delta$ est donc :

$$(16 + 7,219) \times 5 = 116,095 \text{ MHz}.$$

La fréquence après division est alors :

$$\frac{116,095}{64} = 1,813984 \text{ MHz}.$$

Celle de l'oscillateur O1 :

$$1,813984 \text{ MHz} + 40 \text{ MHz} = 41,813984 \text{ MHz}.$$

La raie harmonique la plus proche sera la treizième, soit :

$$41,813984 \text{ MHz} - 535,219 \text{ MHz} = 8,362797 \text{ MHz}.$$

A la sortie du diviseur par R :

$$\frac{41,813984}{5} = 8,362797,$$

donc dans ce cas, $M = +1$.

Une représentation dans le domaine fréquence permettra de mieux comprendre le mécanisme de l'asservissement de l'oscillateur de sortie (fig. 5).

Les vecteurs verticaux représentent en fait le peigne de fréquence issu de la fréquence F_i et le rang N , $N + 1$, $N + 2$, tandis que les petites divisions figurent les asservissements possibles sur les sous-multiples R . La plage en trait gras indique les positions possible pour l'harmonique de rang $N + 1$.

Avant tout, un bon « pilote »

La réalisation d'un synthétiseur faible niveau de bruit de phase passe par l'utilisation d'une référence de fréquence, le « pilote » du générateur, d'une qualité compatible avec celle recherchée au niveau du signal de sortie.

En effet, dans la bande passante des différentes boucles, c'est-à-dire jusqu'à quelques centaines de kilohertz de la porteuse, c'est le bruit de phase multiplié par le rapport des fréquences qui impose le niveau de bruit ultime, c'est-à-dire avec celui que l'on obtiendrait avec une synthèse parfaite.

Soit à titre d'exemple un pilote à 10 MHz dont le bruit à 10 kHz de la porteuse est à 150 dB/Hz, attaquant une synthèse dont la sortie délivre un signal à 1 000 MHz. Le niveau de bruit sur ce signal sera alors au mieux à 150 dB - 40 dB, soit 110 dB/Hz.

Dans la pratique, les résultats ne peuvent être que moins bon du fait de la détérioration apportée par les différents circuits multiplicateurs de fréquence. Pour cette raison, il est préférable de diminuer le taux de multiplication maximum en choisissant un pilote à fréquence plus élevée, et c'est un oscillateur à quartz à 80 MHz qui pilote les différents circuits du 742 A.

Cependant, si le choix d'une fréquence élevée favorise la pureté spectrale grâce à un taux de multiplication plus faible, le résultat n'est pas optimum en ce qui concerne la stabilité à long terme et même à court terme, critères pour lesquels une fréquence de 5 ou 10 MHz est, compte tenu de

la technologie des quartz, largement préférable.

La solution idéale consiste en fait à associer deux oscillateurs à quartz, l'un à 10 MHz fixant les caractéristiques de stabilité, l'autre à 80 MHz et asservi sur le premier avec une bande passante judicieuse, procurant un très faible niveau de bruit à distance moyenne de la porteuse. C'est donc un pilote à deux étages regroupés dans un même boîtier qui fournit au 742A les références de fréquence nécessaires.

Introduction de la FM continue

La fréquence de sortie du synthétiseur est directement liée à celle du pilote à quartz à travers un rapport qui dépend de la fréquence programmée, mais qui ne saurait varier d'une façon continue.

Or, certaines applications nécessitent une variation continue de la fréquence de sortie suivant les variations d'un signal de modulation avec transmission de la composante continue. Il y a donc là une contradiction que les concepteurs de générateurs synthétisés doivent contourner pour rendre leurs produits aptes à ce genre d'applications.

La solution consiste à ajouter à la

fréquence synthétisée, liée au quartz, un terme de fréquence variable commandée par la tension d'entrée. Le problème est alors, d'une part au niveau du plan de fréquence d'introduire la fréquence variable, d'autre part d'élaborer cette fréquence avec la stabilité requise.

Dans le 742A, l'introduction de la fréquence variable s'effectue au niveau de la sommation des petits pas qui doit sommer trois fréquences au lieu de deux par le truchement de deux boucles d'asservissement au lieu d'une seule. L'élaboration de la fréquence variable d'elle-même se fait au moyen d'une boucle d'asservissement de fréquence (et non de phase) dont le schéma synoptique est représenté figure 6.

Les circuits de sortie : comment augmenter la plage de fréquence

Le signal synthétisé couvre une gamme de fréquence allant de 240 à 600 MHz, obtenue à l'aide de deux oscillateurs commutés, cette plage étant trop importante pour être couverte par un seul oscillateur dans de bonnes conditions de fonctionnement, il est donc nécessaire d'étendre la gamme vers le bas et vers le haut pour obtenir la couverture désirée.

Pour les fréquences plus basses, un diviseur binaire permet de descendre à 120 MHz, tandis qu'un mélangeur avec une fréquence fixe de 400 MHz donne par hétérodynage la gamme allant de 0,1 MHz à 120 MHz.

L'extension vers des fréquences plus élevées est confiée à un premier doubleur permettant d'atteindre 1 200 MHz et à un second doubleur pour la gamme 1 200 à 2 400 MHz.

Une description complète des différents circuits serait fastidieuse, aussi nous contenterons nous de traiter les points technologiques particulièrement intéressants.

Le mélangeur de sortie hétérodyne : la « classe 4 »

Comme nous l'avons vu plus haut, la gamme de fréquence allant de 0,1 à 120 MHz est obtenue par mélange d'une fréquence

fixe, 400 MHz, et d'une fréquence variable de 400 à 520 MHz. Cette dernière fréquence comporte la modulation d'amplitude et doit nécessairement être la voie linéaire du mélangeur.

Le choix du mélangeur est particulièrement critique si l'on considère simultanément le niveau de bruit d'amplitude, qui doit se situer à -145 dBc/Hz, et le niveau des raies parasites, qui ne doivent pas dépasser -70 dBc. En effet, l'obtention du niveau de bruit passe par un niveau de fonctionnement suffisamment élevé par rapport au bruit thermique, tandis que les raies d'intermodulation croissent avec ce même niveau de fonctionnement.

Le compromis est difficile et un nouveau type de mélangeur reculant les limites habituelles de ce type de composants a été développé, c'est le mélangeur « classe 4 ».

Mélangeur doublement équilibré perfectionné

Les mélangeurs doublement équilibrés (double balanced mixers) sont largement utilisés dans les équipements de télécommunication (récepteurs, émetteurs), le radar, la télévision, l'instrumentation électronique, etc..., chaque fois qu'il est nécessaire de convertir un signal incident de fréquence donnée en un signal de sortie de fréquence différente, par mélange additif ou soustractif avec un signal auxiliaire de niveau élevé et de fréquence convenable.

La figure 7 représente une structure type d'un tel modulateur, par ailleurs bien connu, et qui comprend un transformateur 1 comportant un enroulement primaire recevant le signal incident (communément appelé Port RF), et un enroulement secondaire à prise médiane, un transformateur 2 analogue au précédent, et comportant un enroulement primaire recevant le signal auxiliaire (communément appelé Port LO) et un secondaire à prise médiane, un modulateur en anneau 3 comportant quatre bras redresseurs identiques, un port de sortie 4 relié aux prises médianes des secondaires des transformateurs (communément appelé Port IF).

La théorie connue de tels modula-

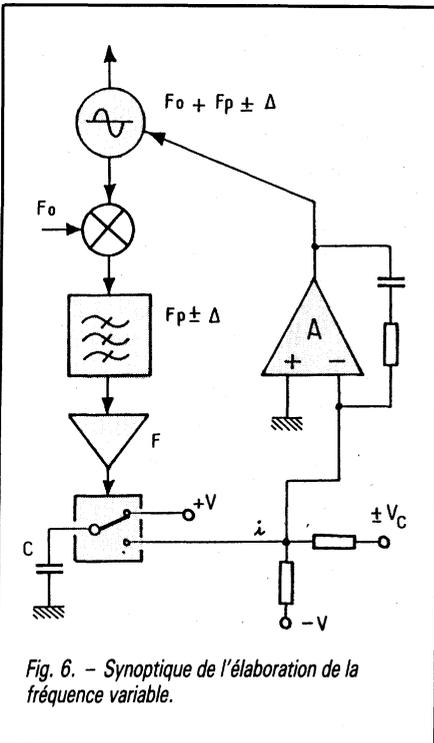


Fig. 6. - Synoptique de l'élaboration de la fréquence variable.

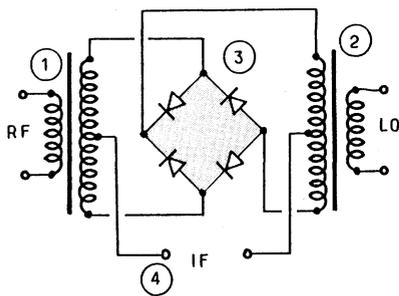


Fig. 7. - Structure type d'un modulateur doublement équilibré.

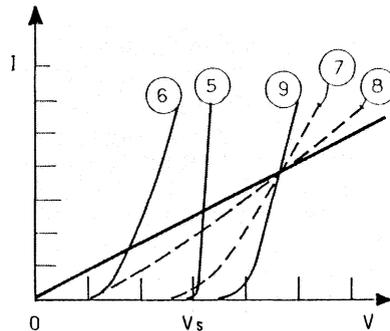


Fig. 8. - Courbes d'une diode d'un bras de modulateur.

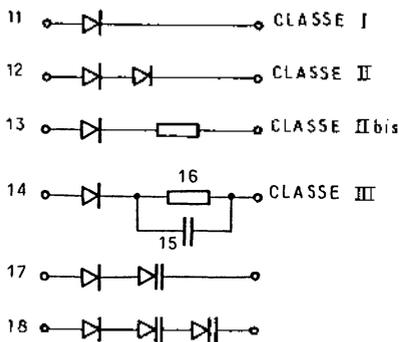


Fig. 9. - Structures de bras de modulateur en anneau.

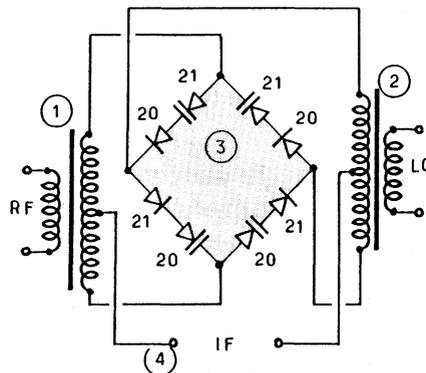


Fig. 10. - Schéma d'un mélangeur breveté par Adret.

teurs montre que le signal IF possède deux composantes principales de fréquences $F_{IF} = F_{LO} \pm F_{RF}$, la composante désirée étant par exemple sélectionnée par filtrage. En première approximation, les différentes modulations qui affectent le signal RF (amplitude, phase, fréquence, et leurs combinaisons) affectent également le signal IF.

Le niveau du signal LO étant supposé suffisamment élevé pour provoquer la conduction alternée des deux paires de redresseurs supposés parfaits constituant l'anneau modulateur, et les transformateurs étant supposés parfaits et de rapport 1/2 (chaque moitié du secondaire comportant autant de prise que le primaire), la théorie montre que l'amplitude de chaque composante du signal IF est égale à $2/\pi$ du signal RF, soit un affaiblissement de 4 dB.

En pratique, les mélangeurs équilibrés sont entachés de divers défauts dus aux pertes dans les transformateurs (affaiblissement supplémentaire) et surtout à l'im-

perfection des diodes constituant les bras du modulateur en anneau, ce qui entraîne un affaiblissement croissant avec le niveau du signal RF (saturation), et l'apparition de signaux parasites indésirables tels que distorsion et produits d'intermodulation.

La figure 8 représente en 5 la courbe d'une diode « idéale » constituant un bras du modulateur. Le courant passant est nul en polarisation inverse et s'établit brusquement en polarisation directe pour une valeur de seuil V_s . De la sorte, l'impédance dynamique de la diode en phase conductrice est nulle et la tension de crête admissible du signal RF est égale à V_s .

On voit également que le modulateur, équipé de diodes réelles, sera d'autant meilleur que le coude des diodes sera brusque, que l'impédance dynamique dans le sens passant sera faible, et que la tension de seuil V_s sera suffisante pour admettre un niveau RF maximal donné.

La figure 9 représente des struc-

tures connues pour les bras du modulateur en anneau, communément nommées « classes », et la figure 8 les courbes caractéristiques correspondantes et leur point d'intersection avec la droite de charge déterminée par l'impédance du signal LO.

• 11 est la structure dite « classe I », et 6 la courbe correspondante.

• 12 est la structure dite « classe II », et la 7 la courbe correspondante.

• 13 est la structure dite « classe II bis », et 8 la courbe correspondante.

• 14 est la structure dite « classe III ».

Dans ce dernier cas, la présence du condensateur 15 en dérivation sur la résistance 16 diminue l'impédance dynamique du port IF à condition qu'à la fréquence considérée, l'impédance du condensateur 15 présente une valeur faible devant celle de la résistance 16. Pour des valeurs basses de la fréquence IF, la capacité du condensateur 15 atteint des valeurs prohibitives.

Le mélangeur doublement équilibré objet du brevet *Adret* se distingue essentiellement des mélangeurs précédents par la structure des bras redresseurs du modulateur en anneau. Chacun de ceux-ci comporte, connectées en série, une diode rapide par exemple du type jonction métal-silicium assurant la fonction de commutation, et une ou plusieurs diodes à jonction P-N du type « varactor » de forte capacité et de faible résistance intrinsèque, le sens des diodes étant tel qu'elles sont toutes passantes simultanément. La structure de tels bras redresseurs est représentée en 17 de la figure 9, comportant une diode P-N, et la courbe correspondante est figurée en 9 de la figure 8 réalisant ainsi une quatrième classe de mélangeurs.

L'impédance dynamique au point de fonctionnement est faible, et pratiquement égale à celle de la seule diode rapide, la résistance intrinsèque des diodes « varactor » étant minime, et la capacité importante dans le sens passant abaissant encore la valeur de l'impédance résultante.

La figure 10 représente le

schéma d'un mélangeur conforme au brevet *Adret*. Le modulateur en anneau est constitué de huit diodes, soit dans chaque bras une diode 20 du type jonction métal-semi-conducteur rapide et une diode 21 du type « varactor ».

L'intérêt essentiel de cette disposition réside dans les caractéristiques d'intermodulation qui peuvent être obtenues grâce en particulier au point d'interception du 3^e ordre, très élevé, donné par la caractéristique composite des diodes séries.

Un point d'interception du troisième ordre de + 23 dBm sur le mélangeur de sortie du 742A explique le très faible niveau d'intermodulation obtenu sur la gamme hétérodyne 100 kHz-120 MHz.

La société *Ade* fabrique et commercialise des mélangeurs sous licence *Adret*, permettant de résoudre de nombreux problèmes dans lesquels l'intermodulation est le facteur déterminant. Ce composant est représenté figure 11.

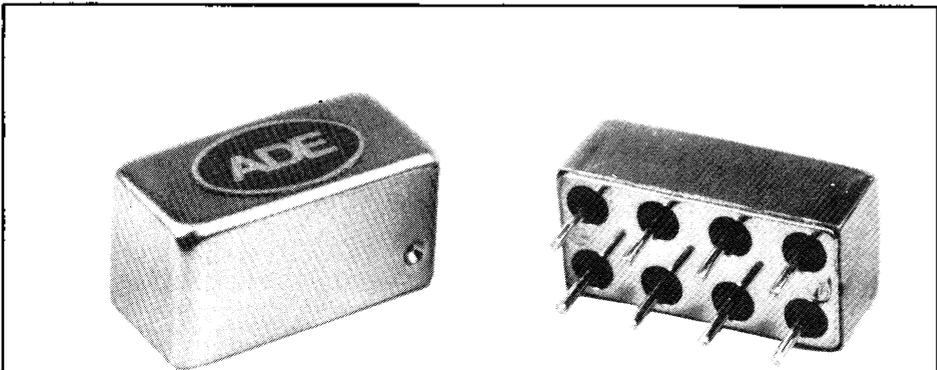


Fig. 11. - Mélangeur de sortie *Adret*.

Les doubleurs de fréquence

Les doubleurs de fréquence utilisés dans le 742A sont placés en sortie de la gamme directe en un point où le signal peut être modulé en amplitude lorsque ce type de modulation est sollicité. De plus, l'atténuateur de sortie procédant par pas de 5 dB, une variation analogique de cette valeur est nécessaire pour réaliser les pas de 1 dB et 0,1 dB.

Le doubleur de fréquence doit donc travailler sur un signal dont la dynamique de variation de niveau dépasse largement 40 dB, ce qui complique singulièrement sa réalisation.

Le principe du doubleur à diode utilisé dans le 742A est bien connu, mais son originalité réside dans un mode de polarisation particulièrement étudié pour assurer la plus grande dynamique possible. Ce résultat est obtenu par un circuit représenté figure 12 agencé de telle sorte que le point de fonctionnement soit indépendant de la température.

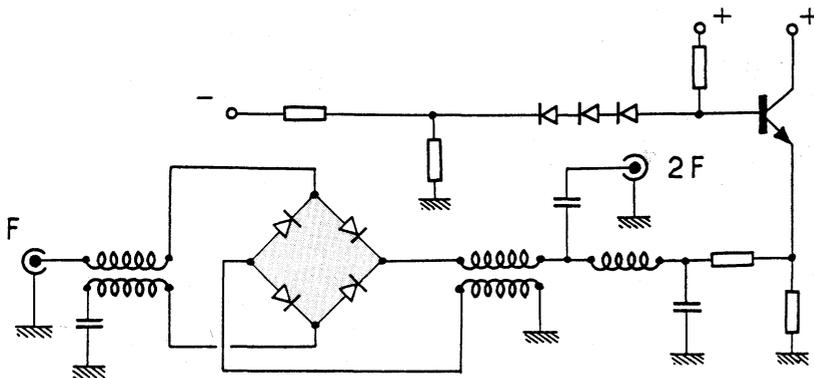


Fig. 12. - Principe du montage utilisé dans le 742A, dont le point de fonctionnement est indépendant de la température.

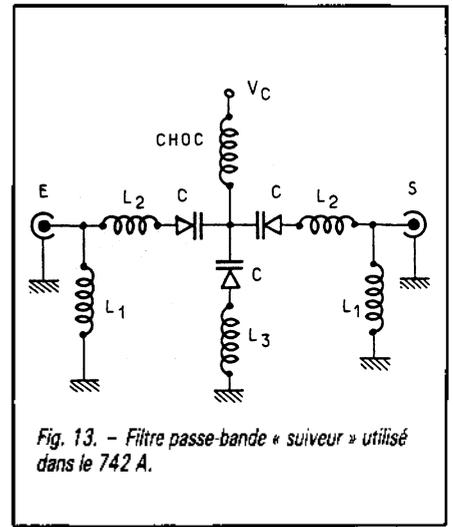


Fig. 13. - Filtre passe-bande « suiveur » utilisé dans le 742A.

Les défauts de linéarité du doubleur sont encore aggravés lorsqu'un deuxième doubleur reprend le signal issu du premier, ce qui est le cas pour la gamme 1 200 à 2 400 MHz du 742A. Heureusement, la régulation de niveau agit par le truchement d'un détecteur linéaire placé en sortie, juste avant l'atténuateur, et qui commande une boucle de rétroaction qui linéarise l'ensemble de la chaîne.

Le doubleur à pont de diode sort un signal en forme de sinusoïde redressée double alternance, dont la représentation dans le domaine fréquence est :

$$y = \frac{2}{\pi} E \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2x - \frac{2}{15} \cos 4x + \frac{2}{35} \cos 6x \dots (-1)^{n/2} \frac{2}{n^2 - 1} \cos nx \right)$$

Il est aisé de voir que le terme fondamental x et le terme à trois fois la fréquence fondamentale $3x$ sont éliminés si la symétrie est parfaite. Cependant, il est difficile d'obtenir mieux que 20 dB et les résidus doivent être filtrés.

Deux moyens peuvent être utilisés pour ce filtrage qui doit permettre une atténuation significative des composants harmoniques et sous-harmoniques indésirables. Tout d'abord, la gamme de fréquence, l'octave en l'occurrence, peut être découpée en sous-bandes comportant chacune un

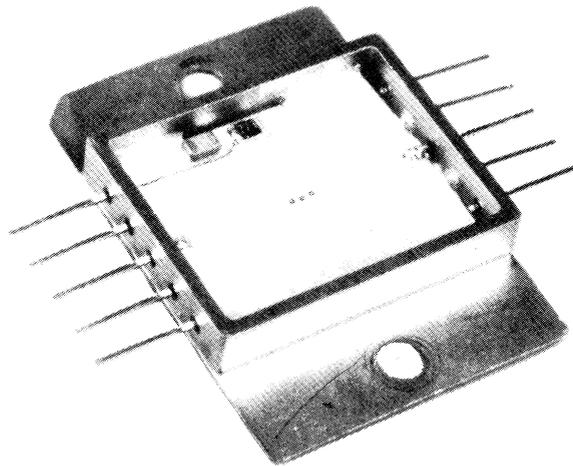


Fig. 14. - Filtre suiveur 1,2/2,4 GHz d'Adret accordé par varactor, réalisé sur alumine.

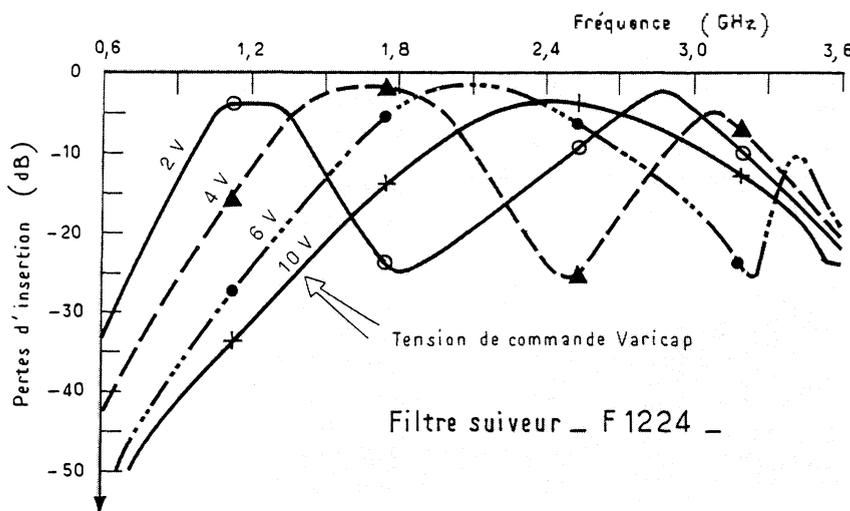


Fig. 15. - Caractéristique de transmission du filtre « suiveur ».

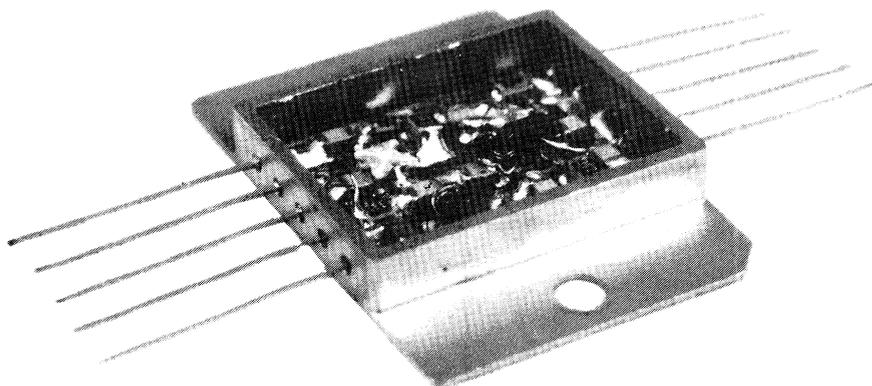


Fig. 16. - Amplificateur de sortie en technologie AsGa, réalisé par Adret.

filtre fixe, commuté électroniquement.

L'autre solution consiste à réaliser un filtre passe-bande dit « suiveur », comportant des varactors permettant l'accord du filtre sur la plage de fréquence requise au moyen d'une tension de commande.

C'est ce deuxième procédé qui a été retenu pour le 742A, principalement pour éviter les sauts de phase et d'amplitude occasionnés par les filtres commutés au moment des changements de filtre.

Une particularité intéressante réside dans le schéma équivalent de ce filtre suiveur, figure 13 qui procure un « zéro » de chaque côté de sa bande de transmission, précisément centré sur la fréquence 1/2 et 3/2 du signal désiré.

Dans le cas de la gamme 1 200/2 400, la réalisation d'un tel filtre ne saurait se faire en composants discrets et une solution micro-électronique couche mince avec des diodes varactors en puce a été retenue.

La figure 14 montre la réalisation du filtre sur alumine et la figure 15 la caractéristique de transmission pour 4 fréquences réparties dans la bande.

Les amplificateurs de sortie

Le 742A ne compte pas moins de 3 amplificateurs de puissance.

Le premier, dont la bande s'étend de 100 kHz à 600 MHz, est réalisé à partir d'éléments monolithiques à l'exception du dernier étage confié à un transistor bipolaire discret. Son niveau de sortie de l'ordre de + 18 dBm à 1 dB de compression est nécessaire pour attaquer soit l'atténuateur en gamme directe, soit le premier doubleur.

Le deuxième amplificateur 600 à 1 200 MHz est un circuit hybride avec contre-réaction sans pertes qui sort également + 18 dBm.

Le troisième amplificateur (fig. 16), qui suit le filtre du deuxième doubleur passe la bande 1 200 à 2 400 avec des transistors FET AsGa et délivre un niveau de sortie de + 15 dBm.

Un circuit de commutation dont la structure générale rappelle celle d'un triplexeur, permet d'aiguiller les différentes sorties vers le dé-

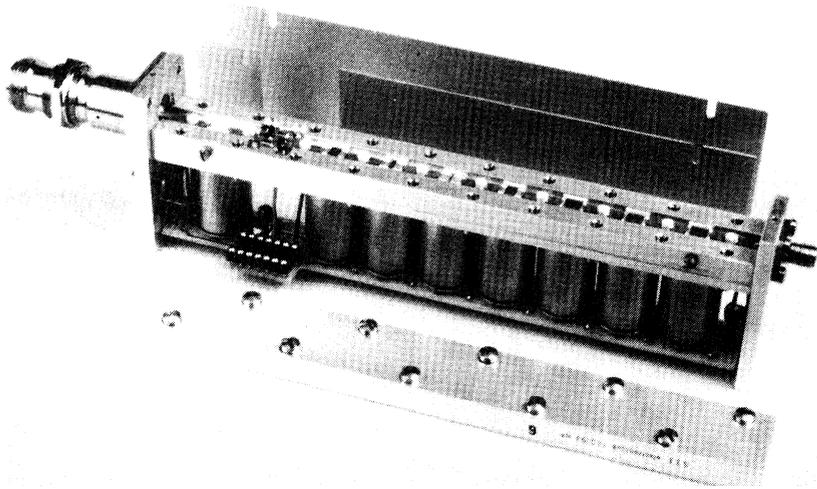


Fig. 17. - Atténuateur de sortie du 742 A.

tecteur, puis l'atténuateur de sortie.

L'atténuateur de sortie, pièce maîtresse du générateur

Les performances demandées aujourd'hui à l'atténuateur de sortie d'un générateur RF sont assez impressionnantes.

La dynamique requise est en effet de 145 dB et la précision nécessaire de l'ordre du dB et si l'on rapproche ces chiffres de la bande passante qui va de 100 kHz à 2,4 GHz, on imagine aisément la difficulté d'une telle réalisation.

Le 742A est donc équipé d'un tout nouvel atténuateur dont le principe de commutation original, breveté, réduit au minimum le nombre de pièces en mouvement et l'amplitude des déplacements. Cette conception est la garantie d'une grande longévité, condition indispensable pour l'utilisation du générateur pour des tests automatiques.

Sur le plan électrique, les cellules d'atténuation sont des circuits résistifs au nitrure de tantale sur alumine, technologie qui garantit une réponse parfaitement plate en fréquence et une très bonne précision et stabilité.

Un dispositif de protection contre les réinjections de puissance jus-

qu'à 50 W est incorporé à l'atténuateur et se compose d'un limiteur de puissance à diodes et d'un relais de coupure. Le limiteur agit instantanément, mais ne peut supporter les 50 W nécessaires que quelques dizaines de ms et le relais, commandé par un détecteur spécial situé sur la prise de sortie, assure une coupure en temps utile et tant que le phénomène subsiste.

La figure 17 montre une photographie de l'atténuateur, fabriqué sans licence par la société A.T.I. dont on connaît les réalisations dans le domaine des connecteurs coaxiaux hyperfréquences, et qui va prochainement commercialiser diverses versions du produit.

Un point important : l'aspect EMI

Un bon atténuateur ne suffit pas pour faire un bon générateur. En effet, celui-ci doit répondre aux normes EMI qui garantissent à l'utilisateur un faible rayonnement des circuits vers l'extérieur et une faible susceptibilité aux rayonnements ambiants.

Les mesures sur certains récepteurs très sensibles exigent actuellement un champ inférieur à 0,5 μ V à proximité immédiate du générateur. Ce résultat ne peut être atteint qu'en soignant les circuits pour diminuer l'émission à

l'intérieur de l'instrument (plan masse sur les cartes, blindage de certains circuits, modules étanches pour d'autres) et en réalisant une enceinte extérieure parfaitement étanche aux rayonnements. La conception mécanique du 742A réalise cette dernière condition par l'utilisation de profilés et de pièces en métal spécialement développés et comportant une gorge destinée à recevoir un joint hyperfréquence. Les modules RF en fonderie possèdent également des joints et nombre de liaisons coaxiales sont réalisées en semi-rigide. Enfin, le bus interne microprocesseur est flottant, un filtrage est prévu sur les entrées et sorties de toutes les cartes ou modules.

En conclusion

Le 742A se présente donc comme le premier générateur RF 2,4 GHz d'un prix abordable. Il se place par la qualité et la multiplicité de ses fonctions de l'homogénéité de ses performances à la frontière supérieure de la catégorie des générateurs moyenne gamme.

Cet appareil se situe dans la ligne du 740A dont la réputation de qualité et de fiabilité a largement dépassé nos frontières et dont les utilisateurs apprécient l'ergonomie et la grande facilité d'emploi.

J. LE ROY Directeur Marketing
J. REMY Directeur des Etudes
Adret Electronique