

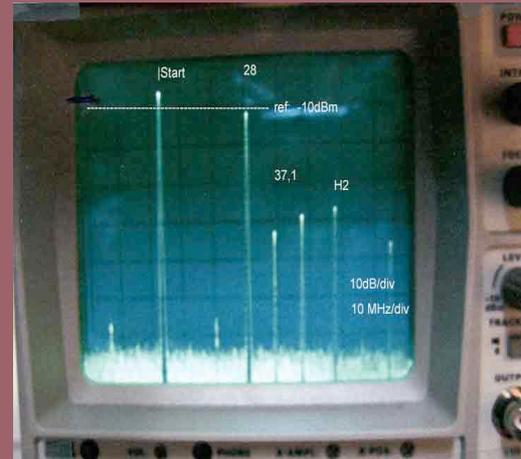
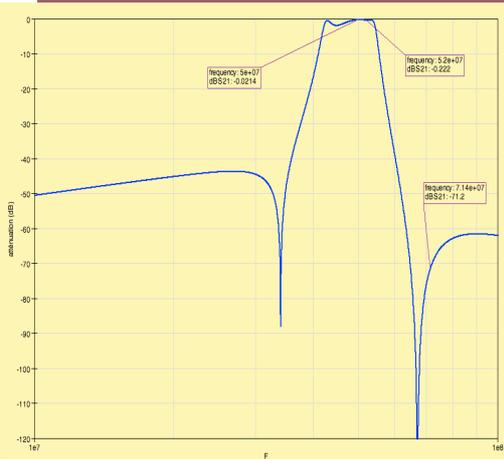


OCI

Ondes Courtes Informations

LE MAGAZINE D'INFORMATION DE L'UNION DES RADIOCLUBS ET DES RADIOAMATEURS

[HTTP://WWW.URC.ASSO.FR](http://www.urb.asso.fr)



★ UN TRANSCEIVER 50 MHz FM

★ L'ANTENNE HÉLICE

★ UN TRANSVERTER 28 - 144 MHz

N°227 - JUILLET 2009

Ondes Courtes Informations
Nouvelle série
n° 227 – juillet 2009
OCI/EC/1

magazine trimestriel
d'informations des
radioamateurs français est
publié par :

L'Union des radio-clubs et des
radioamateurs (URC)

25, allée des Princes
95440 Écouen

Courriel : f8urc@urc.asso.fr
<http://www.urc.asso.fr>

Directeur de la publication :
Vincent Habchi, F5RCS

Maquette de la couverture :
F6OYU, Luc

Maquette intérieure : F5RCS

Ont participé à ce numéro :
F5LLH, F6TEM. Merci à l'UIT.

Abonnement : 20 € pour un
an, avec la cotisation à
l'association, 30 € pour la
version imprimée.

Si vous souhaitez nous
proposer des articles
techniques ou généraux,
n'hésitez pas à nous contacter
à l'adresse f8urc@urc.asso.fr
ou à nous adresser un courrier
postal au siège.

La reproduction des articles
parus dans OCI est soumise à
l'autorisation des auteurs
respectifs, ceux-ci ne sont pas
nécessairement membres de
l'URC. Nous les remercions de
leur aimable collaboration.

En couverture : Groupement
d'antennes hélices en mode
axial. Photo F6TEM.

Quarante ans, toujours là !

Quarante ans, c'est à peu près l'âge de l'URC (et, par la même occasion, le mien également). On pourrait penser que depuis cette époque de la fin des années 1960 où fut créée notre association, les choses auraient changé... dans le bon sens. Mais il semble bien que l'histoire se répète, et que les mêmes causes engendrent les mêmes effets, quelles que soient les époques, ce qui semble après tout assez logique.

Nous sommes en train de numériser la collection de tous les OCI publiés à ce jour, que nous mettrons en téléchargement sur notre site, ou plutôt sur le nouveau site qui devrait être opérationnel au pire à la rentrée.

Qu'y lisons-nous sous la plume acerbe, subtile mais acérée de F9AA, le fondateur de l'URC ? Tout d'abord dans le numéro 2 :

Est-ce à dire que tout va bien dans le REF et que le moment est venu d'oublier un passé récent et déplorable ? Que désormais on peut faire confiance aux administrateurs actuels ou de demain pour représenter les radio-amateurs et conduire l'association vers un avenir satisfaisant ?

Les méthodes ont changé mais elles ne sont pas meilleures : le comportement du successeur de F9VR, soit au cours de ses déplacements ou de ses instructions écrites est pire — s'il est possible — que celui de son prédécesseur.

Les décisions qui ont prétendu imposer le silence aux adhérents de l'association et les priver du droit élémentaire à discussion sont toujours en vigueur, et rien n'empêcherait les administrateurs de l'association de les mettre à nouveau en pratique.

Et il ne faut pas se faire d'illusions : le ton des nouveaux venus dans l'administration du REF, et leur comportement, ressemblent d'une manière frappante à ceux d'hier.

puis :

Le REF a si peu repris une forme normale que d'excellents esprits veulent changer les statuts de l'association en décentralisant le « pouvoir » pour permettre un minimum de contrôle des dirigeants par les adhérents ; on peut discuter le bien-fondé de la réforme, mais ses motifs n'échappent à personne.

toute ressemblance avec des faits contemporains serait bien sûr fortuite.

Dans le numéro 4, F9AA définit ce qui a toujours été notre objectif :

Voilà pourquoi ONDES COURTES-INFORMATIONS existe et doit exister, pourquoi a été créée l'UNION DES RADIO-CLUBS, dont la mission essentielle est de dire ce que dissimule le REF, et de pallier les insuffisances et les erreurs de l'association nationale.

Vaste programme !

Vue la situation actuelle, ni l'URC, ni OCI ne sont prêts de disparaître !
Meilleures 73s du conseil d'administration et bonnes vacances !

- SOMMAIRE -

Actualités en bref	3	Un transverter 144 vers 28 MHz.	8
Edwin Armstrong et la FM, publication UIT	4	Première partie, principes. Par	
Un transceiver FM 50 MHz. Première	6	Jacques Durand, F6TEM	
partie, le filtre terminal, par F5RCS		L'antenne hélice en mode axial	14

Le dossier 7 MHz (suite)

Ce fut la grande affaire de cette fin de mois de juin. Comme nous vous l'avions indiqué dans le dernier numéro d'OCl, le Premier ministre (en réalité, par délégation, le Secrétaire général du Gouvernement) a signé, un peu à la surprise générale, car personne n'avait vraiment d'informations quant à la date, l'arrêté entérinant le changement d'affectataire de la bande 7,100 à 7,200 MHz du CSA (qui gère tout ce qui touche à la radio- ou télédiffusion) vers l'Arcep, notre tutelle.

C'est donc désormais à cette dernière de prendre une décision qui précisera la puissance et les modes autorisés (en réalité, la décision se contentera certainement de changer les limites de bande, il n'y a aucune raison que les conditions de trafic sur 7,100 - 7,200 MHz soient différentes de celles actuellement définies sur 7 - 7,100 MHz. Cette décision devra être validée par un arrêté d'homologation du ministre de l'Industrie.

Les dernières informations que l'Arcep nous a communiquées indiquent que la décision ne passera devant le Collège, l'instance exécutive de l'Autorité, qu'en septembre au mieux. Par la suite, les services du ministre de l'Industrie devront rédiger l'arrêté, celui-ci devra être signé puis publié au Journal officiel ; en règle générale l'arrêté et la décision sont publiés ensemble.

Or nous ne maîtrisons ni l'agenda de l'Arcep, ni celui du ministre, ni celui du Journal officiel ! La dernière décision publiée par l'Arcep, signée le 24 juillet 2008, a été suivie d'un arrêté pris le 11 septembre, puis d'une publication le 3 octobre. Si l'on fait abstraction du mois d'août, ou rien ne se passe, il a donc fallu environ deux mois et demi entre la signature de la décision et la « promulgation ». Si nous tablons sur le même délai, en supposant une signature de la décision courant (disons mi-) septembre,

cela nous entraîne début novembre. Encore cela représente-t-il l'hypothèse la plus optimiste.

Raisonnablement, je pense qu'il vaut mieux tabler sur fin novembre voire décembre. Le 7 MHz sans doute dans la hotte du Père Noël ?

160 mètres

Nous avons également demandé à l'Arcep l'extension de la bande des 160 mètres (actuellement 1,810 à 1,850 MHz) vers 2 MHz. Rappelons que cette bande est la seule, parmi les ondes moyennes, qui soit ouverte aux radioamateurs. Les régions 2 et 3 bénéficient déjà d'une allocation allant de 1,810 à 2 MHz. Certains pays de la Communauté européenne - à vrai dire pratiquement tous les pays du nord de l'Europe - ont déjà validé cette extension, dont le principe a été voté lors de la Conférence mondiale des radiocommunications 2003, la même qui a réformé l'article 25 du R.R. qui définit, dans ses grandes lignes, le service amateur.

La propagation en ondes moyennes est essentiellement nocturne, la couche ionosphérique D absorbant, en journée, cette gamme de fréquences. Du fait de la réflexion sur des couches basses, les distances atteintes sont assez faibles, quelques centaines de kilomètres.

En ce qui concerne la coordination internationale, qui est obligatoire en région 1 avant l'ouverture de la bande, il suffirait donc d'obtenir le feu vert de l'Espagne et de l'Italie - car tous nos autres voisins ont déjà officialisé l'extension. Il faut ensuite que l'Arcep sollicite et obtienne l'autorisation des autres affectataires de la bande, parmi lesquels la Défense. Ce n'est pas une mince affaire, mais comme le dit le proverbe : « Qui ne tente rien, n'a rien ». Au total, cela porte donc à cinq le nombre de dossiers fré-

quences ouverts : 160, 40, 6 et 4 mètres ainsi que le 70 centimètres. Pour ce dernier, l'Arcep nous a indiqué vouloir entamer en fin d'année les discussions avec les autres affectataires, à savoir la Défense et l'administration des ports (phares et balises), qui l'exploitent (ou plutôt l'exploitaient) pour leurs besoins de géolocalisation. À l'heure actuelle, tous les systèmes de géolocalisation terrestre ont été remplacés, ou sont en voie d'obsolescence rapide, du fait de la généralisation des systèmes GNSS type GPS et, à moyen terme, *Gallileo*.

70 MHz

Dans un courrier électronique récent, l'Arcep nous a indiqué ne pas envisager l'ouverture de la bande 70 MHz dans un avenir proche, en raison de son utilisation par des stations du service fixe et mobile. Nous allons donc poursuivre notre concertation avec la tutelle pour essayer d'obtenir, à défaut d'une ouverture de plein droit, peut-être l'octroi précaire et dérogoratoire de certaines fréquences, vue l'utilisation essentiellement expérimentale (balises) que nous avons envisagée.

Prix technique

Nous n'avons pas oublié le prix technique que nous avons décidé de créer au printemps. Les membres du jury sont désormais connus, il reste donc à définir exactement les catégories.

A priori, le choix irait vers un classement en trois catégories : individuel (donc ouvert à tous), radioclubs et enfin FO - pour encourager la pratique de la technique chez les opérateurs novices. Le CA prendra une décision définitive à l'automne, ainsi que les dates de remise et de proclamation des résultats.

EDWIN ARMSTRONG ET LA FM

EXTRAIT DES NOUVELLES DE L'UIT (10/2008), AVEC L'AIMABLE AUTORISATION DE L'UIT



Né à New York, États-Unis, *Edwin Armstrong* (1890-1954) a inventé trois des circuits électroniques fondamentaux des télécommunications d'aujourd'hui. Il se vit par ailleurs décerner la toute première « médaille d'honneur » de l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, que lui remit en 1917 une de ses organisations fondatrices, l'*Institute of Radio Engineers*.

Danse hertzienne

Le 30 décembre 1916 vit se dérouler « la première danse hertzienne au monde » dans une maison de Morristown, New Jersey, États-Unis, peut-on lire dans l'édition du *New York Times* du lendemain : des couples dansèrent à la musique d'un phonographe situé à New York City, à quelque 65 km de là, le son étant non seulement transmis par radio, mais de plus, et c'est là l'étonnant, amplifié de telle sorte qu'il « pouvait être entendu dans toute la maison ». Auparavant, pour entendre les diffusions radio-phoniques expérimentales, qui débutaient à cette époque, les auditeurs devaient être munis d'écouteurs. L'amplification révolutionnaire de ce soir-là était due à un inventeur du cru, *Edwin Howard Armstrong*.

Danse régénérative

Un technicien passionné de radio-diffusion qui avait installé l'équipe-

ment pour la soirée dansante a décrit la manière dont s'y était pris Armstrong pour créer « un dispositif pouvant multiplier le son de 500 à 1 000 fois, l'amplificateur de De Forest ne multipliant les signaux que de 12 à 18 fois ». De fait, Armstrong avait inventé une version améliorée de l'*Audion*, un tube à vide triode, breveté par Lee De Forest en 1908 qui contenait deux électrodes reliées par une grille (voir la *Page des pionniers* dans l'édition juillet-août 2008 des *Nouvelles de l'UIT*), qui permettait de détecter des signaux radio et de les amplifier légèrement.

Dans le nouveau circuit conçu par Armstrong, une partie du courant appliqué à une électrode était renvoyé sur la grille pour renforcer les signaux entrants, et plus le courant de retour était élevé, plus le tube produisait des oscillations rapides, agissant comme émetteur. Ce dispositif était non seulement le premier amplificateur radio d'une grande puissance, mais également la clé de l'émetteur à ondes continues qui est incontournable dans les radios d'aujourd'hui.

En 1914, Armstrong obtint pour ce « circuit régénératif » un brevet qui fut contesté par De Forest deux ans plus tard dans ce qui devait être la première d'une longue série de batailles juridiques pour Armstrong. Bien que la plainte fût rejetée par les tribunaux, la Cour suprême des États-Unis devait infirmer la décision en 1928 « au grand étonnement des ingénieurs radio », selon l'Institut Franklin, qui décerna à Armstrong la plus haute distinction scientifique américaine, une médaille Benjamin Franklin.

Paris superhétérodyne

Armstrong enseigna à l'Université Columbia de New York, mais en 1917 fut envoyé en France comme

officier du Régiment des transmissions de l'armée. Pour répondre à la question de notre précédente édition, Armstrong fit des expériences depuis le haut de la tour Eiffel qui devaient conduire à sa deuxième plus grande invention : on pensait alors que les avions ennemis pouvaient communiquer secrètement par ondes courtes, ce qui amena Armstrong à créer un « circuit superhétérodyne » doté d'une puissance d'amplification plus forte que jamais.

Aucun signal ennemi ne fut détecté, mais le circuit superhétérodyne (pour lequel un brevet fut accordé en 1920) allait devenir une composante fondamentale de la quasi-totalité des radios et télévisions d'aujourd'hui. En 1919, Armstrong devait se voir décerner la Légion d'honneur par les autorités françaises.

Fidélité FM

Après avoir amélioré l'amplification des signaux sonores, Armstrong devait en révolutionner la qualité avec sa troisième grande invention. Au début, les émissions modifiaient (ou « modulaient ») l'amplitude d'une onde porteuse à une fréquence fixe ; on parlait d'émissions en modulation d'amplitude (AM). Or, des parasites électriques, comme pendant un orage, créaient aisément un bruit de fond fort gênant. À la fin des années 20, Armstrong conçut une nouvelle manière de faire varier l'onde porteuse tout en maintenant l'amplitude constante ; en d'autres termes, il venait d'inventer la modulation de fréquence (FM)*.

En 1933, il fit breveter un système FM à large bande dont le rapport signal/bruit était considérablement amélioré et que ne se laissait pas perturber par l'électricité de l'atmosphère : le son qu'il produisait était

* NDLR : ce n'est pas rigoureusement exact (voir la fin de l'article).

de la plus haute fidélité jamais obtenue.

À la suite d'émissions test depuis l'Empire State Building de New York, Armstrong fit en 1936 une démonstration de son système au siège de la *Federal Communications Commission (FCC)* : il joua des enregistrements de jazz, d'abord sur une radio AM, puis en FM avec une excellente clarté. Selon des sources ultérieures, plusieurs ingénieurs assistant à la démonstration décrivent l'invention « comme l'une des innovations radio les plus importantes depuis la mise au point des premiers récepteurs à cristal ».



En 1937, Armstrong finança la construction de la première station radio FM au monde, dans les environs d'Alpine, New Jersey, États-Unis. Diffusé sur 42,8 MHz sous l'indicatif W2XMN, le signal pouvait être entendu clairement jusqu'à 160 km (100 miles). Aujourd'hui, le pylône de 122 mètres de haut reçoit et relaie des signaux de télévision, cellulaires et hyperfréquences, et est utilisé par la station FM d'une université. Photo DR

Toutefois, pour les radiodiffuseurs AM et les fabricants de postes radio ayant pignon sur rue, produire des dispositifs sonores de haute qualité supposait d'investir dans des équipements totalement nouveaux ; aucune compagnie ne voulut donner suite à l'idée. Alors,

Armstrong créa une station radio FM à ses propres frais en 1937 (voir la photographie), mais pour se heurter à un autre obstacle, l'attribution de fréquences. La FCC devait, en fin de compte, lui accorder un accès limité au spectre des fréquences radioélectriques mais décida en 1945 de déplacer les ondes accordées aux radios FM de la gamme de 40 MHz, qui fut attribuée aux émissions de télévision, dans les bandes 88-108 MHz.

Cette décision sonna le glas de la station radio FM d'Armstrong en rendant inutiles les récepteurs de ses auditeurs. Même l'invention de la FM dont Armstrong revendiquait la paternité fut contestée. Les batailles juridiques qu'il dut livrer contre des entreprises qui avaient fini par utiliser la FM, ainsi que le long procès que lui valut le circuit régénératif, laissèrent Armstrong ruiné et démoralisé. En janvier 1954, il se suicida. Reste qu'en une dizaine d'années, les procès avaient été conclus à son avantage et que la FM s'était bien implantée. En 1955, Armstrong fut reconnu par l'UIT comme l'une des personnalités les plus éminentes dans l'histoire des télécommunications. ●

NDLR : L'histoire de la FM est en fait ponctuée de rebondissements. Au tout début de la radiodiffusion, les premières personnes qui pensèrent utiliser la modulation de fréquence crurent détenir la modulation miracle. En effet, le raisonnement de l'époque était que la FM n'occupait pas plus de spectre que le signal modulant (en supposant un index de modulation égal à 1) puisque la fréquence porteuse ne se déplaçait qu'entre f et $f+f_{max}$. Malheureusement, quelques années après, les calculs furent refaits sur des bases mathématiques plus saines, et l'on

s'aperçut, bien au contraire, que la FM possédait un spectre de bande infini constitué de bandes régulièrement espacées dont l'amplitude variait selon la valeurs de fonctions spéciales dites de Bessel. Elle tomba alors en désuétude, les ingénieurs de l'époque estimant qu'une modulation à spectre infini n'avait aucune chance de déboucher sur des applications pratiques.

C'est effectivement Armstrong qui sortit la FM de la voie de garage dans laquelle on l'avait placée pour démontrer qu'elle pouvait acheminer, moyennant un index de modulation important, à des transmissions de haute qualité, avec des rapports signaux à bruit bien supérieurs à ceux de l'AM de l'époque, dans une bande limitée.

Malheureusement, en ce bas monde tout se paie. Si la FM permet des niveaux de bruit très faibles, elle exige également des puissances importantes pour arriver à ces performances. Toutes les transmissions en modulation de fréquence sont affectées par ce que l'on appelle l'« effet de seuil » : en deçà d'un certain rapport S/N RF, la qualité du signal audio se détériore sévèrement et sombre dans le bruit, dit « bruit de clics » en raison de sa caractéristique fortement impulsionnelle (que l'on explique par le caractère dérivatif du démodulateur). On peut repousser le seuil en utilisant des détecteurs à PLL, qui sont plus performants que les démodulateurs simples, mais il existe cependant une limite ultime.

Le seuil est plus faible lorsque l'index de modulation est lui même plus faible – ce qui implique que les modulations FM, à puissance égale, doivent troquer fidélité et bande passante audio contre portée de réception. En outre, en raison du caractère non-linéaire de la FM, le bruit audio présente un spectre en f^2 . Les hautes fréquences sont donc les plus bruitées – ce que l'on constate tous les jours en radiodiffusion FM.

UN TRANSCEIVER FM 50 MHz (1)

PAR F5RCS

Pour réaliser un émetteur-récepteur (*transceiver*) ou un convertisseur (*transverter*) sur la bande RF des six mètres - on l'espère bientôt élargie à toute la gamme 50 - 52 MHz -, il est nécessaire, avant même la préamplification, de disposer d'un filtre aussi performant que possible afin de bloquer, en réception, les fréquences indésirables, particulièrement la fréquence image. Cette dernière est en relation directe avec la fréquence intermédiaire (FI) choisie.

Jusqu'à une centaine de mégahertz environ, le choix le plus judicieux pour la fréquence intermédiaire demeure l'ultra-classique 10,7 MHz, en raison, d'une part, de l'abondance de filtres (quartz, céramiques ou LC) disponibles et abordables - merci aux récepteurs FM - et, d'autre part, de la grandeur assez importante du rapport FI/RF = 10/50 = 0,2 soit 20 %, ce qui signifie des filtres assez faciles à réaliser. En outre, aucun multiple de 10,7 ne tombe dans la gamme [50, 52], ce qui signifie que nous pouvons être à peu près certains de ne pas avoir d'oiseaux.

Si nous désirons obtenir une FI de 10,7 MHz, nous avons deux fréquences possibles pour l'oscillateur local : 50 - 10,7 = 39,3 MHz ou 50 + 10,7 = 60,7 MHz. Techni-

quement, il est plus fûté de choisir cette deuxième solution. Pourquoi ?

Si nous calculons les fréquences images dans les deux cas, nous obtenons $39,3 - 10,7 = 28,6$ MHz ou bien $60,7 + 10,7 = 71,4$ MHz. Si nous choisissons 28,6 MHz, donc un oscillateur à 39,3 MHz, nous tombons dans une bande de fréquences radioamateur, celle des 10 mètres. Le trafic n'y est jamais trop intense mais le bruit de fond important. Ce bruit de fond aura un effet négatif sur la sensibilité de notre montage, même s'il se trouve fortement atténué par le filtre d'entrée. En effet, après le mélange hétérodyne, le bruit de la fréquence désirée et de sa fréquence image s'additionnent : on a donc tout intérêt à choisir une fréquence image où le bruit est le plus faible possible.

Précisément, si nous choisissons 71,4 MHz comme fréquence image, donc un oscillateur local à 60,7 MHz, nous aurons un bruit de fond nettement plus faible (car celui-ci diminue avec la fréquence jusqu'à environ 3 GHz), quoique nous ne sachions pas exactement quelles stations sont susceptibles d'émettre autour de 70 MHz.

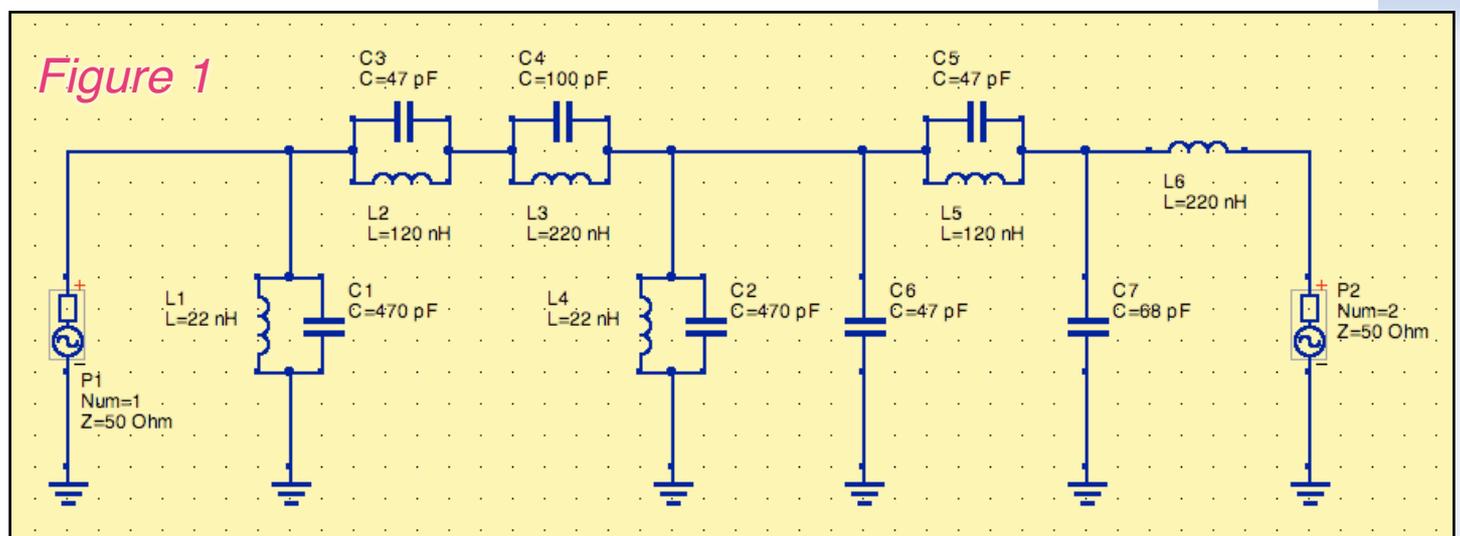
Autre avantage d'utiliser un oscillateur à 61 MHz : pour éliminer la

fréquence image, nous pourrions utiliser un filtre passe-bas. En émission, ce filtre atténuerait également les harmoniques générées par l'amplificateur final. Inversement, si nous avons opté pour la solution « basse », nous aurions dû concevoir un passe-haut, et il nous aurait fallu rajouter un passe-bas supplémentaire dans la partie émission.

Il y a enfin une dernière raison, même si, ici, son poids n'est que secondaire : à excursion égale (2 MHz), il est plus facile de réaliser un oscillateur contrôlé en tension (VCO) sur une fréquence élevée que sur une fréquence basse. Plus le rapport excursion/fréquence centrale est faible, plus l'oscillateur est facile à réaliser ; malheureusement, en contrepartie, son bruit de phase est plus important. On n'a rien sans rien...

Schéma de principe

On trouvera en figure 1 le schéma de principe du filtre. Celui-ci est composé de deux cellules individuelles, une cellule passe-bande suivie d'une cellule passe-bas. Ces filtres sont dérivés de gabarits calculés à partir d'un utilitaire écrit en Python que je finis de développer, lui-même issu d'un premier code écrit, à l'époque, en C++, qui sera intégré comme extension au simula-



teur Open Source QUCS (<http://qucs.sourceforge.net>). Les deux filtres sont de la famille dite des filtres elliptiques (ou Cauer), qui présentent, à ordre (\approx nombre de composants) égal, la raideur la plus importante. Ces filtres sont incalculables à la main, en raison du recours obligatoire aux fonctions elliptiques de Jacobi (d'où leur nom) pour réaliser leur calcul ; pour les plus intrépides, il existe cependant des tables allant de l'ordre 3 jusqu'à 10, mais encore faut-il savoir où les trouver (Zverev ou bien Saal et Ulbrich sont deux références classiques, mais quel

radioamateur « standard » peut se targuer d'y avoir accès ?)

Une fois les valeurs types calculées, le filtre a été saisi sous le logiciel Qucs puis simulé. Comme le but était ici la reproductibilité, j'ai « secoué » un peu le cocotier pour essayer de conserver une courbe de réponse correcte tout en adoptant des valeurs de composants appartenant à la série E12.

Résultats

Sur l'ensemble de la bande 50 - 52 MHz, l'atténuation ne dé-

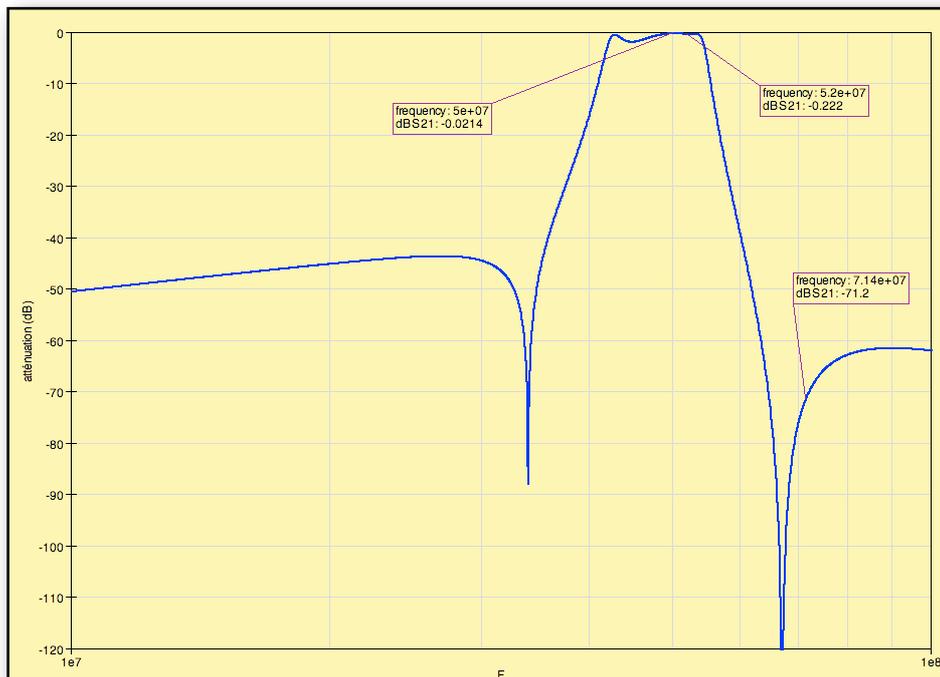
passé pas 0,2 dB environ, ce qui est totalement négligeable (à 50,4 MHz, l'atténuation est même quasi-nulle). En revanche, on voit que la pente du filtre vers les fréquences élevées est très importante, avec un minimum (appelé pôle) aux alentours de 65 MHz ; par la suite, l'atténuation remonte un peu, pour la fréquence image de 72,4 MHz elle atteint 71 dB ce qui est plus que satisfaisant (la plupart des appareils du commerce ne dépassent pas 40 à 50 dB). La courbe est un peu moins bonne côté basses fréquences ; si cela s'avère gênant, il faudra ajouter une cellule passe-bas coupant vers 45 MHz, par exemple.

Et dans la réalité ?

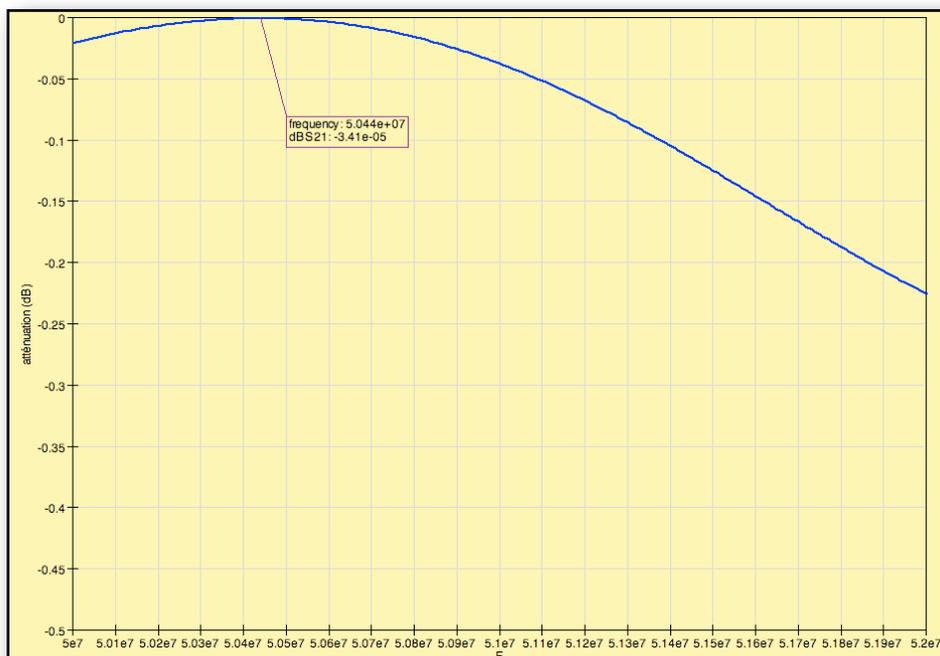
Les composants simulés sont idéaux : non seulement leur valeur est exacte, mais il ne présentent aucune perte. Dans la réalité, il en est évidemment autrement : les composants présentent une certaine tolérance, sont dispersifs et évoluent avec le temps. D'après les simulations effectuées, il semble que ce schéma ne soit pas trop sensible aux variations ; ceux qui disposent d'un pont RLC pourront cependant essayer de trier selfs et capas pour essayer de s'approcher de l'idéalité.

En ce qui concerne les pertes, l'effet devrait être minime, particulièrement si la réalisation est effectuée à l'aide de composants type CMS. Les inductances ont des valeurs faibles, donc peu de résistance, et les capacités CMS présentent des facteurs de qualité élevés. Quoiqu'il en soit, même si vous décidez d'opter pour une réalisation en technologie classique, le facteur de qualité d'une capacité de 470 pF à 50 MHz reste important ; les autres condensateurs étant plus faibles, ils ne poseront pas de problèmes non plus.

Nous aborderons dans le prochain numéro la réalisation du mélangeur et du filtre FI.



Figures 2 et 3 : réponse du filtre. En haut, sur toute la décade 10 à 100 MHz. En bas, entre 50 et 52 MHz.



UN TRANSVERTER 144 – 28 MHz (1)

PAR F6TEM

L'idée d'un transverter 144/28 n'est pas nouvelle. C'est l'occasion d'un choix plus conscient pour passer d'une bande de fréquence à une autre. Le libre arbitre de chacun est, vous le savez bien, une chose précieuse qui, nous dit-on, « ne s'use que si l'on ne s'en sert pas ». Des idées et des conséquences donc aussi pour le 50 voire le 70 MHz... un jour peut-être?

Architecture du transverter

Premier constat : un récepteur, c'est d'abord un filtre que l'on souhaite pouvoir promener dans une plage de fréquence (par exemple de 144 à 144,5 MHz). Cette fenêtre (le filtre) impose des caractéristiques assez contraignantes (bande passante 2 500 Hz pour la SSB, 500 voire 100 ou même 50 Hz pour la télégraphie, le *Meteor Scatter* ou les échos contre la Lune). Rappelons les principaux paramètres (pertes d'insertion, facteur de forme, réjection ultime en faisant volontairement l'impasse aujourd'hui sur la réponse impulsionnelle et autre retard de groupe... pourtant, ces derniers critères entrent aussi dans la réponse en CW par exemple).

Pour en savoir plus (si vous lisez l'anglais) : Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, édité par John

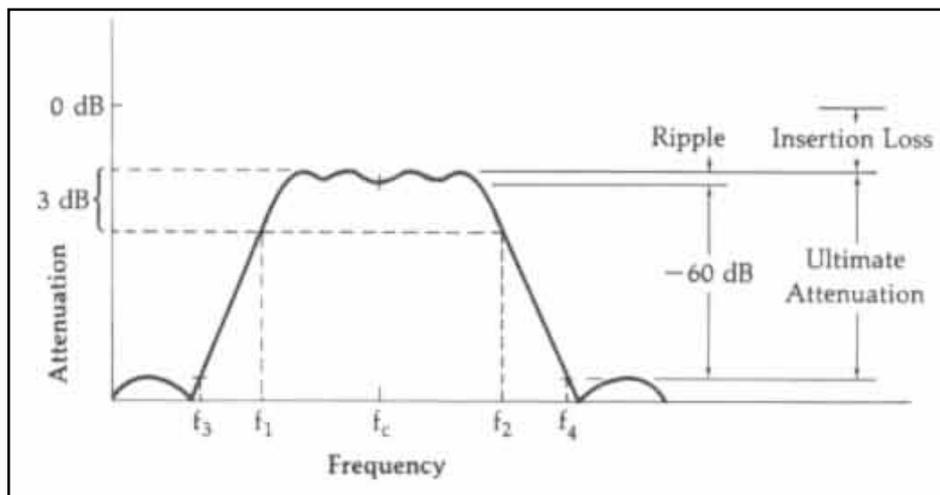


Wiley (très onéreux), ou bien Chris Bowick, *RF circuit design* chez Howard W. Sams and Co.

Quelles sont les caractéristiques principales d'un filtre passe-bande ? Le meilleur indicateur synthétique s'appelle le facteur de forme. Ce critère représente le rapport entre la bande passante à -60 dB et celle à -3 dB (par exemple, si BP @ -60 dB = 4 kHz et BP @ -3dB = 2 kHz, le facteur de forme est de 2 [nota : nous aurions là un excellent filtre, surtout si sa réponse en fréquence était bien symétrique !]). Un filtre passe-bande idéal (rectangulaire) a une facteur de forme

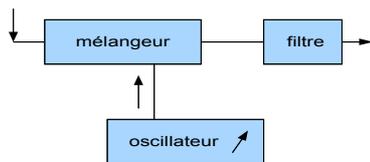
rigoureusement égal à 1, ce qui évidemment impossible à atteindre dans la pratique.

Disons le tout de suite, les technologies accessibles de nos jours ne permettent pas de construire un tel filtre, à la fois agile en fréquence et permettant de travailler en temps réel. Il sera donc réalisé économiquement à fréquence fixe, le plus souvent entre 9 et 10 MHz (hasard, c'est dans cette plage que les résonateurs à quartz présentent la meilleure performance en coefficient de surtension... la stabilité des pilotes à quartz également... pour la même raison).



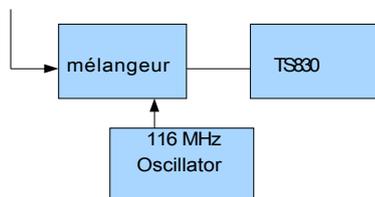
Maintenant, il va falloir rendre ce filtre fixe agile en fréquence par l'utilisation d'un mélangeur et de son compagnon, l'oscillateur local. Chaque élément du puzzle va, bien sûr, introduire ses propres contraintes, et l'on se gardera de dérapier inconsciemment vers la construction d'une usine à gaz, le nez collé sur le tableau noir ! Voici deux conceptions parmi les plus utilisées : oscillateur local variable en fréquence ou moyenne fréquence large que l'on balaie et oscillateur

local fixe. Voyons cela plus précisément :



• **Oscillateur local variable** : le filtre SSB se place juste derrière le mélangeur, c'est l'idéal si les adaptations d'impédance sont bien faites, mais on verra plus loin que ce n'est pas si simple. La bande-passante du filtre à quartz se trouve entre 9 et 10 MHz, attention au niveau et au positionnement de la fréquence image (voir au chapitre mélangeur, un peu plus loin). Enfin et toujours, l'oscillateur local variable doit être précis et stable (la fréquence est, de loin, la grandeur que l'humanité sait mesurer le plus précisément ; on atteint environ 1 partie pour 100 milliards, voire mieux) et doté d'un bruit de phase faible pour ne pas pourrir la vie du mélangeur. C'est ce dernier point qui a fait la renommée justifiée des petits Icom IC202 (VXO à faible bruit de phase, même très proche de la fréquence centrale : un coup de génie pour l'efficacité, la performance et le coût minimum dans ce montage épuré et intelligent).

Pour en savoir plus : *Frequency and Time Standards - HP (Agilent), Application note 52.*



• **Moyenne fréquence large et oscillateur local à fréquence fixe** : ce sera le choix personnel de cette description pour les raisons suivantes: Les transceivers commerciaux VHF deviennent de plus en plus sophistiqués en ce qui

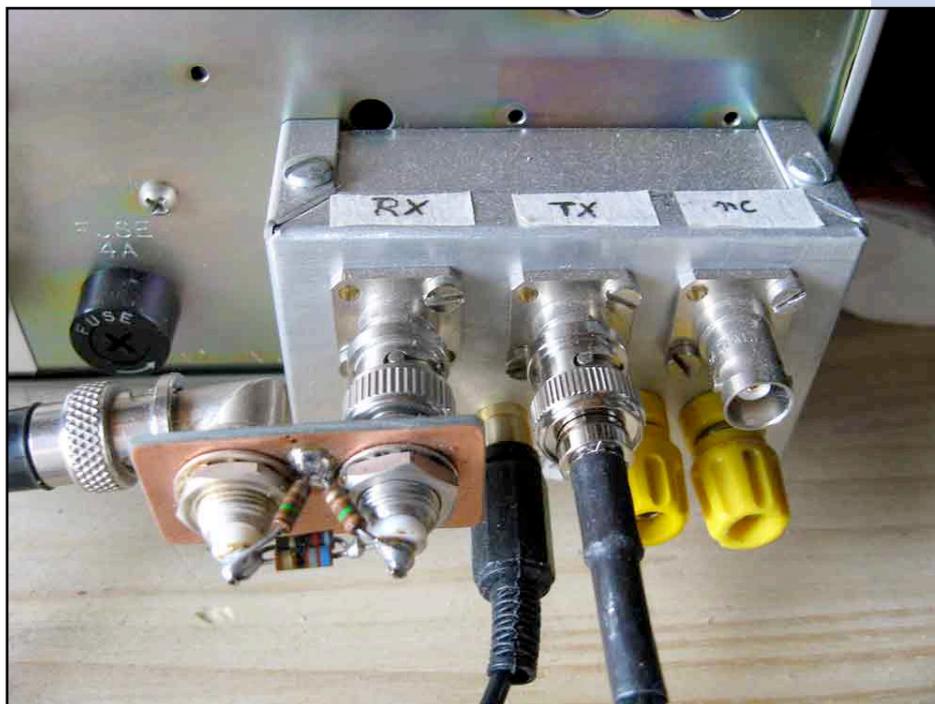


concerne l'affichage couleur, les multiples menus et autres filtrages numériques. Côté performances radio, pour parler franchement, les facteurs de bruit sont le plus souvent médiocres et nous ramènent des décennies en arrière. Bref, un ami m'ayant offert son vieux TS 830, je fus vite séduit par la sensibilité et la dynamique de ce transceiver décimétrique, son réglage manuel du niveau du *noise blanking*, sa largeur de bande passante modifiable en continu, son mélangeur à haut niveau ainsi que sa boucle à verrouillage de phase à variation continue de fréquence avec affichage à 100 Hz (on en aurait rêvé il y a trente ans, même pour

l'EME !)... Il ne manquait que les mémoires, de quoi se découvrir motivé surtout pour faire marcher... la mienne : il faut se méfier de devenir trop assisté ! À noter enfin un tarif des plus doux sur le marché de l'occasion.

TS 830 en action

La plupart des stations appelant sur 144,300 MHz se distribuent (Ô surprise !) autour de cette fréquence à plus ou moins quelques centaines de hertz. La majorité des transceivers commerciaux 2 mètres ne sont pas équipés d'une base de temps thermostatée (option TCXO), ce qui limite leur précision de calage à quelques parties par million



soit, au mieux, 144 Hz sur la bande 2 m... Ce problème est bien connu des gens pratiquant les hyperfréquences car, à partir d'un certain rang de multiplication, cela devient incontournable.

Malgré des décennies de pratique professionnelle des composants à montage de surface (CMS ou SMD pour *Surface Mounted Devices*), le TS 830 fait partie des appareils où l'on peut glisser les doigts et le fer à souder sans que, après une manipulation délicate, les performances n'en soient irrémédiablement dégradées ou détruites. Par précaution, le PA 2*6146 va être démonté, l'accès à la haute tension sécurisé (le TS 830 est définitivement promu au rang de station de base pour les VHF voire pour le début des hyperfréquences, 1 296 MHz en particulier). Dépoussiérage, *spray contact* (KF) sur les commutateurs, montage d'une lame ressort maison en Cu-Be et rondelle PTFE (Téflon®) sous le gros bouton *Tuning* pour en stabiliser mécaniquement le confort d'utilisation. Une seule ombre, sur le panneau arrière : un connecteur DIN spécifique (évidemment !) qui sera donc câblé directement dans une petite boîte aluminium vissée et dotée de connecteurs plus fréquentables. On peut y remarquer, sur la connexion réception, un atténuateur en pi

maison pour ajuster au mieux la gamme dynamique et donc le zéro (antenne 144 débranchée) du S-mètre du TS 830.

La documentation du TS 830 est vite trouvée sur *Internet*. Il reste donc maintenant un seul tube dans ce *transceiver* décamétrique, le *driver* émission 12BY7 dont on attend deux choses :

1. Une puissance de sortie de quelques fractions de milliwatt sur 50 ohms pour le mélangeur émission ;
2. Une pureté spectrale d'au moins 60 dB (facteur 1 million en puissance). L'analyseur de spectre Hameg 5011 (chance ! prix doux lors d'un destockage + anomalie facilement réparée... ouf !) et la table de calibrage d'un détecteur à diode vont vite rendre leur verdict : coté pureté spectrale, ça ne va pas du tout.

Un filtre 28 MHz

TS830 en émission, sortie du 12BY7 : à noter les produits parasites à seulement 25 dB en-dessous de la fréquence de 28,3 MHz souhaitée la plus propre possible. La grande raie à gauche de l'écran (*start*) est le passage à $F = 0$ de l'analyseur de spectre (raie nulle).

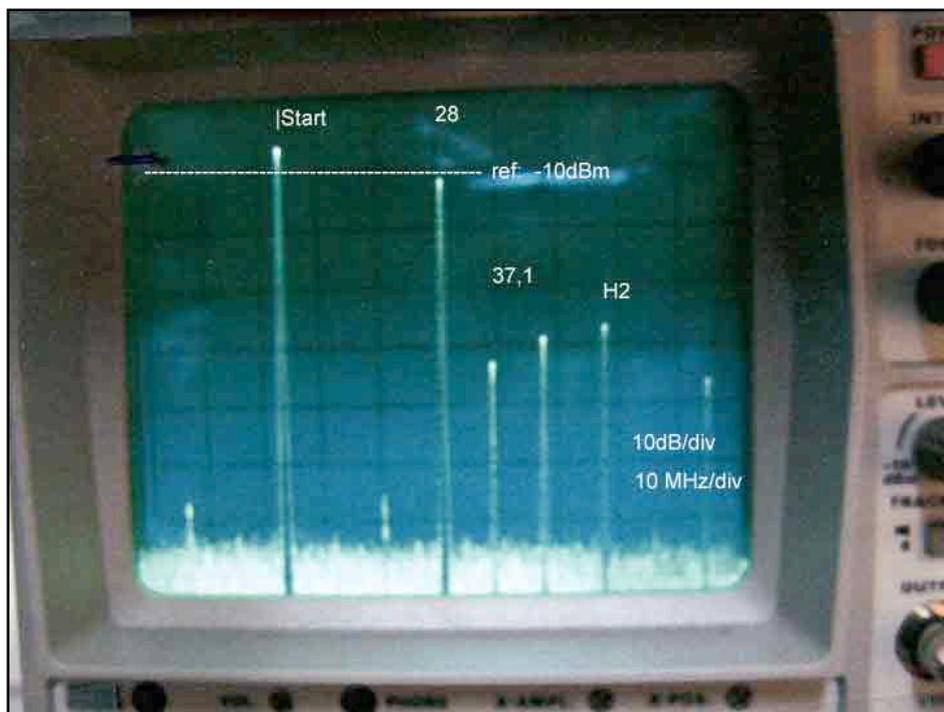
Le 37,1 MHz (fréquence fixe présente gain micro à zéro) est probablement l'oscillateur local de la bande 28 à 28,5 MHz. *Nota bene* : si l'on trouve encore facilement aujourd'hui des 12BY7, ce dernier tube pourra un jour être remplacé par un étage semi-conducteur *ad hoc*. La mise en route sera alors, pour les opérateurs hédonistes, enfin immédiate (finie l'attente des interminables trente secondes de chauffage) et les écologistes seront satisfaits (plus d'électricité pour chauffer un filament !).

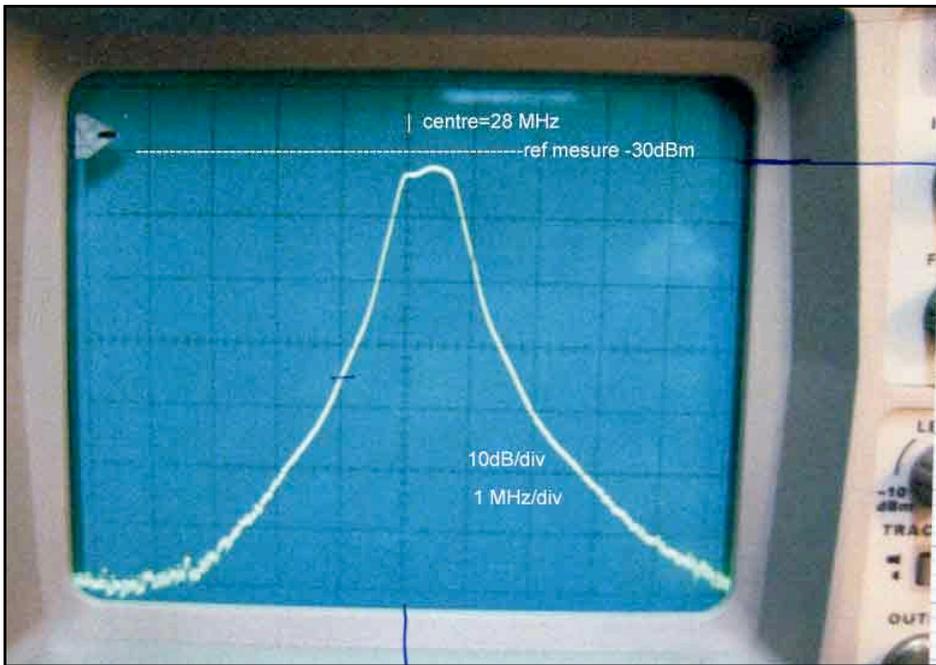
On va donc réaliser un filtre ondes courtes à deux pôles (résonateurs LC) accordable avec un petit condensateur variable double de type ancien tuner FM (2 x 15 pF environ). Le *grid dip* sort du placard en même temps que la formule de Thomson. La figure ci-dessous en montre la réponse (le Hameg 5011 possède un générateur de poursuite bien pratique pour l'analyse dite scalaire [pas de mesure de phase] ; associé à un coupleur hybride 180°, les mesures des coefficients de réflexion S11, S22 deviennent également possibles).

Caractéristiques du filtre 28 MHz :

- ★ Pertes d'insertion: entre 2 et 4 dB (couplage dit « critique » à figner, accord accessible de l'extérieur) ;
- ★ Largeur de bande : 600 kHz à 28 MHz ;
- ★ Réjection : supérieure ou égale à 30 dB à 1 MHz de la fréquence centrale ;
- ★ Réjection ultime : > 70 dB jusqu'à 300 MHz ; plus haut les blindages internes sont à améliorer (mais on peut aussi penser qu'il s'agit simplement du comportement normal des composants qui finissent par résonner à des fréquences élevées) !

Grâce à ce filtre 28 MHz réalisé avec des fonds de tiroir, tous les produits parasites du TS 830 vont

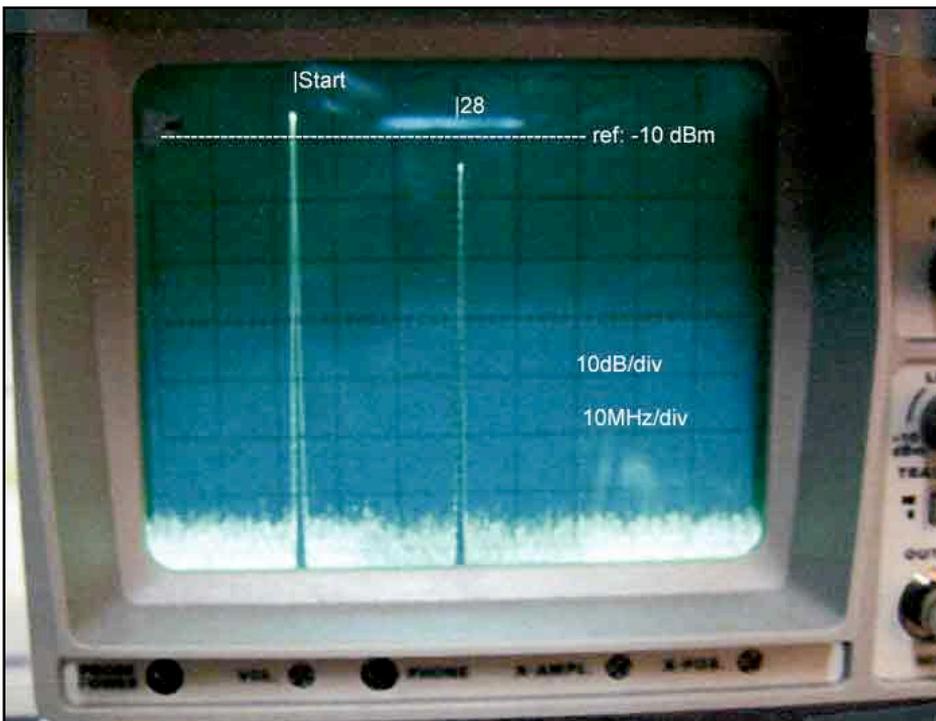




se retrouver noyés dans le bruit à -60 dB ou mieux en dessous du signal 28 MHz désiré : c'est bien ce que l'on cherche.

Le niveau de sortie crête maximum de l'ensemble driver 12BY7 plus filtre 28 MHz se situe aux environs de -12 à -14 dBm sur un détecteur calibré. C'est presque parfait pour attaquer un mélangeur équilibré à diode de type standard (1 seul pont de diode à l'intérieur du mystérieux petit boîtier métallique, puissance d'attaque de l'oscillateur local à +7 dBm). Le mélangeur émission ne devrait ainsi jamais atteindre son point de compression.

Un rapide test de la partie réception du 830, une vérification de la fréquence avec un compteur (très bon marché mais qui se révélera précis à 1 partie pour dix millions tout de même (battement avec le synthétiseur d'un TS 450 contre une fréquence étalon), nous voilà prêts pour la réalisation proprement dite du transverter 144 MHz, ce qui inclut : l'analyse des innombrables produits harmoniques de mélange, le calage et la stabilité de l'oscillateur local 116 MHz et bien sur la pré-amplification sur 144 MHz. Avec toujours en tête la meilleure performance pour un coût mini-



mum... la compréhension de la démarche en plus !

Le mélangeur

Considérons le mélangeur comme une boîte noire dans laquelle nous entrons deux fréquences de notre choix, par exemple $F_1 = 116$ MHz et $F_2 = 28$ MHz en respectant les niveaux et les adaptations d'impédances. En sortie de la boîte noire, une myriade de produits harmoniques de mélange décrits par la loi suivante :

$$F_{out} = |m F_1 + n F_2|$$

avec $(m, n) \in \mathbb{Z}^2$ c'est-à-dire toutes les valeurs entières même négatives. L'ordre d'un produit harmonique est simplement donné par la somme $|m|+|n|$... facile en apparence ! Mais une longue soirée fastidieuse en perspective avec une simple calculatrice. Une feuille de calcul Excel ou un petit programme HP 48 voire écrit en Basic se révèle alors fort utile, surtout lorsque F_2 est en fait une plage de fréquences s'étalant de 28 à 28,5 MHz.

À titre d'illustration : comme produits de second ordre, nous avons : $|F_1 + F_2| = |-F_1 - F_2|$ c'est-à-dire $116 + (28 \text{ à } 28,5) = 144 \text{ à } 144,5$ MHz c'est ce que nous souhaitons ; mais aussi $|-F_1 + F_2| = |F_1 - F_2|$ soit $116 - (28 \text{ à } 28,5) = 88 \text{ à } 87,5$ MHz c'est ce que nous ne souhaitons pas (ces fréquences s'appellent fréquences images) ; enfin, nous avons $2F_1 = |-2F_1|$ soit $2 \times 116 = 232$ MHz (fréquence fixe) et aussi le double de F_2 c'est-à-dire $2 \times (28 \text{ à } 28,5) = 56 \text{ à } 57$ MHz (fréquence variable sur 1 MHz, le Δ).

Une analyse détaillée de ces produits harmoniques de mélange va permettre de prédire les ennuis potentiels aussi bien en émission qu'en réception (génération interne au montage « d'oiseaux », perturbations à (et/ou) par d'autres utilisateurs du spectre électromagnétique). Une discipline de l'électronique appelée *Compatibilité Electromagnétique* ou CEM pour utili-

ser un sigle à la française (EMC en anglais). À noter qu'il existe, comme indiqué ci-dessous, des techniques d'atténuation de la fréquence image par déphaseurs 90°).

Pour en savoir plus :

- Hot Carrier diodes. HP (Agilent) Application Note 907 ;
- J. Bloom, KE3Z Negative frequencies and complex signals, QEX, septembre 1994 ;
- B.C Henderson and J.A Cook Image-Reject and Single-Sideband Mixers, Watkins-Johnson, MSN & CT- août 1987.

On peut noter aussi que la relation de phase est transportée directement, dans les produits de second ordre, de la fréquence fixe vers la fréquence variable (plage de fréquences balayées). On réalise ainsi facilement des déphaseurs agiles en fréquence en appliquant la variation de phase sur la fréquence fixe, c'est tout de même plus simple (déphasage par de simples lignes coaxiales de longueurs adéquates pour la méthode de base).

Au secours le mélangeur !

Nul ne doute plus aujourd'hui de l'intérêt d'utiliser des mélangeurs équilibrés à diode hot carrier. Ces derniers permettent les plus grandes performances en ce qui concerne la plage de fréquences exploitable, la réjection (dans une certaine mesure, nous allons le voir) de certains des produits har-

moniques de mélange. Mais jusqu'à quel ordre pousser l'analyse des produits harmoniques ? Le tableau ci-dessous montre, encore une fois, que rien n'est parfait et que même au 5^{ème} voire au 7^{ème} ordre, des remontées significatives de niveau (réjection à -15 ou -20 dB seulement, si tout va bien) sont constatées, donc... prudence, analyse, filtrage et blindage : une vieille chanson dont nous avons cru parfois (à tort) que les circuits imprimés nous avaient libérés !

Les mélangeurs équilibrés

Il existe des livres entiers sur le sujet mais il est surtout conseillé de fureter dans les notes d'applications des grands constructeurs comme Mini-Circuits Labs ou Watkins-Johnson, etc.

Pour en savoir plus :

- Mixer applications handbook - Mini-Circuits Laboratory ;
- Bert C. Henderson, Mixers Part 1 and 2, Watkins-Johnson Company 1981 ;
- J.F Reynolds et M.R Rosenzweig, How to talk mixers, Microwave Associates ;
- Special Mixers Applications Notes, MITEQ.

Pour résumer, chaque mélangeur a sa bande de fréquence opérationnelle, variable selon qu'il s'agit de la connexion OL, RF ou IF (Nota bene : un mélangeur peut s'utiliser aussi comme détecteur de phase,

commutateur rapide à faibles transitoires car les charges stockées dans les diodes sont infimes, atténuateur variable, modulateur, etc.).

Chaque mélangeur possède, selon sa classe, un ou plusieurs ponts de diodes appariées (l'équilibre diodes / transfos large bande influe directement sur la réjection des produits générés) et nécessite une puissance d'oscillateur local adéquate pour une perte de conversion minimale.

Enfin, pour assurer les performances précitées de réjection de produits, le mélangeur doit impérativement être chargé sur 50 Ω pour toutes les fréquences des produits concernés. La valeur des dégradations dépendent, bien entendu, du mélangeur disponible et des conditions locales d'utilisation. Cette terminaison est particulièrement nécessaire pour la fréquence image. On appelle duplexer cette combinaison de compromis composée de filtres passe-bande et passe-haut/bas remplissant cette fonction et permettant de gagner de précieux dB sur la gamme dynamique.

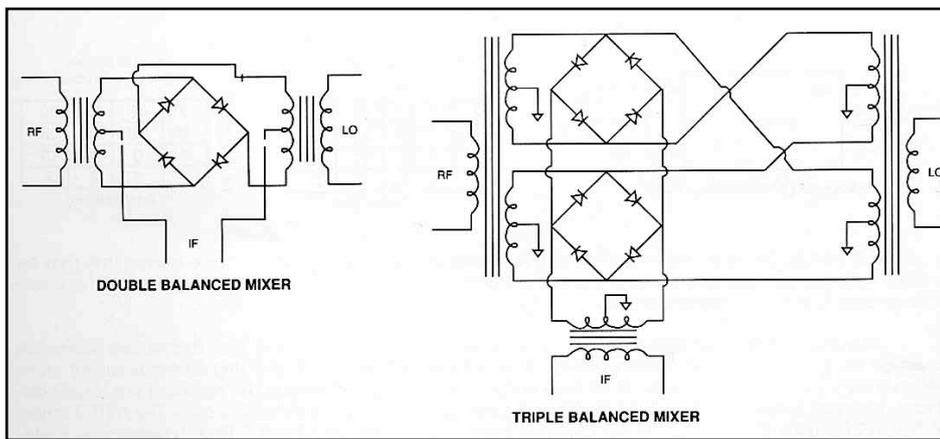
Pour en savoir plus :

- P.E Drexler, Effect of termination mismatches on double-balanced mixers, Microwave journal Janvier 1986.

On peut se demander pourquoi sacrifie-t-on obstinément à la mode et pourquoi moi-même n'ai-je pas ici, comme réalisé plus loin dans les préamplificateurs à faible bruit CF300 ou 2N4416 144 MHz de ce

TYPICAL MID-BAND HARMONIC INTERMODULATION PRODUCT ATTENUATION — dB

HARMONICS OF f_R	$7f_R$	100	80	100	80	100	80	100	80	100
	$6f_R$	100	100	100	100	100	100	100	100	100
$5f_R$	95	75	90	70	90	65	85	65	80	80
$4f_R$	95	80	95	85	95	80	100	80	90	90
$3f_R$	65	60	65	60	65	55	65	55	65	65
$2f_R$	70	65	75	65	80	65	80	65	85	85
f_R	25	0	40	10	50	15	60	20	60	60
0		40	40	45	60	35	65	50	75	75
HARMONICS OF f_L										
	0	f_L	$2f_L$	$3f_L$	$4f_L$	$5f_L$	$6f_L$	$7f_L$	$8f_L$	



transverter, utilisé un étage émetteur commun BFR91/96 capable de passer 1,5 GHz de bande passante à faible bruit et faible distorsion (jusqu'à >1 V sur 50 Ω) afin de terminer le mélangeur directement sur 50 Ω résistif pratiquement sans pertes d'insertion ($A_v = 0,92$ typique) ? La lecture de la référence indiquée ci-dessus est édifiante.

Pour terminer ce petit tour d'horizon, il reste à indiquer que le récepteur va se voir doté d'un mélangeur haut niveau (OL = +23 dBm) pour tenir les forts signaux (concours, stations locales) et que la partie émission utilisera un mélangeur plus standard (OL = +7 dBm) : pourquoi dépenser inutilement ?!

Quelques notes générales de réalisation

◆ Chaque module est indépendant, câblé sur une petite plaque d'époxy cuivré en 16/10 pour un plan de masse uniforme. Des petits « plots » de quelques millimètres sont collés et servent de relais aux connexions les plus courtes possibles. La disposition suit celle d'un schéma bien fait, c'est-à-dire bien compris dans ses fonctions, et les composants sont interconnectés le plus souvent directement.

Cette technique assez ancienne (Wainwright, Philips, etc.) permet d'élaborer des prototypes performants à prix doux et presque sans subir la contrainte de la constante diélectrique d'un circuit imprimé qui rend les dimensions

plus vite critiques par réduction de la vitesse de propagation (constante diélectrique). Elle peut être employée facilement jusqu'à la bande 1,2 voire 2,3 GHz. La puissance de reproduction de l'industrie importe peu ici, nous sommes des expérimentateurs et entendons conserver cette caractéristique propre au service amateur ;

◆ Chaque module est interconnecté à son voisin ou aux équipements de mesure par des liaisons BNC. Le côté sacré des connecteurs hyper n'est pas nécessaire pour cette application dans le domaine VHF ($\lambda = 2$ m) ;

◆ Le découplage des alimentations est un point essentiel, aussi bien entre étages d'un même module qu'entre les modules eux-mêmes. Ici, il est préférable d'utiliser des composants SMD/CMS et des condensateurs traversants miniatures (très peu de réactances parasites). Ne pas oublier qu'il faut souvent plusieurs cellules LC pour obtenir un bon découplage (-40 à -60 dB de « fuites ») non accessible avec un schéma trop simple. Les condensateurs utilisés feront entre 470 et 2 200 pF, les selfs de choc une dizaine de spires diamètre 3 mm.

En CMS, ne pas hésiter à souder l'un sur l'autre plusieurs condensateurs (47, 470 pF, 4,7, 47 nF), chacun participe au découplage de sa gamme de fréquence : un condensateur, même CMS, de 47 nF, est susceptible de résonner bien en-dessous de 100 MHz. Au-

dessus de sa fréquence de résonance, où il se comporte comme un court-circuit parfait, un tel condensateur devient en fait une petite inductance, donc son impédance, au lieu de continuer à diminuer avec la fréquence, augmente ! C'est la raison pour laquelle un condensateur de 47 nF est totalement incapable de découpler des fréquences au-delà de quelques dizaines de mégahertz, alors qu'une capa de 10 pF au format 0603 reste capacitive jusqu'à deux ou trois gigahertz.

Dans le cas d'un module amplificateur (émission ou réception), la courbe de gain (ou l'indicateur du détecteur) ne doit absolument pas bouger si l'on touche du doigt le +12 V qui alimente le module. Un truc trivial mais essentiel, on arrive à voir parfois avec le bout des doigts !

◆ Chaque module est logé dans un boîtier en aluminium injecté dont le couvercle est le module lui-même. Cuivre et aluminium ne font électrolytiquement pas bon ménage ensemble, un peu de soudure étain sur la portée des vis du côté cuivre de l'époxy (trous retaroudés à M4 côté boîtier alu, vive le système métrique !) permet de créer une bonne interface. La porte reste ainsi ouverte pour des modifications ultérieures sans tout détruire. Le montage sur l'époxy cuivré peut être changé, la boîte aluminium survit ;

◆ Certaines parties, comme l'oscillateur local, sont fortement inspirées du *Radio Amateur Handbook* de l'ARRL, édition 1993. Des modifications ont été apportées par nécessité (conception jugée trop susceptible, composants différents disponibles, envie d'essayer autre chose, etc.) ;

◆ Le tout est emballé dans un petit rack 2 U Selectronic.

SUITE AU PROCHAIN NUMÉRO

Dans le dernier numéro d'OCI (n°0) nous avons évoqué le rayonnement de l'antenne hélice en mode dit *normal*, vulgairement appelée *antenne boudin*. Dans ce mode, où les dimensions de l'hélice sont très petites par rapport à la longueur d'onde, le rayonnement est essentiellement omnidirectionnel, en polarisation circulaire pour une configuration bien précise. Comme on pouvait s'y attendre, l'impédance d'entrée est essentiellement capacitive, en raison des faibles dimensions de l'aérien. Ce dernier s'analyse comme une série de boucles élémentaires séparées par des dipôles raccourcis.

La suite de cet article est consacré à l'antenne en mode dit *axial*. Dans cette configuration, plus classique, la taille des boucles est sensiblement plus importante, puisque leur circonférence doit avoisiner la longueur d'onde. On a alors un mode de rayonnement qui s'apparente à celui engendré par plusieurs boucles empilées alimentées en phase.

Rappels

La figure 1 représente une antenne hélice. Ici, on ne considérera que les hélices à géométrie (taille des spires et écartement) constante.

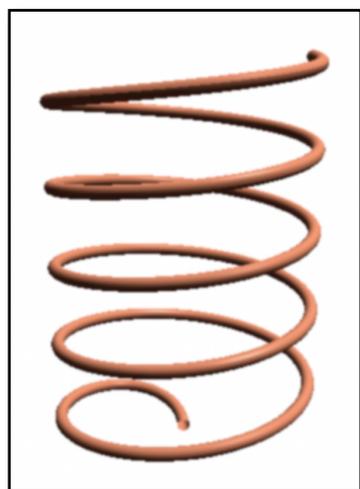


Figure 1 : l'antenne hélice

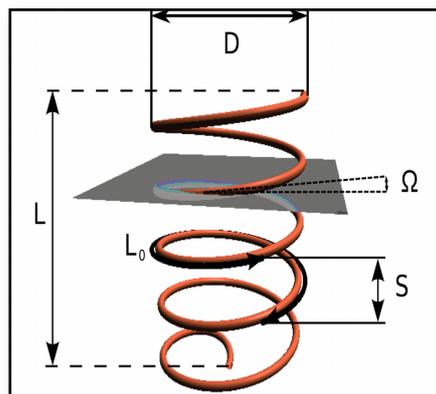


Figure 2 : paramètres géométriques

La géométrie de l'hélice peut se modéliser à l'aide de quelques paramètres [1]. S désigne l'écartement entre deux spires consécutives ; D est le diamètre des spires ; chaque spire élémentaire mesure L_0 et s'il y a N spires, la longueur totale de l'antenne est donc $L = N \cdot S$. Notons que L_0 , D et S ne sont pas non plus indépendants, puisque l'on a $L_0^2 = S^2 + C^2$ où $C = \pi D$ désigne la circonférence d'une spire. Enfin Ω désigne ici l'angle d'inclinaison, c'est-à-dire l'angle formé par une tangente à la spire et un plan normal à l'axe de l'hélice. Tout cela est représenté sur la figure 2. Ω n'est pas non plus un paramètre indépendant, puisque l'on a la relation : $\Omega = \text{tg}(S/C)$. En mode axial, la base de l'antenne est systématiquement attachée à un plan de masse dont le rayon dépasse $\lambda/2$.

Modélisation électrique

La modélisation électrique de l'antenne hélice en mode axial se fait en considérant qu'une onde progressive d'amplitude constante se propage tout au long de l'hélice. On a alors un diagramme de rayonnement constitué par la multiplication du diagramme élémentaire d'une boucle, soit tout simplement $\cos \theta$ où θ représente l'angle de la direction explorée par rapport à l'axe de l'hélice, et d'un facteur correspondant à l'empilement vertical de ces N boucles

séparées d'une distance S , c'est-à-dire :

$$K \sin(N\psi/2) \div \sin(\psi/2)$$

où K représente un facteur de normalisation, et :

$$\psi = (2\pi/\lambda) \cdot S \cdot \cos \theta - \delta$$

le facteur δ étant lui-même égal à :

$$\delta = (2\pi/\lambda) \cdot L_0 / (v \div c)$$

c'est-à-dire la différence de phase entre chaque tour, v désignant la vitesse de phase le long de l'antenne, et c la vitesse de la lumière dans le vide.

Pour pouvoir obtenir la directivité maximale, donc concentrer le maximum d'énergie dans l'angle solide le plus faible possible, le rapport $p = v \div c$ doit satisfaire une condition, appelée *condition de Hansen-Woodyard*, qui impose :

$$p = (l \div \lambda) / ((S \div \lambda) + (2N + 1) \div 2N)$$

Si l'on reporte cette expression dans celle obtenue pour ψ , on obtient alors :

$$\psi = (2\pi \div \lambda) \cdot S \cdot (\cos \theta - 1) - \pi \div N$$

et : $K = \sin(\pi \div 2N)$.

Le rapport axial, c'est-à-dire le rapport entre le champ maximal dans chacune des deux polarisations est égal à $(2N + 1) / 2N$. On voit que quand N augmente, il tend vers 1 : la polarisation est circulaire. Cependant, en raison des divers facteurs difficilement maîtrisables, il ne faut pas s'attendre à obtenir, en pratique, mieux qu'1 dB de rapport axial.

Un grand nombre d'expériences menées avec des hélices de différents diamètres et différents pas ont permis de tirer des relations empiriques

riques assez simples entre le gain et l'ouverture à mi-puissance (une mesure alternative au lobe principal : l'ouverture à mi-puissance donne l'angle solide à l'intérieur duquel la moitié de la puissance rayonnée se trouve concentrée). Cependant, celles-ci ne valent que pour des valeurs de Ω comprises entre 12° et 15° et des diamètres de spires respectant la condition $C/\lambda \in [0,75 ; 1,3]$:

$$G = 15 (C/\lambda)^2 (NS/\lambda)$$

$$HPBW = 52 \lambda^{3/2} / (C\sqrt{NS})$$

On peut obtenir un peu plus de gain en resserrant les spires (Ω vers 12°), mais cela se fait au détriment de la bande passante. C'est également le cas si on augmente le diamètre des spires, tout en restant dans le segment autorisé pour C/λ .

Dans la pratique, lorsque l'on fait varier le nombre de tours, le gain maximal n'intervient pas pour la même fréquence. À $N=5$, il vaut environ 11 dB et est atteint pour la valeur $C/\lambda = 1,55$. Lorsque $N = 35$, le gain maximal de 18 dB est atteint pour $C/\lambda = 1,07$. Au-delà du maximum de gain, ce dernier chute brutalement et le diagramme de rayonnement se détériore (le lobe principal et le premier lobe secondaire se joignent).

Équations plus précises

En se basant sur d'autres séries de mesures plus extensives, King et Wong sont arrivés à des formules plus précises pour les antennes hélices à diamètre et espacement constant. Ils trouvent pour le gain :

$$G_p = 8,3 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$$

où :

$$K_1 = (\pi D / \lambda_p)^{\sqrt{(N+2)} - 1}$$

$$K_2 = (NS / \lambda_p)^{0,6}$$

$$K_3 = (tg 12,5^\circ / tg \Omega)^{\sqrt{N} / 2}$$

avec λ_p valeur de la longueur d'onde pour laquelle le gain cul-

mine, soit, *grosso modo* (à quelques pour-cent près) $\lambda = \pi D / 1,135$. Pour la bande passante à mi-puissance, une équation du même type, mais encore plus complexe, est donnée par les auteurs. Cependant, elle ne s'applique avec précision que pour le type de réalisation particulier testé, à savoir des spires appuyées sur un tube plastique, lui-même emmanché sur un moyeu métallique solidaire du plan de masse où se trouve attaché la base de l'antenne. La formule approximative donnera donc un résultat tout aussi valable, quoiqu'un peu plus grossier ($\pm 10\%$).

Antennes tronconiques

Si l'on cherche à réaliser une antenne possédant une bande passante étendue, il est possible de réaliser des hélices dont le diamètre n'est pas constant. Deux méthodes existent : l'antenne segmentée (*tapered*) consiste en plusieurs tours d'un diamètre D suivis, sans transition, de plusieurs tours d'un diamètre D' , etc. ; l'antenne tronconique est réalisée sur un moyeu tronconique, donc le diamètre de l'hélice varie continûment depuis la base (plus grand diamètre) jusqu'à l'extrémité.

Cette variation de diamètre permet, on s'en serait douté, d'augmenter sensiblement la bande passante de l'antenne. Alors qu'une hélice classique présente un rapport $f_{max} \div f_{min}$ de l'ordre de 1,26, une hélice tronconique permet d'atteindre environ 1,5. Pour les hélices classiques, donc uniformes, le rapport $f_{max} \div f_{min}$ est approximativement définie par la formule suivante :

$$1,07 \cdot (0,91 / (G \div G_p))^{4 / (3\sqrt{N})}$$

où G_p est le gain maximal défini par la formule de la colonne de gauche. Cette formule est valable pour des gains G raisonnablement proches du gain maximal, par exemple 2 ou 3 dB en-dessous de ce dernier (ce qui est la définition classique de la bande passante d'un aérien).

Impédance

Il reste un dernier problème à régler, celui de l'impédance d'entrée de l'aérien. Dans sa gamme de fonctionnement nominale, l'impédance est essentiellement réelle, et vaut :

$$Z_{in} = 140 C/\lambda$$

c'est-à-dire qu'il faut s'attendre, autour du pic de gain, à une impédance de l'ordre de 150 Ω . Pour la ramener à 50 Ω on peut utiliser un filtre d'accord placé entre le *transceiver* et l'aérien. Cependant, K6ZMW dans un numéro de QST a publié une approche originale : elle consiste à aplatir la première boucle pour la rendre aussi proche que possible du plan de masse.

Dans ces conditions, la première boucle de l'hélice peut être vue, du moins partiellement, comme une ligne de transmission constituée d'un fil isolé, de diamètre d , situé à une hauteur h au-dessus d'un plan de masse. Cette ligne possède une impédance égale à $138 \cdot \log 4h \div d$. En réduisant convenablement la distance h (par exemple en faisant partir la première spire de l'hélice à angle droit de la fiche N de connexion - donc parallèlement au plan de masse) et en choisissant un fil d'un diamètre raisonnable, l'auteur indique qu'il est possible de ramener l'impédance autour des 50 Ω que l'on recherche.

Si le fil se révèle trop fin, donc que la hauteur h adéquate ne peut être atteinte sans crainte de court-circuit, la solution consiste à augmenter artificiellement le diamètre du fil en y soudant une légère barre de métal sur quelques centimètres.

Références

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, 2nd edition, John Wiley & Sons, 1997. ISBN 978-0-471-59268-4.
- [2] H. E. King, J. L. Wong, *Helical Antennas*.

Pourquoi adhérer à l'URC ?

L'Union des Radio-Clubs et des radioamateurs est une petite association dont l'unique but est la défense du radioamateurisme français, au travers de toutes les actions possibles (information, contacts et négociations avec l'administration, promotion, formation, prix et diplômes, etc.) Il n'y a, à l'URC, aucune lutte de pouvoir ni de dissensions internes qui pourraient nous détourner de cette mission.

Le Conseil d'administration est élu sur le principe d'un adhérent, une voix, et, au sein du C.A. aucun OM n'est prépondérant : toutes les décisions sont prises collégalement. Nous n'oublions pas qu'une association, c'est avant tout ses adhérents, et c'est pour cela que nous sommes à l'écoute des vos remarques.

L'URC pense que la technique est au cœur de la pratique de l'activité de radioamateur ; voici pourquoi nous avons décidé d'encourager les bricoleurs en créant le prix technique URC, avec une catégorie pour les FO, afin que même les novices décident de s'y mettre.

Mais nous n'oublions pas non plus que la technique ne sert à rien si l'on n'utilise pas ses équipements pour trafiquer. C'est la raison pour laquelle nous sommes attentifs à nos bandes de fréquences, et

que nous proposons à tous, adhérents ou non, de profiter de notre service QSL.

Toutes ces actions nécessitent du temps, et l'URC n'a jamais été une grande association avec beaucoup de volontaires. Nous manquons de présence sur le terrain où nous ne sommes guère connus. Adhérer à l'URC, c'est d'une part nous accorder votre soutien moral et finan-

cier, mais, au-delà, c'est aussi parler de votre association autour de vous, de ce que nous faisons ou tâchons de faire ensemble.

Si vous désirez nous soutenir, imprimez le bulletin ci-joint et renvoyez le nous à :

URC
25, Allée des Princes
95440 ÉCOUEN

ADHÉSION 2009

NOM :

PRÉNOM :

INDICATIF :

ADRESSE :

.....

CP/VILLE :

PAYS :

EMAIL :

pour l'envoi du bulletin et des revues au format PDF

Première adhésion

Renouvellement de l'adhésion n°

Dans le cas d'un renouvellement, pouvez-vous nous indiquer votre numéro d'adhérent, afin de faciliter notre gestion ? Merci.

Adhésion + OCI électronique à 20 €

Adhésion + OCI papier à 30 €