

# QSP - revue

[www.on6nr.be](http://www.on6nr.be)

La revue des radioamateurs francophones et francophiles

Février 2013

**Les schémas de QSP :**

**L'émetteur Ameco AC1**

concept F6BCU

**SPEEDO CW**

1/2011



**Nouveau Transceiver CW fonctionne  
de 10 à 160m réglable en QRP et  
30 watts HF sur 80 m**

***Ce transceiver CW  
toutes bandes  
et***

***Un adaptateur long-fil  
tout simple pour votre  
récepteur***



QSP-revue est un journal numérique mensuel gratuit et indépendant, rédigé bénévolement par des radioamateurs pour les radioamateurs et SWL. Il paraît la dernière semaine de chaque mois

**Pour recevoir QSP-revue :** L'annonce de parution est envoyée par E-mail. L'abonnement est gratuit. Pour vous inscrire ou vous désinscrire, envoyez un mail à ON5FM

[on5fm@dommel.be](mailto:on5fm@dommel.be)

[on5fm@scarlet.be](mailto:on5fm@scarlet.be)

[on5fm@uba.be](mailto:on5fm@uba.be)

## REDACTION ET EDITION

Guy MARCHAL ON5FM

73 Avenue du CAMP

B5100 NAMUR

Belgique

Tél. : ++3281307503

Courriel :

[ON5FM@uba.be](mailto:ON5FM@uba.be)

## ARTICLES POUR PUBLICATIONS

A envoyer par E-mail, si possible, à l'adresse du rédacteur. La publication dépend de l'état d'avancement de la mise en page et des sujets à publier. Chaque auteur est responsable de ses documents et la rédaction décline toute responsabilité pour le contenu des documents qui lui sont envoyés

## PETITES ANNONCES

Gratuites. A envoyer par E-mail à l'adresse du rédacteur

## ARCHIVES ET ANCIENS NUMEROS

Les archives des anciens numéros sont disponibles au format PDF sur le site du radio club de Namur :

[www.on6nr.be](http://www.on6nr.be) ainsi que sur

[www.on6ll.be](http://www.on6ll.be)

QSP-revue est soutenue par l'Union Royale Belge des Amateurs-Emetteurs



## SOMMAIRE

<b>NEWS &amp; INFOS</b> .....	<b>3</b>
Nouvelles générales.....	3
<b>ACTIVITES OM</b> .....	<b>10</b>
Site WEB de la revue "HYPER".....	10
Magnum Hambeurs NLB.....	10
Brocante de la Section RAC.....	10
Brocante de Charleroi.....	10
FRAPI à la TV.....	10
<b>UN PETIT ADAPTATEUR BIEN PRATIQUE</b> .....	<b>12</b>
Une version plus élaborée.....	15
<b>SPEEDO CW TRANSCEIVER CW 30 WATTS HF</b> .....	<b>16</b>
VFO SYNTHÉTISÉ SI570 PA0KLT.....	16
FILTRES DE BANDES et PASSE-BAS ENFICHABLES.....	16
<b>UNE RADIO LOGICIELLE POUR LES FOULES</b> .....	<b>37</b>
4 <sup>me</sup> Partie.....	37
<b>LES SCHEMAS DE QSP</b> .....	<b>49</b>
L'émetteur AMECO AC1.....	49
<b>IL Y A 20 ANS...</b> .....	<b>50</b>
ONONRevue de Février 1993.....	50
<b>LES JEUX DE QSP</b> .....	<b>50</b>
Le composant mystère de février.....	50
L'acronyme.....	50
<b>LES BULLETINS DX ET CONTESTS</b> .....	<b>51</b>
ARLP08 Propagation Bulletin.....	51
ARLD008 DX Bulletin.....	52
WA7BNM February 2013 Contest Calendar.....	53
IK6ZDE February 2013 Digital Contest Calendar.....	54
<b>HI</b> .....	<b>55</b>
Dépannage à distance.....	55
<b>PETITES ANNONCES</b> .....	<b>55</b>

**Photo de couverture**

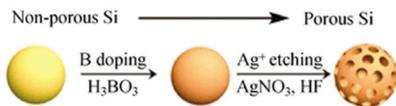
**Notre réalisation du mois : un adaptateur MLB pour votre TRX**

# News & Infos

## Nouvelles générales

Compilées par ON5CG

### Des batteries lithium-ion plus puissantes rechargeables en 10 minutes



Les nanoparticules de silicium de l'anode subissent un double traitement dans leur fabrication afin de devenir poreuses. Elles sont dopées par de l'acide borique ( $H_3BO_3$ ) pour être ensuite microperforées par une solution de nitrate d'argent ( $AgNO_3$ ). © Nano Research

En rendant poreuses des nanoparticules de silicium, des scientifiques de l'université de Californie du Sud ont obtenu des batteries lithium-ion rechargeables en dix minutes seulement. Contrairement aux technologies déjà connues, il serait possible de les produire massivement pour un prix raisonnable d'ici deux à trois ans.

La suite de l'article [ici](#).

### De nouveaux écrans LCD résistants

La mise au point d'écrans LCD dotés d'une meilleure résistance thermique est un axe important de recherche qui implique de disposer d'un substrat de verre thermorésistant. C'est la tâche à laquelle s'est attelé Asahi Glass, qui a mis au point un nouveau substrat de verre pour des écrans haute résolution (de l'ordre de 500ppi) de petite à moyenne taille.

Ce nouveau substrat, qui répond au nom de "AM Wirus", permet d'atteindre des valeurs de coefficient de retrait thermique inférieur aux valeurs des compagnies concurrentes. "AM Wirus" est, selon Asahi Glass, capable de fonctionner de manière optimale avec les dernières avancées dans les technologies LCD telles que le silicium polycristallin déposé sur substrat à basse température et résiste en outre à des traitements thermiques.

Source : BE Japon numéro 638 (15/02/2013) - Ambassade de France au Japon / ADIT

<http://www.bulletins-electroniques.com/actualites/72292.htm>

### Fujifilm invente le haut-parleur flexible

Les écrans flexibles ne sont désormais plus du domaine de la fiction et de grandes marques comme Apple, LG, Samsung et d'autres (voir la tablette PaperTab présentée au dernier Consumer Electronic Show) se préparent à sortir des produits, smartphones, tablettes, livres électroniques ou vêtements « intelligents ». Il est cependant un autre défi technique important à relever. Comment équiper ce type d'appareil à écran souple de haut-parleurs qui supportent eux aussi d'être pliés ? C'est précisément dans ce domaine qu'a travaillé Fujifilm en mettant au point un film électroacoustique souple.

Le constructeur japonais a dévoilé cette technologie nommée « Beat » lors du salon Nano Tech 2013 qui s'est tenu à Tokyo en début de mois. On a pu découvrir plusieurs exemples de haut-parleurs sous forme de cylindres déroulables, d'éventails, de panneaux ultrafins et même d'origamis, ces pliages minutieux dont les Japonais sont friands.

Pour parvenir à cette prouesse technique, les ingénieurs de Fujifilm ont dû trouver le moyen de fabriquer un matériau qui soit suffisamment souple pour être plié et roulé mais en même temps assez rigide pour ne pas absorber la vibration produite par un son. Pour cela, ils ont employé un polymère viscoélastique, un matériau à la fois élastique et visqueux capable de répondre à cette double exigence. Ce procédé est notamment utilisé dans la literie pour les matelas à mémoire de forme.

Dans le cas de la membrane créée par Fujifilm, le polymère devient visqueux lorsqu'il fonctionne dans la

plage audible allant de 20Hz à 20 kHz et élastique lorsqu'on le plie. Pour restituer le son, Fujifilm a mélangé le polymère avec de la céramique piézoélectrique parcourue d'électrodes, le tout étant enrobé dans une couche protectrice. Ce mélange donne du polyfluorure de vinylidène.

Lorsqu'une tension est appliquée aux électrodes, la céramique piézoélectrique vibre et le polymère viscoélastique résonne comme une membrane. Le son n'est pas déformé même lorsque l'on plie ou roule le film car l'élasticité dépend de la fréquence. « Quand la céramique vibre dans la plage audible de 20 Hz à 20 kHz, l'énergie vibratoire est transmise sur toute la surface du film », explique un ingénieur Fujifilm dans une vidéo tournée durant le salon Nano Tech.



Les membranes des haut-parleurs traditionnels sont généralement des cônes en papier dont les performances s'expriment par une vitesse (de réaction) et de perte (d'énergie). « Plus les taux sont élevés, mieux c'est », explique l'ingénieur qui indique que la membrane souple comparée à une membrane en papier dans la plage audible a la même vitesse et 2 à 3 fois plus de pertes. Pour le moment, Fujifilm n'a pas encore annoncé de projet visant à commercialiser des produits basés sur cette technologie ou à accorder des licences de fabrication.

Une vidéo de démonstration est visible [ici](#)

Source :

<http://www.futura-sciences.com/fr/news/t/technologie->

## Construction du plus grand radiotélescope du Canada



La construction du plus grand radiotélescope Canadien vient de commencer à Penticton en Colombie-Britannique. C'est également le premier télescope dédié à la recherche construit dans le pays depuis 30 ans. Ce nouveau télescope, plus grand que 6 terrains de hockey, va écouter les ondes sonores cosmiques et aidera les scientifiques à comprendre pourquoi l'univers s'étend aussi rapidement (et dans le même temps mieux comprendre cette mystérieuse "énergie sombre" qui est supposée provoquer cette expansion. Partie intégrante du projet CHIME (Canadian Hydrogen Intensity-Mapping Experiment), ce télescope sera basé au DRAO (Dominium Radio Astrophysical Observatory) à Penticton, car c'est une zone géographique protégée de toute interférence radio par une loi fédérale. "Nous prévoyons de cartographier le quart de l'univers observable", dit Marc Halpern, astrophysicien à l'Université de Colombie-Britannique (UBC) de Vancouver, et chercheur principal du projet. "C'est une tentative ambitieuse made in Canada". Hors parties mobiles, le télescope bénéficie d'une surface carrée de 100 mètres de côté couverte par 2560 récepteurs faible-bruit utilisant des composants adaptés de l'industrie de la téléphonie mobile qui balayent tous les jours la moitié du ciel. "Le télescope CHIME sera l'instrument dédié à ce type de recherche le plus sensible du monde, et le DRAO est l'un des meilleurs sites au monde également dans ce genre d'études", précise Gary Hinshaw, un autre astrophysicien de UBC impliqué dans le projet. "C'est réellement une réalisation dont nous pouvons être fiers", ajoute-t-il.

Les signaux collectés par l'instrument seront échantillonnés numériquement à environ 1 milliard de fois par seconde, puis traités pour obtenir une image du ciel. "Nous vivons dans un univers en expansion, et la découverte de son accélération à la fin du 20ème siècle nous force à réexaminer les hypothèses de base sur la gravité à des échelles cosmologiques, et sur ce qui constitue notre univers", dit Kris Sigurdson, astrophysicien et chercheur dans le projet CHIME. Halpern ajoute : "les données collectées par CHIME vont nous aider à comprendre l'histoire de notre univers, et comment cette énergie noire a provoqué cette expansion".

Source : BE Canada numéro 415 (15/02/2013) - Ambassade de France au Canada / ADIT –

<http://www.bulletins-electroniques.com/actualites/72252.htm>

### Comme s'use un nano-objet ? Atome par atome...

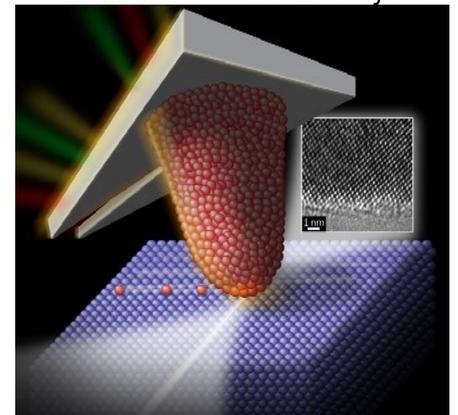
On sait déjà concevoir des nanomachines, mais elles ne sont pas fiables. Elles s'usent trop vite, et on a du mal à comprendre pourquoi... L'enjeu est majeur, et des chercheurs américains ont avancé d'un pas en isolant un mécanisme d'usure dont on soupçonnait l'existence : par décrochement d'atomes un à un.

L'usure des objets est partout dans la vie quotidienne : les couteaux qui s'émousent, le moteur de voiture qui tourne moins bien qu'à l'achat, les vêtements qui s'éliment avec les ans... Comme tous les objets de la vie courante, les nanomatériaux s'usent. Mais pour eux, le problème est différent : ils sont constitués d'un faible nombre d'atomes. Il suffit qu'ils en perdent un peu pour qu'ils risquent d'être incapables d'assurer leur tâche. En effet, leurs fonctionnalités dépendent fortement et de leur structure de surface de leur forme, parfois bien plus que pour les objets macroscopiques.

Jusqu'à présent, l'usure était un phénomène bien mieux connu pour les objets macroscopiques comme les moteurs que pour les nano-objets. Des chercheurs de la School of Engineering and Applied Science de l'université de Pennsylvanie apportent aujourd'hui un élément de réponse dans la revue Nature

Nanotechnology. Le doctorant Tevis Jacobs, qui a participé aux travaux, explique dans un communiqué que « les nanotechnologies permettent de fabriquer des éléments pour des machines de plus en plus petites. Leur interface de contact s'use très vite, parfois au bout de quelques centaines de cycles, alors qu'elles devraient en supporter des milliers de milliards ». La compréhension de leur usure est donc de la première importance. Les chercheurs ont réussi à montrer les effets d'un phénomène d'usure supposé entre deux matériaux : le transfert d'atomes, un à un, d'une surface à une autre.

À l'échelle du nanomètre (nm, 10<sup>-9</sup> m), l'usure est principalement comprise au travers de deux phénomènes. Le premier, la rupture, se manifeste lors de la fracture de gros ensembles, comme la mine de crayon qui casse en plein dessin. Le second, la déformation plastique, se manifeste quand un objet change de forme ou est comprimé. Une lame de couteau émoussée ou une pointe de fourchette pliée en sont de bons exemples. Sur des objets macroscopiques, ces deux formes d'usure affectent des millions d'atomes à la fois, alors que dans le nanomonde, les choses se passent de manière plus graduelle. Tout l'enjeu des chercheurs est de comprendre ce phénomène progressif pour concevoir de meilleurs nano-objets.



Des chercheurs avaient déjà postulé l'existence d'un mécanisme d'usure, appelé attrition atomique (ou perte d'atomes), dans lequel les atomes d'une surface sont transférés à l'autre surface par un jeu de créations et de destructions de liaisons chimiques. Ils avaient fait glisser deux surfaces l'une contre l'autre. Cette expérience reposait sur l'usage d'un microscope à force atomique (AFM), dont la

pointe frottait sur une surface. Néanmoins, les chercheurs n'arrivaient pas à distinguer les rôles de la déformation plastique, de la rupture ou de l'attrition atomique dans l'arrachage des atomes.

L'innovation des chercheurs de l'université de Pennsylvanie réside dans la manière de mener l'expérience. Ils ont placé l'AFM dans l'enceinte d'un microscope électronique en transmission (MET), qui sert de caméra pour générer des images des surfaces de frottement, en l'occurrence du silicium sur du diamant. De cette manière, les chercheurs pouvaient mesurer à la fois la distance parcourue par la pointe de silicium de l'AFM, la force de contact et le volume d'atomes retirés à chaque glissement. Cette technique leur permet de distinguer des volumes d'environ 25 nm<sup>3</sup>, soit un millier d'atomes environ. C'est « un millier de fois plus précis que n'importe quelle autre méthode de détection de l'usure », précise Tevis Jacobs. Suffisant pour permettre aux chercheurs de conclure que l'usure de la pointe de silicium sur le diamant est bien due à l'attrition atomique : des atomes de silicium se lient au diamant et y restent.

Suite de l'article [ici](#)

### Amplificateur opérationnel de précision sous 140 V



140 V (ou  $\pm 70$  V) de tension d'alimentation pour l'amplificateur opérationnel LTC6090. La combinaison de sa sortie rail-à-rail, de son courant de polarisation d'entrée de 3 pA, de sa tension de décalage de zéro d'entrée de 1,6 mV max. et de son niveau de bruit basse fréquence de 3,5  $\mu$ V crête-à-crête permet d'atteindre la précision requise par les applications, aux performances élevées, ATE, pilotes de dispositifs piézoélectriques et étage de sortie pour CNA. Une vitesse de balayage améliorée de 19 V/ $\mu$ s permet à la tension de sortie d'atteindre 140 V en moins de 8  $\mu$ s. Le produit gain x bande-passante est de 10 MHz.

Le LTC6090 est optimisé à la fois pour des mises en œuvre à impédance élevée et celles sensibles aux courants de fuite. Le LTC6090, en plus du boîtier standard SO-8 à semelle radiateur, est disponible en un boîtier TSSOP à broches de protection de couplage. Ceci permet l'implantation d'une boucle de protection autour de l'entrée.

Les caractéristiques thermiques sont un souci pour tout système à espace contraint, de forte tension. Le LTC6090 a été conçu pour satisfaire ces exigences. Le courant d'alimentation est de seulement 3,9 mA max., l'intensité du courant de sortie est de  $\pm 10$  mA typique. Une broche « indicateur thermique » (TFLAG) signale quand la température de jonction du composant dépasse 145 °C. Cette broche peut être connectée à une broche « désactivation de la sortie » pour une gestion thermique active. Les deux versions, en boîtiers TSSOP-16 et SOIC-8, possèdent une semelle radiateur pour minimiser la résistance thermique.

[Source](#)

### Le gouvernement japonais organise son premier concours de "Hacking"

Le 3 février, s'est tenu à Tokyo le premier concours de Hacking organisé par le gouvernement japonais.

Dans le but de renforcer les protections contre les cyberattaques, le Japon souhaite augmenter le nombre d'experts en sécurité informatique, nombre qui selon Masahiro Uemura (officiel du Ministère de l'Economie, du Commerce et de l'Industrie) interviewé par NHK, serait en déclin. M. Uemura a aussi expliqué que ce type de concours était très courant dans de nombreux pays et qu'ils permettraient de développer un pôle japonais d'experts en sécurité informatique.



En septembre 2012, le Japon avait

subi de nombreuses attaques visant des sites web du gouvernement japonais ainsi que des universités, des banques et des hôpitaux. Ces attaques faisaient suite à un nouvel épisode du conflit politique entre la Chine et le Japon à propos des îles Senkaku/Diaoyu, revendiquées par les deux pays. L'implication de la Chine dans ces attaques n'a cependant pas pu être prouvée. Il est important de rappeler qu'au 3ème trimestre 2012, selon un récent rapport d'Akamai Technologies, un tiers des cyberattaques dans le monde émanaient de Chine.

Les concours de Hacking sont une grande première au Japon. La peur que ces concours encouragent la cybercriminalité en avait fait, jusque récemment, un sujet tabou. Ce premier événement réunissait neuf équipes ayant remporté des concours régionaux du Japon. Les épreuves du concours consistaient à attaquer des entités pour en subtiliser des données et à déchiffrer des messages codés. L'équipe gagnante était constituée d'experts en sécurité travaillant à Tokyo.

L'organisation de cet événement inédit dans l'archipel devrait être le premier d'une longue série, le gouvernement japonais souhaitant renforcer sa résilience face à des attaques pouvant entraîner une paralysie partielle, voire totale des infrastructures publiques et privées du pays.

Source : BE Japon numéro 637 (11/02/2013) - Ambassade de France au Japon / ADIT -

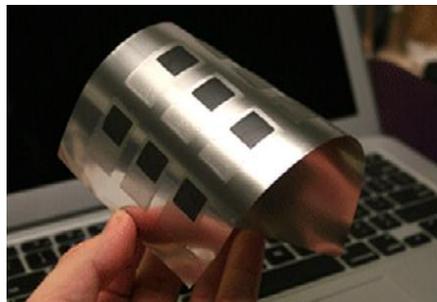
<http://www.bulletins-electroniques.com/actualites/72176.htm>

### Des batteries au zinc imprimables, ultrafines, souples et bon marché

Elle est bon marché, peu polluante, aussi fine que deux cheveux, souple au point qu'il est possible de la plier dans tous les sens et ultralégère : la batterie au zinc réalisée par la start-up américaine Imprint Energy cumule les avantages. En raison notamment de son faible prix, elle pourrait détrôner la technologie au lithium et provoquer l'abandon des petites piles bouton.

Avec leur taille réduite, les piles bouton au lithium-ion ont trouvé leur place dans la plupart des petits

appareils électroniques, mais elles posent tout de même des contraintes de formes et notamment d'épaisseur. Depuis quelques années, les chercheurs ont trouvé le moyen, au moins au laboratoire, de remplacer ces piles bouton par des matériaux polymères souples imprimables. Ainsi, plusieurs prototypes au lithium-ion ont vu le jour.



Leur principe est le même que celui des modèles classiques : la batterie est composée de plusieurs strates ; une couche centrale enferme l'électrolyte ; de chaque côté de cette couche, on trouve les isolants ; les deux faces de la feuille forment les électrodes. Le tout ne fait souvent que quelques centimètres carrés pour une épaisseur inférieure à un millimètre. Mais ces technologies restent trop coûteuses pour être commercialisées. En se basant sur cette technique, d'anciens étudiants de l'université de Berkeley, aux États-Unis, ont mis au point une batterie fonctionnant à partir de zinc au lieu de lithium. Il ne s'agit pas uniquement de concevoir des prototypes, puisque dès 2010, les chercheurs ont créé une société baptisée Imprint Energy afin de commercialiser leur invention.

Suite de l'article [ici](#)

### **Les Etats-Unis souhaitent libérer une bande de fréquence d'ondes pour répondre aux exigences de demain (l'Internet des Objets)**

Cette semaine, le gouvernement fédéral a renouvelé son souhait de voir naître un réseau WiFi national gratuit. L'idée n'est pas nouvelle ; elle avait déjà fait du bruit en 2010 lorsque la FCC, Commission Fédérale des Communications [1], l'équivalent de l'ARCEP aux Etats-Unis, avait annoncé vouloir libérer une partie du spectre dédiée à la télévision en rachetant les licences aux opérateurs télévisuels et en la mettant à disposition de tout un chacun, sans

avoir payé une licence. La relance de ce dossier n'est pas pour plaire à l'industrie des télécoms qui voit ce projet comme un danger pour leur marché [2] représentant plus de 178 milliards de dollars.

En effet, la proposition promeut ainsi les initiatives de réseaux WiFi publics gratuits qui sont déjà en train de se développer dans certains endroits, Google ayant déjà installé des bornes WiFi publiques gratuites près de Manhattan et dans certaines parties de la Silicon Valley. Certaines villes essaient aussi de mettre en place leur propre réseau WiFi gratuit comme on peut en trouver à Denver, Ocean City ou encore Houston. Les vertus de ces installations sont nombreuses. Elles doivent permettre à toute la population de bénéficier d'un accès gratuit à Internet, en particulier pour les plus pauvres qui n'ont souvent pas les moyens de s'acheter un appareil souvent coûteux et d'investir dans un forfait mensuel. Cette initiative est largement supportée par les géants de l'informatique comme Google ou Microsoft qui considèrent qu'un "service WiFi gratuit pour tous déclencherait une explosion des innovations et des appareils qui profiterait à la plupart des Américains" nous informe le Washington Post.

Le journal nous rappelle qu'en 1985, le gouvernement des Etats-Unis a libéré une bande de fréquences d'ondes qui a été suivi d'une explosion d'innovations sans précédent. "Les babyphones, systèmes d'ouverture automatique de garage et autres microphones sans fil ont été créés. Des millions de maisons ont maintenant leurs propres réseaux sans fil, connectant tablettes, consoles de jeux, appareils électroménagers et systèmes de sécurité à Internet". Elle répond aussi aux besoins d'interconnexions de plus en plus d'objets. De multiples appareils qui n'avaient auparavant aucun besoin de se connecter à Internet proposent maintenant de nouveaux services en les connectant à Internet. Du réfrigérateur à la télévision, en passant par les nouveaux compteurs EDF, les objets proposent de plus en plus de services innovants en accédant à Internet et l'Internet des Objets prend peu à peu forme dans la société.

De l'autre côté, les grandes entreprises télécoms font leur possible pour avorter l'initiative. Certains républicains soulignent la perte de plusieurs milliards de dollars qui seraient revenu à l'Etat dans le cas d'une mise en enchères de cette bande de fréquence comme cela se fait normalement. La FCC a de même reçu une lettre émanant des grands opérateurs télécoms tels que Verizon, T-Mobile, AT&T, ainsi que des équipementiers comme Intel et Qualcomm, soutenant le fait que les fréquences seront plus bénéfiques pour la société et le déploiement de réseaux en étant vendues sous licence. Des arguments aussi soutenus par Cisco qui pointe du doigt la possibilité d'une interférence de ces ondes avec les autres fréquences d'ondes actuellement utilisés.

Située dans la bande de fréquence appelée UHF [3], la plage de fréquences des ondes ainsi libérer devrait se situer entre 470 et 763 MHz. Une fréquence donc plus faible que la bande de 2,4GHz actuellement utilisée par de nombreuses technologies sans fil telles que le Bluetooth ou le WiFi, mais une fréquence proche de celles utilisées par les nouveaux réseaux mobiles 4G. L'avantage de ces fréquences plus basses est qu'elles ont une portée plus forte et qu'elles peuvent traverser plus facilement les obstacles tels que des murs épais ou certains éléments naturels. Un avantage indéniable si l'on veut mettre à disposition ces fréquences au plus grand nombre.

Cependant, l'EFF (Electronic Frontier Foundation) rappelle qu'en aucun cas il ne s'agit pour la FCC de mettre en place elle-même un réseau WiFi [4]. Le rôle de la FCC est de gérer le projet de libération d'une plage d'ondes qui sera libre et par conséquent utilisable sans licence. Libre aux villes, aux états, aux entreprises, aux particuliers de développer leurs propres réseaux/appareils/applications qui pourront profiter de l'utilisation libre de ces ondes. C'est ainsi que ces fréquences pourraient très bien être utilisées par le gouvernement dans son projet de réseau haut-débit sans-fil de sécurité. Le gouvernement a d'ailleurs mis en place FirstNet, l'Autorité responsable du réseau d'urgence [5] placé sous la

responsabilité du NTIA. Le gouvernement souhaite mettre en place un réseau solide qui pourrait être utilisable en cas d'urgence, alors que les américains font régulièrement face à des interruptions du services Internet lors d'importants phénomènes météorologiques tels que les tempêtes, cyclones, tornades ou tremblements de terre qui sévissent partout aux Etats-Unis. Ce réseau serait ainsi utilisable par les secouristes et les services d'urgences et ainsi permettre de sauver plus de vies.

Le projet est encore phase de discussion et la FCC a ouvert la discussion au public avant de prendre sa décision. Les cinq membres de la commission chargée de voter le projet devraient cependant prendre une décision cette année. Il faudra toute fois attendre plusieurs années avant que les utilisateurs puissent bénéficier des retombées de cette initiative. Ce qui est sûr, c'est que le jour où la FCC validera ce projet, le marché des télécoms en sera complètement bouleversé.

Source : BE Etats-Unis numéro 319 (11/02/2013) - Ambassade de France aux Etats-Unis / ADIT – <http://www.bulletins-electroniques.com/actualites/72181.htm>

### Le pixel est-il sur le point de disparaître des vidéos ?

Des chercheurs de l'université de Bath (Royaume-Uni) ont créé un puissant codec permettant de transformer à la volée des images matricielles en images vectorielles, tout en conservant la qualité d'origine et les nuances de couleur. Ce codec pourrait marquer la fin de l'ère du pixel.

Depuis plus de cinquante ans, le pixel règne en maître sur les arts graphiques. Plus il y en a, plus ils sont petits et serrés et plus l'image est précise. À l'avenir, le pixel (contraction de picture element, soit unité élémentaire d'image) pourrait pourtant être détrôné par l'image vectorielle. C'est ce qu'affirment les chercheurs de l'université de Bath (Royaume-Uni), en partenariat avec plusieurs sociétés (Root6 Technology, Smoke & Mirrors et Ovation Data Services). Les scientifiques ont en effet mis au point un codec vidéo dépourvu de pixels. Rappelons qu'il

existe depuis longtemps deux façons de créer des images numériques : à partir de pixels ou à partir de vecteurs.



Pour une image composée de pixels, la définition et les dimensions sont des informations élémentaires. Ainsi, une photo numérique est représentée point par point sur une sorte de grille dotée de deux axes (X et Y). Chaque point dispose d'une nuance de couleur et l'ensemble permet d'obtenir une image plus ou moins bien définie, au sens des arts graphiques. Rappelons que la définition est le nombre de points présents sur l'image (par exemple 640 x 480), tandis que la résolution est le nombre de points par unité de surface. La grille, appelée matrice, peut être redimensionnée pour agrandir ou réduire l'image.

C'est ce qu'on appelle une image matricielle. Toutefois, ce procédé présente des lacunes : dès qu'il s'agit de zoomer, c'est-à-dire de tirer sur la matrice, les pixels manquent et l'image est moins précise. Pour éviter cela, les logiciels de dessin interpolent : ils inventent des pixels supplémentaires en se basant sur les pixels voisins. Malgré cette astuce, l'image devient imprécise si on insiste sur le zoom. C'est pour cette raison que malgré des algorithmes de compression, comme le Jpeg ou la norme de codage H.264, pour la vidéo, les fichiers d'images de grand format, en haute définition, restent lourds.

Ce procédé matriciel est à l'opposé de l'image vectorielle. Avec elle, plus besoin de matrice et très peu de données sont nécessaires. Elle est décrite par une série d'équations

mathématiques. Ainsi, le vecteur précise une forme en indiquant des paramètres tels que sa hauteur, sa largeur, ou encore le rayon. Avantage

: l'image est redimensionnable à volonté, sans aucune perte de qualité, contrairement aux pixels. Utilisé pour les polices de caractères (qui peuvent ainsi être agrandies sans déformation), le procédé vectoriel reste pourtant peu employé en imagerie numérique. Il sert surtout à faire des images clipart, des cartes ou encore des animations sur Internet. Cette technique, en effet, a un défaut, induit de grandes difficultés lorsqu'il s'agit d'obtenir des images photoréalistes, notamment au niveau des nuances de couleur. C'est réalisable, mais l'opération est chronophage, surtout lorsque l'on souhaite convertir une image matricielle en image vectorielle.

C'est sur ce problème que s'est penchée l'équipe du professeur Philippe Wills, de l'université de Bath. Peu de détails ont été confiés à Futura-Sciences concernant la méthode employée. Néanmoins, on sait qu'un codec baptisé VSV (Vectorial Streaming Video) a été mis au point. Il permettrait de convertir en temps réel les images matricielles en images vectorielles, tout en conservant la qualité initiale. Pour cela, il décompose les différentes parties de l'image et crée des vecteurs pour toutes les zones dotées de nuances, même les plus petites, pour ensuite les colorer.

Les chercheurs prédisent que ce type de codec pourrait se généraliser d'ici cinq ans. Convertir en vectoriel des images composées exclusivement de pixels n'est toutefois pas une

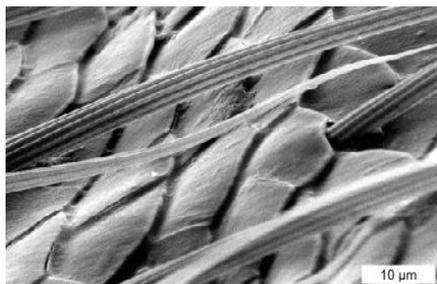
nouveauté. Il existe même des logiciels spécialisés qui en sont capables, tels que l'option Live Trace d'Illustrator (d'Adobe, grand utilisateur de vectoriel). Cependant, cette manipulation est plutôt longue. D'autres projets du même type que celui de l'université de Bath existent déjà mais aucun d'eux n'est encore parvenu à tuer les pixels...

[Source](#)

### Des chercheurs s'inspirent des lucioles pour augmenter l'efficacité des LED



Un problème commun des sources de lumière émettant à partir d'un milieu d'indice de réfraction élevé homogène dans l'air est la perte de photons par réflexion interne totale. Les organismes bioluminescents, ainsi que des dispositifs artificiels, doivent faire face à ce problème. On peut s'attendre à ce que la vie, avec ses mécanismes de l'évolution, ait choisi des structures optiques appropriées pour contourner ce problème, au moins partiellement. La morphologie de la lanterne d'une luciole appartenant au genre *Photuris* a été examinée. Les propriétés optiques des différentes parties de cette lanterne ont été modélisées afin de déterminer leur effet positif ou négatif à l'égard de l'extraction globale de la lumière. Nous concluons que les parties les plus efficaces de la structure sont l'inadéquation des échelles extérieures (qui produisent la rugosité brutale dans l'air) et la diminution de l'indice de réfraction au niveau de la grappe de photocytes, où la production bioluminescente a lieu.



Source

<http://www.opticsinfobase.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-21-1-764>

### Une Led de 200 lumens par watt

Cree, un fabricant de Led, propose une lampe capable de délivrer dans des conditions particulières 200 lumens par watt. En pratique, cette lampe de 15 W dépasse les 100 lm/W, ce qui est déjà une prouesse.

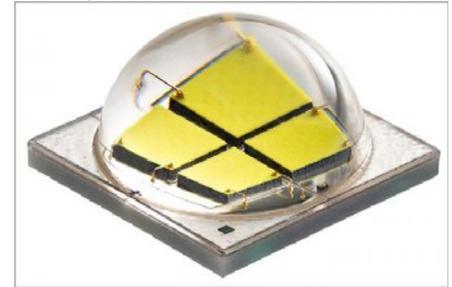
Dans l'univers des composants électroniques, le secteur des ampoules et des lampes à Led est l'un des plus inventifs. En informatique, les Led possèdent même leur propre loi, équivalant à la loi de Moore : on l'appelle la loi de Haitz. Elle stipule que les performances des Led doublent tous les deux ans pour un coût en réduction de 25 % par an. Il faut dire que les innovations sont légion et des constructeurs comme Philips ou 3M redoublent d'ingéniosité pour produire des modèles moins énergivores et toujours plus performantes.

Le fabricant américain de Led Cree vient de mettre au point sa XLamp MK-R après deux ans de développement. Dotée de seulement quatre puces conçues à partir de carbure de silicium (SiC), elle est capable de produire au maximum une lumière de 200 lumens par watt (lm/W). Un record, sachant que Philips est le seul à proposer une ampoule produite en série parvenant à atteindre 94 lm/W.

Mais attention : cette valeur n'est disponible que dans des conditions particulières de laboratoire. En effet, elle n'est atteinte que lorsque la puissance injectée est d'un seul watt à une température limitée à 25 °C. En fonctionnement normal, elle délivre 1.600 lm pour une consommation de 15 W, soit 106,7 lm/W. Une valeur très honorable, qui place désormais la barre très haut. La température, qui est bien souvent le facteur limitatif de la puissance des Led, s'élève alors à 85 °C. Elle procure donc la même puissance lumineuse qu'une ampoule à incandescence de 75 W. En dépassant les 100 lm/W sur une ampoule parée pour la production de série, le constructeur a pris une avance conséquente par rapport à ses concurrents.

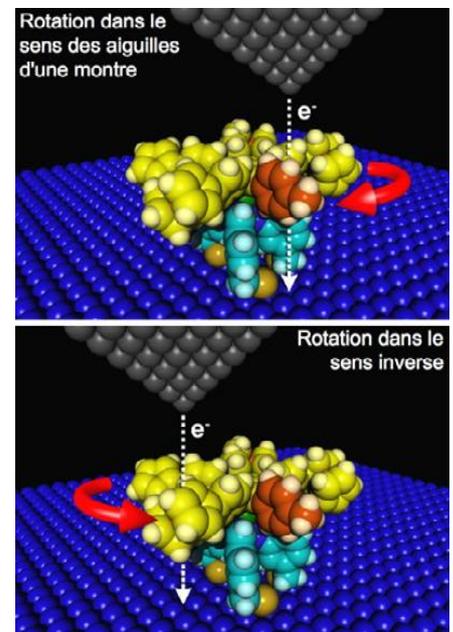
Physiquement, la XLamp MK-R est haute de 6 mm pour une base de 7 x 7 mm. En plus de son rendement

exceptionnel, elle délivre également des températures de couleur comprises entre 2.700 K et 7.000 K, avec un indice de rendu des couleurs (IRC) de 70 à 90, soit l'équivalent d'une ampoule à incandescence classique.



[Source](#)

### 200 atomes pour un nano-moteur dont on contrôle le sens de rotation !



Imaginez un moteur nanométrique, composé de trois parties. D'abord le stator qui permet de l'accrocher à une surface d'or. Au bout de ce stator, un atome de ruthénium dans le rôle de la rotule sur laquelle vient se fixer le rotor moléculaire, d'un diamètre de 2 nanomètres, constitué de cinq pales, dont l'une a été volontairement raccourcie afin de suivre le sens de rotation du rotor. En tout, pas plus de 200 atomes pour ce moteur "moléculaire" dont la conception et la synthèse ont nécessité pas moins de 15 étapes et ... près d'une dizaine d'années de travail aux chercheurs du CEMES (Centre d'Elaboration de Matériaux et d'Etudes Structurales) qui ont réalisé ce tour de force avec

leurs homologues américains de l'Université d'Ohio.

En plaçant ce dispositif moléculaire à une température de  $-268,5^{\circ}\text{C}$ , soit à  $4,6^{\circ}\text{C}$  du zéro absolu, sur la surface d'or, ces chercheurs ont réussi à déclencher le mouvement, pas à pas, du rotor et à en contrôler le sens de rotation. Il leur a suffi pour cela de délivrer des électrons à l'aide de la pointe d'un microscope à effet tunnel, ce dernier servant alors à la fois d'instrument d'observation et de source d'énergie. Ces travaux, qui préfigurent ce que seront les composants des futurs robots nanométriques, sont publiés dans le numéro du mois de janvier de Nature Nanotechnologies. Prochaine étape pour ces chercheurs : mesurer la puissance délivrée par ce nanomoteur en le plaçant en interaction avec les plus petits engrenages solides que l'on puisse fabriquer actuellement.

Source : BE France numéro 277 (31/01/2013) - ADIT / ADIT - <http://www.bulletins-electroniques.com/actualites/72119.htm>

### **Nouveaux amplis op doubles et quadruples à large gamme de tensions d'entrée**

LT6016 et LT6017 sont de nouveaux amplificateurs opérationnels doubles et quadruples, à large gamme de tensions d'entrée, alliant précision, robustesse à l'architecture Over-the-Top de LTC. Le décalage de zéro de tension d'entrée est de  $50\ \mu\text{V}$  max., l'intensité du courant de polarisation d'entrée est de  $5\ \text{nA}$ , et le faible niveau de bruit de fréquence est de  $0,5\ \mu\text{V}$  crête-à-crête. Ces composants conviennent donc à une gamme étendue d'applications de précision industrielles, de l'automobile et de l'instrumentation.

Les entrées Over-the-Top permettent un fonctionnement normal réel au-delà de la tension du rail  $V+$ . Les LT6016 et LT6017 fonctionnent normalement avec des tensions d'entrée jusqu'à  $76\ \text{V}$  au-dessus de  $V-$ , indépendamment de la valeur de  $V+$ ,  $3\ \text{V}$  ou  $50\ \text{V}$ . Les amplificateurs opérationnels sont protégés en cas de tension d'alimentation inverse

(jusqu'à  $-50\ \text{V}$  sur  $V+$ ), contre les surtensions négatives (jusqu'à  $-25\ \text{V}$  sur les deux entrées), et contre une tension de sortie forcée sans alimentation (jusqu'à  $50\ \text{V}$  sur VOUT). Cette architecture robuste est spécialement utile dans les applications où l'amplificateur est connecté à l'interface analogique d'une autre carte, et pour la mesure du courant côté haut et côté bas.

[Source](#)

### **Un nouveau dispositif de communication d'Intel pour Stephen Hawking**

Atteint d'une sclérose latérale amyotrophique, le célèbre physicien britannique Stephen Hawking est privé de la totalité de ses mouvements. Il parvient tout de même à communiquer grâce à un système qui détecte les contractions des muscles de sa joue. Néanmoins, face à l'aggravation de son état, Intel a entrepris de développer une nouvelle interface de contrôle, basée sur la reconnaissance faciale d'autres mouvements du visage.

Considéré comme l'un des esprits les plus brillants de son époque, le physicien Stephen Hawking vit depuis 50 ans avec une dystrophie neuromusculaire, due à une sclérose latérale amyotrophique, aussi appelée maladie de Charcot. Presque complètement paralysé et privé de l'usage de la parole, il parvient à communiquer grâce au clavier virtuel d'une tablette (la Lenovo ThinkPad X220 équipée d'un processeur Intel Core i7-2620M cadencé à  $2,7\ \text{GHz}$ ). Les contractions des muscles de sa joue sont ainsi détectées par un capteur infrarouge fixé à une branche de ses lunettes. Toutefois, son état s'étant dégradé, ce système n'est plus efficace. Intel, qui lui fournit son installation depuis 1997, travaille actuellement sur une nouvelle interface capable d'exploiter les mouvements des lèvres et des sourcils, que le scientifique parvient encore à contrôler. L'objectif est d'arriver à former des mots plus facilement, grâce à un système prédictif plus précis.

[...] Un espoir avec le morse

Malheureusement, la maladie du professeur Hawking a encore gagné du terrain et il n'arrive plus à former qu'un seul mot à la minute alors que son esprit est, lui, toujours aussi vif. Pour l'aider, Intel est en train de mettre au point un nouveau système de communication qui devrait s'appuyer sur la reconnaissance faciale, et qui prendrait également en compte les mouvements des lèvres et des sourcils. Lors du dernier Consumer Electronic Show, Justin Rattner, le directeur technique d'Intel, a indiqué que le fait de pouvoir gérer simultanément plusieurs expressions du visage devrait contribuer grandement à améliorer la vitesse à laquelle Stephen Hawking peut s'exprimer.



Avec seulement deux expressions faciales, il pourrait par exemple communiquer en morse, ce qui serait bien plus rapide que ce qu'il peut faire actuellement. Intel dit avoir également développé un algorithme prédictif plus performant avec une interface de contrôle plus « moderne ». Mais l'on ignore quand ce nouveau dispositif sera prêt à l'emploi, Intel n'ayant pas souhaité répondre aux questions de Futura-Sciences.

Une autre piste est évoquée pour aider le professeur Hawking à garder le contact avec le monde extérieur : cela consiste à utiliser une interface neuronale qui contrôlerait le système de communication par la pensée. L'année dernière, il a d'ailleurs testé iBrain, un dispositif permettant d'enregistrer l'activité du cerveau grâce à un boîtier électronique miniature. S'il qualifie les résultats de « prometteurs », Stephen Hawking estime que le système n'est pas encore aussi performant que celui qu'il utilise actuellement.

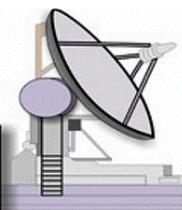
[image](#)  
[Source](#)

# Activités OM

## Site WEB de la revue "HYPER"



BULLETIN D'INFORMATIONS  
DES RADIOAMATEURS ACTIFS  
EN HYPERFREQUENCES



La revue Hyper est  
consacrée aux  
VHF, UHF et SHF.  
Tous les anciens  
numéros sont  
disponibles  
gratuitement,

mais une quote-part de 5€ (minimum) est demandée pour  
l'abonnement. Une version papier existe également.

Nous avons, avec Stéphane F1TJJ, chargé les 11 numéros  
de l'année 2011 de la revue Hyper sur le site qui lui est  
dédié.

Les numéros 166 à 176 sont accessibles à tous ici:  
<http://www.revue-hyper.fr>

Jean-Paul F5AYE

## Magnum Hambeurs NLB

05 MAI 2013

La section NLB organise sa brocante le dimanche 05 mai  
2013

Adresse : domain Depot Eksel / Vlasmeeer sur la route  
Hasselt - Eindhoven (meme location q'ans 2012),  
Coordonnées : 51°09'20" N et 5°21'50" E

Accès de 8 à 10 h pour exposants, de 10 à 15 h pour  
visiteurs. Entrée € 3. Moins de 12 ans: gratuit.

Itinéraire : Bruxelles, autoroute Leuven - Aken,  
klaverblad Lummen, direction Genk, sortie 29 Houthalen-  
Helchteren, N74 direction Eindhoven, Hechtel. Itinéraire  
fléché "NLB".

Radioguidage via ON0LB: ON4ANL 145,775 MHz

Réservations: € 3,00 / m

Jos Weyens , Tf 011 347 347 (après 18 heures)

ou via internet: François Gorremans

[ON1DJC@pandora.be](mailto:ON1DJC@pandora.be)

## Brocante de la Section RAC

La section R.A.C. de l'UBA en collaboration avec la ville de  
Fleurus, organise sa brocante annuelle et une bourse  
Radio Militaire le 7/4/2013

Il nous reste aussi quelques places " exposants " et si vous  
désirez vendre du matériel, pensez à réserver votre  
emplacement sans tarder !

Adresse de la brocante :

Salle Polyvalente du Vieux Campinaire & Forêt des Loisirs  
de Fleurus,

10

2, Rue de Wangenies  
6220 Fleurus.

Horaire : 9H à 16H

Pour les exposants : 2 Euro la table (1.20m)

Visiteurs : 2 Euro

Tombola gratuite pour les visiteurs avec nombreux lots  
HAM.

Petite restauration assurée sur place.

Adresse de contact pour les réservations (Obligatoires):

ON4RAC

Mail : [on7mfy@gmail.com](mailto:on7mfy@gmail.com)

Téléphone : 0496/11-31-86

## Brocante de Charleroi

Pour rappel, ce dimanche 03 mars aura lieu la brocante  
annuelle de Charleroi au Collège St Michel, Faubourg de  
Charleroi, 15 à Gosselies de 10h à 16h. Accès via la A54,  
sortie Gosselies. Parcours fléché « Bourse Radioamateur  
CLR »

Radioguidage sur le relais ONOCLR, 144.662,5 KHz

Pour plus de détails, voir le QSP n°28 de janvier.

## FRAPI à la TV

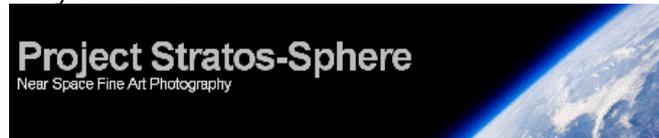
Le lâcher de Frapi 9 se déroulera dans les prochaines  
semaines. Des infos plus précises vous parviendront  
ultérieurement via [www.frapi.eu](http://www.frapi.eu)

Lors des précédents lâchers (Frapi 5 et 6), j'avais reçu la  
visite "d'un élève" pour sa "formation" à une expérience  
personnelle dans ce domaine. Un reportage sera diffusé  
ce jour et prochainement sur les ondes de la RTBF (voir  
l'annonce de Ed ci-dessous). C'était "l'élève"...HI!

Bonne vidéo et à très bientôt avec FRAPI.

Merci de votre soutien

Andy de ON4GB



From: [edouard@janssens.com](mailto:edouard@janssens.com)

Date: Wed, 27 Feb 2013 22:52:11 +0100

Subject: Stratos-Sphere

En juin dernier la RTBF a produit un reportage de  
plusieurs minutes sur mon projet photographique  
Stratos-Sphere. Le sujet sera diffusé ce jeudi soir sur la  
RTBF dans l'émission Matière Grise sous le titre "Un  
belge dans la stratosphère".

" Est-il nécessaire de se rendre dans un engin spatial pour prendre des photos de notre planète ? En fait, pas forcément. Un photographe belge a réussi à prendre des photos saisissantes de la Terre depuis la stratosphère, sans pour autant quitter le plancher des vaches ! Son astuce ? Utiliser un ballon et une simple boîte remplie d'instruments rudimentaires, envoyés depuis son jardin. Une incroyable aventure, réalisée avec sa famille et ses amis, et des images exceptionnelles à découvrir en exclusivité. Tenez-vous prêt, décollage imminent !"

**Les horaires de diffusion et rediffusion sont les suivants :**

- ce jeudi 28 février à 23h10 sur La Une

**Rediffusions :**

- vendredi 8 mars à 21h40 sur La Deux
- samedi 9 mars à 12h55 sur La Deux

Voici le lien vers le site de l'émission :

<http://www.rtb.be/tv/programme-tv/detail?uid=168577109668>

Et le lien vers le site du projet :

<http://www.stratos-sphere.com>

Bonne vision !

Ed. Edouard Janssens

# Sites à citer



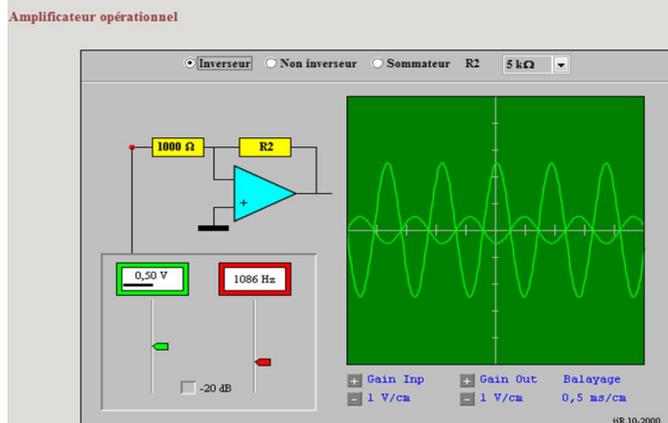
## Associations radioamateurs

Ce site, est une page de Wikipedia. Il répertorie les associations radioamateur du monde entier ainsi que leur page web. Très utile si vous voulez voyager dans un de ces pays.

[http://en.wikipedia.org/wiki/List\\_of\\_amateur\\_radio\\_organizations](http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_amateur_radio_organizations)

ON5FM

## Simulateurs pédagogiques

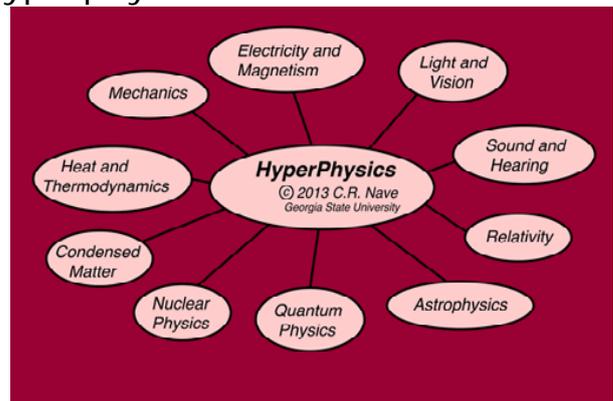


Vous voulez VOIR fonctionner un transistor, un AO, un filtre passe-haut ou un pont de Graetz ? Voici un site universitaire qui vous montre cela au travers de dizaines d'applet Java très didactiques.

[Source](#)

ON5CG

## Hyperphysics



Une cartographie de différentes branches de la physique présentées sous la forme de cartes heuristiques. Très didactiques !

<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/hframe.html>

ON5CG

## Popular Electronics

Ce site vous propose un grand nombre d'articles tirés de Popular Electronics. Il y a des choses amusantes, voir surprenantes. Un petit voyage dans le passé vous tente ? Ca se passe [ici](#)

ON5FM



## Datasheet

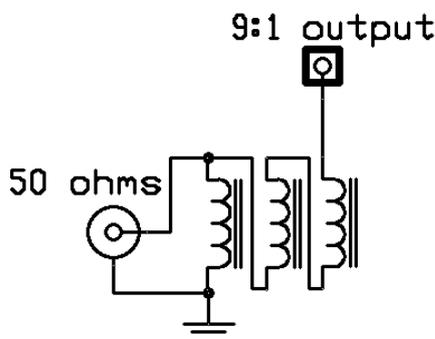
Voici une datasheet de composants utilisés en électronique. Ce n'est pas une fiche technique mais un ensemble de données et de références très bien fait. Indispensable pour nous ! Rédigé par le G-QRP club

<http://www.gqrp.com/GQRPCOMPONENTDATABOOK.pdf>

ON5FM

# Un petit adaptateur bien pratique

Voici un accessoire à intercaler dans la descente de votre antenne et qui va changer la vie de votre transceiver ! Ce n'est qu'un banal transfo 9:1 qu'on appelle aussi pompeusement MFTT ou MLB. Ce transfo est sensé faire des miracles et transformer un vulgaire bout de fil en antenne DX... Ouais, ne vous en laissez pas conter en ce qui concerne le DX mais par contre, en réception, il fera réellement des miracles. Ou presque...



## Ce qu'il vous apportera

En gros, cet adaptateur augmentera le rendement d'une antenne quelconque de manière assez impressionnante. En effet, une station reçue S5 sur une antenne télescopique de 1,4m fera monter le S-mètre jusqu'à S9 en intercalant cet adaptateur. Voilà qui conviendra particulièrement bien au FT-817. Et si vous branchez votre antenne décadrétique habituelle, vous pourrez même écouter confortablement les grandes ondes. Alors que les stations périphériques qui s'y trouvent sont souvent indécélables en conditions normales.

## Le tore

Nous avons voulu réaliser quelque chose d'économique, simple et fonctionnel. Et même plus : il n'a rien coûté car ce ne sont que des composants de récupération qui ont été employés. Mais rassurez-vous, ils sont assez courants. Et rien ne vous empêche de le réaliser à votre guise, selon les matériaux dont vous disposez.

Il faut vous procurer un petit tore en ferrite (donc toujours noir) utilisé pour découpler et déparasiter les circuits susceptibles de provoquer du QRM. On le trouve souvent monté sur un support en plastique avec deux enroulements en sens opposés. Il est parfois enfilé sur un fil quelconque qui y fait quelques spires (2 à 5, en général). Le notre mesure 8,2mm de diamètre extérieur, 4mm de diamètre intérieur et 4mm d'épaisseur. Son  $\mu$

est de 700 et son AL de 400. Mais un FT37-43, voir même un FT23-43 de chez Amidon conviendra parfaitement si vous ne disposez pas d'un tore convenable. Attention : il ne suffit pas de prendre un tore quelconque ! Contrairement à une idée trop largement répandue, tous les types de ferrite ne conviennent pas. Certains même ont des effets désastreux sur le rendement ! En émission, nous préférons une perméabilité de 70 à 200, pas plus, pas moins. Et certainement pas les T200-2 qui ont un rendement déplorable sur les bandes basses et dont le matériau chauffe tellement qu'il faut prendre un tore deux fois trop grand pour évacuer la chaleur ! Et comme la perméabilité est très faible (bien trop : 10 seulement !) il faut un grand nombre de spires pour être efficace sur le 80 et le 40m, ce qui est néfaste au 15 et au 10m.



*L'adaptateur terminé. L'antenne télescopique universelle a été mise en place et un coude a été vissé à sa base afin que l'antenne soit verticale.*

En réception, comme il n'y a pas de problème de puissance, un minuscule tore en ferrite conviendra très bien ; à condition que sa perméabilité ne dépasse pas 1000. Il y a trois grandes familles de matériaux utilisés pour la confection de transfo HF : la poudre de fer dont la perméabilité va de 1 à 75 (ces tores sont peints et peuvent de scier ou se limer, la ferrite se sciant au diamant uniquement), la ferrite au nickel-zinc NiZn (celle qui nous convient) dont la perméabilité va de 50 à 1000 et la ferrite au Manganèse-zinc MnZn pour les transformateurs basse fréquence et les circuits antiparasites. Sa perméabilité va de 1000 à 20.000. Cette dernière ne dépasse pas 3 ou 5MHz sans pertes. Au delà, cela devient prohibitif. Les mélangeurs à diodes shottky bien connus utilisent de la ferrite et sont efficaces de 1 à 500MHz d'un coup, sans perte de rendement !

La seule manière déterminer à quelle matière nous avons affaire, c'est de bobiner quelques spires et de mesurer l'inductance obtenue. Pour que le tore dont vous disposez conviennent à notre usage, il faut une inductance de 20 à 60µH pour 10 spires. Vous prenez donc un fil quelconque et vous bobinez ces dix spires. Vous mesurez à l'inductancemètre tout simplement. C'est devenu un appareil quasiment indispensable à tout OM constructeur.

Voyez via Google ou ici, par exemple : [Inductancemètre numérique](#)

Voici celui que nous utilisons avec satisfaction :

<http://www.velleman.eu/products/view/?id=346053>

Sinon, vous réalisez un circuit accordé avec un condensateur de 100pF. Vous faites un link de 2 spires que vous raccorderiez à un générateur HF et vous branchez la sonde de l'oscilloscope -en position X10- aux bornes du circuit accordé. Il suffit de chercher la résonance et un peu de math vous donnera l'inductance (formule de Thomson).

Voici, pour un tore de 8 à 12mm de diamètre, ce que vous devez obtenir :

fréq. mesurée	inductance	µi correspondant
3,5MHz	20µH	+/-350
2,5MHz	40µh	+/-700
2MHz	60µH	+/-1000

Si la fréquence de résonance est inférieure à 2MHz ou supérieure à 3,5MHz, ça ne convient pas.

Si vous avez le choix, prenez un tore d'une perméabilité de +/- 500

## Bobinage du tore



Soudure du transfo à la SO239. Le fil nu rose-orangé est la masse du balun, le fil noir est le "50 ohms"

Afin d'avoir une impédance de 500Ω à 3,5MHz (soit 10 fois l'impédance d'entrée du RX), il faudra un nombre suffisant de spires. Le tableau ci-après vous donne le bobinage à réaliser. Attention : comme nous faisons un balun 9:1 (en fait, c'est un "Unun") nous devons avoir trois enroulements "de 50Ω" en série.

µi	Spires pour 50Ω	Longueur minimum de fil
350	11	20cm
500	9	16cm
700	8	15cm
1000	6	12cm

## La réalisation du transformateur

Vous coupez trois longueurs de fil de cuivre émaillé de 2 à 4/10 mm et vous soudez ensemble leur extrémité d'un seul côté. Vous serrez cette extrémité dans le mandrin d'une petite perceuse. Celles sur batterie conviennent très bien ; pas une Dremel, ça tourne beaucoup trop vite ! Tenez l'autre extrémité des fils avec une pince et faite tourner jusqu'à ce qu'une torsade convenable soit réalisée. Il ne faut surtout pas qu'elle soit trop serrée. Voyez les photos.

Bobinez le nombre de spires requis en les répartissant bien sur le pourtour du tore. Dessoudez et détorsadez les fils aux deux extrémités. Vous aurez ainsi trois fils d'un côté du tore et trois de l'autre.

Coupez à bonne longueur et dénudez les extrémités. Choisissez un fil de départ que vous marquerez d'une manière quelconque (trace de marqueur par exemple). Ce sera la masse. Repérez la sortie de ce bobinage (de l'autre côté du tore) à l'aide d'un ohm-mètre ou d'une "sonnette" et raccordez-la à un fil au choix du côté du départ. Soudez et marquez également. Ce sera le fil qui ira au récepteur, donc au 50Ω. Une bonne solution est de protéger la soudure par un bout de gaine thermorétractable.

Il restera deux fils libres de l'autre côté du tore (côté "arrivée"). Cherchez celui qui est dans la continuité de la soudure déjà réalisée et raccordez-le au fil resté libre du côté "départ". Coupez-le au plus court et protégez par un bout de gaine thermorétractable ou du vernis à ongle (ça marche très bien et c'est très solide, ce vernis !). Cette jonction ne servira à rien.

Le fil restant côté "arrivée" ira à l'antenne, c'est la sortie "9:1".

## Le boîtier

Voilà un mot bien pompeux car il est réduit à sa plus simple expression possible !

Procurez-vous une SO239 qui se fixe par un écrou à l'arrière, à la manière des potentiomètres, par exemple. L'écrou ne vous servira pas.

Il vous faudra une banale PL259. Une de récupération qui contient encore un peu de la tresse du coax conviendra quand même parfaitement. Limez les deux ergots qui se positionnent dans les encoches de la SO239 pour l'empêcher de tourner : il vous gêneraient pour visser la fiche car son manchon sera fixe.

Trouvez une petite longueur de tube en PVC de 20mm utilisé pour les installations électriques. Il faut prendre le gris qui est renforcé, à paroi épaisse.

Soudez un fil rigide de 1 à 2mm de diamètre et d'une longueur de 25 cm dans la broche centrale de la PL, à la place de l'âme du coax. Le fil sortira donc par le canon de la PL. Il faudra souder le manchon au corps de la PL, dans la position qu'il occupera lorsqu'elle sera raccordée. Pour cela, suspendez-la, broche vers le bas, par ce fil et faite chauffer la partie supérieure du corps et du manchon jusqu'à ce que la soudure fonde. Faites un mince filet tout autour du manchon (voir photo). Ne chauffez que juste ce qui est nécessaire pour ne pas risquer de faire fondre l'isolant qui est tout proche. Laissez refroidir. Vous pouvez utiliser un gros fer à souder de 80W au moins.



*Détail de la soudure du manchon au corps de la SO239*

Coupez le fil rigide à ras du corps de la PL.



*Les trois éléments. Le tube en PVC a déjà été formé à la chaleur.*

A l'aide d'un décapeur thermique (ou, à défaut, d'un réchaud à gaz ou d'une lampe à souder) chauffez l'extrémité du tube en PVC jusqu'à ce qu'il soit aussi mou qu'un macaroni cuit. Enfilez-le sur le manchon de la PL jusqu'à la partie striée et laissez bien refroidir.

Coupez le tube de PVC à une longueur de 45mm (à la boîte à ongles si possible).

Serrez le canon fileté de la SO239 dans un étau après avoir mis des mordaches en alu ou en plomb. Vous les confectionnerez aisément à l'aide de deux carrés de tôle d'aluminium de 50 X 50 mm et de 15/10 mm au moins que vous pliez en équerre.

Vissez en force la partie arrière de la SO239 dans le tube en PVC puis dévissez-la et retirez la PL en la poussant par l'arrière.

### **Le câblage**

La SO239 possède un ou deux méplats sur son pas de vis arrière pour l'empêcher de tourner. Soudez-y une chute de fil nu provenant d'un composant utilisé antérieurement. Pliez et soudez ce fil à la broche de la SO239. Le but est de faire un court-circuit entre la masse

de cette prise et son contact central pour raccorder l'âme et la tresse du coaxial venant de l'antenne.



*la soudure du petit fil nu de court-circuit âme-tresse de la SO239. Remarquez le type de prise employé.*

Étamez une petite zone à l'extrémité du canon de la PL259, là où sort le coaxial. Soudez-y le fil de masse du transfo, celui par lequel vous avez commencé le bobinage et que vous avez repéré.

Soudez fil "50Ω" au gros fil rigide venant de la broche de cette fiche.



*Le transfo est en place. Remarquez le fil rouge sortie "9:1"*

Collez le tore au corps de la PL avec de la colle fusible. Si vous n'avez pas de pistolet à colle à chaud, employez de la colle contact ou autre. Le but est empêcher le fil du unun de s'abîmer contre les masses métalliques lors des manipulations.



*le balun est collé et il reste juste à enfoncer la PL dans le tube*

Soudez un fil fin et très souple à la broche centrale de la SO239. Coupez-le de façon à ce qu'il ne dépasse pas le tube en PVC lorsque la SO239 sera en place. Dénudez et étamez. Revissez la PL dans le tube en PVC ; définitivement cette fois. Soudez le fil restant du transfo, celui appelé "9:1", à ce fil fin. Poussez la PL dans le tube en PVC. N'ayez pas peur de presser fermement car le PVC se sera un peu rétreint. Et c'est tout !



Le petit fil souple a été soudé à la broche centrale de la de la SO239 et celle-ci a été vissée définitivement dans le tube. Le fil "9:1" a été soudé à ce fil souple.

### Utilisation

Cet adaptateur s'intercale entre le coaxial d'antenne et la prise d'antenne du récepteur ou du transceiver. Dans ce dernier cas, débranchez impérativement le micro ou la clé morse pour éviter un accident déplorable.

Vous ne devriez pas voir de différence notable si ce n'est un peu plus de bruit à cause de la composante verticale de l'antenne qui est son coaxial. Celui-ci étant court-circuité à son extrémité par l'adaptateur, il se comporte comme une partie verticale et votre antenne est devenue une antenne en "T".

Descendez en fréquence. Si votre antenne est taillée pour 80m ou au dessus, vous devriez voir une nette différence sur 160m. Quant aux petites ondes et aux grandes ondes, il n'y a pas photo : c'est le jour et la nuit. A vous les bandes de 137 et 500KHz ! Et les résultats seront nettement meilleurs hors des fréquences de résonance de votre antenne. Et pas besoin de coupleur ni d'accord.

Si vous y branchez une antenne VHF, vous aurez une superbe verticale à votre disposition. En fait, toutes les utilisations du magnetic balun s'appliquent à votre adaptateur avec le même bonheur et... le même rendement.

Nous avons décrit une antenne télescopique universelle dans le QSP n°18 de janvier 2012, page 19. Elle convient à merveille pour cet adaptateur. Intercalez un adaptateur coudé à la base de l'adaptateur pour que votre antenne soit verticale. Ou une base magnétique pour la placer là où bruit est moindre.

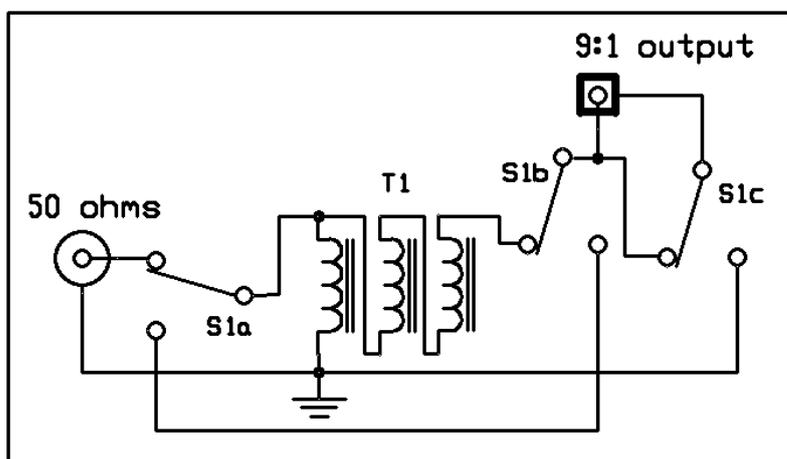


L'antenne en place sur un FT-857

Vous ne pourrez pas écouter les grandes ondes mais tout le trafic décimétrique sera à votre portée en réception. Vivement l'été en portable !

Mais n'essayez jamais de passer en émission, vous fusillerez le transfo illico !

ON5FM



### Une version plus élaborée

Vous pouvez laisser l'adaptateur en place en continu si vous prévoyez une commutation. Nous avons ici un triple inverseur qui peut être soit rotatif, soit à bascule.

En général, c'est un quadruple inverseur que vous trouverez. Nous vous conseillons d'utiliser ce quatrième inverseur pour mettre la ligne PTT hors service ou mettre la puissance du TX à zéro.

S1a branche la PL259 directement à la SO239 antenne, S1b bascule le point chaud de la SO239 antenne entre le Unun et S1a et S1c court-circuite la masse de la SO239 antenne à sa broche centrale ou à la masse selon le cas.

# SPEEDO CW TRANSCEIVER CW 30 WATTS HF

*VFO SYNTHÉTISÉ SI570 PA0KLT*

*FILTRES DE BANDES et PASSE-BAS ENFICHABLES*



Concevoir un transceiver télégraphie travaillant au choix sur plusieurs bandes n'est plus un problème, le transceiver tri-bandes BINGO-STAR SSB fonctionne parfaitement mais demande une certaine maîtrise dans la construction. La solution pour travailler sur plusieurs bandes en dehors de la commutation bande par bande, par moyen mécanique ou électronique, reste le système d'antan : les bobines interchangeable et enfichables.

La radio n'est qu'un éternel recommencement et nous sommes repartis comme il y a plus de 70 ans en arrière, avec les bobines interchangeable et enfichables bande par bande, comme le pratiquait, mon grand-papa F8.. un des pionniers de la radio.

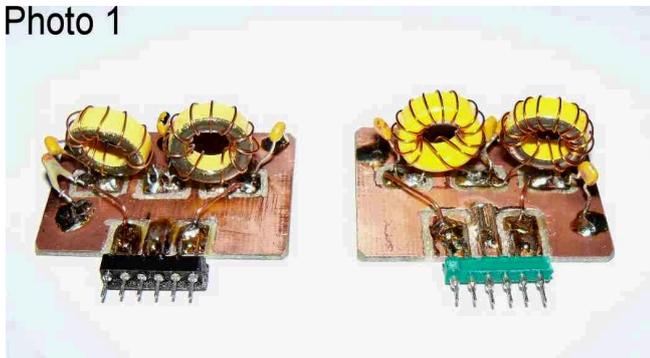
La possibilité actuelle de trouver disponible dans le commerce de FRANCE et de la C.E.E. des connecteurs de

haute qualité identiques, en version mâle et femelle ont rendu le concept réalisable. La manipulation répétitives des circuits (bobines) enfichables pendant plusieurs mois n'a en aucun contribué au dérèglement des composants tels que condensateurs ajustables.

Nous avons pu ainsi avancer bande par bande de 160 à 6 mètres et tester une série de constructions comme le DEO 6 SSB (50 MHz) etc...

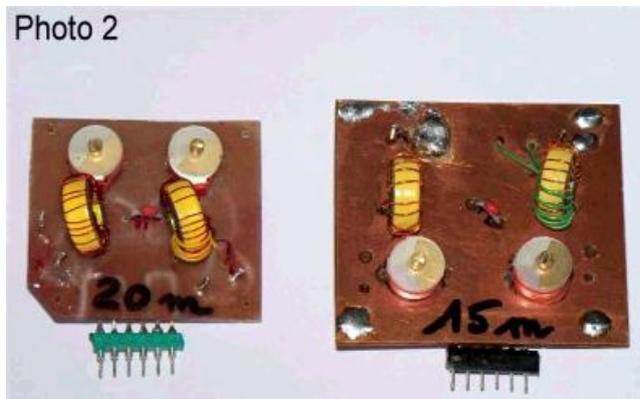
Après avoir longuement navigué sur Internet pour découvrir, s'il existait des transceivers CW ou SSB à bobines interchangeable et enfichables, les résultats de nos recherches sont toujours négatifs et ce concept de construction reste sous toute réserve unique en son genre.

Photo 1

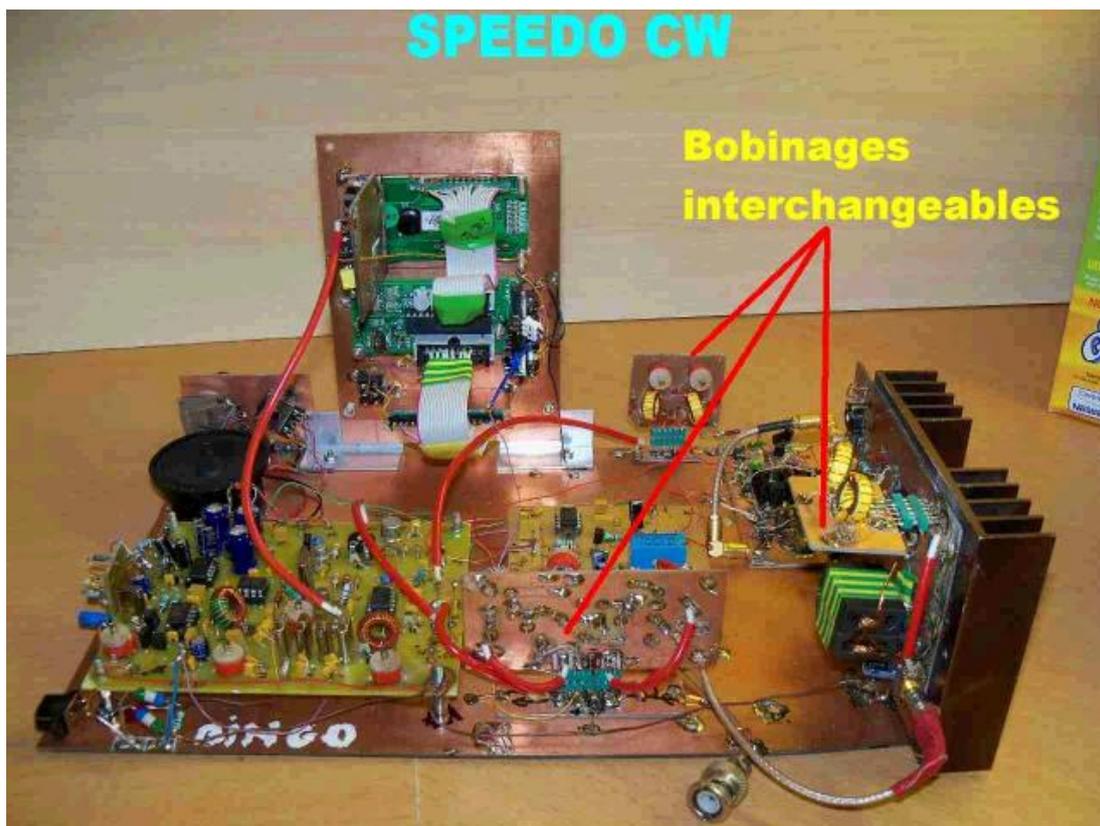


Filtres passe-bas

Photo 2



Filtres de bandes émission



Transceiver SPEEDO version 1- mai 2011

## I—TRANSCEIVER SPEEDO CW

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le concept de base du SPEEDO CW est d'avoir les bobinages interchangeables et enfichables sur des supports d'excellente qualité. Mais pour pouvoir émettre et recevoir sur plusieurs bandes de fréquences radioamateur, il faut aussi disposer d'un V.F.O. multi-bandes très stable. Notre choix c'est encore porté sur le V.F.O. de PA0KLT distribué par SDR-KITS en ANGLETERRE sur le WEB, qui bénéficie à ce jour d'une excellente traduction en français du \*Manuel de montage V 5.4\*.

Concernant l'utilisation de ce V.F.O. PA0KLT, nous en avons fait la description et l'utilisation dans plusieurs constructions phares : notamment le transceiver « Tri-bandes BINGO –STAR », le transceiver « DEO2 SSB (144MHz) » et le récepteur de « Trafic multi-bandes BINGO ».

Un nouveau V.F.O. expérimental PA0KLT nous a été proposé à l'essai en octobre 2011 par GOBBL le gestionnaire de la Firme SDR-KITS. Un R.I.T. (clarifier)

était disponible sur une nouvelle EPROM en remplacement de celle d'origine. Nous avons fait, toutes les modifications nécessaires et nous avons testé directement sur le SPEEDO en trafic avec succès le nouveau R.I.T. (clarifier).

D'après nos sources, celui-ci sera disponible prochaine sur les futurs V.F.O. PA0KLT avec en plus l'adjonction d'un clavier numérique.

Si on parle toujours de transceivers QRP, aujourd'hui, nous souhaitons inverser la donne et présenter un transceiver CW, véritable station de base, d'une puissance raisonnable à petit prix qui n'existe plus à la vente dans le commerce et la fabrication OM depuis des décennies. Un réglage accessible permet facilement d'en modifier la puissance et d'émettre en puissance QRP.

Le nouveau transceiver SPEEDO CW multi-bandes, délivre 30 watts HF sur 80 m, encore 18 watts HF sur 20m, sous une tension de 13,8 volts et fonctionne encore sur 10 m avec 2 Watts HF.

# II—SCHÉMA GÉNÉRAL DU SPEEDO CW 3

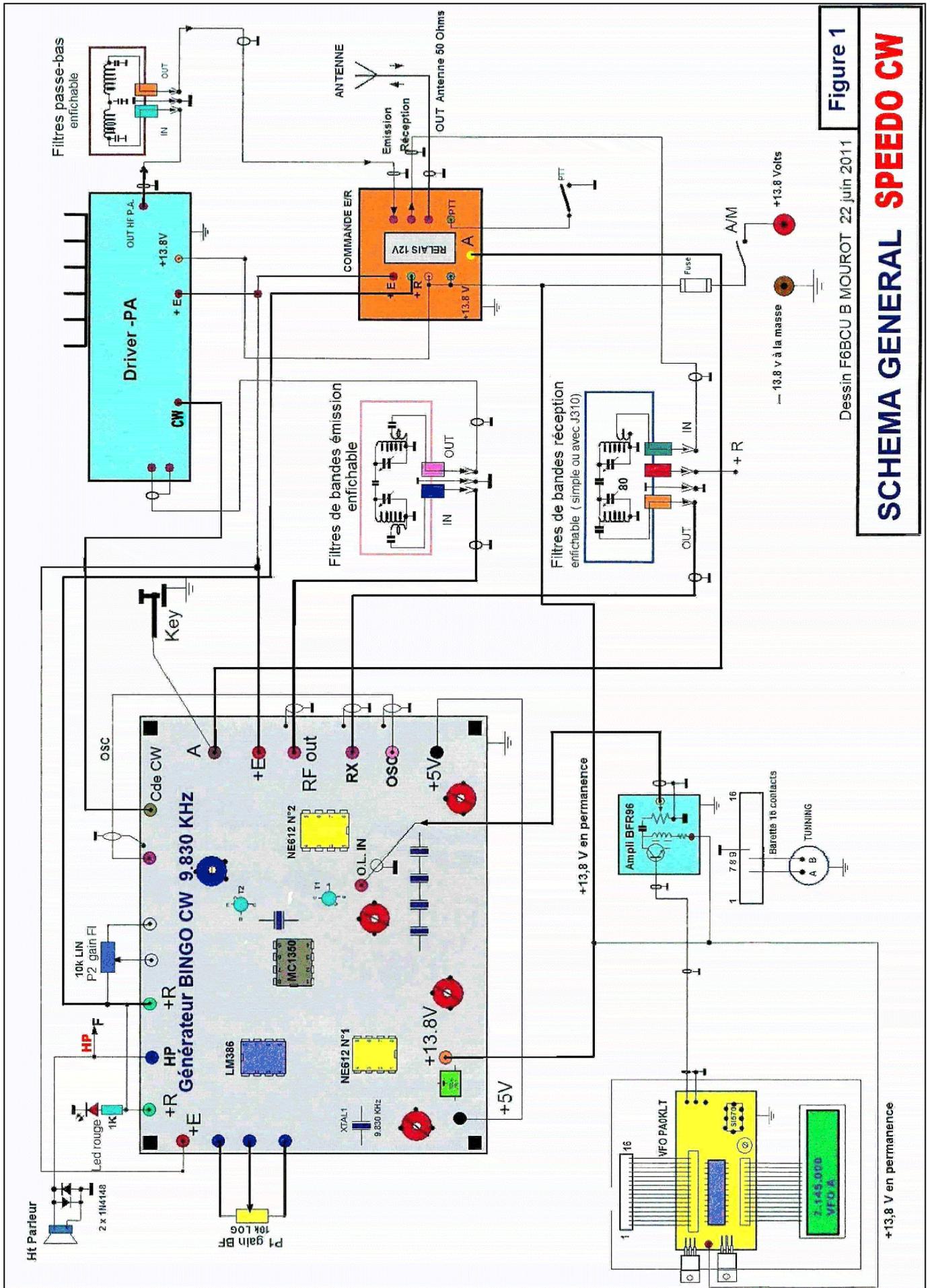


Figure 1

Dessin F6BCU B MOUROT 22 juin 2011

## SCHEMA GENERAL SPEEDO CW

## COMMENTAIRE TECHNIQUE SUR LE SCHÉMA GÉNÉRAL

L'ensemble du circuit de base ne change pas d'un transceiver BINGO CW traditionnel, le V.F.O. ou Super V.X.O. traditionnel a été remplacé par le V.F.O. PA0KLT, avec au choix le modèle L.V.D.S. qui monte à plus de 220 MHz, suivi d'un amplificateur BFR96 ou 96S pour élever le niveau de l'oscillation locale à 10 DBm ; ou simplement le modèle MOS qui monte à 160 MHz, suffisamment généreux en HF pour être utilisé directement sans amplificateur (c'est notre préféré).

A noter les bobinages des filtres de bandes émission, réception et passe-bas émission sur tores, qui sont montés sur des platines en circuit époxy double face interchangeables et enfichables. La description complète de leur construction sera développée dans la suite du manuel de montage, description accompagnée de planches techniques renseignant sur les caractéristiques des bobinages de 6 à 160m.

La commutation antenne : émission réception, le générateur de tonalité CW et la distribution des tensions +E et +R sont toujours effectuées par la-même platine qui équipe d'origine les transceivers CW BINGO. Quant au Générateur BINGO CW émission/ réception c'est la base traditionnelle inchangée depuis sa création, de tous nos transceivers CW.

La nouveauté est au niveau du P.A. un push pull de IRF510, fruit d'une longue expérimentation, contreréactionné, insensible à toutes auto-oscillations et instabilités diverses à partir de 18 MHz, pourvu d'un transformateur largement surdimensionné pour un meilleurs rendement sous 13,8 volts.

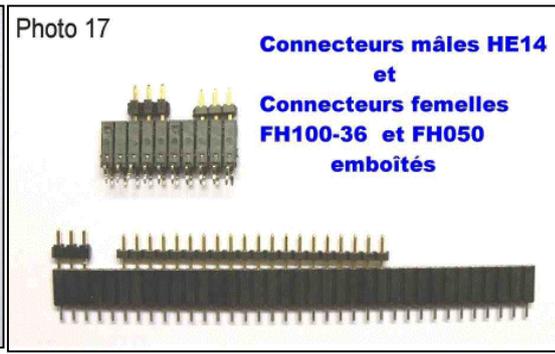
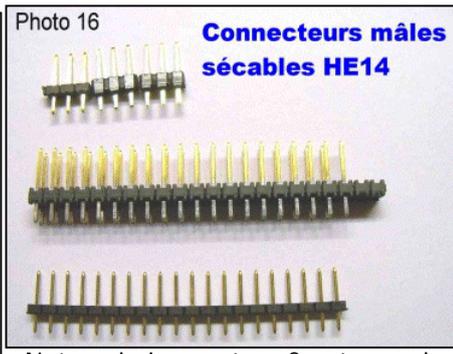
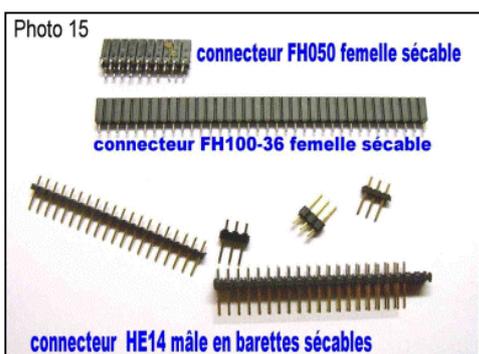
L'étage Driver précédent le PA est notre traditionnel push pull amplificateur large bande de 2N2219, issu aussi de l'expérimentation, capable d'exciter largement le PA pour obtenir 25 à 30 watts HF sur 40 ou 80 m et encore 18 watts HF sur 20m.

### III—FILTRÉS ENFICHABLES ET INTERCHANGEABLES

Pour pouvoir obtenir des connecteurs mâle et femelle de qualité, beaucoup de solutions sont envisageables. Il existe plusieurs solutions par exemple les barrettes TULIPE mâle et femelles sécables, déjà d'excellente

qualité pour un usage modéré et les autres très résistantes un peu plus chères, pour un usage normal.

Les voici en photos :



Notre choix, c'est arrêté sur les connecteurs mâles HE14 et FH100 femelle disponibles chez les revendeurs de composants électroniques. Les contacts sont d'excellente qualité et dorés. Le contact d'un connecteur passe sans problème un courant DC de 4 Ampères.

Ce type de filtre de bande réception, ne comporte aucun transistor amplificateur son gain est de 1/1 ; il est très courant sur les bandes de 30 à 160m.

### TOUS LES FILTRES RÉALISÉS



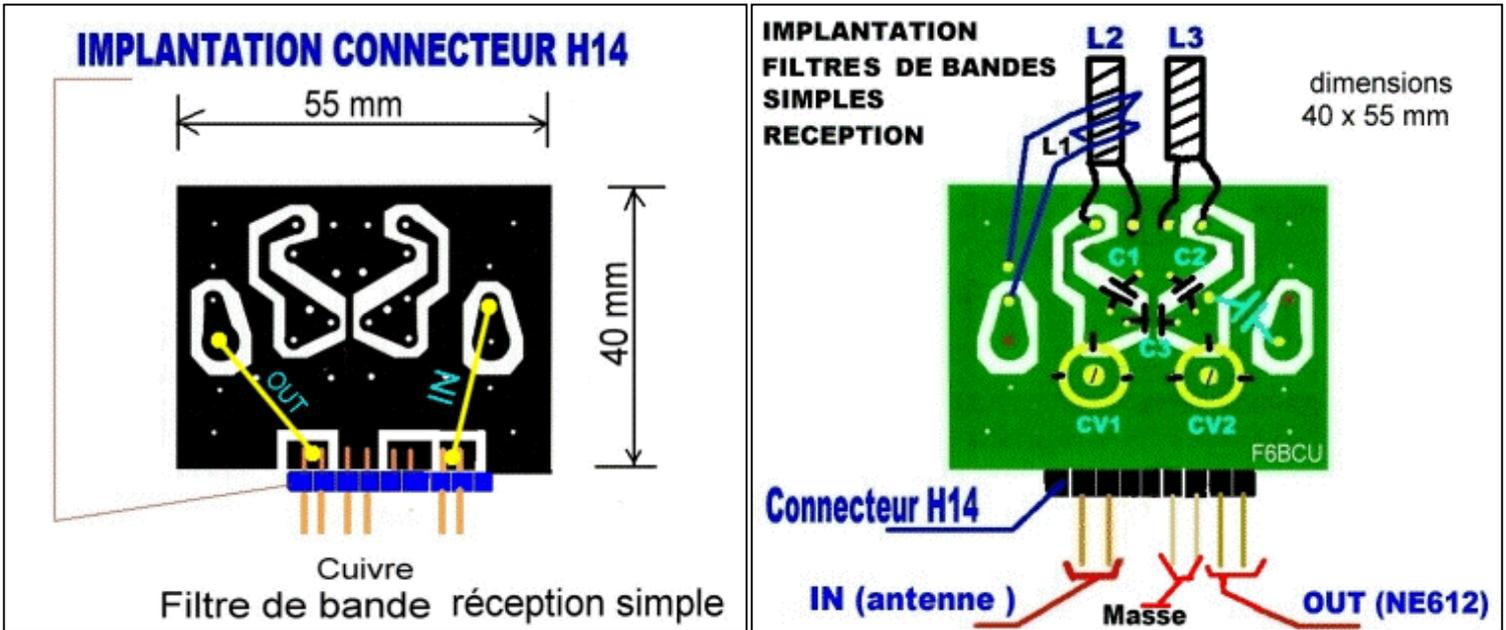


Tous ces filtres ont été testés un par un et confirment les valeurs des bobinages sur tores T50-2 rouge ou T50-6 jaune, des capacités ajustables et capacités fixes, bande par bande de 6 à 160m. Toutes les valeurs sont répertoriées sur des planches spéciales pour les filtres de bandes émission, réception et passe-bas formant une partie de la bibliothèque BINGO.

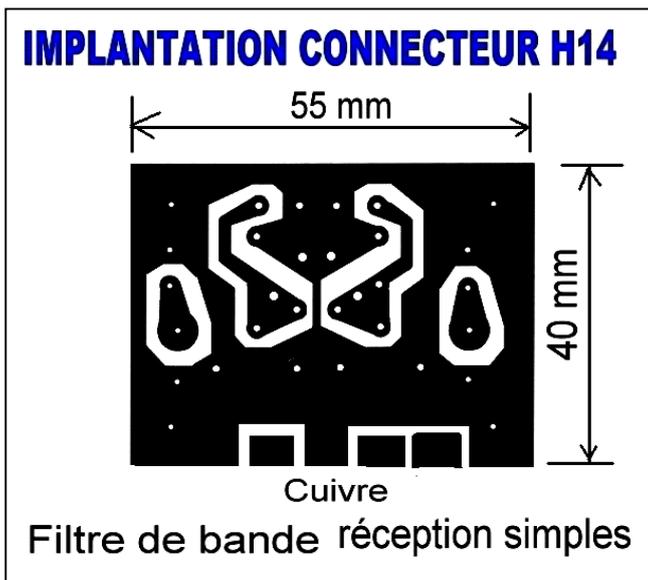
A titre d'exemple, sur la photo de gauche sont présentés les différents filtres interchangeable et enfichables émission et réception bande 15m

### DÉTAILS DE CONSTRUCTION FILTRES DE BANDES RÉCEPTION SIMPLES

Ce type de filtre de bande réception, ne comporte aucun transistor amplificateur son gain est de 1/1 ; il est très courant sur les bandes de 30 à 160m.



CIRCUIT IMPRIME FILTRE DE BANDE RECEPTION SIMPLE



# TRANSCEIVER MONO-BANDE TANGO SSB ou SPEEDO CW

**De 10 à 160m**

## FILTRES DE BANDES RÉCEPTION SIMPLES

(F6BCU 15 mai 2011)

	<b>L1</b>	<b>L2</b>	<b>L3</b>	<b>C1</b>	<b>CV1</b>	<b>C3</b>	<b>CV2</b>	<b>C2</b>	<b>C4</b>
<b>160m</b>	T50-2 10 spires Fil 4/10c	T50-2 52 spires Fil 2/10c	T50-2 52 spires Fil 2/10c	500pF	100pF	12pF	100pF	470pF	18pF
<b>80m</b>	T50-2 8 spires Fil 4/10c	T50-2 40 spires Fil 4/10c	T50-2 40 spires Fil 4/10c	150pF	80 à 100pF	8,2pF	80 A 100pF	150pF	12pF
<b>40m</b>	T50-2 6 spires Fil 4/10c	T50-2 25 spires Fil 4/10c	T50-2 25 spires Fil 4/10c	100pF	80 à 100pF	5,6pF	80 A 100pF	68pF	12pF
<b>30m</b>	T50-2 4 spires Fil 4/10c	T50-2 21 spires Fil 4/10c	T50-2 21 spires Fil 4/10c	82pF	80pF	2,7pF	80pF	47pF	10pF

### FILTRE BANDE RECEPTION

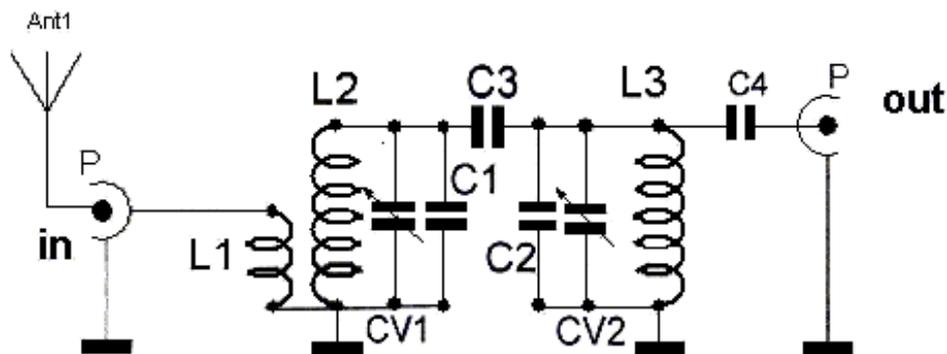


Photo 5



Filtre-passe bas

IV—FILTRÉS DE BANDES RÉCEPTION + J310

Photo 2

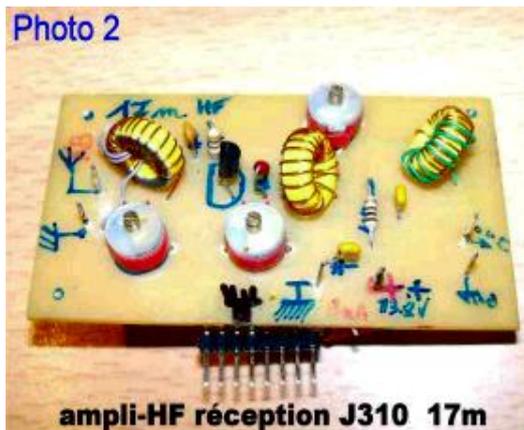
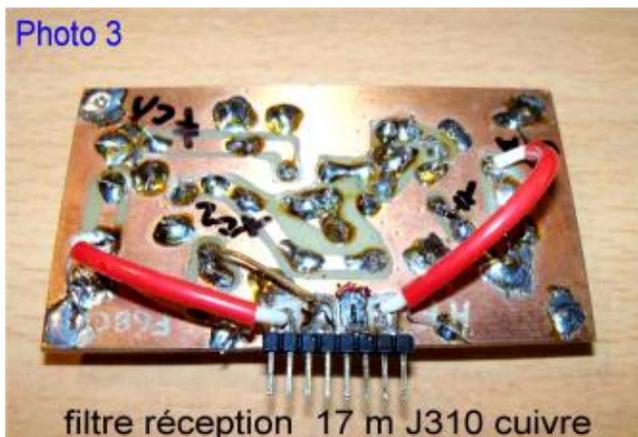


Photo 3



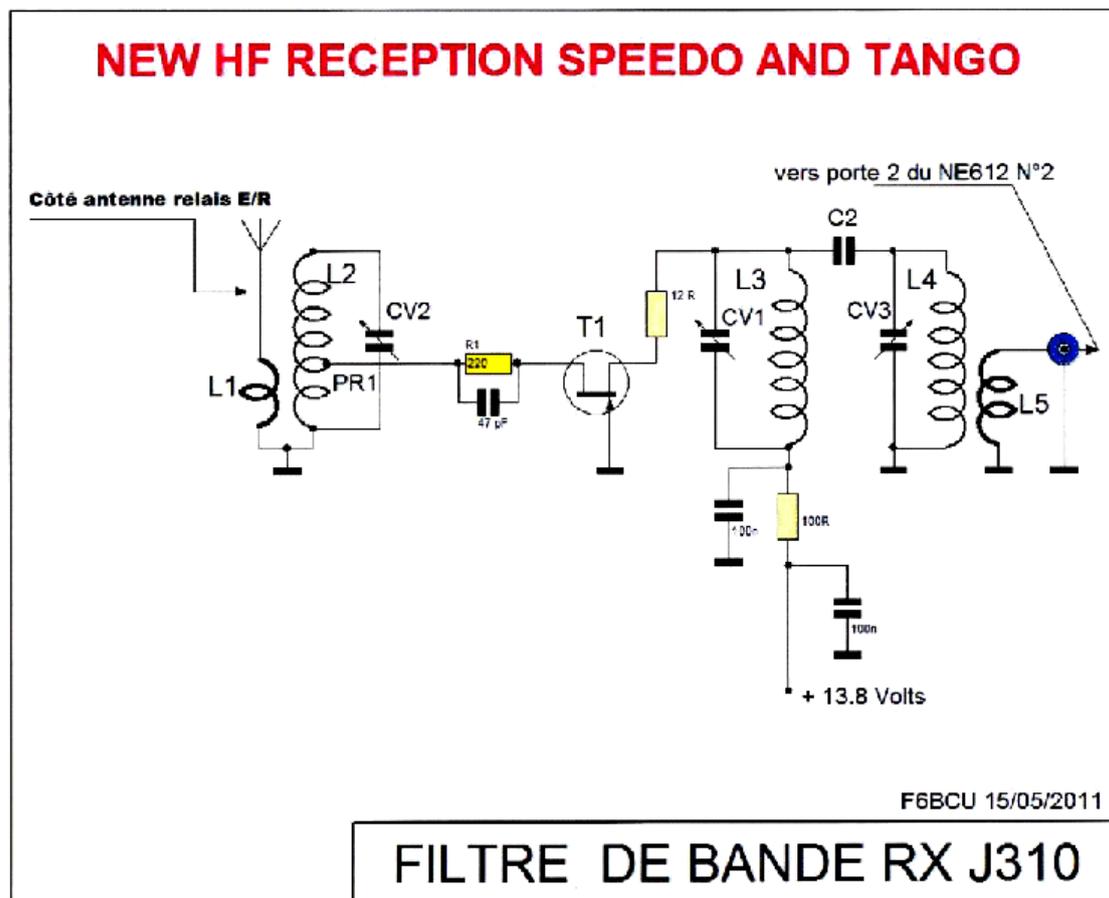
# TRANSCEIVER MONO-BANDE TANGO SSB ou SPEEDO CW

De 10 à 160m

## FILTRE DE BANDES RECEPTION + AMPLI. J310

(F6BCU 15 mai 2011)

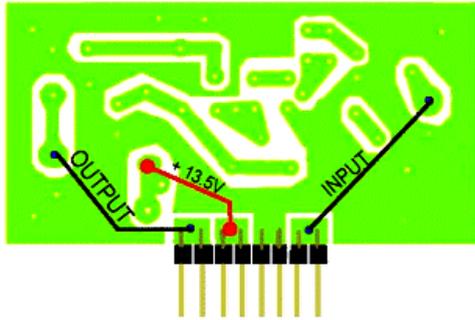
	L1	L2	L3	L4	L5	CV1	CV2	CV3	C2	Pr1
<b>20m</b>	T50-6 2 spires 4/10e	T50-6 20 spires 4/10e	T50-6 20spires 4/10e	T50-6 20 spires 4/10e	T50-6 20 Spires 4/10e	80pF	80pF	80pF	2,2pF	à 4 spires côté masse
<b>17m</b>	T50-6 2 spires 4/10e	T50-6 18 spires 4/10e	T50-6 18 spires 4/10e	T50-6 18 spires 4/10e	T50-6 18 spires 4/10e	80pF	80pF	80pF	2,2pF	à 4 spires côté masse
<b>15m</b>	T50-6 2 spires 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	60 à 80pF	60 à 80pF	60 à 80pF	2,2pF	à 3 spires côté masse
<b>12m</b>	T50-6 2 spires 4/10e	T50-6 13 spires 4/10e	T50-6 13 spires 4/10e	T50-6 13 spires 4/10e	T50-6 4 spires 4/10e	60pf	60pF	60pF	1,2pF	à 3 spires côté masse
<b>10m</b>	T50-6 2 spires 4/10e	T50-6 12 spires 4/10e	T50-6 12 spires 4/10e	T50-6 12 spires 4/10e	T50-6 12spires 4/10e	60pF	60pF	60pF	1,2pF	à 3 spires côté masse



## DÉTAILS DE CONSTRUCTION DES FILTRES DE BANDES

Quelques bonnes photos bien détaillées renseignent immédiatement sur le mode de construction des filtres de bandes réception.

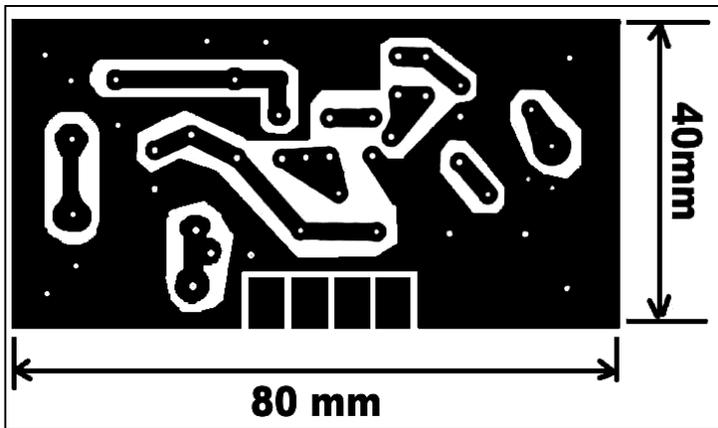
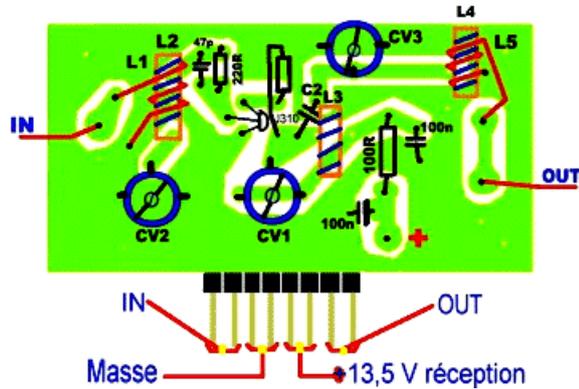
AMPLI HF RECEPTION J310  
côté cuivre



Les connecteurs H14 sont soudés

Pour H14 lire HE14

Amplificateur HF réception J310



### Note de l'auteur

Nous vous conseillons de détourer au DREMEL les pistes pour y souder le connecteur mâle HE14 (H14), Comme sur la photo 3

### Circuit imprimé cuivre

Attention à ne pas inverser sur le connecteur HE14 la masse et le + 13,5 volts pour alimenter l'ampli J310. La photo 4 détail la construction du connecteur FH100 femelle. Un pavé isolant central est détouré sur une plaquette en époxy simple face et symétriquement aux sorties du connecteur FH100 sont détourés de petits pavés sur lesquels seront soudés le connecteur FH100.

La masse de la plaquette époxy est reliée sur le plan de masse général par des fils rigides ou bandes de feuillard soudées sur le plan de masse général.

La plaquette support du connecteur FH100 est fixée bien rigide

### CONSEILS DE CONSTRUCTION

Sur la photo 3, l'entrée IN et la sortie OUT sont reliées aux points IN et OUT du connecteur mâle HE14 par un petit câble coaxial miniature de 50 à 750 (valeur non critique).

## V—FILTRES DE BANDES ÉMISSION SIMPLE

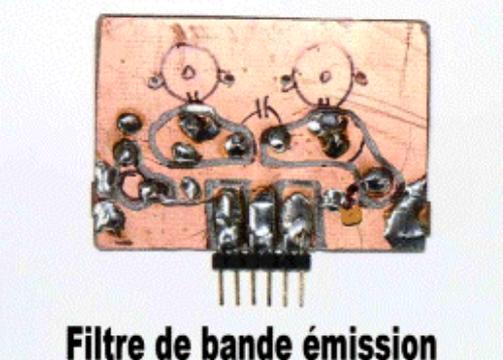
Photo 7



Filtre de bande émission

photo 9

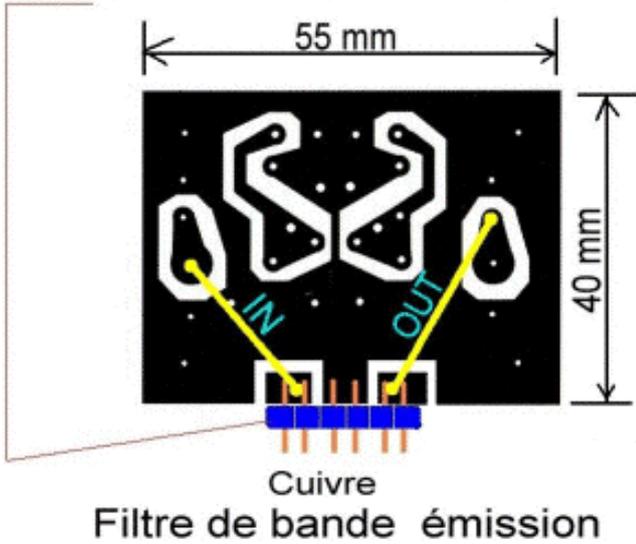
côté cuivre



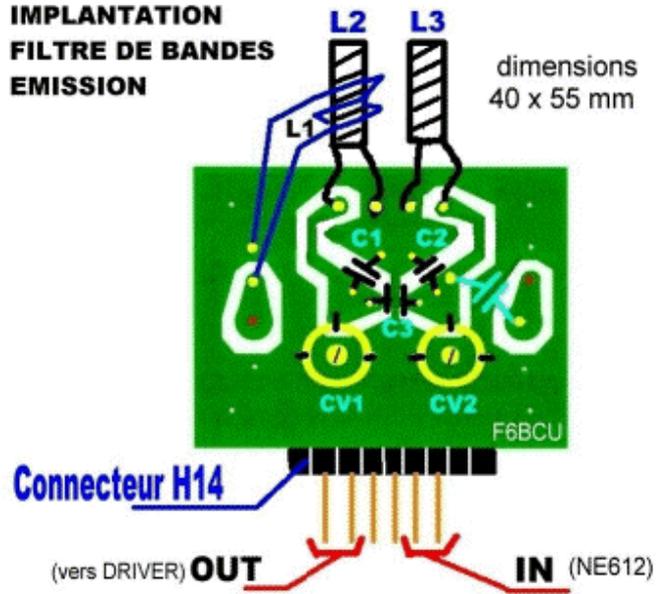
Filtre de bande émission

DÉTAILS DE CONSTRUCTION DES FILTRES DE BANDES

**IMPLANTATION CONNECTEUR H14**



**IMPLANTATION FILTRE DE BANDES ÉMISSION**



CIRCUIT IMPRIMÉ FILTRE DE BANDES ÉMISSION

**IMPLANTATION CONNECTEUR H14**

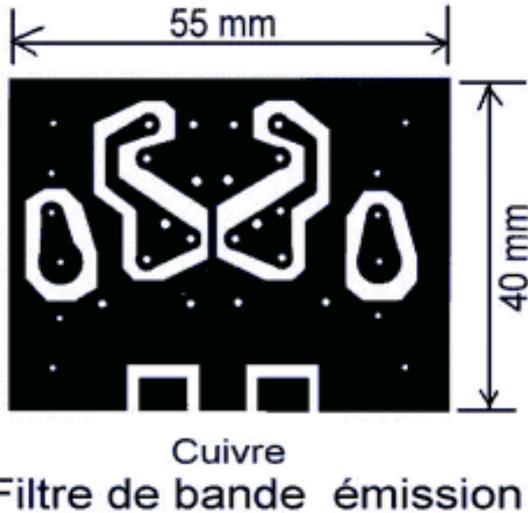


Photo 8 Emission

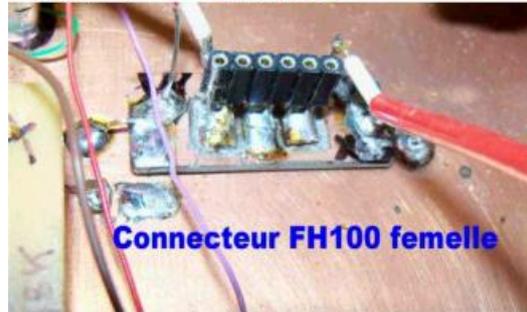


Photo 10



**CONSEILS DE CONSTRUCTION**

Sur la photo 9 la liaison IN (entrée) est faite par simple fil relié au condensateur C4 (céramique ou mica NPO). La sortie (OUT) est également un fil simple de câblage relié à L1. Le connecteur mâle HE14 ne pose aucun problème de montage ; il se soude facilement. La photo 8 donne une idée du montage du connecteur femelle FH100 qui est soudé sur une plaquette en époxy cuivré simple face.

A l'identique du filtre de bande réception sont détournés de petits, pavés sur lesquels seront soudés le connecteur FH100. La masse de la plaquette époxy est reliée sur le plan de masse général par des fils rigides ou bandes de feuillard soudées sur le plan de masse général.

La plaquette support du connecteur FH100 est fixée bien rigide.

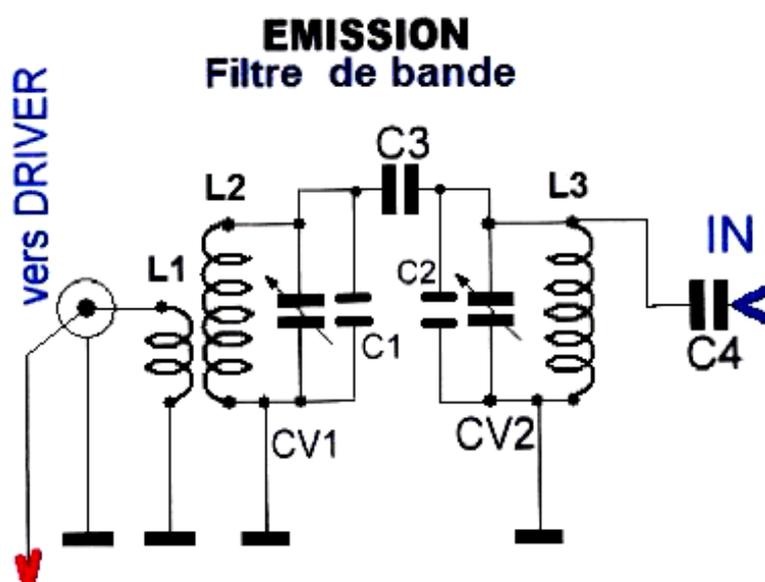
# TRANSCEIVER MONO-BANDE TANGO SSB ou SPEEDO CW

De 10 à 160m

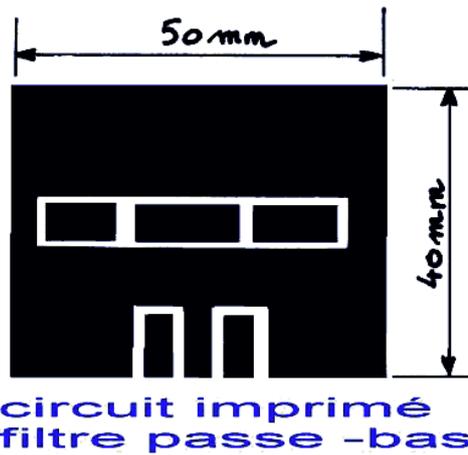
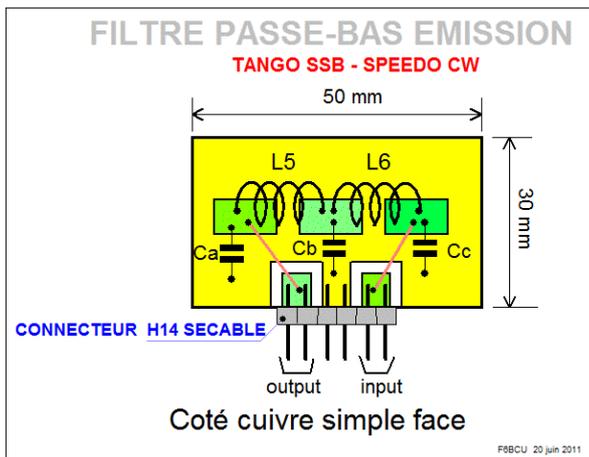
## FILTRES DE BANDES ÉMISSION SIMPLES

(F6BCU 15 mai 2011)

	L1	L2	L3	C1	CV1	C3	CV2	C2	C4
160m	T50-2 12 spires Fil 4/10e	T50-2 52 spires 2/10e	T50-2 53 spires 2/10e	500pF	80 à 100pF	18pF	80 à 100pF	470pF	12pF
80m	T50-2 10 spires Fil 4/10e	T50-2 40 spires 4/10c	T50-2 40 spires 4/10e	150pF	80 à 100pF	12pF	80 à 100pF	150pF	5,6pF
40m	T50-2 8 spires Fil 4/10e	T50-2 25 spires 4/10e	T50-2 25 spires 4/10e	100pF	80 à 100pF	4,7pF	80 à 100pF	47pF	5,6pF
30m	T50-6 6 spires Fil 4/10e	T50-6 21 spires 4/10e	T50-6 21 spires 4/10e	82pF	80pF	2,7pF	80pF	47pF	5,6pF
20m	T50-6 5 spires Fil 4/10e	T50-6 18 spires 4/10c	T50-6 18 spires 4/10e	NC	80pF	2,7pF	80pF	NC	5,6pF
17m	T50-6 4 spires Fil 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	NC	80pF	2,7pF	80pF	NC	5,6pF
15m	T50-6 4 spires Fil 4/10e	T50-6 15 spires 4/10e	T50-6 15 spires 4/10c	NC	80pF	2,7pF	80pF	NC	5,6pF
12m	T50-6 4 spires Fil 4/10e	T50-6 13 spires Fil 4/10e	T50-6 13 spires Fil 4/10e	NC	60pF	2,2pF	60pF	NC	5,6pF
10m	T50-6 4 spires Fil 4/10e	T50-6 12 spires 4/10e	T50-6 12 spires 4/10e	NC	60pF	2,2pF	60pF	NC	5,6pF

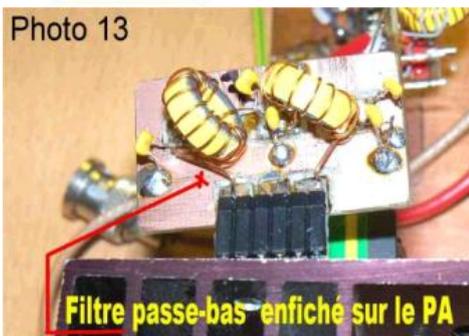
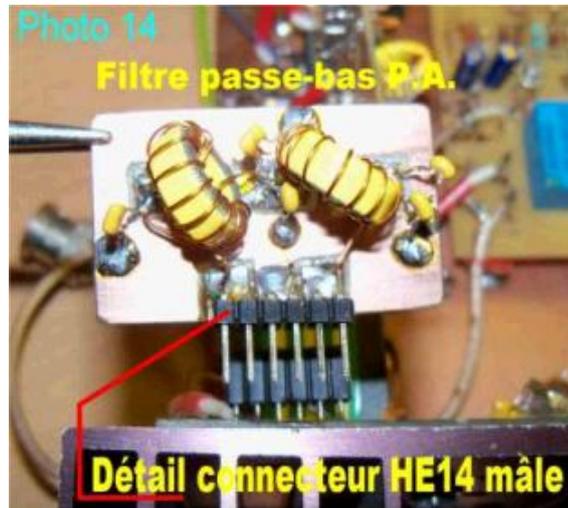
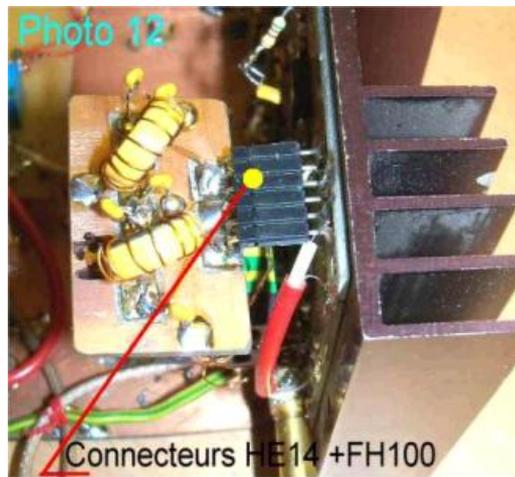
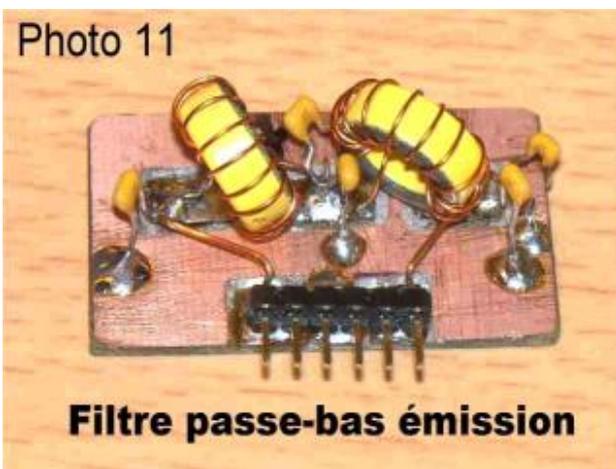


## VI—FILTRES PASSE-BAS ÉMISSION



### DÉTAILS DE L'UTILISATION DU FILTRE PASSE-BAS

Quelques photographies pour bien cibler le positionnement du filtre passe-bas et son utilisation.



#### NOTE DE L'AUTEUR

Tous ces filtres passe -bas émissions enfichables, sont compatibles sur toutes les séries BINGO et servent aussi pour tester les divers étages Driver et de Puissance lors des séances de mesures des nouvelles constructions.

# TRANSCEIVER MONO-BANDE TANGO SSB ou SPEEDO CW

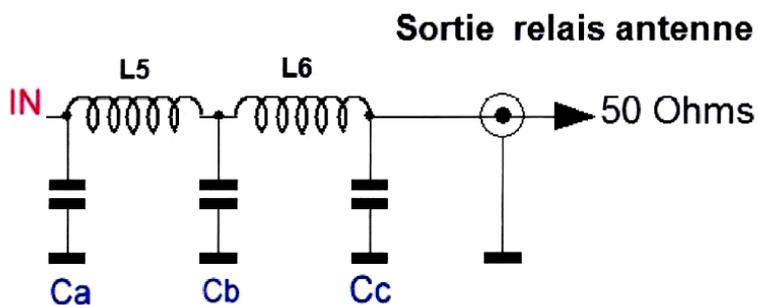
**De 10 à 160m**

## FILTRES PASSE-BAS EMISSION

(F6BCU 15 mai 2011)

	<b>L5</b>	<b>L6</b>	<b>Ca</b>	<b>Cb</b>	<b>Cc</b>
<b>160m</b>	T50-2 32 spires Fil 4/10e	T50-2 32 spires Fil 4/10e	1500pF	2700pF	1500pF
<b>80m</b>	T50-2 20 spires Fil 4/10e	T50-2 20 spires Fil 4/10e	820pF	1500pF	820pF
<b>40m</b>	T50-2 13 spires Fil 4/10e	T50-2 13 spires File 4/10e	470pF	1000pF	470pF
<b>30m</b>	T50-6 13 spires Fil 4/10e	T50-6 13 spires File 4/10e	330pF	2x 330pF	330pF
<b>20m</b>	T50-6 12 spires Fil 4/10 <sup>e</sup>	T50-6 12 spires Fil 4/10e	220pF	2 x 220pF	220pF
<b>17m</b>	T50-6 11 spires Fil 4/10e	T50-6 11 spires Fil 4/10e	180pF	360pF	180pF
<b>15m</b>	T50-6 9 spires Fil 4/10e	T50-6 9 spires Fil 4/10e	150pF	330pF	150pF
<b>12m</b>	T50-6 7 spires Fil 4/10e	T50-6 7 spires Fil 4/10e	100 +27pF	220+27pF	100+27pF
<b>10m</b>	T50-6 6 spires Fil 4/10e	T50-6 6 spires Fil 4/10e	100pF	220pF	100pF

## FILTRE PASSE - BAS



## ÉTAGE DRIVER 2 x 2N2219 et P.A. 2 X IRF510

### VII—ÉTAGE DRIVER

La conception d'un étage Driver performant a aussi demandé un gros travail d'expérimentation car il fallait obtenir un ensemble amplificateur large bande d'un gain de l'ordre de 40dB en amplification, très stable et générant une puissance de 500 à 700 mW HF. L'étage mélangeur NE612 N°2 du « GÉNÉRATEUR BINGO CW » délivre au maximum de 0,5 à 1mW HF dans les meilleures conditions notamment sur 20 mètres. Pour le schéma général et électronique de l'étage Driver vous reporter à la première partie de l'article.



- \* Pour attaquer le P.A. de 2 x IRF510 en push pull, il est fait également usage d'un push pull de 2N2219 ou 2N3866 qui délivre de 0,5 à 0,7 Watts HF sous 13,8 volts. La polarisation est ajustée en conséquence (consulter les valeurs des résistances dans les Datas) pour un courant collecteur de 75 mA par transistor et un bon radiateur.
- \* Le push pull de 2N2219 ou 2N3866 est excité par un transistor courant, un 2N222 d'une fréquence de transition de 300 MHz, sous 15 à 20 mA de courant collecteur. Un petit radiateur est conseillé.
- \* Pour avoir suffisamment de signal sur le 2N222, il manquait 3 à 4 dB de gain supplémentaire. Un transistor à effet de champ type J310 fait l'affaire.
- \* A cet effet le transistor J310 a été essayé en Gate à la masse entrée par la source. Le gain obtenu est insuffisant.
- \* Nous sommes donc revenus au montage (source commune) classique de l'amplificateur type. Avec un additif : abaisser l'impédance d'entrée côté Gate par un transformateur large bande de rapport 1/16 à environ

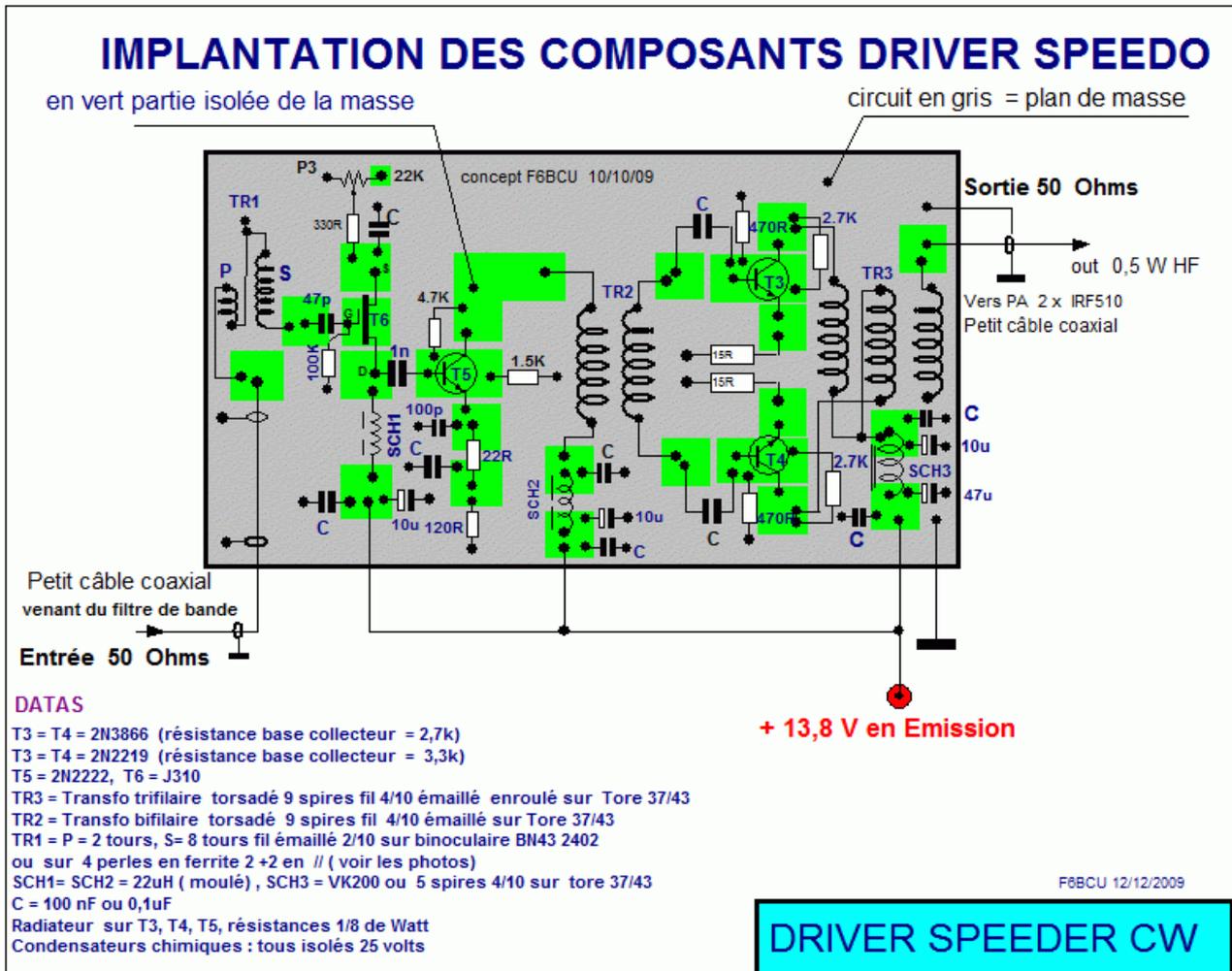
50 Ω.

- \* Dans ces conditions tout fonctionne parfaitement avec le gain et la stabilité souhaité. Bien entendu un double filtre de bande accordé sur la bande des 20 m placé entre la sortie du mélangeur N°612 N°2 du « GENERATEUR BINGO CW » et le Driver sera inséré dans la chaîne amplificatrice avant le Driver pour assurer la sélectivité du signal SSB.

### CONSTRUCTION ET ASSEMBLAGE DU DRIVER

Nous avons dessiné un petit circuit imprimé pour le Driver. L'implantation des composants se fait en surface côté cuivre par simplicité. Ce circuit imprimé peut-être développé au perchlorure après insolation ou être détournés directement à la fraise et au Dremel. Tous nos montages P.A. et Driver sont détournés à la fraise pour un gain de temps considérable.

### IMPLANTATION DES COMPOSANTS CIRCUIT DRIVER



## DÉTAIL DES COMPOSANTS

T3 = T4 = 2N2369 (résistance base collecteur = 2,7k)

T3 = T4 = 2N2219 (résistance base collecteur = 3.3K)

T5 = 2N222, T6 = J310

TR3 = Transfo trifilaire torsadé 9 spires fil 4/10 émaillé sur Tore 37/43

TR2 = Transfo bifilaire torsadé 9 spires fil 4/10 émaillé sur Tore 37/43

TR1 : P = 2 tours, S = 8 tours fil émaillé 2/10 émaillé sur binoculaire BN43- 2402

ou sur 4 perles en ferrite 2 + 2 en // (voir les photos)

SCH1 = SCH2 = 22uH (moulé), SCH3 = VK200 ou 5 spires 4/10 émaillé sur Tore 37/43

C + 100nF ou 0, 1 uF

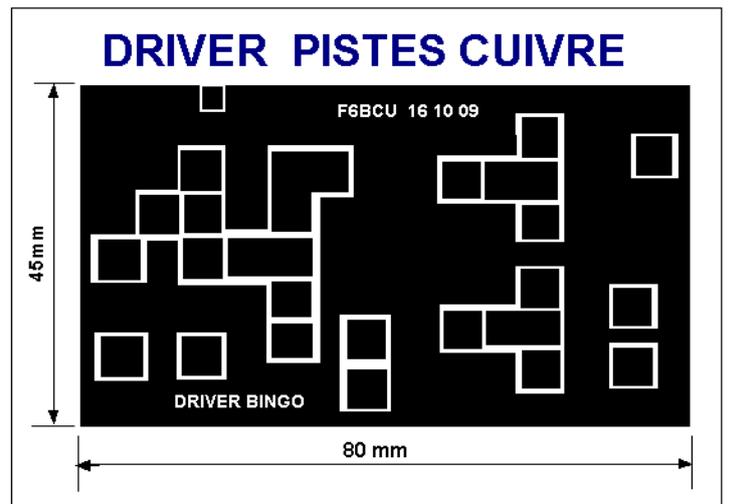
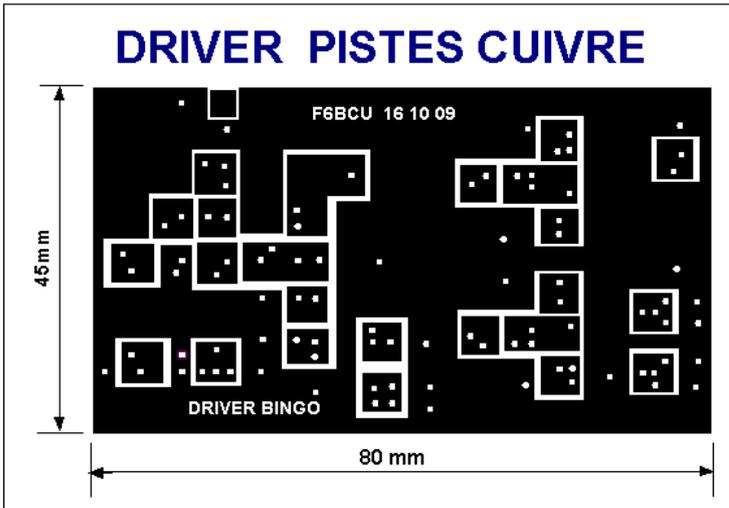
Radiateur sur T3, T4, T5, résistances de 1/8ème de Watt

Condensateurs chimiques : tous isolés 25 V minimum.

Le circuit imprimé est simple face

## CIRCUIT IMPRIMÉ CÔTÉ CUIVRE

Il existe en deux versions percé ou non percé.

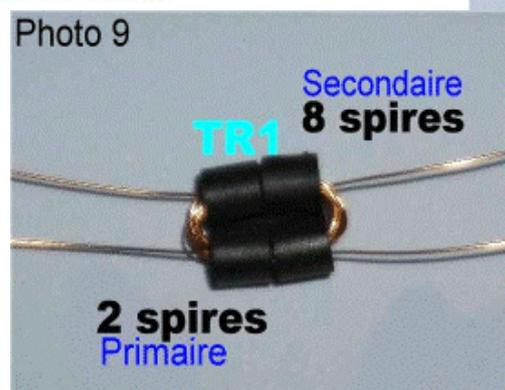
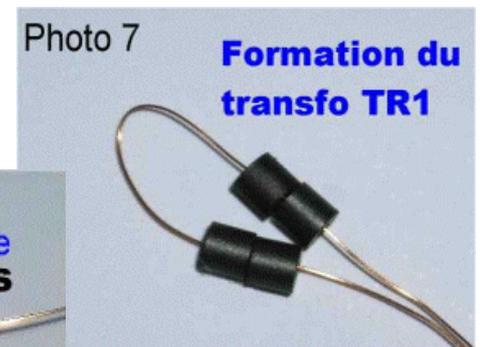
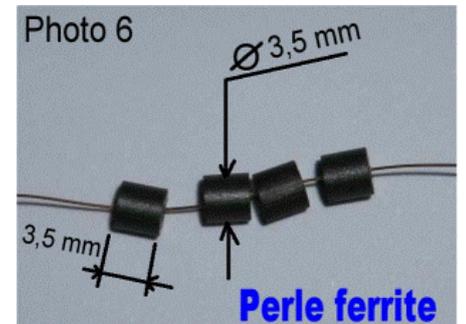


## REMPACEMENT DU BN43-2402

Dans le but de démontrer la reproductibilité, voici en quelques photographies le remplacement du BN43-2402 par 4 perles en ferrite.

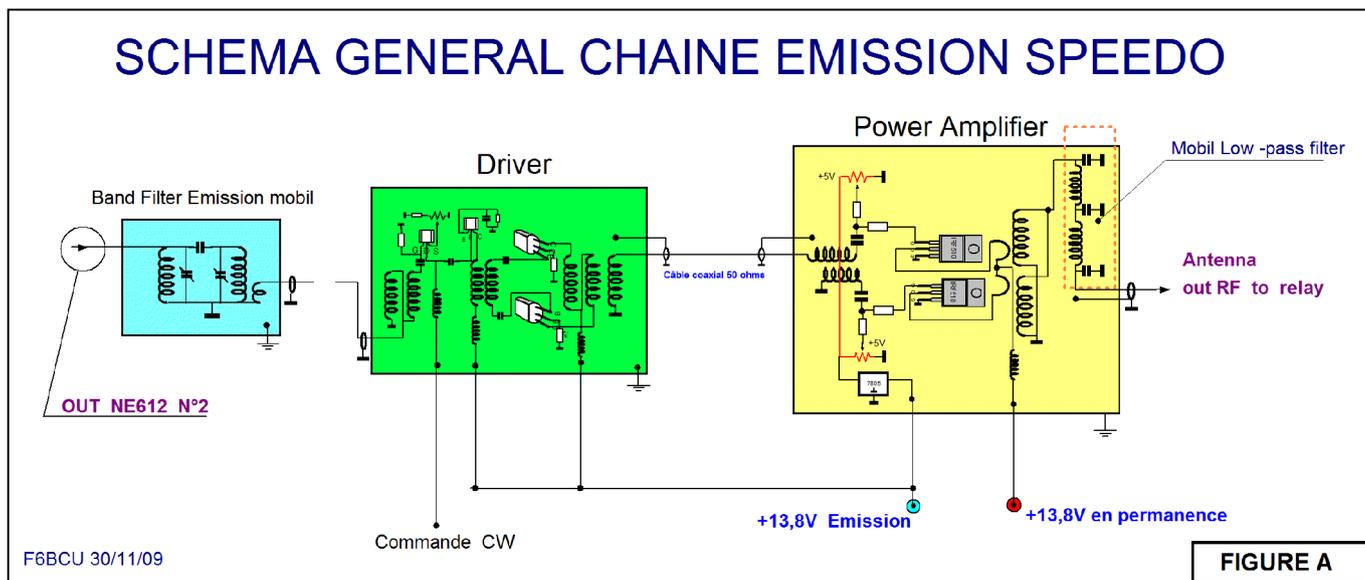


Détail du circuit d'entrée ajustable de 22k, binoculaire BN43-2402 et J310



La perle ferrite est disponible chez tous les revendeurs de composants électroniques. Elle trouve sa place dans de nombreuses applications. Un exemple pratique : une perle ferrite sur laquelle vous bobinez 6 tours de fil 2/10ème de cuivre émaillé présente une valeur

d'inductance d'environ 30uH, pour des courant n'excédant pas 15 mA elle peut s'utiliser comme self de choc universelle de 3 à 200 MHz dans les amplificateurs HF ou VHF petits signaux.



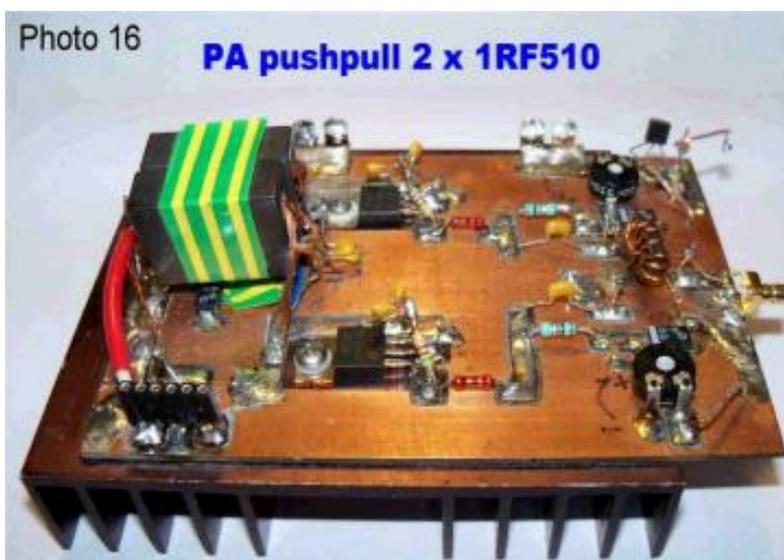
### VIII--AMPLIFICATEUR TURBO 2 x 1RF510 en PUSH PULL

Actuellement il est rare de trouver dans les descriptions de transceivers QRP CW décimétriques un (PA) amplificateur HF CW qui sort plus de 5 watts HF. Pour monter en puissance, la solution la meilleure est d'utiliser les transistors mosfets MITSUBISHI « RD16 HHF1 ou RD15HVF1 » très en vogue dans la technique émission SDR et CB pour des puissances SSB et CW de 5 à 25 watts HF. L'obstacle actuel reste le prix de ces transistors qui varie de 5 à 10 Euros, frais de port inclus, et surtout des exemples de constructions d'amplificateurs confirmés et sérieux (c'est rare).

*Nous aborderons ces transistors RD15-RD16 dans les prochaines descriptions d'amplificateurs linéaires.*

Aujourd'hui nous resterons encore avec notre classique mosfet IRF510 qui correctement utilisé pour son petit prix permet des performances honorable de 15 à 80

mètres. Depuis plusieurs mois nous expérimentons un push pull de IRF510 avec des nouveaux transformateurs ferrite binoculaires BN43-3312 disponibles chez PARTS and KITS aux USA sur le WEB. L'utilisation de ces transformateurs est probante. Nous avons pu construire un amplificateur linéaire d'un bon fonctionnement, qui a été testé à partir d'un FT817 de 10 à 80 m sur les positions CW 1 /2 et 1 watt HF avec cette garantie du maintien de la puissance sous impédance constante. Pour parfaire nos expérimentations et confirmer nos résultats nous avons construit et redessiné successivement 3 amplificateurs et adapté ensuite un étage Driver pour exciter bien symétrique l'étage push pull de 2 x IRF510, l'adapter au faible signal HF CW de l'ordre du mW issu du générateur BINGO CW. La puissance utile mesurée de 15 à 80 mètres va de 10 à 30 watts HF suivant le montage réalisé et des composants de sources et marques différentes



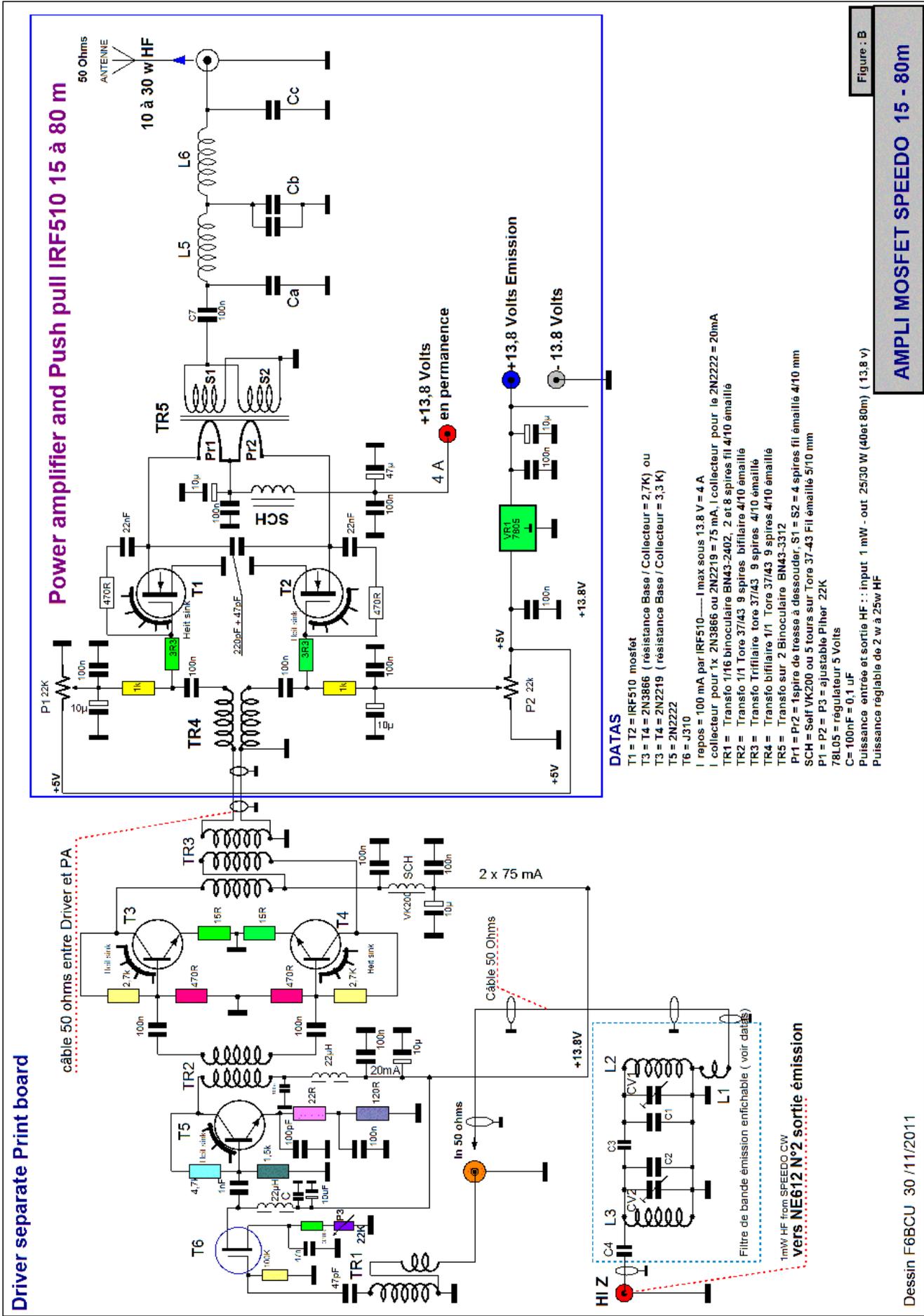


Figure : B

Dessin F6BCU 30 /11/2011

**COMMENTAIRE TECHNIQUE SUR LA PARTIE P.A.  
2 x IRF510**

Ce type d'amplificateur push pull se caractérise par son attaque directe en 50 Ohms sur TR1 (Tore 37/43) dont la vocation est de symétriser uniquement les entrées des Gates IRF510. Le courant de repos est fixé à 50mA par ajustage du circuit de polarisation spécifique à chaque mosfet IRF510, avec l'équilibrage des courants de repos dans chaque IRF510. L'impédance de chaque Gate est flottante (résistance de 1K), elle s'adapte au mieux en fonction du circuit d'attaque qui est d'environ 50 Ohms. Avec ce système il faut très peu d'excitation HF pour Driver à fond le P.A.

Côté Drains, le transformateur de sortie TR5 est un peu spécial et se compose de 2 ferrites binoculaires BN43-3312 de PARTS and KITS (sur le WEB aux USA) les enroulements sont répartis sur les 2 ferrites binoculaires : les primaires côté Drains sont en série et côté secondaire en parallèle (faire attention au branchement des fils en parallèle qui doivent être en phase).

*Note de l'auteur*

Une capacité de 270pF (220 + 47 pF) est insérée entre les Drains ; elle est indispensable et fixe le point optimum de fonctionnement du push pull d'IRF510, son absence fait chuter la puissance de 50% à partie de 14 MHz.

Une contre-réaction est appliquée entre Gate et Drain de chaque IRF510 (470R+ 22nF) empêchant toute auto-oscillation, phénomène classique des IRF510 au-dessus de 14 MHz La sortie de TR4 est de 50 Ohms et se raccorde au classique filtre passe bas de sortie connecté au relais d'antenne émission /réception.

**DÉTAIL DES COMPOSANTS  
AMPLI MOSFET SPÉCIAL 2 x  
IRF510**

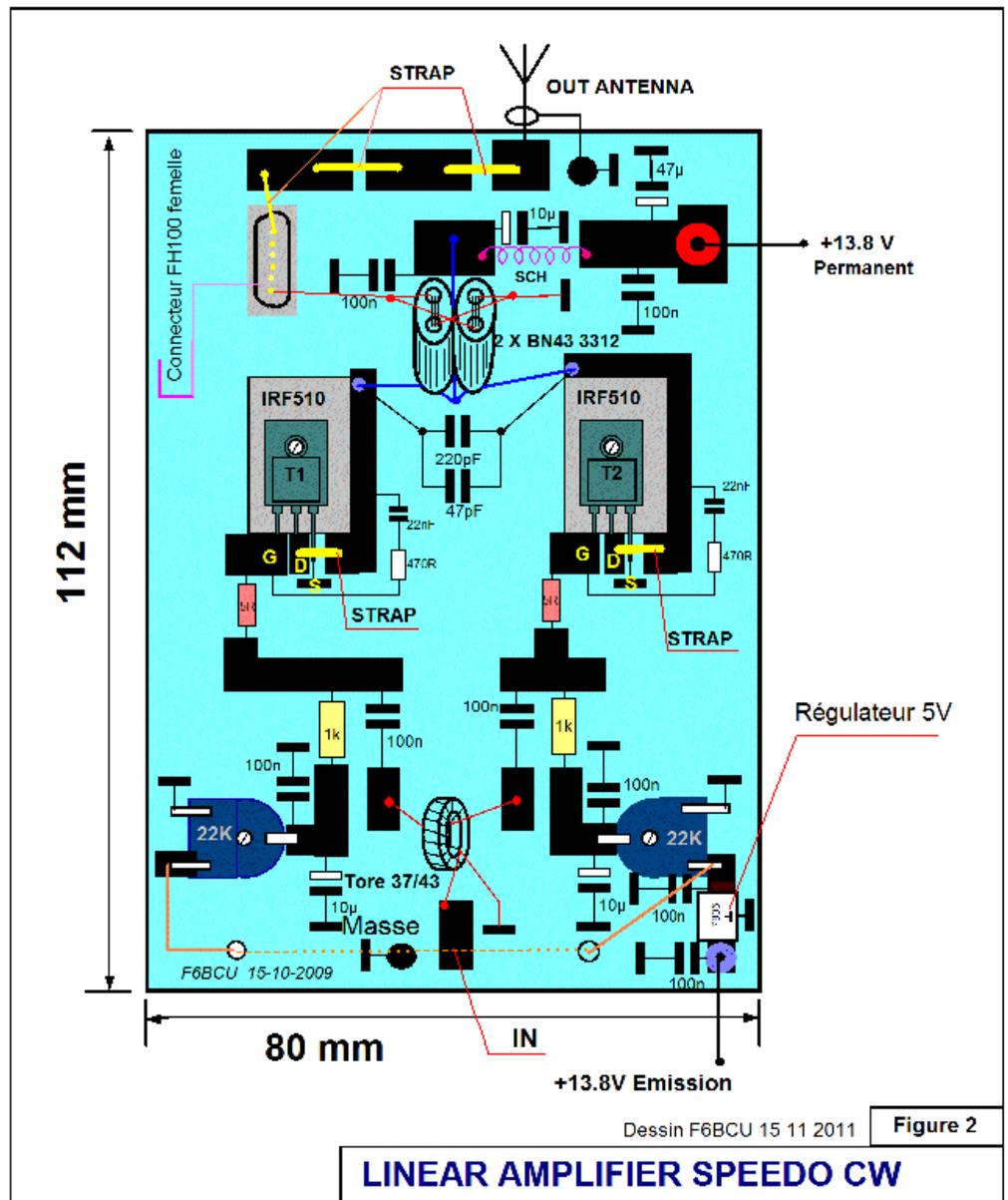
- T1 = T2 = IRF510 MOSFET
- T3 = T4 = 2N3866 (résistance Base /Collecteur = 2,7k) ou T3 = T4 = 2N2219 (résistance Base/Collecteur = 3,3k)
- T5 = 2N2222

**IX--CONSTRUCTION DU  
P.A. (Version standard)**

Schéma ci-contre et page suivante.

*Implantation des composants directement sur les pistes en cuivre le plan de masse n'est pas représenté*

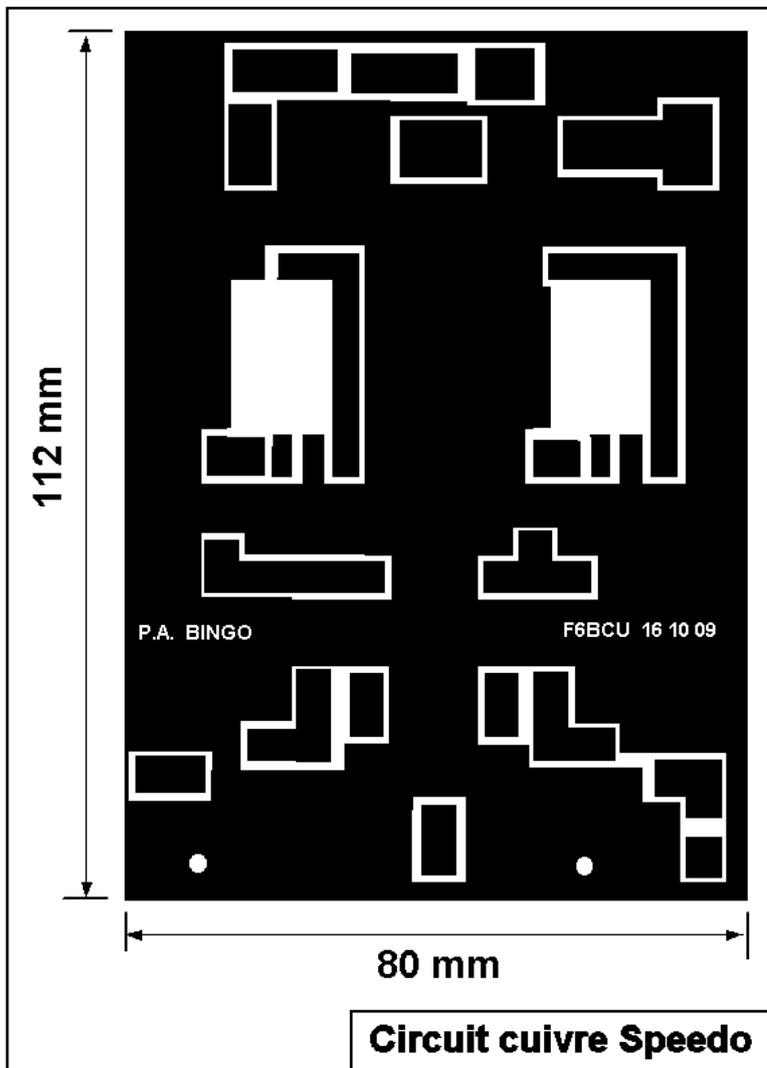
- T6 = J310 I repos = 100 mA par IRF510 - I max sous 13,8Volts = 3 A I collecteur pour 1 x 2N3866 = 75 mA - I collecteur pour le 2N2369 = 15 à 20mA
- TR1 = Transfo 1 / 4 sur Tore 37/43, 9spires de fil bifilaire torsadé (3 boucles au cm) émaillé 4 / 10ème
- TR2 = Transfo 1 / 1 sur Tore 37/43, 9 spires de fil bifilaire torsadé (3 boucles au cm) émaillé 4 / 10ème
- TR3 = Transfo trifilaire sur Tore 37/43, 9 spires torsadé (3 boucles au cm) fil émaillé 4 / 10ème
- TR4 = Transfo bifilaire 1 / 1 sur Tore 37/43, 9 spires (3 boucles au cm) émaillé 4 / 10ème
- TR5 = Transfo sur 2 x Binoculaires BN42-3312, Pr1 = Pr2 = 1 spire de tresse à dessouder, S1 = S2 = 4 spires fil émaillé 4 / 10ème sur Binoculaire
- SCH = Self de choc VK200 ou 5 spires de fil 5 / 10ème sur Tore 37/43 L5 = L5 = Voir le filtre passe-bas émission
- P1 = P2 = P3 = résistance ajustable Piher 22K
- 78L05 = régulateur 5 V 100mA
- C = 100nF = 0,1 uF
- Puissance entrée et sortie HF : Input 1mW HF - out 15/30W HF sur 40 et 80 sous (13,8V Puissance réglable de 5 à 25/30 W HF par P3



Dessin F6BCU 15 11 2011

Figure 2

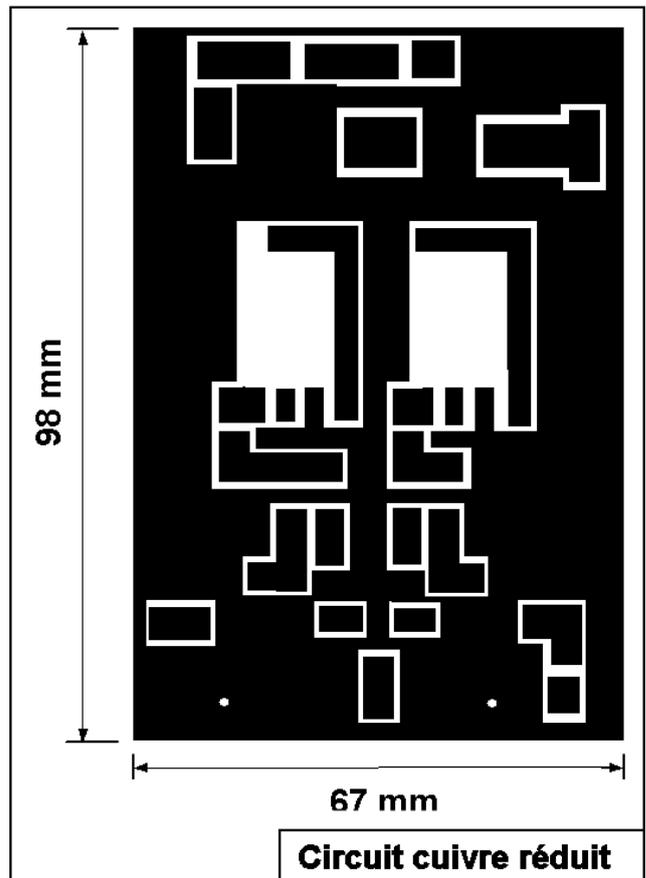
**LINEAR AMPLIFIER SPEEDO CW**



*Circuit imprimé côté cuivre les composants sont soudés au dessus, époxy cuivré simple face*

### CONSTRUCTION DU P.A. (Version réduite)

Le circuit imprimé du P.A. a été redessiné pour être plus petit et mieux intégré dans le coffret d'un transceiver. Rien ne change dans la disposition des éléments et la planche (Photo 4) concernant l'implantation des composants n'est pas modifiée et reste valable. Certains composants au lieu d'être disposés implantés à plat sont verticaux ; mais il est aussi possibles à certains endroits pour les postes de découplage par condensateurs de disposer de CMS ou SMD en remplacement de composants traditionnels.



### DÉTAILS DE CONSTRUCTION DU P.A.

Le filtre de sortie émission PASSE-BAS est enfichable et interchangeable suivant la bande de fréquences utilisée. Pour bien en détailler la construction quelques photos...

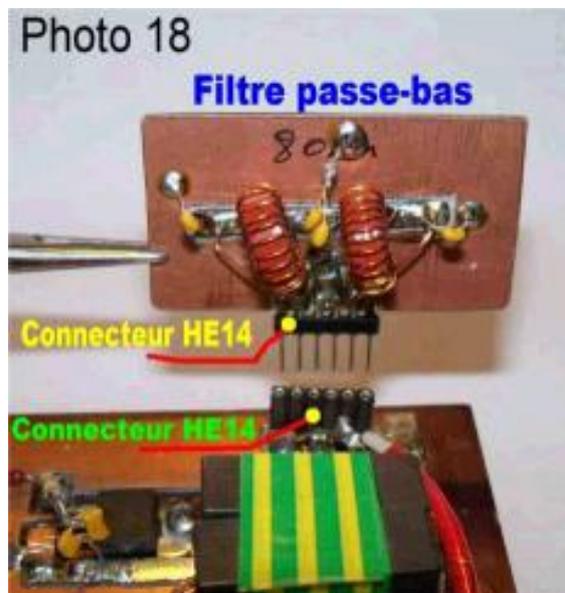
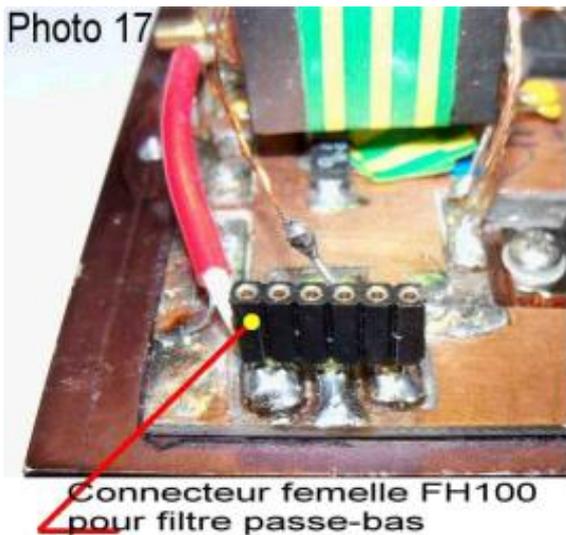


Photo 19



**Filtre passe-bas enfiché**

Photo 20



**COMMENTAIRE TECHNIQUE SUR TR5 (POWER AMPLIFIER)**

Le transformateur de sortie TR5 diffère des transformateurs traditionnels et il faut bien comprendre sa construction un peu spéciale qui donne la possibilité de sortir 25à 30 Watts HF sous 13,8Volts voir plus sur 40 et 80 mètres avec un push pull de IRF510

- \* La carcasse de TR5 est formée de 2 transformateurs binoculaire BN43-3312 juxtaposés l'un contre l'autre avec du scotch plastique. L'expérimentation de ces transfos date de 2006 et déjà à l'époque le rendement était supérieur à tout ce que nous utilisions, les Tores d'origine Conrad Electronic ou autres de récupération.
- \* Le bobinage primaires Pr1 et Pr2 se composent de 2 spires en série avec point milieu ; une spire est affectée à chaque transformateur BN43-3312. Nous avons supprimé le fil de cuivre émaillé traditionnel de Ø 1mm pour le remplacer par de la tresse à dessolder avec un plat de largeur 2 mm. Le résultat en est un excellent rendement pour une bonne puissance de sortie.
- \* Les enroulements secondaires S1 et S2 sont formés par 4 spires individuelles sur chaque transformateur BN43-3312. Au niveau du branchement de S1 et S2, les enroulements secondaires sont connectés en parallèle comme sur la figure B.

*Remarque de l'auteur :* Le branchement de S1 et S2 en parallèle n'est pas contractuel de la représentation du dessin sur le Schéma figure B. Il faut se référer à nos photographies car schématiquement avec la réalité on se perd. Si le branchement ne fonctionne pas, qu'il n'y a pas de HF en sortie, les enroulements branchés sont en opposition de

Photo 21

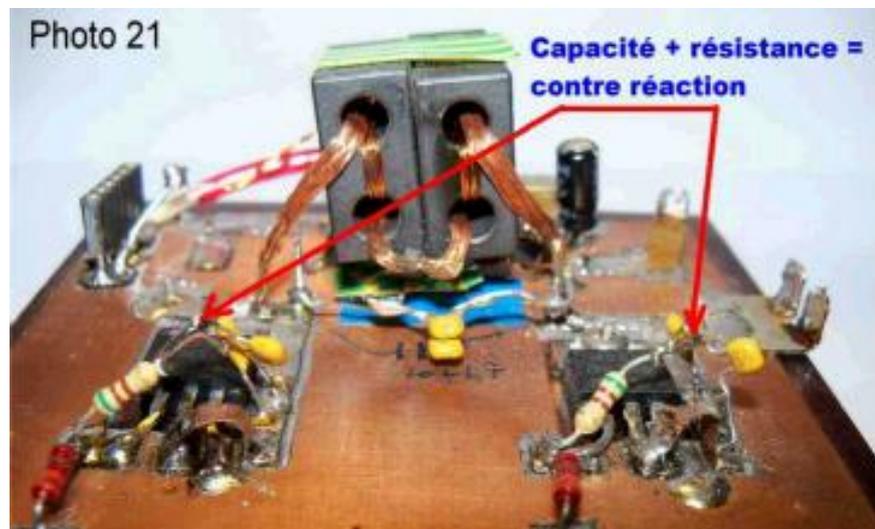
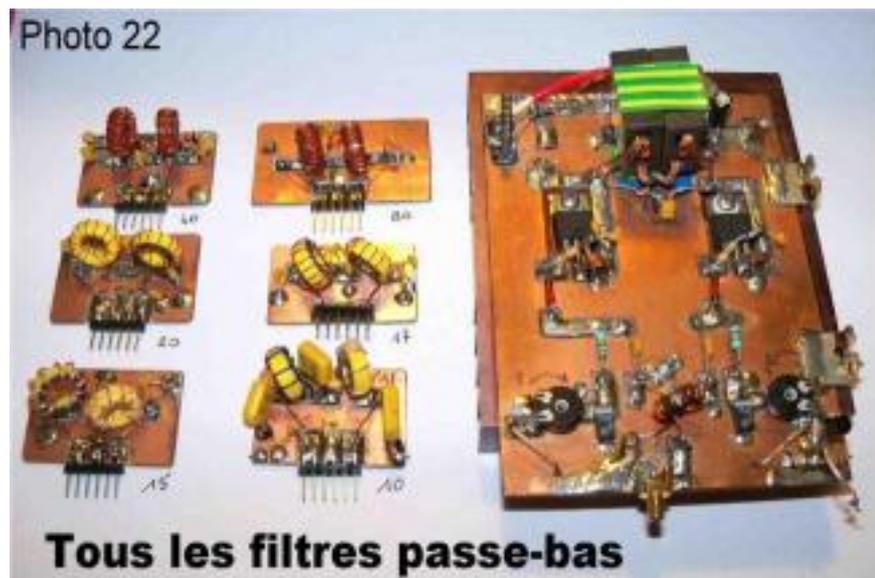


Photo 22



**Tous les filtres passe-bas**

phase et l'énergie HF s'annule. La solution inverser les branchements et ça fonctionne .. !

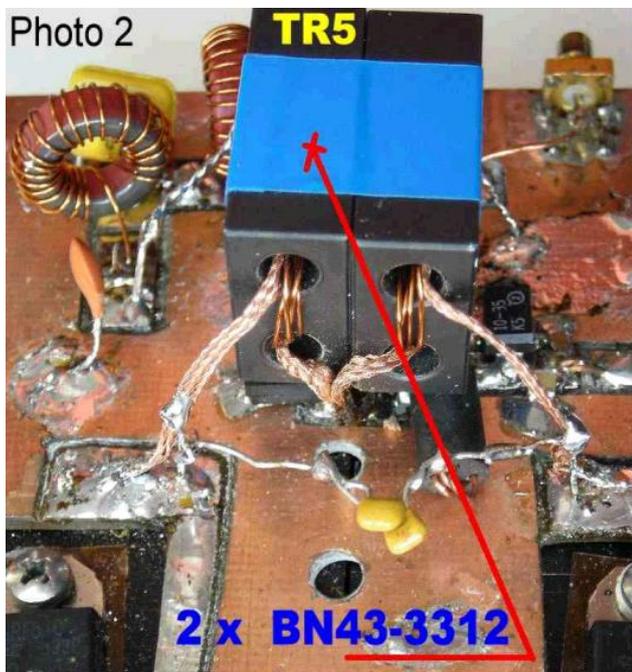


Photo 2  
Les 2 ferrites binoculaires sont côte à côte solidarisée avec de l'adhésif plastique bleu, détail des enroulements côté Drains IRF510.

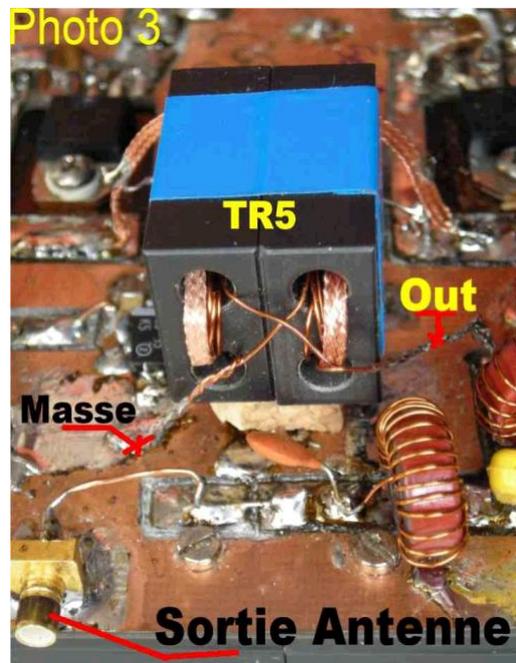


Photo 3  
Détail des enroulements côté filtre passe-bas, à remarquer le croisement des fils des secondaires S1 et S2 et la tresse à dessouder pour Pr1 et Pr2

#### RETOUR SUR LE TRANSFORMATEUR TR5

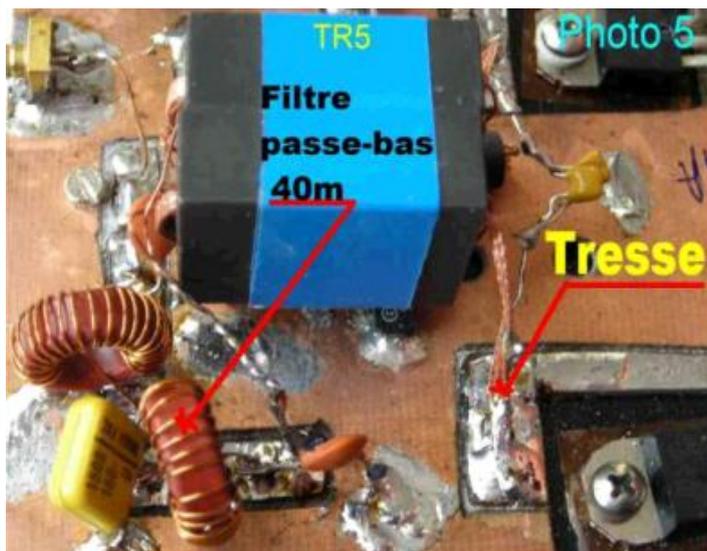
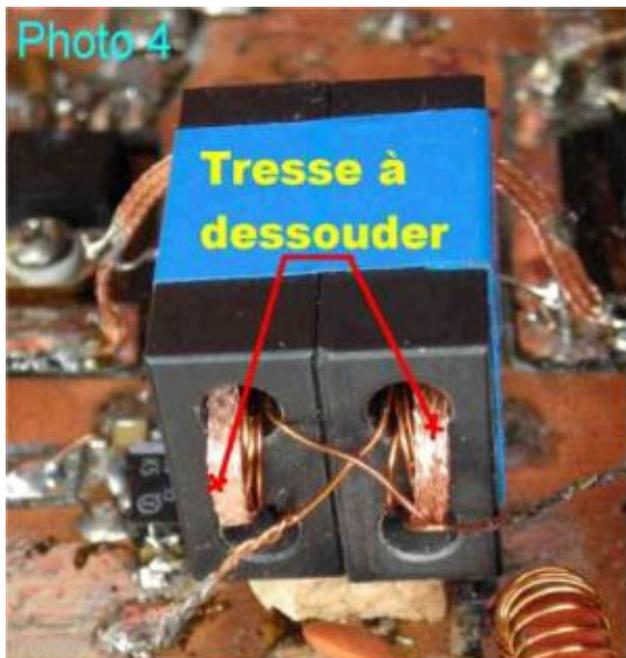
Pour obtenir le meilleur rendement en sortie HF il faut disposer les enroulements d'une certaine façon qui est bien visible sur nos photographies 2, 3, 4, 5.

Détail des enroulements côté filtre passe-bas, à remarquer le croisement des fils des secondaires S1 et S2 et la tresse à dessouder pour Pr1 et Pr2.

Les 2 ferrites binoculaires sont côte à côte solidarisée avec de l'adhésif plastique bleu, détail des enroulements côté Drains IRF510.

\* Le premier enroulement dans chaque tore binoculaire est le secondaire S1 et S2 à serrer au maximum, les spires doivent bien se coller les unes aux autres.

\* Le second enroulement à disposer bien au-dessus du secondaire pour l'envelopper à plat est la tresse à dessouder. Cette configuration a donné le meilleur rendement en sortie HF.



Dans la 2ème partie seront décrits : Le V.F.O. PA0KLT, la commutation antenne, la commande émission-réception, les réglages émission, réception.

# Une Radio Logicielle pour les Foules

## 4<sup>me</sup> Partie

*Nous allons conclure cette série par la description d'un transceiver du continu à 60MHz, qui permettra l'expérimentation des programmes de radio logicielle (SDR).*

Par Gérard Youngblood, AC50G

Ce fut un plaisir de recevoir tellement de réactions des lecteurs qui ont expérimenté des radios logicielles, à l'incitation de cette série d'articles. Les SDR offrent véritablement l'opportunité de revigorer l'expérimentation dans le service OM, et d'attirer un sang neuf depuis les rangs des jeunes générations, baignant dans l'informatique<sup>1</sup>. Il est encourageant de constater que beaucoup de lecteurs voient l'opportunité de retrouver le goût de l'expérimentation, qui avait été laissé de côté devant la complexité du matériel moderne. Avec les SDR, il existe à nouveau, maintenant, une réelle opportunité pour l'expérimentateur d'obtenir des résultats dépassant les performances d'un équipement commercial existant. La plupart de mes défenseurs soulignent l'intérêt d'avoir une solution SDR matérielle afin qu'ils puissent expérimenter des solutions logicielles. En me basant sur ces retours, j'ai décidé de proposer le transceiver SDR-1000 décrit dans cet article comme un ensemble de trois platines semi-assemblées. Le logiciel concernant le SDR-1000 sera aussi disponible en open-source sur Linux<sup>2</sup>. Le tableau n°1 souligne les spécifications préliminaires de ce transceiver. J'espère disposer du matériel avant l'impression de cet article.

L'ARRL SDR Working Group (*le Groupe de travail sur les SDR de l'ARRL*) inclut dans ses objectifs l'encouragement à l'expérimentation SDR par la publication d'articles d'information et la mise à disposition de matériel SDR permettant l'expérimentation. Une avancée significative dans ce sens peut être constatée dans les pages de QEX de l'an dernier<sup>1</sup>, et cela continue en 2003.

Cette série a commencé dans la 1<sup>o</sup> Partie par une description générale du traitement digital du signal (DSP) dans le SDR<sup>3</sup>. La 2<sup>o</sup> Partie décrivait le programme source en Visual Basic pour définir une interface full\_duplex et en quadrature pour une carte son de PC<sup>4</sup>. La 3<sup>o</sup> partie décrivait l'utilisation du DSP pour faire de l'interface une radio logicielle fonctionnelle<sup>5</sup>. On a aussi exploré une technique de filtrage appelée FFT à convolution rapide. Dans ce dernier article je vais décrire la réalisation matérielle du transceiver SDR-1000, en incluant une

analyse de la distribution du gain, du facteur de bruit et de la dynamique. Il y aura aussi un exposé sur la commande de fréquence utilisant un DDS en quadrature AD9854.

Pour soutenir l'intérêt soulevé par cette technique, j'ai créé un site Web sur :

[home.earthlink.net/~g\\_youngblood](http://home.earthlink.net/~g_youngblood). Si vous faites des expériences sur cette intéressante technique, s'il vous plait, envoyez moi, sur ce site, des mails suggérant des améliorations.

### ***Le Détecteur de Tayloe est-il une nouveauté?***

Dans le premier article je décrivais ce que je croyais, à ce moment-là, être une nouvelle approche de la détection, qu'on appelait "le détecteur de Tayloe". Dans le même numéro de QEX, Rod Green décrivait l'utilisation du même circuit dans un schéma de conversion multiple qu'il appelait "Dirodyne"<sup>6</sup>. La question était posée: était-ce une nouvelle technologie, ou la redécouverte d'une ancienne technique? Après des recherches approfondies, j'en ai conclu que le détecteur de Tayloe et le Dirodyne étaient tous deux, simplement, la redécouverte d'une ancienne technique, bien que peu connue ou comprise. Dans le numéro de septembre 1990 de QEX, D.H. van Graas, PAODEN, décrivait : "The Fourth Method: Generating and Detecting SSB Signals" (*La quatrième méthode: Génération et détection des signaux BLU*)<sup>7</sup>. Les trois premières méthodes sont connues comme la *méthode phasing*, la *méthode des filtres* et la *méthode Weaver*. Le détecteur de Tayloe utilise exactement la même conception que celle de van Graas, à ceci près que van Graas utilise un circuit à double équilibrage, qui est vraiment supérieur au détecteur à simple équilibrage décrit par Dan Tayloe<sup>8</sup> en 2001.

Dans son article, van Graas décrivait comment il avait été inspiré par d'anciens système convertisseurs de fréquence, qui utilisait des moteurs générateurs appelés "selsyn". Ces selsyns faisaient partie du système de rotation autrefois employés dans les radars. Son circuit employait un multiplexeur à deux fois 4 canaux CMOS 4052 (une ancienne version des multiplexeurs 3253

<sup>1</sup> L'article d'origine a été écrit en 2002. (N. du T.)

référéncés dans l'article 1 de cette série), pour produire une commutation à quatre phases. Cet article décrivait les circuits pour l'émission et la réception.

Phil Rice, VK3BKR, publiait, en février 1998 dans "Amateur Radio" (Australie) une version presque identique du circuit émission de van Graaf, que l'on peut trouver sur le web<sup>9</sup>. Bien qu'il décrive seulement les circuits d'émission, il indique aussi: "Le modulateur à commutation devrait pouvoir être capable de fonctionner comme démodulateur."

### **C'est le condensateur, idiot!!!**

Pourquoi tout ceci est-il si intéressant? D'abord, c'est une méthode qui semble bien être "la quatrième méthode", qui date au moins des années 1990. Dans les premières années 1990, il y avait un dicton dans le monde politique: "C'est l'économie, idiot!!!", Hé bien, dans notre cas, c'est le condensateur, idiot!!! Traditionnellement, les mélangeurs à commutation n'ont pas de condensateurs (ou d'intégrateurs) sur leurs sorties. Le condensateur transforme le commutateur du mélangeur en détecteur échantillonneur (plus précisément en détecteur suiveur, comme il est dit dans le premier article page 13<sup>22</sup> (Voir Note 3). Parce que le détecteur fonctionne selon la théorie de l'échantillonnage, les produits de mélange additionnent les alias à la même fréquence que les produits de soustraction, limitant ainsi les pertes de conversion. En réalité, un détecteur à commutation est simplement une version modifiée d'un filtre à commutation digitale, comme il en a été décrit dans de précédents articles de QEX.<sup>10,11,12.</sup>

Au lieu d'ajouter quatre ou davantage de phases du filtre de commutation en une unique sortie, le détecteur échantillonneur additionne les phases 0° et 180° dans le

autre lecture intéressante sur ce sujet se trouve sur le Web, dans une Note d'application de Phillips Semiconductors<sup>17</sup>, et dans un article de Microwaves and RF (*Micro-ondes et Radiofréquences*)<sup>18</sup>

Peter Anderson, dans sa lettre à l'éditeur de QEX de Juillet/Août 1999, décrit tout spécialement l'utilisation de filtres commutés dos à dos pour produire un changement de fréquence pour la génération ou la démodulation de la BLU<sup>19</sup>. Il déclare ainsi que nous pouvons, à la sortie d'un filtre à commutation: "*ajouter un second commutateur connecté au même groupe de condensateurs, et prendre la sortie au second commutateur. En faisant tourner les deux commutateurs à des fréquences différentes, on trouvera que la bande passante d'entrée est centrée sur la fréquence définie par le commutateur d'entrée, et la bande passante de sortie sera centrée sur la fréquence définie par le commutateur de sortie. Ainsi, on a un système qui change la fréquence d'un signal, un générateur ou un démodulateur BLU.*" C'est exactement ce que fait le "Dirodyne". Il continue son exposé: "*Le filtre de changement de fréquence à commutation est une généralisation de la méthode Weaver de production de la BLU.*"

### **Alors? Comment allons nous l'appeler?**

Bien que Dan Tayloe ait popularisé le détecteur à échantillonnage, il n'est probablement pas approprié de l'appeler: "Détecteur de Tayloe", puisque son origine, la description de van Graas, est au moins antérieure de 10ans, Pourrait-on parler de "Détecteur van Graas" ou simplement de Quatrième méthode"? Peut-être! Mais comme je ne sais pas si van Graas a vraiment inventé ce circuit, je parlerais simplement de détecteur en quadrature (QSD) ou d'excitateur en quadrature (QSE).

**Table 1—SDR-1000 Preliminary Hardware Specifications**

Frequency Range	0-60 MHz
Minimum Tuning Step	1 µHz
DDS Clock	200 MHz, <1 ps RMS jitter
1dB Compression	+6 dBm
Max. Receive Bandwidth	44 kHz-192 kHz (depends on PC sound card)
Transmit Power	1 W PEP
PC Control Interface	PC parallel port (DB-25 connector)
Rear Panel Control Outputs	7 open-collector Darlington outputs
Input Controls	PTT, Code Key, 2 Spare TTL Inputs
Sound Card Interface	Line in, Line out, Microphone in
Power	13.8 V dc

*Tableau 1 Spécifications du SDR-1000*

**Table 2—Acceptable Noise Figure for Terrestrial Communications**

Frequency (MHz)	Acceptable NF (dB)
1.8	45
3.5	37
4.0	27
14.0	24
21.0	20
28.0	15
50.0	9
144.0	2

*Tableau 2 Facteurs de bruit acceptables pour liaisons terrestres*

canal en phase (I) et les phases 90° et 270° dans le canal en quadrature (Q). En fait l'analyse mathématique décrite dans l'article de Mike Kossor (voir Note 10) s'applique également très bien au détecteur à échantillonnage.

### **Le "Dirodyne" est-il vraiment nouveau?**

Le "DiroDyne" est en réalité un détecteur à échantillonnage pilotant un générateur d'échantillonnage, comme celui décrit par van Graas, formant le système décrit par Weaver en 1956<sup>13</sup> La méthode Weaver a été décrite complètement dans une série d'articles de QEX<sup>14,15,16</sup>, qui méritent d'être lus. Une

<sup>2</sup> Note du traducteur: C'est le N° de page de la traduction du premier article. Le texte original indique page 18.

### **La Dynamique, Combien en faut-il?**

Un QSD peut avoir une dynamique exceptionnelle. Il est possible d'établir un QSD pratiquement sans pertes et avec un taux de compression à 1 dB pour au moins 18 dBm (5V p/p). J'ai vu des e-mails de correspondants déclarants des mesures IP3 de l'ordre des 40 dBm pour des QSD utilisant des composants sous 5V. Avec des amplificateurs opérationnels basse fréquence à ultra faible bruit, il est possible d'obtenir un facteur de bruit analogique de l'ordre de 1 dB sans préamplificateur HF. Avec un circuit d'AGC approprié et une distribution de gain soignée, il est théoriquement possible d'atteindre plus de 150 dB d'échelle dynamique.

La question se pose, un tel niveau est-il nécessaire pour des applications HF réelles? En réalité, la réponse est non. Alors, combien faut-il?

Plusieurs auteurs de QEX ont fait un excellent job en publiant sur ce sujet<sup>20,21,22</sup>. Le tableau 2 était publié à l'origine dans un article de Ham Radio d'octobre 1975. Il

donne un ensemble très clair des valeurs de facteur de bruit acceptables pour des communications terrestres dans les bandes 160 à 2 m. Le tableau 3 tiré du même article donne les valeurs de facteur de bruit acceptables pour les communications par satellite dans les bandes de 10 m à 70 cm.

**Table 3—Acceptable Noise Figure for Satellite Communications**

Frequency (MHz)	Galactic Noise Floor (dBm/Hz)	Acceptable NF (dB)
28	-125	8
50	-130	5
144	-139	1
220	-140	0.7
432	-141	0.2

*Tableau 3 Facteurs de bruit acceptables pour communications par satellite*

Pour mon projet de couverture du continu à 60 MHz du SDR-1000, le tableau 2 indique que les valeurs acceptables du facteur de bruit vont de 45 dB pour 160 m à 9 dB pour 6 m. Ce qui signifie qu'un facteur de bruit de 1 dB est excessif jusqu'à ce qu'on travaille aux environs de la bande 2 m. Plus encore, obtenir un facteur de bruit de 1-dB oblige à avoir un gain analogique de presque 70 dB à l'entrée de la carte son. Ce qui signifie que la distribution du gain et la conception de l'AGC analogique sont critiques pour maximiser la dynamique IMD. (*Inter Modulation Distortion*)

Après lecture des articles cités en référence, et opéré des mesures sur ma carte son (Turtle Beach Santa Cruz), je suis arrivé à la conclusion que la complexité d'un circuit d'AGC analogique ne se justifiait pas pour mon application. La carte Santa Cruz a un niveau de saturation à l'entrée de 12 V (Tension efficace, 34.6 dBm à 50 ohms), quand on règle son gain à -10dB. La valeur maximum possible à la sortie de mon générateur BF est de 12 V(efficaces). Le logiciel du SDR peut facilement contrôler les pointes du signal d'entrée et régler en conséquence le gain d'entrée de la carte son, créant ainsi un AGC analogique commandé numériquement et ceci sans composants extérieurs. J'ai mesuré sur la carte son des signaux de 11 kHz avec un rapport Signal/Bruit de 96 à 103 dB, selon le réglage du gain à l'entrée de la carte. La commande d'entrée peut atténuer le gain jusqu'à 60 dB depuis le maximum. Etant donné les grandes possibilités de maîtrise du QSD et de la carte son, le point de compression de 1 dB sera déterminé par le niveau de saturation à la sortie de l'amplificateur d'instrumentation.

Il faut noter que la mise en vente des DVD a provoqué des améliorations des cartes son des PC. Les toutes nouvelles cartes échantillonnent à plus de 192 kHz. La Waveterminal 192X d'EGO SYS en est un exemple<sup>24</sup>. Le fabricant annonce une dynamique de 123 dB, mais ce chiffre doit être pris avec précaution, du fait des difficultés de mesures. Avec un taux d'échantillonnage de 192 kHz, il est possible d'avoir un spectre de réception en temps réel de 192 kHz (avec une détection en quadrature).

### Conception des QSD et QSE.

Dans le premier de cette série d'articles (Note 3), j' ai décrit le fonctionnement d'un QSD à simple équilibrage. Quand ce circuit est inversé, pour qu'un signal d'excitation commande l'échantillonneur, on a créé un générateur , ou un exciteur BLU. Il est très simple d'inverser le logiciel de réception du SDR pour qu'il transforme l'entrée microphone en une sortie filtrée, en quadrature vers l'exciteur.

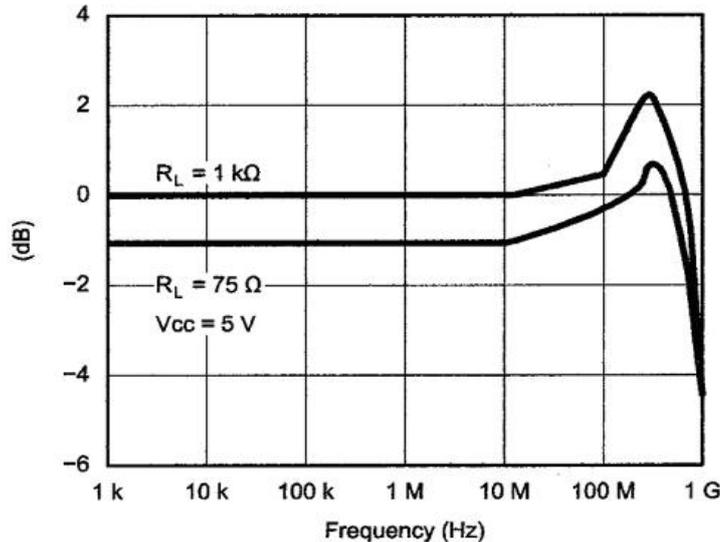
Bien que le circuit à simple équilibrage décrit dans le premier article soit très simple, j'ai préféré utiliser le QSD à double équilibrage de la Figure13<sup>3</sup> à cause de la supériorité de son mode commun et de sa réjection des harmoniques pairs. Les CI U1, U6 et U7 forment le récepteur et les CI U2, U3 et U8 forment l'exciteur. En mode réception le QSD fonctionne comme un filtre à commutation à deux condensateurs, comme Chen Ping l'a décrit dans son article (Note 11) Un filtre à commutation fonctionne comme un filtre en peigne, dans lequel le circuit réagit aux harmoniques de la fréquence de commutation. Comme Ping l'indique: "On peut voir que les signaux ayant un nombre d'harmoniques égal à n'importe quel facteur entier du nombre de condensateurs peuvent passer". Comme deux condensateurs sont placés dans chacun des canaux I et Q, on a un filtre à commutation à deux condensateurs. Comme Ping l'indique plus loin, ceci sert à la suppression de la réponse aux harmoniques du second ordre du circuit. La sortie d'un filtre à deux condensateurs est extrêmement sensible à la phase, permettant ainsi au circuit de détecter un signal exactement comme le ferait un démodulateur CW.

Quand un signal est près de la fréquence centrale du filtre, l'amplitude de la sortie sera modulée de la différence de cette fréquence (battement). A l'inverse d'un vrai filtre, où la sensibilité à la phase est indésirable, nous tirons avantage de cette possibilité. Le commutateur, comme décrit dans le premier article tourne à la fréquence centrale du filtre. Un signal accordé exactement sur cette fréquence donnera un battement zéro. Lorsque le signal s'écarte de la fréquence de commutation d'un coté ou de l'autre de cette fréquence,

<sup>3</sup> La Figure1 se trouve en fin d'article.

la note de battement en sortie sera proportionnelle à la différence de fréquence. Si le signal est à une fréquence proche du second harmonique, la sortie va décroître jusqu'à disparaître, à l'accord sur l'harmonique. Quand le signal est accordé plus haut en fréquence, son niveau va atteindre un pic au troisième harmonique et arriver à un autre nul au quatrième. Ce cycle va se répéter indéfiniment avec une amplitude de sortie correspondant à la courbe  $\sin(x)/x$ , qui est caractéristique des systèmes

à échantillonnage, comme expliqué dans les textes sur le DSP. La sortie sera ensuite atténuée suivant les caractéristiques de réponse en fréquence du composant employé pour réaliser le commutateur. Le multiplexeur PI5V331 a une bande passante de 3dB à 150 MHz. D'autres produits avec des bandes passantes de 3-dB jusqu'à 1,4 GHz sont disponibles (selon IDT Semiconductors).



**Fig 2—QS4A210 insertion loss versus frequency**

Note: Insertion Log =  $20 \log |V_o / V_s|$

*Figure 2. Perte d'insertion en fonction de la fréquence pour QS4A210.*

La Figure 2 montre les pertes d'insertion en fonction de la fréquence pour le QS4A210. La limitation en fréquence supérieure est déterminée par la vitesse de commutation ( $1 \text{ ns} = T_{\text{on}}/T_{\text{off}}$  dans le meilleur cas et 12.5 ns dans le plus mauvais cas à 1.4GHz) et la courbe  $\sin(x)/x$  pour les applications sous échantillonnage.

Le PI5V331 (fonctionnellement identique au QS4A210) est prévu pour fonctionner en analogique de 0 à 2Volts. La feuille de caractéristiques du QS4A210 donne une courbe de la résistance drain-source en fonction de la tension d'entrée, comme on peut le voir Figure 3. Selon la courbe, on peut remarquer que la résistance apparente ( $R_{\text{on}}$ ) est linéaire de 0 à 1 V et augmente de moins de 2 ohms à 2 V. Il n'y a pas de courbe dans la documentation du PI5V331, mais nous pouvons penser que les deux circuits sont comparables. En fait, le PI5V331 a une résistance apparente ( $R_{\text{on}}$ ) de 3 ohms, alors que celle du QS4A210 est de 5 ohms. Dans l'application réception du QSD, la ( $R_{\text{on}}$ ) entre dans les 60Mohms de l'entrée de l'amplificateur d'instrumentation. Ceci signifie que la modulation de la résistance apparente est virtuellement inexistante et n'aura aucun effet sur la linéarité du circuit<sup>25</sup>. Contrairement aux mélangeurs habituels, qui ne sont pas linéaires, le QSD est un détecteur linéaire!

L'équation Eq1 détermine la bande passante du QSD où  $R_{\text{ant}}^4$  est l'impédance d'antenne,  $C_s$  la valeur du

condensateur de découpage et n le nombre total de condensateurs de découpage ( $1/n$  est le cycle de fonctionnement de chaque condensateur). Dans un QSD à double équilibrage n est égal à 2 au lieu de 4 dans un circuit à simple équilibrage. Ceci est au fait qu'un condensateur est activé deux fois par cycle de commutation dans la version à double équilibrage.

$$BW_{\text{det}} = \frac{1}{\pi n R_{\text{ant}} C_s} \quad (\text{Eq 1})$$

Une ambiguïté existe dans le choix de la bande passante du QSD. Une bande étroite de 6 kHz accroît les blocages et la dynamique IMD, à cause du trop grand facteur Q du circuit. Avec une bande passante de 6 kHz, la réponse à 30kHz, une décade à 3kHz et 3 dB, de chaque côté de la fréquence centrale sera atténuée de 20 dB. Dans ce cas, le QSD constitue un filtre suiveur de 6 kHz de large centré sur la fréquence d'échantillonnage. Ce qui signifie que les signaux forts hors de la bande du QSD seront atténués, augmentant dramatiquement les IP3 et bloquant la dynamique.

Je m'attache à une plus large bande passante, pour plusieurs raisons, et spécialement pour modifier les potentiels de réduction de l'IMD du filtre QSD. Dans les applications SDR, il est souhaitable, dans beaucoup de cas de recevoir une largeur de bande aussi large que peut l'accepter la carte son. Au début de mon projet, cette

Dans ce cas, parler de découplage serait un non sens. (N. du T.)

<sup>4</sup> J'ai respecté les désignations de l'auteur, reprises dans les formules, mais en fait il s'agit de l'impédance Z. Il s'agit aussi des condensateurs du circuit de découpage.

largeur était de 44 kHz, avec l'échantillonnage en quadrature. Cette possibilité est passée à 192 kHz avec les nouvelles cartes. Non seulement ceci donne la possibilité d'observer en temps réel, un spectre de 192 kHz mais aussi la possibilité de réductions sophistiquées du bruit et des interférences<sup>26</sup>.

En plus, comme nous le verrons plus loin, une bande plus large nous permet de réduire le gain analogique pour une sensibilité donnée. Les condensateurs de découpage de 0,068 µF sont choisis pour avoir une largeur de bande de 22 kHz au QSD avec une antenne d'impédance 50 ohms. Remarquons que toute variation de l'impédance de l'antenne provoquera une variation correspondante de la bande passante du détecteur.

Le circuit récepteur décrit dans le premier article utilisait un amplificateur opérationnel différentiel et sommateur, après le détecteur. Le principal avantage d'un ampli à faible bruit, est qu'il permet un facteur de bruit plus faible aux réglages du gain à faible niveau. L'inconvénient, c'est que l'entrée inverse de l'ampli sera virtuellement à la masse et l'entrée non-inverse sera à une haute impédance. Ce qui veut dire que le condensateur découpage<sup>5</sup> de l'entrée inverse sera chargé différemment de celui de l'entrée non-inverse. Par conséquent, les bandes passantes des deux entrées n'auront aucun lien entre elles. Ce problème s'élimine si on utilise un ampli d'instrumentation. Un autre avantage d'un ampli d'instrumentation, par rapport à un ampli opérationnel, c'est que l'impédance d'antenne disparaît de l'équation du gain d'amplification. Le seul désavantage d'un ampli d'instrumentation, c'est que la tension de bruit, et donc le facteur de bruit, augmente avec la diminution du gain.

Le tableau 4 donne les valeurs de la tension, du courant et du facteur de bruit pour une impédance de source de 200 ohms, pour l'ampli d'instrumentation INA163 de Texas Instruments. Comme une simple résistance fixe le gain, il est très simple d'avoir plusieurs valeurs de gain par commutation à relais ou par circuit à diodes.

**Table 4—INA 163 Noise Data at 10 kHz**

Gain (dB)	$e_n$	$i_n$	NF (dB)
20	7.5 nV/√Hz	0.8 pA/√Hz	12.4
40	1.8 nV/√Hz	0.8 pA/√Hz	3.0
60	1.0 nV/√Hz	0.8 pA/√Hz	1.3

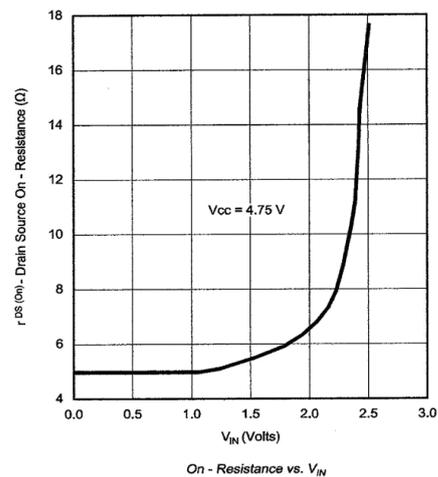
**Tableau 4 Facteurs de bruit à 10 kHz du INA163**

A l'inverse des mélangeurs habituels, qui se terminent normalement sur leur impédance caractéristique, le QSD est un circuit échantillonneur à haute impédance. Dans la bande passante, les sorties du QSD sont terminées par les entrées à 60 MOhms des entrées des amplis d'instrumentations. Les feuilles de caractéristiques de IDT pour le QS4A210 indiquent que le commutateur n'a pas de pertes d'insertion pour une charge de 1 kOhm ou davantage! Ceci correspond à mes mesures sur le circuit. Si vous appliquez 1 Volt HF sur le détecteur, vous obtenez 1 volt BF sur chacun des quatre condensateurs, un détecteur sans pertes!!! Hors de la bande passante, la réactance décroissante des condensateurs de découpage va réduire le niveau du gain aux entrées des amplificateurs. Bien qu'il soit possible d'insérer des

résistances série à la sortie du QSD, fixant ainsi la sortie hors de la bande passante, je ne crois pas que cela soit nécessaire. En réception, les réflexions du filtre hors bande passante ne sont pas très importantes. En plus, les résistances terminales seraient une source supplémentaire de bruit

Comme établi plus haut, le circuit du QSD peut être inversé pour former un exciteur en quadrature (QSE). Pour cela nous devons diriger différemment les entrées I et Q du QSE. Le pilote de ligne BF différentiel DRV135 - 50 Ohms de Texas Instruments est idéal pour cette tâche. Des condensateurs de blocage sur les sorties du pilote évitent des variations du décalage en courant continu entre phases provoquant une porteuse sur la sortie du QSE. La suppression de porteuse a été mesurée environ à -48 dBc pour une sortie maximum de l'exciteur de +10 dBm. En mode émission, l'impédance de sortie de l'exciteur est de 50 ohms, pour une liaison correcte avec les filtres passe-bande.

Heureusement, la commutation émission/réception est très simple du fait que le QSD et le QSE peuvent avoir leurs entrées en parallèle pour utiliser le même transformateur. Une commande logique des lignes de commande de chaque multiplexeur permet de passer de l'émission à la réception



**Fig 3—QS4A210 Ron versus VIN.**

**Fig. 3. Courbe Ron/Vin pour le QS4A210**

### Analyse du niveau.

L'étape suivante du processus d'élaboration, c'est la création d'une analyse systémique du gain nécessaire pour piloter le convertisseur A/D de la carte son. L'ouvrage de W.Sabin et E.Schoenike, "*HF Radio Systems and Circuits*," (Circuits et Systèmes Radio HF)<sup>27</sup> est l'une des meilleures références que j'ai pu consulter sur ce sujet. Ce livre contient une feuille Excel qui permet un examen interactif des performances d'un récepteur, en utilisant divers convertisseurs A/D, divers taux d'échantillonnage, et des largeurs de bandes passantes et des distributions de gain variés. J'ai placé en téléchargement sur le site de l'ARRL, une copie de la feuille Excel concernant l'Analyse du Niveau du SDR-1000<sup>28</sup> (avec autorisation, car c'est une version largement modifiée par rapport à celle du livre). Une autre référence excellente sur ce sujet se trouve dans le chapitre Conception d'un Récepteur ou Exciteur Digital, de l'ouvrage "*Digital Signal Processing in Communication*

<sup>5</sup> Il s'agit bien de découpage: sampling capacitor.

*Systems*" ( Traitement Digital du Signal dans les Systèmes de Communication)<sup>\*29</sup>

Notez que la première référence donne un meilleur exposé sur le niveau minimum de gain nécessaire pour que le bruit thermique atteigne le niveau de quantification exposé ici. Aucun texte ne parle des effets du bruit atmosphérique sur le niveau minimum de bruit et, par suite, de la dynamique. Ceci est à mon avis, une omission fondamentale pour les communications HF, du fait que le bruit atmosphérique limitera vraisemblablement le signal discernable minimum, et non le bruit thermique.

Pour récupérer un signal faible, le gain analogique minimum doit être assez grand pour que le plus faible signal à recevoir, plus les bruits thermiques et atmosphériques soit au moins plus grand que le niveau de quantification d'un convertisseur A/D ( soit le bit utilisable le moins significatif). Pour le bruit de quantification du convertisseur A/D qu'il faut répartir également, il faut franchir plusieurs niveau de quantification. Il y a deux façon d'y arriver, le bruit hors bande erratique peut être additionné et ensuite filtré par les programmes DSP, ou bien les bruits thermiques et atmosphériques peuvent être amplifiés à un niveau qui obtienne le même résultat. Bien que la première approche offre la meilleure sensibilité et le plus faible gain, la seconde approche est plus simple et a été choisie pour mon application. *HF Radio Systems and Circuits (Voir Plus haut)* établit: "Normalement, si le bruit suit une distribution Gaussienne, et si la valeur efficace du bruit à l'entrée du convertisseur A/D est plus grande ou au moins égale au niveau d'une onde sinusoïdale qui comble juste un niveau de quantification, un nombre adéquat de niveaux de quantification sera choisi pour garantir une quantification uniformément distribuée du bruit. Pour obtenir une répartition uniforme du bruit, l'Equation 2 est utilisée pour déterminer la densité du bruit quantifié  $N_{0q}$  :

**Equation 2**

$$N_{0q} = \frac{\left(\frac{V_{pp}}{2^b}\right)^2}{6f_s R} \text{ W/Hz}$$

où :

- $V_{pp}$  = l'écart de tension crête à crête.
- $b$  = le nombre de bits de résolution valides.
- $f_s$  = la fréquence d'échantillonnage du convertisseur A/D
- $R$  = la résistance d'entrée.
- $N_{0q}$  = la densité du bruit quantifié.

Le bruit quantifié diminue de 3 dB quand on double la fréquence d'échantillonnage du convertisseur et de 6 dB pour chaque bit supplémentaire de résolution ajouté au convertisseur A/D. Remarquons que bien qu'un convertisseur ait un certain nombre de bits spécifié, ces bits ne seront pas tous utilisables pour autant. Par exemple, un convertisseur peut avoir une définition de 16 bits; mais en réalité seulement 14 bits seront réellement utilisable. La carte Santa Cruz utilise un convertisseur A/D de 18 bits pour fournir une résolution de 16 bits

utiles. Le rapport signal sur bruit (SNR) maximum peut être calculé avec l'Equation 3:

**Equation 3**

$$SNR = 6.02b + 1.75 \text{ dB}$$

Pour un convertisseur A/D 16 bits, ayant un niveau de signal maximum de 12.8 Volts Crête à crête le niveau minimum de quantification est de -70.2 dBm. une fois connu le niveau de quantification, nous pouvons calculer le gain minimum nécessaire avec l'Equation 4

**Equation 4**

$$\text{Gain} = \text{quantizing level} - kTB + \text{analog NF} + \text{atmospheric NF} - 10\log_{10} BW \quad (\text{Eq 4})$$

où la valeur quantizing level est représentée par l'équation suivante notée:  $ql$

$$\text{quantizing level} = 10\log_{10} \left( \frac{\left(\frac{V_{pp} \times 0.707}{2^b \times 2}\right)^2}{50 \times 0.001} \right) \text{ dBm}$$

$ql$ :

Les autres valeurs de l'équation 4 sont:

- $kTb/\text{Hz}$  = -174dbm/Hz
- analog NF = niveau de bruit analogique du récepteur, en décibels.
- atmospheric NF = niveau de bruit atmosphérique, en décibels.
- BW = Bande passante du filtre final du récepteur, en Hertz.

Le tableau 5 de la feuille d'analyse de niveau du SDR-1000 donne la suite des niveaux de bruit et de gain pour le circuit de la Figure 1. C'est là que les choses deviennent intéressantes.

La Figure 4 montre le circuit équivalent du OSD et de l'amplificateur d'instrumentation, pendant une période de commutation. Le transformateur a été choisi pour avoir un rapport d'impédance de 1/4. Ce qui signifie que le rapport du nombre de tours du primaire au secondaire, pour chaque commutation à la masse est de 1/1, et par suite, la tension, à chaque commutation, est égale à la tension d'entrée du signal.

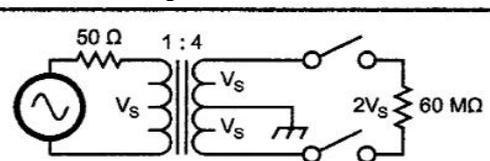


Figure 4. Circuit équivalent du OSD à Double Equilibrage.

L'impédance différentielle, à travers le secondaire du transformateur sera de 200 Ohms, ce qui donnera une bonne adaptation au bruit à l'amplificateur INA163. Comme l'impédance d'entrée de l'INA163 est de 60 MOhms, la perte de puissance à travers le circuit est pratiquement inexistante. Nous devons, par conséquent, analyser le circuit, basé sur un gain en tension, et non sur un gain en puissance.

Ce qui signifie que nous avons un gain en tension différentielle de 6dB depuis l'entrée du transfo, l'équivalent d'un amplificateur à niveau de bruit 0dB! En

plus, il n'y a pas de pertes dans les commutations du QSD du fait de la haute impédance de charge de l'INA. Avec une impédance de source de 200 Ohms, l'INA163 a un facteur de bruit d'environ 12.4 dB pour 20 dB de gain, 3 dB à 40dB et 1.3 à 60dB de gain.

En fait, le facteur de bruit de l'entrée analogique est si faible, que, si ce n'était le bruit atmosphérique dans les bandes HF, il nous faudrait augmenter le gain de façon considérable pour amener le bruit thermique au niveau de quantification. Les ouvrages de références ignorent ce fait. En complément de l'article de *Ham Radio* (Note 23) et de l'article de Peter Chadwick dans QEX (Note 20), John Stephenson dans son article sur le transceiver HF ATR-2000<sup>30</sup> donne davantage d'information sur ce sujet.

Le tableau 6 donne un résumé des facteurs de bruits externes pour une situation donnée dans les conditions de mesure déterminée selon la figure n°1 de l'article de Stephenson. Comme on peut le voir sur le tableau il est contreproductif d'avoir un gain élevé et un faible facteur de bruit en réception sur la plupart des bandes HF.

Les tableaux 7 et 8 sont extraits des feuilles de calcul du SDR-1000, pour la bande 10m. Ces feuilles de calcul interagissent l'une l'autre et le changement d'une valeur va se répercuter sur toutes les autres feuilles. Une explication détaillée de cet ensemble de calcul est hors du sujet de ce texte. La meilleure façon d'apprendre à se servir de cet ensemble, c'est d'introduire vos propres valeurs. Il est aussi très instructif de sélectionner les cellules intéressantes et de voir comment les formules sont établies. En me basant sur l'analyse de l'ensemble de calcul, j'ai choisi de commuter le gain de l'INA par des relais en choisissant un gain de 20 dB pour les bandes basses et un gain de 40 dB pour les bandes hautes.

*Tableau 6. Facteur de bruit atmosphérique équivalent par bande.*

**Table 7—SDR-1000 Level Analysis Assumptions for the 10-Meter Band with 40 dB of INA Gain**

Receiver Gain Distribution and Noise Performance	
Turtle Beach Santa Cruz Audio Card	
Band Number	9
Band	10 Meters
Include External NF? (True=1, False=0)	1
External (Atmospheric) Noise Figure	18 dB
A/D Converter Resolution (bits)	16 bits (98.1 dB)
A/D Converter Full-Scale Voltage	6.4 V-peak (26.1 dBm)
A/D Converter Quantizing Signal Level	-70.2 dBm
Quantizing Gain Over/(Under)	7.2 dB
A/D Converter Sample Frequency	44.1 kHz
A/D Converter Input Bandwidth (BW1)	40.0 kHz
Information Bandwidth (BW2)	0.5 kHz
Signal at Antenna for INA Saturation	-13.7 dBm
Nominal DAC Output Level	0.5 V peak (4.0 dBm)
AGC Threshold at Ant (40 dB Headroom)	-51.4 dBm
Sound Card AGC Range	60.0 dB

*Niveaux d'analyse prévu du SDR-1000 pour la bande 10m et un gain de 40dB de l'INA.*

Il est important de se souvenir que mes calculs de facteur de bruit et d'échelle dynamique tiennent compte des facteurs de bruit externes et de bruit thermique. Ceci est plus réaliste pour des applications HF que les habituels tests de laboratoires et les calculs que vous pouvez trouver dans la plupart des références. Avec le gain de l'INA163 fixé à 40 dB, le facteur de bruit thermique analogique consécutif est calculé pour être juste de 1 dB à l'entrée de la carte son. Si ce n'était à cause du bruit externe, près de 70 dB de gain analogique serait nécessaire pour amplifier le bruit thermique au niveau de quantification ou un bruit erratique devrait être ajouté en dehors de la bande passante. La Figure 6 montre la courbe du rapport Signal/Bruit pour la bande 10m, avec le bruit externe et le gain de l'INA fixé à 40 dB. La figure 5 montre la même courbe, sans bruit externe et avec un gain de 60 dB pour l'INA. Ce surplus de gain n'accroîtrait pas la sensibilité en présence de bruit externe, mais réduirait la dynamique IMD de 20 dB. Sur les bandes basses, 20 dB de gain ou moins sont des valeurs très acceptables du fait d'un bruit externe plus élevé.

**Table 6—Atmospheric Equivalent Noise Figure By Band**

Band (Meters)	Ext Noise (dBm/Hz)	Ext NF (dB)
160	-128	46
80	-136	38
40	-144	30
30	-146	28
20	-146	28
17	-152	22
15	-152	22
12	-154	20
10	-156	18
6	-162	12

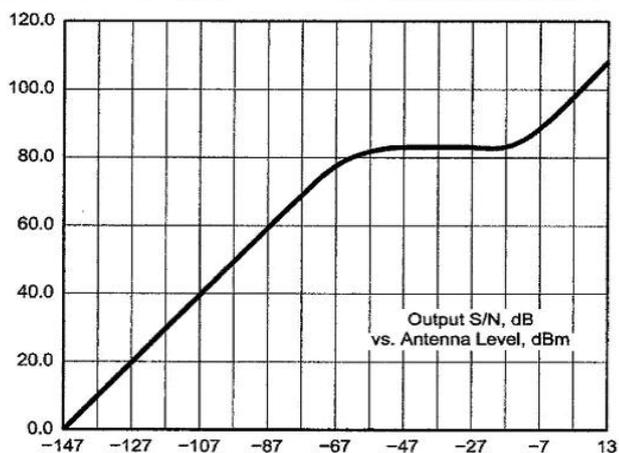


Figure 5. Rapport Signal/Bruit sans bruit atmosphérique. Gain INA à 60 dB. Saturation du signal Antenne à -33.7dBm.

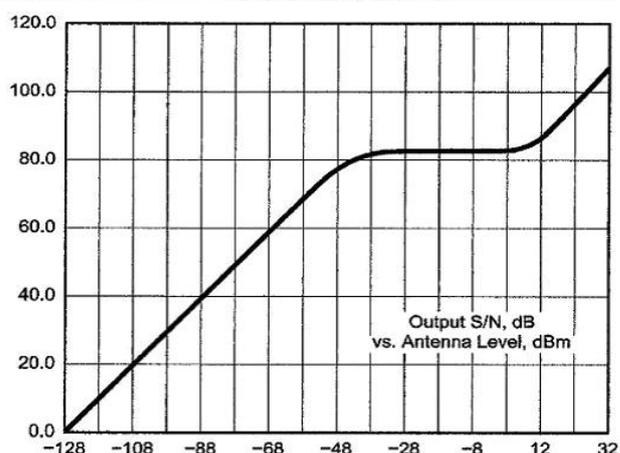


Figure 5. Rapport Signal/Bruit avec bruit atmosphérique. Gain INA à 40 dB. Saturation du signal Antenne à -13.7 dBm.

## Commande de fréquence.

La figure 7 donne le schéma d'un circuit DDS en quadrature, basé sur un AD9854 d'Analog Devices pour piloter les QSD/QSE. Les signaux de l'oscillateur local en quadrature permettent d'éliminer le compteur diviseur par quatre de Johnson, décrit dans le premier article, de cette façon, le DDS tourne à la fréquence de la porteuse au lieu du quatrième harmonique. J'ai choisi d'utiliser la version 200 MHz de ce circuit pour réduire la dissipation thermique et parce qu'il répondait facilement à mes impératifs de couverture en fréquence de 0 à 60 MHz. Les sorties DDS sont connectées à des filtres passe-bas elliptiques du septième ordre qui fournissent aussi une référence en courant continu pour les comparateurs à haute vitesse. L'AD9854 peut être commandé soit via un port SPI, soit par une interface parallèle. Il y a des problèmes de temporisation dans le mode SPI, qui demandent une attention particulière pour la programmation. Analog Devices a développé un protocole qui permet de mettre la puce en mode Entrées/Sorties externe pour traiter les problèmes de temporisation. Finalement, j'ai choisi le mode parallèle. Selon l'article de Peter Chadwick (Note 20), le bruit de phase dynamique est souvent le facteur de limitation des récepteurs plutôt que l'échelle dynamique IMD. L'AD9854 a un bruit de phase résiduel meilleur que 140 dBc/Hz à un décalage de 10 kHz, quand il est directement cadencé à 300 MHz et programmé pour une sortie à 80 MHz. Un oscillateur horloge à très faible oscillation parasite est nécessaire pour ne pas dégrader le bruit de phase résiduel de façon significative.

La technologie des communications digitales à grande vitesse a heureusement provoqué la création d'oscillateurs cristal à très haute fréquence ayant de faibles oscillations parasites. Par exemple, Valpey Fisher produit des oscillateurs à moins de 1ps RMS de parasite opérant dans la bande désiré de 200 à 300 MHz. Selon Analog Devices, 1ps est une valeur acceptable pour l'AD9854.

## Filtres passe-bande.

Théoriquement le QSD devrait fonctionner très bien avec des filtres passe-bas plutôt qu'avec des filtres passe-bande. Il réagit à la fréquence de la porteuse et à ses

harmoniques impairs; cependant, de très forts signaux à la moitié de la fréquence porteuse peuvent être entendus à la sortie. Par exemple, mes mesures ont montré un signal sur 3.5 MHz, atténué à 49 dB, quand le récepteur est réglé sur 7 MHz. Les mesures ont fait apparaître une atténuation de 37 dB du second harmonique et le troisième harmonique est à moins de 9 dB, quand la fréquence de référence est de 7 MHz. Bien qu'un simple filtre passe-bas soit suffisant dans la plupart des applications, j'ai préféré utiliser des filtres passe-bande. La figure 8 donne le schéma des six filtres du SDR-1000. Remarquez que seule la bande 2.5 MHz a un filtre passe-bas, les autres ont des filtres passe-bande.

## Les platines du SDR-1000

J'ai opté finalement pour une dimension de platine de 3x4 pouces (7.5x10 cm environ). Le récepteur, l'excitateur et le DDS sont sur une platine. Les filtres passe-bandes et un ampli de 1 W sont sur une deuxième platine. La troisième reçoit une interface parallèle pour la commande et les régulateurs de puissance pour une alimentation 13.8 V. Les trois platines s'empilent l'une sur l'autre dans un module de 3x4x2 pouces (7.5x10x5 cm environ) avec des connecteurs arrière et sans fils d'interconnexion. Les platines sont équipées principalement de composants montés en surface, sauf pour les filtres passe-bandes, qui utilisent surtout des composants traversant.

## Remerciements.

Je tiens à remercier David Brandon et Pascal Nelson d'Analog Devices, pour leurs réponses à mes questions sur le DDS AD9854. J'ai aussi apprécié tout particulièrement Mike Pendley, WA5VTV pour son aide dans la définition des filtres passe-bandes et ses avis constants.

## Conclusion.

Cette série d'articles a proposé une approche pratique d'un développement SDR de hautes performances, dans le but de stimuler l'expérimentation amateur sur une grande échelle. Mon espoir- et celui de l'ARRL SDR Working Group- est que beaucoup soient encouragés à participer à l'évolution technique de ce domaine fascinant. En mettant le SDR, matériel et programmes à la

disposition de la communauté amateur, des extensions logicielles pourront être facilement et rapidement ajoutées. Merci de m'avoir lu.

## Notes

- \* 1 M. Markus, N3JMM, "Linux, Software Radio and the Radio Amateur", "Linux, Radio logicielle et Radio Amateur", QST Oct.2002, pp 33-35.
- \* 2 Le projet Radio GNU peut être trouvé sur : [www.gnu.org/software/gnuradio/gnuradio.html](http://www.gnu.org/software/gnuradio/gnuradio.html).
- \* 3 G.Youngblood, "Une Radio Logicielle pour les Foules, Article 1" Traduction de F1AYO, Voir Sites Bingo et F6BCU
- \* 4 G.Youngblood, "Une Radio Logicielle pour les Foules, Article 2" Traduction de F1AYO, Voir Sites Bingo et F6BCU
- \* 5 G.Youngblood, "Une Radio Logicielle pour les Foules, Article3" Traduction de F1AYO, Voir Sites Bingo et F6BCU
- \* 6 R. Green VK6KRG, "The Diodyne, a New radio Architecture?" "Le Diodyne, une nouvelle conception Radio?", QEX, Jul/Aug 2002 pp3-12.
- \* 7 D.H.Van Graas, "The Fourth Method: Generating and Detecting SSB Signals" "La Quatrième Méthode : Génération et détection des signaux BLU." QEX Sept 1990, pp7-11.
- \* 8 D.Taylor, N7VE, "Letters to the Editor, Notes on "Ideal" Commutating Mixer (Nov/Dec 1999) "Lettres à l'Editeur, Notes sur un mélangeur à commutation "idé-al" QEX, Mar/Apr 2001, p61.
- \* 9 P. Rice, VK3BHR, "SSB by the fourth Method?" "La BLU par la quatrième méthode?" [ironbark.bendigo.latrobe.edu.au/~rice/ssb/ssb.html](http://ironbark.bendigo.latrobe.edu.au/~rice/ssb/ssb.html).
- \* 10 M. Kossor, WA2BHR, "A Digital Commutating Filter "Un filtre à commutation digital", QEX, Mai/Jun 1999 pp3-8.
- \* 11 C.Ping, BA1HAM, "An Improved Switched Capacitor Filter "Un Filtre capacitif à commutation amélioré". QEX Sep/Oct 2000, pp41-45.
- \* 12 P. Anderson KC1HR "Letters to the Editor, A Digital Commutating Filter" "Lettres à l'Editeur, Un Filtre Digital à Commutation", QEX, Jul/Aug 1999 p62.
- \* 13 D. Weaver, "A third Method of Generation of Single-Sideband Signals" "Une troisième méthode de génération des signaux à bande latérale unique." Proceedings of the IRE, Dec 1956.
- \* 14 P Anderson, KC1HR, "A Different Weave of SSB Exciter" "Une différente version d'Excitateur BLU." QEX, Aug 1991, pp3-9.
- \* 15 P Anderson, KC1HR, "A Different Weave of SSB Exciter" "Une différente version de récepteur BLU." QEX, Sep 1993, pp3-7.
- \* 16 C. Puig, KJ6ST, "A Weaver Method SSB Modulator Using DSP" "Un Modulateur BLU Type Weaver, utilisant un DSP" QEX, Sep 1993, pp8-13
- \* 17 R. Zavrell Jr. "New Low Power Single Sideband Circuits", "Nouveaux circuits faible puissance pour bande latérale unique", Phillips Semiconductors Application Note AN1981, Oct.1997, [www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/AN1981.pdf](http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/AN1981.pdf)
- \* 18 M. Vidmar, "Achieve Phasor Rotation with Analog Switches" "Un déphaseur rotatif élaboré avec des commutateurs analogiques." Microwaves & RF, Feb 2000, [www.mwrf.com/Articles/index.cfm?ArticleID=10069&extension=pdf](http://www.mwrf.com/Articles/index.cfm?ArticleID=10069&extension=pdf)
- \* 19 P. Anderson, KC1HR, "Letters to the Editors, A Digital Commutating Filter" "Lettres à l'Editeur, un filtre digital à commutation", QEX, Jul/Aug 1999, p 62.
- \* 20 P. Chadwick, G3RZP, "HF Receiver Dynamic Range: How much Do we need?" "Echelle dynamique de réception, De combien avons nous besoin?" QEX, May/Jun, 2002, pp36-39.
- \* 21 J. Scarlett, KD7O, "A High-Performance Digital Transceiver Design, Part1" "Projet de récepteur digital à hautes performances", QEX, Jul/Aug 2002, pp36-39.
- \* 22 U. Rhode, KA2WEU/DJ2LR/HB9AWE, "Theory of Intermodulation and Reciprocal Mixing: Practice, Definitions and Measurements in Devices and Systems, Part 1" "Théorie de l'intermodulation et du mélange réciproque: pratique, définitions et mesures sur les composants et les systèmes, 1° Partie", QEX Nov/Dec 2002 pp3-15.
- \* 23 J. Fisk "Receiver Sensitivity, Noise Figure and Dynamic Range" "Sensibilité du récepteur, facteur de bruit et Dynamique", HAM RADIO Magazine, Oct.1975, pp 8-25.HAM RADIO Magazine est disponible en CD à L'ARRL.
- \* 24 Le Waveterminal 192X est fabriqué par EGO SYS, et peut se trouver sur: [www.esi-pro.com](http://www.esi-pro.com)
- \* 25 J. Wynne, "Ron Modulation in CMOS Switches and Multiplexers: What it is and How to Predict its Effects on Signal Distortion", "La Résistance apparente dans les commutateurs et les multiplexeurs CMOS; Ce que c'est et comment prévoir ses effets sur la distorsion du signal". Note d'Application AN251 Analog Devices, p 1-3; [www.analog.com/UploadedFiles/Application\\_Notes/4132218\\_55AN251.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Application_Notes/4132218_55AN251.pdf)
- \* 26 L. Asbrink, SM5BZS, "Linrad: New Possibilities for the Communications Experimenter, Part 1" "Linrad: De nouvelles possibilités pour l'expérimentation en communications, 1° Partie" QEX, Nov/Dec 2002, pp 37-41. Davantage d'information sur le Web sur [www.nitehawk.com/sm5bsz/linuxdsp/linrad.htm](http://www.nitehawk.com/sm5bsz/linuxdsp/linrad.htm)
- \* 27 W. Sabin et E. Schoenike, Editeurs, HF Radio Systems & Circuits, Atlanta, Georgia: Noble Publishing Corporation, ISBN 1-884932-04-5) pp 349-355 et 642-644.
- \* 28 Vous pouvez télécharger ces programmes auprès du site de l'ARRL: <http://www.warrl.org/qexfiles/>. Cherchez 0303You.zip.
- \* 29 M. Freking: Digital Processing in Communication Systems "Traitement digital du signal dans les systèmes de communications". (Boston, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, ISBN 0-442-01616-6), pp 305-391
- \* 30 J. Stephenson, KD6OZH, "The ATR-2000: A Homemade High Performances HF Transceiver, Part 1", "Un transceiver HF à hautes performances, fabriqué maison" QEX, Mar/Apr 2000, pp 3-4.

Hyères, le 1 août 2012.

Traduction française de F1AYO Antoine Guichard.

*Reproduction du texte français interdite sans autorisation écrite du traducteur.*

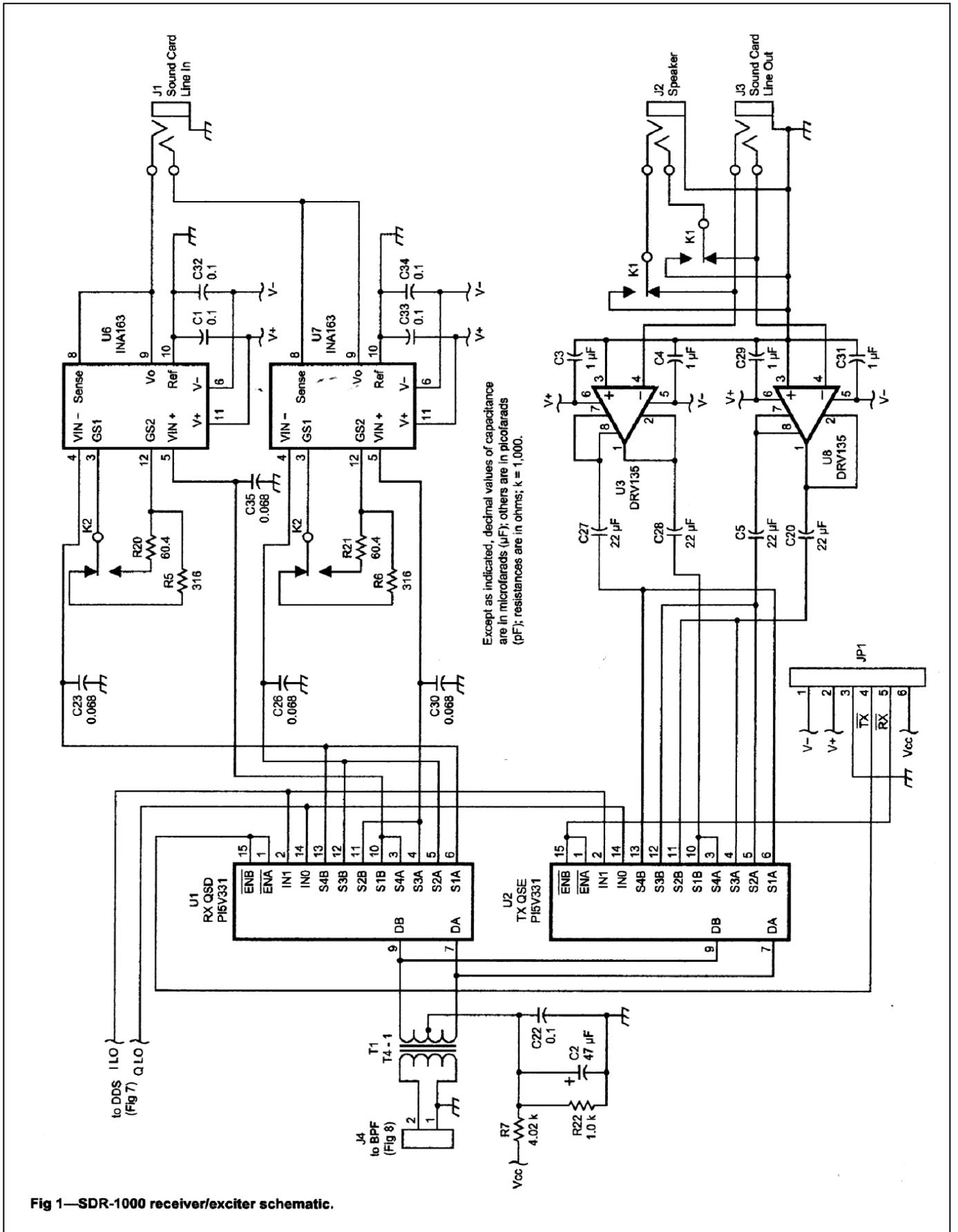


Fig 1—SDR-1000 receiver/exciter schematic.

Figure 1. Schéma du récepteur et de l'excitateur du SDR-1000

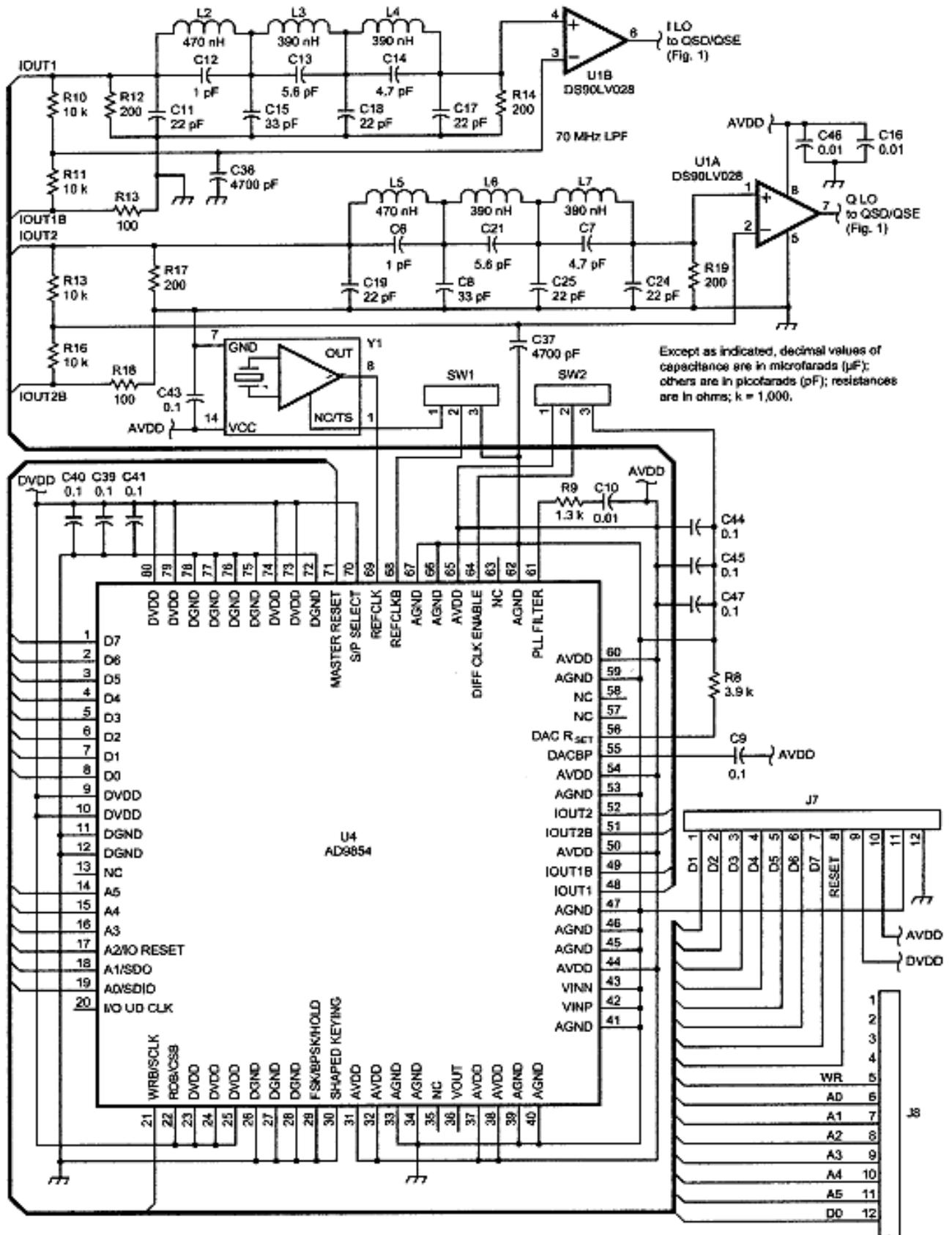


Fig 7—SDR-1000 quadrature DDS schematic.

Figure 7. Schéma du DDS en quadrature du SDR-1000.

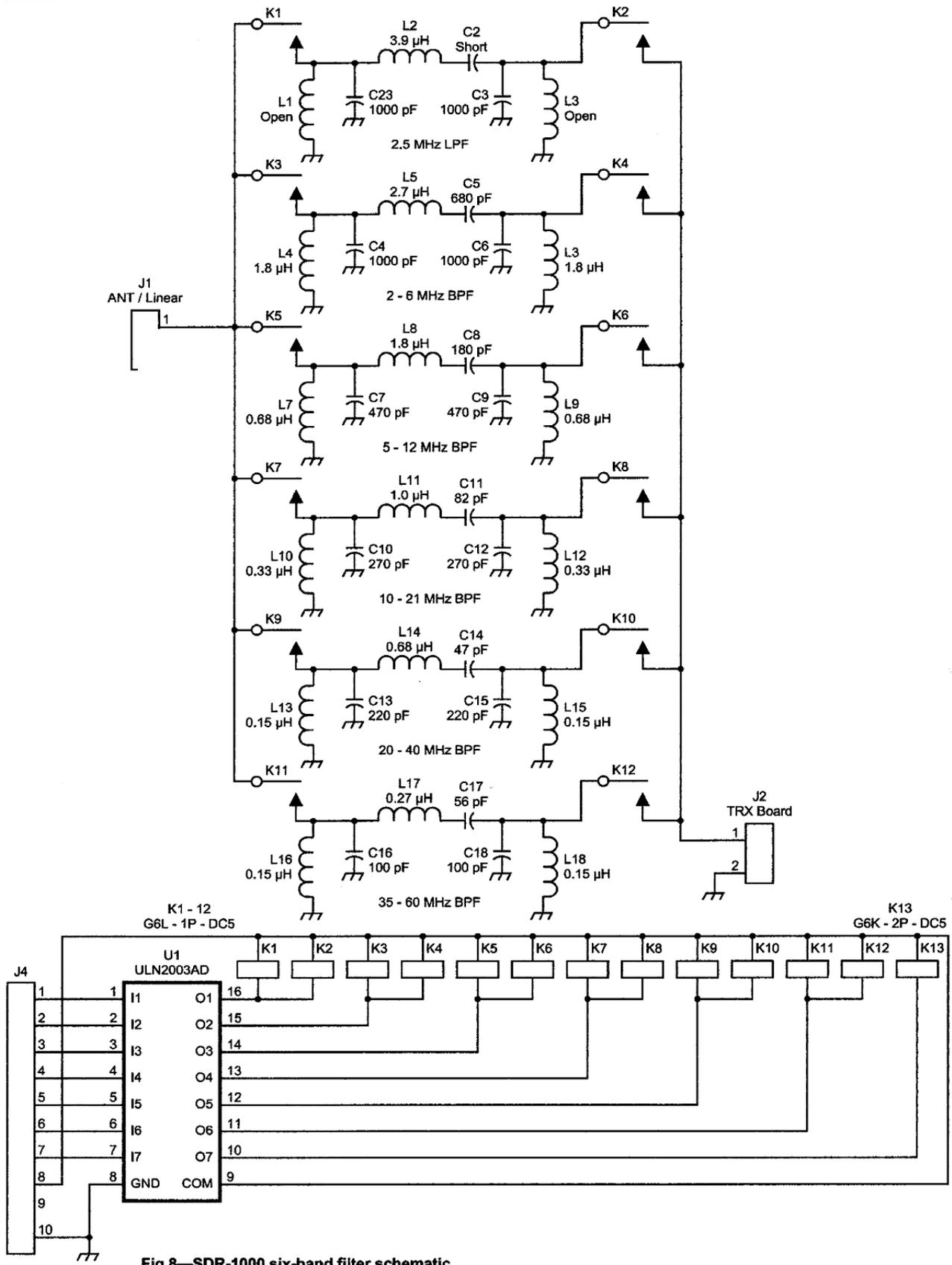


Fig 8—SDR-1000 six-band filter schematic.

Figure 8 Filtres des six bandes du SDR-1000.



Plusieurs OM belges l'ont déjà réalisé.

# Il y a 20 ans...

## ONONRevue de Février 1993

- Un modem 1200-2400 bauds compatible Baycom

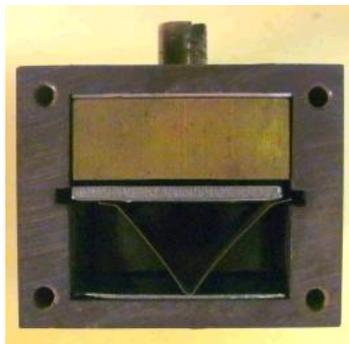
*Un article qui a marqué nos éditions. C'est notre première grosse réalisation. Elle a fait l'objet d'un kit qui s'est vendu à des centaines d'exemplaires. Ce modem était particulièrement prisé en CB car il permettait le 2400 bds et est apparu aux débuts du packet radio sur le 11m. Peut-être en avez-vous encore un chez vous ?*

- GP + Yapp avec Baycom, c'est possible !

*Graphic Packet était le top en matière de Packet radio à cette époque. Yapp était un mode de transfert de fichiers automatisé très simple. Cet article expliquait comment combiner les deux avec un modem Baycom.*

ONONRevue  
N° 51 février 1993  
EXPÉDITEUR : rue du SART-HOLET, 125 5.100 JAMBES  
La réunion de l'A.G.R.A.N. ON4ESM devient ON4RAF ou la commémoration du LANCASTER englouti Le prix Baron SNOY 1992 Vos rubriques habituelles  
Et ce  
MODEM 1200/2400 Bauds compatible Baycom

# Les jeux de QSP



## Le composant mystère de janvier

Il s'agissait d'un quartz réglable. Vous avez probablement appris qu'en réglant la lame d'air entre une lamelle de quartz et son armature, on peut faire varier la fréquence de résonance de celui-ci. La photo en haut montre le quartz pris en sandwich entre ses deux plaques. En dessous, à droite, la plaque est enlevée ainsi que son ressort de pression dont on peut voir les glissières de part et d'autre de la lamelle de quartz.



## Le composant mystère de février

Ce composant nous est proposé par Baduin ON6TB. En voici deux photos. La première est la face avant. La seconde montre l'intérieur de cet étrange composant.



Mais de quoi s'agit-il ? Réponse à l'adresse du rédacteur.

## L'acronyme

### L'acronyme de janvier

UART : *Universal Asynchronous Receiver Transmit*. C'est le nom du circuit intégré (VLSI) qui gère le système RS232 ou port série d'un ordinateur ou d'un accessoire comme un modem, par exemple.



UIT: *Union Internationale des Télécommunications*. En anglais, ITU (International Telecommunications Union). On peut résumer cela par "l'ONU de la radio". C'est là que se prennent les grandes décisions concernant tout ceux qui utilisent les ondes radio, nous y compris.

Le site web de l'UIT est instructif. Vous y trouverez beaucoup de choses intéressantes à savoir : <http://www.itu.int/fr/Pages/default.aspx>

### **L'acronyme de février**

UTC : On l'appelait "Greenwich" dans le temps. Maintenant, c'est UTC. C'est le césium qui lui donne toute sa précision.

VCO Il y en a au moins un dans quasiment tous les transceivers modernes. Et vous en avez probablement déjà construit sans le savoir.

Mais que signifient-ils ? Réponse à l'adresse de la revue

---

# Les bulletins DX et contests

## **ARLP08 Propagation Bulletin**

ZCZC AP08  
QST de W1AW  
Propagation Forecast Bulletin 8 ARLP008  
From Tad Cook, K7RA  
Seattle, WA February 22, 2013  
To all radio amateurs

Average daily sunspot numbers over the past seven days, February 14-20, rose modestly by 27 points to 78.3. Average daily solar flux was up marginally, only 1.6 points to 105.6. Geomagnetic indices rose also, with the planetary A index from 5.6 to 6.4, and the middle latitude A index from 5.1 to 6. This is compared to the previous seven days, February 7-13 reported in last week's bulletin.

There was a more substantial rise in both solar flux and sunspot numbers for a recent three days, at 104.7, 112.4 and 113.5 for solar flux, and 92, 117 and 106 for sunspot numbers. But that turned around when the sunspot number dropped from 106 to 75 on Thursday, February 21 and solar flux declined from 113.5 to 108.5.

The predicted solar flux is 105 on February 22-23, 100 on February 24, 95 on February 25-26, 100, 105 and 110 on February 27 through March 1, 100 on March 2-3, 95 on March 4-14, 100 on March 15-16, 115 on March 17, and 120 on March 18-20, which represents a peak for the next 45 days.

The predicted planetary A index is 8 on February 22, 10 on February 23, 8 on February 24, 5 on February 25-28, 10 and 8 on March 1-2, 5 on March 3-10, 7 on March 11-12, and 5 on March 13-27.

Over the next month we can look forward to improving HF conditions as we progress toward the Spring Equinox, which occurs on Wednesday, March 20 at 1102z.

Using a propagation prediction program such as W6ELprop gives us a rough idea of what the seasonal improvement might be. Running two instances of the program simultaneously, once for February 21 and the other on March 21, but with the same solar flux (I used 107) allows me to flip back and forth between the results.

I did one for Seattle to Japan, and the 15 meter opening from 2200z to 0030z on February 21 shows up as a 2130-0500z opening on March 21. Similarly, a 17 meter opening from 2130-0230z on February 21 stretches to 2030-0500z on March 21.

OK1HH predicts the geomagnetic field as quiet to active on February 22, active to disturbed on February 23, mostly quiet February 24-25, quiet on February 26-28, quiet to unsettled March 1, quiet to active March 2, mostly quiet March 3, quiet to unsettled March 4, quiet March 5-6, mostly quiet March 7-8, quiet March 9, and quiet to active March 10.

Several news articles, such as [http://www.upi.com/Science\\_News/2013/02/20/NASA-instrument-sees-giant-sunspot-forming/UPI-80691361403797](http://www.upi.com/Science_News/2013/02/20/NASA-instrument-sees-giant-sunspot-forming/UPI-80691361403797)

and [http://www.science20.com/news\\_articles/giant\\_sun\\_spot\\_size\\_6\\_earths\\_grows\\_48\\_hours-104269](http://www.science20.com/news_articles/giant_sun_spot_size_6_earths_grows_48_hours-104269) mentioned a huge growing sunspot group 1678 that might spit out solar flares. But this spot is way over on the western horizon (yes, the right side is referred to as "west" on the Sun) and about to slip away from view. It is not geoeffective, which it would be if it appeared in the center of the visible solar disc.

Jon Jones, N0JK of Lawrence, Kansas (where I was born!) has long enjoyed working 6 meter E-skip and even DX using very modest and even compromised antennas. Jon reported on February 16: "Julian, XE2JS DL68 had a nice 6 meter Es opening to the Midwest Saturday evening (February 17 UTC). I worked Julian while I was mobile on highway 40 west of Lawrence, KS EM28 with 58 to 59 signals at 0135 UTC. My 6 meter mobile antenna is a 2 meter 5/8 mag. mount whip (quarter-wave on 6 meters). Saw ZL1RS worked TI5/N5BEK earlier at 2254 UTC February 16."

Yes, Jon feeds that 2 meter whip directly on 6 meters, no change in loading or any modification. That distance between him and XE2JS is a little less than 1,000 miles.

On February 19, Jon reported: "The whip I currently use has a 1.1 to 1 SWR, as-is on 6 meters. Some 2 meter mag antennas don't match well on 6 and may need to be trimmed. ZL1RS later worked KD5PBR, N5DG, NW0W and a few other stations on 6 meters around 0230 UTC on Feb. 17. Likely an Es link on to TEP. (Jon means sporadic-E propagation linked to trans-equatorial propagation. See <http://www.ips.gov.au/Category/Educational/Other%20Topics/Radio%20Communication/Transequatorial.pdf> or [http://www.amateur-radio-wiki.net/index.php?title=Trans-Equatorial\\_Propagation](http://www.amateur-radio-wiki.net/index.php?title=Trans-Equatorial_Propagation) for info on TEP).

On February 21 Jon wrote, "Even better, I heard ZL1RS CW on February 20 at 2300 UTC on 50.087 MHz, about a 339 RST. This was on an attic dipole. I am sure I could have worked him with better antenna."

Jeff Hartley, N8II of Shepherdstown, West Virginia wrote on February 17: "I had limited time due to working 1700Z-0230Z over the weekend, but found conditions at least on 80, 15 and 10 meters to be excellent during the ARRL CW DX contest.

"In just a few hours on 80 meters around 0140-0440Z Saturday the February 16 and 0230-0400Z Sunday, I managed to work 270 QSOs and 67 DXCC countries with a 1/4 wave ground plane. Conditions were overall the best to Europe I can ever remember in a contest. I was able to run a steady stream of callers at times, the best I have ever done on 80. I didn't make any QSOs with central Asia, but the well equipped big guns did work that area. I was called by C4N in Cyprus with a huge signal, and also a 4Z5 (Israel), and A65BP (United Arab Emirates). Russians were generally somewhat weaker than western Europe, but many had good signals all the way to the UA4 area. Big guns RU1A and RL3A were well over S9! ZS1EL also called me as well as about 3 or 4 five-watt European stations. At least 3 PY stations also called in from southern Brazil. The omni-directional antenna does have a few advantages. Activity from Europe was very good even the second night when traditionally it is very slow. I also noticed that some far western USA stations were working Europe as well.

"10 meters was very interesting with marginal conditions to Europe Saturday, but OH, LY, YL, and SM were logged. There were a few loud signals from LZ, F, and EA. Stations in the Caribbean at the same time were very loud as was CR2X, and Africans 6V7S, CR3A, 3V8BB, and EA9EU all had very good signals. 15 meters around 1530Z was wide open to Europe with booming signals. Solar flux was right around 100.

## **ARLD008 DX Bulletin**

ZCZC AE08  
QST de W1AW  
DX Bulletin 8 ARLD008  
From ARRL Headquarters  
Newington CT February 23, 2012  
To all radio amateurs

"Sunday, I arrived at the perfect time around 1400Z when 10 meters was just opening to Europe. East of Poland, propagation was almost nil except for a weak R7MM, and about 3 weak Ukrainians, but I ran a big pile-up with a huge number of Germans logged and strong signals even from SM and LA. All of Europe east of Poland had good conditions to here in West Virginia at least thru 1510Z when I had to QRT. Conditions were better than would be expected with a solar flux of only 103 and K index of 2-3, simply amazing that Europe was booming in."

On February 19 Jeff wrote: "Last night February 18 (but February 19 based on universal time), T46RRC (Cuban IOTA NA-204) was on 80 and European signals calling them were down 15-20 db from the levels over the weekend. They were S9+25-30 dB on 160 Monday at 0230Z, a really awesome signal! They have been so loud that they have had no trouble putting a lot from 'mother Russia' into the log, the 17 meter op in the mornings can be heard running stations in Russian, but will switch over to English when a loud station here QRMs the Europeans."

If you would like to make a comment or have a tip for our readers, email the author at, [k7ra@arrrl.net](mailto:k7ra@arrrl.net).

For more information concerning radio propagation, see the ARRL Technical Information Service web page at <http://arrrl.org/propagation-of-rf-signals>.

For an explanation of the numbers used in this bulletin, see <http://arrrl.org/the-sun-the-earth-the-ionosphere>.

An archive of past propagation bulletins is at <http://arrrl.org/w1aw-bulletins-archive-propagation>.

Find more good information and tutorials on propagation at <http://myplace.frontier.com/~k9la/>.

Monthly propagation charts between four USA regions and twelve overseas locations are at <http://arrrl.org/propagation>.

Instructions for starting or ending email distribution of ARRL bulletins are at <http://arrrl.org/bulletins>.

Sunspot numbers for February 14 through 20 were 25, 59, 75, 74, 92, 117, and 106, with a mean of 78.3. 10.7 cm flux was 99.5, 100.1, 103.2, 105.5, 104.7, 112.4, and 113.5, with a mean of 105.6. Estimated planetary A indices were 10, 4, 8, 8, 4, 6, and 5, with a mean of 6.4. Estimated mid-latitude A indices were 11, 3, 6, 7, 4, 5, and 6, with a mean of 6.

NNNN

This week's bulletin was made possible with information provided by NC1L, the OPDX Bulletin, 425 DX News, The Daily DX, DXNL, The Weekly DX, Contest Corral from QST and the ARRL Contest Calendar and WA7BNM web sites. Thanks to all.

EQUATORIAL GUINEA, 3C. Elmo, EA5BYP and Javier, EA5KM are QRV as 3C6A from Bioko Island, IOTA AF-010, until February 26. Activity is with two stations on the HF bands. QSL via EA5BYP.

ANNOBON, 3C0. After their Bioko Island operation, look for EA5BYP and EA5KM to be QRV as 3C0E from Pagalu Island, IOTA AF-039, from February 28 to March 11. Activity will be with two stations on the HF bands. QSL via EA5BYP.

SWAZILAND, 3DA0. Phil, G3SWH and John, G3OLU are QRV as 3DA0PW from the Hawane Resort until February 29. Activity is on 80 to 10 meters using CW with two stations, propagation permitting. QSL via G3SWH.

UNITED ARAB EMIRATES, A6. Operators A65BT, A65BX and A61QQ are QRV as A65BT from Sa'diyyat Island, IOTA AS-021, until February 25 using mainly CW and some SSB. QSL direct to A65BT.

THE GAMBIA, C5. Alan, G3XAQ will be QRV as C56XA from February 27 to March 15. Activity will be on the HF bands using CW. This includes an entry in the upcoming RSGB Commonwealth Contest. QSL via G3SWH.

BAHAMAS, C6. Some members of the Yankee Clipper Contest Club will be QRV as C6ANM from Nassau, IOTA NA-001, in the CQ 160-Meter SSB contest as a Multi/Single entry. QSL direct via WA2IYO.

CHILE, CE. Members of the Three Stars DX Group will be QRV as XR4CA from Cabo Carranza in the South American Lighthouse Weekend. Activity will be on 40, 20 and 10 meters using SSB. QSL via CE6AMN.

CUBA, CO. Luis, CO6LP will be QRV in the CQ 160-Meter SSB contest as a Single Op entry. QSL via EA5GL.

SPAIN, EA. A group of operators will be QRV as AO1POL in the CQ 160-Meter SSB contest. QSL via EA1GHT.

GRENADA, J3. Harry, AC8G will be QRV as J37K from March 1 to 4. This includes an entry in the upcoming ARRL SSB DX contest. QSL direct to home call.

DOMINICA, J7. Brian, K1LI will be QRV as J7Y from February 25 to March 13. This includes an entry in the upcoming ARRL SSB DX contest. QSL to home call.

ARGENTINA, LU. Members of the Radio Club Mar Del Plata will be QRV as LT5D from Punta Mogotes in the South American Lighthouse Weekend. QSL via LU2DT.

BRAZIL, PY. Operators Orlando, PT2OP and Fred, PY2XB are QRV as PV2PC and ZX2S, respectively, from Sao Sebastiao Island, IOTA SA-028, until February 27. This includes being active in the South American Lighthouse Weekend. Activity is on 40 to 10 meters using CW and SSB. QSL PV2PC via PT2OP and ZX2S via PT7WA.

SUDAN, ST. Robert, ST2AR has been active on 15 meters using CW between 1300 and 1500z. QSL via S53R.

PALAU, T8. Kazue, JJ0LUH and Kiyoshi, JA0EKI will be QRV as T88XG and T88XH, respectively, from February 26 to March 2. Activity will be on 160 to 10 meters using CW, SSB, RTTY, PSK31 and JT65. QSL both calls via JA0EKI.

MEXICO, XE. Look for XE1RCS to be QRV in the CQ 160-meter SSB contest. QSL via bureau.

CAMBODIA, XU. Bernhard, DK7TF is QRV as XU7DLH until March 15. QSL to home call.

ST. HELENA, ZD7. Nigel, G3TXF will be QRV as ZD7XF from February 29 to March 13. Activity will be mainly on 160 and 80 meters using CW. This includes being an entry in the upcoming RSGB Commonwealth contest. QSL to home call.

CAYMAN ISLANDS, ZF. John, K6AM will be QRV as ZF2AM from Grand Cayman Island, IOTA NA-016, in the CQ 160-Meter SSB contest as a Single Op/High Power entry. QSL to home call.

THIS WEEKEND ON THE RADIO. The CQ 160-Meter SSB Contest, North American RTTY QSO Party, South American Lighthouse Weekend, QRP CW Fox Hunt, NCCC CW Sprint Ladder, REF SSB Contest, UBA DX CW Contest, Mississippi QSO Party, High Speed Club CW Contest, SARL Digital Contest and the North Carolina QSO Party are all on tap for his weekend. The CQC Winter QSO CW Sprint is scheduled for February 27. The QRP CW Fox Hunt is scheduled for February 29. Please see February QST, page 91 and the ARRL and WA7BNM Contest Web Sites for details.

NNNN

## WA7BNM March 2013 Contest Calendar

<http://www.hornucopia.com/contestcal/contestcal.html>

Dénomination	Horaire
QRP Fox Hunt	0200Z-0330Z, Mar 1
ARRL Inter. DX Contest, SSB	0000Z, Mar 2 to 2400Z, Mar 3
Wake-Up! QRP Sprint	0600Z-0800Z, Mar 2
DARC 10-Meter Digital Contest	1100Z-1700Z, Mar 3

SARL Hamnet 40m Simulated Emerg Contest	1200Z-1400Z, Mar 3
AGCW YL-CW Party	1900Z-2100Z, Mar 5
QRP Fox Hunt	0200Z-0330Z, Mar 6
AWA John Rollins Memorial DX Contest	2300Z, Mar 6 to 2300Z, Mar 7 and 2300Z, Mar 9 to 2300Z, Mar 10

QRP Fox Hunt	0200Z-0330Z, Mar 8
AGCW QRP Contest	1400Z-2000Z, Mar 9
EA PSK63 Contest	1600Z, Mar 9 to 1600Z, Mar 10
Idaho QSO Party	1900Z, Mar 9 to 1900Z, Mar 10
North American Sprint, RTTY	0000Z-0400Z, Mar 10
Wisconsin QSO Party	1800Z, Mar 10 to 0100Z, Mar 11
QRP Fox Hunt	0100Z-0230Z, Mar 13
CWops Mini-CWT Test	1300Z-1400Z, Mar 13 and 1900Z-2000Z, Mar 13 and 0300Z-0400Z, Mar 14
NAQCC-EU Monthly Sprint	1800Z-2000Z, Mar 13
QRP Fox Hunt	0100Z-0230Z, Mar 15
BARTG HF RTTY Contest	0200Z, Mar 16 to 0200Z, Mar 18
SARL VHF/UHF Analogue/Digital Contest	1000Z, Mar 16 to 1000Z, Mar 17
Russian DX Contest	1200Z, Mar 16 to 1200Z, Mar 17

AGCW VHF/UHF Contest	1400Z-1700Z, Mar 16 (144) and 1700Z-1800Z, Mar 16 (432)
Feld Hell Sprint	1600Z-1800Z, Mar 16
North American Sprint, SSB	0000Z-0400Z, Mar 17
QRP Fox Hunt	0100Z-0230Z, Mar 20
NAQCC Straight Key/Bug Sprint	0030Z-0230Z, Mar 21
RSGB 80m Club Championship, SSB	2000Z-2130Z, Mar 21
QRP Fox Hunt	0100Z-0230Z, Mar 22
QRP Fox Hunt	0100Z-0230Z, Mar 27
CWops Mini-CWT Test	1300Z-1400Z, Mar 27 and 1900Z-2000Z, Mar 27 and 0300Z-0400Z, Mar 28
QRP Fox Hunt	0100Z-0230Z, Mar 29
CQ WW WPX Contest, SSB	0000Z, Mar 30 to 2400Z, Mar 31

## IK6ZDE March 2013 Digital Contest Calendar

From: <http://www.ik6zde.it>

Time	Name	Band						Rule*	Modes
		160m	80m	40m	20m	15m	10m		
2000Z-2259Z, Mar 02 and 2300Z, Mar 02 to 0159Z, Mar 03	OPEN UKRAINE RTTY CHAMPIONSHIP 2013	160m	80m	40m				Link	Rtty
0800Z-1059Z, Mar 03 and 1100Z-1359Z, Mar 03	OPEN UKRAINE RTTY CHAMPIONSHIP 2013			40m	20m	15m	10m	Link	Rtty
1100Z-1700Z, Mar 03	DARC 10-Meter Digital Contest Amtor, Clover, Psk31, Pactor						10m	Link	Rtty,
1930Z-2030Z, Mar 04	EU QRP Foxhunt		80m					Link	Psk31
2000Z-2130Z, Mar 04	RSGB 80m Club Championship		80m					Link	Rtty, Psk
1600Z, Mar 09 to 1600Z, Mar 10	EA PSK63 Contest		80m	40m	20m	15m	10m	Link	BPsk63
1900Z, Mar 09 to 1900Z, Mar 10	Idaho QSO Party	160m	80m	40m	20m	15m	10m	Link	Digital
0000Z-0400Z, Mar 10	North American Sprint, RTTY		80m	40m	20m			Link	Rtty
1200Z-1600Z, Mar 10 and 1800Z-2200Z, Mar 10	NSARA Digital Contest		80m					Link	Digital
1930Z-2030Z, Mar 11	EU QRP Foxhunt		80m					Link	Psk31
0200Z, Mar 16 to 0200Z, Mar 18	BARTG HF RTTY Contest		80m	40m	20m	15m	10m	Link	Rtty
1200Z, Mar 16 to 1200Z, Mar 17	DARC KW-SSTV-Contest	160m	80m	40m	20m	15m	10m	Link	Sstv
1600Z-1800Z, Mar 16	LEPRECHAUN HUNT SPRINT	160m	80m	40m	20m	15m	10m	Link	Feld Hell
0000Z-2359Z, Mar 17	St. Patrick's Day	160m	80m	40m	20m	15m	10m	Link	Psk31
1800Z-2059Z, Mar 18	Bucharest HF Contest "Bucuresti"		80m	40m				Link	Psk31
1930Z-2030Z, Mar 18	EU QRP Foxhunt		80m					Link	Psk31
1900Z-2100Z, Mar 20	Moon Contest		80m					Link	Psk31
1930Z-2030Z, Mar 25	EU QRP Foxhunt		80m					Link	Psk31

\*NOTA : pour les links, voyez la page de IK6ZDE

Fabrizio IK6ZDE

Interested in hamradio digital modulations? Join #DIG Digital International Group <http://www.ik6zde.it/dig>

HIHIHIHIHIHIHI

**Dépannage à distance par un sorcier mondialement connu dans son quartier**

Un OM nous a fait parvenir cette annonce prise dans un journal français. Le plus incroyable n'est pas son culot mais que des gens y croient !

A propos, il ne réparerait pas les transistors et tubes de PA QRT, par hasard ... ?

A tiens, il faut payer par « CB »...

A savourer !

HI3X



**Nouveau à Nice**  
*réparation de votre PC par télépathie*

**Mamadou N'guéyé**

*Authentique mage vaudou, ce sorcier mondialement connu dans le quartier, réparera votre PC par télépathie, sans qu'il soit nécessaire de vous déplacer. Son pouvoir est tel qu'il sera capable de réparer les secteurs défectueux de votre disque dur, il soigne également le cancer à distance, les problèmes d'érection et rendra votre voisine amoureuse de vous. Paiement d'avance 100€ par CB Résultats garantis.*

**Tel.** [REDACTED]

## Petites annonces

### Cherche

Recherche documentation technique et schéma de l'oscilloscope Phillips PM3375 de 100 MHz de bande passante.

Jean-Marie Roussel F1OXM

[f1oxm@ref-union.org](mailto:f1oxm@ref-union.org) ou tel:06 87 29 22 95

### Liquidation

Grande braderie à F8KOT.

De : Hugues GERVAIS [h.gervais@libertysurf.fr](mailto:h.gervais@libertysurf.fr) >

Suite à la prochaine dissolution du Radio-Club Didier Gaudé F8KOT de Tourcoing, le radio-club ouvrira ses portes les samedis 9, 16, 23 et 30 mars, de 14 heures à 18 heures pour vendre le matériel.

Hugues FE2211 F4FXO.