

technique

► Une radio définie par logiciel, ou un logiciel émetteur-récepteur pour tous

Par Gérauld YOUNGBLOOD, AC5OG, traduction par F6AUE
Première partie.

Avant-propos, Autour de nous, la technologie évolue, et c'est un bonheur de voir que le monde radioamateur continue à innover. Peut-être certains d'entre vous ont déjà entendu parler de ces transceivers du 3ème type que sont les Radios Définies par Logiciels, ou joué avec eux. Quelques articles ont déjà été publiés en France sur ce sujet dans différentes revues. Dans Radio-REF le dernier article publié par Hubert, F6GOG, décrivait dans le numéro de novembre 2004 le SDR1000 et sa technique.

Avec la technologie des Radio Définies par Logiciels, nous entrons véritablement dans une nouvelle ère passionnante, tant les caractéristiques de ces radios sont performantes.

Il ne fait aucun doute que cette tendance va s'accroître, les limites de ces radios étant celles de votre imagination. De la même manière que nous assistons depuis peu au mariage de la télévision et de l'ordinateur, avec les Radios Définies par Logiciels, nous assistons au véritable mariage de la radio, des transceivers, avec l'ordinateur. Ici rien à voir avec les modules radio analogiques dont les fonctions sont simplement télécommandées par un PC. Non, ici la radio c'est LE logiciel, avec bien sûr un peu d'électronique indispensable, mais finalement si peu qu'on est surpris !

Pour faciliter la diffusion de ces technologies auprès des radioamateurs français, j'ai pensé qu'il serait avantageux de traduire pour les OM non anglophones le premier des quatre

articles écrit par Gerald Youngblood, AC5OG, paru dans le QEX de juillet/août 2002. Gerald, avec un talent pédagogique certain, décrit simplement son cheminement dans le développement et le fonctionnement de son prototype.

Depuis cet article de 2002 dans la revue QEX, les caractéristiques ont encore fortement progressé et sont maintenant impressionnantes, mais les bases restent les mêmes. Trois autres articles ont suivi, toujours dans la revue QEX.

Tout un joyeux monde d'OM expérimentateurs travaille maintenant sur ces idées ; de tout petits récepteurs performants sont développés pour quelques dizaines d'euros avec ces logiciels et ça marche ! Puissent ces technologies faire découvrir la radio à un public jeune plutôt tourné vers l'ordinateur. Nous avons aussi dans nos rangs des OM extrêmement doués tant en développements « hard » qu'en logiciels ; espérons que cet article sera générateur d'envies et de développements de nouvelles passions : le terrain est encore presque vierge

Une bonne adresse de départ pour ces techniques : www.flex-radio.com

Traduction F6AUE. Reproduit avec accord, copyright ARRL, 2002, Tous droits réservés.

Article original N°1 de quatre articles paru dans QEX : Forum for Communication Experimenters, july/aug 2002 (www.arrl.org/qex)

Cette série décrit un logiciel émetteur-récepteur pour PC utilisant la carte son du PC et un circuit de détection innovant. Dans les explications qui vont suivre, les mathématiques sont réduites au minimum. Regardons comment tout cela fonctionne.

Une certaine convergence apparaît lorsque de multiples technologies se retrouvent en phase et rendent possible ces choses dont nous avons parfois rêvé au moins une fois. La croissance explosive d'Internet démarré en 1994 a été l'un de ces événements. Internet a fonctionné durant de nombreuses années uniquement au niveau gouvernemental et dans le monde éducatif, sans intéresser les foules à cause de sa lenteur et de son interface rustique. Puis le développement des navigateurs Internet, l'augmentation rapide de la puissance des ordinateurs, la disponibilité de modems pour des débits toujours plus rapides, ont apporté cette convergence. Soudain tout vint en même temps : l'Internet et le Web mondial sont entrés dans notre quotidien.

Une convergence similaire est en train d'apparaître sous nos yeux, en radiocommunication, grâce à des logiciels de traitement de signaux (DSP), réalisant la plupart des fonctions radio à des niveaux de performances considérés auparavant comme inaccessibles. Des DSP ont été incorporés dans la plupart des matériels radioamateurs du marché, permettant d'améliorer la réduction du bruit et les performances du filtrage numérique. Depuis peu s'ouvrent de grandes discussions au sujet de l'émergence de radios définies par logiciel (Software-Defined Radio, SDR).

Une radio définie par logiciel est caractérisée par sa flexibilité : une simple modification ou le changement de son programme peut complètement modifier ses fonctionnalités. Ceci permet une mise à niveau facile vers de nouveaux modes et l'amélioration des performances sans avoir besoin de remplacer l'électronique. Un SDR peut également être facilement modifié pour s'adapter aux besoins d'applications individuelles. Il existe une différence notable entre des radios qui utilisent des logiciels internes pour quelques-unes de leurs fonctions et une radio qui peut être complètement redéfinie par des modifications d'un programme. Cette dernière caractérise une radio définie par logiciel.

Cette convergence pour le SDR s'ouvre actuellement grâce aux avancées des logiciels et de ces nouvelles « puces » qui permettent la numérisation des signaux haute fréquence.

Beaucoup de ces circuits incorporent en interne des fonctions mathématiques permettant de réaliser toute numérisation, sélection de fréquences, changement de fréquence, moyennes fréquences. De tels systèmes peuvent être très complexes et largement hors de portée de la plupart des amateurs.

Un des problèmes était que vous n'aviez aucune chance dans ce domaine, hormis si vous étiez virtuose des mathématiques ou doué en programmation C++ ou en langage assembleur. Ces derniers pouvant être intimidants parfois aussi bien pour les amateurs que pour beaucoup de professionnels.

Je me suis attaqué à ce défi, armé de ma fascination pour la

technologie et après pratiquement 25 années passées en n'ayant quasiment jamais utilisé mes compétences d'ingénieur électricien. J'avais étudié les mathématiques au lycée ainsi qu'un peu de théorie sur le traitement de signal, mais 25 ans c'est un temps très long.

Apprendre toutes ces disciplines nécessaires était un véritable défi car la majorité de la littérature écrite à ce sujet était destinée aux mathématiciens. Maintenant que je suis en train d'acquérir certains de ces concepts impliqués dans les radios logicielles, je souhaite partager avec la communauté radioamateur ce que j'ai appris sans utiliser plus que des concepts mathématiques simples. De plus, une radio logicielle devra avoir le minimum de matériel possible. Si vous possédez un PC avec une carte son, vous avez déjà le principal du matériel requis. Avec aussi peu que trois circuits intégrés, vous êtes déjà prêt, avec un détecteur de « Tayloe », à réaliser un récepteur à conversion directe simple et innovant. Avec moins d'une douzaine de circuits intégrés, vous pouvez construire un transceiver qui pourra dépasser la plupart des matériels commerciaux du marché.

Approche théorique.

Dans cette série d'articles, j'ai choisi de nous concentrer sur une mise en oeuvre pratique plutôt que sur une théorie détaillée. Il y a cependant des notions de base qui doivent être comprises pour construire une radio logicielle.

Bien que nous aimions beaucoup travailler avec des circuits intégrés, nous n'avons pas à savoir comment faire pour créer le circuit intégré.

Par convention j'ai choisi de décrire les applications pratiques, suivies pour plus de détails de la référence appropriée. Une des références les plus simples que j'ai pu trouver est The Scientist and Engineer's

guide to Digital Signal Processing, par Steven W. Smith. Il est en libre téléchargement sur Internet à l'adresse www.DSPGuide.com.

Je considère que sa lecture est nécessaire pour ceux qui désirent aller plus à fond dans le développement aussi bien que dans la théorie. Dans cette série d'articles je ferai référence à plusieurs reprises à ce « DSP Guide ».

Bon, allons-y, vous pouvez sortir votre petite calculette à quatre fonctions (d'accord, peut-être aurez-vous besoin de six ou sept fonctions) et allez, c'est parti.

Mais tout d'abord, posons les objectifs pour concevoir un SDR complet.

- Simplifier l'approche mathématique
- Utiliser une carte son de PC pour fournir toutes les fonctions de traitement du signal
- Programmer l'interface utilisateur et tous les algorithmes de traitement du signal en Visual Basic pour faciliter le développement et la maintenance.
- Utiliser la librairie de chez Intel pour les routines de fond du DSP, pour minimiser les connaissances techniques nécessaires et le temps de développement et maximiser les performances.
- Intégrer un récepteur à conversion directe dans le développement du hardware pour sa simplicité et sa dynamique.
- Incorporer un synthétiseur de fréquence directe permettant un contrôle souple de la fréquence.
- Inclure des possibilités de transmission utilisant des techniques similaires à celles utilisées dans les réceptions à conversion directe.

Signaux analogiques et numériques dans le domaine temporel.

Pour comprendre les DSP, nous

devons d'abord comprendre la relation entre les signaux numériques et leurs équivalents analogiques. Si nous regardons un signal sinusoïdal de 1 V sur un oscilloscope analogique, nous voyons que ce signal décrit une courbe parfaitement lisse sur l'écran, quelle que soit la fréquence de balayage. En fait, s'il était possible de construire un oscilloscope avec une fréquence de balayage horizontal infinie, il s'afficherait une courbe parfaitement lisse (en réalité, à ce point, une ligne droite). Comme tel, il est souvent appelé signal continu car continu dans le temps. En d'autres termes, il y a un nombre infini de tensions différentes le long de la courbe comme on peut le voir sur un oscilloscope analogique.

De l'autre côté, si nous devons mesurer ce même signal sinusoïdal avec un voltmètre numérique et à une fréquence d'échantillonnage de quatre fois la fréquence de l'onde sinusoïdale, en démarrant au temps 0 nous lirions sur un cycle complet 0 V à 0°, 1 V à 90°, 0 V à 180° et -1 V à 270°. Ce signal pourrait continuer indéfiniment et nous lirions ces mêmes quatre tensions toujours et encore. Nous avons mesuré la tension du signal à des instants spécifiques qu'on appelle en mathématiques « instants discrets ». La séquence résultante de cette mesure de tension est ainsi appelée signal temporel discret. Si nous sauvegardons chaque signal de tension temporel discret en mémoire et si nous connaissons la fréquence à laquelle a été échantillonné le signal, nous avons un signal échantillonné temporel discret. C'est exactement ce que fait un convertisseur analogique/numérique (ou analogique/digital : ADC). Il utilise une horloge d'échantillonnage pour mesurer des échantillons discrets du signal analogique entrant à des temps précis, et il produit une représentation numérique de la tension d'entrée ainsi échantillonnée.

En 1933, Harry Nyquist a découvert que pour reconstruire toutes les composantes d'une onde périodique, il est nécessaire d'échantillonner le signal à deux fois la bande passante maximum du signal à mesurer. Cette fréquence maximum d'échantillonnage est appelée le critère de Nyquist. Il peut s'exprimer ainsi :

$$f_s = 2f_{bw} \quad (\text{Eq 1})$$

Où f_s est la fréquence d'échantillonnage et f_{bw} la bande passante (en fait la fréquence maximum). Ces mathématiques ne sont pas trop compliquées, n'est-ce pas ?

Maintenant, comme exemple du critère de Nyquist, considérons l'oreille humaine, qui typiquement peut entendre des sons de 20 Hz à 20 kHz. Pour recréer cette réponse en fréquence, un lecteur de CD doit échantillonner à une fréquence d'au moins 40 kHz.

Comme nous le verrons plus loin, la composante de fréquence maximum doit être limitée à 20 kHz à travers un filtre passe-bas pour prévenir des distorsions causées par de fausses images du signal. Pour alléger les nécessités de filtrage, les lecteurs de CD utilisent une fréquence d'échantillonnage standard de 44,100 kHz.

Toutes les cartes son de PC modernes acceptent cette fréquence d'échantillonnage.

Que se passe-t-il si la bande passante échantillonnée est plus grande que la moitié de la fréquence d'échantillonnage, et n'est pas limitée par un filtre passe-bas ?

Un recouvrement du signal est produit, apparaissant en sortie et en même temps que le signal original.

Ces recouvrements peuvent produire une distorsion, des battements et de fausses images. Heureusement ils peuvent être prédits avec précision et évités avec des filtres passe-bas ou passe-bande appropriés.

Ces filtres sont souvent appelés filtres anti-recouvrement.

Cf. figure 1.

technique

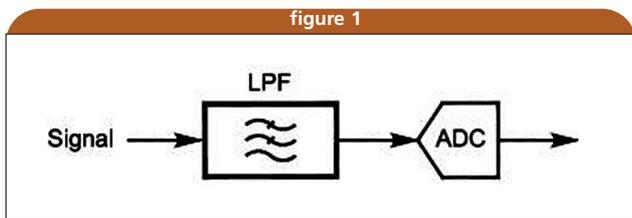


Fig 1 – Conversion A/D avec filtre anti-recouvrement passe-bas

Il y a même des cas où ces recouvrements de fréquence peuvent être utilisés avec avantage ; cela sera discuté plus loin dans cet article. C'est à ce point que la plupart des textes relatifs aux DSP entrent dans le détail au sujet des signaux échantillonnés au-delà de la fréquence de Nyquist.

Le but de cet article étant essentiellement pratique, vous pourrez vous référer au chapitre 3 du guide sur le DSP, pour une étude plus approfondie des échantillonnages, des recouvrements et de la conversion analogique vers numérique et inversement. Vous pouvez également vous référer à l'article de Doug Smith « Signals, Samples, and Stuff : A DSP tutorial »

Ce que vous avez juste besoin de savoir pour le moment, en vous en tenant aux critères de Nyquist, équation 1, c'est que vous pourrez, avec précision, échantillonner, traiter et recréer virtuellement n'importe quelle forme d'onde désirée. Le signal échantillonné consistera en une série de nombres dans la mémoire de votre ordinateur, mesuré à des intervalles de temps équivalant à la fréquence d'échantillonnage. Comme nous connaissons l'amplitude du signal aux intervalles de temps discrets, nous pouvons traiter le signal numérique par logiciel avec une précision et une flexibilité impossibles à obtenir avec des circuits analogiques.

Des hautes fréquences à la carte son de l'ordinateur.

Notre objectif est de convertir un signal du domaine des hautes fréquences modulées vers un domaine temporel pour

un traitement par logiciel. Dans le domaine fréquentiel, nous mesurons une amplitude en fonction d'une fréquence (comme avec un analyseur de spectre) ; dans le domaine temporel, nous mesurons une amplitude en fonction d'un temps. (Comme avec un oscilloscope).

Dans cette application, nous avons choisi d'utiliser une carte son de PC, standard 16 bits, possédant une fréquence d'échantillonnage maximum de 44,100 kHz.

Selon l'équation 1, ceci signifie que la bande passante maximum du signal à traiter est de 22,050 kHz. Avec un échantillonnage en quadrature que nous verrons plus loin, ceci peut en fait être étendu jusqu'à 44 kHz. La plupart des cartes son possèdent des filtres anti-recouvrement coupant aux environs de 20 kHz.

(Pour quelques euros de plus, des cartes son de PC supportent des taux d'échantillonnage à 96 kHz sur 24 bits, et jusqu'à 105 dB de dynamique.)

La plupart des conceptions de DSP amateurs ou professionnels utilisent des DSP spécialisés qui échantillonnent des moyennes fréquences (Ifs) de 40 kHz ou supérieures. Ils utilisent des techniques superhétérodynes analogiques pour la conversion de fréquence et le filtrage. Avec l'apparition récente des convertisseurs analogiques / numériques à vitesse rapide et à large bande, il est maintenant possible d'échantillonner directement le signal sur la totalité de la gamme HF et même dans la partie basse des VHF.

Par exemple, le convertisseur Analog Devices AD9430 est annoncé avec un taux d'échantillonnage de 218 MSps (mil-

lions de symboles par seconde) avec une résolution sur 12 bits et 700 MHz de bande passante. Ces 700 MHz peuvent être utilisés dans des applications en sous-échantillonnage, un sujet qui va au-delà de l'objectif de cette série d'articles.

Le but dans mon projet était de réaliser une radio par logiciel utilisant le moins de composants possible tout en maximisant la dynamique et la flexibilité. Pour cela, nous aurons besoin de convertir le signal haute fréquence directement en fréquence audio, de manière qu'on puisse enlever les produits de mélange non désirés ou les images causées par les changements de fréquence.

La manière la plus simple de réaliser ceci tout en maintenant une très large dynamique est d'utiliser les techniques de conversion directe pour convertir le signal haute fréquence modulé directement en bande de base. Nous pouvons mélanger le signal avec un oscillateur réglé sur la porteuse de la fréquence, pour convertir le signal

en une bande passante limitée entre 0 Hz et MF, comme montré fig. 2.

L'exemple sur cette figure montre une porteuse sur 14,001 MHz mélangée avec un oscillateur local sur 14,000 MHz pour convertir la porteuse vers 1 kHz.

Si le filtre passe-bas avait une fréquence de coupure de 1,5 kHz, n'importe quel signal compris entre 14,000 MHz et 14,0015 MHz se trouverait dans la bande passante du récepteur à conversion directe.

Le problème avec cette approche simple est que nous aurions également et simultanément tout les signaux reçus entre 13,99815 MHz et 14,000 MHz, images non désirées dans la bande passante comme montré fig. 3.

Pourquoi cela ? La plupart des amateurs sont familiers des concepts de sommes et différences de fréquences résultant du mélange de deux signaux. Lorsqu'une fréquence porteuse, f_c , est mélangée avec un oscillateur local, f_{lo} , elle se combine sous la forme générale

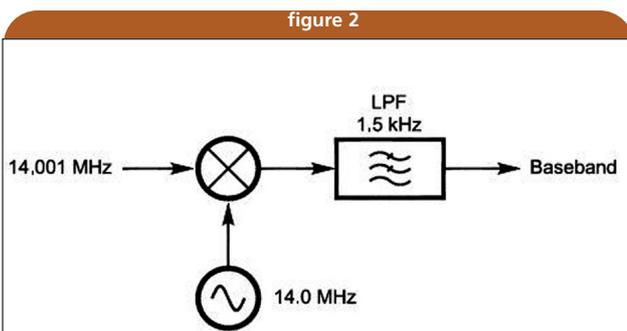


Fig 2 – Mélangeur à conversion directe avec filtre passe-bas 1,5 kHz

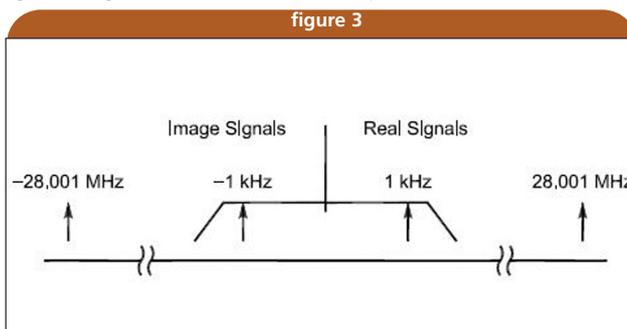


Fig 3 – Spectre de sortie sur un mélangeur, montrant somme, différence et fréquences images

$$f_c f_{lo} = \frac{1}{2} [(f_c + f_{lo}) + (f_c - f_{lo}) + (-f_c + f_{lo}) + (-f_c - f_{lo})] \text{ (Eq 2)}$$

En utilisant un mélangeur à conversion directe, fig. 2, nous recevons ces signaux de sortie primaire :

$$-f_c + f_{lo} = -14.001 \text{ MHz} + 14.000 \text{ MHz} = -0.001 \text{ MHz}$$

$$-f_c - f_{lo} = -14.001 \text{ MHz} - 14.000 \text{ MHz} = -28.001 \text{ MHz}$$

Un filtre passe-bas rejettera facilement l'image additive des fréquences -28,001 MHz, mais l'image des fréquences soustractives restera en sortie. Cette image non désirée correspond à la bande latérale opposée centrée sur la fréquence porteuse 14,000 MHz. Ceci ne devrait pas être un problème s'il n'y avait aucun signal en-dessous de 14,000 MHz qui pourrait interférer. Comme vu précédemment, tous les signaux indésirables entre 13,99815 et 14,000 MHz se traduiront dans la bande passante en même temps que les signaux désirés au-dessus de 14,000 MHz, cette image introduisant une augmentation du bruit en sortie.

Alors, comment peut-on enlever ces signaux de fréquences images ? Cela peut être réalisé grâce à un mélangeur en quadrature. Les émetteurs et récepteurs à « phasing » ou à quadrature, également appelés à mélangeur à réjection d'image, ont existé dès le début de la BLU. En fait mon premier émetteur BLU était un vieil exciter Central Electronics 20A qui incorporait un circuit de phasing. Ces systèmes à phasing ont perdu nos faveurs au début des années 60 avec l'arrivée de filtres à performances élevées et d'un coût abordable. Pour parvenir à une bonne suppression d'image ou de bande latérale opposée, un système par phasing nécessite un équilibrage extrêmement précis de l'amplitude et de la phase entre les deux échantillons de signaux qui sont chacun l'un par rapport à l'autre en opposition de phase ou en quadrature. Le terme « orthogonal » est parfois utilisé dans certains textes. Jusqu'à l'apparition du traitement numérique des signaux, il était très difficile d'obtenir un niveau de réjection image performant, exigé dans les systèmes radio modernes, conçus autour de la technologie du phasing. Depuis, le traitement numérique des signaux permet un contrôle numérique très précis de la phase et de l'amplitude. Les modulations et démodulations en quadrature sont maintenant les méthodes préférées. De tels signaux en quadrature permettent presque n'importe quelle méthode de modulation réalisée par logiciel en utilisant les techniques de DSP.

Donnez-moi I et Q et je peux démoduler n'importe quoi.

Tout d'abord considérons le mélangeur à conversion directe montré fig. 2. Lorsque le signal HF est converti en bande de base audio, en utilisant une seule voie, nous pouvons observer que la sortie varie en amplitude le long d'un seul axe comme illustré fig. 4.

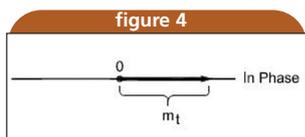
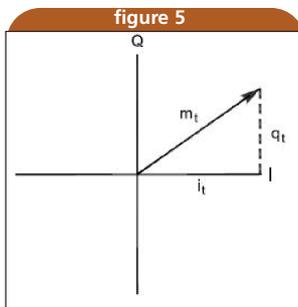


Fig 4 - Signal en phase (I) sur un plan. L'amplitude est facilement mesurée, comme étant la tension instantanée, mais aucune information de phase n'est disponible dans cette détection. C'est le type de détection AM, détecteur d'enveloppe

Nous référencerons cette caractéristique comme étant le signal en phase ou le signal I (pour in phase). Notez que son amplitude varie d'une valeur positive vers une valeur négative à la fréquence de modulation du signal. Si nous utilisons une diode pour redresser ce signal, nous réaliserions un simple détecteur d'enveloppe AM. Les deux bandes latérales de modulation véhiculent la même information et toutes deux sont présentes en sortie. Seule l'information amplitude est nécessaire pour démoduler totalement le signal d'origine. Le problème est que la plupart des autres tech-

niques de modulation nécessitent que la phase du signal soit connue. C'est ici qu'intervient la détection en quadrature. Si nous "retardons" une copie de la porteuse HF de 90° pour former un signal en quadrature (Q), nous pouvons alors l'utiliser en conjonction avec le signal en phase et les mathématiques que nous avons apprises au lycée vont être utilisées pour déterminer la phase et l'amplitude instantanée du signal d'origine.

La figure 5 illustre une porteuse HF avec le signal I sur l'axe X et le signal Q (celui qui est retardé de 90°) sur l'axe Y. Ceci est souvent présenté dans la littérature comme un diagramme de phase dans un plan complexe. Nous sommes maintenant capables d'extrapoler ces deux signaux et de représenter par un vecteur (diagramme de Fresnel) l'amplitude et la phase instantanée du signal d'origine.



l'inverse de la tangente (ou arc tangente) comme ci-après

$$\phi_t = \tan^{-1} \left(\frac{Q_t}{I_t} \right) \text{ (Eq 4)}$$

Ainsi, si nous savons mesurer les valeurs instantanées de I et Q, nous avons tout ce qu'il faut pour connaître à chaque instant les composantes du signal. Ceci est vrai si nous travaillons sur un signal analogique en continu ou sur un signal discret échantillonné. Avec I et Q nous pouvons démoduler un signal AM directement en utilisant l'équation 3 ou FM en utilisant l'équation 4. Pour démoduler la BLU, nous avons besoin d'une étape supplémentaire. Les signaux en quadrature peuvent être utilisés pour retirer les fréquences images et ne laisser que la bande latérale désirée. Les équations mathématiques relatives aux signaux en quadrature sont complexes mais sont très compréhensibles en les étudiant un petit peu.

Fig 5- Les signaux I et Q sur un plan complexe. Le vecteur magnitude, m(t) tourne dans le sens anti horaire à une vitesse de 2 πfc. L'amplitude et la phase du vecteur en rotation peuvent être déterminées à chaque instant avec les équations 3 et 4

D'accord, ici vous aurez à utiliser les fonctions complémentaires de votre calculette, pour calculer l'amplitude m_t ou l'enveloppe du signal ; nous utiliserons un peu de trigonométrie sur les angles droits du triangle rectangle. Vous savez que le carré de l'hypoténuse est égal à la somme des carrés des côtés opposés. C'est le fameux théorème de Pythagore. Ici l'hypoténuse est tout simplement m_t (l'amplitude en fonction du temps)

$$m_t = \sqrt{I_t^2 + Q_t^2} \text{ (Eq 3)}$$

La phase instantanée du signal mesuré à partir de l'axe positif de I dans le sens « anti-horaire » peut aussi être calculée par

Je vous recommande un article à lire appelé : « Quadrature Signals : Complex, but not Complicated » écrit par Richard Lyons. Cet article peut être trouvé à l'adresse www.dspsgu.ru.com/info/tutor/quadsig.htm. L'article développe d'une manière très logique la manière dont s'effectue la démodulation d'un échantillonnage en quadrature. Une compréhension basique de ces concepts est essentielle pour concevoir des radios définies par logiciel. Nous pouvons ainsi profiter des capacités analytiques des signaux en quadrature à travers un mélangeur en quadrature. Pour comprendre les concepts de base du mélange en quadrature, référons-nous à la figure 6, qui illustre un mélangeur en quadrature I/Q.

technique

technique

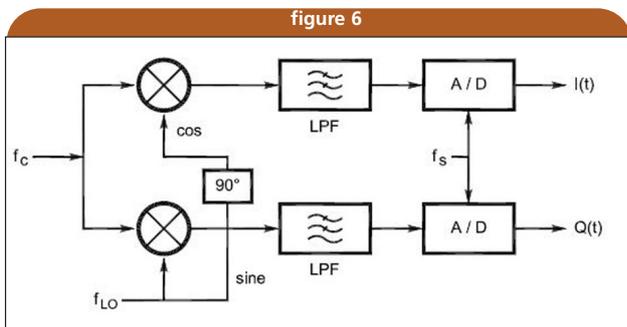


Fig 6- Mélangeur échantillonneur en quadrature : La porteuse HF, f_c , alimente les deux mélangeurs en parallèle. L'oscillateur local (sinus) alimente directement la voie inférieure et après un retard de 90° (cosinus) alimente la voie supérieure du mélangeur. Les filtres passe-bas anti-recouvrement sont placés avant la conversion A/D. La voie supérieure génère le signal $I(t)$ et la voie inférieure le signal $Q(t)$. Dans le PC SDR les filtres passe-bas et convertisseurs A/D sont intégrés à la carte son

Tout d'abord le signal d'entrée HF traverse un filtre passe-bande et est appliqué sur les entrées des deux mélangeurs en parallèle. En retardant le signal de l'oscillateur local de 90° , nous pouvons générer une onde « cosinusoidale » qui en tandem forme un oscillateur en quadrature. La porteuse HF, $f_c(t)$, est mélangée respectivement avec le signal cosinusoidal et sinusoidal de l'oscillateur local, puis traverse le filtre passe-bas pour créer des signaux en phase $I(t)$ et en quadrature $Q(t)$. Effectivement la voie $Q(t)$ est déphasée de 90° par rapport à la voie $I(t)$ par le mélange avec l'oscillateur local sinusoidal. Le filtre passe-bas est conçu pour une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de Nyquist, pour prévenir tout recouvrement, dans l'étape de conversion analogique/numérique (ADC). Le convertisseur A/D convertit en continu les signaux en échantillons discrets. Maintenant que nous avons les échantillons de I et Q en mémoire, nous pouvons opérer la magie du traitement de signal.

Avant d'aller plus loin, laissez-moi vous rappeler qu'avec cette méthode de changement de fréquence il peut être très coûteux d'obtenir une bonne réjection des bandes latérales opposées avec des circuits analogiques. Toute variation dans les valeurs des composants causera un déséquilibre dans la phase où l'amplitude entre les deux voies, entraînant une détérioration correspondante dans la réjection de la bande latérale non désirée. Avec des circuits analogiques, il est difficile d'obtenir mieux que 40 dB de réjection sans un coût élevé. Heureusement, il est maintenant possible de corriger immédiatement ces déséquilibres par un logiciel adapté.

Un autre point défavorable des récepteurs à conversion directe est que le bruit augmente lorsque le signal démodulé s'approche de 0 Hz. Ces bruits proviennent de différentes sources telles que le rapport de bruit $1/F$ des semi-conducteurs eux-mêmes, du 50 Hz ou du 100 Hz, du ronflement des lignes d'alimentation, des bruits microphoniques mécaniques, des bruits de phase de l'oscillateur local proche de la fréquence porteuse. Tout ceci peut limiter la sensibilité. Alors que la plupart des graphistes préfèrent une tonalité en télégraphie inférieure à 1000 Hertz, il se trouve que beaucoup de ces bruits basse fréquence tournent autour de 1 kHz.

Depuis que les cartes son peuvent traiter les signaux jusqu'à 20 kHz et au-delà, pourquoi ne pas utiliser une partie de cette bande passante pour s'éloigner de ce bruit basse fréquence ? Le PC SDR utilise une bande de base MF décalée de 11,025 kHz pour réduire le bruit à un niveau gérable. En décalant l'oscillateur local de 11,025 kHz, nous pouvons maintenant recevoir des signaux proches de la fréquence porteuse sans aucun de ces bruits basse fréquence. Ceci réduit également d'une manière significative les effets des bruits de phase de l'oscillateur local. Une fois que nous avons capturé numériquement le signal, c'est une tâche insignifiante pour un logiciel que de glisser ce signal démodulé vers un décalage de 0 Hz.

Le DSP dans le domaine fréquentiel.

Tous les textes sur les DSP que j'ai pu lire se concentrent sur le domaine du filtrage et de la démodulation des signaux SSB en utilisant une technique de filtrage appelée FIR (Finite

Impulse Response), ces techniques ayant été largement exposées dans la littérature ^{1,2,3} mais, n'étant pas actuellement utilisées dans notre PC SDR, elles ne seront pas développées dans cette série d'articles.

Notre PC SDR utilise la puissance des transformées de Fourier rapides (TFR), (fast Fourier transform ou FFT en anglais).

capables de réaliser la majeure partie du travail dans le domaine fréquentiel. La plupart des textes sur les DSP expliquent dans le détail le côté mathématique de la chose, pour permettre ainsi le développement du code nécessaire à cette TFR. Heureusement Intel nous aide grandement en fournissant dans ses librairies sur le traitement de signal ⁴ un code sous forme exécutable. Ne perdons pas notre temps à réécrire une TFR. Nous avons juste besoin de savoir comment l'utiliser.

Simplement dit, la TFR convertit le signal complexe I et le signal temporel discret Q dans un spectre de fréquences. La sortie de la TFR peut être imaginée comme une grande banque de filtres passe-bandes très étroits appelés bandes spectrales ou « bin », chacune mesurant l'énergie spectrale dans sa bande passante respective. La sortie ressemble à un filtre en peigne où chaque « bin » recouvre légèrement le « bin » adjacent, formant une courbe en festons comme le montre la figure 7. Lorsque le signal est précisément centré sur la fréquence du « bin » il n'y aura qu'une valeur correspondante, seulement dans ce « bin ». Si la fréquence est décalée par rapport au centre du « bin », il y aura une augmentation correspondante de la valeur du « bin » adjacent et une diminution de la valeur

du « bin » en cours. L'analyse mathématique décrit complètement la relation entre les « bins » TFR, mais ce n'est pas non plus l'objet de cet article. Plus loin, une version complexe de TFR nous permettra de mesurer à la fois la phase et l'amplitude du signal dans chaque « bin » en utilisant les équations 3 et 4 ci-dessus.

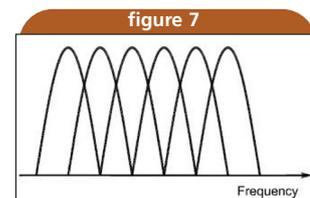


Fig 7 - La sortie TFR ressemble à un filtre en peigne. Chaque « bin » ou bande de fréquence recouvre le « bin » adjacent. Les points de recouvrement à -3 dB fournissent une sortie linéaire. La phase et l'amplitude de chaque bande de fréquence sont déterminées par les équations 3 et 4

La figure 8 illustre la sortie d'une TFR complexe ou en quadrature. La bande passante de chaque « bin » TFR peut être traitée comme montré dans l'équation 5, où BW_{bin} est la largeur de bande unitaire d'un « bin », f_s la fréquence d'échantillonnage et N la taille de la TFR. La fréquence centrale de chaque « bin » de TFR peut être déterminée par l'équation 6 où f_{center} est la fréquence centrale du « bin », n est le numéro du « bin », f_s est le taux d'échantillonnage et N la taille de la TFR. Les « bins » 0 jusqu'à $N/2-1$ représentent les fréquences de la bande latérale supérieure et les « bins » $N/2$ jusqu'à $N-1$ représentent les fréquences de la bande latérale inférieure autour de la fréquence porteuse.

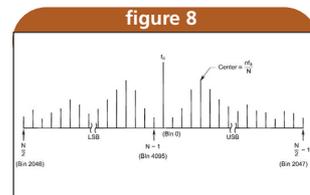


Fig 8 - Une sortie TFR complexe. La sortie peut être vue comme une série de filtres passe-bande alignés autour de la fréquence porteuse, f_c , au « bin » 0. N représente le nombre de « bins » TFR. La bande latérale supérieure se situe entre les « bins » 1 à $N/2-1$. La bande inférieure entre les « bins » $N/2$ et $N-1$. La fréquence centrale et la largeur de bande sont déterminées par les équations 5 et 6

Simplement dit, la TFR convertit le signal complexe I et le signal temporel discret Q dans un spectre de fréquences. La sortie de la TFR peut être imaginée comme une grande banque de filtres

passes-bandes très étroits appelés bandes spectrales ou « bin », chacune mesurant l'énergie spectrale dans sa bande passante respective. La sortie ressemble à un filtre en peigne où chaque « bin » recouvre légèrement le « bin » adjacent, formant une courbe en festons comme le montre la figure 7. Lorsque le signal est précisément centré sur la fréquence du « bin » il n'y aura qu'une valeur correspondante, seulement dans ce « bin ». Si la fréquence est décalée par rapport au centre du « bin », il y aura une augmentation correspondante de la valeur du « bin » adjacent et une diminution de la valeur du « bin » en cours.

L'analyse mathématique décrit complètement la relation entre les « bins » TFR, mais ce n'est pas non plus l'objet de cet article. Plus loin, une version complexe de TFR nous permettra de mesurer à la fois la phase et l'amplitude du signal dans chaque « bin » en utilisant les équations 3 et 4 ci-dessus.

La figure 8 illustre la sortie d'une TFR complexe ou en quadrature. La bande passante de chaque « bin » TFR peut être traitée comme montré dans l'équation 5, où BW_{bin} est la largeur de bande unitaire d'un « bin », f_s la fréquence d'échantillonnage et N la taille de la TFR. La fréquence centrale de chaque « bin » de TFR peut être déterminée par l'équation 6 où f_{center} est la fréquence centrale du « bin », n est le numéro du « bin », f_s est le taux d'échantillonnage et N la taille de la TFR. Les « bins » 0 jusqu'à $N/2-1$ représentent les fréquences de la bande latérale supérieure et les « bins » $N/2$ jusqu'à $N-1$ représentent les fréquences de la bande latérale inférieure autour de la fréquence porteuse.

$$BW_{bin} = \frac{f_s}{N} \quad (\text{Eq 5})$$

$$f_{center} = \frac{nf_s}{N} \quad (\text{Eq 6})$$

Si nous adoptons une fréquence d'échantillonnage d'une carte à 44,1 kHz et un nombre de « bins » TFR de 4096, alors la largeur de bande et la fréquence centrale de chaque « bin » sera de :

$$BW_{bin} = \frac{44100}{4096} = 10.7666 \text{ Hz}$$

$$f_{center} = n10.7666 \text{ Hz}$$

Que signifie tout cela ? C'est que le récepteur aura 4096 filtres passe-bande, allant de 11 Hz environ à 40 kHz par incrément de 11 hertz !

Notre PC SDR propose les fonctions suivantes après la conversion TFR :

- Filtres passe-bande, fixes et variables
- Conversion de fréquence
- Démodulation BLU/CW
- Sélection de la bande latérale
- Soustraction du bruit
- Squelch sélectif en fréquence
- Suppresseur de bruit.
- Egalisation graphique (contrôle de tonalité).
- Équilibrage phase et amplitude pour supprimer les images.
- Génération de la BLU.
- Autres modes numériques tels que PSK31 et RTTY.

Une fois que le traitement de signal dans le domaine fréquentiel est effectué, il est facile de convertir à nouveau le signal dans le domaine temporel en utilisant une TFR inverse. Dans notre PC SDR, seul l'AGC avec un filtrage adaptatif du bruit est actuellement réalisé dans le domaine temporel.

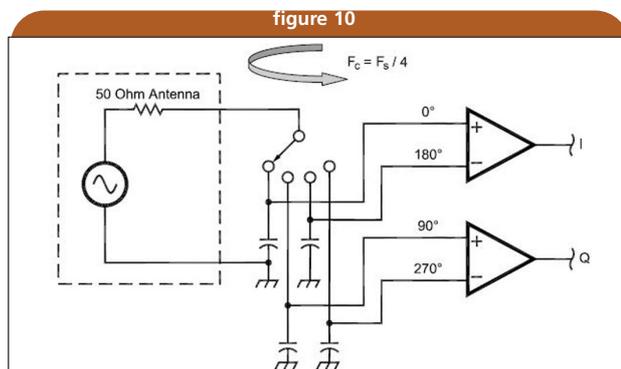
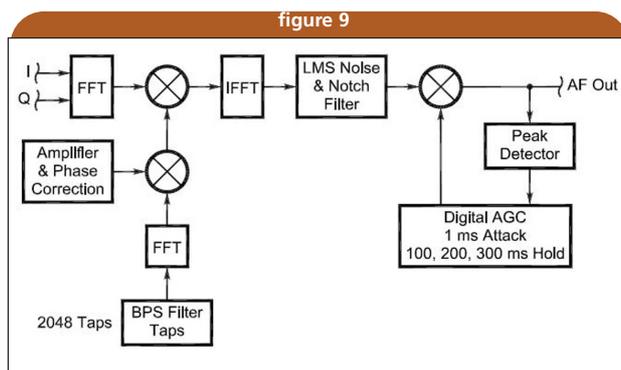


Fig 10 – Détecteur de Tayloe : le commutateur tourne à la vitesse de la fréquence porteuse de telle manière que chaque condensateur échantillonne le signal à chaque rotation. Les capacités à 0° et 180° sont sommées pour produire le signal en phase (I), les signaux des capacités 90° et 270° sont sommés pour produire le signal en quadrature, (Q).

Un synoptique simplifié de l'architecture de notre PC SDR est montré et fig. 9. Ces concepts seront discutés en détail dans un article futur.

Échantillonnage de signaux HF avec un détecteur de Tayloe, nouvelle approche d'un vieux problème.

Alors que je cherchais sur Internet des informations sur les mélangeurs en quadrature, j'ai découvert une des conceptions les plus élégantes et innovantes réalisée par Dan Tayloe, N7VE. Dan qui travaille pour Motorola a développé et breveté ce qui est appelé un détecteur de Tayloe6.

La beauté de ce détecteur apparaît à la fois dans l'élégance de sa conception et dans son exceptionnelle efficacité. Il ressemble certes à d'autres concepts, mais apparaît unique dans ses très hautes performances avec un minimum de composants^{7,8,9}.

Dans sa forme la plus simple, vous pouvez construire un convertisseur abaisseur en quadrature avec seulement trois ou quatre circuits intégrés (moins l'oscillateur local) pour un coût inférieur à 10 €.

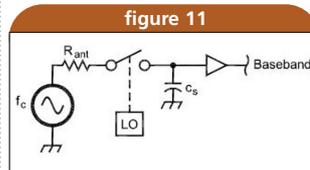


Fig 11 – Circuit échantillonneur bloqueur : Chacune des quatre capacités dans le détecteur de Tayloe forme un circuit RC échantillonneur bloqueur. Lorsque le commutateur est passant, le condensateur se chargera à la valeur moyenne de la porteuse durant son quart de cycle respectif. Durant les 1/2 de cycle restants il gardera sa charge. La fréquence de l'oscillateur local est égale à la fréquence porteuse de telle manière que la sortie puisse se situer dans la bande de base.

Fig 9 – L'architecture du logiciel SDR : Les signaux I et Q proviennent directement de la carte son, ils alimentent une TFR complexe de 4096 « bins ». Les coefficients du filtre passe-bande sont pré-calculés et convertis dans le domaine fréquentiel pour réaliser un filtrage efficace. Le signal filtré est alors converti vers le domaine temporel en utilisant une TFR inverse. Un filtre pour le bruit et un « notch » adaptatifs, un AGC numérique suivent dans le domaine temporel

technique

La figure 10 illustre une version du détecteur de Tayloe à simple équilibrage

Il peut être imaginé comme un commutateur à quatre positions tournant à la même période que la fréquence porteuse. L'antenne d'impédance 50 ohms est connectée sur le rotor et chacune des positions du commutateur est reliée à un condensateur d'échantillonnage. Comme le rotor du commutateur tourne exactement à la vitesse de la porteuse HF, chaque condensateur se charge à l'amplitude de la porteuse pour exactement 1/4 du cycle, et gardera sa valeur pour le temps restant du cycle. Ce commutateur rotatif échantillonnera donc le signal respectivement à 0°, 90°, 180°, et 270°.

Comme montré sur la figure 11, l'impédance de 50 ohms et le condensateur d'échantillonnage forment un filtre RC / passe-bas durant la période lorsque chaque contact respectif est actif. Ainsi chaque échantillon représente l'intégrale, ou la valeur moyenne de la tension du signal durant son quart de cycle respectif.

Lorsque le contact est ouvert, chaque condensateur d'échantillonnage conservera sa charge jusqu'au prochain tour. Si la porteuse HF et la fréquence de rotation sont exactement en phase, le niveau de tension sur chaque condensateur sera à un niveau continu égal à la valeur moyenne de l'échantillon.

Si nous réalisons la somme, avec un ampli opérationnel, des sorties différentielles, sur les condensateurs d'échantillonnage 0° et 180° (voir fig. 10), la sortie sera une tension continue égale à deux fois le niveau des valeurs échantillonnées individuellement, lorsque la fréquence de rotation du commutateur sera égale à la fréquence de la porteuse.

Imaginez, 6 dB de gain sans bruit ! Même chose pour les condensateurs correspondant à 90° et 270°.

La sommation 0°/180° forme la voie *I* et la sommation 90°/270° forment la voie *Q* de la conversion basse du signal en quadrature. Comme nous décalons la fréquence de la porteuse de la fréquence d'échantillonnage, les valeurs sur les phases inversées ne resteront pas sommées à zéro. La fréquence de sortie variera en fonction du battement ou de la différence de fréquence entre la porteuse et la fréquence de rotation du commutateur, produisant une représentation très précise de toutes les composantes du signal converties vers la bande de base. La figure 12 montre le schéma d'un simple détecteur de Tayloe équilibré. Il consiste en un PI5V331, 1 : 4 FET démultiplexeur qui commute le signal sur chacune des quatre capacités d'échantillonnage. Le 74AC74 double flip flop est connecté comme un compteur Johnson diviseur par quatre pour fournir les deux horloges déphasées au démultiplexeur. Les sorties des condensateurs d'échantillonnage sont sommées en différentiel à travers les deux LT1115, ampli opérationnel à très faible bruit, pour former respectivement les sorties *I* et *Q*.

Notez que l'impédance de l'antenne forme la résistance d'entrée pour le gain de l'ampli opérationnel comme montré dans l'équation 7.

Cette impédance pourrait varier de manière significative en fonction des antennes utilisées. J'utilise des amplificateurs d'instrumentation dans ma conception finale pour éliminer la variabilité du gain en fonction de l'impédance d'antenne. Plus d'informations sur la conception des circuits seront fournies dans un prochain article. Comme le cycle d'utilisation de chaque commutation est de 25 %, la résistance effective dans le réseau RC correspond à l'impédance de l'antenne multipliée par 4 dans la formule du gain de l'amplificateur opérationnel, comme montré dans l'équation 7.

$$G = \frac{R_f}{4R_{ant}} \quad (\text{Eq 7})$$

Par exemple, avec une résistance de contre-réaction, R_f , de 2 kilo-ohms et une impédance d'antenne, R_{ant} , de 50 ohms le gain résultant sur l'étage de sortie est

$$G = \frac{2000}{4 \times 50} = 10$$

Le détecteur de Tayloe peut également être analysé comme un filtre numérique commuté^{10,11,12}. Ceci signifie qu'il fonctionne comme un filtre à poursuite à très haut *Q*, où l'équation 8 détermine la largeur de la bande et où *n* est le nombre de capacités d'échantillonnage. R_{ant} est l'impédance de l'antenne et C_s la valeur des capacités d'échantillonnage individuelles. L'équation 9 détermine le Q_{det} du filtre, où f_c est la fréquence centrale et BW_{det} est la largeur de bande du filtre.

$$BW_{det} = \frac{1}{\pi n R_{ant} C_s} \quad (\text{Eq 8})$$

$$Q_{det} = \frac{f_c}{BW_{det}} \quad (\text{Eq 9})$$

Par exemple, si nous considérons que les capacités d'échantillonnage font 0,27 μF et que l'impédance d'antenne est 50 ohms, alors BW et Q son calculés comme suit :

$$BW_{det} = \frac{1}{(\pi)(4)(50)(2.7 \times 10^{-7})} = 5895 \text{ Hz}$$

$$Q_{det} = \frac{14.001 \times 10^6}{5895} = 2375$$

Puisque notre PC SDR utilise une moyenne fréquence en bande de base décalée, MF, j'ai choisi de concevoir la largeur de bande du détecteur à 40 Hz pour permettre l'élimination du bruit basse fréquence comme indiqué précédemment.

Le véritable avantage du détecteur de Tayloe est son efficacité. Il a été établi que le mélangeur à commutation idéal possède une perte de conversion minime à 3,9 dB. Les mélangeurs à haut niveau à diodes ont une perte de conversion de 6 à 7 dB et un niveau de bruit 1 dB

supérieur à la perte. Le détecteur de Tayloe, remarquable, affiche moins de 1 dB de perte de conversion.

Comment cela peut-il se faire ! La raison en est que ce n'est pas réellement un mélangeur mais un détecteur à échantillonnage sous forme d'un échantillonneur-bloqueur en quadrature. Cela signifie que sa conception adhère à la théorie de l'échantillonnage temporel discret qui, similaire par moments au mélangeur, possède ses propres et uniques caractéristiques. Dans un mélangeur traditionnel, le signal de sortie est à zéro durant 50 % du cycle de la porteuse alors que l'oscillateur local est un signal carré. Parce qu'en fait l'échantillonneur bloqueur maintient la valeur du signal entre deux échantillons, le signal de sortie ne redescend jamais à zéro.

C'est ici que le recouvrement peut en fait être utilisé à notre avantage. Alors que chaque commutateur et capacité dans le détecteur de Tayloe échantillonne bel et bien une fois à chaque cycle le signal HF, ils répondront aux fréquences de recouvrement aussi bien qu'à celles situés dans la gamme de fréquence de Nyquist.

Dans un récepteur traditionnel à conversion directe, la fréquence de l'oscillateur local est réglée sur la porteuse de telle manière que la différence de fréquence, ou MF, soit égale à 0 Hz, et la sommation de fréquence à deux fois la fréquence de la porteuse selon l'équation 2. Nous retirons normalement la sommation de fréquence à travers un filtre passe-bas, entraînant une perte de conversion et une augmentation correspondante du niveau de bruit.

Dans le détecteur de Tayloe, la sommation de fréquence se situe dans la première fréquence de recouvrement, comme montré sur la figure 13.

Rappelez-vous qu'un recouvrement est un vrai signal et qu'il

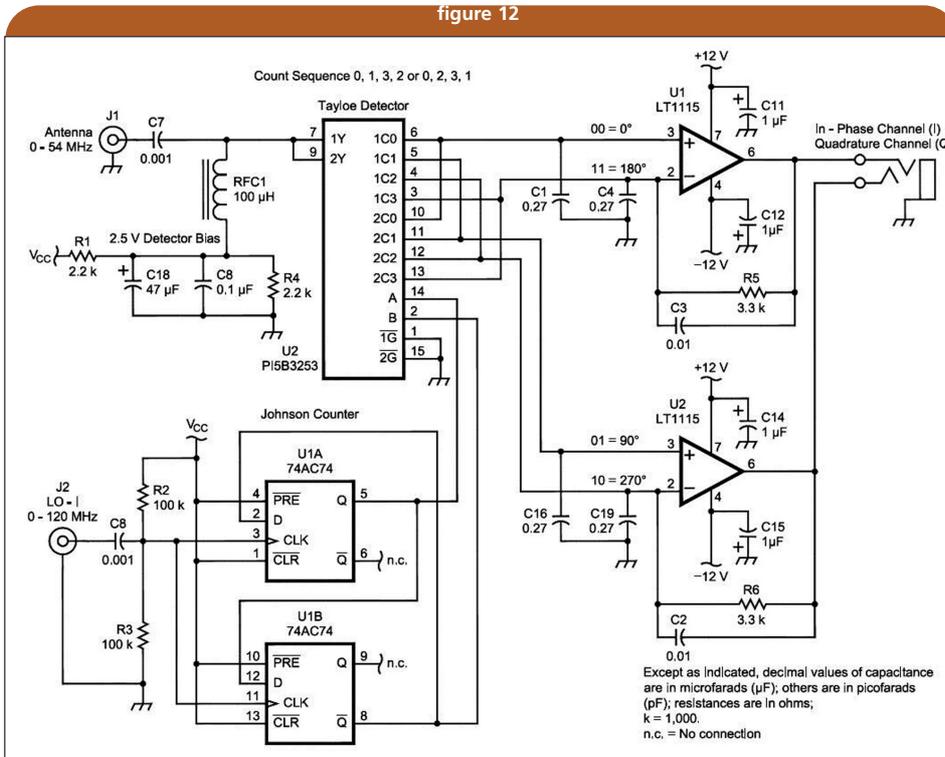
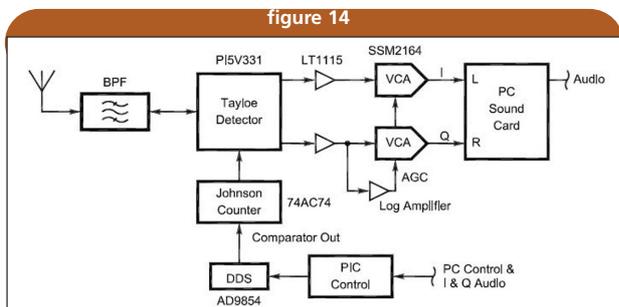
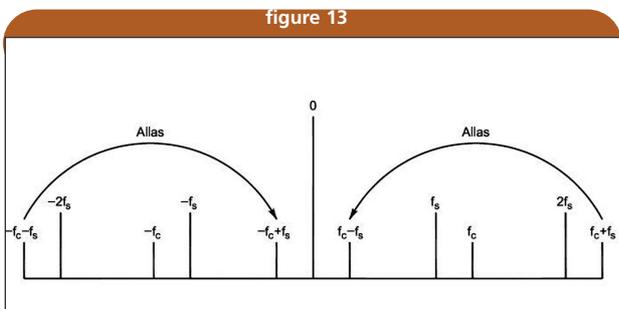


Fig 12 - Détecteur de Taylor équilibré seul



apparaîtra en sortie comme s'il était un signal de la bande de base. Par conséquent, le recouvrement s'additionne au signal de la bande de base sur un détecteur théoriquement sans perte. En réalité il y a une légère perte due à la résistance du commutateur et aux pertes d'ou-

vertures dues aux imperfections des temps de commutations.

L'électronique du transceiver PC SDR.

Le détecteur de Taylor procure ainsi, à bas prix, une méthode hautement performante pour

Fig 13 - Somme d'un recouvrement en sortie du détecteur de Taylor : Alors que le détecteur de Taylor échantillonne le signal, la somme de fréquence ($f_c=f_s$) et son image ($-f_c-f_s$) se retrouvent au premier recouvrement de fréquence. Les signaux de recouvrement se somment avec les signaux de la bande de base pour éliminer le produit de mélange, association perdue avec des mélangeurs traditionnels. Dans un mélangeur typique, l'énergie de sommation est perdue à travers le filtrage, augmentant ainsi le niveau de bruit

Fig 14- Synoptique du PC SDR : Après un filtre passe-bande, l'antenne alimente directement le détecteur de Taylor, qui a son tour fournit les sorties I et Q en bande de base. Un DDS et un compteur de Johnson diviseur par quatre commandent le détecteur démultiplexeur de Taylor. Le LT1115s offre une sommation et une amplification différentielle à bruit ultra-faible avant un circuit AGC analogique à grande dynamique constitué par le SSM2164 et l'ampli logarithmique

un convertisseur abaisseur en quadrature, aussi bien qu'une conversion élevatrice pour l'émission. Pour un système complet, nous aurons à réaliser un contrôle de gain automatique, AGC, pour prévenir toute surcharge des entrées des convertisseurs A/D ainsi qu'un

moyen de contrôle numérique de la fréquence.

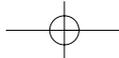
La figure 14 illustre l'architecture de l'électronique du récepteur PC SDR tel qu'il existe actuellement. Le challenge a été de construire une chaîne analogique à faible bruit qui soit à la hauteur de la dynamique du détecteur de Taylor et de celle de la carte son du PC. Ceci sera explicité dans un futur article. Je réalise actuellement un prototype complet d'un émetteur récepteur PC SDR, le SDR1000. Il couvrira en réception une gamme générale de 100 kHz à 54 MHz et émettra sur toutes les bandes amateurs du 160 m au 6 m.

Les applications du SDR

Actuellement, un PC d'entrée de gamme possède une fréquence d'horloge très supérieure à 1 GHz et coûte quelques centaines d'euros ; nous avons là une exceptionnelle capacité de traitement à notre disposition pour réaliser les tâches d'un DSP, comme nous le rêvions par le passé.

Le transfert de connaissances de la théorie académique vers la pratique est la première limite de la viabilité de cette technologie pour le radioamateur expérimentateur. Cette série d'articles tente de démystifier quelques-uns des concepts pour encourager l'expérimentation au sein de notre communauté. L'ARRL a récemment formé un groupe de travail sur le SDR pour aider dans cet effort. Le SDR recopie le monde analogique dans le monde numérique, ce dernier pouvant être manipulé avec beaucoup plus de précision.

Les radios analogiques ont toujours été modélisées mathématiquement et peuvent alors être traitées par ordinateur. Ceci signifie que pratiquement n'importe quel type de modulation peut être manipulé avec des niveaux de performances difficiles ou impossibles à atteindre avec des circuits analogiques.



technique

Imaginons quelques-unes des applications amateurs pour le SDR.

- Transceiver HF de compétition.
- Moyenne fréquence de haut niveau pour les bandes UHF.
- Transceiver numérique multi-modes.
- Exploitation des faibles signaux E.M.E..
- Mode voix numérique.
- Etc... Ce que vous voudrez bien imaginer, programmez-le !

Remerciements

Je voudrais remercier ceux qui m'ont assisté dans mon parcours pour comprendre les radios logicielles. Dan Tayloe, N7VE, a toujours été disponible et d'une aide immense en répondant à toutes mes questions au sujet du détecteur de Tayloe. Doug Smith, KF6DX et Leif Åsbrink, SM5BSZ, ont eu la gentillesse de bien vouloir

répondre de très nombreuses fois à mes questions au sujet des DSP et sur la conception du récepteur. Plus que tout, je voudrais remercier mon équipe des déjeuners de travail du dimanche matin, Mike Pendley, WA5VTV, Ken Simmons, K5UHF, Rick Kirchof, KD5ABM, et Chuck Mc Leavy, WB5BMH. Tous ces OM ont travaillé sur mes questions chaque semaine et m'ont apporté les meilleurs conseils et réflexions tout au long du projet. Je voudrais aussi remercier mon adorable épouse, Virginia, qui a été incroyablement patiente durant toutes les heures que j'ai investies dans ce projet.

À partir de là, que faire... ?

Trois futurs articles décriront la construction et la programmation du PC SDR. Le prochain article de la série détaillera l'interface logicielle vers la carte son du PC.

L'intégration du son « full duplex » avec Direct X a été l'un des principaux défis du projet. Le troisième article décrira la programmation en Visual Basic

et l'utilisation de la librairie Intel pour le traitement du signal DSP en radiocommunication. L'article final décrira l'électronique complète du SDR 1000.

Gérald est radioamateur depuis 1967. Tout d'abord novice durant ses années de lycée puis « General Class » en tant que WA5RXW, il passe ensuite dans la classe « Advanced » et devient KE5OH avant de terminer le lycée. Il reçoit sa licence « Première classe » de radiotéléphonie durant ses études supérieures et son passage dans l'industrie de transmission pour la télévision. Après 25 années d'inactivité OM, Gérald reprend du service actif dans les rangs radioamateurs en 1997, il satisfait alors aux critères pour obtenir sa licence « Extra Class » et devient AC5OG. Gérald vit à Austin, Texas ; il est actuellement à la direction de Sixth Market Inc., un fonds d'investissement orienté vers les logiciels d'intelligence artificielle. Précédemment il a créé et développé cinq sociétés de technologies de matériels, logiciels, et fabrication d'électronique. Gérald possède un baccalauréat scientifique en ingénierie électrique de l'université du Mississippi State. Il est passionné par les développements « maison » de radio définie par logiciel, la bande 6 m, le DX, et le trafic satellite.

GENERAL ELECTRONIQUE SERVICES

205, rue de l'Industrie - Zone Industrielle
B.P. 46 - 77542 SAVIGNY-LE-TEMPLE Cedex
Tél. : 01.64.41.78.88 - Télécopie : 01.60.63.24.85
http://www.ges.fr — e-mail: info@ges.fr

ET AUSSI DANS LE RESEAU G.E.S.

MRT-0905-2-C

FREQUENCEMETRES OPTOELECTRONICS de 10 Hz à 3 GHz
Documentation sur demande

CD-100 10 MHz à 1 GHz	3000Aplus 20 Hz à 3 GHz	
CUB 1 MHz à 2,8 GHz	3300 1 MHz à 2,8 GHz	
MicroCounter 10 MHz à 1,2 GHz	8040 10 Hz à 3 GHz	
MINI SCOUT 10 MHz à 1,4 GHz		
M1 10 Hz à 2,8 GHz		
SCOUT (40) 10 MHz à 2 GHz		

Digital Scout - Fréquencemètre digital et analogique 10 MHz à 2,6 GHz. Sensibilité <3 mV @ 150 MHz. 1000 mémoires de 65 kb chacune. Capture des signaux digitaux et analogiques selon les protocoles APCO 25, Tetrapol, TDMA, GSM, FHSS, On/Off Keying et fréquences pulsées (300 µs mini). Fonction mesureur de champ -45 à +5 dBm (±5 dBm) et affichage bargraph. Port RS-232 pour sauvegarde mémoires vers PC avec option CBDS-KIT. Vibreur incorporé et bipeur. Sortie C15 permettant d'accorder automatiquement un récepteur compatible sur la fréquence capturée (uniquement analogique). Commande le volume et le squelch de l'IC-PCR-1000.

WATTMETRE BIRD PROFESSIONNEL

Boîtier BIRD 43
450 kHz à 2300 MHz
100 mW à 10 kW
selon bouchons de mesure tables 1 / 2 / 3 / 6

Autres modèles et bouchons sur demande

MIT-3201
ANALYSEUR DE SPECTRE, MESUREUR DE CHAMPS, RECEPTEUR LARGE BANDE de 100 kHz à 2 GHz

- FM bande étroite, FM bande large, AM et BLU
- Précision de fréquence assurée par PLL
- Sensibilité environ 0-6 dB µV EMF
- Impédance 50 ohms
- Toutes les fonctions sélectionnables par menu
- HP intégré
- Interfaçable RS-232 pour connexion PC...

Documentation sur demande

TUBES EIMAC

Charges de 5 W à 50 kW
Wattmètres spéciaux pour grandes puissances
Wattmètre PEP

