

LA RADIO LOGICIELLE

ou

LE TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL expliqué aux analogiciens par un analogicien.

Robert BERRANGER F5NB

Sixième partie : Analyse de récepteurs numérisés.

Article publié dans Radio-REF d'octobre 2007.

Dans la première partie, nous avons traité de l'échantillonnage. Dans la seconde, nous avons vu les oscillateurs (NCO) et les filtres FIR. Dans la troisième, nous avons poursuivi avec le filtrage de décimation, la démodulation et les boucles de CAG. Dans la quatrième, nous avons abordé la démodulation numérique et la transformée de Fourier et dans la cinquième nous avons vu l'émission numérisée à large bande. Dans celle-ci, nous analyserons des exemples de réalisation.

N-B : Il est important pour suivre cet article d'avoir lu les précédents qui expliquent les concepts abordés ici.

La numérisation des récepteurs s'est faite progressivement, selon les progrès des composants d'interfaçages numériques. Les premiers récepteurs pour lesquels on peut parler de « Software Defined Radio » (SDR) ou « Radio Logicielle » sont apparus il y a une vingtaine d'années. Il s'agissait de récepteurs hétérodynes à numérisation sur FI basse. Pour ma part, j'ai participé à l'étude d'un tel récepteur il y a 17 ans. Nous commencerons par analyser son architecture.

Numérisation sur FI basse.

La figure 1 reproduit l'architecture de ce récepteur HF 1,5 – 30 MHz.

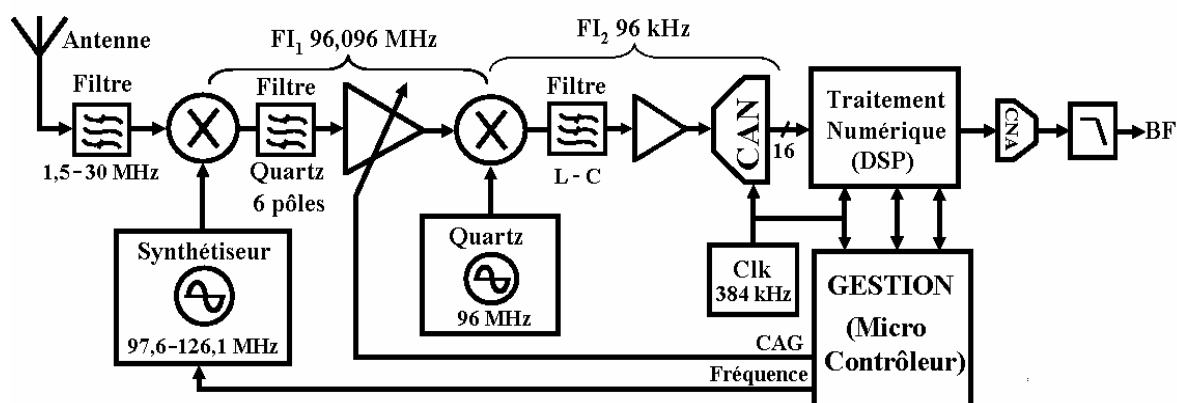


Figure 1

Oscillateurs et horloges sont verrouillés sur un TCXO à 9,6 MHz.

Nous avons une architecture classique HF large bande avec 1^{ère} FI haute (au dessus de la bande d'entrée) et second changement en FI basse, ici à 96 kHz, fonction du CAN et du DSP disponibles à l'époque.

Le CAN 16 bits, aux performances encore limitées, avait une SFDR de 80 dB, suffisante pour assurer la dynamique instantanée à l'intérieur de la bande du filtre 96 MHz. Pour la dynamique totale, aux 96 dB du CAN, il faut ajouter 9 dB gagnés grâce à la décimation dans le traitement numérique⁽¹⁾. Ce n'est pas assez, et il faut une CAG qui est appliquée à l'ampli 96 MHz à gain variable. La gestion de cette CAG est faite par le μ P comme expliqué dans le 3^{ème} article (mais ici, la mesure du niveau CAN est faite en numérique). C'est lors de cette étude que le brevet a été déposé.

Le filtre 96 kHz est rudimentaire (L-C passe-bas avec $F_c = 150$ kHz). En effet, la fonction anti-repliement est faite par le filtre 96 MHz à quartz. Ce filtre, petit et facile à fabriquer, a une bande passante d'environ 15 kHz.

Le traitement numérique contient un DDS, le filtre de canal et la démodulation. Le DDS est réduit à sa plus simple expression. On remarquera le rapport de quatre entre la FI 96 kHz et la fréquence d'échantillonnage à 384 kHz. Alors, un seul coup d'horloge suffit pour passer en bande de base I et Q. Ensuite, nous avons un filtre de décimation par 8, le FIR de canal et la démodulation. Toutes ces opérations ont déjà été détaillées dans les précédents articles.

Avantages de la numérisation.

- Suppression du (des) filtre(s) de canal à quartz, encombrant(s) et cher(s)
- Filtre de canal adaptatif selon les modes
- Facilité d'implantation de modems logiciels pour les modes numériques
- Facilité des traitements en bande de base (squelch, Notch-filter, suppression de certains parasites et bruits de fond).

Q : Et pas de meilleures performances ?

R : Non. Si les fonctionnalités sont plus complètes, les performances ne sont pas meilleures. D'ailleurs, c'est l'occasion de bousculer certaines idées reçues.

Si la numérisation des récepteurs a été si lente, ce n'est pas parce que l'on ne savait pas « fabriquer » des briques numériques performantes. Non, c'est parce que l'on ne savait pas faire des interfaces analogique/numérique performantes. Il ne faut pas oublier qu'un récepteur est une chaîne. Et comme toute chaîne, elle ne vaut que ce que vaut le maillon le plus faible. Or, même avec numérisation directe du signal antenne, il reste encore des maillons analogiques aux performances limitées (ampli HF et CAN principalement). Autre exemple : ça ne sert à rien d'avoir des filtres numériques avec des flancs vertigineux, si le bruit de phase de l'OL ou la gigue de l'échantillonneur bloqueur, les transforme en pentes douces.

Le développement d'amplis et de CAN radio de plus en plus performants a été initié par les nouvelles communications qui sont apparues dans les années 90, à savoir les liaisons satellites, et les radiotéléphones de 2^{ème} génération (GSM). Ces nouvelles télécoms utilisent toutes des modulations numériques, ont des bandes de fréquences réservées, où l'on sait ce qui s'y passe (nombre de canaux, géographie des puissances émises, synchronisme temporel, etc...). Tout ceci fait que la dynamique reste raisonnable, et aujourd'hui, avec les performances obtenues des amplis et des CAN, on numérise systématiquement en FI large bande, la partie analogique restante n'assurant qu'une fonction de « transverter ». Ceci, pour les matériels fixes. Pour les portables, c'est l'architecture « zéro IF » (conversion directe en bande de base) qui a la faveur, pour sa simplicité, parce que l'on est en bande RF étroite, et parce que la dynamique demandée à ces récepteurs est raisonnable.

Q : *Mais pourquoi nous n'utiliserions pas, nous aussi, une architecture à conversion directe ? J'ai lu que grâce à un nouveau convertisseur, « Le détecteur de Tayloe », on obtenait une très grande dynamique.*

R : Cela ne résout pas vraiment les problèmes de la conversion directe dans le cas d'un récepteur universel large bande, comme ceux qui équipent nos transceivers HF.

Le détecteur de Tayloe (N7VE).

J'ai découvert ce fameux détecteur dans la traduction d'un article de AC5OG parue dans Radio-REF de décembre 2005⁽²⁾. S'y reporter pour savoir de quoi l'on parle, ou alors entrer « Tayloe detector » dans un moteur de recherche sur le Web.

C'est en fait un « détecteur de produit », c'est-à-dire un convertisseur de fréquence en bande de base. En français, à mon avis, le terme « détecteur » a un sens plus restreint qu'en anglais et est réservé à la démodulation et à la mesure (détecteur d'amplitude et détecteur de phase). On devrait donc plutôt traduire par « convertisseur de Tayloe » ou « échantillonneur de Tayloe », car il s'agit bien de la mise en œuvre d'un quadruple échantillonneur. Nous avons sur la figure 2 le schéma générique d'un échantillonneur.

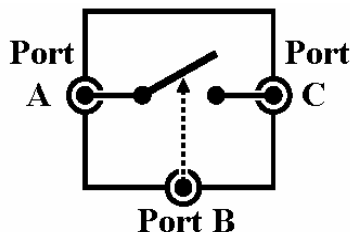


Figure 2

C'est un module à trois ports. Un port d'entrée A qui est l'entrée du signal à traiter, un port d'entrée B qui est l'entrée du signal de traitement, et le port C qui est la sortie du signal traité. Les ports A et B seront donc connectés à une source et le port C à une charge. Le port A est linéaire et le port B est logique (on/off). La fonction de transfert de l'échantillonneur est une convolution (multiplication) des ports A et B, avec résultat en C.

Ce module réalise différentes fonctions suivant l'environnement dans lequel il est inséré. Il peut être :

- Echantillonneur bloqueur, avec une petite capacité de charge en C, et lecture en tension.
- Mélangeur⁽³⁾, avec un filtre à la sortie C (sélection du bon terme du produit).
- Détecteur d'amplitude, (entrées A et B synchrones et en phase avec intégration de la sortie C).
- Détecteur de phase, (entrées A et B à la même fréquence avec intégration de la sortie C et entrée A à amplitude constante).

Ici, c'est sa fonction « mélangeur » qui nous intéresse.

Un mélangeur linéaire réalise la fonction de transfert $U_s = U_1 \sin(\omega_1) \times U_2 \sin(\omega_2)$. C'est la fonction d'un mélangeur dit « actif » constitué d'un multiplieur (cellule de Gilbert). Les mélangeurs actifs ont une faible dynamique et un mauvais facteur de bruit. Lorsque l'on veut de la dynamique, on utilise un mélangeur à commutation dit « passif » qui réalise la fonction de transfert $U_s = U_1 \sin(\omega_1) \times \text{signe}[\sin(\omega_2)]$ (mélangeur équilibré). On peut remplacer le signe moins par zéro (mélangeurs ou échantillonneurs simples). Par rapport aux mélangeurs linéaires, ces derniers ajoutent des produits harmoniques liés au port de commutation.

Je voudrais bien préciser ici qu'il n'y a aucune différence de fonction de transfert entre un mélangeur à diode et un échantillonneur. Les différences résident dans la technologie mise en œuvre et l'environnement qu'on leur associe.

Une manière de faire un commutateur HF est d'utiliser un transistor Fet spécial dont la résistance à l'état passant peut descendre à quelques ohms. La tension élevée nécessaire pour les commander et leurs capas parasites font que l'isolement entre les ports d'entrée se dégrade rapidement au dessus d'une fréquence de coupure ne dépassant guère la HF.

Une autre manière est d'utiliser la caractéristique d'une diode. Alors la commutation se fait par injection et coupure de courant dans la diode. Pour injecter un courant, il suffit que la tension de la source dépasse le seuil de la diode. Le courant se coupe quand la tension est inversée⁽⁴⁾. Quand le courant augmente dans une diode, sa résistance dynamique diminue jusqu'à atteindre un palier. Pour les diodes utilisées en commutation, la résistance « ON » est typiquement d'une dizaine d'ohms. La commutation par diodes a l'avantage d'être constante sur une grande plage de fréquence et d'être très simple à mettre en œuvre. C'est pourquoi elle est universellement utilisée dans les mélangeurs, en particulier les mélangeurs équilibrés en anneau.

Je ne m'étendrai pas plus sur les mélangeurs en anneau qui mériteraient un article complet. Si j'en parle, c'est pour les comparer avec les mélangeurs à échantillonnage et essayer de voir pourquoi on peut préférer ces derniers dans certains cas.

Venons en maintenant au détecteur de Tayloe. Nous avons son schéma de principe sur la figure 3.

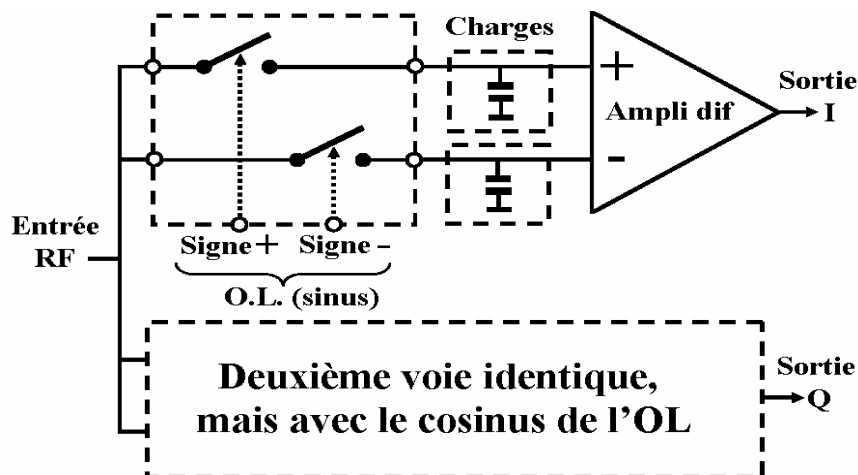


Figure 3

C'est un convertisseur en bandes de base I et Q utilisant deux échantillonneurs symétriques par voie. On peut aussi dire que c'est un détecteur de phase avec une entrée RF à amplitude variable.

Un OM perspicace me ferait remarquer que mon synoptique n'est pas tout à fait identique, car mes interrupteurs sont fermés pendant une demie période alors que ceux de N7VE ne sont fermés qu'un quart de période. Noter qu'avec mon option, les capacités de charge doivent être divisées par deux pour une même bande passante.

Voyons sur la figure 4 les différences comportementales entre les deux options.

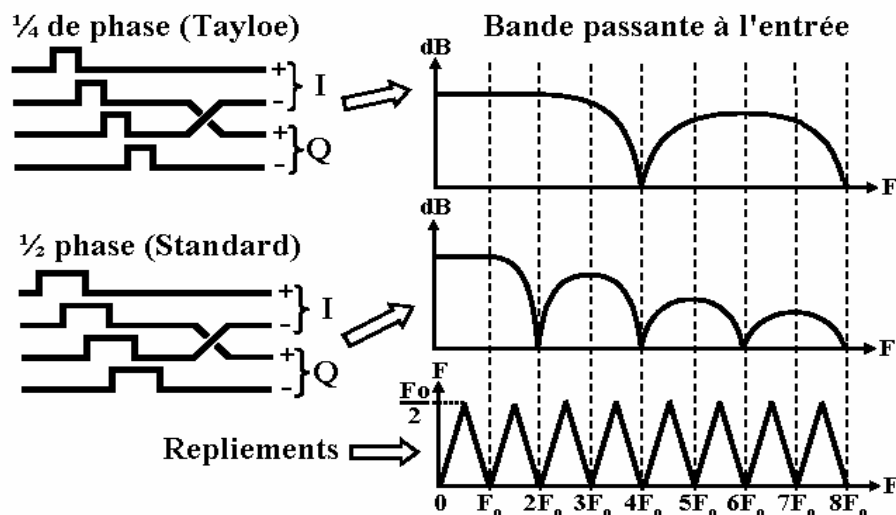


Figure 4

En regardant les repliements, nous voyons que la conversion en bande de base se fait, non seulement à la fréquence homodyne, mais sur tous ses harmoniques. Avec l'échantillonnage en demie phase, il y a des nuls pour tous les harmoniques pairs, ce qui n'est pas le cas avec le quart de phase. Mais, une analyse fine nous montrerait que pour ces harmoniques, les sorties + et - sont en phase. Avec un mélangeur équilibré, nous pouvons alors obtenir un nul grâce à la réjection de mode commun de l'ampli différentiel de lecture⁽⁵⁾.

Cette comparaison nous fait découvrir que le détecteur de Taylor a des réponses sur tous les harmoniques impairs de l'OL. Ce n'est pas une particularité, ceci est valable pour **tous** les mélangeurs à commutation. En conséquence, un récepteur analogique à conversion directe avec un mélangeur à commutation⁽⁶⁾ a une couverture maximum de 1,5 octave, moins la pente du filtre de bande⁽⁷⁾. Si l'on veut couvrir plus large, il faut que la fréquence FI ait une valeur supérieure à la largeur de bande d'entrée, et être en dehors de cette bande.

Ainsi, pour la bande HF 1,5 – 30 MHz, la première FI doit être supérieure à 28,5 MHz, et hors de la bande HF, soit 30 MHz minimum. L'OL irait de 31,5 à 60 MHz. En pratique, il nous faut un filtre anti-repliements (qui sont ici, supérieurs à la FI), et d'isolation de la FI. Ceci nous oblige à augmenter la FI pour obtenir un filtre « fabricable ». On arrive ainsi à une fréquence FI de l'ordre de 40 à 45 MHz.

Avec, les mélangeurs à commutation, nous avons aussi des combinaisons d'harmoniques qui se replient dans la bande. Nous sommes alors amenés à considérer une FI supérieure à 2 fois la bande HF, et même trois fois. Voilà l'explication de la FI haute à 96 MHz sur notre récepteur⁽⁸⁾.

Q : OK, mais pour nous radioamateurs, nous n'avons que des bandes de fréquence limitées. Donc, au lieu d'un récepteur large bande, on peut envisager un récepteur multi bandes.

R : C'est possible, bien que cela entraîne une batterie de filtres de sous bandes. Mais il reste des problèmes liés à la conversion directe en général, et au détecteur de Taylor en particulier.

Un convertisseur en bande de base comprend toujours un filtre passe-bas qui réalise une fonction d'intégration. Généralement, c'est un R-C du second ordre qui est combiné avec l'ampli différentiel⁽⁹⁾. Avec le détecteur de Taylor, ce filtre est du premier ordre, avec un simple RC constitué du condensateur en parallèle sur la sortie et de la résistance interne de la source⁽¹⁰⁾. C'est sûr, on ne peut pas faire plus simple, mais on ne peut pas faire moins performant non plus⁽¹¹⁾.

La charge étant un condensateur, on fournira du courant à l'échantillonneur et on lira la sortie, soit en courant, en récupérant une certaine puissance qui sera maximum quand $R_c=R_s$, et $U_c = \text{f.e.m.} / 2^{(12)}$, soit en tension, et $U_c=\text{f.e.m.}$, mais alors, aucune puissance récupérée⁽¹³⁾. Comme la charge est réactive capacitive, la source RF devra avoir une impédance non nulle, capable de fournir son courant sur court-circuit, sous peine de distorsion.

Voyons maintenant les avantages revendiqués par N7VE pour son système.

a) Plus grande sensibilité (moins de pertes et meilleur facteur de bruit).

Dans un échantillonneur, les pertes sont dues principalement à la résistance dynamique du commutateur en série avec l'impédance de charge. Quand celle-ci est réactive comme ici (aucune puissance consommée), les pertes en **tension** devraient être quasi nulles à la fréquence zéro, puis épouser la courbe de réponse du filtre RC passe-bas obtenu. Mieux, comme il s'agit de la fem, on gagne 6 dB, ce qui nous fait une différence de 12 dB avec un mélangeur en anneau. Mais tout n'est pas aussi parfait (on se disait aussi). En effet, on est connecté à la source un quart du temps, et le reste sur la capa seule qui a une impédance plus élevée, et variable avec la fréquence. En conséquence, le bruit de l'ampli OP est non seulement plus élevé, mais il augmente sérieusement quand la fréquence BF diminue⁽¹⁴⁾. Au final, l'amélioration du rapport S/B n'est que de quelques décibels. Noter qu'il serait meilleur avec un échantillonnage demie phase. Noter aussi que le montage différentiel apporte peu d'amélioration au rapport S/B, car les bruits des deux entrées AOP ne sont pas corrélés.

b) Dynamique totale.

C'est le point fort de l'échantillonneur à Fet. Avec une alim 12V, on obtient une bonne douzaine de dB en plus par rapport à un mélangeur haut niveau en anneau.

c) Dynamique instantanée

Elle est donnée par le calcul de l'IP3 à partir de mesures d'IMD3. La dynamique est dégradée par les non linéarités des commutateurs traversés par les courants, réactifs ou non, et les défauts de commutation (recouvrements, glitches). Là aussi, l'échantillonneur est meilleur, car la résistance des commutateurs est plus faible que celle des diodes et l'impédance de charge est plus élevée. Il est difficile de chiffrer l'écart, car il est directement lié aux composants utilisés.

d) Faible bande passante ?

Si nous nous référons à l'entrée, le Q relatif peut être élevé (et il est proportionnel à la fréquence d'entrée). Mais c'est un filtre RC du premier ordre, donc peu performant (6 dB par octave, deux fois moins qu'un simple circuit bouchon).

Q : *Globalement, ce convertisseur est quand même meilleur, non ?*

R : Sur certains points, oui, mais il y a le revers de la médaille.

Nous avons déjà vu que la bande RF était limitée pratiquement à moins d'une octave. Mais il y a plus gênant.

L'amélioration de la sensibilité est la conséquence d'une charge purement réactive. Comme la résistance des commutateurs est faible, cela veut dire que le détecteur de Tayloe se comporte lui aussi comme une charge réactive. Par ailleurs, pour bénéficier de l'amélioration de la dynamique, il faut le connecter directement à l'antenne via un filtre de bande. Même si l'antenne a une impédance nominale (ROS 1), comme un générateur HF, son câble et le filtre seront le siège d'ondes stationnaires élevées (charge très réactive). Résultat : fortes ondulations dans le filtre et dans le câble d'antenne. Pour certaines fréquences, et selon la

longueur du câble d'antenne, la sensibilité sera fortement dégradée si la sortie du filtre correspond à un nœud de tension.

Q : *C'est pourquoi AC5OG intercale un amplificateur d'instrumentation entre le filtre et le détecteur de Tayloe ?*

R : Oui, mais alors il perd en partie ses avantages. *Grosso modo :*

- La dynamique totale diminue de la valeur du gain de l'ampli et l'IP3 aussi.
- L'isolement sortie / entrée de l'ampli est à peine supérieur à son gain.
- Il est difficile d'obtenir pour l'ampli un IP3 aussi bon que celui de l'échantillonneur, et avec des IP3 égaux, l'IP3 résultant serait quand même 3 dB inférieur.

Avant de poursuivre, il nous faut parler de la fuite de l'OL par l'antenne. C'est l'un des problèmes majeurs de la conversion directe. Cette fuite n'est pas une question de principe, elle est liée à l'imperfection des composants. Dans le cas d'un mélangeur équilibré à échantillonnage, le mauvais appariement des interrupteurs et des condensateurs de charge, les capacités parasites entre le port de commande et le port d'entrée, et la mauvaise symétrie de l'ampli différentiel de lecture, font qu'un signal d'OL composé de paliers et de glitches se retrouve à l'entrée, intégrés par le filtre de bande, et rayonnés par l'antenne. Le résultat est d'émettre un « tune » permanent dans la bande RF, et donc de se transformer en brouilleur pour les autres usagers. Les normes sont assez strictes sur ce défaut. Intercaler un ampli devant le mélangeur permet d'améliorer l'isolation, mais comme il doit être très linéaire, il est contre-réactionné et l'isolation ne dépasse guère son gain. Noter que si l'ampli a un gain supérieur à une dizaine de dB, son facteur de bruit devient prépondérant, et le mélangeur n'a plus besoin d'être aussi bon.

Q : *Vous ergotez un peu. Pour la majorité des OM, l'impasse peut être faite sur certaines performances, si l'on obtient une réelle simplification. Non ?*

R : Vous avez raison. En fait, le principal problème concerne la faible bande d'entrée qui oblige à faire des sous bandes pour couvrir toute la bande HF.

Si j'ai semblé très critique envers N7VE, c'est que la lecture de ses écrits est agaçante. Il a trouvé une forme simple de convertisseur en bande de base I et Q par échantillonnage, et il voudrait en plus qu'elle ait toutes les vertus. Alors, il escamote les sujets qui fâchent (la simplicité et la performance sont rarement associées, hélas !). Son détecteur n'a rien de nouveau, et il faut bien comprendre que les performances sont liées avant tout aux composants utilisés. Personnellement, j'ai réalisé des échantillonneurs en bande de base depuis les années 70, notamment pour l'asservissement des oscillateurs (et je n'étais pas le premier). En 1993, le « monstre du Loch Ness » de la conversion directe ayant ressurgi dans l'entreprise, j'ai été amené à réétudier la question. J'ai alors utilisé un échantillonneur de Tayloe sans le savoir, avec un OL demie phase, et construit en composants discrets. Mais cela ne résout pas tous les problèmes, et le monstre est retourné dans les profondeurs du loch. Il ressurgit maintenant dans les récepteurs de téléphonie portable (faible dynamique et bande étroite) et dans les architectures numériques (quasi parfaites).

Cela me donne une introduction pour l'analyse d'un deuxième récepteur, que l'on peut qualifier de « numérique », puisque l'on numérise directement à la fréquence antenne.

Récepteur numérique HF large bande

Ce récepteur date d'une dizaine d'années, et je ne dirais pas que c'était la merveille des merveilles, mais il a démontré que l'on pouvait faire un récepteur numérique HF large bande avec des performances acceptables⁽¹⁵⁾.

Nous avons son synoptique sur la figure 5 (partie matérielle).

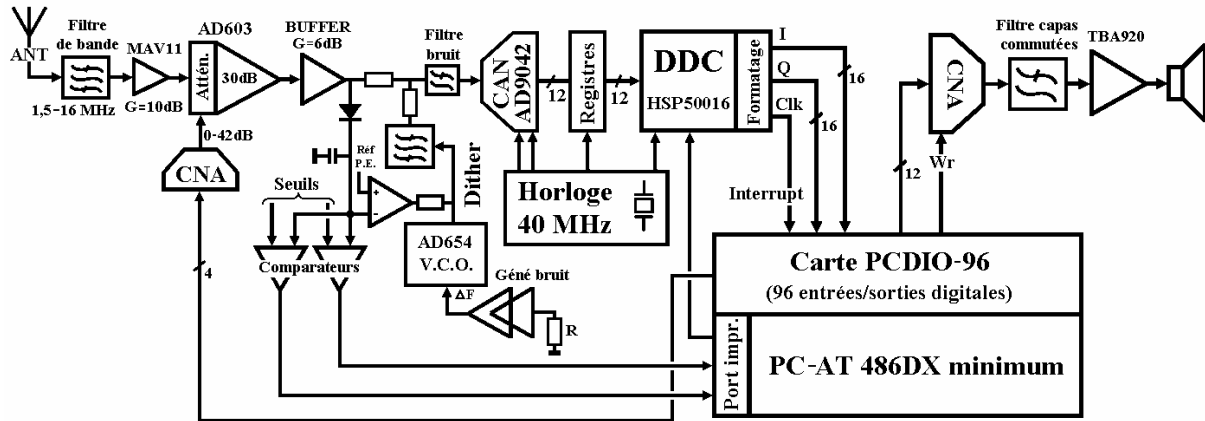


Figure 5

Analyse de l'architecture.

Nous avons d'abord un filtre de bande anti-repliements. La bande s'arrête à 16 MHz du fait de l'horloge à 40 MHz. Nous avons vu dans le premier article le moyen de couvrir la bande HF avec deux sous bandes et deux fréquences d'horloge. Maintenant les CAN et les DDC montent plus haut en fréquence, et il n'y a plus de problème pour couvrir la totalité de la bande HF.

Nous avons ensuite une série de trois amplificateurs. Le premier est un MMIC qui masque le bruit de l'AD603, il a un IP3 très élevé (+20 dBm à son entrée) et un fb acceptable (6,5 dB). Le troisième est un buffer pour ne pas charger l'AD603. Celui-ci a un gain fixe, et un atténuateur à commutations à son entrée. Comme il ne fournit pas de courant, et qu'il est bouclé, il a une dynamique élevée et indépendante de son atténuation, ce qui conserve la dynamique instantanée du CAN, quelle que soit la CAG. Bien que l'AD603 ait un interpolateur pour avoir une variation continue de son atténuation, on lui applique 14 pas de 3 dB après conversion d'un mot de 4 bits. Ceci est la conséquence de la gestion numérique de la CAG. J'en profite pour dire un mot sur celle de AC50G.

Vous remarquerez que sa CAG est faite analogiquement en bande de base, derrière le mélangeur et les préamplis BF, mais avant la numérisation et le filtrage de canal. Ceci impose aux circuits analogiques une contrainte de dynamique élevée. Nous sommes donc dans la configuration de filtrage de canal post-CAG que nous avons abordée dans le troisième article. La conséquence est une mauvaise tenue aux brouilleurs, quelle que soit la dynamique du mélangeur. La solution serait de mettre juste derrière le filtre d'entrée un atténuateur par pas (IP3 élevé) et de coupler sa commande avec l'ALC numérique fait après démodulation. Mais il ne pourrait pas commercialiser son récepteur car le procédé est breveté, et ce brevet là est incontournable⁽¹⁶⁾.

Poursuivons. A la sortie en tension du buffer, nous avons une résistance série de 50 Ω, préconisée pour obtenir la meilleure linéarité du CAN⁽¹⁷⁾. Ensuite nous avons l'addition (par résistances) du dither, puis un filtre en pi pour éliminer le bruit de la chaîne d'amplification dans les bandes de repliement (revoir 1^{er} article). Derrière le CAN, nous avons un registre tampon qui n'est plus nécessaire avec les versions actuelles.

A la sortie du buffer, nous avons un détecteur d'amplitude qui sert pour la CAG et le dither. Celui-ci est composé d'un multivibrateur AD654 dont la fréquence est contrôlée, entre autre, par une tension. Nous nous servons de cette entrée pour faire de la FM à partir d'un bruit gaussien généré par une résistance de 470 kΩ (carbone aggloméré) et amplifié par deux

amplis OP. Un ampli différentiel qui reçoit le niveau du détecteur et une référence de pleine échelle fournit une tension d'alimentation au transistor collecteur ouvert de sortie de l'AD654 (équivalent à la modulation plaque de nos anciens émetteurs AM). Noter que la commande du dither travaille en boucle ouverte. A sa sortie, nous avons un filtre de 40 kHz de bande, centré sur 120 kHz, et qui a plus de 90 dB de réjection à 1,5 kHz et à 1,5 MHz.

Par ailleurs, la tension détectée est appliquée à deux comparateurs de niveaux à -1 dB et -6 dB sous la pleine échelle. Leurs sorties sont utilisées par le gestionnaire de CAG pour connaître le niveau crête des signaux d'entrée.

Après le CAN, les signaux numériques sont appliqués à un DDC (Digital Down Converter). Celui-ci est le Harris HSP50016, simple et facile d'emploi. Nous avons son schéma synoptique sur la figure 6.

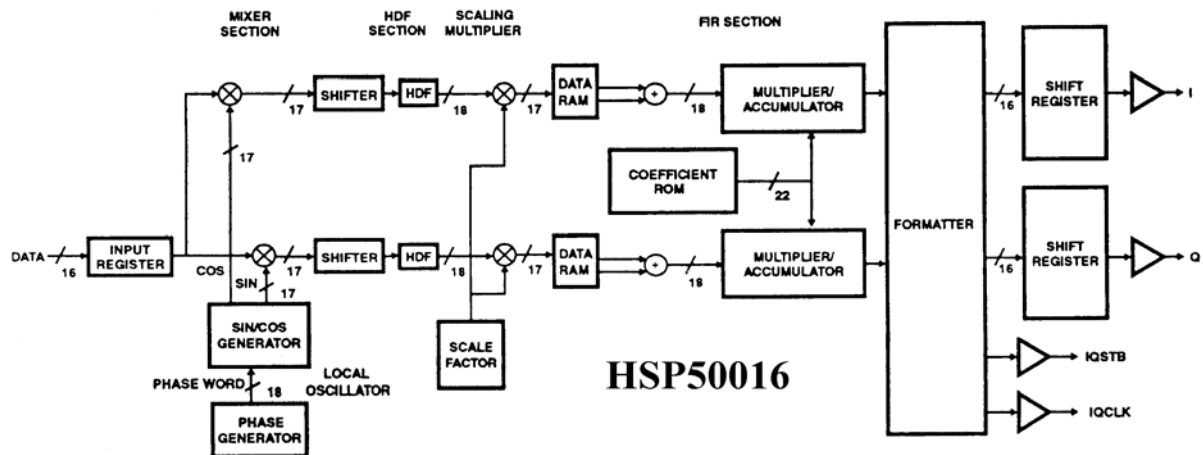


Figure 6

La conversion en bande de base s'effectue par multiplication du signal d'entrée avec les sorties (sinusoïdales) en quadrature d'un NCO (résolution en fraction de Hz). Puis nous avons un premier filtrage décimateur par un filtre en peigne du 5^{ème} ordre (HDF), précédé d'une atténuation (shifter), fonction du facteur de décimation (compensation du gain de traitement). Cette première décimation peut être comprise entre 16 et 32768. Ensuite nous avons un ajustage du gain (scaling multiplieur) puis un FIR à 121 coefficients, avec une deuxième décimation par quatre. Les coefficients du FIR sont en ROM, ce qui simplifie, mais ne nous permet pas de contrôler le facteur de forme. Cela n'a aucune importance en radio, puisqu'il est de 1,43 entre 3 et 100 dB, donc sûrement dégradé par l'échantillonneur bloqueur. Ensuite le signal est formaté pour une sortie série. Le DDC a une possibilité de sortir en bande de base réelle grâce à une sorte de Weaver simplifié, mais elle n'est pas utilisée ici.

Q : Les sorties I et Q se font sur 16 bits, alors que nous n'entrons que sur 12 bits.

R : Comme déjà expliqué dans le troisième article, la décimation nous apporte un gain de traitement. Ici, il est d'ailleurs bien plus grand que 4 bits. Il suffit de ne connecter que les 8 MSB du CAN pour voir que la dynamique ne change pas du tout (mais il faut conserver le CAN 12 bits et le dither).

Après le DDC, le signal est reformaté en parallèle puis entre dans une carte I/O insérée dans un PC. Après traitement en bande de base, le signal numérique sort par la même carte, puis est converti par un CNA 12 bits, suivi d'un filtre anti-aliasing à capacités commutées et d'un ampli de puissance. Toute cette partie est conventionnelle, et pourrait être située dans une carte SON standard 8 bits ou plus.

Traitement numérique en bande de base.

Le traitement et la gestion sont faits par le PC. Le programme a été écrit en Turbo Pascal avec des routines en assembleur utilisant le coprocesseur math. Nous avons sur la figure 7 les algorithmes de démodulation.

Démodulation AM

Démodulation FM

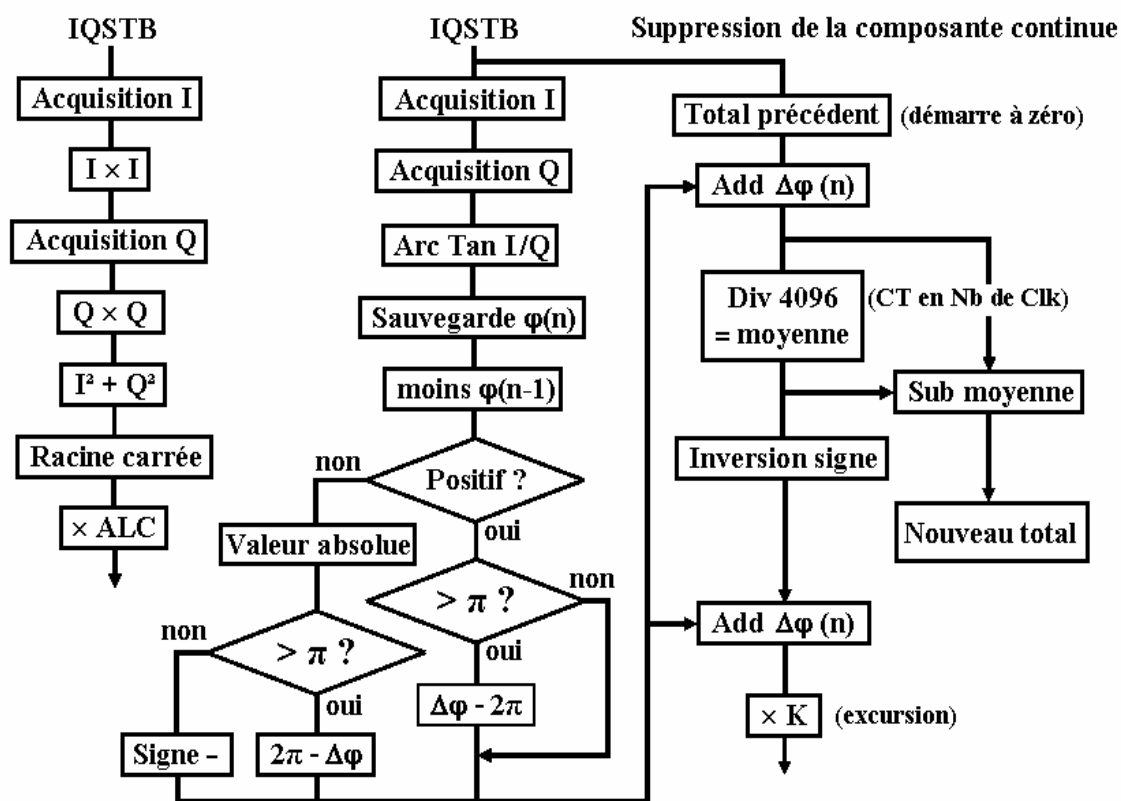


Figure 7

La démodulation AM est très simple. Elle est suivie d'un ALC conforme à l'algorithme de la figure 12 du 3^{ème} article.

La démodulation FM utilise la fonction arc tangente du coprocesseur math suivi d'une compensation de la composante continue (AFC). Pas d'ALC, mais une multiplication par une constante K qui détermine la largeur du discriminateur (plus K est élevé, et plus le discri est étroit).

Le décodage (pas la démodulation) de la BLU utilise la méthode du Weaver (revoir 3^{ème} article). Nous avons sur la figure 8 l'algorithme adapté au HSP50016.

Décodage BLU (méthode du Weaver)

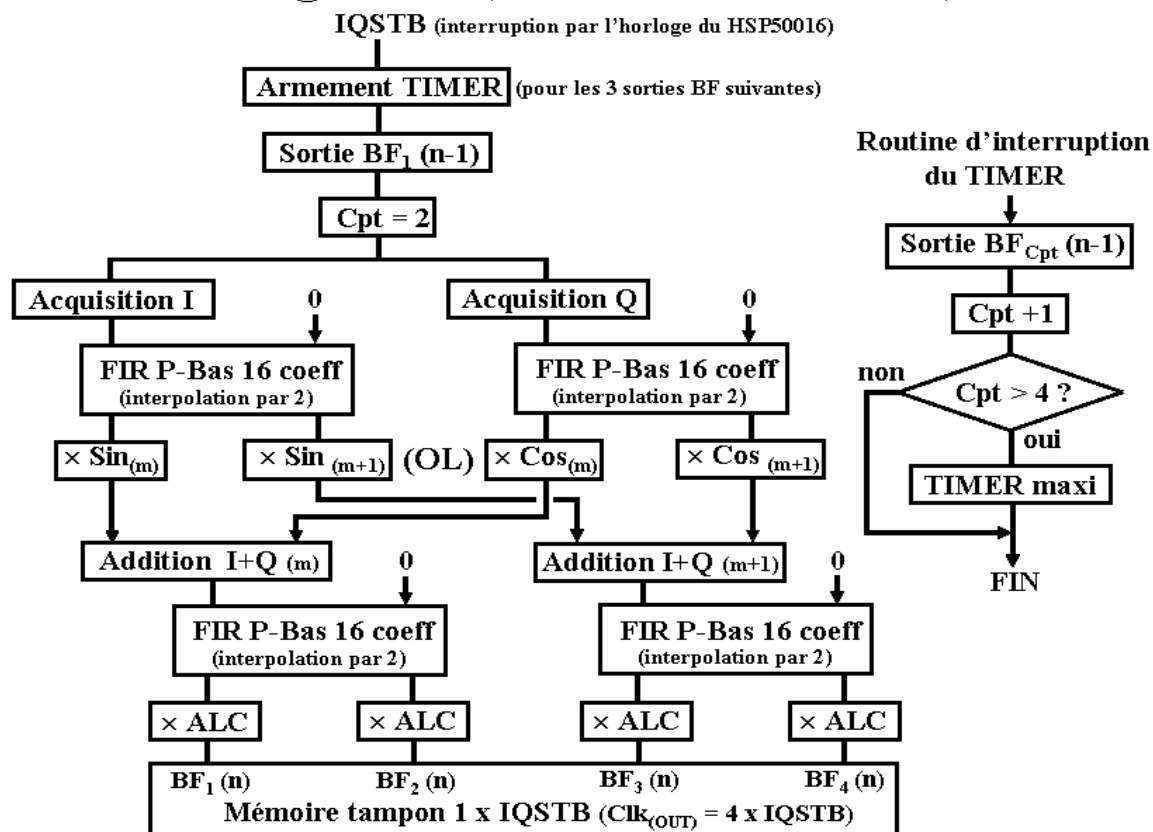


Figure 8

A la sortie du DDC, l'horloge est à 4830 Hz, pour une bande I et Q de 1350 Hz. Après interpolation par deux⁽¹⁸⁾, nous avons une horloge à 9660 Hz. La fréquence OL est égale à 1610 Hz, ce qui transpose la bande (en la doublant), entre 260 et 2960 Hz. Le sinus et le cosinus de l'OL sont pris dans une table à six entrées ($1610 = 9630 / 6$). La deuxième interpolation par deux est faite pour avoir un filtre anti-repliements à la sortie du CNA compatible avec l'AM et la FM. La commutation BLU sup / BLU inf est faite en inversant les tables sinus et cosinus de l'OL.

L'ALC est le même que pour l'AM.

La CAG HF avec son couplage avec l'ALC est conforme à la figure 15 du 3^{ème} article. Bien sûr, les performances concernant la tenue aux brouilleurs tiendront beaucoup de la stratégie et du dimensionnement des paramètres. Je suis désolé de ne pouvoir les détailler car ils sont « réservés Société ». Ce sera donc au concepteur de trouver les siens à partir du principe général.

Performances :

- fb = 12 dB
- Niveau maxi à l'entrée : +4 dBm.
- Dynamique instantanée : oscille entre 80 et 90 dB jusqu'à -20 dBm. Décroît au dessus selon un IP3 de +20 dBm à l'entrée.
- Bruit de phase : -110 dBc/Hz à 3 kHz de la porteuse.

Le facteur de bruit est largement suffisant pour une bande HF limitée à 16 MHz, et une antenne à gain moyen (0 dBi). Il nous permet une sensibilité BLU de -117,5 dBm (0,3 μ V) pour un SINAD de 10 dB.

Le niveau maxi, un peu faible, serait augmenté sans problème aujourd'hui avec un atténuateur en tête.

L'IP3 est honnête. Il serait aussi augmenté avec l'atténuateur en tête. La dynamique instantanée est moins bonne pour les brouilleurs en dessous de -20 dBm. Au dessus, elle dépend de l'IP3. C'est le point faible, lié à la SFDR du CAN.

Le bruit de phase, est entièrement dépendant de l'échantillonneur bloqueur du CAN, sachant que toutes les précautions ont été prises au niveau de la génération de l'Horloge.

La mesure de l'IP3 n'étant pas significative pour un récepteur numérique, la démonstration de ses qualités a été faite par comparaison avec le meilleur récepteur analogique du marché (que nous fabriquions, bien sûr). Le synoptique de la démo est représenté sur la figure 9.

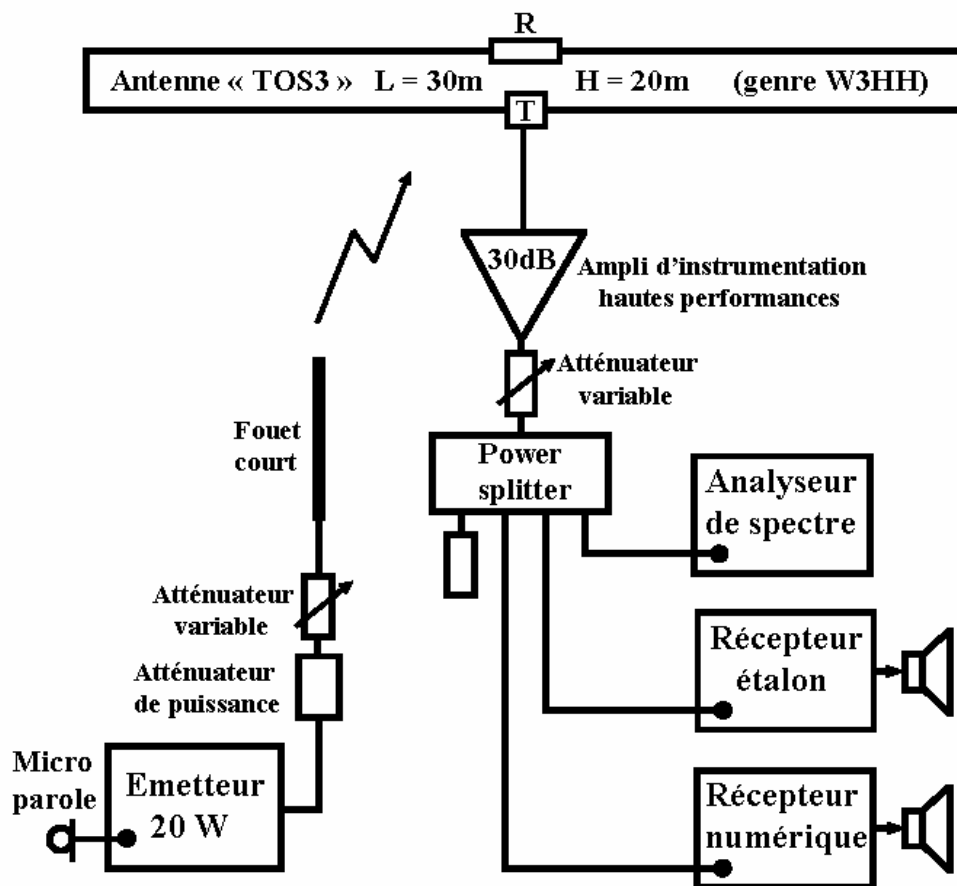


Figure 9

Méthode de test :

Choisir sur l'analyseur de spectre un émetteur radiophonique AM de fort niveau. Emettre en BLU avec un niveau reçu de plus en plus faible, et dans l'extrémité de la bande de modulation de la radio (environ 4 à 5 kHz de la porteuse)⁽¹⁹⁾. Se mettre à la limite de la compréhension de la BLU sur le récepteur étalon, puis faire la même chose avec le récepteur numérique. Répéter le test avec des niveaux différents du brouilleur radio.

Résultats : Le récepteur numérique est pratiquement aussi bon dans la plupart des cas de figure bien que la perturbation apportée par la radio brouilleuse soit plus désagréable que sur le récepteur analogique (plus impulsionnelle).

Statistiquement, les résultats du récepteur numérique sont à peine inférieurs au récepteur d'infrastructure, et supérieurs au récepteur d'un poste portable.

Ces résultats concluants ont démarré la radio numérique large bande dans mon entreprise.

Jusque là, il n'y avait que la numérisation sur FI basse, là où la bande est relativement étroite et la dynamique plus faible.

Conclusions

Maintenant, avec les améliorations des CAN et des amplis radio, en fréquence et en dynamique, la radio numérique va remplacer de plus en plus la radio analogique. C'est aussi certain que les transistors ont détrôné les lampes.

Nous allons vers un concept de modules de réception universels (Modem Radio Logicielle) précédés de modules comprenant un capteur (antenne ou réseau) et une interface analogique / numérique logée dans la partie mécanique de l'antenne⁽²⁰⁾. Les études vont bon train pour que ces modules couvrent la plus grande bande de fréquence possible. Paradoxalement, l'avènement du numérique a relancé les études analogiques (d'autant qu'il y a le pendant avec les amplis d'émission).

Ceci terminera la série de six articles sur la radio logicielle (SDR). En me relisant, j'ai conscience de tout ce que je n'ai pas dit et des choix que j'ai du faire. Mais il fallait condenser. Déjà les articles sont très longs et ont sans doute rebuté plus d'un OM.

J'avais plusieurs buts :

- Faire un article de fond, plutôt que de décrire en détail « mon » récepteur numérique en le parant de toutes les vertus. En effet, cela ne mène bien souvent nulle part, car le lecteur ne pourra sans doute pas se procurer les composants utilisés (sauf si le récepteur est vendu en kit, Hi...). Ce genre de description n'est valable que pour des circuits simples utilisant des composants universels.
- Plutôt que de décrire les fonctions avec moult formules mathématiques dont seuls les forts en math pourraient en tirer les tenants et les aboutissants, expliquer les conséquences physiques de l'emploi de ces fonctions.
- Bousculer certaines idées reçues, fausses, car résultant d'une prise en compte partielle des phénomènes mis en jeu (et elles ont quelquefois la vie dure).
- Faire des articles didactiques montrant aux non-initiés « comment ça marche », et aux partiellement initiés « pourquoi ça ne marche pas tout à fait comme l'on croit » (les spécialistes n'auront aucun intérêt à me lire, car il verront surtout ce qui n'a pas été dit).
- Faire voir le point de vue d'un analogicien, car on a cru longtemps, à tort, que les récepteurs numériques étaient affaires de spécialistes du traitement du signal. Dans mon entreprise, les esprits ont commencé à évoluer après la démonstration de mon récepteur numérique HF large bande.

Le lecteur jugera si j'ai atteint mes objectifs.

Bien que ne disposant pas beaucoup de temps, je suis prêt à fournir des renseignements complémentaires et à discuter sur le sujet. Vous pouvez me contacter par messagerie à :

f5nb@ref-union.org.

Notes :

- (1) Pour « remuer » les LSB du CAN, on se sert du bruit de l'ampli 96 MHz qui est suffisant, car la bande passante du filtre 96 kHz est large. Bien relire les articles précédents pour comprendre.
- (2) AC5OG parle de ce procédé avec beaucoup d'enthousiasme. On comprend mieux quand on découvre que son transceiver (partiellement numérisé) qui l'utilise, est commercialisé (on n'a jamais vu un vendeur dire du mal de son produit). J'avais, un premier temps, pensé à faire une analyse complète de ce récepteur, puis j'ai préféré rester dans les généralités, laissant le lecteur se faire une opinion lui-même.
- (3) Encore appelé plus précisément « convertisseur de fréquence ».
- (4) L'OL d'un mélangeur à diodes doit bien être une source de courant. Si l'on a une source de tension, il faut mettre en série une résistance pour limiter le courant. Les performances données dans les data sheet le sont en général pour une certaine puissance d'OL avec une impédance interne de 50 ohms, mais ce n'est nullement une obligation tant que l'on fournit le courant nominal aux diodes.
- (5) Mode commun qui ne doit pas être fameux pour N7VE, vue sa manière de faire un ampli différentiel avec un simple ampli OP bouclé. Donc, mauvaise réjection des signaux aux fréquences harmoniques paires du signal utile.
- (6) La conversion numérique utilisant un mélangeur parfait (OL sans harmoniques et multiplication précise) n'a pas ces réponses parasites.
- (7) A condition d'avoir un mélangeur équilibré qui supprime l'harmonique 2, sinon, c'est moins que l'octave.
- (8) L'oscillateur local est aussi plus facile à faire car le $\Delta F/F$ est plus faible.
- (9) Dans certains circuits intégrés, on trouve à cet endroit un filtre à capacités commutées du quatrième ordre ou plus, pour limiter la bande passante « vue » par les circuits suivants. Il peut même être le filtre anti-repliement du CAN de numérisation de la bande de base
- (10) Qui n'est pas toujours définie lorsque c'est une antenne
- (11) Pour une bande passante de 6 kHz, la réjection des brouilleurs à 100 kHz n'est que de 27 dB (elle est supérieure à 60 dB à ± 30 kHz avec le filtre à quartz à 96 MHz de notre récepteur).
- (12) Dans ce cas, la charge n'est plus totalement réactive car cela est équivalent à la mise d'une résistance R_c en parallèle sur le condensateur.
- (13) Dans le cas de N7VE, une lecture se fait en tension (entrée +) et l'autre se fait en courant (entrée -), d'où une mauvaise symétrie, et une mauvaise réjection de mode commun (réponses sur les harmoniques pairs).
- (14) Ceci a conduit AC5OG à choisir une FI basse au lieu de la bande de base. Normalement, le bruit d'un ampli OP n'augmente sérieusement qu'en dessous de 100 Hz. Donc pour la BLU 300-3000 Hz, pas de problème à convertir directement en bande de base. Pour les modes numériques, on peut les centrer entre 1000 et 2000 Hz. Une FI basse à 11 kHz, entraîne un filtre plus large, et le passage de plus de brouilleurs à plus forts niveaux dans les circuits devant le CAN.
- (15) Ce n'était pas évident à l'époque, et j'ai dû faire l'étude en parasite sur les autres, car le Directeur Technique n'y croyait pas assez pour me financer.
- (16) De tous ceux que j'ai déposés (par l'intermédiaire de mon entreprise), c'est le seul vraiment incontournable. Dans le domaine de la circuiterie radio, il y en a très peu. Par exemple, l'autre brevet décrit ici sur la linéarisation des CAN, naturellement « génial » quand je l'ai « inventé », est devenu quasi obsolète avec les progrès des CAN radio.

- (17) *Aujourd'hui, l'AD603 avec ses deux amplis tampons serait remplacé par un seul ampli « driver de CAN radio » précédé d'un atténuateur à commutateurs Fet.*
- (18) *Nous avons déjà vu que la bande de sortie du Weaver était le double de la bande I et Q, d'où l'interpolation pour respecter le critère de Shannon.*
- (19) *Gymnastique très prisée par les espions russes au temps de la guerre froide.*
- (20) *Alors, la liaison coaxiale disparaît et est remplacée par un câble optique. On peut même envisager d'alimenter l'interface par l'optique. Ainsi, nous pouvons avoir une antenne parfaite, c'est-à-dire avec des performances conformes à la théorie, ce qui permet d'envisager des réseaux d'antennes à faisceau dirigé très performants. Surtout avec des antennes raccourcies, car chacun sait que de telles antennes comprennent **aussi** le câble coaxial d'alimentation. Ce ne sont pas les possesseurs d'antennes E-H qui me contrediront.*