

# LA RADIO LOGICIELLE

ou

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

Robert BERRANGER F5NB

### *Cinquième partie : l'émetteur numérique.*

Article publié dans Radio-REF de juillet 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, et dans la quatrième, avec la démodulation numérique et la transformée de Fourier. Dans celle-ci nous allons aborder la problématique de l'émission numérisée à large bande comme en HF.*

N-B : Il est important pour comprendre cet article d'avoir lu les précédents (décembre 2006, février, mars et mai 2007), car je ne redéveloppe pas ici les sujets déjà abordés.

Lorsqu'un émetteur HF est numérisé, il s'agit de sa partie « exciteur », la partie « puissance » reste encore en analogique traditionnelle.

Nous avons sur la figure 1 le schéma synoptique général d'un émetteur graphique numérisé.

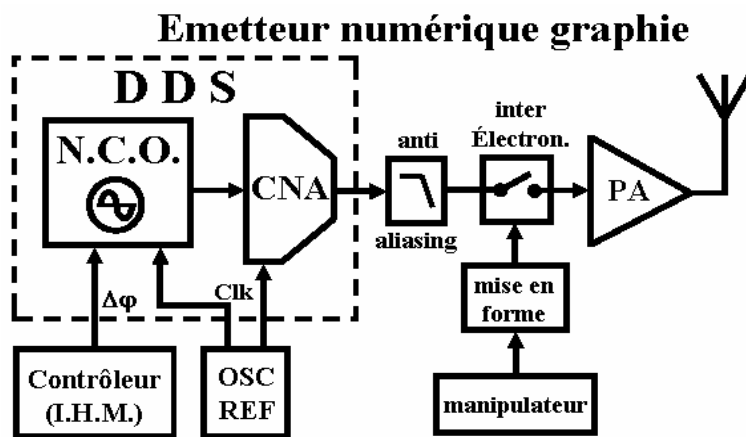


Figure 1

« I.H.M. » veut dire « Interface Homme Machine » (clavier, écran). L'interrupteur électronique est une sorte de modulateur AM simplifié, commandé par le signal du manipulateur avec des flancs arrondis. Ceci pour éviter les « claquements » de manipulation, et le brouillage des canaux adjacents<sup>(1)</sup>.

La partie numérique est entièrement contenue dans un module appelé DDS.

## **Le DDS.**

DDS veut dire « Direct Digital Synthesis », soit en bon français « Synthèse Numérique Directe » (SND). C'est simplement un NCO (oscillateur numérique) suivi d'un CNA (Convertisseur Numérique/Analogique). Nous avons vu le NCO dans le deuxième article. Un CNA, suivi d'un filtre anti-repliement (revoir le 1<sup>er</sup> article) permet d'obtenir un signal analogique qui sera émis directement dans notre cas. Ce signal analogique peut aussi servir d'oscillateur local (OL) dans une chaîne analogique. Comme avec tous les générateurs de signaux d'OL, nous aurons un problème de pureté spectrale. Celle-ci sera tributaire du NCO, du CNA et de l'horloge de référence.

Le NCO apporte un bruit de phase dû à la troncature des valeurs du delta phi (entre deux échantillons) et du sinus calculé. Il suffirait d'augmenter les nombres de bits pour diminuer le bruit de phase, mais nous sommes limités par la complexité du générateur de phase et le nombre de bits du CNA. Pour un signal stationnaire (comme la graphie), les erreurs de troncature reviennent régulièrement, ce qui se traduit par des raies parasites qui s'écartent plus ou moins du signal en fonction de son rapport avec la fréquence de l'horloge. Une solution employée dans les DDS consiste à ajouter au signal du NCO, une longue séquence pseudo aléatoire de  $\pm \frac{1}{2}$  LSB. Ceci a pour effet de diminuer la hauteur des raies parasites en augmentant un peu le bruit plancher.

C'est le CNA (Convertisseur Numérique Analogique) qui dégrade le plus le signal, à cause de son bruit thermique et de ses non linéarités qui sont de deux sortes : une non linéarité intégrale et une non linéarité différentielle.

La non linéarité intégrale est du même type que la non linéarité d'un ampli analogique<sup>(2)</sup> et entraîne de la distorsion harmonique.

La non linéarité différentielle est de même nature que celle d'un CAN (revoir le 1<sup>er</sup> article). Elle entraîne des raies parasites par battement des harmoniques avec l'horloge. C'est le même effet qu'avec la troncature, mais plus important pour le même nombre de bits.

### ***Bruit plancher.***

C'est le bruit thermique à la sortie du CNA. Il est spécifié en dB sous la pleine échelle et dans la bande de Nyquist pour une fréquence d'horloge donnée. Il est facile de le ramener en dBc par hertz. Prenons par exemple un CNA ayant un SNR (Signal / Noise Ratio) de 65 dB pour une fréquence d'horloge à 80 MHz ( $B_{de(Nyquist)} = 40$  MHz). Le plancher de bruit sera à  $-(65 + 10\text{Log}(4 \times 10^7)) = -(65 + 76) = -141$  dBc/Hz. Ceci veut dire qu'avec une bande de 3kHz (BLU), nous aurions au maximum  $141 - 35 = 106$  dB de dynamique instantanée<sup>(3)</sup>.

### ***SFDR (Spurious Free Dynamic Range)***

C'est la différence entre la pleine échelle et le niveau maxi des raies parasites, comme pour un CAN.

De même que l'on peut améliorer la SFDR d'un CAN grâce au dither, on peut aussi améliorer la SFDR d'un CNA. Mais cela sera plus difficile, car il faudra le faire en numérique.

Avec un DDS à sortie constante (OL, ou émetteur CW), on peut créer un dither à amplitude fixe, et hors bande de fréquence utile (pour pouvoir être éliminé par filtrage). Par exemple :

- Fixons le niveau de sortie du DDS à -3 dB sous la pleine échelle.

- Ajoutons y un signal pseudo aléatoire de 25% d'amplitude, avec une bande limitée, proche de la fréquence de Nyquist. Nous pourrions le filtrer avec le filtre anti-repliement dont on aura abaissé la fréquence de coupure.

Conséquences :

- Le SNR a diminué de 3 dB

- La bande de fréquence a été réduite
- Les raies parasites ont été réduites, et se retrouvent étalées dans le bruit de fond.

Les deux premières conséquences sont le prix à payer pour obtenir la troisième.

Nous avons en annexe A un exemple de réalisation de dither numérique.

### ***Bruit horloge***

Comme pour le CAN réception, la qualité de l'horloge (gigue) aura une influence directe sur le bruit de phase, et donc sur le mélange réciproque (revoir le premier article). Il faudra alors prendre les mêmes précautions que celles préconisées pour le CAN réception.

Noter que seule l'horloge du CNA nécessite une grande qualité. Par ailleurs, elle devra être déphasée d'un quart de période (ou d'une demie, selon les systèmes) avec celle du NCO, pour charger le CNA avec une donnée stabilisée.

Vous me direz qu'une émission graphiée a un intérêt limité. L'idéal serait de générer un signal modulé de toutes les façons possibles.

OK, mais alors le système devient plus complexe.

### **Emetteur numérique modulé.**

Le principe général est simple. Il suffit de réaliser l'architecture inverse d'une conversion directe en bande de base. Pour cela on génère numériquement deux signaux I et Q en bande de base, puis on les transpose en HF en les multipliant avec un NCO à sorties en quadrature. Ensuite, on les additionne et on les convertit en analogique avec un CNA. Nous avons le synoptique général sur la figure 2.

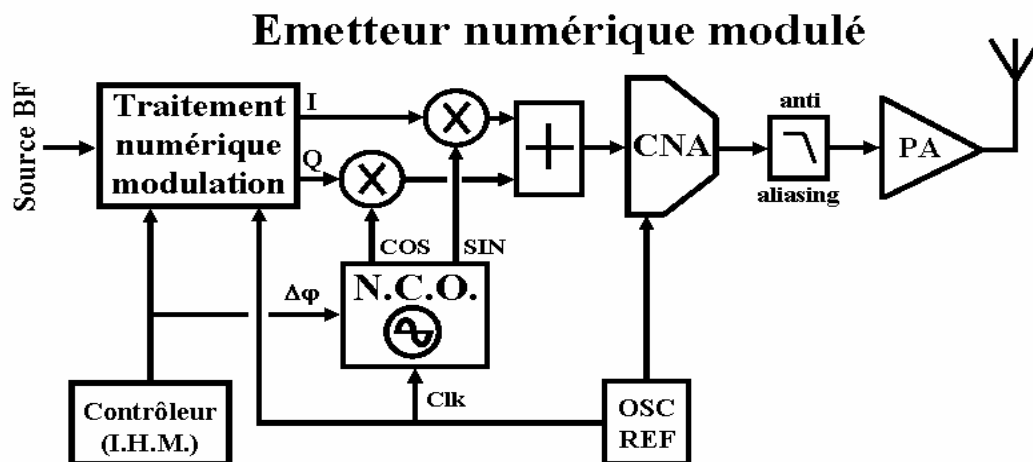


Figure 2

C'est une architecture très simple, avec toutefois un détail remarquable : l'horloge du traitement numérique de la modulation est la même que celle du NCO. Pourquoi une horloge aussi élevée, alors que le critère de Shannon autoriserait une horloge beaucoup plus basse pour la modulation (plus de 1000 fois) ?

Pour apporter une réponse, nous allons prendre un exemple :

Soit une modulation qui autorise une horloge 1000 fois plus faible que celle du NCO.

Chaque changement de valeur de la modulation se fera tous les 1000 coups d'horloge NCO. Les multiplications I et Q par le NCO comporteront des paliers d'amplitude de durée 1000 coups d'horloge. Cela revient à faire deux modulations simultanées, l'une par I ou Q, l'autre par un rectangle de période 1000 coups d'horloge avec une amplitude proportionnelle. Nous avons réalisé une convolution (revoir l'article précédent) donnant comme résultat une multitude de repliements du spectre de modulation, décroissant en  $\sin X / X$  de part et d'autre de la porteuse. C'est inacceptable avec un émetteur large bande qui ne peut filtrer ces repliements (il faudrait un filtre étroit de fréquence variable).

La solution consiste à fournir les valeurs de la modulation au rythme de l'horloge NCO. Ainsi les repliements seront filtrés par le filtre de reconstruction (filtre anti-aliasing après le CNA). Il n'est pas question de calculer la modulation au rythme de l'horloge NCO. Nous aurons recours, après les calculs de I et Q, à des interpolations pour augmenter le rythme horloge jusqu'à celui du NCO.

L'interpolation consiste à augmenter le rythme d'échantillonnage en calculant la valeur des échantillons intermédiaires (revoir le précédent article). Une manière simple consiste à intercaler des échantillons à la valeur moyenne (zéro), puis de faire suivre le tout par un filtre passe-bas (FIR) qui reconstituera les valeurs exactes par intégration. Mais cette manière est réservée aux faibles taux d'interpolation, car elle conduit vite à un nombre élevé de coefficients pour le FIR. C'est un problème que nous avons déjà vu avec la décimation. Comme pour celle-ci, nous pouvons utiliser un filtre en peigne et placer les repliements du spectre de modulation dans les trous du filtre. Nous avons un exemple de la réponse d'un tel filtre sur la figure 3.

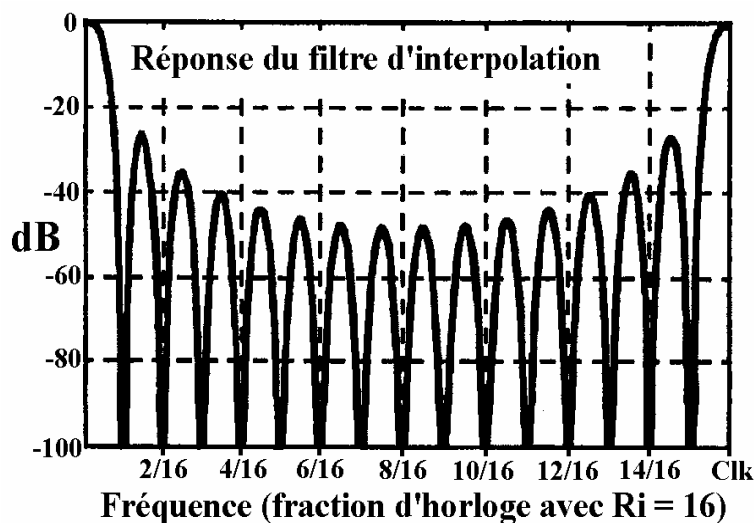


Figure 3

Mais les trous sont étroits, et il est nécessaire que le signal à l'entrée du filtre en peigne soit déjà filtré passe-bas avec un grand rapport entre la fréquence de coupure et l'horloge de modulation. Or celle-ci doit être proche du critère de Shannon, pour limiter la puissance de calcul. Il faudra donc procéder à une première interpolation, à l'aide d'un FIR qui devrait avoir beaucoup de coefficients.

Nous avons sur la figure 4 le synoptique réel de notre exciteur numérique.

## Exciteur numérique large bande

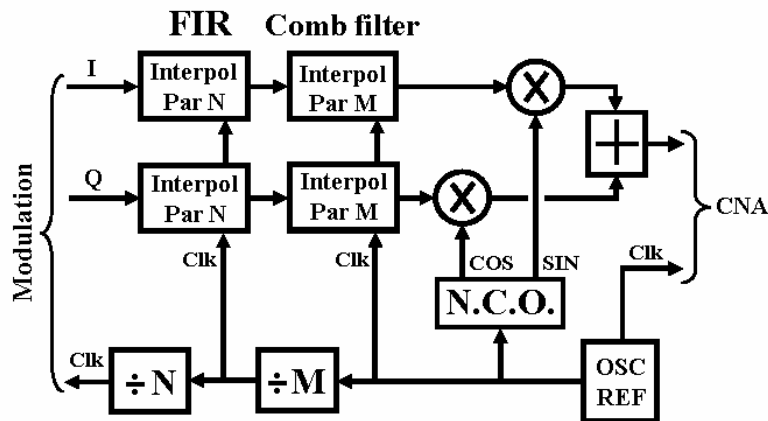


Figure 4

### *Interpolation par FIR polyphase.*

Si nous voulions interpoler par insertion d'échantillons à zéro, pour un facteur élevé, par exemple 16, nous pourrions utiliser 4 FIR en cascade, avec pour chacun une interpolation de 2. Nous pourrions aussi interpoler directement en insérant 15 zéros. Mais alors, nous avons vu qu'il fallait un grand nombre de coefficients, étant donné le grand rapport entre la fréquence de coupure et l'horloge (revoir le second article). Il y a mieux à faire avec un FIR polyphase. Pour expliquer le principe, prenons un exemple avec un FIR à 16 coefficients et une interpolation par 4. Les 16 coefficients correspondent à l'horloge de sortie, soit un FIR à 4 coefficients pour l'horloge d'entrée. Donc pour la sortie, nous traiterons l'échantillon d'entrée avec 4 coefficients pris tous les 4 coefficients du FIR de sortie. Puis pour les trois échantillons interpolés, nous prendrons le même échantillon d'entrée traité successivement par un coefficient sur quatre, mais décalé (déphasé) d'un coefficient à chaque fois.

Calculs effectués :

$$\text{Out}(N_0) = (K_0 \times D_n) + (K_4 \times D_{n-1}) + (K_8 \times D_{n-2}) + (K_{12} \times D_{n-3})$$

$$\text{Out}(N_1) = (K_1 \times D_n) + (K_5 \times D_{n-1}) + (K_9 \times D_{n-2}) + (K_{13} \times D_{n-3})$$

$$\text{Out}(N_2) = (K_2 \times D_n) + (K_6 \times D_{n-1}) + (K_{10} \times D_{n-2}) + (K_{14} \times D_{n-3})$$

$$\text{Out}(N_3) = (K_3 \times D_n) + (K_7 \times D_{n-1}) + (K_{11} \times D_{n-2}) + (K_{15} \times D_{n-3})$$

Avec  $\text{Out}(N_x)$  = sorties relatives à l'échantillon  $N_0$ ,  $K_x$  = coefficients du FIR, et  $D_{n-x}$  = échantillons d'entrée précédents.

Grâce à cette méthode, nous pouvons avoir une interpolation par 16 et un très bon facteur de forme du filtre avec 256 coefficients seulement.

### **Génération de la modulation I et Q.**

#### **AM.**

C'est la plus facile. Il suffit de relier les entrées I et Q et d'y appliquer directement les échantillons BF avec un offset pour supprimer le signe (modulation dans un seul quadrant, par une valeur strictement positive ou strictement négative).

#### **BLU**

Je rappelle que la BLU n'est pas une modulation, mais une translation de spectre. En émission, on translate un spectre audio en spectre HF de mêmes caractéristiques.

Pour le faire, on peut utiliser la technique du phasing, qui est en fait un changement de fréquence à réjection de fréquence image (la bande indésirable). Il suffit de convertir la BF en numérique (CAN), ensuite de la séparer en deux voies, l'une déphasée de 90° (filtre de Hilbert) et l'autre simplement retardée (du retard du filtre), puis de les appliquer aux voies I et Q avec inversion pour passer de BLU+ à BLU-.

La deuxième méthode utilise la technique du Weaver, que nous avons vue en réception. Je rappelle qu'avec cette technique, le spectre n'est plus situé de part ou d'autre de l'OL, mais est **centré** sur l'OL.

### ***Phi-M.***

On obtient une modulation de phase en changeant tout simplement le rapport entre les amplitudes des voies I et Q (vecteur oscillant). La variation de ce rapport ( $\delta\phi$ ) est proportionnelle à l'amplitude du signal<sup>(4)</sup>, et se fait à la vitesse de la BF. En conséquence, la bande spectrale occupée croît avec la fréquence de modulation (indice de modulation constant). Le rapport entre I et Q est tout simplement la tangente de l'angle  $\phi = \phi_0 + \delta\phi$ . Ce type de modulation est surtout utilisé en numérique (*n*PSK).

### ***Modulation composite.***

C'est une combinaison de la modulation AM et de la modulation de phase. Utilisée en numérique (*n*QAM).

### ***FM***

C'est une modulation de phase particulière, où  $\delta\phi$  n'est plus proportionnel à l'amplitude BF, mais c'est  $\delta\phi/dt$ . En conséquence, la bande spectrale occupée est constante et l'indice de modulation décroît en fonction de la fréquence de modulation<sup>(5)</sup>.

### **Le DUC (Digital Up Converter).**

C'est un composant spécialisé qui contient les ingrédients numériques pour transposer en HF des signaux en bande de base complexe (I et Q).

Nous allons examiner deux DUC avec exemples d'applications. Le premier est simple, déjà ancien, et connu des radioamateurs. Il s'agit de l'AD7008 Analog Devices. Nous avons son architecture sur la figure 5.

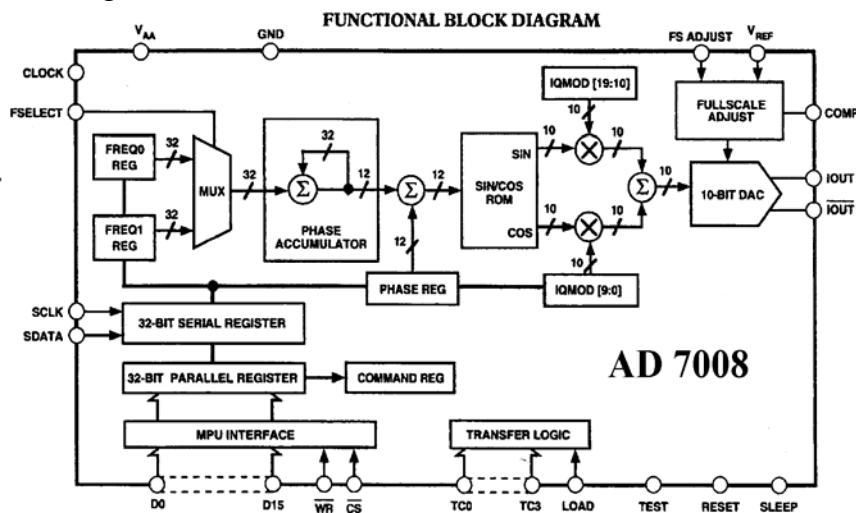


Figure 5

Il est composé d'un DDS, avec deux registres de delta phi, ce qui permet de faire du 2FSK (basculer de  $F_0$  à  $F_1$ ). Mais à n'utiliser que pour les faibles débits (RTTY), car il n'y a pas de filtre de canal pour supprimer les lobes de la modulation.

On utilisera le registre de déphasage additionnel pour faire de la FM ou du CPFSK.

Par ailleurs, on peut faire une modulation I et Q par multiplication avec les sorties en quadrature du DDS. Mais pour la modulation, il faudra faire l'interpolation en externe.

Par contre, il contient un CNA avec sorties en courant. La dynamique n'est pas très élevée, puisqu'il travaille sur 10 bits (60 dB).

Tout cela fait qu'on ne peut guère espérer l'utiliser dans un émetteur HF large bande. Mais pour nous radioamateurs, on peut envisager un émetteur multi-bandes, relativement étroites, et dans lesquelles la dynamique de l'AD7008 est acceptable.

Nous avons sur la figure 6 une architecture d'émetteur bande 20 m (extrapolable aux bandes inférieures à 25 MHz, ou comme FI d'un transverter V/UHF).

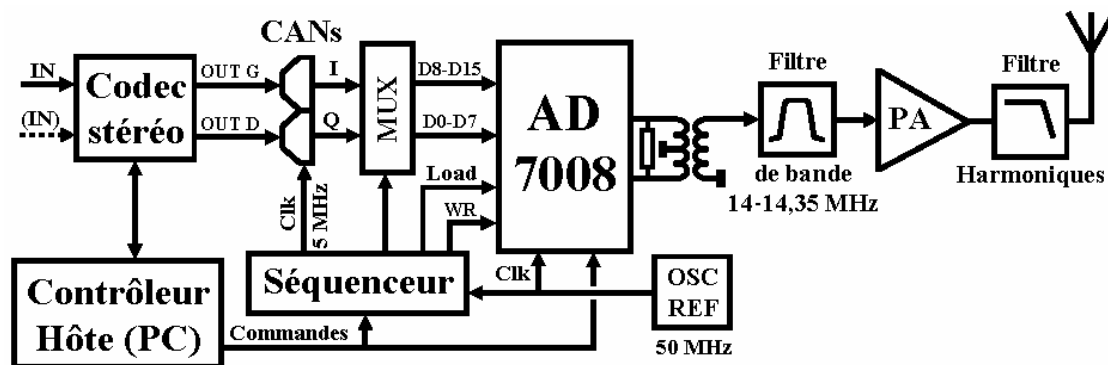


Figure 6

Le Codec stéréo (16 bits) peut être celui d'une carte EZ-kit lite, et alors le traitement en bande de base est fait par le DSP de la carte. Ou celui de la carte SON d'un PC, et alors le traitement en bande de base est fait par celui-ci.

Il peut être nécessaire d'ajouter devant les CAN des filtres passe-bas pour filtrer l'horloge des filtres à capacités commutées du Codec.

Les CAN (des 12 bits, dont on prend les 10 MSB) peuvent être des AD9220 ou équivalents.

On trouve maintenant des CAN doubles ayant des performances similaires.

MUX est un multiplexeur pour transformer les deux mots de 10 bits à la sortie des CAN en un mot de 16 bits plus un autre de 4 bits (chargement en deux temps).

Le séquenceur gère les signaux d'horloge des CAN, et du chargement de la modulation. Le PC gère le mode de fonctionnement de l'AD7008, et la fréquence de sortie (porteuse).

L'horloge de 5 MHz pour les CAN permet une largeur de bande pouvant aller à 1 MHz, sans imposer trop de contraintes sur le filtre de bande (filtre anti-repliement).

On peut générer de la BLU, et tous les modes numériques, depuis la graphie jusqu'au Packet, et semi numériques comme la SSTV (Modem logiciel).

Si l'on se contente d'un émetteur BLU classique (modems externes), le traitement en bande de base est simplifié, et se ramène à faire du « phasing ».

Nous avons sur la figure 7 le synoptique du Codec et des fonctions numériques à employer.

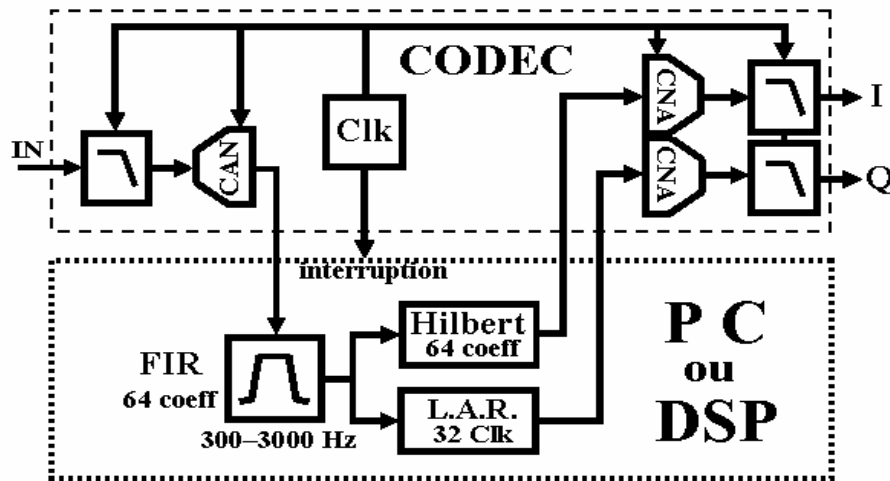


Figure 7

Voyons maintenant un DUC plus sophistiqué et plus performant : Le HSP50215 de Harris. Nous avons son synoptique sur la figure 8.

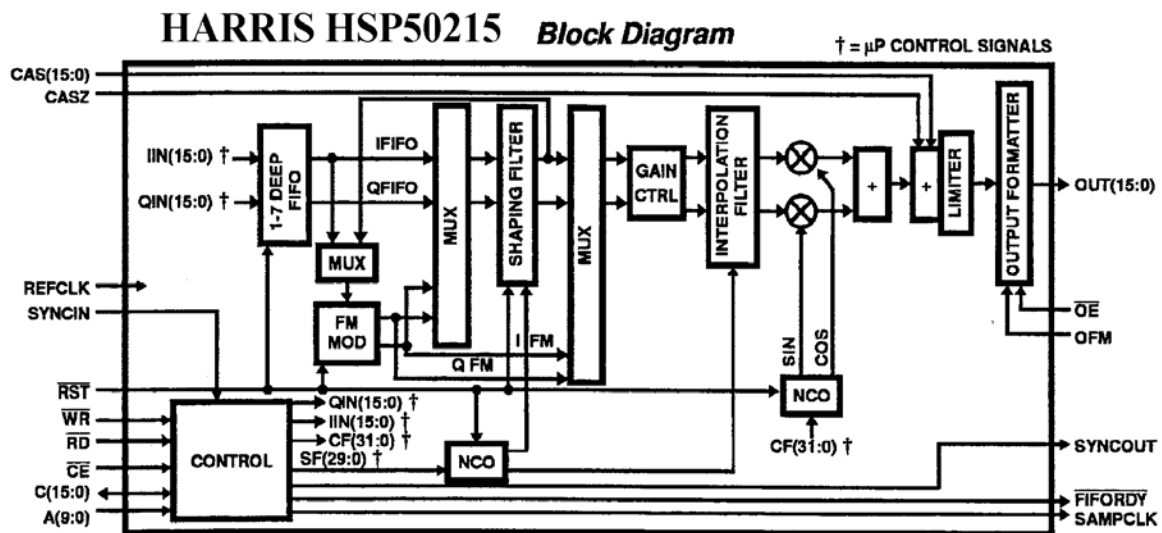


Figure 8

Il ne contient pas de CNA, mais il comporte tout le système d'interpolation pour la modulation. Il travaille sur 16 bits, ce qui donne une dynamique supérieure à 90 dB. Il ne reste plus qu'à le faire suivre d'un CNA qui ne dégrade pas cette dynamique. On en trouve maintenant, par exemple le CNA LTC2208 LINEAR TECHNOLOGY (dither intégré). L'interpolation utilise d'abord un FIR polyphase (*Shaping filter*) qui filtre passe-bas la modulation, et interpole par 4, 8 ou 16. Les coefficients sont chargés par l'utilisateur (16, 64 ou 256). Ensuite nous avons un filtre en peigne (*interpolation filter*) à rapport variable selon les fréquences des deux NCO, porteuse et modulation. Il dispose de tables en ROM pour faire de la FM (ce qui évite d'avoir à calculer la tangente) avec ou non passage par le FIR. Il dispose par ailleurs d'une FIFO de 16 mots pour la modulation, ce qui permet de la charger en rafale et facilite le travail du DSP, mais cela occasionne un délai d'autant de coups d'horloge.



Noter l'entrée numérique "CAS" qui permettrait d'y appliquer un dither numérique, pour améliorer un CNA pas terrible.

La mise en œuvre est simple si l'on peut l'interfacier avec un PC en le montant sur une carte additionnelle ISA<sup>(6)</sup>. Nous avons sur la figure 9 le synoptique d'une telle carte.

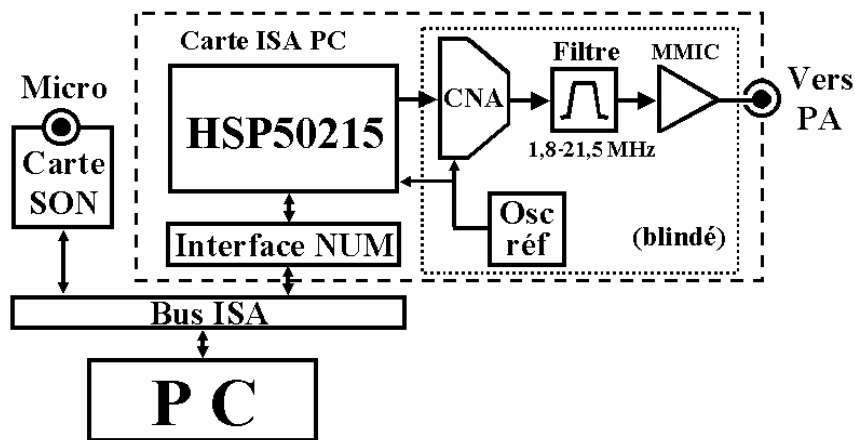


Figure 9

La fréquence de référence comprise entre 45 et 50 MHz sera de préférence un multiple binaire de l'horloge de la carte SON, bien que le HSP50215 puisse rééchantillonner (re-sampling) la modulation. La partie analogique sera soigneusement blindée pour obtenir une dynamique supérieure à 80 dB (pas évident). Avec un MMIC du genre MAV11, on obtient un niveau de sortie de +13 dBm avec un taux d'harmoniques acceptable (inférieurs à ceux du PA). L'interface numérique contient un décodeur d'adresses, des registres et des portes (partie appelée communément "glue", car n'ayant pas de fonctionnalité directe).

#### **Action de la linéarité du CNA sur la modulation.**

Nous avons vu l'effet des non linéarités du CNA sur un signal à amplitude constante (CW). Ceci est valable pour la télégraphie, et les modulations de fréquence (FM,  $n$ FSK, GMSK)<sup>(7)</sup>. En modulation d'amplitude ( $n$ QAM) et en BLU, les non linéarités entraînent en plus de l'intermodulation. Mêmes phénomènes que pour les CAN. Un dither numérique simple améliore aussi l'intermodulation. Le meilleur résultat serait obtenu avec un dither d'amplitude asservie sur la pleine échelle du CAN (avec le signal utile), beaucoup plus complexe à réaliser qu'en analogique. Mais aujourd'hui, avec la très bonne qualité des CNA, on peut oublier les dithers numériques.

Ceci terminera la cinquième partie. Dans la sixième et dernière, nous analyserons des récepteurs HF, partiellement et totalement numérisés. Puis nous passerons à la conclusion.

F5NB.

## **Annexe A**

### ***Dither numérique.***

Pour réaliser un dither numérique, il nous faut générer un signal pseudo aléatoire de récurrence la plus faible possible, ayant une bande de fréquence limitée, et l'additionner au NCO. Une manière simple de le faire est d'utiliser des tables en cascade. Nous avons le principe sur la figure A1.

## Dither numérique

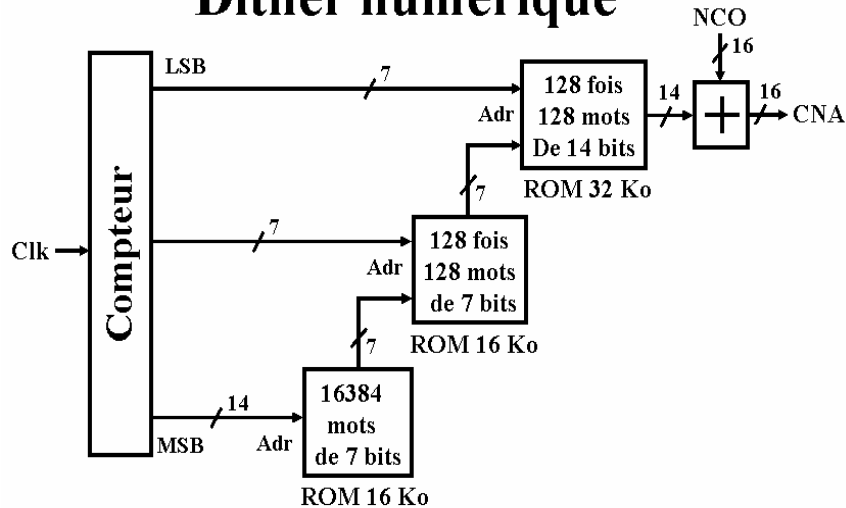


Figure A1

Avec 64 Ko de mémoire ROM, nous avons obtenu une séquence de 134 millions ( $2^{28}$ ) de coups d'horloge, soit une durée de 1,34 s pour une horloge à 100 MHz. Ainsi le bruit de phase ajouté ( $\sin X / X$  à 0,6 Hz) est noyé dans le bruit de phase de l'horloge.

La ROM 32 Ko contient 128 signaux (bruit) de durée limitée, dans une plage de fréquence hors bande utile. Les deux autres ROM génèrent une combinaison aléatoire de lecture de ces 128 signaux.

Nous avons sur la figure A2 l'occupation spectrale des signaux à la sortie du DDS,

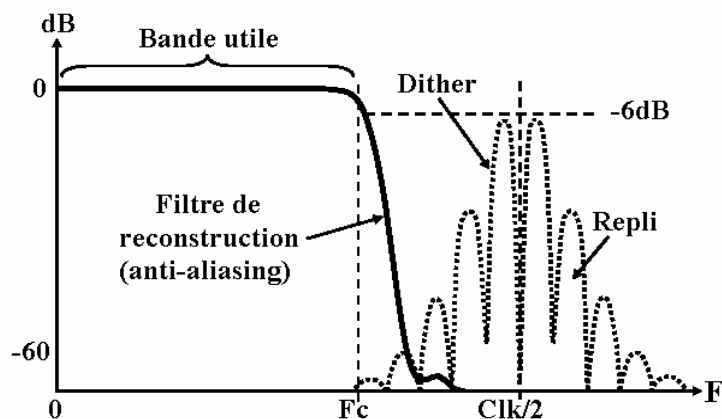


Figure A2

Et sur la figure A3 le spectre d'un signal CW à la sortie du filtre de reconstruction, avec et sans dither.

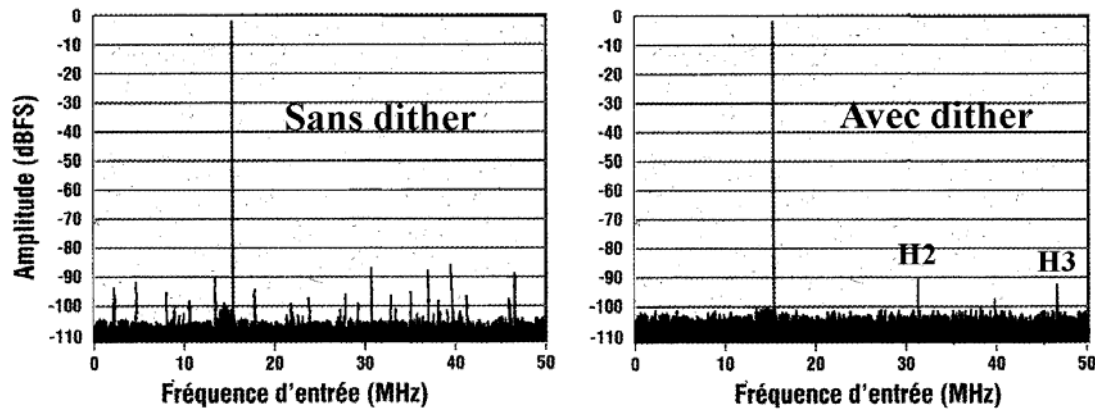


Figure A3

Noter que le dither a une action sur les raies de combinaisons avec l'horloge, et peu sur les raies harmoniques<sup>(8)</sup>.

#### Notes.

- (1) Pas nécessaire si émission QRP et OM seul dans son quartier.
- (2) Elle peut être due à un défaut de la source de courant du CNA qui « peine » à fournir un courant élevé.
- (3) Si la sortie du DDS est notre émission, un récepteur qui nous reçoit comme brouilleur, à sa sensibilité limitée, par exemple pour un SINAD de 10 dB, à -96 dB sous le niveau de réception de notre émission, sans possibilité pour lui d'améliorer cela (problèmes de cosite, en DX-pédition, ou au radio-club). Nous avons le même phénomène de mélange réciproque qu'avec le DDS employé en OL réception (revoir le premier article).
- (4) Mais l'amplitude du vecteur (racine de  $I^2+Q^2$ ) est une constante.
- (5) Avec la modulation de phase, pour une amplitude constante de la modulation, plus sa vitesse est élevée, et plus la variation de phase est grande entre deux échantillons ( $\delta\phi/dt$ ). Alors la variation de fréquence augmente avec la vitesse de modulation. Avec la FM,  $\delta\phi/dt$  ne dépend que de l'amplitude de la modulation et est indépendante de sa vitesse, de même la variation de fréquence. On obtient de la modulation de fréquence avec un modulateur de phase en faisant passer la BF dans un filtre de préaccentuation des basses ayant une pente de 6 dB par octave.
- (6) C'est l'occasion de recycler un vieux PC AT pentium 90 avec carte son 16 bits basique.
- (7) En théorie, la modulation de phase est à amplitude constante. Mais, en pratique, avec une modulation numérique, le spectre est limité par filtrage (shaping filter), ce qui occasionne des variations d'amplitude (le vecteur ne passe plus par zéro en un temps nul).
- (8) Le dither corrige surtout la linéarité différentielle, et très peu la linéarité intégrale.