LA SOFTWARE-RADIO
ou
LE TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL
expliqué aux analogiciens par un analogicien.

Robert BERRANGER F5NB

Première partie : l'échantillonnage.

Article publié dans Radio-REF de décembre 2006.

Peut-être ne le saviez vous pas, mais jusqu'à présent, votre récepteur radio effectuait un « traitement analogique du signal ».
Le but de ce premier article est d'introduire une deuxième méthode, le traitement numérique du signal, et de montrer les problèmes liés aux passages d'une méthode à l'autre (interfaces Analogique / Numérique et Numérique / Analogique).

Le sujet étant très vaste, nous allons nous limiter à un cas spécifique. Nous prendrons une architecture de récepteur radio avec une antenne comme source de signaux, et un haut-parleur pour l'exploitation des signaux traités. L'antenne et le haut-parleur sont des **transducteurs analogiques.** Nous avons sur la figure 1 un schéma synoptique de l'opération effectuée d'une manière analogique.

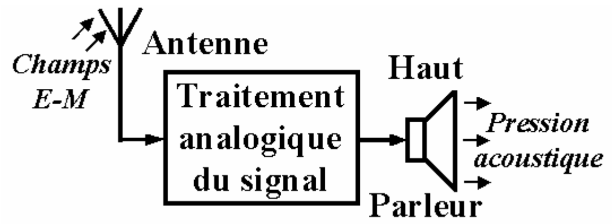

Figure 1

Qu'appelle-t-on signal ?

Dans notre domaine, c'est la description d'un phénomène électrique variant avec le temps. Cette description peut se faire de plusieurs manières. On peut le caractériser par une tension ou une puissance (efficace, moyenne, crête à crête…), et une bande de fréquence occupée. Nous aurons une description (résolution) d'autant meilleure que nous analyserons le signal dans un plus grand nombre de bandes étroites. C'est la méthode utilisée par l'Analyseur de Spectre. On peut aussi caractériser le signal en donnant sa valeur instantanée en fonction du temps. La description (précision) sera d'autant meilleure que les intervalles de temps seront plus courts, **ou que l'on saura reconstituer par interpolation les valeurs intermédiaires**. Cette méthode est utilisée par l'oscilloscope et est à la base du traitement numérique.
Le signal peut-être unique, ou la somme de plusieurs signaux. C'est le contexte qui indique à quel type de signal nous avons affaire. Ainsi, à l'entrée d'un récepteur, nous pouvons

considérer, soit le signal utile (celui qui nous intéresse), soit le signal antenne total, composé du signal utile plus tous les autres signaux appelés « brouilleurs »[1].

Traitement analogique du signal.

Il peut être vu comme une chaîne composée de maillons, encore appelés « modules ». Chaque module réalise un traitement spécifique. Il a une ou plusieurs entrées connectées à d'autres modules qui constituent les sources de signaux, et une ou plusieurs sorties connectées à d'autres modules qui constituent les charges. Chaque module effectue un traitement spécifié par sa **fonction de transfert**. Les modules des extrémités sont connectés à un transducteur (antenne ou haut-parleur).

Principaux modules de traitement analogique, utilisés par un récepteur.

Nous les avons sur la fig. 2, avec une description simplifiée de leur fonction de transfert.

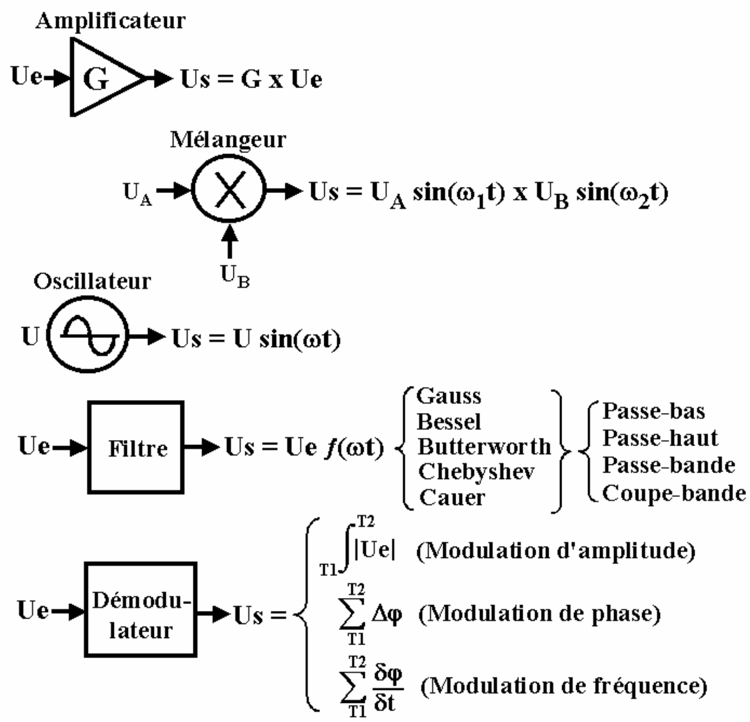

Figure 2

Ce sont des modules élémentaires. A ceux-ci, nous ajouterons des fonctions d'asservissement, inter-modules. Nous pouvons avoir un asservissement du gain d'un amplificateur sur le signal utile (CAG), un asservissement en fréquence d'un OL sur le signal utile (CAF) ou sur un oscillateur de référence (PLL).

Nous avons maintenant sur la figure 3 notre chaîne de réception composée de modules de traitements analogiques (récepteur hétérodyne HF simplifié).

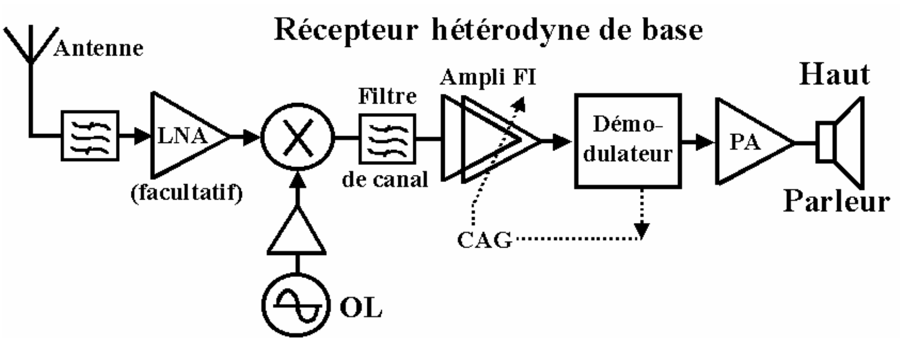

Figure 3

Du traitement analogique au traitement numérique.

En examinant notre récepteur de la figure 3, nous voyons qu'il est composé d'un ensemble de modules analogiques de la figure 2, remplissant certaines fonctions mathématiques. Nous pouvons construire ces modules avec des composants électroniques, semi-conducteurs, bobines, condensateurs, résistances, etc… Mais, tous ces composants étant imparfaits, nous n'obtiendrons pas exactement les fonctions de transfert souhaitées. Si nous savions mesurer précisément le signal à l'entrée, nous pourrions faire directement les calculs correspondant aux fonctions de transfert, et appliquer le résultat à un générateur de tension pour le ramener à une grandeur électrique.
La méthode la plus simple consiste à partir de la description temporelle. Pour caractériser le signal d'entrée, nous utiliserions un voltmètre à sortie numérique. Il faudrait faire un certains nombre de mesures par seconde, à une vitesse telle que la variation de tension entre deux mesures successives soit au plus égale à la précision souhaitée. Nous voyons que plus le signal variera rapidement, et plus le nombre de mesures par seconde sera important.
Comme générateur, nous pourrions prendre une alimentation à commande numérique. Là aussi, plus le signal variera vite, et plus il faudra fournir de valeurs en une seconde, sachant que la différence maximum entre deux valeurs successives représentera la précision du générateur.
Nous avons donc un système avec deux cadencements variables, l'un en entrée et l'autre en sortie. Pour simplifier, nous pourrions utiliser des cadencements fixes aux vitesses maximales correspondant aux pire cas (qui peut le plus, peut le moins).
Notre récepteur analogique de la figure 1 se transforme donc en "récepteur numérisé" conformément à la figure 4.

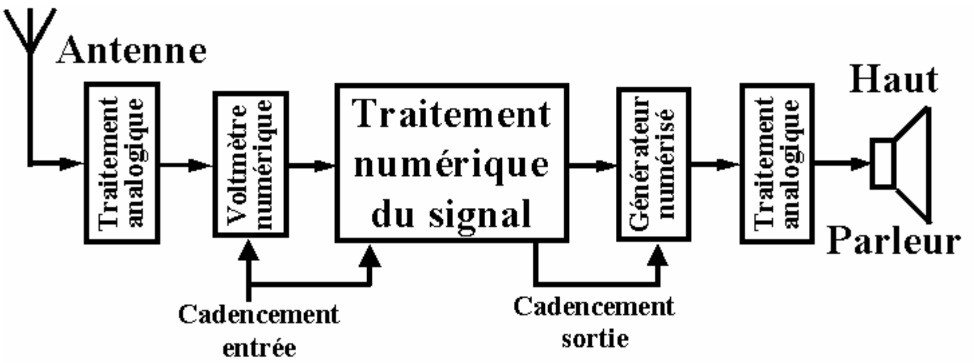

Figure 4

Noter qu'il reste un peu de traitement analogique. Au minimum, nous aurons besoin d'amplificateurs. L'un pour amplifier le signal d'antenne afin de pouvoir le mesurer, et l'autre pour amplifier le signal généré en sortie, à une puissance suffisante pour actionner le haut-parleur.
Maintenant, voyons à quels cadencements (pire cas) nous conduit un récepteur de radiodiffusion pour écouter les grandes ondes (250 kHz maxi).
Prenons une précision en entrée de 1/1000ème (60 dB). Le cadencement devra se faire à 250000 x 2π x 1000 = 1500 Méch/s (un échantillon = une mesure, et 1 Méch = 1 000000 éch).
Prenons une précision en sortie de 1/100ème (40 dB) et une bande passante BF de 4,5 kHz. Le cadencement devra se faire à 4500 x 2π x 100 = 2,8 Méch/s.
Vous allez me dire que cette méthode est démente, et vous aurez raison. Pourtant, elle est utilisée par les simulateurs temporels comme SPICE, avec un cadencement variable, il est vrai. Vrai aussi, que le simulateur ne travaille pas en temps réel, et qu'il peut mettre des heures, voire des jours, à calculer le signal sur une durée d'une seule seconde.
Alors, le traitement numérique du signal, un rêve inaccessible ?
Non, car Fourier et Shanon vont venir à notre secours (deux grands mathématiciens).

Le théorème de Fourier

Fourier a démontré que n'importe quel signal périodique de forme quelconque pouvait être décomposé en un ensemble de signaux sinusoïdaux harmoniques de la période. C'est la "décomposition en série de Fourier".
Par ailleurs, le même Fourier a démontré que n'importe quel signal variable dans le temps pouvait être considéré comme une somme de signaux sinusoïdaux harmoniques d'une période correspondant à la durée d'observation du signal. C'est la "transformée de Fourier".
Ainsi, si nous observons (tension par rapport au temps) un signal pendant une durée T, la transformée de Fourier nous donnera une suite de raies spectrales d'amplitudes variables et harmoniques d'une fréquence fondamentale égale à 1/T (nous aurons l'occasion de revenir plus en détails sur la transformée de Fourier).
On démontre qu'un dispositif, pour ne pas altérer le signal, doit pouvoir "passer" toutes ses raies spectrales sans affaiblissement (en particulier la plus élevée en fréquence). Je rappelle que chaque raie correspond à un signal sinusoïdal pur.

Le théorème de Shannon

Shannon a démontré que pour reconstituer un signal **sinusoïdal**, il fallait au moins connaître son amplitude à deux endroits régulièrement espacés sur la durée d'une période. Ces deux valeurs sont suffisantes pour reconstituer le signal avec une interpolation sinusoïdale. En pratique, celle-ci est obtenue par intégration dans un filtre.

Reprenons notre récepteur et sa sortie sur haut-parleur. L'information transmise est la parole. Son spectre (transformée de Fourier) s'étend de 100 Hz à 4,5 kHz. Le théorème de Shannon appliqué à une fréquence de 4,5 kHz nous donne une cadence de mesures de 9000 éch/sec (Féchant = 9 kHz). A comparer aux 2,8 Méch/s précédents, et noter que la précision des mesures ne dépend plus de la vitesse d'échantillonnage (grâce à l'interpolation sinusoïdale).
Tout n'est quand même pas aussi idyllique (on se disait aussi…). En effet, générer un signal F1 avec des valeurs à la fréquence F2 (F2 > 2xF1), revient à multiplier F1 par F2, comme dans un mélangeur simple. Nous obtenons en sortie une multitude de signaux, à F1, à F2, à F2 - F1, à F2 + F1, plus tous les harmoniques.

Nous avons sur la figure 5 le début du spectre obtenu pour un signal de 3,5 kHz échantillonné à 9 kHz, et à côté, l'allure du signal reconstruit.

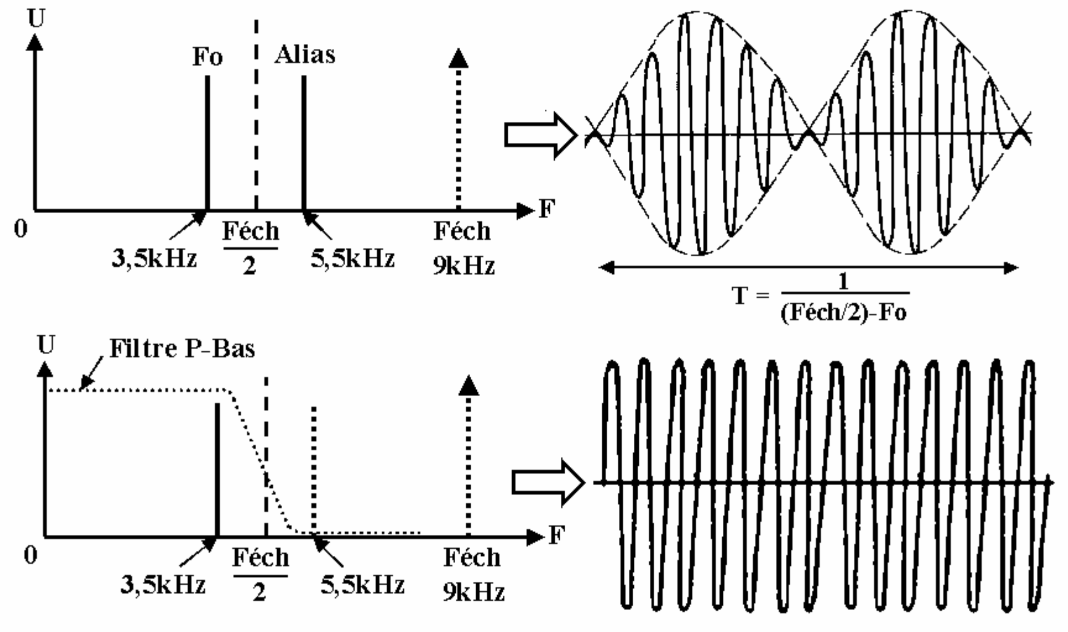

Figure 5

Pour obtenir un signal pur, il est nécessaire de filtrer les produits indésirables, encore appelés "alias" par un filtre passe-bas, dit "filtre anti-aliasing". Le résultat de l'opération est montré au bas de la figure 5.
Noter que ce filtre réalise également l'interpolation sinusoïdale, c'est pourquoi il est aussi appelé "filtre de reconstruction". Noter également, que la reconstruction est déjà partiellement effectuée en maintenant en mémoire, d'un échantillon à l'autre, la valeur de l'échantillon précédent (signal "en marches d'escalier").
Comme il n'est pas possible de réaliser un filtre à "réponse carrée" en fréquence, nous serons obligés de prendre une fréquence d'échantillonnage plus élevée que le critère de Shannon, pour obtenir une réjection suffisante de l'alias, comme montré sur la figure 5.
Avec des filtres audio à capacités commutées (les meilleurs), le rapport minimum entre Féch et Shannon est de 1,3. Ceci nous donne une fréquence d'échantillonnage de 11,7 kHz (mini) pour une bande passante de 4,5 kHz.

Domaine de validité du théorème de Shannon.

Le théorème de Shannon, s'applique sur le signal reconstruit, c'est à dire sur le signal de sortie, celui qui constitue l'information. On démontre que le critère de Shannon, calculé sur le signal de sortie, est valable pour le signal d'entrée, quelle que soit sa fréquence. Cette propriété est très importante. En revenant à notre récepteur, cela veut dire que nous pourrions mesurer notre signal d'entrée, à 144 MHz par exemple, à une cadence de 11700 éch/s seulement, sans perdre une miette de l'information transmise. C'est beaucoup plus faible que les Giga échantillons calculés précédemment.
Il y a quand même un "hic", c'est que cette théorie s'applique à un **signal unique**. Et c'est loin d'être le cas à la sortie d'une antenne HF ou VHF.
Donc ce sera plus compliqué, et nous ferons appel à Nyquist.

Théorème de Nyquist

Tout d'abord une présentation du problème. Examinons la figure 6.

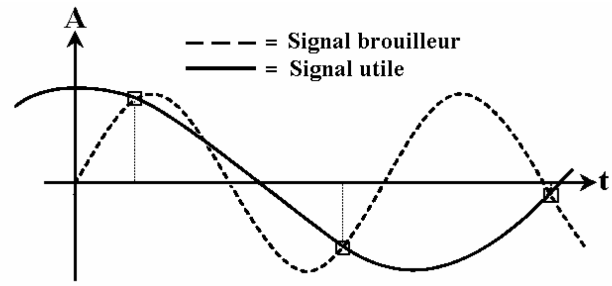

Figure 6

Quand nous considérons deux valeurs par période d'un signal à la fréquence F, celles-ci correspondent également à une infinité de signaux aux fréquences 2F, 3F, etc… Avec un plus grand nombre de valeurs par période, comme sur la figure 6, les ambiguïtés subsistent, mais avec des rapports plus complexes. Donc, si nous avons simultanément des signaux à ces différentes fréquences, ils se superposeront, et nous ne saurons pas les séparer s'ils sont de même nature. La figure 7 montre une représentation fréquentielle de ce phénomène.

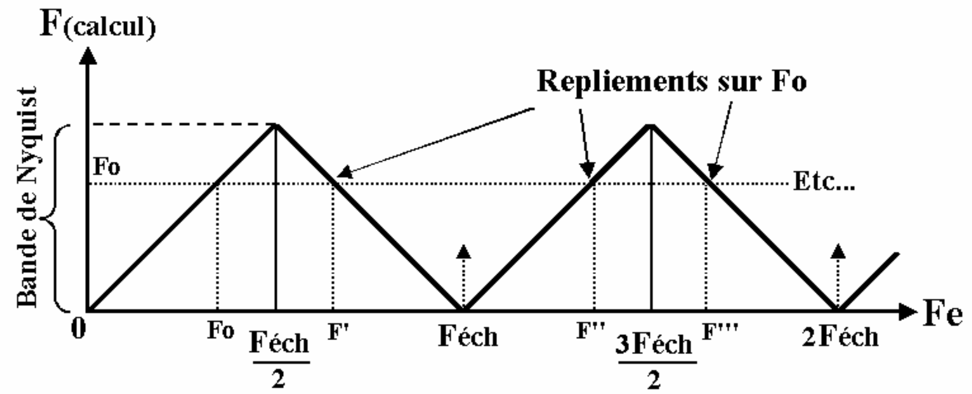

Figure 7

Le théorème de Nyquist n'est en fait que le théorème de Shannon appliqué, non pas au signal reconstruit, mais au signal échantillonné. Il démontre que pour une fréquence d'échantillonnage donnée, il n'existe aucune ambiguïté dans une bande de fréquence égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Par exemple, si nous appliquons le théorème de Nyquist à la bande 144 MHz qui a 2 MHz de large, cela nous donne une fréquence d'échantillonnage de 4 MHz en entrée.

Mais l'application stricte du théorème de Nyquist, n'est valable que s'il n'y a aucun signal en dehors de la bande considérée, dite « bande de Nyquist ». Ce peut être le cas avec un récepteur satellite et une antenne très directive réalisant un filtrage « spatial », ne laissant rien passer d'autre. Pour un récepteur H/V/UHF, il en va autrement, le spectre capté par les antennes est très large. Donc, il nous faudra éliminer (filtrer) les signaux en dehors de notre bande de réception. Nous nous trouvons devant le même problème que pour la reconstruction du signal. L'impossibilité d'obtenir un filtre « carré » nous obligera à échantillonner à une fréquence beaucoup plus élevée que le critère de Nyquist. D'autant plus que le filtre sera « mou » et que la réjection souhaitée sera grande. Ainsi, en pratique, pour la bande 144 MHz et une réjection des « bandes images » de 60 dB, la fréquence d'échantillonnage passera à plus de 8 MHz.

Il y a encore une autre contrainte. En examinant la figure 7, nous voyons que le milieu des bandes de Nyquist est en relation particulière avec la fréquence d'échantillonnage. Pour obtenir un filtrage symétrique, la fréquence centrale doit satisfaire à la loi : Fc = (n x Fe) ± Fe/4. Ceci nous conduit pour Fc=145 MHz à une fréquence d'échantillonnage de 10,175 MHz (soit un rapport de 14,25 avec n = 14, plus Fe/4).
Noter que toutes les bandes obtenues avec n+1/4, sont translatées directement en bande de base et que les bandes obtenues avec n-1/4 sont inversées (quand la fréquence d'entrée augmente, la fréquence de sortie diminue). C'est le phénomène bien connu des mélanges supradynes et infradynes.
Noter une dernière contrainte sur Féch, qui veut que pour faciliter les calculs, la fréquence d'échantillonnage de sortie soit synchrone de celle d'entrée. Nous verrons dans la deuxième partie comment l'on passe d'une fréquence à l'autre grâce à la décimation. Celle-ci est plus facile à faire si le rapport est décomposable en facteurs 2 et 3. Pour nous, un rapport de 864 convient bien (864 = 3x3x3x2x2x2x2x2).
Nous obtenons alors les valeurs suivantes :

- Bande d'entrée : 144 à 146 MHz
- Féch en entrée = 10,175 MHz
- Féch en sortie = 11,777 kHz

Nous avons sur la figure 8 la représentation spectrale de l'échantillonnage d'entrée et le gabarit du filtre de bande, appelé aussi « filtre anti-repliements ».

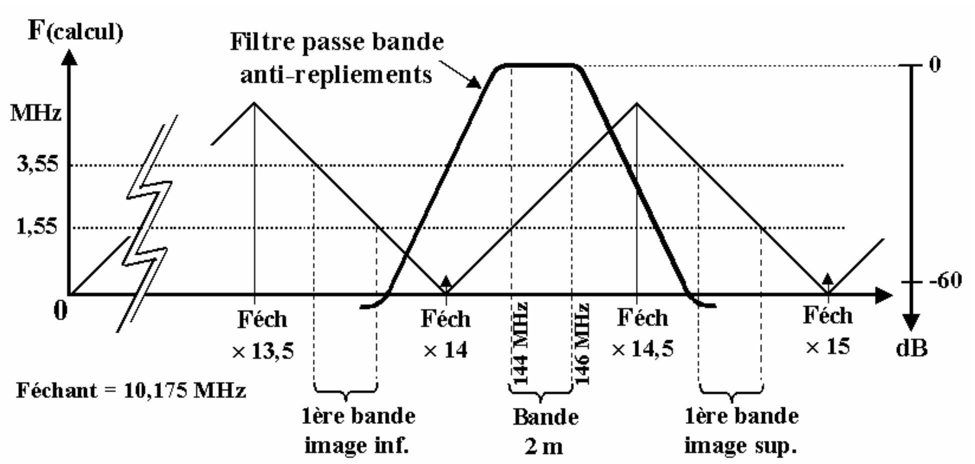

Figure 8

Quand la fréquence d'échantillonnage est inférieure à la fréquence d'entrée, nous disons que nous effectuons du sous-échantillonnage.
La figure 9 montre le schéma synoptique de notre récepteur ainsi numérisé pour la bande 2 m.

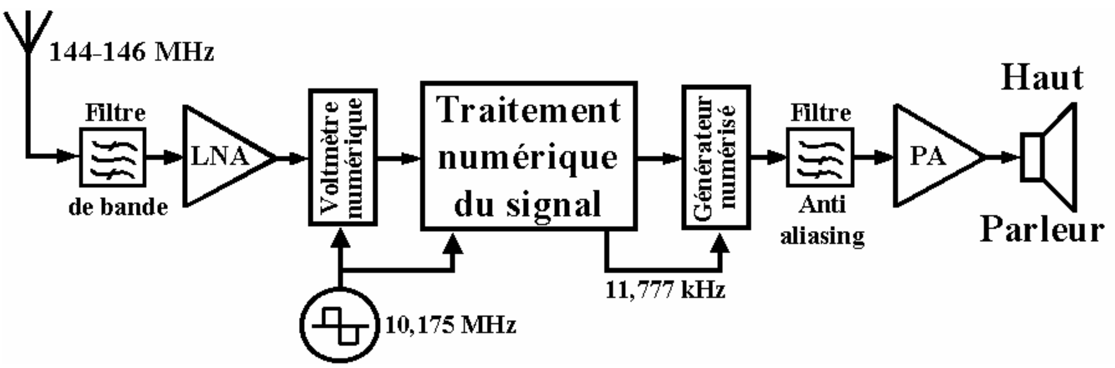

Figure 9

Prenons maintenant un autre exemple avec un récepteur HF 1,8-30 MHz. Le théorème de Nyquist voudrait que l'échantillonnage se fasse à une fréquence bien plus élevée que 60 MHz (30×2), compte tenu des possibilités du filtre anti-repliements. Nous compliquerons les choses en supposant que nous ne pouvons pas échantillonner à plus de 40 MHz. Nous avons sur la figure 10 une solution à notre problème.

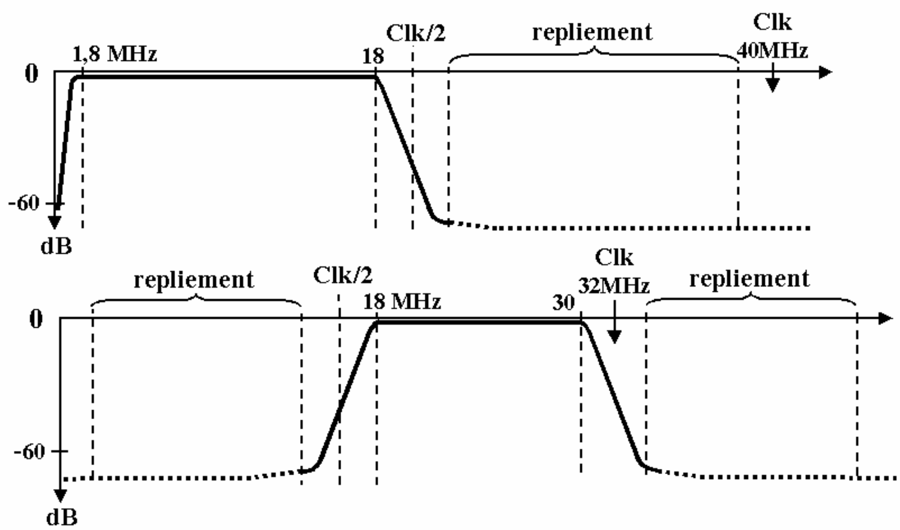

Figure 10

Nous découpons la bande en deux sous-bandes, en utilisant deux fréquences d'échantillonnage différentes et deux filtres de sous-bandes.
Pour la première sous-bande, la fréquence du signal de calcul est la même que celle d'entrée. Pour la deuxième sous-bande, nous utilisons le premier repliement, et le spectre est translaté et inversé. Vous pouvez contrôler que dans les deux cas, le critère de Nyquist est respecté. En pratique, il faudrait apporter un soin particulier au filtre 18-30 MHz, pour la réjection des fréquences en dessous de 14 MHz, car les niveaux des brouilleurs y sont bien plus élevés que dans la bande utile.

Nous avons vu les problèmes liés à la fréquence d'échantillonnage et aux repliements de spectre. Ils s'arrêteraient là si les composants réalisant l'interfaçage entre l'analogique et le numérique étaient parfaits. Or c'est loin d'être le cas.
Nous commencerons par l'interface Numérique - Analogique. Le composant remplissant ce rôle est appelé « C.N.A. » (Convertisseur Numérique / Analogique), ou « DAC » (Digital-Analog Converter) en anglais.

Le C.N.A.

Le but est d'obtenir une tension proportionnelle à la valeur numérique présente sur un bus informatique. Il y a de multiples façons de le faire. L'une des plus simples est représentée sur la figure 11.

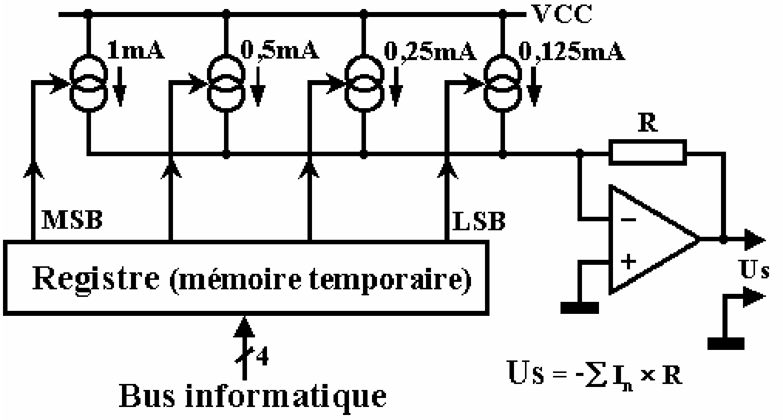

Figure 11

C'est le rythme de mise à jour du registre qui constitue la fréquence d'échantillonnage. Nous avons ici un CNA 4 bits. Le principe est extensible à l'infini, mais nous sommes rapidement confrontés à un problème de précision.
En effet, toutes les sources de courant doivent être meilleures qu'un demi LSB, pour garantir une monotonicité de la conversion. Les imprécisions des sources n'étant pas égales et de même sens, sont à l'origine de la non-linéarité différentielle. Du fait que l'établissement du courant s'effectue progressivement avec un temps variable en fonction du poids de la source de courant, la non linéarité est différente en fonction de la fréquence. Tout ceci a pour effet d'apporter au signal de la distorsion harmonique, de l'intermodulation, et des raies parasites en combinaison avec les harmoniques de l'horloge.
Nous n'entrerons pas plus dans les détails pour l'instant, car pour restituer correctement de la phonie (à niveau quasi constant) à la sortie d'un récepteur radio, un CNA 12bits de qualité courante est largement suffisant.
Nous reviendrons sur les CNA quand nous parlerons de la numérisation des émetteurs.

Le C.A.N.

Le Convertisseur Analogique / Numérique (ADC = Analog-Digital Converter, en anglais) est un voltmètre numérique. Une manière simple de réaliser la fonction est représentée sur la figure 12. Il y en a beaucoup d'autres, mais les problèmes fondamentaux que nous allons aborder restent les mêmes.

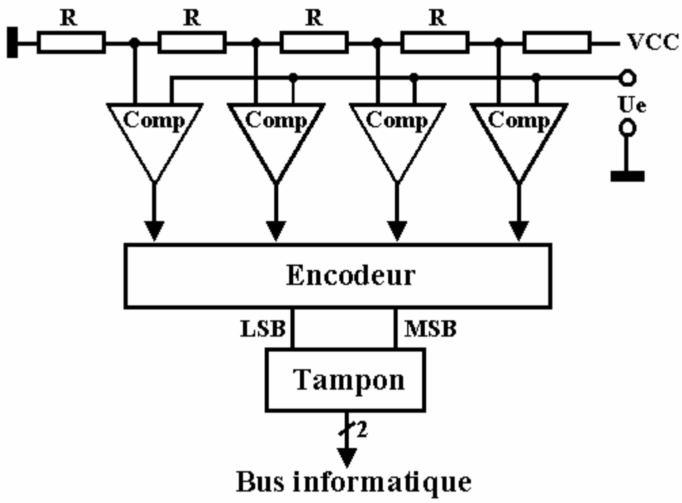

Figure 12

Ce type de CAN, appelé « CAN Flash » est très rapide, mais demande un grand nombre de comparateurs, par exemple, 1024 pour un CAN 10 bits. Bien qu'il soit rapide, du fait des temps de réponse différents des comparateurs et de l'encodeur, pour être sûr de lire dans le tampon une valeur stabilisée, il est nécessaire que la tension à l'entrée soit constante pendant un certain temps. Ce temps sera encore plus long avec les autres types de CAN. Il faudra donc faire précéder le CAN d'une mémoire analogique rafraîchie d'une manière synchrone avec la lecture du CAN. C'est l'échantillonneur bloqueur que nous verrons en détail plus loin. Nous supposerons pour l'instant que sa fonction est parfaitement remplie et nous verrons les problèmes liés directement au CAN.

Dynamique absolue.

C'est l'aptitude du CAN à numériser un signal avec une amplitude comprise dans un certain intervalle de tension. La dynamique est directement liée à la résolution (Nbre de bits) du CAN, mais elle peut être réduite par des phénomènes parasites dus aux parties analogiques du CAN (bruit, temps de commutation).
On conçoit que le signal doit avoir une amplitude au moins égale à la valeur d'un LSB (pas élémentaire) pour être sûr d'avoir deux mesures successives différentes. Par ailleurs, le signal maximum ne doit pas dépasser la pleine échelle.
Donc, si nous avons un CAN 10 bits, soit 1024 pas, la dynamique sera égale à 20 Log(1024) = 60,2 dB(2), soit, *grosso modo* 6 fois le nombre de bits pour une dynamique exprimée en décibels.
Or, la dynamique à l'entrée d'un récepteur peut être supérieure à 130 dB. Cela suppose un système d'amplification à gain variable devant le CAN, avec de sérieux problèmes d'asservissement.
Q : *Peut-on augmenter la dynamique absolue du CAN ?*
La réponse est oui, grâce au gain de traitement. Je vais tenter de vous en expliquer le mécanisme.
On se rappelle que dans notre récepteur, la fréquence d'échantillonnage en entrée est beaucoup plus élevée qu'à la sortie. Le passage de l'une à l'autre se fait par une opération qui s'appelle « décimation ». Par exemple, à chaque décimation par deux, la fréquence d'échantillonnage est divisée par deux, et la bande de Nyquist également. Nous devrons faire précéder la décimation d'un filtre passe-bas de Fc moitié. Ce faisant, le bruit est divisé par deux et le rapport S/B est multiplié par deux. A chaque rapport 4 dans la décimation, nous gagnerons 1 bit (6 dB).
Reprenons notre récepteur bande 2m. La décimation par 864 est supérieure à 2^9, et c'est comme si elle ajoutait 5 bits à notre CAN, qui passe ainsi à 15 bits, soit une dynamique de 90 dB.
Mais tout n'est pas aussi idyllique (on se disait aussi…)
Pour pouvoir lire un signal 32 fois plus petit que le LSB, il faut lui superposer un autre signal qui le fera « voir » par le CAN, en commutant celui-ci, ce que le signal utile ne peut faire seul. *Grosso modo*, pour un gain de traitement de *n* bits, il faut que le signal soit réparti sur *n* bits du CAN avec un minimum de 3 bits.
Naturellement, ce signal additionnel devra être situé en dehors de la bande de réception. Pour éviter des interférences (raies parasites), on prendra un signal de type « bruit gaussien ». La bande de fréquence occupée par ce signal devra être une dizaine de fois celle de la modulation.

Reprenons notre récepteur 144 MHz et une dynamique de 90 dB.

Nous voyons sur la fig. 8 que nous disposons d'une portion de bande entre zéro et 1,55 MHz (Fréq. de calcul). Nous y placerons notre signal additionnel. Son amplitude sera égale à 32 LSB (5 bits), soit 30 dB sous la pleine échelle (6x(10-5)).
A 1,55 MHz, le signal devra être atténué de 90 – 30 = 60 dB min.
La largeur de bande devra être de 4,5 x 10 = 45 kHz min.
Nous utiliserons un générateur de bruit (résistance + ampli OP) suivi d'un filtre passe-haut du premier ordre avec une Fc de 50 kHz et d'un filtre passe-bas avec une Fc de 100 kHz ayant une atténuation supérieure à 60 dB à 1,55 MHz. Ceci est un exemple, il y a de multiples possibilités[3].
Mais il n'est pas sûr que nous pourrons profiter de tout le gain de traitement, nous pourrons être limités par le bruit de l'ensemble CAN + Echantillonneur bloqueur et nous serons sûrement limités par la linéarité du CAN. Nous allons y venir.

Dynamique instantanée, S.F.D.R.

Ces performances sont liées à la non-linéarité différentielle du CAN.
Si nous augmentons linéairement la tension à l'entrée d'un CAN, le changement de valeur numérique ne se fera pas régulièrement, par exemple pour notre CAN Flash, à cause des offsets différents des comparateurs. Ceci est montré sur la figure 13 (détail).

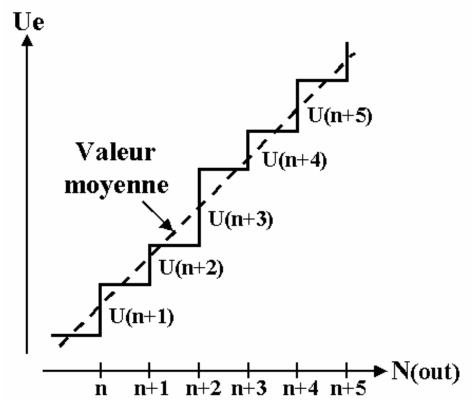

Figure 13

Nous pourrons avoir un signal utile faible superposé à un signal brouilleur élevé qui le « promènera » sur la caractéristique du CAN. A un endroit, le signal utile peut correspondre à deux pas, et trois pas à un autre endroit. La valeur mesurée de notre signal peut être multipliée par 1,5 en fonction du signal brouilleur, ce qui provoque de la transmodulation. Nous aurons aussi des combinaisons multiples avec la fréquence d'horloge. Avec deux signaux brouilleurs, nous aurons de l'intermodulation. Le rapport en amplitude entre ces raies parasites et la pleine échelle constitue la SFDR (Spurious Free Dynamic Range). La SFDR, est une dynamique instantanée. Pour des CAN classiques la dynamique instantanée est inférieure à la dynamique absolue, mais pour des CAN « radio », elle peut être supérieure, d'où l'intérêt d'un gain de traitement.

Il y a une différence fondamentale entre la dynamique d'un CAN et celle d'un circuit analogique (ampli, mélangeur). Dans un circuit analogique, la dynamique croît quand les signaux baissent en amplitude, jusqu'à buter sur le bruit de fond. Dans un CAN, la dynamique décroît quand l'amplitude des signaux décroît. En effet, plus les signaux sont faibles et plus les non-linéarités prennent de l'importance (50% dans l'exemple du paragraphe précédent). Par exemple, une dynamique instantanée pleine échelle (SFDR) de 80 dB se réduit à un peu plus de 60 dB avec un brouilleur à 20 dB sous la pleine échelle.

C'est pourquoi une mesure d'IP3 avec un CAN n'apporte pas du tout la même information que la mesure de l'IP3 d'un circuit analogique, et en fait, ne veut pas dire grand chose.
Q : *Peut-on améliorer la dynamique instantanée d'un CAN ?*
La réponse est oui, grâce à la technique du « dithering » que je vais tenter d'expliquer.
Nous avons vu que la dynamique instantanée était liée aux non linéarités différentielles avec comme conséquences principales une transmodulation des signaux faibles par les signaux forts, et la création de raies parasites de mélange. Mais, nous avons considéré que les signaux brouilleurs étaient de même nature que le signal utile, en particulier, avaient la même bande de modulation.
Au lieu d'un signal cohérent, prenons un signal aléatoire, comme un bruit gaussien. Si sa bande est beaucoup plus large que la bande de l'échantillonnage de sortie, les derniers filtres décimateurs de la chaîne numérique vont moyenner les effets de la transmodulation sur le signal utile. Alors, les raies parasites vont être « étalées » et transformées en une petite augmentation du bruit de fond, et ceci se fera d'autant mieux que le signal aléatoire sera le plus élevé parmi ceux présents à l'entrée et que la bande de bruit sera large devant la bande du signal utile (on prend dix fois). Naturellement, la bande de bruit devra être en dehors de la bande d'entrée. Ce signal de linéarisation est appelé « dither ».
Couramment, le niveau moyen du dither est ajusté à –35 dB sous la pleine échelle, et alors, son effet se fait surtout sentir pour des brouilleurs d'un niveau inférieur.
Noter que le dither permet également d'augmenter la dynamique absolue (permise par le gain de traitement). Le même dispositif améliore les deux dynamiques.
On peut exploiter le système au maximum, en asservissant le niveau du dither sur le signal d'entrée, de façon que la somme des deux soit égale à la pleine échelle du CAN. Nous rencontrons alors un problème lié au facteur de crête d'un bruit gaussien, qui est de 13 dB environ. La solution consiste à remplacer un bruit d'amplitude par un bruit de phase. Il suffit de moduler une porteuse en fréquence par le bruit gaussien. Ainsi, le signal sera toujours aléatoire, mais il aura un niveau crête constant, donc pas de risque de saturation, et efficacité optimale.
Cette méthode a fait l'objet d'un brevet Thalès, vieux d'une huitaine d'années. Elle permet d'obtenir, à partir d'une SFDR de 80 dB pleine échelle, une SFDR de 90 dB à –15 dB sous la pleine échelle (CAN 12 bits). Ce qui nous apporte un gain de 25 dB en dynamique instantanée.
Maintenant, les CAN deviennent de plus en plus performants et un tel système ne se justifie plus que pour les récepteurs HF et VHF large bande. Aussi, je vous livre le « secret » qui peut être intéressant avec des CAN de récupération, aux performances modestes.
Nous avons sur la figure 14 un synoptique de la mise en œuvre de ce principe.

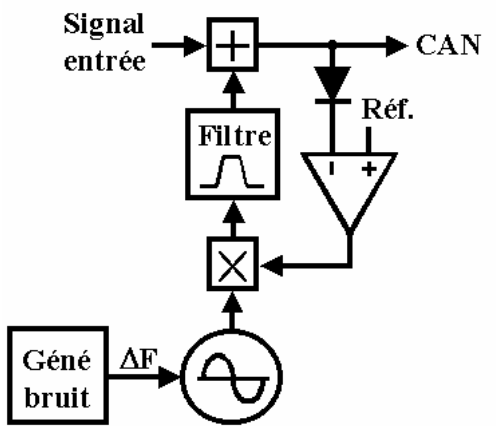

Figure 14

Bruit de conversion.

Le bruit thermique d'un CAN standard ne pose pas de problème, étant donné qu'il est généralement inférieur à un LSB pour la bande de Nyquist. Avec certaines architectures compliquées, les composants analogiques utilisés peuvent augmenter le bruit, et la résolution du CAN ne peut être obtenue qu'en réduisant la bande (décimation). Nous verrons plus loin, que c'est l'association de l'échantillonneur bloqueur et du CAN qui détermine le facteur de bruit de l'ensemble.

Nous en avons terminé avec le CAN, mais parce que nous avons considéré que le signal à son entrée était « vrai » et stable durant la mesure, et représentait une valeur « instantanée ». Ces conditions sont obtenues (imparfaitement) par un circuit appelé « échantillonneur bloqueur ».

L'échantillonneur bloqueur.

La méthode universelle pour constituer une mémoire analogique est de charger un condensateur, de le déconnecter, et de lire la tension à ses bornes. Nous allons rencontrer plusieurs problèmes (voir figure 15) :

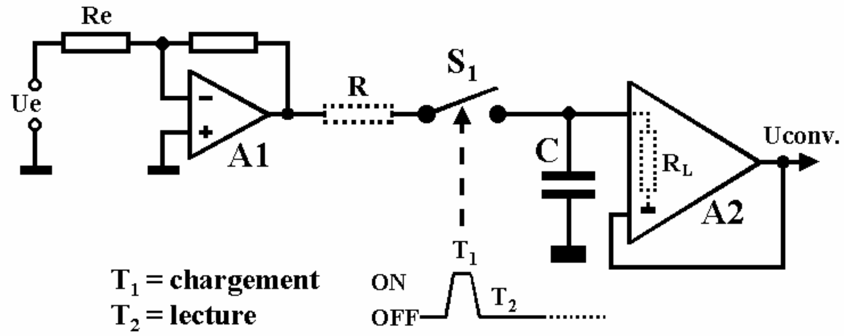

Figure 15

- **C** devra avoir une valeur suffisante pour ne pas se décharger significativement dans la résistance R_L pendant la durée de la conversion.
- Mais **C** devra être suffisamment petit pour pouvoir se charger au maximum pendant T_1, compte tenu de la résistance R (constante de temps).
- L'ampli A1 devra être capable d'absorber autant de courant que d'en fournir, et ce d'une manière impulsionnelle sur une charge réactive.
- La fonction de transfert de S_1, fermé pendant le temps T_1, sera fortement dépendante de la fréquence d'entrée.

La valeur de C résultera d'un compromis qui tiendra compte des caractéristiques de l'interrupteur S_1, et de la fréquence maximale que l'on veut échantillonner.
Les principaux paramètres à prendre en compte seront :

- le temps de transition à l'ouverture de S_1 (blocage de la tension de C)
- la résistance R qui comprend, non seulement la résistance de sortie de A1, mais aussi celle de S_1 en mode passant.
- la durée d'échantillonnage T_1

La constante de temps R-C aura pour conséquence de faire fonctionner l'échantillonneur différemment selon la fréquence d'entrée.

N-B : *La figure 15 n'est qu'un exemple simple d'échantillonneur bloqueur, mais il est valable pour expliquer le comportement fréquentiel de tous les échantillonneurs.*

Continuons en examinant la figure 16.

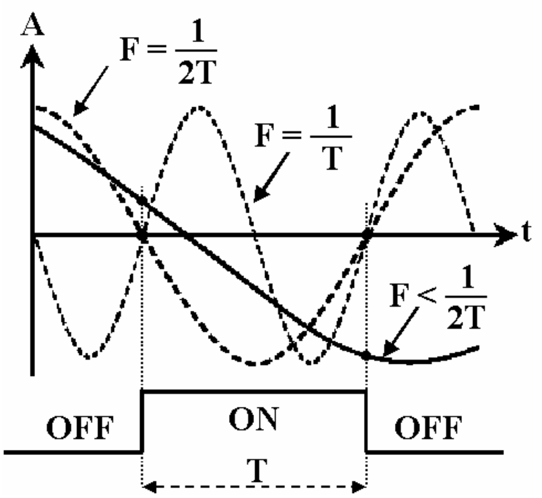

Figure 16

Si la constante de temps R-C est très petite devant la période du signal d'entrée, la tension aux bornes de C suivra la tension d'entrée pendant la durée T et conservera la valeur finale à l'ouverture de S_1.
Si la constante de temps n'est plus négligeable devant la période, alors nous avons une intégration du signal d'entrée. Plusieurs cas particuliers :

- F<< 1/2T : réponse dépendant du rapport R-C / T, variant très peu avec la fréquence.
- F = 1 / 2T : fréquence de transition
- F = 1 / T : réponse passant par un minimum
- F > 1/T : réponse passant alternativement par des maxima à F = (n+0,5) / T et des minima à F = n / T. Le temps d'ouverture de S_1 ne devenant plus négligeable devant la période, les maxima sont de plus en plus faibles et les minima de plus en plus prononcés.

Ceci est montré sur la figure 17.

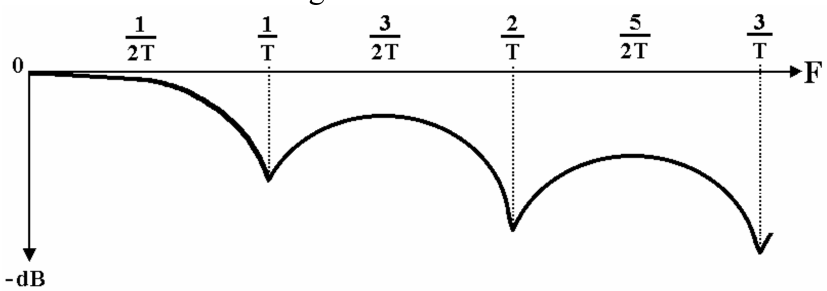

Figure 17

Donc, quand nous ferons du sous échantillonnage, il faudra contrôler que l'échantillonneur bloqueur, généralement inclus dans le CAN, ait une bande passante suffisante pour la fréquence d'entrée.

Linéarité de l'échantillonneur

Tous les échantillonneurs comportent des amplis opérationnels, et des interrupteurs. Ce sont des composants analogiques. Donc nous aurons des problèmes de linéarité en fonction des tensions en présence et de la fréquence. Cela se traduira par de la distorsion, de la transmodulation et de l'intermodulation, comme dans un mélangeur. Quand l'échantillonneur

est incorporé dans le boîtier du CAN, sa linéarité est en général meilleure que celle du CAN. L'amélioration de la linéarité du CAN grâce au dithering, améliore aussi celle de l'échantillonneur, mais au prix d'une détérioration du facteur de bruit. Nous voyons là une limite au procédé.
Pour bénéficier de la meilleure linéarité, il est nécessaire d'alimenter le CAN conformément à la notice, avec une source ayant l'impédance interne spécifiée.

Bruit de l'ensemble CAN – Echantillonneur

Il y a deux sortes de bruit, le bruit plancher et le bruit de phase.

Bruit plancher

Le bruit plancher provient du bruit thermique du CAN et de l'échantillonneur, ainsi que du bruit de l'horloge avec des contributions qui dépendent de la qualité du composant.
Le bruit de fond est important, du fait que les impédances internes sont élevées à cause du condensateur d'échantillonnage que l'on prend aussi petit que possible pour obtenir une grande bande passante. Par ailleurs, le bruit de fond augmente avec la fréquence d'entrée.
Les fb équivalents des CAN sont médiocres. Prenons un exemple avec le (bon) CAN 12 bits AD9042, qui a les caractéristiques suivantes :

- Niveau pleine échelle : 1 V CàC
- Re = 200 Ω
- Rs = 50 Ω (résistance optimum de la source)
- Bruit plancher = -68 dBc dans une bande de 20 MHz
- Féch = 40 MHz

Les tensions seront ramenées à une impédance antenne de 50 Ω pour les calculs de puissance.
Tension fournie par la source : (1 / 2,8) x (250 / 200) = 0,446 Veff
Soit une puissance équivalente : 30 + 10Log($0{,}446^2$/50) = +6 dBm
Puissance de bruit équivalente dans 1 Hz : 6 – 68 – (10 Log($2x10^7$) = -135 dBm.
Fb équivalent = -135 – (-174) = 39 dB.
Ceci veut dire que pour notre récepteur VHF, il faudrait amplifier le signal antenne de 50 dB pour ne dégrader que de 0,35 dB un fb de 1dB du préampli.
Pour une bande de modulation de 3 kHz (BLU), le bruit à l'entrée du CAN serait de –174 + 1,4 + 35 + 50 – 1 = -86,6 dBm, soit 91,6 dB sous la pleine échelle.
Or le gain de traitement possible, avec une horloge à 40 MHz et pour la BLU, est de 41 dB, soit une dynamique totale de 113 dB (CAN 12 bits). C'est 20 dB de trop. Par contre en se contentant d'un fb de 10 dB pour un récepteur HF, un gain de 32 dB suffit, ce qui fait 102 dB de dynamique demandée au CAN. C'est parfaitement réaliste avec un super dither FM.
Mais, attention, ces calculs ne sont valables que si l'amplification devant le CAN ne fournit pas de bruit dans les bandes de repliements. Sinon, il est nécessaire de mettre devant le CAN un deuxième filtre de bande. Celui-ci peut se contenter d'une réjection d'une quinzaine de décibels et est facile à faire. Nous avons le même problème avec un mélangeur standard.

Bruit de phase.

Le bruit de phase est apporté par la gigue sur l'instant d'échantillonnage. Elle est provoquée par le bruit dans les circuits de commutation commandés par l'horloge.
Ce bruit de phase a deux effets :

- une augmentation du bruit plancher en présence d'un signal
- provoquer du mélange réciproque en présence de brouilleur(s)

Mélange réciproque

Un bon dessin valant mieux qu'un long discours, examinons la fig. 18

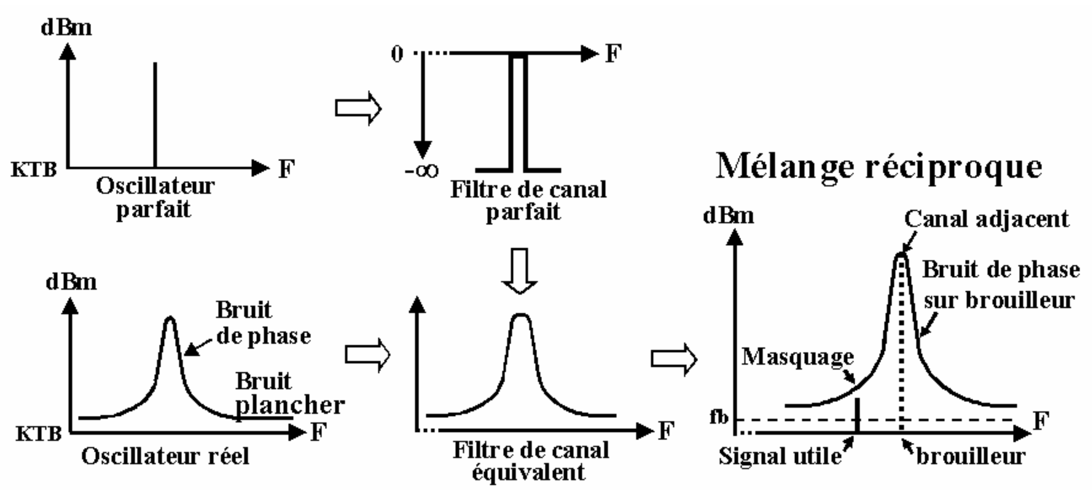

Figure 18

Un oscillateur parfait a une bande de fréquence nulle. Mais le bruit thermique du générateur et des amplificateurs a pour effet de moduler en phase le signal, qui occupe ainsi une bande de fréquence élargie. Lorsque cet oscillateur est employé dans un changement de fréquence (et l'échantillonnage en est un), il transmet son bruit de phase au signal utile converti. Alors, si le bruit déborde sur le canal adjacent à -XX dB, le signal présent dans ce canal sera reçu dans le canal utile avec un niveau à -XX dB. C'est le mélange réciproque.
Nous voyons sur la fig. 18 que l'effet du mélange réciproque est de diminuer la sensibilité en présence d'un brouilleur proche. Cet effet est impossible à corriger après le mélangeur, quelle que soit la qualité du filtre de canal. La seule solution consiste à diminuer le bruit de phase de l'oscillateur. Cela nous amène à prendre des précautions pour la génération et la fourniture de l'horloge au CAN.

L'horloge d'échantillonnage.

Le meilleur moyen d'obtenir un oscillateur à fréquence fixe, précise, stable et propre, est d'utiliser un quartz. Un TCXO est le meilleur compromis (les OCXO sont bruyants). Le problème consiste à transformer un signal sinusoïdal en horloge rectangulaire.
Certains CAN acceptent une horloge sinusoïdale. Il ne reste plus qu'à la mettre en forme pour servir d'horloge au traitement numérique. Cette opération n'est pas critique, car la précision du traitement n'est pas sensible à la gigue de l'horloge. Il suffit que la lecture du CAN se fasse à un moment où celui-ci est stable, ce qui est le cas pendant un temps suffisant.
Si nous devons mettre en forme l'horloge pour le CAN, il faut utiliser des méthodes dérivées de la technique ECL (amplis différentiels). Faire attention à ne pas intercaler trop de circuits TTL. Ceux-ci sont bruyants. Les meilleurs sont les « ACT ». Une porte seule a un fb équivalent de 17 dB à 200 MHz (signal utile). Donc prudence pour un récepteur VHF. En HF une ou deux portes ACT sont tolérables.
Attention aussi à la symétrie de l'horloge. Les CAN modernes ne tolèrent pas plus de 5% de dissymétrie.

Mise en œuvre du CAN

Le CAN avec son échantillonneur est un circuit analogique, avec une dynamique pouvant atteindre 100 dB. Il faut donc prendre toutes les précautions d'usage, stabilité et pureté des alimentations, implantation sur la carte, etc…

Conclusions

Nous avons sur la fig. 19 un schéma type de récepteur radio avec numérisation à la fréquence antenne.

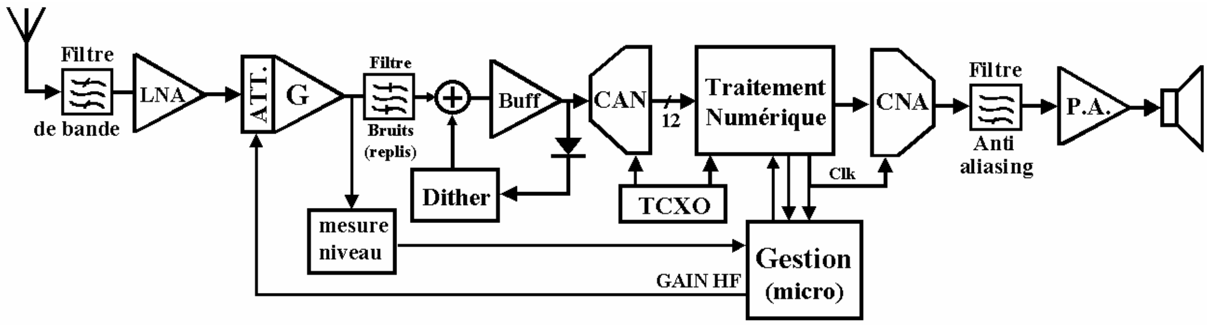

Figure 19

Nous voyons que la partie analogique, pour aboutir à la conversion A / N, est relativement complexe. Il faut bien comprendre que, quelle que soit la précision des calculs numériques ensuite, notre récepteur n'aura que les performances de cette partie analogique(4).
La gestion du gain HF sera vue dans un prochain article. Nous y aborderons aussi les principales méthodes de calcul utilisées par le traitement numérique.

F5NB.

Notes.

(1) Il y a une différence fondamentale entre le signal utile et les brouilleurs, c'est que les caractéristiques du signal utile sont connues, ce qui n'est pas toujours le cas pour les brouilleurs, en particulier dans la bande HF. En conséquence, il sera facile de tester le récepteur pour le traitement du signal utile. Mais pour le traitement des signaux brouilleurs (tenue aux brouilleurs), nous serons obligés de prendre des cas particuliers sensés représenter les pires cas rencontrés en réalité. Certaines procédures de test utilisées avec le traitement analogique (mesure de l'IP3 par exemple) ne seront pas forcément adaptées au traitement numérique. Ceci posera un problème pour qualifier les performances d'un « récepteur numérisé ».

(2) Il faut ajouter 1,7 dB qui correspond au rapport entre la valeur crête d'une sinusoïde et celle d'un carré de même puissance.

(3) Dans le cas d'un récepteur HF large bande, on peut compter sur la somme des signaux brouilleurs présents à l'entrée pour commuter les n LSB du CAN. Mais en VHF et au dessus, on n'est pas toujours certain d'avoir des brouilleurs « utiles ».

(4) Cela semble souvent oublié par les « numériciens » qui conçoivent un récepteur numérisé. Ils pensent, à tort, que les amplis et les CAN sont des boîtes noires qui remplissent

parfaitement leur fonction comme des circuits numériques. La radio analogique n'est pas une science exacte, et, même en numérisant le signal d'antenne, on est obligé de s'y soumettre.