

LA RADIO LOGICIELLE

ou

LE TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL

expliqué aux analogiciens par un analogicien.

Robert BERRANGER F5NB

Troisième partie : le calcul numérique (suite).

Article publié dans Radio-REF de mars 2007.

Dans la première partie, nous avons traité de l'échantillonnage et dans la seconde, nous avons abordé le traitement numérique du signal, en particulier les oscillateurs (NCO) et les filtres. Dans celle-ci nous allons poursuivre sur le sujet.

Nous avons sur la figure 1 un rappel du synoptique d'un récepteur numérique large bande.

Conversion numérique en bande de base

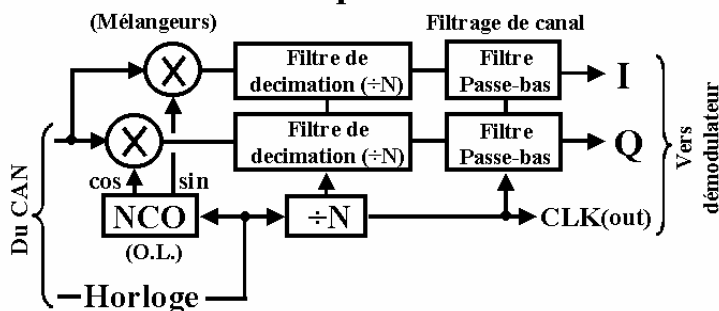


Figure 1

Nous avons vu le N.C.O. (génération de l'OL), le mélangeur (multiplication) et le filtre passe-bas (FIR). Nous allons maintenant voir le filtre de décimation.

La décimation

Le but de la décimation est d'obtenir un signal avec une fréquence d'échantillonnage de valeur minimum, tout en restant compatible avec le critère de Nyquist et le facteur de forme du filtre anti-repliement (voir première partie).

La façon la plus simple de procéder est de filtrer passe-bas le signal d'entrée, tel que la bande de Nyquist soit respectée pour la fréquence d'horloge de sortie. Exemple : soit une bande de 18 MHz à la sortie du CAN avec une horloge à 40 MHz. Après filtrage avec un FIR P-Bas de 6 MHz au premier nul, il suffit de garder un échantillon sur trois, et la fréquence d'horloge est ramenée à 13,3 MHz. Et ainsi de suite, jusqu'au filtre de canal. Noter que les premiers FIR de décimation peuvent être relativement « mous » (peu de coefficients), leurs bande étant beaucoup plus large que celle du canal.

Cette façon de faire est valable pour des facteurs de décimation peu élevés. Elle est trop coûteuse en puissance de calcul (ou en surface silicium) pour de grands rapports. Il y a mieux à faire, en remplaçant les FIR passe-bas par un filtre en peigne. Mais avant, faisons un petit retour sur les filtres numériques.

Nous avons vu dans le précédent article (fig. 11), un diagramme fonctionnel de filtre FIR. Ce diagramme peut être simplifié en utilisant la transformée en Z. Nous avons sur la figure 2 cette nouvelle représentation pour un FIR du deuxième ordre.

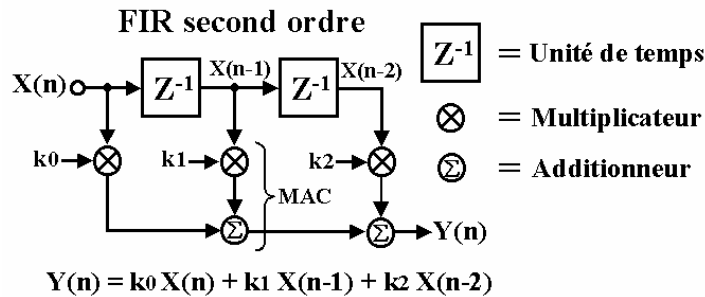


Figure 2

Nous ne nous étendrons pas sur la transformée en Z, et noterons simplement que le Z^{-1} dans le carré correspond à un décalage temporel égal au temps écoulé entre deux échantillons successifs. La comparaison entre ce diagramme et celui du précédent article devrait permettre de comprendre sa construction.

Nous avons ensuite sur la figure 3 le diagramme d'un filtre IIR, montrant bien la récursivité.

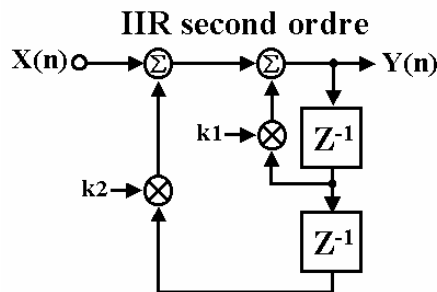


Figure 3

Nous sommes maintenant prêts pour aborder le filtre en peigne.

Le filtre en peigne (comb filter).

Il y a plusieurs façons de synthétiser un filtre en peigne. Nous avons sur la figure 4 celle qui nous intéresse.

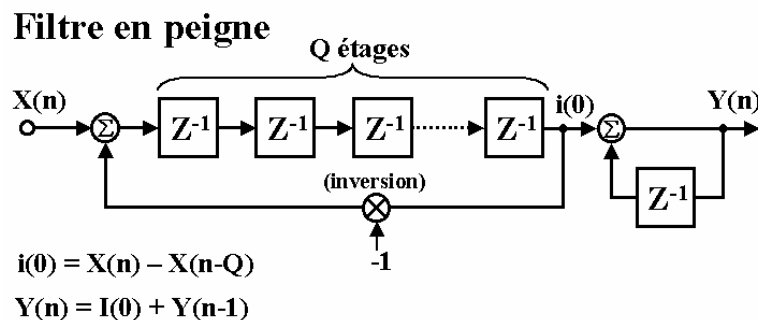


Figure 4

Noter que la synthèse n'utilise qu'une addition et une soustraction, donc est facile à intégrer sur le silicium.

Nous avons maintenant sur la figure 5 les réponses fréquentielles d'un tel filtre, pour le premier ordre et le quatrième ordre (4 étages successifs).

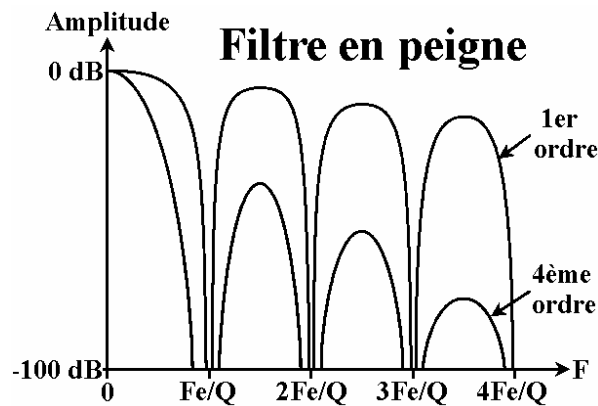


Figure 5

En comparant les figures 4 et 5, nous noterons le rapport Q qui est le nombre d'unités de retard dans la récursivité et qui détermine les positions des nuls à nFe/Q .

Si, en sortie du filtre en peigne, nous ne prenons qu'un échantillon sur Q échantillons d'entrée (décimation par Q), et si nous nous servons de cette nouvelle horloge pour synthétiser un FIR passe-bas, alors ses repliements se retrouveront dans les nuls du filtre en peigne. Ainsi, un simple filtre en peigne suffira pour obtenir une décimation d'ordre très élevé sans repliements gênants. Nous aurons contourné le critère de Nyquist.

Nous avons sur la figure 6 une illustration avec un filtre en peigne d'ordre 5 et une décimation par 16, en combinaison avec un filtre de canal à 121 coefficients.

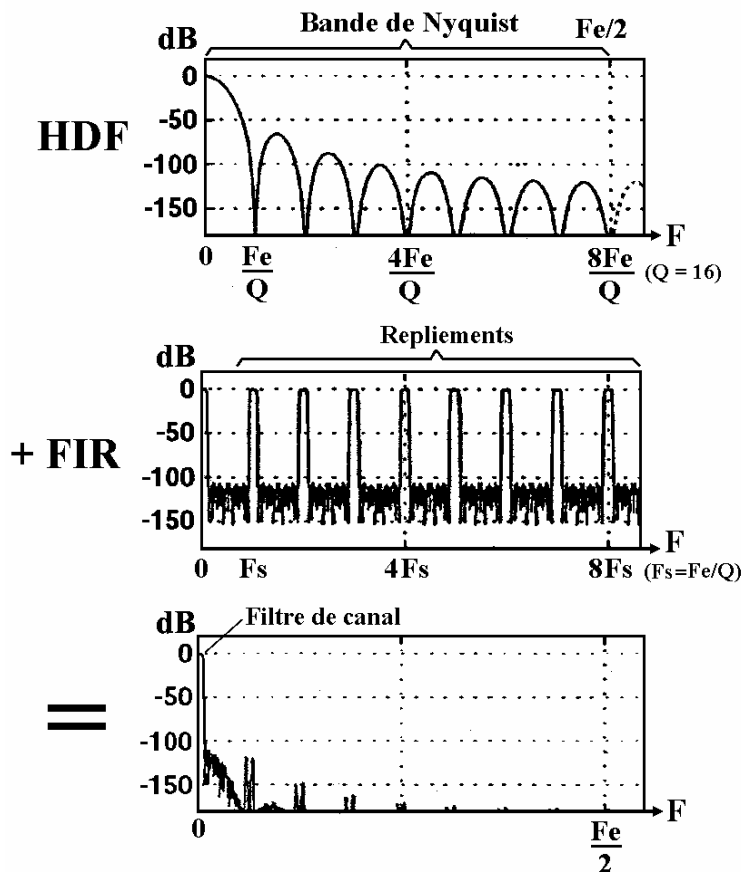


Figure 6

Noter la réjection qui dépasse 100 dB. Ce filtre est implanté dans un DDC du commerce (HSP50016), et on peut obtenir une décimation comprise entre 16 et 32768. La combinaison filtre en peigne plus décimation est appelée « filtre de décimation ».

Avec le filtre de décimation, nous en aurons terminé avec les briques numériques nécessaires pour transposer notre signal de la bande HF en bande de base.

Transposition en bande de base.

C'est une opération que les radioamateurs connaissent bien puisque c'est celle qu'on effectue pour la réception de la BLU⁽¹⁾. C'est un changement de fréquence particulier, car l'OL est à la fréquence porteuse, ce qui transpose celle-ci à la fréquence zéro (continu). La principale conséquence résulte dans la contiguïté de la bande image. Avec la BLU, en analogique, généralement, on l'élimine à l'aide d'un filtre à quartz. Ceci est possible car la bande de base ne descend pas à zéro (300-3000 Hz) et laisse 600 Hz pour la pente du filtre. Si nous ne filtrons pas la bande image, celle-ci va se replier sur la bande utile après la transposition, comme montré sur la figure 7.

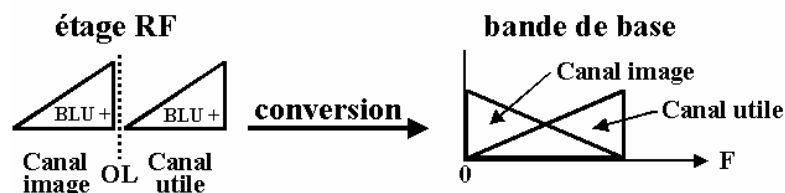


Figure 7

Les triangles symbolisent le spectre de la bande de base avec la pointe à la fréquence zéro. Nous voyons ainsi que le spectre de la bande image est inversé. Mais plus intéressant, les vecteurs phase des deux bandes tournent en sens inverse⁽²⁾. Cette propriété permettra de les séparer grâce à la combinaison de deux conversions avec des OL déphasés de 90°. Nous avons le principe général du système sur la figure 8.

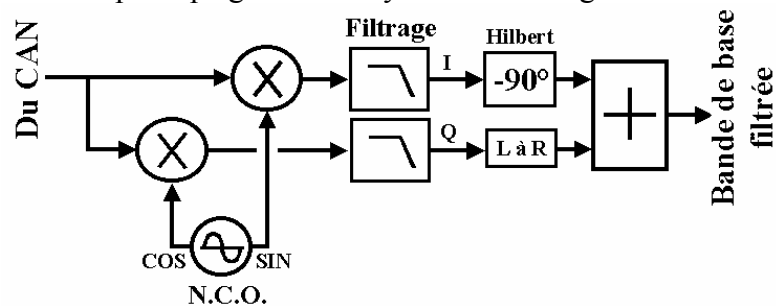


Figure 8

Soit un signal **A** à $F_{OL} + 1\text{kHz}$ et soit un signal **B** à $F_{OL} - 1\text{kHz}$.

Soit T_0 le moment où les deux vecteurs phase sont superposés à la sortie du filtre I.

A l'instant $T_1 = T_0 + 250\mu\text{s}$ (un quart de période), les deux vecteurs seront superposés à la sortie Q ⁽³⁾. A la sortie I, le vecteur **A** sera en avance (+) de 90° et le vecteur **B** en retard (-) de 90° (puisque'il tourne en sens inverse).

Après le filtre de Hilbert, le vecteur **A** sera retardé de 90° et se retrouvera en phase avec le vecteur **A** de la voie Q. Le vecteur **B** sera aussi retardé et sera en opposition de phase avec le vecteur **B** de la voie Q ($-90 + -90 = -180^\circ$).

Après addition des voies I et Q, le vecteur **B** sera éliminé, et le vecteur **A** doublera de niveau.

Il suffirait de changer un seul signe dans le système et c'est le vecteur **B** qui serait conservé et le vecteur **A** éliminé.

En analogique, ce procédé est connu sous le nom de « phasing ». En BLU, les filtres passe-bas sont remplacés par des filtres de bande 300-3000 Hz. Si l'on convertit en FI au lieu de bande de base, le procédé prend le nom de « mélangeur à réjection de fréquence image ».

Noter que nous aurons le même résultat si le déphaseur de la voie I est inséré devant le mélangeur.

Bande de base réelle.

Il y a une autre méthode pour passer en bande de base sans repliements, dite « bande de base réelle ». Appliqué à la réception analogique BLU, c'est la « troisième méthode ». Le procédé est appelé « Weaver ». Nous avons son schéma synoptique sur la figure 9, ainsi que les spectres aux différents endroits.

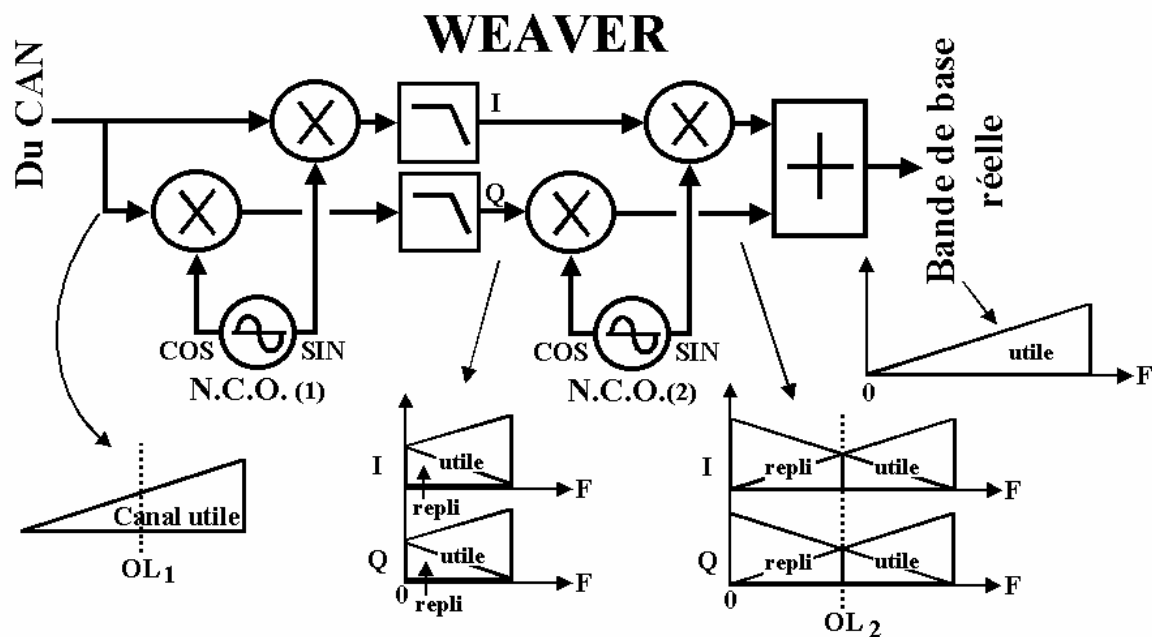


Figure 9

Le Weaver est la meilleure solution lorsqu'il est réalisé en numérique à la suite d'une conversion analogique en bande de base. En effet, les repliements résiduels, dus au mauvais équilibrage du système (-30 à -40 dB en pratique) ne concernent pas le canal adjacent, mais le canal utile lui-même. Cela n'entraîne qu'une distorsion parfaitement acceptable. On peut aussi corriger l'accord (décalage émission/réception) avec le deuxième OL numérique sans toucher au premier qui est en général une PLL avec un pas égal à la canalisation (pour un minimum de bruit de phase).

Noter que les produits indésirables des mélanges seront filtrés par le filtre « anti-repliements » qui suit le CNA.

Avec une conversion numérique en bande de base, on peut simplifier le weaver en prenant un OL égal au quart de la fréquence d'horloge. Nous avons déjà vu que le sinus et le cosinus prenaient les valeurs remarquables, 1, 0 et -1. Voyons un exemple :

Soit une bande BLU, 350 - 2950 Hz.

Le milieu de bande est égal à $350 + ((2950-350) / 2) = 1650$ Hz.

La fréquence d'horloge sera égale à 1650×4 , soit 6600 Hz.

Noter sur la figure 9 que la bande de sortie est égale à deux fois les bandes I et Q⁽⁴⁾.

Alors la fonction weaver sera réalisée en prenant pour la sortie, un échantillon I, puis un échantillon Q, puis un échantillon $-I$ (négation de I), puis un échantillon $-Q$. Et on recommence... On ne peut pas imaginer plus simple⁽⁵⁾.

La reconstitution de la bande de base réelle, n'est nécessaire que pour la réception BLU⁽⁶⁾. En effet, la démodulation peut se faire directement à partir de la bande de base complexe I et Q.

La démodulation.

Il y a deux façons possibles de moduler une porteuse : en amplitude et en phase⁽⁷⁾. Lorsque le signal est converti en bande de base, la porteuse devient une tension continue, et il reste la modulation qui peut être représentée par un vecteur tournant. Nous avons sur la figure 10 une description cartésienne de ce vecteur.

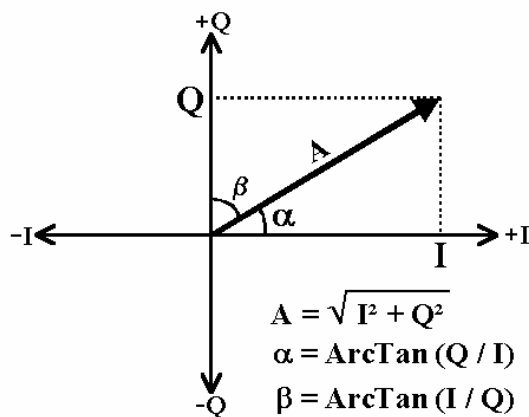


Figure 10

Modulation d'amplitude.

Elle est portée par la variation d'amplitude du vecteur. La démodulation AM s'obtient alors simplement en calculant $A = \text{racine de } (I^2 + Q^2)$ (théorème de Pythagore). La fonction racine carrée peut être câblée, ou se faire grâce à une table avec interpolation (comme nous avons vu pour le sinus), ou utiliser un polynôme d'approximation, ou par itération.

Modulation de phase.

Elle est portée par la variation de l'angle alpha que fait le vecteur par rapport à la référence. La démodulation de phase s'obtient alors avec la formule trigonométrique : $\alpha = \text{ArcTan}(Q / I)$. La tangente pouvant prendre une valeur comprise entre plus ou moins l'infini, on tourne la difficulté en ne prenant que la partie comprise entre 0 et 1, soit un angle variant de 0 à 45°. On utilise alors la propriété suivante : $\text{ArcTan}(X) = 90^\circ - \text{ArcTan}(1/X)$. Concrètement, cela donne :

- Si $I \geq Q$, $\alpha = \text{ArcTan}(Q / I)$
- Si $I \leq Q$, $\alpha = 90^\circ - \beta$ avec $\beta = \text{ArcTan}(I / Q)$.

Cela permet de ramener le calcul de l'arc tangente sur 45°. On obtient les angles de 45 à 360° par raisonnement sur les signes de I et de Q⁽⁸⁾. Le calcul de l'ArcTan peut procéder de la même manière que pour la racine carrée.

Modulation de fréquence.

Elle est la dérivée de la modulation de phase et s'obtient en calculant $Y = \delta\varphi / \delta t$. En prenant t égal à la période de l'horloge, on obtient : $Y = K \cdot (\varphi_n - \varphi_{n-1})$ avec $K =$ constante de mise à l'échelle (équivalent à la largeur de bande d'un discriminateur analogique).

Pour éviter d'avoir à calculer l'Arc tangente, on peut aussi obtenir directement une estimée de Y à partir des échantillons I et Q . L'algorithme correspond à la formule :

$$Y_{\text{est}}(n) = \frac{I(n) \cdot f[Q(n)] - f[I(n)] \cdot Q(n)}{A \cdot [I(n)^2 + Q(n)^2]}$$

avec $A = K (2\pi / Fe)$.

$f[I(n)]$ et $f[Q(n)]$ sont deux fonctions qui approximent le calcul des fonctions dérivées de la relation continue.

En utilisant deux échantillons complexes successifs, $f[I(n)] = I(n-1)$ et $f[Q(n)] = Q(n-1)$, la formule devient :

$$Y_{\text{est}}(n) = \frac{[I(n) \cdot Q(n-1)] - [I(n-1) \cdot Q(n)]}{A \cdot [I(n)^2 + Q(n)^2]}$$

En utilisant trois échantillons complexes successifs les formules d'approximation deviennent :

$$f[I(n)] = \frac{I(n+1) - I(n-1)}{2} \quad \text{et} \quad f[Q(n)] = \frac{Q(n+1) - Q(n-1)}{2}$$

Nous obtenons alors le résultat avec un coup d'horloge de retard (puisque nous utilisons $n+1$). Nous pouvons encore augmenter la précision en approximant avec cinq échantillons et deux coups d'horloge de retard, etc...

Format des données.

- BLU : le même format que les données I et Q (nombres signés)
- AM : strictement positif avec doublement de la valeur absolue
- FM : bipolaire (nombre signé).

Le CNA de sortie ayant généralement une entrée non signée, il faudra ajouter un offset aux données pour supprimer le signe et les cadrer de manière à prévenir un écrêtage. Cet offset sera ensuite supprimé analogiquement avec un condensateur en série.

Normalisation des données.

Pour les modes BLU et AM, les niveaux de sortie ont en principe la même dynamique qu'à la sortie du CAN. Avec un Dither, on peut obtenir une centaine de dB, ce qui correspond à des mots I et Q de 16 bits. Or, pour conserver un confort d'écoute, il est nécessaire que la crête du signal BF soit à un niveau constant, quel que soit le niveau du signal d'entrée. En analogique, ce rôle est rempli par la CAG (Commande Automatique de Gain). En numérique, nous aurons besoin du même système, que je préfère appeler « ALC » (Automatic Level Control), réservant le sigle CAG pour la boucle de régulation devant le CAN.

Pour le mode FM, l'amplitude ne joue aucun rôle dans la démodulation, puisque seul le **rapport** entre I et Q compte (ils ont, par principe, la même amplitude crête).

L'ALC.

Il n'agit qu'en bande de base. C'est le même système qu'un ALC de micro en émission, appelé souvent (à tort) « compresseur ».

Nous avons sur la figure 11 les trois phases d'un ALC (valable aussi pour la CAG).

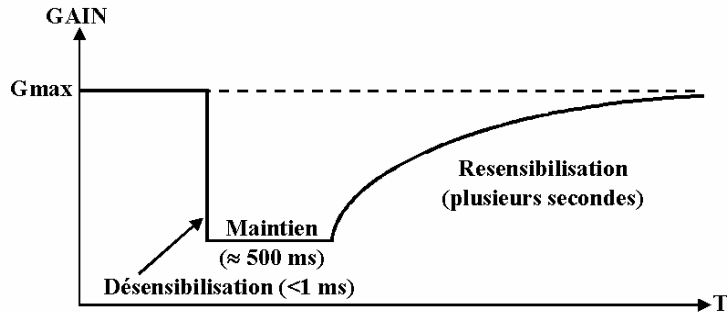


Figure 11

En numérique, on peut réaliser parfaitement la fonction. On peut avoir une désensibilisation instantanée, ou légèrement intégrée, pour ne pas réagir sur impulsion. Dans ce cas, ne pas oublier de gérer les dépassements (saturation pour les impulsions).

Nous avons sur la figure 12, une description sommaire d'un processus d'ALC.

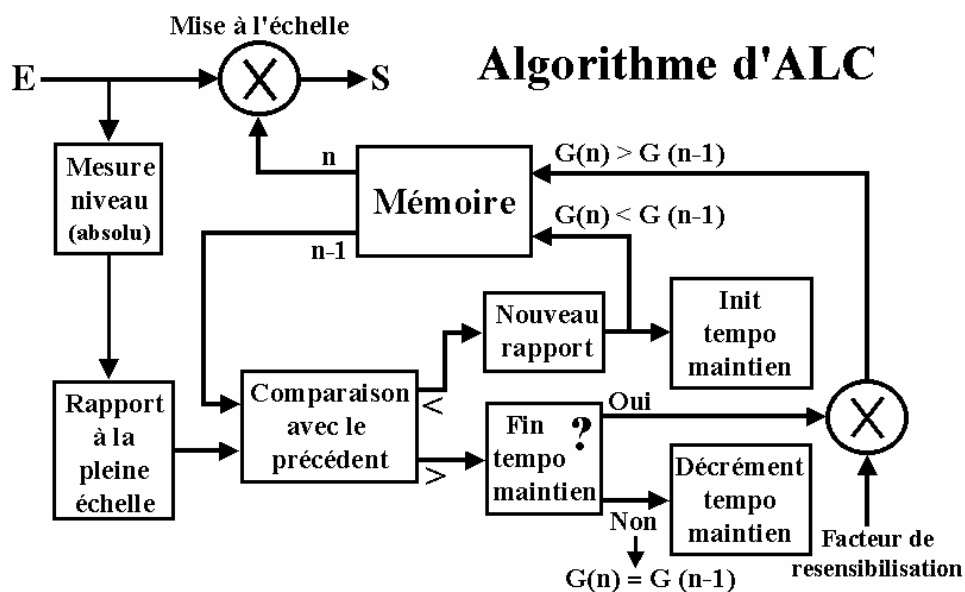


Figure 12

Noter le fonctionnement en boucle ouverte et la désensibilisation instantanée. Pendant la durée du maintien, le gain ne change pas. En pratique on limite le gain maxi pour ne pas faire trop remonter le bruit en absence de signal.

Filtrage de canal post-CAG.

L'ALC décrit ci-dessus, ainsi que la CAG des récepteurs analogiques sont des boucles de régulation situées **derrière** le filtre de canal. Pas de problème, car le gain ne peut être commandé que par le signal utile. Il en va autrement quand le filtrage de canal est fait après la boucle de CAG. Nous allons examiner les deux situations les plus rencontrées.

1- Post-filtrage numérique à la sortie d'un récepteur analogique.

Nous allons prendre le cas où le récepteur ne dispose que d'un filtre BLU de 2,4 kHz de bande passante et où l'on ajoute, en sortie, un filtre numérique pour la graphie, avec une bande de 300 Hz de large (850 - 1150 Hz).

But recherché : éliminer les signaux brouilleurs⁽⁹⁾ situés dans la bande du filtre BLU pour ne garder que le signal utile situé dans la bande du filtre graphie. Le procédé sera d'autant plus performant qu'il permettra d'éliminer des brouilleurs de niveaux élevés.

Nous sommes alors confrontés à un problème de stabilité du niveau crête du signal utile qui dépendra de ceux des brouilleurs situés dans la bande du 1^{er} filtre, lorsque ceux-ci sont plus élevés. En effet, la CAG désensibilisera le récepteur, non pas sur le signal utile, mais sur le brouilleur. Concrètement, si un brouilleur apparaît 30 dB au dessus du signal utile, à la sortie du récepteur, l'utile diminuera de 30 dB.

Une solution possible serait de mettre un ALC à la sortie du filtre numérique. Mais, quand le signal baisse, l'ALC répond progressivement (temps de resensibilisation), occasionnant une baisse de niveau variable pendant ce temps qui ne peut être trop court pour ne pas occasionner de distorsion d'enveloppe.

Nous avons sur la figure 13 un ALC plus élaboré prenant en compte les signaux avant et après le filtre numérique.

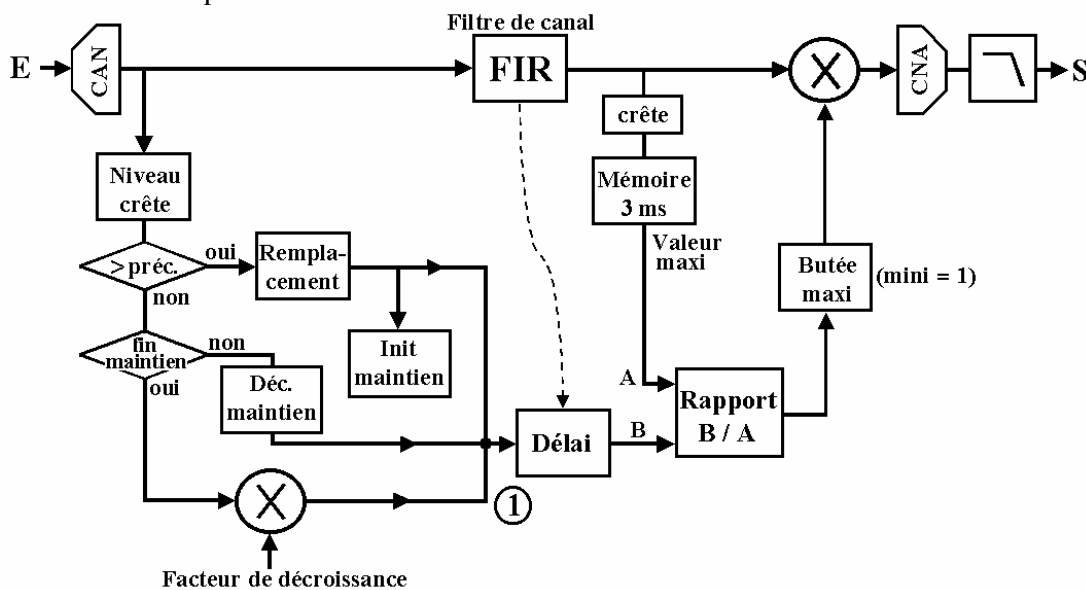


Figure 13

Le système de mesure du signal devant le filtre ressemble à un circuit d'ALC. Le niveau précédent est pris au point 1. La durée du maintien doit être supérieure au temps de récupération de la CAG du récepteur. Le facteur de décroissance est calculé pour une décroissance rapide après le maintien. La mémoire de 3 ms est une mémoire tournante dans laquelle on prend la valeur la plus élevée. Cela revient à avoir un maintien de 3 ms. C'est suffisant car le signal a une période maxi de 1,17 ms, à diviser par deux, puisqu'on prend la valeur absolue (équivalent à un redressement double alternance). Le gain en sortie de filtre est limité pour ne pas trop faire remonter le bruit de fond.

Le fonctionnement détaillé est complexe, et mieux vaut un bon diagramme. Nous l'avons sur la figure 14, avec deux signaux CW, utile et brouilleur (temps et amplitudes pas à l'échelle).

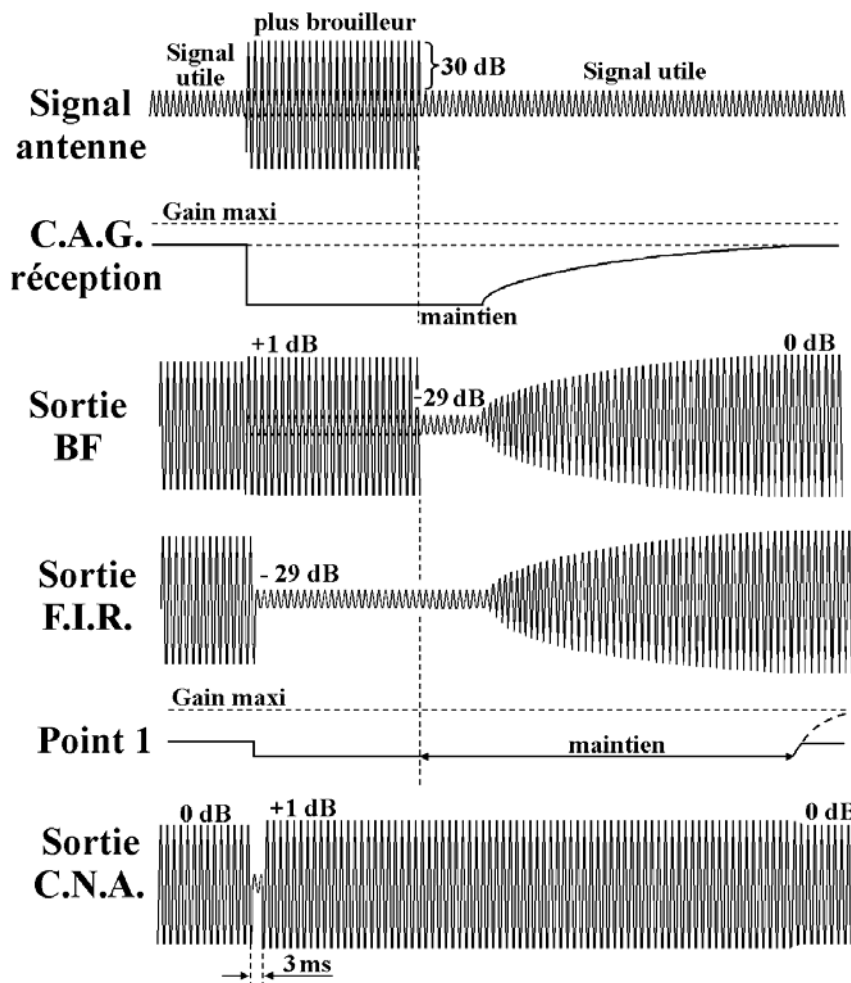


Figure 14

Avec un brouilleur graphique, pas de différence. Avec un signal utile graphique, si le brouilleur survient dans la partie ON, il occasionne un trou, comme sur la fig. 14. S'il survient dans la partie OFF, il provoque une remontée du bruit dans la limite du gain maxi. Celui-ci sera fonction du récepteur et fixera la dynamique possible du système. Selon la qualité du récepteur, on pourra escompter un rapport brouilleur sur utile de l'ordre de 4 à 6 points S (24 à 36 dB). C'est plus faible que ce que l'on peut espérer d'un bon filtre graphique à quartz, mais c'est suffisant si l'on ne travaille pas en cosite (DX-pédition ou Radio-club).

J'ai expérimenté l'algorithme avec le DSP 2181 de la carte EZ-kit lite. Pour une station isolée, comme la mienne, on ne voit pas de différence sensible avec le filtre graphique du récepteur. Noter que le FIR n'a pas besoin d'une réjection faramineuse, qui ne servirait à rien. Une quarantaine de coefficients suffit.

2- Récepteur numérique.

Nous avons vu dans la première partie que la dynamique d'un CAN large bande HF ne dépassait guère 90 dB. Or, un récepteur de qualité doit avoir une dynamique d'au moins 120 à 130 dB, compte tenu de la réception de signaux en bande étroite. Cela nous oblige à mettre une boucle de CAG devant le CAN pour ne pas écrêter sur les signaux forts. Nous nous retrouvons alors dans la situation du post-filtrage, mais avec une différence appréciable, c'est que nous maîtrisons la boucle de CAG. Donc, nous n'utiliserons pas l'algorithme de la figure 14, mais une solution plus efficace permise par la réception numérique.

Cette solution a fait l'objet d'un brevet il y a une quinzaine d'années. En conséquence, vous pourrez l'appliquer à titre personnel, mais pas l'utiliser sur un récepteur commercial, sauf à demander une licence.

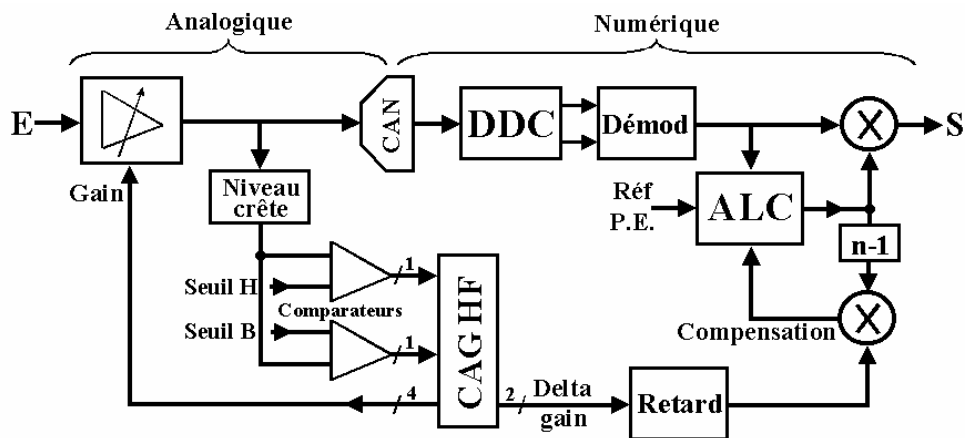


Figure 15

Le principe général du système consiste à compenser automatiquement dans la boucle d'ALC BF les effets de la CAG HF. Si la compensation est parfaite, on peut utiliser une CAG HF par pas, par exemple de 3 dB. Avec 4 bits de commande, on peut obtenir une variation de 45 dB. L'ajustage du niveau peut être fait par un ampli à gain variable, et/ou un atténuateur électronique.

Le seuil haut est fixé à -2 dB sous la pleine échelle. S'il est dépassé, on désensibilise de 3 dB le gain HF, et on transmet l'information à l'ALC BF avec un retard correspondant à la durée du traitement numérique. Quand celui-ci est écoulé, on multiplie la valeur $(n-1)$ de l'ALC par $0,707$ (-3 dB), ce qui a pour effet d'augmenter la mise à niveau de $1 / 0,707 = 1,414$ ($+3$ dB), au moment même où le signal utile baisse de 3 dB du fait de la désensibilisation HF.

Le seuil bas est fixé à -6 dB sous la pleine échelle. Si, pendant un certain temps (20 à 100 ms), le signal reste en dessous, et s'il reste du gain à remettre, alors on l'augmente de 3 dB. La compensation dans la boucle d'ALC BF se fait exactement de la même manière que pour le seuil haut, mais avec une inversion de rapport.

Entre les deux seuils, on ne fait rien.

Dans le cas d'un brouilleur BLU ou graphie, le résultat est une modulation du bruit de fond du signal utile, d'autant plus forte que le signal utile est faible et que le brouilleur est élevé. J'ai testé le système avec un signal BLU reçu S4 et un brouilleur type graphie rapide, 30 dB au dessus de la pleine échelle (100 dB au dessus de l'utile). Le signal BLU restait compréhensible⁽¹⁰⁾.

Cas de la FM.

Avec la FM, pas d'ALC BF, donc pas de couplage. L'action de la CAG HF se fera sentir uniquement lorsque le signal utile sera proche du seuil de démodulation, comme en analogique.

Mais en FM, nous allons rencontrer un autre phénomène qui est la dérive de la tension continue.

En effet, notre discriminateur numérique passe le continu. Donc, si nous ne sommes pas syntonisés exactement à la fréquence moyenne, une tension continue apparaît et va aller en augmentant, entraînant rapidement un écrêtage du signal qui arrive en butée sur le CNA.

Il faut donc compenser la composante continue, comme le fait le CAF (Contrôle Automatique de Fréquence) en analogique. Pour la récupérer, nous utiliserons un filtre passe bas du premier ordre, suffisamment long pour ne garder que la moyenne du signal démodulé (revoir la deuxième partie). Par exemple, on utilisera un buffer tournant de 1024 mots et un accumulateur. Après avoir initialisé le tout à zéro, on soustrait de l'accumulé un mot du buffer que l'on remplace par le mot courant que l'on ajoute à l'accumulé (et on avance le pointeur du buffer). On divise l'accumulé par 1024 (shift 10) et on soustrait le résultat du signal démodulé. Naturellement cela marche parce que la bande audio ne descend pas à zéro.

Ce sera tout pour la troisième partie. Dans la prochaine, nous dirons un mot sur la démodulation numérique. Nous aborderons les transformées de Fourier et leur utilisation en filtrage.

F5NB.

Notes.

- (1) Avec le fameux « détecteur de produit » (quel nom barbare pour un simple changement de fréquence homodyne).
- (2) Positif pour la bande supérieure à l'OL et négatif pour la bande inférieure à l'OL.
- (3) Le déphasage relatif de 90° entre les OL est recopié à la sortie des mélangeurs.
- (4) Pas de problème pour obtenir un filtre de canal avec 100 dB de dynamique (horloge de 6600 Hz pour une bande de 1300 Hz, avec une centaine de coefficients). Par compte, la bande étant doublée en sortie, on n'obtiendra pas plus d'une quarantaine de dB. Mais c'est suffisant, puisque les « spurious » sont dans la bande utile.
- (5) Amusez vous à titre d'exercice à construire la table de vérité du Weaver.
- (6) Je rappelle que la BLU n'est pas une modulation, mais une simple translation de fréquence.
- (7) La modulation de fréquence est un cas particulier de la modulation de phase ($d\phi/dt$).
- (8) Le calcul de l'ArcTan se fait avec les valeurs absolues de I et Q. Ensuite, si les signes de I et Q sont $\{+ +\}$ = premier cadran, $\{- +\}$ = 2^{ème} cadran, $\{- -\}$ = 3^{ème} cadran, et $\{+ -\}$ = 4^{ème} cadran.
- (9) Un signal brouilleur est un signal qui ne nous intéresse pas. Si l'on s'y intéresse, il devient le signal utile.
- (10) On peut faire encore mieux avec un bon récepteur analogique professionnel.