

**DEMODULATION NUMERIQUE POUR  
APPLICATION RADIO : CORAD**

B. GELIN (1)  
S. HETHUIN (2)

- 
- (1) T.R.T. 5 avenue Réaumur 92350 LE PLESSIS-ROBINSON, actuellement à SODERN 20 avenue Descartes 94451 LIMEIL BREVANNES  
(2) THOMSON - CSF Division CNI 46,47 quai Alphonse Le Gallo 92103 BOULOGNE
- 

### RESUME

L'évolution des techniques de traitement numérique de signal et d'intégration de circuits a permis de définir une architecture de récepteur numérique de radiocommunications dans laquelle le filtrage et la démodulation sont réalisés sous la forme du circuit intégré CORAD.

La macro-cellule réalisée en technologie CMOS 1  $\mu$ m constitue une solution compétitive en termes de coût et de performances pour les futures générations de récepteur.

### ABSTRACT

The development of digital signal processing and circuit integration allows to design a digital radio-frequency receiver which performs filtering and demodulation with the asic CORAD.

The designed 1  $\mu$ m CMOS macro-cell is a competitive solution in terms of cost and performances for receivers of new generation.

---

### I. INTRODUCTION

L'évolution des techniques de traitement numérique du signal et d'intégration sous forme de circuit spécifique permet aujourd'hui d'envisager la numérisation de certaines fonctions dans un récepteur pour radio-communications. Par rapport à une réalisation analogique, le récepteur numérique apporte les avantages suivants :

- performances accrues : algorithmes de démodulation plus performants et filtres à gabarit mieux contrôlé,
- réception multimode configurable par programmation (et non par commutation de filtre ou de dispositif de démodulation),
- stabilité de performances dans le temps,
- reproductibilité et réglages réduits.

Une approche globale du problème a permis de définir une architecture de récepteur dans laquelle la démodulation est réalisée numériquement sous la forme d'un circuit intégré spécifique dénommé CORAD.

---

### II. ARCHITECTURES DE RECEPTEUR NUMERIQUE

Il existe trois architectures de récepteurs numériques : [1]

- Récepteur à amplification directe,
- Récepteur hétérodyne ou super-hétérodyne,
- Récepteur à conversion directe (ou FI nulle).

Dans la première architecture, après un filtrage large bande, le signal est numérisé puis traité. La sélectivité est assurée par filtrage numérique sur le signal HF. Compte-tenu de la gamme de fréquence couverte et de la dynamique des signaux susceptibles d'être reçus, il faut une fréquence d'échantillonnage très élevée ainsi qu'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) à très haute résolution.

Dans le récepteur hétérodyne, le signal est transposé à une Fréquence Intermédiaire basse (entre 100 KHz et 1 MHz) et numérisé en utilisant une technique de sous-échantillonnage. A l'entrée du CAN, le signal est préfiltré ce qui permet en association avec un dispositif de Contrôle



Automatique de Gain (CAG) analogique de réduire la résolution du CAN.

Dans le récepteur à conversion directe, le signal est transposé sur deux voies en quadrature. La numérisation s'effectue donc sur deux signaux BF déphasés de  $90^\circ$  (voies I et Q). L'utilisation d'un préfiltrage analogique en bande de base et d'un dispositif de CAG permet d'absorber une partie de la dynamique. Compte-tenu de la dynamique et de la fréquence du signal HF, l'état de l'art ne permet pas d'envisager dans un avenir proche la numérisation d'un récepteur à amplification directe. De plus, le récepteur à conversion directe pose des problèmes d'équilibre entre les voies I et Q, de fuite de l'oscillateur local dans les mélangeurs générant en conséquence une composante continue. Les différentes techniques de correction envisageables ne permettent pas de compenser d'une façon satisfaisante ces effets.

Finalement, l'architecture de récepteur hétérodyne a été retenue compte-tenu de l'état de l'art en matière de CAN et de la compatibilité avec un très grand nombre de modulation (AM, FM, BLU, FSK, PSK, GMSK, ...) (figure 1).

### III. PRINCIPE DU RECEPTEUR HETERODYNE NUMERIQUE

#### A. ECHANTILLONNAGE DU SIGNAL

Le signal FI est sous-échantillonné à la fréquence FE telle que :

$$FI \# (n \pm 1/4) FE.$$

L'échantillonnage du signal a pour effet de transposer le signal à une fréquence proche de FE/4. L'existence d'un filtre FI de bande passante inférieure à FE/2, garantit l'absence de repliement de spectre [2]. L'intérêt d'une telle FI numérique est d'effectuer très simplement la transposition en bande de base d'une façon numérique.

#### B. OBTENTION DE L'ENVELOPPE COMPLEXE

La grande diversité des signaux susceptibles d'être démodulés nécessite une transposition en bande de base sur deux voies en quadrature I et Q. Ce point commun à toutes les modulations correspond à une représentation sous la forme d'une enveloppe complexe :

$$X_c(t) = I(t) + j Q(t)$$

$$x(t) = \text{Re} \{ X_c(t) \cdot \exp(j2\pi f_0 t) \}$$

Dans le cas présent :  $f_0 \approx FE/4$ . L'enveloppe complexe est obtenue en tirant profit des propriétés des filtres RIF à temps de groupe constant. Soit le signal reçu échantillonné :

$$x(kTe) = \text{Re} [X_c(kTe) \cdot \exp(j2\pi f_0 kTe)]$$

Ce signal est distribué alternativement au rythme FE dans les deux voies I et Q et multiplié par les suites (+1, -1, ...) pour la voie I et (-1, +1, ...) pour la voie Q (figure 2) :

$$* \text{ Pour } k = 2l \quad l \in \mathbb{N}$$

$$I(kTe) = (-1)^l x(kTe) = \text{Re} \{ X_c(2lTe) \}$$

$$* \text{ Pour } k = 2l + 1 \quad l \in \mathbb{N}$$

$$Q(kTe) = (-1)^{l+1} x(kTe) = \text{Im} \{ X_c(2lTe + Te) \}$$

L'opération de distribution sur les deux voies permet d'obtenir au rythme FE/2 les parties réelle et imaginaire mais décalées dans le temps d'une période Te.

On effectue un filtrage passe-bas sur chaque voie pour compenser le retard temporel entre les deux voies, assurer la sélectivité du signal et permettre en conséquence une réduction de la fréquence d'échantillonnage à FE/4 en sortie. Les filtres RIF à réponse impulsionnelle symétrique présentant un temps de groupe constant [3], on applique un filtre RIF à 2N-1 coefficients sur la voie I et un à 2N coefficients sur la voie Q.

Dans le circuit CORAD, on met en oeuvre un filtre complexe pour la démodulation BLU d'une part et la correction de "penchette" des filtres analogiques situés en amont d'autre part.

#### C. DEMODULATION

La démodulation BLU s'obtient par filtrage numérique complexe permettant de sélectionner soit la bande latérale supérieure soit la bande latérale inférieure. Pour les autres modulations, il est nécessaire d'obtenir l'enveloppe du signal, la phase ou même la fréquence instantanée du signal. Cette opération est réalisée par l'algorithme de CORDIC [4], processus itératif dans lequel on fait tourner le vecteur  $X_c(kTe)$  d'un angle  $\phi_k$  de façon à le ramener progressivement sur l'axe réel. On obtient ainsi en sortie le module du vecteur  $X_c(kTe)$  et sa phase. La fréquence instantanée s'obtient simplement par différentiation.

#### D. CONTROLE AUTOMATIQUE DE GAIN

Compte tenu de la grande dynamique des signaux reçus (de l'ordre de 120 dB), pour les modulations d'amplitude il est nécessaire de mettre en oeuvre un dispositif de CAG à 2 niveaux dans la chaîne de réception : un premier CAG analogique qui régule le gain des étages amonts et un second dispositif entièrement numérique qui normalise le signal après démodulation. Ce dernier CAG placé après le traitement CORDIC permet d'ajuster le gain  $g(k)$  en fonction du niveau  $|X_c(kTe)|$  avec une boucle de régulation non linéaire.

La linéarisation de l'équation différentielle de base permet d'utiliser des concepts faciles à manipuler pour démontrer la stabilité [5]. Le CAG peut alors être simplifié en une boucle de régulation comportant un opérateur exponentiel approximé en 4 niveaux et un multiplieur rebouclé (figure 3). La valeur affectée aux seuils approximant la fonction exponentielle agit directement sur le temps de réponse.

#### IV. ARCHITECTURE DU CIRCUIT CORAD

L'algorithme de filtrage et de démodulation ainsi présenté est actuellement en cours d'implantation sous forme de circuit intégré en technologie CMOS 1  $\mu$ m (VLSI Tech.).

Le circuit, effectue les opérations de passage de signal réel en enveloppe complexe, de filtrage en bande de base, de démodulation par opérateur CORDIC, de C.A.G sur l'enveloppe, de génération de la fréquence instantanée par différentiation. Le filtre supporte 4 fonctions de transfert : 2 à 47 coefficients et 2 à 48 coefficients. Les coefficients ainsi que les paramètres de CAG sont programmables en fonctionnement à partir du bus extérieur via une interface spécifique. Dix itérations suffisent pour obtenir la précision requise sur le CORDIC.

L'architecture du circuit CORAD est indiquée en figure 4. Celle-ci repose sur l'utilisation de 2 blocs mémoire RAM, l'une d'une capacité de 128 mots de 16 bits pour mémoriser les données d'entrée, la seconde d'une capacité de 256 mots de 16 bits pour les coefficients, ainsi qu'un multiplieur 16 x 16 et un accumulateur sur 20 bits. La FI basse est échantillonnée sur 12 bits à la fréquence de 300 KHz. L'horloge d'entrée, fixée à 19.2 MHz, laisse 256 périodes pour effectuer l'ensemble des opérations de filtrage, démodulation, C.A.G et différentiation.

Ce noyau opératif occupe une surface de 22 mm<sup>2</sup> (séquenceur compris) en technologie 1  $\mu$ m, pour une complexité d'environ 25 k portes dont 10 k portes en logique et 15 k en RAM. Muni des plots d'entrée/sortie et d'alimentation, la surface du circuit est d'environ 45 mm<sup>2</sup> pour un nombre de broches égal à 68. La consommation est inférieure à 0,3 W.

La structure de l'opérateur permet d'envisager plusieurs évolutions :

- une quantification sur 16 bits peut s'avérer nécessaire dans certaines applications. Le format d'accumulation est alors de 24 bits. La surface estimée hors tout est de l'ordre de 65 mm<sup>2</sup>, en technologie 1  $\mu$ m,

- une autre évolution consiste à augmenter le nombre de coefficients des filtres de façon à améliorer la qualité de la fonction de transfert. En implémentant la fonction CORDIC et le C.A.G sur une ALU supplémentaire, le nombre de coefficients peut alors passer de 48 à 64 par filtre élémentaire. La surface hors tout devient proche de 85 mm<sup>2</sup>.

#### V. CONCLUSION :

Dans la solution de récepteur numérique présentée, les performances en sélectivité sont supérieures à celles obtenues par des filtres analogiques. Les algorithmes implémentés permettent de supporter un vaste choix de démodulation.

Un opérateur numérique de filtrage et de démodulation tel que CORAD s'insère facilement dans un récepteur pour radio-communication. Sous forme de circuit intégré spécifique, la taille et la consommation réduite de la puce permettent d'obtenir une solution compétitive en production de série. D'autre part, utilisé sous forme de macrocellule intégrée avec d'autres blocs de traitement tels que "coeur de processeur de signal", l'opérateur constitue une approche vers la miniaturisation.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] "The application of DSP techniques in HF radio receiver design", T.H. PEARCE, A.C. BAKER, C.G. CARTER IEEE April 88 "HF Radio Systems and Techniques" LONDON
- [2] "Elements de théorie du signal", B. PICINBONO édition DUNOD - 78
- [3] "Traitement numérique du signal", M. BELLANGER édition MASSON
- [4] "Digital FM - Stereo demodulation and decoding", W. REICH, H. PFEIFER EUSIPCO 88
- [5] "The application of linear servo theory to the design of AGC Loop", W.K. VICTOR M.H BROCKMAN Proceedings of the IRE 1960.

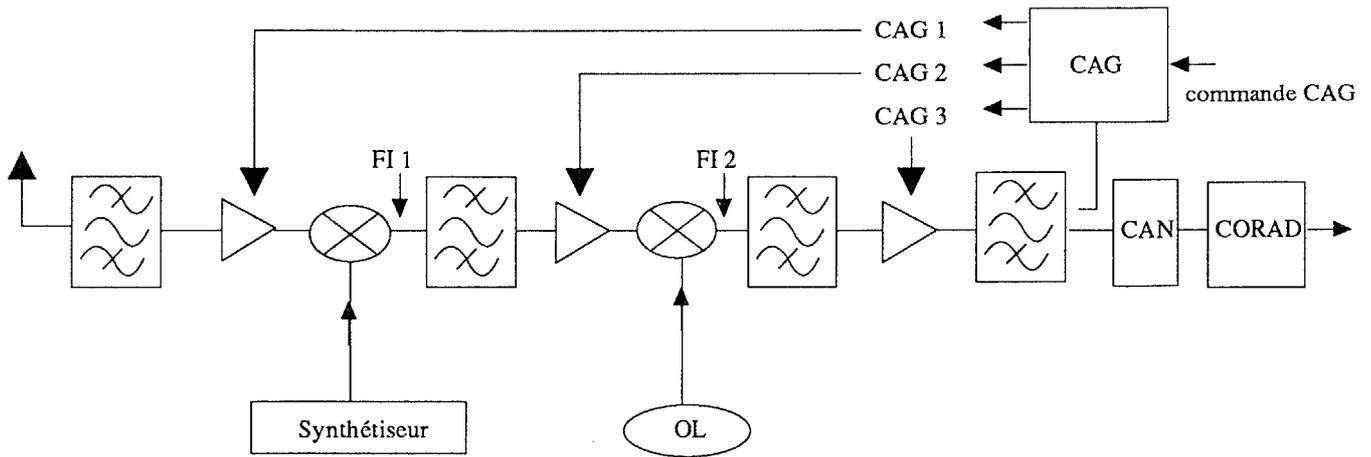


FIGURE 1 : RECEPTEUR NUMERIQUE

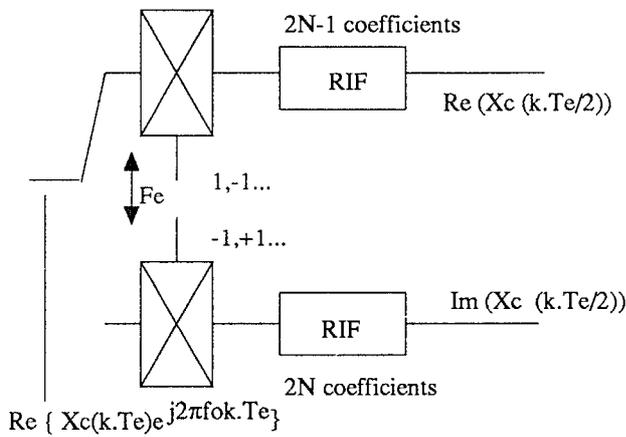


FIGURE 2 : OBTENTION DE L'ENVELOPPE COMPLEXE CAS DU FILTRE REEL

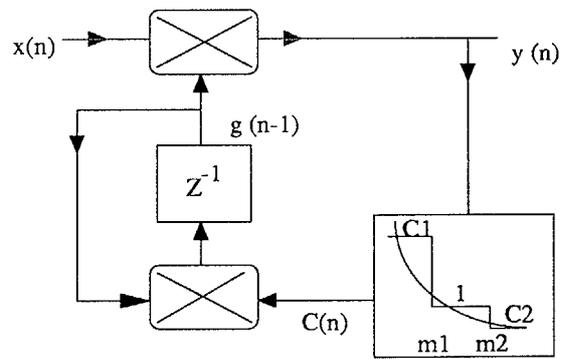


FIGURE 3 : CAG

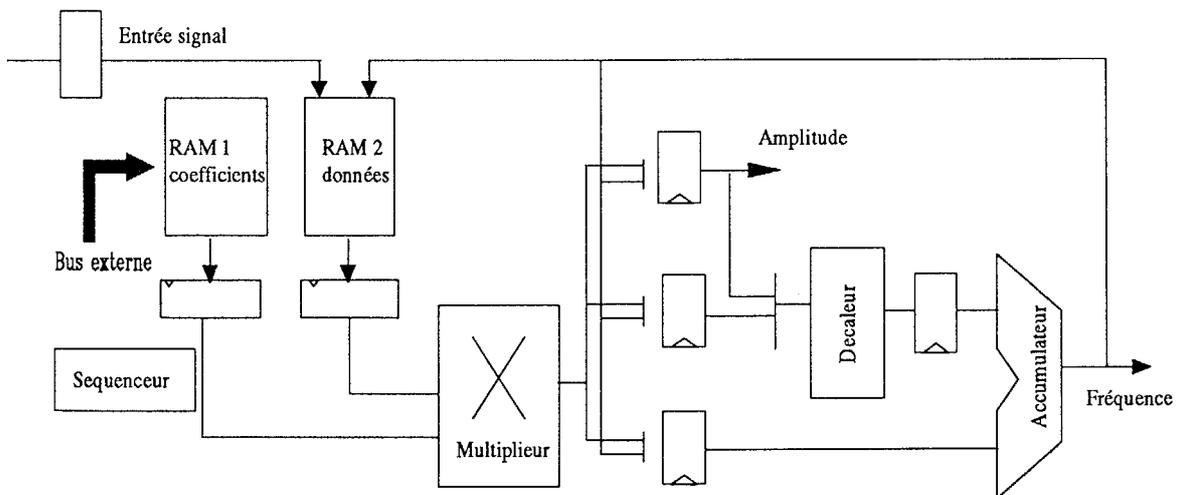


FIGURE 4 : ARCHITECTURE CIRCUIT CORAD