HAL
open science

Un Processeur de Traitement du Signal Analogique destiné à la Radio Logicielle

Francois Rivet, Yann Deval, Dominique Dallet, Didier Belot, Jean-Baptiste Bégueret

To cite this version:

Francois Rivet, Yann Deval, Dominique Dallet, Didier Belot, Jean-Baptiste Bégueret. Un Processeur de Traitement du Signal Analogique destiné à la Radio Logicielle. 15èmes Journées Nationales Microondes, May 2007, Toulouse, France. pp.98. hal-00161534

HAL Id: hal-00161534

https://hal.science/hal-00161534v1

Submitted on 11 Jul 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Un Processeur de Traitement du Signal Analogique destiné à la Radio Logicielle

François Rivet[1], Yann Deval[1], Dominique Dallet[1], Didier Belot[2], Jean Baptiste Bégueret[1]

[1] Laboratoire IMS, Université de Bordeaux, Talence
[2] ST Microelectronics, Central R&D, Crolles

{francois.rivet, yann.deval, dominique.dallet, jb.begueret }@ims-bordeaux.fr, didier.belot@st.com

Résumé

La radio logicielle (SDR) a pour but de rapprocher dans une chaîne de réception radiofréquence l'antenne au plus près d'un composant numérique reprogrammable. L'architecture radio est alors entièrement reconfigurable et peut ainsi accepter tous les standards radio existants ainsi que ceux qui n'existent pas encore. L'idée est de créer un système travaillant dans la gamme de fréquence 0 à 5 GHz couvrant toutes les normes radio de télécommunication. Un verrou technologique s'oppose cependant à ce type de réalisation : la conversion analogique numérique (CAN) vers un composant reprogrammable impose des contraintes de consommation et de vitesse incompatibles avec les spécifications actuelles des standards. Ce projet est de concevoir un composant analogique qui fait interface entre l'antenne et le CAN afin d'effectuer un prétraitement du signal. Ce composant a pour but d'extraire l'enveloppe du signal en passant par la numérisation de son spectre. Le principe utilisé pour obtenir le spectre est celui d'une Transformée de Fourier Discrète.

I. Introduction

Les outils de communication sans fil ont connu un incroyable essor ces dernières années. Cette croissance est accompagnée par l'apparition de nombreux standards radio. Chacun de ces standards est optimisé pour l'application radiofréquence visée. La téléphonie mobile est orientée vers des standards à longue portée pouvant transporter la voix, des données et même de la vidéo (GSM, EDGE, WCDMA). Des réseaux locaux sans fil apparaissent dans les domiciles et dans les entreprises grâce au WLAN (802.11 a, b, g). On trouve également des réseaux personnels à plus courte portée autour du standard Bluetooth. Il faut ajouter à cette variété un manque d'harmonisation d'allocation des fréquences de communications [1].

On constate donc qu'il existe de nombreux standards, avec des fréquences différentes, des largeurs de canaux différentes, des modulations différentes. Cela implique que chaque outil de communication mobile contient des composants dédiés à chacune de ces applications. Le rêve de l'industrie est de développer un composant multistandard pouvant traiter tout type de signal radiofréquence. La radio logicielle est la solution à ce problème [2].

Elle consiste en un composant reprogrammable qui se configure pour traiter un signal radio défini. Au lieu d'avoir plusieurs circuits individuels destinés chacun à un standard, il n'y a plus qu'un seul circuit regroupant tous les standards. La radio logicielle est le premier pas vers la radio cognitive. Celle-ci peut intégrer des standards inexistants actuellement, mais développés ultérieurement.

La conception d'une radio logicielle doit faire face à plusieurs contraintes. La mobilité implique que la puissance consommée est limitée à celle de la batterie de l'objet communicant. Le circuit doit donc consommer peu, et traiter des signaux compris dans la bande de fréquences des standards radio les plus utilisés (0 à 5 GHz). Il doit être large bande. Une radio logicielle purement numérique est pour l'heure impossible (Figure 1) [3] [4] [5]. En effet, un composant reprogrammable type DSP consomme énormément aux vues de la résolution requise et de la fréquence de travail qu'un convertisseur analogique numérique (CAN) ne peut donner. En effet, pour couvrir tout type de standard radiofréquence, il est nécessaire d'avoir une résolution de 17 bits à une fréquence de 10 GHz. L'idée est d'interfacer entre le LNA et le DSP un circuit de prétraitement du signal afin de faire sauter le verrou technologique du CAN (Figure 2). Ce circuit fera du traitement analogique sur le signal en temps discret. Cela confère rapidité de traitement de l'information, précision et basse consommation [6].

Le composant nommé SASP (Sampled Analog Signal Processor) réalise des opérations sur des échantillons de tension afin d'abaisser la fréquence de travail du CAN.

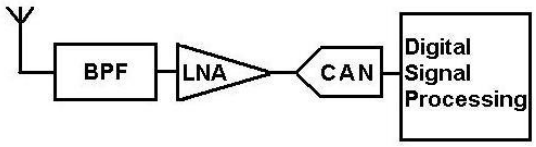

Figure 1 : Architecture Radio Logicielle idéale

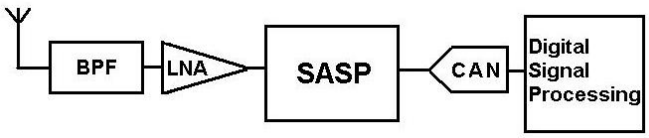

Figure 2 : Architecture Radio Logicielle proposée

II. Translation Fréquentielle

Le circuit qui fait l'interface entre l'antenne et le DSP est appelé SASP (Sampled Analog Signal Processor). Il réalise des opérations basiques sur des échantillons de tension afin de pré-conditionner le signal pour un traitement numérique postérieur par le DSP. Le SASP implémente en son cœur une Transformée de Fourier. Il échantillonne un signal radiofréquence en entrée et délivre en sortie son spectre fréquentiel sous la forme d'échantillons de tension. Une fois le spectre obtenu sous forme d'échantillons de tension, il suffit de sélectionner les échantillons de tension correspondant à l'enveloppe du signal que l'on veut traiter. Ils sont ensuite convertis en numérique pour être traités par le DSP (Figure 3).

Cette opération revient à une translation fréquentielle en bande de base. Le signal d'entrée est échantillonné N fois à la fréquence $f_{sampling}$. La TFD donne un spectre discret du signal (Figure 4). Sa résolution est $f_{sampling} / N$. La fréquence d'échantillonnage est donc un paramètre de précision spectrale. Seuls les échantillons spectraux utiles correspondant à l'enveloppe du signal sont convertis par le CAN afin d'être utilisés par le DSP (Figure 4). Le CAN peut convertir le signal à une vitesse acceptable, à une bonne résolution et à une consommation de puissance acceptable.

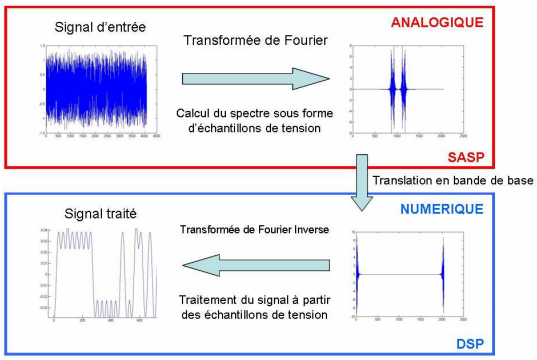

Figure 3 : Principe de la translation fréquentielle

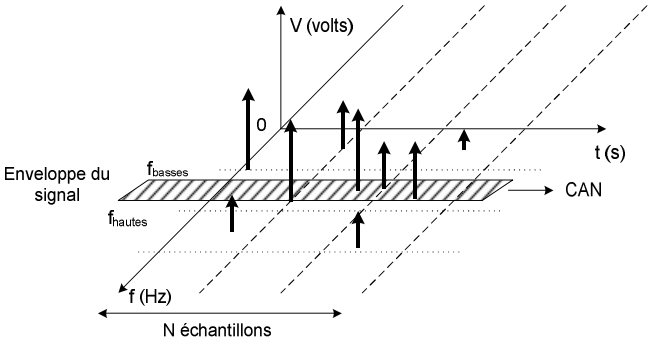

Figure 4 : Récupération de l'enveloppe du signal

III. Transformée de Fourier Discrète « Butterfly »

Le SASP implémente une TFD et un environnement de conditionnement du signal (filtres, fenêtrage, échantillonneur) (Figure 5). La TFD opérée par le SASP est basée sur le principe de la Transformée de Fourier rapide de type Butterfly Radix-4, appelée aussi « Dragonfly ». Elle est issue de l'algorithme Cooley-Tukey [7]. Elle est pipelinée, ce qui implique qu'à chaque échantillon de tension entrant correspond un échantillon de tension « fréquentiel » sortant. La structure de la TFD est conçue sous la forme de cellules mises en cascade. Pour une TFD dont le calcul est basé sur N échantillons en entrée, il y a $\log_4(N)$ cellules.

La TFD est composée d'étages dont l'architecture des cellules est toujours la même. On retrouve des lignes à retard, des aiguillages et une unité de calcul analogique (Figure 6). Les lignes à retard sont constituées de capacités qui accumulent les échantillons de tension afin de simuler un retard. Les échantillons sont ensuite renvoyés vers le reste de la cellule pour y être ajoutés et pondérés, afin de calculer la TFD du signal entrant.

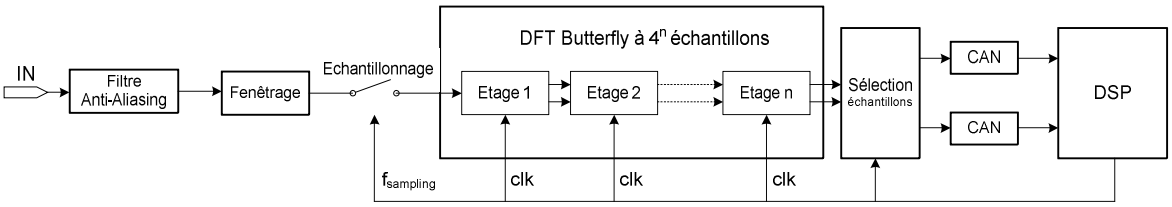

Figure 5 : Architecture du SASP

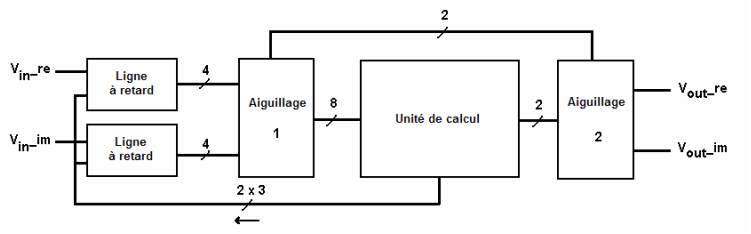

Figure 6 : Schéma d'une cellule de la DFT

IV. Résultats

IV.1. Simulation d'une TFD analogique

Les premières simulations du SASP se font suivant la structure Butterfly Radix-4 avec 16 éléments. On simule cette structure car elle est simple et permet d'illustrer facilement une TFD. 16 éléments induisent une structure à 2 étages ($2=\log_4(16)$).

La Figure 7 montre la simulation d'un signal entrant sinusoïdal (V_{in_re}). Sa fréquence est $\frac{1}{N.T_{sampling}}$. Ce signal est échantillonné ($V_{in_re\ sampled}$). En sortie, nous obtenons un signal de type Dirac sous la forme d'un seul échantillon de tension sur la voie réelle (V_{out_re}) et aucun signal sur la voie imaginaire (V_{out_im}). On a bien une représentation de l'information fréquentielle contenue dans le signal sinusoïdal.

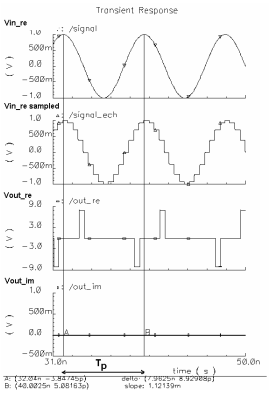

Figure 7 : Simulation d'une sinusoïde

IV.2. Sortie du SASP

Les échantillons de tension en sortie représentant la TFD du signal d'entrée sont envoyés en ordre base-4 inversé. Cela implique que 2 échantillons de tension représentant 2 fréquences voisines sont espacés de 4^{n-1} ($n=\mathbf{log_4}(N)$) échantillons de tension. Par exemple, dans le cas d'une TFD Radix-4 à 4096 échantillons, 2 échantillons de fréquences voisines sont espacés de 1024 échantillons. S'il y a 16 échantillons de fréquences voisines, ils sont espacés de 256 échantillons. Si l'on généralise à k échantillons de fréquences voisines, l'espace entre 2 échantillons à envoyer au DSP est de $4^{n-\log_4(k)}$ échantillons. Le Tableau 1 montre que le débit maximal à la sortie du SASP est de 15,6 MHz en considérant 4096 échantillons. Ce débit convient tout à fait à un CAN classique afin de réaliser une conversion numérique pour un traitement par un DSP.

Tableau 1. Débit de sortie du SASP à 4GHz

Fréquence / Nombre d'échantillons N	**Résolution spectrale**		
	4096	***16384***	***65536***
Echantillonnage @ 4 GHz (fréquence d'entrée de 0 à 2 GHz)	1 éch = 977 kHz	1 éch = 244 kHz	1 éch = 61,0 kHz
Espace entre 2 échantillons fréquentiels voisins			
4 échantillons fréquentiels voisins (échantillons/frequence)	1024 3,9 MHz	4096 977 kHz	16384 244 kHz
16 échantillons fréquentiels voisins (échantillons/frequence)	256 15,6 MHz	1024 3,9 MHz	4096 977 kHz

IV.3. Application au traitement d'un signal RF modulé

On simule une structure Butterfly Radix-4 à 4096 échantillons. En entrée, on applique un signal binaire modulé en QPSK à une fréquence de 500 MHz (Figure 8, Modulation QPSK). Le SASP délivre, aux instants fréquentiels attendus, l'échantillon de spectre caractéristique du bit modulé (Figure 8, sorties SASP). On remarque que la signature d'un bit '0' ou '1' est différente. A partir des échantillons de tension, on peut donc directement récupérer l'information modulée (Figure 9). On voit alors que le SASP peut intervenir comme une solution de démodulation directe d'un signal RF.

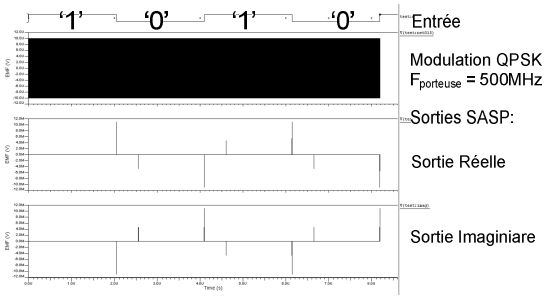

Figure 8 : Traitement d'un signal QPSK RF

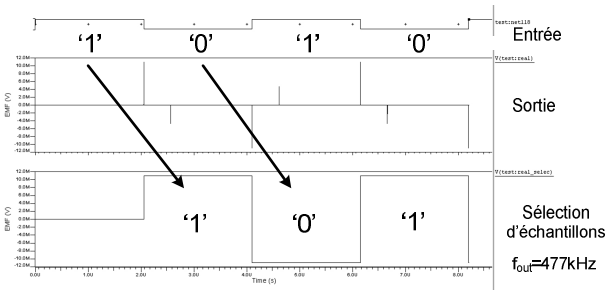

Figure 9 : Démodulation directe d'un signal QPSK

V. Conclusion

Le SASP permet la récupération et la numérisation de l'enveloppe d'un signal RF. Il représente un nouveau pas vers la radio logicielle car il permet de traiter tout type de signaux radiofréquences. Le verrou technologique de la conversion analogique/numérique, ainsi que les problèmes de consommation et de vitesse de traitement, disparaissent du fait du pré-conditionnement du signal en analogique. Le DSP reçoit des échantillons fréquentiels de tension à une fréquence de 10 MHz, ce qui permet un post traitement numérique facile. Ce papier propose une solution en rupture avec toutes les architectures d'émission/réception classiques.

Références :

[1] Asad A. Abidi, "Software-Defined Radio Receiver: Dream to Reality", IEEE Communications Magazine, pp. 111-118, August 2006.

[2] Asad A. Abidi, "Evolution of a Software-Defined Radio Receiver's RF Front-End", Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 27–30, July 2006.

[3] G. A. S. Machado, "On the development of analogue sampled-data signal processing", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol 12, pp. 179–199, 1997.

[4] R. Schiphorst, F. W. Hoeksema, C. H. Slump, "The Front end of Software-Defined Radio: Possibilities and Challenges", Proceedings of 7th Annual CTIT Workshop on Mobile Communications, pp..97-100, February 2001.

[5] R. M. Hickling, "New technology facilitates true Software-Defined Radio", www.rfdesign.com, April 2005.

[6] D. R. Lampe, M. H. White, J. L. Fagan, J. H. Mims, "An electrically-reprogrammable analog transversal filter", International Solid-State Circuits Conference, pp.156-157, February 1974.

[7] D. K. Maslen, D. N. Rockmore, "The Cooley-Tukey FFT and Group Theory" in Notices of the AMS, vol 48, number 10, pp. 1151–1160, November 2001.