

Architecture mixte pour améliorer la dynamique absolue des numériseurs radio-fréquences

Baptiste LAPORTE-FAURET², Guillaume FERRÉ¹, Dominique DALLET¹, Bryce MINGER³, Loïc FUCHÉ²

¹Univ. Bordeaux, Bordeaux INP, CNRS, IMS, UMR 5218
351 Cours de la Libération, 33400 Talence, France

²Thales, 110 Avenue du Maréchal Leclerc, 49300 Cholet, France

³Thales, 4 Avenue des Louvresses, 92230 Gennevilliers, France

pre.nom@^{{1}ims-bordeaux.fr, ^{2,3}thalesgroup.com}}

Résumé – Cet article propose une nouvelle architecture de numériseur, appelée MIXIC pour MIXed signal Interference Cancellation, afin d’atteindre des performances de dynamique en réception (Rx) supérieures à celles des convertisseurs analogiques numériques (CAN) de l’état de l’art. La solution proposée combine un CAN et un convertisseur numérique analogique (CNA) afin de réduire l’influence du bruit thermique intrinsèque aux architectures à conversion directe. La solution est détaillée ainsi que son impact sur le facteur de bruit global du numériseur en la comparant avec une architecture utilisant les techniques classiques de contrôle automatique de gain (CAG). Des résultats sont également présentés en utilisant des signaux de communication numérique pour obtenir à la fois des courbes de TEB et une représentation spectrale mettant en évidence un gain de 10 dB sur la dynamique.

Abstract – This paper proposes a new digitizer architecture, called MIXIC for MIXed signal Interference Cancellation, in order to reach Rx dynamic range performance beyond state-of-the art A/D converters. The proposed solution combines a couple of analog-to-digital converters and a digital-to-analog converter in order to reduce the influence of thermal noise intrinsic to direct conversion architectures. The solution is detailed alongside its impact on the overall digitiser noise factor by comparing it with an architecture using classic Automatic Gain Control (AGC) techniques. Results are also presented by using digital communication signals to obtain both BER and spectral representation which highlight a 10 dB gain for the dynamic range.

1 Introduction

Avec le développement de l’internet des objets, les problèmes de dynamique sont plus que jamais cruciaux. En effet, dans ce type d’application, les récepteurs radio sont susceptibles de recevoir des signaux sur une large gamme de puissance en raison de la distance entre l’émetteur et le récepteur, de la présence de différentes normes de transmission ou de l’évanouissement. Cependant, ces architectures mixtes analogiques-numériques ne peuvent pas toujours acquérir simultanément tous les signaux reçus à cause du convertisseur analogique-numérique (CAN) qui est l’élément clé de l’étape de numérisation.

Par conséquent, les performances du CAN sont de la plus haute importance afin de numériser correctement les signaux analogiques sans aucune perte d’information. Typiquement, un récepteur, tel qu’une radio logicielle, peut recevoir simultanément des niveaux de puissance compris entre -120 dBm et +10 dBm correspondant respectivement à un émetteur distant et à un émetteur proche. La dynamique, qui selon [1] correspond au rapport entre la plus grande et la plus petite valeur qu’un CAN peut mesurer, est donc de 130 dB. Cependant, les CAN de pointe fonctionnant à des fréquences

d’échantillonnage d’environ 100 MHz ont une dynamique typique d’environ 80 dB [2, 3]. Cette différence entre la dynamique du CAN et celle du récepteur conduit à utiliser des techniques de contrôle automatique de gain (CAG) en amont du CAN afin d’éviter la saturation. Malheureusement, ce système de CAG ne permet pas d’augmenter la dynamique globale du récepteur, mais simplement d’adapter le niveau du signal fort à la dynamique accessible par le CAN. Ainsi, un signal faible peut être perdu dans le bruit.

Récemment, [4] a montré que la caractérisation classique des CAN n’est pas nécessairement adaptée au cas d’utilisation de la réception simultanée de plusieurs signaux avec une dynamique élevée et que le signal minimum qu’un CAN peut numériser est en fait plus faible que prévu. Néanmoins, cette nouvelle métrique de dimensionnement ne règle pas la question de la dynamique élevée. En effet, la dynamique n’est plus sous-évaluée mais n’est pas non plus améliorée.

Une solution serait d’utiliser plusieurs CAN en parallèle pour améliorer la dynamique en diminuant leur bruit limite intrinsèque. Ceci n’est pas surprenant puisque nous avons vu dans [4] que le phénomène de portage du signal permettait de numériser des signaux très faibles même si leur oscillation propre est inférieure à la limite

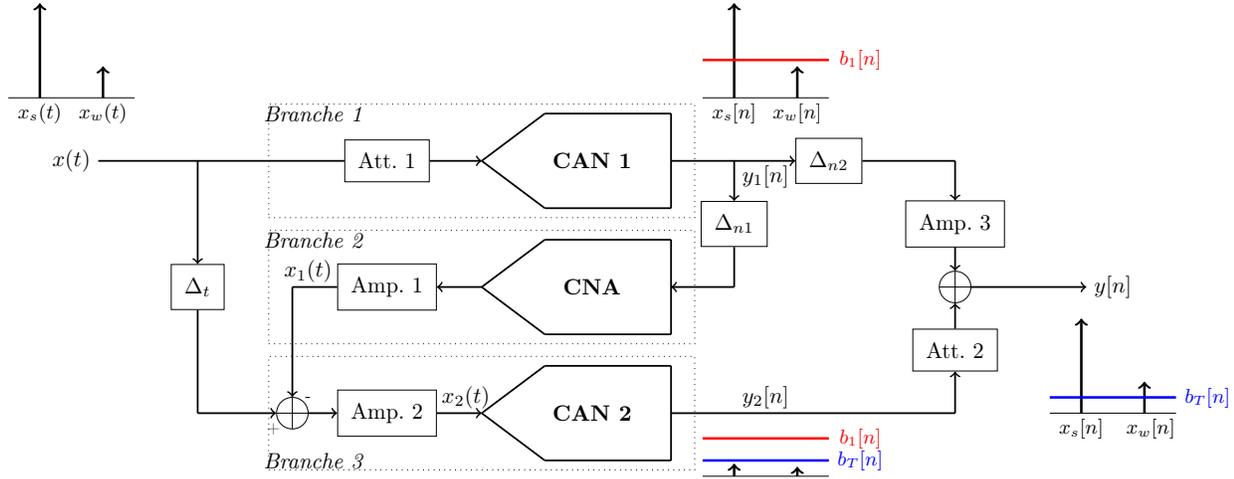


FIG. 1: Architecture MIXIC proposée

de quantification des CAN, ce qui devrait théoriquement entraîner leur perte dans le domaine numérique. Certaines solutions [5, 6] permettent cependant d'obtenir un gain de 3 dB en doublant le nombre de CAN en utilisant des solutions de moyennage de signaux. Ainsi, cette approche s'accompagne d'un coût matériel élevé mais montre néanmoins qu'il est théoriquement possible d'améliorer la dynamique en jouant sur le bruit des CAN sans compresser les signaux.

Sur la base de ces observations, nous proposons dans cet article une nouvelle architecture de numériseur afin d'augmenter sa dynamique en diminuant la limitation du bruit introduit par le CAN tout en limitant le coût matériel. Pour ce faire, nous profitons de la présence dans le bruit du signal de faible puissance, qui n'est pas physiquement perdu, en sortie du CAN. Ainsi, nous cherchons à améliorer le rapport signal à bruit (SNR) en estimant le bruit à l'aide d'un convertisseur numérique-analogique (CNA) et d'un second canal de numérisation.

L'article est organisé comme suit. Après avoir expliqué le principe général de la méthode dans un cas idéal, elle sera discutée à travers une analyse critique et présentée à l'aide de schémas, d'expression de signaux et de résultats de simulation, tout en essayant d'anticiper sa réalisation.

2 Architecture

Dans cette section, nous proposons d'abord d'expliquer le principe de la solution, puis de détailler mathématiquement les différentes étapes qui permettent d'augmenter la dynamique du numériseur.

2.1 Principe général

Le principe de l'architecture MIXIC est représenté sur la figure 1. On considère le signal d'entrée suivant :

$$x(t) = x_s(t) + x_w(t) \quad (1)$$

avec $x_s(t)$ et $x_w(t)$ correspondant respectivement aux signaux forts et faibles.

Nous proposons d'utiliser un premier CAN, CAN 1, couplé à une atténuation Att. 1 pour numériser le signal $x(t)$ sans saturation comme détaillé sur la *Branche 1*. Cette étape implique donc une dégradation du SNR du signal faible. Cependant, il a été démontré dans [4] que le signal n'était pas physiquement perdu mais seulement invisible car noyé dans le bruit thermique du CAN $b_1[n]$.

Afin de réduire ce bruit limite, nous proposons de l'estimer correctement et de le soustraire. Pour cela, le signal numérisé par le CAN 1, noté $y_1[n]$, est réinjecté dans le domaine analogique à l'aide d'un CNA puis amplifié par Amp. 1 comme décrit sur la *Branche 2*.

Le signal obtenu $x_1(t)$ est ensuite soustrait du signal d'entrée $x(t)$. Théoriquement, seul le bruit thermique du premier CAN, potentiellement déphasé, subsiste après la soustraction analogique ainsi qu'un bruit plus faible, $b_T[n]$, introduit par la chaîne puisque les signaux de forte et faible puissance ont été éliminés. Par rapport au signal reçu en entrée de la *Branche 1*, le signal issu du soustracteur analogique est beaucoup plus faible et peut donc être amplifié par le gain Amp. 2. Ainsi, le bruit réinjecté, accompagné de très faibles résidus des signaux issus de la soustraction analogique imparfaite, est numérisé par CAN 2, de caractéristiques identiques à CAN 1, sans dégradation de la sensibilité comme représenté sur la *Branche 3*.

$y_1[n]$ de la *Branche 1* et $y_2[n]$ de la *Branche 3* sont ensuite recombinaés numériquement à l'aide du gain Amp. 3 et de l'atténuation Att. 2. Ce faisant, l'influence du bruit de $y_1[n]$ est réduite et permet de faire ressortir le signal de faible puissance, qui n'est plus caché à cause du bruit inférieur de la chaîne. L'acquisition du bruit ne serait pas possible sans la *Branche 2* et une soustraction analogique puisque nous estimerions le bruit incluant le signal faible ce qui provoquerait son annulation lors de la

recombinaison.

Il faut noter qu'en pratique, le chemin comprenant la numérisation par CAN 1 et la réinjection analogique des signaux entraîne inévitablement des délais de propagation et des délais numériques. Ce que nous proposons est d'ajouter volontairement un retard Δ_t au signal analogique et d'adapter les retards numériques Δ_{n1} et Δ_{n2} afin de synchroniser le signal avant la soustraction analogique. Ceci étant dit et afin de présenter la méthode, nous considérons par la suite que ces éléments n'introduisent pas d'imperfections. En effet, concernant la ligne à retard, il serait possible de la placer à des fréquences élevées où des composants passifs pourraient être utilisés.

Si la synchronisation temporelle est idéale, alors la contribution du bruit $b_1[n]$ à la sortie de la première branche est complètement éliminée et fait ressortir le signal faible en présence d'autres bruits qui dégradent moins la sensibilité. Les autres composantes du bruit peuvent ne pas être en phase mais cela n'a pas d'importance car le but n'est pas de les supprimer totalement puisque leurs contributions sont plus faibles.

Il est donc possible de regrouper tous ces termes de bruit et d'imperfection dans le bruit total introduit par la chaîne noté $b_T[n]$:

$$y[n] = x_s[n] + x_w[n] + b_T[n] \quad (2)$$

Ainsi, cette architecture introduit un terme de bruit en plus des signaux utiles. Le point important est que le SNR final est supérieur à celui obtenu par un numériseur classique utilisant la CAG. On est donc maintenant limité par le bruit du CNA qui est certes amplifié par Amp. 1 mais qui reste inférieur à l'ancienne contribution $b_1[n]$. Ainsi Amp. 2 n'est pas indispensable puisque nous serons, de toute façon, limités par le bruit du CNA.

2.2 Précisions sur la réduction de bruit

Comme nous venons de le voir, pour trouver $x_w[n]$, une condition entre les différents déphasages doit être parfaitement respectée.

Or, en pratique, il semble impossible d'éliminer $b_1[n]$ car le moindre déphasage pourrait doubler sa puissance. En effet, cela reviendrait à ajouter deux bruits décorrélés de même variance. Il faut cependant noter que le bruit réinjecté $b_1[n]$ passe donc par un CNA. Le signal analogique correspondant alors à une forme en escalier qui permet de relâcher la question de l'annulation numérique de $b_1[n]$. Afin d'apprécier ce phénomène, il convient de s'intéresser à la modélisation de l'étage.

Le comportement d'un convertisseur numérique-analogique sans interpolation peut être modélisé par un suréchantillonnage de son signal d'entrée numérique suivi d'un filtrage ainsi que par l'ajout de bruit. Le suréchantillonnage modélise la conversion numérique-analogique tandis que le filtrage modélise l'effet de

maintien des valeurs d'entrée. Ainsi, ce modèle illustre bien que les échantillons de bruit entrant dans le CNA sont maintenus sur la durée de la période de mise à jour du convertisseur. Les bruits après échantillonnage par le second CNA seront donc toujours en phase si le décalage temporel n'est pas supérieur à ce facteur de suréchantillonnage. En d'autres termes, la synchronisation temporelle pour effectuer la réduction de bruit doit avoir une précision inférieure au temps d'échantillonnage comme détaillé ci-dessous.

En effet, nous pouvons exprimer directement l'influence de l'effet de maintien du CNA par un filtrage par une fenêtre rectangulaire sur le signal dans notre modélisation du comportement du CNA :

$$\tilde{y}_1(t) = \sum_{n=0} y_1(\lfloor t/T_s \rfloor T_s) g_p(t - nT_s) \quad (3)$$

avec $g_p(t)$ une fenêtre rectangulaire de largeur T_s .

Cette expression nous permet de mettre en évidence la condition d'annulation du bruit de CAN 1. En effet, si l'on note τ le retard temporel restant après notre synchronisation, il faut que :

$$\lfloor t/T_s \rfloor = \lfloor (t + \tau)/T_s \rfloor \quad (4)$$

Ainsi, si l'on considère la numérisation par le CAN 2, cette condition devient :

$$\lfloor nT_s/T_s \rfloor = \lfloor (nT_s + \tau)/T_s \rfloor \leftrightarrow n = \lfloor n + \tau/T_s \rfloor \quad (5)$$

Si $\tau < T_s$, alors la condition est bien remplie. Cela signifie que les délais numériques introduits pour synchroniser les signaux avant le CNA peuvent être un multiple de T_s . Ainsi, cela rend cette condition plus acceptable puisqu'elle ne nécessite pas l'utilisation de filtres fractionnaires.

Nous présentons ensuite quelques résultats pour valider cette architecture par des simulations MATLAB.

3 Résultats

Nous considérons des signaux de communication numériques avec une séquence de symboles uniformes, indépendants et identiquement distribués (iid). Nous supposons que l'interférence intersymbole (IES) est supprimée lorsque le filtrage adapté est effectué ou lorsque le canal est plat par rapport à la largeur de bande du signal. Ainsi, l'enveloppe complexe du signal transmis échantillonné peut s'exprimer en (6) comme :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k g(t - kT) \quad (6)$$

Ici, nous considérons une longueur de paquet finie de K symboles a_k .

Le signal fort peut alors s'exprimer comme suit :

$$x_s(t) = A_s s_l(t) \sin(2\pi f_s t + \phi_s) \quad (7)$$

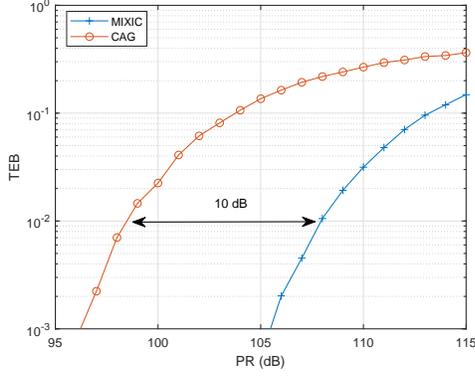


FIG. 2: TEB avec retard, prise en compte de facteurs de bruit et une puissance maximale d'opération de -9 dBFS

Et, de la même manière, le signal faible peut s'exprimer comme :

$$x_w(t) = A_w s_{l_w}(t) \sin(2\pi f_w t + \phi_w) \quad (8)$$

A , f et ϕ désignent respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase. Nous désignons par $F = 4$ le rapport de suréchantillonnage entre la simulation et le temps d'échantillonnage. Le CAN a une résolution de 14 bits à 120 MHz et un facteur de bruit de 24 dB tandis que le CNA a une résolution de 16 bits pour un facteur de bruit de 14 dB. Nous considérons également des signaux modulés en QPSK avec la CAG de référence réglée pour fonctionner avec une puissance de fonctionnement maximale de -9 dBFS et un signal fort réglé à 10 dBm.

Après avoir pris en compte les différents facteurs de bruit, dont le plus critique est celui du CNA, un retard de phase inférieur au temps d'échantillonnage et une erreur dans les estimations d'amplitude de 10%, nous pouvons encore observer un gain significatif en termes de dynamique par rapport à la CAG, c'est-à-dire 10 dB à 10^{-2} comme le montre la figure 2 qui représente l'évolution du TEB du signal faible lorsque le rapport de puissance, noté PR, entre les signaux forts et faibles varie. Ce gain de dynamique est donc tout à fait cohérent avec le gain théorique résultant de la différence entre le facteur de bruit du CAN et du CNA. Ces performances sont également observables sur la figure 3 où le niveau de bruit du spectre à la sortie du MIXIC est toujours inférieur à celui obtenu avec la CAG pour des signaux modulés bande étroite.

Ainsi, ces résultats de simulation mettent en évidence l'amélioration de la dynamique avec cette méthode.

4 Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté une nouvelle architecture de numériseur, appelée MIXIC, afin de dépasser les limites actuelles de dynamique des CAN. Cette architecture réduit l'impact du bruit thermique en utilisant 2 CAN et un CNA afin de l'estimer et de le réduire. Ce système a l'avantage d'être compatible avec les CAN existants et de dépasser les performances de l'état de l'art

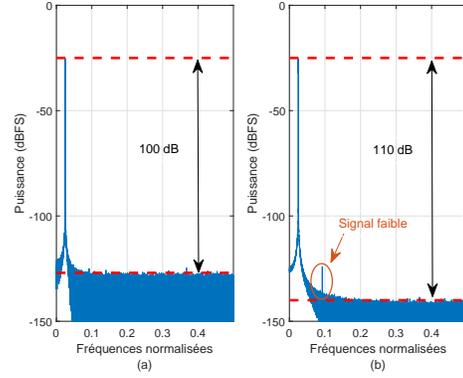


FIG. 3: Spectres en sortie : avec CAG (a) et MIXIC (b)

puisque nous avons observé un gain de 10 dB en termes de dynamique par rapport à la CAG.

Cette proposition d'architecture a été validée par la modélisation et la simulation de son comportement en utilisant des signaux d'entrée modulés. Comme nous avons montré que le nouveau facteur limitant était le bruit du CNA, de meilleures performances en termes de dynamique ont pu être obtenues en modifiant légèrement la branche de réinjection. Cette optimisation, ainsi qu'une explication plus détaillée de l'architecture telle que l'introduction de retards temporels et numériques pour effectuer la synchronisation temporelle, seront détaillées dans de futures publications sur ce sujet.

References

- [1] D. Van Ess. Algorithm - logarithmic signal companding - not just a good idea - it is μ -law. AN2095, December 2013.
- [2] B. Murmann. A/D converter trends: Power dissipation, scaling and digitally assisted architectures. In *2008 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pages 105–112, Sept 2008.
- [3] 16-Bit, 80/105/135-MSPS Analog-to-Digital Converters.
- [4] Baptiste Laporte-Fauret, Guillaume Ferré, Dominique Dallet, Bryce Minger, and Loïc Fuché. Adc resolution requirement for an intra-quantum signal digitization. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 69(11):8754–8762, 2020.
- [5] Gerald Ulbricht. Experimental investigations on a stacked analog-to-digital converter configuration for a high dynamic range HF receiver. In *Microwave Conference (GeMiC), 2015 German*, pages 52–55. IEEE, 2015.
- [6] Andre Pollok, Ying Chen, David Haley, and Linda M. Davis. Quantization Noise Mitigation via Parallel ADCs. *IEEE Signal Processing Letters*, 21(12):1491–1495, December 2014.