

Des récepteurs large bande pour les communications 5G, l'instrumentation, et les applications aéronautiques et militaires

Par Brad Brannon, Analog Devices

Introduction

Les limitations de la bande passante ont longtemps représenté un défi majeur pour les concepteurs de solutions radio. Nos prédécesseurs estimaient que les fréquences supérieures à quelques centaines de kilohertz ne présentaient aucun intérêt compte tenu des limites des détecteurs. Des pionniers tels qu'Édouard Branly, Reginald Fessenden ou Guglielmo Marconi, entre autres, se sont débattus avec cette idée, jusqu'à ce qu'Edwin Armstrong et Lucien Levy perfectionnent la technique de détection hétérodyne (hétérodynage), ouvrant l'accès à des fréquences plus élevées du spectre en les transposant à des fréquences inférieures, et permettant ainsi aux détecteurs de les traiter de façon appropriée à l'aide des technologies disponibles. Si des fréquences plus élevées ont été ouvertes grâce au processus superhétérodyne, la bande passante demeurait cependant relativement limitée.

Jusqu'à ces dernières années, le traitement des fréquences supérieures à quelques dizaines de MHz représentait un véritable défi et se limitait généralement à des solutions onéreuses utilisant une technologie radio massivement parallèle. Les scientifiques ont longtemps cherché à simplifier cette situation en employant une méthode capable de traiter simultanément une gamme de fréquences aussi large que possible. Cette capacité a lentement évolué au cours des dernières décennies avec le développement des technologies de fabrication de semiconducteurs et des architectures de conversion analogique/numérique (A/N) monolithiques. Après des débuts modestes au début des années 90, la capacité exploitable d'échantillonnage dite « Direct RF » des convertisseurs analogique/numérique est passée d'une bande passante d'environ 20 MHz à plus de 5 GHz en se référant à la seule limite de Shannon, avec par le convertisseur A/N [AD9213](#).

Le lancement du convertisseur analogique/numérique radiofréquences (RF) AD9213 — avec la bande passante instantanée qu'il peut traiter — autorise à présent de nombreuses options, non seulement pour les récepteurs utilisés dans les applications d'instrumentation, mais également pour les applications d'échantillonnage direct des signaux RF, l'intelligence signal (SIGINT) et les radars.

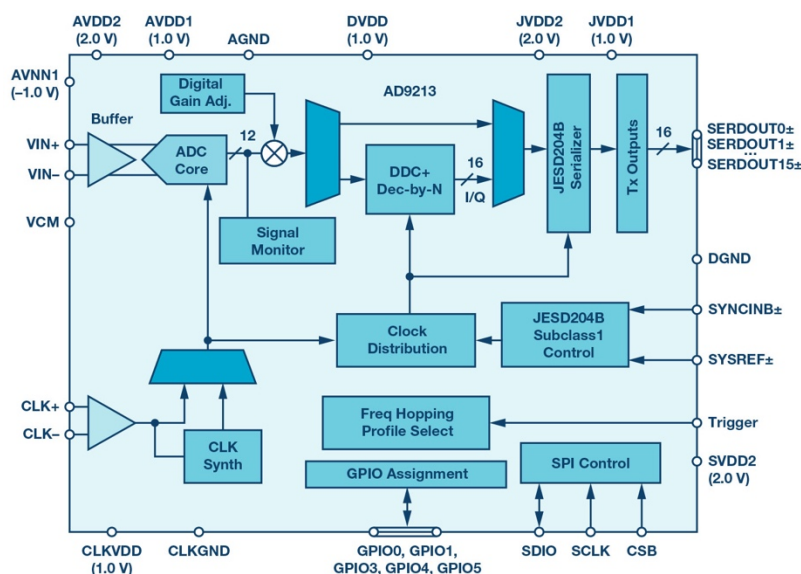


Figure 1. Synoptique du convertisseur analogique numérique RF 12 bits à 10,25 Géch/s AD9213.

Les convertisseurs analogique/numérique (A/N) dont la fréquence d'échantillonnage atteint plusieurs Giga-échantillons par seconde (Géch/s) soulèvent un défi unique en matière de performances globales. Ils sont en effet construits à partir de plusieurs cœurs de convertisseur A/N fonctionnant en parallèle de façon entrelacée pour augmenter la cadence d'échantillonnage globale. Ces convertisseurs doivent être soigneusement synchronisés et alignés temporellement et parfaitement appairés vis-à-vis de paramètres DC comme la tension de décalage et autre erreur de gain afin de minimiser les artefacts spectraux^{1,2,3}, communément dénommées raies d'entrelacement. De plus, les convertisseurs analogique/numérique doivent suivre avec précision les signaux d'entrée analogiques avant de les échantillonner et de les numériser soigneusement pour éviter une distorsion linéaire normale. Ces deux défis que sont l'entrelacement et la bande passante brute compliquent la conception des convertisseurs analogique/numérique large bande lorsqu'un niveau de fidélité élevé est requis — par exemple, dans les applications spectrales telles que les radios et l'instrumentation avancées.

L'AD9213 se montre à la hauteur du défi en raison de l'excellente linéarité obtenue dans toutes les conditions de signal grâce à l'intégration des fonctions de blanchiment de spectre et de calibration dynamique ce qui permet d'atteindre des performances et des fréquences de fonctionnement supérieures. Avec un signal d'entrée CW de 4 GHz, la densité spectrale du bruit (NSD) est d'environ -152 dBFS/Hz avec une plage dynamique sans interférence (SFDR) meilleure que 65 dBc, harmoniques 2 et 3 comprises, avec pour résultat des performances de réception 5G de qualité instrumentation.

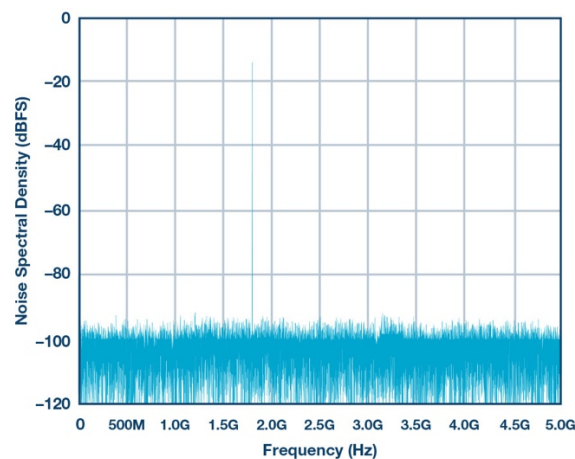


Figure 2. Performances simple fréquence

Outre d'excellentes performances aux fréquences élevées, le comportement des harmoniques de 2^e ou 3^e ordre correspond de près à ce que l'on peut attendre d'un composant linéaire. En d'autres termes, les harmoniques se comportent comme un polynôme simple, ce qui est atypique pour un convertisseur analogique/numérique. Ce phénomène est important, car il assure de hautes performances à la fois pour des conditions en grands et petits signaux.

Comme le montrent les données de balayage en puissance de la Figure 3, les harmoniques de second et troisième ordres suivent la réponse prévue en fonction de leur niveau d'entrée ; une fois que le plancher de bruit de mesure est atteint, aucune réapparition n'est constatée aux niveaux d'entrée inférieurs. C'est important, car au moment de choisir un plan de fréquences, ce phénomène permet de placer les raies parasites dominantes hors bande. Les produits parasites du quatrième ordre et au-dessus ne sont pas significatifs. Avec une transposition de fréquence, les produits d'intermodulation des mélangeurs radio doivent être soigneusement planifiés pour éviter les interférences ; il en va de même pour l'échantillonnage RF direct.

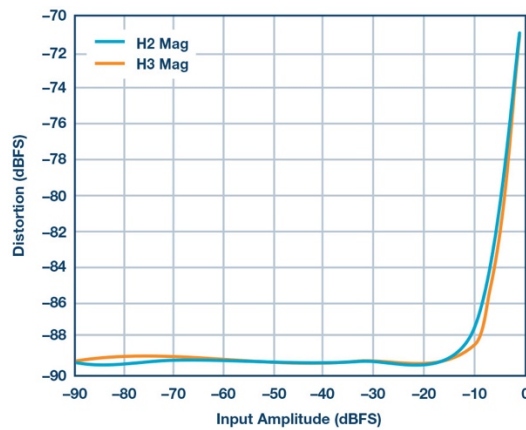


Figure 3. Convertisseur A/N AD9213 : performances des harmoniques des 2^e et 3^e ordres.

Avantage à l'échantillonnage RF direct

L'échantillonnage RF est une alternative intéressante aux architectures radio existantes. Historiquement, la consommation des convertisseurs de données a toujours été très élevée afin d'atteindre des niveaux de performances adaptés aux conceptions radio. Plusieurs études ont démontré que dans le cas des solutions basse consommation et de faible coût, les architectures radio à conversion directe ou homodyne comme utilisées dans les composants SDR AD9371 ou ADRV9009 arrivent en tête. D'ailleurs, ce n'est pas un hasard si tous les téléphones cellulaires fabriqués en série, les appareils Bluetooth® et autres dispositifs similaires ont migré vers cette architecture au fil des ans. Sur ces systèmes à bande passante limitée, les performances commencent à voisiner celles des architectures hétérodynes. En ce qui concerne les systèmes qui requièrent une bande passante arbitrairement étroite, l'architecture zéro-FI apporte presque toujours la bonne solution. Cependant, dans les applications qui exigent une bande passante arbitrairement large — l'instrumentation, les radars et les communications à haut débit, par exemple —, l'échantillonnage RF direct a longtemps été l'objectif recherché. Dans ces applications, il est entendu que le coût et l'efficacité énergétique qui caractérisent d'autres architectures sont en partie compensés par une bande passante système plus large.

Les architectures d'échantillonnage RF sont par conséquent choisies pour couvrir la bande passante la plus large possible lorsque c'est un objectif fondamental. Les nouveaux convertisseurs analogique/numérique RF tels que l'AD9213 sont conçus pour produire des fréquences d'échantillonnage ultra-élevées au-delà de 10 Géch/s et échantillonner des bandes passantes supérieures à 8 GHz, autorisant un échantillonnage RF direct dans de nombreuses applications.

La plupart des services radio se voient allouer moins de 75 MHz par bande. Avec un convertisseur analogique/numérique à 10 Géch/s, l'utilisation efficace du spectre est inférieure à 2 % de la bande de Shannon. Plusieurs études montrent que le rendement énergétique de l'échantillonnage RF direct est environ inférieur de moitié à celui d'une architecture à conversion directe. Pour améliorer l'efficacité globale des applications radio, l'échantillonnage RF permet d'échantillonner plusieurs bandes à la fois.

Pour des besoins en bande passante moins importants illustrés en Figure 4, les architectures traditionnelles comme l'échantillonnage de fréquences intermédiaires (FI) et l'échantillonnage en conversion directe (zéro-FI) sont beaucoup moins gourmandes en énergie que l'échantillonnage RF direct. C'est uniquement à l'approche d'une bande passante environ 2 fois plus large que la dernière bande passante en échantillonnage en conversion directe ou en fréquences FI que l'échantillonnage RF direct devient intéressant. Selon une autre perspective, et par rapport à une solution d'échantillonnage zéro-FI ou d'échantillonnage FI, une architecture d'échantillonnage RF directe utilisée avec un système à bande passante restreinte dissipera au moins deux fois plus de puissance que toute autre solution et coûtera environ deux fois plus cher.

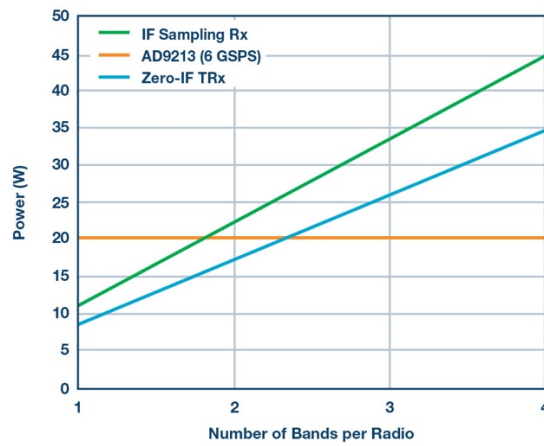


Figure 4. Consommation électrique par rapport à la bande passante relative par type d'architecture pour quatre chemins de réception

Depuis une trentaine d'années, la densité spectrale du bruit (NSD) s'est améliorée d'environ 1 dB par an, selon les mesures effectuées sur des appareils du commerce, et davantage encore sur la base de publications universitaires⁵. Pendant cette période, l'attention a porté essentiellement sur les performances dynamiques et notamment la bande passante et le rapport signal-bruit et linéarité. Ces dernières années toutefois, les convertisseurs ont atteint un niveau de performances suffisant pour la plupart des applications, de sorte que les performances AC ont cédé le pas à la consommation et à la surface de silicium (coût).

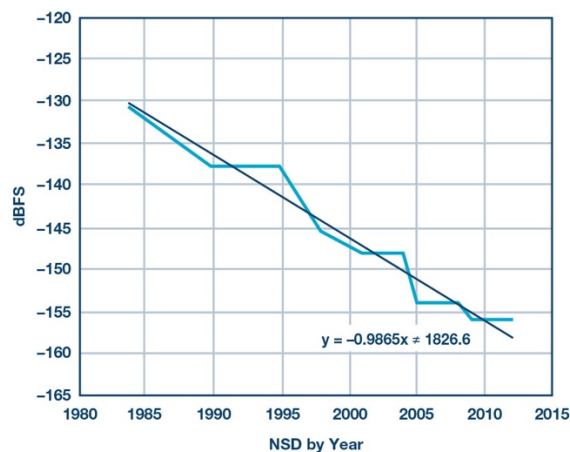


Figure 5. Évolution de la densité spectrale du bruit des convertisseurs à haut débit sur 35 ans.

En Figure 6, la fréquence d'échantillonnage est tracée sur l'axe horizontal et le facteur de mérite (FoM) sur l'axe vertical. Au fil du temps, des convertisseurs plus rapides ont été développés. Les dispositifs qui se rapprochent du front technologique à un instant « t » ont tendance à être à la pointe en matière de fréquence d'échantillonnage ; historiquement, ils affichent une puissance supérieure et un facteur de mérite inférieur. Dès que le front technologique franchit une fréquence d'échantillonnage donnée, les nouveaux appareils qui atteignent ladite fréquence présentent un facteur de mérite amélioré, avec à la clé une baisse de la consommation, de la taille des circuits intégrés et des coûts tendant vers le front architectural. Selon les dernières données de Murmann⁵, l'AD9213 se trouve juste à l'intérieur du front technologique, ce qui signifie que les prochains convertisseurs de cette catégorie afficheront une consommation moins élevée ainsi que les autres avantages cités.

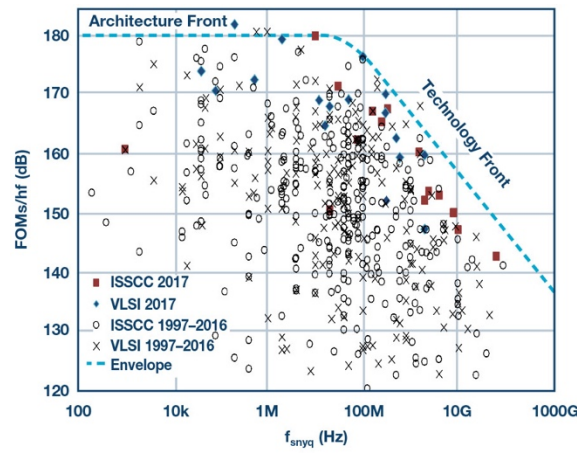


Figure 6. Figure de mérite par rapport à la fréquence d'échantillonnage

Cette tendance induit un changement intéressant. La puissance RF au niveau frontal (*front-end*) est dominée par la physique, qui transfère la consommation depuis le connecteur d'antenne vers l'entrée du convertisseur A/N ; elle n'est donc pas élastique, comme la loi de Moore peut l'être pour les fonctions numériques. Ainsi, à mesure que la consommation des convertisseurs continuera de baisser avec les prochaines générations, les amplificateurs sont les composants qui contribueront le plus à la consommation d'énergie, tandis que leur dissipation demeurera sensiblement au même niveau qu'aujourd'hui, de sorte que la contribution des convertisseurs A/N, y compris leur interface, sera nettement moins élevée et en baisse.

La Figure 7 représente une architecture d'échantillonnage RF direct élémentaire composée d'une chaîne d'amplificateurs et des filtres correspondants. Comme prévu, il n'y a pas d'étage de conversion de fréquence, uniquement des amplificateurs chargés d'élever le niveau des signaux nécessaires pour surmonter le niveau de bruit dans le convertisseur A/N proprement dit, et des filtres RF large bande pour éviter tout repliement non désiré à l'intérieur du convertisseur.

En ce qui concerne le filtrage, deux approches existent. Tout d'abord, le filtre le plus large (wide filter) possible peut être appliqué en prenant soin d'éviter le phénomène de repliement (*aliasing*). Typiquement, il est possible de créer un filtre large bande qui fournit jusqu'à 80 % de la fréquence de Nyquist et pourrait couvrir la première ou la seconde zone de Nyquist avec de bonnes performances. De manière générale, il n'est pas raisonnable d'avoir une bande passante qui traverse les zones de Nyquist en raison du repliement, même si cette option est appropriée dans certaines situations bien définies.

La deuxième approche consiste à fournir au moins deux bandes passantes au convertisseur A/N. L'un des principaux avantages d'un convertisseur A/N affichant des performances de l'ordre du Géch/s est le suivant : sa fréquence d'échantillonnage élevée permet de planifier les fréquences et de placer les signaux analogiques avec une grande flexibilité. Dans le cas des radios multibandes, des filtres RF à ondes de surface (SAW) typiques peuvent être configurés sur des amplificateurs RF séparés afin de traiter chaque bande séparément, puis additionnés dans le convertisseur A/N aux fins d'échantillonnage. Il est possible que chacune de ces bandes « tombe » dans une zone de Nyquist différente, si elles ne se replient pas sur la même fréquence. L'utilisation d'amplificateurs séparés pour chaque bande permet d'optimiser le gain pour chaque bande, ce qui minimise la désensibilisation interbande et maximise les performances. Cependant, comme nous l'avons déjà mentionné, la puissance RF peut être importante, et il existe d'autres options pour les approches multibandes.

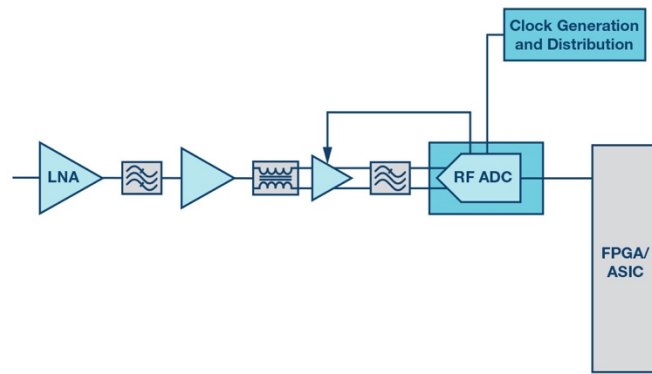


Figure 7. Architecture d'échantillonnage RF direct élémentaire.

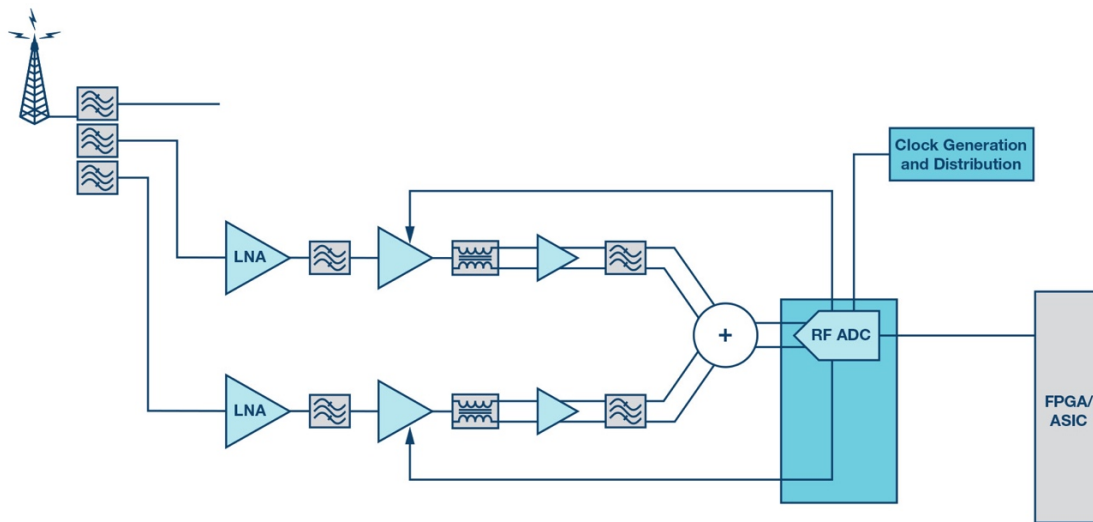


Figure 8. Exemple de radio multibandes.

Dans certains cas, plusieurs bandes peuvent être filtrées séparément en étant amplifiées par l'intermédiaire d'une seule chaîne d'amplification RF. Principal avantage, la puissance dans la chaîne RF est optimisée en partageant un unique chemin de gain. Toutefois, la performance entre les deux groupes doit faire l'objet d'un compromis. En d'autres termes, si l'une des bandes présente un signal important dont le gain doit être ajusté, les performances de l'autre bande seront impactées. Dans de nombreux cas, cette situation est acceptable, compte tenu des plages dynamiques relatives requises. La Figure 9 illustre ce type d'implémentation. Bien qu'axée sur les bandes de téléphonie cellulaire, cette implémentation s'adapte facilement à d'autres applications, telles que l'instrumentation large bande, l'analyse spectrale et les oscilloscopes d'échantillonnage.

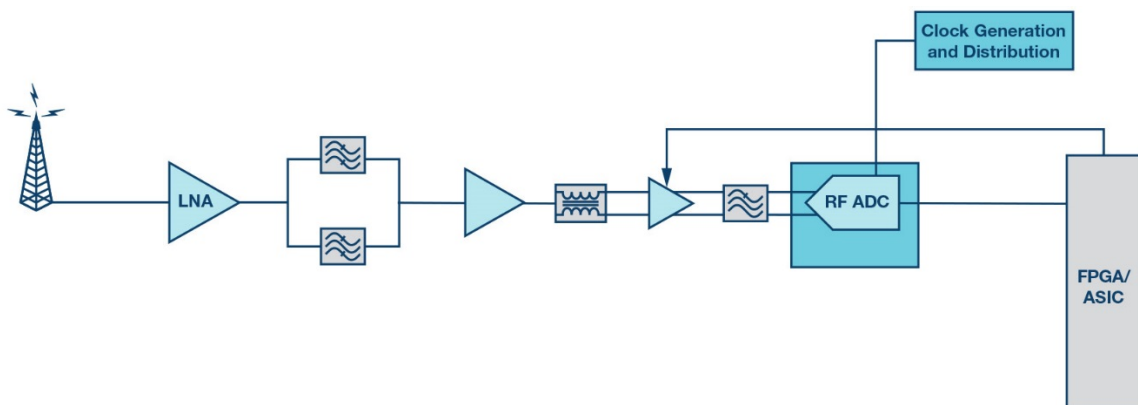


Figure 9. Échantillonnage RF multibandes simplifié.

Une mise en œuvre spécifique de ce principe est représentée en Figure 10. Pour ce design, les réseaux d'adaptation connectés en entrée et sortie aux filtres à ondes de surface (SAW) ont été soigneusement conçus pour assurer qu'à la fréquence de résonance d'une bande, le réseau opposé apparaisse comme un circuit ouvert. Il est à noter que le réseau d'adaptation comprenait des éléments localisés (RLC) ainsi que des lignes de transmission. De cette façon, l'interaction entre les deux circuits différents a été réduite au minimum.

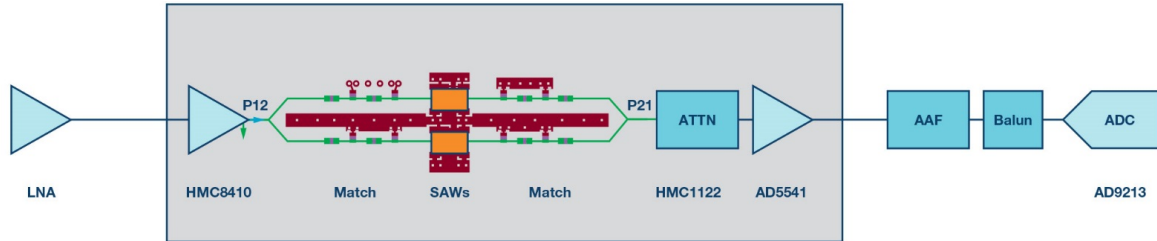


Figure 10. Implémentation intégrant deux filtres à ondes de surface (SAW).

Grâce à une conception minutieuse, ces réseaux permettent d'obtenir de très bonnes performances. Les caractéristiques de la transmission en direct sont illustrées à la Figure 11. Ici, les caractéristiques de chaque filtre SAW sont préservées sans impact sur l'autre filtre. Dans cette conception, la bande 1 et la bande 3 sont parallèles. Il aurait été possible d'utiliser d'autres bandes ou gammes de fréquences, la méthode restant tout autant valable.

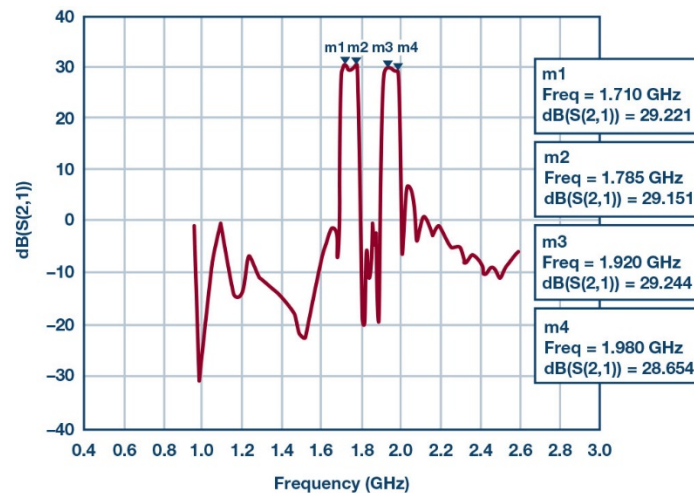


Figure 11. Caractéristiques de transmission S21 d'un réseau à ondes de surface bi-bande.

En ce qui concerne la planification du niveau des signaux, il convient de garder plusieurs éléments en tête. Au moment de créer un design intégrant des convertisseurs A/N, l'une des premières règles à observer consiste à appliquer un gain suffisant en tête du convertisseur pour que le bruit en entrée soit voisin de celui du convertisseur analogique/numérique. Bien que les convertisseurs analogique/numérique s'améliorent en permanence, le bruit d'un convertisseur analogique/numérique n'est pas gaussien par nature, de sorte qu'il peut être à l'origine de nombreux problèmes pour tout système qui en intègre⁴. La Figure 12 illustre la relation entre la différence de bruit frontal par rapport à l'entrée du convertisseur A/N, le bruit du convertisseur A/N et l'impact sur le bruit global. De manière générale, il convient de maintenir le bruit frontal plus de 10 dB au-dessus du niveau de bruit du convertisseur A/N. Si cette recommandation est respectée, le convertisseur A/N contribuera pour moins de 0,4 dB au bruit total, ce qui garantit des performances système conformes aux attentes.

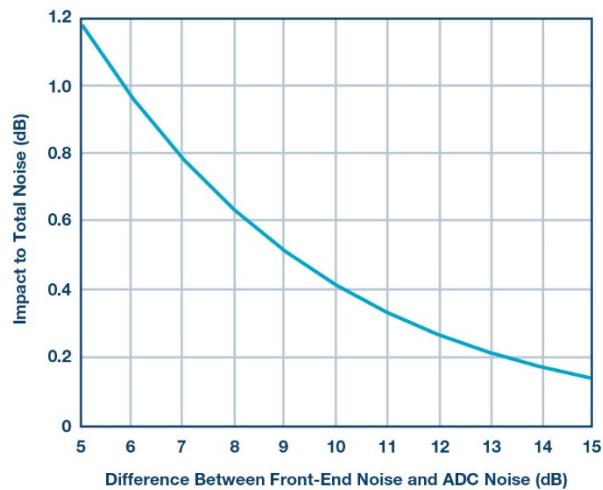


Figure 12. Contribution du bruit par rapport à la différence de bruit.

D'après la fiche technique, la densité spectrale du bruit (NSD) typique du convertisseur AD9213 est d'environ -152 dBFS/Hz. Avec un niveau de bruit nominal à pleine échelle de 7 dBm, la valeur NSD représente -145 dBm/Hz. Le bruit thermique frontal doit viser -135 dBm/Hz, représentant un gain plus facteur de bruit d'au moins 39 dB. Comme le montre la Figure 10, le circuit fournit un gain de 43 dB et un facteur de bruit de 3 dB, portant ainsi le bruit frontal total à -128 dBm/Hz. En l'absence de conditions d'entrée, la différence entre les deux est d'environ 19 dB pour un gain maximum. À mesure que le signal d'entrée augmente, le plancher de bruit du convertisseur A/N gagnera quelques dB en raison de la gigue de la source d'horloge utilisée.

Un zoom sur les deux bandes couvertes par les filtres en ondes de surface parallèles apporte des détails supplémentaires. La Figure 14 compare le bruit de fond (à gauche) et l'injection d'un signal en ondes entretenues à quasi pleine échelle (à droite). En observant le plancher de bruit large bande et non les deux bandes passantes, on remarque que le plancher de bruit augmente légèrement à droite lorsque le signal en ondes entretenues (CW) est injecté. Ce phénomène est dû au mélange de l'horloge avec le signal d'entrée analogique⁶. Si l'on compare le plancher de bruit des deux bandes passantes, aucune augmentation n'est détectée dans le plancher de bruit à l'intérieur de ces deux bandes passantes. Ceci est lié au fait que le bruit thermique frontal masque l'augmentation du plancher de bruit du convertisseur A/N lorsqu'un signal fort est appliqué. En observant attentivement les données brutes, on remarque une augmentation d'environ 0,3 dB du plancher de bruit dans la bande passante, ce qui correspond à une différence de 11 dB selon la Figure 12.

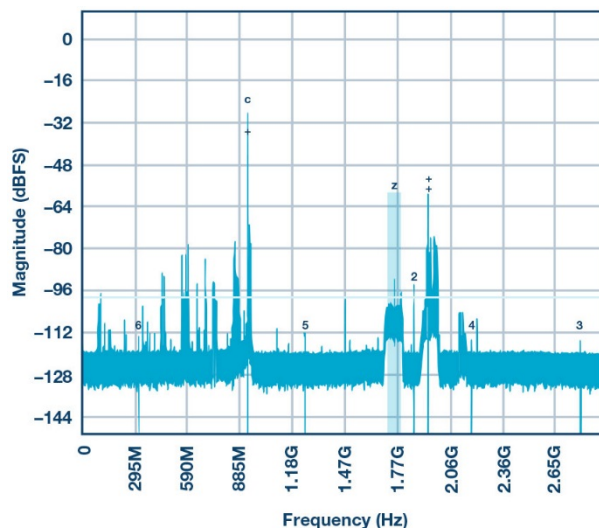


Figure 13. Mesure en direct d'une radio finalisée.

La Figure 13 donne un exemple de mesure en mode sans fil OTA (*Over the Air*) d'une radio complète. Parce qu'il s'agit d'une radio très large bande dont la bande passante est supérieure à 2 GHz avec un filtrage minimum, de nombreux signaux sont visibles. La moitié gauche du spectre représente des fréquences pouvant atteindre environ 900 MHz, incluant notamment les émissions FM et les télédiffusions de forte puissance. Au-delà, des fréquences minimales sont observées jusqu'à la bande passante des deux filtres en ondes de surface couvrant les bandes à 2,1 GHz (bande UMTS 1) et 1,8 GHz (bande UMTS 3). La bande 3 est identifiée par l'effet d'ombre (*shading*), mais les deux bandes montrent une élévation du plancher de bruit comme prévu par l'excès de bruit frontal au travers des filtres. Ces mesures ayant été effectuées aux États-Unis, les détections effectuées dans la bande 3 sont minimales, tandis que la bande 1 capte une partie de la liaison descendante de la bande 2. Au-dessus, le filtre antirepliement élimine tous les signaux restants et le plancher de bruit est bas.

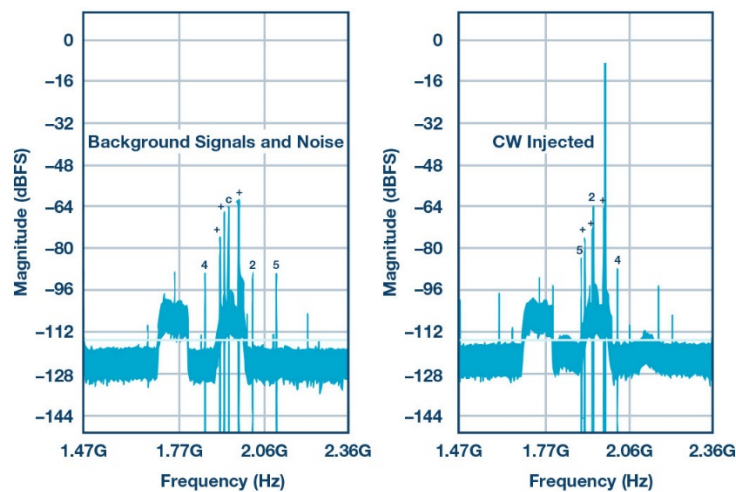


Figure 14. Avant et après.

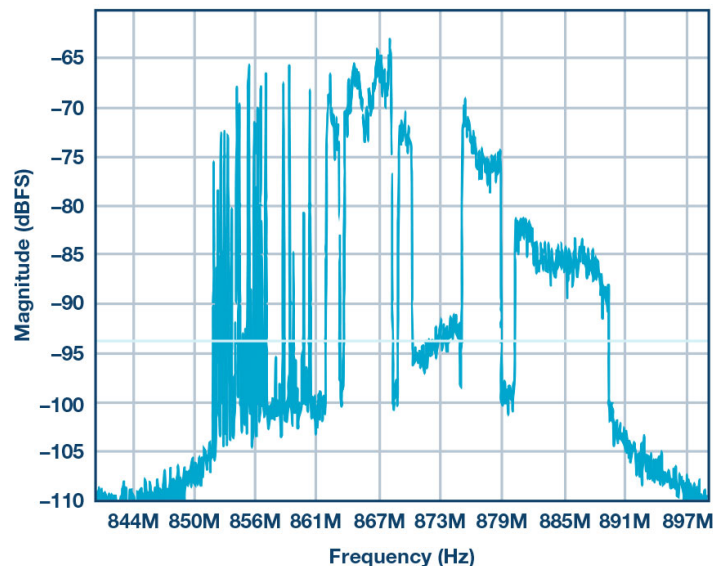


Figure 15. Bande 5 (U.S.A.).

Conclusion

Alors que les radios hétérodynes de différents types demeurent majoritairement utilisées dans les conceptions, la technologie de conversion analogique/numérique large bande a mûri au point où l'échantillonnage RF est opérationnel dans un large éventail d'applications jusqu'alors dominées par les designs à conversion de fréquence. Comme le montre le présent article, il existe de nouvelles possibilités

pour les systèmes d'échantillonnage direct à large bande. Des produits comme le convertisseur AD9213 introduisent la possibilité d'une numérisation de grande qualité bien au-dessus de 2 GHz, ce qui en fait un candidat idéal pour les applications qui requièrent des bandes passantes instantanées larges : oscilloscopes, analyseurs et autres radios large bande/multibandes. Certains ont affirmé que cette approche ne pouvait être appliquée aux fréquences RF dans la gamme du GHz, mais le convertisseur AD9213 a repoussé les barrières et les générations futures devraient bénéficier d'améliorations continues. Les convertisseurs continuent d'évoluer et de mûrir en repoussant les limites de performances et d'efficacité, ce qui en fait des solutions idéales pour les systèmes à large bande fonctionnant dans la gamme du GHz.

Références

- ¹ Gabriele Manganaro et David H. Robertson. *Interleaving ADCs: Unraveling Mysteries*, Analog Dialogue, Vol. 49, 2015.
- ² Jonathan Harris. *The ABCs of Interleaved ADCs*, EDN Network, 2013.
- ³ Jonathan Harris. *Further into the Alphabet with Interleaved ADCs*, EDN Network, 2013.
- ⁴ Brad Brannon. Note d'application AN-410 : *Aperture Uncertainty and ADC System Performance*. Analog Devices, Inc., 1995.
- ⁵ Boris Murmann, *ADC Performance Survey 1997-2016*. Disponible en ligne : stanford.edu/~murmman/adcsurvey.html.
- ⁶ Brad Brannon et Alan Barlow. Note d'application : *Aperture Uncertainty and ADC System Performance*. Analog Devices, Inc., 2006.