

Traitement Numérique du signal

La quantification / Conversation AN

La Figure 1 montre les formes d'onde d'une conversion analogique - numérique typique. La Figure (a) illustre le signal analogique à numériser. Comme le montrent les unités des axes du graphique, ce signal est une tension qui varie au fil du temps. Pour rendre les chiffres plus faciles, nous supposons que la tension peut varier de 0 à 4,095 volts, correspondant à des valeurs numériques comprises entre 0 et 4095. Elles seront produites par un convertisseur 12 bits. Notez que le diagramme est divisé en deux sections, l'échantillonneur bloqueur (S / H : Sample and Hold), et le convertisseur analogique-numérique (ADC). L'échantillonneur bloqueur est nécessaire pour maintenir une tension constante en entrée de l'ADC, cela pendant que la conversion a lieu. Ce n'est pourtant pas pour cette raison qu'il est détaillé ici : Diviser la numérisation en deux étapes est simplement un modèle théorique permettant de faciliter la compréhension de la numérisation.

Comme le montre la différence entre (a) et (b), la sortie de l'échantillonneur bloqueur change à des intervalles réguliers, périodiques, instants auxquels les valeurs correspondent aux valeurs instantanées du signal analogique en entrée.

Les variations du signal d'entrée se produisant entre ces périodes d'échantillonnage sont complètement ignorées. Le fait d'échantillonner convertit la variable de temps d'une valeur continue à des valeurs discrètes.

Comme le montre la différence entre (b) et (c), l'ADC produit une valeur entière comprise entre 0 et 4095 pour chacune des portions continues (bloquées) de (b). Cela introduit donc une erreur, en effet chaque « blocage » peut être n'importe quelle tension comprise entre 0 et 4,095 volts. Par exemple, les tensions 2,56000 et 2,56001 volts seront converties en un nombre numérique unique : 2560. En d'autres termes, la quantification convertit la variable de tension d'une valeur continue à des valeurs discrètes.

Notez que nous avons soigneusement évité de comparer (a) et (c), car cela regroupe les processus d'échantillonnage et de quantification. Il est important de les analyser séparément car ils dégradent le signal de différentes manières, tout en étant contrôlé par des circuits électroniques différents.

Nous allons d'abord examiner les effets de la quantification. Tout échantillon d'un signal numérisé peut avoir une erreur maximale de $\pm 1/2$ LSB (Least Significant Bit : le pas de quantification). La Figure (d) montre l'erreur de quantification pour cet exemple particulier. Il est obtenu en soustrayant (b) de (c). En d'autres termes, la sortie numérique (c), est équivalente à l'apport continu (b), ajouté à une erreur de quantification (d). Une caractéristique importante de cette analyse est que l'erreur de quantification semble très semblable à un bruit aléatoire, un bruit blanc.

Ceci introduit un modèle important concernant l'erreur de quantification. Dans la plupart des cas, les conséquences de quantification ne résultent en rien de plus que la sommation d'un niveau de bruit aléatoire au signal numérisé. Le bruit additif est réparti uniformément entre $\pm 1/2$ LSB, avec une moyenne de zéro, et variance de $1 / \sqrt{12}$ LSB ($\sim 0,29$ LSB). Par exemple, le passage d'un signal analogique par un convertisseur 8 bits ajoute un bruit RMS de: $0,29/256$, soit environ $1/900$ de la valeur pleine échelle. Une conversion 12 bits ajoute un bruit de: $0,29/4096 \approx 1/14000$, tandis que la conversion 16 bits ajoute : $0,29/65536 \approx 1/227000$. L'erreur de quantification étant un bruit aléatoire, le nombre de bits détermine la résolution des données. Par exemple, nous pouvons dire : « Nous avons augmenté la résolution de la mesure de 8 à 12 bits. »

Ce modèle est extrêmement puissant, parce que le bruit aléatoire généré par la quantification ne fera que s'ajouter au bruit déjà présent dans le signal analogique en entrée.

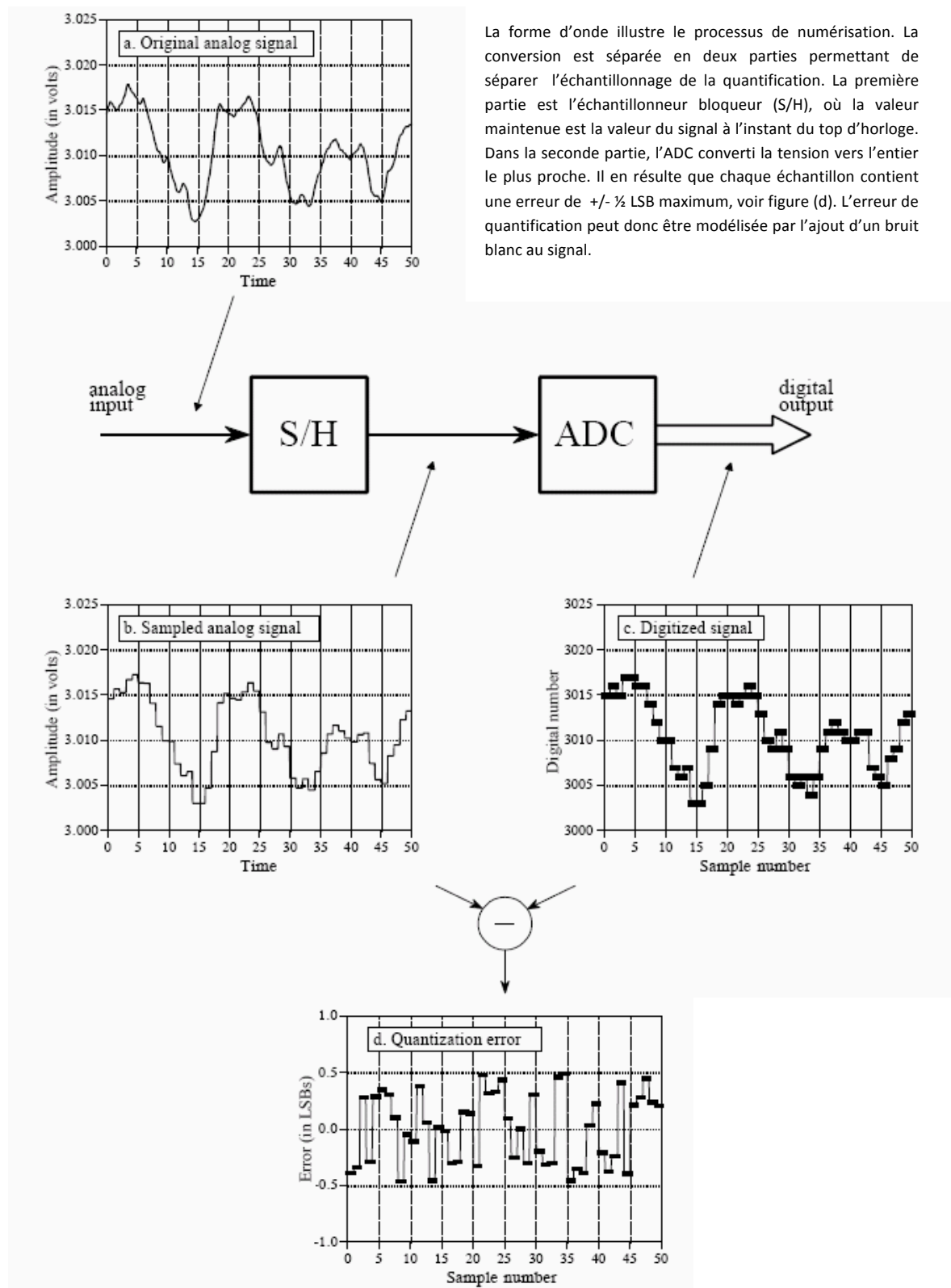


Figure 1

Par exemple, imaginez un signal analogique avec une amplitude maximale de 1 volts avec un bruit aléatoire de 1 millivolts RMS. La numérisation 8 bits de ce signal est équivalente au codage de 1 volt sur 255 niveaux. Le bruit de 1 millivolts va devenir 0,255 LSB. Les signaux de bruit aléatoire vont être

mélangés en ajoutant leurs variances. Autrement dit, les signaux sont ajoutés en quadrature: $\sqrt{A^2 + B^2} = C$. Le bruit total sur le signal numérisé est donc donné par: $\sqrt{0,255^2 + 0,29^2} = 0,386$ LSB. Cela représente une augmentation d'environ 50% par rapport au bruit déjà dans le signal analogique. La numérisation de ce même signal sur 12 bits ne produit pratiquement pas d'augmentation du bruit. Si l'on se demande combien de bits sont nécessaires dans un système, il faut se poser deux questions:

- Quelle est la valeur du bruit déjà présent dans le signal analogique ?
- Quel niveau de bruit peut être toléré dans le signal numérique?

Quand ce modèle de quantification n'est-il pas valable? Ce n'est que lorsque l'erreur de quantification ne peut pas être traitée comme une variable aléatoire. Cela est le cas lorsque le signal analogique reste stable, à peu près à la même valeur pour de nombreux échantillons consécutifs, comme cela est illustré dans la figure 2a. La sortie reste donc bloquée sur le même nombre numérique pour de nombreux échantillons, même si le signal analogique change de $\pm 1/2$ LSB. Au lieu d'être un bruit additif aléatoire, l'erreur de quantification ressemble alors à un effet de seuil ou une distorsion.

Le Dithering est une technique couramment utilisée pour améliorer la numérisation de ces signaux variant lentement. Comme le montre la figure 2b, une petite quantité de bruit aléatoire est ajouté au signal analogique. Dans cet exemple, le bruit ajouté est normalement distribué avec une déviation standard de $2/3$ LSB, ce qui entraîne une amplitude crête à crête d'environ 3 LSB. La figure 2c montre comment l'ajout de ce bruit Dither affecte le signal numérisé. Même lorsque le signal analogique d'origine évolue de moins de $\pm 1/2$ LSB, le bruit Dither ajouté pousse la sortie numérique à basculer au hasard entre les niveaux adjacents.

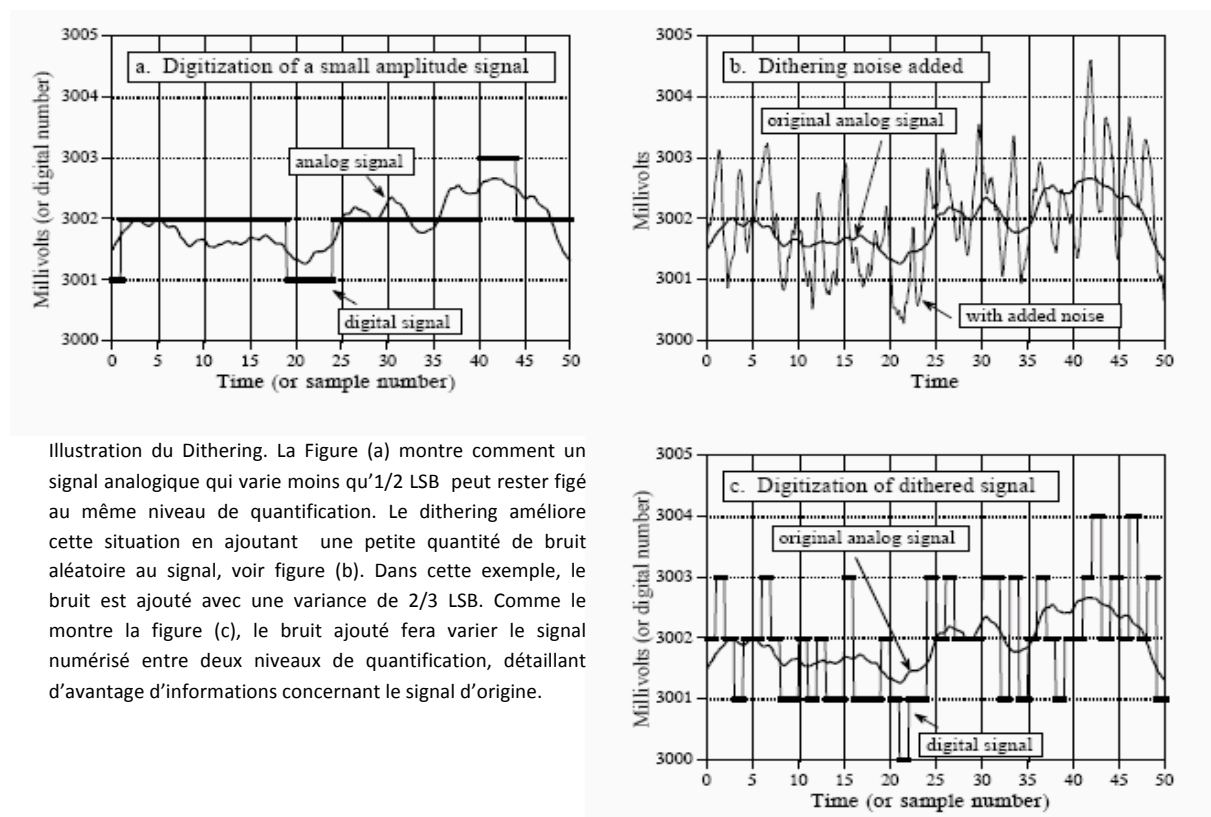


Illustration du Dithering. La Figure (a) montre comment un signal analogique qui varie moins qu' $1/2$ LSB peut rester figé au même niveau de quantification. Le dithering améliore cette situation en ajoutant une petite quantité de bruit aléatoire au signal, voir figure (b). Dans cet exemple, le bruit est ajouté avec une variance de $2/3$ LSB. Comme le montre la figure (c), le bruit ajouté fera varier le signal numérisé entre deux niveaux de quantification, détaillant d'avantage d'informations concernant le signal d'origine.

Figure 2

Pour comprendre comment cela améliore la situation, imaginons que le signal d'entrée est une tension constante analogique de 3,0001 volts, ce qui en fait un dixième de l'écart entre les niveaux numériques 3000 et 3001. Sans Dither, 10.000 échantillons de ce signal produiraient 10.000 valeurs discrètes identiques, ayant toute la valeur de 3000. Répétons l'expérience avec une petite quantité de bruit dithering ajouté. Les 10.000 valeurs oscilleront désormais entre deux (ou plus) niveaux, avec environ 90% d'une valeur de 3000, et 10% d'une valeur de 3001. Le résultat de la moyenne des 10.000 valeurs sera proche de 3000,1. C'est une situation assez étrange : l'ajout de bruit fournit plus de fidélité au signal numérisé.

Les circuits de Dithering peuvent être très sophistiqués, tels que l'utilisation d'un ordinateur pour générer des nombres aléatoires, puis les passer au travers d'un ADC pour produire le bruit ajouté. La méthode la plus simple, mais pas toujours possible, est d'utiliser le bruit déjà présent dans le signal analogique pour le Dithering.

Schéma bloc d'un convertisseur ADC traditionnel :

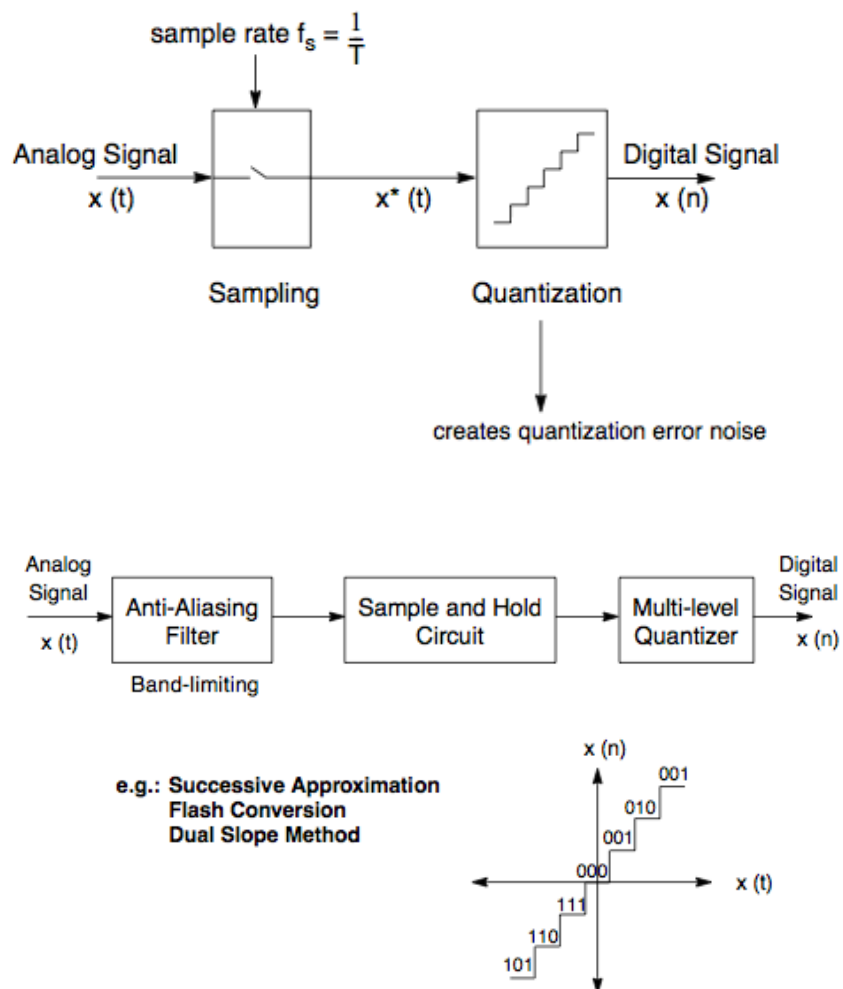


Figure 3

Le théorème d'échantillonnage

La définition d'un échantillonnage réalisé correctement est assez simple :

Supposons que l'on échantillonne un signal continu. Si l'on peut reconstruire exactement le signal analogique d'origine à partir des échantillons, c'est que l'échantillonnage a été fait correctement.

Même si les données de l'échantillon semblent confuses ou incomplètes, les informations essentielles ont été capturées si l'on peut inverser le processus.

La figure 4 montre plusieurs sinusoïdes avant et après la numérisation. Sur chacun des graphes, la ligne continue représente le signal analogique entrant l'ADC, les marqueurs carrés représentent le signal numérique sortant de l'ADC.

En 4a, le signal analogique est une valeur constante continue, un cosinus à la fréquence zéro. Dans ce cas, le signal analogique est une série de lignes droites. Entre chacun des échantillons, toutes les informations nécessaires pour reconstruire le signal analogique sont contenues dans les données numériques. Selon notre définition, l'échantillonnage est fait correctement.

L'onde sinusoïdale représentée en 4b a une fréquence de 0,09 de la fréquence d'échantillonnage. Cela pourrait représenter, par exemple, une sinusoïde de 90 période/seconde étant échantillonnée à 1000 échantillons/seconde. Exprimé en d'autres termes, il y a 11,1 échantillons prélevés pour chaque période de la sinusoïde. Cette situation est plus compliquée que le cas précédent car le signal analogique ne peut pas être reconstruit en traçant simplement des lignes droites entre les points de données. Ces échantillons représentent-ils bien les signaux analogiques ? La réponse est oui, car aucune autre sinusoïde, ou une combinaison de sinusoïdes, va produire ce modèle d'échantillons (avec les contraintes listées ci-dessous). Ces échantillons correspondent à un unique signal analogique, c'est pourquoi le signal analogique peut être exactement reconstruit. Encore une fois, Selon notre définition, l'échantillonnage est fait correctement.

En 4c, la situation est rendue plus difficile en augmentant la fréquence de l'onde sinusoïdale à 0,31 de la fréquence d'échantillonnage. Il en résulte 3,2 échantillons par période d'onde sinusoïdale. Dans ce cas les échantillons sont si rares qu'ils ne semblent même pas à suivre la tendance générale du signal analogique. Ces échantillons représentent-ils bien la forme d'onde analogique ? Encore une fois, la réponse est oui, et pour exactement la même raison. Les échantillons sont une représentation unique du signal analogique. Toutes les informations nécessaires pour reconstruire la forme d'onde analogique sont contenues dans les données numériques. Comment allons-nous faire pour reconstruire le signal ? La réponse à cette question sera détaillée plus tard. Évidemment, la reconstruction sera plus complexe que simplement dessiner des lignes droites entre les points de données. Aussi étrange que cela paraisse, l'échantillonnage est fait correctement.

En 4d, la fréquence analogique est encore augmentée, à 0,95 de la fréquence d'échantillonnage, avec 1,05 échantillons par période d'onde sinusoïdale. Ces échantillons représentent-ils bien les données d'origine ? La réponse est non ! En effet, les échantillons représentent une onde sinusoïdale différente de celle contenue dans le signal analogique. En particulier, la sinusoïde de fréquence de 0,95 se déforme comme une onde sinusoïdale de fréquence de 0,05 dans le signal numérique. Ce phénomène de changement de fréquence de sinusoïdes lors de l'échantillonnage est appelé aliasing. Tout comme un criminel pourrait prendre un nom d'emprunt ou une autre identité (un alias), la sinusoïde prend une autre fréquence qui n'est pas la sienne. Comme les données numériques ne sont plus uniquement liées à un signal analogique particulier, une reconstruction est impossible sans ambiguïté. Il n'y a rien dans les données échantillonnées laissant penser que le signal analogique d'origine avait une fréquence de 0,95 plutôt que 0,05. L'onde sinusoïdale a complètement caché sa véritable identité; le crime parfait a été commis ! Selon notre définition, c'est un exemple de l'échantillonnage incorrect.

Ce raisonnement conduit à une étape importante dans le DSP (Digital Signal Processing) : **Le théorème d'échantillonnage**. C'est souvent, ce qu'on appelle le théorème d'échantillonnage de Shannon, ou le théorème d'échantillonnage de Nyquist, d'après un article datant de 1940 sur le sujet.

Le théorème d'échantillonnage indique qu'un signal continu peut être correctement échantillonné, seulement si il ne contient pas de composants de fréquence supérieures à la moitié du taux d'échantillonnage.

Par exemple, un taux d'échantillonnage de 2000 échantillons/seconde nécessite que le signal analogique soit composé de fréquences inférieures à 1000 période/seconde. Si des fréquences supérieures à cette limite sont présentes dans le signal, elles vont être un alias (répliques) des fréquences comprises entre 0 et 1000 période/seconde, se confondant avec toutes les informations étant légitimement présentes.

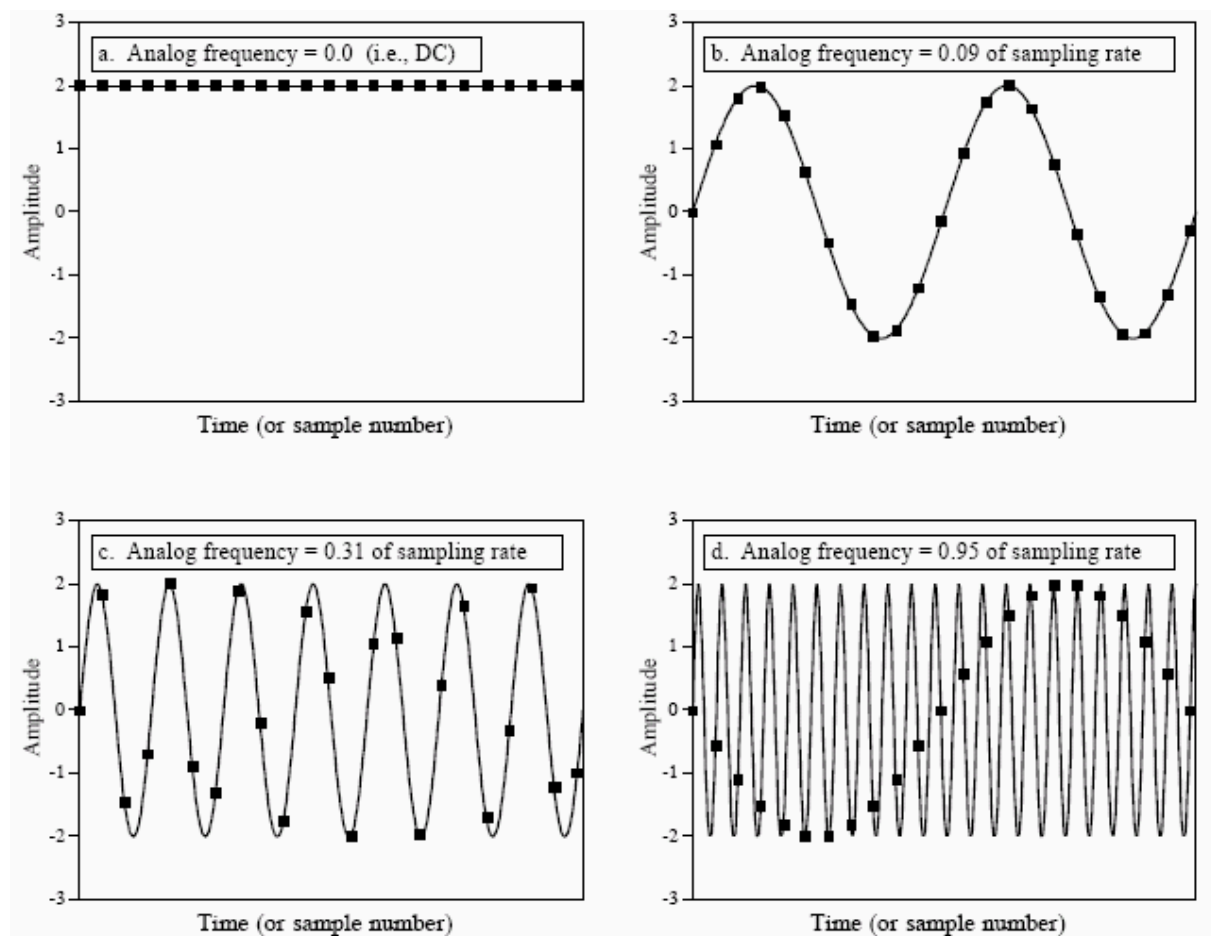
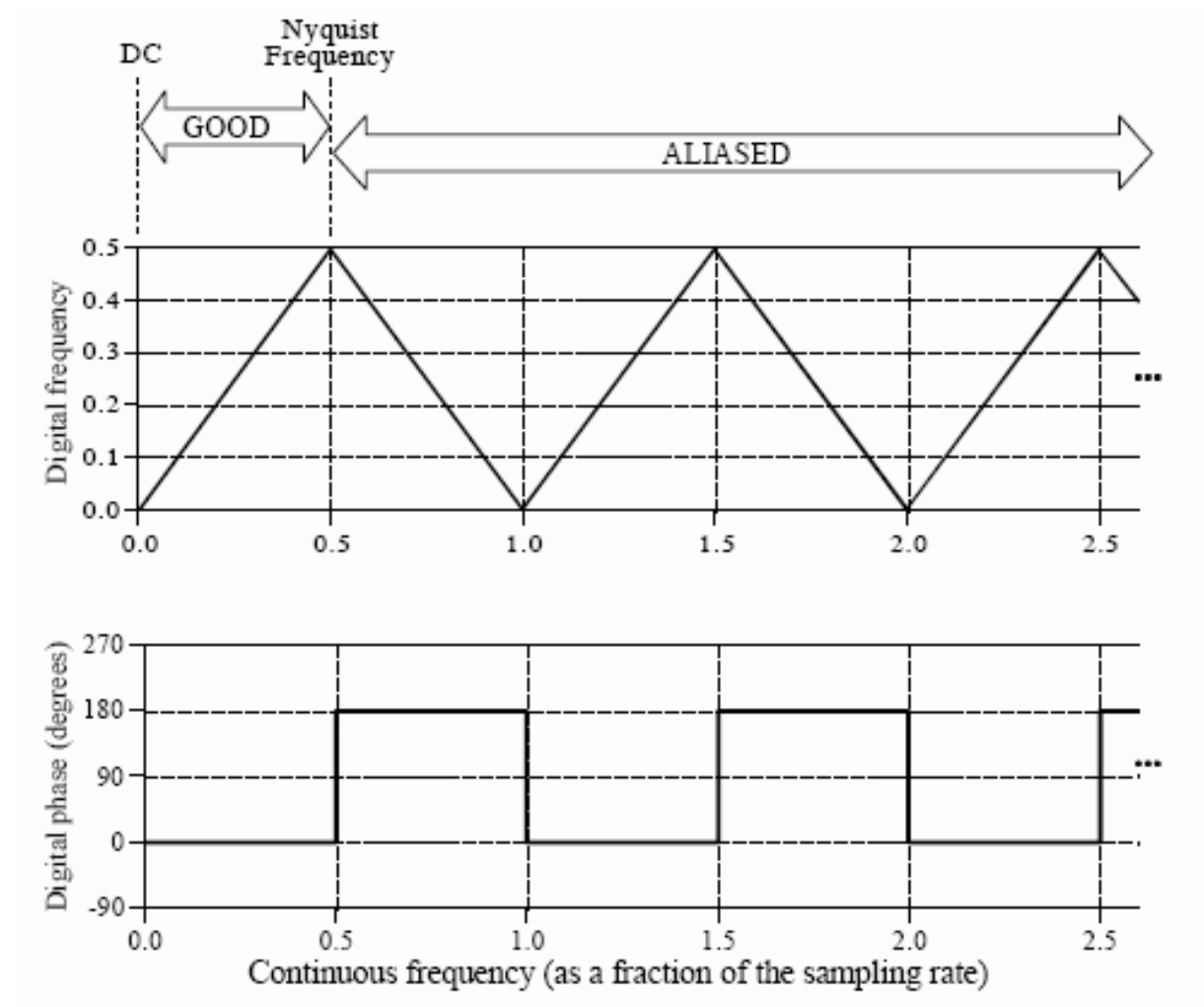


Illustration d'un échantillonnage correct et incorrect. Un signal continu est échantillonné correctement lorsque les échantillons contiennent toutes les informations nécessaires pour recréer le signal d'origine. Les figures (a), (b) et (c) illustrent un échantillonnage correct de trois sinusoïdes. La figure (c) ne semble pas capturer les formes de la sinusoïde d'origine. Cependant il n'y a qu'une seule façon de tracer une sinusoïde à partir de ces échantillons. Cela garantit que la reconstruction peut avoir lieu. La figure 2 montre que la fréquence de la sinusoïde est plus grande que la fréquence de Nyquist (la moitié de la fréquence d'échantillonnage). Il en résulte un phénomène d'aliasing, où la fréquence des données échantillonnées est différente de la fréquence du signal continu d'origine. L'aliasing ayant corrompu l'information, le signal d'origine ne peut plus être reconstruit à partir des échantillons.

Figure 4

Deux termes sont couramment utilisés lors de l'étude du théorème d'échantillonnage : la fréquence de Nyquist et le taux de Nyquist. Malheureusement, leur signification n'est pas normalisée.

Pour comprendre cela, considérons un signal analogique composé de fréquences comprises entre DC (0) et 3 kHz. Pour bien numériser ce signal, il doit être échantillonné à 6000 échantillons/seconde (6 kHz) ou plus. Supposons que nous choisissons de l'échantillonner à 8000 échantillons/seconde (8 kHz), ce qui permet à des fréquences comprises entre DC (0) et 4 kHz d'être convenablement représentées. Dans cette situation, il y a quatre fréquences importantes: (1) la plus haute fréquence dans le signal, 3 kHz; (2) deux fois cette fréquence, 6 kHz; (3) la fréquence d'échantillonnage, 8 kHz, et (4) la moitié du taux d'échantillonnage, 4 kHz. Lequel de ces quatre est la fréquence de Nyquist, et qui est le taux de Nyquist ? Cela dépend à qui vous posez la question ! Toutes les combinaisons possibles sont utilisées. Heureusement, la plupart des auteurs prennent soin de définir comment ils utilisent les termes. Généralement, ils sont tous deux utilisés pour désigner la moitié de la fréquence d'échantillonnage.



Les signaux continus ayant une fréquence d'échantillonnage de moins d'un demi du taux d'échantillonnage conservent leur fréquence une fois converties. Au dessus de la moitié de la fréquence d'échantillonnage, l'aliasing apparaît, impliquant une mauvaise représentation de la fréquence du signal échantillonnée. L'aliasing change toujours une haute fréquence en une fréquence basse comprise entre 0 et 0,5 de la F_e . La phase est également affectée par un changement à 180 °.

Figure 5

La figure 5 montre comment les fréquences sont modifiées au cours aliasing. Le point essentiel à retenir est que le signal numérique ne peut pas contenir des fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage (cad la fréquence ou taux de Nyquist). Lorsque la fréquence de l'onde continue est inférieure à la fréquence de Nyquist, l'échantillonnage sera effectué correctement. Toutefois, lorsque la fréquence du signal continu est supérieure à la fréquence de Nyquist, le

phénomène d'Aliasing change la fréquence en quelque chose qui peut être représenté dans les données échantillonnées. Comme le montre la ligne en zigzag sur la figure 5, chaque fréquence continue au-dessus de la fréquence de Nyquist a une fréquence numérique correspondant entre zéro et la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Il arrive qu'il y ait déjà une sinusoïde à cette fréquence inférieure, le signal répliqué (alias) sera ajouté, résultant en une perte d'information. L'aliasing est une double malédiction, l'information peut être perdue sur le haut et le bas du spectre. Supposons un signal numérique contenant une fréquence à 0,2 de la fréquence d'échantillonnage. Si ce signal a été obtenu avec un échantillonnage correct, c'est que le signal analogique d'origine contient cette fréquence de 0,2 du taux d'échantillonnage. Si un phénomène d'aliasing a eu lieu lors de l'échantillonnage, la fréquence numérique de 0,2 aurait pu venir d'un nombre infini de fréquences dans le signal analogique : 0,2, 0,8, 1,2, 1,8, 2,2,

L'aliasing peut changer la fréquence durant l'échantillonnage, mais il peut également modifier la phase. Par exemple, en observant la figure 4d, le signal numérique aliasé est inversée par rapport signal analogique d'origine : l'un est une onde sinusoïdale tandis que l'autre est une onde sinusoïdale négative. En d'autres termes, l'aliasing a changé la fréquence et a introduit un déphasage de 180° . Seuls deux changements de phase sont possibles: 0° (Pas de décalage de phase) et 180° (Inversion). Le déphasage nul se produit pour des fréquences analogiques de 0 à 0,5, de 1,0 à 1,5, de 2,0 à 2,5, etc. Une inversion de phase se produit pour des fréquences analogiques de 0,5 à 1,0, de 1,5 à 2,0, de 3,5 à 4,0, et ainsi de suite.

Maintenant, nous allons à présent nous plonger dans une analyse plus détaillée de l'échantillonnage et comment l'aliasing se produit. Notre objectif global est de comprendre ce qui arrive à l'information lors d'une conversion d'un signal continu à discret. Ce sont des choses très différentes : l'un est un signal continu tandis que l'autre est un tableau de nombres. Cette comparaison «de pommes et d'oranges» rend l'analyse très difficile. La solution est d'introduire un concept théorique appelé le *train d'impulsions*.

La figure 6a montre un exemple de signal analogique. La figure 6c montre le signal échantillonné à l'aide d'un train d'impulsions. Le train d'impulsion est un signal continu constitué d'une série de pics étroits (impulsions) qui correspondent au signal d'origine aux instants d'échantillonnage. Chaque impulsion est infiniment étroite, un concept qui sera détaillé plus tard. Entre ces périodes d'échantillonnage, la valeur de la forme d'onde est de zéro. Gardez à l'esprit que le train d'impulsion est un concept théorique, pas une forme d'onde qui peut exister dans un circuit électronique. Le signal analogique d'origine et le train d'impulsions étant des formes d'onde continues, nous pouvons donc faire une comparaison «de pommes avec des pommes» entre les deux.

Nous allons à présent examiner la relation entre le train d'impulsion et le signal discret (un tableau de nombres). Celle-ci est facile, en termes d'informations contenues, elles sont identiques. Si l'une est connue, il est trivial de calculer l'autre. Cela signifie que nous aurons atteint notre objectif global une fois que nous aurons compris les conséquences de l'évolution de la forme d'onde de la figure 6a vers la forme d'onde de la figure 6c.

Trois formes d'onde continues sont présentes dans la colonne de gauche sur la figure 6. Les spectres de fréquence correspondant à ces signaux sont affichés dans la colonne de droite. Chaque forme d'onde peut être considérée comme étant composée de sinusoïdes d'amplitude et de fréquences variables (décomposition en série de Fourier). Plus tard nous examinerons le domaine fréquentiel en détail.

La figure 6a montre un signal analogique que nous voulons échantillonner. Comme l'indique son spectre de fréquence en 6b, il est composé uniquement de composantes de fréquence entre 0 et environ $0,33 F_s$, où F_s est la fréquence d'échantillonnage que nous avons l'intention d'utiliser. Par exemple, cela pourrait être un signal de parole qui a été filtré pour éliminer toutes les fréquences supérieures à 3,3 kHz. En conséquence, F_s serait de 10 kHz (10.000 échantillons/seconde).

Echantillonner le signal présent en 6a en utilisant un train d'impulsions produit le signal représenté en 6c, et son spectre de fréquence représenté en 6d. Ce spectre est une duplication du spectre du signal original. Chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage, F_s , $2F_s$, $3F_s$, $4F_s$, etc., a reçu une copie *droite et gauche renversée* du spectre des fréquences d'origine. La copie est appelée la bande latérale supérieure, tandis que la copie renversée est appelée la bande latérale inférieure.

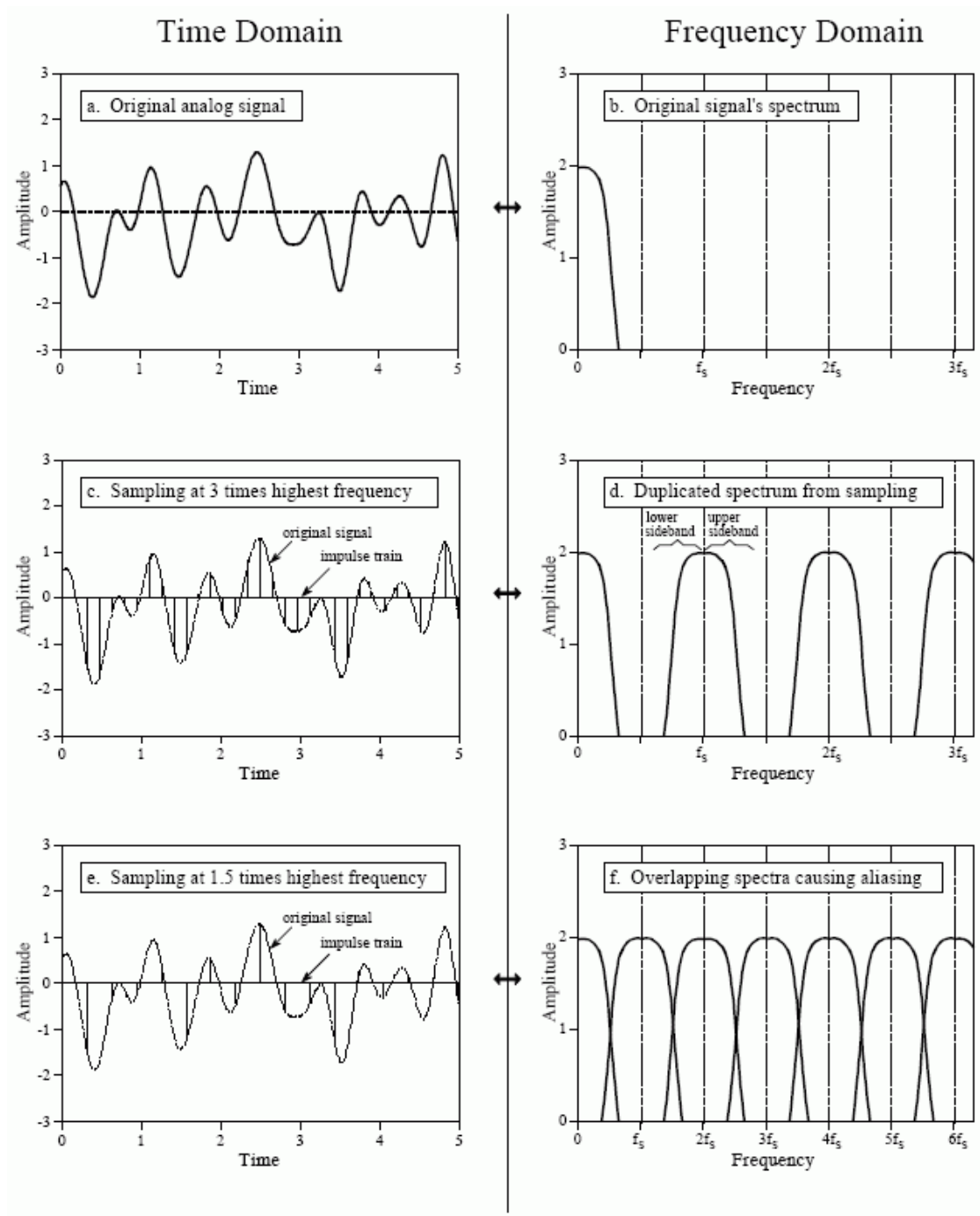
L'échantillonnage a généré de nouvelles fréquences. L'échantillonnage est-il correct ? La réponse est oui, parce que le signal 6c peut être reconstruit en signal 6a en éliminant toutes les fréquences supérieures à F_s . C'est un filtre passe-bas analogique qui convertira le train d'impulsion, 6b, en un signal analogique d'origine, 6a.

Voici une explication plus technique indiquant pourquoi ce dédoublement spectral se produit. Dans le domaine temporel, l'échantillonnage est réalisé en multipliant le signal original par un train d'impulsions d'amplitudes unitaires. Le spectre de fréquence de ce train d'impulsions d'amplitudes unitaires est aussi un train d'impulsions d'amplitude unitaires avec des pics se produisant à des multiples de la fréquence d'échantillonnage, f_s , $2F_s$, $3F_s$, $4F_s$, etc. Lorsque deux signaux dans le domaine temporel sont multipliés, leurs spectres de fréquence subissent une convolution. Le résultat étant que le spectre du signal original est dupliqué périodiquement à l'emplacement de chaque pic dans le spectre du train d'impulsion. Le signal original étant composé de deux fréquences positives et négatives respectivement les bandes latérales supérieures et inférieures, nous retrouvons ces bandes à chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage, F_s , $2F_s$, $3F_s$, $4F_s$, etc.

La figure 6e montre un exemple d'échantillonnage incorrect, résultant d'une trop faible fréquence d'échantillonnage. Le signal analogique contient encore des fréquences allant jusqu'à 3,3 kHz, mais la fréquence d'échantillonnage a été abaissée à 5 kHz. Notez que sur l'axe horizontal, les bandes dupliquées sont plus rapprochées dans 6f que dans 6d. Le spectre des fréquences, 6f, montre le problème : les parties en double du spectre ont envahi la bande comprise entre zéro et la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Bien que 6f montre que ces fréquences se chevauchent en conservant leur identité distincte, dans la pratique elles s'additionnent formant un ensemble unique, confus. Comme il n'y a aucun moyen de séparer les fréquences se chevauchant, l'information est perdue et le signal original ne peut pas être reconstruit. Ce chevauchement se produit lorsque le signal analogique contient des fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage, nous avons prouvé le théorème d'échantillonnage.

La conversion NA

Conversion Numérique – Analogique :



Le théorème d'échantillonnage dans le domaine temporel et fréquentiel. Les figures (a) et (b) montrent un signal analogique composé de fréquence entre 0 et 0,33 de la f_e . Dans (c), le signal analogique est échantillonné en le convertissant en un train d'impulsion. Dans le domaine fréquentiel, (d), le résultat étant que le spectre de la bande passante du signal est dupliqué une infinité de fois dans la bande supérieure et inférieure. La fréquence d'origine (b) ne subissant aucune distortion dans (d), un échantillonnage correct a eu lieu. En comparaison le signal analogique en (e) est échantillonné à 0,66 fois la f_e , une valeur excédant la Fréquence de Nyquist. Il en résulte un phénomène d'aliasing illustré par un recouvrement en fréquence (f).

Figure 6

En théorie, la méthode la plus simple pour la conversion numérique-analogique est de prendre les échantillons en mémoire et de les convertir en un train d'impulsions.

Ceci est illustré dans la figure 7a, avec le spectre de fréquence correspondant en 7b. Comme nous venons de décrire, le signal analogique d'origine peut être parfaitement reconstruit en passant ce train d'impulsions au travers un filtre passe-bas, avec la fréquence de coupure égale à la moitié du taux d'échantillonnage. En d'autres termes, le signal original et le train d'impulsions ont des spectres de fréquences identiques en dessous de la fréquence de Nyquist (la moitié de la fréquence d'échantillonnage). Aux fréquences plus élevées, le train d'impulsions contient une duplication de cette information, alors que le signal analogique d'origine ne contient rien (en supposant que l'aliasing n'a pas eu lieu).

Bien entendu cette méthode est purement mathématique, il est difficile de générer les impulsions étroites nécessaires avec un circuit électronique. Pour contourner cela, près de tous les DAC fonctionnent en maintenant la dernière valeur jusqu'à ce qu'un autre échantillon soit reçu. C'est ce qu'on appelle un « bloqueur d'ordre 0 », concept proche de l'échantillonneur bloqueur dans l'ADC. (un blocage du premier ordre est une lignes droites entre les points, un blocage du second ordre utilise des paraboles, etc.). Le « bloqueur d'ordre 0 » a l'apparence d'un escalier, représenté en 7c.

Il s'agit de la forme générale: $\sin(\pi x) / (\pi x)$, appelée fonction sinc ou $\text{sinc}(x)$. La fonction sinc est très répandue dans les DSP. Si vous avez déjà une expérience en cette matière, le « bloqueur d'ordre 0 » peut être compris comme la convolution du train d'impulsion avec une fonction sinc, ayant une largeur égale à la période d'échantillonnage. Les résultats étant dans le domaine fréquentiel, la multiplication de la transformée de Fourier de la fonction sinc, à savoir, un « brick wall ». Dans la figure 7d, la ligne « fine » montre le spectre de fréquence du train d'impulsion (the « correct » spectrum), tandis que la ligne noire épaisse montre la transformé de fourier de la fonction sinc. Le spectre de fréquence du signal « bloqueur d'ordre 0 » est égal au produit de ces deux courbes.

Le filtre analogique utilisé pour convertir le signal bloqué 7c, en un signal reconstruit, 7f, doit faire deux choses:

- Supprimer toutes les fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage
- Augmenter les fréquences par l'inverse de l'effet du bloqueur d'ordre 0, c'est à dire, $1/\text{sinc}(x)$. Cela équivaut à une amplification de l'ordre de 36% à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. La figure 7e montre la réponse en fréquence idéale de ce filtre analogique.

Cette accentuation des fréquences $1/\text{sinc}(x)$ peut être traitée de quatre façons:

- L'ignorer et accepter les conséquences,
- Conception d'un filtre analogique d'incluant la réponse de la fonction $1/\text{sinc}(x)$
- Utiliser une technique multicadences décrit plus loin dans ce document
- Faire la correction dans le logiciel avant de le DAC

Avant de quitter cette section sur l'échantillonnage, nous avons besoin de dissiper un mythe courant au sujet des signaux analogiques par opposition aux numériques. Comme ce chapitre l'a montré, la quantité d'information portée sur un signal numérique est limitée de deux façons : d'abord, le nombre de bits par échantillon limite la résolution de la variable dépendante (tension en Volts). En effet, de petits changements dans l'amplitude du signal peuvent être perdus dans le bruit de quantification. Deuxièmement, la fréquence d'échantillonnage limite la bande passante, c'est à dire des événements rapprochés dans le signal analogique peuvent être perdus entre les échantillons. C'est une autre façon de dire que les fréquences supérieures à la moitié du taux d'échantillonnage sont perdues.

Voici le mythe : «Les signaux analogiques utilisant des variables en continu (tension, temps), ont une résolution infinie » Ce n'est pas vrai ! Les signaux analogiques sont limitées par les deux mêmes problèmes que les signaux numériques : le bruit et la bande passante (la fréquence la plus élevée autorisée dans le signal). Le bruit dans un signal analogique limite la mesure de l'amplitude de l'onde, tout comme le bruit de quantification le fait en numérique. De même, la capacité de séparer les événements rapprochés dans un signal analogique dépend de la fréquence la plus élevée présente dans la forme d'onde. Pour comprendre cela, imaginons un signal analogique contenant deux impulsions rapprochées. Si l'on place le signal à travers un filtre passe-bas (en supprimant les hautes fréquences), les impulsions se fondent dans un seul élément. Par exemple, un signal analogique formé à partir des fréquences comprises entre DC et 10 kHz aura exactement la même résolution que

Le signal numérique échantillonné à 20 kHz. Le théorème d'échantillonnage garantit que les deux contiennent les mêmes informations.

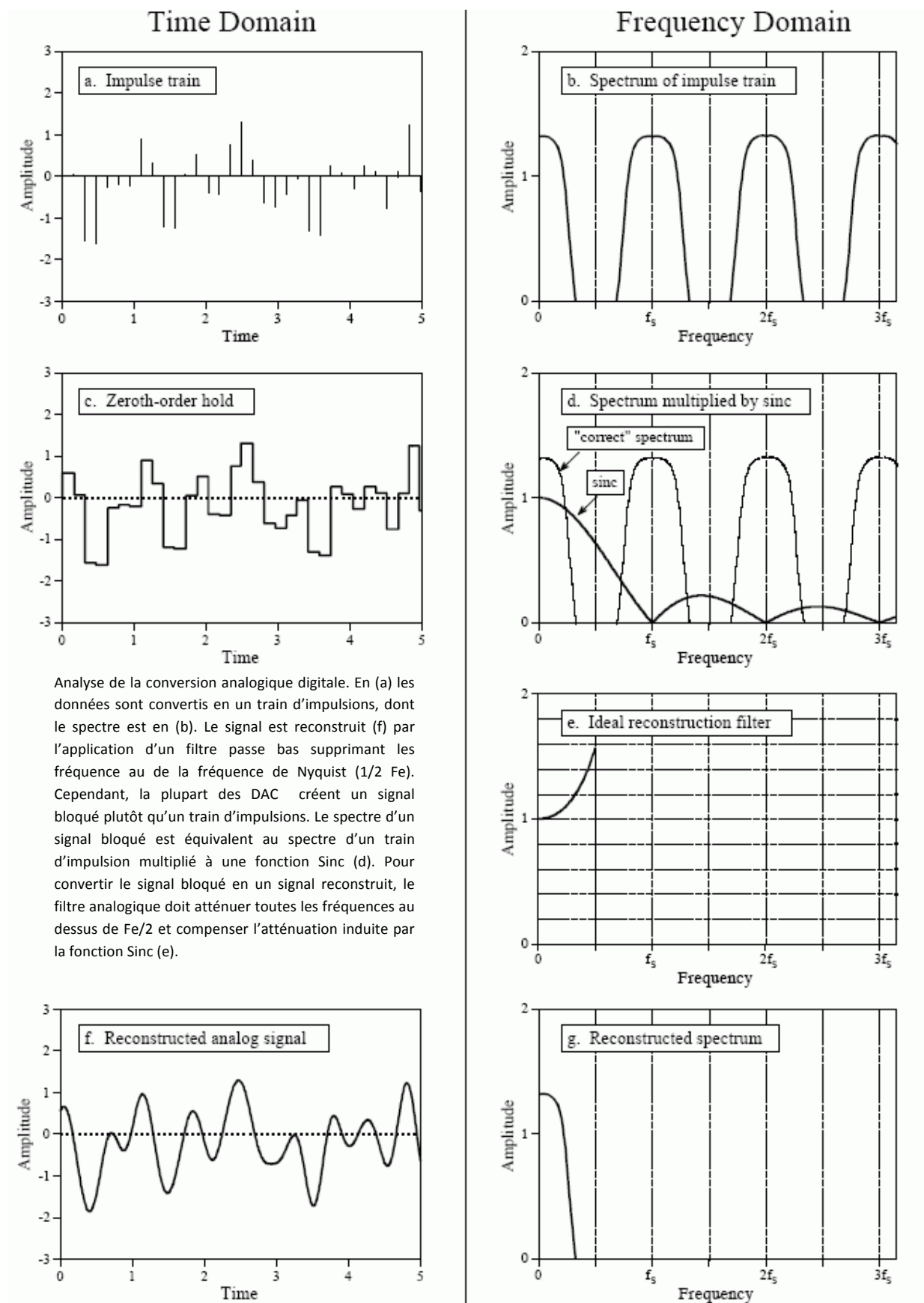


Figure 7

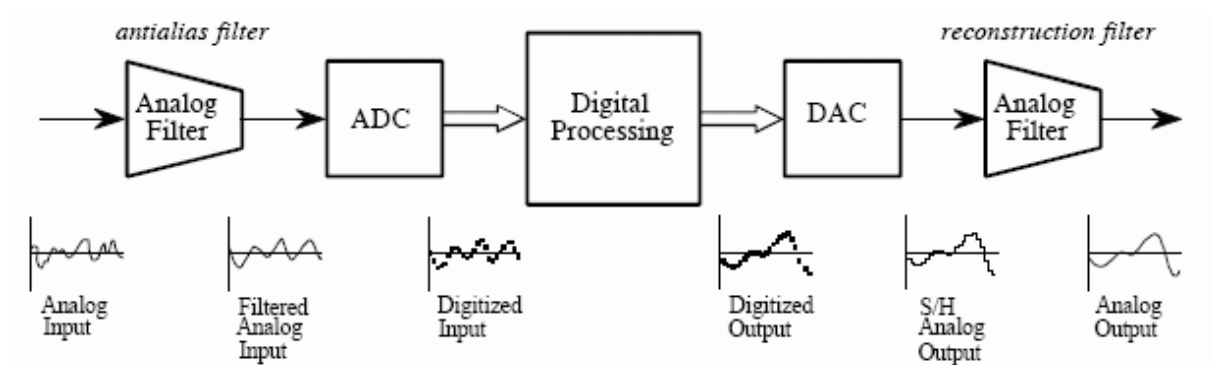
Dans le domaine des fréquences, le résultat spectral du « bloqueur d'ordre 0 » est un train d'impulsion multiplié par la courbe noire représenté en 5d, donnée par l'équation :

L'atténuation de l'amplitude des hautes fréquences du au bloqueur d'ordre 0. Cette courbe est tracée à la figure 3-6d. La fréquence d'échantillonnage est représentée par F_s . Pour $f=0$, $H(f) = 1$.

$$H(f) = \left| \frac{\sin(\pi f/f_s)}{\pi f/f_s} \right|$$

Filtres analogiques pour la conversion de données

La figure 8 montre un schéma synoptique d'un système à DSP, tel que le théorème de l'échantillonnage le définit. Avant d'attaquer le convertisseur analogique-numérique, le signal d'entrée est traité avec de filtre passe-bas analogique pour supprimer toutes les fréquences supérieures à la fréquence de Nyquist (la moitié de la fréquence d'échantillonnage). Ceci est fait pour éviter le phénomène de repliement (aliasing) lors de l'échantillonnage. Il est en conséquence appelé filtre anti-aliasing (anti-crênelage). À l'autre extrémité de la chaîne, le signal numérisé est passé au travers d'un convertisseur numérique-analogique puis d'un autre filtre passe-bas réglé sur la fréquence de Nyquist. Cette sortie du filtre est appelé filtre de reconstruction (anti-image), et peut inclure l'accentuation des fréquences précédemment décrite. Malheureusement, il y a un sérieux problème avec ce modèle simple : les limitations des filtres analogiques peuvent impliquer d'aussi mauvais résultats que les problèmes qu'ils essaient de résoudre.



Chaîne de conversion AN / NA. Le filtre analogique placé avant l'ADC est appelé filtre anti-aliasing. Il est utilisé pour atténuer les fréquences se situant au dessus de $F_e/2$ qui seraient répliquées durant la conversion. Le filtre analogique placé après la conversion est appelé filtre de reconstruction. Il élimine également les fréquences situées au dessus de $F_e/2$, et peut inclure une correction pour l'échantillonneur bloqueur.

Figure 8

Si votre principal intérêt réside dans le traitement logiciel, vous pensez probablement que vous n'avez pas besoin de lire cette section. Faux! Même si vous avez juré de ne jamais toucher un oscilloscope, une compréhension des propriétés des filtres analogiques est importante pour la réussite du DSP. Premièrement, les caractéristiques de chaque signal numérisé que vous rencontrerez dépendront du type de filtre anticrênelage (anti-aliasing) utilisé lors de l'acquisition. Si vous ne comprenez pas la nature du filtre anti-aliasing, vous ne pouvez pas comprendre la nature du signal numérique. Deuxièmement, l'avenir des traitements DSP est de remplacer l'analogique par du traitement numérique. Par exemple, les techniques *multirates* présentées plus loin dans ce document permettent de réduire la nécessité des filtres anti-aliasing et des filtres de reconstruction par des astuces logicielles diverses. Si le traitement analogique n'est pas compris, la compréhension des traitements numériques ne sera que plus difficile. Troisièmement, la plupart des traitements DSP sont liés à la conception de filtres numériques. Une bonne stratégie est de commencer l'étude avec un filtre analogique équivalent, puis le transformer en filtre numérique. Les paragraphes suivants supposent que vous avez une connaissance de base des techniques de filtrage analogique.

Trois types de filtres analogiques sont couramment utilisés : Chebyshev, Butterworth, et Bessel (également appelé Thompson filtre). Chacun d'eux est conçu pour optimiser différentes performances d'un paramètre du filtre. La complexité de chaque filtre peut être ajustée en sélectionnant l'ordre du filtre (nombre de pôles), un terme mathématique qui sera discuté plus loin dans le document. Plus il y a de pôles dans un filtre, plus il y a de composants électroniques, et meilleur est son rendement. Chacun de ces noms de filtre décrit son comportement.

Abordons à présent une section importante : Les caractéristiques des trois types de filtre. Le premier que nous souhaitons explorer est la raideur de la pente à la fréquence de coupure. Un filtre passe bas est conçu pour atténuer toutes les fréquences au-dessus de la fréquence de coupure (Bande de transition), tout en laissant passer toutes les fréquences en dessous (la bande passante). La figure 9 montre la réponse de chacun des filtres sur une échelle Logarithmique (dB). Les graphiques sont présentés avec une fréquence de coupure de 1 Hz. Quelle est l'évaluation de ces filtres ? Le Chebyshev est clairement le meilleur, le Butterworth le plus mauvais, et le Bessel est absolument horrible. Comme on le suppose aisément, le Chebyshev est conçu pour cela : une pente aussi raide que possible.

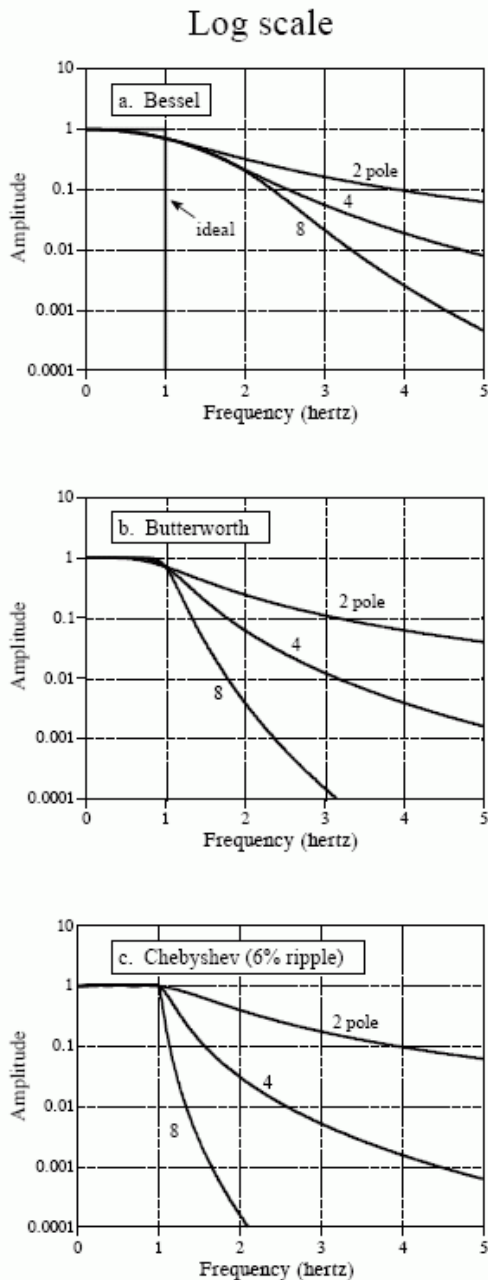
Malheureusement, même un filtre Chebyshev du 8^{ème} ordre n'est pas aussi bon que l'on le souhaiterait pour remplir la fonction de filtre anti-aliasing. Par exemple, imaginons un ADC 12 bits avec une F_e de 10 kHz. The théorème d'échantillonnage indique qu'une fréquence au dessus de 5 kHz sera aliasée. En posant le souhait d'atténuer toutes les fréquences au-dessus de 5 kHz d'un facteur 100, on s'assure qu'une fréquence aliasée aura une amplitude de 1%. La figure 8c montre qu'un filtre Chebyshev 8 pôles avec une fréquence de coupure de 1 Hz atteint une atténuation de 100 à 1,35 Hz. Proportionnellement parlant, cela signifie que l'on devra placer la Fréquence de coupure à 3,7 kHz pour obtenir une atténuation de 100 à 5 kHz. Il en résulte que la bande de fréquence entre 3,7 kHz et 5 kHz ne sera pas exploitable.

Un point subtil : une atténuation de 100 est probablement suffisante avec une résolution de 12 bits (4096 pas). La figure 4 indique que 5100 Hz sera répliqué à 4900 Hz, 6000 Hz répliquée à 4000 Hz etc etc. Les amplitudes de signal entre 5000 Hz et 6300 Hz ne sont pas importantes car elles seront répliquées dans la bande non exploitable, entre 3,7 kHz et 5 kHz. Pour qu'une fréquence répliquée se retrouve dans la bande passante du filtre, il faudrait qu'elle soit plus importante que 6300 Hz, soit 1,7 fois la fréquence de coupure de 3700 Hz. Comme l'indique la Figure 8c, l'atténuation relative à un filtre Chebyshev du 8^{ème} ordre à 1,7 fois la fréquence de coupure est de l'ordre de 1300, c'est beaucoup plus acceptable que l'atténuation de 100 vue précédemment. La morale de cette histoire : Dans la plupart des systèmes la bande comprise entre 0,4 et 0,5 fois la F_e et inexploitable, elle se situe dans la bande de transition du filtre.

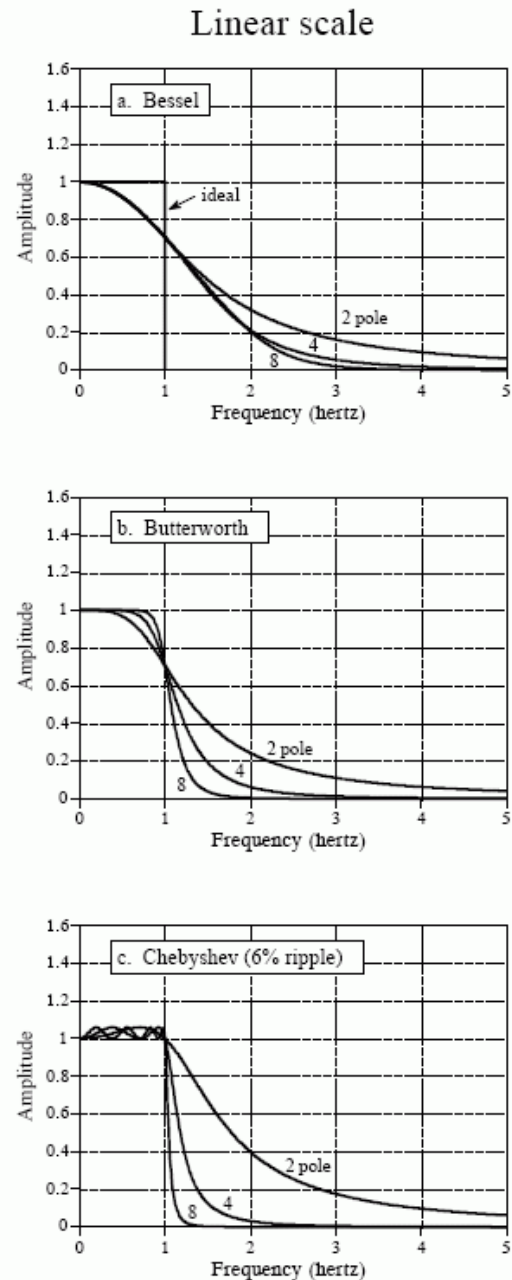
La réponse parfaite d'un filtre passe bas est plate dans la bande passante. Tous les filtres de la figure 8 remplissent cette condition, cela seulement car l'axe vertical est affiché avec une échelle logarithmique. En repassant à une échelle linéaire, les graphiques sont présentés à la figure 10.

Des oscillations dans la bande passante apparaissent alors sur le filtre de Chebyshev. En réalité le filtre de Chebyshev fourni une bande d'atténuation très raide en contrepartie des oscillations dans la bande passante, souvent de l'ordre de 0,5 dB.

En comparaison, le filtre Butterworth est optimisé pour fournir la pente la plus raide sans produire d'oscillation dans la bande passante. C'est donc un filtre très propre. Le filtre Bessel a aussi une bande passante très plate mais une bande d'atténuation moins raide que le Butterworth.



La réponse en fréquence des trois filtres sur une échelle logarithmique. Le filtre Chebyshev a la pente d'atténuation la plus raide.

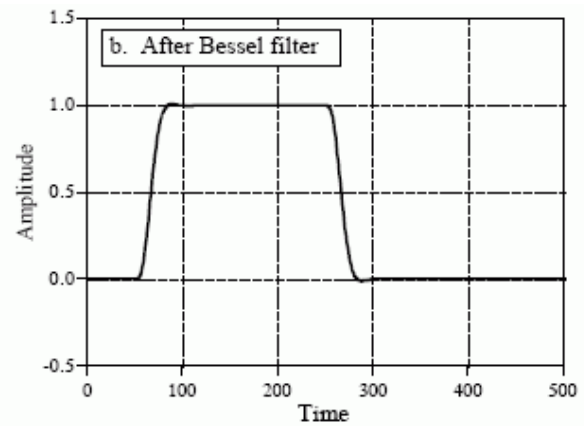
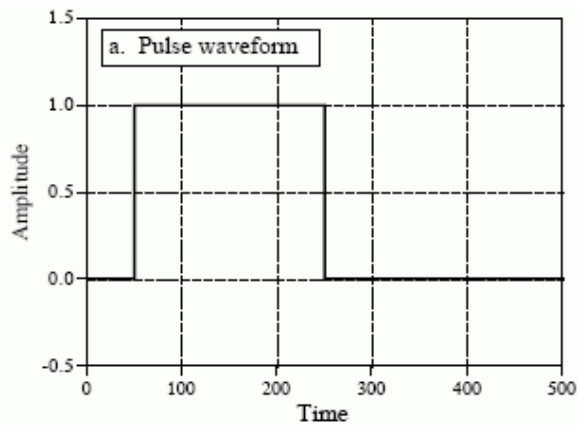


La réponse en fréquence des trois filtres sur une échelle linéaire. Le filtre Butterworth a la bande passante la plus plate.

Figure 9

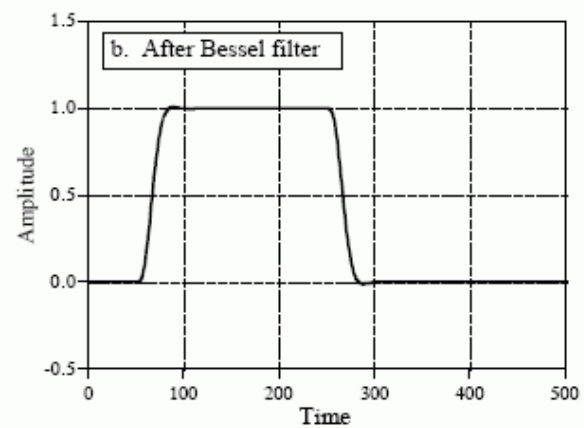
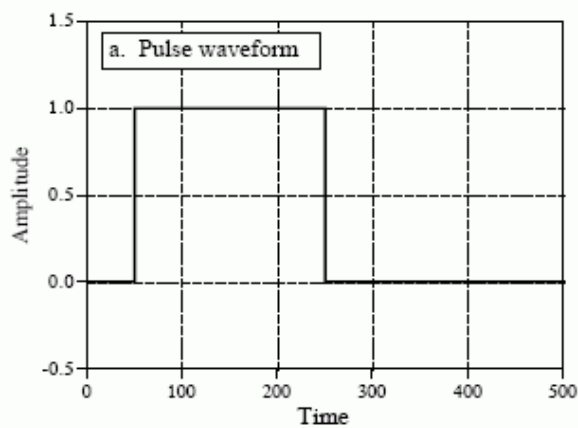
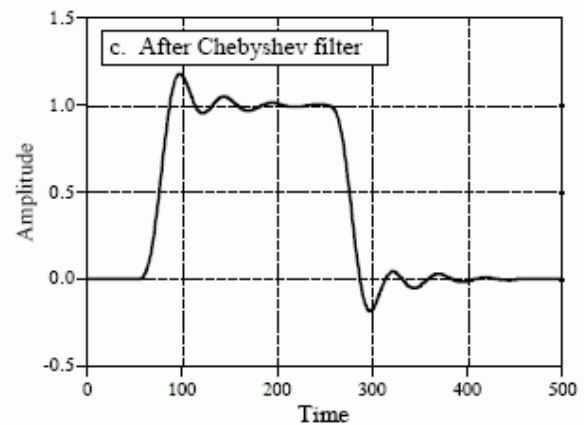
Figure 10

Le dernier paramètre à observer est la réponse indicielle : Comment le filtre réagit-il lorsque l'on passe d'une valeur à une autre. La figure 11 montre la réponse indicielle de chacun des trois filtres. L'axe horizontal montre des filtres avec des fréquences de coupure de 1 Hz, cependant ils peuvent être mis à l'échelle pour de plus hautes fréquences de coupure. Par exemple une fréquence de coupure de 1000 Hz montre une réponse indicielle en millisecondes plutôt qu'en secondes. Les filtres Butterworth et Chebyshev présentent des oscillations et dépassements. En comparaison, les filtres de Bessel ne présentent aucun de ces problèmes.



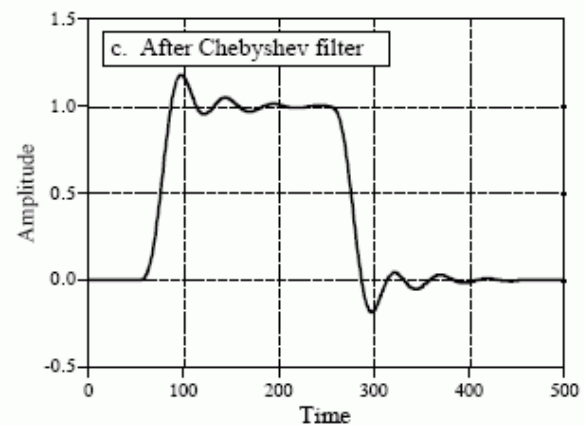
La réponse indicielle des trois filtres. Le temps en abscisse correspond à une fréquence de coupure de 1 Hz. Bessel est le filtre optimum pour optimiser le dépassement et la résonance.

Figure 11



Réponse impulsionnelle des filtres de Bessel et Chebyshev. La propriété fondamentale d'un filtre Bessel est que les fronts montants et descendants sont identiques en sortie du filtre. Il approxime un filtre à phase linéaire. La figure (b) illustre ce résultat. La figure (c) montre le résultat de l'impulsion (a) dans un filtre Chebyshev, les fronts montants et descendants sont différents.

Figure 12



La figure 12 illustre les caractéristiques favorables d'un filtre de Bessel. La figure 12a montre une impulsion. Les figures 12b et 12c montrent comment cette impulsion est transformée après avoir traversé respectivement un filtre Bessel et Chebyshev. Si cela avait été un signal vidéo par exemple, la distorsion engendrée par le filtre Chebyshev serait dévastatrice. Le dépassement aurait modifié la luminosité des bords de l'objet comparé au centre. Encore pire, la partie gauche des objets semblerait lumineuse tandis que la partie droite semblerait sombre. Beaucoup d'applications ne peuvent tolérer de mauvaises performances en termes de réponse indicielle. Dans ce cas le filtre de Bessel excelle : Pas de dépassement et des bords symétriques.

Choisir son filtre anti-aliasing :

La sélection du filtre antialiasing dépend presque entièrement de comment l'information est représentée dans le signal qui va être traité. Tandis qu'il y a beaucoup de manières de coder l'information dans un signal analogique, seulement deux méthodes sont communément utilisées : l'encodage dans le domaine temporel, ou l'encodage dans le domaine fréquentiel.

Avec l'encodage fréquentiel, l'information est contenue dans des ondes sinusoïdales, qui combinées, forment le signal. Le signal audio en est une excellente illustration. Quand une personne écoute de la musique, le son perçu dépend des fréquences présentes, et non d'une forme particulière du signal audio. Par exemple, passer un signal audio dans un circuit change la phase de plusieurs sinusoïdes, mais garde leur fréquence et amplitude. Le signal résultant semble complètement différent sur un écran d'oscilloscope mais sonne de façon identique. L'information pertinente est restée intacte, même si la forme d'onde du signal a été modifiée. En revanche, l'aliasing produisant un recouvrement de fréquences, il détruit directement l'information encodée dans le domaine fréquentiel. En conséquence, la numérisation de ces signaux implique habituellement un filtre anti-aliasing avec une bande d'atténuation raide telle un Chebyshev ou Butterworth. Qu'en est-il de la mauvaise réponse indicielle de ces filtres ? Ce n'est pas grave, elle n'affecte pas l'information pertinente codée dans le domaine fréquentiel.

En revanche, l'encodage temporel utilise la forme de l'onde pour stocker l'information. Par exemple, des médecins peuvent surveiller l'activité électrique du cœur d'une personne en attachant des électrodes à leur bras. La forme de l'onde fournira l'information souhaitée.

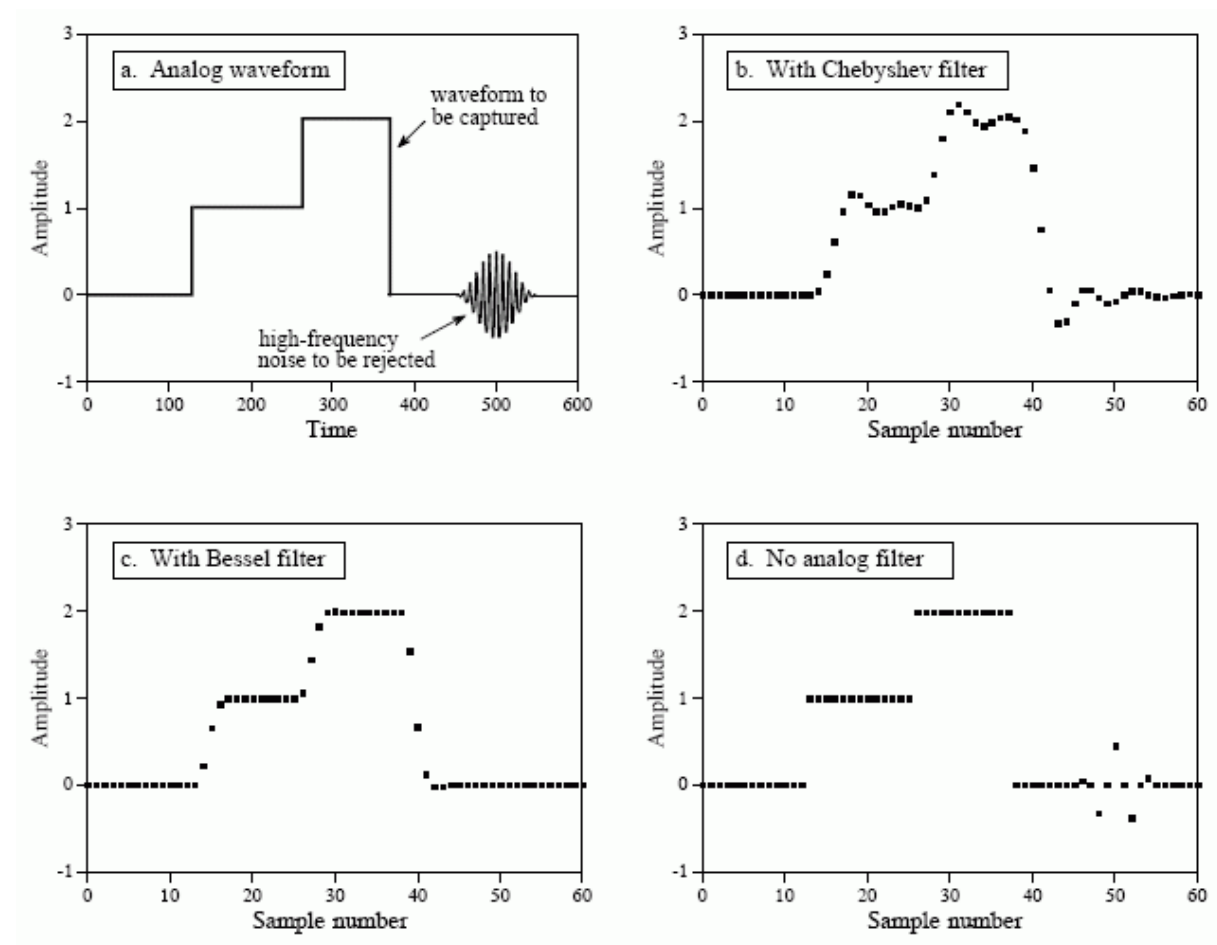
Le théorème d'échantillonnage est une analyse de ce qui se passe dans le domaine fréquentiel pendant la numérisation. Cela rend idéale la compréhension de la conversion analogique-numérique de signaux ayant leur information pertinente dans le domaine fréquentiel. Cependant, le théorème d'échantillonnage aide peu à comprendre le domaine temporel devra être numérisé.

La figure 13 illustre le choix pour numériser un signal encodé dans le domaine temporel. La Figure 13a est un exemple de signal analogique à numériser. Dans ce cas, l'information que nous voulons numériser est à la forme d'une impulsion rectangulaire. Une courte rafale (burst) d'une onde sinusoïdale haute fréquence est également incluse dans ce signal. Cela représente un bruit large bande, une interférence apparaissant régulièrement sur des signaux analogiques. Les autres figures montrent comment le signal numérisé apparaît avec différentes options de filtres anti-aliasing: un filtre Chebyshev, un filtre de Bessel, et pas de filtre.

Il est important de comprendre qu'aucune de ces options ne permettra au signal d'origine d'être reconstruit à partir des données échantillonnées. En effet, le signal original contient intrinsèquement des composantes de fréquence supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Étant donné que ces fréquences ne peuvent pas exister dans le signal numérisé, le signal reconstruit ne peut pas les contenir. Ces hautes fréquences sont issues de deux sources: (1) Le bruit et les interférences, que nous souhaitons éliminer, et (2) des bords tranchants dans la forme d'onde, qui contiennent probablement des informations que nous souhaitons conserver.

Le filtre Chebyshev, illustré en 13b, s'attaque au problème en filtrant de façon agressive toutes les composantes hautes fréquences. Il en résulte un signal analogique filtré qui peut être échantillonné et parfaitement reconstruit plus tard. Toutefois, le signal analogique reconstruit est identique au signal

filtré, et non au signal original. Bien que rien ne se perde dans l'échantillonnage, le signal a été gravement modifié par le filtre anticrénelage. Comme le montre 13b, le remède est pire que le mal !



Trois options de filtres antialiasing. Le but est d'éliminer les hautes fréquences (qui vont être répliquées pendant l'échantillonnage), tout en conservant les transitoires. La figure (a) montre un exemple de signal analogique contenant des transitoires et un bruit hautes fréquences. La figure (b) montre le signal numérisé utilisant un filtre de chebyshev. Les hautes fréquences ont été supprimées, mais en contrepartie, les transitoires subissent des distorsions, c'est généralement une mauvaise solution. Le filtre Bessel illustré en (c) fournit un transitoire soft tout en supprimant les hautes fréquences. La figure (d) montre le signal numérisé sans utiliser de filtre antialiasing. Dans ce cas, les transitoires conservent leur forme initiale. Cependant les hautes fréquences ont été répliquées sur plusieurs échantillons insensés.

Figure 13

Le filtre de Bessel, 13c, est conçu pour palier à ce problème. Sa sortie ressemble de près à la forme d'onde originale, avec seulement un doux arrondi des bords. En ajustant la fréquence de coupure du filtre, la douceur des bords peut être arrangée pour éliminer les composantes hautes fréquences dans le signal. L'utilisation d'un filtre de plusieurs ordres offre un meilleur compromis entre ces deux paramètres. Une méthode commune est de fixer la fréquence de coupure à environ un quart de la fréquence d'échantillonnage. Cela se traduit par environ deux échantillons pour coder chacun des deux bords. Notez que les filtres Bessel et Chebyshev ont supprimé le « burst » de bruit haute fréquence présent dans le signal original.

Le dernier choix est de ne pas utiliser de filtre antialiasing du tout, comme le montre la figure 13d. L'avantage est que la valeur de chaque échantillon est identique à la valeur du signal analogique d'origine. En d'autres termes, les temps de montée sont parfaits ; un changement dans le signal original est immédiatement appliqué dans les données numériques. L'inconvénient est que l'aliasing

peut fausser le signal numérisé. Cela prend deux formes différentes. Tout d'abord, une interférence ou un bruit haute fréquence, comme par exemple un pic dans l'onde sinusoïdale, se transforme en un échantillon sans aucun sens, comme illustré en 13d. Ceci étant, un bruit haute fréquence dans le signal analogique apparaîtra comme un bruit répliqué dans le signal numérique. De manière générale, ce n'est pas un problème de l'échantillonnage, mais un problème de l'électronique analogique en amont. Ce n'est pas le but de l'ADC de réduire le bruit et les interférences, c'est l'objectif de l'électronique analogique ayant lieu avant la numérisation. Il se peut qu'un filtre de Bessel soit placé devant l'ADC pour contrôler ce problème. Cependant, cela signifie que le filtre doit être considéré comme faisant partie du traitement analogique.

La seconde manifestation de l'aliasing est plus subtile. Lorsqu'un événement se produit dans le signal analogique (comme un front montant), le signal numérique en 13d détecte le changement sur l'échantillon suivant. Il n'y a pas d'information dans les données numériques pour indiquer ce qui se passe entre les échantillons. Maintenant, comparons une numérisation sans aucun filtre avec une autre à l'aide d'un filtre de Bessel. Par exemple, imaginez que vous tirez des lignes droites entre les échantillons 13c. Le moment où cette ligne construite traverse la moitié de l'amplitude de l'impulsion, cela fournit une estimation d'un sous-échantillon équivalente au signal analogique d'origine. Si aucun filtre n'est utilisé, cette information sous-échantillon est complètement perdue. Vous n'avez pas besoin d'un théorème de fantaisiste pour évaluer la façon dont cela affectera votre situation particulière, juste une bonne compréhension de ce que vous comptez faire avec les données une fois acquises.

Conversion de données Multirate

Il y a une forte tendance en électronique à remplacer les circuits analogiques par des algorithmes numériques. La conversion des données en est un excellent exemple. Envisageons la conception d'un enregistreur vocal numérique, un système qui permettra de numériser un signal vocal, stocker les données sous forme numérique, et plus tard de reconstruire le signal pour la lecture. Pour recréer la parole intelligible, le système doit capter les fréquences comprises entre environ 100 et 3000 hertz. Toutefois, le signal analogique produit par le microphone contient également des fréquences beaucoup plus élevées, par exemple à 4 kHz. L'approche directe est de passer le signal analogique via un filtre passe-bas du 8^{ème} ordre avec une fréquence de coupure à 3 kHz, puis l'échantillonner avec une F_e de 8 kHz. D'autre part, le DAC reconstruit le signal avec un bloqueur d'ordre 0. Un autre filtre Chebyshev à 3 kHz est utilisé pour reproduire le signal vocal final.

Il existe de nombreux avantages utiles à échantillonner plus rapidement que présenté dans cette analyse. Par exemple, imaginez la refonte de l'enregistreur vocal numérique en utilisant un taux d'échantillonnage de 64 kHz. Le filtre anticrénelage a désormais une tâche plus facile : Passer toutes les fréquences inférieures à 3 kHz, tout en rejetant toutes les fréquences supérieures à 32 kHz. Une simplification similaire existe pour le filtre de reconstruction. En bref, la hausse du taux d'échantillonnage permet aux filtres du 8^{ème} ordre d'être remplacé par des réseaux RC simples. Le problème est que le système numérique est à présent submergé par les données issues de la fréquence d'échantillonnage plus élevée.

Le niveau suivant de sophistication implique des techniques « multirate, en utilisant plus d'un taux d'échantillonnage dans le même système. Pour l'exemple de l'enregistreur vocal numérique, cela fonctionne de la manière suivante :

Tout d'abord, passer le signal vocal à travers une simple RC filtre passe-bas et échantillonner les données à 64 kHz. Les données numériques résultantes contiennent la bande vocale souhaitée entre 100 et 3000 hertz, mais elle a aussi une bande inutilisable entre 3 kHz et 32 kHz.

Deuxièmement, supprimer ces fréquences inutilisables dans manière logicielle, en utilisant un filtre passe-bas numérique à 3 kHz. Troisièmement, rééchantillonner le signal numérique de 64 kHz à 8 kHz simplement en rejetant tous les sept sur huit échantillons, une procédure appelée décimation. Les données numériques sont alors équivalentes à celles produites par le filtrage analogique agressif et d'échantillonnage direct avec une F_e de 8 kHz.

La technique Multirate peut également être utilisée dans l'étage de sortie de notre système. Les 8 kHz de données sont tirées de la mémoire et converties à un taux d'échantillonnage de 64 kHz, une procédure appelée interpolation. Il s'agit de placer sept échantillons, avec une valeur de zéro, entre chacun des échantillons obtenus à partir de la mémoire. Le signal résultant est un train d'impulsions numériques contenant la bande vocale souhaitée entre 100 et 3000 hertz, ainsi que les duplications spectrale entre 3 kHz et 32 kHz. Reportez-vous aux figures 6 a & b pour comprendre. Tout ce qui est au-dessus de 3 kHz est ensuite retiré avec un filtre numérique passe-bas. Après la conversion vers un signal analogique par un DAC, un simple réseau RC est tout ce qui est nécessaire pour produire le signal vocal final.

La conversion de données Multirate est utile pour deux raisons :

- Elle remplace des composants analogiques par un traitement numérique logiciel, un avantage économique évident dans les produits de masse
- Elle peut atteindre des niveaux de performance pour des applications critiques. Par exemple, les systèmes compacts disques audio utilisent des techniques de ce type pour obtenir la meilleure qualité sonore possible. Cette amélioration des performances est le résultat du remplacement de composants analogiques (1% de précision), avec des algorithmes numériques (précision de 0,0001%, l'erreur d'arrondi). Les filtres numériques surpassent filtres analogiques pour bien des domaines clés.

La Conversion de données « Single Bit » (Delta-Sigma)

Une technique populaire dans les télécommunications et la reproduction de musique haute-fidélité est la conversion ADC et DAC un seul bit. C'est une technique multirate où un taux d'échantillonnage plus élevée permet de transférer un nombre de bits réduit. Dans les cas extrêmes, un seul bit est nécessaire pour chaque échantillon. Bien qu'il existe de nombreuses configurations de circuits différents, la plupart sont basées sur l'utilisation de la modulation delta.

Les convertisseurs Delta-Sigma offrent une haute résolution, haute intégration, et un faible coût, ce qui fait d'eux un bon choix pour des applications audio.

La technique de conversion sigma delta existe depuis de nombreuses années, cependant de récentes avancées technologiques permettent aujourd'hui de rendre pratique les dispositifs et leur utilisation se généralise.

Les convertisseurs sont utilisés dans des applications tels que des systèmes de communication, grand public et audio professionnel, applications industrielles, et des dispositifs de mesure de précision. La caractéristique clé de ces convertisseurs est qu'ils sont la seule méthode à faible coût de conversion qui fournit à la fois une grande dynamique et la flexibilité dans la conversion de signaux d'entrée à faible bande passante.

Ces convertisseurs transposent la majeure partie du process de conversion dans le domaine numérique. Cela permet de combiner plus aisément des hautes performances analogiques avec un traitement numérique.

Voici une courte définition des principaux termes qui vont être utilisés dans le chapitre suivant :

Noise Shaping ou Intégrateur : Le Noise Shaping ou l'intégrateur d'un convertisseur Delta-Sigma distribue le bruit de quantification vers les très hautes fréquences, cela de sorte à ce qu'il ne soit plus présent dans la bande passante audio.

Suréchantillonnage : Le suréchantillonnage est simplement l'action d'échantillonner un signal à une fréquence plus élevée que F_e , représentant au moins deux fois la bande passante audio (par exemple 44,1 kHz).

Le suréchantillonnage diminue le bruit de quantification dans la bande passante.

Filtrage numérique : Un filtre numérique embarqué dans la puce atténue le bruit et les signaux se trouvant en dehors de la bande passante.

Décimation : La décimation est l'action de réduire, sans perte d'information, la fréquence des données issues du suréchantillonnage.

Conceptuellement, l'architecture Delta-Sigma est donc plus numérique qu'analogique. Basiquement, le convertisseur numérise un signal analogique avec une résolution très basse (1 bit) et une très haute fréquence d'échantillonnage. En utilisant la technique de suréchantillonnage en conjonction avec le noise shaping et le filtrage numérique, la résolution effective est augmentée. La décimation est ensuite utilisée pour réduire la fréquence d'échantillonnage.

La fréquence d'échantillonnage (rappel) :

Le théorème de Nyquist indique qu'un signal doit être échantillonné au moins deux fois plus vite que la bande passante du signal pour ensuite pouvoir reconstruire la forme d'onde avec précision, sans distorsion. Dans le cas contraire, un effet appelé « aliasing » apparaîtra dans les hautes dans le spectre de la bande passante.

La fréquence d'échantillonnage minimum requise, conformément au Théorème de Nyquist, est la suivante :

$$F_e > 2 \cdot F_{\text{Nyquist}}$$

« F_{Nyquist} » représente la bande passante du signal à numériser.
Les fréquences supérieures à F_e sont appelées fréquence de « suréchantillonnage ».

La fréquence d'échantillonnage F_e est le résultat d'une division de l'horloge. Un plus faible facteur de division donne une fréquence d'horloge de l'ADC supérieure.

À un certain point, une plus grande horloge de l'ADC va diminuer la précision de la conversion, c'est à dire le nombre de bits effectifs va diminuer : ENOB (effective Number Of Bit).

Il y a donc une relation entre la résolution de l'ADC souhaitée et la fréquence d'échantillonnage.

Quand un signal est échantillonné, son spectre d'entrée est copié et répliqué aux multiples de la fréquence d'échantillonnage F_s .

La figure 14a montre le spectre d'un signal échantillonné lorsque la fréquence d'échantillonnage f_s est inférieure à deux fois la fréquence du signal d'entrée $2f_0$. La zone hachurée sur le graphique montre ce qui est communément dénommé aliasing qui se produit quand le théorème d'échantillonnage n'est pas respecté. La reconstruction d'un signal contaminé par l'aliasing résulte en une distorsion du signal de sortie. La figure 14b montre le spectre d'un suréchantillonnage du signal. Le processus de suréchantillonnage met la bande passante en entrée bien en dessous de $F_s / 2$ et évite le piège de l'aliasing.

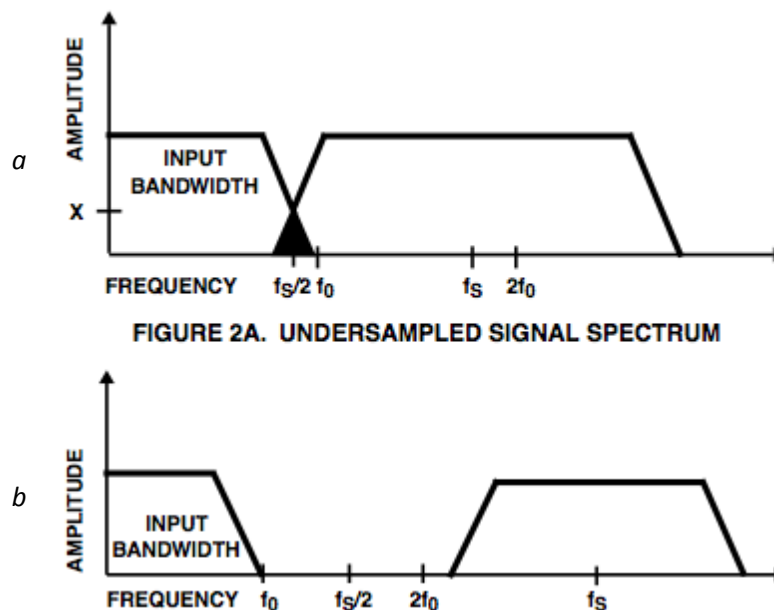


Figure 14

Le bruit de quantification :

Voici une introduction aux sources de bruit des ADC et DAC (voir également le premier chapitre de ce document).

Vous avez peut être entendu que les signaux convertis par les ADC souffrent du bruit de quantification. D'où cela vient-il?

Si une tension continue est appliquée à un ADC, la sortie reste stable. Le convertisseur va numériser la tension d'entrée avec plus ou moins de précision, mais sans bruit. Alors, d'où vient le bruit ?

Le bruit vient du fait que la conversion est seulement réalisée avec "plus ou moins de précision" :

Une erreur constante dans la numérisation d'une tension continue (DC) est équivalente, lors de la numérisation d'un signal variable (AC), à une erreur aléatoire ou bruit blanc (= bruit avec une répartition égale sur tout le spectre de la bande passante)

Un signal numérique n bits ne peut prendre que 2^n valeurs, cependant le signal d'entrée analogique lui peut avoir une infinité de valeurs. C'est cette différence entre la valeur analogique et de sa représentation numérique, qui provoque le problème.

Cette différence est appelée le bruit de quantification. Dans l'exemple ci-dessous un ADC 4 bits (= 16 niveaux de quantification) est utilisé :

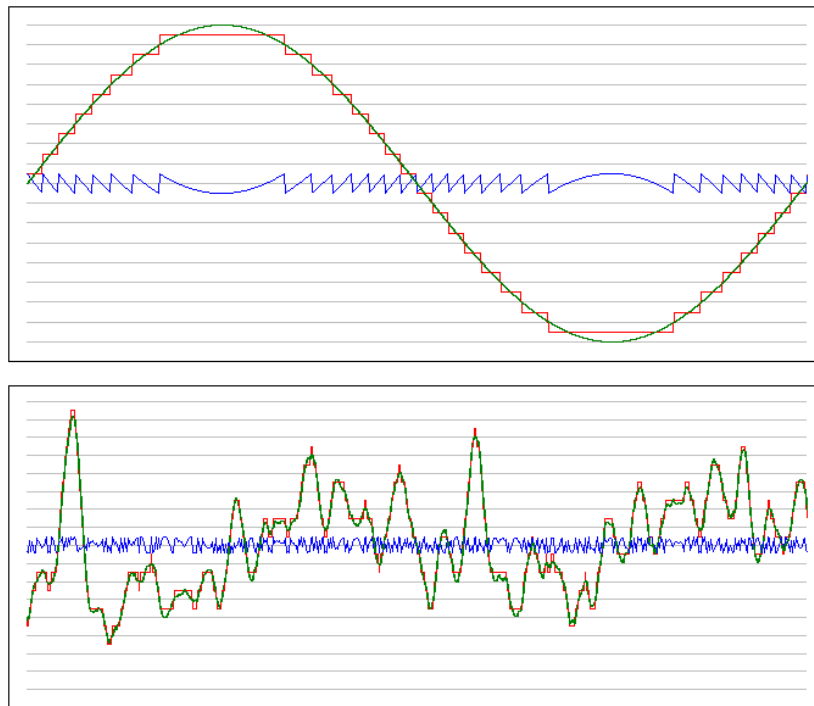


Figure 15

On observe que plus les niveaux de quantification (résolution du convertisseur) augmentent, plus le bruit de quantification diminue.

Le rapport signal bruit (SNR) d'un ADC idéal avec N bits est :
 $SNR = 6.02N + 1.76 \text{ dB}$.

Ainsi, pour un ADC idéal de 16 bits, le rapport signal bruit (SNR) est de 98,1 dB. Pour un CAN 24 bits, il est de 146,24 dB.

Le bruit de quantification (ou erreur de quantification) est un facteur limitant de la plage de dynamique d'un ADC. Cette erreur est en fait une erreur d'arrondi qui se produit quand un signal analogique est quantifié. Par exemple, la figure 16 montre les codes de sortie et les tensions d'entrées correspondantes à un convertisseur A/D 2-bits avec une valeur pleine échelle 3V. La figure montre que les valeurs d'entrée de 0V, 1V, 2V, 3V correspondent respectivement à des codes de sortie numérique 00, 01, 10 et 11. Si une entrée de 1,75 V est appliquée à ce convertisseur, le code de sortie résultant est 10, qui correspond à une entrée de 2V. L'erreur 0.25V (2V - 1.75V) qui se produit pendant le processus de quantification est appelée l'erreur de quantification. En supposant que l'erreur de quantification est aléatoire, ce qui est normalement le cas, l'erreur de quantification peut être traitée comme un bruit aléatoire ou blanc.

Pour exemple le bruit de quantification RMS d'un convertisseur 12 bit ayant une pleine échelle de 2,5 V est 176µV.

Il est important de noter que le suréchantillonnage réduit le bruit de quantification par la racine carré du facteur d'échantillonnage.

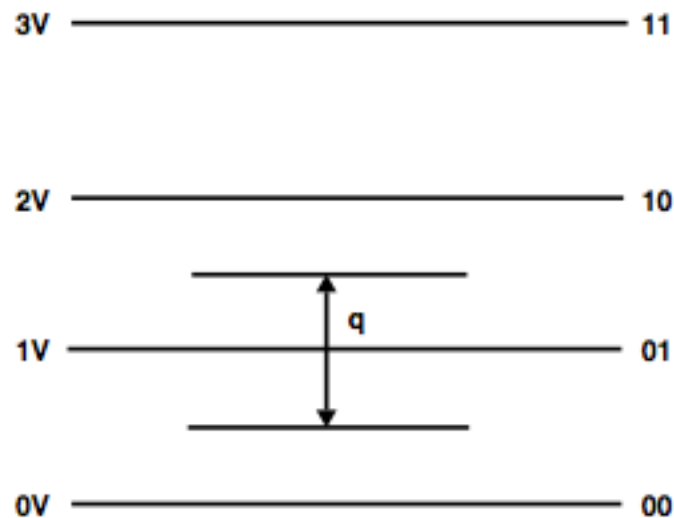


Figure 16

Schéma fonctionnel du convertisseur delta sigma :

Le schéma ci-dessous présente le schéma fonctionnel d'un ADC delta sigma :

Le signal analogique est traité par un filtre anti-aliasing, il est ensuite suréchantillonné par un modulateur Delta-Sigma (ADC) produisant le flux de bits (bitstream), puis traverse un filtre passe bas numérique permettant de supprimer le bruit de quantification situé dans les hautes fréquences.

Pour finir une décimation est appliquée pour retomber sur la fréquence d'échantillonnage voulue.

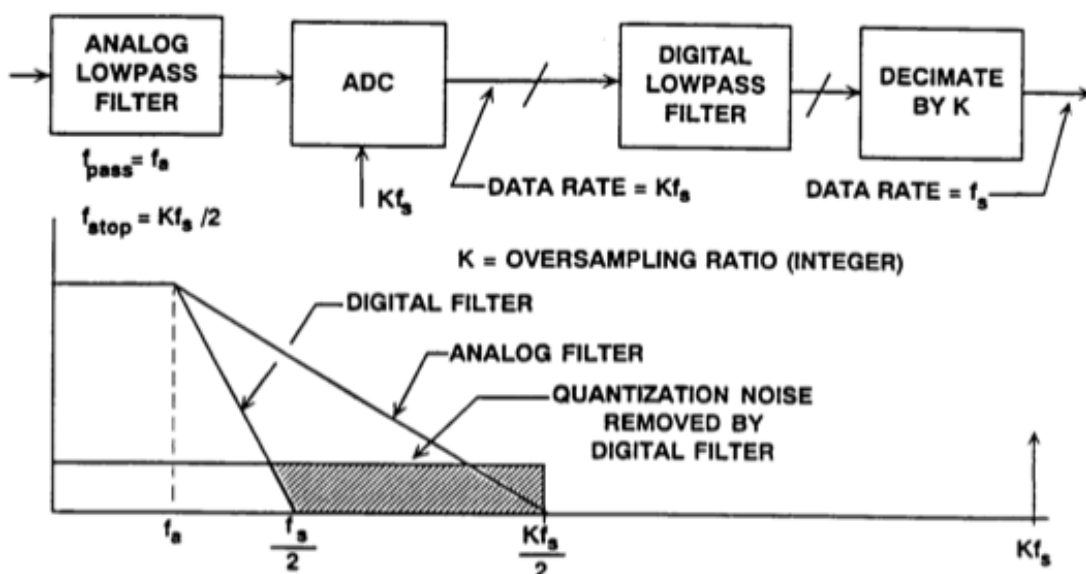


Figure 17

La partie analogique d'un convertisseur Delta-Sigma (1-bit ADC) est très simple. La partie numérique, rendant convertisseur Delta-Sigma peu coûteux à produire, est plus complexe. Cette partie effectue le filtrage et la décimation. Pour comprendre comment cela fonctionne, vous devez vous familiariser avec les concepts de suréchantillonnage, noise shaping, filtrage numérique, et décimation.

La figure 18 présente un schéma simple d'un ADC delta sigma du premier ordre.

Le convertisseur Delta- Sigma quantifie le delta (différence) entre le signal de courant et le sigma (somme) de la différence précédente. Un intégrateur est placé à l'entrée du quantificateur (comparateur). L'amplitude du signal de sortie est constante avec l'augmentation de la fréquence. Ainsi la modulation Delta-Sigma est également connue comme une modulation en densité d'impulsions (PDM). Les PCM et SDM quantifient le signal directement, la PDM quantifie un dérivé du signal. Ainsi, la plage maximum du convertisseur est déterminée par l'amplitude du signal maximum et ne dépend pas du spectre du signal. Pour obtenir une résolution élevée, une haute fréquence d'échantillonnage est nécessaire, par exemple, avec une bande audio 22,1 kHz et un suréchantillonnage 64 fois, la fréquence d'échantillonnage interne s'élève à 2,8224 MHz, donc le bruit de quantification se répartit entre 0 et 1,4112 MHz. Le modulateur réalise le noise shaping (mise en forme du bruit) permettant de repousser celui-ci vers les hautes fréquence.

Le signal d'entrée X entre dans le modulateur via une jonction de sommation. Il passe ensuite par l'intégrateur qui alimente un comparateur agissant comme un quantificateur 1 bit. La sortie du comparateur est renvoyée à la jonction d'entrée, s'additionnant via un convertisseur numérique-analogique 1 bit (DAC). Elle passe également par un filtre numérique et émerge à la sortie du convertisseur. La boucle de rétroaction forces la moyenne du signal W à être égale au signal d'entrée X.

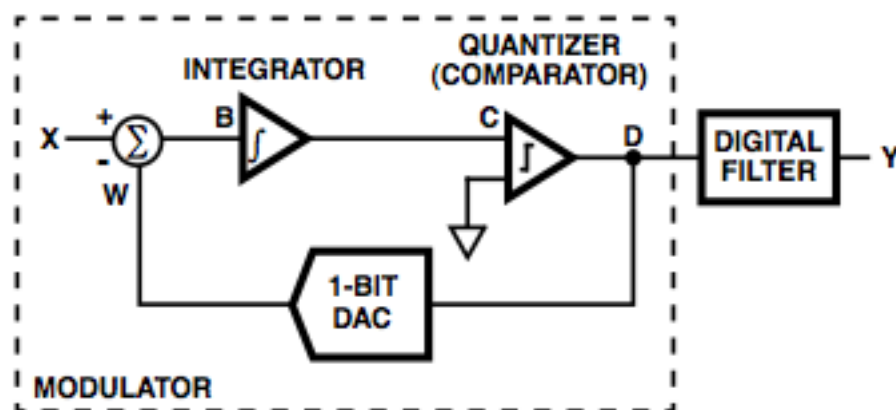


Figure 18

Le flux de bit (bitstream) :

Le flux de bits peut être considéré comme un signal numérique ou un signal analogique. Le bitstream est un signal de résolution 1 bit, en série, ayant une fréquence de transmission beaucoup plus élevée que la fréquence des données fournies par un ADC traditionnel. Sa propriété principale est que **son niveau moyen représente le niveau moyen du signal d'entrée**. Le niveau numérique "haut" (bit à 1) représente le niveau analogique le plus élevé et le niveau numérique « bas » (bit à 0) représente la valeur la plus faible de sortie possible.

- Sortie analogique : Le bitstream sera converti en un signal analogique via DAC « 1 bit » qui convertit l'information logique (bas / haut, ou 0 / 1) à deux niveaux de tension analogique précise, par exemple : -1V et +1V.
- Sortie numérique : Un "haut" (ou bas) dans le bitstream représente la plus haute (ou plus faible) valeur de sortie numérique, par exemple FF en hexadécimal (ou 00) dans un système à 8 bits.

On trouve un flux de bits similaires dans un système à modulation de largeur d'impulsion (PWM), mais il présente quelques inconvénients par rapport au bitstream d'un modulateur sigma delta. Le bitstream

du delta sigma est également connu comme une modulation de densité d'impulsion (PDM) du signal. La transmission série de valeurs numériques en sortie d'un ADC est appelée modulation par impulsions codées (PCM).

Les convertisseurs Delta Sigma ne numérisent pas instantanément le signal analogique entrant en un échantillon numérique de résolution n bits avec une bande passante égale à la Fréquence de Nyquist ($F_e/2$). Au lieu de cela, un ADC Delta Sigma suréchantillonne le signal analogique d'un facteur (N), il en résulte $F_e \ll N * F_e$ (des facteurs d'échantillonnage de 16, 32, 64, 128 sont communs). La conversion analogique numérique par suréchantillonnage est effectuée à une moindre précision (quantification grossière). Beaucoup de convertisseur Delta-Sigma réalisent une conversion analogique numérique de résolution 1-bit. Comme le montre la figure 19, la sortie du modulateur est un flux de bits dont la densité de bit à 1 est proportionnelle à l'amplitude de la sinusoïde d'entrée. Ce flux de 1-bit qui est généré à $N * F_e$ peut être filtré numériquement et décimé pour redescendre à la F_e du signal audio avec des échantillons de résolution n bits.

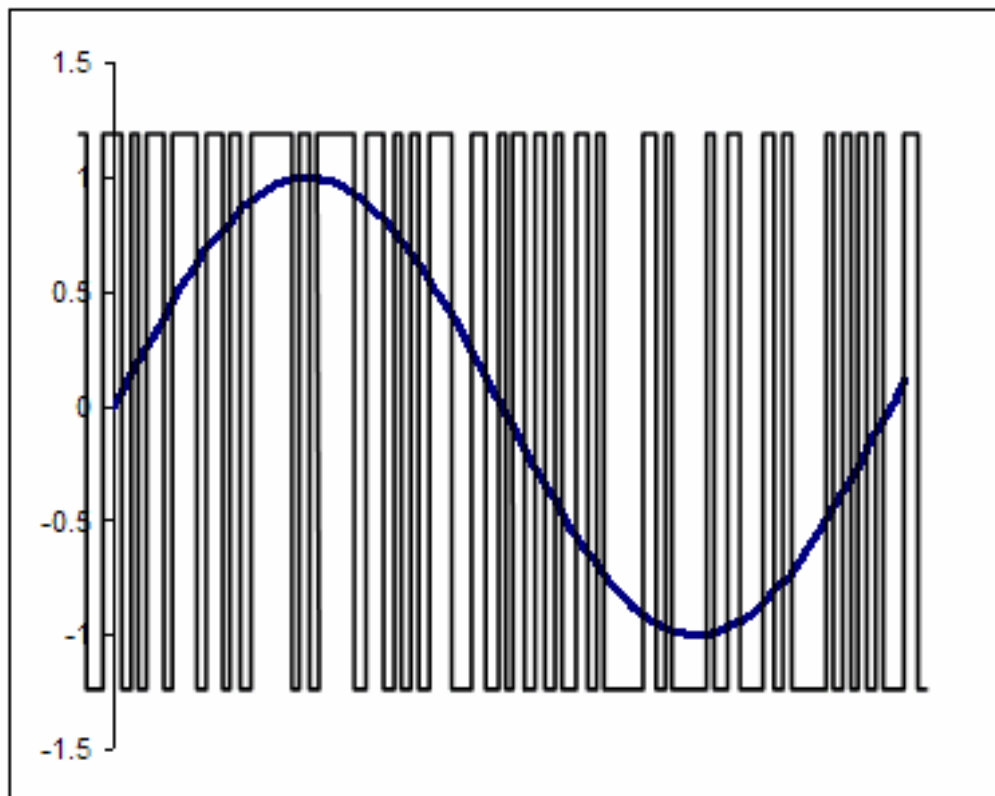


Figure 19

Le flux 1-bit est filtré numériquement pour obtenir une représentation de n bits de l'entrée analogique. En termes simplifiés, le flux de 1-bit est accumulé sur (N) cycles d'échantillonnage puis divisé par (N). Cela donne une valeur décimée qui est la valeur moyenne du flux de bits issus du modulateur comme le montre la figure 20.

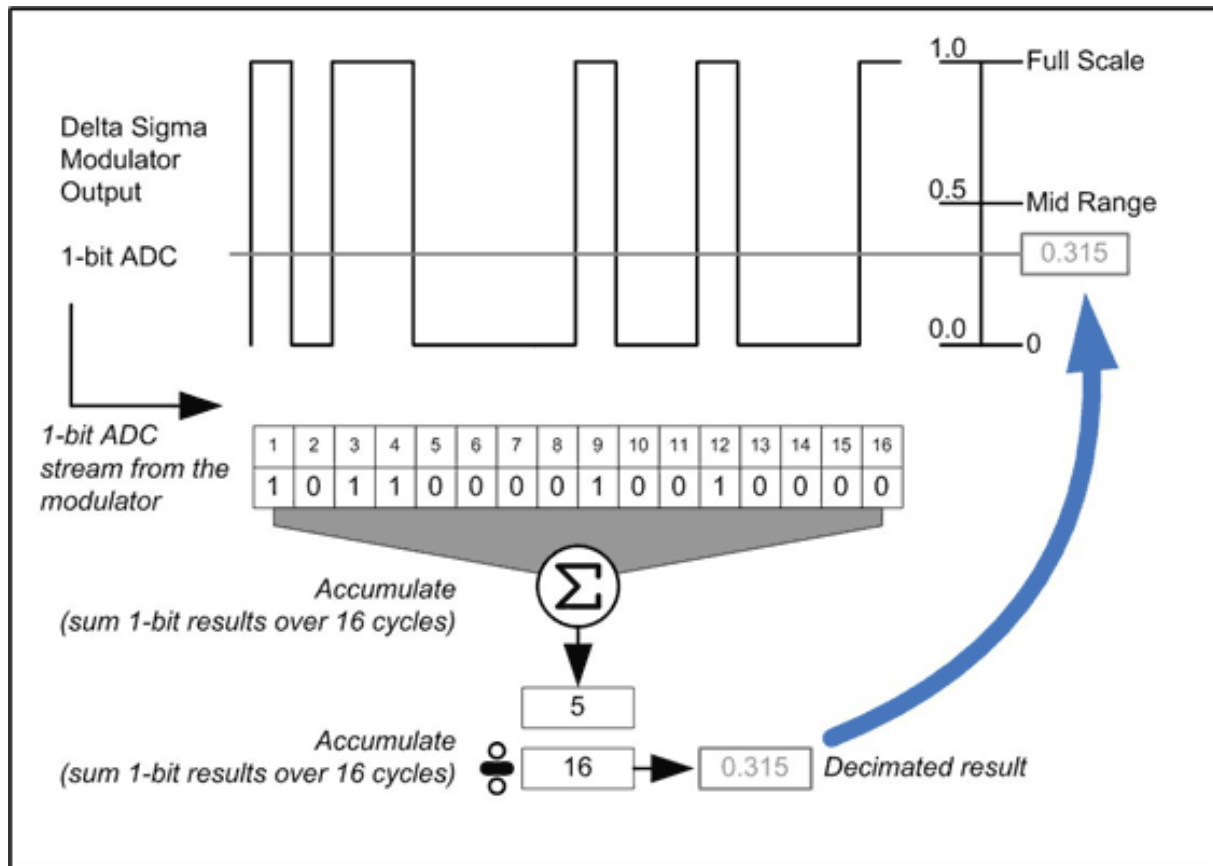


Figure 20

En plus du filtre anti-aliasing, un ADC traditionnel de bande passante $F_e/2$ nécessite également un circuit analogique échantillonneur bloqueur précis. Le circuit maintient une amplitude en continu, stable, tandis que le convertisseur effectue la quantification. La sortie de l'échantillonneur bloqueur est comparée à un ensemble de niveaux de référence au sein de l'ADC. La qualité et la précision de ces niveaux de référence sont des facteurs limitants pour la haute résolution des convertisseurs A/D. Par exemple, un convertisseur AN 16-bit à la fréquence de Nyquist requiert 2^{16} niveaux (65 535 niveaux de référence). Un convertisseur de type peut couvrir une plage d'entrée 2V. L'espacement entre deux niveaux de référence n'est que de 30 microvolts. Ce type de correspondance est difficile à réaliser sur un circuit intégré sans utiliser de coûteux et complexes techniques.

Un des principaux avantages d'un ADC Delta-Sigma par rapport à un convertisseur traditionnel est l'assouplissement des conditions requises pour le filtre anti-aliasing. Comme mentionné précédemment, les exigences d'un filtre anti-aliasing pour un ADC conventionnel exigent une pente brutale dans la bande de transition du filtre. Le filtre anti-aliasing pour un convertisseur classique doit être plat à travers la bande passante et au dessus avoir un facteur d'atténuation supérieur à la plage dynamique de l'ADC.

Un ADC avec suréchantillonnage fixe la fréquence d'échantillonnage beaucoup plus haute que la fréquence de Nyquist d'un convertisseur classique. La nouvelle fréquence d'échantillonnage est multipliée d'un facteur de (N) par rapport à la fréquence d'échantillonnage du convertisseur classique. La complexité d'un filtre anti-aliasing dépend de la pente du filtre (atténuation) dans la bande de transition. A performance égales, les convertisseurs à suréchantillonnage nécessitent un filtre anti aliasing beaucoup plus simple que les filtres classiques. Le filtre anti-aliasing complexe nécessitant un grand nombre de composants pour un convertisseur classique peut être alors remplacé par un simple filtre RC dans un convertisseur à suréchantillonnage. La figure 21 illustre cela.

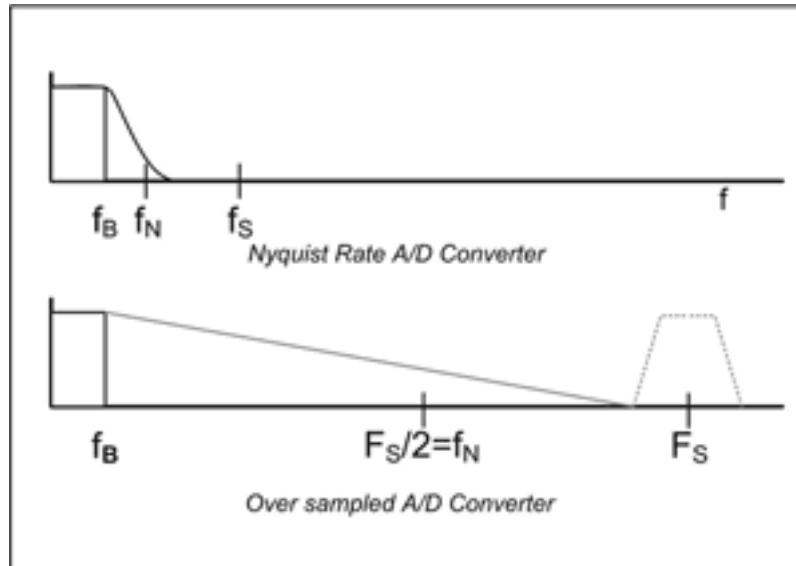


Figure 21

Le Suréchantillonnage :

Considérons d'abord la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel d'un ADC traditionnel multi-bits (ex : 24 bits) avec un signal d'entrée sinusoïdal (ex : un LA 440 Hz). Cette entrée est échantillonnée à une fréquence F_e . Selon la théorie de Nyquist, F_e doit être au moins deux fois la bande passante du signal d'entrée pour que le signal puisse ultérieurement être reconstruit via un DAC.

En observant le résultat d'une analyse FFT (analyse fréquentielle) sur la sortie numérique, nous observons le spectre de notre sinusoïde et beaucoup de bruit aléatoire couvrant toute la bande passante de notre signal audio (de 0 Hz à $F_e / 2$) (Figure 22).

Connu comme le bruit de quantification, cet effet résulte de la considération suivante :

A l'entrée de l'ADC nous avons un signal continu, analogique avec un nombre infini de valeurs possibles. En revanche, suite à la conversion, nous obtenons un signal discrétisé dont le nombre de valeurs possibles est déterminé par la résolution du convertisseur.

Ainsi, lors de la conversion analogique - numérique, nous perdons une partie de l'information et introduisons une distorsion dans le signal. L'ampleur de cette erreur est aléatoire, avec des valeurs allant jusqu'à $\pm \frac{1}{2}$ LSB.

The Frequency Domain

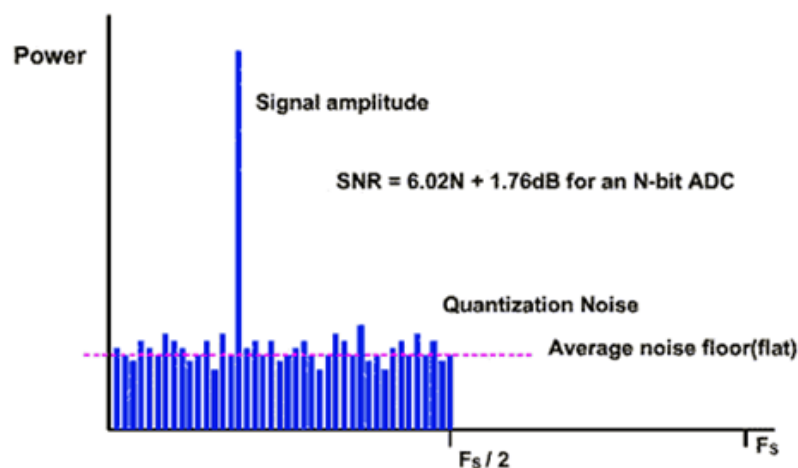


Figure 22

Si l'on divise l'amplitude de la fondamentale (La 440 Hz) par la somme RMS de toutes les fréquences représentant le bruit, nous obtenons le rapport signal sur bruit (RSB).

Pour un ADC N-bit, $SNR = 6.02N + 1.76$ dB.

Pour améliorer le rapport signal / bruit dans un ADC classique (et par conséquent la précision de la reproduction du signal), vous devez augmenter le nombre de bits. La figure 23 illustre cela :

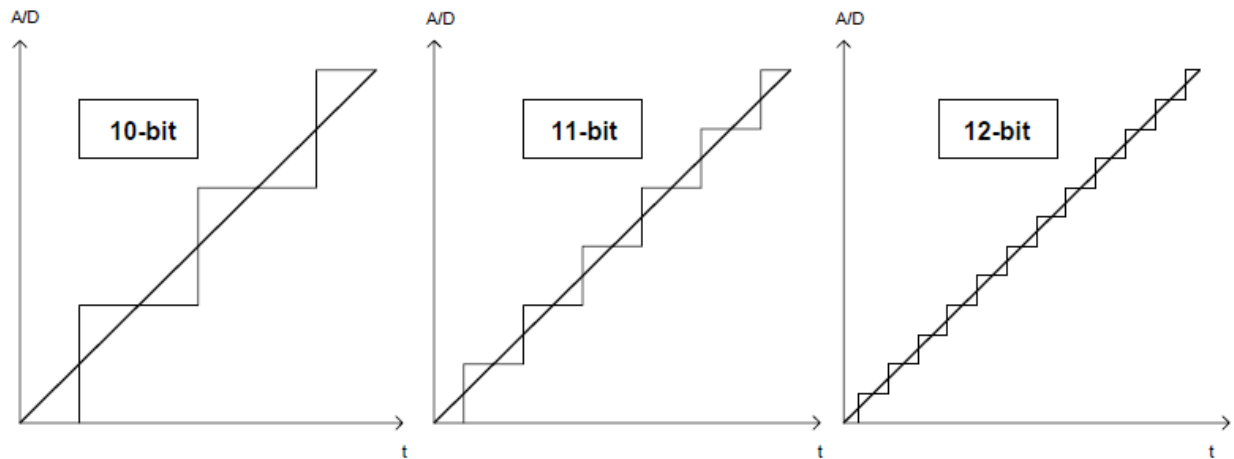


Figure 23

Reprenons l'exemple ci-dessus, mais avec une fréquence d'échantillonnage accrue par facteur d'échantillonnage K, donc $K \cdot F_s$ (Figure 24).

Une analyse FFT montre que le bruit de fond a diminué. Le RSB est le même que précédemment, mais l'énergie du bruit a été étalée sur une plus large plage de fréquences : La bande passante a augmenté.

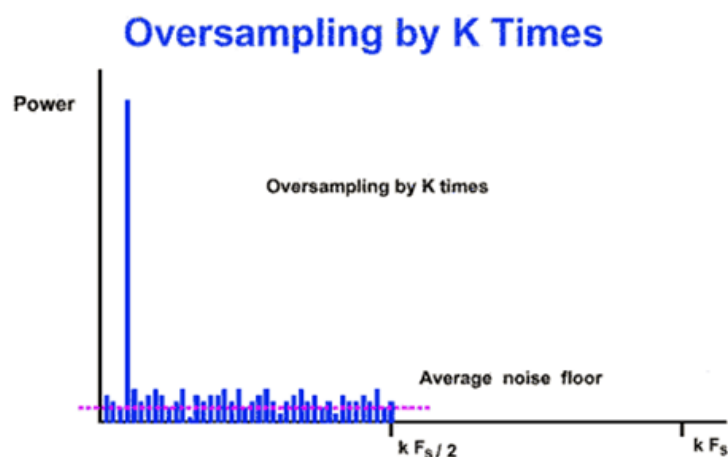


Figure 24

La figure 23 montre les effets du suréchantillonnage. $K F_s / 2$ est beaucoup plus grande que $F_s / 2$ et le bruit de quantification est étalé sur un spectre plus large. Le niveau RMS du bruit de quantification total est toujours le même, mais il est fortement réduit dans la bande passante.

Les convertisseurs Delta-Sigma exploitent cet effet en insérant un filtre numérique à la suite de la conversion A/N 1-bit (Figure 25). Le niveau RMS du bruit est diminué car la plupart du bruit de fond est retiré par le filtre numérique.

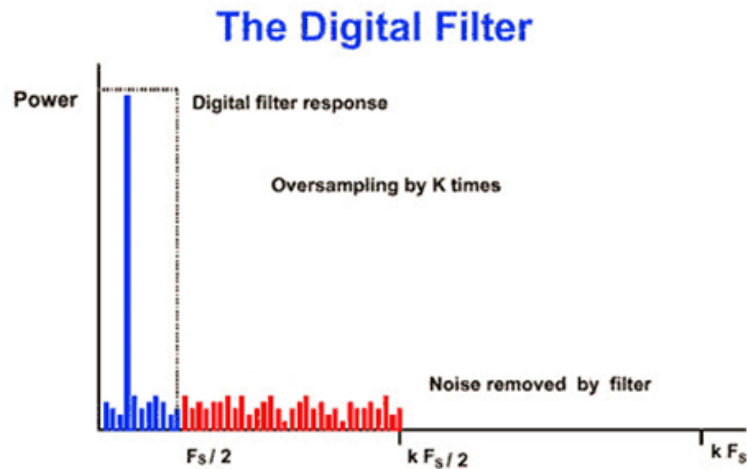


Figure 25

Cette action permet aux convertisseurs Delta-Sigma d'atteindre une grande dynamique (résolution) à partir d'une conversion A/N basse résolution (ex : 1 bit).

Est-ce que l'amélioration du SNR vient tout simplement de suréchantillonnage et du filtrage?

Notez que le SNR pour un CAN 1-bit est 7.78dB ($6,02 \times 1 + 1,76$). Chaque facteur de suréchantillonnage de 4 augmente le SNR de 6dB, et chaque augmentation de 6 dB est équivalente à l'obtention d'un bit.

Pour chaque bit supplémentaire de résolution : n , le signal doit être échantillonné quatre fois plus, la fréquence d'échantillonnage doit donc être multipliée par 4^n

$$F_{\text{suréchantillonnage}} = 4^n * F_e$$

Un ADC 1-bit avec suréchantillonnage 64x atteint une résolution de quatre bits, et pour parvenir à une résolution de 16 bits, vous devez suréchantillonner d'un facteur de 4^{15} , ce qui n'est pas réalisable. Cependant, les convertisseurs Delta-Sigma surmontent cette limitation avec la technique du « Noise Shaping », ce qui permet un gain de plus de 6 dB pour chaque facteur de suréchantillonnage de 4.

Noise Shaping :

Pour comprendre le Noise Shaping, considérons le diagramme bloc d'un modulateur sigma-delta du premier ordre (voir figure 26). Il comprend un amplificateur différentiel, un intégrateur et un comparateur avec boucle de rétroaction qui contient un DAC 1-bit. (Ce DAC est tout simplement un interrupteur qui relie l'entrée négative de l'amplificateur différentiel à une tension de référence positive ou négative)

Le but de la boucle de rétroaction incluant le DAC est que la sortie moyennée de l'intégrateur soit maintenue assez proche du niveau de référence du comparateur.

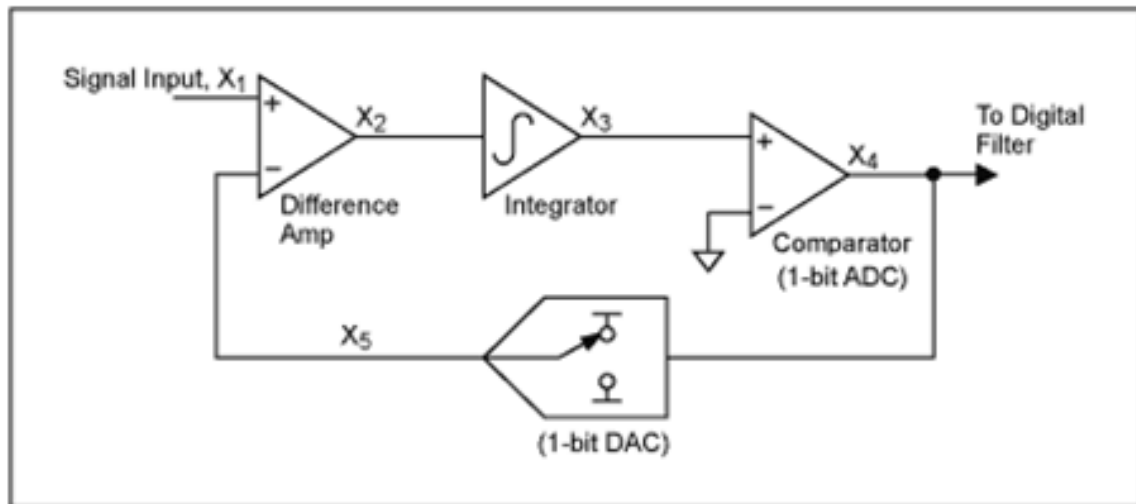


Figure 26

La densité de "Bits égaux à 1" à la sortie du modulateur est proportionnelle au signal d'entrée. Pour un signal croissant en entrée du convertisseur, le comparateur génère une densité plus grande de "Bits égaux à 1" et vice versa pour un signal d'entrée décroissant. En sommant les erreurs faites sur les tensions, l'intégrateur agit comme un filtre passe bas sur le signal d'entrée et un filtre passe haut sur le bruit de quantification. C'est pourquoi, la majeure partie du bruit de quantification sera repoussée vers les hautes fréquences (Figure 27). Le suréchantillonnage et l'intégrateur n'ont pas changé le niveau du bruit mais sa distribution.

La figure 27 illustre le Noise Shaping du modulateur delta sigma suréchantillonné. Encore une fois le bruit de quantification totale du convertisseur est la même que dans la figure 22, mais le bruit de quantification dans la bande est très très fortement réduit.

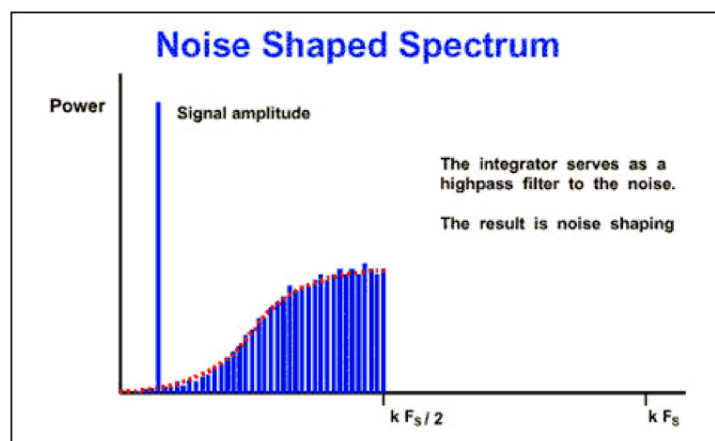


Figure 27

En appliquant un filtre numérique passe bas au bruit ayant subi le Noise Shaping, celui-ci va atténuer plus de bruit que ce que pourrait faire un simple suréchantillonnage (figure 24). Un modulateur du premier ordre fournit une amélioration du rapport signal-bruit de 9 dB pour chaque doublement de la fréquence d'échantillonnage. Pour des modulateurs d'ordre plus importants, nous pouvons atteindre un RSB plus important. Par exemple le modulateur du second ordre fournit 15dB d'amélioration du RSB pour chaque doublement de la fréquence d'échantillonnage. La figure 33 montre la relation entre l'ordre du modulateur delta sigma et le suréchantillonnage nécessaire pour atteindre un RSB donné.

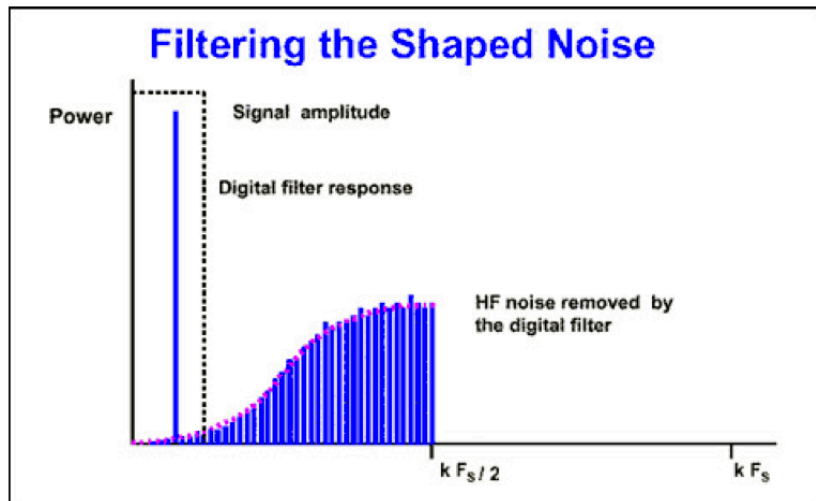


Figure 28

Une autre façon d'examiner les caractéristiques du modulateur sigma delta est de modéliser dans le domaine fréquentiel. La figure 8 montre un modèle linéarisé d'une modulation delta sigma-teur. L'intégrateur a été remplacé par un filtre dont la fonction de transfert est $H(s) = 1/s$ (passe bas simplifié) et le quantificateur est modélisé comme une source de bruit dont le bruit ajouté est $N(s)$.

Le modulateur contient des éléments non linéaires, comme le comparateur, ces éléments peuvent être considérés comme ajoutant du bruit en sortie de l'intégrateur, le schéma bloc résultant est le suivant :

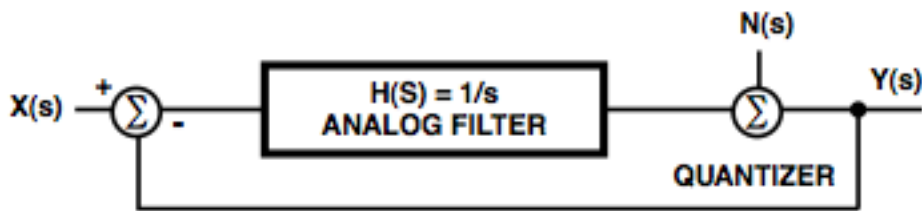


Figure 29

Pour observer le comportement du modulateur uniquement en fonction du signal d'entrée, laissons $N(s) = 0$ (bruit nul) pour le moment, et résolvons pour $Y(s) / X(s)$, ce qui donne le résultat suivant (désolé un peu de mathématiques) :

$$Y(s) = [X(s) - Y(s)] \left[\frac{1}{s} \right] \quad \text{EQ. 12)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1/s}{1 + 1/s} = \frac{1}{s + 1} \quad \text{: lowpass filter} \quad \text{EQ. 13)}$$



Pour observer le comportement du modulateur uniquement du bruit de quantification, laissons le signal $X(s) = 0$ (pas de signal d'entrée) et en résolvons $Y(s) / N(s)$:

$$Y(s) = -Y(s)\left[\frac{1}{s}\right] + N(s) \quad (\text{EQ. 14})$$

$$\frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{s}} = \frac{s}{s+1} \quad : \text{highpass filter} \quad (\text{EQ. 15})$$



Examinons les équations 13 et 15 ci-dessus montre qu'en effet, le modulateur agit comme un filtre passe-bas pour le signal d'entrée et un filtre passe-haut pour le bruit. En effet, quand la fréquence augmente, s augmente, dans ce cas, l'équation 13 tend vers 0 (filtre passe bas), et l'équation 15 tend vers 1 : conservation du bruit de quantification.

Ainsi, la plupart du bruit de quantification est poussé dans des fréquences plus élevées (figure 28). Le suréchantillonnage n'a pas changé la puissance totale de bruit, mais sa distribution.

Peut-être que la meilleure façon de voir la forme du Noise Shaping d'un modulateur delta sigma serait d'observer le spectre de la sortie d'un modulateur actuel. La figure 30 montre le schéma bloc de la partie modulateur d'un l'ADC delta-sigma HI7190 Intersil. Ce modulateur est du second ordre, où un seul DAC est utilisé pour le feed-back du signal modulateur, hormis les deux jonctions de sommation. Une parcelle spectrale de la sortie HI7190 est illustrée à la figure 31. La figure montre une forme de Noise Shaping classique d'un modulateur delta sigma.

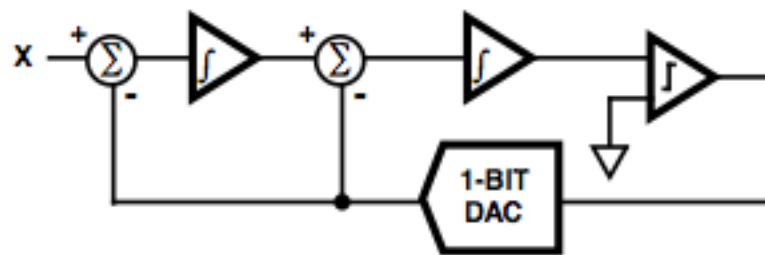


Figure 30

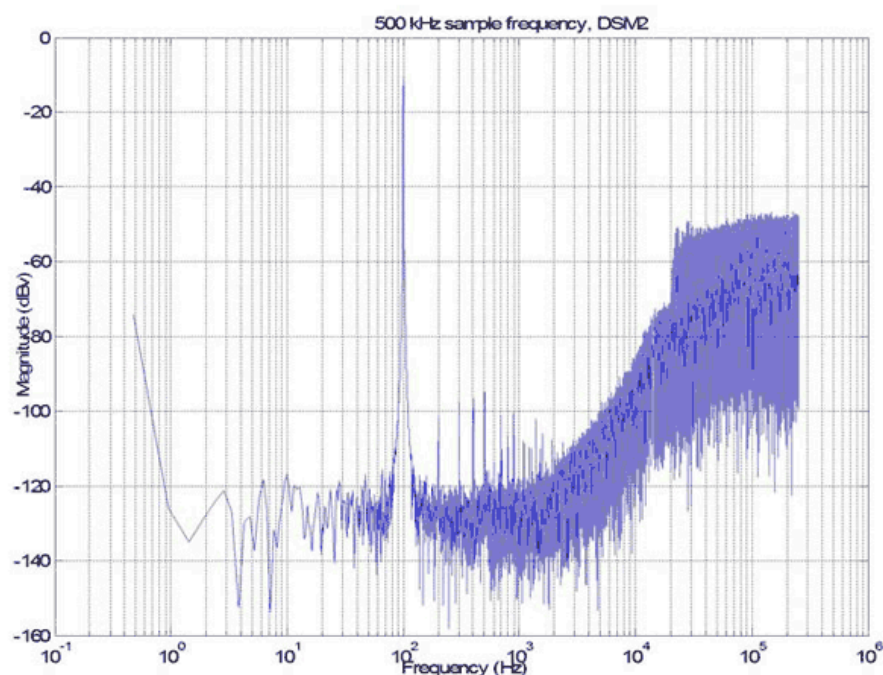


Figure 31

Revenant sur le schéma de la figure 18, on observe que le signal d'entrée étant passé par le modulateur, il passe ensuite dans un filtre passe bas numérique. La fonction du filtre numérique est de fournir une coupure abrupte après la bande passante audio. Ce filtre supprime l'essentiel du bruit de quantification. La figure 32 illustre le filtre numérique éliminant le bruit de quantification que le modulateur a poussé vers les hautes fréquences.

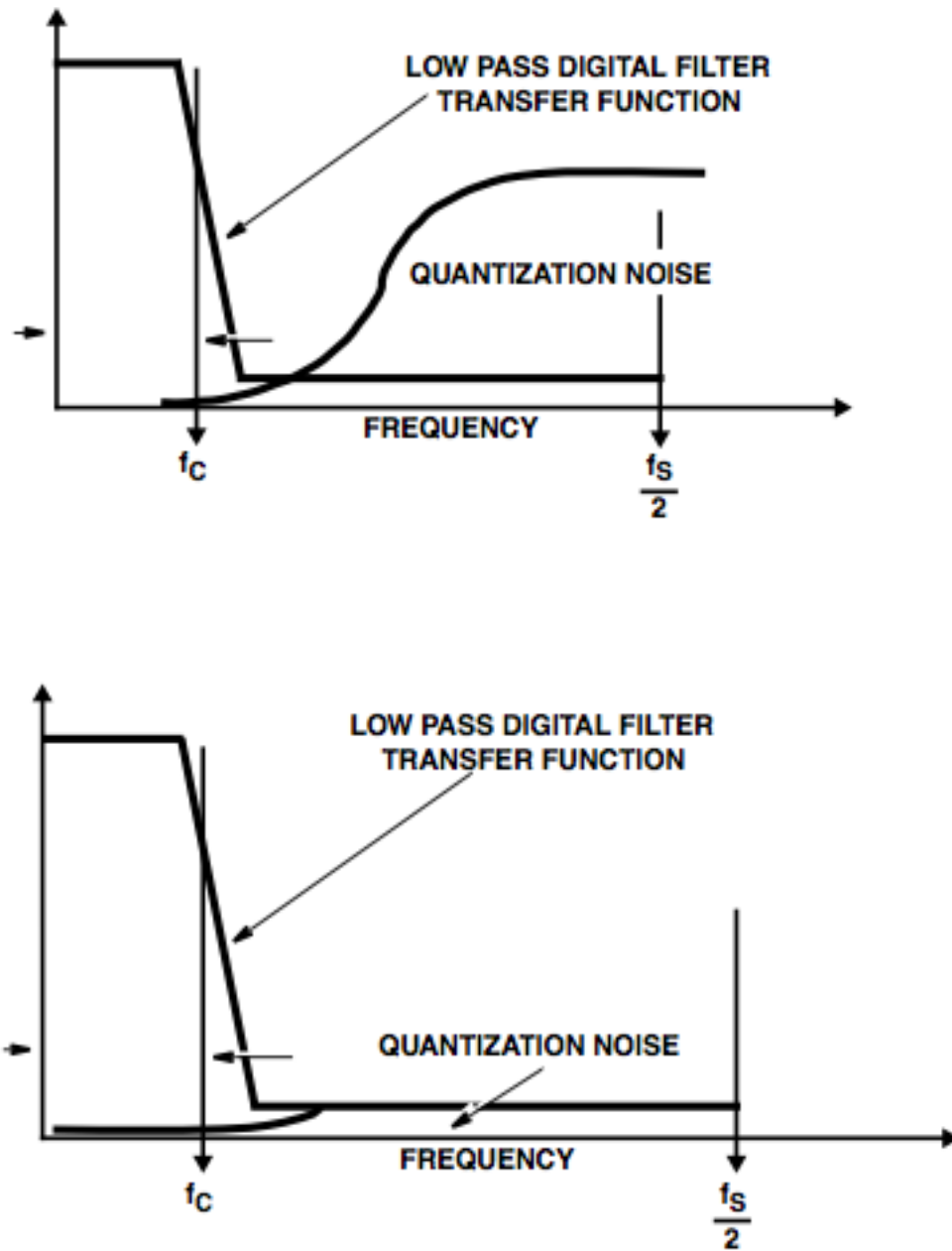


Figure 32

Ordre du modulateur Delta Sigma :

La figure 33 montre la relation entre le bruit de quantification, le facteur de suréchantillonnage, et l'ordre du modulateur en montrant le rapport signal sur bruit (SNR) vs l'OSR (oversampling signal ratio) pour un modulateur de premier, deuxième et troisième ordre. Le graphique illustre que quand l'OSR augmente, le bruit diminue (augmentation du RSB) et que quand l'ordre du modulateur augmente, le bruit diminue.

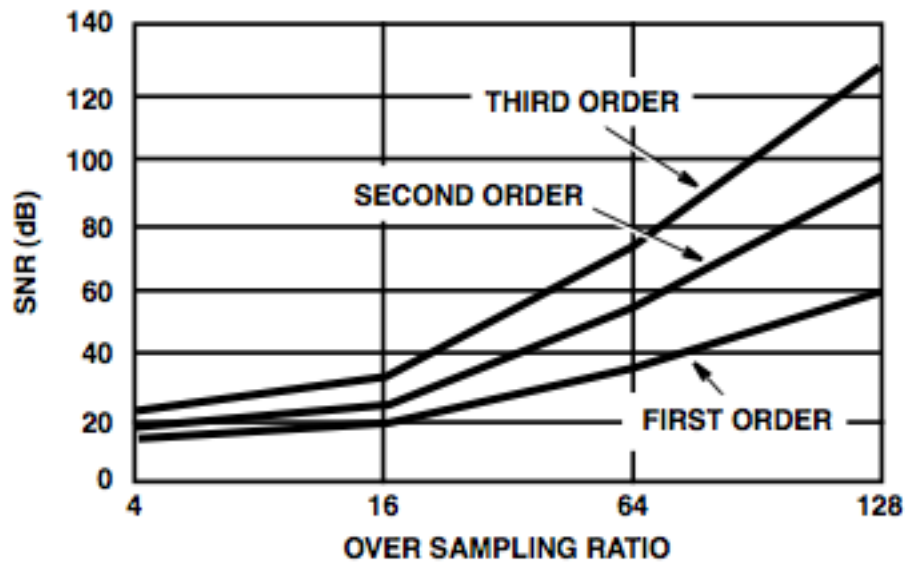


Figure 33

Plus l'ordre du modulateur est important plus le Noise Shaping est efficace : La quantité de bruit repoussé vers les hautes fréquences est fonction de l'ordre du modulateur. La figure 34 illustre cela.

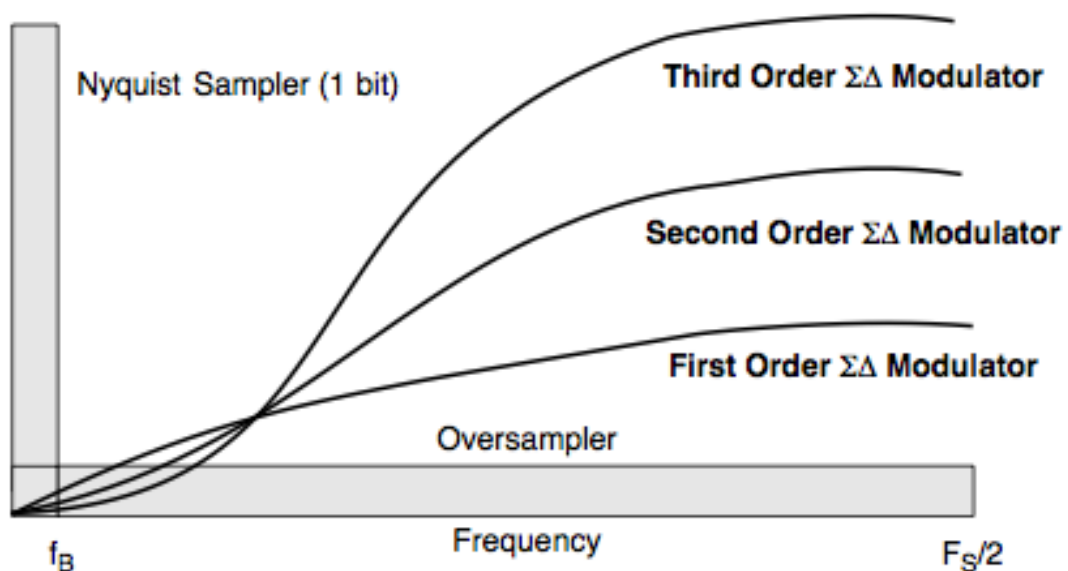


Figure 34

Filtre numérique et Décimation :

Après que le bruit de quantification ait été repoussé vers les hautes fréquences, au dessus de la bande passante, par le modulateur (Noise Shaping), une technique de filtrage numérique peut être appliquée au bruit de quantification mis en forme. Cela est illustré dans la figure 36. L'objet du filtre numérique est double. Premièrement, il doit agir comme un filtre anti aliasing au regard de la fréquence d'échantillonnage F_s . Deuxièmement, Il doit filtrer le bruit de quantification rejeté au dessus de la bande passante utile par le modulateur Delta sigma. La F_e finale est établi par un ré-échantillonnage de la sortie filtrée en utilisant un procédé appelé décimation.

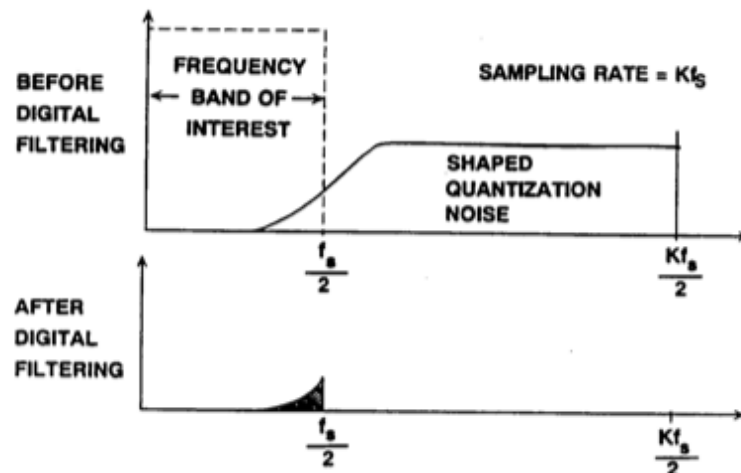


Figure 35

La sortie du modulateur delta-sigma est un flux de 1-bit de données à la fréquence suréchantillonnée. Ce flux peut être à une fréquence de l'ordre du mégahertz. Le but du filtre numérique et de décimation (figure 36) est d'extraire des informations de ce flux de données et de réduire la fréquence des données à une valeur plus utile. Dans un convertisseur Delta-Sigma, le filtre numérique moyenne le flux de données 1-bit, améliore la résolution du convertisseur et élimine le bruit de quantification qui est en dehors de la bande passante. Il détermine la largeur de bande du signal.

Le but est donc premièrement d'éliminer le bruit qui pourrait être répliqué dans la bande passante, et deuxièmement de prendre le flux de 1-bit de données ayant une fréquence d'échantillonnage élevée et de le transformer sous forme de flux de données en 16-bit ayant une fréquence d'échantillonnage plus faible. Ce processus est connu sous le nom de décimation. Essentiellement, la décimation est à la fois une fonction de filtre moyennneur et une fonction de réduction de la fréquence d'échantillonnage, les deux opérations étant effectuées simultanément.

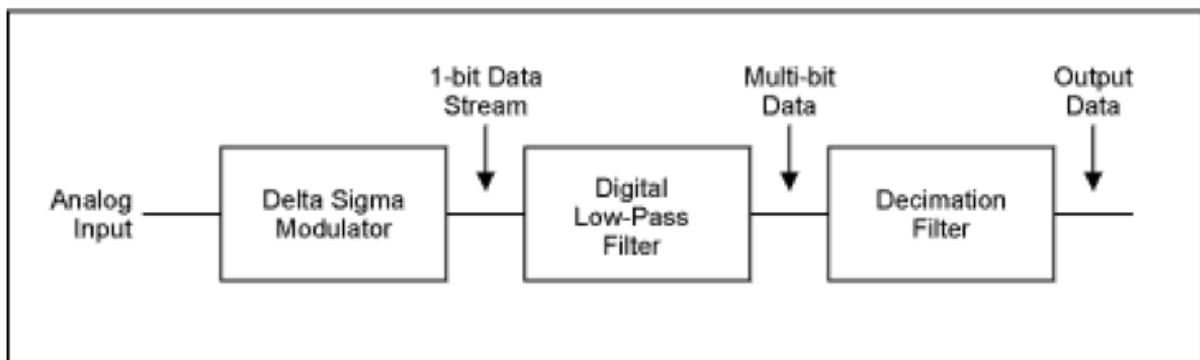


Figure 36

Pour préciser, voici les trois tâches de base sont effectuées dans la section du filtre numérique:

1. Supprimer le bruit de quantification mis en forme (Noise Shaping) : Le modulateur Delta-Sigma est conçu pour supprimer bruit de quantification dans la bande de base. Ainsi, la majeure partie du bruit de quantification est distribuée dans des fréquences supérieures à la bande passante. L'objectif principal du filtre numérique est de supprimer ce bruit de quantification présent hors du de la bande. Cela laisse une petite quantité de bruit de quantification de bande passante. La réduction du bruit de quantification de la bande passante est équivalente à une augmentation de la résolution efficace de la sortie numérique.

2. Décimation (réduction de la fréquence d'échantillonnage): La sortie du modulateur Delta-Sigma est à une très haute fréquence d'échantillonnage. Une caractéristique fondamentale de modulateurs Delta-Sigma est qu'ils utilisent la partie haute fréquence du spectre pour placer le gros du bruit de quantification. Suite au filtrage du bruit de quantification dans les hautes fréquences, il est possible de réduire la fréquence d'échantillonnage. Il est souhaitable de ramener cette fréquence d'échantillonnage jusqu'à la fréquence de Nyquist ce qui minimise la quantité d'informations pour des transferts ultérieurs, du stockage ou du traitement du signal numérique.

3. Anti-aliasing : Dans la pratique, les signaux d'entrée sont rarement complètement à bande limitée. Le modulateur ayant une fréquence d'échantillonnage beaucoup plus élevée que la fréquence de sortie de Nyquist, le filtre anti-aliasing analogiques présent en amont du modulateur peut avoir une pente très faible (filtre RC du premier ordre). Lorsque le processeur numérique va de réduire la fréquence d'échantillonnage jusqu'à la fréquence de Nyquist (décimation), il doit fournir une rejection suffisante pour éviter les phénomènes d'aliasing sur le bruit de quantification généré par le modulateur.

Le processus de décimation est donc utilisé dans un convertisseur Delta-Sigma pour éliminer les données redondantes à la sortie (suréchantillonnage). Le théorème d'échantillonnage indique que la fréquence d'échantillonnage ne doit pas être inférieure à 2 fois la largeur de la bande du signal d'entrée afin de reconstruire de manière fiable le signal d'entrée sans distorsion. Toutefois, le signal d'entrée a été suréchantillonné par le modulateur Delta-Sigma afin de réduire le bruit de quantification.

Par conséquent, il existe des données redondantes qui peuvent être éliminées sans introduire des distorsions au résultat de conversion. Le processus de décimation est représenté dans les domaines fréquentiel et temporel aux figures 37 et 38. Ces deux figures montrent que le processus de décimation réduit simplement la fréquence d'échantillonnage de sortie, tout en conservant les informations nécessaires.

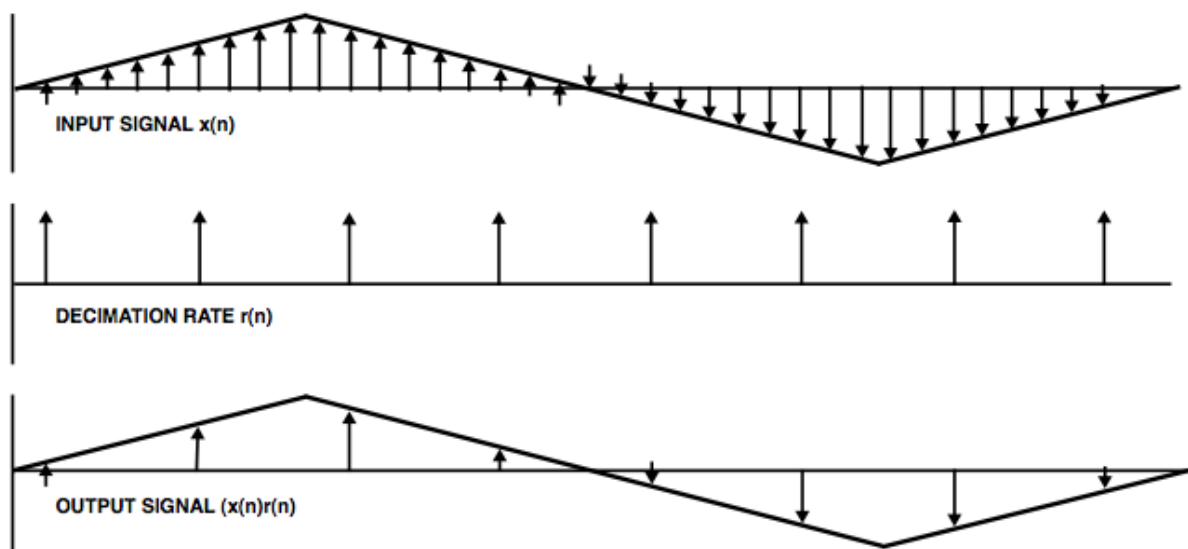


Figure 37

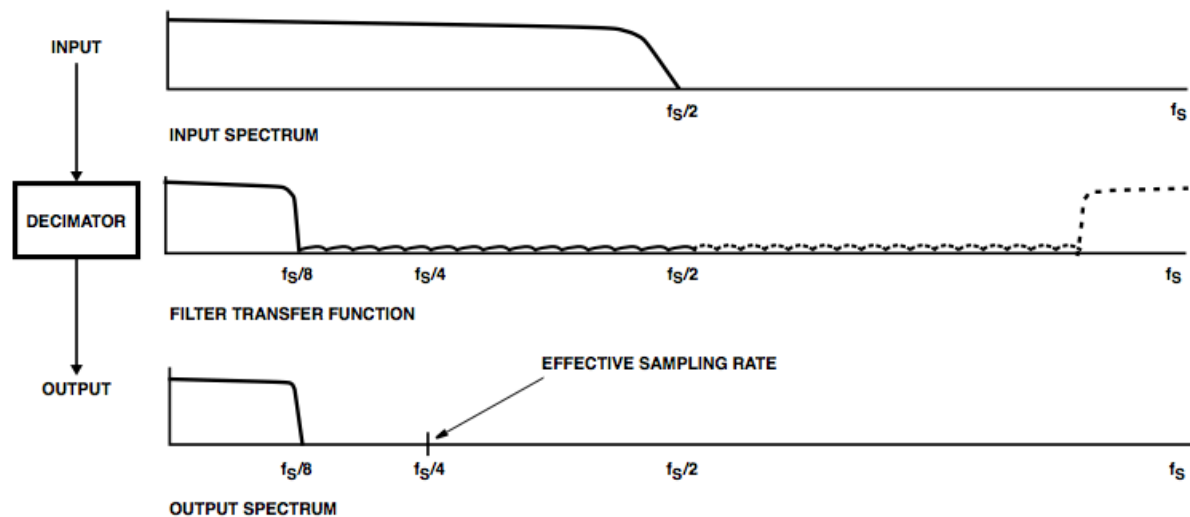


Figure 38

ENOB :

Le ratio entre la fréquence d'échantillonnage de l'échantillon en entrée et la fréquence de sortie peut être paramétré. Le ratio de décimation affecte directement le Nombre de Bits Effectifs (ENOB). Suite à une décimation, comme le nombre d'échantillons d'entrée par échantillon de sortie est augmenté, le ENOB augmente ainsi que la résolution de sortie de l'ADC.

Illustration de la figure ci-dessous :

Data rate représente la fréquence d'échantillonnage de sortie, ENOB le nombre de bits effectifs. Chaque ligne de la figure illustre une fréquence d'échantillonnage en entrée du décimateur, tandis que chaque point représente un taux de décimation : 2020, 500, 255, 50, 20 et 10 (de gauche à droite).

Exemple, pour un signal ayant une F_e de 203 kHz, un taux de décimation de 10 donnera une fréquence de sortie de 20 kHz et un ENOB de 8 bits (c'est le point rouge en bas à droite de la courbe).

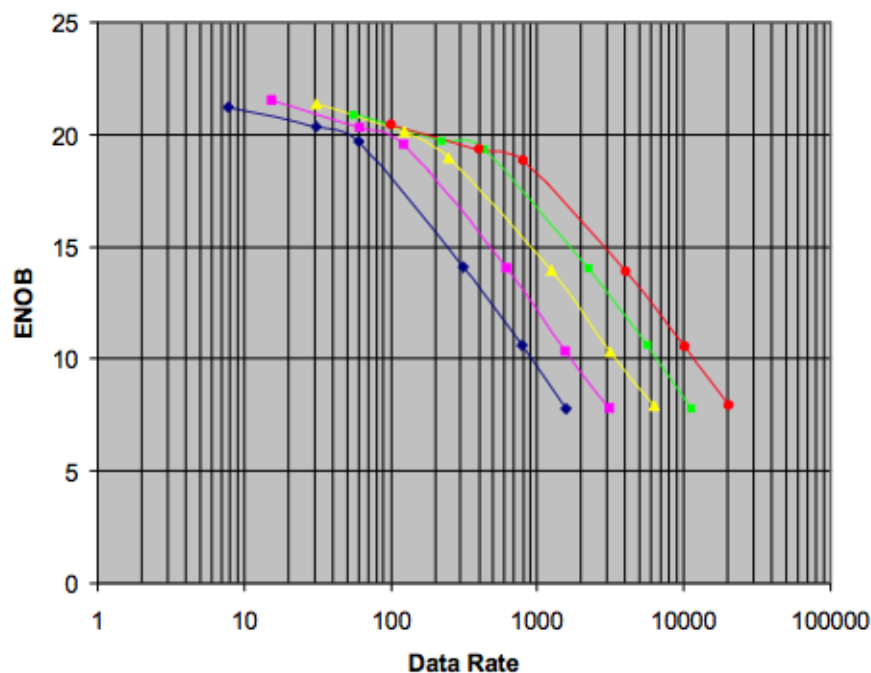


Figure 39

Nous noterons que le nombre de bits effectifs est essentiellement déterminé par le taux de décimation. En effet pour un même nombre de bits effectifs (par exemple 8 bits) fixé par un ratio de 10, la fréquence d'échantillonnage peut varier de 15,6 kHz à 203 kHz sans réel impact sur la résolution du convertisseur.

La question est la suivante : Si la résolution du convertisseur ne change pas beaucoup en fonction de la Fréquence d'échantillonnage, pourquoi ne pas utiliser tout le temps les fréquences d'échantillonnage les plus hautes et donc obtenir des résultats de conversions plus rapides ?

La raison principale est que la puissance consommée par les circuits CMOS augmente rapidement en fonction de l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage.

Dans les convertisseurs Delta-Sigma, une topologie largement utilisée qui assure la fonction de filtre passe-bas est le type Sinc3 ou Sinc1 (Figure 41). Le principal avantage de ce filtre est son atténuation coupe bande, qui peut rejeter la fréquence voulue lorsqu'il est paramétré pour cette fréquence. La position de la fréquence coupée est directement liée au taux de sortie de données (1/ période d'un mot de donnée).

Le moyen le plus simple et le plus économique pour réduire la fréquence d'échantillonnage d'entrée est donc un «filtre en peigne» (Sinc), car un tel filtre ne nécessite pas d'élément multiplicateur. Cette opération de filtre en peigne est équivalente à une réponse impulsionnelle d'une fenêtre rectangulaire finie (FIR). Toutefois, le filtre en peigne n'est pas très efficace pour éliminer l'important volume bruit de quantification situés en dehors de la bande passante. En pratique, il est rarement utilisé sans d'autres filtres numériques. En outre, la réponse en fréquence du filtre en peigne peut causer une atténuation de la partie supérieure de la bande passante. Pour de nombreuses applications qui ne tolèrent pas cette distorsion, le filtre en peigne doit être utilisé en conjonction avec un ou plusieurs étages numériques de filtrage supplémentaires.

En le processus de décimation détaillé pourrait se présenter sous la forme suivante :

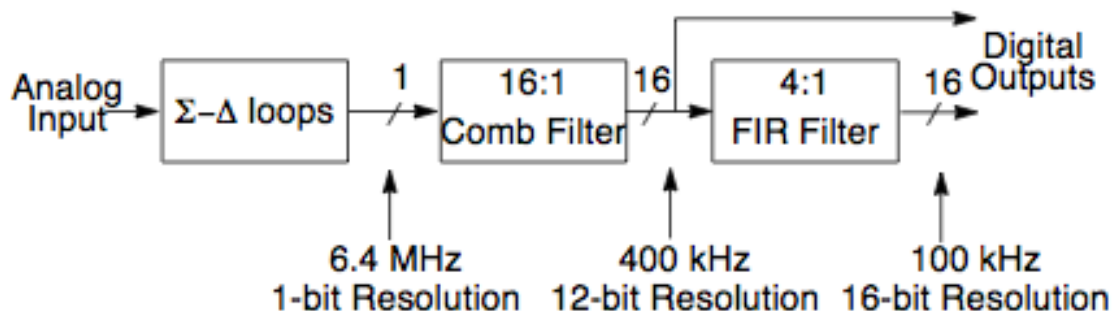


Figure 40

- La fréquence d'échantillonnage est réduite d'un facteur 16 avec l'étage de filtrage en peigne. Dans ce cas, quatre étages de filtrage en peigne sont utilisés (figure 42).

- La seconde section est un filtre passe bas FIR ayant des valeurs de coefficient symétriques pour maintenir une réponse en phase linéaire. Il offre une décimation d'un taux 4 :1 et une compensation de l'atténuation dans la partie supérieure de la bande passante provoquée par le filtre en peigne (figure 44). Les coefficients du filtre FIR sont aussi choisis pour égaliser la bande passante du signal offrant une réponse plate à +/- 0,001 dB.

Un simple filtre en peigne (sinc) ne pourrait pas offrir d'atténuation suffisante pour éviter le phénomène d'aliasing suite à la décimation. Voir ci dessous :

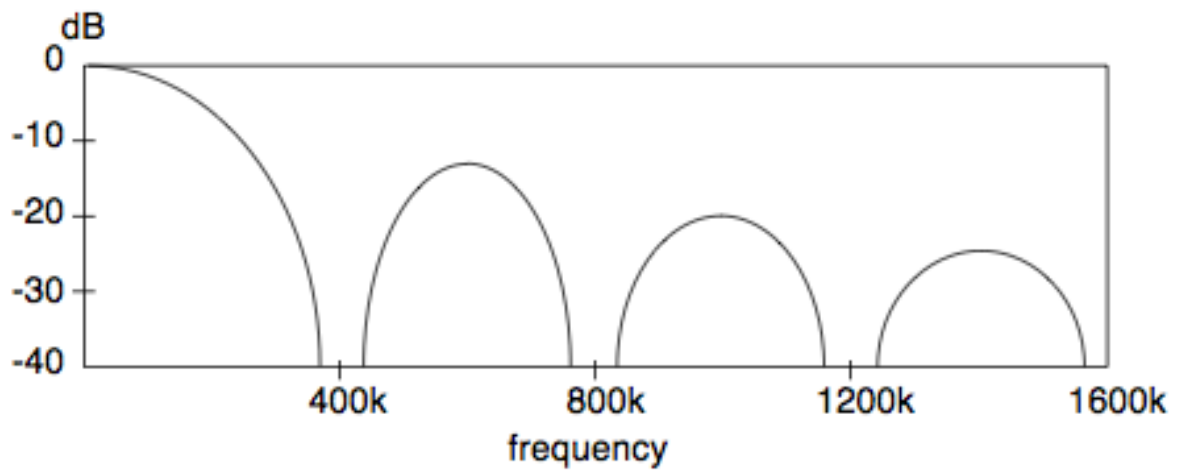


Figure 41

Les filtres en peigne sont donc mis en cascade afin d'obtenir l'atténuation suffisante :

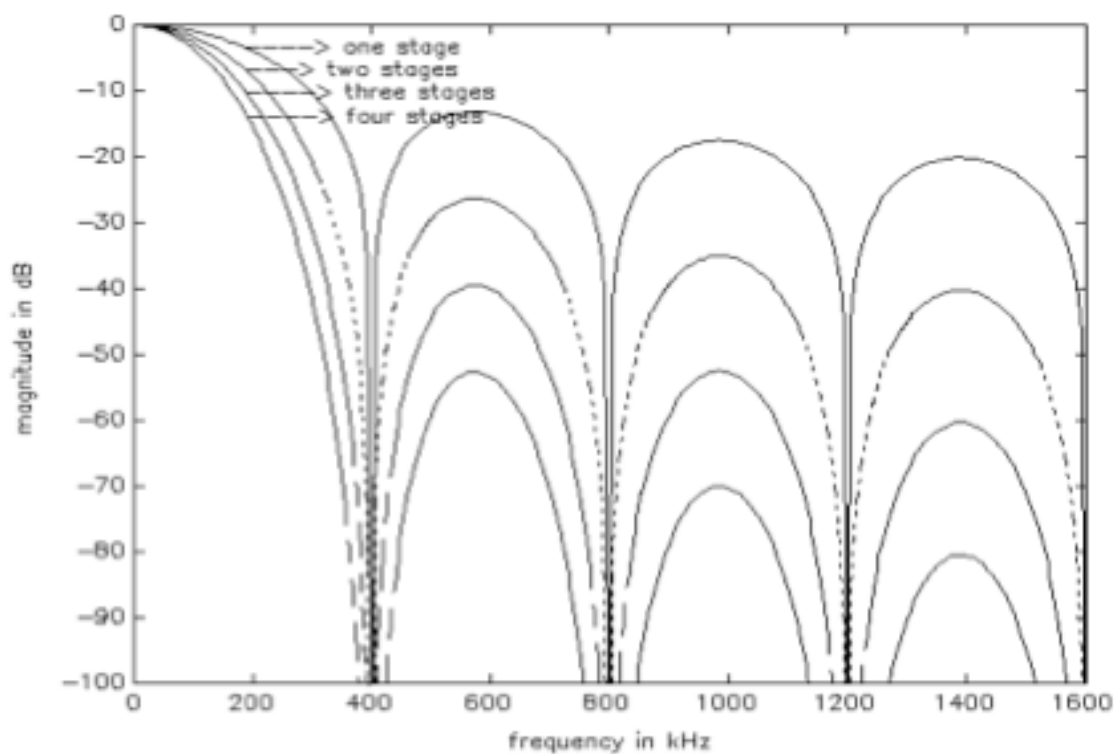


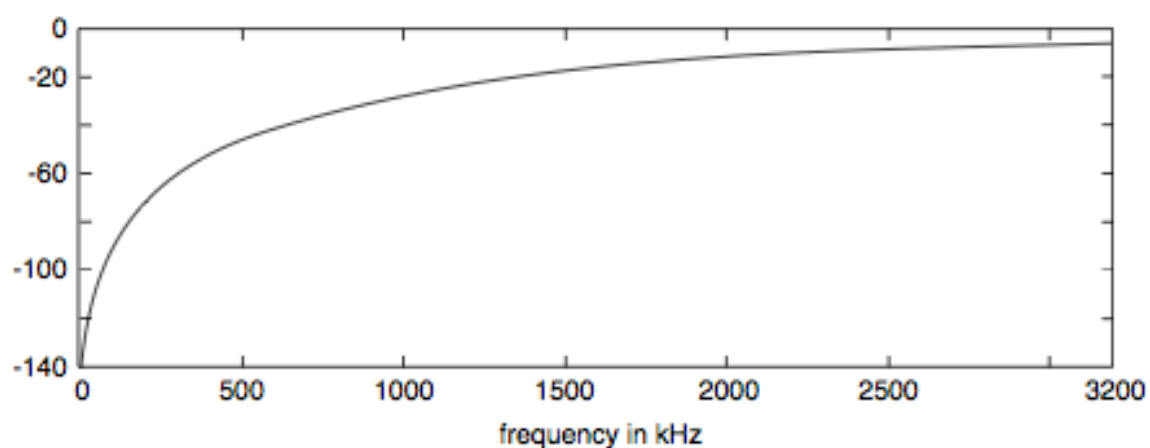
Figure 42

Le bruit résultant est décrit dans la figure suivante (fig. 43) :

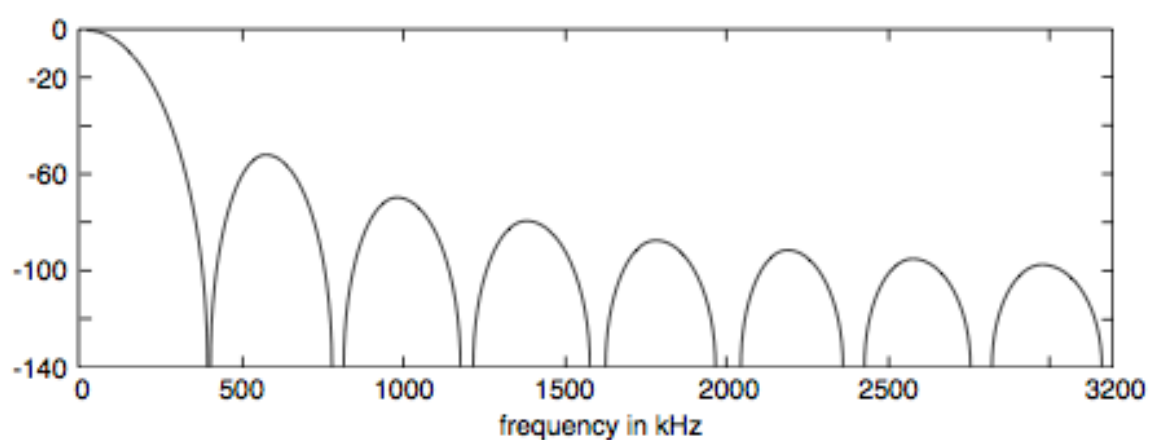
La figure (a) montre le spectre de bruit en sortie du modulateur (résolution 1 bit).

La figure (b) montre le spectre d'un filtre en peigne 4 étages.

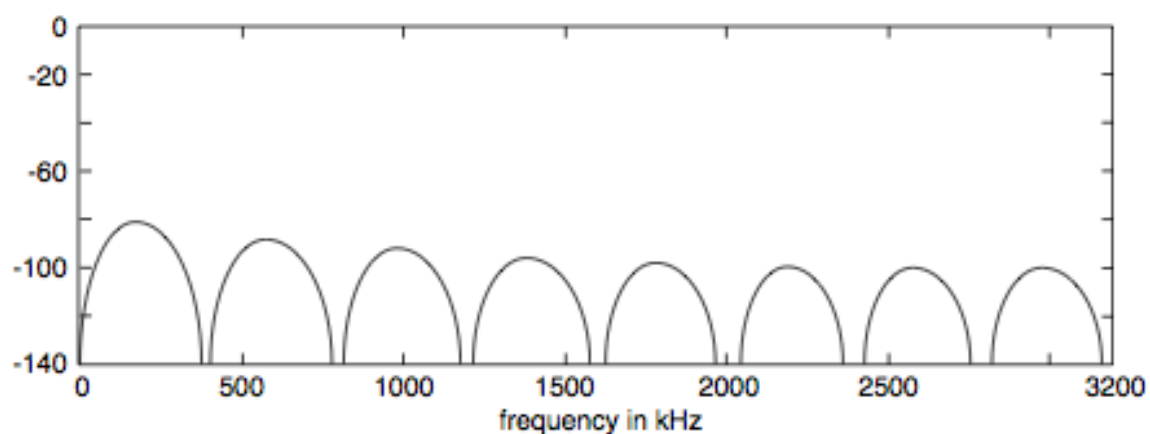
La figure (c) montre le spectre du signal (a) en sortie du filtre en peigne 4 étages : signal 16 bits.



(a) Noise Spectrum of 1-Bit Input to comb Filter

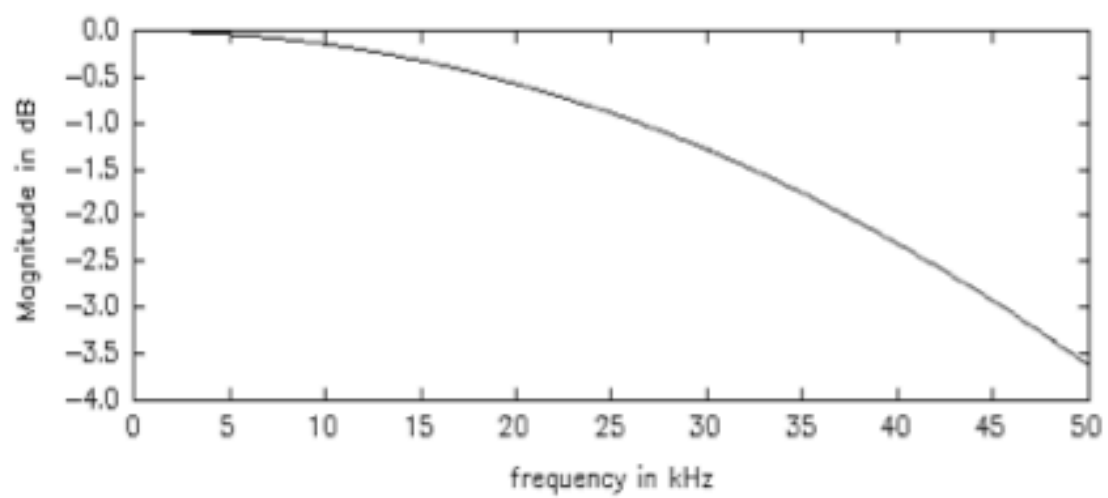


(b) Spectrum of 4-Stage Comb Filter

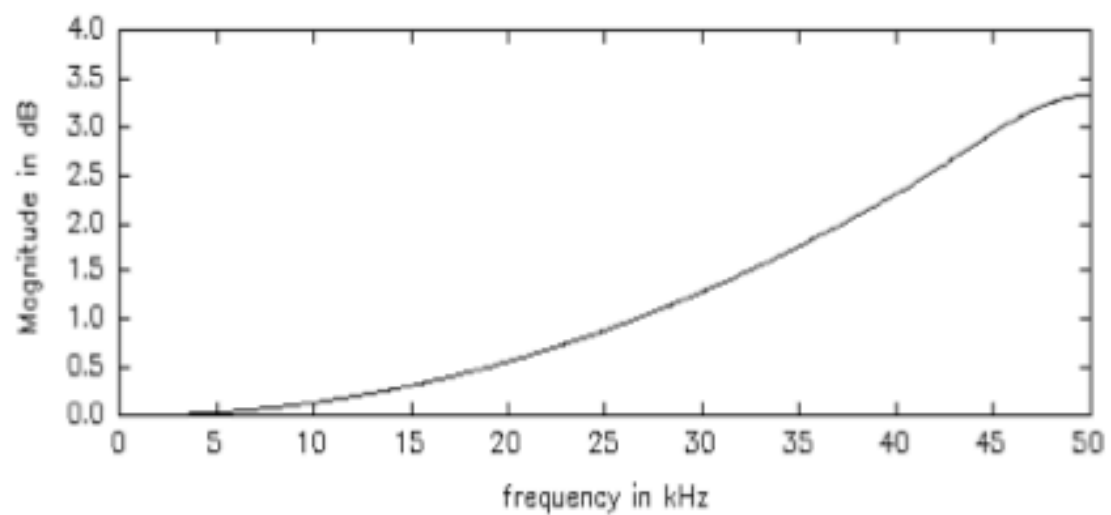


**(c) Noise Spectrum of 16-bit Comb Filter Output
(-72 dB Noise Power: 12-bit Dynamic Resolution)**

Figure 43



(a) Comb-Filter Magnitude Response in Baseband



(b) Compensation FIR Filter Magnitude Response

Figure 44

Un exemple de représentation finale du filtre numérique est présentée à la figure 45. Cette figure représente un exemple de synthèse résultante des 4 étages du filtre en peigne ainsi que le filtre de compensation FIR.

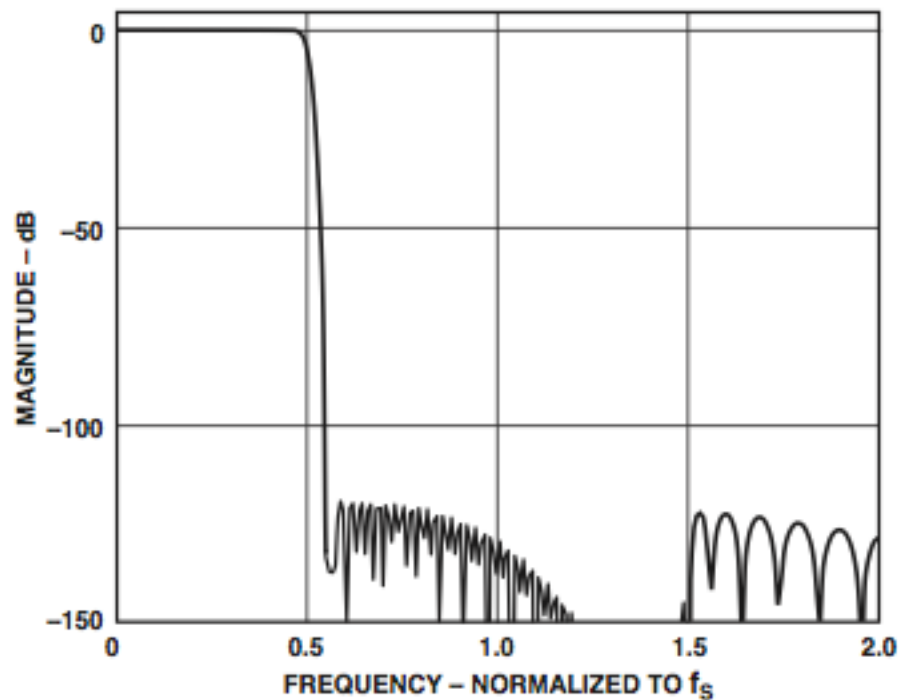


Figure 45

Comme la bande passante est réduite par le filtre numérique de sortie, les données peuvent satisfaire le critère de Nyquist, cela même si elle est inférieure à la fréquence d'échantillonnage d'origine. Ceci est donc accompli en préservant certains échantillons d'entrée et rejetant le reste. Le ratio de décimation M peut avoir n'importe quelle valeur entière, à condition que la fréquence d'échantillonnage de sortie soit plus de deux fois la largeur de bande du signal (figure 46). Si l'entrée a été échantillonnée à F_s , le débit de la sortie filtrée pourra donc être réduit à F_s / M sans perte d'information.

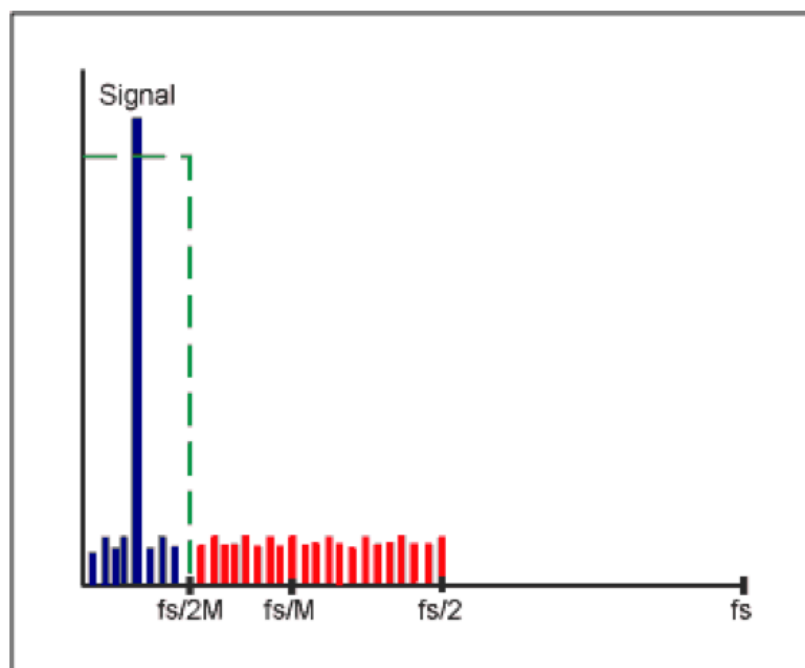


Figure 46

La décimation peut aussi être vue comme une méthode où l'information additionnelle introduite par le suréchantillonnage est à présent supprimée.

Les convertisseurs Delta Sigma cumulent fréquemment la fonction de décimation avec l'étage de filtrage numérique. Cela aboutit à une économie de la puissance de calcul normalement nécessaire. Rappelons que filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) traite simplement une moyenne mobile pondérée des échantillons d'entrée (la pondération dépendant de la valeur des coefficients du filtre). Normalement, il y a une valeur du filtre de sortie pour chaque échantillon en entrée. Si cependant nous souhaitons décimer la sortie du filtre en ré-échantillonnant numériquement avec une F_e plus basse, il n'est alors plus nécessaire d'obtenir une valeur du filtre de sortie pour chaque échantillon en entrée. À la place nous générons des valeurs de sortie du filtre à une F_e d'échantillonnage plus basse, imposée par le facteur de décimation. Nous économisons donc énormément de puissance de calcul.

Si toutefois un filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR) est utilisé, il est nécessaire de calculer un échantillon de sortie pour chaque valeur d'entrée (car le filtre intègre une boucle de contre-réaction). C'est pourquoi la décimation ne pourra pas être réalisée en tant que partie intégrante du filtrage numérique. Pour cette raison, certains ADC delta Sigma utilisent deux étages pour réaliser le filtrage numérique de sortie. Si deux filtres FIR et IIR sont utilisés, la décimation est effectuée dans le premier étage, FIR. Le filtrage final est quand à lui effectué par le filtre IIR. Si deux filtres FIR sont utilisés pour les deux étages, il est généralement plus efficace de répartir la décimation sur les deux filtres (exemple les deux filtres Half band de l'AD1871, voir plus loin dans le document).

De cette analyse il découle que le design d'un convertisseur AN peut être réalisé de différentes manières. Les filtres FIR sont plus adaptés pour effectuer la décimation, sont toujours stables et intègrent une phase linéaire (temps de groupe constant pour la bande passante), ce qui extrêmement important pour les applications audio. Bien qu'ils soient généralement simples à réaliser, ils requièrent généralement plus d'étapes qu'un filtre IIR pour réaliser une fonction de transfert donnée. D'autre part, la boucle de contre réaction du filtre IIR empêche toute possibilité de réaliser une décimation, cependant ce type de filtre est plus efficace (meilleure performance du filtre avec moins de puissance de calcul. La boucle de contre réaction implique une instabilité potentielle de ce type de filtre.

Aussi, le filtre IIR (qui émule étroitement le comportement d'un filtre analogique) a une caractéristique de phase non linéaire, les fréquences ne sont pas donc retardées de la même valeur. À cause de ces problèmes de stabilité les filtres IIR sont finalement plus compliqués à développer.

Filtre FIR :

- Facile à développer
- Décimation aisément intégrée
- Phase linéaire -> retard de groupe constant
- Un grand nombre de coefficients peuvent être nécessaires

Filtres IIR :

- problèmes de stabilité
- Ne peuvent pas intégrer le processus de décimation
- Plus efficace que les filtres FIR
- Réponse en phase non linéaire

Combinaison des deux filtres :

- 2 étages de filtres FIR
- Filtre FIR suivi d'un filtre IIR
- Deux étages de filtres IIR

Exemple AD1871 :

L'AD1871 est un convertisseur delta-Sigma 24 bit, stéréo 96 kHz. Il est produit par Analog Device.

Les filtres de décimation numérique :

Le filtrage et de décimation de l'ADC delta sigma AD1871 est mis en œuvre dans un moteur DSP intégré. La première étape du filtrage est le filtrage Sinc (figure 47), qui a un facteur de décimation sélectionnable, sélectionné par le bit de commande de modulateur d'horloge (AMC). La décimation par défaut issue du filtre Sinc prévoit une réduction du taux d'échantillonnage de 16. Le moteur de filtrage applique ensuite deux filtres Half-Band FIR, filtre à réponse impulsionnelle finie ((figure 48 & 49) et un étage de compensation Sinc qui, ensemble, donnent un facteur de décimation de 8. Le filtre résultant est présenté à la figure 50.

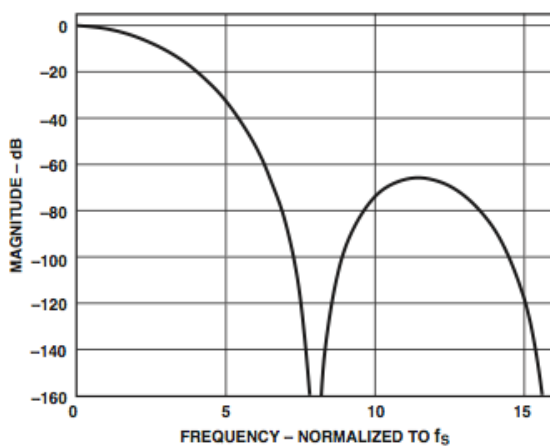


Figure 47

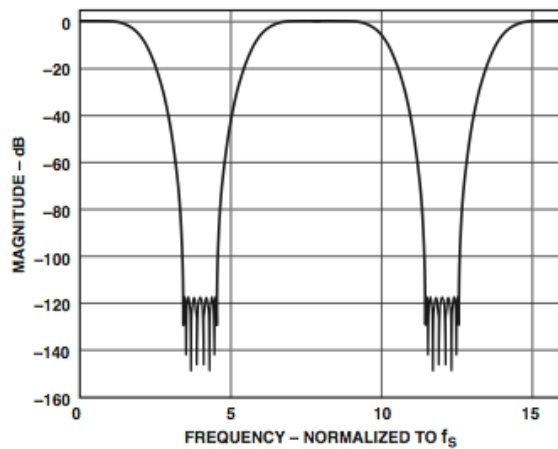


Figure 48

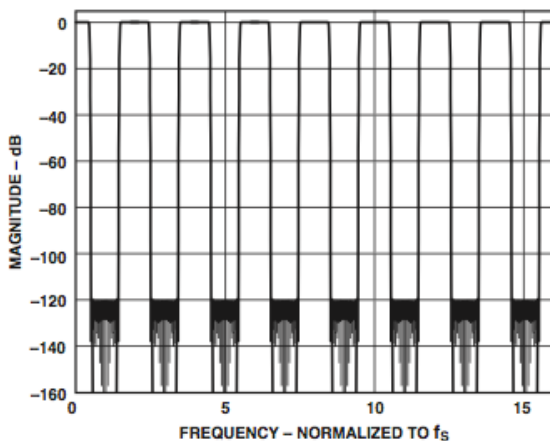


Figure 49

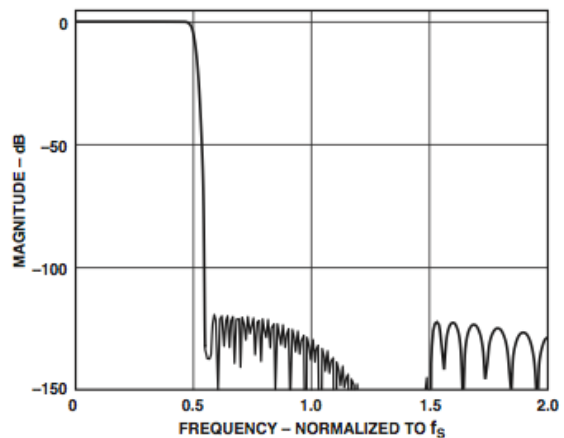


Figure 50

Précision sur les filtres Half-band :

Une méthode non complexe pour réaliser un filtre passe bas numérique est d'utiliser des filtres Half-Band.

Ces filtres sont un cas particulier de filtres passe-bas FIR avec une réponse en fréquence qui a la propriété symétrique suivante (où f_{fs} est la fréquence d'échantillonnage par filtre, ce qui équivaut à $2f_s$ pour un filtre de suréchantillonnage $\times 2$):

$$H(f) = 1 - H(0.5f_{fs} - f)$$

La réponse en fréquence de 1 à $0.25f_{fs}$ et de 0 à $0.25f_{fs}$ est symétrique.

Compte tenu de cette propriété dans un filtre de longueur impaire, chaque coefficient paire, en dehors du coefficient central, est exactement 0 . La figure 51 illustre cette situation. Pour une longueur donnée de FIR on économise près de 50% du nombre de multiplication-accumulation nécessaires.

Ce type de filtre est utilisé pour l'interpolation ou la décimation par un facteur de deux (la symétrie est d'environ la moitié du plus bas taux d'échantillonnage).

Il y a toutefois un inconvénient majeur à l'utilisation seule de ce type de filtre pour la dernière étape de décimation ou la première étape d'interpolation dans un filtre de suréchantillonnage multi-stage. La propriété de symétrie exige qu'à une fréquence de $0.25f_{fs}$ ($0.5f_s$) l'atténuation soit $0,5$. Cela signifie qu'il ne peut pas fournir une atténuation adéquate pour éviter les répliques (aliasing) à proximité de cette fréquence.

Il y a également une restriction issue de l'ondulation de la bande passante.

Cependant ces problèmes ne peuvent pas justifier l'utilisation d'un filtre de deux fois la longueur pour une puissance de traitement équivalente.

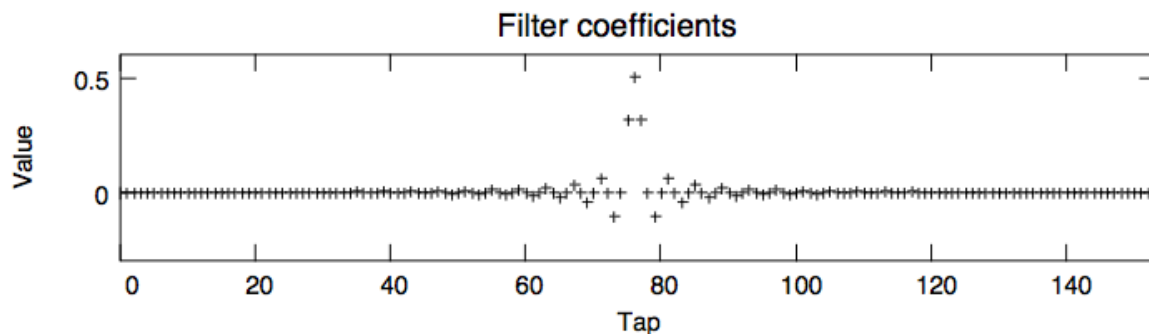


Figure 51

Spécification du filtre numérique de l'AD1871:

Pour les ADC audio tels que le AD1871, le filtre passe bas numérique ne peut pas être implémenté en utilisant la structure standard «multiplication-accumulation » et les technologies des semi-conducteurs actuelles. Par exemple, nous avons besoin d'un filtre qui fonctionne à un taux d'échantillonnage de $3,072\text{ MHz}$ ($64 \times 48\text{ kHz}$), qui est plat jusqu'à 20 kHz et à une bande d'atténuation de 115 dB à $26,2\text{ kHz}$. Si nous intégrons ces spécifications dans un filtre FIR, le nombre de coefficients nécessaires est de 4096 . A une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz , le temps de calcul pris pour le calcul des 4096 coefficients serait de $5,1\text{ ns}$. A cause de la limitation imposée par les semi conducteurs, c'est clairement trop rapide pour la structure standard d'un filtre FIR.

Pour cette raison, nous devons soit utiliser une approche de traitement parallèle ou plusieurs structures multiplication-accumulation seraient exécutées en même temps, ou soit réaliser une approche multi-rate où la décimation est obtenu avec plus d'un étage de calcul.

Pour l'AD 1871 la décimation est obtenue avec plusieurs traitements en série (sinc, filtres Half bands FIR).

Convertisseur Numérique analogique

Le suréchantillonnage et le filtrage numérique facilitent les exigences en terme de performance du filtre anti-repliement précédant l'ADC. Le concept de suréchantillonnage et d'interpolation peut être utilisé de manière similaire avec un DAC de reconstruction. Par exemple, le suréchantillonnage est courant dans lecteurs de CD audio, où le taux de rafraichissement des échantillons est de 44100 sample par seconde. A l'origine, les lecteurs de CD utilisaient des DAC traditionnels et inséraient des "zéros" entre les données, augmentant le taux de rafraichissement des échantillons de 4x, 8x, ou 16x.

Le flux de données x4, x8, ou x16 étaient traités par un filtre d'interpolation numérique afin de rajouter les échantillons supplémentaires. Les taux élevés de suréchantillonnage déplacent les fréquences images plus haut dans le spectre, permettant ainsi l'utilisation de filtre anti-image moins complexes et à moindre coût. Ces filtres ayant une plus grande bande de transition. Ce processus permettant également une augmentation du RSB dans la bande passante du signal.

L'architecture du DAC Delta-Sigma utilise un taux d'échantillonnage beaucoup plus élevé et représente une extension ultime de ce concept. Il est devenu populaire dans les lecteurs de CD modernes.

Le concept même de suréchantillonnage et d'interpolation est aussi utilisé dans les DAC à haute vitesse, dans des applications de communications, assouplissant des exigences sur le filtre de sortie et augmentant le RSB.

Approche traditionnelle :

L'approche traditionnelle pour obtenir des hautes performances et une grande dynamique avec un DAC R/2R est illustrée à la figure 52. De part la nature interne, binaire, du convertisseur numérique-analogique, les transitoires issus du code, ou glitches, produisent des distorsions harmoniques dans le spectre de sortie du convertisseur. Une technique appelée segmentation peut grandement minimiser ces effets. Pour obtenir le spectre en fréquence le plus pur, les glitches peuvent être supprimés avec un circuit échantillonneur bloqueur ayant pour but de maintenir la sortie du DAC. Cette technique peut éliminer les glitches issus des transitoires du code (c.a.d. les distorsions harmoniques). Un filtre passe-bas (moyenueur) est requis à la sortie de l'échantillonneur bloquer pour éviter l'aliasing est moyenner la sortie. On utilise ici les mêmes considérations que pour la définition du filtre antialiasing utilisé dans l'ADC.

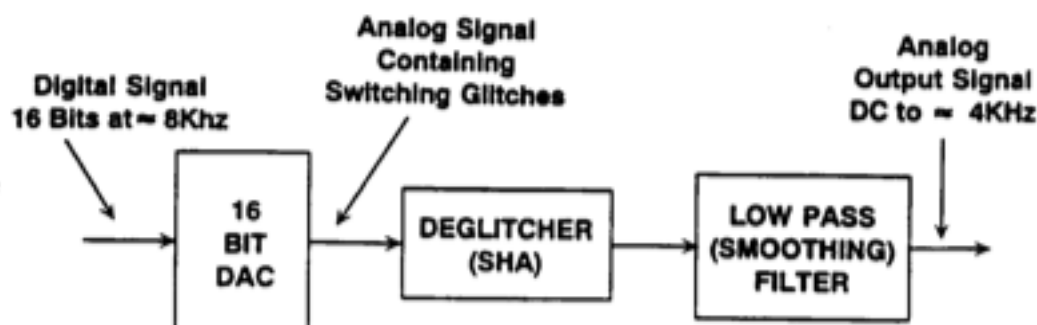


Figure 52

Spectre de sortie d'une DAC traditionnel :

La sortie d'un DAC traditionnel peut être représentée comme une série d'impulsions rectangulaires dont leur largeur est égale à la période d'échantillonnage.

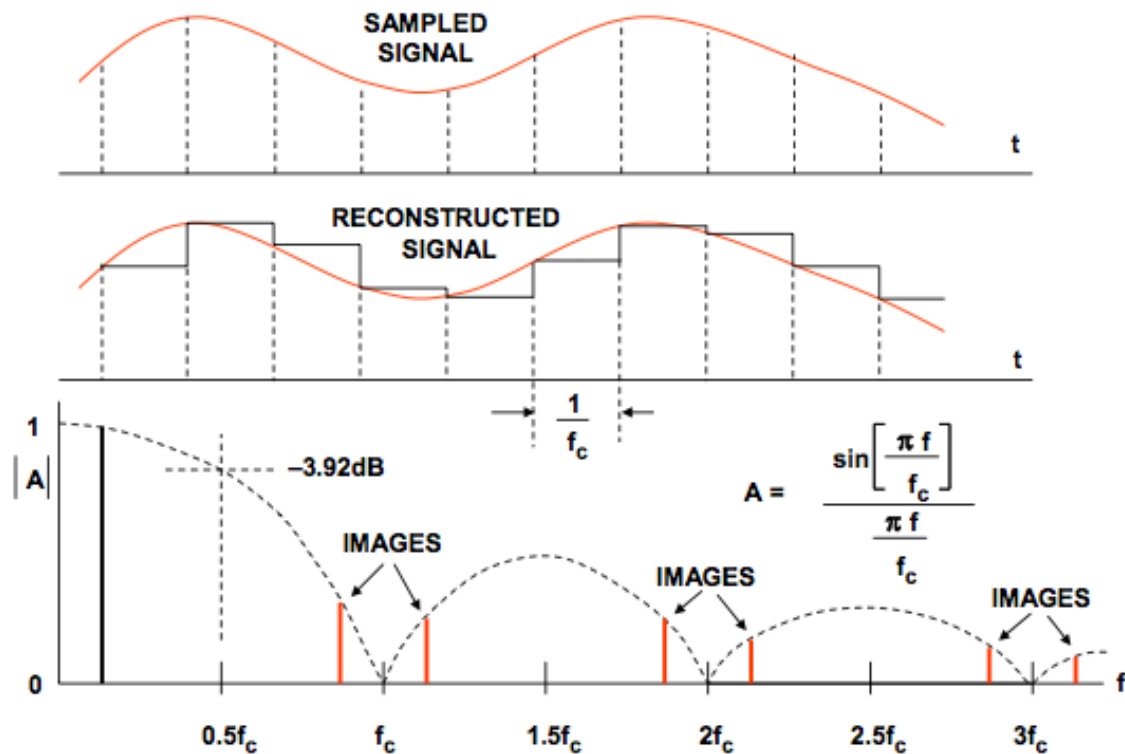


Figure 53

Notons que l'amplitude du signal reconstruit a perdu 3,93 dB à la fréquence de Nyquist. Une fonction $\text{Sin}(x)/x$ peut être utilisée pour compenser cette atténuation si nécessaire. Les images du signal fondamental issues de l'échantillonnage apparaissent atténuées par la fonction $\text{sin}(x)/x$.

DAC avec suréchantillonnage et filtre d'interpolation :

Le concept de base d'un ADC à suréchantillonnage/interpolation est représenté sur la figure 54. Les mots de N bits de données en entrée sont reçus à une fréquence d'échantillonnage F_c . Le filtre numérique d'interpolation est cadencé à une fréquence de suréchantillonnage de KFC (pas le restau hein !?), et insère les points de données supplémentaires. Les effets sur le spectre de fréquence de sortie sont illustrés dans la figure 54. Dans le cas de Nyquist (A), les exigences sur le filtre analogique anti-image peuvent être très problématiques. Grâce au suréchantillonnage et à l'interpolation, ces exigences sont fortement assouplies comme indiqué en (B). Aussi, le bruit de quantification est réparti sur une bande plus large par rapport à la bande passante du signal original, cela se traduit par une amélioration du rapport signal sur bruit dans la bande passante. En doublant la fréquence d'échantillonnage d'origine ($K = 2$), une amélioration de 3 dB est obtenue, et en faisant $K = 4$, une amélioration de 6 dB est obtenue. A l'origine, les lecteurs de CD ont profité de cela, et ont généralement effectué les calculs dans le filtre numérique à plus de N-bits. Aujourd'hui, la plupart des DAC dans les lecteurs de CD sont de types de Delta-Sigma.

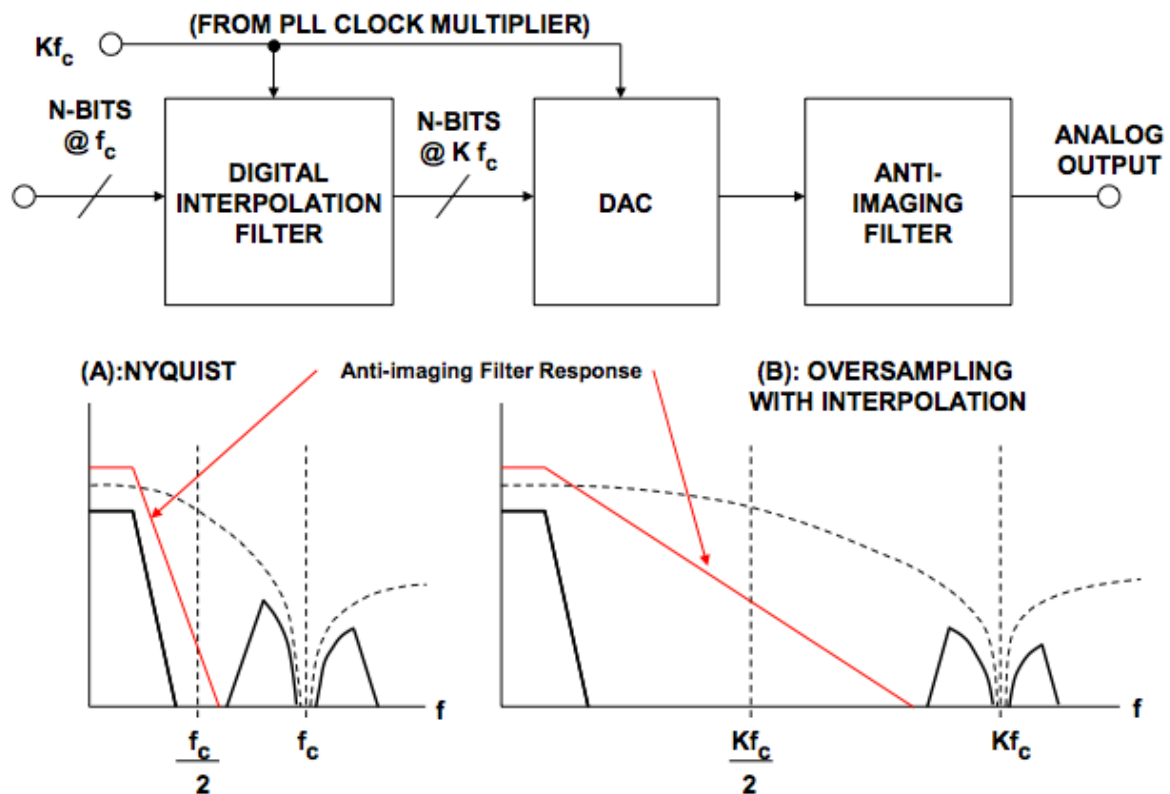


FIGURE 54

Le suréchantillonnage permet donc d'assouplir la raideur de la pente nécessaire dans la bande d'atténuation du filtre, comme nous l'avons vu précédemment dans le filtre antialiasing de l'ADC. Des suréchantillonnages x2, x4, x8 sont communément utilisés dans les lecteur de disques compact qui utilise les convertisseur NA R/2R 16, 18 et 20 bits.

Les principaux éléments utilisés pour implémenter un DAC Delta-Sigma sont illustrés à la figure 55.

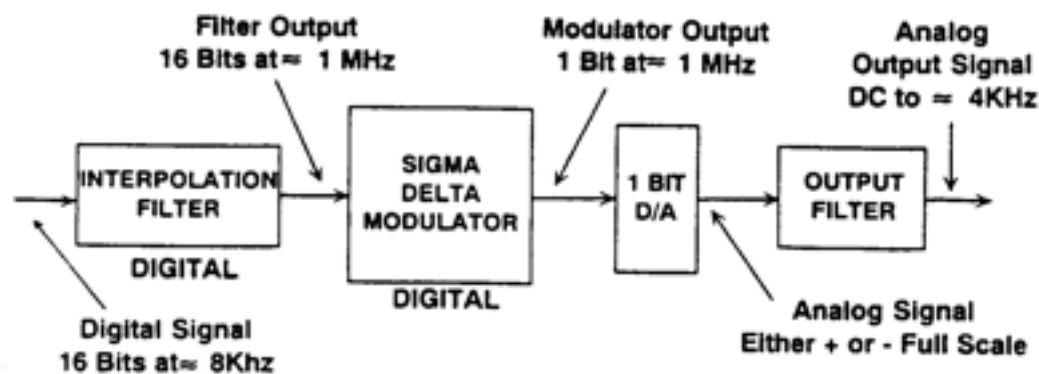


Figure 55

L'exemple illustré ici est pour un DAC 16 bits avec une F_e de 8 kHz pour reproduire la voix humaine ayant une bande passante de 4 kHz. Une séquence 16 bits est traitée au travers d'un filtre numérique d'interpolation où la fréquence d'échantillonnage est augmentée à 1,024 MHz, ce qui correspond à un facteur de suréchantillonnage de 128. Ce procédé peut être vu comme la reconstruction d'un nouveau signal numérique à haute F_e à partir d'un F_e plus basse. Le Figure 56 montre l'interpolation d'un signal discret par un facteur 4. Le signal d'entrée $x(m)$ est étendu par l'insertion de 3 échantillons de valeur 0 entre les échantillons de données. Le signal résultant $w(m)$ passe dans un filtre passe bas

pour produire $y(m)$ dont la F_e est augmentée d'un facteur 4.

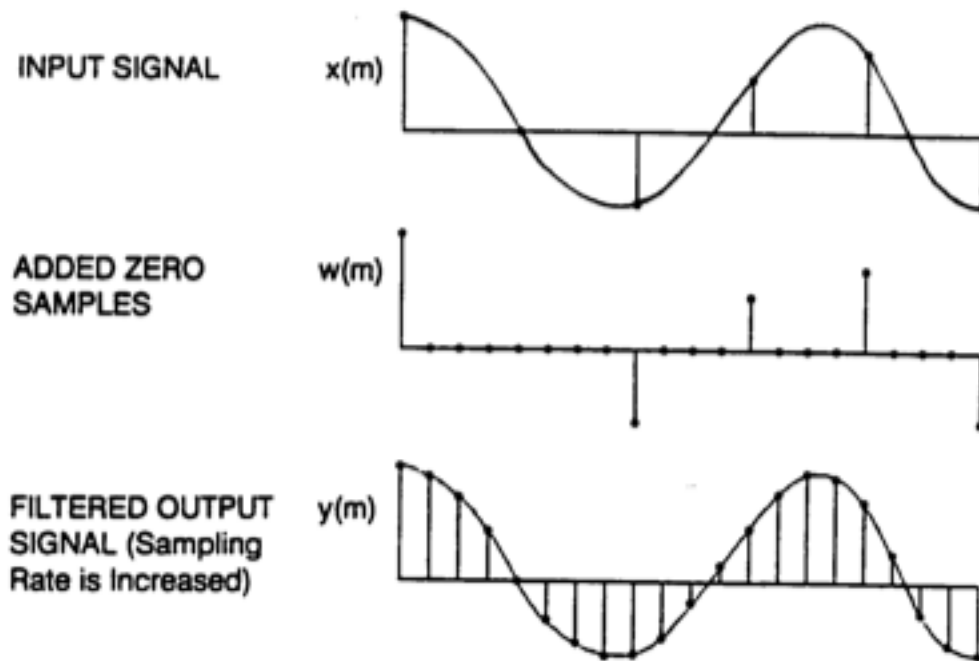


Figure 56

La sortie numérique du modulateur delta sigma effectue un « Noise Shaping » sur le signal 16 bit 1,024 MHz et réduit la résolution à 1 bit. A la différence du modulateur delta sigma de l'ADC, celui-ci est numérique. La fonction de transfert est implémentée dans le domaine discret avec un filtre IIR (Réponse impulsionnelle infinie). Ce filtre numérique effectue le même traitement que le modulateur analogique de l'ADC, où l'entrée passe dans un filtre passe bas et le bruit dans un filtre passe haut (Noise Shaping).

Filtre d'interpolation :

Revenons sur la fonction d'interpolation présente en début de chaîne, dont le schéma bloc est présenté ci-dessous :

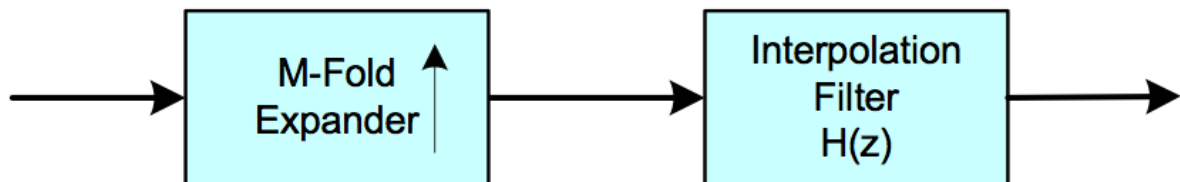


Figure 57

D'une part le signal est suréchantillonné d'un facteur M , et d'autre part un filtre d'interpolation vient reconstruire chaque échantillon à la nouvelle fréquence d'échantillonnage.

L'interpolation va être réalisée par un filtre passe-bas numérique.

Modulateur delta sigma numérique :

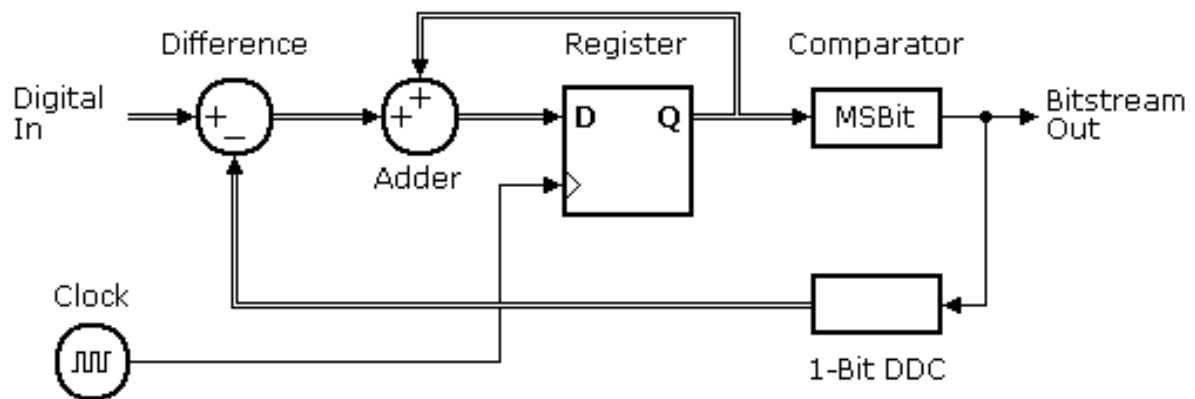


Figure 58

Comme il est le cas dans l'ADC, la sortie numérique est inexploitable tant qu'elle n'est pas moyennée par un filtre passe bas. Il est également nécessaire de supprimer le bruit repoussé vers les hautes fréquences (Noise Shaping). De plus, il est également nécessaire d'atténuer toutes les répliques du spectre au delà de la fréquence de Nyquist ($F_e/2$). Le filtre moyennneur analogique effectue ce traitement, généralement en plusieurs étapes. Il est important que le design de ce filtre soit en adéquation avec la finalité du convertisseur. Par exemple, un DAC audio requiert une réponse en amplitude et une phase préservées, tout en ayant un filtre passe bas atténuant les hautes fréquences. En moyennant le le flux de 1 bits, nous retrouvons notre signal analogique original, en bleu dans la figure 59 :

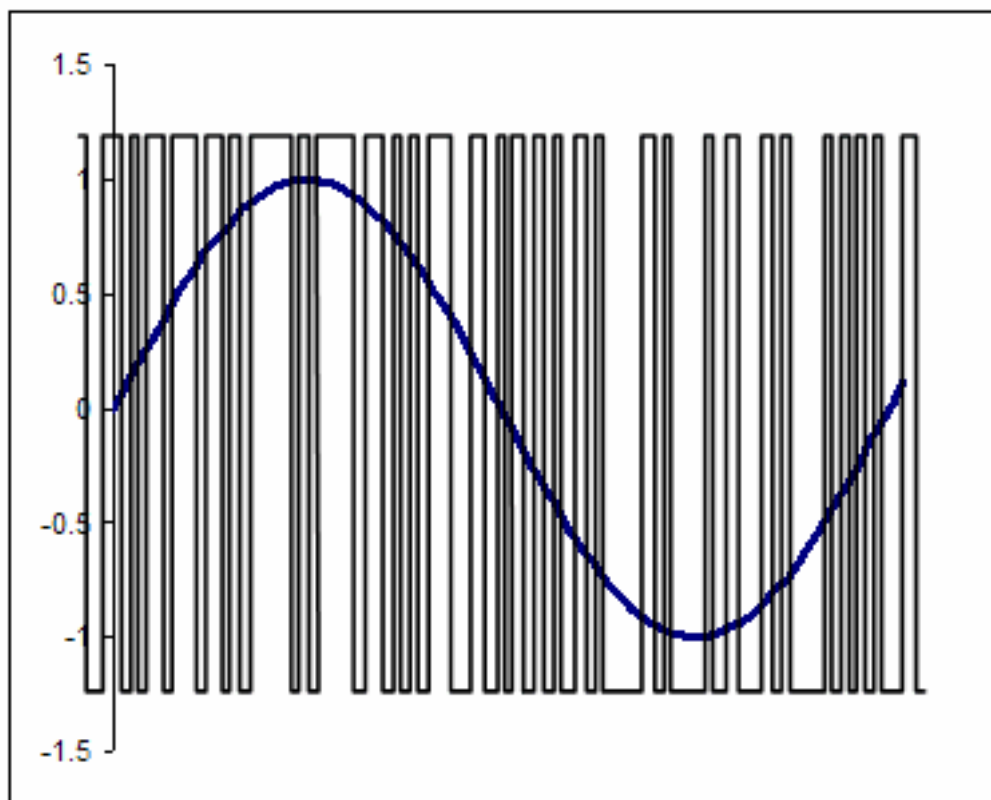


Figure 59