

Amélioration des performances des convertisseurs A/N

par J. NEAL et J. SURBER (*)

De nouveaux convertisseurs analogique-numérique rapides, utilisant le codage flash, apparaissent sur le marché de plus en plus fréquemment, donnant quelquefois l'impression qu'ils offrent la solution parfaite et ultime pour les systèmes de conversion. Malheureusement, dans certaines applications, ces convertisseurs ne répondent pas intégralement aux attentes de l'utilisateur.

Les auteurs ont pensé qu'il était possible d'améliorer les performances des convertisseurs A/N flash en leur adjoignant un échantillonneur-bloqueur sur leur entrée. L'étude qui a été menée prouve, sans doute possible, que cette thèse est correcte. L'amplitude de l'amélioration des performances est remarquable aussi bien pour des vitesses d'encodage faibles que pour des vitesses rapides ; même pour des convertisseurs-flash de faible résolution (6 bits) cette amélioration est sensible.

Cet article explique pourquoi un convertisseur A/N-flash bénéficie du conditionnement de signal apporté par un échantillonneur bloqueur. Il décrit deux méthodes de test pour vérifier l'amélioration des performances et donne les critères de choix de l'échantillonneur-bloqueur à utiliser en tête d'un convertisseur A/N-flash.

Pourquoi les convertisseurs-flash ont-ils besoin d'échantillonneurs-bloqueurs ?

Traditionnellement les convertisseurs-flash ont été utilisés sans échantillonneurs-bloqueurs car les registres internes aux convertisseurs réalisent la fonction d'un échantillonneur-bloqueur. Cependant, il existe des avantages à conditionner le signal par un échantillonneur-bloqueur extérieur avant son entrée sur le convertisseur (fig. 1).

La fonction d'un échantillonneur-bloqueur est de suivre toutes les variations d'un signal analogique d'entrée dans le mode « suiveur » (« track ») et de mémoriser périodiquement un

échantillon instantané de ce signal dans le mode « bloqueur » (« hold ») en vue d'un traitement complémentaire de ce signal.

Cette fonction « suiveur » / « bloqueur » s'opère sur chaque cycle de conversion, le composant se trouvant en mode « suiveur » la plupart du temps, le passage du mode « suiveur » au mode « bloqueur » s'opérant sur un flanc de transition, synchrone de la commande de conversion (« encode command »).

Le flanc descendant de cette commande ramenant le système en mode « suiveur ». Cette caractéristique de l'échantillonneur-bloqueur de transposer un signal analogique variant rapidement en un signal continu est le point fondamental qui fait de ce composant un compagnon utile au convertisseur-flash pour en améliorer les performances.

Tous les convertisseurs A/N-flash comportent 2^{N-1} comparateurs (N étant la résolution du convertisseur) pour effectuer une conversion parallèle. Mais ces différents comparateurs (cellules de comparaison) ont des caractéristi-

ques ou imperfections qui dégradent les performances du convertisseur-flash lorsque la fréquence du signal analogique d'entrée augmente et/ou lorsque la fréquence d'encodage augmente. La figure 2 donne le schéma simplifié d'une cellule de comparaison.

Chacun de ces comparateurs reçoit sur l'une de ses entrées le signal analogique à convertir, et, sur l'autre, un signal de référence. Cette tension de référence, ou seuil de basculement, est différente pour chaque comparateur et est déterminée par division d'un signal de référence interne ou externe sur un réseau de résistances.

Comme indiqué précédemment, tous les convertisseurs-flash ont des capacités parasites intrinsèques qui affectent leur fonctionnement pour des signaux analogiques d'entrée variant rapidement. Ces capacités caractéristiques conduisent à 2 types de problèmes :

- ceux qui sont relatifs à l'entrée analogique,
- ceux qui sont relatifs à l'entrée référence.

La capacité sur l'entrée analogique (Cai) de chaque comparateur est déterminée principalement par la capacité de la jonction base-émetteur du transistor constituant la première moitié de la paire différentielle.

La valeur de cette capacité varie en fonction de la polarisation de cette jonction, la capacité d'une jonction polarisée en directe étant plus forte que la capacité d'une jonction polarisée en inverse.

La capacité totale ramenée à l'entrée analogique du convertisseur est la somme des capacités individuelles de chacune des cellules de comparaison.

En conséquence, la capacité totale dépend de l'amplitude du signal d'entrée puisque cette amplitude détermine le nombre de comparateurs qui sont actionnés.

En d'autres termes, le nombre de comparateurs actionnés détermine le nombre de jonctions base-émetteur qui vont affecter le signal d'entrée. Cette capacité peut varier de 30 pF à 120 pF suivant les composants. Un « buffer » de courant placé sur l'entrée permet de s'affranchir assez facilement des effets de cette capacité. Par contre ce « buffer » n'a que très peu d'effet pour les capacités associées à l'entrée référence.

(*) Jerry Neal ingénieur Marketing et Jim Surber ingénieur d'Application à la Division Computer Labs d'Analog Devices INC. Traduction de Jean Philippe Champagne, Directeur Marketing Composants à Analog Devices France.

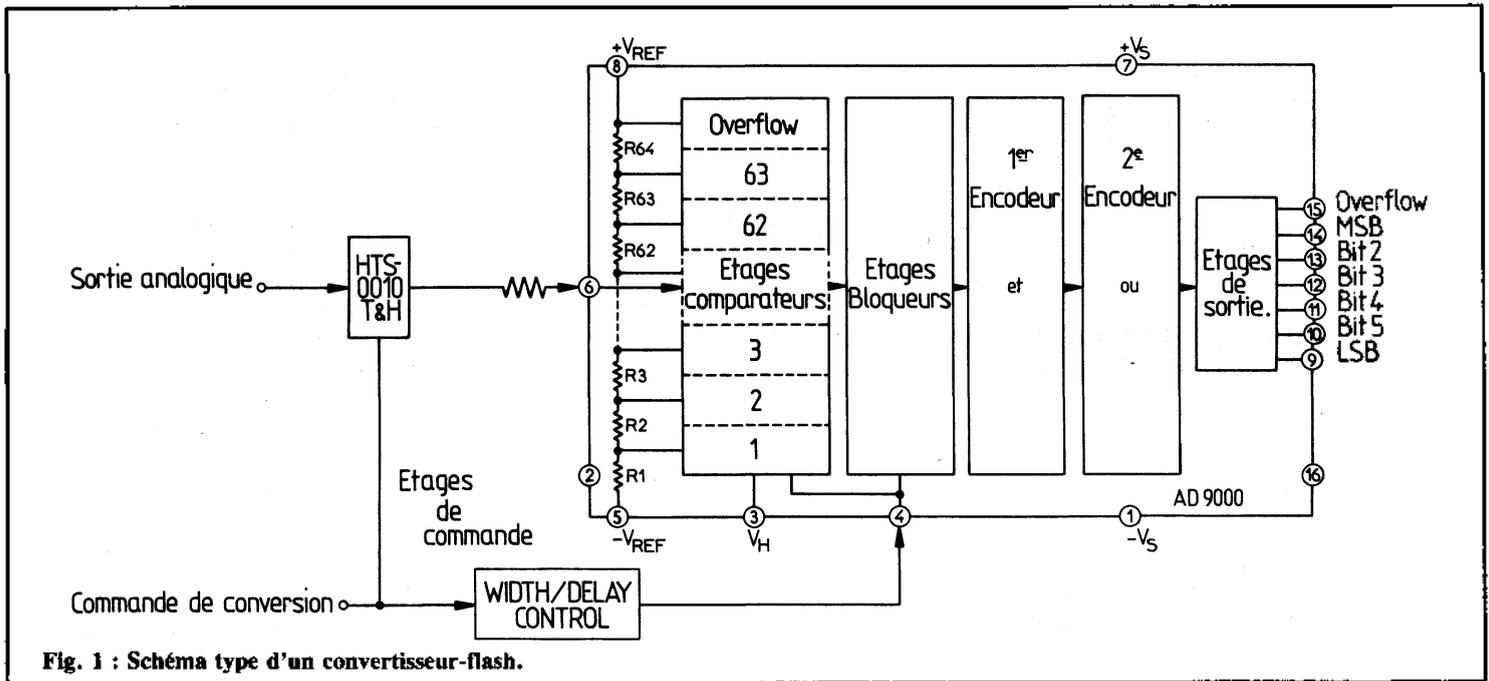


Fig. 1 : Schéma type d'un convertisseur-flash.

Le transistor de la deuxième moitié de la paire différentielle sur chaque comparateur est l'entrée de référence. Il est sujet aux mêmes variations de capacité base émetteur (C_{ri}) que son homologue sur l'entrée analogique, mais d'autres facteurs entrent en jeu pour cette entrée référence.

Comme le montre la figure 3, la charge de chaque capacité individuelle C_{ri} se fait au travers du réseau de résistances. Ce chemin de charge constitue un réseau RC pour l'entrée référence; et cette constante de temps tend à s'opposer aux changements rapides de courant circulant dans le réseau de résistance. Cette opposition (ou plus exactement cette réactance capacitive) est une impédance qui apporte une distorsion sur la division du signal de référence au travers du réseau de résistances.

La valeur de cette réactance capacitive sur l'entrée référence de chaque comparateur est fonction de :

- 1°) la fréquence du signal analogique d'entrée,
- 2°) la tension d'entrée vue par le comparateur,
- 3°) la position relative du comparateur dans le réseau.

Quand des signaux rapides sont appliqués sur l'entrée du convertisseur, l'erreur de linéarité du réseau de comparateurs augmente à cause de la variation de réactance capacitive dans le réseau de comparaison.

De plus, des erreurs supplémentaires peuvent être occasionnées, par un couplage au travers des capacités C_{ri} , du bruit généré par les commandes de « strobe ». Bien que ce même bruit apparaisse également sur l'entrée analogique du comparateur, la différence des impédances sur les deux entrées

se traduit par un déséquilibre entre les deux entrées du comparateur.

L'un des moyens les plus efficaces pour équilibrer ces impédances au niveau des comparateurs est d'insérer une résistance externe sur l'entrée du convertisseur (se reporter à la figure 1). Ceci améliore la réjection de mode commun pour les signaux parasites et améliore également la linéarité du réseau de comparateurs. Typiquement la valeur de cette résistance sera égale à 1/4 de la valeur totale de la résistance du réseau.

Une autre source d'erreur potentielle de conversion dans les convertisseurs-flash est due aux retards apportés par les comparateurs. Chaque comparateur du réseau peut être considéré comme ayant un retard en série avec les entrées respectives du registre. L'amplitude de ce retard, pour chaque comparateur, est déterminée par les imperfections inhérentes à chaque comparateur, par l'implantation des composants sur la puce ainsi que par la fréquence des signaux de mémorisation (« strobe »).

Pour des entrées analogiques lentement variables les variations de ces temps de retard entre comparateurs n'apportent pas de problèmes significatifs. Mais au fur et à mesure que la fréquence du signal d'entrée augmente les disparités des temps de retard entre comparateurs peuvent conduire à des codes manquants ainsi qu'à des erreurs importantes de linéarité différentielle. Ces erreurs dépendent à la fois de la vitesse de variation du signal (« slew rate ») ainsi que du sens de variation de ce signal.

Sur de nombreux convertisseurs-flash cette erreur est définie d'une façon ambiguë sous la forme de « aperture

uncertainly » ou « jitter ». Cette terminologie est souvent trompeuse car elle n'indique pas si le « jitter » inclut ou non les variations de temps de retard entre les différents comparateurs. Ce malentendu devient relativement évident lorsque l'on exprime mathématiquement la bande passante maximale d'un convertisseur-flash en fonction de son « aperture jitter ».

Si l'on suppose une tolérance maximale de 1/2 LSB maximal au niveau du convertisseur, la formule qui déter-

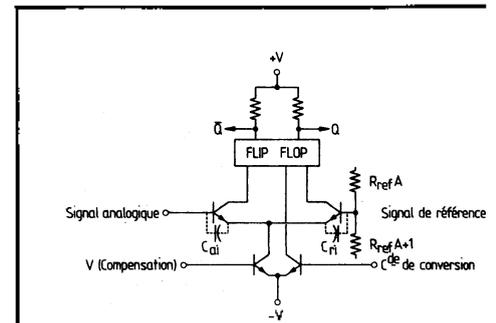


Fig. 2 : Cellule de comparaison d'un convertisseur-flash.

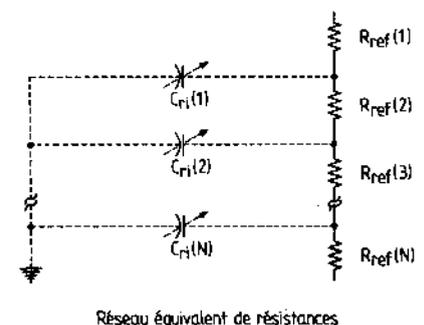


Fig. 3 : Réseau de résistance équivalent.

mine la vitesse de variation maximale (slew rate) du signal d'entrée est donnée par :

Maximum « slew rate » =

$$\frac{d_v}{d_t} = \frac{1/2 \text{ LSB}}{\text{« aperture jitter »}}$$

La variation maximale d'un signal sinusoïdal se produit au voisinage du passage à 0, en conséquence, la fréquence maximale du signal d'entrée en fonction du « aperture jitter » est donnée par :

$$\frac{d_v}{d_t} = V_o \omega \cos \omega t,$$

$$\text{ou } \frac{d_v}{d_t \text{ max}} = V_o \omega = 2 \pi f$$

et...

$$f \text{ max} = \frac{d_v}{d_t 2 \pi V_o}$$

dans laquelle :

- $f \text{ max}$ = fréquence maximale d'entrée,
- $d_v = 1/2 \text{ LSB}$,
- $d_t = \text{« aperture jitter »}$,
- $V_o = \text{valeur crête du signal d'entrée}$.

Il est facile d'appliquer cette formule au monde réel pour un convertisseur-

flash dont les spécifications seraient 2V pour le signal d'entrée avec un « aperture jitter » de 30 picosecondes. La formule ci-dessus semblerait indiquer une bande passante maximale pour le signal d'entrée de 20,7 MHz. En réalité un tel convertisseur est en général spécifié par le constructeur pour une bande passante de 7 MHz seulement.

Cette disparité entre la valeur calculée basée sur la spécification du « aperture jitter » donnée par le constructeur et la bande passante spécifiée par ce même constructeur indique clairement que cette donnée (« aperture jitter ») n'est pas une mesure réaliste des variations de temps de retard entre les différents comparateurs d'un même convertisseur flash.

L'évaluation des performances de plusieurs convertisseurs de différents fabricants conduit à la conclusion indiscutable que ces variations de temps de retard sont plutôt de l'ordre de 200 à 300 picosecondes, la grandeur indiquée sur les spécifications en terme d'« aperture jitter » exprimant plutôt la répétabilité du temps de retard que la variation de ce temps de retard entre les différents comparateurs d'un même convertisseur.

Un échantillonneur-bloqueur sur l'entrée d'un convertisseur-flash élimine les effets des erreurs décrites ci-dessus en « figeant » le signal d'entrée pendant le temps nécessaire à la

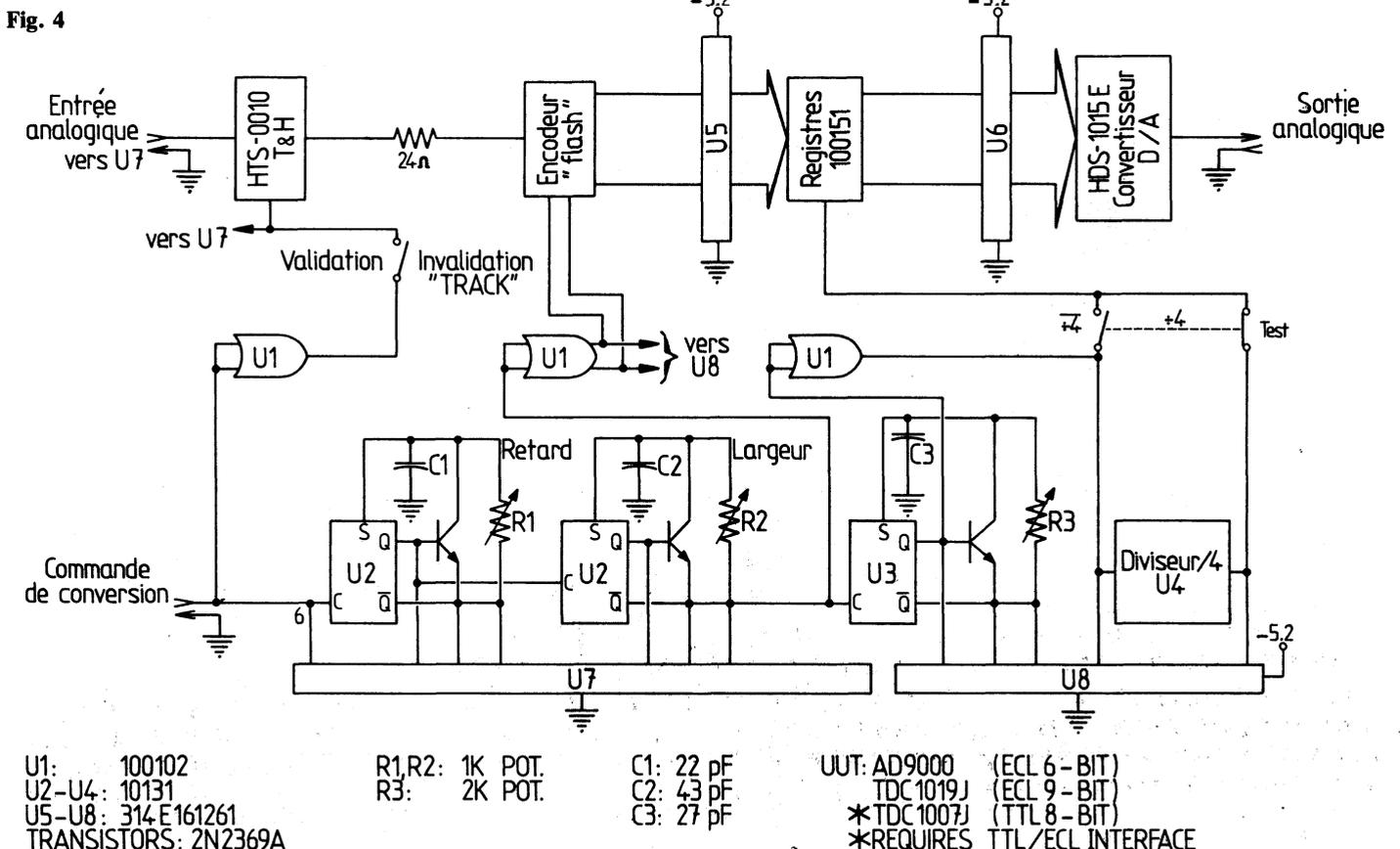
décision des comparateurs ; il permet la charge (ou la décharge) des capacités d'entrée des comparateurs à signal d'entrée constant.

Dans ces conditions, la précision de la conversion dépend maintenant des caractéristiques de l'échantillonneur-bloqueur, lequel est, par construction beaucoup plus rapide que le convertisseur-flash. Le HTS-0010 d'Analog Devices par exemple est spécifié pour une incertitude sur le temps d'ouverture (« aperture jitter ») de 5 ps par comparaison aux 50 ps d'incertitude sur un convertisseur-flash traditionnel.

Il est important de remarquer que l'échantillonneur-bloqueur utilisé en tête d'un convertisseur-flash n'a pas d'effet sur le temps de conversion du convertisseur-flash lui-même. Il permet simplement à ce convertisseur de numériser des signaux analogiques de fréquence plus élevée. Le temps de conversion total échantillonneur-bloqueur + convertisseur est facile à calculer lors de l'étude du système global.

Mesures comparatives des performances

L'amélioration des performances apportée par l'adjonction d'un échantillonneur-bloqueur à un convertisseur-flash peut-être démontrée en mesurant la linéarité alternative de l'ensemble. Les deux tests qui ont été utilisés sont :



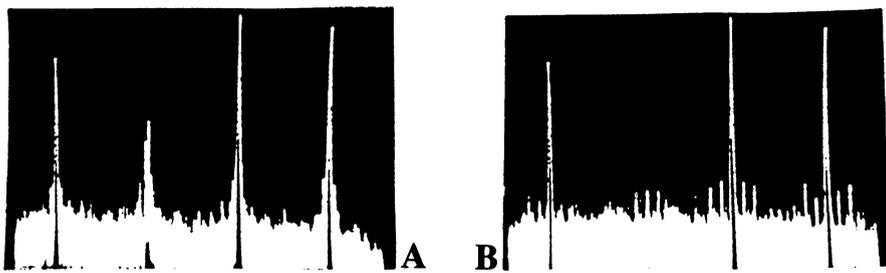


Fig. 5 : Numérisation d'un signal de 10 MHz avec une fréquence d'encodage de 25 MHz. En (A) avec l'échantillonneur bloqueur inactif; en (B) avec l'échantillonneur bloqueur actif.

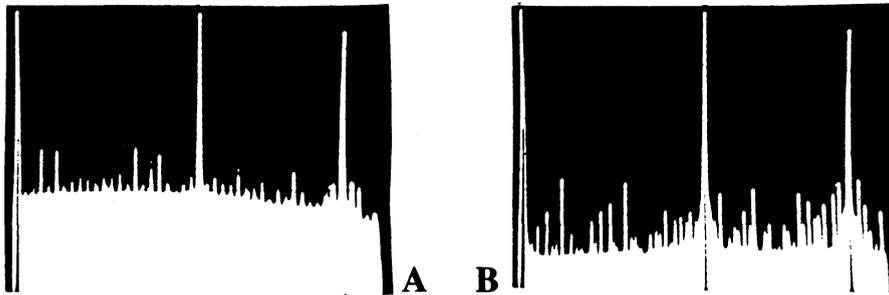


Fig. 6 : Test de distorsion harmonique avec un signal d'entrée de 5 MHz et une fréquence d'encodage de 14 MHz. En (A) sans échantillonneur bloqueur; en (B) avec échantillonneur bloqueur.

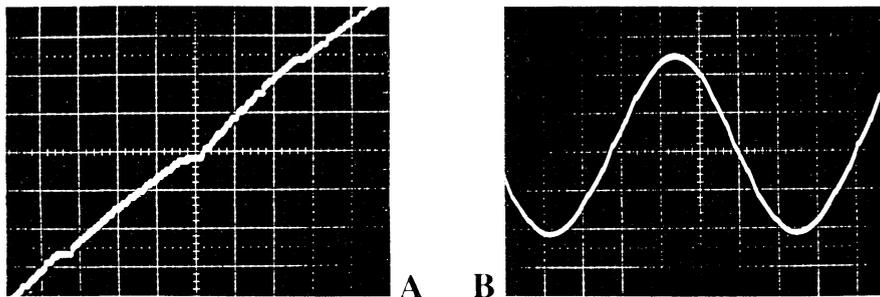


Fig. 7 : Erreur de linéarité (A) et signal de sortie correspondant (B) d'un signal d'entrée 9,998 MHz observés sans échantillonneur bloqueur.

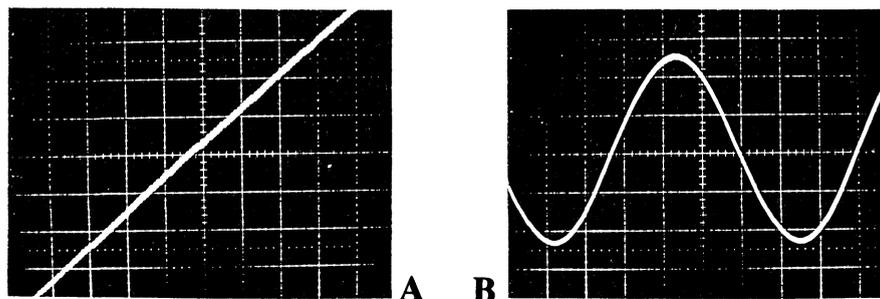


Fig. 8 : Erreur de linéarité (A) et signal de sortie correspondant (B) d'un signal d'entrée à 9,998 MHz observé avec un échantillonneur bloqueur.

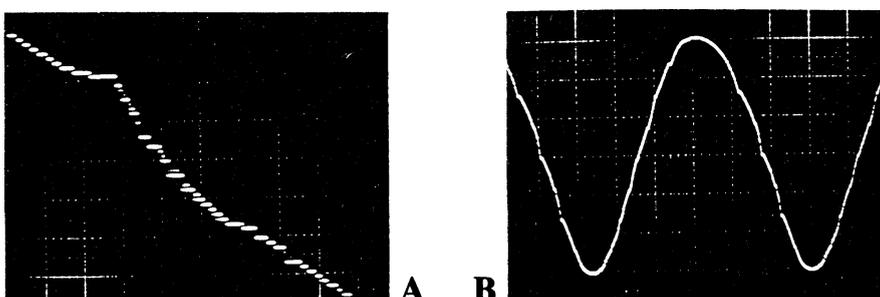


Fig. 9 : Erreur de linéarité (A) et signal de sortie (B) correspondant à un signal d'entrée de 19,998 MHz, observés sans échantillonneur bloqueur.

- l'analyse de distorsion harmonique,
- les fréquences de battements.

Ces deux techniques ont démontré l'amélioration significative des performances par l'adjonction d'échantillonneurs-bloqueurs quelle que soit la résolution du convertisseur-flash et quelle que soit la vitesse d'encodage.

La mesure de distorsion harmonique est faite à partir d'un analyseur de spectre en temps réel. Le système de mesure est décrit sur la figure 4. Il utilise un appareil *Hewlett Packard* modèle 8553 BRF.

L'ordre de conversion (encode command) est utilisé pour piloter l'échantillonneur-bloqueur au travers du registre U1, le rapport cyclique déterminant la durée du temps de mémorisation. Les commandes de « strobe » nécessaires au convertisseur-flash sont générées par des monostables permettant l'ajustement de la séquence ainsi que la durée de ces différents signaux.

GLOSSAIRE TECHNIQUE

L'échantillonneur-bloqueur est un composant complexe, auquel se rattache une terminologie souvent esotérique. Aussi, l'utilisateur devra-t-il se familiariser avec les termes techniques explicites ci-après avant de se lancer dans l'application de ces produits. La terminologie américaine est donnée en rappel de chaque terme pour mémoire.

TEMPS D'ACQUISITION (Acquisition Time)

C'est le temps total nécessaire à la sortie de l'échantillonneur-bloqueur pour atteindre sa valeur finale lors du passage du mode « bloqueur » (« Hold ») au mode « suiveur » (« Track » ou « Sample »).

Cette valeur est une indication de la fréquence à laquelle on peut procéder au rafraîchissement de l'information de sortie. Le temps d'acquisition inclut les retards générés au niveau des commutations, les limitations dues au temps de montée des amplificateurs, ainsi que le temps de stabilisation à une précision donnée.

TEMPS D'OUVERTURE [Aperture (delay) time]

C'est le temps nécessaire aux commutateur(s) interne(s) pour être réellement ouvert(s) après une commande de « Hold ». La tension analogique échantillonnée se trouve donc décalée par rapport à la valeur de tension présente sur l'entrée au moment de la commande « Hold ».

En pratique, la commande de « Hold » peut être avancée dans le temps pour prendre en considération ce retard d'ouverture qui, pour un composant donné, ne devrait pas varier d'un

Les registres U5 à U8 sont simplement des translateurs ECL compatibles avec les grandes vitesses utilisées dans cet équipement. A la sortie du système de test un convertisseur N/A 10 bits compatibles ECL permet la reconstruction du signal.

Les performances de ce dernier convertisseur sont déterminées de telle sorte qu'il n'apporte pas d'erreur significative au système de test. La bande passante d'échantillonnage de l'analyseur de spectre a été limitée volontairement à KH_3 pour améliorer les caractéristiques dynamiques et rendre plus aisée l'interprétation des mesures. Si la bande passante n'est pas limitée le bruit de quantification peut masquer les harmoniques et rendre plus difficile la détermination de leur amplitude.

Dans le test de distorsion harmonique le convertisseur-flash numérise un signal sinusoïdal de différentes fréquences, le convertisseur N/A reconstruit le signal analogique d'entrée. Ce

échantillonnage a l'autre. Puisque cette erreur est compensable, le temps d'ouverture n'ajoute pas d'erreur au signal échantillonné.

INCERTITUDE D'OUVERTURE [Aperture Uncertainty (Jitter)]

C'est la variation du temps d'ouverture d'un échantillonnage à l'autre. Cette variation est causée par le bruit, les décalages de phases ainsi que d'autres facteurs imprévisibles. C'est donc un phénomène aléatoire qui ne peut être compensé. Il peut causer des erreurs significatives sur la valeur mémorisée du signal d'entrée d'un échantillonnage à l'autre.

C'est un paramètre critique de l'échantillonneur-bloqueur dans les applications rapides.

BANDE PASSANTE [Bandwidth]

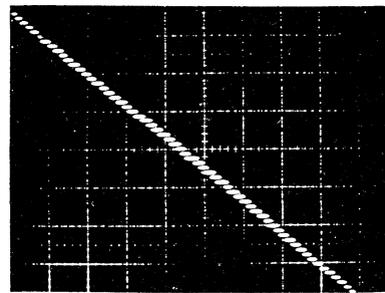
C'est la fréquence maximale, exprimée généralement en mégahertz, qui peut être transmise par le composant avec une atténuation inférieure ou égale à 3 dB.

VITESSE DE FUITE [Droop Rate]

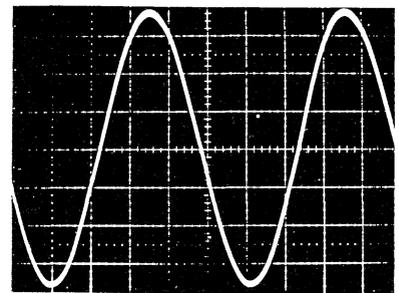
C'est la vitesse à laquelle l'information mémorisée à la sortie de l'échantillonneur-bloqueur change dans le temps, celui-ci étant en mode « bloqueur ». Ce changement est la conséquence des courants de fuite et des courants de polarisation fournis ou absorbés par la capacité de stockage. Si la vitesse de fuite est donnée dans les spécifications, son sens ne l'est pas car il peut varier d'un composant à l'autre.

REJECTION SERIE [Feedthrough Rejection]

C'est une mesure de la partie du signal d'entrée transmise à la sortie lorsque le composant est en mode « bloqueur ». Cette valeur, généralement exprimée



A



B

Fig. 10 : Erreur de linéarité (A) et signal de sortie (B) correspondant à un signal d'entrée de 19,998 MHz observés avec échantillonneur bloqueur.

signal reconstruit est ensuite analysé en termes de composantes spectrales. Dans le premier test un convertisseur-flash 6 bits (AD-9000 de *Analog Devices*) est utilisé pour numériser un signal sinusoïdal de 10 MHz avec une fréquence d'encodage de 25 MHz (fig. 5).

en décibels d'atténuation par rapport à la pleine échelle du signal d'entrée, est causée par un couplage capacitif entrée sortie au niveau des commutateurs.

GLITCHES

Voir « Transitoires ».

TRANSFERT DE CHARGE [Pedestal]

C'est la charge transmise à la capacité de stockage, au travers de capacités parasites, par le signal de commande lors du passage du mode « Suiveur » au mode « Bloqueur ». Pour un composant donné et pour une forme de signal de commande donnée, ce transfert de charge, généralement exprimé en millivolts, est constant et peut donc être compensé.

ECHANTILLONNEUR- BLOQUEUR [Sample Hold Amplifier]

Composant destiné à échantillonner, sur une base périodique ou aléatoire, un signal analogique d'entrée et à le mémoriser sur un temps relativement long. Généralement, l'échantillonneur-bloqueur est le plus souvent en mode « Bloqueur » et ne passe en mode « Échantillonneur » que pour acquérir une nouvelle valeur du signal d'entrée. (Voir pour comparaison « Suiveur-Bloqueur »).

TEMPS D'ETABLISSEMENT [Settling Time]

C'est le temps nécessaire à la sortie de l'échantillonneur bloqueur pour atteindre sa valeur finale, à une précision donnée, lors du passage du mode « Suiveur » au mode « Bloqueur ». Souvent, ce temps d'établissement est donnée pour différentes valeurs de précision du signal de sortie, facilitant ainsi le choix du

Avec une fréquence d'échantillonnage de 25 MHz la bande de signal utile (selon le critère de Nyquist) va du continu à 12,5 MHz. Il est souhaitable que toutes les fréquences parasites se situant dans cette bande soient considérablement atténuées par rapport au signal d'entrée.

composant à utiliser en tête d'un convertisseur A.N. de résolution donnée.

VITESSE DE VARIATION DU SIGNAL [Slew Rate]

C'est la vitesse maximale de variation que l'étage de sortie peut donner (généralement exprimée en volts/microseconde).

COMMUTATEUR [Switch]

C'est la partie de l'échantillonneur-bloqueur qui assure l'isolement entre l'entrée et la sortie. Ces commutateurs sont réalisés, suivant la technologie de construction, par des transistors FET ou par des ponts de diodes rapides.

SUIVEUR-BLOQUEUR [Track Hold Amplifier]

C'est un circuit conçu pour suivre l'évolution d'un signal analogique d'entrée (mode « Track ») et mémoriser temporairement des échantillons de ce signal en vue d'un traitement ultérieur (mode « Hold »). Bien que le rapport cyclique du mode « Bloqueur » au mode « Suiveur » puisse varier pour optimiser les performances du système, ce type de composant travaille généralement essentiellement en mode suiveur. Ces circuits sont utilisés en tête d'un convertisseur A.N. quand la fréquence et/ou la bande passante des signaux analogiques à numériser sont plus grandes que celles pouvant être traitées directement par le convertisseur A.N.

TRANSITOIRES [Transients]

Discontinuités temporaires ou pics « Spikes » ou « Glitches » sur la sortie analogique d'un échantillonneur-bloqueur. Elles interviennent sur les flancs montant et descendant du signal de commande « Hold » et sont causées par les commutations parasites lors de ces transitions.

Technique appliquée

Comme le montre la figure 5, la fréquence la plus importante dans cette bande se situe à 29 dB en dessous de la pleine échelle avec l'échantillonneur-bloqueur inactif (c.-à-d., en mode « suiveur » en permanence). Les mêmes résultats ont pu être enregistrés en supprimant l'échantillonneur-bloqueur en court-circuitant l'entrée et la sortie de ce dernier sur le montage de test.

Lorsque l'échantillonneur-bloqueur est utilisé dans son mode normal de fonctionnement (avec un temps de « hold » de 25 ns illustré par la figure 5 B) la composante harmonique de plus forte amplitude dans la bande se situe à 45 dB en dessous de la pleine échelle.

Le AD-9000 utilisé dans la présente mesure avait été sélectionné pour une excellente linéarité ($\pm 1/4$ LSB) conduisant donc à une faible distorsion harmonique. Le test démontre, néanmoins, que l'échantillonneur-bloqueur apporte une amélioration significative même sur un convertisseur 6 bits fonctionnant à une fréquence d'encodage relativement faible.

Un second test de distorsion harmonique a été effectué sur convertisseur-flash 9 bits (TDC 1019 J de TRW) avec un signal sinusoïdal d'entrée de 5 MHz et une fréquence d'encodage de 14 MHz (fig. 6).

Dans ce cas, la bande de fréquences significative se trouve comprise entre le continu et 7 MHz. Sans échantillonneur-bloqueur (fig. 6B), les harmoniques situées dans la bande de signal utile sont à 39 dB en dessous de la pleine échelle. La figure 6B montre que l'utilisation de l'échantillonneur-bloqueur apporte une amélioration de 9 dB pour les harmoniques situées dans la bande de signal utile; ce qui constitue une amélioration significative des résultats.

Des tests effectués sur un convertisseur-flash 8 bits (TDC 10075 de TRW) donnent des résultats du même ordre

de grandeur que pour un convertisseur 9 bits. Ces mesures n'ont pas pour but de définir les performances des convertisseurs-flash en termes de distorsion harmonique mais plutôt de mettre en évidence les améliorations significatives de ces performances apportées par l'interposition d'un échantillonneur-bloqueur sur le signal d'entrée.

La seconde série de tests comparatifs est un test de « battement de fréquence ». Ces tests mettent en évidence les caractéristiques de linéarité différentielle des convertisseurs-flash utilisés avec des signaux rapides.

Le principe de la mesure consiste à décaler la fréquence d'encodage de 2 kHz par rapport à la fréquence du signal analogique à numériser. Les échantillons successifs se décalent lentement sur la sinusoïde d'entrée et le convertisseur A/N donne une image numérique de la fréquence de battement de 2 kHz.

La fréquence de battement à 2 kHz est reconvertie en analogique à l'aide d'un convertisseur N/A de grande précision (ce convertisseur n'a pas besoin d'être rapide) et visualisé sur l'écran d'un oscilloscope. Cette sinusoïde à 2 kHz permet de visualiser les anomalies telles que des codes manquants ou des erreurs importantes de linéarité différentielle. De telles anomalies ne seraient pas visibles sur une reconstruction du signal à la fréquence du signal d'entrée.

Sur le système de test de la figure 4, avec un convertisseur flash 8 bits TDC-1007J, le HTS-0010 est commandé avec une impulsion de blocage de 23 ns. Le convertisseur-flash fonctionne avec une impulsion de « strobe » de 20 ns, dont le flanc montant arrive 15 ns après le flanc montant du « encode command ». Dans tous les tests, le signal d'entrée est issu d'un générateur piloté par quartz. Le signal de conversion « encode

command » est également issu d'un générateur piloté par quartz et décalé de 2 kHz par rapport au signal d'entrée.

Les figures 7A et 7B montrent le signal de sortie correspondant à un signal d'entrée de 9,998 MHz (donc une fréquence d'encodage de 10 MHz) sans échantillonneur-bloqueur. On remarquera, sur ces figures, les codes pratiquement inexistantes ainsi que les erreurs de linéarité différentielle.

Les figures 8A et 8B représentent le même signal d'entrée mais cette fois-ci l'échantillonneur HTS-0010. Chaque code a maintenant une largeur presque parfaite et la linéarité est sensiblement améliorée.

Les figures 9A et 9B montrent le signal de sortie correspondant à un signal d'entrée de 19,998 MHz sans échantillonneur. Ici, les anomalies déjà mises en évidence sur les figures 7A et B sont encore plus visibles car le signal d'entrée varie plus rapidement.

Comme l'illustrent les figures 10A et 10B, l'échantillonneur-bloqueur HTS-0010 apporte une amélioration significative sur le signal reconstitué qui est maintenant presque parfait.

Les tests illustrés par les figures 7 à 10 ont été répétés avec un convertisseur flash 9 bits. Les résultats obtenus sont pratiquement identiques.

Dans l'annexe ci-après sont explicités les principaux termes techniques utilisés dans la spécification des échantillonneurs-bloqueurs. Le lecteur pourra s'y reporter pour une meilleure compréhension du texte ainsi que des spécifications des produits disponibles sur le marché.

Un prochain article explicitera les critères de choix d'un échantillonneur-bloqueur en fonction de l'application ainsi que les différentes techniques utilisées pour la fabrication des échantillonneurs-bloqueurs (Différence entre échantillonneur-bloqueur en boucle ouverte et en boucle fermée).

FRÉQUENCEMÈTRE BREMI 250 MHz

modèle BRI 8250
- 1 Hz à 250 MHz
- résolution : 1 Hz,
10 Hz, 100 Hz ou 1 kHz
- sensibilité : 5 à 25 mV

B.P. 24
91370 Verrières-le-Buisson
Tél. (6) 930.28.80

2250 F_{H.T.}*

*prix juillet 1984



1^{er} PRIX DE QUALITÉ