

# Test dynamique des convertisseurs « analogique-numérique »

*De trop nombreux utilisateurs de convertisseurs « analogique-numérique » ne tiennent compte que des performances statiques du matériel, telles que le nombre de bits, la fréquence maximale d'échantillonnage, alors que les performances en dynamique, qui revêtent une importance considérable, restent souvent négligées. La fonction d'un convertisseur « analogique-numérique » est de fournir, à des intervalles de temps déterminés avec précision, une représentation numérique précise de l'amplitude instantanée d'un signal d'entrée variable. Les causes principales d'erreurs sont essentiellement dues à l'incertitude sur le temps d'ouverture et aux distorsions de quantification (\*).*

L'écart souvent important que l'on constate entre les performances statiques et les performances dynamiques résulte de l'intervention de plusieurs facteurs : temps de réponse, temps d'établissement, limitations dues au temps de montée des circuits actifs utilisés par les CAN et incertitude sur le temps d'ouverture du convertisseur.

Pour permettre à l'utilisateur de vérifier aisément les performances du CAN équipant son enregistreur-analyseur numérique de transitoires HP 5180A, Hewlett-Packard a développé un certain nombre de tests susceptibles de détecter les erreurs engendrées par ces différents paramètres.

Les signaux utilisés pour effectuer ces tests sont des sinusoides pleine échelle. Ce choix présente de nombreux avantages ; le signal est facilement reproductible, il est exprimé mathématiquement par une expression simple, et sa bipolarité le rend intéressant pour la détection des

(\*) Consulter, en annexe la définition des différentes erreurs susceptibles d'affecter les résultats d'une conversion analogique-numérique.

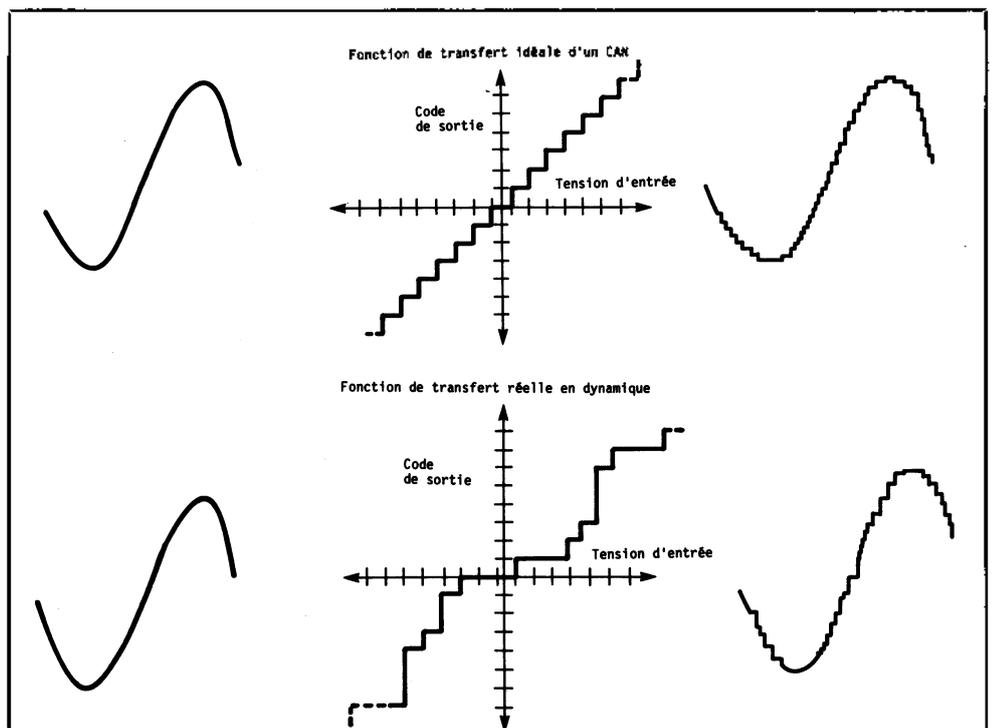


Fig. 1. - La distorsion à la sortie d'un CAN idéal est dans son intégralité due aux erreurs de quantification. L'erreur varie en raison inverse du nombre de bits du CAN. La distorsion en dynamique apportée par un CAN réel est la résultante de plusieurs facteurs : non-linéarité différentielle, non-linéarité intégrale, incertitude du temps d'ouverture, et bruit.

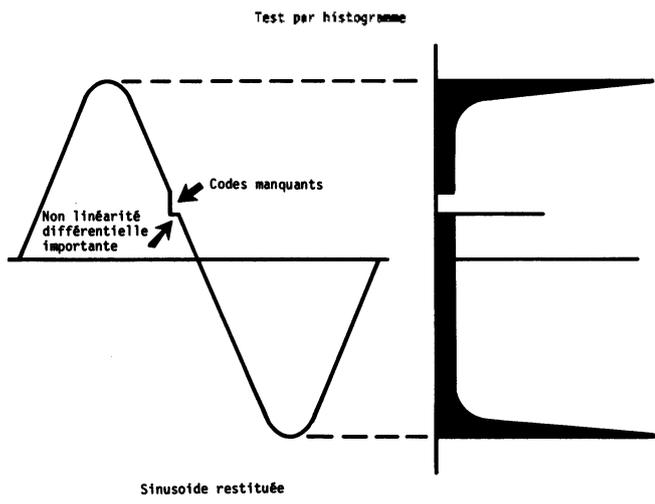


Fig. 2. - Sur le tracé résultant du test par tracé d'histogramme, les distorsions de la fonction de transfert apparaissent sous deux formes : Les « pas » de quantification trop larges apparaissent sous forme de « pics » ; tandis que les codes manquants se traduisent par des « creux » à zéro.

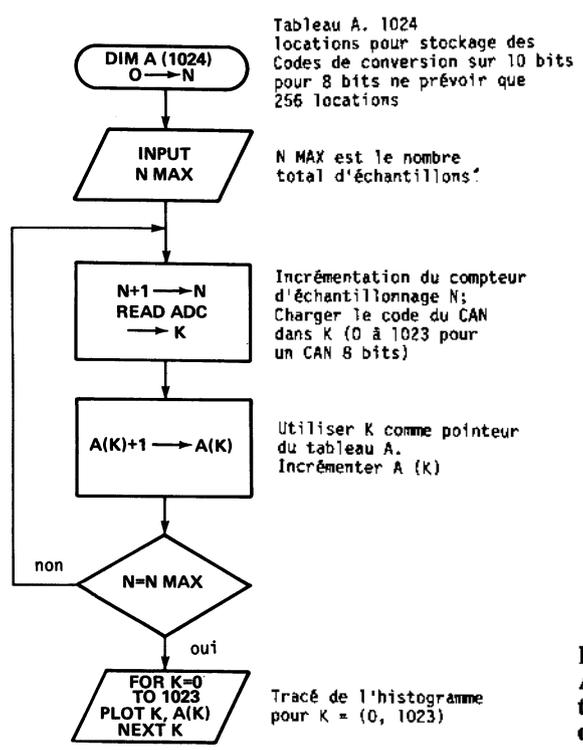
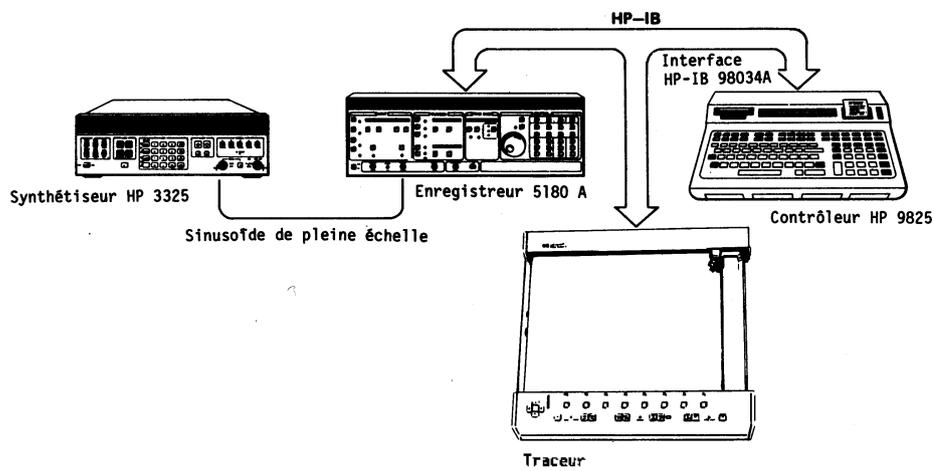


Fig. 3. - Algorithme du tracé d'histogrammes.

problèmes liés à la pente du signal d'entrée.

Les différents tests proposés par Hewlett-Packard sont basés sur les principes suivants : tracé d'histogrammes, transformée rapide de Fourier, ajustement sinusoidal et test par battement de fréquence.

### Test par tracé d'histogramme

La valeur choisie de la fréquence du signal sinusoidal de test doit être non cohérente avec la fréquence d'échantillonnage du CAN. Plusieurs centaines de milliers d'échantillons sont saisis puis traités par le logiciel d'édition d'histogramme (figures 2 et 3).

A la fin de l'échantillonnage, l'histogramme est tracé. Les codes numériques sont portés sur l'axe des X tandis que la densité de l'apparition de ces codes est portée sur l'axe des Y. La fonction de densité de probabilité obtenue après numérisation d'une sinusoïde par un CAN parfait est donnée par l'équation :

$$p(V) = \frac{1}{\pi \sqrt{A_2 - V_2}}$$

dans laquelle A représente l'amplitude crête de la sinusoïde et p(V) la probabilité de la tension V. La figure 4 donne l'histogramme obtenu avec une fréquence de test de 10,0031 MHz.

La figure 5 donne des exemples d'histogrammes obtenus sur d'autres matériels utilisant des convertisseurs fonctionnant à des fréquences spécifiées d'échantillonnage supérieures ou égales à 20 MHz.

L'histogramme permet également la détection des erreurs de gain et de tension de décalage. Pour une tension de test sinusoidal pleine échelle parfaitement symétrique, l'histogramme doit être parfaitement symétrique par rapport au code médian de l'échelle numérique de CAN.

Les erreurs de gain peuvent être détectées par analyse de la largeur de l'histogramme.

La figure 6 donne la courbe de non-linéarité différentielle obtenue avec le HP 5180A.

### Histogramme d'incertitude sur le temps d'ouverture, avec verrouillage des fréquences de test et d'échantillonnage

L'une des spécifications prêtant le plus à confusion est celle portant sur l'incertitude de temps d'ouver-

ture. Pour effectuer ce test, le signal de test et le signal d'échantillonnage doivent être parfaitement synchronisés. Le montage utilisé est décrit sur la figure 7.

Il importe que la base de temps externe utilisée présente une instabilité de phase bien inférieure à l'incertitude du temps d'ouverture à mesurer. Ces conditions doivent impérativement être respectées si l'on veut qu'un CAN, exempt de bruit et sans incertitude sur le temps d'ouverture, puisse échantillonner le signal de test avec la reproductibilité temporelle indispensable. Le bruit et la gigue de phase se traduisant par une incertitude sur le point d'échantillonnage, ces deux sources d'erreur peuvent être facilement déterminées par le tracé d'un histogramme, après saisie de plusieurs centaines de milliers d'échantillons (figure 8). L'écart quadratique moyen, ou écart type, est exprimé en LSB (poids du bit le moins significatif). L'incertitude sur le temps d'ouverture est directement proportionnelle à la pente du signal de test, tandis que le bruit est représenté par la portion de la surface de l'histogramme qui reste constante indépendamment de la pente.

### Test par transformée rapide de Fourier

Utilisant un algorithme de transformée rapide de Fourier, la transformée de Fourier discrète effectue la conversion dans le domaine des fréquences d'un nombre fini d'échantillons de signal saisis dans le domaine des temps. La linéarité de la fonction de transfert du CAN peut ainsi être facilement mesurée dans le domaine des fréquences. La figure 9 donne le montage de test utilisé.

Le filtre passe-bas permet d'obtenir la pureté spectrale nécessaire du signal sinusoidal délivré au dispositif sous test. Un enregistrement de 1 024 points est alors saisi à la fréquence maximale d'échantillonnage et transféré à l'ordinateur. Les harmoniques du signal d'entrée apparaissent, par effet de « repliement » (aliasing), dans le spectre de base et peuvent être ainsi facilement identifiés. La fréquence du signal sinusoidal d'entrée doit être choisie de façon que ses harmoniques, mis en évidence par « repliement » sur le spectre de base, ne coïncident pas avec la fondamentale.

Si, dans un CAN à N bits, le rapport entre l'amplitude maximale des harmoniques et l'amplitude de la fondamentale est supérieur à 6 N dB, on

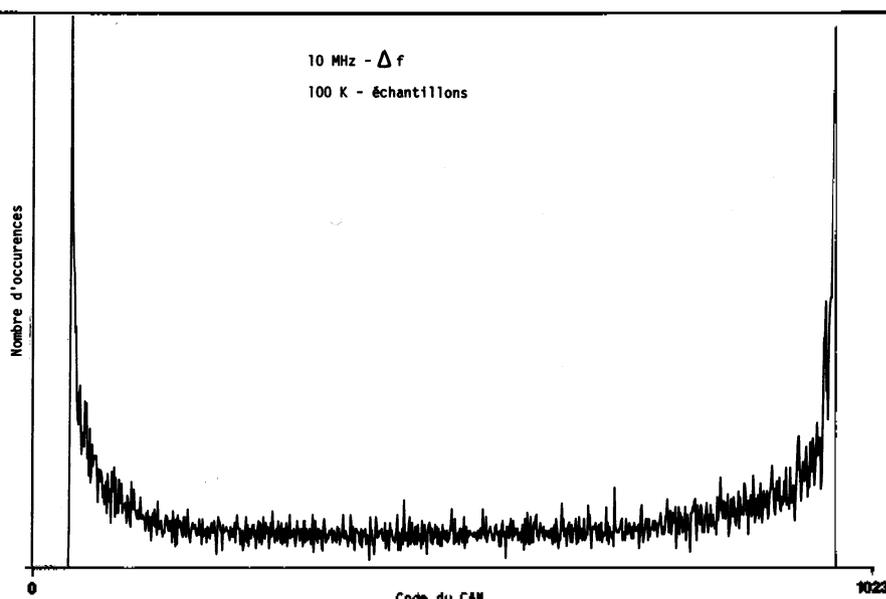


Fig. 4. - Histogramme obtenu en test du CAN 20 MHz 10 bits utilisé par le HP 5180A. La fréquence de test est de 10,0031 MHz. L'absence de pics importants est l'indice d'une bonne linéarité différentielle. Aucun code manquant n'est discernable.

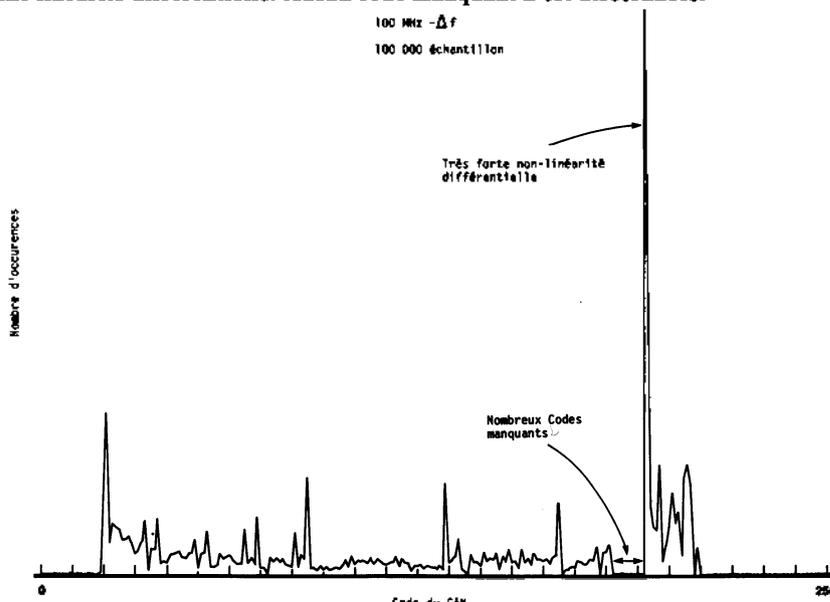


Fig. 5 a. - Histogramme obtenu en test d'un CAN 20 MHz 8 bits. La fréquence de test est de 10,0031 MHz. D'importantes non-linéarités différentielles ainsi que de nombreux codes manquants sont clairement mis en évidence.

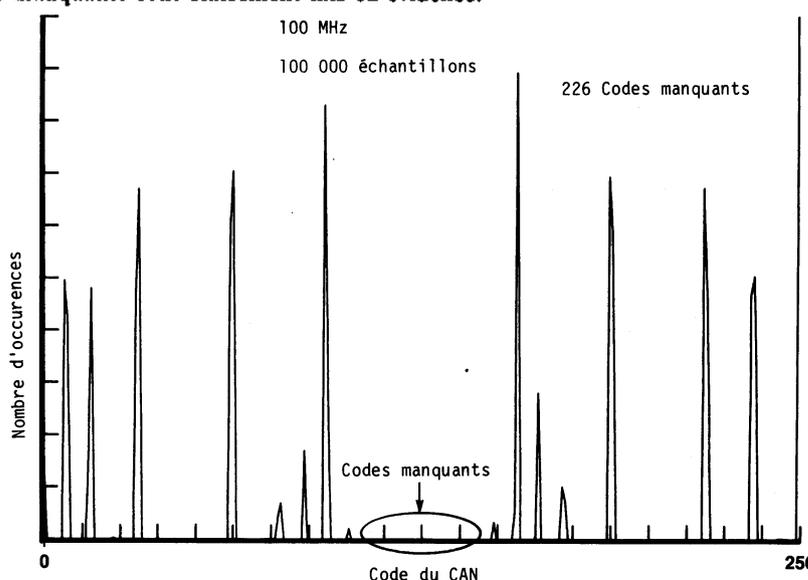


Fig. 5 b. - Histogramme obtenu en test d'un CAN 100 MHz 8 bits. Fréquence d'échantillonnage à 20 MHz, fréquence de test à 10,0031 MHz. L'histogramme comporte des non-linéarités différentielles extrêmement importantes ainsi que de très nombreux codes manquants.

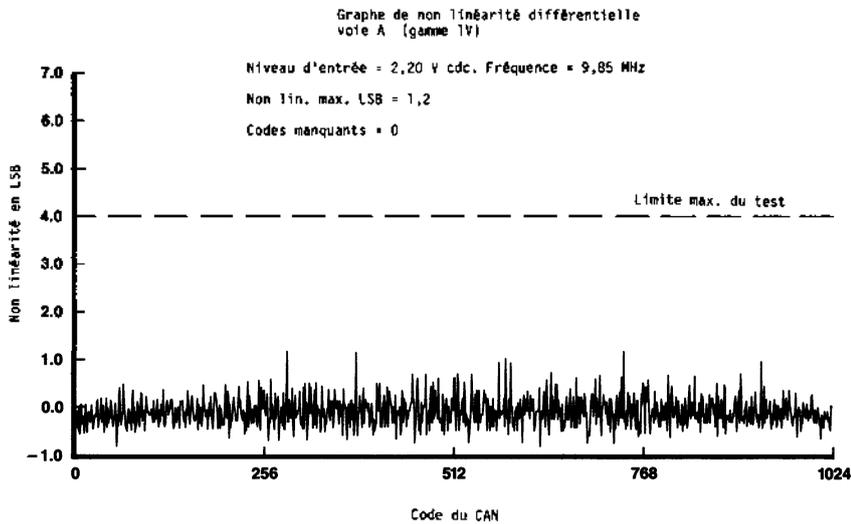


Fig. 6. - Courbe de non-linéarité différentielle obtenue avec le HP 5180A pour un signal d'entrée de 5,0015 MHz. On voit que l'erreur maximale reste inférieure à 2 LSB (soit  $2 \times$  poids du bit le moins significatif)

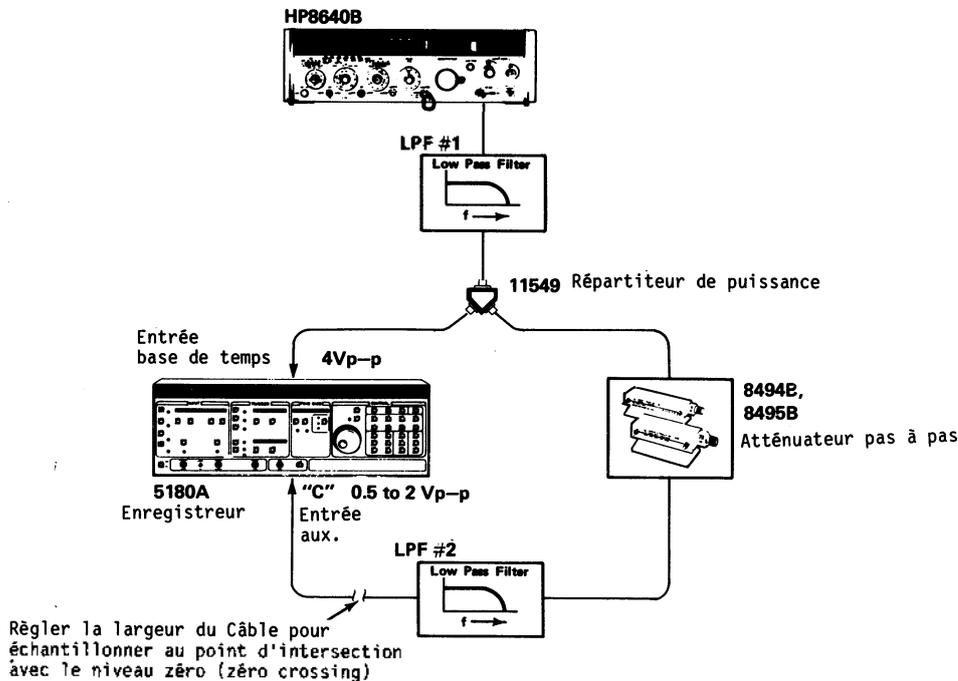


Fig. 7. - Montage utilisé pour la mesure du bruit et de l'incertitude sur le temps d'ouverture.

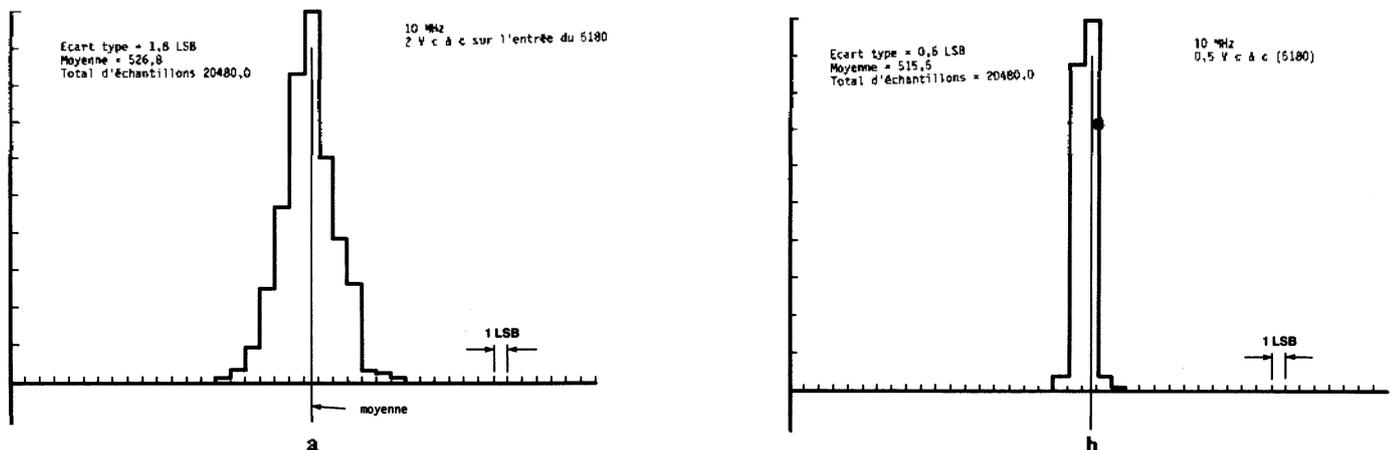


Fig. 8. - Histogrammes obtenus avec le HP 5801A lors de tests d'incertitude sur le temps d'ouverture, avec verrouillage des fréquences de test et d'échantillonnage.

peut conclure que l'erreur de non-linéarité intégrale est inférieure au poids du bit le moins significatif de ce convertisseur (les figures 10 et 11 permettent la comparaison entre spectres obtenus en test de différents matériels).

La figure 12 montre les résultats de la transformée rapide de Fourier opérée sur des données idéales fournies par simulation logicielle d'un convertisseur N bits analogique-numérique. Le spectre obtenu montre l'absence d'harmoniques du signal d'entrée et met en évidence le fait que le niveau de bruit de quantification croît à mesure que le nombre de bits du convertisseur idéal décroît. Il est possible de calculer le rapport Signal/Bruit à partir des données de la transformée. En additionnant les amplitudes des raies spectrales liées à la fondamentale ( $=S$ ), puis en additionnant les amplitudes des autres raies spectrales ( $=N$ ), il est possible de calculer le rapport Signal/Bruit :  $20 \log S/N$ . L'intérêt de cette méthode est de pouvoir mettre en évidence la bonne corrélation avec le rapport S/N théorique exprimé par :  $6N + 1,8 \text{ dB}$  (écart moyen quadratique du signal/écart moyen quadratique du bruit).

### Ajustement sinusoïdal

Un signal sinusoïdal pleine échelle de fréquence spécifiée est numérisé par le convertisseur à tester. Les données obtenues sont approchées à une sinusoïde fictive de forme  $A \sin(2\pi ft + \theta) + DC$ , par la méthode des moindres carrés. A, f,  $\theta$ , DC sont choisis de façon à obtenir l'écart quadratique moyen minimal. Ce signal fictif, de forme  $A_0 \sin(2\pi f_0 \theta_0)$

+ DC<sub>0</sub> est alors quantifié à travers un convertisseur analogique numérique 10 bits logiciel idéal. On calcule l'écart quadratique moyen (réel) entre les données réelles et la sinusoïde obtenue par ajustement. On calcule également l'écart quadratique moyen entre les données idéales (obtenues par convertisseur logiciel idéal) et la sinusoïde obtenue par ajustement. On définit ainsi un nombre de « bits effectifs » :

Bits effectifs =  $N \cdot \log_2$  (écart quadratique moyen réel / écart quadratique moyen idéal).

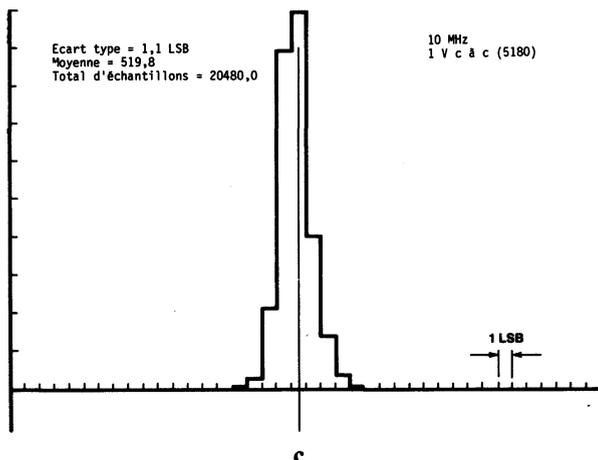
Le nombre de bits effectifs est donc le nombre de bits d'un convertisseur idéal introduisant une erreur d'écart quadratique moyen égale à celle du convertisseur testé.

Trois points essentiels doivent être précisés.

- 1 - Le nombre des points de données doit être élevé.
- 2 - La fréquence de test ne doit pas être en relation harmonique avec la fréquence d'échantillonnage.
- 3 - Le signal de test doit être à pleine échelle pour permettre de tester tous les codes.

### Test par fréquence de battement

Ce test permet d'évaluer rapidement les performances en dynamique d'un CAN. Au signal d'entrée, sinusoïdal pleine échelle, est attribuée une fréquence légèrement différente de la fréquence d'échantillonnage. La différence entre les deux fréquences est calculée de sorte que chacun des échantillons successifs soit après quantification, supérieur ou inférieur de 1 LSB (bit de moindre poids) par rapport à



L'écart-type varie de 1,8 LSB (a) à 0,6 LSB (c). Ceci s'explique par la variation de la pente au point d'échantillonnage, l'amplitude crête à crête du signal d'entrée à 10 MHz variant de 2 V c à c (a) à 0,5 V c à c (c). Dans tous les cas l'échantillonnage a été effectué à proximité du point de passage à zéro. L'écart quadratique moyen estimé sur le temps d'ouverture est compris entre 35 et 50 picosecondes.

l'échantillon précédent, au point de pente maximale (figure 13).

La visualisation ultérieure des échantillons ainsi mémorisés fait apparaître, théoriquement, la fréquence de battement,  $\Delta f$ . Les non-linéarités différentielles apparaissent alors sous forme de lignes horizontales, tandis que les codes manquants se traduisent par des discontinuités verticales.

### Test d'enveloppe

Ce test constitue une variante, plus sévère, de test par fréquence de

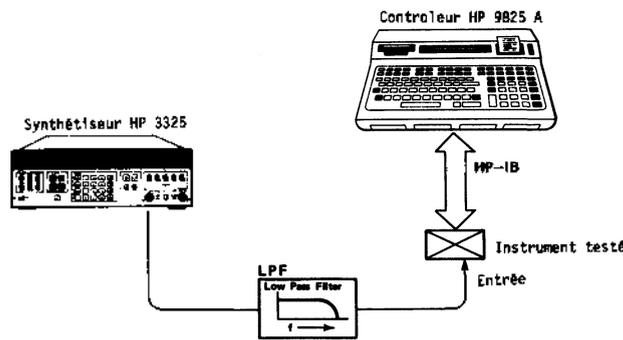


Fig. 9. - Montage pour test par transformée discrète de Fourier d'un nombre fini d'échantillons du domaine temporel.

Fig. 10. - Spectre obtenu en test du HP 5180A avec un signal à 9,85 MHz. On peut constater que le niveau de distorsion harmonique est très faible.

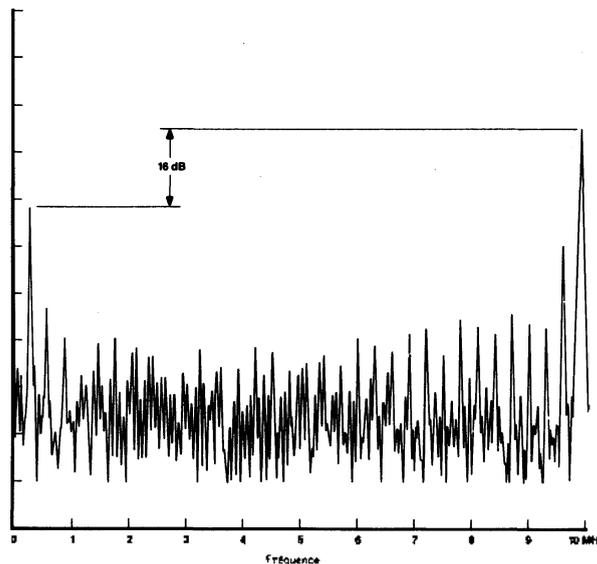
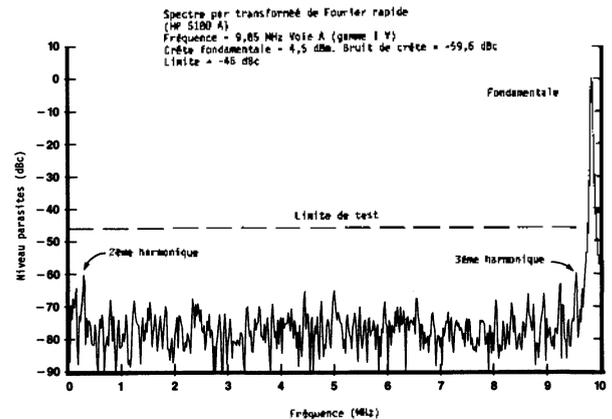


Fig. 11 a. - Spectre obtenu en test d'un CAN 20 MHz 8 bits avec un signal de test à 9,85 MHz. On constate la présence de non-linéarités intégrales importantes.

battement. Les valeurs extrêmes opposées du signal d'entrée sont numérisées alternativement (figures 15 et 16).

Avec un signal sinusoïdal d'entrée à pleine échelle, la quantification de l'amplitude maximale positive est immédiatement suivie de la quantification de l'amplitude maximale négative. La fréquence du signal de test est choisie légèrement de la moitié de la fréquence d'échantillonnage. De cette manière, l'échantillonnage se produit alternativement sur l'une puis sur l'autre alternance.

### Bande passante en analogique

La bande passante en analogique est un facteur trop souvent négligé dans l'évaluation des performances d'un CAN. Une bande trop étroite pour le signal d'entrée peut entraîner des erreurs d'amplitude, de temps de montée ou de temps de propagation.

Certains constructeurs préconisent l'utilisation d'une bande étroite par rapport à la fréquence d'échantillonnage maximale. L'argument invoqué est que l'étroitesse de la bande constitue une protection contre les erreurs dues au « repliement » (aliasing). En réalité, dans ce cas, la non-linéarité de la réponse en phase peut provoquer d'importantes distorsions de temps de propagation. En outre, l'atténuation des composantes de la bande inférieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage introduit encore une erreur supplémentaire.

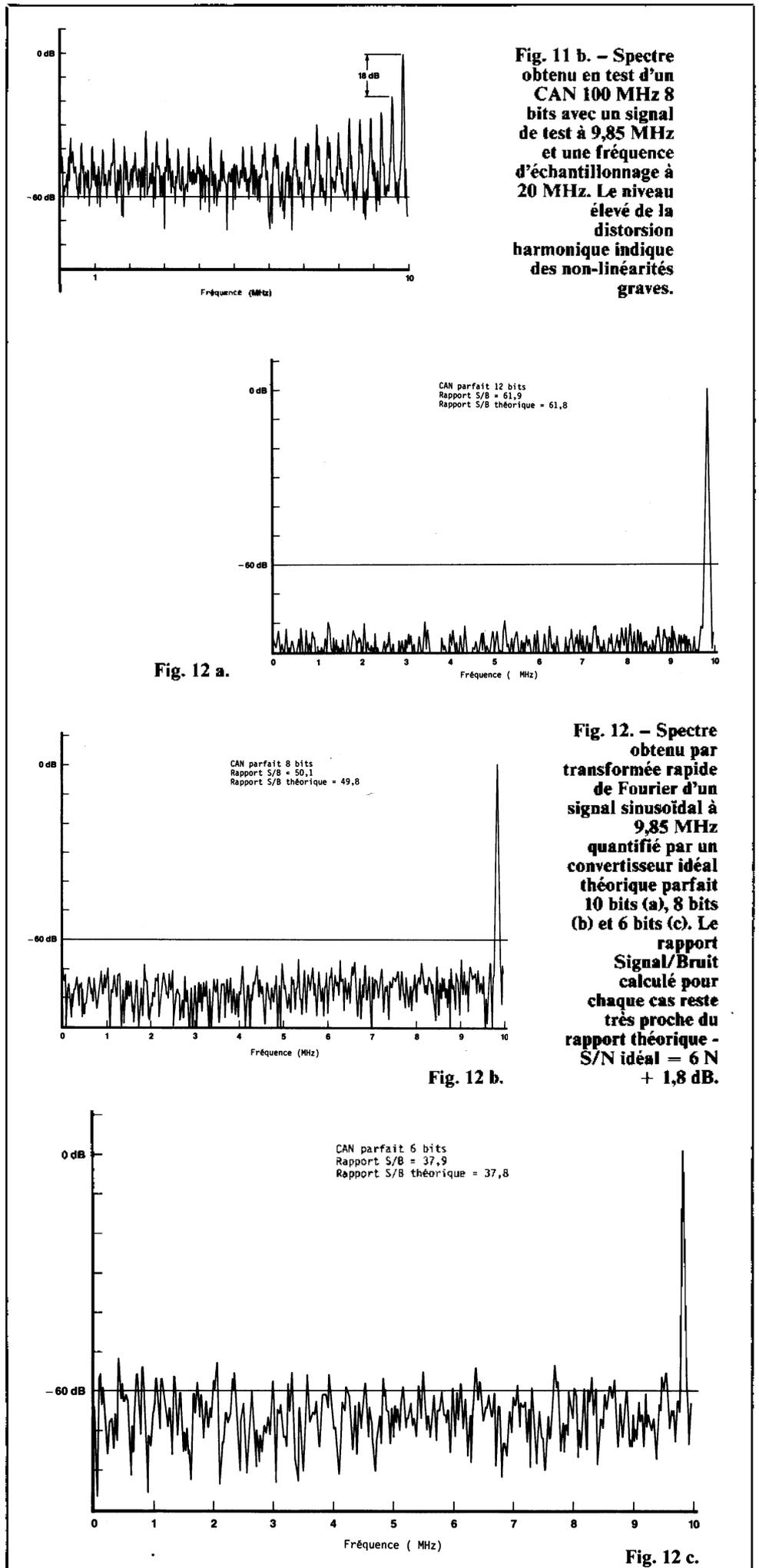
D'autres constructeurs conseillent plutôt l'utilisation d'une bande passante aussi large que possible, la fonction anti-« repliement » étant alors assurée par des filtres spéciaux séparés.

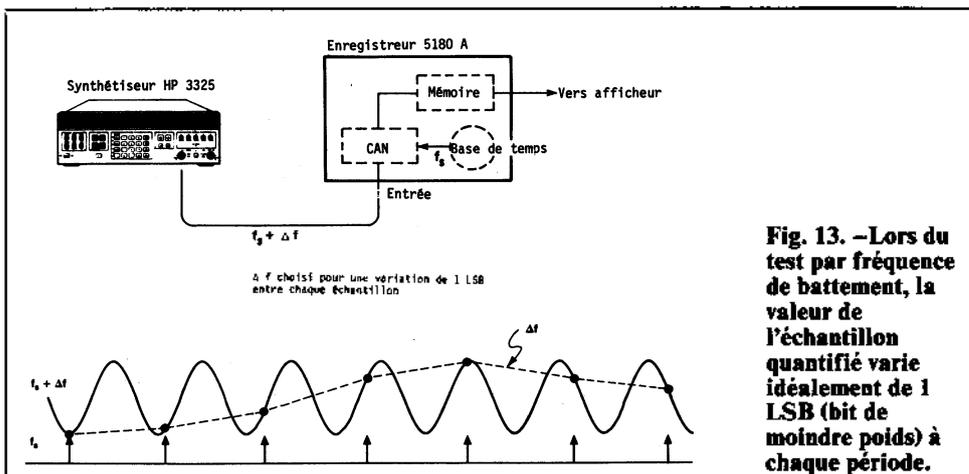
L'intérêt d'une large bande passante à l'entrée du convertisseur analogique-numérique est multiple : amélioration de la réponse en amplitude, du temps de propagation, et réduction de l'interaction entre les pôles d'entrée du convertisseur et ceux des filtres anti-« repliement » utilisés en tête.

La mesure de bande passante devient chose aisée pour peu que l'on utilise la méthode par variation de la fréquence de battement décrite précédemment.

### Annexe

#### Erreurs affectant les performances des convertisseurs analogique-numérique





Sur la fonction de transfert, le « pas » ou « bande » de quantification peut être défini par la tension d'entrée susceptible de produire deux codes adjacents avec une probabilité de 50 % pour chacun. Le « pas » idéal est  $Q = FSR/2^N$ , expression dans laquelle  $FSR =$  gamme pleine échelle, et  $N$  le nombre de bits du CAN.

Il ne faut pas perdre de vue le fait que la linéarité de la fonction de transfert dépend surtout de la pente du signal à quantifier. Une fonction de transfert, proche en statique d'une fonction idéale, peut en réalité comporter en dynamique de nombreuses irrégularités.

**Erreur de quantification**

Dans le meilleur des cas, pour un CAN 10 bits, l'incertitude sur la quantification sera de  $1/2^{10}$  (soit  $1/1024$ ). En réalité, en dynamique, le pas de quantification pour certains codes peut être bien plus large que le pas théorique. Il en résulte une erreur de non-linéarité différentielle.

**Non-linéarité différentielle**

Mesure, en LSB (poids du bit le moins significatif), la différence entre le pas de quantification réel et le pas théorique de 1 X LSB.

**Codes manquants**

Cas particulier de non-linéarité différentielle L. La largeur du pas de quantification est alors de 0 X LSB, ce qui se traduit par une non-linéarité différentielle de + 1 X LSB.

**Non-linéarité intégrale**

Ecart maximal entre la fonction de transfert du CAN et la droite d'ajustement linéaire qui la caractérise. La non-linéarité intégrale ne tient pas compte des erreurs de gain et de tension de décalage.

**Incertain sur le temps d'ouverture**

Instabilité de phase affectant le point d'échantillonnage. L'erreur de tension due à l'incertitude sur le temps d'ouverture dépend de la pente du signal au point d'échantillonnage.

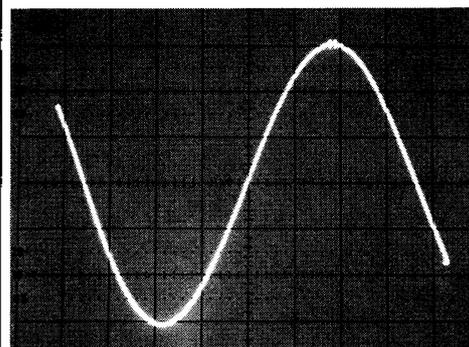


Fig. 14 a.

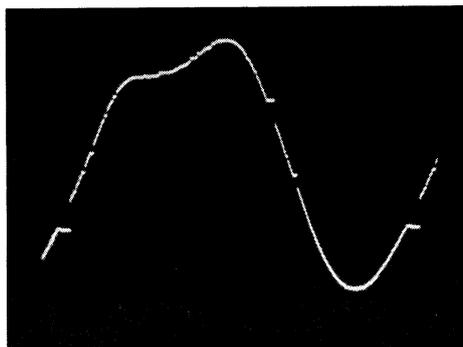


Fig. 14 b

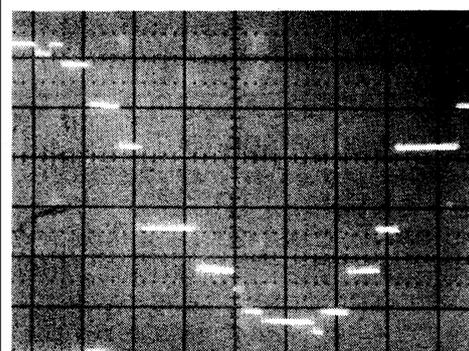


Fig. 14 c

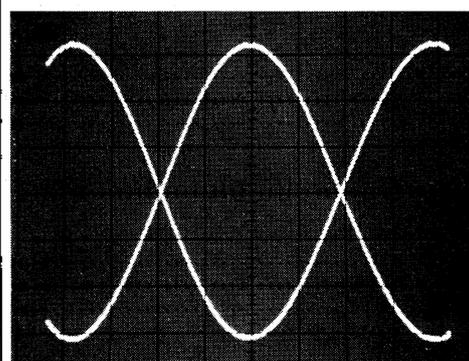


Fig. 15. — Au cours du test d'enveloppe, l'échantillonnage est effectué alternativement sur l'une puis sur l'autre alternance.

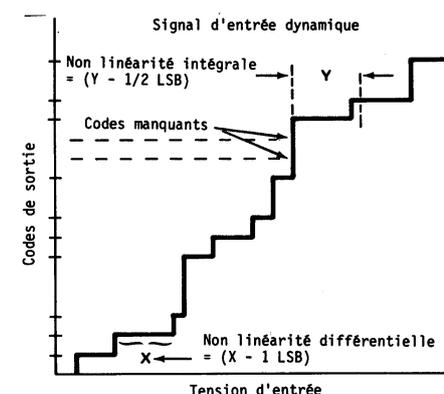
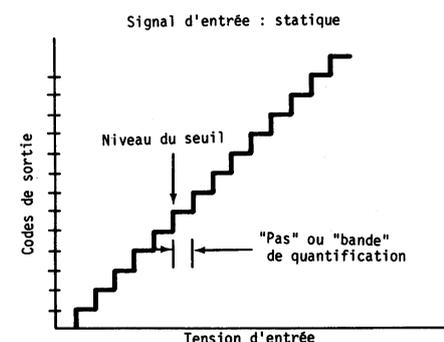


Fig. 16. — Courbe obtenue en test d'enveloppe du HP 5180A. La période d'échantillonnage est de 50 ns. La fréquence du signal sinusoïdal d'entrée est de 10,033 MHz. Il faut remarquer, malgré la sévérité de ce test, l'absence de non-linéarités différentielles (paliers horizontaux) ou de codes manquants (discontinuités verticales).

