

MESURE NUMERIQUE DU SPECTRE DE BRUIT DE
FOND DANS LA BANDE 0.1Hz A 10MHz.

COMALLONGA J.-ZHOU L.-ABELLAOUI L.
ROGEAU F. et SAVELLI M.

L'article porte sur l'étude et la réalisation d'un analyseur de densité spectrale de bruit de fond dans la bande 0.1Hz à 10MHz. Les caractéristiques principales de cet appareil sont une division de la bande en décades, une précision relative de mesure constante, le choix de la bande équivalente de bruit, un générateur sinusoïdal pour le calibrage des mesures et la possibilité de mesure du spectre du réseau jusqu'à la fréquence 10KHz...

We present in this paper the study and realisation of a numerical measurer of noise spectrum in the waveband 0.1Hz to 10MHz. The mains points of this machine are the determination of the noise spectrum decade by decade, a constant selectivity of measure, the choice of the noise equivalent band, a sinusoidal generator for calibrate the noise measures and the possibility to measure the network spectrum up to 10KHz...

I-APPROCHE DE L'ETUDE

L'utilisation d'une méthode de mesure numérique du spectre de bruit de fond n'est pas une nouveauté. Les analyseurs numériques, principalement de type FFT, présents sur le marché depuis les années 70 le permettent. Ces analyseurs n'ont cependant pas été développés spécifiquement dans le cadre de la mesure du spectre de bruit, mais plutôt pour une large gamme de signaux et principalement ceux à spectre étroit.

L'analyse harmonique du bruit de fond demande spécifiquement:

- * Le besoin d'une précision relative constante sur toute la bande de fréquence explorée.
- * Le choix possible du nombre de fréquences de travail espacées linéairement sur le plan logarithmique.
- * Le contrôle de la bande équivalente de bruit ainsi que celle de la précision relative.
- * Une dynamique fréquentielle de mesure importante.
- * La présence d'un générateur de calibrage stable.
- * Une large dynamique de l'amplitude des signaux donc des chaînes amplificatrices adaptées.
- * La possibilité de mesure de certains paramètres propres au bruit.
- * La connaissance du spectre du réseau (le 50Hz et ses harmoniques) qui peut, le cas échéant mieux permettre de caractériser un bruit large bande, mélangé avec un signal de réseau parasite.

Nos objectifs étant fixés, et suite à des résultats théoriques et pratiques tirés de la réalisation de prototypes, nous avons donc développé un appareil numérique de mesure de densité spectrale de bruit dont les principales caractéristiques sont les suivantes:

- * La détermination du spectre de bruit (allant de 0.1Hz à 10MHz) se fait décade par décade ce qui nécessite une fréquence d'échantillonnage particulière et un filtre passe bande au niveau de chaque décade. Cette structure modulaire nous permet cependant d'utiliser un CAN de faible résolution (8 bits), d'accéder à la mesure de hautes fréquences et de diminuer de façon importante les tailles des mémoires de travail et d'acquisition (SIN-COS).
- * La détermination du spectre du réseau est réalisée jusqu'à la fréquence 10KHz d'où le calcul de 200 harmoniques.
- * Au niveau de chaque décade 10 fréquences sont mesurées au maximum, linéairement espacées sur l'échelle logarithmique (81 fréquences sont donc mesurables sur toute la bande):
1 - 1.2 - 1.5 - 2 - 2.5 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7.5 ,
- * La bande équivalente de bruit peut être fixée à 10% ou à 20% de la fréquence centrale.
- * Un générateur numérique sinusoïdal permet le calibrage des mesures de bruit à toutes les fréquences de mesure.
- * La machine, réalisée dans sa partie numérique en logique câblée faute de processeur assez rapide, est gérée par un PC IBM ou compatible.



II - RESULTATS THEORIQUES ET PRATIQUES

L'étude théorique du système a principalement porté sur la définition de l'estimation de la densité spectrale de bruit selon la fenêtre de troncature utilisée et la précision de cette estimation. La formulation de l'estimateur spectral moyenné et modifié s'écrit:

$$S_x^*\left(\frac{n}{T}\right) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{2Te}{(N/L)p(N/L)} \left[\sum_{k=0}^{\frac{N}{L}-1} x_l(k)w(k) e^{-j2\pi n \frac{k}{N}} \right]^2$$

avec $n=0, L, 2L, 3L, \dots, N/2$

et
$$p\left(\frac{N}{L}\right) = \frac{N}{L} \sum_{k=0}^{\frac{N}{L}-1} w^2(k)$$

$w(k)$ fenêtre de troncature, $x(k)$ échantillon du bruit $x(t)$, T_e période d'échantillonnage, L nombre de mesures partielles et N nombre d'échantillons total durant le temps T .

L'étude de l'erreur relative de la mesure permet de définir, au risque α , la fourchette:

$$\overline{S_x^*} \pm \epsilon_\alpha \left(\frac{\overline{S_x^*}}{\sqrt{L}} \right)$$

ϵ_α étant la variable réduite de GAUSS, relative à α .

L'influence de la fenêtre de troncature utilisée a aussi été étudiée et mise en pratique. Notre choix s'est porté sur la fenêtre de KAISER modifiée ($\beta=10$) dont les lobes secondaires sont pratiquement négligeables (propriété importante pour la mesure du bruit de fond) ce qui permet de disposer du maximum d'énergie dans un intervalle de fréquence choisi. De plus, la largeur de bande du lobe principal de cette fenêtre ne diminue pas sensiblement le biais ce qui nous permet de ne pas expérimenter sur un temps trop long, à bande équivalente de bruit constante.

D'autre part, quant aux résultats pratiques, la réalisation d'un prototype nous a permis de vérifier l'adéquation au bruit de la fenêtre de KAISER modifiée qui s'est révélée très favorable à la diminution de l'erreur due au spectre de bruit non blanc.

L'erreur de quantification, qui dépend du nombre de bits du convertisseur analogique numérique (CAN), de la plage de fréquence explorée et de la fréquence d'échantillonnage (F_e), est tout à fait négligeable dans le cas qui sera le nôtre: un CAN de 8 bits, une décade de fréquence et F_e fixée à 6 fois la fréquence maximale contenue dans chaque décade.

De plus l'erreur de quantification des coefficients de la transformée de FOURIER discrète (TFD), à savoir les suites $w(k)\sin(2\pi nk/N)$ et $w(k)\cos(2\pi nk/N)$, s'est révélée très faible en utilisant un nombre de bits égal à 8 (bit de signe inclus).

III- PRINCIPE DE LA MACHINE

Les résultats théoriques et pratiques cités plus haut ont permis de définir les caractéristiques techniques de la machine:

1- Gamme de fréquence

L'analyseur permet de mesurer des densités spectrales de bruit de 0.1Hz et ce, jusqu'à 10MHZ; cette gamme est divisée en 8 décades, ce qui nous permet de disposer d'une structure modulaire extensible aussi bien vers les basses fréquences que les hautes fréquences.

2- Fréquences d'échantillonnage

Le tableau suivant donne la fréquence F_e correspondant à chaque décade:

N°décade	1	2	3	4
décade	0.1 - 1Hz	1 - 10Hz	10-100Hz	0.1-1KHz
F_e	6Hz	60Hz	600Hz	6KHz

N°décade	5	6	7	8
décade	1-10KHz	10-100KHz	0.1-1MHz	1-10MHz
F_e	60KHz	600KHz	6MHz	30MHz

Pour la dernière décade, nous nous sommes limités à $F_e=30$ MHz à cause de la vitesse de conversion du CAN limitée à 40MHz et au temps d'accès des mémoires d'acquisition, ce qui impose, au niveau de cette décade, un ordre plus élevé pour le filtre passe-bande (6 au lieu de 3).

Le choix de ces fréquences d'échantillonnage permet une simplicité du matériel, un ordre peu élevé pour les filtres et un nombre important de fréquences "mesurables" pour chaque décade.

3- Fréquences de mesure

Une fréquence f sera dite mesurable dès lors que le nombre d'échantillons N nécessaires à son calcul sera un nombre entier. Prenons, par exemple, le cas de la décade 1Hz-10Hz, avec une bande équivalente de bruit fixée à 20% et l'utilisation de la fenêtre de KAISER :

on a alors $f = n/T = nL/NTe = 600L/N$ avec N variant de 60 pour 10Hz à 600 pour 1Hz, d'où les 541 fréquences mesurables. Seules 10 de ces fréquences, qui correspondent à une division linéaire de l'échelle logarithmique, seront prises en compte. Dans les deux cas possibles, le nombre N/L d'échantillons nécessaires au calcul d'une densité spectrale à la fréquence f sont:

a) $F_e = 6F_{Max}$ (décades 1 à 7)

f	1	1.2	1.5	2	2.5	3	4	5	6	7.5
N/L	600	500	400	300	240	200	150	120	100	80

b) $F_e = 3F_{Max}$ (décade 8)

f	1	1.2	1.5	2	2.5	3	4	5	6	7.5
N/L	300	250	200	150	120	100	75	60	50	40

Ce nombre N/L diffère bien sûr lorsque la bande équivalente de bruit est choisie égale à 10%.

On remarquera que, concernant les 7 premières décades, il faudra un nombre de multiplications-additions égal à 2×2690 pour le calcul des 10 fréquences et ce, pour une transformée de FOURIER discrète. D'où un temps, en utilisant un multiplieur-accumulateur 12x12 bits-100ns-, de 54ms pour le calcul de 100 TFD (L=100)

4-Calcul du spectre du réseau

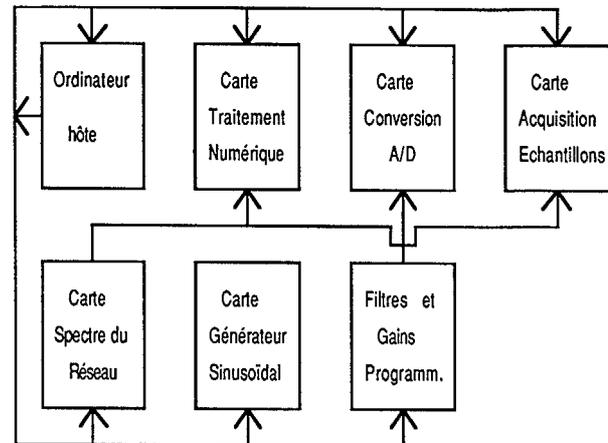
On utilise pour ce faire la fenêtre de troncature rectangulaire et le principe de calcul de la FFT. La décade 10-100Hz est échantillonnée fréquemment à 1Hz et le calcul porte sur les fréquences 50 et 100Hz. Il en est de même pour la décade 0.1-1KHz ce qui implique l'acquisition de 6000 échantillons pour le calcul des 18 harmoniques. La décade 1-10KHZ est, elle, échantillonnée à 10Hz d'où le même nombre N d'échantillons à acquérir que précédemment pour le calcul de 180 harmoniques d'où un total de 200 fréquences .

IV-STRUCTURE DE L'ANALYSEUR

Sept parties principales composent notre appareil:

1- L'ordinateur hôte (PC IBM ou compatible) gère l'ensemble de la machine permet de fixer les conditions de l'utilisateur: bande équivalente de bruit, précision de la mesure (nombre de sections L à moyenner), nombre de points par décade, gamme de fréquence à explorer, spectre de bruit ou de réseau. Il est raccordé à l'ensemble par une carte d'interface parallèle permettant le dialogue sur des

données de 16 bits. Le langage de programmation utilisé est le BASIC compilé.



2- La Carte Conversion permet de convertir le signal analogique filtré et amplifié en une suite de valeurs binaires de 8 bits. Le CAN travaille toujours à la même cadence de 30MHz soit un octet toutes les 33.3 ns.

3- La Carte Acquisition des échantillons issus du CAN dispose d'une RAM de 8Koctets de capacité et d'une logique de commande permettant principalement le stockage à diverses vitesses selon la décade de travail et la connaissance de l'adresse de certains échantillons.

4- La Carte "Spectre du Réseau" est principalement destinée à générer les différentes valeurs $\sin(2\pi nk/N)$ et $\cos(2\pi nk/N)$ nécessaires vers la carte de traitement numérique. Ces différentes valeurs qui concernent soit le 50Hz, soit le 60Hz, sont contenues dans une PROM de 2Koctets et réduites au nombre de 1200. Dans cette carte, le principal rôle de la logique de commande est de pouvoir pointer les différentes adresses selon un pas régulier dépendant de la fréquence de mesure.

Le calcul des 200 harmoniques du réseau requiert, en nombre de multiplications-accumulations(m.a):
 pour la décade 10-100Hz ,2 fréquences soit 2.400 m.a,
 pour la décade 0.1-1KH , 18 fréquences soit 216.000m.a,
 pour la décade 1-10KHz ,180 fréquence soit 2.160.000
 d'où près de 2.400.000 m.a réalisées en près de 240 ms.

5- La Carte de Traitement Numérique est composée d'une part d'un multiplieur-accumulateur (MAC) 12x12 bits (pour éviter les problèmes de débordements) travaillant à une cadence de 100ns, et d'autre part de mémoires contenant les suites $w(k)\sin(2\pi nk/N)$ et $w(k)\cos(2\pi nk/N)$ pour chacune des deux bandes équivalentes de bruit (10% et 20%) et d'une logique de commande et de contrôle.

Elle permet de calculer directement les suites:



$$\sum_{k=0}^{N-1} x(k)w(k)\sin(2\pi nk/N) \text{ et } \sum_{k=0}^{N-1} x(k)w(k)\cos(2\pi nk/N)$$

par multiplication et accumulation successives. L'élevation au carré de ces suites étant calculée par l'ordinateur hôte.

6- La Carte "Générateur Numérique sinusoïdal" permet le calibrage du niveau de la densité de bruit mesurée, car délivrant des signaux de densité spectrale connue et stable. De ce fait, elle permet de ne pas doubler le temps de mesure. Les 81 fréquences possibles du signal sinusoïdal générées par cette carte sont exactement égales aux 81 fréquences de mesure de la densité spectrale de bruit.

7-Filtrage et gains programmables. Il s'agit là de plusieurs cartes de filtres passe bande et d'amplificateurs permettant de générer un signal dont la densité spectrale est limitée à une décade et dont l'amplitude, déterminée automatiquement par le logiciel par l'intermédiaire des gains programmables des filtres, a le niveau adapté au travail linéaire du CAN.

BIBLIOGRAPHIE

M.SAVELLI

"Bruit de fond: caractérisation des composants et des circuits". Techniques de l'ingénieur, 3 -1976.

A.BLANC-LAPIERRE et B.PICINBONO

"Fonction Aléatoire" -Masson , 1981

J.DUPRAZ

"Probabilités,Signaux,Bruit"-Eyrolles , 1983

M.KUNT

"Traitement numérique des signaux". Editions Georgi, 1981.

M.BELLANGER

"Traitement numérique du signal"- Masson ,1981

J.MAX

"Méthodes et techniques de traitement du signal et application aux mesures physiques" Masson 1981

NEZIHG-GECKINLI and DAVRAS YAVUZ

"Some novel windows and a concise tutorial comparison of Window Families"-IEEE,vol.ASSP-26,N°6,december 1978.

FREDERIC J. HARRIS

"On the use of windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform"-Proceeding of the IEEE, vol.66,N°1,Janary 1978.

J.F.KAISER

"Nonrecursive digital filter design using the I_0 -sinh window fonction"-Proc.IEEE,International Symposium on Circuits and Systems,San Fransisco,April 1974.

W.D.STANLEY

"Digital signal processing"-Reston Publishing Company 1975.

L. ZHOU

"Contribution à l'analyse harmonique du bruit de fond par méthode numérique" .Thèse de Doctorat - Montpellier - 1986

J.COMALLONGA

"Thèse d'état" Montpellier, 1980

J.COMALLONGA

"Thèse de Docteur Ingénieur" Montpellier 1970

G.GAZOTY

"Thèse de diplôme d'ingénieur C.N.A.M."- Montpellier 1985.