

EUROPTEST

spécialiste des mesures de bruit

- . banc de mesure
- .sources de références
- .développements spécifiques
- .formation théorique et expérimentale

Les mesures de bruit accessibles à tous



KONTRON ELEKTRONIK

6 rue des Frères Caudron - BP 99 - 78143 Vélizy Cedex
Tél. : (1) 30 70 27 27 Fax : (1) 30 70 27 00

Présentation Europtest

spécialiste Européen des mesures de bruit

1992 . création d'une nouvelle société d'instrumentation électronique : **EUROPTTEST** .
Les fondateurs , **Mr Sauvage et Mr Jourdran** , après 20 ans d'expériences chez ADRET , société mondialement connue en instrumentation , décident de relancer le souffle d'innovation qui caractérisait si bien cette société,aujourd'hui disparue après plusieurs rachats .

Mr Sauvage (chef de projet puis directeur technique d'ADRET) et Mr Jourdran (dir. qualité, ADRET) ont travaillé sur de nombreux produits ayant connus un succès international . notamment : le synthétiseur de fréquence 7100 (ADRET 1980) , celui-ci fut le premier synthétiseur programmable au monde , sa licence a été vendue aux ETATS-UNIS ou il resta 2 ans sans concurrence .

Créativité et dynamisme ont toujours caractérisé les actions des Fondateurs .

Le principal domaine d'activité d' **EUROPTTEST** sera : "**la mesure du bruit** " .

EUROPTTEST offrira une qualité de service inégalée dans ce domaine :

fourniture d'équipements (ex : Banc de mesure , sources de références) , elle assistera ses clients sur leurs problèmes de mesure , elle prendra en charge des développements spécifiques et elle assurera une formation sur les aspects théoriques et expérimentaux .

Mr Sauvage , docteur en électronique , a été un pionnier dans ce domaine avec notamment une thèse sur la théorie et la mesure du bruit de phase des oscillateurs (1974) . Ces travaux de recherche ont permis à la société ADRET d'être longtemps "leader mondial" , avec toute une gamme de générateurs de fréquences à très faible bruit de phase .

Mr Jourdran , ingénieur CNAM , a développé de nombreux "Bancs de test " au sein de la société ADRET .

Dans tous les domaines de l'électronique , la mesure du bruit de phase est de plus en plus essentielle pour caractériser un signal :

- c'est le bruit de phase qui limite la portée d'un radar .
- c'est le bruit de phase qui dégrade la qualité d'une image télévision .
- c'est le bruit de phase qui limite la précision de positionnement d'un satellite .
- c'est le bruit de phase qui dégrade la qualité des transmissions de données .

Toute utilisation d'un signal de transmission (par câble , par faisceaux hertziens , par satellite) nécessite cette mesure pour qualifier la qualité de cette transmission .

Un instrument de conception moderne manque "cruellement" à tous ceux confrontés à ces problèmes de mesure .Cet instrument doit être **simple d'utilisation** , il doit pouvoir s'adapter à toutes les formes de signaux , analogiques et numériques , il doit permettre à la fois de mesurer et d'analyser , il doit être puissant : calcul de tous les paramètres caractérisant un générateur :

L'objectif majeur de la société EUROPTEST est de mettre à la portée de tous , ces mesures si complexes à mettre en oeuvre aujourd'hui .

Les fondateurs ont eu dès le début le souci d'une force de vente puissante , pour cette raison ils se sont alliés à des sociétés réputées dans le milieu professionnel :

pour la FRANCE avec la société KONTRON , dont le responsable des ventes des produits hyperfréquences est Mr MARTIN , bien connu des fondateurs d ' EUROPTEST , puisqu'ayant travaillé ensemble chez ADRET pendant 20 ans .

- pour l'exportation , la commercialisation est confiée à la société américaine COMSTRON qui dispose d'un réseau d'agents dans le monde entier .

EUROPTEST

1.1

DESCRIPTION ET SPECIFICATIONS

Les mesures de bruit accessibles à tous



KONTRON ELEKTRONIK

6 rue des Frères Caudron - BP 99 - 78143 Vélizy Cedex
Tél. : (1) 30 70 27 27 Fax : (1) 30 70 27 00

Michel Martin

1.1.1 PRESENTATION

Le Banc PN9000 est un système automatisé de mesure de bruit de phase. Il a été conçu pour satisfaire aux besoins de mesure aussi bien en laboratoire qu'en production.

Le Banc PN9000 se présente sous forme d'un système intégré offrant toutes les fonctionnalités nécessaires au déroulement facile d'une mesure de bruit de phase (calibration rapide, asservissement précis de la source de référence, analyse spectrale interne au banc: de 1Hz à 10MHz...).

Le Banc PN9000 est conçu de manière modulaire pour pouvoir faire face à une grande variété d'applications (sources de référence internes, en gamme "RF" ou "hyperfréquence", démodulation de phase ou de fréquence, mesure sur des sources stables et instables, etc...).

Les principales caractéristiques du PN9000 sont :

- architecture modulaire.
- processus de mesure automatique.
- facilité d'utilisation.
- calibration rapide.
- large gamme de sources de référence.
- analyse spectrale 1Hz .. 10MHz intégrée.
- gestion et traitement évolués des résultats de mesure.

1.1.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La Figure 1 montre le bloc diagramme simplifié du principe de fonctionnement. Le PN9000 démodule le bruit de phase d'une source sous-test, à l'aide d'une source de référence maintenue en quadrature. Un mélangeur équilibré agit comme un démodulateur de phase et délivre le bruit de phase à une chaîne d'amplification faible bruit.

La source de référence est maintenue en quadrature par un système d'asservissement.

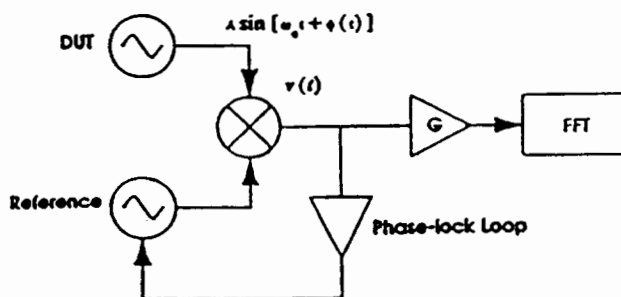


Figure 1

Calibration :

Le processus de calibration nécessite de mesurer le facteur de démodulation du comparateur de phase. Ce facteur dépend du niveau des sources sous-test ; sa valeur donne la référence 0dB des spectres.

Pour sa mesure, il faut réaliser un écart de fréquence entre les deux sources ($> 5\text{Hz}$ et $< 100\text{KHz}$). Le système analyse automatiquement la pente aux passages à zéro de ce signal de battement, et cette pente correspond au facteur de démodulation.

Cette calibration est réalisée très rapidement même sur des signaux fortement distordus.

Asservissement de la source de référence :

Le PN9000 comporte une boucle de phase dont le gain et le facteur d'amortissement sont programmables, voir Figure 2. Le système vérifie automatiquement la stabilité de cette boucle.

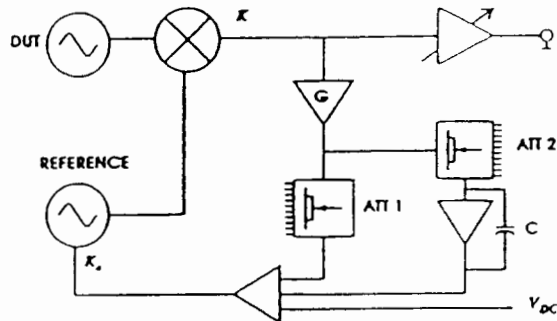


Figure 2

L'effet de la boucle d'asservissement sur les mesures de bruit de phase est compensé avec précision afin de présenter le spectre réel de la source sous-test, même pour des fréquences d'analyse aussi basses que 1Hz de la fréquence porteuse.

Double transposition :

Pour mesurer des sources faible bruit, il est souvent difficile de trouver une source de référence présentant à la fois des spécifications de bruit adéquates et un contrôle continu de fréquence permettant l'asservissement (exemple : entrée FM pour un synthétiseur).

Le PN9000 offre la possibilité de travailler en double transposition, voir Figure 3. Ceci permet d'utiliser un synthétiseur en mode "CW" (mode faible bruit), l'asservissement étant réalisé par un oscillateur à quartz à fréquence fixe.

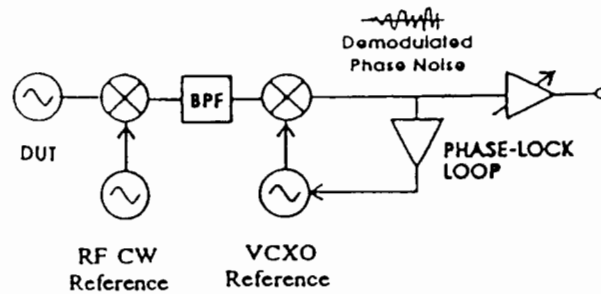


Figure 3

Mesure en hyperfréquence :

L'option PN9200 permet de transposer tout signal hyperfréquence en gamme "RF" (< 1GHz), ceci avec un bruit de phase inégalé : -127 dBc/HZ à 10KHz pour une fréquence porteuse de 10GHz.

1.1.3 DESCRIPTION

Le système standard comprend :

- **Un chassis PN9000 comportant :**
 - . un démodulateur de phase 1GHz.
 - . un système d'asservissement.
 - . une chaîne d'amplification faible bruit.
 - . des filtres "antialiasing", situés avant la numérisation du signal.
 - . une interface de programmation IEEE.
- **Un calculateur PC 486 DX comportant :**
 - . une carte de numérisation rapide (2,5 MHz 12 Bits).
 - . un fréquencemètre.
 - . une carte de programmation IEEE.
- **Un logiciel d'application comportant :**
 - . un menu "déroulant" interactif.
 - . une analyse spectrale 1Hz .. 1MHz.
 - . un traitement des données (calcul de puissance de bruit, marqueurs, test de spécifications, comparaison de courbes etc...).
 - . un ensemble de "drivers" IEEE pour des synthétiseurs commerciaux (COMSTRON, HP, MARCONI,SYSTRON DONNER, etc...).
 - . une gestion des résultats (imprimantes, sauvegarde des fichiers...).

Le système peut également être livré avec les OPTIONS suivantes:

- analyse spectrale 10MHz.
- comparateur de phase hyperfréquence.
- oscillateur à quartz faible bruit (10MHz, 100MHz).
- sources de référence "RF" et "Hyperfréquence" (PN-9100 et PN69200).

1.1.4 FONCTIONNALITES

Conformation des signaux HF sous-test :

Le module détecteur de phase comporte des amplificateurs permettant d'ajuster le niveau des sources sous-test (ceux-ci peuvent varier de -20 dBm à +20 dBm).

Dans le cas où les sources sous-test sont programmables, le menu permet d'appeler le "driver IEEE" adéquat.

Le fréquencemètre permet de mesurer l'écart de fréquence entre les sources.

Calibration :

Plusieurs modes de calibration sont proposés. Le choix d'un mode est explicité dans la Note Technique N° 2. Il dépend principalement de la méthode de mesure (démodulation de phase, démodulation de fréquence, méthode d'un oscillateur ...) et de la stabilité des sources sous-test.

Analyse spectrale :

Une carte de numérisation rapide (2,5 MHz 12 Bits) permet de réaliser une analyse spectrale par transformée de Fourier FFT jusqu'à 1MHz, une option permettant d'étendre cette gamme à 10MHz.

Cette analyse est réalisée par décades de 1Hz à 10MHz, avec une résolution de 400 points par décade. La dynamique est ajustée automatiquement.

Le logiciel différencie le bruit et les raies parasites, permettant de visualiser directement le bruit en dBc/Hz et les raies parasites en dBc.

Menus :

Tous les paramètres de la mesure sont contrôlables par un menu interactif. Toutes les données et les résultats de mesure sont sauvegardés automatiquement sur le disque-dur.

Une visualisation couleur permet de représenter plusieurs résultats simultanément, ceci de manière très agréable pour l'opérateur. De nombreuses configurations de mesure peuvent être enregistrées afin d'être exécutées de manière automatique.

Analyse des résultats :

Les résultats de mesure peuvent être testés par rapport à des spécifications. Un marqueur permet de lire avec une grande précision le niveau des spectres.

De nombreux traitements peuvent être réalisés : suppression des raies parasites, lissage des courbes, comparaison de courbes, ...
Les résultats de mesure peuvent être sauvegardés et rappelés.

Tous les calculs de puissance de bruit peuvent être réalisés : puissance de bruit dans une bande (exprimée en radian, dB, Hertz), calcul de variance, calcul de jitter ...

1.1.5 BLOC DIAGRAMME

La Figure 4 représente le bloc diagramme pour la configuration de base du banc PN9000. Chaque fonction est réalisée dans un module (Démodulateur de Phase RF, Amplificateur, Asservissement, Conformateur de sortie, Interface IEEE).

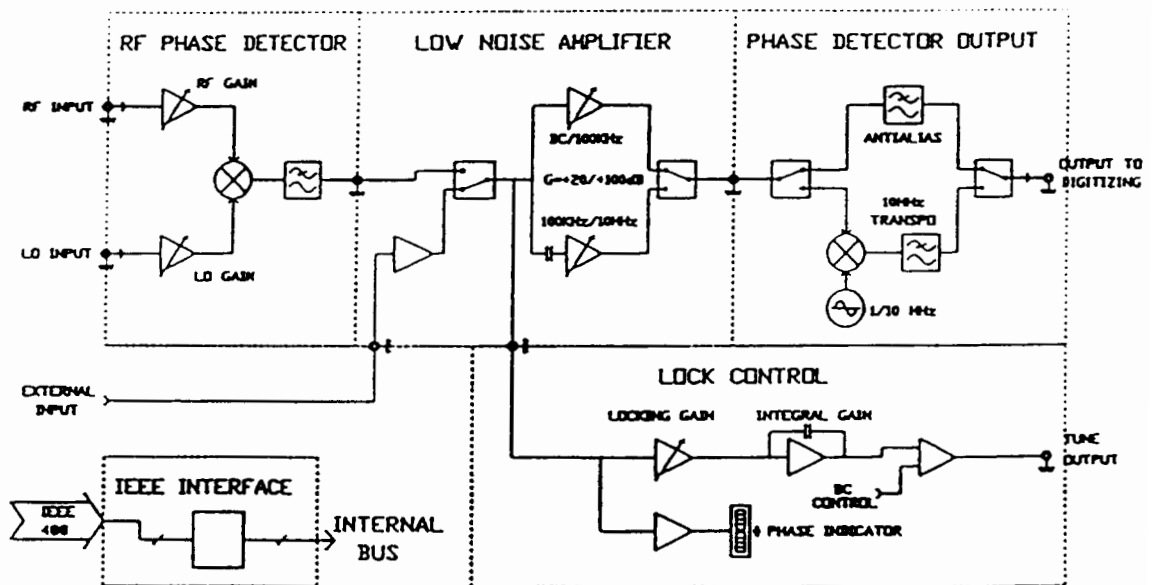


Figure 4

Principales fonctions du chassis PN9000 :

- RF phase détecteur :

Le comparateur de phase permet de démoduler le bruit de phase des deux signaux "RF" et "LO". Si les niveaux de ces signaux sont trop faibles (< 0dBm), ils peuvent être ajustés à l'aide des amplificateurs RF (gain +10 et +20 dB) et LO (+10 dB). Le PN9000 est ainsi capable de mesurer des signaux de -20 dBm.

Les filtres passe-bas (1MHz et 10MHz) situés à la sortie du comparateur permettent de rejeter les fréquences porteuses afin d'obtenir le maximum de dynamique dans la mesure du bruit.

La tension de sortie de ce module attaque le module d'amplification.

- **Amplificateur :**

La tension de sortie du comparateur de phase est amplifiée par ce module. La gamme est partagée en deux sous-gammes : DC-100KHz et 100KHz-10MHz ; les amplificateurs DC-100KHz ont un très faible bruit (-170dBc/Hz), les amplificateurs 100KHz-10MHz permettent une bande d'analyse plus large, au détriment d'un niveau de bruit plus élevé (-163dBc/Hz).

Le gain maximum pour les deux sous-gammes est de 90 dB ; ceci permet d'utiliser la dynamique maximale du convertisseur analogique numérique (situé dans le calculateur).

Une entrée externe permet d'analyser directement une tension de bruit. La tension d'entrée de ce module amplificateur est envoyée sur le module d'asservissement. Sa tension de sortie est envoyée sur un module de filtrage et de transposition.

- **Filtrage de sortie :**

La tension de bruit amplifiée est soit filtrée par des filtres "antialiasing" avant d'être numérisée, soit transposée pour étendre la gamme d'analyse spectrale à 10MHz.

- **Asservissement :**

Le système d'asservissement comporte les moyens de contrôle des paramètres caractérisant une boucle de phase (gain direct, gain intégral...).

Ce module génère aussi une tension continue afin de contrôler la fréquence d'un oscillateur.

La tension de sortie du comparateur de phase est visualisée sur un "Bar-graph". Cette visualisation permet de contrôler soit la présence d'un signal de battement, soit de vérifier que l'asservissement est correctement réalisé.

- **Interface IEEE :**

Ce module permet la programmation du PN9000. Tous les paramètres du banc sont programmables, aucune action manuelle n'est nécessaire sur le châssis du PN9000.

Principales fonctions du calculateur :

Le calculateur préconisé est un compatible IBM 486 DX. La configuration est standard : 640Kbyte de mémoire, "disque-dur" 120 Mbyte, écran VGA couleur. Il comporte deux cartes d'extension :

- Carte de numérisation :

La tension de sortie du PN9000 est numérisée par un convertisseur 2,5 MHz 12 Bits (dynamique instantanée de 72dB sur les raies et -100dB sur le bruit). La chaîne d'amplification étend cette dynamique de 0dB à -170dB.

Les différentes fréquences d'échantillonnages et profondeurs d'acquisition permettent une analyse spectrale par transformée de Fourier de 0.1Hz à 1MHz. La transposition du module de filtrage du PN9000 étend cette gamme à 10 MHz.

- Carte contrôleur IEEE :

Cette carte permet de programmer soit le châssis PN9000, soit les sources de référence (exemple : synthétiseur de fréquence). Dans le cas où d'autres fonctions seraient nécessaires (exemple : commutateur de signaux HF ...), celles-ci pourraient être programmées automatiquement par le calculateur grâce à ce contrôleur de bus IEEE.

- Logiciel :

Un logiciel puissant contrôle le fonctionnement des modules décrits précédemment. Il permet notamment d'automatiser le processus de mesure afin que l'opérateur ait un minimum d'interventions tout en assurant une excellente précision dans une gamme aussi large que 1Hz à 10MHz, dans une dynamique de 0dB à -170dB.

Dans le cas de sources programmables, le processus de mesure peut être entièrement automatisé.

Ce logiciel permet aussi une représentation agréable des résultats de mesure ainsi qu'un traitement du signal permettant d'extraire toutes les informations contenues dans la pureté spectrale.

EUROPTEST

1.2

Le bruit et sa mesure · NOTE TECHNIQUE N° 1

GERARD SAUVAGE

1992

Les mesures de bruit accessibles à tous



KONTRON ELEKTRONIK

6 rue des Frères Caudron - BP 99 - 78143 Vélizy Cedex
Tél. : (1) 30 70 27 27 Fax : (1) 30 70 27 00

Michel Martin

I DEFINITION DES PARAMETRES CARACTERISANT LE BRUIT

Dans tous les domaines de l'électronique , la mesure du bruit est de plus en plus essentielle pour caractériser un signal :

- c'est le bruit qui limite la portée d'un radar .
- c'est le bruit qui dégrade la qualité d'une image télévision .
- c'est le bruit qui limite la précision de positionnement d'un satellite .
- c'est le bruit qui dégrade la qualité des transmissions de données .

Le caractère aléatoire est la propriété fondamentale du bruit , ceci est dû aux mécanismes physiques dont il est issu .

Les trois principaux types de bruit rencontrés dans tous les dispositifs électroniques sont :

- 1-le bruit thermique : mouvement aléatoire des porteurs dans un conducteur .
- 2-le bruit de grenaille : passage aléatoire des porteurs à travers une barrière de potentiel .
- 3-le bruit "flicker" : origine mal connue , semble dépendre de défauts macroscopiques de la matière .

Pour caractériser ces sources de bruit , il faut faire appel à la théorie des fonctions aléatoires .Les outils mathématiques seront simplifiés par trois hypothèses faites sur la nature statistique du bruit :

- il est stationnaire (valeur moyenne nulle) .
- il est ergodique (ses moyennes statistiques sont égales à ses moyennes temporelles) .
- il est gaussien (son amplitude est caractérisée par une densité de probabilité gaussienne) .

* Attention d'autres perturbations aléatoires peuvent se superposer à ces types de bruit , n'obéissant pas aux hypothèses précédentes et faussant les résultats de mesure , exemple : les sauts aléatoires de tension .

I A Représentation "temporelle" du bruit :

L'observation d'une tension de bruit en fonction du temps représente " une fonction aléatoire " .

Tout paramètre physique peut être perturbé par une source de bruit , cette fonction aléatoire peut donc caractériser une tension (Volt) un courant (Ampère) une phase(radian) une fréquence (Hertz) un temps (seconde) etc ...

Cette fonction $x (t)$ va être caractérisée par sa densité de probabilité $p (x)$, qui à chaque x représente la probabilité pour que la fonction $x (t) = x$.

Seule une description statistique de cette fonction du temps est possible .Selon les hypothèses précédentes , $p (x)$ est une fonction gaussienne figure 1 :

$$p (x) = (1 / \sigma \sqrt{2 \pi}) e^{-x^2 / 2\sigma^2}$$

σ étant l'écart type de $p (x) =$ paramètre statistique .

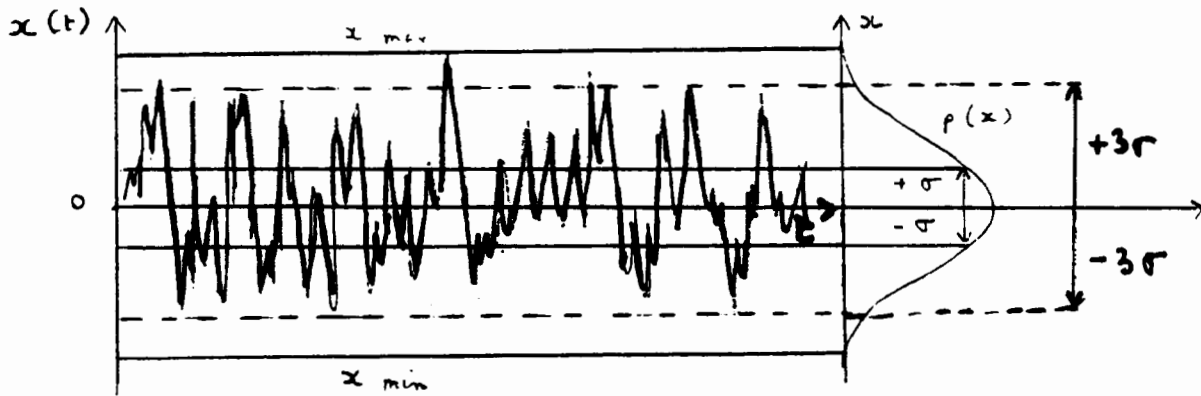


figure 1

* Un seul paramètre σ permet de caractériser complètement la fonction $p (x)$.

* Il peut être calculé par une moyenne statistique ou par une moyenne temporelle : valeur efficace de $x (t) = \sqrt{x^2 (t)}$: moyenne temporelle , le bruit étant supposé ergodique $\sigma = \sqrt{x^2 (t)}$.

* $p (x)$ est symétrique $|x_{\max}| = |x_{\min}|$.

* 99.7 % de la fonction $x (t)$ se trouve dans l'intervalle $\pm 3 \sigma$.

Cette valeur $\pm 3 \sigma$ peut représenter la valeur crête-crête du bruit .

La définition absolue du bruit crête-crête n'existe pas $\pm 4 \sigma = 99.98 \%$ de $x (t)$.

* Cette représentation temporelle-statistique est utile pour calculer des taux d'erreurs . La fonction ERF (x) , obtenue dans ces calculs de taux d'erreurs , provient de l'intégration de $p (x)$. Soit le seuil x_0 , la probabilité pour que $x (t) > x_0 = \int_{x_0}^{+\infty} p (x) dx$

$$= 1/2 [1 - \int_{-x_0}^{+x_0} p (x) dx] = 1/2 [1 - \text{ERF} (x_0 / \sigma)]$$

I B Représentation "fréquentielle" :

Le paramètre fondamental est la répartition de la puissance de bruit en fonction de la fréquence : $S_x(f)$, appelé densité spectrale des fluctuations de phase, d'amplitude de fréquence etc ...

Quand on s'intéresse aux perturbations affectant un signal, tel que le bruit de phase, le bruit de fréquence ou le bruit d'amplitude : $S_x(f)$ est un spectre basse fréquence, continu (* pas de discontinuité du spectre en fonction de la fréquence) et défini pour les fréquences positives (spectre uni-latéral), figure 2 :

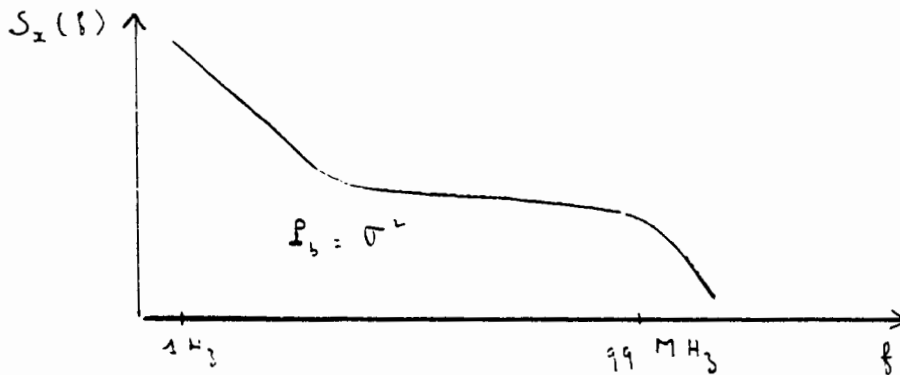


figure 2

Unités :

Bruit de phase $x = \text{radian}$, $S_x(f) = (\text{radian})^2 / \text{Hz}$

Bruit de fréquence $x = \text{hertz}$, $S_x(f) = (\text{Hertz})^2 / \text{Hz}$ (*attention = Hertz)

Bruit d'amplitude $x = \text{volt}$, $S_x(f) = (\text{Volt})^2 / \text{Hz}$

Relations entre les domaines "temps" et "fréquence" :

La puissance de bruit est le principal paramètre commun aux deux domaines .

"domaine temps", figure 1 :

$x(t)$ définie par sa valeur efficace $\sqrt{\overline{x^2(t)}}$.

autres notations : $\sqrt{\overline{x^2}}$, x_{efficace} , x_{rms} (en anglais : root mean square) .

$p(x)$ définie par σ (écart type) .

"domaine fréquence", figure 2 :

$S_x(f)$, permet de calculer la puissance de bruit totale $P_b = \int_0^{+\infty} S_x(f) df$

Le lien entre les deux domaines étant $P_b = \overline{x^2(t)} = \sigma^2$.

I C Caractérisation d'un signal :

Le bruit , précédemment décrit , peut affecter un signal porteur (c'est à dire un signal ayant une amplitude significativement plus grande que le bruit qui le perturbe) .

Ce signal peut être caractérisé de quatre manières différentes :

1° Pureté spectrale :

Le spectre d'un signal sinusoïdal idéal $v(t) = A \sin [2\pi f_0 t]$ correspond à une fonction de Dirac à la fréquence f_0 :

$$S_v(f) = A^2 / 2 \delta(f - f_0) \quad (\text{unités Watt / Hz})$$

Les perturbations dues aux fluctuations de fréquence et d'amplitude introduisent une largeur de raie et des bandes latérales de bruit , figure 3 .

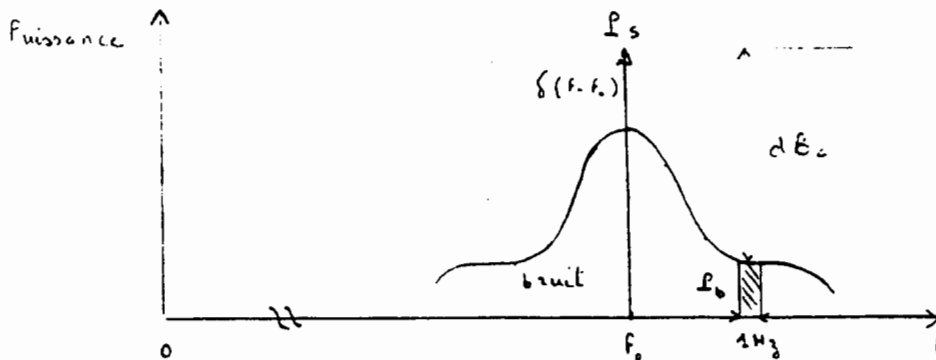


figure 3

Le niveau relatif des bandes latérales de bruit définissent la pureté spectrale , généralement exprimée en $\text{dBc} = 10 \log (P_b(1\text{Hz}) / P_s)$, (dBc : c comme carrier en anglais) .

*Attention , la pureté spectrale tient compte de toutes les perturbations : bruit de phase et bruit d'amplitude .

Le moyen de mesure classique est l'analyseur de spectre .

2° Bruit d'amplitude et bruit de phase :

Un signal réel affecté de ces deux types de bruit , peut être représenté par l'expression suivante : $v(t) = A [1 + a(t)] \sin [2\pi f_0 t + \phi(t)]$.

$a(t)$ et $\phi(t)$ représentent deux fonctions aléatoires , auxquelles correspondent deux densités spectrales $S_a(f)$ (unités Volt²/Hz) et $S_\phi(f)$ (unités radians²/Hz).

La fonction $\phi(t)$ représente les fluctuations de la phase par rapport à la phase théorique du signal $\phi_0 = 2\pi f_0 t$, figure 4 .

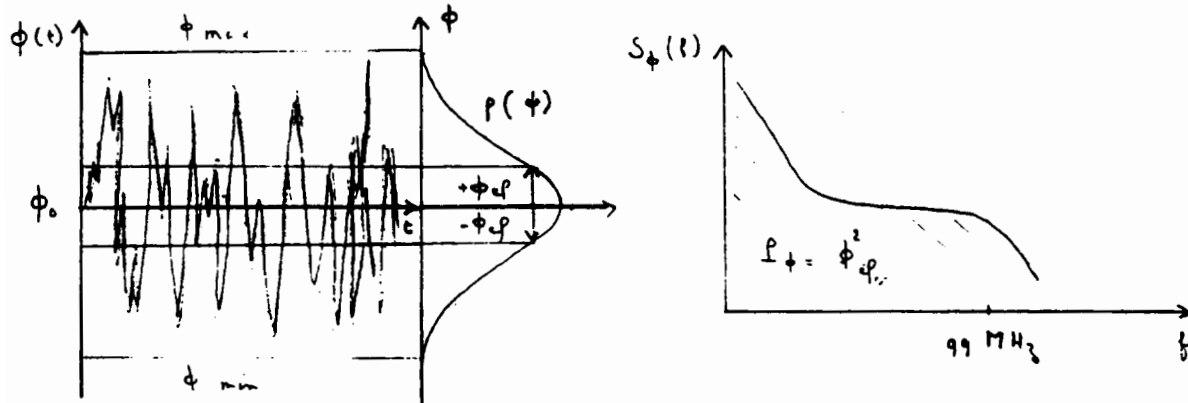


figure 4

ϕ_{max} et ϕ_{min} représentent les écarts maximums par rapport à la phase théorique , ils permettraient de définir un taux d'erreurs en modulation numérique de phase .

Exemple : si la modulation comporte 4 états de phase ($+\pi/4$ $+3\pi/4$ $-\pi/4$ $-3\pi/4$) le seuil de décision sera de $\pm\pi/4$ autour de chaque état , si les valeurs ϕ_{max} ϕ_{min} étaient inférieures à $\pm\pi/4$ le bruit n'apporterait pas d'erreur de transmission .

$\phi_{efficace}$ représente la valeur efficace du bruit de phase, on l'appellera aussi : "fluctuation moyenne de la phase" .

On peut calculer les fluctuations de la fréquence du signal porteur :

$$f_0(t) = f_0 + d\phi(t) / 2\pi dt = f_0 + \dot{\phi}(t) / 2\pi = f_0 + \Delta f(t) \text{ (Hertz)} .$$

$\Delta f(t)$ représente les fluctuations instantanées de la fréquence porteuse autour de sa valeur centrale f_0 : figure 5 .

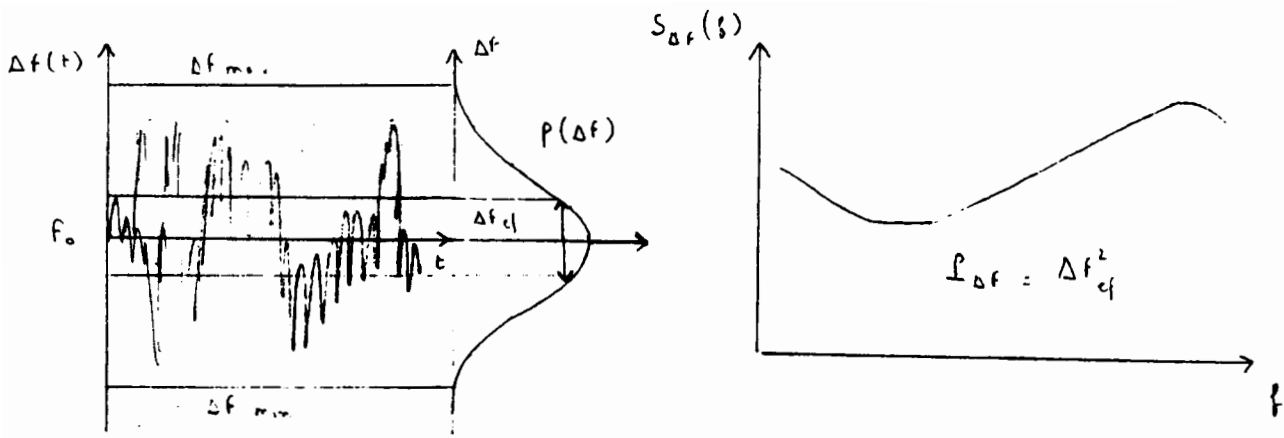


figure 5

$\Delta f_{\text{efficace}}$ représente la valeur efficace du bruit de fréquence, on l'appellera aussi : "fluctuation moyenne de la fréquence".

relation entre la densité spectrale des fluctuations de phase et de fréquence :

$$S_{\Delta f}(f) = f^2 S_{\phi}(f)$$

On peut aussi représenter les fluctuations relatives de fréquence : $y(t) = \Delta f(t) / f_0$.

Cette représentation permet de s'affranchir de la valeur de la fréquence centrale f_0 .

La densité spectrale $S_y(f) = f^2 / f_0^2 S_{\phi}(f)$.

Les spectres $S_{\phi}(f)$ $S_{\Delta f}(f)$ $S_y(f)$ représentent : "la caractérisation de l'instabilité de fréquence dans le domaine fréquence".

Dans le domaine industriel, les spectres les plus usités sont $S_a(f)$ et $S_{\phi}(f)$ car ils permettent d'estimer directement la pureté spectrale $S_v(f)$.

Relation entre pureté spectrale et densité spectrale :

Soit le signal réel $v(t) = A [1 + a(t)] \sin [2\pi f_0 t + \phi(t)]$

Si on démodule le bruit d'amplitude et de phase : $a(t)$ et $\phi(t)$, l'analyse spectrale de ces deux fonctions aléatoires donne les densités spectrales $S_a(f)$ et $S_{\phi}(f)$, figure 6.

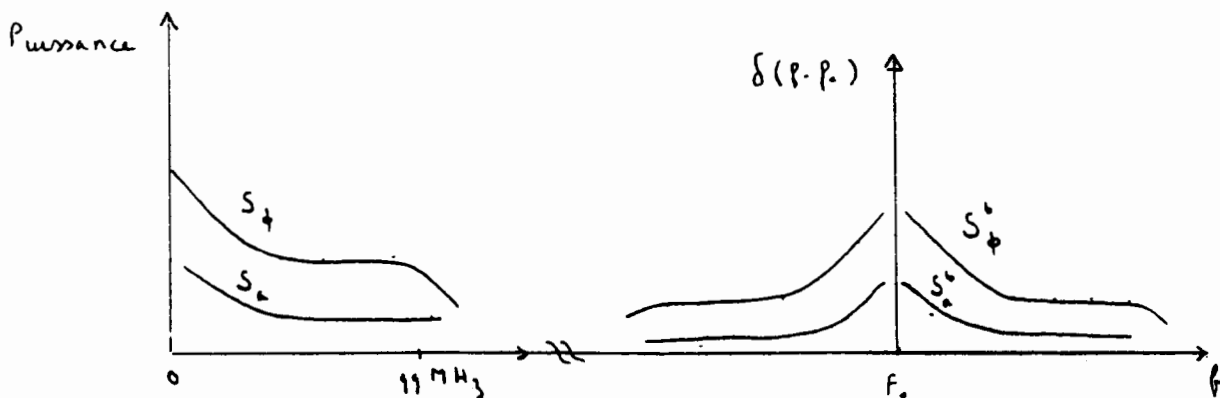


figure 6

En première approximation (puissance de bruit de phase $\ll 1$ radian²), les bandes latérales autour de la fréquence porteuse f_0 correspondent à la translation en double bande (= -3dB) des densités spectrales $S_a(f)$ et $S_\phi(f)$ --> $S_a^b(f)$ et $S_\phi^b(f)$.

Sans approximation , on obtient la relation complète suivante :

$$S_v(f) = A^2 / 2 e^{-\overline{\phi^2}} [\delta(f-f_0) + S_a^b(f-f_0) + S_\phi^b(f-f_0) + \sum_n 1/n! S_\phi^b(f) \otimes S_\phi^b(f)]$$

\otimes = convolution $\overline{\phi^2}$ = puissance totale du bruit de phase .

Dans de nombreux cas , notamment sur des signaux hyperfréquences , il faudrait tenir compte de la première convolution du bruit de phase : $S_\phi(f) \otimes S_\phi(f)$ et du facteur $e^{-\overline{\phi^2}}$. Le bruit d'amplitude étant toujours suffisamment faible pour ne tenir compte que de $S_a(f)$

3° Bruit de phase , ou bruit de fréquence , caractérisé dans le domaine "temps" :

La fréquence du signal peut être mesurée à l'aide d'un fréquencemètre .L'instabilité de fréquence se traduit par une fluctuation des résultats de mesure :

$$\Delta f \text{ mesure} = f_0 + \Delta f(T) \quad T \text{ étant le temps de mesure du fréquencemètre .}$$

(exemple $T = 1\text{ms}$, 10ms , 100ms etc ..)

Si l'on reproduit la même mesure , on obtient une série de variables aléatoires $\Delta f_n(T)$, plus le temps de mesure T augmente plus les valeurs $\Delta f_n(T)$ sont faibles .

Si l'on ne tient pas compte de la dérive de la fréquence porteuse (processus différent du bruit) la valeur moyenne des $\Delta f_n(T)$ est nulle .

L'analyse statistique de ces écarts $\Delta f_n(t)$ représente la "caractérisation de l'instabilité de fréquence dans le domaine temps " , le paramètre fondamental étant "l'écart type " (ou variance vraie) :

$$\sigma [\Delta f(T)] = 1/N \sqrt{\sum_{i=1}^N [\Delta f_i(T) - 1/N \sum_{j=1}^N \Delta f_j(T)]^2}$$

(N doit être grand > 100 , unités = Hertz)

Les résultats sont souvent exprimés en relatif $\sigma [\Delta f(1\text{ms})] / f_0 = 10^{-x}$.

Exemple: $\sigma [\Delta f(1\text{ms})] / f_0 = 10^{-7}$, si $f_0 = 100\text{MHz}$ $\sigma(1\text{ms}) = 10\text{Hz}$,

d'après le critère des valeurs crêtes $\Delta f_{\text{max}} = \pm 3 \times 10 \text{ Hz} = \pm 30 \text{ Hz}$.

Relation avec les fluctuations de fréquence instantanée :

En première approche les deux paramètres semblent proches .

$\Delta f (t)$ (unités : Hertz) représente les fluctuations instantanées de la fréquence .

$\Delta f (T)$ (unités : Hertz) représente les écarts de fréquence mesurés au fréquencesmètre , sur un temps T .

Ces deux paramètres sont reliés par la puissance du bruit de fréquence :

$$\sigma [\Delta f (T)] = (1 / f_0) \sqrt{ P_{\Delta f} }$$

$P_{\Delta f}$ = puissance de bruit dans la bande passante $\sin (\pi T f) / (\pi T f)$ = passe-bas (passe-bas dont la fréquence de coupure : $f_c = 0.25 / T$) .

$$P_{\Delta f} = \int_0^{\infty} S_{\Delta f} (f) [\sin (\pi T f) / (\pi T f)]^2 df \quad \text{figure 7}$$

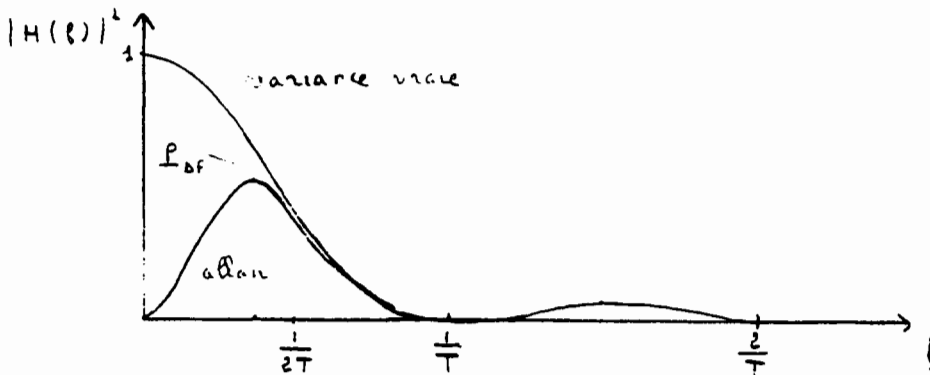


figure 7

le fréquencesmètre agit comme un intégrateur du bruit de fréquence .

* Attention , une raie parasite de fréquence $1 / T$ n'est pas prise en compte par cette mesure puisque correspondant à un zero de la fonction de transfert .

(ex T = 1 ms F= 1KHz , T = 100ms F=100Hz) .

D'autres variances ont été introduites afin de simplifier le calcul statistique , la variance d'allan est basée uniquement sur deux mesures successives (la variance vraie nécessite de garder en mémoire toutes les N mesures avant d'effectuer le calcul) :

$$\sigma_{\text{allan}} [\Delta f (T)] = (1 / N) \sqrt{ \sum_{i=1}^N (1 / 2) [\Delta f_i (T) - \Delta f_{i+1} (T)]^2 }$$

Sa fonction de transfert $= \sin^2(\pi T f) / (\pi T f)$ est plus sélective ($f_{\max} = 0.37 / T$) et élimine la contribution des perturbations TBF . figure 7 , donc conduira à des résultats de mesure différents de la variance vraie .

* Attention , les résultats de mesure dépendent du type de variance et du temps de mesure du fréquencemètre .

*Ces processus de mesure ne caractérisent pas le bruit d'amplitude .

4° bruit de temps , gigue :

Pour les systèmes de transmission numérique il est intéressant de caractériser un signal en bruit de temps , appelé gigue .

Les fluctuations de phase créent une fluctuation des passages à zero du signal porteur

$$v(t) = A \sin [2\pi f_0 t + \phi(t)] = A \sin [2\pi f_0 (t + \phi(t) / 2\pi f_0)]$$

$$v(t) = A \sin [2\pi f_0 (t + \Delta T(t))] \quad , \quad \Delta T(t) = \text{gigue} \quad , \quad \text{figure 8 :}$$

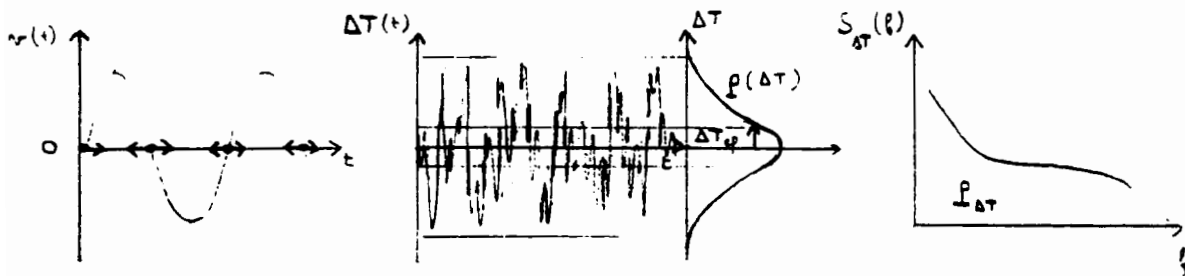


figure 8

Ces fluctuations de temps sont reliées aux fluctuations de phase :

$$\Delta T(t) = \phi(t) / 2\pi f_0 .$$

$\Delta T(t)$ devient une fonction aléatoire dont on peut définir une densité de probabilité $p(\Delta T)$, une fluctuation moyenne $\Delta T_{\text{efficace}}$ (=écart type) , une fluctuation crête-crête $= \pm 3 \Delta T_{\text{efficace}}$, une densité spectrale $S_{\Delta T}(f) = (1 / 2\pi f_0) S_{\phi}(f)$ (unités seconde² / Hz) .

La puissance de gigue étant $P_{\Delta T} = \int S_{\Delta T}(f) df$ (unités seconde²) .

La fluctuation moyenne de gigue : $\Delta T_{\text{eff}} = \sqrt{P_{\Delta T}}$ (unités seconde_{efficace}) .

On peut exprimer la gigue en relatif par rapport à la période du signal , on définit alors l'interval unitaire = IU :

$$IU(t) = [\Delta T(t) / T_0] = [\phi(t) / 2\pi] \quad (\text{sans unité}) .$$

On s'intéressera le plus souvent à la valeur crête-crête de ce paramètre car il permet de définir un seuil de perturbation : $I U_{cc}$.

II MOYENS DE MESURE

Les paramètres à mesurer sont , d'après le chapitre I :

- la pureté spectrale .
- le bruit d'amplitude .
- le bruit de phase .
- le bruit de fréquence .
- les variances .
- la gigue .

II A Analyseur de spectre:

Le paramètre mesuré par un analyseur de spectre est la pureté spectrale .

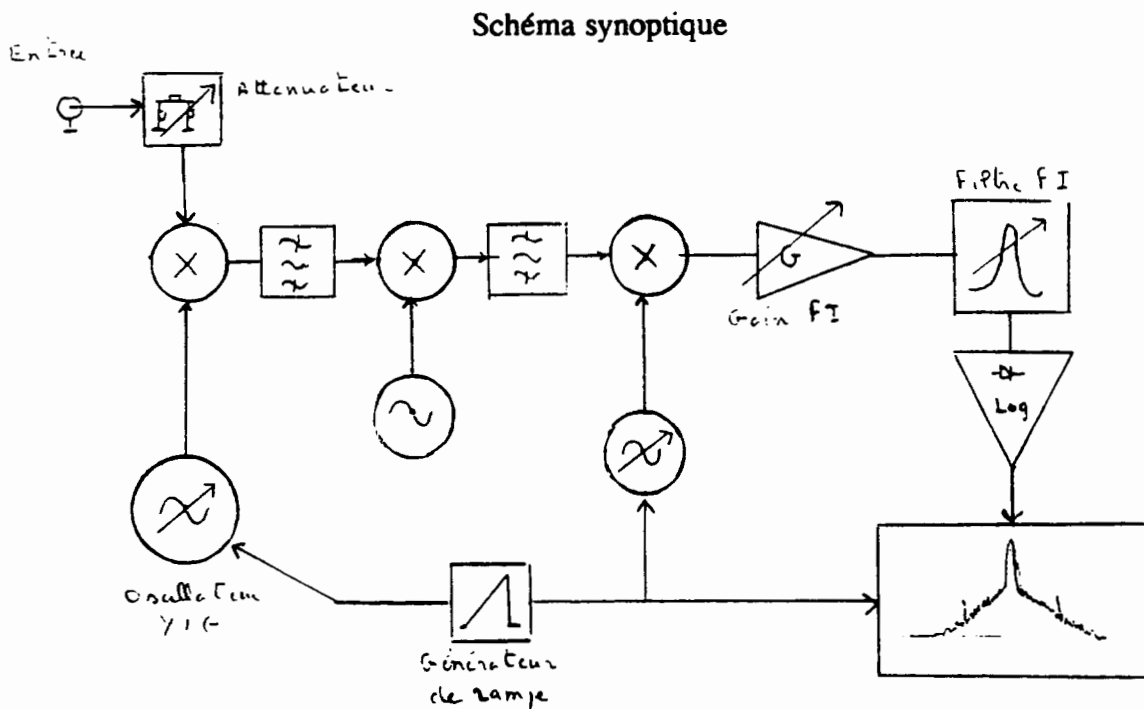


figure 9

Le principe est basé sur la transposition à une fréquence FI du signal à mesurer .

Les éléments critiques sont :

- les oscillateurs de transposition .
- le filtrage FI (bande variable 1MHz ... 10Hz) .
- la dynamique de la détection-logarithmique .

Avantages :

- mesure directe à la fréquence du signal .
- toutes les fonctions nécessaires à la mesure sont incorporées dans l'appareil (démodulation , références etc ...) .
- utilisation simple .

Inconvénients :

Malgré de récentes améliorations : synthèse des oscillateurs , augmentation de la dynamique des "ampli-log" 80 dB --> 100dB , ce système présente de nombreux inconvénients pour la mesure spécifique du bruit :

- le bruit de phase de l'oscillateur est trop élevé pour la plupart des sources à tester (souvent les oscillateurs locaux sont synchronisés et non asservis , la valeur moyenne de la fréquence centrale est stable mais le bruit reste très élevé) .
- l'instabilité de la fréquence centrale rend difficile la mesure proche de la porteuse .
- le bruit d'amplitude et le bruit de phase sont cumulés .
- les raies parasites ne sont pas différenciées du bruit , le spectre est visualisé uniquement en dBm .
- l'analyse est linéaire en fonction de la distance à la porteuse , ce qui implique une gamme d'analyse faible (max = déviation min = déviation / 50) .
- le spectre n'est pas normalisé en dB / porteuse .
- les imprécisions de mesure sont nombreuses (atténuateur , gain , filtre F I , bande passante , linéarité ampli-log etc ..) .
- la détection est linéaire et non quadratique .
- la moyenne vidéo étant réalisée après l'amplificateur-log ceci implique une erreur de 2,5 dB sur un bruit gaussien .
- la dynamique est limitée du fait de la présence du signal porteur .
- le facteur de bruit d'entrée est important (20 dB) .
- il n'existe aucun traitement des résultats .

II B Démodulation du bruit d'amplitude et de phase :

Bruit d'amplitude:

Cette fonction est remplie simplement par une diode de détection large bande .

Un réseau d'adaptation est nécessaire afin de définir l'impédance de détection et d'éliminer la composante continue qui saturerait l'amplificateur faible bruit .

La calibration peut s'effectuer avec une source modulable en amplitude .

Bruit de phase :

Une source de référence maintenue en quadrature (écart de phase = $\pi/2$) par rapport à la source à tester , permet de démoduler le bruit de phase .

Pour le maintenir en quadrature on utilise principalement une boucle d'asservissement dont le comparateur de phase est un mélangeur équilibré (d'autres types de comparateurs asservissent en phase et non en quadrature) , Figure 10.

En hyperfréquence , afin d'éviter : une auto-synchronisation et l'asservissement d'une des sources , on utilise une double transposition .

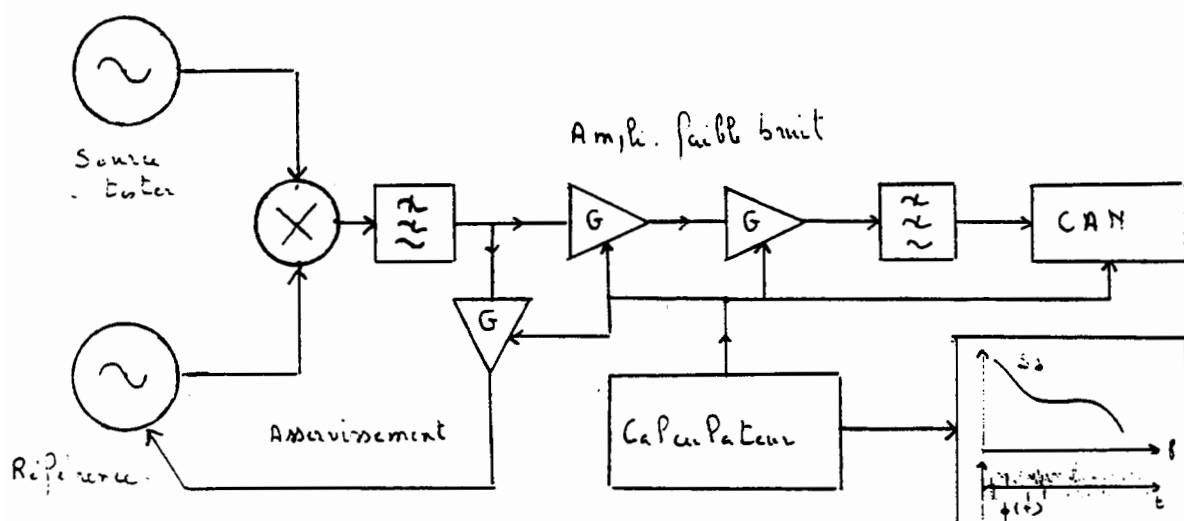


figure 10

Inconvénients :

- il faut une source de référence meilleure en bruit que la source à mesurer .
- il faut contrôler très précisément la boucle d'asservissement , car celle-ci affecte les résultats de mesure (il faut compenser son effet) .

Avantages :

- mise en oeuvre simple , calibration rapide et précise .
- suppression du signal porteur , ce qui permet une grande dynamique de mesure .
- analyse log-log permettant une grande dynamique en niveau (0 170 dB) et en déviation de fréquence (1 Hz à 10 MHz) .
- grande sensibilité (170 dB , résiduel uniquement limité par la source de référence) .
- mesure très proche de la porteuse (1Hz) .
- séparation des raies du bruit : bruit en dB / Hz et raies en dB .
- mesure du bruit de phase indépendamment du bruit d'amplitude .
- mesure peu sensible à la dérive de la source à tester (asservissement) .
- traitement des données complet (puissance du calculateur couplé au banc) .
- automatisation des mesures .

II C Démodulation du bruit de fréquence :

La démodulation de fréquence la plus "faible bruit" est obtenue par une ligne à retard (les autres types de démodulation , exemple : à diode , ne sont pas assez sensibles ou stables pour des mesures de bruit) , schéma de principe figure 11 .

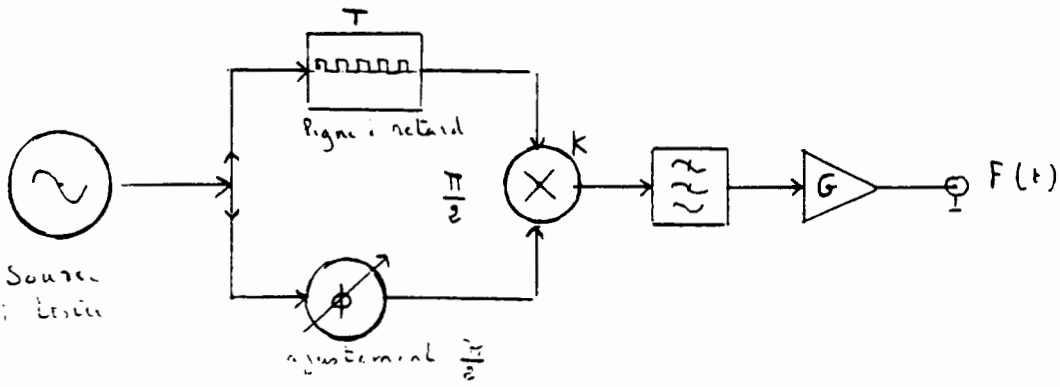


figure 11

La ligne à retard (T) insérée dans une voie du mélangeur agit comme un discriminateur de fréquence , pour des fréquences $\ll 1 / T$.

La sortie du mélangeur délivre un signal F(t) proportionnel aux fluctuations de fréquence :

$$F(t) = (K G 2 \pi T) \Delta f(t) [\sin(\pi f T) / (\pi f T)] .$$

$$F(t) = (K G 2 \pi T) \Delta f(t) \text{ pour } f < 1 / 10 T .$$

La constante de démodulation dépend de la valeur du retard T .

Avantages :

- pas de source de référence (à priori) , en fait , il est difficile d'avoir une ligne à retard large bande (exemple 1GHz 18GHz) . Il faut alors une transposition afin d'utiliser la ligne à retard à une fréquence fixe , on est alors revenu au problème de la source de référence .
- pas de d'asservissement de phase .
- la puissance de traitement des données peut être aussi importante que dans le cas de la démodulation de phase .

Inconvénients :

- besoin d'une source de référence .
- calibration complexe , il faut réaliser un écart de fréquence sur la deuxième transposition afin de calibrer le mélangeur de démodulation (constante K) .
- compromis difficile entre le choix d'un retard élevé pour une meilleure sensibilité de la démodulation ($K 2 \pi T$) et un retard faible pour obtenir la bande passante d'analyse spectrale (déviation max $\ll 1 / T$) .

II C Comptage de fréquence :

L'instrument de base est un fréquencesmètre , de type "réciproque" pour augmenter sa résolution . Les paramètres mesurés sont les variances (vraie , allan ..) .

Une source de référence est nécessaire afin d'obtenir un bruit résiduel de mesure , compatible avec les sources actuelles , figure 12 .

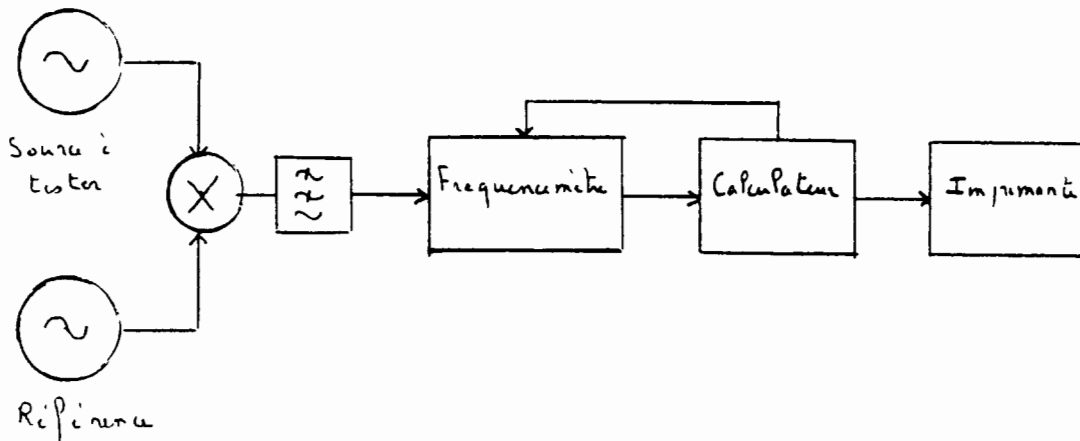


figure 12

le processus de mesure est simple : il faut réaliser un calcul statistique sur les mesures de fréquence .

Avantages :

- banc de mesure simple à mettre en oeuvre et à utiliser .
- pas de calibration .
- pas d'asservissement .

Inconvénients :

- temps de mesure long , mesures de fréquence en série .
- les variances représentent un bruit intégré , voir chapitre I , donc valeurs globales difficilement interprétables en terme de pureté spectrale .
- mesures sensibles aux raies parasites (nombreux zeros dans la fonction de transfert ceci à peut d'importance pour le bruit qui présente un spectre continu mais critique pour les raies qui peuvent , ou pas , être prises en compte selon leurs fréquences) .
- nécessite une source de référence .

II D Mesure de gigue :

La méthode par le diagramme de l'oeil permet de visualiser la marge de phase entre les états de modulation , figure 13 .

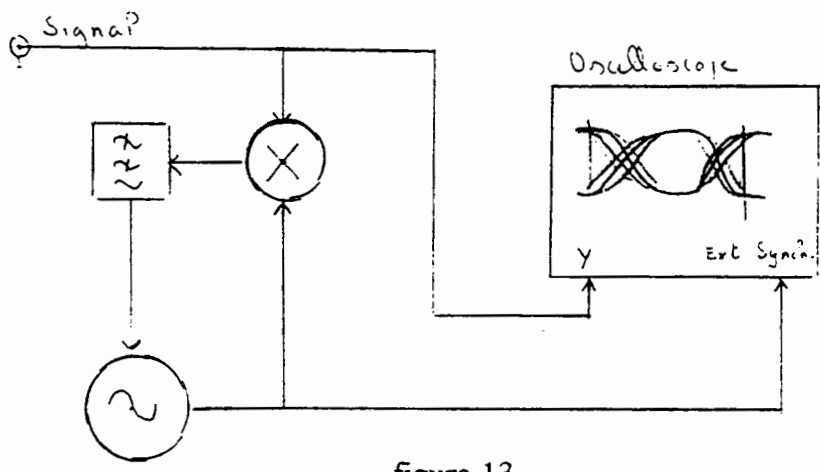


figure 13

La méthode par démodulation permet de mesurer l'amplitude crête-crête et la densité spectrale de la gigue , figure 14 :

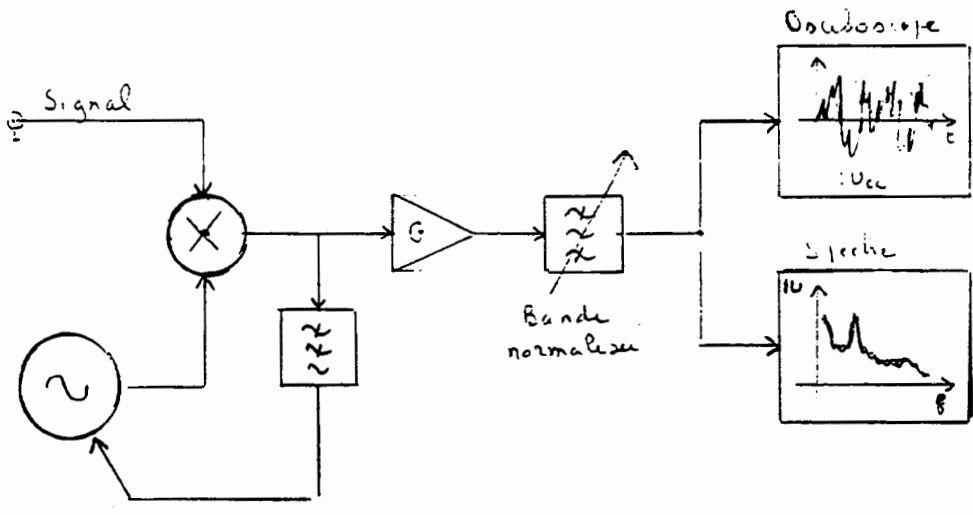


figure 14

La résolution de ces appareils est faible devant les méthodes précédentes , mais suffisante pour tester les liaisons numériques actuelles .

III BRUIT DANS LES GENERATEURS DE FREQUENCE

III A BRUIT DANS LES CIRCUITS :

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories selon leurs origines :

1-bruits "ultimes" : bruit thermique et bruit de grenaille .

*ces deux types de bruit sont appelés "ultimes" car ils proviennent de la physique même des matériaux , ils ne dépendent pas de la qualité des composants . On ne peut jamais les éliminer , on ne pourra qu'optimiser leur contribution .

Il existe une formulation mathématique de ces bruits .

2-bruits en "excès" : bruit flicker et bruit de sauts de tension .

*ces deux types de bruit sont appelés en "excès" car ils dépendent de la qualité des composants , notamment de la "propreté" des états de surface . Pour un même processus de fabrication , on pourra observer une large dispersion du niveau de ces bruits .

Il n'existe pas de formuletton mathématique de ces bruits .

Bruit thermique :

C'est une source de tension $e(t)$.

Sa densité spectrale est un bruit "blanc" , c'est à dire constante en fonction de la fréquence : $S_b(f) = 4 K T R$ (unités Volt² / Hz) .

K constante de boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23}$ joule/°Kelvin

T température absolue R_b valeur de la résistance

Puissance de bruit $P_b = \int_0^B S_b(f) df = 4 K T R B$ (unités Volt²)

Tension de bruit par unité de bande $\sqrt{e^2} = \sqrt{4 K T R}$ (unités Volt efficace / $\sqrt{\text{Hz}}$)

Tension de bruit dans une bande $\sqrt{e^2} = \sqrt{4 K T R B}$ (unités Volt_{efficace})

(exemple $R=1\text{Kohm}$ $\sqrt{e^2} = 4 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$, dans une bande de 1MHz $\sqrt{e^2} = 4 \mu\text{V}$)

Puissance de bruit délivrée sur une charge de même impédance :

$$P_a = P_b / 4 R = K T B \text{ (unités Watt)}$$

$$P_a \text{ exprimée en dBm (ref=1mW)} = -174 \text{ dBm par unité de bande (1Hz)}$$

Rapport signal sur bruit S / B :

$$\text{signal} = 0\text{dBm} \quad S / B = 174 \text{ dB} \quad , \quad \text{signal} = +10 \text{ dBm} \quad S / B = 184 \text{ dB}$$

Bruit de grenaille :

C'est une source de courant $i(t)$.

Sa densité spectrale est un bruit "blanc", $S_i(f) = 2 q I$ (Ampère² / Hz) .

q charge de l'électron = $1.602 \cdot 10^{-19}$ coulombs , I courant continu en Ampère

Puissance de bruit $P_b = 2 q I B$ (unités Ampère²)

Courant de bruit par unité de bande $\sqrt{i^2} = \sqrt{2 q I}$ (unités Ampère efficace / $\sqrt{\text{Hz}}$)

Exemple $I = 1 \text{ mA}$ $\sqrt{i^2} = 18 \text{ pico Ampère}_{\text{efficace}} / \sqrt{\text{Hz}}$

soit dans une impédance de 1 Kohm : $\sqrt{v^2} = R \sqrt{i^2} = 18 \text{ nV}_{\text{efficace}} / \sqrt{\text{Hz}}$

comparaison avec le bruit thermique : $\sqrt{e^2} = 4 \text{ nV}_{\text{efficace}} / \sqrt{\text{Hz}}$ pour $R = 1 \text{ Kohm}$

Bruit "flicker" :

Ce bruit peut être représenté par une source de tension ou une source de courant .

Il est présent dans tous les composants .

*Il est caractérisé par la loi de variation de sa densité spectrale $= f^{-1}$.

La pente de ce spectre est souvent exprimé en dB par décade = $10 \text{ dB} / \text{décade}$ ou en dB par octave = $3 \text{ dB} / \text{octave}$. Une représentation Log-Log permet de reconnaître aisément ce type de bruit .

Il n'existe pas de théorie physique expliquant ce phénomène .

Bruit de "sauts de tension" :

C'est un bruit dont les variations dans le temps se font par sauts quantifiés à des instants aléatoires , ce qui génère une densité spectrale TBF (très basse fréquence) . Présent dans un composant , il signifie un défaut majeur de ce composant , celui-ci doit être éliminé par tri .

Densité spectrale du bruit d'un circuit électronique :

Pour estimer le bruit total d'un circuit , il faut faire la somme des sources de bruit précédemment définies (en puissance ou densité spectrale) , exemple :

$$S_{\text{total}} (f) = 4 K T (R_1 + R_2 + \dots) + 2 q (I_1 R_1^2 + I_2 R_2^2 + \dots) + k_1 / f + k_2 / f + \dots$$

Si la tension de bruit n'a pas subi de filtrage , sa densité spectrale présente la forme générale d'un bruit blanc et d'un bruit flicker : $S (f) = K_1 + K_2 / f$, figure 15.

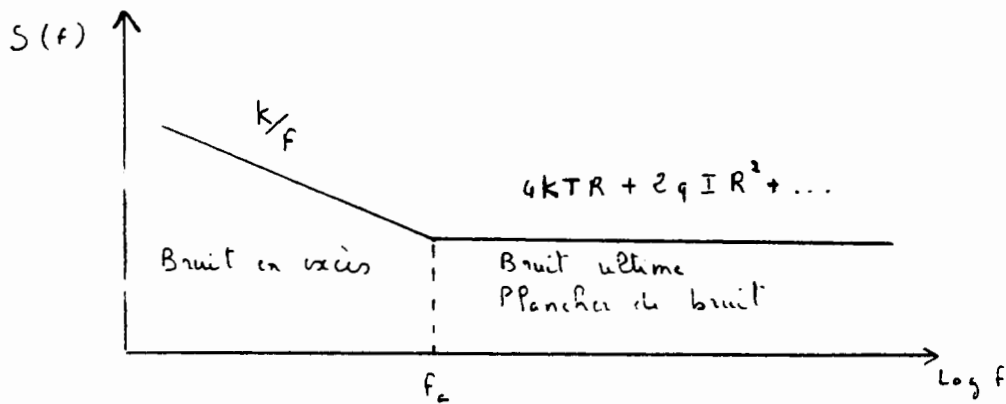


figure 15

Il est possible de définir une fréquence de coupure f_c , appelée fréquence de coupure "flicker" tel que : $S (f) = K [1 + (f_c / f)]$.

En technologie "silicium" $f_c = 1 \text{ Khz}$ à 10 KHz en "As Ga" $f_c = 100 \text{ MHz}$.

III B BRUIT DANS LES OSCILLATEURS :

Un oscillateur peut être schématisé par un amplificateur avec un filtre passe-bande en réaction , figure 16 .

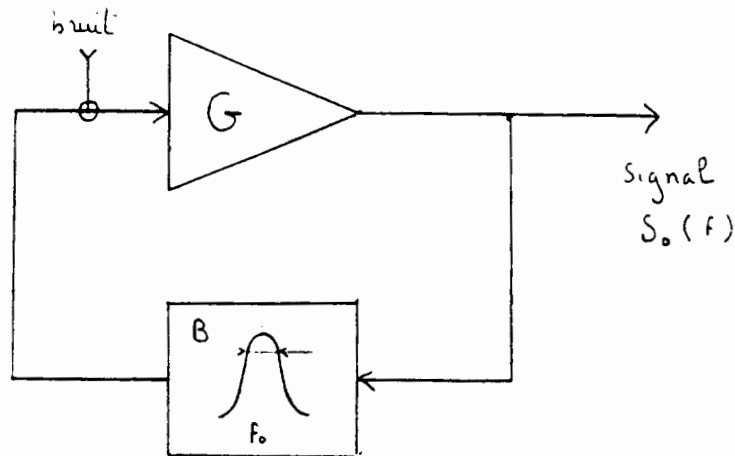


figure 16

Le filtre est défini par sa fréquence centrale f_o et sa bande passante B , liée à son coefficient de qualité Q ($B = f_o / Q$) .

Trois types de bruit vont perturber le signal :

- 1- les sources de bruit de l'amplificateur vont créer un bruit de phase $\phi(t)$.
- 2- la fréquence centrale f_o étant défini par le "résonateur" , le bruit paramétrique (variation d'un paramètre définissant la valeur f_o) va moduler l'oscillateur en créant un bruit de fréquence $f_o(t) = f_o + \Delta f(t)$.
- 3- Si l'oscillateur est ajustable en fréquence par une tension extérieure , un bruit sur cette commande va moduler en fréquence l'oscillateur créant un bruit de fréquence .

1 Bruit dû à l'amplificateur :

L'étude du bruit dans les circuits nous a montré que la densité spectrale des sources de bruit est de la forme générale : $S_b(f) = k_1 [1 + f_c / f]$ (bruit blanc + bruit flicker unités Volt² / Hz) .Ce bruit module la phase du signal traversant l'amplificateur , le bruit de phase généré dépend du niveau (A) du signal :

$$S_\phi(f) = (k_1 / 2 A^2) [1 + f_c / f] \quad (\text{unités radian}^2 / \text{Hz})$$

L'action du résonateur filtre le bruit avec la fonction de transfert suivante :

$$[H(f)]^2 = [1 + (f_o / 2 Q f)^2]$$

Donnant une densité spectrale de bruit de phase :

$$S_o(f) = S_\phi(f) \times [H(f)]^2$$

$$\text{soit } S_o(f) = (k_1 / 2 A^2) [1 + (f_c / f)] \times [1 + (f_o / 2 Q f)^2]$$

En fonction du coefficient de qualité du résonateur deux cas importants se rencontrent dans la majorités des oscillateurs :

- oscillateur à grand coefficient de qualité tel que $(f_o / 2 Q) < f_c$

exemple : pilote à quartz , $f_o = 10\text{MHz}$ $Q = 10E5$ $f_c = 1\text{KHz}$

$$f_o / 2 Q = 5\text{ Hz} \ll f_c = 1\text{ KHz} .$$

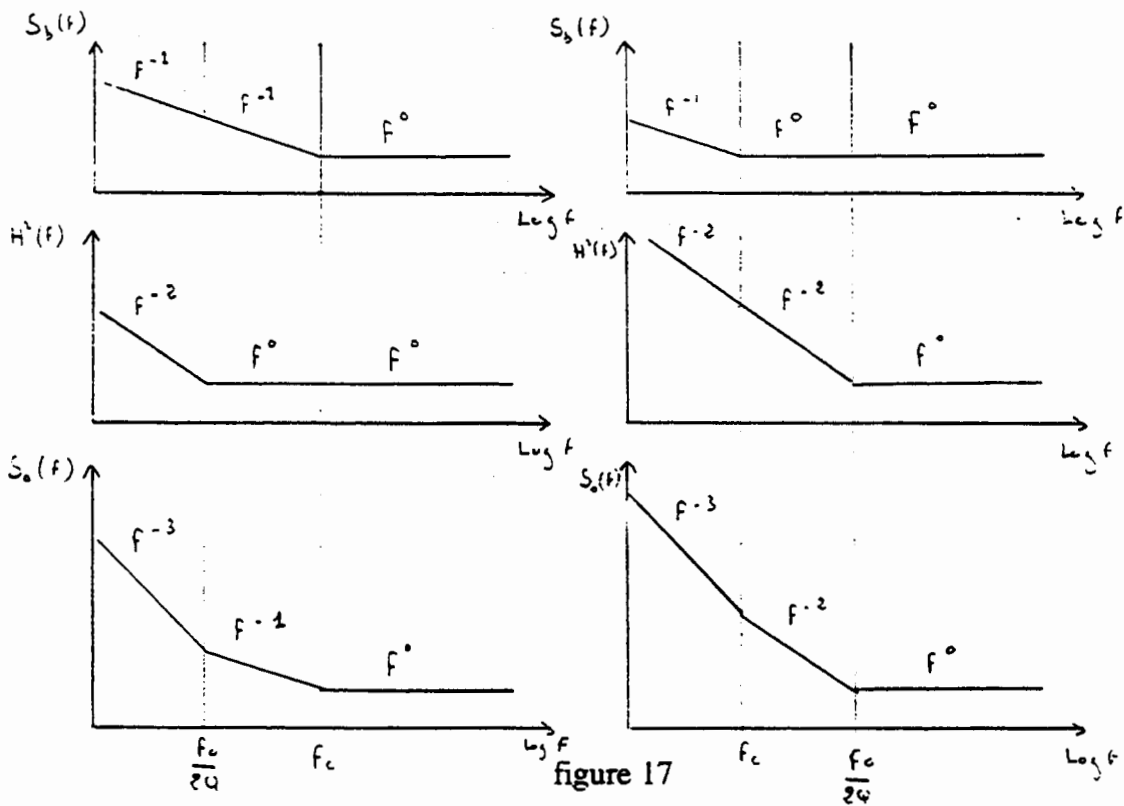
- oscillateur à faible coefficient de qualité ou fréquence centrale f_o élevée

tel que $(f_o / 2 Q) > f_c$

exemple : DRO $f_o = 3\text{GHz}$ $Q = 1000$ $f_c = 10\text{KHz}$

$$f_o / 2 Q = 1.5\text{ MHz} \gg f_c = 10\text{ KHz}$$

La figure 17 représente les densité spectrales des fluctuations de phase obtenues dans ces deux cas :



1° cas $(f_0 / 2Q) < f_c$, on obtient les lois :

- $1 / f^3$ (bruit "flicker" de fréquence , 30 dB par décade ou 9 dB par octave)
- $1 / f$ (bruit "flicker" de phase , 10 dB par décade ou 3 dB par octave)
- f (bruit blanc de phase , appelé plancher de bruit)

2° cas $(f_0 / 2Q) > f_c$, on obtient les lois :

- $1 / f^3$ (bruit "flicker" de fréquence , 30 dB par décade ou 9 dB par octave)
- $1 / f^2$ (bruit blanc de fréquence , 20 dB par décade ou 6 dB par octave)
- f (bruit blanc de phase , appelé plancher de bruit)

Une représentation Log-Log est indispensable pour reconnaître ces différentes pentes .

L'étude de ces pentes permet une analyse du bruit de l'oscillateur :

- coefficient de qualité en charge .
- niveau d'oscillation .
- bruit de l'amplificateur

La difficulté principale de cette analyse est que ce type de bruit est confondu avec les sources de bruit "paramétrique" et de "commande de fréquence" .

2 Bruit paramétrique :

Certains éléments du filtre passe-bande , par exemple : diodes à capacité variable , quartz , capacité d'accord etc... , présentent des fluctuations qui perturbent directement la fréquence d'oscillation .Supposons une fluctuation de capacité :

$$2\pi f_0 = [L / C]^{1/2} \quad \text{si } C = C_0 + C(t) \rightarrow f_0(t) = f_0 + \Delta f(t)$$

$\Delta f(t)$ bruit de fréquence introduit par $C(t)$

C'est un effet paramétrique : le niveau de ce bruit est indépendant du niveau d'oscillation , du coefficient de qualité ou du bruit de l'amplificateur .

Généralement la densité spectrale de ce bruit de fréquence est de type "flicker" :

$$S_{\Delta f}(f) = K / f$$

$$\text{soit un bruit de phase } S_{\phi}(f) = 1 / f^2 \quad S_{\Delta f}(f) = K / f^3$$

Ce bruit se confond avec le bruit "flicker de fréquence" dû à l'amplificateur , même pente .

Ce type de bruit est aussi caractérisé par une grande dispersion d'un composant à un autre.Par exemple : pour un pilote à quartz 10 MHz , le niveau de ce bruit se situe entre -115 dBc et -135 dBc à 10 Hz de la porteuse , selon la qualité du processus de fabrication , mais Il peut varier de 10 dB d'un quartz à un autre, pour un même processus de fabrication .

2 Bruit de commande d'un oscillateur :

Si une tension de bruit se superpose à la tension de commande , celle-ci va moduler l'oscillateur , créant ainsi un bruit de fréquence , soit :

K la pente de l'oscillateur (unités Hz / Volt)

$b(t)$ la tension de bruit (unités Volt) de densité spectrale $S_b(f)$

On obtient :

-les fluctuations de fréquence : $\Delta f(t) = K b(t)$

-la densité spectrale de ces fluctuations de fréquence : $S_{\Delta f}(f) = K^2 S_b(f)$

-la densité spectrale de bruit de phase $S_{\phi}(f) = K^2 / f^2 S_b(f)$

(remarque : $S_{\phi}(f) = S_b(f)$ pour $f = K$).

Exemple : soit un oscillateur de pente 1 MHz par Volt , ayant une résistance de commande de 1 Kohm , figure 18.

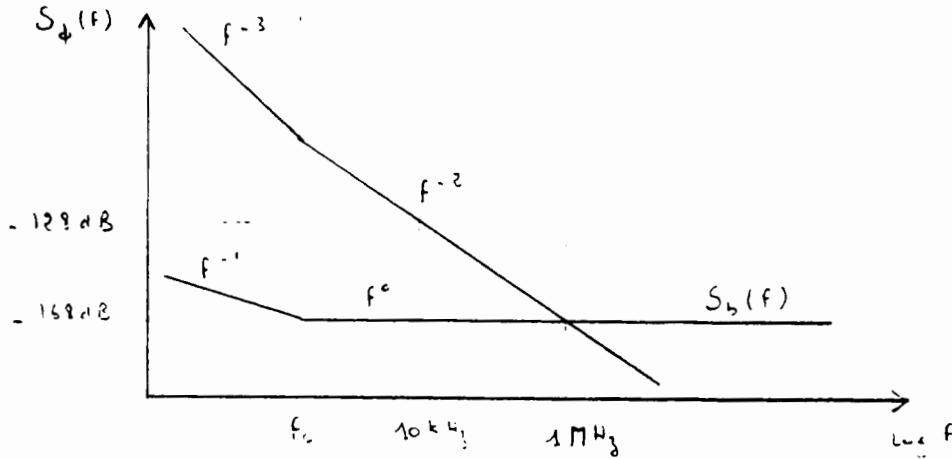


figure 18

Tension de bruit généré par la résistance $\sqrt{b^2} = 4 \text{ nV}_{\text{efficace}} / \sqrt{\text{Hz}}$.

Sa densité spectrale $S_b(f) = 16\text{E-}18 \text{ Volt}^2 / \text{Hz}$, = 168 dB_{Volt} .

La densité spectrale du bruit de phase $S_{\phi}(f) = K^2 / f^2 S_b(f)$:

$$S_{\phi}(f) = (1\text{E}6)^2 16\text{E-}18 / f^2 \quad , \quad S_{\phi}(f) = 1.6 \text{ E-}5 / f^2$$

$$\text{à } 10 \text{ KHz} \quad S_{\phi}(10 \text{ KHz}) = 1.6 \text{ E-}13 \text{ , en dB} \quad S_{\phi}(10\text{KHz}) = -128 \text{ dB}$$

$$\text{pureté spectrale} \quad S_v(10 \text{ KHz}) = -128 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = -131 \text{ dBc}$$

*Si le bruit de commande est blanc ($f > f_c$, figure 18) , le bruit de phase obtenu est un bruit "blanc de fréquence" (20 dB par décade) .

*Si le bruit de commande est flicker ($f < f_c$, figure 18) , le bruit de phase obtenu est un bruit "flicker de fréquence" (30 dB par décade) .

III C BRUIT DANS LES BOUCLES DE PHASE :

Nous allons étudier la modification de la densité spectrale du bruit de phase , pour un VCO (oscillateur contrôlé en tension) asservi sur une référence à haute stabilité , figure 19 .

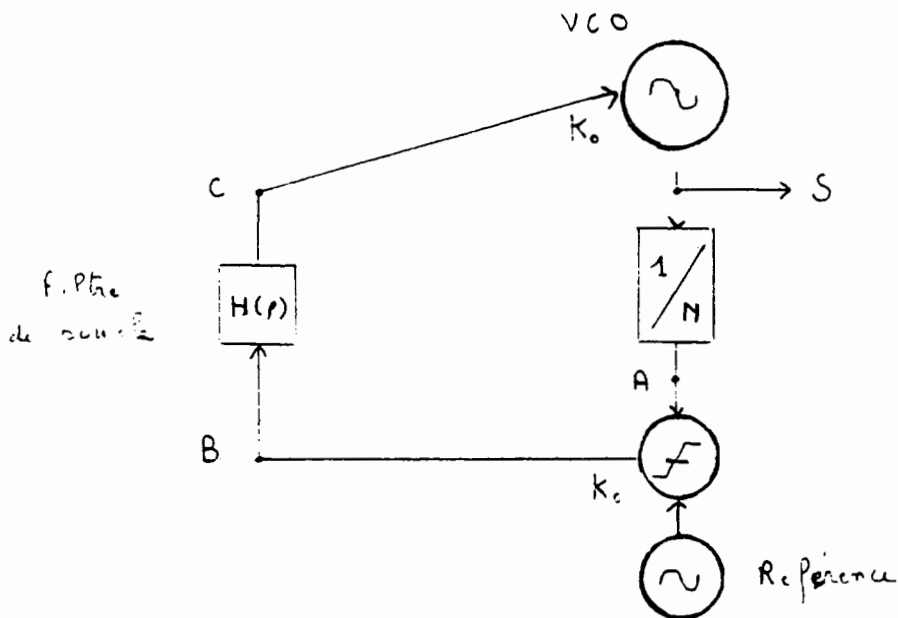


figure 19

Notations :

(p) domaine fréquence , notation de Laplace (= jw)

K_c gain du comparateur de phase (Volt / radian)

K_o pente du VCO (Hz / Volt)

N taux de division

$\phi_O (t)$: bruit du VCO libre , $\phi_S (t)$ bruit du VCO asservi

$\phi_R (t)$: bruit de la source de référence

Les fluctuations de phase du VCO sont divisées par le compteur N :

$$\phi_a(p) = 1 / N \dot{\phi}_s(p)$$

La tension de sortie du comparateur est proportionnelle à la différence de phase des deux voies :

$$V_b(p) = K_c [\dot{\phi}_r(p) - \dot{\phi}_s(p) / N]$$

Cette tension est filtrée et appliquée sur la varicap de commande de fréquence du VCO :

$$V_c(p) = H(p) K_c [\dot{\phi}_r(p) - \dot{\phi}_s(p) / N]$$

$$\dot{\phi}_{vco}(p) = K_o V_c(p) = (K_o K_c H(p) / p) [\dot{\phi}_r(p) - \dot{\phi}_s(p) / N]$$

Le VCO ajoute son bruit interne :

$$\dot{\phi}_{vco}(p) = (K_o K_c H(p) / p) [\dot{\phi}_r(p) - \dot{\phi}_s(p) / N] + \dot{\phi}_o(p)$$

Le système étant bouclé, on retrouve les fluctuations du VCO asservi $\dot{\phi}_s(p)$:

$$\dot{\phi}_s(p) = (K_o K_c H(p) / p) [\dot{\phi}_r(p) - \dot{\phi}_s(p) / N] + \dot{\phi}_o(p)$$

En posant $K = K_o K_c / N$:

$$\dot{\phi}_s(p) = [p / (p + K H(p))] \dot{\phi}_o(p) + [N K H(p) / (p + K H(p))] \dot{\phi}_r(p)$$

$$\dot{\phi}_s(p) = H_o(p) \dot{\phi}_o(p) + N H_r(p) \dot{\phi}_r(p)$$

Soit exprimé en densité spectrale :

$$S_{\phi_s}(f) = |H_o(f)|^2 S_{\phi_o}(f) + N^2 |H_r(f)|^2 S_{\phi_r}(f)$$

Pour un gain de boucle du 2° ordre (gain proportionnel et intégral), la formulation standard de ces fonctions de transfert est :

$$|H_O(f)|^2 = [(4 f_n^2 E^2 f^2 + f_n^4) / (f^4 + (4 f_n^2 E^2 - 2 f_n^2) f^2 + f_n^4)]$$

$$|H_R(f)|^2 = [f^4 / (f^4 + (4 f_n^2 E^2 - 2 f_n^2) f^2 + f_n^4)]$$

avec f_n : fréquence de coupure "naturelle" de la boucle = $\sqrt{G / T_{rc}}$

G : gain continu de la boucle = $K_c K_o H(0) / N$

T_{rc} : constante de temps de l'intégrateur ($t_r = 2\pi R C$)

avec E : facteur d'amortissement de la boucle = $(1/2)\sqrt{f_b / f_{rc}}$

f_b = fréquence de coupure du gain continu = G

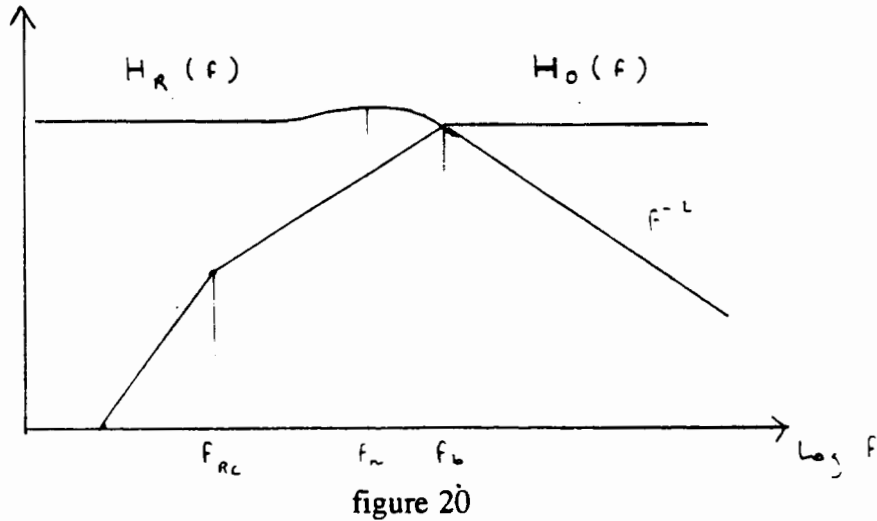
f_{rc} = fréquence de coupure de la boucle intégrale = $1 / T_{rc}$

f_n est la moyenne géométrique des deux fréquences de coupure f_b et f_{rc} :

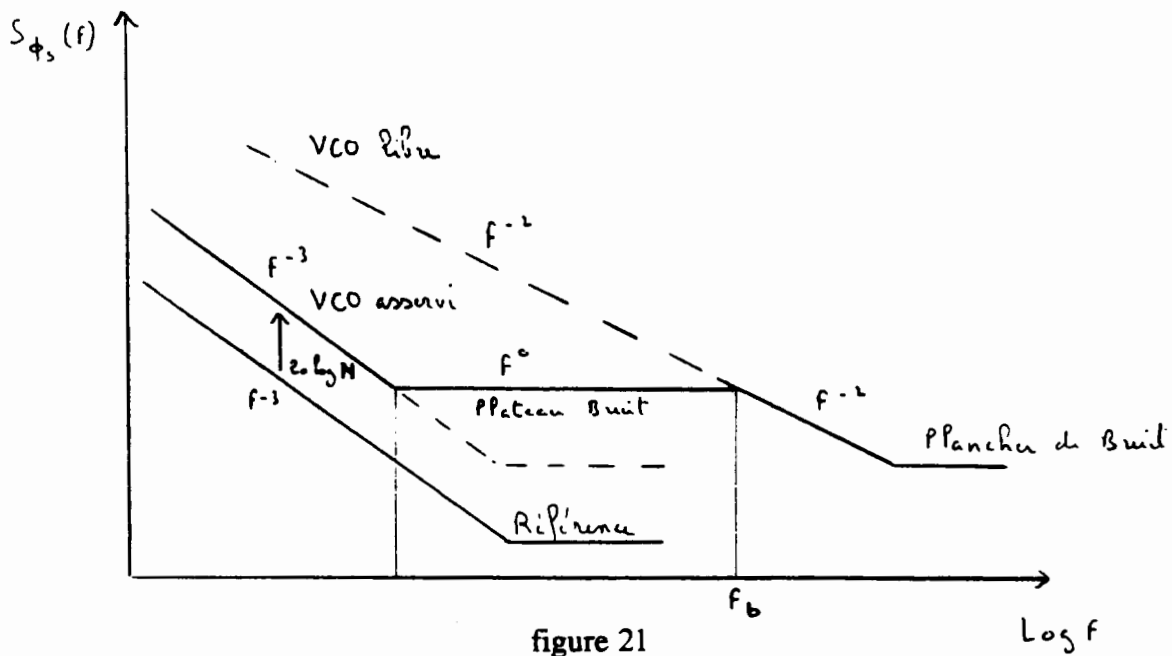
$$f_n^2 = G / T_{rc} = G \times f_{rc} = f_b \times f_{rc}$$

La fonction de transfert $H_R (f)$ correspond à un filtrage passe-bas du bruit de la référence multiplié par N , figure 20 .

La fonction de transfert $H_O (f)$ correspond à un filtrage passe-haut du bruit du VCO , figure 20 .



La densité spectrale du signal de sortie (figure 21) recopie le bruit de la référence , multiplié par N (ou N^2 en densité spectrale) , proche de la porteuse et recopie le bruit du VCO libre loin de la porteuse . Entre ces deux influences on obtient souvent un "plateau de bruit" provenant soit du bruit du VCO filtré par la boucle (= cas figure 21) soit du bruit du comparateur de phase ou soit du bruit du diviseur , figure 21 .



IV CARACTERISATION D'UN GENERATEUR DE FREQUENCE

Le bruit d'un générateur de fréquence est principalement caractérisé par les densités spectrales de son bruit de phase $S_\phi(f)$ et bruit d'amplitude $S_a(f)$.

L'intérêt de cette représentation est de permettre le calcul, à partir de ces spectres, de tous les autres paramètres qualifiant le bruit d'un générateur de fréquence.

Soit les spectres de la figure 22, pour une fréquence porteuse de 10MHz :
(bruit amplitude et de phase : même plancher de bruit = -140 dB)

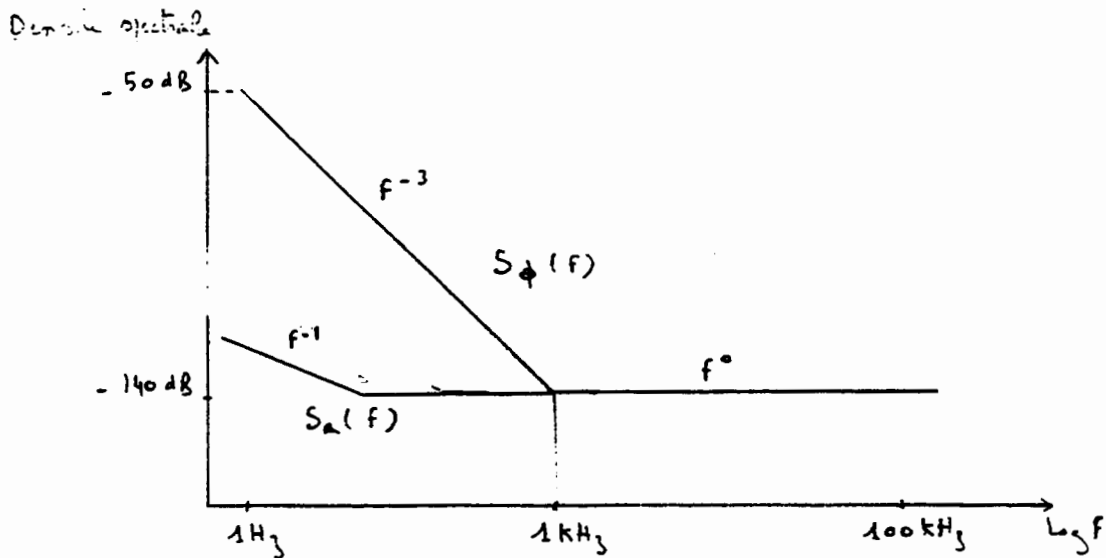


figure 22

1° Pureté spectrale :

La pureté spectrale est exprimée en dBc, elle représente le rapport en dB entre la puissance du signal P_s et la puissance totale du bruit P_b , par unité de bande (1 Hz), à une fréquence f_m de la porteuse : $\text{dBc} = 10 \text{ Log} (P_b(1 \text{ Hz}) / P_s)$.

La contribution du bruit de phase est appelée $L(f)$, en première approximation :

$$L(f) = 1/2 S_\phi(f) \quad \text{soit} \quad L(f) \text{ dBc} = S_\phi(f) \text{ dB} - 3 \text{ dB}$$

$$\text{Exemple : plancher de bruit de } L(f) = -140 - 3 = -143 \text{ dBc}$$

La contribution du bruit d'amplitude est appelé $M(f)$

$$M(f) = 1/2 S_a(f) \quad \text{soit} \quad M(f) \text{ dBc} = S_a(f) \text{ dB} - 3 \text{ dB}$$

$$\text{Exemple : plancher de bruit de } M(f) = -140 - 3 = -143 \text{ dBc}$$

Le spectre à la fréquence porteuse f_0 : $S_v(f) = L(f) + M(f)$.

Exemple : plancher de bruit de $S_v(f) = -143\text{dBc} -143\text{dBc} = -140\text{ dBc}$

Ce spectre est symétrique autour de la fréquence porteuse (bi-latéral) .

*Le passage des densités spectrales à la pureté spectrale est immédiat si l'on considère l'approximation : bruit phase $\ll 1\text{ radians}^2$. La formule complète est donnée dans le chapitre I .

2° Puissance de bruit de phase :

Si on intègre la densité spectrale du bruit de phase $S_\phi(f)$ dans une bande passante B on obtient une puissance de bruit :

$$P_\phi = \int_0^B S_\phi(f) df \quad (\text{unités radian}^2)$$

exemple figure 22 : 1Hz à 100KHz $P_\phi = 5.54 \mu\text{ rad}^2$

1Hz à 1KHz $P_\phi = 5.54 \mu\text{ rad}^2$, 1KHz à 100KHz $P_\phi = 0.001 \mu\text{ rad}^2$

La racine carrée de cette puissance donne la tension efficace du bruit de phase , correspondant à la fluctuation moyenne de la phase du signal , due au bruit :

$$\phi_{\text{efficace}} = \sqrt{P_\phi} \quad (\text{unités radian}_{\text{efficace}})$$

exemple figure 22 : 1Hz à 100KHz $\phi_{ef} = 2.35\text{ m rad}_{\text{efficace}}$

1Hz à 1KHz $\phi_{ef} = 2.35\text{ m rad}_{ef}$, 1KHz à 100KHz $\phi_{ef} = 0.032\text{ m rad}_{ef}$

En multipliant cette valeur par 6 on obtient la fluctuation crête-crête de cette phase.

$$\phi_{cc} = 6\sqrt{P_\phi} \quad (\text{unités radian}_{\text{crête-crête}})$$

exemple figure 24 : 1Hz à 100KHz $\phi_{cc} = 14\text{ m rad}_{cc}$

En calculant $10 \log (P_\phi / 1\text{ radian}^2)$ on obtient la puissance de bruit en dB :

exemple figure 22 : 1Hz à 100KHz $P_\phi = -52.6\text{ dB}$

1Hz à 1KHz $P_\phi = -52.6\text{ dB}$, 1KHz à 100KHz $P_\phi = -90\text{ dB}$

Remarque : la puissance de bruit de phase et la fluctuation moyenne de la phase , dépendent (dans cet exemple) de la partie inférieure du spectre ($f < 1\text{KHz}$) , c'est à dire proche de la porteuse .

3° Puissance de bruit de fréquence :

En multipliant la densité spectrale du bruit de phase par le carré de la fréquence on obtient la densité spectrale du bruit de fréquence :

$$S_{\Delta f}(f) = f^2 S_{\phi}(f) \quad (\text{unités Hertz}^2 / \text{Hz} = \text{Hertz})$$

On peut ainsi calculer la puissance du bruit de fréquence :

$$P_{\Delta f} = \int S_{\Delta f}(f) df = \int f^2 S_{\phi}(f) df \quad (\text{unités Hertz}^2)$$

$$\text{exemple figure 22 : 1Hz à 100KHz } P_{\Delta f} = 3.35 \text{ Hz}^2$$

$$1\text{Hz à 1KHz } P_{\Delta f} = 80 \mu\text{Hz}^2, \quad 1\text{KHz à 100KHz } P_{\Delta f} = 3.35 \text{ Hz}^2$$

La racine carrée de cette puissance donne la fluctuation moyenne de la fréquence du signal autour de sa valeur centrale f_0 :

$$\Delta f_{cf} = \sqrt{P_{\Delta f}} \quad (\text{unités Hertz}_{\text{efficace}})$$

$$\text{exemple figure 22 : 1Hz à 100KHz } \Delta f_{cf} = 1.83 \text{ Hz}_{\text{efficace}}$$

$$1\text{Hz à 1KHz } \Delta f_{cf} = 8.95 \text{ m Hz}_{\text{ef.}}, \quad 1\text{KHz à 100KHz } \Delta f_{cf} = 1.83 \text{ Hz}_{\text{ef.}}$$

En multipliant cette valeur par 6 on obtient la fluctuation crête-crête de la fréquence :

$$\Delta f_{cc} = 6 \sqrt{P_{\Delta f}} \quad (\text{unités Hertz}_{\text{crête-crête}})$$

$$\text{exemple figure 22 : 1Hz à 100KHz } \Delta f_{cc} = 11 \text{ Hz}_{cc}$$

Cette valeur représente la fluctuation maximum de la fréquence centrale, due au bruit.

Remarque : la puissance de bruit de fréquence et la fluctuation moyenne de la fréquence dépendent (dans cet exemple) de la partie supérieure du spectre ($f > 1\text{KHz}$), c'est à dire loin de la porteuse .

4° Stabilité de fréquence :

La stabilité de la fréquence centrale du signal peut être caractérisée par la "variance" des résultats de mesure issus d'un fruencemtre . Ce processus de mesure est un des plus anciens pour caractériser la stabilité de fruence .Son intérêt principal était la simplicité de mise en oeuvre .Il est possible de calculer tous les types de "variance"  partir de la densité spectrale du bruit de phase .

"variance" vraie :

$$\sigma[\Delta f(T)]/f_0 = (1/\pi f_0 T) \sqrt{\int_0^B S_\phi(f) \sin^2(\pi T f) df}$$

"variance allan " :

$$\sigma[\Delta f(T)]/f_0 = (2/\pi f_0 T) \sqrt{\int_0^B S_\phi(f) \sin^4(\pi T f) df}$$

Ces formules correspondent  un calcul de puissance de bruit dans les bandes :

$$\sin^2(\pi T f) \text{ et } \sin^4(\pi T f) \quad T = \text{temps de mesure}$$

Les valeurs sont exprimées en fonction d'un temps de mesure T , figure 23 :

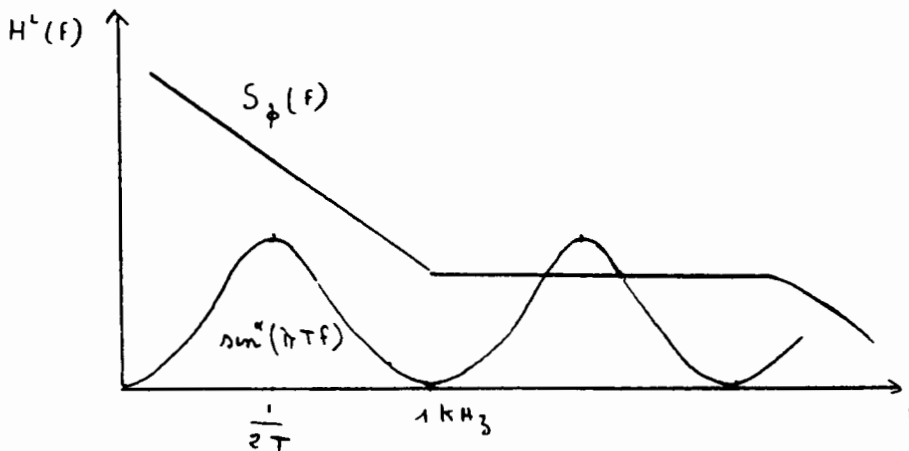


figure 23

Exemple figure 22 :

$$\text{variance vraie (} T=1\text{ms)} = 0.77 \cdot 10^{-9}$$

$$\text{variance allan (} T=1\text{ms)} = 0.95 \cdot 10^{-9}$$

Le variance vraie correspond à un filtrage passe-bas des fluctuations de fréquence , avec une fréquence de coupure $f_c = 0.25 / T$. Si on calcule cette puissance de bruit , dans un filtre passe-bas idéal avec $f_c = 0.25 / 1\text{ms} = 250 \text{ Hz}$, on obtient :

$$\Delta f_{\text{ef}} = 7.9 \text{ m Hz}_{\text{efficace}} , \text{ soit } \Delta f_{\text{ef}} / f_0 = 0.79 \cdot 10^{-9}$$

ce résultat est très proche de la variance vraie calculée = $0.77 \cdot 10^{-9}$

5° Bruit de temps , gigue :

La gigue ou "fluctuation moyenne" des fronts du signal due au bruit de phase , est donnée par la relation :

$$\Delta T_{\text{ef}} = (1 / 2\pi f_0) \sqrt{\int_0^B S_{\phi}(f) df} \quad (\text{unités seconde}_{\text{efficace}})$$

$$\text{exemple figure 22 : } 1\text{Hz à } 100\text{KHz } f_0=10\text{MHz } \Delta T_{\text{ef}} = 37.5 \text{ pico seconde}_{\text{ef}}$$

$$1\text{Hz à } 1\text{KHz } \Delta T_{\text{ef}} = 37.5 \text{ ps}_{\text{ef}} , 1\text{KHz à } 100\text{KHz } \Delta T_{\text{ef}} = 0.5 \text{ ps}_{\text{ef}}$$

La gigue normalisée = $I U_{\text{cc}}$ (interval unitaire crête-crête)

$$I U_{\text{cc}} = 6 \times [\Delta T_{\text{ef}} / T_0] = 6 \times [(1 / 2\pi) \sqrt{\int_0^B S_{\phi}(f) df}]$$

$$\text{exemple figure 22 : } 1\text{Hz à } 100\text{KHz } I U_{\text{cc}} = 2.25 \cdot 10^{-3} \quad (\text{sans unité})$$

La gigue dépend (dans cet exemple , figure 22) des fluctuations basse-fréquences ($f < 1\text{KHz}$) du bruit de phase , c'est à dire proche de la porteuse .

Facteur de Bruit

I Sources de bruit

Soit \bar{e}_T^2 la somme de toutes les sources de bruit d'un circuit électronique, représenté par le quadripôle Q, d'impédance d'entrée R_e , et d'impédance de charge R_s :

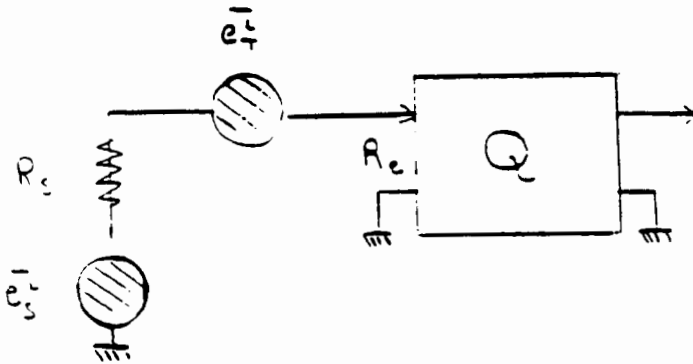


figure 1

Pour une transmission optimale de puissance : $R_s = R_e$.

La puissance de bruit (dans une bande de 1 Hertz), à l'entrée du quadripôle est donnée par :

$$P_B = (\bar{e}_s^2 + \bar{e}_T^2) / 4 R_s = (1 + \bar{e}_T^2 / \bar{e}_s^2) \bar{e}_s^2 / 4 R_s .$$

$$P_B = (1 + \bar{e}_T^2 / \bar{e}_s^2) 4 K T R_s / 4 R_s = NF_{\text{linéaire}} K T .$$

avec $NF_{\text{linéaire}} = \text{facteur de bruit du quadripôle} = (1 + \bar{e}_T^2 / \bar{e}_s^2)$.

soit dans une bande B_w :

$$P_B = NF_{\text{linéaire}} K T B_w$$

soit en dB :

$$(P_B) \text{ dB/Hz} = 10 \log K T + NF \text{ dB}$$

$$(P_B) \text{ dB} = (P_B) \text{ dB/Hz} + 10 \log B_w .$$

$$\text{si } NF = 1 \text{ dB} \Rightarrow \bar{e}_T^2 = 0.26 \bar{e}_s^2$$

$$\text{si } NF = 2 \text{ dB} \Rightarrow \bar{e}_T^2 = 0.58 \bar{e}_s^2$$

$$\text{si } NF = 3 \text{ dB} \Rightarrow \bar{e}_T^2 = \bar{e}_s^2$$

soit exprimé en Watt, ou milli-Watt :

$$(P_B) \text{ dB/Hz} = -204 \text{ dB}_{\text{Watt}} / \text{Hz} - NF_{\text{dB}} = -174 \text{ dB}_{\text{mW}} / \text{Hz} + NF_{\text{dB}}$$

II Rapport signal sur bruit :

$$S / B = P_{\text{signal}} / P_B$$

$$(S / B) \text{ dB} = [10 \log (P_{\text{signal}})] + 174 \text{ dB/Hz} - 10 \log B_W - NF \text{ dB}$$

Exemple :

si $\bar{e}_T^2 = \bar{e}_S^2 \Rightarrow NF = 3 \text{ dB}$, si $P_{\text{signal}} = +10 \text{ dBm}$
 alors $(S / B) \text{ dB} = +10 + 174 - 3 = 181 \text{ dB} - 10 \log B_W$
 si $B_W = 1 \text{ MHz} \Rightarrow (S / B) \text{ dB} = 181 - 60 = 121 \text{ dB}$

III Température de bruit :

La puissance de bruit peut être exprimée en Température "équivalente" de bruit, en considérant que dans l'expression de la puissance de bruit d'une charge R_S ,

$P_B = 4 K T R_S$, seule la température T permet d'exprimer un niveau variable de bruit P_B les autres paramètres étant fixes.

Exemples :

$NF = 1 \text{ dB} \Rightarrow \bar{e}_T^2 = 0.26 \bar{e}_S^2 = 0.26 (4 K T_0 R_S) = 4 K T_B R_S$
 avec $T_B = 0.26 T_0$, T_0 température absolue
 dans ce cas : $T_B = 0.26 T_0 = 0.26 \times 290 = 75^\circ$
 $NF = 2 \text{ dB}$, $T_B = 0.58 T_0 = 150^\circ$

IV Facteur de bruit d'une chaîne :

Soit NF_x le facteur de bruit et G_x le gain en puissance de chaque élément (valeurs exprimées en linéaire). Le facteur de bruit de la chaîne est donné par :

$$(NF) \text{ dB} = 10 \log [1 + (NF_1 - 1) + (NF_2 - 1) / G_1 + (NF_3 - 1) / G_1 G_2 + \dots]$$

rappel :

$$\text{Gain dB} = 20 \log (\text{Gain linéaire})$$

$$NF_x \text{ dB} = 10 \log (NF_x \text{ linéaire})$$

Exemple :

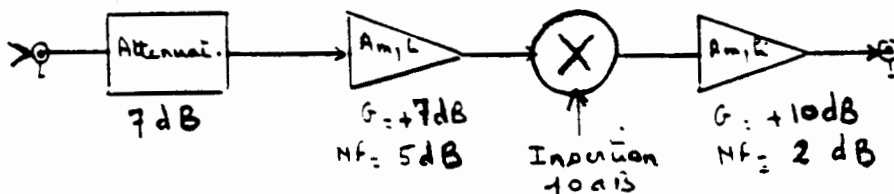


Figure 2

1° Gain et Facteur de bruit exprimé en linéaire :

Atténuateur : Gain de -7 dB = 0.2 linéaire .

Le facteur de bruit d'un atténuateur d'impédance de sortie égale à son impédance d'entrée est égale à son atténuation , $NF_1 = 7 \text{ dB} = 0.2 \text{ linéaire}$.

Amplificateur 1 : Gain = +7 dB = 5 linéaire . $NF_2 = 5 \text{ dB} = 3.16 \text{ linéaire}$.

Mélangeur : Gain = -10 dB = 0.1 linéaire .

On considère que le mélangeur n'introduit pas de source de bruit blanc (source de bruit d'un mélangeur = bruit flicker) , son facteur de bruit = son atténuation .

$NF_3 = 10 \text{ dB} = 10 \text{ linéaire}$.

Amplificateur 2 : Gain = +10 dB (non utile dans la formule , car c'est le dernier élément de la chaîne) .

$NF_4 = 2 \text{ dB} = 1.58 \text{ linéaire}$.

$$NF \text{ linéaire} = 1 + (5-1) + (3.16-1) / 0.2 + (10-1) / 0.2 \times 5 + (1.58-1) / 0.2 \times 5 \times 0.1$$

$$NF \text{ linéaire} = 5 + (2.16 / 0.2) + (9 / 0.2 \times 5) + (0.58 / 0.2 \times 5 \times 0.1)$$

$$NF \text{ linéaire} = 5 + 10.8 + 9 + 5.8 = 30.6$$

$$NF \text{ dB} = 10 \log (30.6) = 14.9 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit de la chaîne est de 14.9 dB .

2° Règle pratique :

On compare élément par élément , les facteurs de bruit et les niveaux exprimés par rapport à 0 dB de référence en entrée (avec cette règle , atténuateur et mélangeur sont considérés sans bruit) .

soit	entrée Atten.	entrée Ampli1	entrée mélang.	entrée Ampli2
niveau	+0 dB	-7dB	+0dB	-10dB
NF dB		+5dB		+2dB
NF dB / niveau		+12dB		+12dB

Total : $NF \text{ dB} = (+12 \text{ dB}) + (+12 \text{ dB}) = 15 \text{ dB}$ (addition en puissance) .

Dans cet exemple on s'aperçoit que deux points apportent la même contribution au facteur de bruit total :

1 entrée du premier amplificateur

2 entrée du deuxième amplificateur

Cette règle simplifiée permet de mieux visualiser les éléments sensibles et donc de savoir rapidement ou il faudrait améliorer la chaîne pour optimiser le facteur de bruit total .

conclusion :

* Les instruments modernes de mesure de bruit sur un signal porteur sont basés sur la démodulation de phase et d'amplitude .

* Cette méthode est rapide à mettre en oeuvre et permet des mesures précises .

* Le traitement du signal sur le bruit de phase et d'amplitude donne accès à tous les paramètres caractérisant un signal (pureté spectrale , puissance de bruit , instabilité de fréquence , gigue ...) .

* Elle nécessite une source de référence , comme en réalité toutes les méthodes de mesure .

EUROPTEST

1.3

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT - NOTE TECHNIQUE N°2

GERARD SAUVAGE

1992

Les mesures de bruit accessibles à tous



KONTRON ELEKTRONIK

6 rue des Frères Caudron - BP 99 - 78143 Vélizy Cedex
Tél. : (1) 30 70 27 27 Fax : (1) 30 70 27 00

Michel Martin

I Principe de base

Les fluctuations de phase de la source à mesurer sont démodulées à l'aide d'une source de référence asservie en quadrature, figure 1.

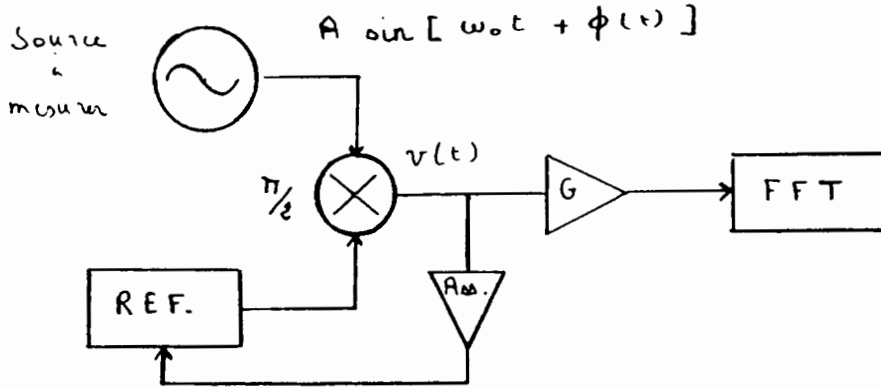


figure 1

La boucle d'asservissement, dont le comparateur de phase est un mélangeur équilibré, maintient les deux signaux en quadrature ($\pi/2$), la sortie du mélangeur délivre le signal :

$$v(t) = K [\phi(t) - \phi_{ref}(t)]$$

K constante de démodulation du mélangeur (Volt / radian) .

cette constante définit la référence 0 dBc du spectre de bruit de phase .

$\phi(t)$ bruit de phase de la source à mesurer .

$\phi_{ref}(t)$ bruit de phase de la source de référence .

Effet de la boucle d'asservissement :

L'asservissement agit comme un filtre passe-haut sur le bruit de phase démodulé (sortie du mélangeur), soit $h(t)$ la réponse impulsionnelle et $H(f)$ la fonction de transfert de ce filtre :

$$\text{domaine "temps"} \quad v(t) = K [\phi(t) - \phi_{ref}(t)] \otimes h(t)$$

$$\text{domaine "fréquence"} \quad S_v(f) = K^2 [S_\phi(f) + S_{\phi_{ref}}(f)] \cdot H^2(f)$$

Si le bruit de la référence est très inférieur (10dB) à celui de la source à mesurer :

$$S_v(f) = K^2 S_\phi(f) \cdot H^2(f)$$

Pour obtenir le spectre $S_\phi(f)$ de la source, il faut compenser l'effet de la boucle d'asservissement représenté par $H^2(f)$.

Cette fonction de transfert peut être soit mesurée, en injectant une source de bruit blanc, soit calculée, en mesurant tous les paramètres de la boucle.

Correction à apporter aux mesures en fonction du bruit de la référence :

Le bruit résiduel de cette mesure est donné par le bruit de phase de la source de référence (donc dépend du choix de cette source) et par le bruit des amplificateurs de mesure (dépend du banc de mesure) . Si le spectre du bruit résiduel est connu , il est possible de soustraire son influence , soit :

Δ = écart en dB entre le bruit résiduel et la source à mesurer .

(attention : bruit résiduel maximum = bruit à mesurer , soit $\Delta = 0\text{dB}$, pour garder une bonne précision sur le résultat final après correction) .

coef = correction en dB à apporter aux mesures pour soustraire le bruit résiduel .

$\text{coef} = 10 \text{Log} (1 + 10^{-\Delta\text{dB}/10})$.

Δ	0 dB	1 dB	2 dB	3 dB	4 dB	5 dB	6 dB	7 dB	8 dB	9 dB	10 dB
coef	-3	-2.54	-2.12	-1.76	-1.46	-1.19	-0.97	-0.79	-0.64	-0.51	-0.4

Configuration "matérielle" du banc EUROPTTEST :

Pour réaliser la configuration de mesure de la figure 1 , il faut utiliser :

- Le module "RF (500MHz)" , + option module hyper (18 GHz)
- Le module "amplificateur"
- Le module "asservissement"
- Le module "filtre antialiasing"

L'interconnection de ces modules est représentée sur la figure 2 :

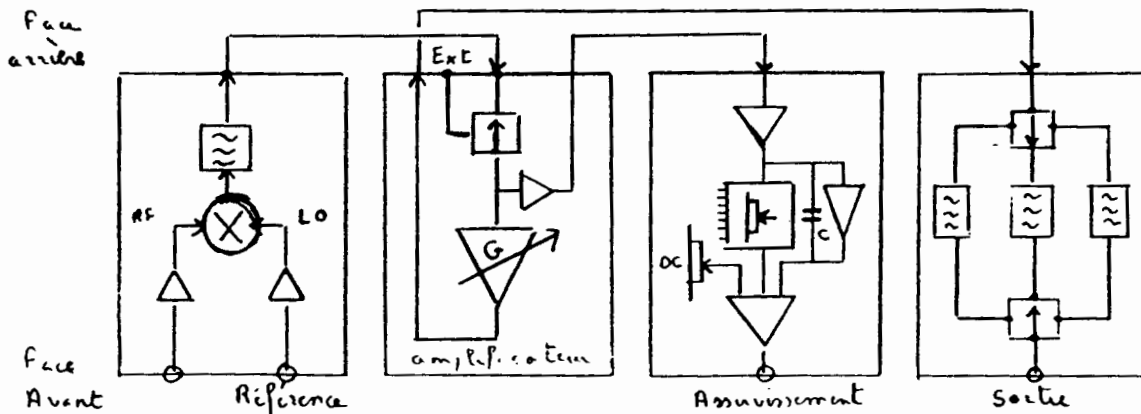


figure 2

Le calculateur , équipé d'une carte d'analyse spectrale , réalise la mesure de la densité spectrale du bruit de phase ainsi démodulé et amplifié .

Cette méthode de mesure nécessite de réaliser les trois étapes suivantes :

- calibration du démodulateur de phase (Volt / radian) .
- asservissement de la source de référence .
- analyse spectrale du bruit démodulé .

AVANTAGES DU BANC EUROPTTEST :

- 1** De nombreux moyens de contrôle automatique permettent de réaliser très simplement et instantanément les trois étapes de ce processus de mesure , notamment la calibration et l'asservissement .

- 2** Le module "RF 500MHz" , comporte des moyens d'amplification et d'atténuation pour conformer le signal sous-test , permettant ainsi des mesures sur signaux faibles (-20 dBm) .

- 3** La boucle d'asservissement présente tous les moyens de contrôle de l'oscillateur de référence (gain variable , gain intégral , tension continue d'approche) .
En fonction de la stabilité de son oscillateur , l'expérimentateur sélectionne une valeur pour la bande passante , le système calcule ensuite automatiquement tous les paramètres de la boucle d'asservissement .

- 4** Le gain intégral de la boucle d'asservissement maintient les signaux en quadrature malgré une forte dérive de fréquence de la source à mesurer .

- 5** La source de référence peut être tout type de synthétiseur "commercial" , le Banc EUROPTTEST possède les "drivers logiciel " de programmation IEEE .

II Calibration

La calibration consiste à mesurer la constante de démodulation du comparateur de phase , représenté par le mélangeur équilibré . Cette constante , notée K , dépend de l'amplitude des signaux "HF" délivrés par les sources .

Pour réaliser cette mesure , il faut ouvrir la boucle d'asservissement et obtenir un signal de battement à la sortie du mélangeur . Pour le Banc EUROPTTEST , la fréquence de ce battement doit être $> 1 \text{ Hz}$ et $< 100 \text{ KHz}$.

La constante de démodulation K est alors représentée par la pente à "zéro" de ce signal , ce niveau "zero" correspond à la position d'asservissement en quadrature , soit un écart de $\pi / 2$ entre les signaux HF .

Pour mesurer la pente à "zero" du battement trois méthodes sont généralement utilisées .

1-mesure amplitude crête :

Pour un signal de battement sinusoïdal pur , de fréquence ω_b , l'amplitude crête (A) du sinus permet de calculer la constante de démodulation K :

$$v(t) = A \sin [\omega_b t + \phi(t)]$$

$$\text{en position asservie } \omega_b = 0 , v(t) = A \sin [\phi(t)]$$

$$\phi(t) \ll 1 \quad \sin [\phi(t)] = \phi(t)$$

$$\text{soit } v(t) = A \phi(t) \quad K = A \text{ (Volt / radian)}$$

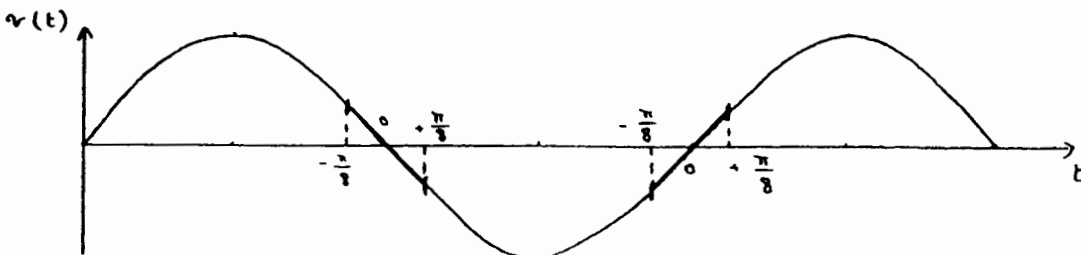
Erreur de calibration introduite par cette méthode en fonction de la distortion harmonique d'ordre 3 du signal de battement :

$$\text{si } H3 = -30 \text{ dB} \quad \text{erreur } \pm 1 \text{ dB}$$

$$\text{si } H3 = -40 \text{ dB} \quad \text{erreur } \pm 0.3 \text{ dB}$$

2-mesure de la pente à zero :

Cette mesure est la plus précise , car la pente est réellement mesurée en Volt par radian . Le Banc EUROPTTEST analyse la forme temporelle du battement , calcul un polynôme représentant ce signal autour du niveau "zero" (dans un interval $\pm \pi / 8$) puis par calcul de la dérivée (= pente) extrait la constante de calibration K , figure 3 :



$$[v(t)] (\pm \pi / 8) = ax^2 + bx + c$$

$$\text{pente en } x_0 \quad K = 2 ax_0 + b$$

figure 3

Le signal de battement peut comporter une très forte distortion , la mesure reste valide .

Le Banc EUROPTTEST permet ce type de calibration pour des fréquences de battement $> 1 \text{ Hz}$ et $< 10 \text{ KHz}$.

Le choix de la pente sur le front montant ou descendant du signal est étudié dans le paragraphe suivant .

3-mesure par analyse spectrale :

Si les deux sources ne peuvent être approchées à une valeur < 10 KHz , il faut alors réaliser une analyse spectrale du signal de battement pour en déduire les amplitudes du signal fondamental et de ses harmoniques .

Pour reconstituer la forme temporelle du signal , le contenu harmonique est indispensable mais pas suffisant , il faut connaître aussi la phase relative de ces harmoniques . L'analyse spectrale ne permettant pas de mesurer cette phase , cette méthode ne sera valide que dans deux cas particuliers :

- 1- harmoniques en phase : la forme temporelle du signal est "rectangulaire" .
- 2- harmoniques en opposition de phase : la forme temporelle du signal est "triangulaire" .

Ces formes temporelles peuvent être facilement reconnues , le Banc EUROPTTEST permet de sélectionner l'un ou l'autre de ces deux modes .

En cas de doute sur la forme du signal , la valeur exacte de calibration se situera entre ces deux cas particuliers . Le mode "standard" du Banc EUROPTTEST permet de calculer la valeur moyenne des deux cas particuliers précédents .

Tout banc utilisant cette méthode de calibration et ne possédant pas cette différenciation des états de phase , introduit des erreurs de calibration importantes .

Exemple :

niveau à la fréquence fondamentale = 0.3 Volt crête

harmonique 3 = -20 dB

harmonique 5 = -30 dB

Les deux cas sont représentés sur la figure 4 , signaux en phase et en opposition de phase :

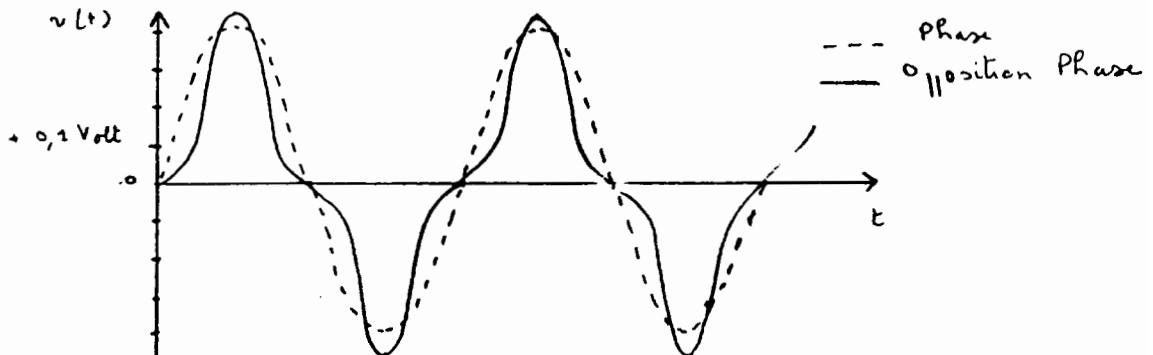


figure 4

Selon la phase des harmoniques la différence de pente à "zero" est de 8.45dB :

$K = 0.434$ Volt / radian (harmoniques en phase)

$K = 0.164$ Volt / radian (harmoniques en opposition de phase)

Dans cet exemple , le calcul de la pente effectué par analyse spectrale , sans différenciation des états de phase , donne une incertitude de calibration de 8.45 dB .

Erreur de calibration en fonction du niveau de distortion d'ordre 3 :

si $H_3 = -30$ dB erreur = 1.7 dB

si $H_3 = -40$ dB erreur = 0.6 dB

si $H_3 = -50$ dB erreur = 0.2 dB

Signaux "dissymétriques" , calibration par mesure de pente :

Le signal de battement présente un front montant et un front descendant , sur lesquels la mesure de pente peut être effectuée , figure 3 .Selon le sens de la boucle d'asservissement , le système se positionnera sur l'une ou l'autre des pentes de démodulation .

Dans le cas d'un signal "relativement" pur , la différence entre la pente "positive " $K+$ (front montant) et la pente "négative" $K-$ (front descendant) est négligeable . Mais , pour de nombreux signaux réels , le signal de battement (obtenu par mélange entre la source à mesurer et la source de référence) présente une dissymétrie non-négligeable , affectant donc la précision des mesures dans le cas où le système ne peut différencier ces valeurs $K+$ et $K-$.

Cette dissymétrie est introduite par les harmoniques paires , exemple :

signal fondamental = 0.3 Volt crête

si $H_2 = -30$ dB $K+ = 0.318$ V / rad $K- = 0.280$ V / rad soit $\Delta K = 1$ dB

erreur potentielle = 1 dB (selon sens de la boucle) .

si $H_2 = -20$ dB $K+ = 0.359$ V / rad $K- = 0.239$ V / rad soit $\Delta K = 3.5$ dB

erreur potentielle = 3.5 dB (selon sens de la boucle) .

Afin de ne pas obliger l'expérimentateur à rendre "sinusoidal" le signal à mesurer , opération complexe , le Banc EUROPTTEST mesure séparément les deux pentes , positive $K+$ et négative $K-$.

L'opérateur pourra choisir la pente "effective" (positive ou négative) selon le sens de la boucle d'asservissement , en respectant le processus de mesure suivant , figure 5 :

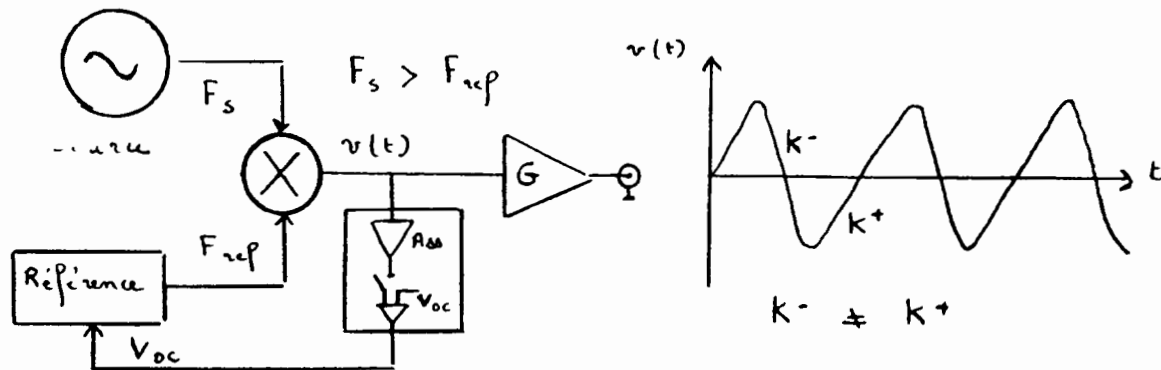


figure 5

1° La boucle d'asservissement est ouverte .

2° On vérifie le **sens de commande** de la source de référence :

sens positif si la fréquence augmente en augmentant la tension de commande .

sens négatif si la fréquence diminue en augmentant la tension de commande .

3° On **positionne** la fréquence de la source de référence , source contrôlée par la boucle , en dessous de la fréquence de la source à mesurer : $F_{référence} < F_{source\ à\ tester}$.

4° On effectue la calibration , en sélectionnant la pente selon le sens de commande précédemment défini :

sens positif = pente positive

sens négatif = pente négative

Cette démarche permet de connaître le sens de la boucle de phase , on s'affranchit ainsi du problème de dissymétrie du signal de battement , et évite de mettre en oeuvre un filtrage du signal à mesurer .

III Asservissement de la source de référence

Le Banc EUROPTTEST comporte tous les moyens pour réaliser une boucle d'asservissement du 2° ordre (gain proportionnel et gain intégral) .

Le gain de boucle est programmable , permettant des bandes passantes de 1Hz à 10KHz . Le gain intégral (gain "continu" infini) permet le "suivi" d'une source présentant une forte dérive . Ce gain intégral permet aussi d'assurer une quadrature parfaite des signaux HF , puisqu'il impose une tension continue nulle à la sortie du mélangeur .

Il est important de différencier la Bande d'asservissement , la Bande de poursuite et la Bande d'acquisition :

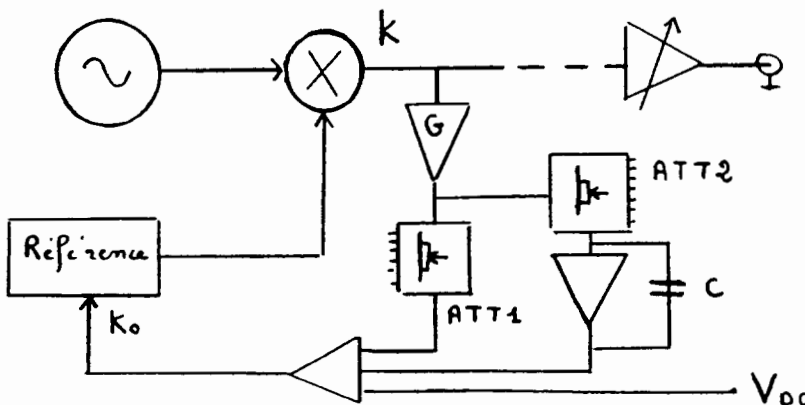
-La **Bande d'asservissement** est donnée par la fonction de transfert $H (f)$, définie précédemment (filtre passe-haut sur le bruit de phase démodulé) .

La connaissance de $H (f)$ est indispensable pour compenser les résultats de mesure , afin d'obtenir le spectre du bruit de phase "en libre" de la source à mesurer .

-La **Bande de poursuite** permet de connaître la dérive de fréquence maximum de la source à mesurer . Tant que cette dérive reste inférieure à la bande de poursuite , l'asservissement de la source de référence est maintenue .

-La **Bande d'acquisition** définit l'écart maximum de fréquence entre les deux sources, avant asservissement , pour que la source de référence s'asservisse instantanément et sans difficulté . En première approximation , on utilisera la règle simple : Bande acquisition = Bande asservissement .

Pour définir la fonction de transfert $H (f)$ de cette boucle , le système mesure tous les paramètres intervenant dans sa définition , figure 6 .



L'analyse détaillée de la fonction de transfert est donnée dans la note d'application N°1 .

Les paramètres intervenant dans le calcul de cette fonction de transfert sont :

K (Volt / radian) constante de démodulation du comparateur de phase .

(constante déjà mesurée pour la calibration , voir paragraphe précédent) .

G gain de l'amplificateur de boucle .

ATT1 atténuateur programmable contrôlant le gain "proportionnel" .

ATT2 atténuateur programmable contrôlant le gain "integral" .

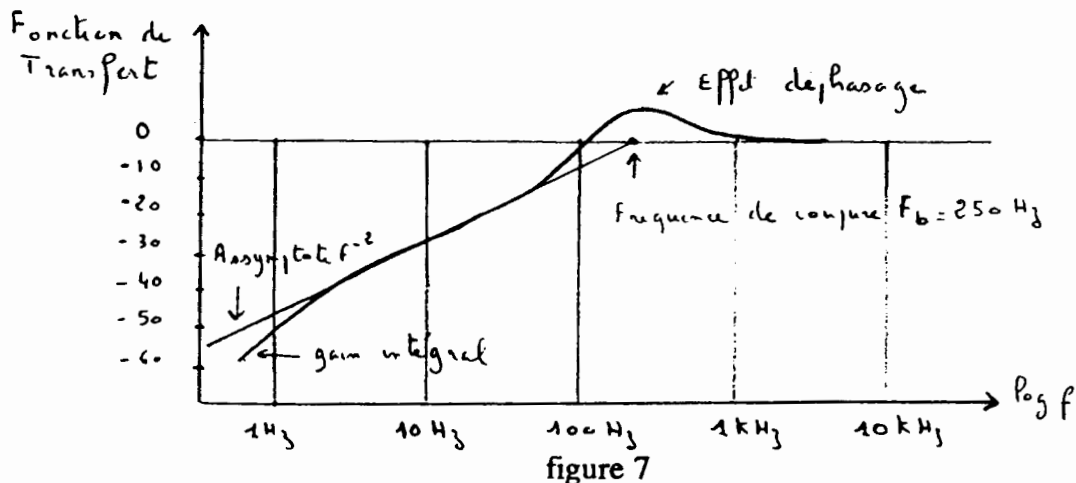
K_0 (Hz / Volt) pente de commande de la source de référence .

F_m bande passante de l'entrée de commande en fréquence, de la source de référence

Les constantes K et Ko sont mesurées automatiquement, le gain G est connu, le système programme les atténuateurs ATT1 et ATT2 afin d'ajuster la bande d'asservissement à la valeur sélectionnée par l'expérimentateur (le système vérifie la compatibilité de toutes ces valeurs).

Exemple de fonction de transfert :

soit une source à mesurer, ayant un niveau HF de +3dBm .
 La mesure de la constante de démodulation donne $K = 0.2 \text{ Volt / radian}$.
 Le gain $G = 20 \text{ dB}$.
 La mesure de la pente de la source de référence donne $Ko = 500\text{Hz / Volt}$.
 La bande passante de la commande de fréquence est de 250Hz (le calcul doit alors tenir compte de ce déphasage supplémentaire introduit dans la boucle) .
 L' expérimentateur demande une bande d'asservissement de 250Hz (dans ce cas = bande maximum de modulation de la source de référence) .
 Le système calculera les valeurs des atténuateurs ($ATT1 = 0.25$, $ATT2 = 0.157$) , afin d'obtenir la fonction de transfert présentée sur la figure 7 :



La valeur ATT1 est calculée pour obtenir une bande passante de bruit $F_b = 250\text{Hz}$.
 La valeur ATT2 est calculée pour obtenir un facteur d'amortissement $E > 5$:

$$E = 1 / 2 (F_b / F_{rc}) \quad \text{avec } F_{rc} = 16\text{Hz} \times ATT2$$

Dans cet exemple, le défaut d'amortissement à 250 Hz (gain > 1) vient du déphasage de l'entrée de commande en fréquence. Ce paramètre étant pris en compte dans les calculs les résultats de mesure seront correctement compensés .

Bande de poursuite :

La source de référence ayant une pente de commande en fréquence de 500 Hz / Volt et supposons que sa gamme de tension soit de ± 5 Volts , la bande de poursuite sera alors de ± 2500 Hz .

Tant que la fréquence de la source à tester se situe dans ± 2500 Hz par rapport à la fréquence centrale de la source de référence , cette source restera asservie .

Bande d'acquisition :

Dans cet exemple , pour que les deux oscillateurs s'asservissent instantanément , l'écart de fréquence devra être inférieur à 250 Hz .

Choix de la bande d'asservissement :

Celle-ci dépend de l'instabilité de fréquence des sources . Cette instabilité peut être estimée rapidement à l'aide du fréquencemètre : quelques mesures successives permettent de mesurer ces fluctuations de fréquence .

Pour des raisons de stabilité , le système impose une valeur minimum égale à 2% de la pente de commande de la source de référence : bande minimum = $K_0 / 50$.

Dans cet exemple , bande asservissement minimum = $500 \text{ Hz} / 50 = 10 \text{ Hz}$.

IV Mesure par double transposition

Le signal à mesurer est transposé à une fréquence FI par une première source de référence , REF1 , la fréquence FI ainsi obtenue est généralement beaucoup plus basse que celle de la source à mesurer .

La deuxième source de référence , REF2 , est asservie sur le signal de transposition FI , figure 8 :

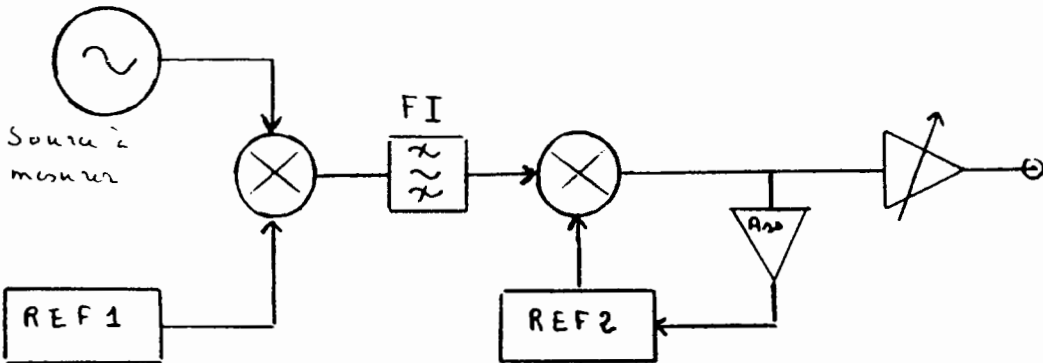


figure 8

Trois configurations sont possibles selon que les sources de référence REF1 et REF2 sont des synthétiseurs large bande ou des oscillateurs à fréquence fixe .

1° REF1 = synthétiseur REF2 = oscillateur :

Dans cette configuration de mesure , figure 9 , tout signal à mesurer peut être transposé à une fréquence FI fixe , le synthétiseur ayant une gamme de fréquence et une résolution adéquate .

Exemple : REF1 = synthétiseur hyper 10MHz ... 18GHz résolution de 1Hz .

REF2 peut être alors un pilote à quartz de fréquence fixe : 10MHz ou 100MHz etc ...

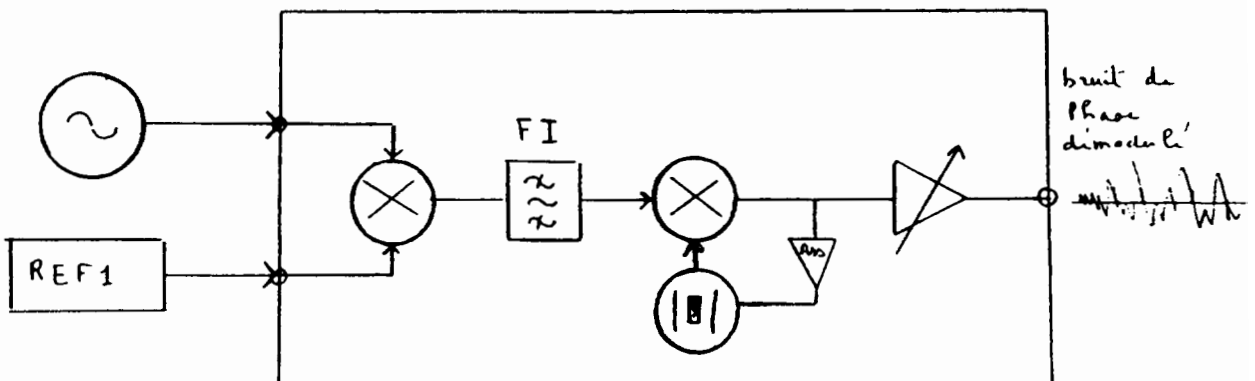


figure 9

Avantages :

- 1-le synthétiseur de transposition est "libre" (pas d'entrée asservissement) .
- l'asservissement peut être réalisé sur la deuxième référence REF2 , cas figure 9 .
- 2-quelle que soit la fréquence à mesurer , l'asservissement s'effectue dans les mêmes conditions sur le même oscillateur REF2 .
- 3-la deuxième source de référence est incluse dans le banc de mesure .
- 4-la boucle d'asservissement est interne au banc de bruit .

Inconvénients :

- 1- Le bruit de phase du synthétiseur limite la dynamique de mesure.

2° REF1 = sources à fréquences discrètes REF2 = synthétiseur RF

Dans cette configuration de mesure , figure 10 , la première source de référence est constituée de fréquences fixes , présentant un nombre limité de valeurs discrètes , tout signal à mesurer étant transposé dans une gamme de fréquence compatible avec le synthétiseur REF2 .

Exemple : REF1 = "peigne " de fréquence dans la gamme 1 ... 18GHz par "pas" de 400MHz . REF2 = synthétiseur RF ($F < 400\text{MHz}$) .

Le synthétiseur REF2 est asservi par le banc de mesure , par son entrée modulation de fréquence continue (FM mode DC) .

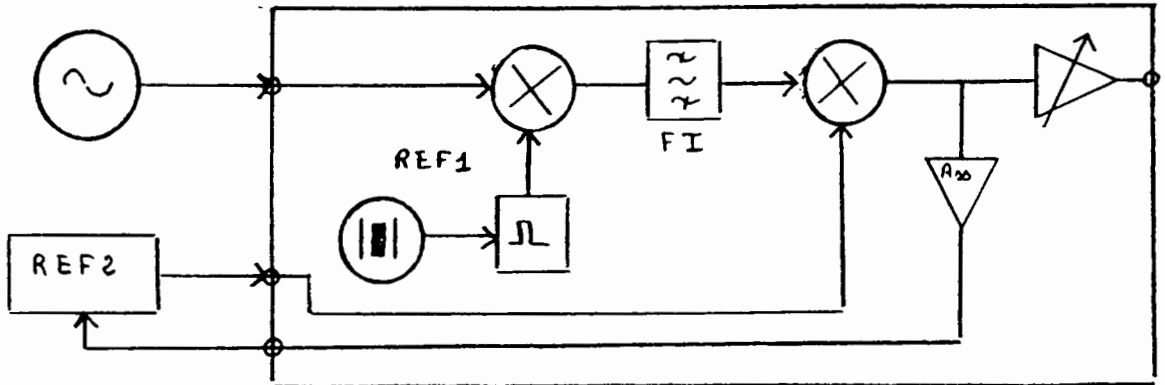


figure 10

Avantages :

- 1-La référence REF1 est incluse dans le banc EUROPTTEST (1 à 18 GHz) .
- 2-Le bruit de phase de cette référence REF1 est très nettement inférieur à celui de tout synthétiseur actuel .
(pureté spectrale typique , à 10GHz = -130 dBc 10KHz de la fréquence porteuse) .
- 3-Le synthétiseur RF peut être de toute marque , il est défini par :
 - sa gamme de fréquence = 400MHz .
 - une entrée modulation de fréquence continue .
 - bruit de phase compatible avec les mesures à réaliser .
- 4-En cas de forte dérive de fréquence , le synthétiseur suit la variation de fréquence FI , grâce au gain intégral de la boucle d'asservissement .

3° REF1 et REF2 = sources à fréquences discrètes :

Dans cette configuration de mesure , figure 11 , les deux références sont à des fréquences discrètes , exemple REF1 = 1 ..18GHz par "pas" de 400MHz et REF2 100MHz à 400MHz par "pas" de 100MHz .

Cette solution permet des mesures dans une gamme de fréquence large (Exemple = 1 à 18 GHZ) mais par "pas" de fréquence limité (exemple = 100MHz) .

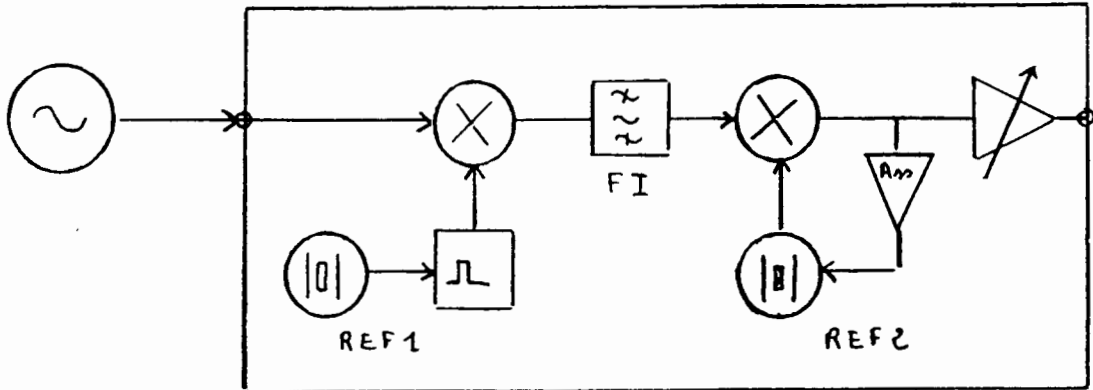


figure 11

Avantages :

- 1-Toutes les sources de référence sont incluses dans le banc .
- 2-Coût des références nettement inférieur aux solutions précédentes .

Inconvénients :

- 1-Mesure sur des valeurs discrètes : exemple = "pas" de 100MHz .

Remarque sur la méthode double transposition :

Les processus de calibration et d'asservissement s'effectuent de la même manière que pour la simple transposition :

- le banc de mesure se calibre sur l'amplitude du signal FI issu de la première transposition
- une des sources de référence s'asservit sur la fréquence de ce signal FI .

Avantages de cette méthode pour les mesures en hyperfréquence :

- 1-Il n'est pas nécessaire de disposer d'une source exactement à la même fréquence que celle du signal à mesurer .**
- 2-Il n'est pas nécessaire de disposer d'une source hyperfréquence asservissable , c'est à dire présentant une entrée de commande continue de fréquence contrôlable par le banc de mesure .**
- 3-Les deux sources "hyper" sont décalées en fréquence , évitant ainsi une synchronisation par des chemins autres que celui de la boucle d'asservissement .**
- 4-Quelle que soit la fréquence "hyper" à mesurer , l'asservissement peut être réalisé dans des conditions simples , exemple : entrée modulation FM du synthétiseur RF .**
- 5-Les références "hyper" du Banc EUROPTTEST peuvent être utilisées sur la voie "OL" du mélangeur (niveau de sortie $> +7\text{dBm}$) , le signal à mesurer étant sur la voie "RF" son niveau peut être faible (-20 dBm) .**
- 6-Pour des "pas" de fréquence limités à 100MHz , l'ensemble du Banc de mesure est compris dans un chassis "3U" (sauf calculateur) .**

V Mélangeur extérieur :

Pour des fréquences incompatibles avec le Banc de mesure ($F_x > 18\text{GHz}$), il est possible d'utiliser un mélangeur extérieur . Selon le mode d'utilisation de ce mélangeur : transposition à "zero" ou à une fréquence "FI" , sa sortie peut être connectée soit sur l'entrée extérieure du module "amplificateur" , soit les entrées "RF" des modules de transposition du Banc .

1° Sortie continue :

La référence est à la même fréquence que celle du signal à mesurer , méthode de mesure par simple transposition . La sortie FI du mélangeur doit être "continue" , celle-ci est alors connectée à l'entrée extérieure du module "amplificateur" , figure 12 .

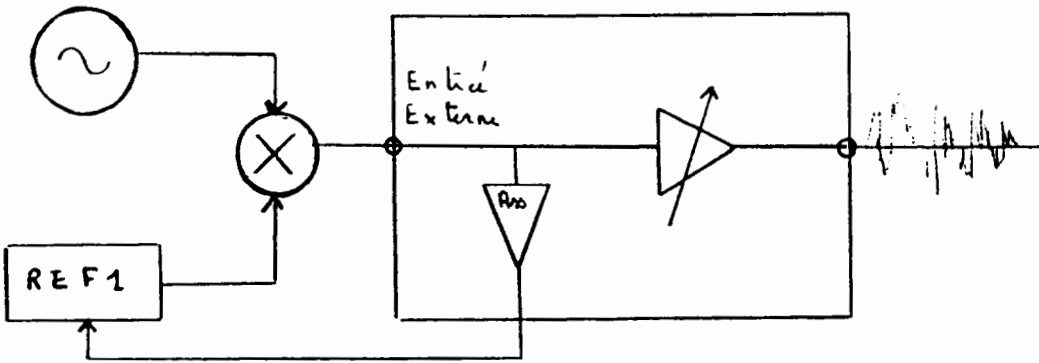


figure 12

Le module "asservissement" est utilisé dans les mêmes conditions , sa sortie commande la source de référence REF1 .

2° sortie FI :

La source de référence est décalée en fréquence , la méthode de mesure est celle de la transposition "multiple" . Selon la fréquence FI délivrée par ce mélangeur extérieur il faut utiliser soit le module "transposition 18GHz" avec double transposition , figure 13 , soit le module "RF 500MHz" avec simple transposition .

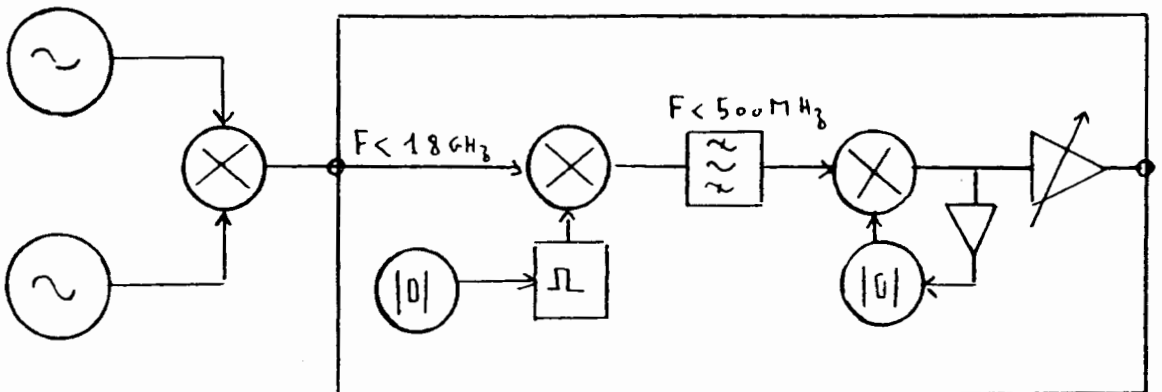


figure 13

VI Mesure avec une ligne à retard :

Pour des oscillateurs de qualité moyenne il est possible d'utiliser le Banc EUROPTTEST avec la méthode de démodulation par "ligne à retard" .

La source à mesurer est connectée à la voie "LO" du mélangeur à travers un déphaseur , ce déphaseur permettra d'ajuster la quadrature avec la voie "RF" . La même source est connectée à la voie "RF" à travers une ligne à retard , figure 14 .

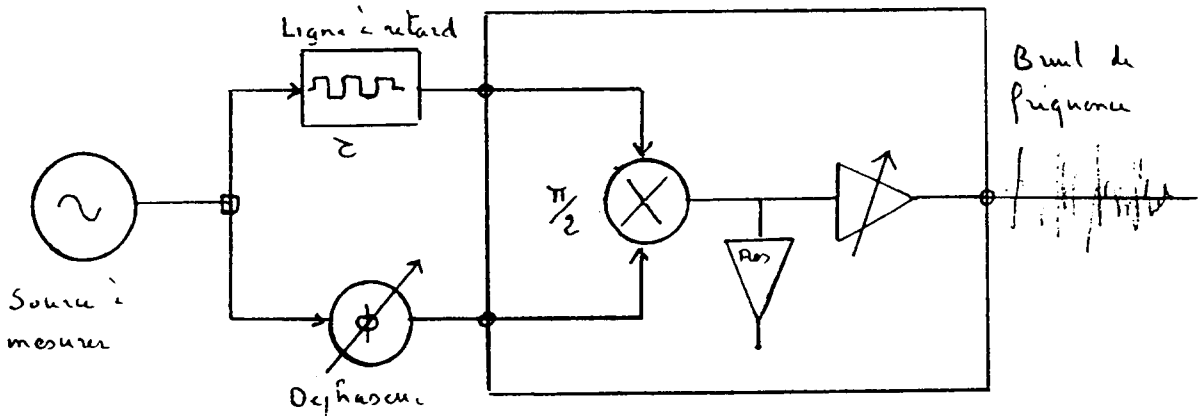


figure 14

La tension de sortie du mélangeur est proportionnelle aux fluctuations de fréquence de la source , à condition d'ajuster le déphasage à $\pi / 2$ entre les deux voies :

$$v(t) = K 2\pi\zeta \left(\frac{\sin(\pi f\zeta)}{\pi f\zeta} \right) \cdot \Delta f(t)$$

avec

K constante de démodulation du mélangeur .

ζ temps de retard de la ligne .

$\Delta f(t)$ bruit de fréquence de la source .

pour $f < 1 / 10 \zeta$ $\sin(\pi f\zeta) / (\pi f\zeta) = 1$ $v(t) = K 2\pi\zeta \cdot \Delta f(t)$

soit $v(t) = K_f \cdot \Delta f(t)$

avec K_f constante de démodulation de fréquence .

La sensibilité de cette démodulation dépend du retard ζ .

La bande passante ($1 / 10 \zeta$) , est inversement proportionnelle à ce retard ζ .

Un compromis est souvent difficile à trouver , les avantages et inconvénients de cette méthode sont exposés dans la note technique N°1 .

Le logiciel de traitement de données doit transformer les résultats obtenus , bruit de fréquence , afin de visualiser la densité spectrale du bruit de phase .

VII Mesure de composants ou de systèmes :

La mesure du bruit ajouté par les composants (diviseurs de fréquence , mélangeur ...) ou par les systèmes (amplificateurs , transposition ...) prend de plus en plus d'importance du fait du niveau de bruit très significatif apporté par ces éléments par rapport au bruit des sources de fréquence .

Cette mesure devient indispensable en hyperfréquence du fait que la technologie ASGA présente un niveau de bruit flicker beaucoup plus élevé que la technologie "Silicium" . (ASGA: fréquence de coupure flicker = 100MHz , par rapport au "bruit blanc" , Silicium fréquence de coupure < 10KHz) .

Ce bruit module en amplitude et en phase tout signal traversant ces composants .

Deux configurations de mesure sont possibles selon que la fréquence de sortie , des éléments sous-test , "DUT" , est identique ou différente de la fréquence d'entrée .

1° Fentrée = F sortie :

L'élément à mesurer est inséré dans une voie du banc de mesure , figure 15a .

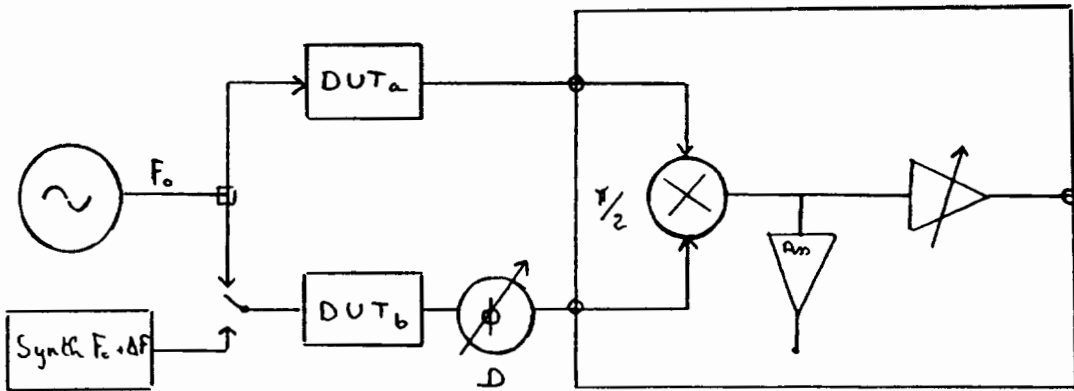


figure 15

Le déphaseur , D , est nécessaire pour ajuster la quadrature sur le mélangeur de démodulation .

Calibration du banc :

1-Il faut une source de référence décalée en fréquence pour obtenir un signal de battement à la sortie du mélangeur et utiliser ainsi la méthode standard de calibration .

2-Si l'on suppose que le signal de la voie "RF" est sinusoïdal (harmonique < 30 dB) il est possible de réaliser une calibration sans une deuxième source de référence :

le Banc EUROPTTEST peut se calibrer sur la tension continue issue du mélangeur quand ses deux voies sont en phase , ajustement par le déphaseur D .

Bruit résiduel :

Il faut tenir compte du bruit résiduel de la source , en effet le bruit de phase de celle-ci ne va pas se compenser parfaitement à la sortie du mélangeur . Un "certain" facteur d'atténuation sera obtenu , le bruit résiduel de la mesure sera alors égal au bruit de phase de la source diminué de ce facteur d'atténuation . Si un retard différentiel entre les deux voies est introduit par l'élément à mesurer , on obtiendra un facteur d'atténuation de la forme :

$$\text{Att} = 20 \log 2 \sin (\pi f T)$$

f = distance par rapport à la fréquence centrale

T = retard différentiel

Exemple : T = 1 μ s f = 10 KHz Att = 24 dB .

Il est possible soit de mesurer le retard différentiel soit de calculer le facteur d'atténuation en modulant en fréquence la source et mesurant la réjection de cette modulation .

2° F sortie = F entrée :

Deux éléments , "DUT" , de mêmes caractéristiques doivent être insérés dans les deux voies du mélangeur , figure 15b . Le bruit obtenu est la somme des deux éléments sous-test . L'ambiguïté peut être levée en mesurant trois "DUT" comme pour la mesure de trois sources de fréquence , il est plus simple de qualifier un élément "DUT" et de l'utiliser comme référence .

Les problèmes de calibration et de bruit résiduel restent identique au cas précédent .

VIII Mesure bruit d'amplitude

Aucun signal de référence n'est nécessaire . Le signal à mesurer attaque directement le Banc de mesure , figure 16 , celui-ci est équipé d'un détecteur d'amplitude large-bande (10MHz ..18GHZ) .

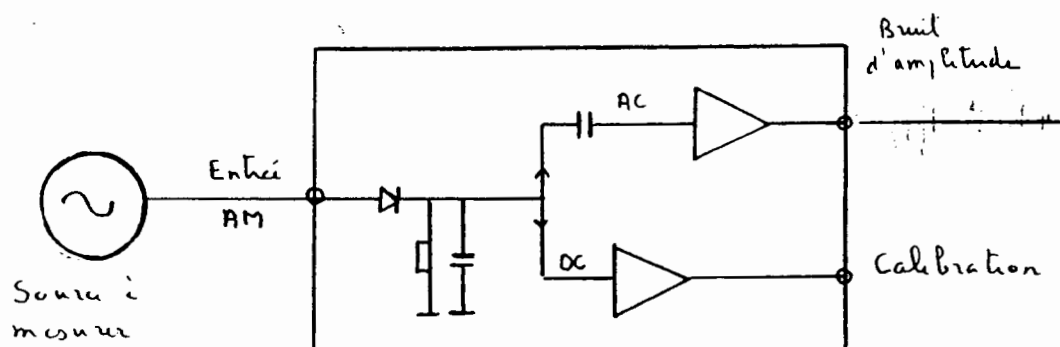


figure16

La calibration peut s'effectuer en modulant en amplitude la source à mesurer , le niveau du signal démodulé permettant de calculer la pente de démodulation du détecteur .

Il n'est pas souvent évident de réaliser une modulation d'amplitude précise , sur la source à mesurer .

Le Banc EUROPTTEST permet d'effectuer cette calibration sur la tension continue délivrée par le détecteur . Le logiciel de traitement du signal calculant la pente de démodulation pour cette valeur continue de détection .