

**Zeitschrift:** Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

**Herausgeber:** Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

**Band:** 58 (1980)

**Heft:** 1

**Artikel:** Messtechnik zur Bestimmung des Phasenrauschspektrums =  
Technique de mesure permettant de déterminer le spectre du bruit de phase

**Autor:** Hilty, Kurt

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-875861>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 03.04.2026

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

# Messtechnik zur Bestimmung des Phasenrauschspektrums

## Technique de mesure permettant de déterminer le spectre du bruit de phase

Kurt HILTY, Bern

621.317.351:621.317.75:621.376.3/4:621.391.822.4:621.391.883.2

Zusammenfassung. *Eingangs werden die theoretischen Grundlagen und die Zusammenhänge zwischen verschiedenen Messgrößen erläutert. Ein zweiter Teil stellt einen Phasenrauschmessplatz vor, der in einem Signalfrequenzbereich von 4 kHz bis 500 MHz die Bestimmung der spektralen Leistungsdichte des Phasenrauschens eines Oszillators ermöglicht. Das Messsystem, das sich sowohl für Labor- als auch für Betriebsmessungen eignet, weist für Fourierfrequenzen grösser als 10 Hz ein systemeigenes Rauschen kleiner als -160 dB, bezogen auf 1 rad, auf.*

Résumé. *L'auteur décrit d'abord les principes de base et les rapports entre les différentes grandeurs de mesure. Il présente ensuite une place de mesure du bruit de phase au moyen de laquelle il est possible de déterminer la densité spectrale du bruit de phase d'un oscillateur, dans une gamme de fréquences de 4 kHz à 500 MHz. Ce système de mesure, utilisable aussi bien en laboratoire qu'en pratique, produit un bruit intrinsèque inférieur à -160 dB, rapporté à 1 rad, pour des fréquences de Fourier plus grandes que 10 Hz.*

### Tecnica di misurazione per determinare lo spettro del rumore di fase

Riassunto. *L'autore inizia l'articolo con la spiegazione della base teorica e dei rapporti tra le diverse grandezze di misurazione. La seconda parte è dedicata alla descrizione di un posto di misurazione del rumore di fase che, nell'ambito delle frequenze di segnali da 4 kHz a 500 MHz, rende possibile definire la densità delle potenze nello spettro dei rumori di fase di un oscillatore. Il sistema di misurazione adatto per misurazioni effettuate sia in laboratorio sia nell'esercizio, presenta per frequenze di Fourier che superano 10 Hz un rumore intrinseco al sistema inferiore a -160 dB, relativo a 1 rad.*

### 1 Einführung

Die modernen breitbandigen analogen Übertragungssysteme (Frequenzmultiplex, FDM) und die Datenübertragungssysteme (Zeitmultiplex, TDM) stellen an die Taktgeneratoren sehr hohe Anforderungen bezüglich Kurz- und Langzeitstabilität. Beispielsweise wird für die Datenübertragung über Analogsysteme mit Mehrphasenmodulation (Modems) zurzeit mit maximalen Phasenschwankungen des Trägers von  $\pm 7,5^\circ$  gerechnet [1, 2]. Wird eine Normalverteilung der Phasenschwankungen und eine Überschreitungswahrscheinlichkeit der Maximalamplitude von  $5 \cdot 10^{-7}$  angenommen, so ergibt dies zulässige Phasenschwankungen mit einem Effektivwert von

$$\delta\Phi_{\text{eff}} \leq \pm 1,5^\circ$$

Dieser Wert setzt sich aus einem Anteil der Übertragungsleitung und einem der Trägergeneratoren zusammen. Nimmt man an, dass beide gleichermassen zum Phasenrauschen beitragen, so wird der höchstzulässige Wert für die Summe aller Trägergeneratoren

$$\delta\Phi_{\text{eff}} \leq \pm 1^\circ$$

Betrachtet man dies als Maximalwert in einem Bezugsstromkreis von 2500 km, so ergibt sich für einen Trägergenerator

$$\delta\Phi_{\text{eff}} \leq \pm 0,18^\circ$$

Um die spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens einfach berechnen zu können, wird innerhalb des Sprachbandes (300...3400 Hz) weisses Rauschen angenommen, und man erhält damit:

$$\langle \delta\Phi^2 \rangle = \delta\Phi_{\text{eff}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_\Phi(f) df = B \cdot S_\Phi$$

### 1 Introduction

Les systèmes de transmission modernes à large bande, en mode analogique (multiplexage par répartition en fréquence, MRF) et les systèmes de transmission de données (multiplexage par répartition dans le temps, MRT), posent de très hautes exigences aux générateurs de fréquence de base en ce qui concerne la stabilité à court et à long terme. Pour la transmission de données en modulation multiphase sur des systèmes analogiques (modems), on compte actuellement avec une fluctuation de phase maximale de la porteuse de  $\pm 7,5^\circ$  [1, 2]. Si l'on admet une distribution de Gauss des fluctuations de phase et une probabilité de dépassement de l'amplitude maximale de  $5 \cdot 10^{-7}$ , il en résulte une variation de phase admissible ayant la valeur effective de

$$\delta\Phi_{\text{eff}} \leq \pm 1,5^\circ$$

Cette valeur se compose d'une quote-part relevant de la ligne de transmission et d'une quote-part due aux générateurs de porteuse. Si l'on admet que toutes deux contribuent dans la même proportion au bruit de phase, la valeur maximale admissible pour la somme de tous les générateurs de porteuse sera

$$\delta\Phi_{\text{eff}} \leq \pm 1^\circ$$

En considérant que cette expression est la valeur maximale dans un circuit de référence de 2500 km, on obtient, pour un générateur de porteuse

$$\delta\Phi_{\text{eff}} \leq \pm 0,18^\circ$$

Pour calculer de manière simple la densité spectrale du bruit de phase, on admet que le bruit à l'intérieur de la bande des fréquences vocales est du bruit blanc (300...3400 Hz), ce qui donne:

$$\langle \delta\Phi^2 \rangle = \delta\Phi_{\text{eff}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_\Phi(f) df = B \cdot S_\Phi$$

Mit einer Bandbreite

$$B = 3100 \text{ Hz} \quad \text{und} \quad \delta\Phi_{\text{eff}} = 0,18^\circ = 3,14 \cdot 10^{-3} \text{ rad}$$

erhält man für die spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens

$$S_\Phi = 3,184 \cdot 10^{-9} \text{ rad}^2/\text{Hz}$$

(zum Beispiel bei einer Trägerfrequenz von 68,2 MHz).

Eine ideale Frequenzvervielfachung um  $n$  erhöht die spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens proportional zu  $n^2$ . Um die geforderten Werte einhalten zu können, muss daher beispielsweise für die Grundfrequenz von 2,2 MHz folgende spektrale Leistungsdichte gefordert werden (ideale Frequenzvervielfachung vorausgesetzt):

$$S_\Phi = \left(\frac{2,2}{68,2}\right)^2 \cdot 3,184 \cdot 10^{-9} \\ = 3,31 \cdot 10^{-12} \text{ rad}^2/\text{Hz} \quad (\text{bei } 2,2 \text{ MHz})$$

oder bezogen auf 1 rad<sup>2</sup>/Hz

$$S_\Phi = 10 \log(3,31 \cdot 10^{-12}) = -114,8 \text{ dB} \quad (\text{bei } 2,2 \text{ MHz})$$

Für die neue Grundfrequenzversorgung für FDM- und TDM-Systeme wurde im Frequenzbereich von 50...4000 Hz eine spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens kleiner als -117 dB (bezogen auf 1 rad<sup>2</sup>/Hz) verlangt. Diese hohen Anforderungen bedingen eine besondere Messtechnik, die die Durchführung von Abnahme- und Kontrollmessungen an eingerichteten Anlagen erlaubt.

## 2 Grundlagen zur Charakterisierung der Frequenzstabilität

Gegen das Ende der sechziger Jahre wurden in verschiedenen Laboratorien, vor allem aber im National Bureau of Standards der USA, die Grundlagen zur Charakterisierung statistischer Frequenzschwankungen von Oszillatoren erarbeitet [3, 4, 5, 6]. Auf der Dualität von Frequenz- und Zeitbereich basierend, haben sich zwei Definitionen herauskristallisiert. Die eine bezieht sich auf den Frequenzbereich und beschreibt die statistisch schwankenden Größen durch ihr Spektrum. Die andere arbeitet im Zeitbereich und ermittelt die Varianzen und Standardabweichungen in Funktion der Dauer der Einzelmessungen. Unter gewissen Voraussetzungen lassen sich die zeitlichen Schwankungen und ihr Spektrum durch mathematische Beziehungen verknüpfen. Eine Bedingung verlangt stationäre Schwankungsprozesse, das heisst, der Vorgang soll zu jeder Zeit durch dieselben Gesetze beschrieben werden können. Beim Experiment muss hier allerdings eine Einschränkung gemacht werden, da jeder Versuch nur eine endliche Zeit dauert. Eine weitere Voraussetzung liegt in der Beschreibung des Prozesses durch weisses Rauschen, wobei die spektrale Leistungsdichte von der Frequenz Null bis unendlich konstant ist. Auch diesbezüglich muss eine Konzession eingegangen werden, da jede Rauschspannungsquelle eine obere Grenzfrequenz aufweist.

Compte tenu d'une largeur de bande de

$$B = 3100 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad \delta\Phi_{\text{eff}} = 0,18^\circ = 3,14 \cdot 10^{-3} \text{ rad}$$

on obtient pour la densité spectrale du bruit de phase

$$S_\Phi = 3,184 \cdot 10^{-9} \text{ rad}^2/\text{Hz}$$

(par exemple pour une fréquence porteuse de 68,2 MHz).

Une multiplication de fréquence idéale de facteur  $n$  augmente la densité spectrale du bruit de phase en proportion de  $n^2$ . Pour qu'il soit possible de respecter ces valeurs imposées, il est par exemple nécessaire que la densité spectrale du bruit de phase, pour la fréquence de base de 2,2 MHz, soit la suivante (dans l'hypothèse d'une multiplication de fréquence idéale):

$$S_\Phi = \left(\frac{2,2}{68,2}\right)^2 \cdot 3,184 \cdot 10^{-9} \\ = 3,31 \cdot 10^{-12} \text{ rad}^2/\text{Hz} \quad (\text{pour } 2,2 \text{ MHz})$$

ou, rapportée à 1 rad<sup>2</sup>/Hz,

$$S_\Phi = 10 \log(3,31 \cdot 10^{-12}) = -114,8 \text{ dB} \quad (\text{pour } 2,2 \text{ MHz})$$

Pour les nouvelles baies génératrices des fréquences de base pour systèmes MRF et MRT, on a fixé que la densité spectrale du bruit de phase devait être inférieure à -117 dB (rapportée à 1 rad<sup>2</sup>/Hz), dans la gamme de fréquences de 50...4000 Hz. Ces exigences élevées impliquent une technique de mesure particulière permettant d'effectuer les mesures de contrôle et de recette des équipements installés.

## 2 Principes caractérisant la stabilité de fréquence

A la fin des années de 1960, on élaborait dans divers laboratoires, en premier lieu au «National Bureau of Standards» des Etats-Unis, les principes caractérisant les fluctuations de fréquence statistiques d'oscillateurs [3, 4, 5, 6]. Les critères de comportement en fréquence et dans le temps d'un oscillateur ont conduit à deux définitions. L'une se rapporte au domaine des fréquences et décrit les fluctuations à distribution statistique dans le spectre, l'autre a trait au domaine du temps et détermine les variances et les écarts types en fonction de la durée des mesures discrètes. Dans certaines conditions, on peut lier les fluctuations dans le temps et leurs spectres à des relations mathématiques. Une condition exige des processus de fluctuation stationnaires, c'est-à-dire un phénomène pouvant être décrit en tout temps par les mêmes lois. Une limitation s'impose toutefois au stade expérimental, chaque essai n'ayant qu'une durée finie. Une autre condition réside dans la description du processus par le bruit blanc. En l'occurrence, la densité spectrale des fluctuations de phase est constante de la fréquence zéro à l'infini. Ici également, une concession est nécessaire, étant donné que chaque source de tension de bruit présente une fréquence de coupure supérieure.

## 21 Zeitbereich

Die momentane Ausgangsspannung  $u(t)$  eines Sinusgenerators kann durch folgende Funktion dargestellt werden:

$$u(t) = [U_0 + \varepsilon(t)] \sin [2\pi \nu_0 t + \Phi(t)]$$

Dabei bedeuten  $U_0$  den Sollwert der Amplitude,  $\nu_0$  jenen der Signalfrequenz. Sie werden im folgenden als konstant vorausgesetzt. Die Amplitudenschwankungen  $\varepsilon(t)$  sollen, verglichen zu  $U_0$ , klein sein [ $\varepsilon(t) \ll U_0$ ].

Die momentane Frequenz der Sinusspannung lässt sich beschreiben durch

$$\nu(t) = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \nu_0 + \nu_v(t)$$

Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf Oszillatoren mit einigermaßen guter Frequenzstabilität, so dass immer gilt

$$|\nu_v(t)| \ll \nu_0$$

Für den Vergleich von Oszillatoren erweist sich die relative Frequenzabweichung  $\gamma(t)$  als geeignete Grösse

$$\gamma(t) = \frac{\nu_v}{\nu_0} = \frac{1}{2\pi \nu_0} \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

Die relative Frequenzschwankung  $\gamma(t)$  stellt einen Momentanwert dar und ist für die Messung nicht ohne weiteres zugänglich. Ein Frequenzzähler liefert zum Beispiel immer einen über eine gewisse Messzeit  $\tau$  gemittelten Wert  $\bar{\gamma}_k$

$$\bar{\gamma}_k(t_k, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} \gamma(t) dt$$

Für die Stabilität eines Oszillators sagt eine einzelne Messung nicht viel aus. Es liegt daher nahe, die Messungen zu wiederholen und statistisch auszuwerten.

Die Varianz  $\sigma_\gamma^2(N, T, \tau)$  von  $N$  Messungen der Dauer  $\tau$  und in regelmässigen Zeitabständen  $T$  durchgeführt, berechnet sich zu

$$\sigma_\gamma^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N \left( \bar{\gamma}_k - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{\gamma}_k \right)^2$$

Für die Praxis erweist sich der Spezialfall für  $N=2$  und  $T = \tau$ , das heisst ununterbrochene Messung (keine Messtotzeit), für die üblichsten Arten von Rauschen als sehr nützlich [7]. Die Paarvarianz (oft auch *Allan-Varianz* genannt) ergibt, gemittelt über eine genügende Anzahl Messungen, die für Messungen sehr einfache Beziehung

$$\sigma_\gamma^2(\tau) = \langle \sigma_\gamma^2(2, \tau, \tau) \rangle = \left\langle \frac{(\bar{\gamma}_{k+1} - \bar{\gamma}_k)^2}{2} \right\rangle$$

## 21 Domaine du temps

On peut représenter la tension de sortie momentanée  $u(t)$  d'un générateur de signaux sinusoïdaux par la fonction suivante:

$$u(t) = [U_0 + \varepsilon(t)] \sin [2\pi \nu_0 t + \Phi(t)]$$

$U_0$  est la valeur de consigne de l'amplitude,  $\nu_0$  celle de la fréquence du signal. Dans les explications qui suivent, on les considérera comme constantes. Les fluctuations d'amplitude  $\varepsilon(t)$  doivent être faibles [ $\varepsilon(t) \ll U_0$ ] par rapport à  $U_0$ .

On peut décrire la fréquence momentanée de la tension sinusoïdale par

$$\nu(t) = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \nu_0 + \nu_v(t)$$

Les considérations suivantes se rapportent à des oscillateurs relativement stables, pour lesquels l'expression suivante est toujours valable

$$|\nu_v(t)| \ll \nu_0$$

Lorsqu'on veut comparer des oscillateurs, il apparaît que la grandeur appropriée est la déviation de fréquence relative  $\gamma(t)$

$$\gamma(t) = \frac{\nu_v}{\nu_0} = \frac{1}{2\pi \nu_0} \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

La variation de fréquence relative  $\gamma(t)$  est une valeur momentanée qu'il est difficile de mesurer. Un compteur de fréquence fournit, par exemple, toujours une valeur  $\bar{\gamma}_k$  qui correspond à une moyenne prise pendant un certain temps de mesure  $\tau$

$$\bar{\gamma}_k(t_k, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} \gamma(t) dt$$

Une seule mesure est peu significative pour déterminer la stabilité d'un oscillateur. Une méthode évidente consiste donc à répéter les mesures et à les analyser statistiquement.

La variance  $\sigma_\gamma^2(N, T, \tau)$  de  $N$  mesures de la durée  $\tau$ , réalisées à intervalles réguliers  $T$ , se calcule par l'expression

$$\sigma_\gamma^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N \left( \bar{\gamma}_k - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{\gamma}_k \right)^2$$

En pratique, on s'aperçoit qu'il est très utile de recourir pour les genres habituels de bruit aux cas particuliers  $N=2$  et  $T = \tau$ , c'est-à-dire à une mesure ininterrompue (pas de temps mort de mesure) [7]. La variance à deux échantillons (appelée souvent variance d'Allan) appliquée à un nombre suffisant de mesures dont on prend la moyenne fournit la relation suivante très simple

$$\sigma_\gamma^2(\tau) = \langle \sigma_\gamma^2(2, \tau, \tau) \rangle = \left\langle \frac{(\bar{\gamma}_{k+1} - \bar{\gamma}_k)^2}{2} \right\rangle$$

## 22 Frequenzbereich

Die Autokovarianz (Autokorrelation) der normierten Frequenzschwankungen  $y(t)$  ist gegeben durch

$$R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t') y(t' + \tau) dt'$$

Mit Hilfe der Beziehungen von *Wiener Khintschin* lässt sich die spektrale Leistungsdichte der normierten Frequenzschwankungen als Fouriertransformation der Autokovarianz berechnen:

$$S_y(f) = 4 \int_0^{\infty} R_y(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau$$

Aus  $S_y(f)$  lässt sich über eine einfache Beziehung die spektrale Leistungsdichte der Phasenschwankungen bestimmen:

$$S_\phi(f) = \frac{v_0^2}{f^2} S_y(f) \quad [\text{rad}^2/\text{Hz}]$$

Einige Autoren verwenden als Definition des Phasenrauschens das Verhältnis von Leistung eines Phasenmodulations-Seitenbandes zur gesamten Signalleistung, also eine Angabe bezogen auf die Trägersignalleistung.

$$\mathcal{L}(f) = \frac{\text{Leistung eines Seitenbandes}}{\text{totale Signalleistung}} = \frac{P_{SB}}{P_0 + 2 P_{SB}}$$

Für kleine Phasenschwankungen  $\delta\Phi \ll 1$  rad gilt der Zusammenhang

$$S_\phi(f) \approx 2 \mathcal{L}(f)$$

## 23 Zeitbereich – Frequenzbereich

Die spektrale Leistungsdichte der Frequenzschwankungen  $S_y(f)$  der meisten bekannten Oszillatoren lässt sich durch eine Potenzreihe von fünf Gliedern beschreiben:

$$S_y(f) = h_{-2} f^{-2} + h_{-1} f^{-1} + h_0 f^0 + h_1 f^1 + h_2 f^2$$

gültig für den Fourierfrequenzbereich  $0 > f > f_h$ .

Die Koeffizienten  $h_\alpha$  ( $\alpha = -2, -1, 0, 1, 2$ ) sind für die verschiedenen Rauschtypen charakteristisch.

Unter der Annahme einer ideal steilen oberen Grenzfrequenz  $f_h$  [ $S_y(f) = 0$  für  $f > f_h$ ] gilt zwischen  $\sigma_y^2(\tau)$  und  $S_y(f)$  folgender Zusammenhang:

$$\langle \sigma_y^2(\tau) \rangle = 2 \int_0^{\infty} S_y(f) \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df$$

Wird für  $S_y(f)$  die begrenzte Potenzreihe eingesetzt, so lassen sich für die charakteristischen Fourierfrequenzbereiche die in *Tabelle 1* gezeigten Zusammenhänge angeben [4, 5].

## 22 Gamme de fréquences

L'autocovariance (autocorrélation) de la variation de fréquence normalisée  $y(t)$  s'exprime par

$$R_y(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t') y(t' + \tau) dt'$$

A l'aide des relations de *Wiener Khintschin*, il est possible de calculer la densité spectrale des fluctuations de fréquence normées, en tant que transformation de Fourier de l'autocovariance:

$$S_y(f) = 4 \int_0^{\infty} R_y(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau$$

Par l'intermédiaire d'une relation simple, il est possible de déterminer la densité spectrale des fluctuations de phase à partir de  $S_y(f)$ :

$$S_\phi(f) = \frac{v_0^2}{f^2} S_y(f) \quad [\text{rad}^2/\text{Hz}]$$

Certains auteurs définissent le bruit de phase en tant que rapport entre la puissance de bande latérale d'un signal modulé en phase et la puissance totale du signal, à savoir une indication qui se rapporte à la puissance du signal de porteuse.

$$\mathcal{L}(f) = \frac{\text{Puissance d'une bande latérale}}{\text{Puissance totale du signal}} = \frac{P_{SB}}{P_0 + 2 P_{SB}}$$

La relation suivante s'applique aux petites fluctuations de phase  $\delta\Phi \ll 1$  rad

$$S_\phi(f) \approx 2 \mathcal{L}(f)$$

## 23 Domaine du temps – domaine des fréquences

La densité spectrale des variations de fréquence  $S_y(f)$  de la plupart des oscillateurs connus peut être décrite par une série exponentielle à cinq termes:

$$S_y(f) = h_{-2} f^{-2} + h_{-1} f^{-1} + h_0 f^0 + h_1 f^1 + h_2 f^2$$

qui s'applique au domaine de fréquences de Fourier  $0 > f > f_h$ .

Les coefficients  $h_\alpha$  ( $\alpha = -2, -1, 0, 1, 2$ ) sont caractéristiques pour les différents types de bruit.

Dans l'hypothèse d'une fréquence de coupure supérieure à front idéalement raide  $f_h$  [ $S_y(f) = 0$  pour  $f > f_h$ ], on applique la relation suivante entre  $\sigma_y^2(\tau)$  et  $S_y(f)$

$$\langle \sigma_y^2(\tau) \rangle = 2 \int_0^{\infty} S_y(f) \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df$$

Si, dans l'expression précitée, on substitue la série exponentielle limitée à  $S_y(f)$ , on obtient les relations indiquées sur le *tableau 1* pour les domaines de fréquences de Fourier caractéristiques [4, 5].

Tabelle I. Zusammenhang Frequenzbereich—Zeitbereich

Tableau I. Relation entre le domaine des fréquences et le domaine du temps

Kurvenbereich – Domaine situant des courbes	Rauschtyp – Type de bruit	$S_y(f) = h \cdot \alpha \cdot f^\alpha$ $\alpha =$	$S_y(f) = b \cdot \sigma_y^2(\tau)$ $b =$
1	Weisses Phasenrauschen – Bruit blanc de phase	2	$\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f^2}{f_h}$
2	Flicker (Funkel) Phasenrauschen – Bruit de scintillation de phase	1	$\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f}{3,81 + 3 \ln(2\pi f_h \tau)}$
3	Weisses Frequenzrauschen – Bruit blanc de fréquence	0	$2\tau$
4	Flicker Frequenzrauschen – Bruit de scintillation de fréquence	-1	$\frac{1}{2 \ln(2) \cdot f}$
5	Random walk Frequenzrauschen – Bruit de fréquence à marche aléatoire	-2	$\frac{6}{(2\pi)^2 \tau f^2}$

$f_h =$  obere Grenzfrequenz der Messbandbreite (DC bis  $f_h$ ).

$f_h =$  fréquence de coupure supérieure de la largeur de bande de mesure (DC à  $f_h$ ).

Bedingung:

$$2\pi f_h \cdot \tau \gg 1$$

$$S_\Phi(f) = \frac{v_0^2}{f^2} S_y(f)$$

Figur 1 zeigt für einen angenommenen Oszillator die fünf Spektralbereiche im Zeitbereich als  $\sigma_y(\tau)$  und im Frequenzbereich als  $S_y(f)$  und  $S_\Phi(f)$ . In der Praxis ist im

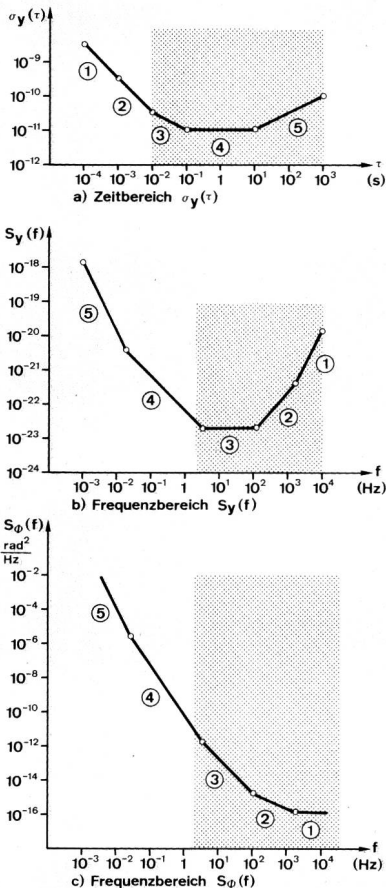
Condition:

$$2\pi f_h \cdot \tau \gg 1$$

$$S_\Phi(f) = \frac{v_0^2}{f^2} S_y(f)$$

La figure 1 montre, pour un oscillateur hypothétique, les cinq plages de spectres, dans le temps, définies par  $\sigma_y(\tau)$  et en fréquence, représentées par  $S_y(f)$  et  $S_\Phi(f)$ . En pratique, seule une portion de l'ensemble du spectre est en général significative. Ainsi, le domaine des fréquences basses de Fourier est surtout intéressant pour les oscillateurs pilotes de systèmes numériques, cependant que la gamme de 50...4000 Hz est utilisée surtout pour les oscillateurs locaux de systèmes MRF, correspondant au spectre des fréquences vocales. En général, les oscillateurs sont construits spécialement, selon le genre d'application.

En ce qui concerne la pratique des mesures, les instruments disponibles limitent fortement les possibilités de travail, tant dans le domaine du temps que dans celui des fréquences. De ce fait, le domaine du temps convient surtout pour des mesures avec des intervalles de temps  $\tau$  supérieurs à 0,01 s et le domaine des fréquences, plus particulièrement aux fréquences de Fourier supérieures à 2 Hz. Les deux plages de travail sont représentées en hachuré sur la figure 1; on s'aperçoit qu'il y a chevauchement d'environ une décade.



## 24 FM résiduelle, glissement de fréquence

On définit souvent la stabilité de fréquence à court terme des oscillateurs, en particulier des oscillateurs à haute fréquence, en tant que FM résiduelle ou glissement de fréquence [8]. Cette définition est fondée sur la théorie de la modulation de fréquence. La valeur instantanée d'un signal se décrit par

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi \nu_0 t - \delta\Phi \cos 2\pi ft)$$

Le rapport entre les fluctuations de fréquences porteuses  $\delta\nu_0$  et la modulation de fréquence  $f$  représente l'indice de modulation ou l'excursion de phase  $\delta\Phi = \delta\nu_0/f$ .

Fig. 1  
Beispiel der Phasen- und Frequenzschwankungen eines Oszillators –  
Exemple des fluctuations de phase et de fréquence d'un oscillateur  
Zeitbereich – Domaine du temps  
Frequenzbereich – Domaine des fréquences

allgemeinen nur ein Ausschnitt aus dem gesamten Spektralbereich von Bedeutung. So ist für Taktoszillatoren in Digitalsystemen vor allem der tiefe Fourierfrequenzbereich interessant, für Lokaloszillatoren in FDM-Systemen entsprechend dem Sprachkanal vorwiegend ein Bereich von 50...4000 Hz. Die Oszillatoren werden im allgemeinen für die verschiedenen Anwendungen besonders ausgelegt.

In der Messtechnik sind die Arbeitsbereiche im Zeit- und Frequenzbereich durch die Messgeräte stark eingeschränkt. So eignet sich der Zeitbereich vor allem für Messungen mit Zeitintervallen  $\tau$  grösser als 0,01 s und der Frequenzbereich vor allem für Fourierfrequenzen  $f$  grösser als 2 Hz. Beide Arbeitsbereiche sind in Figur 1 schraffiert dargestellt und ergeben eine Überlappung von ungefähr einer Dekade.

## 24 Rest-FM, Frequenzhub

Die Kurzzeit-Frequenzstabilität von Oszillatoren, vor allem von Hochfrequenzgeneratoren, wird sehr oft als Rest-FM oder Frequenzhub angegeben [8]. Diese Definition basiert auf der Theorie der Frequenzmodulation. Der Momentanwert eines Signals wird beschrieben durch

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi\nu_0 t - \delta\Phi \cos 2\pi ft)$$

wobei das Verhältnis Trägerfrequenzschwankungen  $\delta\nu_0$  zu Modulationsfrequenz  $f$  den Modulationsindex oder Phasenhub  $\delta\Phi = \delta\nu_0/f$  darstellt.

Für kleine Modulationsindizes,  $\delta\Phi \ll 1$ , konzentriert sich die Signalleistung vor allem im Träger und in den ersten Seitenbändern

$$u(t) \approx U_0 \sin(2\pi\nu_0 t) - \frac{U_0 \delta\Phi}{2} \cos[2\pi(\nu_0 + f)t] - \frac{U_0 \delta\Phi}{2} \cos[2\pi(\nu_0 - f)t]$$

Träger
oberes
unteres  
Seitenband

Daraus berechnet sich das Verhältnis von der Amplitude eines Seitenbandes  $U_{Sb}$  zur Trägeramplitude  $U_0$  zu

$$\frac{U_{Sb}}{U_0} = \frac{\delta\Phi}{2} = \frac{\delta\nu_0}{2 \cdot f}$$

oder als Leistungsverhältnis

$$\left(\frac{U_{Sb}}{U_0}\right)^2 = \left(\frac{\delta\Phi}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{\delta\nu_0}{f}\right)^2$$

wobei  $\delta\Phi$  und  $\delta\nu$  Spitzenwerte darstellen.

Werden auf die gleiche Weise die statistischen Phasen- beziehungsweise Frequenzschwankungen betrachtet, so muss der Spitzenwert  $\delta\Phi$  durch den Effektivwert  $\delta\Phi_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$  für 1 Hz Bandbreite ersetzt werden:

$$\left(\frac{U_{Sb}}{U_0}\right)^2 = \frac{\delta\Phi_{\text{eff}}^2}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\delta\nu_{0 \text{ eff}}}{f}\right)^2$$

B = 1 Hz

Pour les petits indices de modulation,  $\delta\Phi \ll 1$ , la puissance de signal se concentre surtout sur la porteuse et sur les premières bandes latérales

$$u(t) \approx U_0 \sin(2\pi\nu_0 t) - \frac{U_0 \delta\Phi}{2} \cos[2\pi(\nu_0 + f)t] - \frac{U_0 \delta\Phi}{2} \cos[2\pi(\nu_0 - f)t]$$

Porteuse
supérieure
inférieure  
Bande latérale

On peut tirer de cette expression le rapport entre l'amplitude d'une bande latérale  $U_{Sb}$  et l'amplitude porteuse  $U_0$ , ce qui donne

$$\frac{U_{Sb}}{U_0} = \frac{\delta\Phi}{2} = \frac{\delta\nu_0}{2 \cdot f}$$

ou, en tant que rapport de puissances,

$$\left(\frac{U_{Sb}}{U_0}\right)^2 = \left(\frac{\delta\Phi}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{\delta\nu_0}{f}\right)^2$$

où  $\delta\Phi$  et  $\delta\nu$  sont des valeurs de crête.

Si l'on considère de la même manière les fluctuations statistiques de phase ou de fréquence, il y a lieu de remplacer la valeur de crête  $\delta\Phi$  par la valeur effective  $\delta\Phi_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$  pour 1 Hz de largeur de bande:

$$\left(\frac{U_{Sb}}{U_0}\right)^2 = \frac{\delta\Phi_{\text{eff}}^2}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\delta\nu_{0 \text{ eff}}}{f}\right)^2$$

B = 1 Hz

Pour déterminer les fluctuations de fréquence, on utilise souvent des discriminateurs, qui délivrent  $\delta\nu_{0 \text{ eff}}$  en fonction de la largeur de bande mesurée

$$\delta\nu_{0 \text{ eff}}^2(f) = S_{\delta f}(f)$$

La densité spectrale des fluctuations de phase est encore donnée par

$$S_{\Phi}(f) = \delta\Phi_{\text{eff}}^2(f)$$

la mesure étant faite avec une largeur de bande de 1 Hz.

La *FM résiduelle* (residual FM) est en général exprimée par l'intégrale de la densité spectrale des fluctuations de fréquence pour une largeur de bande B (de  $f_1$  à  $f_2$ ), qui est déterminée par le système de mesure

$$\delta\nu_{\text{Reste}} = \left[ \int_{f_1}^{f_2} S_{\delta f}(f) df \right]^{1/2} = \left[ \int_{f_1}^{f_2} f^2 S_{\Phi}(f) df \right]^{1/2}$$

La FM résiduelle caractérise d'une manière simplifiée les fluctuations de fréquence. Elle dépend de la largeur de la bande de mesure, qui doit toujours être indiquée, et ne fait pas ressortir la répartition spectrale des fluctuations de fréquence ou, par exemple, certaines lignes du spectre.

Für die Bestimmung der Frequenzschwankungen werden oft Frequenzdiskriminatoren verwendet, die  $\delta v_{0\text{eff}}$  in Abhängigkeit der Messbandbreite liefern

$$\delta v_{0\text{eff}}^2(f) = S_{\delta f}(f)$$

Andererseits ist die Spektraldichte der Phasenschwankungen gegeben durch

$$S_{\Phi}(f) = \delta \Phi_{\text{eff}}^2(f)$$

gemessen in 1 Hz Bandbreite.

Die *Rest-FM* (residual FM) ist im allgemeinen bestimmt als Integral der Spektraldichte der Frequenzschwankungen über die Bandbreite  $B$  (von  $f_1$  bis  $f_2$ ), die durch das Messsystem bestimmt wird.

$$\delta v_{\text{Rest}} = \left[ \int_{f_1}^{f_2} S_{\delta f}(f) df \right]^{1/2} = \left[ \int_{f_1}^{f_2} f^2 S_{\Phi}(f) df \right]^{1/2}$$

Die Rest-FM stellt eine vereinfachte Charakterisierung der Frequenzschwankungen dar. Sie ist abhängig von der Messbandbreite, die immer angegeben werden muss, und bringt die spektrale Verteilung der Frequenzschwankungen, zum Beispiel einzelne Linien, nicht zum Ausdruck.

### 3 Messtechnik

#### 31 Messprinzip

Für die Bestimmung der Phasenschwankungen von Präzisionsoszillatoren (von NF- bis UHF-Bereich) hat sich eine vom National Bureau of Standards der USA (NBS) vorgeschlagene Methode [3, 4] gut bewährt (Fig. 2). Sie beruht auf dem Vergleich von zwei Oszillatoren auf der gleichen Frequenz, wobei die beiden Seitenbänder auf die Frequenz Null gemischt werden. Sind die beiden Signale  $S_1$  und  $S_2$  am Eingang des Ringmischers in Phasenquadratur, so gibt sein Ausgang eine Spannung proportional zu den Phasenschwankungen. Für kleine Phasenschwankungen ist dann der Einfluss des Amplitudenrauschens vernachlässigbar klein. Der Phasenregelkreis (Verstärker V1, Tiefpässe TP1, TP2, Oszillator O2) sorgt für die Einhaltung der Phasenquadratur. Diese Messmethode eignet sich zur Analyse im Frequenz- wie im Zeitbereich, wenn die Transferfunktion des Regelkreises (vor allem TP2) entsprechend gewählt wird. Der Tiefpass TP1 begrenzt das Spektrum der Rauschsignale auf den zu messenden Fourierfrequenzbereich und unterdrückt die Träger- und Summenfrequenz der Oszillatoren. Um die Rauschsignale mit herkömmlichen NF-Spektralanalysatoren oder x-t-Schreibern analysieren zu können, wird ein extrem rauscharmer Verstärker verwendet. Die Messergebnisse werden entweder im Zeitbereich als  $\sigma_v$ - $\tau$ -Diagramm (Fig. 1a) oder im Frequenzbereich  $S_v(f)$  oder  $S_{\Phi}(f)$  (Fig. 1b/c) dargestellt. Die Spektraldichten  $S_v(f)$ , eine dimensionslose Größe, und  $S_{\Phi}(f)$ , auf 1 rad bezogen, werden für eine Messbandbreite von 1 Hz angegeben und beziehen sich auf ein Seitenband.

Die mathematische Betrachtung dieses Messprinzips ist in der Literatur [6] eingehend dargestellt, und an die-

### 3 Technique de mesure

#### 31 Principe des mesures

Une méthode proposée par le «National Bureau of Standards» (NBS) [3, 4] a donné de bons résultats pour la détermination des fluctuations de phase d'oscillateurs de précision (de la gamme BF à la gamme UHF). Cette méthode, présentée à la figure 2, consiste à comparer deux oscillateurs fonctionnant sur la même fréquence en mélangeant les deux bandes latérales respectives pour en extraire une composante continue.

Si les deux signaux  $S_1$  et  $S_2$  à l'entrée du mélangeur en anneau sont en quadrature de phase, la tension à la sortie est proportionnelle aux fluctuations de phase. Pour de petites variations, l'influence du bruit d'amplitude est négligeable. Le circuit d'asservissement (amplificateur V1, filtre passe-bas TP1, TP2, oscillateur O2) assure le maintien de la quadrature de phase. Cette méthode de mesure convient particulièrement bien à l'analyse dans le domaine des fréquences et dans celui du temps, lorsque la fonction de transfert du circuit d'asservissement (surtout de TP2) est choisie en conséquence. Le filtre passe-bas TP1 limite le spectre du signal de bruit à la gamme des fréquences de Fourier à mesurer et supprime la fréquence porteuse et la fréquence somme des oscillateurs. Pour examiner les signaux de bruit à l'aide d'analyseurs de spectre BF traditionnels ou de traceurs x-t, on utilise un amplificateur dont le souffle est extrêmement faible. Les résultats des mesures sont représentés, dans le domaine du temps, par le diagramme  $\sigma_v$ - $\tau$  (fig. 1a) ou dans le domaine des fréquences par  $S_v(f)$  ou  $S_{\Phi}(f)$  (fig. 1b/c). Les densités spectrales  $S_v(f)$ , une grandeur sans dimension, et  $S_{\Phi}(f)$ , rapportées à 1 rad, sont indiquées pour une largeur de bande de mesure de 1 Hz et ne concernent qu'une bande latérale.

Les aspects mathématiques de ce principe de mesure sont représentés en détail dans la bibliographie [6], raison pour laquelle seules les relations essentielles sont récapitulées ici.

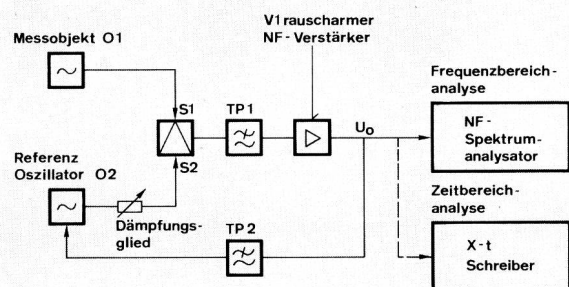


Fig. 2  
Prinzipschaltung des Phasenrauschmesssystems mit Phasenregelkreis — Schéma de principe du système de mesure du bruit de phase avec boucle d'asservissement de phase  
Messobjekt — Objet à mesurer  
Referenzoszillator — Oscillateur de référence  
Rauscharmer NF-Verstärker — Amplificateur BF à faible bruit  
Dämpfungsglied — Atténuateur variable  
Frequenzbereichsanalyse — Analyse du domaine des fréquences  
NF-Spektralanalysator — Analyse de spectre BF  
Zeitbereichsanalyse — Analyse du domaine du temps  
Schreiber — Traceur

ser Stelle werden nur die wesentlichsten Zusammenhänge wiedergegeben.

Die diskutierte Messmethode liefert immer eine Kombination  $S_{\Phi_{12}}$  der Phasenrauschanteile  $S_{\Phi_1}$  und  $S_{\Phi_2}$  der beiden Oszillatoren 01 und 02, wobei sich drei grundsätzliche Fälle unterscheiden lassen:

$S_{\Phi_2} \gg S_{\Phi_1}$  bedeutet  $S_{\Phi_{12}} \approx S_{\Phi_2}$  (das heisst, man misst das Phasenrauschen des Referenz-Oszillators 02)

$S_{\Phi_2} \approx S_{\Phi_1}$  bedeutet  $S_{\Phi_{12}} \approx \frac{1}{2} \cdot S_{\Phi_1} \approx \frac{1}{2} \cdot S_{\Phi_2}$

$S_{\Phi_2} \ll S_{\Phi_1}$  bedeutet  $S_{\Phi_{12}} \approx S_{\Phi_1}$

Beschreibt  $K_d$  den Gewinn von Mischer und Verstärker V1, so ist der Zusammenhang zwischen den Phasenschwankungen  $\delta\Phi_{12}$  und der Verstärkerspannung  $U_0$  gegeben durch

$$U_0 = K_d \cdot \delta\Phi_{12}$$

Die Spektralverteilung von  $U_0$  berechnet sich zu

$$S_{U_0}(f) = S_{\Phi_{12}}(f) \cdot |H_1(2\pi j f)|^2 \cdot K_d^2 + S_0(f)$$

wobei  $H_1$  die Servokreisübertragungsfunktion

$$|H_1(2\pi j f)|^2 = \frac{(2\pi f)^4 \cdot T_1^2 + (2\pi f)^2}{[K_0 - (2\pi f)^2 \cdot T_1]^2 + (2\pi f)^2}$$

$K_0 = K_2 \cdot K_d$  die Gleichstromkreisverstärkung und  $S_0(f)$  das Restrauschen von Mischer und Verstärker bezeichnen.

Für *Phasenrauschmessungen* im *Frequenzbereich* wird die Regelzeitkonstante gross gegenüber  $K_0$  gewählt

$$(2\pi f)^2 \cdot T_1 \gg K_0$$

so dass die Übertragungsfunktion  $|H_1|^2 = 1$  wird und sich die spektrale Leistungsdichte  $S_{\Phi_{12}}$  durch eine einfache Beziehung darstellen lässt

$$S_{\Phi_{12}} = \frac{S_{U_0}}{K_d^2}$$

Für die Bestimmung der Umwandlungskonstanten  $K_d$  wird ein Oszillator in der Frequenz leicht verschoben, so dass eine Schwebung entsteht, aus deren Scheitelwert sich  $K_d$  berechnen lässt:

$$K_d = \frac{1}{2} \dot{U}_0 \quad [\text{V/rad}]$$

Wird  $S_{U_0}(f)$  mit einem Spektralanalysator mit einer Messbandbreite von 1 Hz als  $U_{WA}(f)$  (Effektivwert) bestimmt, so ergibt sich für die spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens:

$$S_{\Phi_{12}}(f) = \frac{4 \cdot U_{WA}^2(f)}{U_0} \quad [\text{rad}^2/\text{Hz}]$$

La méthode de mesure discutée fournit toujours une combinaison  $S_{\Phi_{12}}$  des composantes de bruit de phase  $S_{\Phi_1}$  et  $S_{\Phi_2}$  des deux oscillateurs 01 et 02. Il y a lieu de distinguer trois cas principaux:

$S_{\Phi_2} \gg S_{\Phi_1}$  signifie que  $S_{\Phi_{12}} \approx S_{\Phi_2}$  (ce qui veut dire qu'on mesure le bruit de phase de l'oscillateur de référence)

$S_{\Phi_2} \approx S_{\Phi_1}$  signifie que  $S_{\Phi_{12}} \approx \frac{1}{2} \cdot S_{\Phi_1} \approx \frac{1}{2} \cdot S_{\Phi_2}$

$S_{\Phi_2} \ll S_{\Phi_1}$  signifie que  $S_{\Phi_{12}} \approx S_{\Phi_1}$

$K_d$  décrit le gain du mélangeur et de l'amplificateur V1, cependant que la relation entre les fluctuations de phase  $\delta\Phi_{12}$  et de la tension d'amplificateur  $U_0$  est donnée par

$$U_0 = K_d \cdot \delta\Phi_{12}$$

La distribution spectrale de  $U_0$  se calcule par

$$S_{U_0}(f) = S_{\Phi_{12}}(f) \cdot |H_1(2\pi j f)|^2 \cdot K_d^2 + S_0(f)$$

$H_1$  étant la fonction de transfert d'un circuit asservi, donnée par la relation

$$|H_1(2\pi j f)|^2 = \frac{(2\pi f)^4 \cdot T_1^2 + (2\pi f)^2}{[K_0 - (2\pi f)^2 \cdot T_1]^2 + (2\pi f)^2}$$

$K_0 = K_2 \cdot K_d$ , l'amplification en courant, et  $S_0(f)$  le bruit résiduel du mélangeur et de l'amplificateur.

Pour les *mesures de bruit de phase* dans le *domaine des fréquences*, on choisit une constante de temps d'asservissement importante par rapport à  $K_0$ , à savoir

$$(2\pi f)^2 \cdot T_1 \gg K_0$$

si bien que la fonction de transfert  $|H_1|^2$  devient égale à 1 et que la densité spectrale  $S_{\Phi_{12}}$  peut être représentée par une relation simple

$$S_{\Phi_{12}} = \frac{S_{U_0}}{K_d^2}$$

Pour déterminer la constante de conversion  $K_d$ , on décale légèrement la fréquence d'un oscillateur. La valeur de crête du battement résultant permet de calculer cette constante

$$K_d = \frac{1}{2} \dot{U}_0 \quad [\text{V/rad}]$$

Lorsqu'on utilise un analyseur de spectre d'une largeur de bande de 1 Hz pour déterminer la valeur de  $S_{U_0}(f)$ , on fait appel à la valeur  $U_{WA}(f)$  (valeur efficace) indiquée directement par l'instrument. La densité spectrale de bruit devient alors:

$$S_{\Phi_{12}}(f) = \frac{4 \cdot U_{WA}^2(f)}{U_0} \quad [\text{rad}^2/\text{Hz}]$$

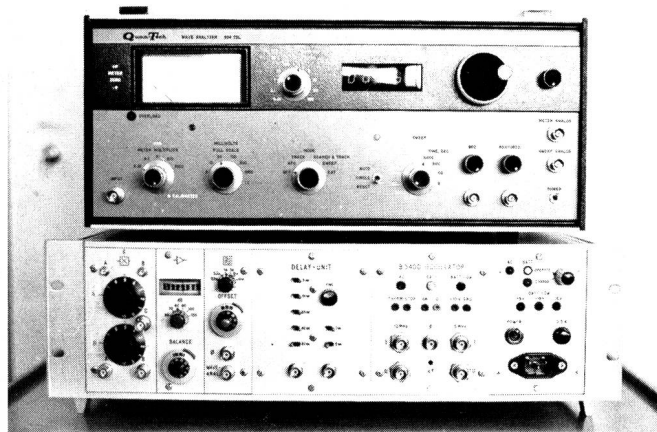


Fig. 3  
Phasenrauschmessplatz der PTT — Place de mesure du bruit de phase des PTT

### 32 Phasenrauschmessplatz

Im Zusammenhang mit der Entwicklung von neuen Grundfrequenzausrüstungen für die Trägerfrequenztelefonie ist in der Abteilung für Forschung und Entwicklung der PTT-Betriebe ein Messplatz zur Bestimmung der spektralen Leistungsdichte der Phasenschwankungen von Präzisionsoszillatoren entwickelt worden. Der Phasenrauschmessplatz, wie er in *Figur 3* abgebildet und dessen Blockschema in *Figur 4* dargestellt ist, eignet sich besonders für Messungen im Frequenzbereich. Dank dem modularen Aufbau ist der Messplatz für die verschiedensten Anwendungen einsetzbar und erlaubt mit weiteren Zusatzgeräten, wie integrierendem Voltme-

### 32 Place de mesure du bruit de phase

De pair avec le développement de nouveaux générateurs de fréquences de base pour la téléphonie à courants porteurs, on a mis au point à la Division des recherches et du développement de l'Entreprise des PTT une place de mesure servant à déterminer la densité spectrale des fluctuations de phase d'oscillateurs de haute précision.

La place de mesure du bruit de phase, telle qu'on la voit à la *figure 3* et dont le schéma de principe est représenté à la *figure 4*, convient particulièrement bien aux mesures dans le domaine des fréquences. La structure modulaire de la place de mesure permet de l'utiliser dans les cas les plus divers. En la complétant par des appareils auxiliaires, tels que voltmètre intégrateur ou traceur x-t, il est également possible d'analyser dans le temps le spectre du bruit de phase et de fréquence.

La place de mesure du bruit de phase se compose de deux parties: un analyseur de spectre BF modifié (*Quan-Tech Mod. 304 TDL*) et un appareil auxiliaire spécialement développé à cet effet. Ce dernier contient tous les composants nécessaires aux mesures, tels qu'un mélangeur, un amplificateur, un filtre pour circuit d'asservissement, une ligne à retard, un oscillateur de référence et l'alimentation des unités. Les différents modules peuvent être assemblés suivant le problème de mesure à résoudre.

Les signaux parviennent à un mélangeur en anneau (barrière de Schottky), dont le bruit  $1/f$  est très faible,

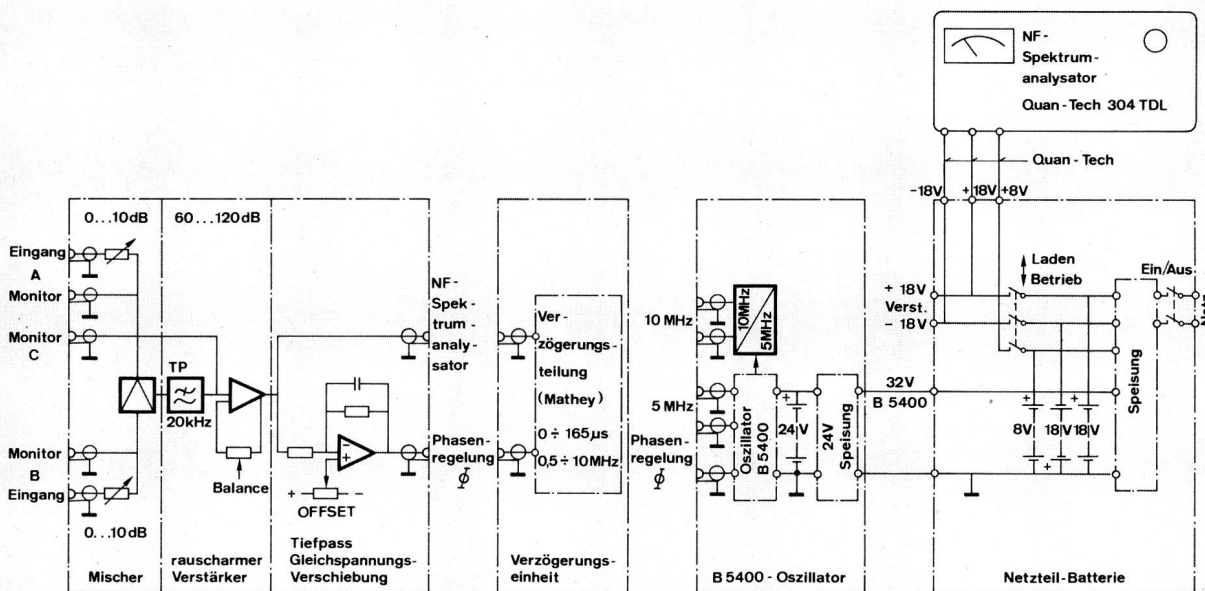


Fig. 4  
Blockschema des PTT-Phasenrauschmessplatzes — Schéma-bloc de la place de mesure du bruit de phase des PTT

- Eingang — Entrée
- Monitor — Moniteur
- Mischer — Mélangeur
- Rauscharmer Verstärker — Amplificateur à faible bruit
- Tiefpass — Filtre passe-bas
- Gleichspannungsverschiebung — Décalage de la tension continue
- NF-Spektrumanalysator — Analyseur de spectre BF
- Phasenregelung — Régulation de phase
- Verzögerungsleitung — Ligne à retard
- Verzögerungseinheit — Unité de retard
- Oszillator — Oscillateur
- Speisung — Alimentation
- Verstärker — Amplificateur
- Laden — Charge
- Betrieb — Exploitation
- Netzteile-Batterie — Batterie du bloc réseau
- Netz — Réseau
- Ein/Aus — En/Hors

ter oder x-t-Schreiber, auch Analysen von Frequenz- oder Phasenrauschen im Zeitbereich.

Der Phasenrauschmessplatz besteht aus zwei Teilen: einem modifizierten NF-Spektrumanalysator (*Quantech* Mod. 304 TDL) und einem besonders entwickelten Zusatzgerät. Dieses enthält alle für die Messung notwendigen Komponenten, wie Mischer, Verstärker, Regelkreisfilter, Verzögerungsleitung, Referenzoszillator und Gerätespeisung. Die verschiedenen Teile können jeweils der Messaufgabe entsprechend zusammenschaltet werden.

Über zwei variable Dämpfungsglieder, die zur Entkopplung der Oszillatoren und zur Pegeleinstellung dienen, gelangen die Signale zu einem Schottky-Barrier Ringmischer, der sich durch ein sehr kleines  $1/f$ -Rauschen auszeichnet. Der nachfolgende rauscharme Verstärker musste besonders entwickelt werden und wird noch eingehend behandelt. Ein aktiver Tiefpass, einstellbar im Bereich von  $0,1 \text{ s} \leq T \leq 30 \text{ s}$ , erlaubt die Optimierung der Regelkreisconstanten und gleichzeitig eine Anpassung des Spannungspegels an den Frequenzsteuer Eingang des Referenzoszillators. Zur Einstellung der Phasenquadratur wird bei einzelnen Messaufgaben eine variable Verzögerungsleitung benötigt. Sie erlaubt die Einstellung einer beliebigen Verzögerungszeit zwischen 0 und 165 ns, was in den meisten Fällen ausreicht. Ein zentrales Netz-Batterie-Speisegerät versorgt den gesamten Phasenrauschmessplatz, das heisst die Verstärker, den Referenzoszillator und den NF-Spektrumanalysator, mit den entsprechenden Gleichspannungen. Dank dieser konsequent durchgeführten Speisung konnte die Netzeinstreuung (Brumm) auf ein für die Messungen erträgliches Mass reduziert werden. Da die zu messenden Geräte (Oszillatoren, Verstärker) im allgemeinen selbständig vom Netz gespeist sind, kann es bei der Messung von extrem kleinem Phasenrauschen notwendig sein, den Messplatz vom Netz zu trennen. Dazu dienen die eingebauten, hermetisch verschlossenen Akkumulatoren, die einen ununterbrochenen Betrieb von etwa vier Stunden erlauben.

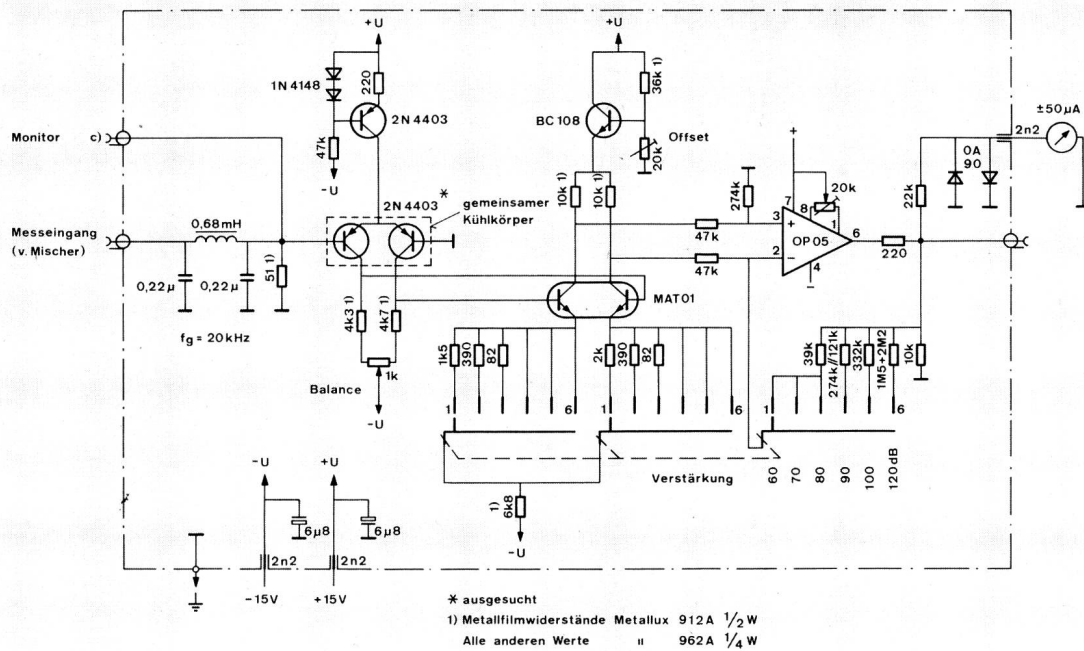
### Rauscharmer Verstärker

Dieser Verstärker trägt wesentlich zur Qualität des ganzen Messplatzes bei, weshalb an ihn einige extreme Bedingungen gestellt werden. Um eine genaue Phasenregelung während der Messzeit (bis zu  $1\frac{1}{2}$  Stunden) zu gewährleisten, muss er gleichspannungsmässig gekoppelt sein und eine möglichst kleine Gleichspannungsabwanderung aufweisen. Da er andererseits aber direkt am Eingang des Messpfades liegt, muss er sich durch eine konstante Verstärkung und durch ein extrem kleines Eigenrauschen auszeichnen. Um der ersten Anforderung, der Gleichstromstabilität zu genügen, wurde der ganze Verstärker soweit als möglich mit hochwertigen integrierten Schaltungen als Differentialverstärker ausgelegt (*Fig. 5*). Eine aus diskreten Elementen aufgebaute erste Stufe ist notwendig, um die Bedingung des kleinen Eigenrauschens zu erfüllen. Der Auswahl der Transistoren dieser ersten Stufe und der Wahl des Arbeitspunktes mussten besondere Beachtung geschenkt werden [9]. Aufgrund eingehender Messungen an Transistoren

par l'intermédiaire de deux atténuateurs variables qui servent à découpler les oscillateurs et à régler les niveaux. L'amplificateur suivant à faible bruit a dû être spécialement développé et il sera décrit ci-après en détail. Un filtre passe-bas actif, réglable dans la plage de  $0,1 \text{ s} \leq T \leq 30 \text{ s}$  permet d'optimiser les constantes du circuit d'asservissement et d'adapter le niveau de tension à l'entrée de l'oscillateur de référence. Pour régler la quadrature de phase, il est nécessaire de recourir, pour certaines mesures, à une ligne à retard variable. Cette dernière permet de régler une temporisation quelconque entre 0 et 165 ns, ce qui suffit dans la plupart des cas. Un bloc d'alimentation central réseau/batterie délivre toutes les tensions aux divers modules de la place de mesure de bruit de phase, à savoir aux amplificateurs, à l'oscillateur de référence et à l'analyseur de spectre BF. Il a été ainsi possible de réduire les tensions parasites de ronflement provenant du secteur à un niveau supportable pour les mesures. Vu que les équipements à mesurer en pratique (oscillateurs, amplificateurs) sont en général alimentés directement par le secteur, il est parfois nécessaire, lors de la mesure de bruits de phase extrêmement faibles, de remplacer ce dernier par une alimentation à accumulateurs incorporés hermétiquement fermés, qui assurent un service ininterrompu d'environ 4 heures.

### Amplificateur à faible bruit

La qualité de la place de mesure dépend essentiellement des caractéristiques de cet amplificateur, raison pour laquelle il doit répondre à certaines conditions très sévères. Pour assurer un asservissement de phase précis pendant les mesures (elles peuvent durer jusqu'à 1 heure et demie), il est nécessaire que les dérives de tension continue de cet amplificateur soient aussi faibles que possible. Son gain doit, en outre, être constant et son souffle intrinsèque extrêmement faible, vu qu'il est situé directement à l'entrée du circuit de mesure. Pour satisfaire aux exigences de stabilité en courant continu, on a réalisé un amplificateur différentiel et on l'a équipé de circuits intégrés de haute qualité (*fig. 5*). Il a été nécessaire de prévoir un premier étage en éléments discrets, pour atteindre le faible souffle intrinsèque exigé. On a accordé une attention particulière au choix des transistors de ce premier étage et à la détermination du point de fonctionnement [9]. Après une sélection poussée, on s'est aperçu que le transistor du type 2N4403 se distinguait par un bruit  $1/f$  très faible lorsque son point de fonctionnement était correctement choisi (*fig. 6, courbes a, b, c*). En recherchant des composants ayant les mêmes caractéristiques d'amplification en courant continu et en les montant sur un bloc de refroidissement commun, on a pu obtenir la stabilité en tension désirée. Le deuxième et le troisième étage ont été construits à l'aide de circuits intégrés de haute qualité de la maison *Precision Monolithics* (MAT01 et OP05). Le bruit intrinsèque de l'élément MAT01 ne joue plus un rôle sensible, vu que le premier étage procure déjà un gain suffisant (*fig. 6, courbe d*). Le deuxième et le troisième étage sont pourvus de circuits à contre-réaction réglable, leur gain total est variable entre 60 et 120 dB. La tension de bruit équivalente de l'amplificateur se si-



**Fig. 5**  
**Rauscharmer NF-Verstärker — Amplificateur BF à faible bruit**  
 Monitor — Moniteur  
 Messeingang (von Mischer) — Entrée de mesure (du mélangeur)  
 Gemeinsamer Kühlkörper — Corps de refroidissement commun  
 Verstärkung — Amplification

Ausgesucht — Appariés  
 Metallfilmwiderstände Metallux — Résistances à couche métallique  
 Metallux  
 Alle anderen Werte — Toutes les autres valeurs

konnte im 2N4403 ein Typ gefunden werden, der sich bei richtig gewähltem Arbeitspunkt durch ein sehr kleines  $1/f$ -Rauschen auszeichnet (Fig. 6, Kurven a, b, c). Durch ein Aussuchen nach gleicher Gleichstromverstärkung und den Einbau in einen gemeinsamen Kühlblock konnte auch die Bedingung der Gleichspannungsstabilität erfüllt werden. Für die zweite und die dritte Stufe wurden hochwertige integrierte Schaltungen von Precision Monolithics (MAT01 und OP05) verwendet. Das Eigenrauschen des MAT01 trägt nicht mehr wesentlich bei, da die erste Stufe genügend Verstärkung aufweist (Fig. 6,

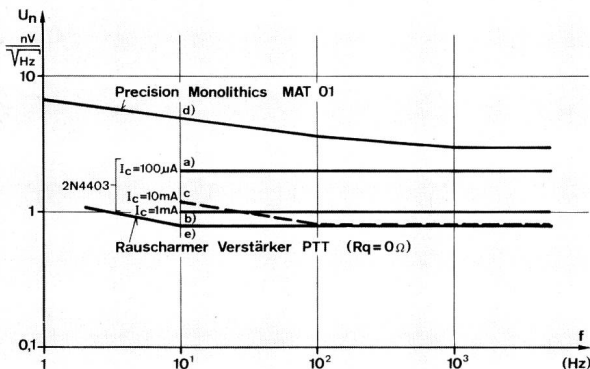
tue au-dessous de  $0,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  pour une impédance des sources de  $R_s = 0 \Omega$ , à partir de 2 Hz (la fig. 6, courbe e, montre la distribution spectrale de la tension de bruit).

### Oscillateur de référence

L'oscillateur de référence est le deuxième organe critique de la place de mesure du bruit de phase, car il sert d'étalon pour la plupart des mesures. Les oscillateurs ayant les meilleures caractéristiques de bruit de phase et de stabilité à long terme sont disponibles pour la bande de fréquences de 5 à 10 MHz. La place de mesure de bruit de phase décrite est équipée d'un oscillateur à 5 MHz B5400 (Oscilloquartz), qui se distingue par son bruit  $1/f$  extrêmement faible (fig. 7, courbe a). Un étage doubleur (5/10 MHz) à faible bruit, monté en aval, permet également une comparaison à 10 MHz avec une source de référence de haute qualité. Par l'intermédiaire d'une entrée d'asservissement  $\Phi$  à couplage continu, l'oscillateur peut être réglé sur une plage dépassant  $2 \cdot 10^{-7}$ . L'unité enfichable d'oscillateur B5400 est dotée d'une alimentation autonome par batterie, afin qu'il soit possible de l'utiliser indépendamment de la place de mesure.

### Spécifications

Avec le mélangeur incorporé, la place de mesure de phase fonctionne dans la plage de fréquences de 200 kHz...500 MHz. Un mélangeur externe (SRA-6 de Minicircuit Lab.) permet de décaler cette plage de mesure de 3 kHz...100 MHz. A l'aide d'un analyseur de spectre



**Fig. 6**  
**Spektraldichte der Rauschspannung verschiedener Bauteile (Kurven a, b, c aus [9] — Densité spectrale du bruit de phase de divers équipements (courbes a, b, c de [9])**  
 Rauscharmer Verstärker — Amplificateur à faible bruit

Kurve d). Die zweite und die dritte Stufe sind mit einstellbaren Gegenkopplungen ausgestattet und ermöglichen eine variable Gesamtverstärkung von 60...120 dB. Die äquivalente Rauschspannung des gesamten Verstärkers liegt bei einer Quellenimpedanz von  $R_s = 0 \Omega$  ab 2 Hz unter  $0,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (Fig. 6, Kurve e, zeigt die spektrale Verteilung der Rauschspannung).

## Referenzoszillator

Der Referenzoszillator ist der zweite kritische Teil des Phasenrauschmessplatzes, werden doch die meisten Messungen darauf bezogen. Die besten Oszillatoren bezüglich Phasenrauschen und Langzeitstabilität sind für das Frequenzband 5...10 MHz erhältlich. Im Phasenrauschmessplatz wurde ein 5-MHz-Oszillator B5400 (*Oscilloquartz*), der sich durch ein extrem kleines  $1/f$ -Rauschen auszeichnet, eingesetzt (Fig. 7, Kurve a). Ein nachgeschalteter rauscharmer Verdoppler (5/10 MHz) ermöglicht auch auf 10 MHz den Vergleich mit einer guten Referenzquelle. Über den gleichstromgekoppelten Regeleingang  $\Phi$  lässt sich der Oszillator über  $2 \cdot 10^{-7}$  in der Frequenz steuern. Der B5400-Oszillator-Einschub verfügt über eine autonome Batteriespeisung, damit er auch ausserhalb des Messplatzes eingesetzt werden kann.

## Spezifikationen

Der vorgestellte Phasenrauschmessplatz arbeitet mit dem eingebauten Mischer im Frequenzbereich von 200 kHz...500 MHz. Unter Verwendung eines externen Mixers (SRA-6 von *Minicircuit Lab.*) kann der Frequenzbereich auf 3 kHz...100 MHz verschoben werden. Mit dem NF-Spektrumanalysator (Quan-Tech 304TDL) kann ein Fourierfrequenzbereich von 2 Hz...5000 Hz analysiert werden. Die Ausdehnung des Fourierfrequenzbereiches nach oben ist durch die Verwendung anderer Spektrumanalysatoren möglich. Das Eigenrauschen des Messplatzes (Mischer, Verstärker), wie es zum Beispiel bei der Messung von Verstärkern oder zweier gleichwertiger Oszillatoren direkt in Erscheinung tritt, ist ab etwa 10 Hz kleiner als  $-160 \text{ dB}$ , und die spektrale Verteilung ist in Figur 7, Kurve d, als Systemrauschen dargestellt. Wird als Referenzoszillator der eingebaute B5400 verwendet, so gilt für das Systemrauschen bei 5 MHz Kurve a. Bei der Verwendung eines Synthesizers GR1062, um auf einer beliebigen Frequenz zwischen 10 kHz und 500 MHz messen zu können, gilt die Kurve b von Figur 7. Eine wesentliche Verbesserung des Phasenrauschens des Synthesizers lässt sich durch die Verwendung von besonders schnellen Teiler erreichen (Fig. 7, Kurve c). Allerdings wird dadurch der Frequenzbereich wieder eingeschränkt (etwa 10 kHz...10 MHz). Damit erreicht man aber eine in der Frequenz einstellbare Referenzquelle von der Qualität eines sehr guten Quarzoszillators.

## 4 Messungen in einem Verstärkeramt

Am Beispiel der Abnahmemessungen einer Grundfrequenzversorgung in einem Verstärkeramt sollen die Möglichkeiten eines feldmässigen Einsatzes des Phasenrauschmessplatzes gezeigt werden.

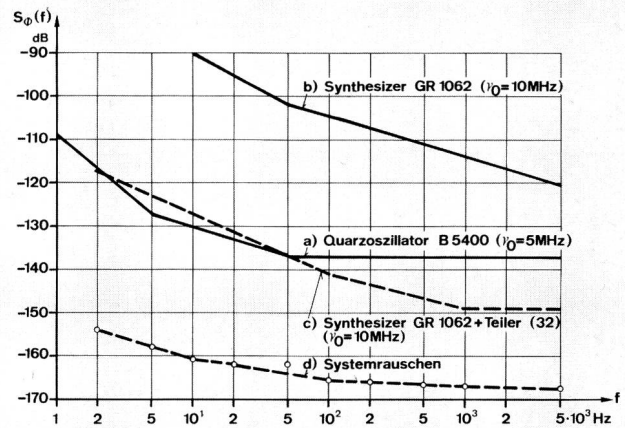


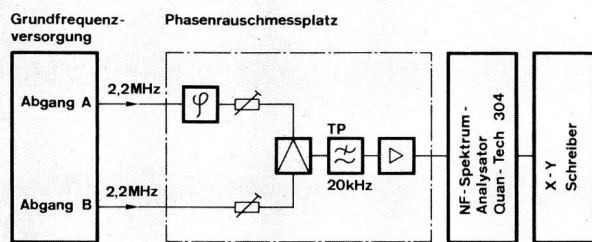
Fig. 7  
Spektraldichte des Phasenrauschspektrums verschiedener Geräte –  
Densité spectrale du bruit de phase de divers équipements  
Synthesizer – Synthétiseur  
Quarzoszillator – Oscillateur à quartz  
Teiler – Diviseur  
Systemrauschen – Bruit du système

BF (Quan-Tech 304TDL), on peut examiner un domaine de fréquences de Fourier allant de 2 Hz...5000 Hz. L'emploi d'autres analyseurs de spectre permet d'étendre le domaine de fréquences de Fourier à des valeurs supérieures. Le bruit intrinsèque de la place de mesure (mélangeur, amplificateur) ou bruit du système — qui est remarquable directement, par exemple lors de la mesure d'amplificateurs ou de deux oscillateurs de qualité semblable — est inférieur à  $-160 \text{ dB}$  à partir de 10 Hz environ. Sa distribution spectrale ressort de la figure 7, courbe d. Si l'oscillateur de référence est l'unité intégrée B5400, le bruit de système à 5 MHz est représenté par la courbe a. En utilisant un synthétiseur GR1062, on peut effectuer les mesures sur une fréquence quelconque entre 10 kHz et 500 MHz; dans ce cas, le résultat est illustré par la courbe b de la figure 7. Le bruit de phase du synthétiseur peut être sensiblement amélioré par l'emploi de diviseurs particulièrement rapides (fig. 7, courbe c). Ce moyen rétrécit toutefois à nouveau la plage de fréquences (environ 10 kHz...10 MHz). Ainsi, on dispose d'une source de référence à fréquence réglable dont la qualité atteint celle de très bons oscillateurs à quartz.

## 4 Mesures effectuées dans une station d'amplificateurs

Les mesures de réception d'une baie génératrice de fréquences de base d'une station d'amplificateurs illustrent les possibilités d'emploi en pratique de la place de mesure du bruit de phase.

Vu que les fréquences MRF diffèrent de 5 et 10 MHz, on ne peut les mesurer par rapport à l'oscillateur de référence de la place de mesure. Par ailleurs, ces fréquences engendrées par des oscillateurs semblables peuvent être prélevées sur des sorties séparées, raison pour laquelle il est possible de les comparer.



**Fig. 8**  
**Messanordnung zur Bestimmung von Phasenrauschen (Vergleich von zwei gleichartigen Quellen) — Dispositif de mesure servant à déterminer le bruit de phase (comparaison de deux sources de même nature)**  
 Grundfrequenzversorgung — Générateur de fréquences de base  
 Abgang — Sortie  
 Phasenrauschmessplatz — Place de mesure du bruit de phase  
 NF-Spektrumanalysator — Analyseur de spectre BF  
 Schreiber — Traceur

Da die FDM-Frequenzen von 5 beziehungsweise 10 MHz verschieden sind, können sie nicht gegen den im Messplatz eingebauten Referenzoszillator gemessen werden. Andererseits stehen für jede Frequenz zwei Abgänge, die von gleichartigen, unabhängigen Oszillatoren abgeleitet sind, zur Verfügung, womit sich ein gegenseitiger Vergleich anbietet.

Mit einer Schaltung nach *Figur 8* können zur Bestimmung des Phasenrauschens zum Beispiel zwei unabhängige 2,2-MHz-Abgänge gegeneinander gemessen werden. Da aktive Phasenschieber ein zu grosses Eigenrauschen und passive Verzögerungsleitungen mit zunehmender Laufzeit grössere Dämpfung aufweisen, ist diese Messmethode auf Signalfrequenzen oberhalb 400 kHz begrenzt. Für tiefere Signalfrequenzen wird als Referenzoszillator ein Synthesizer GR-1062 mit nachfolgendem Frequenzteiler verwendet, was zu einem Messaufbau, wie ihn *Figur 9* zeigt, führt. Wird der NF-Spektrumanalysator automatisch über den gesamten Fourierfrequenzbereich durchgestimmt, so wird die vollständige Spektralverteilung des Phasenrauschens bestimmt, was vor allem bei Abnahmemessungen interessant ist. Während der gesamten Messzeit, die bei einem Frequenzbereich von 10 Hz...5000 Hz ungefähr 1½ Stunden dauert, werden die Messergebnisse mit einem analogen x-y-Schreiber aufgezeichnet. *Figur 10* zeigt als Beispiel die spektrale Leistungsdichte  $S_{\phi}(f)$  eines 2,2-MHz-Abganges der Grundfrequenzversorgung, wobei nach der Schaltung in *Figur 8* zwei gleichwertige Oszillatoren gegeneinander gemessen sind. Die Aufzeichnung zeigt auch, dass Netzeinstreuungen bei 50 Hz, 150 Hz usw. dank der Batteriespeisung des Phasenrauschmessplatzes weitgehend unterdrückt werden.

## 5 Schlussbemerkungen

Der PTT-Phasenrauschmessplatz erlaubt, im Gegensatz zu verschiedenen früher beschriebenen Laboreinrichtungen, nicht nur bei 5 beziehungsweise 10 MHz, sondern in einem grossen Signalfrequenzbereich von 4 kHz...500 MHz die spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens von Oszillatoren zu bestimmen. Dabei

Au moyen du dispositif représenté à la *figure 8*, il est possible de mesurer le bruit de phase en comparant, par exemple, l'une par rapport à l'autre, deux sorties indépendantes à 2,2 MHz. Toutefois, les déphaseurs actifs ayant un bruit intrinsèque trop élevé et les lignes à retard passives une atténuation augmentant en fonction du temps de propagation, l'utilisation de cette méthode de mesure est limitée à des fréquences supérieures à 400 kHz. Pour les fréquences plus basses, on recourt à un oscillateur de référence (synthétiseur GR-1062), suivi d'un diviseur de fréquence, comme le montre le dispositif de mesure de la *figure 9*. Si, avec l'analyseur de spectre BF, on analyse automatiquement le domaine intégral des fréquences de Fourier, on obtient la densité spectrale totale du bruit de phase, ce qui est surtout intéressant lors de contrôles de réception. Pendant toute la durée des mesures — soit environ 1 heure et demie pour la gamme de fréquences allant de 10 Hz à 5000 Hz — les résultats sont enregistrés à l'aide d'un traceur analogique x-y. La *figure 10* montre la densité spectrale  $S_{\phi}(f)$  d'une sortie à 2,2 MHz d'une baie génératrice de fréquences de base. Il s'agit ici de la comparaison de deux oscillateurs semblables, selon le dispositif de mesure représenté à la *figure 8*. Au vu du graphique, on s'aperçoit que les influences perturbatrices dues au secteur (50 Hz, 150 Hz, etc.) sont en grande partie éliminées grâce à l'alimentation par batterie de la place de mesure.

## 5 Conclusions

La place de mesure du bruit de phase des PTT permet de déterminer la densité spectrale du bruit de phase d'oscillateurs, non seulement à 5 ou à 10 MHz, comme on était obligé de le faire avec les anciens équipements de laboratoire. La plage de fréquences que l'on peut balayer a été portée de 4 kHz à 500 MHz, les fréquences de Fourier supérieures à 10 Hz produisant un bruit intrinsèque



**Fig. 9**  
**Messaufbau zur Bestimmung des Phasenrauschens der FDM-Abgänge einer Grundfrequenzversorgung — Dispositif de mesure servant à déterminer le bruit de phase des sorties MRF d'une baie génératrice de fréquences de base**

weist er für Fourierfrequenzen höher als 10 Hz ein systemeigenes Rauschen kleiner als  $-160$  dB bezogen auf 1 rad und 1 Hz Bandbreite auf. Der Messplatz ermöglicht, die hohen Anforderungen bezüglich Phasenrauschen der FDM- und TDM-Abgänge in Betrieb stehender Grundfrequenzversorgungen zu überprüfen.

### Bibliographie

- [1] Pfyffer H. K. Beitrag zur Diskussion über Jitter auf TF-Systemen im Hinblick auf Datenübertragung. Bern, Generaldirektion PTT, Forschung und Entwicklung. Bericht VL 2.013A, 21.4.74.
- [2] Kartaschoff P. Frequency control and timing requirements for communications systems. Proc. of the 31st Annual Symposium on Frequency Control 1977. Fort Monmouth, New Jersey, US Army Electronics Command, p. 478.
- [3] Barnes J. A. et al. Characterization of frequency stability. Washington DC, US Govt. Printing Office, NBS Techn. Note 394, 1970, and IEEE Trans. Instrum. Meas. IM-20, 2 (1971) p. 105...120.
- [4] Shoaf J. H., Halford D. and Risley A. S. Frequency Stability Specification and Measurement: High Frequency and Microwave Signals. Washington DC, US Govt. Printing Office, NBS Techn. Note 632, 1973.
- [5] Kartaschoff P. Begriffe und Methoden zur Beschreibung der Frequenzstabilität. Bern, Techn. Mitt. PTT 51 (1973) 11, S. 520...529.
- [6] Kartaschoff P. Frequency and Time. Monographs in Physical Measurement. London, Academic Press, 1978.
- [7] CCIR. Recommendations and Reports of the CCIR, 1978. Vol. VII: Standard Frequencies and Time Signals, Rep. 580-1, Rec. 538.
- [8] Lance A. L., Seal W. D., Mendoza F. G. and Hudson N. W. Automatic Phase Noise Measurements in the Frequency Domain. Proc. of the 31st Annual Symposium on Frequency Control 1977. Fort Monmouth, New Jersey, US Army Electronic Command, p. 347. ▶

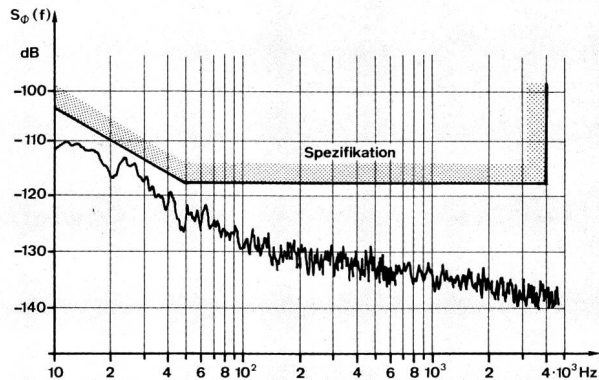


Fig. 10  
Phasenrauschen eines 2,2-MHz-FDM-Abganges einer Grundfrequenzversorgung — Bruit de phase d'une sortie MRF à 2,2 MHz d'une baie génératrice de fréquences de base  
Spezifikation — Spécification

que inférieur à  $-160$  dB, rapporté à 1 rad, pour une largeur de bande de 1 Hz. Grâce à cette place de mesure, on peut contrôler si les exigences élevées relatives au bruit de phase des sorties MRF et MRT des baies génératrices de fréquences de base utilisées dans l'exploitation sont respectées.

- [9] Motchenbacher C. D. and Fitchen F. C. Low-Noise Electronic Design. New York/London, John Wiley and Sons, 1973.

### Korrektur zum Inhaltsverzeichnis 1979

Infolge eines kurz vor Redaktionsschluss erfolgten Artikelabtausches ist im Inhaltsverzeichnis 1979 ein Beitrag irrtümlich aufgeführt, während sein Ersatz fehlt. Wir bitten die Benützer des Inhaltsverzeichnisses um Entschuldigung für dieses Versehen und um Vornahme folgender Korrekturen:

Im *Sachverzeichnis* (Seite IV, 1. Spalte) unter «Forschung, Versuche, wissenschaftliche Abhandlungen — Recherches, essais, exposés scientifiques — Ricerche, esperimenti, relazioni scientifiche» ist zu **streichen**:

Bestimmung des Phasenrauschspektrums.  
Messtechnik zur B' des P'. Von Hansruedi  
Zobrist . . . . . 444

dafür ist in der 2. Spalte hinzuzufügen:

Teilbarkeitsbedingungen für Zeittakte  
zur Minimierung von Zählimpuls-  
Überlagerungen. Von Hansruedi  
Zobrist . . . . . 444

Im *Autorenverzeichnis* (S. VII, 3. Spalte) ist unter Zobrist der zweite Beitrag (Messtechnik usw.) zu **ersetzen** durch:

— Teilbarkeitsbedingungen für Zeit-  
takte zur Minimierung von Zähl-  
impuls-Überlagerungen . . . . . 444\*

### Correction de l'index 1979

A la suite de l'échange d'un article juste avant le délai de rédaction, un titre a été introduit par erreur dans l'index 1979, alors que la contribution de remplacement n'y figure pas. Nous présentons nos excuses aux utilisateurs de l'index et les prions de bien vouloir procéder aux corrections suivantes:

Dans la *table des matières* (page IV, 1<sup>re</sup> colonne) sous «Forschung, Versuche, wissenschaftliche Abhandlungen — Recherches, essais, exposés scientifiques — Ricerche, esperimenti, relazioni scientifiche» il y a lieu de **biffer**:

Bestimmung des Phasenrauschspektrums.  
Messtechnik zur B' des P'. Von Hansruedi  
Zobrist . . . . . 444

et d'introduire, dans la 2<sup>e</sup> colonne:

Teilbarkeitsbedingungen für Zeittakte  
zur Minimierung von Zählimpuls-  
Überlagerungen. Von Hansruedi  
Zobrist . . . . . 444

Dans la *liste des auteurs* (page VII, 3<sup>e</sup> colonne) il y a lieu de **remplacer** sous Zobrist le deuxième article (Messtechnik, etc.) par:

— Teilbarkeitsbedingungen für Zeit-  
takte zur Minimierung von Zähl-  
impuls-Überlagerungen . . . . . 444\*