

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 57 (1966)
Heft: 5

Artikel: Messung kleinster Wechselspannungen
Autor: Mäusl, R.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916575>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 29.03.2025

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

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Messung kleinster Wechselspannungen

Von R. Mäusel, München

621.317.32.015.34

Der Aufsatz behandelt die Messung von Wechselspannungen mit Röhren- bzw. Transistorvoltmetern, wobei auf die verschiedenen Gleichrichtungsarten eingegangen wird. Als das Hauptproblem bei der Messung kleinster Wechselspannungen erweist sich die vorherige Verstärkung dieser Spannungen auf den zur Gleichrichtung notwendigen Wert. Dabei werden die breitbandige und die selektive Verstärkung des Signales erörtert, unter Verwendung von Röhren, Transistoren und Feldeffekttransistoren als aktive Verstärkerbauelemente. Das die Empfindlichkeitsgrenze des Verstärkers bestimmende Rauschen wird diskutiert und an Hand von Zahlenbeispielen werden die erreichbaren Empfindlichkeiten für breitbandige und selektive Verstärkervoltmeter ermittelt.

L'auteur traite de la mesure de tensions alternatives avec des voltmètres à tubes électroniques ou à transistors, en s'occupant plus particulièrement des divers modes de redressement. Le principal problème que pose la mesure de très faibles tensions alternatives est celui de la préamplification de ces tensions à la valeur nécessaire pour le redressement. L'auteur décrit l'amplification à large bande et l'amplification sélective du signal, au moyen de tubes électroniques, de transistors ordinaires ou de transistors à effet de champ, servant d'éléments actifs d'amplification. Il discute également du bruit qui détermine la limite de sensibilité de l'amplificateur et, à l'aide d'exemples numériques, il indique les sensibilités qui peuvent être obtenues avec des voltmètres à amplification à large bande ou sélective.

Die Spannungsmessung im allgemeinen kann als das Hauptproblem der elektrischen Messtechnik betrachtet werden. Die durch das Ohmsche Gesetz verknüpften Grundbegriffe des elektrischen Stromkreises — Spannung, Strom, Widerstand — lassen sich zuletzt auf eine Spannungsmessung zurückführen. Dabei interessiert sowohl die Messung von Gleichspannungen, als auch von Wechselspannungen über einen breiten Frequenzbereich. Zur Übertragung von Energie, Nachrichten oder Informationen werden meistens Wechselspannungen benützt, deren Grösse an den verschiedenen Punkten des Übertragungsweges festgestellt werden möchte. Dazu hat die elektrische Messtechnik eine Vielzahl von Spannungsmessern geschaffen, die je nach Art und Grösse der zu messenden Spannung eingesetzt werden.

1. Messung von Wechselspannungen

Die Messung von Wechselspannungen erfolgt nun, ausser durch bekannte Messgeräte, wie Dreheiseninstrument, Drehspulinstrument mit Gleichrichter u. ä., die hauptsächlich bei der Energieübertragung verwendet werden, in der elektrischen Nachrichtentechnik vielfach durch Röhrenvoltmeter. Diese gestatten eine nahezu leistungslose Messung der Spannung, wodurch eine Verfälschung des Messergebnisses durch ein Verändern der vorgegebenen Verhältnisse vermieden wird. Der Name Röhrenvoltmeter deutet schon auf das Vorhandensein von Elektronenröhren hin. Man verwendet sie zur Gleichrichtung und zur Verstärkung. Durch die Gleichrichtung, d.h. Umwandlung der Wechselspannung in eine Gleichspannung, kann eine Anzeige der Spannung mit einfachen Drehspulinstrumenten erfolgen. In den letzten Jahren haben sich nun durch das immer stärkere Vordringen der Halbleiter in der gesamten Elektronik auch Transistoren einen bedeutenden Platz in den Messgeräten verschafft, da sie kleinere, leichtere und stromsparende Ausführungen ermöglichen. Der Name «Röhrenvoltmeter» wird also allmählich dem Begriff «Transistorvolt-

meter» weichen müssen, wobei aber beide Ausdrücke dieselbe Eigenschaft des Messgerätes andeuten sollen: leistungslose Messung von Spannungen.

Bei der Gleichrichtung von Wechselspannungen unterscheidet man drei verschiedene Arten:

- a) die Effektivwertgleichrichtung;
- b) die Mittelwertgleichrichtung;
- c) die Spitzengleichrichtung.

Die gewonnene Gleichspannung ist dabei jeweils dem Effektivwert, dem Mittelwert oder dem Spitzenwert der Wechselspannung proportional. Welche Art von Gleichrichtung in den einzelnen Fällen Verwendung findet, hängt ausser von dem interessierenden charakteristischen Wert auch noch von der praktischen Realisierbarkeit der entsprechenden Gleichrichtung ab.

Da sich die meisten Spannungsangaben, besonders bei sinusförmigen Wechselspannungen, auf den Effektivwert der Spannung beziehen, wäre natürlich die Messung des Effektivwertes von grösstem Interesse. Aber gerade diese Messung lässt sich, gemessen an den anderen Gleichrichtungsarten, nicht einfach durchführen. Nachdem laut Definition des Effektivwertes:

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (1)$$

hieb bei das Quadrat der Spannungsfunktion bewertet wird, bietet sich die Anzeige über eine Leistungsmessung an. Verwendet werden dazu z.B. Thermoumformer, bei denen die elektrische Leistung in Wärme umgesetzt und einem Thermoelement zugeführt wird, dessen abgegebene Gleichspannung ein Mass für die primärseitig angelegte Effektivspannung darstellt. Infolge des schlechten Wirkungsgrades in der Spannungsumwandlung ist dem Thermoumformer eine beträchtliche Leistung zuzuführen. Ausserdem ist die Anzeige mit einer grossen Einstellzeitkonstante behaftet. Die notwendige Lei-

stung für handelsübliche Thermoumformer liegt bei ca. 10 mW, d.h. bei einer Spannung von 1 V ist ein Strom von 10 mA aufzubringen, wobei eine Thermospannung von ca. 10 mV abgegeben wird. Diese Leistung muss von der Meßspannungsquelle, bzw. über einen Meßspannungsverstärker, aufgebracht werden. Als Vorteil kann für den Thermoumformer sein weiter Frequenzbereich gewertet werden, der von Gleichspannung bis zu Frequenzen um 100 MHz reicht, wobei diese Grenze durch aufbaubedingte Zuleitungsinduktivitäten gegeben ist. Auf weitere Möglichkeiten zur Messung des Effektivwertes einer Wechselspannung soll hier nicht eingegangen werden.

Die Mittelwertgleichrichtung lässt sich in einem Frequenzbereich bis einige Megahertz technisch am einfachsten realisieren. Die Wechselspannung wird mittels Gleichrichterdiode in eine Halbwellenspannung umgewandelt und nach Integration, die z.B. durch die Trägheit des Drehspulinstrumentes erfolgen kann, als mittlerer Gleichspannungswert zur Anzeige gebracht, gemäß der Definition des arithmetischen Mittelwertes:

$$u_m = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt \quad (2)$$

Die zur Mittelwertgleichrichtung notwendige Wechselspannung liegt bei ca. 1...10 V, der aufgenommene Strom hängt von der Empfindlichkeit des verwendeten Anzeigeinstrumentes ab. Bei niedrigen Wechselspannungen sinkt der Gleichrichterwirkungsgrad stark ab, da die Diode in diesem Bereich hochohmiger wird.

Für viele Spannungsmessungen im Bereich der HF-Technik verwendet man die Spitzengleichrichtung. Diese zeichnet sich durch einen weiten Frequenzbereich und durch hohen Eingangswiderstand aus. Spannungen von einigen hundert Millivolt genügen bereits zur Spitzengleichrichtung, jedoch ist hierbei die Abhängigkeit der Gleichspannung von der angelegten Wechselspannung noch stark nichtlinear. Ein linearer Zusammenhang ergibt sich erst für Spannungen grösser als 1 V. Die Spitzengleichrichtung kann auch als Zweiweggleichrichtung ausgeführt werden, wobei dann beide Halbwellenamplituden zur Anzeige beitragen.

Wie aus den vorangegangenen Erläuterungen zu entnehmen ist, sind zur Messung von Wechselspannungen je nach Gleichrichtungsart Spannungen von einigen hundert Millivolt bis zu einigen Volt erforderlich. Sollen nun kleinere Wechselspannungen gemessen werden, so müssen diese erst verstärkt werden. Die Problematik in der Messung kleinster Wechselspannungen liegt also bei der Verstärkung dieser Spannungen.

2. Verstärkung kleinster Wechselspannungen

Theoretisch lassen sich mit aktiven Verstärkerbauelementen, wie Elektronenröhren und Transistoren, sehr hohe Verstärkungsfaktoren erzielen, um damit auch kleinste Spannungen auf höhere Pegel zu bringen. Praktisch jedoch scheitert deren Realisierbarkeit an der Eigenstörspannung des Verstärkers. Das Rauschen der Elektronenröhren und Transistoren, sowie weiterer in der Schaltung verwendeter Bauelemente, bildet die Grenze für die minimal noch zu verstärkende Wechselspannung. Es gibt zwei Wege zur Verstärkung kleiner Wechselspannungen:

- a) Breitbandige Verstärkung;
- b) Selektive Verstärkung.

Beide unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Eigenschaften im wesentlichen in der Frequenzbandbreite.

2.1 Breitbandige Verstärkung

Der Breitband-Messverstärker ermöglicht die Verstärkung eines Signales innerhalb seines Frequenzbereiches ohne eine Nachstellung irgendeines frequenzabhängigen Gliedes. Solche Verstärker sind meist als RC-Verstärker ausgeführt.

Für den mit *Elektronenröhren* bestückten Verstärker bestimmt das Rauschen der Eingangsrohre, neben dem Rauschen des Gitter- und Kathodenwiderstandes, die untere Grenze der Meßspannung. Das Eigenrauschen der Röhre setzt sich aus mehreren Anteilen zusammen:

- a) Schrottrauschen, das durch die Ungleichförmigkeit des Austritts der Elektronen aus der Kathode bedingt ist. Die Schwankungen können beliebig fein und bis zum Elektronenquantum abgestuft sein. Dieses Rauschen ist bis zu einer Frequenz von etwa 100 MHz mit konstanter Energiedichte vorhanden.
- b) Stromverteilungsrauschen, das nur bei Mehrgitterröhren auftritt.
- c) Funkelrauschen, das durch Schwankungen in der Emissionsfähigkeit der Kathode verursacht wird. Diese Störspannung macht sich erst unterhalb einer Frequenz von 100 kHz bemerkbar und steigt dort umgekehrt proportional zu der Frequenz an.

Die ersten beiden Einflüsse, die in einem weiten Bereich frequenzunabhängig sind, können durch die Rauschspannung eines Ohmschen Widerstandes, den man sich in die Gitterzuleitung zu denken hat, dem äquivalenten Rauschwiderstand r_{ae} , ersetzt werden. Man erhält damit ein Mass für das Rauschen der Röhre und kann sich daraus die auf das Gitter der Röhre bezogene Rauschspannung ermitteln. Der äquivalente Rauschwiderstand ist indirekt proportional zur Steilheit der Röhre und bei Pentoden, bedingt durch das Stromverteilungsrauschen, höher als bei Trioden. Die Werte für r_{ae} bewegen sich in der Grössenordnung von 100 Ω bis einige k Ω .

Bei Frequenzen oberhalb von 10 MHz kommt zu den bereits erwähnten Rauschursachen noch der Einfluss des Influenzrauschens dazu. Infolge des Laufzeiteffektes im Gitter-Kathodenraum erfolgt die Steuerung der Röhre nicht mehr leistungslos. Es tritt der sog. elektronische Eingangswiderstand auf. Die im Kathodenstrom enthaltenen Schwankungen (Schrottrauschen) induzieren beim Durchlaufen der Steuergitterebene Spannungen, die als ein Rauschen des elektronischen Eingangswiderstandes gedeutet werden können.

Es seien nun an einem Beispiel die in einer Eingangsstufe auftretenden Rauschspannungen betrachtet. Unter Verwendung einer steilen Breitbandpentode mit einem äquivalenten Rauschwiderstand von $r_{ae} = 250 \Omega$ ergibt sich für eine Bandbreite von 1 MHz eine Rauschspannung von 2 μ V. Bei einem angenommenen Gitterwiderstand von 1 M Ω mit einer gesamten Parallelkapazität von 30 pF kommt noch das Rauschen dieses Widerstandes über einen Frequenzbereich bis 5 kHz mit ca. 9 μ V dazu. Als effektive am Gitter wirksame Rauschspannung errechnet sich daraus ein Wert von ca. 9,4 μ V. Bei einer Bandbreitenerhöhung auf 10 MHz wächst der Anteil der Rauschspannung der Röhre auf 6,5 μ V an. Das Gesamttrauschen beträgt dann 11,2 μ V. In diesen Werten ist das Funkelrauschen der Röhre noch nicht berücksichtigt, so dass sich in Wirklichkeit noch etwas höhere Werte ergeben. Das bedeutet, dass bei einer zulässigen Rauschspannung von 10% des Vollausschlages im empfindlichsten Messbereich bei Bandbreiten bis zu 10 MHz und einem Eingangswiderstand von 1 M Ω || 30 pF ein empfindlichster Messbereich von 0,1 mV erreicht werden kann. Bei

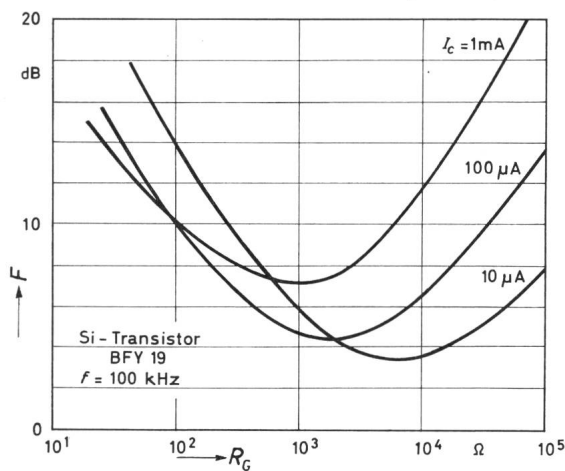


Fig. 1

Abhängigkeit der Rauschzahl F vom Generatorwiderstand R_G

Parameter ist der Kollektorstrom des Transistors I_C

grösseren Bandbreiten als 10 MHz muss zusätzlich noch das Influenzrauschen des elektronischen Eingangswiderstandes berücksichtigt werden, das aber infolge der parallelliegenden Eingangskapazität auch nur teilweise wirksam wird. Bei Verstärkerbandbreiten bis 50 MHz wird man dann zu einem niedrigsten Messbereich von 0,3 mV für Vollausschlag kommen.

Bei Verwendung von Transistoren in der Eingangsstufe liegen die Verhältnisse ähnlich. Als Rauschursachen beim Transistor treten auf:

a) Schrotrauschen (weisses Rauschen), bedingt durch die Ungleichförmigkeit des Stromflusses über die Emitter-Basis-, bzw. Basis-Kollektorstrecke.

b) Thermisches Rauschen des Basisbahnwiderstandes.

c) Funkelrauschen, das, ebenfalls wie bei Elektronenröhren, einen Anstieg mit $1/f$ aufweist, beginnend bei einer Eckfrequenz, die von der Grenzfrequenz des Transistors abhängt und die zwischen 10 und 100 kHz liegt. Ursache für das Funkelrauschen beim Transistor sind Schwankungen in der Störstellenkonzentration, vor allem an der Halbleiteroberfläche durch bestimmte Verunreinigungen.

Als Mass für das gesamte Rauschen des Transistors wird die Rauschzahl F angegeben. Sie ist definiert als das Verhältnis der Rauschleistung des Transistors und der Rauschleistung, die der Innenwiderstand der Signalspannungsquelle abgibt, zur Rauschleistung dieses Generatorwiderstandes. Die Rauschzahl ist somit abhängig vom betrachteten Generatorwiderstand und ausserdem auch von der Frequenz. F wird als Faktor angegeben und dabei auch Rauschfaktor genannt, oder im logarithmischen Maßstab in Dezibel ausgedrückt. Meistens erfolgt die Angabe als «Punktrauschzahl» (spot noise figure) für bestimmte Frequenzen. Aus Fig. 1 ist der Zusammenhang von Rauschzahl F und Generatorwiderstand R_G zu entnehmen, wobei als Parameter der Kollektorstrom des Transistors I_C aufgetragen ist. Fig. 2 zeigt die Abhängigkeit der Rauschzahl F von der Frequenz f für den optimalen Wert des Generatorwiderstandes.

Aus diesen Angaben ist ersichtlich, dass die optimalen Rauscheigenschaften des Transistors nur über einen begrenzten Bereich des Generatorwiderstandes auszunützen sind. Für die meisten rauscharmen Transistoren liegt dieser Bereich zwischen 500 Ω und 50 k Ω . Im Gegensatz zur Elektronenröhre wird der Transistor also bei hochohmigen Eingangsstufen nicht unter den günstigsten Bedingungen betrieben.

Am Beispiel einer Transistoreingangsstufe seien auch hier die Rauschwerte errechnet. Es wird ein Transistor angenommen mit einer Rauschzahl von $F = 4$ dB bei einem optimalen

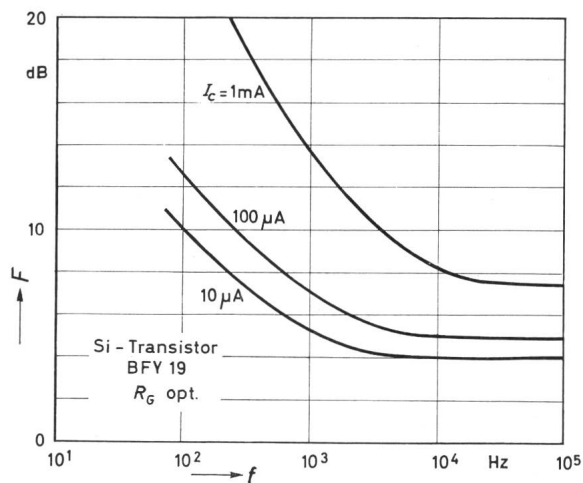


Fig. 2

Abhängigkeit der Rauschzahl F von der Frequenz f

Generatorwiderstand R_G von 10 k Ω . Die Rauschzahl sei über die betrachtete Bandbreite von 1 MHz konstant.

Laut Definition der Rauschzahl ist also:

$$\frac{P_{R,Tr} + P_{R,G}}{P_{R,G}} = 4 \text{ dB} = 2,51$$

Damit wird die gesamte Rauschleistung

$$P_{R,tot} = P_{R,Tr} + P_{R,G} = 2,51 P_{R,G}$$

Die Rauschleistung des Generatorwiderstandes, der z. B. als Basiswiderstand in der Schaltung enthalten sein kann, beträgt bei einer Rauschbandbreite von 1 MHz:

$$P_{R,G} = \frac{U_{R,G}^2}{R_G} = \frac{12^2 \cdot 10^{-12}}{10^4} = 144 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$

Die resultierende Rauschspannung ergibt sich dann zu:

$$U_{R,tot} = \sqrt{P_{R,tot} R_G} = 19 \mu\text{V}$$

Die wirkliche Rauschspannung wird etwas niedriger liegen, da dem Basiswiderstand noch die Eingangskapazität des Transistors parallel liegt. Die Rauschspannung dieser Transistoreingangsstufe liegt damit nicht wesentlich über dem Wert des Röhrenverstärkers. Ein Unterschied besteht jedoch in den verschiedenen Eingangswiderständen der Schaltung.

Eine Verbesserung in Richtung Hochohmigkeit des Einganges bei etwa gleichen Rauscheigenschaften bringt die Verwendung eines Feldeffekttransistors. Es lassen sich damit Verstärkerstufen aufbauen, die im Eigenrauschen der Elektronenröhre vergleichbare Werte aufweisen, die aber im Unterschied zum herkömmlichen Sperrschicht-Transistor auch bei einem hohen Eingangswiderstand erreicht werden. Das beim Sperrschicht-Transistor dominierende Schrotrauschen entfällt beim Feldeffekttransistor, im Gegensatz zu jenem, wo durch Rekombination von Majoritäts- und Minoritätsträgern ein starkes Schrotrauschen des Trägerstromes auftritt. Die Hauptrauschquelle beim Feldeffekttransistor liegt im Wärmerauschen des Kanalwiderstandes.

Zusammenfassend wäre also zu sagen, dass die Grenze für ein breitbandiges Verstärkervoltmeter je nach Bandbreite bei 0,1...0,3 mV für Vollausschlag liegt, wobei eine Rauschspannung von 10% des Bereiches zugelassen wird. Sollen noch Wechselspannungen kleiner als diese Werte gemessen werden,

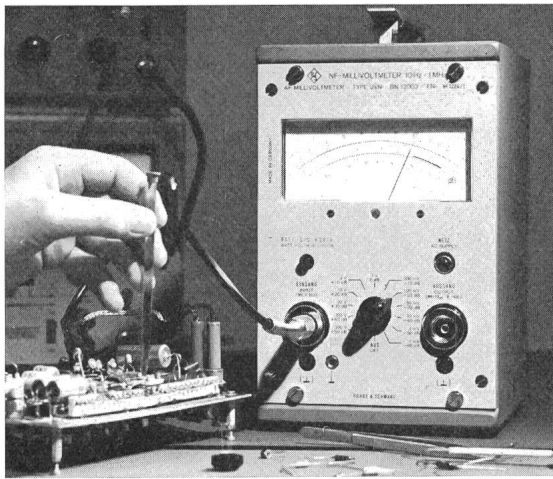


Fig. 3
Volltransistorisiertes breitbandiges NF-Millivoltmeter UVN
(10 Hz bis 1 MHz) für erdfreie Messungen

so muss die Bandbreite herabgesetzt werden. Dies führt zum selektiven Verstärker.

2.2 Selektive Verstärkung

Durch Herabsetzen der Bandbreite wird der Einfluss des Eigenrauschens des Verstärkers auf das Meßsignal wesentlich reduziert. Die Abnahme der Rauschspannung erfolgt proportional der Quadratwurzel aus dem Bandbreitenverhältnis. Die geringe Bandbreite bedingt jedoch, dass die Durchlassfrequenz des Verstärkers der Frequenz des Messsignals angepasst werden kann. Selektive Spannungsmesser sind daher meist als Überlagerungsempfänger aufgebaut, weil damit ein breiter Frequenzbereich überstrichen werden kann und weil andererseits durch Umsetzung auf eine tiefere Zwischenfrequenz eine genügende Selektion bei konstanter Bandbreite über den gesamten Bereich erreicht wird. Der Wert der Zwischenfrequenz oder auch mehrerer, hängt von der geforderten Selektion ab. Je geringer die Bandbreite sein soll, desto tiefer wird die Zwischenfrequenz liegen.

Prinzipiell gelten hinsichtlich des Rauschverhaltens dieselben Überlegungen wie bei der breitbandigen Verstärkung. Hinzu kommt noch, dass bei hohen Frequenzen sowohl beim Transistor, als auch bei der Röhre die Rauschanpassung anzustreben ist, um auf optimale Rauscheigenschaften zu gelangen. Ausserdem wird für Frequenzen oberhalb 30 MHz durchwegs

nur noch ein niedriger Eingangswiderstand in Frage kommen, um eine Anpassung an die Meßspannungsquelle zu ermöglichen. Dabei tritt jedoch der Fall auf, dass die Rauschanpassung und die Widerstandsanpassung nicht identisch liegen. Zugunsten einer besseren Widerstandsanpassung, um den Reflexionsfaktor niedrig zu halten, muss dann aber auf die optimale Rauschanpassung verzichtet werden.

Falls am Eingang des selektiven Verstärkers abgestimmte Kreise liegen, muss dabei noch das Rauschen des Schwingkreises beachtet werden. Da nur Ohmsche Widerstände als Rauschquellen in Frage kommen, tritt demzufolge nur an dem Verlustwiderstand des Kreises eine Rauschspannung auf. Als Rauschwiderstand des Schwingkreises ist somit der Resonanzwiderstand einzusetzen.

Am Beispiel der Röhreneingangsstufe mit einem äquivalenten Rauschwiderstand von $250\ \Omega$ ergibt sich bei einer Rauschbandbreite von 1 kHz eine Rauschspannung von ca. $0,06\ \mu\text{V}$. Dazu kommt der Rauschanteil des elektronischen Eingangswiderstandes und eventuell des Schwingkreises am Eingang des Verstärkers, sowie bei geringer Verstärkung in der Eingangsstufe der Einfluss des Rauschens der nachfolgenden Stufe. Somit ergeben sich resultierende Rauschspannungswerte von $0,1...0,2\ \mu\text{V}$ bezogen auf den Eingang des Verstärkers. Das bedeutet, dass mittels des selektiven Verstärkers bei einer Bandbreite von 1 kHz Spannungen bis herab zu $1\ \mu\text{V}$ noch ohne allzu grosse Verfälschung durch überlagerte Störspannungen gemessen werden können.

Um noch niedrigere Wechselspannungen messtechnisch zu erfassen, muss die Bandbreite weiter reduziert werden. Das setzt natürlich bei einem Überlagerungsempfänger einen sehr stabilen Oszillator voraus und bedingt andererseits auch einen genau durchdachten und sauberen Aufbau des Messempfängers, um jegliche Fremdspannungseinstreuung zu verhindern. Die Grenze der messtechnisch noch erfassbaren Wechselspannungen dürfte bei $0,1\ \mu\text{V}$ sein.

Literatur

- [1] Das Rauschen von Röhre und Schaltung. Funktechnische Arbeitsblätter RÖ 81, Lieferung 6, Franzis-Verlag München, ohne Datum.
- [2] J. Schubert: Anwendung der Theorie rauschender Vierpole auf Transistoren bei Niederfrequenz. Die Telefunken-Röhre -(1960)33a, S. 5...42.

Adresse des Autors:

Dipl.-Ing. Rudolf Mäusl, Rohde & Schwarz, Mühldorfstrasse 15,
D-8 München 8.

Schutz des Rotors von Grossgeneratoren durch elektrische Relais

Von A. Kolar, Zürich

621.313.12.043.3

Der Artikel gibt einen Überblick über den heutigen Stand der Schutztechnik des Rotors von Grossgeneratoren. Nebst den klassischen werden zwei neue Schutzeinrichtungen besprochen: ein thermischer Asymmetrielastschutz und ein sehr rascher Asynchronlaufschutz. Abschliessend werden der Rückwattschutz für die Antriebsmaschine und die Überwachung der Lagerisolation behandelt.

L'auteur donne un aperçu de l'état actuel de la technique de la protection du rotor de grands alternateurs. Outre les équipements classiques de protection, il en décrit deux nouveaux: protection thermique en cas de charge asymétrique et protection très rapide contre une marche en asynchrone. Il termine en traitant de la protection de la machine d'entraînement contre un retour de puissance, ainsi que de la surveillance de l'isolement des paliers.

1. Einleitung

In einem früheren Artikel [1]¹⁾ wurde der Schutz des feststehenden Teiles von Generatoren beschrieben. Vorliegender

Artikel ist dem Schutz der drehbaren Generatorteile gewidmet; demnach behandelt er den Schutz des Rotors, der mit ihm gekuppelten Antriebsmaschine, sowie — als Bindeglied zwischen den festen und beweglichen Generatorteilen — die Überwachung der Generatorlager.

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.