

Spannungs- und Leistungsmeßtechnik

Grundlagen, Begriffe, Produkte



ROHDE & SCHWARZ

60 Jahre Kompetenz in Spannungs- und Leistungstechnik

Die Hochfrequenzmeßtechnik ist untrennbar mit dem Namen Rohde & Schwarz verknüpft. Das Unternehmen hat in den dreißiger Jahren diese Disziplin mitbegründet und seither maßgeblich beeinflußt. Spannungs- und Leistungsmesser sind seit den Anfängen ein fester Bestandteil im Lieferprogramm und setzen bis heute weltweit Maßstäbe.

Rohde & Schwarz fertigt Spannungs- und Leistungsmeßgeräte mit einem breiten Anwendungsspektrum für alle relevanten Frequenzbänder und Leistungsklassen. Die vorliegende Broschüre stellt das aktuelle Programm vor und erläutert die theoretischen Grundlagen und Begriffe.



WF 408022

Inhalt

HF-Spannungs- und -Leistungsmessung mit Rohde & Schwarz-Geräten	3
HF-Millivoltmeter	6
Abschlußleistungsmesser	7
Leistungsmeßköpfe für URV./NRV.	8
Spannungsmeßköpfe für URV./NRV.	9
Durchgangsleistungsmesser	10
Effektivwert-/Spitzenwert-Voltmeter	11
Applikation:	
Leistungsmessung »mit PEP«	12
Spitzenleistungsmeßköpfe für den digitalen Mobilfunk	13
Grundlagen der HF-Leistungsmessung	14
Begriffe der Spannungs- und Leistungsmeßtechnik	34
Literaturverzeichnis	38

HF-Spannungs- und -Leistungsmessung

Die wichtigsten Qualitätsmerkmale eines Spannungs- oder Leistungsmessers sind hohe Meßgenauigkeit und kurze Meßzeit. Man erreicht beides durch größte Sorgfalt beim Meßkopfbau und durch den Einsatz von Mikroprozessoren zur rechnerischen Korrektur von Frequenzgang, Temperatureinfluß und Nichtlinearität.

Meßgenauigkeit

Zwei Faktoren bestimmen entscheidend die Genauigkeit einer Leistungsmessung: die Präzision, mit der der Meßkopf kalibriert wurde und die Qualität seiner Anpassung an das Meßobjekt. Besonders hinter der Kalibrierung steckt ein enormer Aufwand an Hard- und Software. Damit die Kalibriernormale für URV-/NRV-Meßköpfe (siehe Seite 8/9) den hohen Anforderungen entsprechen, werden viele von ihnen direkt an die Primärnormale der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB) angeschlossen.

Die Meßabweichungen durch Fehlanpassung sind andererseits die in der Praxis dominierenden Fehlerquellen (siehe Seite 17 ff.). Deshalb sind die Leistungsmeßköpfe der Reihe NRV-Z nicht nur sorgfältig kalibriert, sondern auch auf minimale Reflexion optimiert.

Zuverlässigkeit

Auch das hochwertigste Meßgerät kann ausfallen, entweder durch sichtbare Funktionsfehler oder, mit eventuell gravierenden Folgen, durch unbemerkte Überschreitung der spezifizierten Toleranzen. Gerade bei Leistungsmessern ist eine Zunahme der Meßunsicherheit sehr schwer festzustellen, denn es gibt keine Referenzgeräte, die um eine Größenordnung genauer sind, und jeder Vergleich mit einem anderen Gerät wird durch den

Einfluß der Fehlanpassung erschwert. Mit verschiedenen Maßnahmen hat Rohde & Schwarz dafür gesorgt, daß sich der Anwender auf die Spannungs- und Leistungsmesser des Hauses verlassen kann:

- Voralterung der Grundgeräte und Meßköpfe in einem mehrtägigen Temperaturzyklus mit Überwachung von Abweichung und Drift zur Erkennung eventuell instabiler Komponenten
- Hochwertige HF-Steckverbinder für ein gleichbleibend gutes Stehwellenverhältnis
- Selbsttest mit hoher Prüftiefe beim Einschalten und während der Messung

Bedienung

Für viele Anwendungen beschränkt sich die Bedienung der R&S-Spannungs- und Leistungsmesser auf das Anschließen des Meßobjekts und die Wahl der Ergebnisdarstellung. Eine schnelle Bereichsautomatik und ein an den Meßbereich angepaßtes digitales Mittelungsfiler sorgen für stets optimal aufbereitete Meßergebnisse. Individuelle Einstellungen lassen sich entweder menügeführt oder mit Direkttasten vornehmen. Alle notwendigen Informationen über den Gerätestatus (Range Hold, Nullpunkt usw.) werden im Klartext oder mit unmittelbar verständlichen Symbolen dargestellt.

Damit der Benutzer bei veränderlichen Signalen den Überblick behält, insbesondere schnell die Tendenz der Änderung erkennt, bieten die digital anzeigenden Geräte zusätzlich einen skalierbaren, quasianalogen Segmentballen an. Der Pegelmesser URV 35 kombiniert ein Zeigerinstrument mit einer LCD-Skala.

Individuell kalibrierte Meßköpfe

Die URV5-/NRV-Z-Meßkopffamilie gestattet die direkte Messung von Spannungen zwischen 200 μV und 1000 V und von Leistungen zwischen 100 pW und 30 W. Der Frequenzbereich erstreckt sich von DC bis 40 GHz. Aus physikalischen Gründen werden dafür mehrere nach Frequenz und Leistung gestaffelte Meßköpfe benötigt. Die Rohde & Schwarz-Meßköpfe zeichnen sich durch eingebaute Kalibrierdatenspeicher und Temperatursensoren aus, die bewirken, daß die Meßgeräte unmittelbar nach dem Einstecken eines Kopfes kalibriert und einsatzbereit sind. Die potentielle Fehlerquelle „manuelle Kalibrierung“ entfällt.

Der Kalibrierdatenspeicher enthält ab Werk alle Informationen, die zur exakten Meßwertermittlung notwendig sind, dazu die kopfspezifischen Daten wie Fertigungsnummer, Typ und Kalibrierdatum sowie die zulässigen Meß- und Frequenzbereiche. Lediglich die aktuelle Meßfrequenz muß ins Grundgerät eingegeben werden. Es liest dann selbsttätig die zugehörigen Kalibrierfaktoren aus und interpoliert, falls erforderlich (siehe auch Seite 21).

Jeder Meßkopf paßt an jedes Grundgerät der URV/NRV-Reihe, d.h., Spannungs- und Leistungsmessung sind mit demselben Gerät möglich – ohne Abstriche bei der Genauigkeit.

Leistungsmesser

Je nach Anwendung werden zwei Arten von Leistungsmessern unterschieden:

- Abschlußleistungsmesser werden an den Ausgang einer Quelle geschaltet, absorbieren die auf den Meßkopf auftreffende Welle und zeigen deren Leistung an.
- Durchgangsleistungsmesser werden zwischen Quelle und Last geschaltet und messen – nahezu verlustlos – die Leistungen von vor- und rücklaufender Welle.

Abschlußleistungsmesser

Je nach Funktionsprinzip wird die Signalleistung entweder in Wärme umgewandelt oder mit Hilfe von Diodengleichrichtern gemessen.

Die **thermischen Meßköpfe** von R&S erschließen einen großen Leistungsbe- reich – von 1 μ W bis 30 W. Sie mes- sen unabhängig von der Kurvenform im gesamten Meßbereich effektivwert- richtig und sind deshalb problemlos in der Handhabung. Besonders bei ober- wellenhaltigen oder modulierten Signalen sowie bei Signalgemischen entstehen keine zusätzlichen Meßab- weichungen. Die R&S-Modelle sind überdies konkurrenzlos linear.

Diodenmeßköpfe haben den Vorteil der höheren Empfindlichkeit; ihr Lei- stungsmeßbereich beginnt bei etwa 100 pW. Da sie bis 10 μ W ebenfalls effektivwertrichtig messen, können sie in diesem Bereich ohne weiteres für oberwellenhaltige, verrauschte oder modulierte Signale verwendet werden.

Dioden-Meßköpfe mit integriertem 20-dB-Vorteiler schließen die Lücke zwischen den reinen Dioden-Meßköp- fen und den thermischen Sensoren. Sie messen bis 1 mW effektivwertrichtig und erfüllen auch bei Pegeln zwi- schen 10 μ W und 100 μ W, wo ther- mische Köpfe nur eingeschränkt ver- wendet werden können, höchste Geschwindigkeitsanforderungen.

Spitzenleistungsmeßköpfe enthalten eine Spitzenhalteschaltung zur Mes- sung des Modulations-Spitzenwertes. Sie ermöglichen die direkte Messung gepulster Signale ab 2 μ s Pulsbreite, z.B. der TV-Synchronimpuls-Spitzenlei- stung oder der Leistung von TDMA- Funksignalen. Im Bereich von 1 μ W bis 20 W sind sie eine preiswerte Alternative zu speziellen Spitzenlei- stungsmessern.

Durchgangsleistungsmesser

... werden in eine HF-Leitung geschal- tet und messen mit einem Richtkoppler getrennt die Höhe der vor- und rück- laufenden Welle. Mit den Durchgangs- leistungsmessern NRT und NAS lassen sich daraus Senderausgangsleistung und Antennen- oder Verbraucheran- passung in allen üblichen Kommunika- tionsbändern bis 4 GHz und für Sen- deleistungen bis in den Kilowattbe- reich ermitteln. Wegen der geringen Durchgangsdämpfung der Meßköpfe kann der Leistungsmesser dauerhaft als Überwachungsgerät in die Sender- ausgangsleitung eingeschleift bleiben. Für gepulste Signale, wie sie etwa bei den modernen digitalen Funkverfahren auftreten, stehen spezielle, mit Spitzen- bewertung ausgerüstete Meßköpfe zur Verfügung (siehe Seite 10).

Eine Sonderstellung unter den Durch- gangsleistungsmeßköpfen von R&S nehmen die Typen NRT-Z43 und NRT- Z44 ein. Sie lassen sich auch ohne Grundgerät betreiben, und zwar unter einer Windows-Bedienoberfläche an jedem PC. Die Adaptierung kann über die standardgemäße serielle (RS-232-) Schnittstelle oder einen PC-Card- Anschluß erfolgen.

Evolution in der Leistungstechnik:
Durchgangsleistungsmeßkopf NRT-Z44
als eigenständiges Meßgerät,
anschließbar an jeden PC



WF 42665

Spannungsmesser

Die Meßköpfe zu den HF-Spannungsmessern von Rohde & Schwarz arbeiten ähnlich wie Leistungsmeßköpfe mit Dioden. Ein Diodengleichrichter im Meßkopf formt die zu messende Wechselfrequenz in eine Gleichspannung um. Diese wird im Grundgerät weiterverarbeitet (der Mikroprozessor linearisiert rechnerisch die Gleichrichterkennlinie) und angezeigt. Voltmeter nach diesem Prinzip messen durch die quadratische Bewertung des Diodengleichrichters bei kleinen Meßspannungen bis ca. 30 mV (mit Verteilung entsprechend höher) den Effektivwert, bei höheren Spannungen ab ca. 1 V den Signal-Spitzenwert bzw. bei Zweiweggleichrichtung den Spitze-Spitze-Wert. Durch die Linearisierung wird bei einer Sinus-Spannung im ganzen Meßbereich der Effektivwert angezeigt.

Bei der Spannungsmessung an offenen Schaltungen und Baugruppen der Hochfrequenztechnik ist der **HF-Tastkopf** unersetzbar. Kleine Eingangskapazität und geringe Verluste ermöglichen belastungsarme Messungen direkt in der Schaltung. Vorsteckteiler erhöhen den Spannungsmessbereich und verringern die Belastung des Meßobjektes auf ein Minimum.

Zur Spannungsmessung in Koaxialkreisen dienen **HF-Durchgangsköpfe**. Sie enthalten einen an den Innenleiter oder an einen Rohrteiler angeschalteten Diodengleichrichter und ermöglichen breitbandige Messungen bis 3 GHz bei geringem Reflexionsfaktor. Gute Anpassung vorausgesetzt, bieten solche Meßköpfe zudem die Möglichkeit, die HF-Leistung praktisch verlustlos im Betrieb zu messen. Um Verwechslungen mit Durchgangsleistungsmessern zu vermeiden, werden sie auch als koaxiale Spannungssonden bezeichnet.

Die Qual der Wahl?

Beide Meßmethoden – HF-Spannungsmessung und -leistungsmessung – haben ihre Berechtigung, wenn auch manche Verfänger des einen oder anderen Verfahrens Argumente für oder gegen die Spannungsmessung bei hohen Frequenzen vorbringen. Für Anwender der Rohde & Schwarz-HF-Voltmeter URV 35 und URV 55 sowie der Abschlußleistungsmesser NRVS und NRVD stellt sich allerdings kein Entscheidungsproblem, denn alle Meßköpfe der Reihen URV5-Z und NRV-Z sind, wie erwähnt, an allen Grundgeräten ohne Genauigkeitseinbuße betreibbar. Dieses einzigartige Konzept ermöglicht den universellen Einsatz eines beliebigen Modells in allen Bereichen der HF-Meßtechnik.

WF 39821



Bei der HF-Spannungsmessung kommen Tast- und Durchgangsköpfe zur Anwendung



WF 43230

HF-Millivoltmeter



WF 43229

Pegelmesser URV 35

In der Namensgebung spiegelt sich die Dualität des URV 35 als universeller Spannungs- und Leistungsmesser wider. Er ist (als Batterieausführung) auch unterwegs einsatzbereit, über RS-232-C-Schnittstelle systemfähig und mit einer einzigartigen Kombination aus analoger und digitaler Anzeige ausgestattet, wobei die Skala des Drehspulinstruments über ein LCD-Display eingeblendet wird – immer mit dem passenden Anzeigebereich.

- DC...40 GHz
- Spannungen von μV bis kV
- Leistungen von pW bis kW
- Netz- oder Batterieausführung
- Menübedienung
- Wahlfreie Skalengrenzen
- Frequenzgangkorrektur
- Dämpfungskorrektur
- Analogausgang
- Testgenerator 1 mW/50 MHz (Option)

HF-Millivoltmeter URV 55

Das HF-Millivoltmeter URV 55 ist mit IEC-Bus ausgestattet und für den Einsatz auf dem Labortisch oder in Meßsystemen gedacht. Sämtliche Meßparameter wie Mittelungsfiler, Anzeigauflösung und Meßgeschwindigkeit sind mit minimalem Bedienungsaufwand manuell einstellbar. Natürlich ist auch vollautomatisches Messen möglich.

Das URV 55 beherrscht über die große Meßkopfpalette alle Bereiche der HF-Spannungs- und -Leistungsmessung und hat im Leistungsmesser NRVS seinen Zwillingbruder.

- DC...40 GHz
- Spannungen von μV bis kV
- Leistungen von pW bis kW
- IEC-Bus
- Frequenzgangkorrektur
- Dämpfungskorrektur
- Mittelungsfiler automatisch/manuell
- Analogausgang
- Testgenerator 1 mW/50 MHz (Option)

Abschlußleistungsmesser



WF 43224

Leistungsmesser NRVS

Der Leistungsmesser NRVS – der Zwilling des HF-Millivoltmeters URV 55 – ist das Standardgerät für die HF-Leistungsmessung auf dem Labortisch und im Meßsystem.

- DC...40 GHz
- Leistungen von pW bis kW
- Spannungen von μV bis kV
- IEC-Bus
- Frequenzgangkorrektur
- Dämpfungskorrektur
- Mittelungsfiler automatisch/manuell
- Analogausgang
- Testgenerator 1 mW/50 MHz (Option)

Zweikanal-Leistungsmesser NRVD

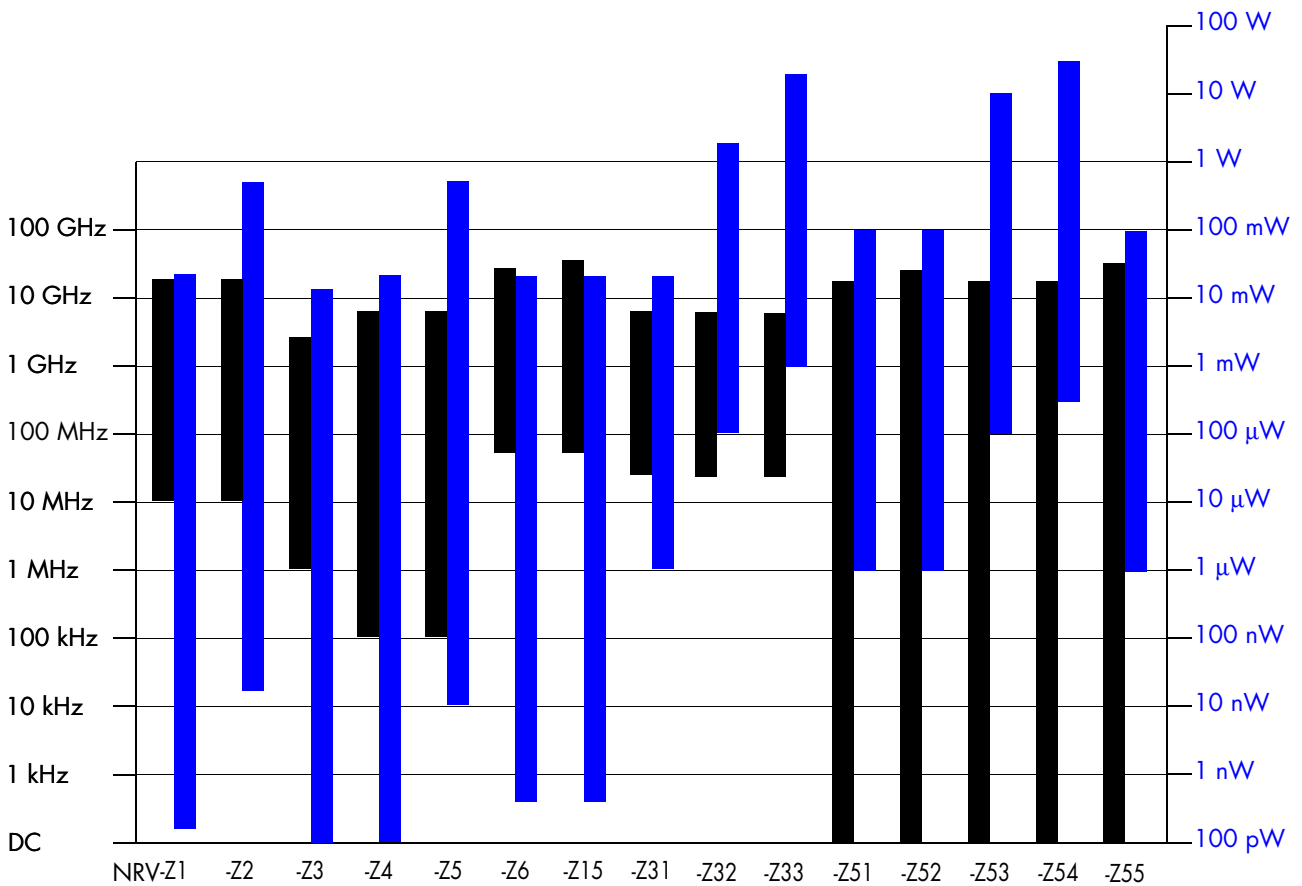
Der NRVD ist das Spitzengerät unter den Rohde & Schwarz-Leistungs- und -Spannungsmessern. Durch zwei völlig unabhängige Meßkanäle, deren Simultanwerte rechnerisch aufeinander bezogen werden können, ist der NRVD in der Lage, viele Relativmessungen – wie die Bestimmung von Dämpfung und Anpassung (über Richtkoppler oder VSWR-Brücke) – direkt auszuführen.

Der IEC-Bus-Befehlssatz des NRVD entspricht dem neuen Sprachstandard SCPI. Zusätzliche Ein-/Ausgänge erweitern die Einsatzmöglichkeiten im Systembetrieb.

Ein serienmäßig eingebauter Testgenerator erlaubt die Überprüfung der Meßköpfe und dient zum Einmessen von Zusatzkomponenten.

- DC...40 GHz
- Leistungen von pW bis kW
- Spannungen von μV bis kV
- Zwei unabhängige Kanäle
- IEC-Bus nach SCPI
- Frequenzgangkorrektur
- Dämpfungskorrektur
- Mittelungsfiler automatisch/manuell
- Testgenerator 1 mW/50 MHz serienmäßig eingebaut
- Optional DC-Frequenzeingang, Analogausgänge, Triggereingang und Readyausgang

Leistungsmeßköpfe für die URV-/NRV-Familie

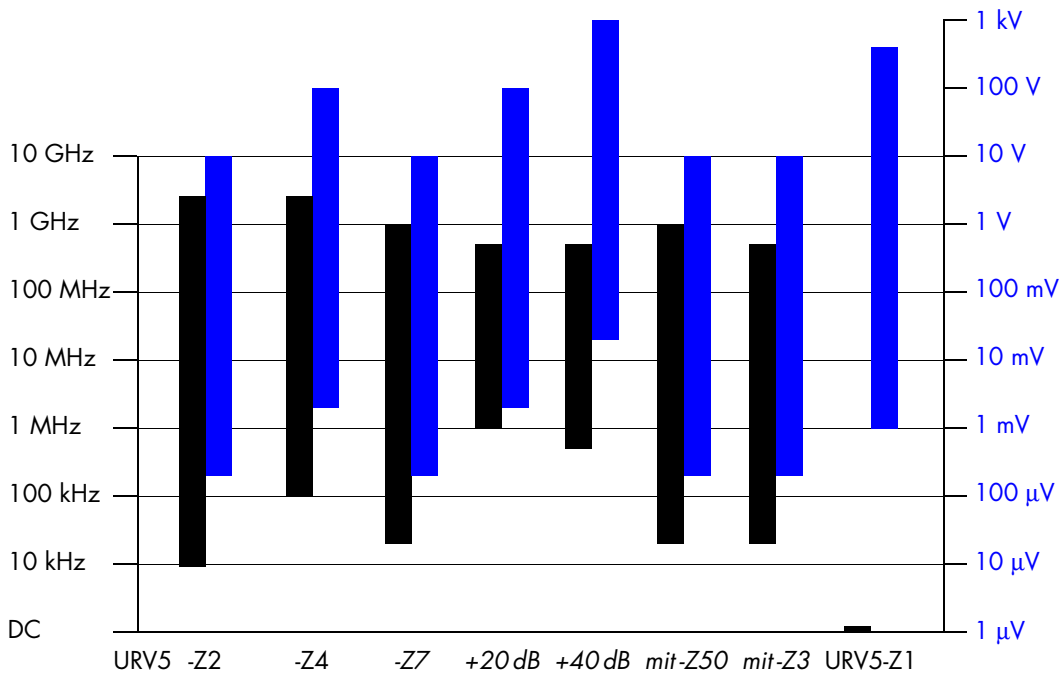


NRV-Z1	Dioden-Leistungsmeßkopf 50 Ω 200 pW...20 mW, 10 MHz...18 GHz	Leistungsmessung mit höchster Empfindlichkeit bis 18 GHz in 50-Ω-Systemen
NRV-Z2	Dioden-Leistungsmeßkopf 50 Ω 20 nW...500 mW, 10 MHz...18 GHz	Leistungsmessung mit kleinstem Anpaßfehler und für höhere Leistungen in 50-Ω-Systemen
NRV-Z3	Dioden-Leistungsmeßkopf 75 Ω 100 pW...13 mW, 1 MHz...2,5 GHz	Leistungsmessung in 75-Ω-Systemen
NRV-Z4	Dioden-Leistungsmeßkopf 50 Ω 100 pW...20 mW, 100 kHz...6 GHz	Leistungsmessung mit höchster Empfindlichkeit und sehr großer Dynamik
NRV-Z5	Dioden-Leistungsmeßkopf 50 Ω 10 nW...500 mW, 100 kHz...6 GHz	Wie NRV-Z4, jedoch für höhere Leistungen bei kleinstem Anpaßfehler
NRV-Z6	Dioden-Leistungsmeßkopf 50 Ω 400 pW...20 mW, 50 MHz...26,5 GHz	Leistungsmessung bis 26,5 GHz mit hoher Empfindlichkeit und Dynamik, PC-3,5-Stecker
NRV-Z15	Dioden-Leistungsmeßkopf 50 Ω 400 pW...20 mW, 50 MHz...40 GHz	Leistungsmessung bis 40 GHz mit hoher Empfindlichkeit und Dynamik, K-Stecker
NRV-Z31	Spitzenleistungsmeßkopf 50 Ω 1 μW...20 mW, 30 MHz...6 GHz	Messung der maximalen Hüllkurvenleistung modulierter HF; drei Modelle, auch für GSM (siehe Seite 13)
NRV-Z32	Spitzenleistungsmeßkopf 50 Ω 100 μW...2 W, 30 MHz...6 GHz	Wie NRV-Z31; zwei Modelle, Modell 05 zusätzlich für PDC und NADC (siehe Seite 13)
NRV-Z33	Spitzenleistungsmeßkopf 50 Ω 1 mW...20 W, 30 MHz...6 GHz	Wie NRV-Z31, jedoch für direkte Leistungsmessungen an Sendern; zwei Modelle (siehe Seite 13)
NRV-Z51	Thermischer Leistungsmeßkopf 50 Ω 1 μW...100 mW, DC...18 GHz	Leistungsmessung mit größter Präzision auch bei nicht-sinusförmigen Signalen, N-Stecker
NRV-Z52	Thermischer Leistungsmeßkopf 50 Ω 1 μW...100 mW, DC...26,5 GHz	Wie NRV-Z51, jedoch mit PC-3,5-Stecker für Messungen bis 26,5 GHz
NRV-Z53	Thermischer Leistungsmeßkopf 50 Ω 100 μW...10 W, DC...18 GHz	Messung höherer Leistungen mit größter Präzision
NRV-Z54	Thermischer Leistungsmeßkopf 50 Ω 300 μW...30 W, DC...18 GHz	Wie NRV-Z53, aber bis 30 W
NRV-Z55	Thermischer Leistungsmeßkopf 50 Ω 1 μW...100 mW, DC...40 GHz	Wie NRV-Z51, jedoch mit K-Stecker für Messungen bis 40 GHz



WF 40121

Spannungsmeßköpfe für die URV-/NRV-Familie



URV5-Z2	10-V-Durchgangskopf 50 Ω 200 µV...10 V, 9 kHz...3 GHz	Belastungsarme HF-Spannungsmessung und verlustarme Leistungsmessung in gut angepassten 50-Ω-Hochfrequenzleitungen
URV5-Z4	100-V-Durchgangskopf 50 Ω 2 mV...100 V, 100 kHz...3 GHz	Nahezu belastungsfreie HF-Spannungsmessung in koaxialen Leitungen, auch bei höheren Spannungen. Durch minimale Durchgangsdämpfung und Reflexion verursacht dieser Meßkopf praktisch keine Störung in der Leitung
URV5-Z7	HF-Tastkopf 200 µV...10 V, 20 kHz...1 GHz	Zur Spannungsmessung in offenen Hochfrequenzschaltungen mit geringer kapazitiver und ohmscher Belastung
...mit 20-dB-Vorsteckteiler	2 mV...100 V, 1...500 MHz	Die 20-dB- und 40-dB-Vorsteckteiler erweitern den Meßbereich des HF-Tastkopfes; die ohmsche Belastung ist durch die hohe Güte des kapazitiven Teilers vernachlässigbar, die kapazitive Belastung wird auf 0,5 pF (40-dB-Teiler) gesenkt
...mit 40-dB-Vorsteckteiler	20 mV...1000 V, 500 kHz...500 MHz	
...mit 50-Ω-Adapter URV-Z50	200 µV...10 V, 20 kHz...1 GHz	Mit integriertem Abschlußwiderstand zur Leistungs- oder Pegelmessung bis 1 GHz an Objekten mit 50 Ω Quellimpedanz
...mit 75-Ω-Adapter URV-Z3	200 µV...10 V, 20 kHz...500 MHz	Mit integriertem Abschlußwiderstand zur Leistungs- oder Pegelmessung in 75-Ω-Systemen wie etwa Antennen- oder Videoanlagen
URV5-Z1	DC-Tastkopf 1 mV...400 V, 9 MΩ 3 pF	Kapazitätsarme Gleichspannungsmessung in Hochfrequenzschaltungen bei geringster Belastung



WF 43230

Durchgangsleistungsmesser



WF 43221

Durchgangsleistungsmesser NAS

Der Durchgangsleistungsmesser NAS ist als preiswertes Universalgerät für den Service und als Meßmittel für die Installation von mobilen und stationären Sendeanlagen gedacht. Hauptanwendung ist die Überprüfung von Sendeleistung und Anpassung bei den Basisstationen des digitalen Mobilfunks sowie bei Mobiltelefonanlagen in Fahrzeugen.

- Meßköpfe für alle Sprechfunkbereiche (einschl. digitaler Mobilfunk)
- Simultane Anzeige von Vorlaufleistung und VSWR
- Batteriebetrieb

Durchgangsleistungsmesser NRT

Der Durchgangsleistungsmesser NRT dient zur hochgenauen Messung von Leistung und Anpassung. Die Bedienung über gut gegliederte Menüs ist kinderleicht, wichtige Funktionen werden durch Tastendruck aktiviert. Erstmals wurde im Meßkopf ein Rechner integriert und zwischen Grundgerät und Meßkopf eine genormte digitale Schnittstelle eingesetzt. Diese ermöglicht die direkte Steuerung des Meßkopfes über einen PC. Die große Anzahl der Meßköpfe erschließt alle Applikationen in der klassischen Funktechnik und in der digitalen Funkkommunikation.

- Simultane Anzeige von Vorlaufleistung und Anpassung
- Messung der mittleren Leistung (AVG) unabhängig von der Modulationsart
- Messung von Spitzenleistung (PEP), Crest-Faktor und mittlerer Burstleistung
- Kompatibel zu allen gebräuchlichen digitalen Standards wie GSM, DECT, PHS, NADC, PDC, DAB, IS-95-CDMA, W-CDMA, ...
- NRT-Z Meßköpfe direkt an einem PC anschließbar
- IEC-Bus- und RS-232-Schnittstelle
- Meßköpfe des Vorgängermodells NAP anschließbar
- Netz- und Batteriebetrieb (Option)

Meßköpfe zum NAS	NAS-Z1	NAS-Z2	NAS-Z3	NAS-Z5	NAS-Z6 für GSM 900	NAS-Z7 für GSM 900/1800/1900	Meßköpfe zum NRT	NRT-Z43 (an PC anschließbar)	NRT-Z44 (an PC anschließbar)
Meßbereich	0,01...120 W	0,1...1200 W	0,01...120 W	0,01...120 W	0,01...120 W	0,01...30 W	Meßbereich AVG	0,007...30 W	0,03...120 W
Meßbereich PEP	—	—	—	—	—	—	Meßbereich PEP	0,1...75 W	0,4...300 W
Frequenzbereich	1...30 MHz	1...30 MHz	25...200 MHz	70...1000 MHz	890...960 MHz	890...960 MHz 1710...1990 MHz	Frequenzbereich	0,4...4 GHz	0,2...4 GHz

Meßköpfe zum NRT	NAP-Z3	NAP-Z4	NAP-Z5	NAP-Z6	NAP-Z7	NAP-Z8	NAP-Z9	NAP-Z10 (Modell 04 für GSM 900)	NAP-Z11
Meßbereich AVG	0,01...35 W	0,03...110 W	0,1...350 W	0,3...1100 W	0,05...200 W	0,5...2000 W	0,3 mW...1,1 W	0,005...20 W	0,05...200 W
Meßbereich PEP	—	—	—	—	0,5...200 W	5...2000 W	—	0,05...20 W	0,5...200 W
Frequenzbereich	25...1000 MHz				0,4...80 MHz	0,2...80 MHz	0,1...1 GHz	35 MHz...1 GHz (Modell 02) 890...960 MHz (Modell 04)	

Effektivwert-/Spitzenwert-Voltmeter



WF 43226

Diese Geräte haben eine breitbandige Verstärkerschaltung, die das Meßsignal rauscharm auf den passenden Pegel für die eingebauten Gleichrichterschaltungen verstärkt. Durch die hochohmige Eingangsschaltung wird das Meßobjekt nur gering belastet. Für die Messung in offenen Schaltungen können handelsübliche Oszilloskop-Tastköpfe (1:1, 10:1, 100:1) angeschlossen werden. Der eingebaute Verstärker weist eine Bandbreite von Gleichspannung bis über 30 MHz auf. Eine für Rohde & Schwarz patentierte Effektivwert-Gleichrichterschaltung erlaubt im Gegensatz zu den sonst üblichen thermischen Verfahren eine hohe Meßgeschwindigkeit ohne Verlust an Bandbreite und Genauigkeit.

RMS-Voltmeter URE 2

Das URE 2 mißt Gleichspannungen und den Effektivwert von Wechsel- und Mischspannungen. Meßgeschwindigkeiten bis 30 Messungen pro Sekunde machen es zu einem höchst effizienten Bestandteil automatischer Meßsysteme in der Produktion. Durch seine hohe Genauigkeit und die einfache Bedienung bei einer Vielzahl an Einstellmöglichkeiten ist es zudem das ideale Gerät fürs Entwicklungslabor.

- DC, 10 Hz...25 MHz
- 50 μ V...300 V RMS (AC, AC+DC)
- 20 μ V...300 V DC
- IEC-Bus

RMS/PEAK-Voltmeter URE 3

Das URE 3 weist alle Vorzüge des URE 2 auf und enthält darüber hinaus einen Frequenzzähler bis 30 MHz und schnelle Spitzenwertgleichrichter. Der Frequenzzähler ermöglicht eine automatische Frequenzgangkorrektur. Digitale Signalverarbeitung erweitert den Frequenzbereich zu tiefen Frequenzen bis 0,02 Hz (nur RMS). Die Meßzeit kann dabei genau an die Periode des Meßsignales angepaßt werden. Damit läßt sich die physikalisch kürzest mögliche Meßzeit von einer Signalperiode erreichen.

- DC, 0,02 Hz...30 MHz
- 50 μ V...300 V RMS (AC, AC+DC)
- 100 μ V...500 V \pm PEAK (AC, AC+DC)
- 20 μ V...300 V DC
- Frequenzmessung
- IEC-Bus
- Analogausgänge, TTL-Frequenzeingang, Triggereingang, Ready-Ausgang (Option)

Applikation: Leistungsmessung »mit PEP«



WF 41894

Die modernen digitalen Funknetze stellen hohe Anforderungen an die Leistungsmeßtechnik. Rohde & Schwarz trägt dem durch kontinuierliche Erweiterung der Meßkopfpalette zu seinen Spannungs- und Leistungsmessern Rechnung. Jede Meßgerätefamilie ist voll GSM-fähig, daneben gibt es Meßmöglichkeiten für viele andere digitale Kommunikationsstandards.

Genauere Leistungsmessungen sind bei der Entwicklung und Fertigung von Funktelefonen sowie bei der Installation kompletter Sendeeinrichtungen unentbehrlich.

Bei modulierten oder getakteten Sendesignalen wird neben der präzisen Erfassung des einfachen Leistungsmit-

telwertes (AVG) mit thermischen Sensoren oder speziellen Dioden-Sensoren zunehmend die Messung der maximalen Hüllkurvenleistung (Peak Envelope Power, PEP), des Verhältnisses PEAK/AVG (Crest Factor CF), der Amplitudenverteilung (CCDF) oder des Leistungsmittelwertes über ein definiertes Zeitintervall gefordert. Zum Beispiel bei den modernen digitalen Funknetzen mit TDMA-Struktur. Hier werden die Informationen für die einzelnen Sprach- und Datenkanäle komprimiert in schmalen Zeitschlitzern ausgesendet. Mehrere aufeinanderfolgende Zeitschlitzern bilden zusammen einen Rahmen, nach dessen Aussendung im allgemeinen wieder mit dem ersten Zeitschlitz fortgefahren wird.

Gesucht ist die Leistung innerhalb eines Zeitschlitzes, eventuell noch unterschieden nach Spitzen- und Mittelwert. Vom Modulationsverfahren hängt es nämlich ab, ob die Hüllkurve innerhalb des Zeitschlitzes eben ist (z.B. bei GMSK und GFSK) oder im Takt der Symbolrate schwankt, wie bei $\pi/4$ -DQPSK.

Die GSM-Spezifikationen sehen als Modulationsverfahren GMSK vor. Acht Zeitschlitzern von jeweils 577 μ s Dauer bilden zusammen einen 4,615 ms breiten Rahmen. Mobilstationen belegen darin jeweils einen Zeitschlitz und senden daher HF-Bursts von 577 μ s Dauer und einer Wiederholrate von 216,7 Hz aus.

Am Beginn der Aussendung ist ein Überschwinger zugelassen, der nach den Spezifikationen bis zu 4 dB über der ansonsten ebenen Hüllkurve des Bursts liegen darf. Alle Meßköpfe von Rohde & Schwarz mit der Funktion PEP können die quasistationäre Leistung einer Mobilstation innerhalb des jeweiligen Zeitschlitzes, das heißt ihre Sendeleistung, messen. Mögliche Überschwinger werden bei den meisten Meßköpfen ausgeblendet.

GSM-Basisstationen belegen je nach Verkehrsdichte bis zu acht Zeitschlitzern. Da die Anwahl eines bestimmten Zeitschlitzes mit normalen Leistungsmessern nicht möglich ist, kommt bei den Meßköpfen mit der Funktion PEP die Leistung des Zeitschlitzes mit der größten Sendeleistung zur Anzeige.

TDMA-Funkgeräte mit $\pi/4$ -DQPSK-Modulation (z.B. nach NADC-, PDC- oder TETS-Standard) senden ihre Information ebenfalls in Form von HF-Bursts aus, allerdings schwankt die Sendelei-

Spitzenleistungsmeßköpfe für den digitalen Mobilfunk

Typ	Frequenzbereich	Leistungsbereich	Funktion	Burstbreite	Burstfolge	Anwendung
NRV-Z31 Modell 02 Modell 03 Modell 04	30 MHz...6 GHz 30 MHz...6 GHz 30 MHz...6 GHz	1 µW...20 mW 1 µW...20 mW 1 µW...20 mW	PEP PEP PEP	$\geq 2 \mu s$ $\geq 2 \mu s$ $\geq 200 \mu s$	$\geq 10 \text{ Hz}$ $\geq 100 \text{ Hz}$ $\geq 100 \text{ Hz}$	NADC, PDC, TFFS, INMARSAT M, TV, allg. NADC, PDC, TFFS, INMARSAT M, TV, allg. GSM 900/1800/1900, DECT
NRV-Z32 Modell 04 Modell 05	30 MHz...6 GHz 30 MHz...6 GHz	100 µW...2 W 100 µW...4 W	PEP PEP	$\geq 200 \mu s$ $\geq 2 \mu s$	$\geq 100 \text{ Hz}$ $\geq 25 \text{ Hz}$	GSM 900/1800/1900, DECT, GSM 900/1800/1900, NADC, PDC
NRV-Z33 Modell 03 Modell 04	30 MHz...6 GHz 30 MHz...6 GHz	1 mW...20 W 1 mW...20 W	PEP PEP	$\geq 2 \mu s$ $\geq 200 \mu s$	$\geq 100 \text{ Hz}$ $\geq 100 \text{ Hz}$	TV, allgemein GSM 900/1800/1900
NAS-Z6	890 MHz...960 MHz	0,01 W...120 W	PEP	577 µs	217 Hz	GSM 900/1800/1900
NAS-Z7	890 MHz...960 MHz 1710 MHz...1990 MHz	0,01 W...30 W	PEP	577 µs	217 Hz	GSM 900/1800/1900
NAP-Z10 Modell 02 Modell 04	35 MHz...1000 MHz 890 MHz...960 MHz	0,05 (0,005) W...20 W 0,02 (0,005) W...20 W	AVG, PEP AVG, PEP	$\geq 4,5 \mu s$ 577 µs	$\geq 50 \text{ Hz}$ 217 Hz	TV, NADC, PDC, allgemein GSM 900
NAP-Z11 Modell 02 Modell 04	35 MHz...1000 MHz 890 MHz...960 MHz	0,5 (0,05) W...200 W 0,2 (0,05) W...200 W	AVG, PEP AVG, PEP	$\geq 4,5 \mu s$ 577 µs	$\geq 50 \text{ Hz}$ 217 Hz	TV, NADC, PDC, allgemein GSM 900
NRT-Z43	400 MHz...4 GHz	0,1 (0,007) W...75 W	AVG, PEP, CF, BRST.AV, CCDF	$\geq 0,2 \mu s$	$\geq 10 \text{ Hz}$	GSM 900/1800/1900, NADC, PDC, DECT, TETRA, DAB, IS95-CDMA, W-CDMA
NRT-Z44	200 MHz...4 GHz	0,4 (0,03) W...300 W				

Für alle Leistungsmesser-Gerätefamilien sind digitalfunktaugliche Meßköpfe lieferbar

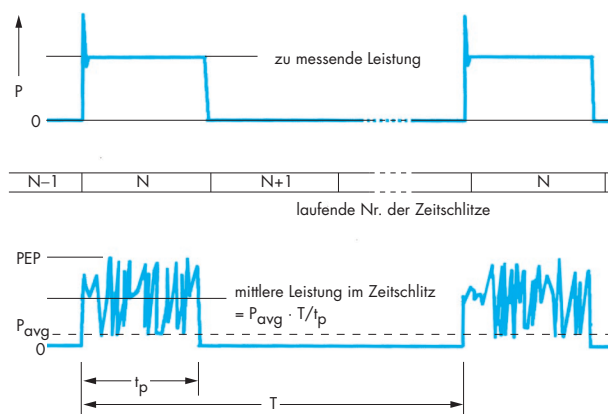
stung innerhalb des Bursts im Takt der Symbolrate. Die Abweichungen betragen etwa $+2/-10 \text{ dB}$, bezogen auf den Mittelwert.

Mit NRV-Z31 (Modell 02), NRV-Z32 (Modell 05) und den Meßköpfen NRT-

Z43 und -Z44 läßt sich der PEP-Wert solcher Signale ermitteln.

Die Meßköpfe NRT-Z43 und -Z44 gestatten durch die Berücksichtigung des Tastverhältnisses zusätzlich die Messung der mittleren Leistung innerhalb des aktiven Zeitschlitzes.

Eine besondere Bedeutung hat die Messung der maximalen Hüllkurvenleistung (PEP) bzw. des Verhältnisses PEP/AVG für die Kommunikationsstandards IS-95 CDMA und W-CDMA. Bedingt durch das Modulationsverfahren treten hier sehr hohe Signalspitzen auf, die bis zu 10 dB oder mehr über dem Leistungsmittelwert liegen. Da Signalverfälschungen durch Amplitudenbegrenzung u.a. Übersprechen in benachbarte Kanäle nach sich ziehen können, kommt einem linearen Verhalten aller an der Signalerzeugung beteiligten Komponenten hohe Bedeutung zu. Das Verhältnis von Spitzenleistung zu mittlerer Leistung ist daher ein wesentliches Qualitätskriterium des Sendesignals. Mit NRT-Z43 und -Z44 stehen zwei Durchgangsmessköpfe zur Verfügung, die die Messung dieser Größe sowie des Leistungsmittelwertes auf einfache und preiswerte Weise gestatten.



Hüllkurvenleistung einer TDMA-Mobilstation mit Modulationsart GMSK oder GFSK (oben) und $\pi/4$ -DQPSK (unten)

Grundlagen der HF-Leistungsmessung

Das Messen der elektrischen Leistung hat im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich eine ähnliche Bedeutung wie die Spannungsmessung in der Elektronik oder der allgemeinen Elektrotechnik. Leistungsmeßgeräte werden für die unterschiedlichsten Aufgaben eingesetzt, sie sind unverzichtbar in Labor und Prüffeld. Verglichen mit Spektrum- oder Netzwerkanalysatoren handelt es sich um relativ einfache Geräte. Dabei wird meist übersehen, daß gerade in den letzten zehn Jahren große Fortschritte bei der aufwendigen Korrektur meßkopfspezifischer Fehler gemacht wurden. Trotzdem sind der Anwendung aller Meßköpfe relativ enge physikalische Grenzen gesetzt. Die Wahl eines ungeeigneten Meßkopfes gehört daher immer noch zu den häufigsten Fehlerursachen beim Messen der HF-Leistung. Dieses Repetitorium will durch eine ausführliche Beschreibung der unterschiedlichen Meßprinzipien Hilfestellung bei der Auswahl des passenden Meßmittels geben.

Eine zweite große Fehlerquelle liegt in der Rückwirkung des Meßgeräts auf den Meßkreis. Vielfach unbekannt, treten solche Rückwirkungen auch an genormten Leitungsschnittstellen auf. Bei der korrekt ausgeführten Leistungsmessung werden sie offenbar, da hier die Meßunsicherheiten so gering sind, daß diese Fehlerquellen nicht im Hintergrundrauschen anderer Störeffekte versinken.

1 Grundlagen

1.1 Leistungsbegriff

Mit der Entwicklung der trägergebundenen Nachrichtentechnik am Anfang dieses Jahrhunderts entstand parallel dazu die Meßtechnik für hochfrequente Spannungen, Ströme und Leistungen. Bei der Mehrzahl der Verfahren wurde die Meßgröße durch Umwandlung in eine äquivalente Wärmeleistung ermittelt. Dies war lange Zeit die einzige Möglichkeit für genaue Messungen bei fast beliebig hohen Frequenzen. Inzwischen sind direkte Spannungs- und Strommessungen bis in den GHz-Bereich ohne den Umweg über die thermische Umwandlung möglich. Trotzdem wird die Intensität von HF- oder Mikrowellensignalen immer noch als Leistung angegeben. Neben der hohen Genauigkeit thermischer Leistungsmesser sind dafür weitere Gründe ausschlaggebend.

Jede Signalübertragung durch Wellen, man denke auch an die Schallaus-

breitung, ist mit einem Transport von Energie verbunden. Nur der Energiefluß pro Zeiteinheit, die Leistung, ist ein absolutes Maß für die Stärke der Welle. Im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich wird der Wellencharakter des elektromagnetischen Feldes spürbar, da die Abmessungen von Verbindungsleitungen und Baugruppen in die Größenordnung der verwendeten Wellenlänge kommen. Das muß in der Wahl der elektrischen Meßgröße berücksichtigt werden. Spannung und Stromstärke sind weniger gut geeignet, da sie neben der Stärke des Feldes auch noch von den physikalischen Eigenschaften des Übertragungsmediums – Abmessungen, Dielektrizitätskonstante und Permeabilität – abhängig sind. Man betrachte zum Beispiel zwei angepaßte Koaxialkabel mit 50Ω und 75Ω Wellenwiderstand. Bei gleicher übertragener Leistung unterscheiden sich Spannung und Strom jeweils um den Faktor 1,22.

Daneben gibt es meßtechnische Gründe, die für die Verwendung der

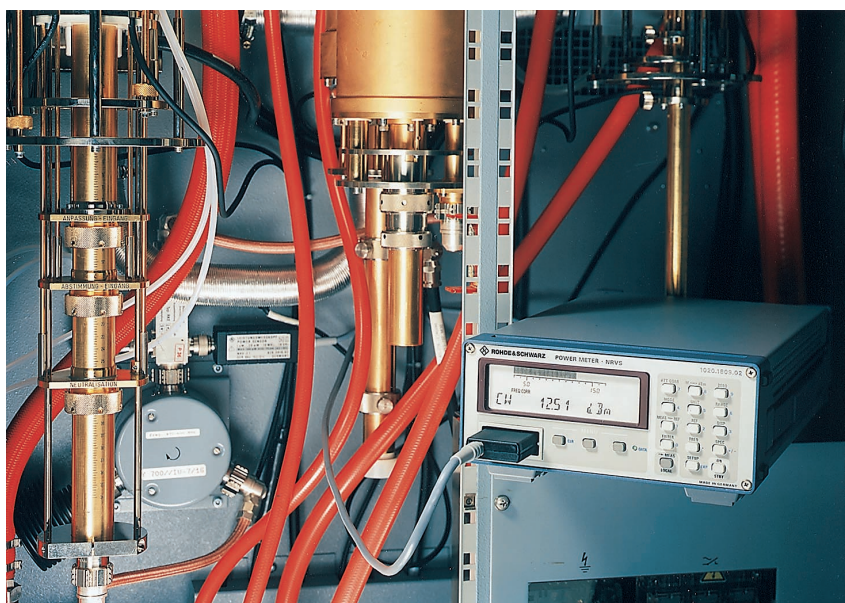


Bild 1:
Leistungsmessung an einem TV-Sender mit dem Power Meter NRVS

WF 40103

Leistungsdefinition

Größe Leistung sprechen. In Hohlleitern sind Spannung und Stromstärke nicht meßbar, und beim Auftreten stehender Wellen ist ihre Messung mit großen Unsicherheiten verbunden. Schließlich bestimmt die Leistung ganz entscheidend die Auslegung einer Anlage oder eines Geräts. Angefangen beim Netzanschluß, über die Kühlung bis zum coaxialen HF-Ausgang hängen alle Komponenten eines Leistungssenders oder -verstärkers von der Höhe der erzeugten HF-Leistung ab.

In diesem Zusammenhang soll der kommerzielle Aspekt beim Messen sehr hoher Leistungen, etwa an einem TV-Sender (Bild 1), nicht unerwähnt bleiben. Hinter jedem Prozent Meßunsicherheit steckt immer eine relativ große Leistung, die bezahlt werden muß. So kann der Hersteller eines mit 10 kW spezifizierten Senders gezwungen sein, für jedes Prozent Meßunsicherheit bei der Abnahme prophylaktisch 100 W HF-Leistung mehr einzubauen.

1.2 Definition der elektrischen Leistung

Leistung ist allgemein definiert als Energiezu- oder -abfluß pro Zeiteinheit. Ausgehend von Spannung und Stromstärke an einer Schnittstelle, kann die übertragene Leistung als Produkt der Momentanwerte beider Größen dargestellt werden (Bild 2):

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) \quad (1)$$

Bei den sinusförmigen Signalen der HF- und Mikrowellentechnik schwankt die Momentanleistung $p(t)$ im Takt der

doppelten Frequenz um einen Mittelwert. Nur der Mittelwert ist meßtechnisch erfaßbar. Er wird als Leistung P bezeichnet. Mit der bekannten Beziehung

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (2)$$

kann er aus den Effektivwerten von Spannung und Stromstärke sowie der Phasenverschiebung φ berechnet werden. Um Verwechslungen mit anderen Leistungsdefinitionen zu vermeiden, bezeichnet man P auch als Wirkleistung.

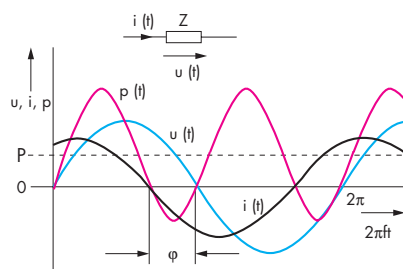


Bild 2: Leistungsaufnahme eines passiven Zweipols bei sinusförmiger Anregung (u , i , p : Momentanwerte von Spannung, Stromstärke und Leistung; P : Leistungsmittelwert)

Bei modulierten Sinussignalen muß der Leistungsbegriff weiter differenziert werden (Bild 3). Als mittlere Leistung P_{avg} wird der Durchschnitt von P über eine Modulationsperiode bezeichnet. Dieser Wert wird von einem thermischen Leistungsmesser angezeigt.

Die über eine Periode des Trägersignals gemittelte Leistung heißt Hüllkurvenleistung $P_e(t)$. Sie schwankt im Takt der Modulationsfrequenz. Ihr Größtwert ist die maximale Hüllkurvenleistung oder kurz PEP (Peak Envelope Power). Der PEP-Wert ist eine wichtige Größe zur Spezifikation von Sendern. PEP-Wert und Hüllkurvenleistung kön-

nen nur mit Spitzen- oder Hüllkurvenleistungsmessern auf der Basis schneller Dioden-Sensoren erfaßt werden.

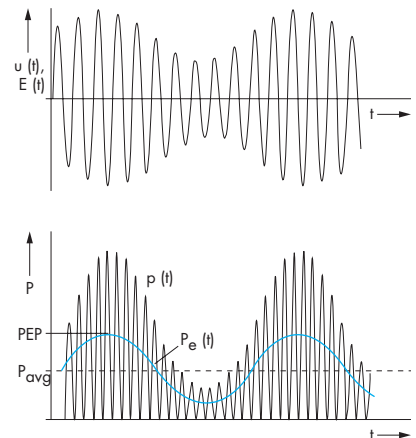


Bild 3: Hüllkurvenmoduliertes Mikrowellensignal oben: Spannung und Feldstärke unten: Momentanleistung $p(t)$, Hüllkurvenleistung $P_e(t)$, maximale Hüllkurvenleistung PEP und mittlere Leistung P_{avg}

Bei gepulsten Signalen (HF-Bursts) ist auch eine andere Meßmethode möglich. Wenn das Tastverhältnis t_p/T bekannt ist, kann die Spitzenleistung aus der mittleren Leistung P_{avg} berechnet werden (Bild 4). Zur Unterscheidung von der maximalen Hüllkurvenleistung wird dieser Wert auch Impulsleistung P_p genannt.

$$P_p = \frac{P_{avg}}{(t_p/T)} \quad (3)$$

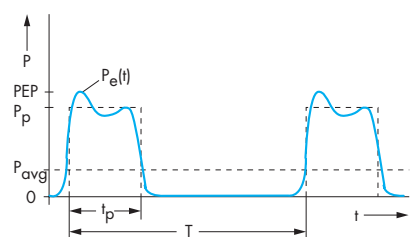


Bild 4: Impulsleistung P_p (gestrichelt)

Leistungsübertragung

1.3 Einheit und Leistungspegel

Die elektrische Leistung wird in der Einheit Watt (W) angegeben. Daneben sind wegen des großen Leistungsbereichs, der meßtechnisch erfaßt werden muß, logarithmische Pegelangaben üblich. Relative Leistungspegel L_r sind auf eine frei wählbare Referenzleistung P_0 bezogen und werden in dB angegeben:

$$L_r = 10 \text{ dB} \cdot \lg\left(\frac{P}{P_0}\right) \quad (4)$$

Absolute Leistungspegel L_{abs} sind auf 1 mW bezogen und werden zur Unterscheidung mit dBm gekennzeichnet:

$$L_{\text{abs}} = 10 \text{ dBm} \cdot \lg\left(\frac{P}{1 \text{ mW}}\right) \quad (5)$$

$$P = 1 \text{ mW} \cdot 10^{L_{\text{abs}}/10 \text{ dBm}} \quad (6)$$

Nachfolgend eine Gegenüberstellung von absoluten und relativen Leistungsangaben über 18 Zehnerpotenzen:

Leistung P	Pegel $L_{\text{abs}}/\text{dBm}$
1 pW	-90
1 nW	-60
1 μ W	-30
1 mW	0
1 W	+30
1 kW	+60
1 MW	+90

2 Leistungsübertragung und Anpassung

Der Begriff der elektromagnetischen Welle erweist sich als äußerst nützlich bei der Beschreibung der Energieübertragung im HF- und Mikrowellenbe-

reich. Der gesamte Komplex der Anpassung kann dadurch sehr transparent ohne viel theoretischen Ballast dargestellt werden. Daher sollen die wichtigsten Gesetzmäßigkeiten auf dieser Basis erläutert werden. Die Verbindung zu Spannung und Stromstärke in koaxialen Systemen wird am Schluß des Kapitels hergestellt.

2.1 Quelle und Verbraucher

Jede Art von hochfrequenter Leistungsmessung spielt sich zwischen einer Quelle und einem Verbraucher ab. Bei der Abschlußleistungsmessung ist das Meßgerät selbst der Verbraucher. Verglichen mit hochohmigen, praktisch belastungsfreien Spannungsmessungen, kann die Rückwirkung auf die Quelle meist nicht vernachlässigt werden. Daher soll sie näher betrachtet werden.

Man denke sich dazu Quelle und Verbraucher über einen genormten Wellenleiter, zum Beispiel ein Stück koaxiale Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 , verbunden (Bild 5). Die Quelle soll ein sinusförmiges Signal konstanter Amplitude liefern. Der Leistungsabschnitt wird als verlustfrei angenommen. Wenn alle Einschwingvorgänge abgeklungen sind, haben sich zwei stationäre Wellen ausgebil-

det. Die eine fließt von der Quelle zum Verbraucher (Vorlauf), die andere in umgekehrter Richtung (Rücklauf). Die beiden Wellen führen die Vorlaufleistung P_i (Incident Power) und die im allgemeinen kleinere Rücklaufleistung P_r (Reflected Power) mit sich. Das Verhältnis P_r/P_i hängt nur von der Anpassung des Verbrauchers an den Wellenleiter ab. Bei idealer Anpassung ist es Null.

$$\frac{P_r}{P_i} = r_L^2 \quad (7)$$

r_L ist der Reflexionsfaktor-Betrag des Verbrauchers. Für die meisten Anwendungen der Leistungsmeßtechnik kann allein mit dem Betrag gerechnet werden. Sonst ist ergänzend die Angabe des Phasenwinkels Φ_L nötig. Betrag r_L und Phase Φ_L können in einer komplexen Zahl, dem komplexen Reflexionsfaktor Γ_L zusammengefaßt werden:

$$r_L = |\Gamma_L|, \quad \Phi_L = \arg(\Gamma_L)$$

Das logarithmierte Leistungsverhältnis $10 \lg P_i/P_r$ (in dB) wird als Rückflußdämpfung a_r bezeichnet und wie Reflexionsfaktor r und Welligkeit s als Maß für die Anpassung verwendet (Bild 6).

Dem Verbraucher wird netto nur die Differenz von Vor- und Rücklaufleistung zugeführt. Sie bezeichnet man daher auch als Nutzleistung oder absorbierte Leistung P_d (Absorbed Power):

$$P_d = P_i - P_r \quad (8)$$

$$P_d = P_i(1 - r_L^2) \quad (9)$$

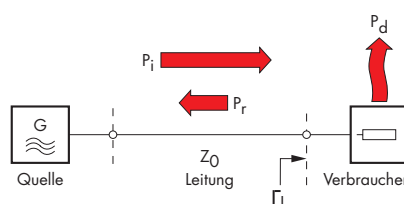


Bild 5: Leistungsfluß zwischen Quelle und Verbraucher

Nennleistung

Das logarithmierte Verhältnis $10 \lg P_i/P_d$ (in dB) heißt Fehlanpassungsdämpfung α_d (Mismatch Loss). Es beschreibt den relativen Leistungsverlust durch Reflexion. Für Reflexionsfaktoren kleiner als 0,1 (10%) ist der Leistungsverlust kleiner als 1%, das heißt, Vorlaufleistung und absorbierte Leistung sind quasi identisch.

dB α_r	r	s	dB α_d
0	1,0	∞	∞
	0,5	5	3
10	0,3	3	1
	0,2	2	0,5
20	0,1	1,5	0,2
	0,05	1,2	0,1
30	0,03	1,1	0,05
	0,02	1,05	0,02
40	0,01	1,02	0,01
	0,005	1,01	0,005
50	0,003	1,005	0,002
	0,002	1,002	0,001
60	0,001	1,001	0,0005

Bild 6: Umrechnung zwischen Reflexionsfaktor r, Welligkeit s, Rückflußdämpfung α_r und Fehlanpassungsdämpfung α_d

2.2 Verfügbare Leistung der Quelle

Bisher wurde nur das Verhältnis von Leistungen betrachtet. Um die absolute Höhe des Leistungsniveaus bestimmen zu können, muß die Nennleistung der Quelle bekannt sein. Dafür gibt es zwei Festlegungen.

Aus physikalischer Sicht definiert man die maximal verfügbare Nutzleistung P_{Gmax} als Nennleistung der Quelle. Um sie entnehmen zu können, muß der Verbraucher konjugiert komplex an

die Quelle angepaßt werden. Das bedeutet, daß die Beträge der Reflexionsfaktoren gleich groß, die Phasenwinkel genau entgegengesetzt sein müssen: $r_l = r_G$, $\Phi_l = -\Phi_G$ (Index G = Größen der Quelle). Da die maximal verfügbare Leistung unabhängig vom verwendeten Wellenleiter ist, kann sie sehr genau bestimmt werden. Die konjugiert komplexe Anpassung über einen Tuner (Bild 7) ist allerdings zeitaufwendig und für viele Quellen, zum Beispiel Leistungsendstufen mit kleinem Ausgangswiderstand, nicht zulässig.

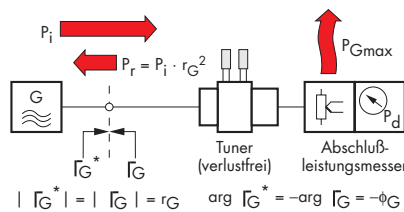


Bild 7: Messen der maximal verfügbaren Quellenleistung durch konjugiert komplexe Anpassung über Tuner

Praxisnäher definiert man die Nennleistung der Quelle als diejenige Leistung, die bei reflexionsfreiem Abschluß des Ausgangs mit dem spezifizierten Wellenwiderstand übertragen werden kann. Man nennt sie auch an Z_0 verfügbare Leistung P_{GZ0} . Das ist die in der HF- und Mikrowellentechnik übliche Festlegung. Zur Messung wird nur ein entsprechend kalibrierter Abschlußleistungsmesser an die Quelle angeschlossen (Bild 8). Die erreichbare Genauigkeit wird durch die Fehlanpassungsunsicherheit (siehe unten) eingeschränkt.

Die maximal verfügbare und die an Z_0 verfügbare Leistung sind über den Betrag des Reflexionsfaktors der Quelle (r_G) miteinander verknüpft:

$$P_{Gmax} = \frac{P_{GZ0}}{1 - r_G^2} \quad (10)$$

Nur bei quellseitiger Anpassung ($r_G = 0$) sind beide Leistungen gleich, sonst ist P_{Gmax} immer größer als P_{GZ0} .

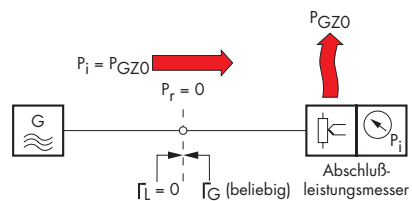


Bild 8: Messen der an Z_0 verfügbaren Quellenleistung

2.3 Leistung bei fehlangepasstem Verbraucher

Bei angepaßter Quelle (Bild 9a) nimmt die absorbierte Leistung phasenunabhängig mit zunehmendem Betrag des Reflexionsfaktors r_l ab:

$$P_d = P_{GZ0}(1 - r_l^2) \quad \text{bei } r_G = 0 \quad (11)$$

Die Leistungsabnahme ist allein auf die Reflexionsverluste am Verbraucher zurückzuführen. Die Vorlaufleistung bleibt unverändert, wie der Vergleich mit Gleichung (9) zeigt.

$$P_i = P_{GZ0} \quad \text{bei } r_G = 0 \quad (12)$$

Die Vorlaufleistung ist bei einer angepaßten Quelle immer gleich der an Z_0 verfügbaren Leistung. Eine Rückwirkung des Verbrauchers findet nicht statt.

Bei fehlangepasster Quelle (Bild 9 b/c) hängt die absorbierte Leistung von den Beträgen und Phasenwinkeln beider Reflexionsfaktoren ab. Hält man

Fehlanpassung

zum Beispiel den Betrag des verbraucherseitigen Reflexionsfaktors konstant und dreht nur die Phase, schwankt die Leistung periodisch um einen Mittelwert. Dieser ist bei kleinen Reflexionsfaktoren gleich der an Z_0 verfügbaren Leistung. Bei schlechter werdender Anpassung nimmt der Mittelwert durch die Reflexionsverluste ab, die relative Schwankungsbreite wird größer.

Die Rückwirkung des Verbrauchers ist so zu erklären, daß die zurücklaufende Welle an der fehlangepaßten Quelle nochmals reflektiert wird (Sekundär-Reflexion) und sich der vorlaufenden Welle überlagert. Abhängig von der Phasenlage findet eine Verstärkung oder Abschwächung statt. Bei angepaßter Quelle wird die rücklaufende Welle hingegen vollständig absorbiert, so daß die Vorlaufleistung immer gleich groß bleibt.

Nur wenn die Reflexionsfaktoren von Quelle und Verbraucher an der Schnittstelle nach Betrag und Phase bekannt sind, kann das Leistungsniveau berechnet werden. Für die Vorlaufleistung gilt

$$P_i = \frac{P_{GZ0}}{|1 - \Gamma_G \cdot \Gamma_L|^2} \quad (13)$$

Nutz- und Rücklaufleistung können daraus mit Gleichung (7) und (9) berechnet werden. Für quell- oder verbraucherseitige Anpassung gilt der Sonderfall $P_i = P_{GZ0}$.

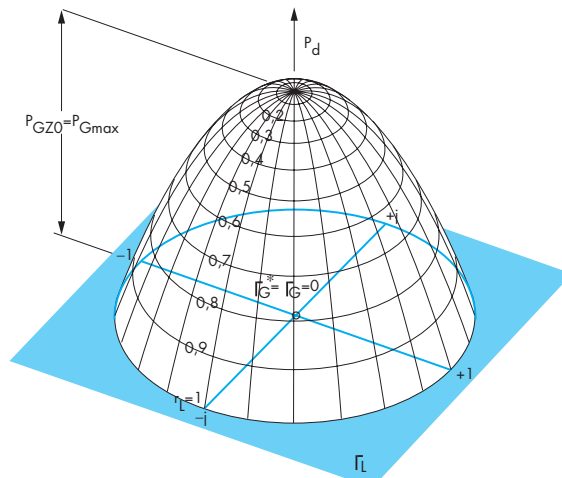
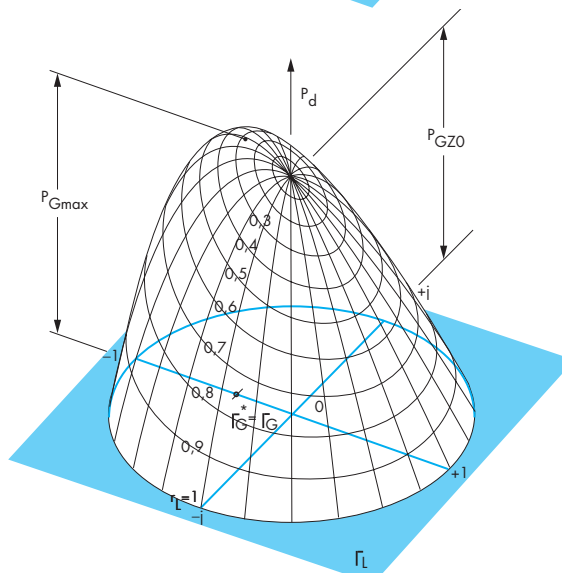
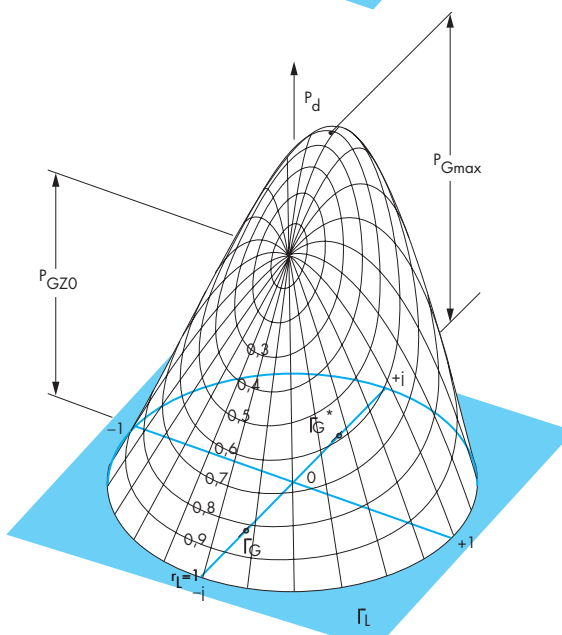


Bild 9: Nutzleistung einer Quelle, aufgetragen über der Ebene des komplexen Verbraucher-Reflexionsfaktors Γ_L . Das Gitternetz entsteht durch Projektion der Kreise $r_L = \text{const.}$ und der Geraden $\Phi_L = \text{const.}$

a) angepaßte Quelle ($r_G = 0$)



b) fehlangepaßte Quelle,
 $r_G = 0,3$
($s = 2$; $\Phi_G = 180^\circ$)



c) fehlangepaßte Quelle,
 $r_G = 0,5$
($s = 3$; $\Phi_G = -90^\circ$)

Spannung und Strom

2.4 Fehlanpassungsunsicherheit

In der Praxis können die Phasenwinkel der Reflexionsfaktoren an der Schnittstelle meistens nicht berücksichtigt werden, zumal sie sich mit jeder Leitungsverlängerung, zum Beispiel durch einen Adapter, verändern. Dann kann nur der Streubereich der übertragenen Leistung bestimmt werden. Für die Vorlaufleistung gilt

$$\frac{P_{GZ0}}{(1+r_G r_L)^2} \leq P_i \leq \frac{P_{GZ0}}{(1-r_G r_L)^2} \quad (14)$$

Diese Beziehung ist eine Art Unschärferelation für die Leistungsmessung. Sie besagt nämlich auch, daß ein Abschlußleistungsmesser niemals genau die an Z_0 verfügbare Leistung einer fehlangepassten Quelle messen kann, es sei denn, er ist selbst ideal angepaßt.

Die maximal mögliche Relativabweichung ϵ_m zwischen P_i und P_{GZ0} beträgt näherungsweise (Bild 10):

$$\epsilon_m \% \approx 200 \% r_G \cdot r_L \quad (15)$$

$$\epsilon_{m\text{ dB}} \approx 8,7 \text{ dB } r_G \cdot r_L \quad (16)$$

Die Näherungen gelten mit ausreichender Genauigkeit für $\epsilon_{m\%} < 20\%$ beziehungsweise $\epsilon_{m\text{ dB}} < 1 \text{ dB}$.

Beispiel: Ein Abschlußleistungsmesser mißt eine Vorlaufleistung $P_i = 10,0 \text{ mW}$. Bei $r_G = 0,22$ und $r_L = 0,10$ kann die Meßabweichung max. $\pm 4,4\%$

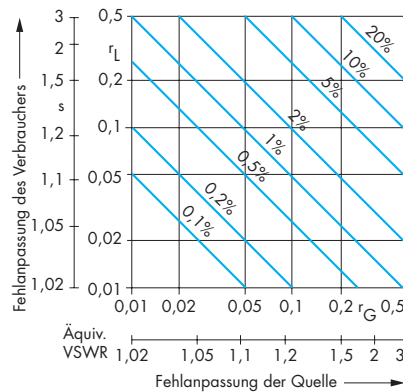


Bild 10: Maximal mögliche Meßabweichung durch Fehlanpassung

(0,19 dB) betragen. Die an Z_0 verfügbare Leistung der Quelle liegt damit im Bereich 9,56 mW bis 10,44 mW.

2.5 Spannung, Stromstärke und Leistung

In koaxialen Systemen können Spannung und Stromstärke zur Leistungsmessung herangezogen werden. Bei Anpassung ($r_L = 0$) sind beide überall auf der Leitung gleich groß und über den (reellen) Wellenwiderstand Z_0 miteinander verknüpft:

$$U = I \cdot Z_0 \quad \text{bei } r_L = 0 \quad (17)$$

Die übertragene Leistung kann aus den Effektivwerten berechnet werden:

$$P_d = P_i = \frac{U^2}{Z_0} = I^2 Z_0 \quad (18)$$

bei $r_L = 0$

Bei fehlangepasstem Verbraucher sind Spannung und Stromstärke ortsabhängig (Bild 11) und gegeneinander phasenverschoben. Wenn die übertra-

gene Leistung exakt ermittelt werden soll, müssen beide Größen an der selben Stelle gemessen werden. Außerdem ist die Phasenverschiebung φ zu berücksichtigen. Unabhängig vom Meßort erhält man

$$U \cdot I \cdot \cos \varphi = P_d \quad (19)$$

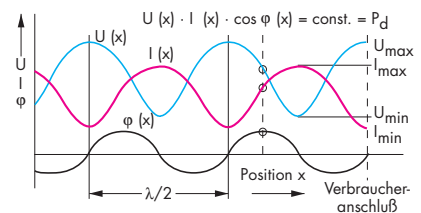


Bild 11: Spannung und Stromstärke auf der Zuleitung bei fehlangepasstem Verbraucher ($r_L = 0,5$; $\Phi_L = 0^\circ$); λ = Leitungswellenlänge, φ = Phasenverschiebung zwischen U und I

Im Mikrowellenbereich können weder Stromstärke noch Phasenverschiebung genau gemessen werden. Dagegen läßt sich die Spannung sehr exakt mit koaxialen Spannungssonden ermitteln. Bei angepaßtem Verbraucher oder geringeren Anforderungen an die Meßgenauigkeit kann daraus mit Gleichung (18) die Leistung berechnet werden. Zur Fehlerabschätzung bei Fehlanpassung ist in Bild 12 über der Leitungslänge rein formal U^2/Z_0 aufgetragen, das heißt die Leistung, die man bei Anpassung erwarten würde. Es ergibt sich ein sinusförmiger Verlauf, dessen Mittelwert etwa gleich der Vorlaufleistung P_i ist.

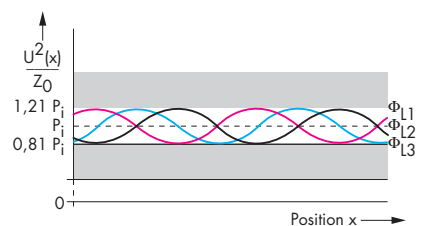


Bild 12: Angezeigte Leistung bei Messung mit Spannungssonde ($r_L = 0,1$; Φ_L unterschiedlich)

Leistungsmeßgeräte

Die Extremwerte liegen bei $P_i (1 \pm r_L)^2$. Bild 13 zeigt die zu erwartende Meßunsicherheit für die Vorlaufleistung.

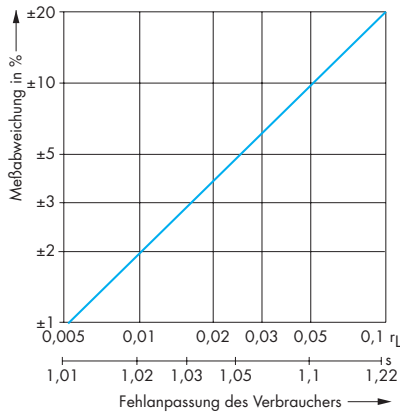


Bild 13: Maximale Meßabweichung für die Vorlaufleistung bei Messung mit Spannungssonde

2.6 Stehwellenverhältnis

Das durch Überlagerung von vor- und rücklaufender Welle entstehende Interferenzmuster wird als stehende Welle bezeichnet. Es ist mit einer halben Leitungswellenlänge periodisch. An den Stellen, wo Spannung und Stromstärke beider Wellen gleich- oder gegenphasig sind, bilden sich Extremwerte. Ihr Abstand zum Leitungsende wird durch den Phasenwinkel Φ_L des verbraucherseitigen Reflexionsfaktors bestimmt.

Das Verhältnis der Maxima zu den Minima ist ein Maß für den Betrag des verbraucherseitigen Reflexionsfaktors. Es heißt Welligkeit s und kann auf Meßleitungen sehr genau bestimmt werden. Wenn man berücksichtigt, daß Spannung und Stromstärke von vor- und rücklaufender Welle zueinander im Verhältnis $1 : r_L$ stehen, kann s unmittelbar angegeben werden:

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1 + r_L}{1 - r_L} \quad (20)$$

Bei Anpassung gilt $s = 1$, bei Totalreflexion $s = \infty$.

Geläufiger als der Begriff Welligkeit sind die Bezeichnungen Stehwellenverhältnis, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) oder SWR für das Verhältnis s . Sie sind so populär, daß sie auch zur Beschreibung der quellseitigen Anpassung verwendet werden. Das darf jedoch nicht darüber hinwegtäuschen, daß hinter dem Ersetzen von r_L durch r_G in Gleichung (20) eine bloße Definition ohne physikalischen Hintergrund steht.

3 Leistungsmeßgeräte

Die Anforderungen an hochfrequente Leistungsmesser sind sehr vielfältig. Neben einem möglichst großen Frequenz- und Leistungsbereich steht vor allem der Wunsch nach geringer Meßunsicherheit im Vordergrund. Mit der Einführung digitaler Funknetze werden zunehmend Meßmöglichkeiten für modulierte Signale gefordert. Das reicht von der einfachen Bestimmung des Spitzenwerts bis hin zur detaillierten Analyse der Hüllkurve. Daneben muß das unterbrechungsfreie Messen von Vor- und Rücklaufleistung ebenso möglich sein wie die Bestimmung der verfügbaren Leistung von Quellen aller Art. Dafür gibt es verschiedene Gerätetypen.

Abschluß- oder Absorptions-Leistungsmesser (Terminating Power Meter, Absorption Power Meter) sind universell anwendbar und ermöglichen, besonders in Verbindung mit thermischen Sensoren, sehr genaue Messungen. Beispiele hierfür sind die Rohde & Schwarz-Geräte NRVS und NRVD

(siehe Seite 7). An den Ausgang einer Quelle angeschlossen, erfassen sie deren verfügbare Leistung (Bild 7 und 8). Kombiniert mit Richtkopplern, Power-Splitttern und VSWR-Meßbrücken eignen sie sich auch für Durchgangsmessungen, zur Bestimmung von Dämpfung und Anpassung und als Kalibrierstandards. In der Regel wird die im Abschlußwiderstand umgesetzte Leistung thermisch oder über einen Dioden-Sensor erfaßt. Dadurch kann der Mittelwert, mit entsprechend ausgelegten Dioden-Sensoren auch die Spitzenleistung gemessen werden.

Spitzenleistungs- oder Hüllkurvenanalysatoren (Peak Power Analyzer) mit Abschlußmeßköpfen auf der Basis schneller Dioden-Sensoren gestatten die Messung der Hüllkurvenleistung. Sie bieten sich für die genaue Analyse modulierter Signale an, wie sie an Radargeräten, Kernspintomografen, TDMA-Funkgeräten usw. vorkommen. Vergleichbar mit einem Digitaloszilloskop, können sie einmalige und periodische Veränderungen der Hüllkurvenleistung erfassen. Sie verfügen über vielfältige Trigger-Möglichkeiten, Bildschirmdarstellung des Meßergebnisses, Cursor-Messungen und dergleichen (Bild 14).

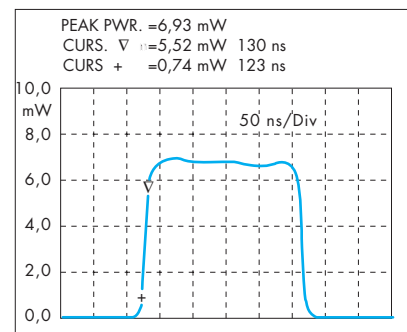


Bild 14: Bildschirmdarstellung der Hüllkurvenleistung

Meßköpfe



WF 40541

Bild 15: Leistungs- und Anpassungsmessung an einem Autotelefon für das D-Netz mit Durchgangsleistungsmesser NAS

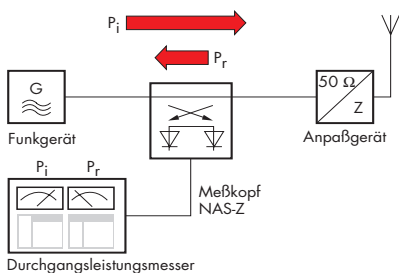


Bild 16: Durchgangsleistungsmessung. Prinzipschaltung zu Bild 15

Für Betriebsmessungen an Antennen, Funkgeräten oder anderen leistungsstarken HF-Generatoren stehen Durchgangsleistungsmesser (Directional Power Meter, Feedthrough Power Meter) zur Verfügung (Bild 15 und 16). Über einen integrierten Doppel-Richtkoppler (Reflektometer) erfassen sie unterbrechungsfrei Vor- und Rücklaufleistung und ermöglichen damit Anpassungsmessungen unter Betriebsbedingungen. Die Leistungs-differenz zwischen Vor- und Rücklauf ist immer gleich der vom Verbraucher absorbierten Leistung. Im Gegensatz zu Vor- und Rücklaufleistung hängt sie

nicht vom Wellenwiderstand des Durchgangsleistungsmessers ab. Dadurch wird sie auch dann richtig gemessen, wenn der Wellenwiderstand der Meßanordnung davon abweicht oder gar kein definiertes Bezugssystem vorliegt.

3.1 HF-Schnittstelle

Von einigen Handgeräten abgesehen, wird das hochfrequente Signal in einem abgesetzten Meßkopf aufbereitet. Zur automatischen Korrektur systematischer Meßabweichungen (Linearität, Frequenzgang, Temperaturabhängigkeit) enthalten moderne Ausführungen einen Digitalspeicher mit den individuellen Eigenschaften des Sensors und einen Temperaturfühler zur Korrektur der temperaturabhängigen Parameter (Bild 17). Damit ein mög-

lichst weiter Frequenz- und Leistungsbereich erfaßt werden kann, ist eine große Palette an Meßköpfen verfügbar. Mit Abschlußmeßköpfen kann der gesamte Mikrowellenbereich bis 330 GHz abgedeckt werden. Die Empfindlichkeit wird weitgehend durch das Meßprinzip bestimmt. Thermische Sensoren sind ab etwa 1 μ W, Dioden-Sensoren ab 100 pW verwendbar. Die obere Meßgrenze kann über vorgeschaltete Dämpfungsglieder oder Richtkoppler bis in den kW- oder MW-Bereich ausgedehnt werden.

Leistungsmeßgeräte sind immer an definierte Schnittstellen gebunden. Das sind die genormten Wellenleiter, entweder koaxial mit einem Wellenwiderstand von 50 Ω (75 Ω) oder Hohlleiter in einer Vielzahl von Ausführungen. Für Abschlußmeßköpfe haben sich die in der Tabelle unten dargestellten Frequenzbereiche herausgebil-

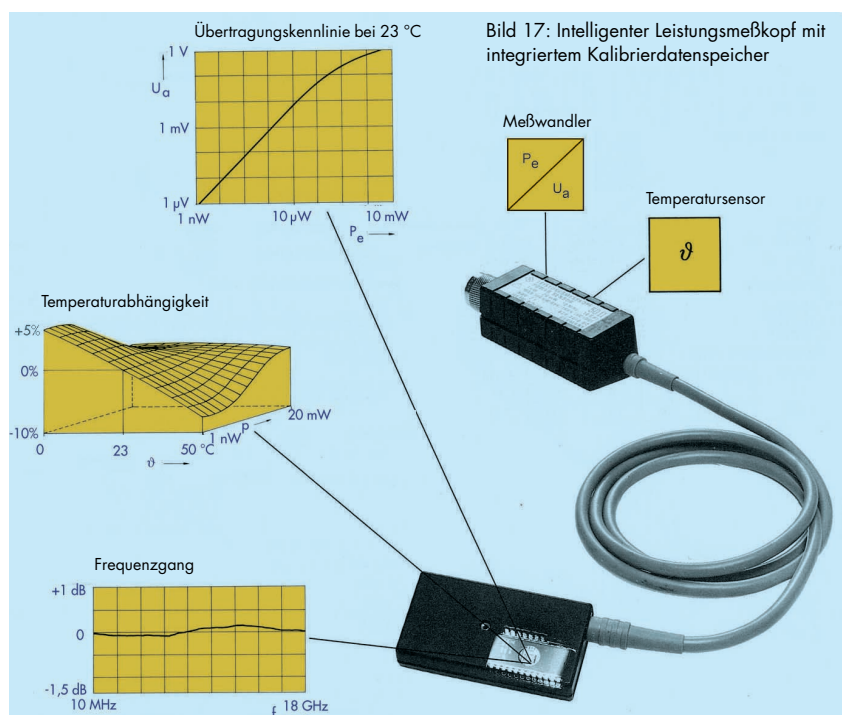


Bild 17: Intelligenter Leistungsmeßkopf mit integriertem Kalibrierdatenspeicher

WF 37902

Thermische Meßverfahren

Frequenzbereich	Leitungstyp/ Z_0 /Anschluß
0,1 MHz...4 (6) GHz	koax/50 Ω /N
10 MHz...18 GHz	koax/50 Ω /N, PC 7
50 MHz...26,5 GHz	koax/50 Ω /PC 3.5
50 MHz...40 GHz	koax/50 Ω /K
50 MHz...50 GHz	koax/50 Ω /2,4 mm
0,1 (1) MHz...2,5 GHz	koax/75 Ω /N
12,4...330 GHz	Hohlleiter, 15 Frequenzbänder

Frequenzbereiche handelsüblicher Abschlußmeßköpfe

det. Wegen der geringen Bandbreite werden Hohlleiter zunehmend durch koaxiale Systeme verdrängt.

Bis auf wenige Ausnahmen sind Leistungsmesser breitbandig ausgelegt. Deswegen sind sie nicht so empfindlich wie selektiv arbeitende Meßempfänger oder Spektrumanalysatoren, aufgrund des einfacheren Aufbaus aber eine Größenordnung genauer.

3.1.1 Thermische Meßverfahren

Thermische Leistungsmesser haben seit jeher den Ruf geringer Meßunsicherheit. Zum einen ist dies auf die hohe Stabilität kalorimetrischer und damit verwandter Meßverfahren zurückzuführen, bei denen eine Substitution der HF-Leistung durch Gleichstrom oder niederfrequenten Wechselstrom erfolgt. Zum anderen haben alle thermischen Meßprinzipien den Vorzug, daß bei der Umsetzung in Wärme keine Bewertungsfehler auftreten. Im Vergleich mit Dioden-Sensoren wird immer die mittlere Leistung gemessen, unabhängig von der Kurvenform des Meßsignals. Oberwellen werden nur ihrer Leistung entspre-

chend bewertet, und bei hüllkurvenmodulierten Signalen treten keine Linearitätsabweichungen auf.

Die verschiedenen Meßprinzipien unterscheiden sich in der Art, wie die erzeugte Wärme gemessen wird. Abhängig vom Stand der Technik wurden im Laufe der Entwicklung unterschiedliche Verfahren bevorzugt. So setzte beispielsweise der Thermische Leistungsmesser NRS von Rohde & Schwarz Ende der 60er Jahre Maßstäbe für präzise Leistungsmessung. Der Meßkopf arbeitet bolometrisch mit zwei Sensoren in einer selbstabgleichenden Kompensatorbrücke. Das Gerät wird noch immer beim Deutschen Kalibrierdienst und der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt als Sekundärnormal verwendet. Zur Zeit dominieren im industriellen Bereich thermoelektrische Sensoren, die allen anderen Wandlertypen in Robustheit, Dynamikbereich und Nullpunktstabilität überlegen sind (Bild 18). Bei sehr großen Leistungen im kW- und MW-

Bereich sowie für Kalibrierzwecke wird weiter kalorimetrisch gemessen.

Der Meßumfang aller thermischen Leistungsmesser wird zu kleinen Leistungen hin durch die Empfindlichkeit des Temperaturfühlers und die Isolation der Anordnung gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur bestimmt. Die Maximalleistung auf der anderen Seite hängt entscheidend von der Temperaturbeständigkeit der verwendeten Werkstoffe ab. Unter günstigen Umständen wird ein Meßumfang von 30 dB bis 50 dB erreicht.

3.1.1.1 Thermoelektrische Sensoren

Abschlußmeßköpfe auf thermoelektrischer Basis werden heute für den gesamten Mikrowellenbereich angeboten. Obwohl schon früher Thermoelemente zur Temperaturmessung verwendet wurden, konnten erst durch die Kombination von Halbleiter- und Dünnschichttechnologie schnelle, empfindliche und gleichzeitig robuste Sensoren hergestellt werden (Bild 19). Die Meß-

Bild 18: Zweikanal-Leistungsmesser NRVD mit thermischen Leistungsmeßköpfen für den Frequenzbereich von DC bis 18 GHz



WF 43223-2

Thermoelektrische Sensoren

WF 39268-1

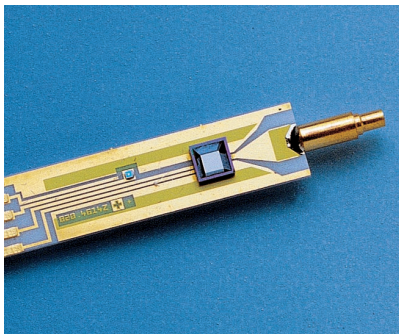
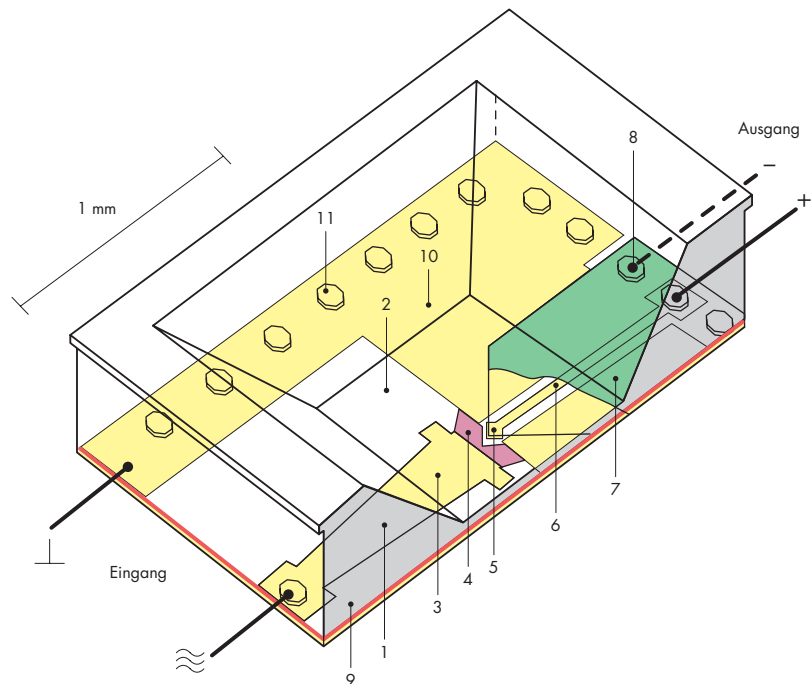


Bild 19: Thermoelektrischer Sensor der Leistungsmeßköpfe NRV-Z51 bis -Z54

Bild 20: Schnitt durch die Meßzelle:

- | | |
|---------------------------------------|--------------------------------------|
| 1 Silizium-Substrat | 6 metallischer Kontakt |
| 2 Membran | 7 hochdotierte Silizium-Schicht |
| 3 HF-Zuführung | 8 kalte Kontaktstelle |
| 4 Abschlußwiderst. | 9 Isolierschicht (SiO ₂) |
| 5 Thermoelement (heiße Kontaktstelle) | 10 Masse-Metallisierung |
| | 11 Kontaktpunkt (Bump) |



zelle ist auf einem Silizium-Trägersubstrat aufgebaut (Bild 20). Eine dünne Schicht aus Tantalnitrid oder Chromnickel bildet den Abschlußwiderstand, und ein Metall-Halbleiter-Kontakt in unmittelbarer Nähe erzeugt die Thermospannung. Sie ist der umgesetzten HF-Leistung proportional (ca. 200 $\mu\text{V}/\text{mW}$). Die Nennleistung beträgt 100 mW.

Aus technologischen Gründen sind Abschlußwiderstand und Thermoelement meist galvanisch verbunden. Dann wird auf der HF-Seite mit einem Koppelkondensator die Trennung zum Meßkreis vorgenommen. Mit der Kapazität wird die untere Grenzfrequenz des Meßkopfes festgelegt. Da die großen Abmessungen hoher Kapazitätswerte (für tiefe Grenzfrequenzen) die Anpassung verschlechtern, ist bei solchen Meßköpfen auch die obere Frequenzgrenze reduziert. Sehr große Frequenzbänder können

nur mit entsprechend gestaffelten Meßköpfen abgedeckt werden.

Bei der neuentwickelten Meßzelle für die Rohde & Schwarz-Leistungsmeßköpfe NRV-Z51 bis -Z55 sind Abschlußwiderstand und Thermoelement galvanisch getrennt. Dadurch kann der Koppelkondensator entfallen, und mit einem einzigen Meßkopf ist der ganze Frequenzbereich von 0 bis 18 GHz (N), 0 bis 26,5 GHz (PC 3.5) bzw. 0 bis 40 GHz (K) erfassbar. Die kleinste meßbare Leistung liegt bei etwa 1 μW und damit um mindestens eine Zehnerpotenz niedriger als bei anderen thermischen Verfahren. Ermöglicht wird dies durch die spezielle Gestaltung der Meßzelle, die zusammen mit der schlechten Wärmeleitfähigkeit von Silizium für eine gute thermische Isolation des Abschlußwiderstands sorgt. Daneben sind die große Thermokraft des Metall-Halbleiter-Kontakts (ca. 700 $\mu\text{V}/\text{K}$) und die relative Unempfind-

lichkeit des thermoelektrischen Prinzips gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur ausschlaggebend. Trotzdem läßt sich eine gewisse Beeinflussung durch längeres Anfassen mit der Hand oder Anschrauben an einen heißen HF-Anschluß nicht ganz vermeiden. Durch die einseitige Wärmezuführung entsteht über der Meßzelle ein Temperaturgradient, der zusätzliche Thermospannungen erzeugt. Deren Höhe ist leistungsunabhängig, was zu einer Nullpunktverschiebung der Übertragungskennlinie führt.

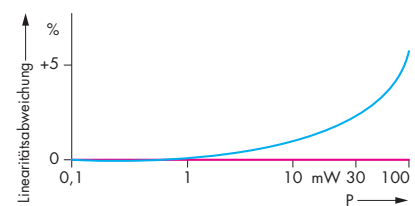


Bild 21: Typische Linearitätsabweichung thermoelektrischer Meßzellen (rot: nach numerischer Korrektur). Die Nichtlinearität entsteht zum größten Teil durch die temperaturabhängige Wärmeleitfähigkeit von Silizium

Bolometer, Kalorimeter

Für das Verhältnis von Thermospannung zu HF-Leistung ist auch die Höhe der zugeführten Leistung ausschlaggebend. Dadurch wird die Übertragungskennlinie ab etwa 10 mW deutlich nichtlinear (Bild 21). Bei den bisher am Markt erhältlichen Meßköpfen wurde dieser Effekt auf analogem Wege kompensiert, was zu Unsicherheiten bis etwa $\pm 5\%$ an der oberen Meßgrenze führen kann. Durch individuelle Kalibrierung und numerische Meßwertkorrektur läßt sich die Linearitäts-Unsicherheit für die thermischen Meßköpfe aus der Reihe NRV-Z unter 0,5 % halten.

Die geringe Masse des Sensors führt zu einer kleinen Wärmekapazität und damit zu schnellem Ansprechen (thermische Zeitkonstante im ms-Bereich und darunter). Der Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung wird entweder analog kompensiert oder numerisch korrigiert. Zur Minimierung von Mikrofonie-Erscheinungen und Einflüssen von Thermospannungen an den Steckverbindungen des Verbindungskabels wird das Ausgangssignal des Sensors vor der Übertragung zum Grundgerät verstärkt. Thermoelektrische Meßzellen haben eine ausgezeichnete Langzeitstabilität, wenn sie im zulässigen Leistungsbereich betrieben werden. Der übliche Kalibriergenerator ist damit eigentlich überflüssig und nur für Sensoren nötig, die nicht über die Möglichkeit einer numerischen Kennlinienkorrektur verfügen.

3.1.1.2 Bolometer

Unter dem Begriff Bolometer faßt man alle Leistungsmesser zusammen, die die Änderung der elektrischen Leitfähigkeit unter dem Einfluß der Erwärmung des Abschlußwiderstands ausnutzen. Die technischen Ausführungsformen sind sehr vielseitig. Zu den

bekanntesten zählen Thermistor-Leistungsmesser und Barretter.

Beim Thermistor-Leistungsmesser übernehmen zwei Halbleiter-Widerstände mit großem negativen Temperaturkoeffizienten (Heißleiter, Thermistoren) die Funktion von Abschlußwiderstand und Temperaturfühler in einem. Sie werden gleichzeitig mit der zu messenden HF-Leistung und einer Gleichstromleistung beaufschlagt (Bild 22). In einer Brückenschaltung wird ihr Gleichstromwi-

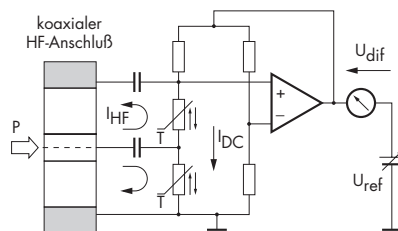


Bild 22: Prinzip des Thermistor-Leistungsmessers. Die absorbierte HF-Leistung kann aus der gemessenen Spannungsdifferenz U_{dif} berechnet werden. U_{ref} wird bei abgeschalteter HF-Leistung so eingestellt, daß die Spannungsdifferenz verschwindet (Nullabgleich)

erstand gemessen und durch Variation der Gleichstromleistung konstant gehalten. Dadurch wird eine Erhöhung der HF-Leistung immer durch eine entsprechende Verringerung der Gleichstromleistung kompensiert und umgekehrt. Die Gleichstromleistung kann meßtechnisch leicht bestimmt werden. Wegen des Substitutionsprinzips sind Thermistor-Leistungsmesser extrem langzeitstabil, und ihr effektiver Wirkungsgrad (siehe unten) ist mit sehr geringer Unsicherheit meßbar. Für allgemeine Anwendungen sind sie wegen des geringen Leistungsmeßbereichs von 10 μ W bis 10 mW uninteressant geworden.

Barretter nutzen den positiven Temperaturkoeffizienten von Metallen aus.

Gebräuchliche Ausführungsformen enthalten als HF-Absorber und Temperaturfühler ein dünnes Platindrähtchen. Sie haben eine relativ geringe Empfindlichkeit und werden bei Überschreitung der Nennleistung schnell zerstört. Einst weit verbreitet, sind sie heute technisch überholt oder auf Spezialanwendungen beschränkt.

3.1.1.3 Kalorimeter

Kalorimeter im ursprünglichen Sinn sind Geräte zur Wärmemengenmessung, bei denen aus der Temperaturerhöhung eines Stoffes mit bekannter spezifischer Wärmekapazität – zum Beispiel Wasser – auf die zugeführte Energie oder Leistung geschlossen wird. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit arbeiten technisch ausgeführte Kalorimeter nach dem Substitutionsprinzip. Wegen der hohen Stabilität werden sie in den Staatsinstituten als Primärnormale verwendet. Andere Anwendungen betreffen die direkte Messung sehr großer Leistungen ohne vorgeschaltete Dämpfungsglieder oder Richtkoppler. Solche Geräte arbeiten nach dem Durchflußprinzip (Bild 23), zum Teil mit direkter Absorption der HF-Energie im Kühlmedium Wasser.

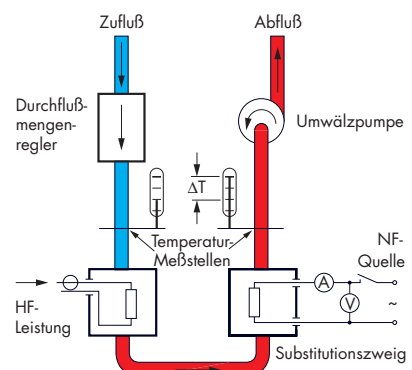


Bild 23: Durchfluß-Kalorimeter nach dem Substitutionsprinzip. Die gemessene Temperaturdifferenz ist der absorbierten Leistung P proportional. Die Kalibrierung erfolgt über den Substitutionszweig

Dioden-Sensoren

3.1.2 Dioden-Sensoren

Bereits in der Anfangszeit der Halbleiter-Technologie wurden Dioden zur Leistungsmessung im HF- und Mikrowellenbereich eingesetzt, da sie wesentlich empfindlicher als thermische Sensoren waren. Germanium-Spitzendioden hatten für solche Anwendungen sowohl eine ausreichend niedrige Sperrschichtkapazität als auch einen geringen Nullpunkt-widerstand, um rauscharm messen zu können. Technologiebedingt wiesen diese Gleichrichter jedoch große Streuungen in den elektrischen Eigenschaften und instabiles Verhalten auf. Das führte – zusammen mit Bewertungsfehlern – dazu, daß Dioden-Leistungsmesser lange Zeit als ungenau galten.

Heute werden fast ausschließlich Zero-Bias-Schottky-Dioden auf Silizium-Basis oder GaAs-Dioden eingesetzt. Sie sind den Germanium-Spitzendioden im elektrischen Verhalten ähnlich, jedoch genauso langzeitstabil wie thermoelektrische Meßzellen. Abschlußmeßköpfe mit Dioden-Sensoren erschließen den Leistungsbereich unter $10 \mu\text{W}$ bis etwa 100 pW . Sie sind unverzichtbar zur Messung der Spitzen- oder Hüllkurvenleistung modulierter Signale. Bei hohen Anforderungen an die Meßgeschwindigkeit werden sie anstelle thermoelektrischer Sensoren auch im Leistungsbereich $10 \mu\text{W}$ bis 100 mW eingesetzt. Die dort auftretenden Meßunsicherheiten müssen von Fall zu Fall gegenüber dem Gewinn an Meßgeschwindigkeit und Nullpunktstabilität abgewogen werden. Dioden-Meßköpfe werden für Frequenzen bis etwa 110 GHz hergestellt, häufig mit vorgeschalteten Dämpfungsgliedern für größere Leistungen und zur Verbesserung der Anpassung.

Der Sensor enthält neben dem Abschlußwiderstand einen Gleichrichter in Ein- oder Zweiwegschaltung und ein Anpassungsnetzwerk zur Kompensation von Sperrschichtkapazität und Anschlußinduktivität (Bild 24 und 25). Wegen der parasitären Schaltelemente ist die Anpassung etwas schlechter als bei einem vergleichbaren thermoelektrischen Sensor. Zur

WF 41133

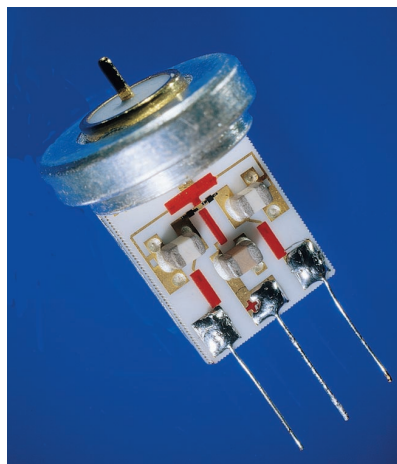


Bild 24: Dioden-Sensor des Leistungsmeßkopfs NRV-Z4

Verbesserung wird mitunter der Koppelkondensator zwischen HF-Anschluß und Abschlußwiderstand weggelassen. Die Ausgangsspannung wird dann nicht massebezogen, sondern gegen den Innenleiter beziehungsweise zweiten Gleichrichter abgegriffen und so die überlagerte Gleichspannung unterdrückt.

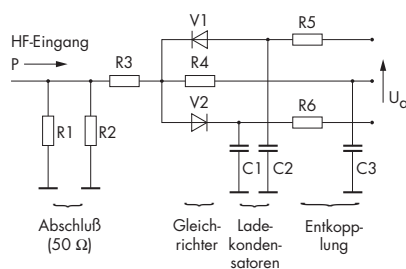


Bild 25: Vereinfachtes Schaltbild des Sensors

Auch bei galvanischer Kopplung an den Meßkreis können Dioden-Sensoren nicht für beliebig tiefe Frequenzen verwendet werden. Eine Begrenzung ist immer durch den Ladekondensator gegeben, der zusammen mit dem Gleichstromwiderstand der Diode einen Hochpaß für die abgegriffene HF-Spannung bildet. Wegen der ungünstigen HF-Eigenschaften hoher Kapazitätswerte können auch hier sehr große Frequenzbereiche nur mit entsprechend gestaffelten Meßköpfen abgedeckt werden. Die Meßgenauigkeit eines Dioden-Sensors hängt neben der Qualität der Kalibrierung und der Anpassung entscheidend von der Höhe der Leistung ab.

3.1.2.1 Quadratischer Bereich

Bei sehr kleinen Leistungen verhalten sich Dioden-Sensoren ähnlich wie thermische Leistungsmesser. Sie messen effektivwertrichtig und zeigen weder dynamische noch frequenzabhängige Linearitätsfehler. Oberwellen werden ihrer Leistung entsprechend bewertet, und bei Hüllkurvenmodulation wird die mittlere Leistung angezeigt. In diesem Bereich verhält sich die Diode wie ein schwach nichtlinearer Widerstand (Bild 26). Die Strom-Spannungs-Kennlinie enthält neben dem linearen Anteil (Nullpunkt-widerstand) nur noch einen quadratischen Term, der Effektivwertgleichrichtung bewirkt. Dieser Abschnitt der Übertragungskennlinie wird daher auch als quadratischer Bereich (Square Law Region) bezeichnet. Die abgegebene Gleichspannung ist näherungsweise proportional zur zugeführten Leistung (ca. $800 \mu\text{V}/\mu\text{W}$), und der Temperaturkoeffizient ist konstant. Er liegt in der Größenordnung thermoelektrischer Sensoren.

Quadratischer Bereich

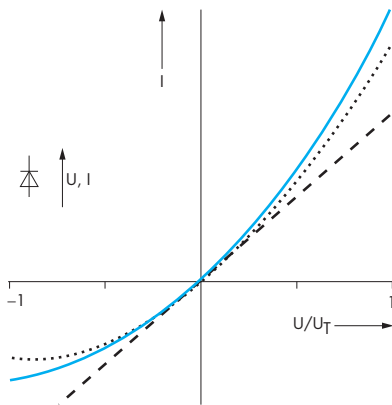


Bild 26: Strom-Spannungs-Kennlinie einer Schottky-Diode im quadratischen Bereich (blau); gepunktet die quadratische Näherung; gestrichelt $I = U/R_0$ mit R_0 als Nullpunkt-widerstand; $U_T =$ Temperaturspannung (25 bis 35 mV)

Eine feste Obergrenze für den quadratischen Bereich existiert nicht. Bei sinusähnlichen Signalformen zieht man sie gewöhnlich bei einem Scheitelwert von 30 mV. Das entspricht $10 \mu\text{W}$ PEP in 50- Ω -Systemen. An der unteren Meßgrenze, bei Eingangsleistungen zwischen 100 pW und 1 nW, geben Dioden-Sensoren nur noch eine sehr kleine Gleichspannung in Höhe von einigen hundert nV ab. Überlagertes thermisches Rauschen und Nullpunkt drift durch lokale Erwärmung des Meßkopfes begrenzen die praktische Nutzung.

3.1.2.2 Spitzenbewertung

Mit wachsender Aussteuerung nimmt der Dioden-Sensor keine Effektiv-, sondern zunehmend eine Spitzenbewertung der HF-Spannung vor. Er zeigt dann das bekannte Verhalten von Dioden-Gleichrichtern. Wegen der relativ großen Ausgangsspannungen von etwa 10 mV bis zu einigen V außerhalb des quadratischen Bereichs sind sehr stabile, rauschfreie Messungen möglich. Die Meßgeschwindigkeit ist außerordentlich hoch. Da die statische Übertragungskennlinie

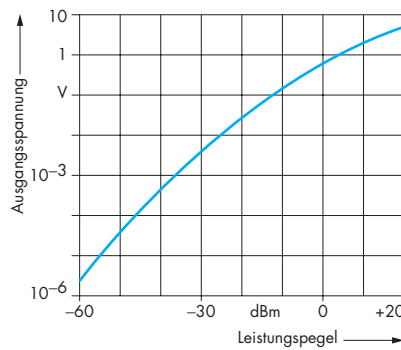


Bild 27: Statische Übertragungskennlinie eines Dioden-Sensors bei ausgangsseitigem Leerlauf (Zweiwegschaltung)

(Bild 27) nichtlinear und der Temperaturkoeffizient in komplizierter Weise von Leistung und Temperatur abhängig ist, kann dieser Bereich bei älteren Leistungsmessern nicht genutzt werden. Moderne Sensoren lassen sich entsprechend kalibrieren. Die restlichen Meßabweichungen sind vernachlässigbar. Probleme können jene Effekte bereiten, die nachträglich nicht mehr korrigierbar sind wie dynamische und frequenzabhängige Linearitätsabweichungen sowie der Einfluß von Oberwellen.

3.1.2.3 Meßabweichungen durch Oberwellen

Bei Signalen mit nichtsinusförmigem Spannungsverlauf können außerhalb des quadratischen Bereichs größere Meßabweichungen auftreten. Während bei kleiner Aussteuerung des Sensors eine feste Beziehung zwischen Ausgangsspannung und Eingangsleistung besteht, hat außerhalb des quadratischen Bereichs jede Signalform ihre eigene Übertragungskennlinie. Da mit sinusförmigen Spannungen kalibriert wird, führen andere Kurvenformen zu Meßabweichungen. Sie sind um so größer, je mehr der Scheitelfaktor der zu messenden Spannung von $\sqrt{2}$ abweicht. Als Scheitelfaktor

wird das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert bezeichnet. In der HF- und Mikrowellentechnik sind es vor allem breitbandiges Rauschen und oberwellenhaltige Signale, die zu Meßabweichungen führen (Bild 28). Abhängig von der Phasenlage der Oberwellen können die Meßabweichungen positiv oder negativ sein.

Der Oberwelleneinfluß hängt fast nur von Kurvenform und Meßleistung ab. Entgegen landläufiger Meinung läßt er sich nicht durch niederohmige Belastung des Gleichrichters verringern. Eine Verbesserung bringen Zweiweg-

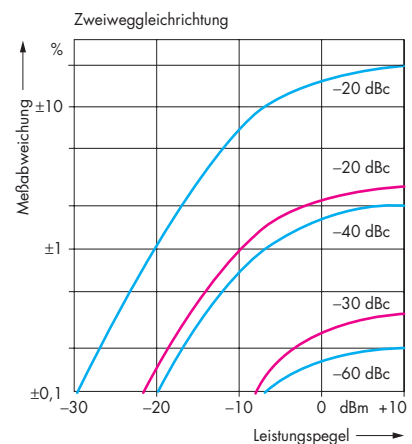
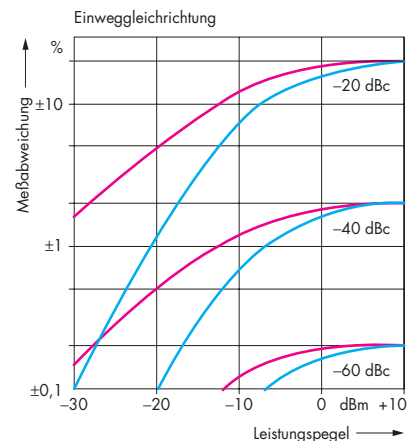


Bild 28: Maximale Meßabweichung von Dioden-Sensoren bei oberwellenhaltigen Sinussignalen (rot: 2. Harmonische, blau: 3. Harmonische). Parameter: Oberwellenabstand. Oben Einweggleichrichtung, unten Zweiweggleichrichtung

Linearitätsabweichungen

gleichrichter. Sie bilden den Mittelwert aus den Spannungsspitzen positiver und negativer Polarität und unterdrücken damit den Einfluß geradzahligter Harmonischer, insbesondere 2. Ordnung (Bild 29). Wie Bild 28 zeigt, können bei Einweggleichrichtung auch innerhalb des quadratischen Bereichs noch beträchtliche Meßabweichungen entstehen.

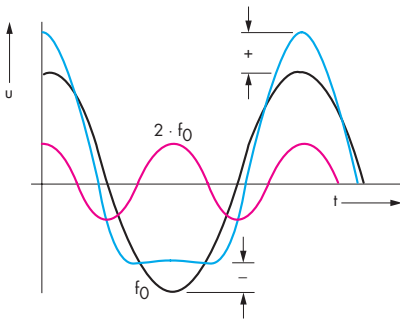


Bild 29: Kurvenformverzerrung durch 2. Harmonische; f_0 = Grundschwingung

3.1.2.4 Dynamische Linearitätsabweichungen

Dynamische Linearitätsabweichungen entstehen beim Messen der mittleren Leistung modulierter Signale (Bild 30). Im quadratischen Bereich sind Auf- und Entladezeitkonstante des Sensors

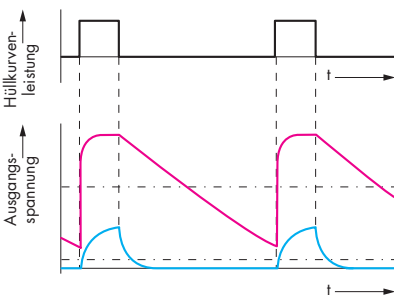


Bild 30: Übertragungsverhalten eines Dioden-Sensors bei pulsförmig moduliertem Eingangssignal im quadratischen Bereich (blau) und außerhalb (rot); Mittelwerte strichpunktiert

gleich groß, und die Ausgangsspannung entspricht dem Leistungsmittelwert. Mit wachsender Aussteuerung wird die Anstiegszeit kleiner, die Abfallzeit nimmt wegen der gesperrten Diode zu. Damit ist die Ausgangsspannung größer, als es dem Leistungsmittelwert entspricht. Im Übertragungsdiagramm stellt sich das durch eine Art Hystereseschleife dar. Abhängig von der Modulationsfrequenz, der Leistung und der Entladezeitkonstante des Meßkopfes liegt sie mehr oder weniger oberhalb der statischen Über-

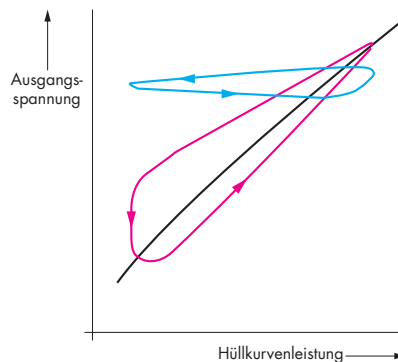


Bild 31: Dynamische Übertragungskennlinien eines Dioden-Sensors außerhalb des quadratischen Bereichs bei niederfrequenter (rot) und höherfrequenter (blau) Amplitudenmodulation (statische Kennlinie schwarz)

tragungskennlinie (Bild 31). Für Modulationsfrequenzen im Audio-Bereich kann ein noch einigermaßen vernünftiges Verhalten erreicht werden, wenn ein Meßkopf mit sehr hoher unterer Grenzfrequenz (kleine Zeitkonstante) gewählt wird.

3.1.2.5 Frequenzabhängige Linearitätsabweichungen

Auch bei numerisch linearisierten Diodensensoren können außerhalb des quadratischen Bereichs noch Linearitätsabweichungen auftreten. Sie entstehen durch die spannungsabhän-

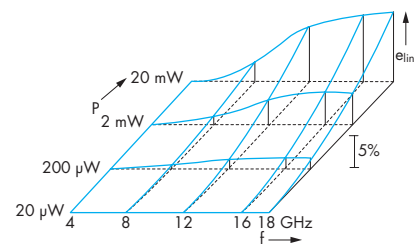


Bild 32: Gemessene Linearitätsabweichung e_{lin} durch Varaktor-Effekt für einen 18-GHz-Detektor

gige Sperrschichtkapazität (Varaktor-Effekt) und treten in Erscheinung, wenn die Diode das HF-Verhalten des Sensors merklich beeinflusst (Faustregel: ab $1/4$ der oberen Frequenzgrenze). Da die Sperrschichtkapazität bei Vergrößerung der Eingangsleistung abnimmt, entsteht normalerweise eine Anhebung im Frequenzgang, das heißt eine positive Linearitätsabweichung (Bild 32).

3.1.2.6 Spitzenleistungsmessung

Jeder Dioden-Sensor kann bei hohen Modulationsfrequenzen und einem Scheitelwert der Spannung von mindestens 1 V zur Spitzenleistungsmessung verwendet werden, wie aus Bild 31 zu ersehen ist. Wegen der relativ großen Abhängigkeit der Meßgenauigkeit von Signalform und Leistung wird aber nur in Ausnahmefällen davon Gebrauch gemacht. Für universelle Anwendungen gibt es spezielle Spitzenleistungsmeßköpfe. Sie bestehen aus einem schnellen Dioden-Sensor mit nachgeschaltetem Verstärker und Spitzenhalte-schaltung. Dieses Prinzip wird zum Beispiel im Spitzenleistungs-Meßkopf NRV-Z31 von Rohde & Schwarz angewandt. Die Aufladezeitkonstante im quadratischen Bereich bestimmt untere Grenzfrequenz und Anstiegszeit der Ausgangsspannung. Damit keine dynamischen Meßabweichungen entstehen, muß die Pulsbreite deutlich größer als die spezifizierte Anstiegszeit sein. Die

Durchgangsmeßköpfe

untere Grenzfrequenz ist wegen der Verknüpfung mit der Anstiegszeit immer relativ hoch, verglichen mit gewöhnlichen Dioden-Sensoren.

Die gleichgerichtete Ausgangsspannung hat wegen der großen Bandbreite einen hohen Rauschanteil. Daher ist es nicht möglich, Leistungen wesentlich kleiner als $1 \mu\text{W}$ genau zu messen. Spitzenleistungsmeßköpfe werden zum größten Teil außerhalb des quadratischen Bereichs betrieben. Damit Bewertungsfehler klein bleiben, sind die Sensoren in Zweiwegschaltung ausgeführt. Zusätzlich wird bei modernen Meßköpfen die Frequenzabhängigkeit der Linearitätsabweichung kalibriert. Für Funknetze im Zeitmultiplex, zum Beispiel nach GSM-Spezifikation, werden spezielle Aus-

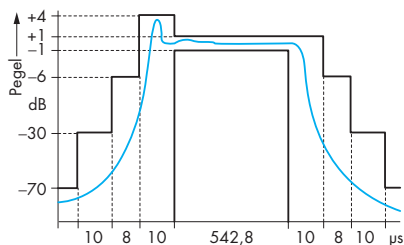


Bild 33: Grenzwerte für einen TDMA-Burst nach GSM-Spezifikation und eine mögliche Hüllkurve

führungen angeboten. Bei ihnen wird das Ausgangssignal des Gleichrichters vor der Spitzenhalteschaltung noch tiefpaßgefiltert. Dadurch können Überschwinger des HF-Bursts unmittelbar nach der Auftastung des Senders unterdrückt werden, und es kommt nur die stationäre Leistung des Impulsdachs zur Anzeige (Bild 33).

3.1.2.7 Hüllkurvenleistungsmessung

Dioden-Sensoren zur Hüllkurvenleistungsmessung müssen nicht nur der ansteigenden Flanke, sondern der

gesamten Hüllkurve des Meßsignals folgen können. Dazu genügt es nicht, die Ladekapazität zu verkleinern. Zusätzlich muß der Ausgang des Sensors niederohmig belastet oder sogar im Kurzschluß betrieben werden. Der Kurzschlußstrom wird über einen Strom-Spannungs-Wandler in eine breitbandige Ausgangsspannung umgesetzt. Impulsanstiegszeiten im Bereich einiger ns erfordern dabei eine hochfrequenzmäßige Auslegung des gesamten Signalwegs vom Meßkopf bis zum A/D-Wandler. Wegen der exponentiellen Temperaturabhängigkeit des Kurzschlußstroms ist mit größeren Meßabweichungen als bei gewöhnlichen Sensoren zu rechnen.

3.1.3 Durchgangsmeßköpfe

Durchgangsköpfe werden zwischen Quelle und Verbraucher geschaltet und erfassen den Leistungsfluß in beiden Richtungen. Zur Trennung von vor- und rücklaufender Welle enthalten sie einen Doppel-Richtkoppler (Reflektometer). Die ausgekoppelten Signale werden mit je einem Dioden-Sensor

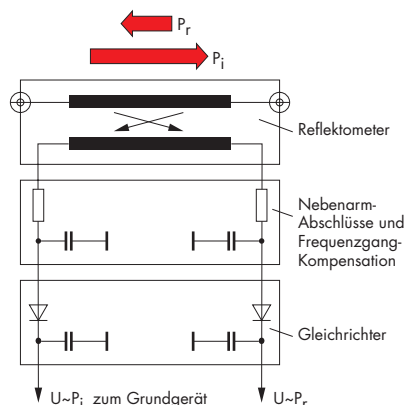


Bild 34: Aufbau eines Meßkopfes zum Power Reflection Meter NAP für den Frequenzbereich 25 bis 1000 MHz

für Vor- und Rücklauf gemessen.

Bild 34 zeigt als Beispiel das Prinzipschaltbild eines Meßkopfes zum Power Reflection Meter NAP von Rohde & Schwarz.

Die Kopplung der Sensoren an die Hauptleitung ist so ausgelegt, daß entweder nur der quadratische Bereich oder die gesamte Kennlinie genutzt werden kann. Vor- und Nachteile beider Dimensionierungen halten sich die Waage. Der wesentliche Vorzug des quadratischen Kennlinienbereichs ist das Fehlen dynamischer Linearitätsabweichung. Entsprechend ausgelegte Meßköpfe eignen sich sehr gut zum Messen der mittleren Leistung hüllkurvenmodulierter Signale. Auf der anderen Seite kann unter Ausnutzung der ganzen Kennlinie ein wesentlich größerer Leistungsbereich erfaßt werden. Das ist von Vorteil, wenn für Anpassungsmessungen nur wenig Leistung zur Verfügung steht. Auch bei gut angepaßtem Verbraucher und kleiner Rücklaufleistung kann dann noch genau gemessen werden.

Oberwellen spielen, zumindest im Funkbereich, eine untergeordnete Rolle, da die gesetzlichen Bestimmungen hohe Oberwellenabstände vorschreiben. Einige Meßköpfe gestatten die Messung der Spitzenleistung, indem das Ausgangssignal der Sensoren vor der Übertragung an das Grundgerät verstärkt und einer Spitzenhalteschaltung zugeführt wird.

3.1.3.1 Richtkoppler

Die wesentlichen Eigenschaften eines Durchgangsmeßkopfes, wie Meßgenauigkeit, Anpassung, Frequenz- und Leistungsbereich, werden durch den Richtkoppler bestimmt. Für Durchgangsleistungsmesser kommen wegen

Richtkoppler



Bild 35: Durchgangsmesskopf NRT-244 für den Frequenzbereich 200 MHz bis 4 GHz

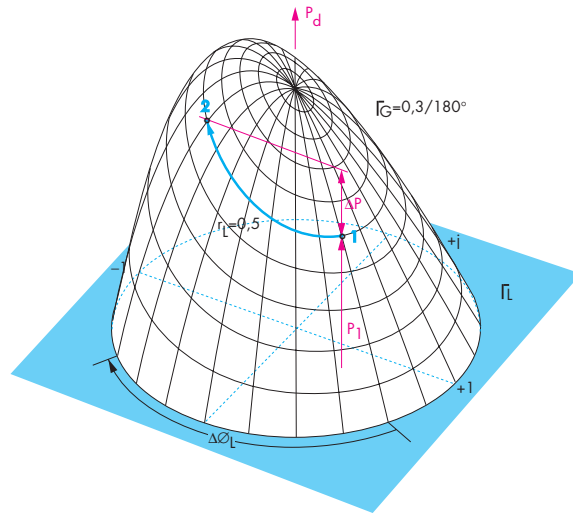


Bild 36: Das Einfügen eines Durchgangsmesskopfes kann bei quell- und verbraucherseitiger Fehlanpassung zu erheblichen Leistungsänderungen führen (1 → 2)

der kleinen Abmessungen nur Leitungskoppler mit kurzem Nebenarm, Richtkoppler mit konzentrierten Bauelementen oder ähnliche Ausführungen zur Anwendung. Für den Frequenzbereich bis 100 MHz ist der konzentrierte Koppler nach Buschbeck am gebräuchlichsten.

Wegen des Richtkopplers sind Durchgangsmessköpfe immer etwas schmalbandiger als Abschlußmessköpfe, mit einer Bandbreite zwischen einer Oktave und etwas mehr als zwei Dekaden. Die Nennleistung liegt im Bereich von einigen W bis zu einigen kW. Über den Kopplungsfaktor kann sie relativ leicht beeinflusst werden, ohne daß sich an der aufgenommenen Leistung viel ändert. Reflexionsfaktor und Durchgangsdämpfung des Richtkopplers sind meist vernachlässigbar klein. Das gilt zumindest für das untere Bandende, wo nur eine lose Kopplung zwischen Hauptleitung und Nebenarm besteht. Typabhängig kann die Kopplung mit steigender Frequenz zunehmen, was sich in einem verstärkten Leistungsabfluß aus der Hauptleitung und einem Anstieg der Durchgangsdämpfung bemerkbar

macht. Bei breitbandigen Messköpfen kleiner Nennleistung können auf diese Weise Durchgangsdämpfungen bis etwa 0,5 dB an der oberen Frequenzgrenze entstehen.

Selbst bei einem verlustfreien und ideal angepaßten Durchgangsmesskopf kann das Einfügen in den Meßkreis zu einer Veränderung des Leistungsflusses führen (Bild 36). Ursache ist eine Veränderung der Phasenlage zwischen quell- und verbraucherseitigem Reflexionsfaktor durch die Leitungsverlängerung. Im Extremfall ergeben sich Abweichungen bis zum Doppelten der Fehlanpassungsunsicherheit. Am Ausgang pegel geregelter Quellen braucht dieser Effekt nicht beachtet zu werden, da die Vorlaufleistung durch die Regelung stabilisiert wird.

3.1.3.2 Richtverhältnis

Entscheidenden Einfluß auf die Meßgenauigkeit hat die Richtwirkung des Kopplers, das heißt seine Fähigkeit, Vor- und Rücklauf zu trennen. Zur quantitativen Beschreibung wird das Richtverhältnis α_D (Directivity) verwendet. Es gibt an, wie groß die Pegeldifferenz zwischen Vorlaufanzeige P_i'

und Rücklaufanzeige P_r' für einen reflexionsfrei angepaßten Verbraucher ist (Bild 37):

$$\alpha_D = 10 \text{ dB} \cdot \lg \frac{P_i'}{P_r'} \quad \text{bei } r_L = 0 \quad (21)$$

Je größer die Differenz, um so besser ist die Richtwirkung. Übliche Werte für Durchgangsmessköpfe liegen zwischen 25 dB und 35 dB.

Neben dem Richtverhältnis wird auch die lineare Größe Richtfaktor D verwendet:

$$D = 10^{-\frac{\alpha_D}{20 \text{ dB}}} \quad (22)$$

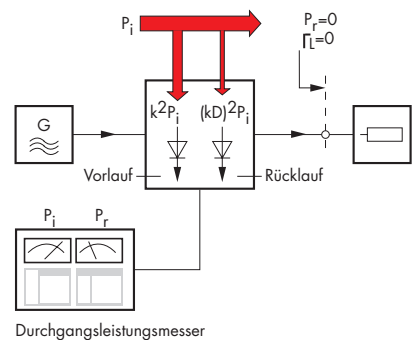


Bild 37: Bestimmung des Richtverhältnisses (k = Kopplungsfaktor; D = Richtfaktor)

Koaxiale Spannungs- sonden

D liegt zwischen 0 (Idealfall) und 1 (keine Richtwirkung).

Ungenügende Richtwirkung macht sich am deutlichsten bei der Rücklaufanzeige P_r' bemerkbar, aber auch der Meßwert P_i' für die Vorlaufleistung wird beeinflusst. Wegen der unbekanntenen Phasenlage von vor- und rücklaufender Welle sind weder Größe noch Vorzeichen der entstehenden Meßabweichung vorhersagbar. Es entstehen Meßunsicherheiten; vom Hersteller nicht spezifizierbar, sind sie durch den Anwender abzuschätzen.

Die Meßunsicherheit für den Reflexionsfaktor läßt sich sehr einfach angeben. Ausgehend von den Meßwerten P_r' und P_i' wird der Reflexionsfaktor des Verbrauchers nach der Beziehung

$$r_L' = \sqrt{\frac{P_r'}{P_i'}} \quad (23)$$

berechnet oder direkt angezeigt. Der wahre Wert kann davon um den Betrag des Richtfaktors D nach oben oder unten abweichen:

$$r_L' - D \leq r_L \leq r_L' + D \quad \text{für } D \leq r_L' \quad (24)$$

$$0 \leq r_L \leq r_L' + D \quad \text{für } D > r_L' \quad (25)$$

Daraus folgt, daß die Anpassung von Verbrauchern, deren Reflexionsfaktoren kleiner als der Richtfaktor sind, nicht mehr vernünftig gemessen werden können. Oder anders ausgedrückt: Das Richtverhältnis sollte mindestens so groß wie die erwartete Rückflußdämpfung sein. Die Gleichungen 24 und 25 berücksichtigen nur den Einfluß des Richtverhältnisses auf die Rücklaufanzeige, was bei gut

angepaßtem Verbraucher ausreichend ist. Für den allgemeinen Fall muß auch die Verfälschung der Vorlaufanzeige (siehe unten) in Betracht gezogen werden. Die Meßunsicherheit für die Rückflußdämpfung kann in diesem Fall Bild 38 entnommen werden.

Die Meßunsicherheit für die Vorlaufleistung (ϵ_D) läßt sich formal wie für eine Fehlanpassung berechnen. Es ist lediglich der Richtfaktor D anstelle des generatorseitigen Reflexionsfaktors r_G zu verwenden. Entsprechend erhält man die Näherungen

$$\epsilon_{D\%} \approx 200 \% D \cdot r_L \quad (26)$$

$$\epsilon_{D\text{dB}} \approx 8,7 \text{ dB } D \cdot r_L \quad (27)$$

mit einem Gültigkeitsbereich von etwa 20% beziehungsweise 1 dB (Bild 39).

Die Höhe der relativen Meßabweichung für die absorbierte Leistung, berechnet aus der Differenz von Vor- und Rücklaufanzeige, kann Bild 40 entnommen werden.

3.14 Koaxiale Spannungs- sonden

Koaxiale Spannungs-sonden mit Dioden-Gleichrichter (unteres Bild auf Seite 9) können ebenfalls zur Leistungsmessung verwendet werden. Sie sind für Frequenzen bis etwa 3 GHz erhältlich und eine sehr preisgünstige Lösung zur Bestimmung der Vorlaufleistung bei sehr gut angepaßtem Verbraucher oder geringeren Anforderungen an die Meßgenauigkeit. Moderne Meßköpfe verfügen über alle Möglichkeiten intelligenter Meßwertkorrektur. Der Gleichrichter ist entweder direkt oder über

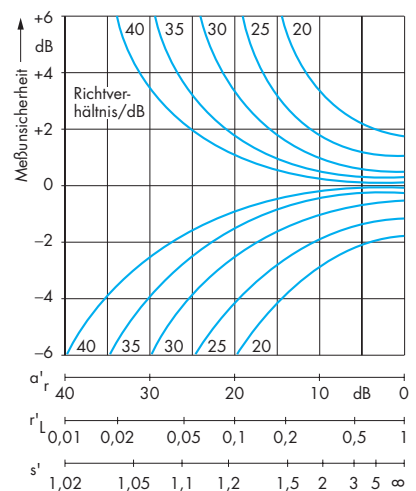


Bild 38: Maximale Meßunsicherheit für die Rückflußdämpfung aufgrund ungenügender Richtwirkung; a_r' , r_L' , s' = Meßwerte für Rückflußdämpfung, Reflexionsfaktor und Welligkeit

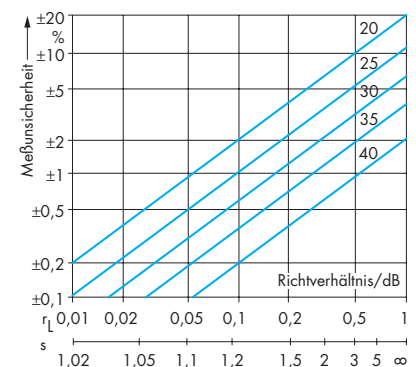


Bild 39: Maximale Meßabweichung für die Vorlaufleistung aufgrund ungenügender Richtwirkung

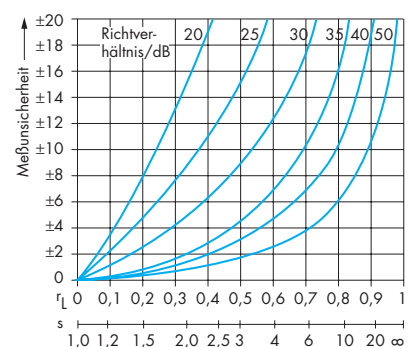


Bild 40: Maximale Meßabweichung für die absorbierte Leistung aufgrund ungenügender Richtwirkung

Grundgeräte

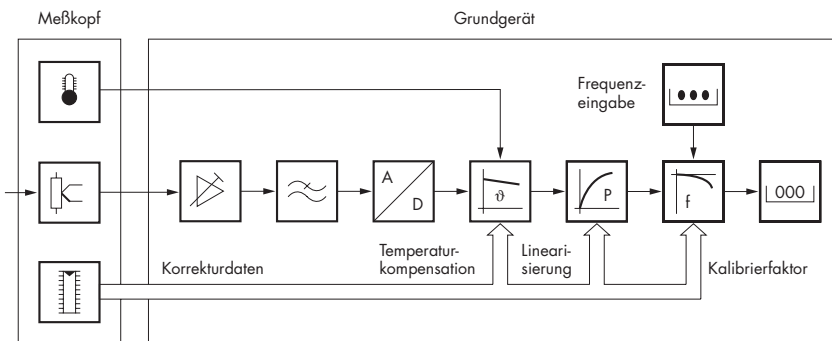


Bild 41: Leistungsmeßgerät mit numerischer Korrektur meßkopfspezifischer Parameter (NRVS und NRVD)

einen kapazitiven 10:1-Rohrteiler an den Innenleiter angeschlossen. Durch Rohrteiler ist eine fast vollständige Entkopplung des Gleichrichters möglich. Dadurch weisen solche Meßköpfe über den ganzen Nutzfrequenzbereich hervorragende Anpassung und niedrige Durchgangsdämpfung auf.

3.2 Grundgeräte

Dem Leistungsmesser-Grundgerät kommt die Aufgabe zu, das Ausgangssignal des Meßkopfes weiterzuverarbeiten (Bild 41). Von Hüllkurvensensoren abgesehen, handelt es sich meist um kleine Gleichspannungen mit überlagerten niederfrequenten Modulationsresten. Sie werden in einem rausch- und driftarmen Chopper-Verstärker so weit verstärkt, daß sie digitalisiert werden können. Der Wechselspannungsanteil wird vorher durch Tiefpässe oder den A/D-Wandler selbst unterdrückt. Bei modernen Geräten findet anschließend eine umfangreiche numerische Korrektur der Meßwerte anhand der individuellen Kenndaten der Sensoren statt. Die Frequenz muß vom Anwender vorgegeben werden. Die korrigierten Meßergebnisse können über Display oder Fernsteuerschnittstelle ausgegeben werden.

3.2.1 Nullpunktgleich

Bei allen Leistungsmeßgeräten treten an der unteren Meßgrenze zusätzliche Meßabweichungen durch überlagerte Störungen auf. Thermoelektrische Sensoren und Dioden-Meßköpfe werden vor allem durch Thermospannungen und Offsetspannungen in nachgeschalteten Verstärkern beeinflusst. Thermospannungen entstehen unter dem Einfluß eines Temperaturgefälles an der Kontaktstelle zweier unterschiedlicher Materialien. Beide Störeinflüsse verschieben

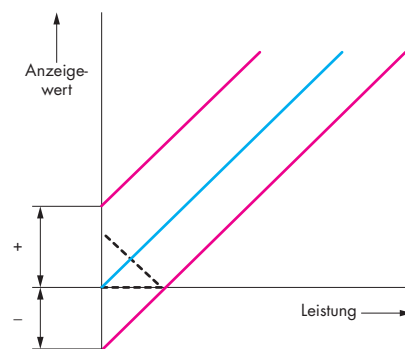


Bild 42: Nullpunktgleichung

die Übertragungskennlinie des Meßkopfes um einen von der Meßleistung unabhängigen Betrag aus dem Nullpunkt heraus (Bild 42). Dadurch macht sich die entstehende Nullpunktgleichung um so stärker bemerkbar, je kleiner die gemessene Leistung ist.

Bei allen Leistungsmessern läßt sich dieses Verhalten durch einen Nullpunktgleich korrigieren. Dazu muß vorher die Meßleistung abgeschaltet werden. Ein Anfassen des Meßkopfes ist zu vermeiden, damit durch die Handwärme keine neuen Thermospannungen entstehen. Die nach dem Abgleich verbleibende restliche Abweichung bestimmt zusammen mit dem Anzeigerauschen die Empfindlichkeit des Leistungsmessers.

3.2.2 Anzeigerauschen und Meßgeschwindigkeit

Anzeigerauschen läßt ein analoges Zeigerinstrument zappeln und eine Ziffernanzeige unruhig erscheinen. Es ist wie die Nullpunktgleichung eine additive Störgröße, unabhängig von der Meßleistung. Durch Verringerung der Meßbandbreite kann es auf Kosten der Meßgeschwindigkeit reduziert werden (Bild 43). Üblich ist eine numerische Mittelung der Meßergebnisse, teilweise mit analoger Vorfilterung. Abhängig vom Meßgerät kann der Filtergrad entweder vom Anwender vorgegeben oder automatisch eingestellt werden. Je kleiner die Leistung, desto stärker ist zu filtern.

Kalibrierung

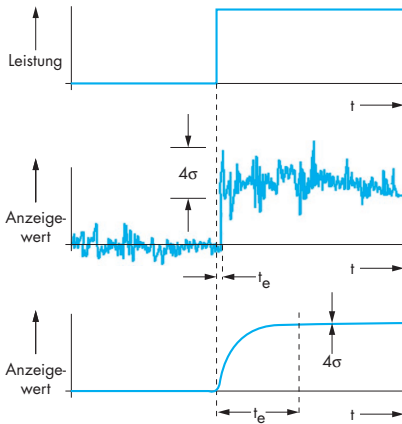


Bild 43: Anzeigerauschen und dynamisches Verhalten eines Leistungsmessers ohne (mittlere Grafik) und mit Anzeigefilter (unten)

Die für einen Meßkopf spezifizierte minimale Leistung kann meist nur mit extremer Rauschfilterung vernünftig dargestellt werden, wobei Einschwingzeiten von 10 s bis 30 s nicht ungewöhnlich sind (Bild 44). Kurze Meßzeiten von etwa 0,1 s lassen sich nur bei höheren Leistungen erreichen, mit thermoelektrischen Sensoren in dem relativ kleinen Bereich von 1 bis 100 mW. Dioden-Detektoren, die über den quadratischen Kennlinienteil der Gleichrichterdiode hinaus betrieben werden können, sind hier im Vorteil. Mit ihnen kann über einen Leistungsbereich von 40 dB mit höchster Geschwindigkeit gemessen werden. Dadurch eignen sie sich besonders für den Einsatz in automatischen Meßsystemen. Da durch das Anzeigerauschen zufällige Meßabweichungen entstehen, muß es statistisch beschrieben werden. Üblich ist die Angabe der zweifachen Standardabweichung (2σ) entsprechend einer Überdeckungswahrscheinlichkeit von 95%.

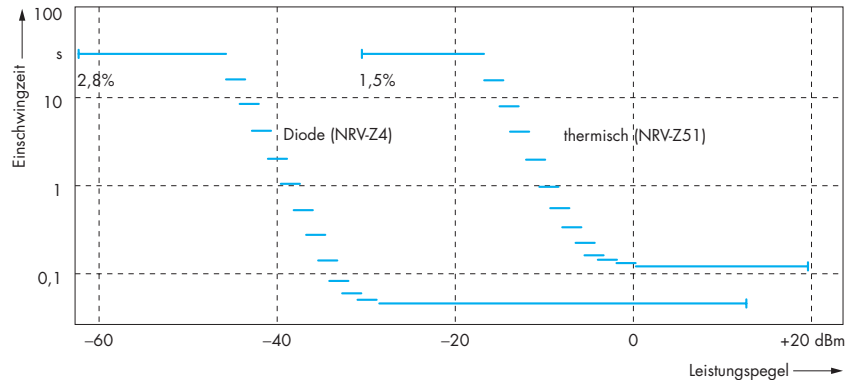


Bild 44: Einschwingzeit als Funktion der Meßleistung. Die Einstellung des Anzeigefilters ist so gewählt, daß der relative Rauschanteil (2σ) innerhalb von 0,1% bleibt. Erst in der höchsten Filtereinstellung steigt er bei weiterem Absinken der Meßleistung bis zum angegebenen Wert an

3.2.3 Hüllkurvenanalysatoren

Die Grundgeräte sind ähnlich wie Digitaloszilloskope aufgebaut. Nach breitbandiger Verstärkung des Sensor-Signals erfolgt die Digitalisierung mit einem schnellen A/D-Wandler. Periodische Signale können durch Random-Sampling mit hoher zeitlicher Auflösung dargestellt werden. Wie bei mittelwertbildenden Leistungsmessern läßt sich das Anzeigerauschen durch Einschränken der Bandbreite verringern, was sich hier durch Verschleifen von Pulsflanken bemerkbar machen kann. Zur Korrektur meßkopfspezifischer Eigenschaften werden die gleichen Verfahren wie bei mittelwertbildenden Leistungsmessern angewendet.

3.3 Kalibrierung

Das Ausgangssignal hochfrequenter Leistungsmeßköpfe ist eine komplizierte Funktion von Meßleistung, Frequenz und Temperatur. Da ein Abgleich des hochfrequenten Sensors

aus praktischen Gründen ausscheidet, müssen die individuellen Eigenschaften im Rahmen einer Kalibrierung ermittelt werden. Nur selten genügt die Bestimmung eines einzigen, frequenzabhängigen Proportionalitätsfaktors. Bei modernen Sensoren werden die Kalibrierdaten in einem mit dem Meßkopf verbundenen Digitalspeicher abgelegt und im Grundgerät numerisch weiterverarbeitet.

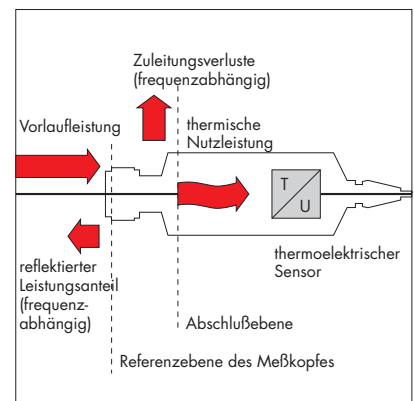


Bild 45: Leistungsverteilung in einem thermischen Abschlußmeßkopf. Die absorbierte Leistung ist gleich der Summe aus thermischer Nutzleistung und Zuleitungsverlusten

Kalibrierung

3.3.1 Abschlußmeßköpfe

Abschlußköpfe können so kalibriert werden, daß entweder die in der Referenzebene absorbierte Leistung P_d oder die Vorlaufleistung P_i angezeigt wird (Bild 45). Im Normalfall wird auf die Vorlaufleistung kalibriert. Dann kann die an Z_0 verfügbare Leistung P_{GZ0} der Quelle gemessen werden. Bei älteren Leistungsmessern wird die zugehörige Kalibriergroße als Kalibrierfaktor bezeichnet. Zur Veranschaulichung stelle man sich vor, die an Z_0 verfügbare Leistung solle für den Sonderfall einer angepaßten Quelle bestimmt werden (Bild 46). Nach

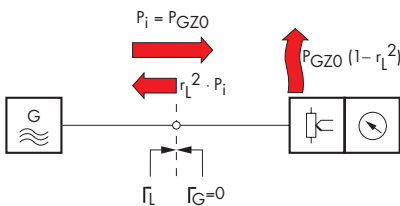


Bild 46: Leistungsmessung an einer angepaßten Quelle

Anschließen des Meßkopfes wird sich die Vorlaufleistung auf den Wert P_{GZ0} einstellen (Gleichung 12). Dagegen wird die in der Referenzebene absorbierte Leistung um die Fehlanpassungsdämpfung des Meßkopfes kleiner sein. Damit das Meßergebnis nicht vom Reflexionsfaktor des Meßkopfes abhängig wird, muß dieser so kalibriert werden, daß er die Vorlaufleistung anzeigt.

Trotz korrekter Kalibrierung können Meßabweichungen entstehen, wenn beide Seiten, also Quelle und Meßkopf, fehlangepaßt sind. In diesem Fall hängt die Vorlaufleistung von Betrag und Phase beider Reflexionsfaktoren ab und unterscheidet sich im

allgemeinen von der an Z_0 verfügbaren Leistung. Diese Meßabweichung ist nicht korrigierbar und geht als Fehl-anpassungsunsicherheit (siehe Bild 10) in das Meßergebnis ein. Da die Quelle vorgegeben ist, kann die Fehl-anpassung nur mit dem Meßkopf beeinflusst werden. Je besser dessen Anpassung, desto geringer ist die Meßunsicherheit.

Wesentlich höhere Genauigkeiten sind erreichbar, wenn nicht die an Z_0 verfügbare, sondern die maximal verfügbare Leistung $P_{G \max}$ der Quelle bestimmt wird. Dazu muß der Meßkopf über einen Tuner konjugiert komplex an die Quelle angepaßt und so kalibriert werden, daß er nur die in der Referenzebene absorbierte Leistung anzeigt (siehe Bild 7). Für hochgenaue Normale mit Thermistoren wird diese Form der Kalibrierung angewendet. Kalibriergroße ist das Verhältnis der im Abschlußwiderstand umgesetzten Leistung P_{therm} zur absorbierten Leistung P_d in der Referenzebene. Es heißt effektiver Wirkungsgrad η_e und ist wegen der Leitungsverluste zwischen HF-Anschluß und Abschlußwiderstand immer kleiner als 1.

$$\eta_e = \frac{P_{\text{therm}}}{P_d} \quad (28)$$

Gelegentlich kann es vorkommen, daß mit einem auf die Vorlaufleistung kalibrierten Leistungsmesser die absorbierte Leistung bestimmt werden muß. Wenn der Reflexionsfaktor r_L des Meßkopfes bekannt ist, kann über die Beziehung

$$P_d = P_i(1 - r_L^2) \quad (29)$$

umgerechnet werden.

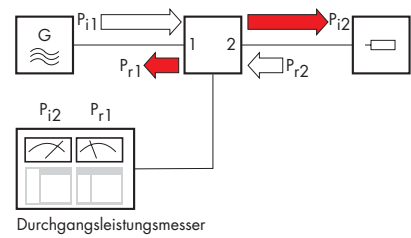


Bild 47: Kalibrierung von Durchgangsleistungsmessern

3.3.2 Durchgangsmeßköpfe

Durchgangsköpfe werden üblicherweise auf die herausfließende Leistung kalibriert (Bild 47). Dadurch wird, wie erwünscht, die verbraucherseitige Vorlaufleistung, aber leider auch die quellseitige Rücklaufleistung angezeigt. Bei Anpassungsmessungen sind die entstehenden Meßabweichungen vernachlässigbar, selbst wenn der Meßkopf eine etwas höhere Durchgangsdämpfung hat. Dagegen können erhebliche Meßabweichungen entstehen, wenn bei etwa gleichgroßer Vor- und Rücklaufleistung die vom Verbraucher absorbierte Leistung bestimmt werden soll. In diesem Fall ist die angezeigte Rücklaufleistung entsprechend der Durchgangsdämpfung zu vergrößern.

3.3.3 Koaxiale Spannungs-sonden

Koaxiale Spannungs-sonden werden bei ausgangsseitigem Abschluß auf die hinein- oder herausfließende Leistung kalibriert. Details sind den Herstellerunterlagen zu entnehmen.

Thomas Reichel

Begriffe der Spannungs- und Leistungsmeßtechnik

Anpassung

Zur quantitativen Beschreibung werden die Begriffe Reflexionsfaktor, Rückflußdämpfung und VSWR verwendet. Anzustreben sind ein möglichst kleiner Reflexionsfaktor bzw. ein VSWR möglichst nahe am Optimum 1 oder größtmögliche Rückflußdämpfung. Der Einfluß von Fehlanpassung auf die Genauigkeit einer Leistungsmessung wird häufig unterschätzt. Nur mit einem gut angepaßten Meßkopf läßt er sich klein halten, da die durch Fehlanpassung entstehenden Meßabweichungen vom Produkt der Reflexionsfaktoren von Quelle und Meßkopf abhängig sind und die Quelle – also das Meßobjekt – meist nicht verändert werden kann. Alle URV5- und NRV-Meßköpfe weisen daher sehr geringe Reflexionsfaktoren auf. Wenn für eine Meßaufgabe mehrere etwa gleichwertige Meßköpfe in Frage kommen, ist derjenige mit dem kleinsten Reflexionsfaktor vorzuziehen. In der Regel hat er auch die kleinste Kalibrierunsicherheit.

Deutscher Kalibrierdienst DKD

Dachorganisation industrieller Kalibrierstellen in der Bundesrepublik Deutschland. Die DKD-Stellen sind bei der Physikalisch Technischen Bundesanstalt PTB akkreditiert und damit befugt, für eine Reihe wichtiger physikalischer Größen Kalibrierleistungen mit amtlichem Zertifikat anzubieten.

Effektivwertgleichrichtung

Der Effektivwert ist die gängigste Größe zur Kennzeichnung der Höhe einer Wechselspannung. Er ist so definiert, daß eine Gleichspannung dieser Größe an einem ohmschen Widerstand dieselbe Wärmeleistung wie die gemessene Wechselspannung erzeugt. Mathematisch ausgedrückt (T_i : Integrationszeit):

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_i} \cdot \int_0^{T_i} u^2(t) dt}$$

Die Quadrierung der Meßspannung kann – der Definition entsprechend – auf thermischem Wege, durch nichtlineare elektronische Bauelemente oder numerisch nach vorangegangener Abtastung erfolgen. Rohde & Schwarz verwendet in den RMS-Voltmetern URE 2 und URE 3 eine patentierte Schaltung, deren Vorzüge hohe Genauigkeit, großer Scheitelfaktor, breiter Frequenzbereich und kurze Einschwingzeiten sind.

Eichen

Behördliche Prüfung eines Meßgeräts nach bestimmten Vorschriften. Durch „Stempelung“ wird beurkundet, daß das Meßgerät zum Zeitpunkt der Prüfung den Eichvorschriften entsprochen hat und auf Grund seiner Beschaffenheit zu erwarten ist, daß es bei einer Handhabung entsprechend den Regeln der Technik innerhalb der Nacheichfrist „richtig“ bleibt. Welche Meßgeräte der Eichpflicht unterliegen, ist gesetzlich geregelt.

Eingangsimpedanz

Elektronische Voltmeter mit Verstärkereingang haben im allgemeinen eine hohe Eingangsimpedanz, die sich als Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes und einer verlustbehafteten Kapazität darstellen läßt. Bei Breitbandvoltmetern ist mit etwa $1 \text{ M}\Omega \parallel 40 \text{ pF}$ zu rechnen. Bereits bei 10 MHz führt die Parallelkapazität zu einem Eingangsscheinwiderstand von nur noch 500Ω . Ein angeschlossenes Koaxialkabel bewirkt eine weitere Verringerung. Eine Erhöhung der Eingangsimpedanz erreicht man durch Vorschalten eines Spannungsteilertastkopfes (10:1, 100:1) oder eines aktiven Tastkopfes.

Bei Diodentastköpfen wird die zu messende Wechselspannung einem Diodengleichrichter ohne vorgeschalteten Verstärker zugeführt. Sie sind bei tieferen Frequenzen nicht so hochohmig (ca. $100 \text{ k}\Omega$) wie Voltmeter mit Verstärkereingang, durch ihre geringere Eingangskapazität von ca. 2 pF ist die Eingangsimpedanz ab einigen MHz aber bereits deutlich höher. Durch Vorsteckteiler läßt sich die Kapazität auf Kosten der Empfindlichkeit bis auf etwa $0,5 \text{ pF}$ vermindern, die Eingangsimpedanz somit weiter erhöhen. Diodentastköpfe gestatten hochohmige Messungen bis zu Frequenzen von 1 GHz.

Begriffe

Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit eines Meßgeräts ist definiert als der Quotient aus der Änderung einer Ausgangsgröße (des Anzeigewerts) und der sie verursachenden Änderung der Meßgröße. Wenn die Empfindlichkeit von der Höhe der Meßgröße abhängt, bezeichnet man das Verhalten als nichtlinear.

Frequenzgang

Als Frequenzgang bezeichnet man bei einem Meßgerät die Abhängigkeit der Meßabweichung von der Frequenz, immer bezogen auf eine Referenzfrequenz.

IEC-Bus

Die Standard-Fernsteuerschnittstelle in der elektronischen Meßtechnik, auch bekannt als IEEE-488-Bus oder GPIB. Es handelt sich um eine adressierbare parallele Datenschnittstelle, über die mehrere Geräte gleichzeitig angesteuert werden können. Sie befindet sich meist auf einer eigenen Interface-Karte und erfordert Zusatzprogramme für den verwendeten Steuerrechner. Mit der internationalen Vereinheitlichung der Kommandosyntax zum SCPI-Standard (Standard Commands for Programmable Instruments) haben die Normungsarbeiten ihren vorläufigen Abschluß gefunden.

Justieren

Justieren heißt, ein Meßgerät so einstellen oder abgleichen, daß die Meßabweichungen möglichst klein werden oder daß die Beträge der Meßabweichungen die Fehlergrenzen nicht überschreiten. Das Justieren erfordert also einen Eingriff, der das Meßgerät meist bleibend verändert.

Kalibrieren

Durch Kalibrieren wird das Verhalten eines Meßgeräts im Vergleich mit einem Referenzgerät höherer Genauigkeit bestimmt. Obwohl der Kalibriervorgang selbst fehlerbehaftet ist, können systematische Meßabweichungen zahlenmäßig erfaßt und bei späteren Messungen berücksichtigt werden.

Bei den meisten Leistungsmessern wird nur der Frequenzgang der Meßkopfempfindlichkeit kalibriert, d.h. die Änderung des Verhältnisses der Ausgangsspannung des HF-Sensors zur Eingangsleistung, bezogen auf eine Referenzfrequenz. Diese Form der relativen Kalibrierung macht es nötig, daß jeder Meßkopf vor der Messung erst noch an einem Kalibriergenerator (i.a. 1 mW, 50 MHz) absolut kalibriert werden muß. Abgesehen von dem lästigen Vorgang an sich besteht die Möglichkeit des Fehlablesens oder der Fehlbedienung, gerade auch unter Zeitdruck. Außerdem bleiben bei dieser Methode die Nichtlinearität des Meßkopfes und dessen Temperaturverhalten unberücksichtigt.

Um diese Nachteile auszuschalten, sind alle Meßköpfe der Reihen URV5-Z, NRV-Z und NRT-Z absolut kalibriert. Sie enthalten in einem untrennbar mit dem Meßkopf verbundenen Festwertspeicher alle relevanten Daten: individuelle Empfindlichkeit bei einer Vielzahl von Frequenzen, Nichtlinearität, Temperaturverhalten und allgemeine Kennzeichen wie Kalibrierdatum etc. Bei jedem Anstecken eines Meßkopfs an ein Anzeigegerät werden diese Daten ausgelesen und für die Berechnung des Meßwerts herangezogen. Fehlbedienungen sind ausgeschlossen, und die Genauigkeit der Meßergebnisse wird deutlich erhöht.

Meßabweichung (Fehler)

Als Meßabweichung (Fehler) bezeichnet man die Differenz zwischen dem Meßwert und einem Bezugswert, der i.a. von einem Meßgerät höherer Genauigkeit geliefert wird. Im Idealfall verkörpert der Bezugswert den – prinzipiell nicht meßbaren – „wahren“ Wert der Meßgröße. Fehlergrenzen sind die vom Hersteller eines Meßgeräts spezifizierten größtmöglichen Meßabweichungen. Werden sie überschritten, gilt das Meßgerät als fehlerhaft.

Zur Kennzeichnung der Genauigkeit von Leistungsmessern werden i.a. keine Fehlergrenzen angegeben, statt dessen weisen die Hersteller die Meßunsicherheit bei der Ermittlung der Kalibrierfaktoren (Kalibrierunsicherheit) aus.

Begriffe

Meßunsicherheit

Die Meßunsicherheit ist ein die Genauigkeit einer Messung kennzeichnender Wert, der dem Meßergebnis bei einer Prüfung oder Kalibrierung beigeordnet wird. Konkreter ausgedrückt charakterisiert die Meßunsicherheit den Bereich der Werte, die der Meßgröße vernünftigerweise zugeordnet werden können.

International üblich ist mittlerweile nicht mehr die Angabe von Meßunsicherheitsgrenzen (worst case), sondern die Ausweisung einer sogenannten erweiterten Unsicherheit mit einem Überdeckungsfaktor von 2. Bei angenommener Normalverteilung der Meßabweichungen kann davon ausgegangen werden, daß ein Meßergebnis mit einer Wahrscheinlichkeit von 95% innerhalb des durch die erweiterte Unsicherheit definierten Intervalls liegt.

Die Berechnung der erweiterten Meßunsicherheit erfolgt auf statistischer Basis unter Berücksichtigung aller die Messung beeinflussenden Größen. Die Vorgehensweise ist zum Beispiel im „Leitfaden für die Angabe der Unsicherheit beim Messen“ (engl.: „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement“), einer Publikation des internationalen Normungsgremiums ISO, näher beschrieben.

Nichtlinearität

Als Nichtlinearität oder Linearitätsabweichung bezeichnet man bei einem Meßgerät die Abweichung vom linearen Zusammenhang zwischen Meßgröße und Anzeigewert.

PEP

Die Abkürzung PEP steht für maximale Hüllkurvenleistung (Peak Envelope Power). Das ist die über eine Periode gemittelte Trägerleistung im Hüllkurvenmaximum (Spitzenleistung).

Prüfen

Prüfen heißt feststellen, ob der Prüfgegenstand eine oder mehrere vorgegebene Bedingungen erfüllt. Bei einem Meßgerät kann z.B. geprüft werden, ob es die angegebenen Fehlergrenzen einhält.

Quadratischer Bereich

Als quadratischer Bereich wird bei Dioden-Detektoren der Bereich der Eingangsspannung bzw. der Eingangsleistung bezeichnet, innerhalb dessen die Ausgangs-Gleichspannung dem Quadrat der Eingangsspannung oder – was gleichbedeutend ist – der Eingangsleistung proportional ist (Effektivwertgleichrichtung).

Richtverhältnis

Durchgangsleistungsmesser können den Leistungsfluß auf einer koaxialen Leitung getrennt nach vor- und rücklaufender Welle messen. Dazu enthalten sie einen symmetrisch aufgebauten Doppel-Richtkoppler (Reflektometer) mit zwei Meßausgängen. Jedem der beiden Meßausgänge ist eine der beiden Energieflußrichtungen in der Hauptleitung zugeordnet. Im Idealfall wird nur der Welle in der jeweiligen Vorzugsrichtung Energie entnommen, was praktisch nicht realisierbar ist. Am Richtverhältnis (englisch: directivity) läßt sich die Güte der Trennung ablesen. Das Richtverhältnis als logarithmisches Maß (in dB) gibt an, um wieviel sich die ausgekoppelte Leistung bei einer Umkehr der Leistungsflußrichtung ändert. Je größer das Richtverhältnis, um so genauer kann die Anpassung eines Verbrauchers mit einem Durchgangsleistungsmesser bestimmt werden. Außerdem verringert ein hohes Richtverhältnis die Meßunsicherheit für die Vorlaufleistung bei schlecht angepaßtem Verbraucher.

Begriffe

RS-232-Schnittstelle

Eine serielle Datenschnittstelle, die standardmäßig in den meisten PCs ein- oder mehrfach vorhanden ist. Über die RS-232-Schnittstelle wird beispielsweise eine Maus oder ein Plotter angeschlossen – oder ein Level Meter URV 35 ferngesteuert. Die Schnittstelle ist bidirektional, gestattet also das Senden und Empfangen von Daten. Jedes Datenwort wird als Bitstrom mit Startbit und bis zu zwei Stopbits in einem festen Takt, der Übertragungsrates, gesendet. Das übliche Datenformat besteht aus 8 Datenbits, einem Start- und einem Stopbit, also 10 bit pro übertragenem Zeichen.

Scheitelfaktor S (Crest factor)

Der Scheitelfaktor ist das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert einer Wechselspannung und ein wichtiges Kriterium beim Messen nicht-sinusförmiger Wechselspannungen mit einem Effektivwertvoltmeter.

Der Begriff wird – mit ähnlicher Bedeutung – auch in der Leistungsmeßtechnik verwendet, und zwar ist er dort als das Verhältnis der maximalen Hüllkurvenleistung zum Leistungsmittelwert definiert.

Spitzenleistung

Amplitudenmodulation (AM) und viele digitale Modulationsverfahren führen zu einer Modulation der Hüllkurve des Trägersignals. Als Spitzenleistung wird in diesem Zusammenhang die über eine Periode des Trägersignals gemittelte Leistung im Modulationsmaximum bezeichnet. Um Verwechslungen mit dem Spitzenwert der Momentanleistung zu vermeiden, sollte statt des Begriffs der Spitzenleistung eher die Bezeichnung maximale Hüllkurvenleistung (PEP) verwendet werden.

Spitzenwertgleichrichtung

Geräte mit Spitzenwertgleichrichter messen den Höchstwert der Signalspannung. Sie verfügen über eine Speicherschaltung, die diesen Wert für die Ablesung festhält. Man unterscheidet zwischen positiver (U_{s+}), negativer (U_{s-}) und Spitze-zu-Spitze-Gleichrichtung (U_{ss})

Staatsinstitut

Nationale Behörde, die für die Darstellung der gesetzlichen Einheiten zuständig ist. Darstellen heißt, ein Normal für die entsprechende physikalische Größe (z.B. Leistung) mit geringstmöglicher Unsicherheit bereitzuhalten. Diese Aufgabe wird in der Bundesrepublik Deutschland von der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB) wahrgenommen, in den USA vom National Institute of Standards and Technology (NIST, früher NBS).

Standardabweichung

Die Standardabweichung ist ein Maß für die mittlere Abweichung einer diskreten Zufallsgröße von ihrem Mittelwert. Der Begriff wird in der Meßtechnik auch zur Charakterisierung von Rauschsignalen verwendet. Es läßt sich zeigen, daß die Standardabweichung einer Folge von Abtastwerten einer Rauschspannung (ohne Gleichspannungsanteil) gleich dem Effektivwert dieser Spannung ist.

Thermische Leistungsmessung

Thermische Leistungsmesser gestatten die nahezu fehlerfreie Umsetzung von HF-Energie in eine meßtechnisch leichter erfassbare Größe, z.B. die Temperaturerhöhung eines Abschlußwiderstands.

Bislang bekannte Geräte dieser Bauart hatten meist den Nachteil der geringen Meßgeschwindigkeit, da die thermische Zeitkonstante des Abschlußwiderstandes und des Thermoelementes nicht klein genug war. Durch Halbleitertechnologie ist es inzwischen möglich, derart kleine Strukturen herzustellen, daß die effektive Zeitkonstante, z.B. im Leistungsmeßkopf NRV-Z55, nur noch wenige Millisekunden beträgt. Bei diesem Meßkopf wurde ein neuartiges Verfahren eingesetzt, das eine Gleichstromkopplung des Signals erlaubt und dadurch den Frequenzbereich von DC bis 40 GHz mit nur einem Meßkopf erschließt.

Literatur

- Barnard, D.L. et al.: Automatic Calibration for Easy and Accurate Power Measurements. Hewlett-Packard Journal, Vol. 43 (April 1992), pp. 95-100.
- Bailey, A.E et al.: Microwave measurement. Peter Peregrinus Ltd., London, UK 1985.
- Betz, T.: Neue Mobilfunktechnik, neue Meßtechnik: Durchgangsleistungsmesser NAS mit GSM-Meßkopf NAS-Z6. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 139 (1992), S. 32-33.
- Betz, T.: Durchgangsleistungsmesser NAS paßt jede Funkanlage optimal an. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 134 (1991), S. 29-30.
- Betz, T.: Leistungsmeßköpfe zum NRV jetzt bis 26,5 GHz. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 133 (1991), S. 34-35.
- Betz, T.: URE2 und URE3 - Evolution und Revolution bei den Effektivwertvoltmetern. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 127 (1989), S. 8-11.
- Betz, T.: HF-Spannung und HF-Leistung perfekt gemessen. Elektronik, 35. Jahrg.(1986), Nr. 13, S. 171-174.
- Betz, T.; Köhler, D.; Reichel, T.: HF-Meßsystem URV5 - Spannungs- und Leistungsmessung bis in den GHz-Bereich. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 106 (1984), S. 16-18.
- Betz, T.; Birner, R.; Reichel, T.; Schermer, J.: Schaltung zum Messen des Effektivwerts einer Wechselspannung. Deutsches Patent DE 31 43 669 C2, Sept. 83.
- Blackham, D; Hoberg, P.: Minimize Harmonics in Scalar Tests of Amplifiers. Microwaves & RF, Aug. 1987, pp. 143-153.
- Blankenburg, K.H.: Quadrier- oder Effektivwertgleichrichter-Schaltung. Deutsches Patent DE 23 29 579 B2, Aug. 79.
- Blankenburg, K.H.: Kurvenformbewertung bei der Messung von HF-Spannungen mit dem HF-DC-Millivoltmeter URV. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 75 (1976), S. 22-24.
- Browne, J.: SNA Sensors Trigger on Fast Pulses. Microwaves & RF, July 1990, pp. 132-137.
- Buschbeck, W.: Hochfrequenz-Wattmeter und Fehlanpassungsmesser mit direkter Anzeige. Hochfrequenz und Elektroakustik 61 (1943) Heft 4, S. 93.
- Burns, J.G.: Vector Analyzer speeds Power Sensor Calibration Results. Microwaves & RF, Aug. 1987, pp. 91-96.
- Cordes, H.: Messung der Spitzenleistung bei Mikrowellen. Elektronik, 34.Jahrg.(1985), Nr. 24, S. 126-127.
- Daw, E.: Determine the Accuracy of loss measurements. Microwaves & RF, Jan. 1984, pp. 73-79.
- DIN 1319, Teil 1, Juni 1985: Grundbegriffe der Meßtechnik – Allgemeine Grundbegriffe.
- DIN 1319, Teil 2, Jan. 1980: Grundbegriffe der Meßtechnik – Begriffe für die Anwendung von Meßgeräten.
- DIN 1319, Teil 3, Aug. 1983: Grundbegriffe der Meßtechnik – Begriffe für die Meßunsicherheit und für die Beurteilung von Meßgeräten und Meßeinrichtungen.
- DIN 1319, Teil 4, Dez. 1985: Grundbegriffe der Meßtechnik – Behandlung von Unsicherheiten bei der Auswertung von Messungen.
- Engen, G.F.: Amplitude Stabilization of a Microwave Signal Source. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, April 1958, pp. 202-206.
- Fantom, A.: Radio frequency and microwave power measurement. Peter Peregrinus Ltd., London, 1990.
- Fischer, C.M. et al.: GaAs Technology in Sensor and Baseband Design. Hewlett-Packard Journal, April 1992, pp. 90-94.
- Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements. Application Note 64-1, Hewlett Packard, 1977/78.
- Power Monitoring. Handbook of Microwave Measurements, Vol. I. Polytechnic Press, 1963, pp. 156 ff.
- Harrison, R.G.; Le Polozec, X.: Nonsquarelaw Behavior of Diode Detectors Analyzed by the Ritz-Galérkin Method. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 5 (May 1994), pp. 840-845.
- Heiden, K.P.: Ausgangsleistung und Anpassung. Funkschau, 50. Jahrg. (1978), Nr. 19, S. 915-918 (1. Teil) Nr. 20, S. 967,968 (2. Teil)
- Hunton, J.K.: Analysis of Microwave Measurement Technique by Means of Signal Flow Graphs. Transactions IRE, Vol. MTT-8, No. 2 (March 1960), pp. 206-212.
- ISO Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. First edition 1993, corrected and reprinted 1995, International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland, ISBN: 92-67-10188-9, 1995.
- Jackson, W.H.: A Thin-Film/Semiconductor Thermocouple for Microwave Power Measurements. Hewlett-Packard Journal, Vol. 26, No. 1 (Sept. 1974), pp. 16-18.
- Janik, D., Wolf, H.: Leistungsmessung im Millimeterwellengebiet bei Raum- und Stickstofftemperaturen mit Dünnschicht-Bolometern. Technisches Messen 62 (1995), pp. 49-57.

Literatur

Johnson, R.A.: Understanding Microwave Power Splitters. *Microwave Journal*, Dec. 1975.

Käs, G.; Pauli, P.: *Mikrowellentechnik*. Franzis, München 1991, S. 292-325.

Köhler, D.; Reichel, T.: Power Meter NRV für 400 pW bis 500 mW. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 116 (1986/87), S. 13-15.

Küfner, B.: Level Meter URV35 – ein Meßgerät hoher Genauigkeit für Service und Labor. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 135 (1991), S. 32-33.

Kuhn, N.J.: Simplified Signal Flow Graph Analysis. *Microwave Journal*, Vol.6, No. 11 (Nov. 1963), pp. 59-66.

Lamy, J.C.: Microelectronics Enhance Thermocouple Power Measurements. *Hewlett-Packard Journal*, Vol. 26, No. 1 (1974), pp. 19-24.

Löser, A.: Power Reflection Meter NAP für Anpassungsmessungen. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 106 (1984), S. 9-11.

Löser, A.: Die neuen thermischen Meßköpfe NRV-Z51 und NRV-Z52: Leistungsmeßsensoren in Halbleitertechnik. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 139 (1992), S. 34.

McAllister, P.: Error Reduction in RF and Microwave Measurement. *Microwave Journal*, Oct. 1985, pp. 131-138.

Microwave Powermate. A collection of useful information for microwave and RF engineers making power measurements. Marconi Instruments Ltd, 1989.

Minck, J.: Understanding Measurement of RF and Microwave Pulsed Power. *Microwave Journal*, Nov. 1991, pp. 141-147.

Mouw, R.B.; Coale, F.S.: Low Insertion Loss Directional Detector. *United States Patent* 3,611,123. Oct. 1971.

Moyer, R.D.: Techniques for Measuring the Effective Source Reflection Coefficient of Two-Resistor Power Splitters. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-36, No. 1 (March 1987), pp. 23-28.

Nak, S.C.; Shin, J.; Bayer, H.; Honigbaum, R.: Coaxial and Waveguide Microcalorimeters for RF and Microwave Power Standards. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 38, No. 2 (Apr. 1989), pp. 460-464.

Nestler, W.: Spannungsmessung von Millihertz bis Megahertz mit URE2/3. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 131 (1990), S. 20-21.

Radio Equipment and Systems (RES); Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics. ETSI Technical Report ETR028, June 1997, 3RD Edition, European Telecommunications Standards Institute. Valbonne, France.

Reichel, T.: Spitzenleistungsmeßköpfe NRV-Z, NAS-Z, NAP-Z. Leistungsmessung mit PEP an TDMA-Funkgeräten, TV-Sendern und vielem mehr. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 145 (1994), S. 14-17.

Reichel, T.: NRVD und NRVS, die neuen thermischen Leistungsmesser. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 137 (1992), S. 4-7.

Reichel, T.: Schaltung zum Messen einer von dem quadratischen Mittelwert einer Wechselspannung abgeleiteten Meßgröße, insbesondere des Effektivwerts einer Wechselspannung. *Deutsches Patent* DE 39 28 083 C2, Okt. 92.

Reichel, T.: Hochpaßfilterschaltung. *Deutsches Patent* DE 40 00 131 C1, Apr. 91.

Reichel, T.: RMS/Peak Voltmeter URE3: Scheitelwertmessung ohne Dachschrägen und Überschwinger. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 133 (1991), S. 38.

Reichel, T.: Stark und vielseitig – der Richtkopppler URV5-Z9 zu URV5 und NRV. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 130 (1990), S. 35-36.

Reichel, T.: Kurzwellen-Meßköpfe zum Power Reflection Meter NAP. *Neues von Rohde & Schwarz*, Nr. 117 (1987), S. 39-40.

Reichel, T.; Betz, T.; Köhler, D.; Schermer, J.: Einrichtung zum Messen von physikalischen Größen. *Deutsche Patentschrift* DE 31 16 690 C2, Sept. 83.

Rhodes, C.W.: Measuring Peak and Average Power of Digitally Modulated Advanced Television Systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 38, No. 4, (Dec. 1992), pp. 197-200.

Rumfelt, A.Y.; Elwell, L.B.: Radio Frequency Power Measurements. *Proc. of the IEEE*, Vol. 55, No. 6 (June 1967), pp. 837-850.

Scherer D. et al.: The Peak Power Analyzer, a New Microwave Tool. *Hewlett-Packard Journal*, April 1992, pp. 81-89.

Szente, P.A.; Adam, S.; Riley, R.B.: Low-Barrier Schottky-Diode Detectors. *Microwave Journal*, Vol. 19, No. 2 (Feb. 1976).

Szente, P.A.; Riley, R.B.: Wide Dynamic Range Radio-Frequency Power Sensor. *United States Patent* 4,943,764. July 1990.

Weinert, F.K. and Weinschel, B.O.: Peak Power Measurement Independent of Detector Characteristics by Comparison of Video Samples. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-21, No. 4 (Nov. 1972), pp. 474-479.

Wetenkamp, S.: Comparing single-diode and balanced power detectors. *Microwaves & RF*, Aug. 1983, pp. 120-122

Yasumura, G.; Genin, R.D.; Wetenkamp, S.F.: Broad Band Microwave Detector. *United States Patent* 4,360,865. Nov. 1982.

Fax-Antwort zu Spannungs- und Leistungsmeßtechnik

- Bitte senden Sie mir ein Angebot**
- Ich wünsche eine Gerätevorführung**
- Bitte rufen Sie mich an**
- Ich möchte Ihren kostenlosen CD-ROM-Katalog bekommen**
(Meßgeräte und Meßsysteme)

Sonstiges: _____

Name: _____
Firma/Abt.: _____
Position: _____
Straße: _____
PLZ/Ort: _____
Telefon: _____
Fax: _____
E-Mail: _____



ROHDE & SCHWARZ