15. Leistungsmessung

Die HF-Leistungsmessung wird direkt zur Bestimmung von HF-Leistung und indirekt zur Messung von Dämpfung und Reflexion benutzt. Dazu gibt es verschiedene Meßumformer und Anzeigegeräte, um aus der Leistung eine Meßspannung und Anzeige zu erhalten. Zur Messung der oben beschriebenen Größen sind verschiedene Meßaufbauten und Verfahren anzuwenden. HF bedeutet Hochfrequenz und wird immer so in der Schreibweise abgekürzt.

15.1 Leistungsdefinitionen

Leistung ist das Produkt aus Strom und Spannung zu einem bestimmten Augenblick gemessen und über die Periode integriert. Bei Gleichspannung ist die Gleichung hierfür einfach.

$$P = U*I \qquad (15.1)$$

Die Einheit kann folgendermaßen bezeichnet sein: W (Watt) oder J/s (Joule pro Sekunde).
Dauerleistung oder auch CW-Power (continuous wave) ist die übliche Leistungsbezeichnung für eine Sinusschwingung einer Frequenz, normalerweise unmoduliert und im Dauerbetrieb, das heißt nicht getastet. Daraus ergibt sich für die Augenblicksleistung (p(t)) zum Zeitpunkt t die Formel 15.2.

$$p(t) = u(t)*i(t) \qquad (15.2)$$

Für die Mittelwertsleistung (P) bei periodischen Sinussignalen ist Gleichung 15.3 anzuwenden. Es gilt T = Periodenzeit und n=Anzahl der Perioden.

$$P = \frac{1}{n*T} \int_0^{nT} u(t) * i(t)\, dt \qquad (15.3)$$

$$P = \frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} \hat{u} * \sin(\frac{2\pi}{T_0} * t) * \hat{\imath} * \sin(\frac{2\pi}{T_0} * t + \Phi)\, dt \qquad (15.4)$$

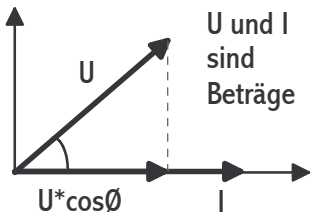
Die Gleichung 15.4 stellt die Leistung bei der Betrachtung nur einer Frequenzkomponente über n Perioden dar. Es gelten dabei die folgenden Abkürzungen:
$T_0 = 1/f_0$ = Wechselspannungsperiodenzeit der Sinuswelle
$\hat{u}$, $\hat{\imath}$ = Spitzen-, Peak-, Scheitel-Wert der Amplitude von Spannung und Strom
$Ø=Ø_U - Ø_I$ = Winkel zwischen Spannungs- und Strom-Sinuswelle
Aus dem Integral von oben läßt sich dann die Wirkleistung in Gleichung 15.5 bestimmen.

$$P = \frac{\hat{u}*\hat{\imath}}{2} * \cos(\Phi) \qquad (15.5)$$

$$U = U_{eff} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \qquad I = I_{eff} = \frac{\hat{\imath}}{\sqrt{2}} \qquad (15.6)$$

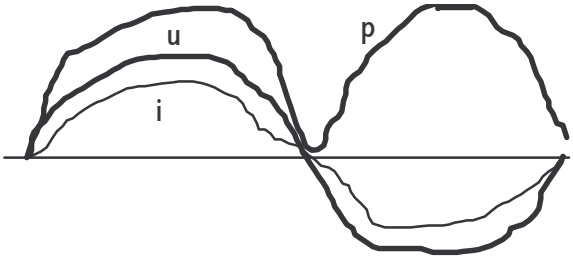
Endgültig kann dann die HF-Leistung mit U und I als Betrag des komplexen Wertes in Gleichung 15.7 bestimmt werden.

$$P = U * I * \cos(\Phi) \qquad (15.7)$$



Nur wenn u(t) und i(t) beide in der positiven oder negativen Halbwelle liegen, dann wird eine Wirkleistung erzeugt. Für den Fall Ø=0° ist cos(0°)=1 und P=U*I und es liegt die größt mögliche Leistung vor. Allgemein ist die Wirkleistung einer Wechselspannung der Wechselspannungsanteil, den ein Generator effektiv an eine komplexe Last liefern muß.

$P=(U^2/Z)*\cos Ø$. Den ganzen Vorgang kann man auch in der vorhandenen Abbildung gut erkennen.

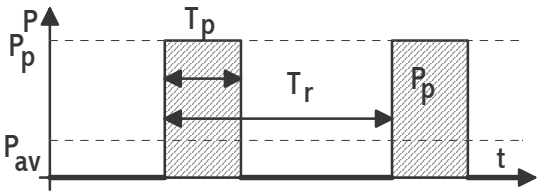


Bei der Average-Power (P_{AV}) wird bei einem Frequenzgemisch über die Periode der niedrigsten Frequenz integriert. So muß zum Beispiel bei einem amplitudenmoduliertem Signal über viele Modulationszyklen gerechnet werden.

$$P_{AV} = \frac{1}{nT_{\min}} \int_0^{nT_{\min}} u(t) * i(t) \quad dt \qquad (15.8)$$

Mit T_{min} = Periode der kleinsten (minimalsten) Frequenz im Gesamtsignal.

Die Pulsleistung (P_P) ergibt sich aus einem pulsförmigen, periodischen konstanten Signal, also kein Einzelpuls (Singelshot). Für die mittlere Leistung der Pulsfolge gilt wieder die Formel 15.8. Für die Leistung des Pulses selbst ist Gleichung 15.10 und 15.11 anzuwenden. Diese Art von Signalen kommen häufig in der Radartechnik vor.



T_P = Impulsbreite; $T_r=1/f_r$ = Impulsperiode

v = Tastverhältnis; g = Tastgrad (duty cycle)

f_r = Repetition- (Wiederholungs-) Frequenz

$$v = \frac{T_r}{T_P} = \frac{1}{g} \qquad (15.9)$$

$$P_P = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} u(t) * i(t)\, dt \qquad (15.10)$$

$$P_P = \frac{P_{AV} * T_r}{T_P} \qquad (15.11)$$

Beispiel: f_r=1kHz; T_P=1.5µs; P_{AV}=7.5mW mit Gl. 15.11 folgt: $P_P=7.5*10^{-3}/(1000*1.5*10^{-6}) = 5W$

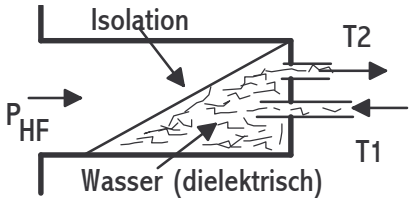
Zuletzt gibt es noch die Spitzenhüllkurvenleistung oder Peak-Power, die der Pulsleistung entspricht, aber deren Meßzeit sehr viel kleiner als der Kehrwert der größten Frequenz ist ($t_M \ll 1/f_{max}$). So können auch Kurvenänderungen des Pulses und Single Shots gemessen werden.

15.2 Leistungsmeßumformer

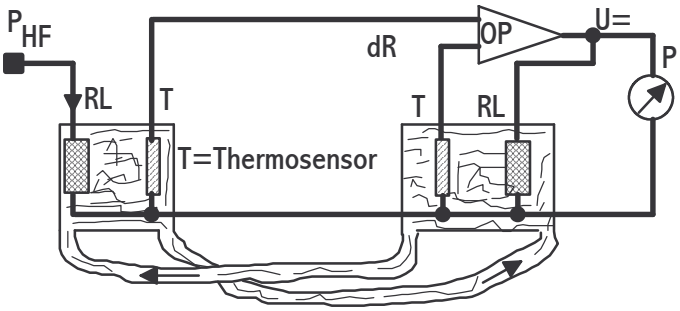
Hierunter fallen nicht die Meßverfahren oder Anzeige-Meßgeräte, wohl aber die Fühler, die Leistung detektieren können. Viele funktionieren nach dem thermischen Prinzip.

Das einfachste und am besten vorstellbare ist die Glühlampe, die aber nicht mehr verwendet wird. Die Glühlampe gehört wie die meisten Leistungsmessern zu den Absorptionsmessern. Das heißt, es wird die HF-Energie in Wärme beziehungsweise hier in Wärme und Licht umgewandelt und dann weiter verarbeitet. Die Messung mit einer Glühlampe ist antik und nur für hohe Leistungen zu gebrauchen. Es wird dabei die Helligkeit der linken Birne durch verstellen von U= der rechten Birne so verglichen, daß beide gleich hell erscheinen. Dann entspricht der Gleichstromleistung die Hochfrequenzleistung, jedoch ist dazu eine große Leistung erforderlich. Die HF-Seite muß zudem an die 50 Ohm angepasst sein.

Beim Flüssigkeitskalorimeter erhöht die HF-Leistung die Temperatur einer Flüssigkeit entweder direkt, mit Wasser was durch den Hohlleiter fließt, oder durch einen Lastwiderstand, der sich in einer Flüssigkeit befindet. Die Temperaturerhöhung wird entweder direkt (linkes Bild) gemessen, oder mit der Substitutionsmethode durch einen Vergleich mit einem Gleichstromlastwiderstand. Die Methoden sind beide sehr aufwendig und nur ab einer bestimmten höheren Leistung zu gebrauchen. Für die Direktmessung mit einer Ungenauigkeit von 5% bis 10% gilt die Gleichung 15.12 mit: v=Strömumgsgeschwindikeit [g/s], c_p=spezifische Wärme [cal/g].

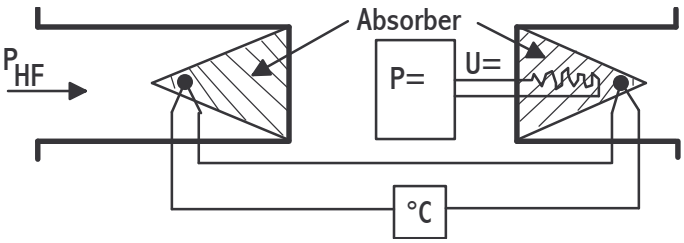


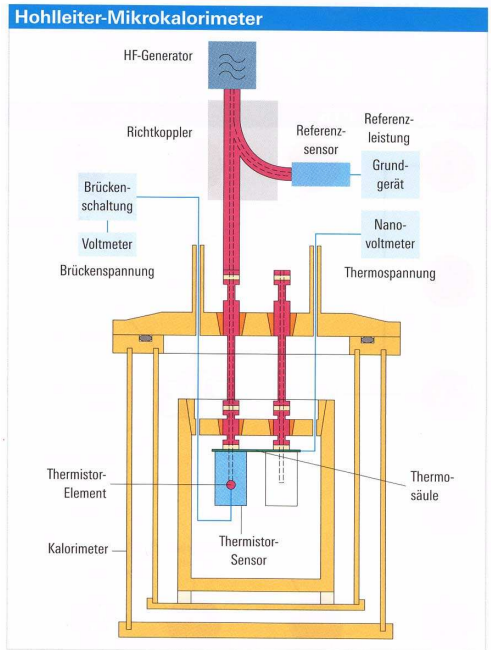
$$P_{HF} = 4.18 * v * c_p * (T_2 - T_1) \quad (15.12)$$



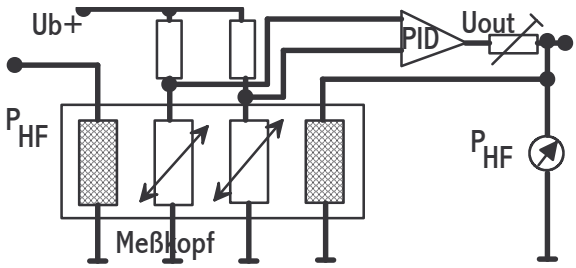
Bei der Substitutionsmessung regelt die Brücke auf Gleichgewicht nach und zeigt so die Leistung P mit einer Genauigkeit von 1% direkt an. Die Flüssigkeit muß die dem Aufbau entsprechenden Eigenschaften nachweisen.

Ähnlich wie das Flüssigkeitskalorimeter funktioniert das Trockenkalorimeter, das jedoch auch mit niedrigeren Leistungen auskommt. Die Hochfrequenzleistung erhöht die Temperatur in einem Absorber, zum Beispiel einer Spitze in einem Hohlleiter, oder in einem Lastwiderstand bei Koaxsystemen. Diese Temperaturerhöhung wird nach einer vorher durchgeführten "Referenznullung" gemessen und danach oder auch gleichzeitig durch eine Gleichstromleistung substituiert. Dabei dienen oft Thermopaare zur Temperaturbestimmung. Die Zeitkonstante ist bei kalorimetrischen Messungen sehr hoch. Daher muß für eine gute Wärmeisolation des Meßaufbaus zur Umgebung geachtet werden. Die Abbildung zeigt eine gleichzeitige Messung. Die Frequenzen bei diesem Verfahren gehen bis zu 300 GHz und die Meßleistung beträgt 10 bis 300 mW. Bei beiden kalorimetrischen Verfahren besteht eine physikalische Trennung zwischen Absoberwiderstand und Thermoelement ganz im Gegensatz zur bolometrischen Messung. Diese Meßmethode ist mit 0.1% bis 0.2% im normalen Frequenzbereich die genaueste und wird daher von der PTB benutzt; siehe farbige Abbildung.

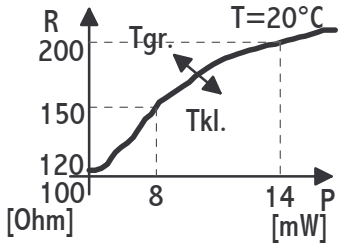




In einem Mikrokalorimeter, das aus einem thermisch gut isoliertem Gefäß besteht, werden die Umwandlungsverluste (eta η) des Thermistors bestimmt. Dazu wird die vom Generator erzeugte Temperaturerhöhung mit der Thermosäule gemessen; je bei eingeschalteter und ausgeschalteter Leistung. Der zweite kalte Thermistor gleicher Bauart, dient als Referenz. Bei ausgeschalteter Leistung wird die Wärme durch die bekannte substituierte DC-Leistung des Powermeters bestimmt. Die Temperaturdiffenzen, eine Maß für den Wirkungsgrad, liegen im Millikelvinbereich; deswegen dauern die Messungen je Frequenzpunkt etwa eine Stunde.
Es gibt von Rhode&Schwarz das NRS, ein thermischer Leistungsmesser, der nach einem ähnlichen Prinzip funktioniert. Seine Daten sind: 50 Hz bis 15 GHz, 0,1 bis 330mW, < ± 0.4% v.M., Einstellzeit < 10s, 50 Ohm-Koaxial. Die Messung erfolgt mit einer temperaturkompensierten Brücke durch Gleichspannung am Regelausgang. Durch die Verwendung eines PID-Reglers konnte der Nachteil der großen Zeitkonstante verringert werden.

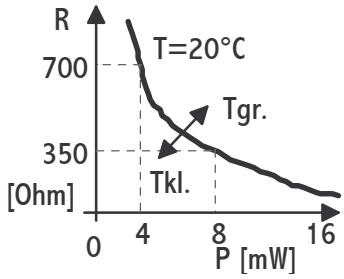


Das Bolometer ist ein thermischer Leistungsmesser, bei dem durch das Absorbieren von HF-Leistung in einem elektrischen Widerstand, üblicherweise 100 Ohm, eine Änderung des Widerstandswertes erfolgt. Diese Änderung des Widerstandswertes wird meist in einer Widerstandsbrückenschaltung gemessen und dann zur Anzeige gebracht, die in HF-Leistung kalibriert ist. Es gibt zwei Arten von Bolometern, die sich in ihrem physikalischen Aufbau unterscheiden, den Barretter, der heute kaum noch gebräuchlich ist und den Thermistor, der sowohl in Koaxial- als auch in Hohlleiterausführung erhältlich ist. Zunehmend sind diese jedoch von moderneren Sensoren verdrängt worden.
Der Barretter besteht aus einem dünnen Metalldraht (ø=10µm, L=2mm) - früher Glühbirne- mit kurzer Zeitkonstante und daher auch für NF-Detektion geeignet.



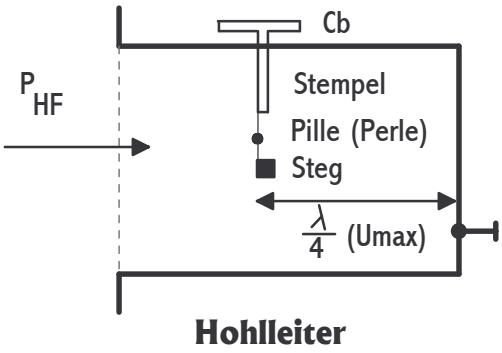
$$P \sim R \text{ ; pos. TK ; PTC ; } T_{gr} \Rightarrow R_{gr} \quad (15.13)$$

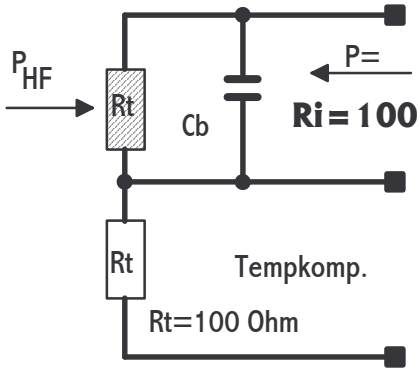
Wegen der kleinen Zeitkonstante brennt der Barretter schnell durch und ist deswegen nicht sehr beliebt. Der technische Aufbau und die Brückenmeßschaltung sind ähnlich der des Thermistors. Der Barretter ist normal nicht mehr käuflich.
Der Thermistor besteht aus einer Metalloxydperle (Nickel- und Chromoxide), die sehr klein sein muß (ø=0.4mm). Die Zeitkonstante ist größer als beim Barretter und er ist daher für Impulsmessungen geeignet. (Halbleiter) Die Abbildungen auf der rechten Seite geben für die beiden Bolometertypen den unterschiedlichen Verlauf wieder.



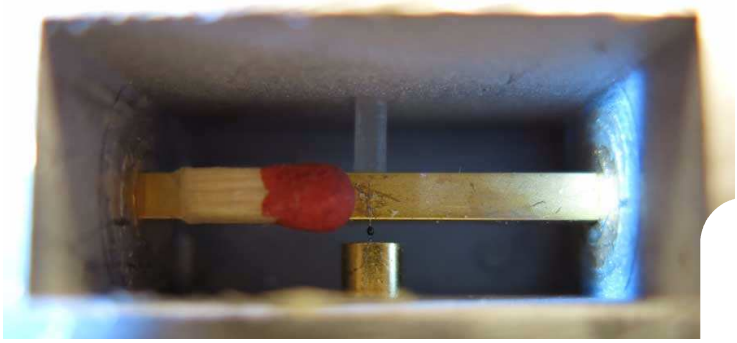
$$P \sim 1/R \text{ ; neg. TK ; NTC ; } T_{gr} \Rightarrow R_{kl} \quad (15.14)$$

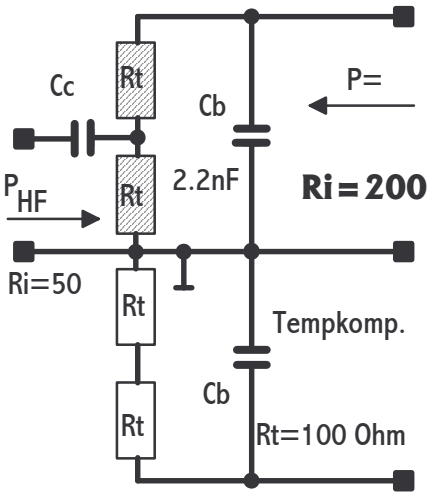
Thermistoren sind in der HF-Meßtechnik zur sehr genauen Leistungsmessung gebräuchlich. Die Empfindlichkeit beträgt 1µW je 0,005°C Temperaturerhöhung. Dies ist bei der Handhabung zu beachten (kalte Stecker durch Flüssigkeitsreinigung, Handwärme durch Anfassen). Da die Thermistoren für die Präzisionsmeßtechnik wegen ihren guten Eigenschaften immer noch viel im Einsatz sind, sollen nun die zwei unterschiedlichen Beschaltungen





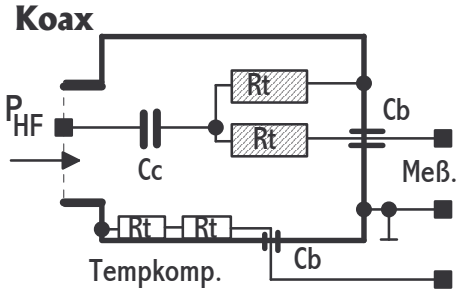
vorgestellt werden. Der koaxiale Aufbau besteht aus zwei in Reihe geschalteten Pillen, die an der Meßbrücke zu 200 Ohm wirken. Im Gegensatz dazu sind kommt bei Hohlleiterthermistoren nur eine Pille von 100 Ohm an die Meßbrücke. Von der HF-Seite wirken in beiden Fällen bedingt durch die Wechselstrom-Beschaltung die gewünschten 50 Ohm. Die Thermistoren für die Temperaturkompensation müssen eine thermische Verbindung zum Beispiel über das Metallgehäuse zu den HF-Meßthermistoren (Pille) haben, um so die Umgebungstemperatur zu bestimmen und über die Brückenschaltung "herauszurechnen". Diese müssen aber von der HF-Leistung abgeschirmt sein. Je nach dem Innenwiderstand Ri (100,200 Ohm) des Meßkopfes,





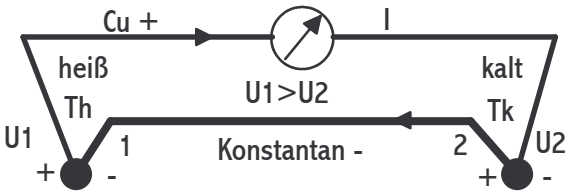
muß das Brückenanzeigeinstrument umgeschaltet werden. Beim Koaxialthermistor müssen die Thermistoren genau den gleichen Widerstand haben, da sie HF-mäßig in Parallelschaltung aber von der Meßbrücke mit Gleichstrom in Reihe betrieben werden. Der Fehler ist kleiner als 0.1%. Zwei typische HP-Thermistoren werden nun in einer Tabelle vorgestellt.

Was	Koax(8478B)	Hohl.(486A)
$R_{Meß}$	200 Ohm	100 Ohm
|r|	<0.2	<0.2
Freq.[Hz]	10M - 18G	8G - 40G
P_{HF}	1µW-10mW	1µW-10mW
P_{defekt}	ab 30mW	ab 30mW



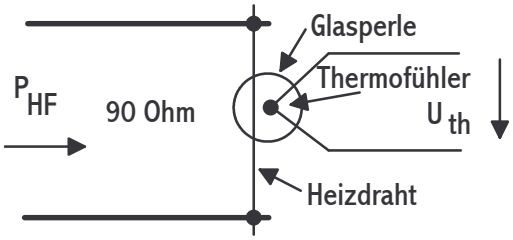
Ein Thermoumformer (Thermocouple) ist eine Anordnung, bei der eine Wärmeveränderung (dT) in einem Thermoelement eine Spannungsänderung

(Thermospannung) erzeugt. Sie werden auch als thermoelektrische Sensoren, im Gegensatz zu den Diodensensoren, bezeichnet und für den gesamten Mikrowellenbereich bis ca. 120 GHz angeboten. Die zu messende Wärme wird entweder in einem stromdurchflossenen Draht oder in einem Widerstand, der die Hochfrequenzleistung absorbiert, erzeugt. Das Thermoelement selbst besteht aus zwei verschiedenen Metallen, die miteinander kontaktiert sind. Das Thermoelement wird entweder direkt oder über beispielsweise eine Glasperle (NF) mit dem Wärmeerzeuger in Verbindung gebracht. Die zu messende Leistung ist dann proportional zu der Thermospannung. Das physikalische Prinzip eines Thermoelements ist folgendermaßen zu erklären. Verschiedene Metalle haben verschiedene Elektronenkonzentrationen und dadurch entsteht bei einer Verbindung von zwei Metallen eine Diffusionsspannung (Kontaktspannung), ähnlich wie bei einem p-n-Dioden-Übergang, die abhängig von der Temperatur ist. Wenn nun in einem Stromkreis zwei Kontakte die gleich Temperatur haben, heben sich die Spannungen auf, wenn nicht, entsteht einen Thermospannung.

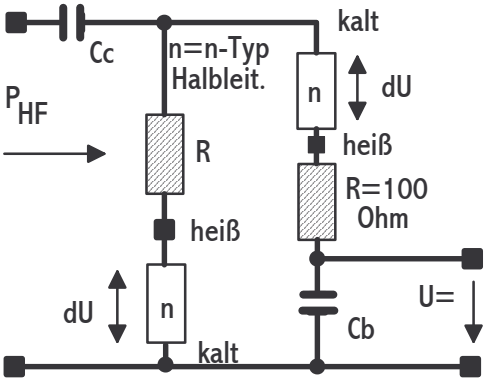


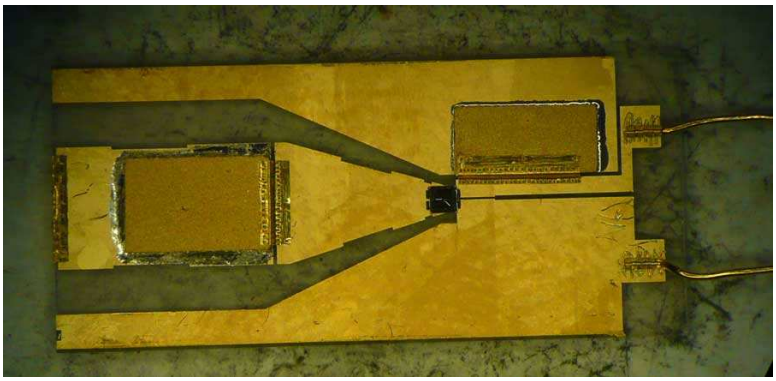
$$U_{th} = a_{th} * (T_h - T_k) \qquad (15.15)$$

Der Thermofaktor a_{th} von Kupfer-Konstantan beträgt 4.28mV/100K. Eine Möglichkeit des Aufbaus ist vom Thermalkonverter für niederfrequente Wechselspannung bekannt. Hierbei wird ein dünner Draht durch den Stromfluß erhitzt und erzeugt, über eine Glasperle galvanisch getrennt, eine Thermospannung die der Verlustleistung proportional ist. Nachteile sind Fehler durch den Skineffekt, eine große Zeitkonstante wegen der aktiven Masse und die Empfindlichkeit gegen Überlastungen. Für die Meßdaten gelten: I_{HF}~5mA, U_{th}~7mV und

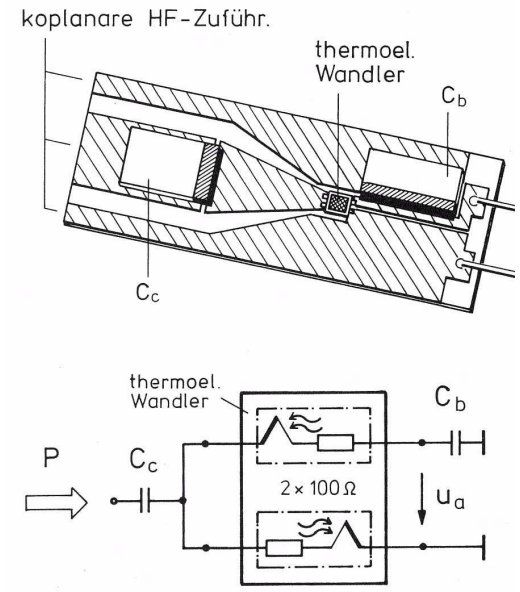


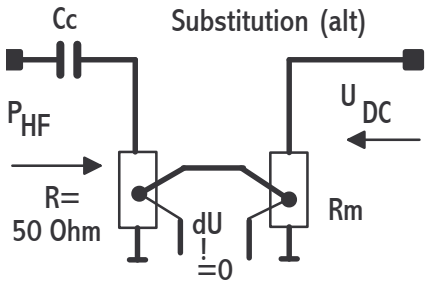
f_{max}~1GHz. Weitere Ausführungen finden sich im Kapitel für Wechselspannungen. Für Sensoren im Hochfrequenzbereich verwenden die Hersteller Sensoren in Dünnfilmtechnik. Sie sind bei der Anwendung unempfindlicher als Thermistoren gegen Handwärme. Der Powersensor in Dünnfilmtechnik benutzt zwei Widerstände, die durch die Hochfrequenzleistung aufgeheizt, das Halbleiterplättchen örtlich unterschiedlich erwärmen und so eine Thermospannung zwischen heiß und kalt bewirken. Die Schaltung mit zwei Thermo-Widerstands-Paaren ist von der Hochfrequenz her parallel aber von der Gleichspannung betrachtet in Reihe geschaltet. Dies ergibt einen HF-Widerstand von 50 Ohm. Die Messung erfolgt direkt durch Bestimmung der Ausgangsspannung und nicht mit einer Brücken- oder



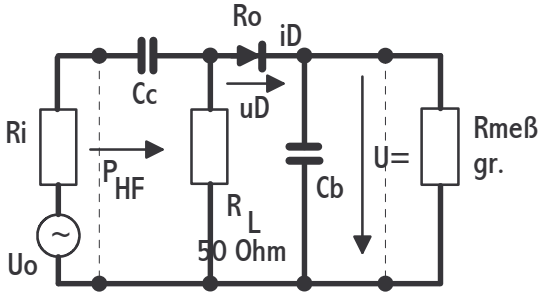


Substitutionsmethode. Vor der eigentlichen Messung ist eine Nullung ohne angelegte HF-Leistung und eine 1mW - 50MHz Kalibrierung über eine Normalquelle am Powermeter vorgesehen. Dabei wird zum Teil ein Kalibrierungsfaktor am Powermeter als Korrekturwert für die Messung eingestellt (ca. 98% bis 100%). Der Grund hierfür ist die Alterung des Abschluß-widerstandes und der hohe Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung (+0.4 %/K). Zudem sind noch die Nichtlinearitäten im Leistungsbereich 10 mW bis 100mW zu beachten. Der Sensor 8481 der Firma HP für koaxiale Meßsysteme ist in Dünnfilmtechnik aufgebaut und erzeugt eine sehr hohe Thermospannung von 250µV pro Kelvin. Weitere Daten sind: 10MHz bis 18GHz an 50 Ohm, 1µW bis 100 mW, was einem Dynamikbereich von 50 dB entspricht (maximal 300mW=500°C), 160µV/mW und eine kurze Zeitkonstante von etwa 120µs. Ein grundsätzlicher Nachteil des thermischen Sensors ist seine geringe Empfindlichkeit (-30dBm). Vorteile sind seine direkte Umwandlung von Leistung in Wärme unabhängig der Signalform und seine gute Linearität. Zudem kann mit diesem Sensor bis hinunter zur Gleichleistung (DC) gemessen werden. Für empfindlichere Messungen bis zu -70dBm werden Diodensensoren benötigt.





Diodendetektoren wurden schon in der Anfangszeit der Halbleitertechnologie im Mikrowellenbereich eingesetzt. Sie können in einem sonst fast gleich aufgebauten Powersensor statt des Thermopaares eingebaut werden. In diesem Fall wird die Diode (hochohmig) zur HF-Leistungsmessung geschaltet. Es ist mit Diodendetektoren allgemein auch eine Durchgangsmessung möglich. Es kommen heute meistens monolithische LOW-Barrier-Schottky-Dioden auf Siliziumbasis zum Einsatz, die den früher gebräuchlichen Germanium-Spitzen-Dioden im elektrischen Verhalten sehr ähneln. Hier wird zuerst die allgemein übliche Schaltung mit nur einer Diode vorgestellt. Bei der Schaltung handelt es sich um einen Spitzenwertgleichrichter. Es wird nicht direkt die Leistung, sondern die Spannung an R_L gemessen. Die



Anzeige ist nur für sinusförmige Signale kalibriert. Für den Strom i_D gilt die Diodengleichung 15.16.

$$i_D = I_S * (e^{(\frac{u_D}{U_T})} - 1) \quad (15.16)$$

$$U_T = \frac{k*T}{e} \approx 26mV_{25°C} \quad (15.17)$$

mit u_0~ => $u = \hat{u} * \cos \omega t - U_=$ (Masche) =>

$$U_= = \hat{u}^2 * \text{const} \sim P_{HF} \quad (15.18)$$

mit $\hat{u} < U_T$ und bei $\hat{u} > U_T$ in Gleichung 15.19.

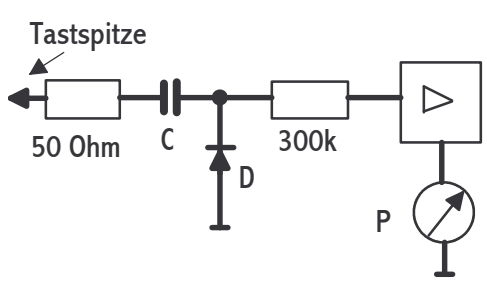
$$U_= = \hat{u} \quad (15.19)$$

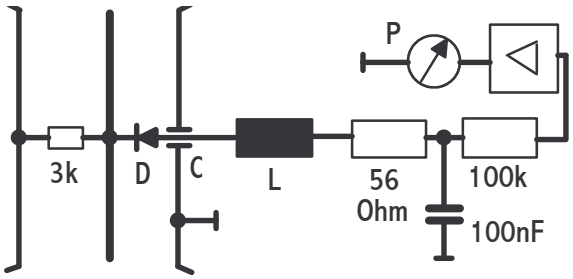
Das heißt für kleine Signale, siehe Gleichung 15.18, ist die Meßspannung quadratisch proportional der Spitzeneingangsspannung und somit proportional zur Eingangsleistung P_{HF}. Die Diode kann in einem Ersatzschaltbild mit R_0 und einer parallelgeschalteten Sperrschichtkapazität dargestellt werden. Diese wirkt bei hohen Frequenzen zusammen mit C_b als kapazitiver Spannungsteiler. Der Betrieb der Dioden erfolgt ohne Gleichvorspannung. Bei Dioden im Vorspannungsbetrieb steigt das Rauschen und die Temperaturdrift stark an. Der Nullpunktwiderstand R_0 der Diode beeinflußt, da er im Ersatzschaltbild ausgangsseitig erscheint, maßgeblich das Anzeigerauschen, die Nullpunktdrift und die elektrische Zeitkonstante (R_0C_b).

$$R_0 = U_T / I_S \sim T \sim 2.5 \text{ kOhm} \qquad I_S\text{=Sättigungsstrom}$$

R_0 muß größer als R_L sein, hier gilt 2.5 kOhm >50 Ohm. Die Dioden müssen im quadratischen Bereich betrieben werden, da nur hier, siehe Gleichung 15.18, die Ausgangsspannung proportional der HF-Leistung ist. Mit steigender Spannung treten Fehlmessungen auf, da zunehmend eine Spitzenbewertung, siehe Gleichung 15.19, der HF-Spannung vorgenommen wird. Daher haben auch Modulationen des Leistungssignals Einfluß auf das Messergebnis. Dies alles führt dann zu den folgenden vier Effekten: Es entsteht eine nichtlineare Übertragungscharakteristik, die sich mit dem nachfolgenden Verstärker analog oder auf rechnerischem Wege kompensieren läßt. Die Ausgangsspannung U= der Diode ist bis zu einem bestimmten Pegel linear steigend mit der HF-Leistung. Bei höheren Leistungen steigt die Ausgangsspannung nicht mehr so stark (linear) an, wie der Pegel. Die Kurve geht in einen flacheren Verlauf über, was einer zu niedrig angezeigten Leistung entspricht. Der Bewertungsfehler von nicht sinusförmigen Signalen (auch Oberwellen) und Rauschen läßt sich nicht korrigieren und ist daher zu vermeiden. Der Varaktoreffekt ist ein Linearitätsfehler durch den leistungsabhängigen Frequenzgang. Hier steigt mit der Frequenz und gleichzeitig mit der Leistung der Fehler an. Er bewirkt eine Anhebung der Ausgangsgleichspannung mit dem Maximum bei größter Leistung und höchster Frequenz. Verursacht wird er durch die Vorgänge an der Sperrschichtkapazität der Diode. Der Leistungsmittelwert bei amplitudenmodulierten Signalen ist bei Betrieb außerhalb des linearen Bereichs wegen der großen Meßfehler nicht zu empfehlen. Der Powersensor 8484A von HP hat einen Frequenzbereich von 10 MHz bis 18 GHz, 50 Ohm koaxial und einen Leistungsbereich ± 1% von 100pW (-70dBm) bis 10µW (-20dBm), maximal 200mW. Der Leistung von 100pW entspricht einer Spannung von 50nV. Im quadratischen Meßbereich gilt für die Linearitätskurve 600µV/µW. Für die Bauteile des Sensors, siehe Abbildung oben (die Diode kann auch anders herum gepolt sein), gelte die folgenden Werte: C_c=100pF; C_b=500pF und $R_{Meß}$~ 5kOhm.

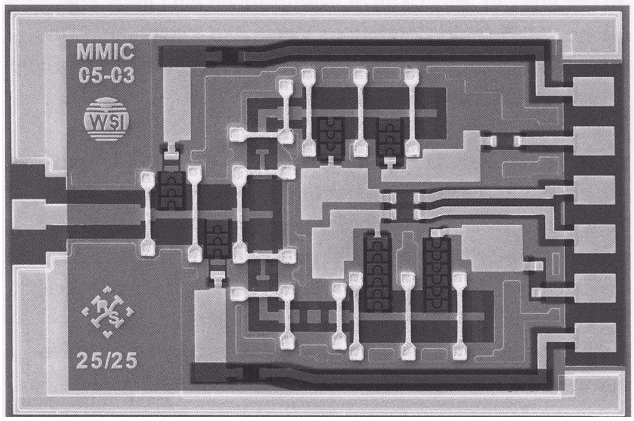
Zwei weiter Schaltungen sollen nun noch vorgestellt werden. Ein Endleitungsmesser (Tastkopf) auf der linken Seite und ein Durchgangsleistungsmesser auf der rechten Seite, der

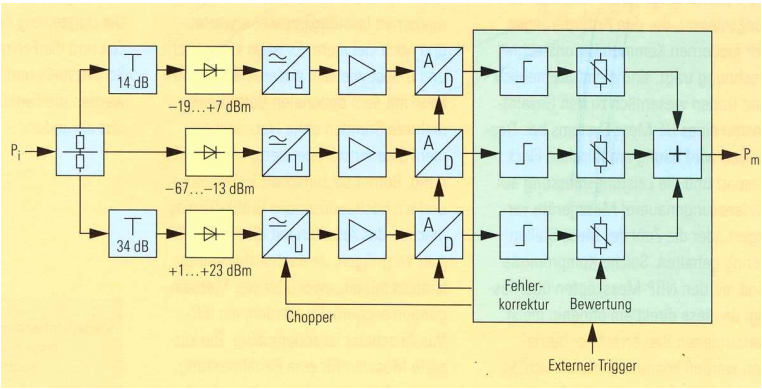




auch mit koaxialem Richtkoppler möglich wäre. Hier ist es ein Tastkopf mit Auskoppelschleife.

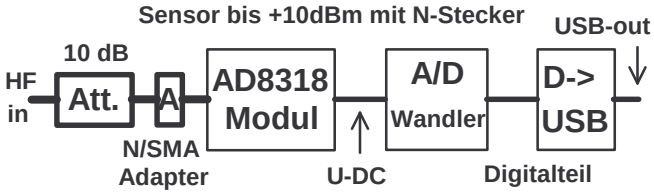
Um die Nachteile der Diodeneigenschaften zu umgehen und in einem möglichst weiten Leistungsbereich bei guter Linearität messen zu können, spaltet man das Eingangssignal auf drei Leistungsbereiche auf und verwendet statt je einer Diode eine Reihenschaltung aus mehreren Zero-Bias-Schottkydioden. Dieser Aufbau ist auf einem Chip integriert um so im 50GHz-Bereich messen zu können. Wie auf dem farbigen Bild von Rohde&Schwarz zu erkennen, ist dies alles in dem Sensorgehäuse aufgebaut und die Leistung kann an einem USB-Port ausgelesen werden. So sind Pegel von -67dB bis +23dB messbar. Normalerweise werden je nach Pegel die Kanäle gewichtet (Bewertung) und vorher um die Kanalfehler korrigiert. Die Korrigierung erfolgt wie bei üblichen Diodenköpfen nach Frequenzgang, Linearität und Temperatur. Dazu können die einzelnen Leistungsbereiche manuell gewählt werden, was auch bei der Kalibrierung nötig ist. Da die Messköpfe in einem weiten Frequenz- und Leistungsbereich angeboten werden, ist deren Kalibrierung und Bestimmung der Fehlerkorrekturdaten sehr aufwendig und nur automatisch mit entsprechenden Aufbauten möglich. Durch ihre Messmöglichkeiten sind diese Sensoren im Alltag sehr beliebt.





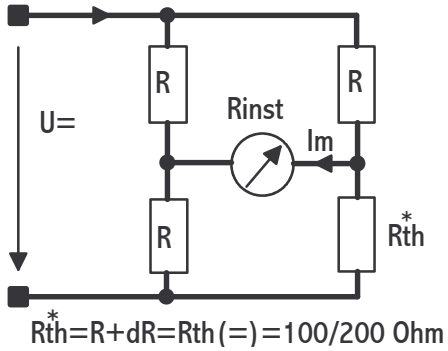
Preiswert können heute mit fertigen HF-Modulen, auf denen sich das IC AD8318 von Analog Devices befindet, Sensoren von 1 MHz bis 8 GHz aufgebaut werden. Unter der Reihe AD83xx sind IC`s mit verschieden maximalen Frequenzen erhältlich. Der Dynamikbereich liegt je nach Anspruch an die Linearität zwischen 65dB (±3dB) und 50dB (±0,5dB). Im IC befinden sich sechs Verstärkerstufen und Detektoren, die am Ausgang für eine lineare Spannung bezogen auf die Spannung in Dezibel am Eingang sorgen (-24mV/dB). Die interne Temperaturänderung (2mV/K) kann für Korrekturkurven ausgelesen werden. Der Eingangspegel bei einer Beschaltung mit einem 52,3 Ohm Widerstand am Eingang sollte

unter -2 dBm liegen, da sonst der Linearitätsfehler zu groß wird. Vom Hersteller werden verschiedene Korrekturkuven der Ausgangsspannung für verschieden Frequenzen und Temperaturen über der Eingangsleistung angegeben. Mit zusätzlichem Operationsverstärker am Ausgang einem präzisen AD-Wandler und USB-Steuer-Ausgang läßt sich ein hochwertiger Sensor aufbauen. Dazu ist am Eingang ein 10dB Dämpfungsglied mit gutem Reflexionsfaktor zu Verbesserung der Eingangsreflexion und Erhöhung der maximalen Leistung auf etwa 10dBm sinnvoll. Die Auslesesoftware im PC muß dann die Korrekturkurven des IC-Herstellers verrechnen und in dB-Leistung/Watt umrechen und anzeigen. Wenn die Software es zuläßt, lassen sich bei der inneren Temperatur von 25°C die Korrekturkurven auf einem Leistungkalibrierplatz genau ermitteln und abspeichern. Dazu müßten bei vielen Frequenzen und je verschiedenen Pegeln die Abweichungen ermittelt werden. Bei den späteren Messungen müßten die Zwischenwerte für den entspechenden Frequenz/Pegel-Punkt interpoliert werden. So können bei entspechender Stabilität des IC`s geringere Messunsicherheiten erreicht werden.



15.3 Meßbrücken und Powermeter

Mit Meßbrücken und Powermetern sind die Anzeigegeräte für Bolometer und Powersensoren gemeint. Meßbrücken, hier für Bolometer im Einsatz, werden dazu benutzt kleine Widerstandsänderungen eines Brückenwiderstandes zu bestimmen, da in diesem Fall das Spannungsgleichgewicht gestört ist und somit ein Strom durch das Brückeninstrument fließt. ($dR \sim dU \sim dI_{Meß}$). Es gab eine Entwicklung der Brückenmeßtechnik besonders für HF-Leistungsmesser in vier Stufen. Die <u>einfache</u> <u>Brücke</u> ist die klassische passive Brückenschaltung. Es gilt $dR \sim dP \sim dI_{Meß}$, das heißt die Leistungsänderung bewirkt an einem temperaturabhängigen Widerstand beispielsweise eine Erhöhung und damit einen Brückenstrom. Es kann nur die Änderung des Widerstandes interessieren, da das Brückengleichgewicht schon bei der Raumtemperatur ungleich Null sein kann.



$$\Delta I_{Meß} = \Delta P * \frac{U_{=} * \frac{\partial R}{\partial P}}{4R(R+R_{inst})} \quad (15.20)$$

$$\frac{\partial R}{\partial P} = \frac{\Delta R}{\Delta P} = \text{Steilheit der Widerstandskennlinie}$$

Da die Widerstandkennlinie stark temperaturabhängig ist, ist eine Messung sehr schwierig und auch zu ungenau.

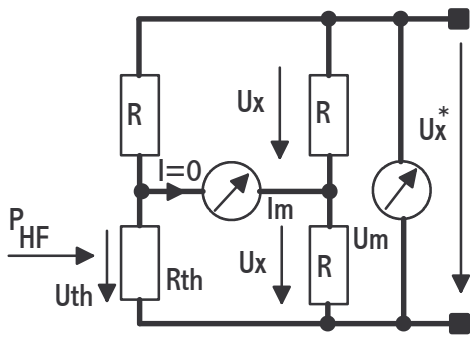
Um dem Problem der Widerstandskennlinie auszuweichen gibt es die <u>Substitutionsmethode</u>. Hierbei wird $U_{=}$ so lange verringert, bis die Brücke auch im HF-Fall wieder im Gleichgewicht steht. Es wird also HF-Leistung durch weggelassene Gleichstromleistung im Thermistor substituiert. Der Thermistor bleibt so gleich warm und befindet sich deswegen immer im selben Kennlinienpunkt (R_{TH}=const). Auch die zwei folgenden Brückenmethoden nutzen

dieses Grundprinzip. Nur durch die Substitutionsmethode kann auch der Thermistor bei konstanten 100 Ohm betrieben werden und somit ist eine HF-Anpassung möglich, was einem konstanten Reflexionsfaktor entspricht. Die Abbildung befindet sich auf der nächsten Seite. Hierzu gehören die folgenden Gleichungen $U_X^*=2*U_X$ regelbar und im Gleichgewicht: $U_X=U_{TH}$. Es müssen die beiden Fälle HF-Leistung an und aus betrachtet werden.
a) P_{HF} aus: Es wird U^* so eingestellt, daß R_{TH} 100 Ohm ergibt, verursacht durch die Gleichstromwärme. $P_{TH=1}=U^2_1/ R_{TH}$ und $U^*_1=2*U_1$. Für die Brücke gilt I=0.
b) P_{HF} an: Es wird U^* nun so eingestellt, daß R_{TH} wieder 100 Ohm ergibt, verursacht anteilig durch die Gleichstromwärme und die HF-Leistungswärme. $P_{TH=2}=U^2_2/ R_{TH}$ und $U^*_2=2*U_2$. Für die Brücke gilt wieder Gleichgewicht, I=0. Dadurch ergibt sich: $U^*_2< U^*_1$.
Diese beiden Fälle ergeben zusammen die Gleichungen 15.21 und 15.22.

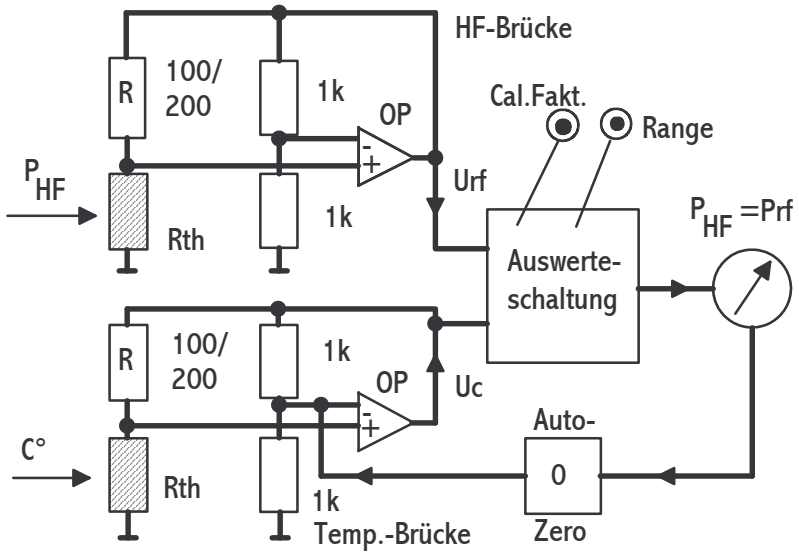
$$\Delta P_{TH=} = P_{HF} = P_{TH=1} - P_{TH=2} = \frac{U_1^2 - U_2^2}{R_{TH}} \quad (15.21)$$

$$P_{HF} = \frac{1}{4*R_{TH}} * (U_1^{*2} - U_2^{*2}) \quad (15.22)$$

Bei der Balance-Meßbrücke, siehe das Bild der Doppel-Balance-Meßbrücke, wird die Differenzspannung der beiden Brückenzweige mit einem Operationsverstärker gemessen, zur Anzeige gebracht und in die Brückenschaltung als "Versorgungsspannung" zurückgeführt. Dabei ist der Operationsverstärker so beschaltet, daß bei einer Leistungserhöhung die Ausgangsgleichspannung und damit die Brückenspannung sinkt. Dieser Effekt ist umgekehrt proportional der angelegten Leistung. Es ist also eine automatische Substitutionsmethode. Der Hauptnachteil ist, daß eine generelle Temperaturerhöhung des Thermistors, unabhängig von der Leistung, wie eine HF-Leistungserhöhung aufgefaßt wird und so zu Meßfehlern führt. Dies wird in der Doppel-Balance-Meßbrücke vermieden.



Beispiel: HP 439 C - Powermeter (früher) >100µW



Die Doppel-Balance-Meßbrücke besteht aus zwei Einzelbrücken und ist heute bei der Messung mit Thermistoren üblich. Eine Brücke mißt die HF-Leistung wie in vorher beschrieben, und die andere mit einem Thermistorpaar die Temperatur, die der des HF-Thermistors entspricht und regelt in einer zweiten Brückenschaltung auch selbstständig nach. Es stehen somit zwei Spannungen der Operationsverstärker zur Verfügung (U_{rf} und U_C).

Die Operationsvertsärker regeln immer so nach, dass R_{Th} immer dem Nennwert entspricht. (100/200 Ohm) Diese werden bis zur Leistungsanzeige noch ausgewertet. Früher wurden statt Gleichspannung zur Brückenregelung 10 kHz Wechselspannung genommen, was gewiße Nachteile mit sich bringt und wegen der modernen Halbleiterbauteile nicht mehr nötig ist. Beim Ausschalten der HF-Leistung wird genullt. Dann gilt:

$$U_{rf0} = U_C \quad (15.23)$$

Danach wird die HF-Leistung an den Thermistor gelegt, der sich in der Abbildung in der oberen Brücke befindet. Es ist dann die Gleichung 15.24 gültig. Mit der Nullung und Gleichung 15.23 ergibt dies die Gleichung 15.24, die über die Auswerteschaltung ermittelt wird und so in der Anzeige dann die richtige Leistung ergibt. Eine Veränderung der Gesamttemperatur, die ja auf beide Thermistoren und Brückenschaltungen wirkt, hat keinen Einfluß auf die Leistungsanzeige (P_{rf}), wie Formel 15.26 belegt. Wenn jedoch die HF-Perle alleine driftet, kann man mit der V_{rf}-Methode (HF-An/Aus) eine Fehlmessung verhindern.

$$P_{rf} = \frac{U_{rf0}^2}{4R_{TH}} - \frac{U_{rf}^2}{4R_{TH}} \qquad (15.24)$$

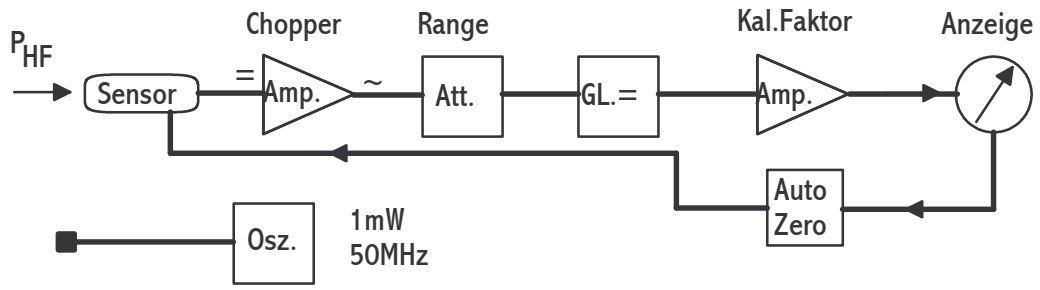
$$P_{rf} = \frac{1}{4R_{TH}}(U_C^2 - U_{rf}^2) \qquad (15.25)$$

$$P_{rf} \cong \frac{1}{4R_{TH}} * (U_C^2 + \Delta U_T^2 - U_{rf}^2 - \Delta U_T^2) \qquad (15.26)$$

$$P = 10 * \log(10^{\frac{Bereich}{10}} * U_{\mathrm{Re}c}) \quad [\mathrm{dBm}] \quad (15.27)$$

Beispiel: HP 423A (Power Meter) 10µW bis 300mW für Thermistoren z.B. 478A und 486; ±(0.2%+0.5µW)

Ein Anzeige und Auswertegerät für die Thermoumformer oder Diodendetektoren ist das Power-Meter. Es hat meist eine Referenzquelle mit 1mW bei 50MHz, eine Nullungsmöglichkeit (Zero) und die Einstellmöglichkeit für den auf dem Sensor angegebenen Kalibrierungsfaktor. Bei den neueren Sensoren ist die Kalibrierungsfaktoreinstellung nicht mehr nötig, da die Daten im Sensor gespeichert sind. Zudem ist bei Diodensensoren der Absolutwert der Leistung aus den Daten bekannt und bei Thermischen Sensoren eine interen DC-Referenzquelle (Heizer) zur „thermischen Kalibrierung" vorhanden. Deswegen ist hier die 1mW Quelle nur als zusätzlich Kontrolle vorhanden. Mit diesem Kalibrierungsfaktorschalter wird die Verstärkung der Schaltung so verändert, daß der angezeigte Leistungswert dem wahren



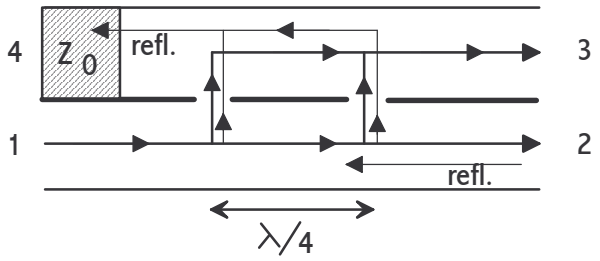
entspricht. Mit diesen Powermetern wird, im Gegensatz zu den Peak-Power-Metern, der Leistungsmittelwert bestimmt. Die Geräte enthalten auf der Analogseite im wesentlichen einen schmalbandigen, rausch- und driftarmen Gleichspannungsverstärker, der meist nach dem Chopperprinzip aufgebaut ist. Die erste Stufe des Chopperversärkers befindet sich dazu oft schon im Sensor, um so im Zuleitungskabel schon die unempfindlichere NF-Wechselspannung, die im Diodensensor der gleichgerichteten HF-Leistung entspricht, zu haben. Es

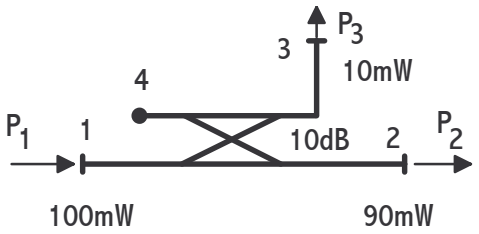
können so auch Thermospannungen an den Anschlußsteckern gering gehalten werden. Nach der Chopperverstärkung erfolgt nach Gleichrichtung eine normale Verstärkung mit der Möglichkeit der Verstärkungsfaktoreinstellung. Diese Einstellung ist im einfachsten Fall eine Frequenzgangkorrektur, die dem Kalibrierungsfaktor entspricht. Es kann hier aber auch eine aktive Temperaturkorrektur des Sensors erfolgen, wenn dieser einen Innentemperaturfühler besitzt und auch eine Linearisierung des Sensorkopfes abhängig von der Eingangsleistung. Die drei Korrekturmöglichkeiten erfolgen bei modernen Powermetern auf der digitalen Ebene kurz vor der Anzeige. Die Korrekturdaten hierzu befinden sich dann in einem Speicher im Sensor, der beim Kalibriervorgang geladen werden muß. Die Abbildung stellt ein einfaches Powermeter von HP dar. Für die Messung muß dem Power Meter auf jeden Fall die angelegte Frequenz übergeben werden. Nur so kann die Korrektur stattfinden.

Beispiel: 436A (Powermeter) HP. für 100pW bis 25W Köpfe. U_{Sensor}~P_{HF} wird von 436 kompensiert ±0.5%

15.4 Leistungsverteiler

Ein Richtkoppler (Coupler) ist eine Anordnung zusammengekoppelter Leitungen. Durch die Art der Ankopplung, Löcher im Abstand der viertel Wellenlänge, addieren sich die Wellenbeiträge in eine Richtung und heben sich in die andere entgegengesetzte Richtung auf. Die Kopplung kann kapazitiv (E-Feld) oder induktiv (H-Feld), sowohl in Koaxialtechnik als auch bei Hohlleitern erfolgen. Die Koppelverbindungen können Schlitze sein, jedoch sind bei Hohlleitern üblicherweise Lochreihen anzutreffen. Die Auskopplung selber ist schmalbandig mit einem frequenzabhängigen Dämpfungsverlauf. In der Abbildung wird das Grundprinzip der Viertors Richtkoppler gezeigt. In Tor 2 in dem im Idealfall keine Welle mehr ankommt, befindet sich in der Praxis ein Z_0- Abschluß. Bei Durchgangsleistungsmeßköpfen, in denen auch die reflektierende Welle interessiert, wird diese an Tor 2 ausgekoppelt. Der Eingang des Kopplers ist bei Tor 1 und der direkte Ausgang befindet sich an Tor 3. Die mit der Koppeldämpfung (C) ausgekoppelte Leistung ist an Tor 3 festzustellen. Die folgenden Gleichungen beschreiben den Koppler mit seinen Daten. Es bedeuten: K_1=Kopplungsfaktor; C=Kopplungsdämpfung; K_R=Richtfaktor; D=Direktivity [Richtungsdämpfung]; E=Einfügungsdämpfung.





$$K_1 = \frac{P_3}{P_1} \qquad (15.28)$$

$$K_2 = \frac{P_3}{P_2} \qquad (15.29)$$

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{P_2}{P_1} \qquad (15.30)$$

Mit K_1<1 und K_2<1. In logarithmischer Schreibweise lassen sich noch weiter Gleichungen aufstellen. K_R «1.

$$C = 10 * \log K_1 \text{ [dB]} \qquad (15.31)$$

$$D = 10 * \log K_R \text{ [dB]} \qquad (15.32)$$

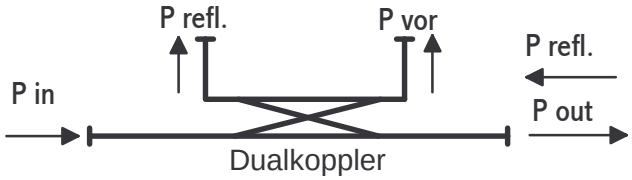
$$K_R = \frac{P_3(P_2 in)}{P_3(P_1 in)} \qquad (15.33)$$

$$E = 10 * \log \frac{P_2}{P_1} \text{ [dB]} \qquad (15.34)$$

$$P_2 = P_1 - P_3 \qquad (15.35)$$

Beispiel: P_1=100mW; P_2=90mW; P_3=10mW. K_1=10mW/100mW=0.1 => C=10*log 0.1=-10dB. K_2=10/ 90= 0.111. GL.15.30: 0.1/0.1111=90 / 100 = 0.9. P_2=100mW-10mW=90mW. E=10*log (90/100)= -0.457dB. Beim 20dB-Koppler ist E=-0.046dB.

Für die Rückrechnung mit Vorzeichen - gilt Gleichung 15.36.



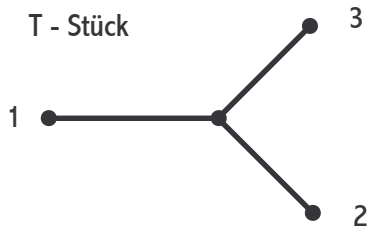
$$K = 10^{\frac{K[dB]}{10}} \qquad (15.36)$$

Beispiel: 3 dB-Koppler => $K = 10^{\frac{-3}{10}}$=0.5 Mit Gl. 15.28 => P_3=K_1*P_1 => P_3=0.5*100=50mW. Für den 3 dB-Koppler gilt: P_2=P_3=P_1 / 2.

In einem Durchgangsleistungsmesser wie R&S: NAN, NAP und NAUS befindet sich ein Dualkoppler, um auch die reflektierende Welle messen zu können. Es ist im Prinzip ein Richtkoppler bei dem alle vier Tore frei zugänglich sind. Über die rückwärtige Auskopplung kann so die vom Prüfling reflektierte Welle bestimmt werden und über die Wurzel aus den Leistungsverhältnisse der Reflexionsfaktor. In der folgenden Tabelle wird eine Auswahl verschiedener HP-Koppler vorgestellt.

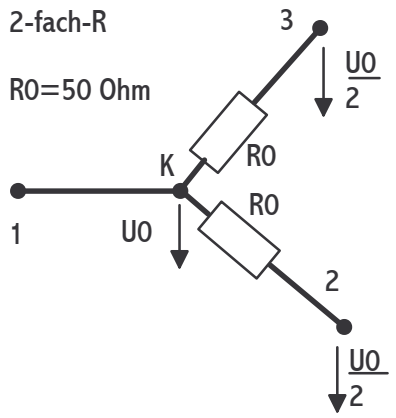
Typ	Frequenz	Art	C [dB]	dC [dB]	D[dB]	SWR
11692D	2 - 18 GHz	Dual/Koax	22	±1	30...26	1.3...1.4
776D	0.94-1.9GHz	Koax	20	±1	40	1.15
778D	0.1 - 2 GHz	Dual/Koax	20	±1.5	36...32	1.1
779D	1.7 - 12 GHz	Koax	20	±0.8	30...26	1.2
752	8 - 60 GHz	Hohlleiter	3/10/20	±0.4..0.7	40	1.05...1.2
V752	33 - 50 GHz	Hohlleiter	3/10/20	±0.7	36	1.08...1.14

Eine <u>Leistungsweiche</u> (Power-Splitter oder Divider) ist ein HF-Element, das die ankommende Leistung in zwei oder drei Wege aufteilt. Sie sind passiv und haben daher meist einen frequenzabhängigen Leistungsverlust zur Folge. Für die Zweiwegweiche gibt es je nach Anwendung drei Aufbauversionen.

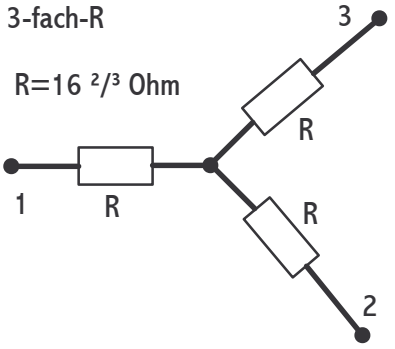


Das T-Stück ist eine in der HF-Technik kaum gebräuchliche Leistungsverteilung. Ein Beispiel ist das BNC-T-Stück. Die Merkmale sind: Keine Anpassung, keine definierten Leistungspegel, Resonanzprobleme, voll symmetrisch.

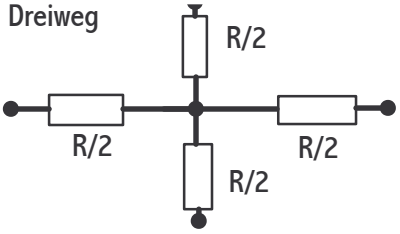
Als Leistungsverteiler an Stelle eines Richtkopplers zur Verhältnismessung oder zur Leistungspegelung. Bei der Leistungspegelung wird vom Generator R_i etwa Null und an K_0 steht U_0 fest an. Jede Lastreflexion wird so über eine Steuerschleife an zB. 3 ausgeregelt. Beim Einsatz zur



Pegelung Vorteile gegenüber dem Koppler: Anpassung <1.25 SWR (Koppler 1.3SWR), frequenzlinear, DC bis 18GHz; Nachteil: 6 dB Dämpfung im Hauptarm (Koppler <1dB). Merkmale: nicht symmetrisch (ein Arm ohne R) und SWR etwa 1:1 bei Pegelung. Wenn der 2-fach-Teiler ohne Pegelung eingesetzt wird, ist das SWR 1.67:1 und daher nicht zu verwenden. Dämpfung: $10*\log(P_1/P_{3/2}) = 6dB$; $10*\log(P_2/P_3) = 12dB$. Das Tracking ist der Gleichlauf zwischen den zwei Ausgängen: $10*\log(P_2/P_3) < 0.2dB$. Weitere Hinweise befinden sich bei den entsprechenden Kapiteln in denen der Splitter eingesetzt wird und bei S-Parametern (Anpassung).



Für die zwei Wege Verteilung von zwei unabhängigen Verbrauchern bei guter Gesamtanpasssung ist 3-fach-R zu benutzen. Das Bauteil ist voll symmetrisch. Bei allseitiger guter Anpassung, Dämpfung vom Eingangstor zu einem Ausgangstor etwa 6 dB. Verhältnismessungen sind möglich. Keine Leistungspegelung, da die gewünschte Anpassung dann nicht vorhanden ist und SWR zu 3:1 wird (50 Ohm zu 16 Ohm).



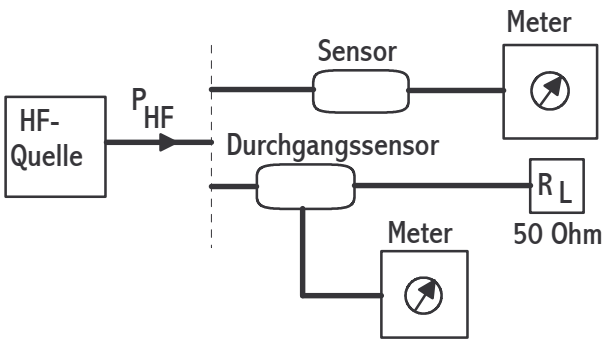
Es gibt auch eine Dreiwegweiche für 50 Ohm mit vier Widerstände zu 25 Ohm aufgebaut. Auch hier sollen alle Ausgänge im Betrieb mit Z_0 abgeschlossen sein. Diese Weiche ist kaum gebräuchlich und ermöglicht zu Beispiel den Anschluß von zwei Meßobjekten und einem Referenzsensor an einem Generator.
Es folgen nun Beispiele von Leistungsverteilern in einer Tabelle.

Hersteller	Typ	Art	Frequenz	Dämpfung	SWR	Tracking
HP	11667	2-fach	DC-26GHz	6 dB	<1.2	<0.25dB
R&S	DVU3	3-fach	DC-1GHz	6 dB	<1.2	?
R&S	DVU4	3-Weg	DC-1.5GHz	9.54 dB		<1.2 x
R&S	RVZ	2-fach	DC-2.7GHz	6db	<1.1	<0.1dB

15.5 Meßaufbauten

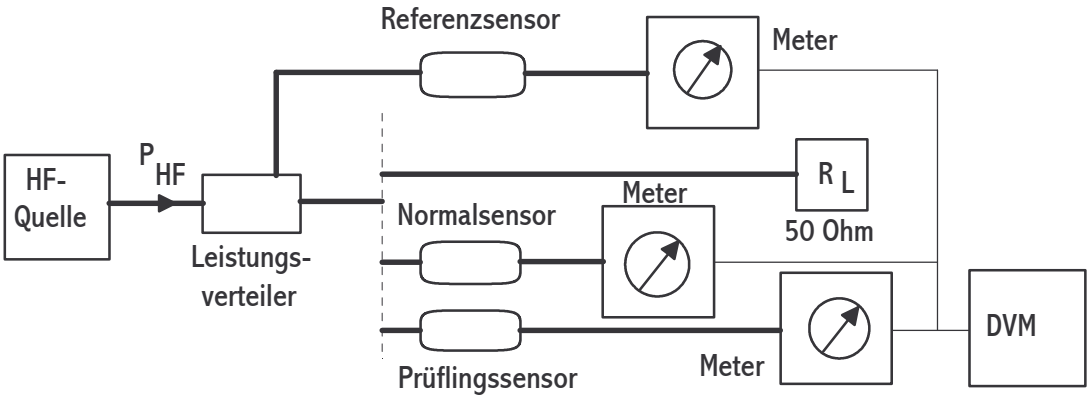
Es gibt verschieden Meßaufbauten und Verfahren um Leistungen zu bestimmen. Sie sind abhängig von den Genauigkeitsanforderungen, dem Leistungsbereich, dem Frequenzbereich und anderen Faktoren.
Mit dem Tastkopf wird die Spannung und mit der HF-Stromzange gleichzeitig der Strom in der Leitung bestimmt. Mit P=u(t)*i(t) wird in einem Multiplikator, dies kann auch in speziellen Oszilloskopen geschehen, die Leistung berechnet. Die Stromzangen liegen üblicherweise im Bereich von 5 kHz bis maximal 200 Mhz. In der Präzisonsleistungsmeßtechnik sind sie seltener in Gebrauch.

Bei dem Meßverfahren mit Direktleistungsmeßaufnehmer wird die Leistung direkt mit zum Beispiel einem Power-Sensor/Thermistor Mount (Absorbtionsmesser) oder mit einem Durchgangsleistungsmeßkopf ermittelt. Die Korrekturdaten (Kalibrierungsfaktor) des Sensors müssen natürlich vorher bei der Sensorkalibrierung bestimmt worden sein und bei der Messung beachtet werden. Bei dieser Messung ist außer dem Meßkopf und dem Anzeigegerät kein weiters Hilfsmittel erforderlich. Die Genauigkeit der Messung wird von den beiden Geräten und der Fehlanpassung zwischen Sensor und Hochfrequenzquelle bestimmt. Beim Power-Sensor ist die Leistungsmessung nicht mit Verbraucher möglich, da dieser selbst als solcher angeschlossen ist. Beim Durchgangsleistungsmesser, der Kombination von Auskoppelelement und Sensor darstellt, wie auch im Folgenden beschrieben, ist bei angeschaltetem Verbraucher eine Leistungsbestimmung vorhanden. In der folgenden Tabelle werden Sensoren von bekannten Herstellern vorgestellt.



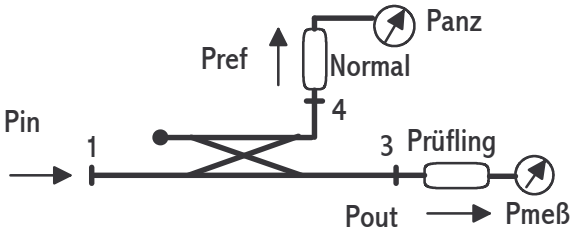
Art	Typ	Meter	Hersteller	Uns.	Leistung	Frequenz
Durchgang	NAP	NAP	R&S	<6%	20mW-1000W	25-1000MHz
Durchgang	NAUS	NAUS	R&S	<6%	20mW-100W	25-1000MHz
Direkt	NRS	NRS	R&S	<1%	0.1-300mW	0-15GHz
Direkt	NRV-Z1	NRV	R&S	<4%	1nW-20mW	10M-18GHz
Direkt	TK-10	EPM-1	W&G	±0.2dB	0dBm	10Hz-0.3GHz
Direkt	8481/2-A	436A	HP	<4%	1µW-100mW	10M-18GHz
Direkt	8481H	436A	HP	<4%	100pW-10µW	10M-18GHz
Direkt	478-A	432A	HP	<4%	10µW-10mW	10M-18GHz

Bei der Vergleichsmessung wird das Generatorsignal grundsätzlich über einen Richtkoppler oder einen Powersplitter (2-fach) aufgeteilt, ähnlich dem Durchgangsleistungsmesser. Bei Benutzung des Richtkopplers ist die Schmalbandigkeit und relativ starke Frequenzabhängigkeit der Auskopplung von Nachteil. Bei Koppler mit mehr als 10dB Auskoppeldämpfung ist ein großer Vorteil der geringe Leistungsverlust im Hauptarm, an dem die Last liegt. Der



Vorteil des Powersplitterversion ist die große Breitbandigkeit, mit dem Nachteil der Dämpfung von etwa 6dB in beiden Zweigen. Je nach Anwendungsfall muß man die Vor- und Nachteile der Aufbauten beachten.

Zu sehen ist ein Leistungsteiler mit Splitter und 6 dB Enkopplung. Hier dient die Entkopplung zum Schutz des Prüflingsanschusses und zur besseren Entkopplung der beiden Splitterausgänge. Damit das Leistungsverhältniss gleich ist, sind am Normal auch 6dB angeschraubt. Einen ähnlichen Aufbau hat das Kalibrierkit NRVC von Rohde&Schwarz mit einem thermischen Sensor bis 18 GHz und höher allerdings ohne die 6dB. Es wird komplett mit rückgeführten Kalibrierdaten geliefert und ist zum Beispiel mit einem NRVD Zweikanalpowermeter zu betreiben. So kann sich ein Labor die aufwendige Rückführung der Leistung und die Programierung des Messplatzes sparen.

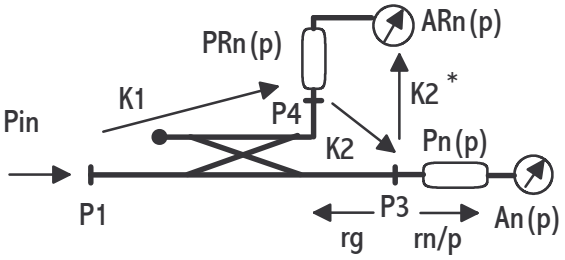


Es ist wie aus der Abbildung zu ersehen am Nebenarm immer ein Referenzmeßaufnehmer angebracht, der die Leistung im Hauptarm detektiert. Bei der direkten Durchgangsmessung wird die Generatorleistung, die auf eine Last (R_L) wirkt, über den Leistungsteiler ausgekoppelt und über die Kalibrierungsfaktorumrechnungen (dB) direkt gemessen. Der Referenzsensor muß bekannte Faktoren aufweisen. Besser ist eine Bolometer-Coupler-Unit (Einheit) [BCU], bei der der Referenzsensor und Leistungsteiler eine feste Einheit bilden (siehe Bild), deren Kalibrierungsfaktor bekannt ist. So lassen sich von der Anzeige des Referenzmeters Rückschlüsse auf die an der Last anliegende Leistung schließen. Um den Leistungsfaktor (K) von Sensoren zu bestimmen, wird die zweite Variante angewendet. Zuerst wird das Normal gemessen und dann der Prüfling. Aus den Anzeigeergebnissen, dem K-Faktor des Normals und den beiden Referenzergebnissen ins Verhältnis gesetzt, ergibt sich der K-Faktor des Prüflings. Die Referenzmessung dient während der beiden Durchgänge um Pegelschwankungen herauszurechnen. Auch mit einer BCU ist der K-Faktor eines Powersensors zu bestimmen, indem man den K-Faktor des Referenzsensors mit dem Richtkoppler zusammen bezogen auf den Ausgang des Richtkopplers einmalig mit einem Normal bestimmt um ihn dann bei Prüflingsmessungen mit zu berücksichtigen. Bei den zeitgleichen Vergleichsmessungen ist bei Benutzung eines Normals die höchste Genauigkeit zu erreichen.

Der Kalibrierungsfaktor der sowohl für einzelne Sensoren als auch für Meßeinheiten aus Leistungsteiler oder anderen meist passiven Hochfrequenzbauteilen zusammen mit einem Sensor bestehen, wird im Folgenden beschrieben. Er ist in der Regel frequenzabhängig und kann auch von anderen Faktoren wie der Leistung abhängig sein. Bei Sensoren ist der Kalibrierungsfaktor eine Kombination aus Wirkungsgrad und Fehlanpassung. Eine Art Leistungsfaktor, der die Hochfrequenzverluste zwischen angebotenen HF-Leistung P_{HF} und angezeigten abgegebenen Gleichstromleistung (spannung) P_M, angibt. Es wird nur die hinlaufende Leistung bestimmt. Die folgenden Definitionen für den Kalibrierungsfaktor des Sensor sind üblich.

$$K_S = \frac{P_M}{P_{HF}} \quad (15.37)$$

$$K[dB] = 10 + \log\left(\frac{K[\%]}{100}\right)$$



$K_S < 1$; Angabe oft in % , z.B. 95%=0,95. K_S ist das Verhältnis von abgegebener Gleichstromleistung (Meßleistung) zu der am Sensor absorbierten HF-Leistung an 50 Ohm.

$$\eta_e = \frac{P_M}{P_{abs}} \quad (15.38)$$

η_e ist der effektive Wirkungsgrad des Sensors ohne Beachtung seiner Fehlanpassung (Reflexionsfaktor). Es ist das Verhältnis von abgegebener Gleichstromleistung P_M zur absorbierten (aufgenommenen) HF-Leistung P_{abs}. Aus den beiden Gleichungen kann der Kalibrierungsfaktor auch anders beschrieben werden.

$$K_S = \eta_e * \frac{P_{abs}}{P_{HF}} = \eta_e(1 - \left|\underline{r_S}\right|^2) \quad (15.39)$$

$$r_S = \sqrt{1 - \frac{K_S}{\eta_e}} \quad (15.40) \qquad \eta_e = \frac{K_S}{(1-|r_s|^2)} \quad (15.41)$$

$$P_{abs} = P_M * \frac{1-|r_S|^2}{K_S} \quad (15.42)$$

Es soll angenommen werden, daß ein Sensor an einen Generator (auch BCU;PSU) angeschlossen ist. Es gilt dann für die HF-Leistung P_{SHF} am Sensor mit den Reflexionsfaktoren von Sensor und Generator die folgende Gleichung.

$$P_{HF} = \frac{1}{|1-r_G r_S|^2} * P_{ZO} \quad (15.43)$$

Dabei ist P_{ZO} die Leistung. die der Generator an eine ideale Last mit Z=50 Ohm abgeben würde. Mit Gleichung 15.39 nach P_{HF} aufgelöst und in 15.43 eingesetzt ergibt nach Umformung:

$$P_M = \frac{1}{|1-r_G r_S|^2} * K_S * P_{ZO} \quad (15.44)$$

Nun ist für K_S Gleichung 15.39 einzusetzen.

$$P_M = \frac{1}{|1-r_G r_S|^2} * (1 - |r_S|^2) * \eta_e * P_{ZO} \quad (15.45)$$ siehe auch Kap.18.3.1

Wenn keine Reflektionsfaktoren auftreten, unterscheiden sich P_M und P_{ZO} nur durch den Wirkungsgrad des Sensor, der die Umformungsverluste zwischen HF-Leistung und Gleichstromleistung beschreibt. Wenn man mit einem Normal zuvor die Generatorleistung bestimmen will, muß man 15.45 umformen.

$$P_{ZO} = |1 - r_G r_S|^2 * \frac{1}{(1-|r_S|^2)*\eta_e} * P_M \quad (15.46)$$

Der erste Term in beiden Gleichungen heißt Fehlanpassungfaktor (Mismatchfaktor) und wird üblicherweise mit in der Messunsicherheit abgeschätzt. Wenn man jedoch die komplexen Reflexionen ausmißt, kann man mit diesen die Gleichungen direkt je Frequenzpunkt korrigieren und so die Messunsicherheit verringern. (siehe Anhang)

$$M = |1 - r_G r_S|^2 = [1 - |r_G||r_S| * \cos(\varphi_G + \varphi_S)]^2 - [|r_G||r_S| * \sin(\varphi_G + \varphi_S)]^2 \quad (15.47)$$

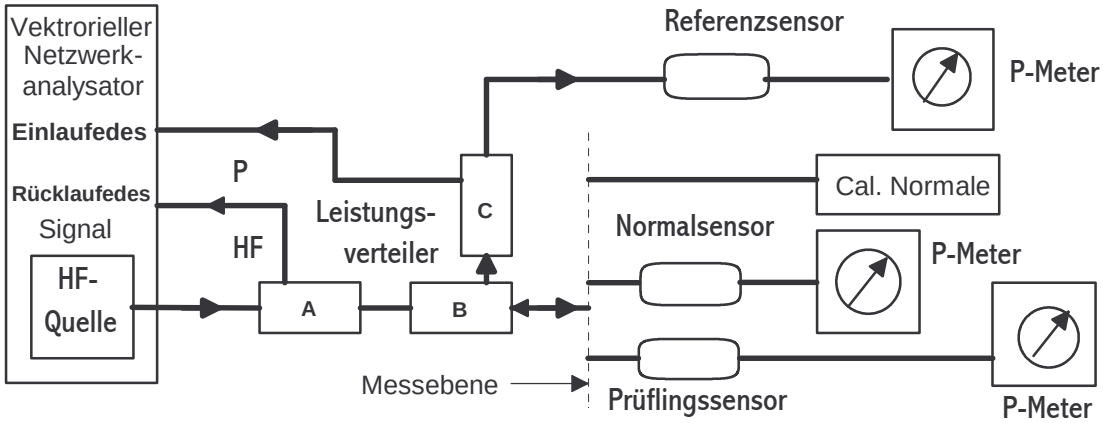
Es gilt folgende Gleichung ; bei r<<1 fällt der letzte Term weg

$$M = 1 - 2 * |r_G||r_S| * \cos(\varphi_G + \varphi_S) + (|r_G|^2 |r_S|^2) \quad (15.48)$$

In die Messunsichheit auf Grund des Mismatch gehen dann die Messunsicherheiten bei der Messung von Betrag und Phase für die Reflexionsfaktoren ein.

Sonst gilt: $\Delta M = 2 * |r_G| * |r_S|$ mit $M = 1 \pm \Delta M$ (15.49) (linear)

Gegenüber dem einfachen Aufbau, wie zuvor beschrieben, zur Kalibrierung von Sensoren, kann hier der komplexe Reflektionsfaktor von Normal oder Prüfling gleichzeitig zur Leistungsmessung je Frequenzpunkt bestimmt werden. Dadurch wird der Fehler durch die Fehlanpassung, der besonders bei höheren Frequenzen den Hauptanteil der Gesamtunsicher-



heit ausmacht, stark verringert. Es muß allerdings der Fehleranteil der Reflexionsfaktormessung selbst, nach Betrag und Phase beachtet werden. So kann zum Beispiel die Gesamtunsicherheit bei 18 GHz von 0,3dB auf 0,1dB in einem üblichen Messfall verkleinert werden.

Der Aufbau besteht aus einem Vektoriellen Netzwerkanalysator bei dem das Reflektormeter bestehend aus A und B um einen Leistungverteiler C ergänzt wurde. Der ganze Aufbau muß phasenstabil entweder aus Kopplern oder Splittern bestehen. Das Reflektometer kann auch Teil des Netzwerkanalysators sein, wenn es entsprechende Anschlüsse gibt. Bei A wird die von der Messebene reflektierte Welle und bei B die zur Messebene hinlaufende Welle erfaßt. Die hinlaufende Welle entspricht der Leistung an der Messebene und wird mit C je zum Referenzsensor und zum Analyser ausgekoppelt. Die Kalibrierungsnormale (OSM) werden wie üblich zur Kalibrierung der Messebene benötigt, um die Reflektionsfaktoren von Normal und Prüfling zu bestimmen. Zusätzlich muß einmalig der Reflektionsfaktor der Messebene selbst ausgemessen werden, sozusagen der Generatorausgangswiderstand. Es gibt verschiedene Methoden um den äquivalenten Reflexionsfaktor, wie ich in der Unterlage HF-3-Tore beschreibe, zu bestimmen. Nach der Kalibrierung des Referenzsensors mit einem

Normalsensor oder Thermistor, kann unter Berücksichtigung der Reflexionswerte der Kalibrierunsfaktor oder Wirkungsgrad des Prüflings bestimmt werden. Dies kann jedoch nur bei festen Frequenzpunkten (kein Sweep) erfolgen und erfordert zusätzlich Rechenvorgänge.
Für die auch oft verwendeten BCU's als Meßnormale sind die folgenden Vereinbarungen getroffen. Diese Kalibrierungsfaktoren sind nicht mit den Kopplungsfaktoren des Leistungsteilers zu verwechseln.

$$K_1 = \frac{P_{anz}}{P_{in}} \qquad (15.50)$$

$$K_2 = \frac{P_{anz}}{P_{out}} \qquad (15.51)$$

Mit Gleichung 15.37 gilt.

$$K_P = \frac{P_{meß}}{P_{out}} \qquad (15.52)$$

Im Idealfall ohne Beachtung der Reflexionsfaktoren an Tor 3 folgt Gleichung 15.53.

$$K_P = \frac{P_{meß} * K_2}{P_{anz}} \qquad (15.53)$$

K_1 wird als Eingangs- und K_2 als Ausgangskalibrierungefaktor bezeichnet. K_P ist der Kalibrierungsfaktor des Prüflings, oft wieder mit K_1 bezeichnet. Für die reale Messung müssen noch die Refexionsfaktoren und die Unsicherheiten beachtet werden.

<u>BCU:</u> siehe auch K-Messung und Gl. 53/37/39
Index: R=Referenz; N=Normal; P=Prüfling; A=DC-Leistung des Sensors (Anzeige).
Mit $|b_q|^2=P_3$ entspricht Schnittstelle der Leistung für Normal und Prüfling.
Es werden Normal und Prüfung gemessen und ins Verhältnis gesetzt. r_N, r_P und r_g werden extra gemessen. $K_N=A_N/P_{HF}$ von der PTB bestimmt. Mit Gleichung 18.41 in Kap. 18.3.1 folgt Gleichung 15.54.

$$P_{auf} = \frac{(1-|r_L|^2)}{|1-r_g r_L|^2} * |b_q|^2 \qquad (15.54)$$

Es wird jetzt gleichzeitig für Normal und Prüfling in verschieden Gleichungen mit vier Hilfsgleichungen 15.55 bis 15.57 umgeformt.

$$P_{aufN(P)} = \frac{1-|r_{n(P)}|^2}{|1-r_g r_{n(P)}|^2} * P_{3N(P)}$$

$$\eta = \frac{A}{P_{auf}} \qquad (15.55)$$

$$K_2 = \frac{P_4}{P_3} \qquad (15.56)$$

$$A_{N(P)} = \frac{\eta_{N(P)} * (1-|r_{N(P)}|^2)}{|1-r_g r_{N(P)}|^2} * \frac{1}{K_2} * P_{4N(P)}$$

$$K = \eta * (1-r^2) \qquad K = \frac{A}{P_{HF}} \qquad (15.57)$$

$$A_{N(P)} = \frac{K_{N(P)}}{|1-r_g r_{N(P)}|^2} * \frac{1}{K_2} * \frac{A_{RN(P)}}{K_R}$$

K_R ist der Kalibrierungsfaktor des Referenznormals und bei beiden Messungen von Normal und Prüfling an der BCU gleich, da das Normal am Seitenarm immer fest verbunden bleibt. Es entstehen in Wirklichkeit zwei Gleichungen je Frequenzpunkt für A. A_N und A_P werden dann ins Verhältnis zueinander gesetzt.

$$\frac{A_N}{A_P} = \frac{K_N}{K_P} * \frac{|1-r_g r_P|^2}{|1-r_g r_N|^2} * \frac{A_{RN}}{A_{RP}} * \frac{K_2}{K_2} * \frac{K_R}{K_R} \qquad (15.58)$$

Die beiden letzten Terme von Gleichung 15.58 lassen sich kürzen und mit der Auflösung nach dem gesuchten Kalibrierungsfaktor für den Prüfling erhalten wir 15.59.

$$K_P = \frac{|1-r_g r_P|^2}{|1-r_g r_N|^2} * \frac{K_N * A_{RN}}{A_N} * \frac{A_P}{A_{RP}} \qquad (15.59)$$

Mit der Definition für K^* bei der BCU in Gleichung 15.60, das unabhängig von Normal oder Prüflingsmessung konstant bleibt, da der Referenzsensor bleibt und nur gegen den Ausgang gemessen wird, kann 15.59 vereinfacht werden. Außerdem wird üblicherweise K^*in einer Normalmessung bestimmt (Index N).

$$K^* = \frac{A_{R\,N(P)}}{P_{3\,N(P)}} = \frac{A_{R\,N(P)} * K_{N(P)}}{A_{N(P)}} \qquad (15.60)$$

$$K_P = \frac{K^* * A_P}{A_{RP}} * \frac{|1-r_g r_P|^2}{|1-r_g r_N|^2} \qquad (15.61)$$

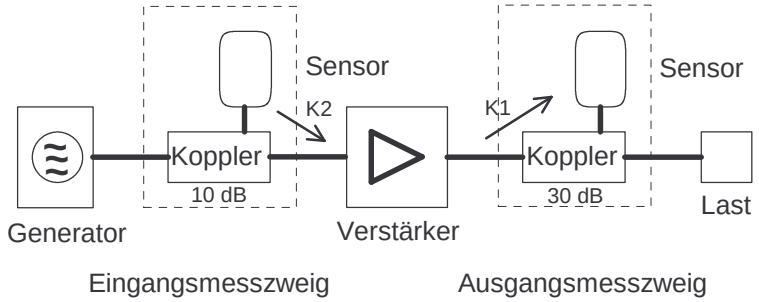
Die Gleichung 15.61 entspricht 15.52, wenn man die Reflexionsfaktoren zu Null setzt. Wenn nur der Betrag der Reflexionsfaktoren bekannt ist, kann man mit Gleichung 15.62 arbeiten.

$$K_P\rfloor_{\min/\max} = \frac{K^* * A_P}{A_{RP}} * \frac{(1 \pm |r_g| * |r_P|)^2}{(1 \pm |r_g| * |r_N|)^2} \qquad (15.62)$$

Allgemein gilt bei Verhältnismessungen (echte Substitution) mit Gleichung 15.54 bei direktem Anschluß von Normal und Prüfling an eine Quelle, die sich in ihren Eigenschaften während der Messung nicht verändert die folgende Gleichung.

$$\frac{P_P}{P_N} = \frac{(1-|r_g|^2)}{|1-r_g r_P|^2} * \frac{|1-r_g r_N|^2}{(1-|r_N|^2)} \qquad (15.63)$$

Messaufbauten mit Leistungsteiler, hier als Beispiel Richtkoppler, können bei der Bestimmung von HF-Verstärkern zum Einsatz kommen. Um die Verstärkung eines Verstärkers genau zu bestimmen, ist die Kentniss der Eingangsleistung und gleichzeitig der Ausgangsleistung über der Frequenz nötig. Bei kleinen absoluten Leistungen ist dies vielleicht noch mit einem Netzwerkanalysator möglich. Jedoch sind diese Geräte meist schnell überlastet und ein Ausgangsdämpfungsglied für hohe Leistungen ist nicht genau genug. In diesem Fall wird die Eingangsleistung mit einem Eingangszweig und die Ausgangsleistung mit einem Ausgangszweig bestimmt. Zwischen diesen beiden Zweigen befindet sich dann der Verstärker. Bei der Kalibrierung der Zweige ist einiges zu beachten. Es wäre möglich jeweils die Kopplerdämpfungswerte und die Sensorkalibrierwerte einzeln zu bestimmen. Dann habt man aber die Fehlerterme von zwei Einzelmessungen und die Fehlanpassung zwischen Sensor und Koppler zu beachten. Besser ist es jeweils die Zweige komplett zu kalibrieren. Für höchste Genauigkeit werden als Sensoren Thermistoren gewählt, da sie sich linear mit der Leistung verhalten und sehr stabil sind. Der Eingangsmesszweig (K_2) wird mit



einem Thermistornormal (K_1) am Ausgang kalibriert. Mit diesem Eingangsmesszweig (K_2) wird dann der Ausgangsmesszweig (K_1) mit Last kalibriert.
Wie aus der Abbildung mit Verstärker zu erkennen, wird in einem solchen Aufbau auch eine Koppler-Sensor Kombination am Eingang mit K_1 bezeichnet.

Pegel an den Messzweigen:	Eingangsmesszweig	Ausgangsmesszweig
Bei der Kalibrierung (je)	In: 15dBm ; Sens.: 5dBm	In: 20dBm ; Sens.:-10dBm
Bei einer Messung	In: -5dBm bis 20dBm	In: 15dBm bis 40 dBm

Die Pegel bei der Messung ergeben sich aus der Messdynamik der Thermistoren von etwa 30dB. Die theoretisch maximal meßbare Verstärkung liegt bei 45dB und einem Generatorpegel von -5dBm. Bei den Messungen mit kleinen Leistungen an den Thermistoren ist die Drift zu beachten. Bei großen Ausgangsleistungen von bis zu 40dBm/10W ist die Wärmeentwicklung der Last und Koppler abzuschätzen. Ein großer Fehleranteil sind die zwei Reflexionsanteile an Ein- und Ausgang des Verstärkers. Auch wenn die Aussteuerleistung des Verstärkers bei der Messung der späteren Anwendung nicht entsprechen, ist zu verifizieren ob dies einen Einfluß auf die Daten hat. Theoretisch ist eine breitbandige Kalibrierung und Messung auch mit einem Powersplitter plus Dämpfungsglied, zum Beispiel 20dB möglich. Jedoch ist Leistung auf maximal 30dBm/1W beschränkt und auch temperaturabhängiger. Bei Leistungsröhren mit eingeschränktem Frequenzbereich, wie sie in Satelitten vorkommen, ist der Koppelaufbau üblich.

<u>BCU Power:</u> Hier wird das Aufbauen einer Leistungs-BCU mit anschließendem Gebrauch beschrieben. Der Vorgang kann in drei Teilen beschrieben werden.
I) Messen von K_{21} (Koppelfaktor) mit A_N und A_{S1} bei kleinem Pegel, den das Normal „verträgt".
II) Mit der Last (P_L) und K_{21}, der bei der Messung I bestimmt wurde, wird K_{22} mit A^*_{S1} und A_{S2} bei mittlerem Pegel gemessen.
III) Entfernen von Richtkoppler Nummer 1. Mit einem Prüfling und K_{22} von II wird A_P gemessen und A^*_{S2} bei großem Pegel angewendet.
Die Schritte I und II werden nur für die Kalibrierung von K_{22} benötigt.
* (Stern) bedeutet, das eine erhöhte Leistung am Nebenarm anliegt.

Mit 15.54 und P_A=K*P_S und 15.55 folgen die Anfangsgleichungen 15.64, 15.65, 15.67 und 15.68.
I) Leistung des Normals und es folgen die Werte A_N, A_{S1}.

$$P_N = \frac{K_{21}}{\eta_{S1}} * A_{S1} * \frac{1-|r_N|^2}{|1-r_g r_N|^2} \quad (15.64)$$

$$K_{21} = \frac{\eta_{S1}}{A_{S1}} * P_N * \frac{|1-r_g r_N|^2}{1-|r_N|^2} \quad (15.65)$$

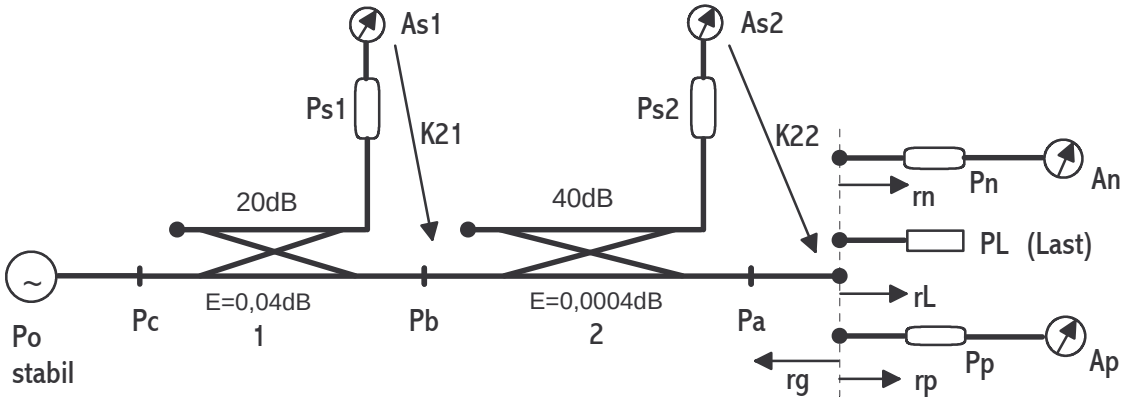
II) Leistung in der Last für Koppler 1 und 2 und es folgen die Werte A'_{S1}, A_{S2}.

$$P_L = \frac{K_{21}}{\eta_{S1}} * A'_{S1} * \frac{1-|r_L|^2}{|1-r_g r_L|^2} \quad (15.66)$$

Mit K_{21}=K_{22} da E beim zweiten Koppler sehr klein ist.

$$P_L = \frac{K_{22}}{\eta_{S2}} * A_{S2} * \frac{1-|r_L|^2}{|1-r_g r_L|^2} \quad (15.67)$$

$$K_{22} = \frac{\eta_{S2}}{A_{S2}} * P_L * \frac{|1-r_g r_L|^2}{1-|r_L|^2} \quad (15.68)$$



III) Leistung im Prüfling dann in 15.69 aus 15.67 und 15.65 in 15.66 wieder ineinander einsetzen und umformen.

$$P_P = \frac{K_{22}}{\eta_{S2}} * A'_{S2} * \frac{1-|r_P|^2}{|1-r_g r_P|^2} \quad (15.69)$$

$$P_P = \frac{A'_{S1}}{A_{S1}} * \frac{A'_{S2}}{A_{S2}} * P_N * \frac{|1-r_g r_N|^2}{1-|r_N|^2} * \frac{1-|r_P|^2}{|1-r_g r_P|^2} * 1 \quad (15.70)$$

Normal*Prüfling*Last

Mit 15.55 und 15.39 folgt 15.71 und diese Gleichung in 15.70 einsetzten ergibt 15.72.

$$P_{N(P)} = A_{N(P)} * \frac{1-|r_{N(P)}|^2}{K_{N(P)}} \quad (15.71)$$

$$P_P = \frac{A'_{S1}}{AS1} * \frac{A'_{S2}}{A_{S2}} * \frac{A_N}{K_N} * |1 - r_g r_N|^2 * \frac{1-|r_P|^2}{|1-r_g r_P|^2} \quad (15.72)$$

Gleichung 15.71 (P) in 15.72.

$$K_P = A_P * \frac{A_{S1} * A_{S2}}{A'_{S1} * A_N} * \frac{K_N}{A'_{S2}} * \frac{|1-r_g r_P|^2}{|1-r_g r_N|^2} \quad (15.73)$$

Dieses Prinzip kann auch dreistufig erfolgen. Es ist interessant zum Messen von großen Leistungen (Power-Sensoren), wenn das Normal nur kleine Leistungen zuläßt. Zur Verringerung von r_g kann bei 'B' eine Leistungstransformation (Tuner) eingebaut werden. Er muß aber für jede Frequenz abgestimmt werden.

Grundsätzlich geht diese Art der Kalibrierung, bei der die Bestimmung von $K_{22}=K_2$ mit K_{21} auch K_2 erfolgt, nur weil E=0,0004dB beim 40 dB Koppler ist. Man setzt also $K_{12}=K_{22}$, da man K_{12} hier nicht direkt messen kann. Dadurch entsteht ein Auskopplungsfehler (E=Gl.15.34) zusätzlich zu dem geringen Dämpfungsfehler des Kopplerdurchgangs.

15.6 Messunsicherheitsberechnung

Bei der Kalibrierung von Sensoren und der direkten Leistungsmessung mit Sensoren müssen Messunsicherheiten betrachtet werden. Darüber handelt der folgende Text.

15.6.1 Leistung und Kalibrierungsfaktor

Es gilt nach Gleichung 15.39

$$K_S = \eta_e * \frac{P_{abs}}{P_{HF}} = \eta_e(1 - |r_S|^2) \quad (15.39)$$

Für die relative Meßunsicherheit des Kalibrierungsfaktors gilt bei Verwendung der Reflexionsfaktor- und Wirkungsgradunsicherheit Gleichung 15.74 Dazu wird das totale Differential auf 15.39 angewendet.

$$dK_{Sr} = 2 * \left[\frac{1}{4} * \left(\frac{d\eta_e}{\eta_e}\right)^2 + \frac{1}{2} * \left(\frac{(-2*r_S*dr_S)}{1-r_S^2}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (15.74)$$

<u>Bsp:</u>
Mit: n_e=0,9806 dn_e=0,0025 r_S=0,1609 dr_S=0,004
folgt: dK_{Sr}=0,00316 =>dK_S=dK_{Sr}*K_S=0,00316*0,9552=0,00302

15.6.2 Interpolation der Kalibrierungsfaktoren

Für die diskreten Meßwerte der Bezugsnormale (Thermistor-Mounts), gelten die Meßunsicherheiten laut Kalibrierschein. Bei Frequenzpunkten, die zwischen diesen liegen, werden leicht erhöhte Meßunsicherheiten verwendet. Diese neuen Meßunsicherheiten berechnen sich aus den Frequenzabständen zu benachbarten diskreten Punkten und dem Verlauf des ermittelten effektiven Wirkungsgrad. Um die Abhängigkeit des Kalibrierungsfaktors vom Reflexionsfaktor für die Interpolation auszuschließen, wird diese auf der Wirkungsgradebene durchgeführt, da hier üblicherweise ein erheblich linearer Verlauf zu beobachten ist. Erst danach wird für alle neuen Frequenzpunkte mit dem vorher von uns gemessenen Reflexionsfaktor der Kalibrierungsfaktor bestimmt. Diese K1-Werte dienen dann als Grundlage für die direkte Leistungsmessung und zum Aufbau der Transfernormale (BCU/BSU).

15.6.2.1 Berechnung der Zwischenwerte

Die Berechnung der Zwischenwerte wird mit der linearen Interpolation durchgeführt. Hierbei werden die jeweils benachbarten Stützwerte durch Geradenzüge miteinander verbunden. Diese in der Praxis erfolgreiche Methode wird mit der Gleichung 15.75 für den effektiven Wirkungsgrad beschrieben.

$$\eta_{ex} = \eta_{e1} + \frac{(f_X - f_1)*(\eta_{e2} - \eta_{e1})}{f_{e2} - f_{e1}} \quad (15.75)$$

Die Wirkungsgrade sind den entsprechenden Frequenzen (f) zugeordnet mit der Bedingung $f_1<f_x<f_2$. Für den Kalibrierungsfaktor des Thermistors gilt mit 15.39 dann Gleichung 15.76.

$$K_S = \eta_{ex} * (1 - |r_S|^2) \quad (15.76)$$

Bsp.:
Mit: n_{e1}=0,9925; n_{e2}=0,9876; f_1=1GHz; f_2=2GHz; f_x=1,4GHz; r_S=0,0178; folgt: n_{ex}=0,99054 und K_S=0,990226.

15.6.2.2 Meßunsicherheit der Zwischenwerte

Die Meßunsicherheiten der Zwischenwerte wurden anfangs um einen linearen Aufschlag auf den diskreten Unsicherheitswert (u_x) erhöht. Obwohl dies in der Praxis zu keinen Problemen führte, wird hier die Methode der exponentiellen Unsicherheitszuschlages angewendet. Nur sie berücksichtigt den Abstand des Zwischenwertes von seinen beiden Stützwerten, wobei in der Mitte der größte Unsicherheitszuschlag angenommen wird. An den beiden Stützwerten beträgt der Zuschlag Null. Die Gleichungen 15.77 und 15.78 beschreiben die Funktion der Meßunsicherheit, die auf beide Stützwerte anzuwenden ist.

$$y_1 = u_1 + e^{k_1*(x-x_1)} - 1 \quad \text{wenn } x<x_m \quad (15.77)$$

$$y_2 = u_2 + e^{-k_2*(x-x_2)} - 1 \quad \text{wenn } x>x_m \quad (15.78)$$

Für den mittleren x-Wert gilt 15.79.

$$x = x_m = \frac{x_1+x_2}{2} \quad (15.79)$$

Der Schnittpunkt der von beiden Seiten zur Mitte hin exponentiell ansteigenden Funktionen, die die Steigungen k haben, wird bei x_m angenommen. Dort gilt $y_1=y_2$ mit 15.77 und 15.78 lassen sich die beiden Steigungsfaktoren berechnen. Da es für diese Faktoren eine unendliche Anzahl von Kurvenpaaren gibt, werden für die Berechnung die Gleichungen 15.82 bis 15.84 als Anfangsbedingungen für 15.80 und 15.81 definiert.

$$k_1 = \frac{2+\ln(u_2-u_1+e^{-0,5+k_2*(x_1-x_2)})}{x_2-x_1} \quad (15.80)$$

$$k_2 = \frac{2+\ln(u_2-u_1+e^{-0,5+k_1*(x2-x_1)})}{x_2-x_1} \quad (15.81)$$

$$k_1 = \frac{u_1}{Meßwert_1} \quad \text{wenn } u_1>u_2 \quad (15.82)$$

$$k_2 = \frac{u_2}{Meßwert_2} \quad \text{wenn } u_1<u_2 \quad (15.83)$$

$$k_1 = k_2 = \frac{u_2}{Meßwert_2} \quad \text{wenn } u_1=u_2 \quad (15.84)$$

Bsp.:
Mit: Meßwert1=n_{e1}=0,9925; Meßwert2=n_{e2}=0,9876; x1=f_1=1GHz; x2=f_2=2GHz; x=f_x=1,4GHz; u_1=dn_{e1}=0,0016; u_2=dn_{e2}=0,0020

folgt: Da $u_1<u_2$ => k2=0,002025 (15.83) => k1=0,002819 (15.80)
Da $x<x_m$ => dK_S=0,002728 (15.77)

Diese Berechnungen werden für jeden Meßpunkt im Rechner automatisch durchgeführt.

15.6.3 Reflexion

Bei den Messungen zwischen Sensor und Generator (Quelle) müssen die Reflexionen beachtet werden. Mit den Gleichungen 15.37 und 15.43 für Sensoren gilt dann 15.85.

$$P_G = \frac{P_A}{K_S * |1 - r_G r_S|^2} \quad (15.85)$$

Der Reflexionsterm in 15.85 wird als Fehlanpassungsfaktor (M) bezeichnet. Er ist in den Gleichungen 15.45 bis 15.49 beschrieben.

Wenn nur die Beträge der Reflexionsfaktoren bekannt sind, liegt der Variationsbereich des cos-Faktors zwischen -1 und +1. Die U-förmige Verteilung liegt symmetrisch zum Wert 0 und so gilt Gleichung 15.49.
In der Praxis mit r«1 ergibt dies für die Meßunsicherheit in % durch Fehlanpassung 15.86.

$$\Delta M = 200 * |r_G| * |r_S| \text{ in \%} \quad (15.86)$$

Der Ausgangsreflexionsfaktor (r_{out}) eines Transfernormals, den man auch als effektiven Quellen-Reflexionsfaktor bezeichnet, der in den Unsicherheitsberechnungen r_G entspricht, läßt sich angenähert berechnen, aber auch meßtechnisch bestimmen. S_{22} entspricht hierbei dem Reflexionsfaktor am Ausgangstor des Kopplers/Powersplitters und D in dB ist die Direktivity.

$$r_{out} = S_{22} + 10^{\frac{-D}{20}} \quad (15.87)$$

Für die Fehlergrenzen (dr) gilt die folgende Gleichung 15.88, die aus 15.86 abgeleitet ist. An jeder HF-Schnittstelle, normalerweise eine, bei Adaptern mindestens zwei, ist sie für dr anzuwenden und in die Gleichung 15.92 einzusetzen. 15.88 beschreibt die Unsicherheit der Reflexionsmessung selbst (dr) und auch die der gemessenen Reflexionsfaktoren (r).

$$dr = 2 * \sqrt{|r_G|^2 + |dr_G|^2} * \sqrt{|r_S|^2 + |dr_S|^2} \quad (15.88)$$

<u>Bsp:</u>
Mit: r_G=0,0247; dr_G=0,01; r_S=0,053; dr_S=0,025
folgt: dr=0,00312

15.6.4 Adapterkorrektur

Die Dämpfung A eines Adapters hat frequenzabhängige Terme, die mit einem Polynom berücksichtigt werden. Diese werden nach der Kalibrierung eines symmetrischen Adapterpaars aus den Meßwerten regressiert und liegen in der Form nach Gleichung 15.89 vor. Hierbei wird berücksichtigt, daß die Dämpfung eines Adapters halb so groß wie die des Adapterpaars ist.

$$A = a + b * f + c * f^2 \text{ in dB} \quad \text{f in GHz} \quad (15.89)$$

Die Koeffizienten a,b,c werden in ein Programm eingegeben und berechnen daraus die benötigten Korrekturwerte für jeden Frequenzpunkt. Die Anwendung ist in Gleichung 15.100 und 15.105 zu sehen.

$$a_5 = 10^{\frac{d+e*f}{10}} - 1 \quad (15.90)$$

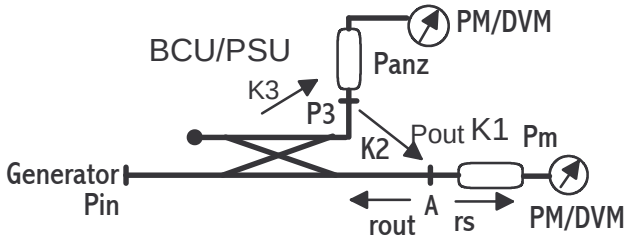
Bei der Verwendung von Adaptern muß eine erhöhte zusätzliche Unsicherheit beachtet werden. Aus den Dämpfungskoeffizienten d und e in dB berechnet das Programm den Meßunsicherheitsterm a_5. Diese werden zum Beispiel mit a_5=0.02+0.002*f[GHz] in dB angegeben und fließen dann mit in die Gesamtunsicherheitsberechnung ein.
Die Reflexionsfaktoren des Adapters werden entweder bei der Eingabe für den Prüflingsreflexionsfaktor (Erhöhung) oder bei der Unsicherheitseingabe für die Adapterdämpfung (Addition) berücksichtigt.
Hierbei gilt die folgende Gleichung für eine einfache HF-Verbindung: (dA=Dämpfungsunsicherheit)

$$dA = 8,686 * |r_1| * |r_2| \text{ in dB} \quad (15.91)$$

Bsp:
Mit: d'=0,02dB; e'=0,002dB; f=8GHz
folgt: a_5 = 0,00832

15.6.5 Meßaufbauten

Die Meßaubauten sind ähnlich der vorherigen Abbildungen. Am Ausgang steht das A für einen eventuellen Adapter. Beim K1 Aubau wird mit dem Normalthermistor am Hauptarm K2 vom Koppler bestimmt. Mit der Kentniss von K2 können dann die Sensoren über K1 gemessen werden.



Aufbau: **K1=** Prüfling / Normal
K2= Normal / Prüfling

Für die übliche Messunsicherheit gilt:

$$u = 2 * \sqrt{\frac{u_N^2}{4} + \frac{a^2}{3} + \frac{dr^2}{2} + \frac{M^2+s^2}{n}}$$
(15.92)

mit: u_N = Normalunsicherheit
a = Summe aller Fehlergrenzen
dr = Summe Refelexionsfehler
M = DKD Faktor
n = Anzahl der Einzelmessungen
s = Standardabweichung von n

Für die Fehlergrenzen (a) gilt
a_1 / a_2 = Power-Meter Sensor je nach Aufbau
a_3 = Drift Normal etwa 0,05%
a_4 = Interpolationsunsicherheit (15.6.2)
a_5 = Adapterunsicherheit (15.6.4)
a_6 / a_7 = DVM Auflösung bei Vrf Methode

Zu :a_1 / a_2

Meßmethode	Unsicherheit nach HP	
Power-Meter 436A (incl. 50MHz Cal.)	1,7%	=0,017
Power-Meter 432A am Recorderausgang	0,5%	=0,005
Power-Meter 432A mit V_{rf}-Methode	0,2%	=0,002

Zu $a_{6/7}$:
Die Voltmeter, die bei der Vrf-Methode eingesetzt werden, haben trotz der 6½-Stellen eine begrenzte Auflösung, die berücksichtigt werden muß. Dies kommt in der Gleichung 15.93

zum Ausdruck. Wenn man Gleichung 15.24 nach einer Spannung differenziert, erhält man den dazu gehörigen Fehleranteil $a_{6/7}$.

$$a_6 = a_7 = \frac{2*V_{rf(0)}}{V_{rf0}^2 - V_{rf}^2} * dU \quad (15.93)$$

dU entspricht der Auflösung des Voltmeters und beträgt in unserem Fall 10µV.

Bsp:
Mit: V_{rf0}=4,90876V; V_{rf}=4,85416V dU=10µV
folgt: a_6=0,000184 Berechnung für ca. 0dBm

Es zeigt sich, daß zu geringen HF-Leistungen hin $a_{6/7}$ ansteigt und bei etwa -15dBm mit etwa 0,4% die höchste noch akzeptable Unsicherheit auftritt. Daher wird der Einsatzbereich der Thermistoren zwischen -15dBm und +10dBm gewählt.

15.6.5.1 Hochfrequenzleistungsmessung mit Thermistor-Mount

Gesucht ist die abgegebene Leistung einer Quelle an Z_0. Hierzu wird das Thermistornormal direkt an den zu prüfenden HF-Generator angeschlossen. Das Powermeter HP432 wird mit einem Präzisionsvoltmeter hoher Auflösung ausgelesen. Die Generatorleistung (P_G) läßt sich mit der am Powermeter angezeigten Leistung (P_A) nach der allgemeinen Gleichung 15.92 bestimmen.

$$P_G = \frac{P_A}{K_S * |1 - r_G r_S|^2} \quad (15.94)$$

Da nur die Beträge der Reflexionsfaktoren bekannt sind, wird Gleichung 15.93 so vereinfacht und die Einflüsse der Reflexionsbeträge dafür in der Meßunsicherheit mit berücksichtigt.

$$P_G = \frac{P_A}{K_S} \quad (15.95)$$

Hier ist die Unsicherheitsabschätzung für die Fehlanpassung an jeder Schnittstelle, wie im Kapitel 15.6.3 beschrieben, anzuwenden.
Mit *28* ergibt dies die hier vereinfachte Gesamtmeßunsicherheit.

$$u = 2 * \sqrt{\frac{u_N^2}{4} + \frac{a_T^2}{3} + \frac{dr^2}{2} + \frac{M^2 + s^2}{n}} \quad \text{in \%} \quad (15.96)$$

Mit a_T werden die Fehlergrenzen des Gleichstromwiderstandes (R) vom Thermistor, des Power-Meters und eines hochauflösenden Multimeters bei Verwendung der Vrf-Methode beschrieben. Sie beträgt laut Herstellerangaben 0,2%.

15.6.5.2 Leistungsmessung mit K1 Meßaufbau

Mit diesem Meßaufbau werden die Leistungstransfernormale kalibriert. K1 Meßaufbau heißt, daß mit bekanntem K1 der unbekannte Kalibrierungsfaktor K2 bestimmt wird.
Der Kalibrierungsfaktor K1 ist der Faktor für den Thermistor-Mount der am Ausgang des Transfernormals angeschlossen wird.

$$K_1 = K_S = \frac{P_m}{P_{out}} \quad (15.97)$$

Der Kalibrierungsfaktor K2 ist das Verhältnis der Leistungsanzeige am Seitenarm zu der am Ausgang an eine reflexionsfreie Last angebotenen Leistung.

$$K_2 = \frac{P_{anz}}{P_{out}} \quad (15.98)$$

Zu Bestimmung von K_2 muß ein Bezugsnormal mit bekanntem Kalibrierungsfaktor K_S an den Ausgang des Transfernormal angeschlossen werden. Durch Einsetzen der Gleichungen 15.97 und 15.98 ineinander wird K_2 als Funktion von K_1 bestimmt.

$$K_2 = K_1 * \frac{P_{anz}}{P_m} \quad (15.99)$$

Für die Kalibrierung wird die vorher beschriebe genauere Vrf-Methode bei den Thermistor-Mounts angewandt. Der Kalibrierungsfaktor K_3 des Transfernormals entspricht bei dieser Messung K_1, wenn dieses wie ein Thermistor-Mount mit Dämpfungsglied betrachtet wird. Dabei ist der Ausgang des Normals mit einer Last Z_0 abzuschließen.
Mit einem Adapter, der sich zwischen Ausgang und Normal befindet, muß eine Korrektur von K_1 durchgeführt werden. Dabei ist A die Dämpfung in dB (Gl. 15.89). K_{1S} ist der richtige Wert für den Kalibrierungsfaktor des Thermistornormals.

$$K_1 = \frac{K_{1S}}{10^{\frac{A}{10}}} \quad (15.100)$$

Dieses "neue" K_1 ist in die Gleichung 15.99 einzusetzen.

<u>Bsp.:</u> K_{1S}=0,98; A=a=0,2dB => K_1=0,98/1,047=0,94

BCU/PCU-Normale
Die BCU-Normale, die aus einem Hohlleiter-Koppler und einem Thermistor-Mount bestehen, werden mit den Thermistor-Bezugsnormalen kalibriert. Hierbei wird die Vrf-Methode eingesetzt. Die Gleichung 15.24 zwei mal auf 15.99 angewendet ergibt 15.101. Hierbei kürzt sich der Thermistorgleichstromwiderstand (R) heraus. Es wurde durch Messungen festgestellt, daß die Streuung der Werte äußerst gering ist.

$$K_2 = K_1 * \frac{\left(V_{rf0}^2 - V_{rf}^2\right)_{anz}}{\left(V_{rf0}^2 - V_{rf}^2\right)_m} \quad (15.101)$$

Aus Gleichung 15.92 läßt sich, wenn zwei Thermistoren verwendet werden, die hier vereinfachte Gesamtmeßunsicherheit ableiten.

$$u = 2 * \sqrt{\frac{u_N^2}{4} + \frac{a_{T1}^2}{3} + \frac{a_{T2}^2}{3} + \frac{dr^2}{2} + \frac{M^2 + s^2}{n}} \quad (15.102)$$

Mit $a_{T1/2}$ sind die Fehlergrenzen der beiden Thermistor-Mounts für die Vrf-Methode gemeint.

BSU-Normale
Die BSU-Normale, die aus einem Koaxial-Power-Splitter und einem Thermistor-Mount bestehen, werden mit den Thermistor-Bezugsnormalen kalibriert. Der Power-Splitter, Typ 1870A, Hersteller Weinschel, wurde an seinem Ausgang auf seinen effektiven Quellen-Reflexionsfaktor nach Moyer ausgemessen. Von den BSU-Normalen gibt es drei Ausführungen, um Sensoren unterschiedlicher Leistungsbereiche zu kalibrieren. Eine Version ist ohne Dämpfungsglied, die anderen mit Dämpfungsglied am Ausgang beziehungsweise am

Seitenarm angebracht. Die Dämpfungsglieder haben je 20 dB und werden mit dem Splitter zusammen kalibriert.
Hierbei wird die Vrf-Methode eingesetzt. Die Gleichung 15.24 zwei mal auf 15.99 angewendet ergibt 15.103. Hierbei kürzt sich der Thermistorgleichstromwiderstand (R) heraus. Es wurde durch Messungen festgestellt, das die Streuung der Werte äußerst gering ist.

$$K_2 = K_1 * \frac{\left(V_{rf0}^2 - V_{rf}^2\right)_{anz}}{\left(V_{rf0}^2 - V_{rf}^2\right)_m} \quad (15.103)$$

Aus Gleichung 15.92 läßt sich, wenn zwei Thermistoren verwendet werden, die hier vereinfachte Gesamtmeßunsicherheit mit Gleichung 15.102 beschreiben.

15.6.5.3 Leistungsmessung mit K2 Meßaufbau

Mit diesem Meßaufbau wird eine bekannte Hochfrequenzleistung generiert, um so "Endleistungsmesser" zu kalibrieren. K2 Meßaufbau heißt, daß mit bekanntem K2 der unbekannte Kalibrierungsfaktor K1 bestimmt wird. Mit dieser Messung kann, wenn der Prüfling ein Normal mit bekanntem Kalibrierungsfaktor ist, die Kalibrierung von K_2 eines Transfernormals in einer Rückmessung überprüft werden. Die Messung eines Sensors im Zusammenhang mit der vorherigen Kalibrierung (15.6.5.2) entspricht einer zeitlich versetzen Substitution gegen das Bezugsnormal. Für höchste Präzisionsmessungen können beide Messungen direkt hintereinander durchgeführt werden (siehe Abbildung).

$$K_2 = \frac{P_{anz}}{P_{out}} \quad (15.98)$$

Vor einer Messung eines Prüflings (K_S) mußte zuvor die Kalibrierung des Transfernormals nach Kapitel 15.6.5.2 durchgeführt werden. Für die Bestimmung eines unbekannten Kalibrierungsfaktors eines Sensors muß die Gleichung 15.99 nach K_1 umgestellt werden.

$$K_1 = K_2 * \frac{P_m}{P_{anz}} \quad (15.104)$$

Der Kalibrierungsfaktor K_3 des Transfernormals entspricht bei dieser Messung K_1, wenn dieses wie ein Sensor mit Dämpfungsglied betrachtet wird. Dazu ist der Ausgang des Normals mit einer Last Z_0 abzuschließen.
Mit einem Adapter, der sich zwischen Ausgang und Prüfling befindet, muß eine Korrektur von K_1 durchgeführt werden. Dabei ist A die Dämpfung in dB (Gl.15.89). K_{1S} ist hier der neue richtige Wert für den Kalibrierungsfaktor des Sensor-Prüflings.

$$K_{1S} = K_1 * 10^{\frac{A}{10}} \quad (15.105)$$

<u>Bsp.:</u> K_1=0,94; A=a=0,2dB => K_{1S}=0,94*1,047=0,984

15.6.6 Kalibrierungsfaktors (K1/K2) von Leistungsmessern

Hier werden nun die Meßunsicherheitsbeschreibungen nach einem neuen Formalismus nach DKD-3 vorgestellt. Es gilt weiterhin das vorher beschrieben! Neu hierbei ist die Modellgleichung die alle relevanten Terme enthält.
Die allgemeine Berechnung des Kalibrierungsfaktors ist unabhängig vom Messaufbau und äußert sich lediglich in der Vertauschung von Normal und Prüfling. Zur Berechnung des Meßergebnisses und Bestimmung der Meßunsicherheit wird die Modellgleichung benötigt. bei Substitutionsmessung:

Meßergebnis des Prüflings=Normalwert$\otimes$Anzeigeverhältnis$\oplus$Unsicherheitsterme (δ_X)

Der Normalwert wiederum setzt sich aus dem eigentlichen Wert des Normals und den zugehörigen Meßunsicherheitsanteilen zusammen.
Es gelten die folgenden Abkürzungen:

K_P:	Kalibrierungsfaktor des Prüflings; Ergebnis der Messung mit Berechnung
K_N:	Kalibrierungsfaktor des Normals; diese Variable beinhaltet auch die eigene Meßunsicherheit aus der Normalkalibrierung. Für Bezugsnormale nach PTB-Kalibrierschein.
δu_{a3}:	Abgeschätzte zeitliche Inkonstanz (Drift) des Normals
δu_{a4}:	Interpolationsunsicherheit
P_N:	Leistungswert des Normals bei der Messung
P_P:	Leistungswert des Prüflings bei der Messung
$\delta u_{a1/2}$:	Powermeter-Unsicherheit bei der Messung je für beide Meter
$\delta u_{a6/7}$:	Voltmeter-Unsicherheit der Messung je für beide Meter
δu_{a5}:	Zusätzliche Unsicherheit
ΔN:	Unsicherheit auf Grund der Reflexion am Meßtor
$S21$:	Adapterdämpfung einschließlich eigener Meßunsicherheit
$S22$:	Adapterreflexion
Snp:	Reflexion am Adapter von Normal bzw. Prüfling
r_X:	Reflexionsfaktor (linear)
c:	Sensitivitätskoeffizient (Ableitung der Modellgleichung nach allen Veränderlichen)

$$c_i = \frac{\partial f}{\partial x_i} \quad (15.106)$$

Für die Modellfunktion gilt:

$$K_P = (K_N + \delta u_{a3} + \delta u_{a4}) * \frac{(P_P + \delta u_{a1} + \delta u_{a6})}{(P_N + \delta u_{a2} + \delta u_{a7})} * \frac{|S21|^2}{|1 - S22 * Snp|^2} + \Delta N + \delta u_{a5} \quad (15.107)$$

$$\Delta N = 2 * |r_1| * |r_2| \quad (15.108)$$

Für die Reflexionswerte werden die Meßwerte mit den dazu gehörigen Meßunsicherheiten quadratisch addiert und so in den weiteren Gleichungen verarbeitet.

$$|r_x| = \sqrt{|r_x|^2 + |\delta r_x|^2} \quad (15.109)$$

Für die Bestimmung der Sensitivitätskoeffizienten (c) muß die Gleichung 15.107 nach allen veränderlichen Variablen abgeleitet werden.

$$\frac{\partial K_P}{\partial K_N} = \frac{\partial K_P}{\partial \delta u_{a3}} = \frac{\partial K_P}{\partial \delta u_{a4}} = 1 * [P] * [S] + 0 + 0 = c1 \quad (15.110)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial P_P} = \frac{\partial K_P}{\partial \delta u_{a1}} = \frac{\partial K_P}{\partial \delta u_{a6}} = [K] * \frac{1}{(P_N + \delta u_{a2} + \delta u_{a7})} * [S] + 0 + 0 = c2 \quad (15.111)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial P_N} = \frac{\partial K_P}{\partial \delta u_{a2}} = \frac{\partial K_P}{\partial \delta u_{a6}} = [K] * \frac{-(P_P + \delta u_{a1} + \delta u_{a6})}{(P_N + \delta u_{a2} + \delta u_{a7})^2} * [S] + 0 + 0 = c3 \quad (15.112)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial S21} = [K] * [P] * \frac{2 * |S21|}{|1 - S22 * Snp|^2} + 0 + 0 = c4 \quad (15.113)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial S22} = [K] * [P] * \frac{2 * |S21|^2 * |Snp|}{|1 - S22 * Snp|^3} + 0 + 0 = c5 \quad (15.114)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial Snp} = [K] * [P] * \frac{2 * |S21|^2 * |S22|}{|1 - S22 * Snp|^3} + 0 + 0 = c6 \quad (15.115)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial \Delta N} = 0 + 1 + 0 = c7 \quad (15.116)$$

$$\frac{\partial K_P}{\partial u_{a5}} = 0 + 0 + 1 = c8 \quad (15.117)$$

Die großen Klammern in den Gleichungen für c stellen den jeweiligen Block aus der Modellfunktion dar.
Die Einheit für c2 und c3 ist 1/Leistung und [S]=1 ohne Adapter. Beim Sensor gilt, dass [K]*[P] etwa eins ist, daher wird dann ohne Adapter c5=c6=1 und c4=2. Für die Berechnung der Sensitivitätskoeffizienten können die Fehlerterme für K_N und die der Leistungen (P) vernachlässigt werden.
Aus sechs Messungen ohne Adapter für einen kalibrierten (nicht interpolierten) Frequenzpunkt (7GHz) wurden die folgenden Werte ermittelt:

Nr.	P_N	P_P
1	0,97464 mW	0,961 mW
2	0,97470 mW	0,961 mW
3	0,97489 mW	0,960 mW
4	0,97491 mW	0,961 mW
5	0,97499 mW	0,961 mW
6	0,97500 mW	0,960 mW
Mittelwert:	**0,974855 mW**	**0,9607 mW**
rel. Std.abw.:	**$1,5*10^{-4}$**	**$5,4*10^{-4}$**

Der Kalibrierungsfaktor des Normals beträgt K_N=0,9701; mit einer erweiterten relativen Meßunsicherheit von U_{Kal} =0,008.
Durch Einsetzen der Meßwerte in die Gleichungen für c_1 bis c_8 werden die Koeffizienten bestimmt. Für c_1 bis c_3 gilt:

c_1=0,990 c_2=0,995 c_3=-0,995

Größe (X_i)	Schätzwert (x_i)	Standardmeß-unsicherheit $u(x_i)$	Ver-teilung	Sensitivitäts-koeffizient c_i	Unsicherheits-beitrag $u_i(y)$
K_N	0,9701 (-0,1318dB)	$8*10^{-3}/2*0,97$	Normal	$c_1 = 1,0$	0,00388
δu_{a3}	0	$5*10^{-4}/\sqrt{3}*0,97$	Recht.	$c_1 = 1,0$	$2,8*10^{-4}$
δu_{a4}	0	0	Recht.	$c_1 = 1,0$	0
P_P	0,96070 mW (-0,174dBm)	$5,4*10^{-4}/\sqrt{6}*0,96$mW	Normal	$c_2 = 1,0$/mW	$2,12*10^{-4}$
δu_{a1}	0	$0,017/\sqrt{3}*0,96$ mW	Recht.	$c_2 = 1,0$/mW	0,0094
δu_{a6}	0	0	Recht.	$c_2 = 1,0$/mW	0
P_N	0,97486 mW (-0,1106dBm)	$1,5*10^{-4}/\sqrt{6}*0,97$mW	Normal	$c_3 = -1,0$/mW	$-5,94*10^{-5}$
δu_{a2}	0	$0,005/\sqrt{3}*0,97$ mW	Recht.	$c_3 = -1,0$/mW	-0,0028
δu_{a7}	0	$8*10^{-5}/\sqrt{3}*0,97$ mW	Recht.	$c_3 = -1,0$/mW	$-4,48*10^{-5}$
S21	1 (0dB)	0	Normal	$c_4 = 2,0$	0
S22	0	0	U-Form	$c_5 = 1,0$	0
Snp	0	0	U-Form	$c_6 = 1,0$	0
ΔN	0	$2*0,028*0,027/\sqrt{2}$	U-Form	$c_7 = 1,0$	0,00107
δu_{a5}	0	$0,001/\sqrt{3}$	Recht.	$c_8 = 1,0$	$5*10^{-4}$
K_P	**0,956 (0,195 dB)**	-	-	-	**0,0106**

Die Meßunsicherheiten für das Normal sind hier relative Größen und werden daher mit dem Kalibrierungsfaktor multipliziert. Für die Messung des Prüflings gilt die Power-Meter 436 1,7% Unsicherheit und für das Normal Power Meter 432 und DVM mit 0,5% und $8*10^{-5}$. Für die Reflexionsfaktoren sind 0,028 und 0,027 linear angegeben und 0,1% ist als zusätzliche Meßunsicherheit berücksichtigt.

$$U = k * \sqrt{\sum u_i^2(y)} \quad (15.118)$$

Erweiterte Meßunsicherheit mit k=2: U=2*0,0106=0,021
Vollständiges Meßergebnis: K_P=(0,956 ± 0,021)
oder in %: (95,6±2,1)%
In der Tabelle sind bei den Schätzwerten auch die Angaben in dB gemacht. Es gelten dazu die folgenden Gleichungen:

$$P = 10 * \log\left(\frac{P}{1mW}\right) \text{ in dBm} \quad (15.119)$$

$$K = 10 * \log\left(\frac{K}{1}\right) \text{ in dB} \quad (15.120)$$

Für das Beispiel in der Tabelle ergibt dies:
K_P=-0,1318(-0,174+0,1106)=-0,1952 dB

Bei der Berechnung von gilt: r_N=0,028 und r_P=0,027 einschließlich der eigenen Messunsicherheiten siehe Formel 15.109.

15.6.2 Kalibrierungsfaktors (K1/K2) von Leistungsmessern mit Adapter

Mit einem Adapter von 1,5 dB Dämpfung wird die folgende Berechnung mit den gemessenen Werten und neuen Sensitivitätskoeffizienten durchgeführt.

Größe (X_i)	Schätzwert (x_i)	Standardmeß-unsicherheit $u(x_i)$	Ver-teilung	Sensitivitäts-koeffizient c_i	Unsicherheits-beitrag $u_i(y)$
K_N	0,9701 (-0,1318dB)	$8*10^{-3}/2*0,97$	Normal	$c_1 = 1,0$	0,00388
δu_{a3}	0	$5*10^{-4}/\sqrt{3}*0,97$	Recht.	$c_1 = 1,0$	$2,8*10^{-4}$
δu_{a4}	0	0	Recht.	$c_1 = 1,0$	0
P_P	0,66450 mW (-1,77dBm)	$8,2*10^{-4}/\sqrt{6}*0,66$ mW	Normal	$c_2 = 1,5$/mW	$3,32*10^{-4}$
δu_{a1}	0	$0,017/\sqrt{3}*0,66$ mW	Recht.	$c_2 = 1,5$/mW	0,0098
δu_{a6}	0	0	Recht.	$c_2 = 1,5$/mW	0
P_N	0,95809 mW (-0,1859dBm)	$1,8*10^{-4}/\sqrt{6}*0,96$ mW	Normal	$c_3 = -1,0$/mW	$-7,05*10^{-5}$
δu_{a2}	0	$0,005/\sqrt{3}*0,96$ mW	Recht.	$c_3 = -1,0$/mW	-0,0028
δu_{a7}	0	$8*10^{-5}/\sqrt{3}*0,96$ mW	Recht.	$c_3 = -1,0$/mW	$-4,43*10^{-5}$
S21	1,1926 (1,53dB)	0,009/2*1,1926	Normal	$c_4 = 1,6$	0,0086
S22	0,04	$0,01/\sqrt{2}$	U-Form	$c_5 = 0,06$	$4*10^{-4}$
Snp	0,03	$0,01/\sqrt{2}$	U-Form	$c_6 = 0,08$	$6*10^{-4}$
ΔN	0	$2*0,028*0,027/\sqrt{2}$	U-Form	$c_7 = 1,0$	0,00107
δu_{a5}	0	$0,001/\sqrt{3}$	Recht.	$c_8 = 1,0$	$5*10^{-4}$
K_P	**0,959 (-0,181 dB)**	-	-	-	**0,0139**

Mit: c1=0,98; c2=1,45; c3=1,01; c4=1,61; c5=0,056; c6=0,077.
Die Adapterdämpfung S21 ist 1,53dB mit der Unsicherheit: 10*log(1±0,009)=±0,039 dB. Die Reflexion des Adapters S22 beträgt 0,04 mit der Unsicherheit von 0,01 linear. Für die Reflexion Snp vom Normal am Adapter gilt 0,03 mit der Unsicherheit von 0,01.
Erweiterte Meßunsicherheit mit k=2: U=2*0,0139=0,0278
Vollständiges Meßergebnis: K_P=(0,959 ± 0,028)
oder in %: (95,9±2,8)%
Für das Beispiel in der Tabelle ergibt dies in dB:
K_P=-0,132(-1,77+0,186)+1,535=-0,181 dB
Bei der Berechnung von ΔN gilt: r_N=0,028 und r_P=0,027 einschließlich der eigenen Messunsicherheiten siehe Formel 15.109.

Anhang:

Gleichungen 15.47 bis 15.49

Werte	M 49 nur +	M 48 r<<1	M 47 genau
r = 0,005	1,00005		
5 , 170 Grad		1,0000498	1,000049
-10 , 52 Grad		0,999962	0,999918
39 , -162 Grad		1,000027	0,9999569
r = 0,01	1,0002		
5 , 170 Grad		1,0001999	1,0001985
-10 , 52 Grad		0,999851	0,999807
39 , -162 Grad		1,0001089	1,000038
r = 0,1	1,02		
5 , 170 Grad		1,0199	1,020002
-10 , 52 Grad		0,98514	0,985148
39 , -162 Grad		1,010893	1,010852
r = 0,2	1,08		
5 , 170 Grad		1,07969	1,08128
-10 , 52 Grad		0,94055	0,94139
39 , -162 Grad		1,0435	1,043975