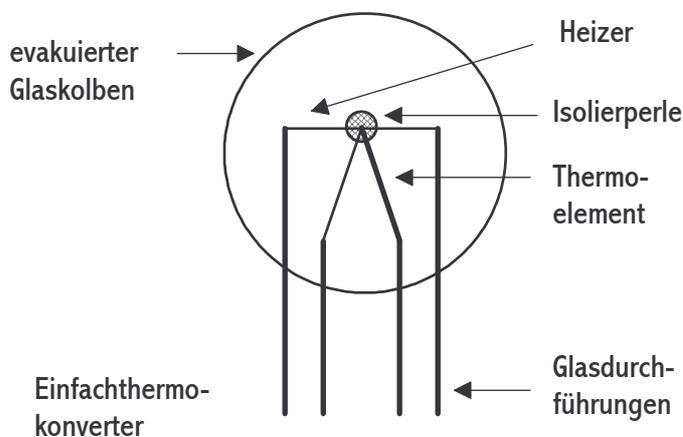


Thermalconverter

In diesem Papier soll über Thermalconverter berichtet werden. Diese werden auch heute noch für die Rückführung der Wechselspannung auf eine bekannte Gleichspannung verwendet. Lediglich die Bauart hat sich von dem Einfachthermalkonverter bis etwa 1GHz zum Vielfachthermalconverter auf einem Halbleiterchip geändert. Dabei kann man, durch die Bauart des Vielfachthermokonverter, bis zu einer kleineren Grenzfrequenz von 1MHz eine erheblich geringere Messunsicherheit beim AC-DC-Transfer erreichen. Es wird auch der eigene Aufbau zwei einfacher 50 Ohm Thermoconverter bis etwa 100 MHz beschrieben.

Der Aufbau

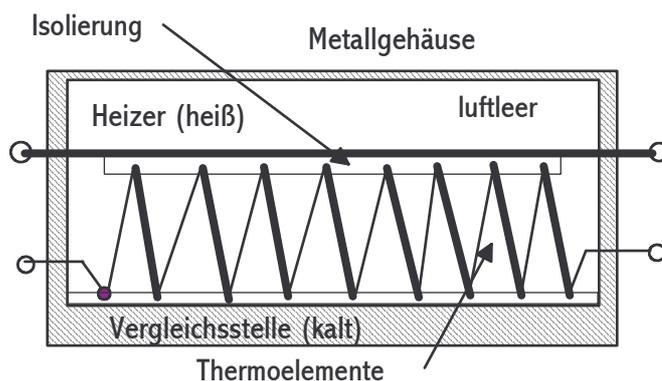
Die Einfachthermalkonverter (SJ-THC) bestehen aus einem Heizer und einem Temperaturfühler. Der Heizer ist als sehr dünner Widerstandsdraht ausgeführt und der Temperaturfühler ist ein Thermoelement, welches über eine sehr kleine Isolierperle zwar in gutem thermischen Kontakt mit dem Heizdraht, aber elektrisch isoliert von ihm die Temperatur mißt. Ein Thermoelement besteht aus zwei unterschiedlichen Drähten zum Beispiel Eisen und Konstantan, die an ihrer Kontaktstelle eine Spannung aufbauen, wenn sie am anderen Ende mit einem Voltmeter, was gleichzeitig die Vergleichsstelle darstellt, verbunden werden. Die Seebeck Konstante ($50.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), so nach ihrem Erfinder um etwa 1830 entdeckt und benannt, gibt die Spannungsänderung je Grad an. Für eine direkte Temperaturmessung, die hier nicht benötigt wird, muß die Vergleichstemperatur bekannt sein. Für unsere Messungen reicht es, wenn die Vergleichstemperatur am Anschlußpunkt nur eingeschwungen und konstant ist. Der Heizer erwärmt sich bei Nennstrom auf etwa 150°C und die Thermospannung liegt dann bei 7mV. Der Konverter ist in einem Glaskolben eingeschmolzen, der evakuiert wird, um die Wärmeverluste am Heizer infolge der Konvektion klein zu halten und ihn vor äußeren



Einflüssen weitgehend zu schützen. Einfachthermokonverter wurden bis in die 1990er Jahre in großer Stückzahl kostengünstig produziert und in der Präzisionsmeßtechnik nahezu ausschließlich für Transfer- und Frequenzgang-Messungen verwendet. Heute ist deren Gebrauch durch ähnliche Transferelemente auf Halbleiterchip-Basis abgelöst worden. Da die Temperatur des Heizers proportional mit der Leistung ansteigt, ist die Ausgangsspannung etwa quadratisch von der

Eingangsspannung beziehungsweise von dem Eingangsstrom abhängig. Daher wird der Thermalkonverter üblicherweise nur im AC-DC-Transfer und nicht für Direktmessungen

eingesetzt. Die größte Stärke dieses Meßsystems liegt in dem weiten Frequenzbereich von 10Hz bis 1GHz je nach Konvertertyp und der geringen Transferunsicherheit von bis zu 10ppm bei mittleren Frequenzen und Spannungen. Zwei Effekte auf dem Widerstandsdraht führen zu Fehlern, wenn das Thermoelement nicht genau auf der Mitte zwischen den beiden Zuführungen platziert wird. Dies ist deswegen so wichtig, da diese Effekte Einfluß auf die Wärmeverteilung entlang des Drahtes haben. Die joulesche Wärmeverteilung ergibt eine parabolische Temperaturverteilung mit dem Maximum in der Mitte des Drahtes und den beiden Minima an den Enden, wo durch die Anschlüsse der größte Teil der Wärme abgeführt wird. Das Maximum in der Mitte wird natürlich durch die Isolierperle etwas verringert. Bei Gleichstrom, der für den Transfer benötigt wird, wirken nun der Peltier- und Thomson-Effekt. Der Peltier-Effekt erzeugt eine Heiz- und Kühlwirkung, wenn Gleichstrom durch einen metallischen Übergang fließt. An den beiden Verbindungsstellen des Heizers zu den Zuführungen werden diese abhängig von der Stromrichtung an der einen Seite erwärmt, während die andere gekühlt wird. Befindet sich das Thermoelement nun genau in der geometrischen Mitte, wo sich die Temperaturänderung zu Null ergibt, so bleibt die abgegebene Thermospannung bei Änderung der Stromrichtung konstant. Liegt das Thermoelement etwas außerhalb, so ergibt sich eine Umpoldifferenz bei Stromrichtungsumkehr. Bei Wechselstrom gibt es diesen Effekt nicht, da der Strom dann für die Systemträgheit zu schnell seine Richtung ändert. Beim Thomsons Effekt entstehen in einem Leiter Spannungen, wenn in diesem ein Temperaturgradient vorhanden ist. Dadurch werden dann Thomsonleistungen hervorgerufen, die eine Änderung der Temperaturverteilung bei Gleichstrom bewirken. Kennzeichnend für den Effekt ist eine asymmetrische Temperaturänderung über den Heizer und eine Veränderung der Mittelpunktstemperatur, die einen systematischen Fehler hervorruft. Dies äußert sich dadurch, daß bei wachsendem Thomsonkoeffizienten das Maximum der Temperatur aus der Mitte heraus wandert und geringer wird, wobei die Wanderrichtung stromrichtungsabhängig ist. Der Thomsons Effekt hat keinen Einfluß auf die Temperaturverteilung, wenn Wechselspannung anliegt. Durch Mittelwertbildung der beiden gemessenen Ausgangsspannungen bei umgepoltem Gleichstrom werden diese systematischen Fehler vermieden. Durch die Auswahl bestimmter konstruktiver Merkmale, spezieller Heizer-Zuführungsleitungskombinationen und Heizer mit sehr kleinen

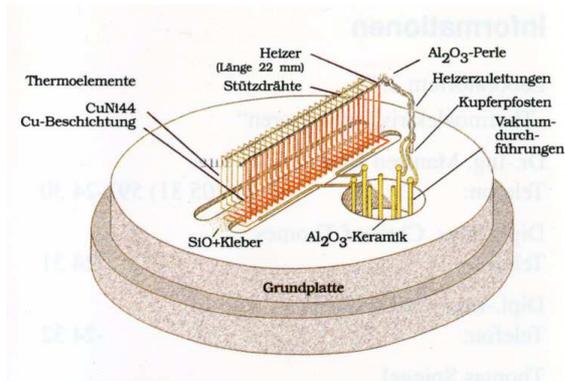


Koeffizienten (Evanohm, Isaohm) lassen sich die Fehlereinflüsse verringern. Die Nachteile dieser Fehlereinflüsse, die niedrige Ausgangsspannung von nur 7 mV, die Stabilitätseinflüsse durch Temperatureinflüsse und Selbstaufheizung lassen sich zum einen erheblichen Teil durch die Konstruktion von Vielfachthermokonverter (MJTC) vermeiden. So werden

beispielsweise etwa 200 Thermoelemente in Reihe geschaltet um auf eine Ausgangsspannung von 100 mV zu kommen. Der Peltiereffekt wird verringert durch die Messung an vielen Punkten und Aufhebung der Temperaturunterschiede. Der Thomsons Effekt wird hauptsächlich durch eine geringere Heizertemperatur und dadurch geringere Temperaturgradienten verkleinert. Der Heizer ist aus Manganin oder Isaohm gefertigt und enthält wegen seiner Baugröße mehr reaktive Komponenten, wodurch die Abhängigkeit von der Meßfrequenz gegenüber den Einzelkonverten stark ansteigt. Für Präzisionsmessungen wird daher die

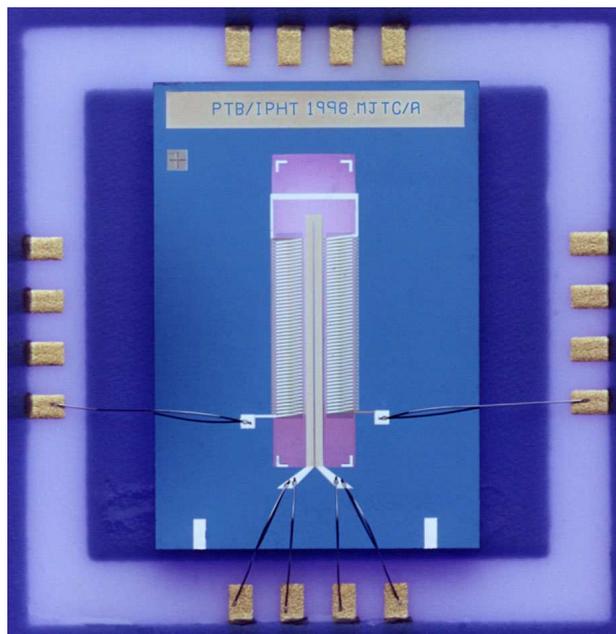
Thermalconverter

maximale Frequenz mit 100 kHz angegeben (Uns. < 5ppm). Weitere Vorteile des Vielfachkonverters sind die driftarme Ausgangsgleichspannung, die wegen der Höhe von 100 mV auch leicht mit hoch auflösenden Multimetern zu messen ist. Auch hat er eine geringe Abweichung vom linearen Zusammenhang zwischen dem Quadrat der Eingangsspannung (-strom) und der Ausgangsspannung. Nur sorgfältig nach diesem Prinzipbild gebaute Konverter halten auch das ein, was sie versprechen. Die grundlegenden Arbeiten hierzu wurden von Wilkins im NPL durchgeführt. Von der PTB mit Herrn Klonz wurde die Idee



aufgegriffen um einen optimierten Labor-MJTC zu bauen und zu berechnen. Um 1986 wurde der Vielfachthemokonverter mit 56 CU-CUNi44 Thermoelementen, die sich im Vakuum befinden, konstruiert. Für den Heizer wurde bifilar verdrillter Widerstandsdraht mit 15µm Durchmesser der Type Isohm verwendet. Durch den Betrieb der Konstruktion in Vakuum werden Störungen durch Luftströmung beim Erhitzen vermieden und gleichzeitig die Empfindlichkeit des MJTC erhöht. Die

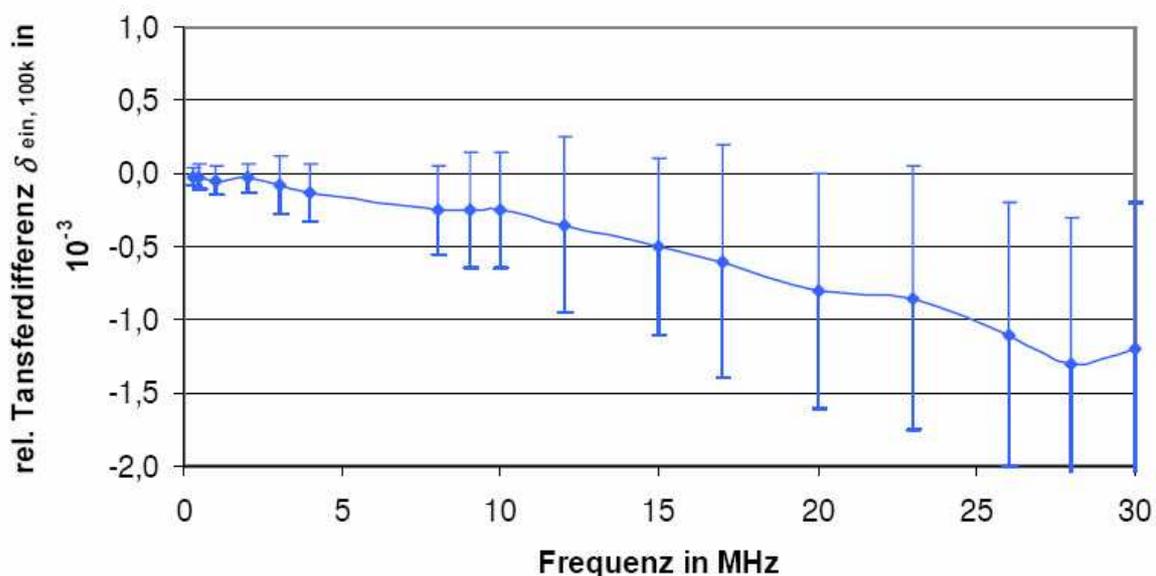
Transferdifferenz beträgt im Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz theoretisch etwa $3 \cdot 10^{-7}$. Die typische Ausgangsspannung, diese sehr aufwendig von Hand aufgebauten Konverters, wird mit 100 mV angegeben. Einen ähnlichen Aufbau mit schlechteren Eigenschaften hat der MJTC von Guildline mit 200 Elementen, der von dem kanadischen Nationallabor konstruiert wurde und als kommerzielles Teil erhältlich war. Hier beträgt die Transferdifferenz bis 50 kHz weniger als $10 \cdot 10^{-6}$. Auf Grund der verbesserten Halbleitertechnik mit Silizium ergab sich die Idee, eine neuere Konstruktion eines MJTC auf ein Siliziumchip aufzubauen. In den nationalen Laboren und besonders bei der PTB wurde dann um 1990 ein planarer Vielfachthermoknverter in Dünnschichttechnik auf einem Siliziumchip konstruiert. Hierbei werden ein Heizer, Thermoelemente in Reihenschaltung und Zuführungen durch photolithographische Techniken, wie aus der Halbleitertechnik bekannt, auf einem Chip aufgebracht. Als direkten Träger für die aktiven Teile wurde eine dünne SiO_2 -Schicht gewählt, da sie schlecht wärmeleitend ist und gute elektrische und mechanische Eigenschaften besitzt. Die Geometrie der Thermoelemente zu beiden Seiten des Heizers, des bifilare Heizerwiderstand (Rauschen, Skineffekte, dielektrische Verluste) sowie Anzahl der Thermoelemente bestimmen die Qualität des Konverters. Die Anzahl der Thermoelemente auf dem ca. 10mm x 6mm großen Chip beträgt 108 und der Heizerwiderstand liegt bei 180 Ohm. Bei einer Ausgangsspannung von 100mV ergibt sich eine Messunsicherheit bei der Kalibrierung bis 100 kHz von $2 \cdot 10^{-6}$ und bis 1MHz von $2 \cdot 10^{-5}$. Die Transferdifferenzen liegen bei $1 \cdot 10^{-6}$ bis 100kHz und $3 \cdot 10^{-6}$ bis 1MHz. Auch hier



kann bei Betrieb des Chips in Vakuum die Empfindlichkeit noch gesteigert werden. Der große Vorteil ist die Möglichkeit einer kostengünstigen industriellen Fertigung (iphtJena), da die aufwendige Handarbeit wegfällt. Um den Frequenzbereich auf 100MHz zu erweitern, nimmt man ab etwa 2003 Quarz als Substratmaterial. Hierbei lassen sich die Konverter im oberen Frequenzbereich gut berechnen. Es ergibt sich zwar eine geringe, berechenbare Transferdifferenz aber die Empfindlichkeit ist nicht hoch und die Herstellung schwierig.

In der Praxis sind auch noch die Einfachthermokonverter im Einsatz und sollen daher nun im folgenden behandelt werden. Exemplarisch werden die Daten der Firma Ormandy&Stollery vorgestellt. Der Strombereich liegt zwischen 1mA und 1A, der Widerstand des Heizers ist 1kOhm bis 0,15 Ohm ($\pm 10\%$) groß, die UHF-Typen können bis 1GHz verwendet werden, die Zeitkonstante liegt bei 1,5 s und die Ausgangsspannung beträgt bei 100% Eingangsspannung 7mV mit einem Innenwiderstand von 4 Ohm bis 15 Ohm. Ein oft eingesetzter Typ hat die Werte 5mA, 90Ohm und 80Ohm. Die Thermokonverter sind bis 150 % überbelastbar jedoch werden sie bei Überlast sofort defekt oder bekommen bleibende Schäden. Der AC-DC-Transferfehler liegt bei 0,005%, der Frequenzgangfehler ist 2,5% bei 100 MHz und 5% bis 900 MHz, der Temperaturfehler 0,2%/°C. Die Blindkomponenten, die für den Frequenzgang verantwortlich sind, haben je nach Typ 0,026 μ H mit 0,3pF oder 0,015 μ H mit 0,2pF. In der folgenden Abbildung ist der Frequenzgang eines Thermokonverters mit Zusatzwiderständen bis 30MHz (-0,12%) zu sehen.

Rel. Transferdifferenz $\delta_{\text{ein},100k}$ in 10^{-3} der einfallenden Spannung (U_{ein}) für 3V 50-Ohm-Thermokonverter mit Messunsicherheit ($k = 2$)



Je größer der Strombereich ist, desto mehr wird der Skineffekt wirksam, da der Heizdrahtdurchmesser steigt. Mit den folgenden Gleichungen kann eine Korrektur vorgenommen werden.

$$I_D^2 = \frac{I_f^2 * R_D}{R_f * ((1 - L * \omega * C)^2 + C^2 * R_D^2 * \omega^2)} \quad (1)$$

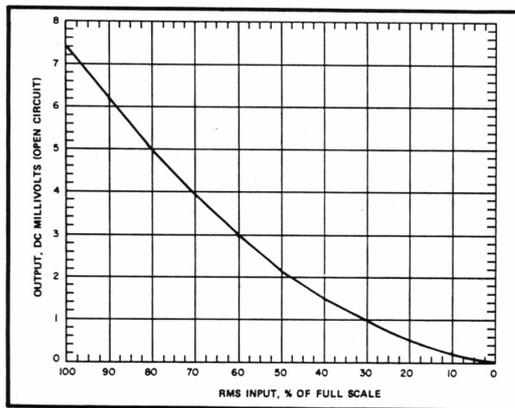
Die Gleichung 1 gilt für den Strommessfall mit R_f errechnet vom Gleichstromwert.

$$U_D^2 = U_f^2 * \left(1 + \frac{L^2 * \omega^2}{R_D^2}\right) \quad (2)$$

Mit der Gleichung 2 ist der Spannungsfall behandelt.

Beispiel: 10MHz; 100Ohm; 0,03μH; 0,3pF => $U_D^2 / U_f^2 = 1,00035 \Leftrightarrow$ Frequenz steigt und Widerstand steigt so muß die Ausgangsspannung um den Faktor 1,00035 vergrößert werden.

Die Ausgangsspannung ist das Ergebnis einer Temperaturerhöhung des Heizers und somit dem zeitlichen Mittelwert (>10Hz) der im Widerstand (Z) des Heizers erzeugten Wirkleistung. Da die Leistung dem Quadrat der Spannung (Strom) entspricht, besteht zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung auch dieser Zusammenhang, der nichts mit dem Verhalten des Frequenzgangs zu tun hat. (siehe Diagramm).



$$U_A = k * U_E^n \quad (3)$$

Im vereinfachten Idealfall kann der Korrekturfaktor k als 1 und der Exponent mit 2 angenommen werden. Leider ist aber n nicht konstant, sondern muß in einem Diagramm als eine nach rechts abfallende Gerade dargestellt werden (2;0) bis (1.7;7) [n;mV-U_A]. Wegen dieser unangenehmen Zusammenhänge, die zum größten Teil auf die Strahlungsverluste mit der 4. Potenz der Temperatur zurückzuführen sind (Stefan-Boltzmann-Gesetz), werden die Thermalkonverter fast immer nur für Frequenz-

oder Substitutionsmessungen eingesetzt. In diesem Fall findet die Messung an einem fixen Arbeitspunkt statt, und die Kennlinie kann dann dort als linear angenommen werden. Die Empfindlichkeit ist etwa 12.6nV pro ppm Eingangsänderung. Es wird dann für Spannung oder Strom mit den folgenden Gleichungen gearbeitet.

$$\delta_f = \frac{X_f - X_0}{X_0} = \frac{X_f}{X_0} - 1 \quad (4) \quad \text{mit } U_{Af} = U_{A0}$$

$$X_0 = 0.5 * (X_0^+ + X_0^-) \quad (5)$$

$$X_f = X_0 * (1 + \delta_f) \quad (6)$$

Es ist: X_f = Wechselwert X_0 = Gleichwert (Betrag) oder Frequenzreferenzwert
 $X_0^{+(-)}$ = Gleichwert (Betrag) bei positiver (negativer) Polarität
 δ_f = relative Wechselspannungs-Gleichspannungs-Transferdifferenz

Für X ist je nach Anwendungsfall U oder I einzusetzen. Gl. 6 wird aus Gl. 4 hergeleitet. Diese Grundformel sind für die verschiedenen Meßaufbauten und Verfahren anzuwenden. Grundsätzlich ist hierbei eine echte Substitution anzuwenden, das heißt, nachdem eine unbekannte Wechselspannung angelegt wurde und die Ausgangsspannung notiert wurde, muß eine positiven und negativen Eingangsgleichspannung so eingestellt werden, daß wieder die selbe Ausgangsspannung erreicht wird. Nun entspricht die unbekannte Wechselspannung der bekannten Gleichspannung. Statt der Gleichspannung kann auch eine bekannte Referenzwechselspannung gewählt werden, um so den Gleichspannungsumpolfehler (DC-Reversal-Error), weswegen mit positiver und negativer Spannung gemittelt gemessen werden muß, auszuschließen. Auch kann so bei automatischen Meßaufbauten die Meßprozedur vereinfacht werden. Die Vorgänge sind bei Strommessungen natürlich adäquat durchzuführen. Durch diese echte Substitution können die Fehler, die sich auf Grund der unbekanntes Ein-Ausgangskennlinie und deren Unlinearität ergeben ausgeschlossen werden. An einem Beispiel soll eine Substitutionsmessung in der Praxis verdeutlicht werden wobei nochmals auf den großen Nachteil des geringen Innenwiderstandes. von etwa 200 Ohm/V hingewiesen wird. Deswegen müssen die Quellen immer vierpolig angeschlossen werden, um

den Leitungsspannungsabfall zu kompensieren. Für die echte Substitutionsmessung wird die Gleichung 7 aus der Gleichung 6, für das Normal und den Prüfling gleichgesetzt bestimmt. Dazu müssen Prüfling und Normal gleichzeitig über ein T-Stück nacheinander mit Wechselfspannung und der Gleichspannung (\pm) gespeist werden. Die Transferdifferenz für das Normal ist bekannt und mit den anzulegenden Gleichspannungen für Normal und Prüfling, um auf die selbe Ausgangsspannung zu kommen, kann die Transferdifferenz für den Prüfling bestimmt werden.

$$\delta_{fP} = \frac{U_{0N}}{U_{0P}} * (1 + \delta_{fN}) - 1 \quad (7)$$

Wenn man eine reine Frequenzgangmessung durchführen möchte, kann man das Verfahren vereinfachen und unter bestimmten Voraussetzungen eine Spezialformel anwenden. Es wird vorausgesetzt, daß $n=2$ (Gl 3) und bei beiden Konvertern gleich ist, der Frequenzgang nicht sehr groß wird und der Generator einen relativ flachen Frequenzverlauf hat. Außerdem muß zwischen der Referenzfrequenzwert und dem Gleichspannungswert die Transferdifferenz Null sein.

$$\delta_{fP} = \sqrt{\frac{U_{AP}}{U_{AOP}}} - \sqrt{\frac{U_{AN}}{U_{AON}}} + \delta_{fN} \quad (8)$$

Eine weitere Möglichkeit für die automatische Schnellmessung zur Frequenzgangbestimmung besonders bei HF-Konvertern bis zu 1GHz, bei denen sich eine NF-Substitution geradezu anbietet, ist ein ähnliches Verfahren. Hier wird die HF-Spannung in nur einem Konverter NF-substituiert und die Thermospannung des anderen gemessen, im Gegensatz zum klassischen Verfahren wo die Substitution in beiden Konvertern durchgeführt wird. Die Gleichung 8 wird für die drei Fälle berechnet und ineinander eingesetzt.

$$\delta_{f0H} = \text{HF zu DC} \quad \delta_{fNH} = \text{HF zu NF} \quad \delta_{0N} = \text{NF zu DC}$$

$$\delta_{f0H} = \delta_{fNH} * (\delta_{0N} + 1) + \delta_{0N} \quad (9)$$

So ist die Transferdifferenz des Prüflings bezogen auf DC abhängig von der Differenz bezogen auf NF und das Verhältnis zwischen NF und DC. Im Idealfall, der für Gleichung 8 angenommen wurde, ist $\delta_{0N} = 0$ und damit die HF zu DC- gleich der HF zu NF-Substitution. Für kleine Thermospannungsunterschiede kann dann die folgende Gleichung für den Prüfling verwendet werden. n ist hierbei der Konverterparameter im Exponent aus Gleichung 3. Dieser liegt im mittleren Bereich bei 1.8 und muß aber im Einzelfall in Abhängigkeit von der Thermospannung für das Normal ermittelt werden und auch für den typengleichen Prüfling gelten. Es wird hier nur die Ausgangsspannung des Prüflings konstant gehalten (substituiert) und das Normal ausgelesen.

$$\delta_{fP} = \delta_{fN} + \frac{1}{n} * \frac{U_{fN} - U_{0N}}{U_{0N}} \quad (10)$$

Für die relative Änderung der Ausgangsspannung nach der Eingangsspannung in einem engen Bereich ($< 11\%$) und in der oberen Hälfte der Kurve ($n=2$) gelten die beiden Gleichungen, mit 3.

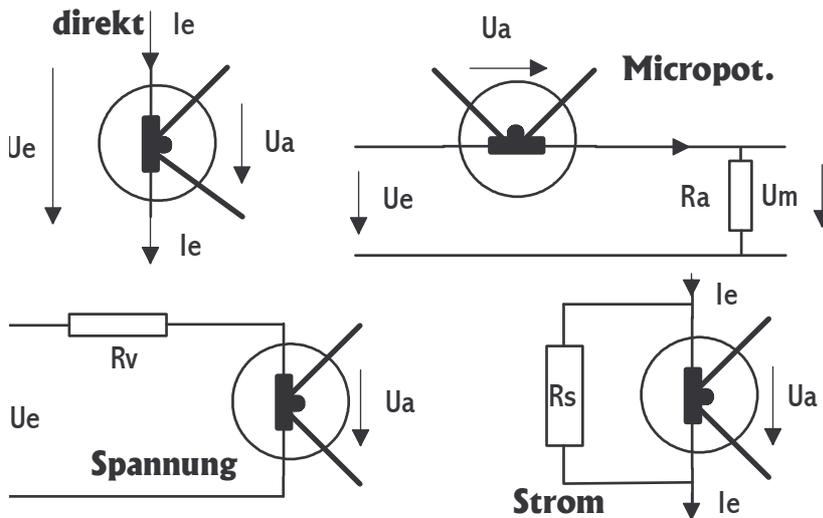
$$dU_A = k * U_E * 2 * dU_E \quad (11) \quad dU_A[\%] = 2 * dU_E[\%] \quad (12)$$

Der Faktor k muß aus der Kennlinie ermittelt werden, wie im Beispiel gezeigt wird.

Beispiel: $U_E = 100\% = 1V$; U_A bei $100\% = 7mV \Rightarrow k = 7,4mV / (1000mV)^2 = 0.0000074/mV$; $80\% = 0.8V \Leftrightarrow 5mV$; $dU_E = +10\%$ vom Endwert $= 0.1V \Rightarrow dU_A = 2 * 10 = +20\% \Leftrightarrow U_A = 5mV + 1mV = 6mV$ oder $dU_A = 0.0000074 * 800 * 2 * 100mV = 1.2mV \Rightarrow U_A = 6.2mV$ wahr ist bei $90\% = 900mV \Leftrightarrow 6.2mV$ bei -10% wird $U_A = 3.8mV$ bzw. $4mV$ wahr ist bei $70\% = 700mV \Leftrightarrow 3.9mV$. Bei kleineren Abweichungen werden die Ergebnisse genauer.

Bei den vereinfachten Messungen steigen natürlich die Messunsicherheiten abhängig von der Frequenz stärker an.

Es gibt vier Anwendungsfälle für den Einsatz von Themokonvertern. Die direkte Verwendung für Spannungs- oder Strommessungen (1,5mA bis 1A; 0.15V bis 2V), die Messung kleiner Spannungen (0.1mV bis 500mV) als Micropotentiometer, Spannungsmessung mit Vorwiderstand (bis 1100V) und Strommessungen mit Shunt (bis 100A). Bei der direkten Verwendung eines Thermokonverters können die vorzüglichen Eigenschaften des Frequenzgangs voll ausgenutzt werden. Ein großer Nachteil ist der eingeschränkte Spannungs- und Strommeßbereich. Um den Spannungsbereich zu vergrößern werden vor den Konverter abhängig von der Prüflingsnennspannung Vorwiderstände



angebracht. Dadurch steigt, was meist erwünscht ist, auch etwas der Innenwiderstand des Normals.

$$R_V = \frac{U_E - U_{TH}}{I_{TH}} \quad (13)$$

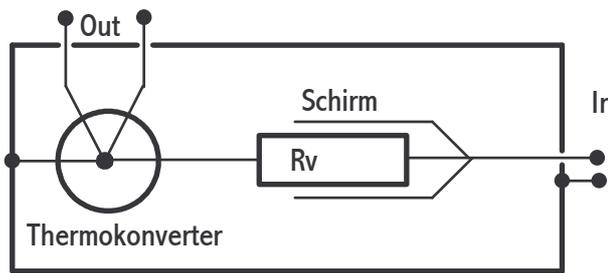
Bei der Strommessung wird eine Bereichserweiterung mit einem Shunt durchgeführt. Die Kalibrierung der Meßeinheiten muß zusammen mit den Widerständen erfolgen, da diese einen starken Einfluß

auf den Gesamtfrequenzgang haben. Zum Teil wird mit Frequenz kompensationsnetzwerken (R-C) dieser Effekt verringert. In allen drei bisher genannten Fällen wird direkt mit der Meßeinheit, bestehend aus Thermokonverter und zum Teil Widerstand, eine Spannungs oder Strommessung durchgeführt. Dies ist beim Micropotentiometer nicht der Fall. Hier wird durch Anlegen einer Spannung U_E im Thermalkonverter und dem Widerstand ein Strom von zum Beispiel 10mA eingeprägt. Die Spannungsquelle für eine Anwendung des Micropotentiometer muß daher bis zu 1 Volt mit einem maximalen Ausgangsstrom von 50mA über den gesamten Frequenzbereich ohne nennenswerten Klirrfaktor liefern. Der Strom wird von dem Konverter bestimmt und in Abhängigkeit von dem Ausgangswiderstand R_A kennt man dann die Micropotentiometerausgangsspannung U_M . Der Ausgangswiderstand im Bereich 0.01Ohm bis 220Ohm $\pm 25\%$ muß sehr gute Hochfrequenzeigenschaften haben, da diese direkt in die Abweichung der Ausgangsspannung eingehen. Daher werden sie als Radialwiderstände in N-Buchsen hergestellt. Der Thermokonverter und der Widerstand befinden sich mit den N-Buchsen in einem HF-dichten Gehäuse. Auch hier muß mit einem DC-AC-Transfer bei konstanter Thermospannung der Konverterstrom und damit die Ausgangsspannung über R_A kontrolliert werden. Zusätzlich müssen allerdings die Lastabhängigkeiten am Ausgang über der Frequenz beachtet werden. So darf der komplexe Innenwiderstand bestehend aus R und C über der Frequenz nicht zu niederohmig werden. Außerdem ist bei den kleinen Spannungen gute Erdung und abgeschirmte Meßkabel von großer Wichtigkeit. Das koaxiale Ausgangskabel muß so kurz wie möglich sein, da wegen des Widerstandsprungs 50 Ohm vom Kabel zu X Ohm (C) vom Prüfling die Spannung über der Kabellänge und der Frequenz stark ansteigt. Angewendet werden kann das Micropotentiometer bis zu 1GHz, wobei dann Transferfehler bis zu 30% auftreten können.

Thermalconverter

Beispiel: 250 MHz; 50 Ohm-Kabel; 2.54 cm lang; Last 1kOhm mit 6.4pF => Spannungssanstieg um 20%!

Der Aufbau eines Thermalkonverters mit Vorwiderstand R_v ist in vielen Fällen ähnlich der gezeigten Abbildung. Bei allen Thermokonverterschaltungen wird wegen des Kurvenverlaufs



der Ein-Ausgangsfunktion meist nur eine Anwendung in der zweiten Hälfte (50% bis 100%) erlaubt, zum Beispiel: 15mV-30mV; 20mV-50mV; 3V-6V; 100V-200V u.a. Ein Überfahren des Thermalkonverters über 150% zerstört ihn und ein Betrieb über 100% bis zu 150% ist wegen möglicher verdeckter Schädigung nicht zu empfehlen und

dient nur als Sicherheitspolster für Einschwingvorgänge. Hier zeigt sich auch der große Nachteil für die Verwendung von Thermokonvertern in der Praxis, da sie ungeschützt leicht beschädigt werden können und damit unter Umständen eine teure Kalibrierung wertlos wird. Wie im Laufe des Kapitels erwähnt wurde benötigt man für eine Kalibrierung von Wechselspannungsquellen Thermalkonverter mit verschiedenen Vorwiderständen, eine Gleichspannungsquelle für die Substitution, ein Voltmeter für die 7mV und eigentlich auch eine Schutzschaltung. Um sich die Arbeit zu erleichtern, hatte die Firma Ballantine ein automatisches AC/DC-Transferstandard (1600) gebaut. In ihm befinden sich hinter der Eingangsbuchse für jeden Bereich von 0.25V bis 1000V Vorwiderstände, die entsprechend mit einem Wahlschalter vor den einen Thermokonverter geschaltet werden. Zusätzlich ist an dem Konverter eine Schutzschaltung eingebaut, die bei Überspannung den Konverter wegschaltet. In dem Gerät befindet sich außerdem eine Gleichspannungsquelle bis 1000V, mit der man automatisch oder manuell im Gerät einen Nullabgleich der Thermospannung zwischen dem Wechselspannungs- und Gleichspannungsfall am Eingang durchführen kann. Dazu wird die Thermospannung verstärkt und digital mit hoher Auflösung gespeichert, wenn die Wechselspannung anliegt und dann, wenn mit einem Relais am Eingang die Gleichspannung anliegt, diese so lange verändert, bis die Thermospannung wieder dem gespeicherten Wert hat, das heißt die Differenzspannung zu Null wird. So wird eine echte Substitution mit der Einbeziehung der Widerstände durchgeführt. Die substituierende Gleichspannung, die dann dem Effektivwert der Wechselspannung entspricht, steht an einem speziellen Ausgang zur Verfügung und muß mit einem hochauflösenden Multimeter ausgelesen werden. Da bei dem neueren Standard des Herstellers auch ein IEEE-Bus vorhanden ist, kann vollautomatisch Wechselspannung mit höchster Präzision gemessen werden. Lediglich bei 32 Volt müssen die Eingänge gewechselt werden. Auch bei diesem Standard beträgt der Eingangswiderstand nur etwa 200Ohm/V. Da in neuerer Zeit mit RMS-Chips von Fluke gemessen wird, sind die beschriebenen Geräte von Ballantine nicht er auf dem Markt.

Nach den allgemeinen Betrachtungen geht's nun zur Praxis.

Der HF-Converter

Es gibt bei den Thermalkonvertern einen NF-Typ und einen HF-Typ (Bild S.1). Sie sind in ihrem inneren Aufbau unterschiedlich und daher hat der HF-Typ etwas bessere Hochfrequenzeigenschaften; seine Eigeninduktivität und Kapazität sind sehr klein.

Im folgenden ist das Bild eines HF-Thermalconverters mit Widerstandsbeschaltung von Hewlett&Packard; Typ 11050 ; 50 Ohm zu sehen. Dieser ist auch noch heute bei einer anderen Firma erhältlich und kann je nach Bauart bei 0,45V , 1V und 3V in 50 Ohm-HF Systemen bis 100MHz eingesetzt werden. Bei der höchsten Frequenz beträgt die Abweichung



dort von nur etwa 1,5%. Bis 10 MHz ist der Verlauf der Abweichung unter 0,04% . Dies deutet darauf hin, daß wegen des Aufbaus und der Bauteile hier die Resonanzfrequenz (100% Abweichung), bei sonst gleichem Verlauf (Steigung der Geraden im Kurvenbild) um etwa 800 MHz liegt.

Die Widerstände für die Thermalpille sind sowohl zur Strombegrenzung (10mA) als auch zur Anpassung an 50 Ohm nötig.

Der Eingang ist eine BNC-Buchse und der Ausgang scheint aus zwei

Teflonstiften mit Innenleiter zu bestehen. Da man mit Thermistoren und vielen HF-Sensoren lange Zeit erst ab 10MHz Frequenzgang-Messungen an Generatoren durchführen konnte, waren hier die HF-Thermalkonverter im Einsatz.

Der Eigenbau

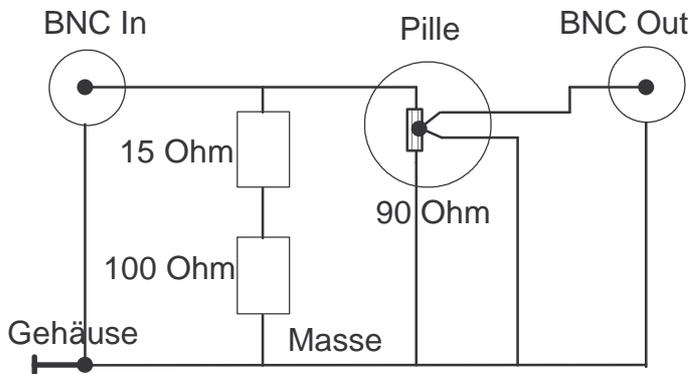
Auf Grund der Theorie und der vorhandenen HF-Thermalconverter wurden drei HF-Konverter für 0,45V bei 50 Ohm gebaut und vermessen.

Bei Typ3 konnte mit einer Leitung und einer Kapazität zwar der Reflexionsfaktor verbesserte werden, aber der Frequenzgang war wegen der jetzt sehr niedrigen Resonanzfrequenz sehr schlecht !

Dies wird ab der folgenden Seite beschrieben.

Thermalconverter

Der Thermalconverter für maximal 0,45V (6dBm) an 50 Ohm am RF-In liefert am Ausgang eine Thermospannung von ca. 6,6mV (DC). Der Frequenzbereich liegt zwischen 0 Hz (DC) und 250 MHz mit steigender Messunsicherheit. **Der Converter ist nicht Überlast geschützt.** Ideal ist er für Messungen von Frequenzgängen. Der Eingang kann mit Dämpfungsgliedern oder Vorwiderständen auch mit höheren Leistungen (Spannungen) betrieben werden. (IH058)



Technische Daten:

Typ 1

Rin-DC = 49,9 Ohm (r=0,001)

Uin (max) = 0,45 V rms

Pin (max) = +6 dBm

F (max) ca. 250 MHz

Frequenzgang und Reflexion siehe Tabelle

Pille => Resonanz ca. 1GHz

Aufbau=>Resonanz ca. 500MHz

Frequenz	Reflexion (ri) (linear)	Specs = r + fr (Wurzelquadrat) Messunsicherheit	2Phif* L in Ohm	Fehler zu DC	Specs HP u.a. Frequenzgang
0 Hz	0,001	0,0002+0,004%=0,004%	0	0 %	0,01% /
1 kHz	0,001	0,001%+0,004%=0,005%	0,0001	0,005%	REF!!
10 kHz	0,001	0,001%+0,004%=0,005%	0,001	0,005%	0,01%
50 kHz	0,001	0,001%+0,004%=0,005%	0,006	0,005%	0,01%
100 kHz	0,001	0,001%+0,004%=0,005%	0,01	0,005%	0,01%
500 kHz	0,002	0,002%+0,005%=0,006%	0,06	0,005%	0,01%
1 MHz	0,002	0,003%+0,006%=0,007%	0,1	0,005%	0,01%
2 MHz	0,004	0,02(0,004)%+0,008%=0,02/1	0,3	0,005%	- 0,01%=PTB
<u>6 MHz</u>	0,008	0,04(0,008)%+0,009%=0,04/2	0,8	<u>-0,02%</u>	- 0,01%=PTB
10 MHz	0,014	0,07(0,014)%+0,010%=0,07/3	1,3	-0,04%	- 0,02%=PTB
20 MHz	0,028	0,15(0,034)%+0,03%=0,15/07		-0,2%	- 0,03%=PTB
30 MHz	0,04	0,22(0,048)%+0,07%=0,25/15		-0,4%	- 0,07%=PTB
35 MHz	0,05	0,28(0,07)%+0,1% = 0,3% / 2	4,6	-0,5%	- 0,12%=PTB
50 MHz	0,07	0,39(0,1)%+0,2% = 0,45% /30	6,6	-1%	
<u>65 MHz</u>	0,09	0,50%+0,3% = 0,6%	x	<u>-1,5%</u>	0,3% / 0,5%
75 MHz	0,10	0,56%+0,6% = 0,85%	9,9	-2,4%	0,5%
100 MHz	0,14	0,84%+1,2% = 2,0%	13,2	-5%	0,5% /1,05%
150 MHz	0,20	1,24%+2,5% = 3%	19,8	-9%	1,5% /2,1%
200 MHz	0,26	1,66%+4,0% = 4,5%	26,4	-18%	
250 MHz	0,32	2,24%+4,5% = 5%	33,0	-24%	
300 MHz	0,37	2,66%+5,9% = 7%	39,6	-36%	

Fehler zu DC => ▣ = zeigt zu wenig an !! **Fehler=Abweichung**

Fehler durch Reflexion: $F = 200 \cdot r_i \cdot r_a$ hier mit Quelle: $r_a = 0,003$ bis $0,036$ (Seite 15)

EPM-1 ca. 1,2% bis 250 MHz ; = **PTB** => Frequenzgang siehe Bilder Seite 4 und 13.

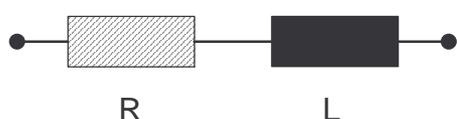
Da die Widerstände der Schaltung unter beziehungsweise um die 100 Ohm sind, kann man für die Gesamtschaltung von einem Widerstand und einer Induktivität in Reihe ausgehen. In

der Summe handelt es sich natürlich, da auch Kapazitäten vorhanden sind um einen Resonanzkreis mit einer Resonanzfrequenz, die bei einem theoretischen Abweichungsfehler von 100% liegt. Dieser ist überlagert von den Reflexionseinflüssen. Bei Resonanz in einem Parallelresonanzzweig hat der Strom und damit die Thermospannung sein Minimum. Dadurch ergibt sich der lineare Verlauf in einem doppelt-logarithmischen Diagramm der Abweichung über der Frequenz. Mit der Frequenz, dem gemessenen Reflexionsbetrag, dem DC-Widerstand kann der Wert X und damit auch die Induktivität L bestimmt werden. Gemessen bei 100kHz: 31pF (Cp) und 100nH (Ls)

$$\underline{Z} = R + j\omega L \quad \text{und} \quad Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (1)$$

$$|r| = \sqrt{\frac{(R-50)^2 + X^2}{(R+50)^2 + X^2}} \quad (2) \quad \text{mit} \quad X = \omega L \quad (3) \quad \text{mit} \quad \omega = 2\pi f \quad (4)$$

Mit R=50,1 statt 49,9 wegen des Rechnens folgt:



$$|r| = \sqrt{\frac{0,01 + X^2}{10,020,01 + X^2}} \quad (5)$$

Mit X=0 => r = 0,001

Mit Gleichung 4 in 3 und diese in 5 eingesetzt wird mit bekanntem f und r der Wert für L

bestimmt; Direkt am Rechner in der Formel mit probieren ohne Umwandlung!

Zwischen 35MHz und 250MHz ergibt das für L = 2,1E-8 = 21nH; das ist etwa der Wert der Pille (21nH /0.3pF).

Beispiel: X=20 => 1,96E-1 = 0,196 bei 150MHz => 2,1E-8

Für die Specs im Frequenzbereich gilt dann, daß L den Wert durch Frequenzanstieg verändert. Siehe Tabelle Seite 1

fr -Term abgeschätzt aus dR und allgemeinen Specs und Messungen

Messungen des Frequenzgangs über 10 MHz wurden mit Thermistor und auch DET von Verstärker getestet! (bei ca. 6 dBm)

Frequenz	Reflexion (linear)	Specs Summe	Reflexion Leistung	mV weniger	delta Frequenzgang	THM r	Uns. r %	Uns.% r Sum.
10 MHz	0,014	0,07%	0%	Ref.	Ref.	0,14	0,70	0,70
20 MHz	0,028	0,15%	-0,1	x		0,07	0,38	0,41
30 MHz	0,04	0,25%	-0,1	x		0,05	0,28	0,35
35 MHz	0,05	0,3%	-0,2%	-0,1%	0%	0,04	0,22	0,36
50 MHz	0,07	0,45%	-0,5%	-0,3%	-0,7%	0,03	0,17	0,43
<u>65 MHz</u>	0,09	0,6%	-0,8%	<u>-0,7%</u>	-1,3%	0,03	0,17	0,53
75 MHz	0,10	0,8%	-1%	-0,7%	-2,8%	0,02	0,11	0,57
100 MHz	0,14	2%	-2%	-1,9%	-4%	0,02	0,12	0,85
150 MHz	0,20	3%	-4%	-3,1%	-10%	0,01	0,06	1,24
200 MHz	0,26	4,5%	-7%	-4,5%	-16%	0,01	0,06	1,66
250 MHz	0,32	5%	-10%	-7,3%	-24%	0,01	0,07	2,24
300 MHz	0,37	7%	-15%	-11%	-33%?	0,01	0,07	2,66

Specs. Summe => Hier die Summe siehe auch Tabelle Seite 1

Reflexion - Leistung = Leistungsverlust wegen Reflexion linear beim THC

mV weniger = bei 10kHz um delta dB <=> dP% Messung an THC mit simuliert kleiner Leistung wegen des Reflexionsfaktors

Thermalconverter

delta Frequenzgang = Fehler zu DC (Gesamtfehler) aus erster Tabelle minus Reflexionsfehler alles in %

r => Reflexionsfaktor vom THM (Normal) und die Reflexionsunsicherheit in % (F)

r Summe => Gesamtunsicherheit nur der Reflexionen von THC- und THM-Messung als Quadratwurzelsumme

Bsp: 14%-3% = 11% bei 150 MHz

Eine mögliche Resonanz und die entsprechenden L/C-Werte mit der Formel:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

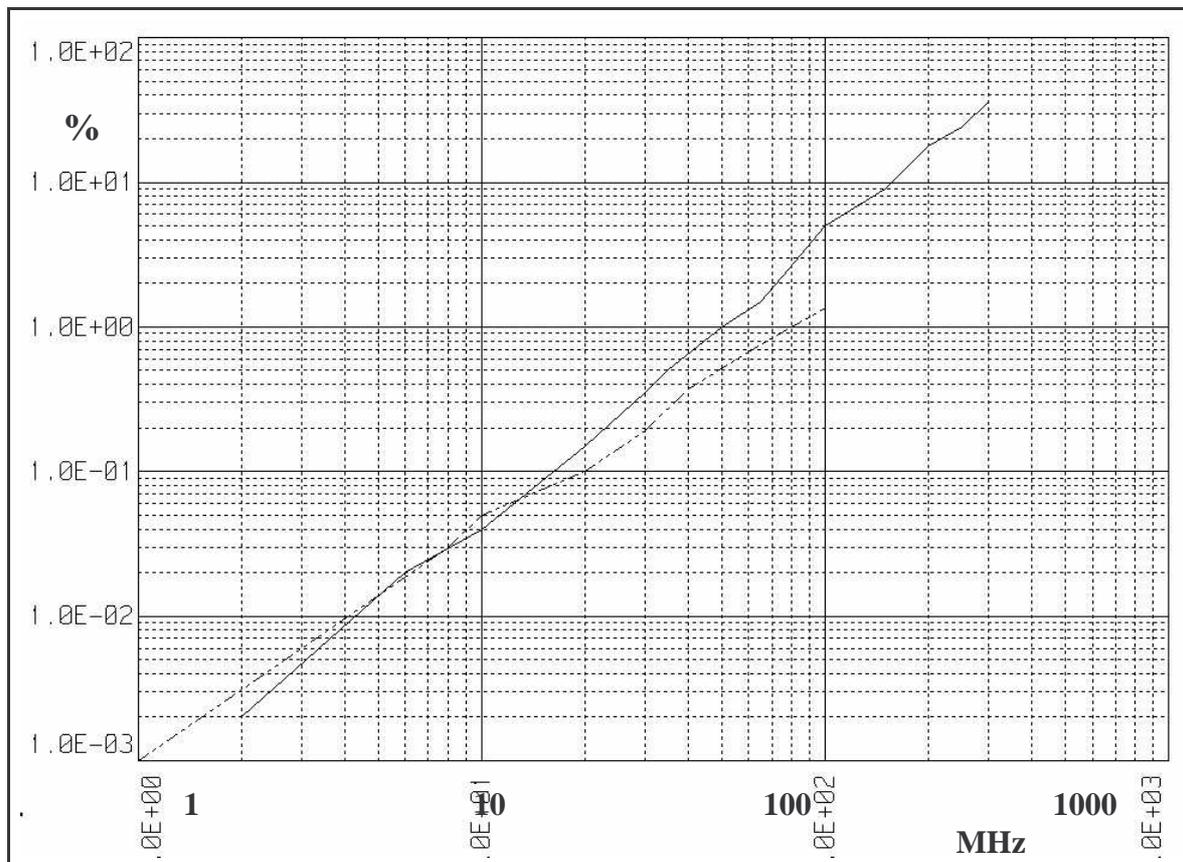
$$\text{aus: } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \text{ und } (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 = 0$$

Mit $f_r=506$ MHz und $L=33$ nH und $C=3$ pF

Aufbau des 90 Ohm THC im Bild:



Verlauf der Abweichung (als Beträge) des 90Ohm THCs und des HPs in % (0,01% bis 100%) über der **Frequenz in MHz** (1MHz bis 1GHz) in doppelt logarithmischen Maßstab (Kurve nur bis 100MHz von HP (siehe Seite 9))



Für die Kurven der Abweichung vom DC-Wert kann im mittleren Verlauf eine Gerade im dargestellten Verlauf ermittelt werden. Unter 10 MHz ist der Messfehler mit dem Thermistor zu hoch und im oberen Bereich ab 300MHz ist der Reflexionsfaktor zu hoch und die Kurve nähert sich zu sehr der rechnerischen Resonanzfrequenz (f_r) von 500 MHz.

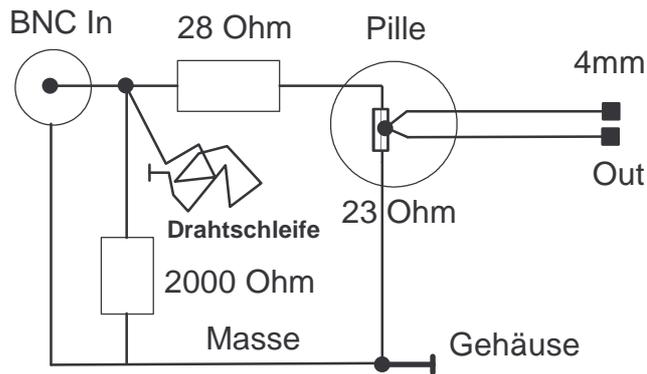
$$\delta = \omega^2 LC = \left(\frac{f_X}{f_R}\right)^2 = k * f^a \quad (7)$$

Es gilt Formel (7) mit f = Frequenz $k = 0,0004$ und $a=2$.

Die Kurve der Abweichung kann unter 10 MHz linear verlängert werden bis zu dem DC-Fehler von mindestens 0,005%.

Diese Betrachtungen gelten nicht für den 250Ohm THC (Typ2/3), da dieser sich wegen der offenen Kompensationsleitung/Kapazität am Eingang anders verhält. Diese Leitung ist im Bild von Typ2 noch nicht vorhanden.

Thermalconverter



Hier **Typ 2** mit:
25 Ohm ; 10mA

$R_{DC} = 49,93 \text{ Ohm} \Rightarrow r = 0,0007$
Drahtschleife (offene Leitung) zur
Reflexionsverbesserung bis ca.
200MHz

Fehler zu DC \Rightarrow \blacksquare = zeigt zu wenig
an !!

Fehler durch Reflexion: $F =$
 $200 * r_i * r_a$ hier mit Quelle: r_a

Frequenz	Reflexion (linear)	Specs = $r + fr$ Quadrat Messunsicherheit	Reflexion Leistung	Fehler zu DC
0 Hz	0,001	$0,0002\% + 0,004\% = 0,004\%$	0 %	0%
1 kHz	0,001	$0,001\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
10 kHz	0,001	$0,001\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
50 kHz	0,002	$0,001\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
100 kHz	0,003	$0,002\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
500 kHz	0,003	$0,003\% + 0,005\% = 0,006\%$	0 %	0,005%
1 MHz	0,004	$0,004\% + 0,006\% = 0,007\%$	0 %	0,005%
2 MHz	0,006	$0,03\% + 0,008\% = 0,03/1\%$	0 %	0,005%
6 MHz	0,013	$0,07\% + 0,009\% = 0,07/2\%$	0 %	-0,02%
10 MHz	0,021	$0,10\% + 0,01\% = \mathbf{0,10/03\%}$	-0,1%	-0,04%
30 MHz	0,06	$0,34\% + 0,1\% = 0,40/13\%$	-0,3%	-0,4%
35 MHz	0,07	$0,39\% + 0,2\% = 0,40/14\%$	-0,5%	-0,5%
50 MHz	0,10	$0,56\% + 0,2\% = 0,60/24\%$	-1,0%	-1%
65 MHz	0,13	$0,73\% + 0,8\% = 1,0\%$	-1,6%	-1,5%
75 MHz	0,15	$0,84\% + 1,0\% = 1,3\%$	-2,1%	-2,7%
100 MHz	0,20	$1,2\% + 2,5\% = \mathbf{3,0\%}$	-4%	-7%
150 MHz	0,28	$1,7\% + 3,5\% = 4\%$	-7,6%	-12%
200 MHz	0,35	$2,2\% + 6\% = 6,5\%$	-12%	-24%

Fehler=Abweichung Keine Resonanzberechnung wegen offener Leitung

Kleine Werte bei Messunsicherheit mit 60MHz Generator

Thermalconverter

Der Generatorausgang wurde mit einem 6dB Dämpfungsglied von HP entkoppelt. Es gelten die folgenden Reflexionswerte (r) am N (f) Eingang. Die Reflexion des Generatorausgangs von $r = 0,09$ (3.Reihe) wurden hier bei der Berechnung der Reflexionsunsicherheit in den Tabellen beachtet. Generator bis 60 MHz => $r = 0,007$ (4.Reihe) !!

Fre- quenz	2-10 MHz	20 MHz	30-50 MHz	65-75 MHz	100 MHz	150 MHz	200 MHz	250 MHz	300 MHz
r (linear)	0,003	0,004	0,005	0,006	0,007	0,009	0,01	0,013	0,014
r mitG	0,025	0,027	0,028	0,028	0,03	0,031	0,032	0,035	0,036
r mit G	0,005	0,006	0,007	0,008	x	x	x	x	x

Der DC-Widerstand: 49,94 Ohm => $r = 0,0006$

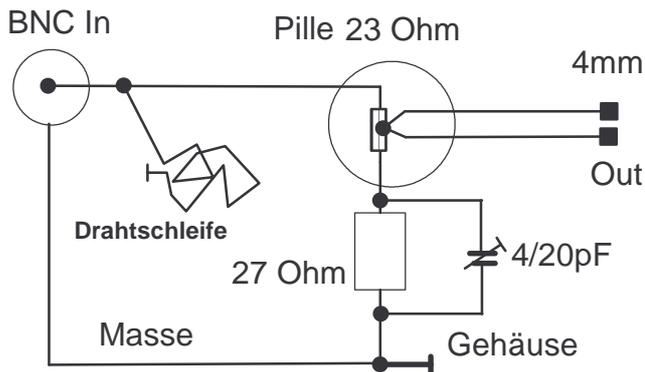
Die hier beschriebenen Modelle sind speziell für HF-Messungen mit einem Eingangswiderstand von 50Ohm ausgelegt worden. Der Aufbau und die zusätzlichen Bauteile bestimmen den Frequenzgang (Resonanzfrequenz) erheblich mit.



Grundsätzlich sind die hier beschriebenen Konverter nur sinnvoll bis maximal 150 MHz einzusetzen. Zu höheren Frequenzen steigen die Korrekturfaktoren und Messunsicherheiten zu sehr an. Schon ab 50 MHz sind die Spezifikationen bei Thermistoren und teils bei HF-Sensoren, auch beim Reflexionsfaktor, erheblich besser.

Unter 50 MHz können aber mit den Thermalkonvertern und einem empfindlichen Voltmeter, teils zusätzlich mit einem Gleichspannungsverstärker, sehr genaue HF-Wechselspannungen (Frequenzgänge) gemessen werden.

Bei den gebauten Thermalkonvertern sind sowohl die Spezifikationen als auch der Fehler zu DC nur bezogen auf den Frequenzgang des Konverters **ohne** die Eigenschaften der Stabilität der Quellen und die Spezifikationen des Multimeters zur mV Auslesung. Auch sind bei Vermessungen von Frequenzgängen bei Quellen (r_a) mit höheren Reflexionswerten, der erste Term der Spezifikationen ($F=200*r_i*r_a$ in %), anders anzusetzen.



Hier **Typ 3** mit:
25 Ohm ; 10mA

$R_{DC} = 50,05 \text{ Ohm} \Rightarrow r = 0,0005$
Drahtschleife (offene Leitung) und
Capazitätstrimmer zur
Reflexionsverbesserung bis ca.
200MHz (Minimum-Peak)

Fehler zu DC => ■ = zeigt zu wenig
an !!

Fehler durch Reflexion: $F =$
 $200 * r_i * r_a$ hier mit Quelle: r_a

Frequenz	Reflexion (linear)	Specs = r +fr Quadrat Messunsicherheit	Reflexion Leistung	Fehler zu DC
0 Hz	0,001	$0,0002\% + 0,004\% = 0,004\%$	0 %	0%
1 kHz	0,001	$0,001\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
10 kHz	0,001	$0,001\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
50 kHz	0,002	$0,001\% + 0,004\% = 0,005\%$	0 %	0,005%
100 kHz	0,003	$0,002\% + 0,005\% = 0,006\%$	0 %	0,005%
500 kHz	0,003	$0,003\% + 0,006\% = 0,007\%$	0 %	0,005%
1 MHz	0,004	$0,004\% + 0,008\% = 0,009\%$	0 %	-0,01%
2 MHz	0,006	$0,03\% + 0,009\% = 0,03\%$	0 %	-0,02%
6 MHz	0,013	$0,07\% + 0,03\% = 0,08\%$	0 %	-0,1%
10 MHz	0,020	$0,10\% + 0,08\% = \mathbf{0,13\%}$	-0,1%	-0,3%
20 MHz	0,041	$0,22 + 0,3\% = 0,4\%$	-0,2%	-1%
30 MHz	0,06	$0,34\% + 0,8\% = 0,9\%$	-0,3%	-3%
35 MHz	0,07	$0,39\% + 1\% = 1,1\%$	-0,5%	-4%
50 MHz	0,10	$0,56\% + 2\% = 2,1\%$	-1,0%	-6%
65 MHz	0,13	$0,73\% + 3\% = 3,1\%$	-1,6%	-10%
75 MHz	0,14	$0,79\% + 5\% = 5,1\%$	-1,9%	-15%
100 MHz	0,18	$1,1\% + 7\% = \mathbf{7,1\%}$	-3,3%	-30
150 MHz	0,20	x	-7,6%	-25%
180 MHz	0,16	x	-2,5%	+5%
200 MHz	0,05	x	-0,3%	+37%
211 MHz	0,21	x	-4,5%	+34%

Fehler=Abweichung ; Keine Resonanzberechnung wegen offener Leitung und Trimer.



Kleine Werte bei Messunsicherheit mit 60MHz Generator.

Obwohl der Aufbau auf den ersten Blick bezogen auf die HF-Eigenschaften besser als Typ 2 erscheint, war er noch schlechter. Für den Bau von Typ 3 wurde Typ 2 zerlegt.

Typ 1 ist damit der beste Aufbau!

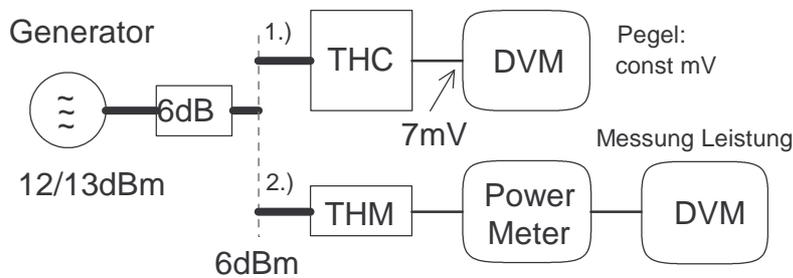
Kalibriermethoden

1. Verifikation eines THC-Normals

Die Kalibrierung des THC geschieht entweder gegen einen gleichen kalibrierten THC an einem T-Stück bei NF oder eine Power-Splitter bei HF in einem 50 Ohm System; ähnlich Punkt 3. Bei der Kalibrierung des Frequenzgangs gegen einen Thermistor, wie bei meinen Messungen, wird die Leistung des Generators bei dem Anschluß des THC immer so angepasst, daß bezogen auf die untere Frequenz die Ausgangsspannung immer fast gleich ist. Dann wird jeweils die angelegte Leistung mit dem Thermistor bestimmt. Die untere Frequenz ist im Idealfall Gleichspannung, was in diesem Fall nicht möglich war. Bei NF ist dies aber üblich.

2. Kalibrierung einer Quelle mit AC/DC oder nur Frequenzgang zu kl. Frequenz

Ist der Frequenzgang beziehungsweise das AC/DC-Transferverhältnis des THC bekannt, kann in einer Substitutionsmessung das Frequenzverhalten der Quelle bestimmt werden. Dazu wird

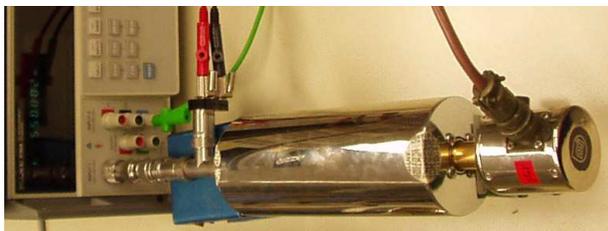


die Leistungsanzeige der Quelle immer so verstellt, das in beiden Fällen die gleiche Ausgangsspannung am THC angezeigt wird. Die Änderung der Quellenleistung entspricht dann dem Frequenzgang. Ist dies nicht möglich muß der Linearitätsfehler des THC

berücksichtigt werden. Dieser steigt mit der Abweichung vom Bezugswert an.

3. Kalibrierung eines DVMs bzw. THC an T-Stück

Bei der Kalibrierung des Frequenzgangs eines DVM, wird über ein T-Stück das DVM und der THC mit seinem entsprechenden Vorwiderstand angeschlossen. Am Mittelpunkt des T-Stücks wird wechselweise Gleich- und Wechselspannung eingespeist. Statt der Gleichspannung kann auch eine niedrige Wechselspannung zum Beispiel 70Hz gewählt werden. Dies hat den Vorteil, daß der Eingangswiderstand des DVM und damit die Last am



T-Stück konstant bleibt. Bei DC ist er meist höher und die Lastkapazität ist anders. Auch hier wird die niederfrequente (DC) Speisespannung so eingestellt, das es bei beiden Messungen die selbe Ausgangsspannung am THC ergibt. Da man die DC-Spannung der Quelle genauer bestimmen kann, ist so mit der AC/DC

Korrektur des THC eine genaue absolute Wechselspannungserzeugung am DVM möglich.

Entwicklung der Messunsicherheiten

Es werden die Messunsicherheiten in verschiedenen (ca.) Jahren bei unterschiedlichen Geräten und Laboren dargestellt. Wie zu erwarten wurden sie immer geringer. Es werden nur die AC-DC-Transferunsicherheiten betrachtet. Zu diesen muß im absoluten Messfall für die Wechselspannung noch die Unsicherheit der DC-Vergleichsgleichspannung und die des Verfahrens dazu addiert werden. Nach Fluke kamen die THCs um etwa 1950 in Gebrauch obwohl schon um 1906 das Thermokreuz, das ähnlich funktioniert, beschrieben wird. [1ppm = $1\text{E-}6 = 0,0001\%$] Bei den Angaben üblicherweise für Spannungsmessung!

Hermach Engelhard Model C von 1961

20 Hz bis 50 kHz ohne Korrektur $\pm 0,05\%$ für 0,5V bis 1000V und 7,5mA bis 15A
Gemessen wurden 1970 Abweichungen von 0,00 % bis 0,04% bis 20kHz ; bis 50 kHz 0,06%

Guildline Multi-Junction Thermal Converter 7000 von 1975

kleiner $\pm 2\text{ppm}$ bis 10kHz; kleiner $\pm 5\text{ ppm}$ bis 20kHz und kleiner $\pm 10\text{ppm}$ bis 50kHz ;
< $\pm 50\text{ppm}$ bis 100kHz ; < $\pm 150\text{ppm}$ bis 400kHz ; < $\pm 500\text{ppm}$ bis 1MHz
DC-Reversal Error kleiner 10ppm
Daten aus DVMs 71xx: bis 10kHz < $\pm 10\text{ppm}$; bis 20kHz < $\pm 20\text{ppm}$; bis 50kHz < $\pm 30\text{ppm}$
bis 100kHz < $\pm 0,01\%$; bis 400kHz < $\pm 0,025\%$; bis 1MHz < $\pm 0,05\%$

Fluke Thermal Transfer Standard 540B von 1968

5 Hz bis 50kHz $\pm 0,01\%$ für 0,5V bis 500V
je nach Spannung und Frequenz bis 1MHz 0,05% bis 0,2%
bei 1000V bis 20kHz $\pm 0,02\%$ bis 50kHz $\pm 0,04\%$

Fluke High Frequency Thermal Converter A55 von 1968

0,5V bis 50V : 1MHz $\pm 0,05\%$, 10MHz $\pm 0,1\%$, 30MHz $\pm 0,2\%$, 50MHz $\pm 0,5\%$
bis 1 MHz typisch kleiner als $\pm 0,01\%$

Hewlett Packard Thermal Converter 11049/50/51A von 1968

0,45V ; 1V ; 3V an 50 Ohm bis 20kHz $\pm 0,02\%$; bis 50kHz $\pm 0,03\%$; bis 1MHz $\pm 0,06\%$;
bis 10MHz $\pm 0,12\%$; bis 30MHz $\pm 0,25\%$; bis 60MHz $\pm 0,5\%$; bis 100MHz $\pm 1,5\%$

Fluke RMS Standard 792A von 1992 (keine echter Thermalkonverter)

Von 2mV bis 1000V bei 10Hz bis 1MHz ; DC Reversal Error 10ppm
kleinste Messunsicherheit: 100Hz bis 20kHz bei 2V und 6V $\pm 10\text{ppm}$
100Hz bis 20kHz von 600mV bis 100V und 1000V kleiner $\pm 30\text{ppm}$
zu kleineren Spannungen und größeren Frequenzen ansteigend ; 1MHz $> \pm 450\text{ppm}$
RMS = erwärmter Widerstand und Transistor mit Basis-Emitter-Temperaturmessung auf einem Halbleiterchip angeordnet.

Thermalconverter

Guidline DVM mit MJTHC (7000) von 1980/86/90 Modelle 7100/20/30

Von 0,3/10V bis 1000V bei 50Hz bis 100kHz/1MHz mit $\pm 20\text{ppm}$ bis max. 10kHz
Modell 7100: bis 3kHz $\pm 20(50)$ ppm ; bis 10kHz $> \pm 100\text{ppm}$; bis max. 100kHz $\pm 0,7\%$
Andere Modelle: 1V bis 100V bei 40Hz bis 10kHz $\pm 20\text{ppm}$; bis 20kHz $\pm 30\text{ppm}$
bis 50 kHz $\pm 40\text{ppm}$; bei 1 MHz $\pm 500\text{ppm}$

PTB

Messunsicherheiten der PTB bei Messungen im Jahr =>

1970: $\pm 0,01\%$ bis 20kHz und $\pm 0,03\%$ bei 50kHz ; 0,2% bis 30MHz

1978: $\pm 50\text{ppm}$ bis 100kHz und $\pm 0,1\%$ bei 1MHz

1979: $\pm 20\text{ppm}$ bis 20kHz und $\pm 50\text{ppm}$ bei 100kHz ; $\pm 0,05\%$ bis 1MHz

1984: $\pm 50\text{ppm}$ bis 100kHz bei 2A

1990: $\pm 30\text{ppm}$ bis 50kHz

1993: $\pm 15\text{ppm}$ bis 50 kHz

2001: siehe nächste Seite

NIST

Messunsicherheiten von 1986: kleinste 20Hz bis 20kHz $\pm 30\text{ppm}$; 1MHz $\pm 200\text{ppm}$

Messunsicherheiten von 1990: kleinste 30Hz bis 20kHz $\pm 10\text{ppm}$; 1MHz $\pm 100\text{ppm}$

DKD/DAKKS-Stelle 1ACal (Lallmann) 3.2020

Messunsicherheit bei Kalibrierung von Fluke 792A (AC-DC-Transfer)

kleinste Messunsicherheit: 30Hz bis 50kHz bei 1V bis 8V $\pm 2\text{ppm}$; bei 10V $\pm 3\text{ppm}$

60Hz bis 50kHz von 200mV bis 1000V kleiner $\pm 12\text{ppm}$; 1MHz größer $\pm 15\text{ppm}$

Erreichbare Messunsicherheiten bei PTB aus einem Seminarvortrag von 2011 in ppm

Neues Messunsicherheiten bei Spannung 

Spannung	10 Hz bis 30 Hz	>30 Hz bis 50 kHz	>50 kHz bis 100 kHz	>100 kHz bis 300 kHz	>300 kHz bis 1 MHz
1 mV bis 10 mV	30 μ V/V	25 μ V/V	35 μ V/V	50 μ V/V	100 μ V/V
>10 mV bis 60 mV	12 μ V/V	12 μ V/V	25 μ V/V	40 μ V/V	75 μ V/V
>60 mV bis 300 mV	4 μ V/V	2 μ V/V	4 μ V/V	5 μ V/V	10 μ V/V
>300 mV bis 20 V	2 μ V/V	1 μ V/V	4 μ V/V	5 μ V/V	9 μ V/V
>20 V bis 100 V	4 μ V/V	5 μ V/V	8 μ V/V	-	-
>100 V bis 1000 V	5 μ V/V	6 μ V/V	12 μ V/V	-	-

AG 2.13 AC-DC Transfer 

Neue Messunsicherheiten bei Stromstärke 

Stromstärke	10 Hz bis 30 Hz	>30 Hz bis 10 kHz	>10 kHz bis 30 kHz	>30 kHz bis 50 kHz	>50 kHz bis 70 kHz	>70 kHz bis 100 kHz
100 μ A bis 1 mA	30 μ A/A	30 μ A/A	30 μ A/A	30 μ A/A	30 μ A/A	30 μ A/A
>1 mA bis 5 mA	5 μ A/A	3 μ A/A	3 μ A/A	3 μ A/A	4 μ A/A	5 μ A/A
>5 mA bis 100 mA	3 μ A/A	2 μ A/A	2 μ A/A	2 μ A/A	3 μ A/A	3 μ A/A
>100 mA bis 500 mA	4 μ A/A	2 μ A/A	3 μ A/A	3 μ A/A	4 μ A/A	5 μ A/A
>500 mA bis 1 A	4 μ A/A	3 μ A/A	4 μ A/A	6 μ A/A	7 μ A/A	10 μ A/A
>1 A bis 3 A	6 μ A/A	5 μ A/A	7 μ A/A	10 μ A/A	15 μ A/A	20 μ A/A
>3 A bis 5 A	12 μ A/A	12 μ A/A	12 μ A/A	15 μ A/A	25 μ A/A	25 μ A/A
>5 A bis 10 A	20 μ A/A	20 μ A/A	30 μ A/A	40 μ A/A	60 μ A/A	75 μ A/A
>10 A bis 20 A	25 μ A/A	25 μ A/A	30 μ A/A	45 μ A/A	70 μ A/A	90 μ A/A
>20 A bis 50 A	30 μ A/A	30 μ A/A	50 μ A/A	70 μ A/A	100 μ A/A	130 μ A/A
>50 A bis 100 A	40 μ A/A	40 μ A/A	80 μ A/A	100 μ A/A	130 μ A/A	160 μ A/A

AG 2.13 AC-DC Transfer 

Literaturliste

An Hand der umfangreichen Literaturliste kann sich der Interessierte weiter vertieft mit der Wechselspannungsmessung mit Thermalkonvertern beschäftigen. Die Literatur zu dem RMS-Chip von Fluke wurde hier nicht weiter beachtet, obwohl das Chip zwar heute eine große Rolle spielt, aber nicht direkt ein Thermalkonverter ist.

- /1/ Thermal Converter
Science&Technology McGraw-Hill Encyclopedia 1992
- /2/ Calibration : Philosophy in Practice
Div. Fluke 1994
- /3/ Entwicklung von Vielfachthermalkonvertern zur Rückführung von
Wechselgrößen auf äquivalente Gleichgrößen
M. Klonz - PTB Dissertation = PTB-Bericht 1987
- /4/ Wechselspannung-GleichspannungsTransfer bis 100kHz
M. Klonz - PTB PTB-Seminar 8. - 30.5.1978
- /5/ Spannungsmessung im Frequenzbereich bis 1 GHz
D. Janik - PTB PTB-Seminar 8. - 30.5.1978
- /6/ Spannungsabhängigkeit der rel. AC/DC-Differenz bei HF THC
D. Janik - PTB PTB-Seminar 49. - 7.6.1983
- /7/ Automatisierung des Hochfrequenz-Spannungmeßplatzes bei der PTB
D. Janik - PTB PTB-Seminar 86. - 28.11.1989
- /8/ Planare Vielfachthermokonverter zum AC/DC-Transfer im mV Bereich
M. Klonz - PTB PTB-Seminar 115. - 18.5.1994
- /9/ Mikropotentiometer zur Messung kleiner Wechselspannungen
G. Schliestedt - PTB PTB-Seminar 115. - 18.5.1994
- /10/ Messung kleiner HF-Spannungen bis zum μ V Bereich und bis 1GHz
D. John - PTB PTB-Seminar 115. - 18.5.1994
- /11/ Erweiterung des automatisierten HF-Spannungsmeßplatzes ... unter 0,2V
D. Janik - PTB PTB-Seminar 115. - 18.5.1994
- /12/ Neue Entwicklungen bei AC-DC-TransfERNormalen
T. Funck, M.Klonz - PTB PTB-Seminar 193. - 12.5.2004
- /13/ Messungen von Wechselspannung (1mV bis 3V) an 50Ohm bis 30 MHz
K.P. Lallmann - Fluke PTB-Seminar 206. - 10.5.2005
- /14/ Messungen kleiner Wechselspannungen ... mit ... Mikropotentiometern
M. Klonz - PTB PTB-Seminar 206. - 10.5.2005
- /15/ AC-DC Stromstärke-Transfer bis 100A und bis 100kHz
T. Funck - PTB PTB-Seminar 218. - 10.5.2006
- /16/ Vielfach Thermokonverter auf Quarz-Substrat für Frequenzen bis 100MHz
T. Funck - PTB PTB-Seminar 232. - 23.5.2007
- /17/ Planare Vielfach-Thermokonverter für die Messung kleiner Stromstärken
T. Funck - PTB PTB-Seminar 240. - 7.5.2008
- /18/ Neuaufbau der Scalen für den Wechsel-Gleich-Transfer
T. Funk - PTB PTB-Seminar 261. - 18.5.2011
- /19/ AC/DC-Konverter auf Basis thermoelektrischer Schichten
E. Keßler - IPHT-Jena PTB-Seminar 291. - 29.4.2015
- /20/ AC-DC Transfer Normale für kleine Stromstärken
T. Funck - PTB PTB-Seminar 303. - 17.5.2017
- /21/ Optimierter Schaltungsentwurf für planare Thermokonverter bis 100 MHz

- R. Judaschke - PTB PTB-Seminar 314. - 15.5.2019
- /22/ Comparison of High-Frequency AC-DC Voltage Transfer Standards
P.S. Filipski - NRC IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2001
- /23/ Thermal Voltage Converters ... for very Accurate AC Voltage Measurements
E.S. Williams - NBS NBS-Paper 22.6.1971
- /24/ Techniques and Errors in High Frequency Voltage Calibration
E. Uiga - Ballantine IRE Transactions on Instr. 9.1960
- /25/ AC-DC Transfer Standards - Present Status and Future Directions
B. D. Inglis - NML Australia IEEE Trans Inst.+Measurements 6.1985
- /26/ AC-DC Transfer Difference of the PTB Multijunction Thermal Converter
M. Klonz - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 6.1987
- /27/ ... Calibration System for AC-DC Thermal Volt.Con. and AC Voltage Sources
C.M. Fu - Lockheed IEEE Trans Inst.+Measurements 12.2001
- /28/ Entwicklung von Vielfachthermokonverter für die Präzisionsmessung ... AC
M. Klonz - PTB PTB-Mitteilungen 112. 2002
- /29/ Calibration of Thermal Transfer Standards of RF Voltage
R.F. Clark - NRC IEEE Trans Inst.+Measurements 9.1967
- /30/ AD-DC Differences of Coaxial Thermal Standards
D.-X. Huang - NIST IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1990
- /31/ New Low-Voltage Standards in the DC to 1 MHz Frequency Range
N.M. Oldham - NIST IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1991
- /32/ Determination of the AC-DC Voltage Transfer Difference of HV Transfer ...
T. Funck - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2005
- /33/ Millivolt Calibrations using Micropotentiometers with new Disc Resistors ...
M. Klonz - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2005
- /34/ AC-DC Difference Measurements on Thermal Voltage Converters at NRC
T. Matsumura - NRC IEEE Trans Inst.+Measurements 6.1987
- /35/ Automatic RF Voltage Calibration with a Prim. Voltage Standard up to 1GHz
D. Janik - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1993
- /36/ A Thermoresistive AC-DC Transfer Element
F.L. Katzmann - Ballantine IEEE Trans Inst.+Measurements 12.1986
- /37/ AC-DC Transfer Difference due to Seebeck Effekt in Thermal Converters
K. Takahashi - Japan IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1999
- /38/ Micropotentiometer System for Low-Voltage Calibration of ACV Standards
I. Budovsky - Australia IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1997
- /39/ AC-DC Voltage Transfer Module with Thin-Film Multijunction Ther. Conv.
M. Klonz - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2003
- /40/ RF-DC Transfer Differences for TVCs with Built-in Tees from 1MHz to 1GHz
G.M. Free - NIST IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2007
- /41/ Optimierung eines planaren Vielfachthermokonverters zur Rückführung
M. Klonz - PTB PTB-Mitteilungen 100. 4/1990
- /42/ Präzisionsmessung des Effektivwerts von Wechselspannung und -stromstärke
M. Klonz - PTB PTB Infoblatt
- /43/ Vielfachthermokonverter in Dünnschichttechnik
M. Klonz - PTB PTB-news 98.2
- /44/ New Thin-Film Multijunction Thermal Converters with AC-DC Transfer
H. Laiz - INTI IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2001
- /45/ A Simulation Tool for the AC-DC Transfer Difference of THCs
H. Laiz - INTI IEEE Trans Inst.+Measurements 12.1999

Thermalconverter

- /46/ High-Frequency Thin-Film Multijunction THC on a Quartz Crystal Chip
L. Scarioni IEEE Trans Inst.+Measurements 4.2003
- /47/ Thin Film Multijunction Thermal Converter on a Silicon Chip
M. Klonz - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1989
- /48/ Increasing the Time Constant of a Thin Film Multijunction Thermal Converter
M. Klonz - PTB IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1991
- /49/ Metrology for Technicians
H-W. Carlson - Fluke Training Book 1987
- /50/ Thermal Converters as AC-DC Transfer Standards for ... Measurements ...
F.L. Hermach - NIST NBS Paper 2296 2.2.1952
- /51/ AC-DC Difference Calibrations
Div. Aufsätze NIST Paper 250-27 12.6.1989
- /52/ AC-DC Difference Characteristic of High-Volt Thermal Converters
D.X. Huang - NIST IEEE Trans Inst.+Measurements 4.1995
- /53/ AC-DC Comparators for ... Current and Voltage Measurements of High Acc.
F.L. Hermach - NIST IEEE Trans Inst.+Measurements 12.1976
- /54/ AC-DC Transfer Instruments for Current and Voltage Measurements
F.L. Hermach - NIST IRE Transactions on Instr. 12.1958
- /55/ Investigation of the Uncertainties of NBS Thermal V. and C. Converters
F.L. Hermach - NBS NBS Paper 84-2903 in 4. 1985
- /56/ Multijunction Thermal Converters as the NBS... AC-DC Transfer Standards...
F.L. Hermach - NBS IEEE Trans Inst.+Measurements 6.1987
- /57/ An Investigation of Multijunction Thermal Converters
F.L. Hermach - NBS IEEE Trans Inst.+Measurements 12.1976
- /58/ Theoretical Analysis of the AC/DC Transfer Difference of the NPL
Multijunction Thermal Converter over thr Frequency Range DC to 100kHz
F.J. Wilkins - NPL IEEE Trans Inst.+Measurements 11.1972
- /59/ Thermal Converters for Audio-Frequency Voltage Measurements of High Acc.
F.L. Hermach - NBS IEEE Trans Inst.+Measurements 12.1966
- /60/ Thermal Voltage Converters for Acc. Voltage Measurements to 30 MHz
F.L. Hermach - NBS AIEE Trans. 7.1960
- /61/ Thermal Current Converters for Accurate AC Current Measurements
E.S. Williams - NBS IEEE Trans Inst.+Measurements 12.1976

NBS = National Bureau of Standards (USA) => alte Bezeichnung

NIST = Nationale Institute of Standards and Technology (USA)

PTB = Physikalisch Technische Bundesanstalt (BRD)

NRC = National Research Council of Canada

NPL = National Physical Laboratory (England)

INTI = Instituto Nacional de Tecnologia Industrial (Argentinien)

Firmen

www.besttech.com

www.Fluke.com

Ormandy und Stollery

www.ballantinelabs.com

Holt

HP

www.measure-tech.com

Hermach Engelhard

Thermalconverter

Francis L. Hermach (8.1.1917) der schon um 1960 ein AC-DC-Transfer-Volt und Amperemeter mit der Firma Engelhard herausbrachte (siehe Liste oben und Bild unten), war von 1963 bis 1972 Mitarbeiter des NBS. Er erforschte die Thermalkonverter und verfaßte über 30 wissenschaftliche Berichte über diese bis er 2007 starb.. Das Gerät besteht aus einem THC, Widerständen, Schaltern, Galvanometer und DC Versorgung.

Abbildungen teils PTB
@Ha. 5.2020

