

8. Wechselspannung

Bevor bei der Wechselspannung auf die Normale und die Meßverfahren eingegangen wird, muß zuerst noch einmal etwas zu Theorie gesagt werden. Unter der Wechselspannung im Kalibrierbereich wird eine sinusförmige Spannung mit niedrigem Klirrfaktor (Oberwellen < 0.5%) verstanden. Abweichungen dieser Sinusform (Crest-Faktor) führen in den meisten Fällen zu großen Fehlern. Der Frequenzbereich liegt üblicherweise zwischen 10Hz und 1Mhz, kann aber bis 100Mhz erweitert werden.

8.1 Theorie

Ändert sich Vorzeichen und Betrag einer elektrischen Spannung periodisch mit der Zeit, so liegt eine Wechselspannung vor. Üblicherweise ist dann eine sinusförmige Zeitabhängigkeit gemeint. Für den Augenblickswert $u(t)$ und die Frequenz f gilt:

$$u(t) = u(t+n*T) \quad (8.1) \quad f=1/T \quad (8.2)$$

Das heißt, daß sich eine zeitlich abhängige Spannungsfunktion mit der Periode T n -mal wiederholt. Für den hier betrachteten sinusförmigen Fall wird für die Spannung aus Gleichung 8.1:

$$u(t) = \hat{u} * \sin(\omega * t + \varphi) \quad \text{mit: } t > 0, \hat{u} > 0, \varphi > 0 \quad (8.3)$$

$$\omega = 2 * \pi * f \quad (8.4)$$

Mit f ist die Kreisfrequenz und mit φ ist die Phasenverschiebung bezogen auf den zeitlichen Nullpunkt gemeint. Der Scheitelwert der Amplitude der Wechselspannung \hat{u} gibt den maximalen Funktionswert $u(t)_{\max}$ der Sinuskurve an. Wie man sich leicht vorstellen kann ist der arithmetische (linearer) Mittelwert der Wechselspannung Null, da sich die Flächen der Funktion ober- und unterhalb der x -Achse aufheben. Mathematisch stellt sich das in Gleichung 8.5 dar.

$$u_M = \frac{1}{T} * \int_0^T u(t) * dt = 0 \quad (8.5)$$

Man bezeichnet u_M auch als Gleichspannungsanteil oder Gleichwert der Wechselspannung. Ganz anders ist dies beim gleichgerichteten Mittelwert oder Gleichrichterwert. Hierunter versteht man den zeitlich linearen Mittelwert des Betrages der Wechselgröße.

$$|u_M| = \frac{1}{T} * \int_0^T |u(t)| * dt = \frac{2}{\pi} * \hat{u} \quad (8.6)$$

Den Betrag von u_M erhält man bildlich, wenn man den unteren Verlauf der Sinusfunktion nach oben klappt, wie dies bei der Vollweggleichrichterschaltung der Fall ist. Eine wichtige Größe stellt der quadratische Mittelwert oder Effektivwert der Wechselspannung dar. Er hat hinsichtlich der Wärmeleistung die gleiche Wirkung, wie ein Gleichspannungswert mit dem selben Betrag. Nur solange es sich um reine Wechselspannung handelt läßt sich dieser durch die folgende Gleichung mit dem Faktor 0.707 leicht beschreiben.

$$u_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^T u^2(t) * dt} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = 0.707 * \hat{u} = U \quad (8.7)$$

Wie aus der Formel zu ersehen ist, wird der Effektivwert einfach mit groß U beschrieben.

$$u_M \leq |u_M| \leq U \leq \hat{u} \leq u_{SS} \quad (8.8)$$

Zwei Faktoren für die Wechselgrößen sollen hier noch erwähnt werden, es ist der Scheitelfaktor (Crest-Faktor) k_S und der Formfaktor k_F , die einfache Umrechnungen ermöglichen und durch Integration gewonnen wurden.

$$k_S = \frac{\hat{u}}{U} \quad (8.9) \quad k_F = \frac{U}{|u_M|} = \frac{\hat{u}}{|u_{pp}|} \quad (8.10) \quad k_S \geq k_F \quad (8.11)$$

Kurvenform	Scheitelfaktor	Formfaktor	Sinusabweichungen (Anzeige)
Sinus	1.414214 ($\sqrt{2}$)	1.11072	+ 0%
Rechteck	1.0 ($\sqrt{1}$)	1.0	+ 11%
Gleichwert	1.0 s.o.	1.0	+ 11%
Dreieck/Sägezahn	1.73205 ($\sqrt{3}$)	1.15	- 4%
Weißes Rauschen	x	1.253	- 11%
Sinushalbwellen	2.0	1.57	x

Es muß nochmals darauf hingewiesen werden, daß die Gleichungen mit ihren Ergebnissen nur für unverzerrte sinusförmige Wechselgrößen, das heißt für Wechselspannung aber auch für Wechselstrom, gelten. Mit u_{SS} bezeichnet man den Spitze-Spitze-Wert.

$$u_{SS} = \hat{u}_p + \hat{u}_n = k_S * U + k_S * U = k_S * 2U_{Rms} \quad (8.12)$$

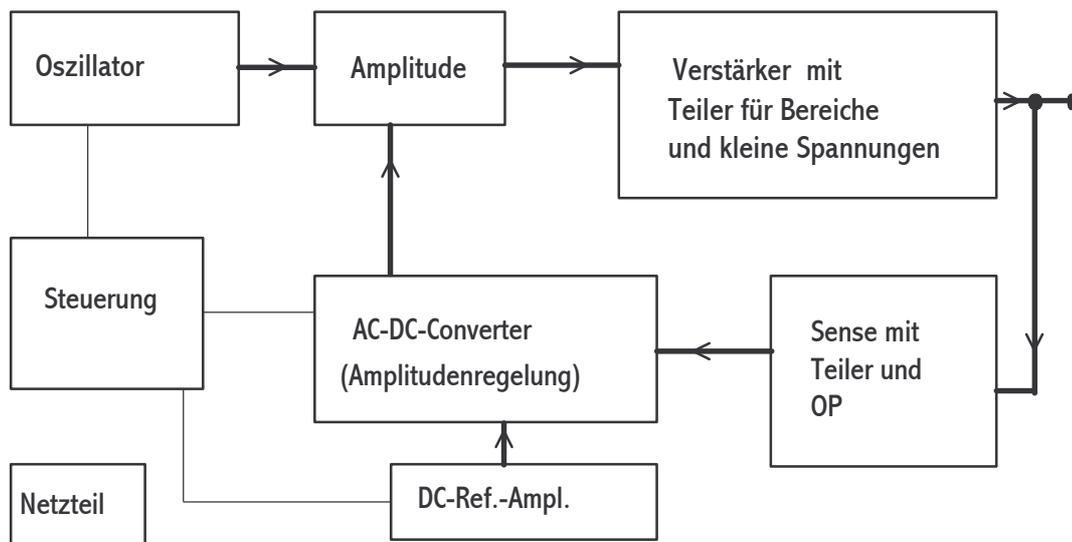
$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \quad (8.13)$$

Die Gleichung 8.13 gilt für die Addition zweier Wechselspannungen, die keine gleichfrequenten Anteile, wie dies beim Rauschsignalen der Fall ist, enthält. Nach dieser Theorie werden die Normale zur Erzeugung und dann die eigentlichen Meßnormale behandelt.

8.2.1 Wechselspannungsnormale

Unter den Wechselspannungsnormalen versteht man eine Gruppe von Geräten, die Wechselspannung in einem großen Frequenz- (10Hz bis 1MHz) und Spannungsbereich (1mV bis 1100V) mit hoher Präzision (bis zu 80ppm) zur Verfügung stellen. Diese können sich auch als Teilbaugruppe in einem Multifunktionskalibrator befinden, oder auch in Grundgerät und Leistungsverstärker aufgeteilt sein. Der Grundaufbau eines Wechselspannungsnormals besteht aus einem Oszillator, Verstärker, Teiler und einer rückgekoppelten Regelschleife mit Wechselspannungsmessnormal. Im folgenden wird zusammen mit der Abbildung auf die einzelnen Komponenten und deren Funktion genauer eingegangen.

Der Oszillator erzeugt sinusförmige Signale im gewünschten Frequenzbereich mit einem sehr geringen Klirrfaktor (<0.1%) und hinreichender Frequenzgenauigkeit (<0.5%). Die Ausgangsamplitude ist konstant, aber mit etwa 1V_{eff} zu gering und kann nicht belastet werden. Die Frequenzeinstellung in Bereichen und kontinuierlich wird über die Baugruppe, die mit Steuerung bezeichnet ist, durchgeführt. Der Oszillator kann zum Beispiel als Wien-Robinson-Typ aufgebaut sein dessen Amplituden, Frequenz und Klirrfaktor die gewünschten Eigenschaften besitzt. In dem Baustein, der mit Amplitude bezeichnet ist, findet eine Anpassung zwischen Oszillator und Verstärker statt. Das wichtigste jedoch ist die Regelung der Sinusamplitude innerhalb einer Dekade (zB. 1V ... 10V). Es wird hier die Feineinstellung, die von dem AC-DC-Konverter mit einer Regelgleichspannung bestimmt wird, an dem Wechselspannungssignal vorgenommen. Hier befindet sich also das Ende der Regelschleife für die Amplitudeneinstellung und deren Konstanz. Man bezeichnet diese Funktionsgruppe, die es in verschiedenen praktischen Ausführungen gibt, auch als VCA (Voltage-Control-Amplifier). Die Ausgangsbereichsspannung dieser Stufe beträgt zum Beispiel 10 Volt und kann direkt an



den Ausgang gegeben werden. Um aber auch die Bereiche 100V, 1000V oder 1V, 0.1V und kleinere abzudecken, ist der große Block mit Verstärker und Teilerstufen gedacht. Der Verstärker wird über Bereichsteiler in seinem Verstärkungsgrad eingestellt. Man kann sich die Verstärkerstufe wie aus der NF-Verstärkertechnik bekannt, als gegengekoppelter komplementärer Emitterfolger im A-B-Betrieb vorstellen. Natürlich ist die Schaltungstechnik herstellerspezifisch und wegen der erhöhten Anforderungen an Phasengang und Amplitude bis 1Mhz erheblich komplizierter. Für die kleinen Spannungen 1V und 0.1V kann man vereinfacht gesagt mit Operationsverstärkern auskommen. Noch kleinere Spannungen, werden passiv über Widerstandsteiler oder breitbandige induktive Spannungsteiler erzeugt. Die Innenwiderstände werden aber dann hochohmiger als mit Verstärkern und sind nicht mehr über die Sense ausregelbar. Eine Lösung mit Verstärkern hätte aber zu starkes Rauschen bei diesen kleinen Signalen zur Folge. In dem Block Sense mit Teiler und Operationsverstärker wird die Ausgangswchselspannung abhängig von dem gewählten Bereich der Ausgangsstufe geteilt oder verstärkt, um für den AC-DC-Konverter eine passende Eingangsspannung von beispielsweise 1V bis 10V zu erhalten. Um als Sense wirksam zu regeln, muß der Eingangswiderstand hochohmig sein und die entsprechende Leitung, von den Ausgangsklemmen abgetrennt, zum Verbraucher geführt werden. Es ist zu beachten, daß ohne angeschlossene Senseleitungen die Regelschleife offen ist und so die Ausgangsspannung gefährlich hoch werden kann, da es sich im Ganzen um eine negativ rückgekoppelte Schleife (Gegenkopplung) handelt. Der DC-Referenz-Amplifier ist nichts anderes als eine Präzisionsreferenzquelle für Gleichspannung mit einem Operationsverstärker und einer Möglichkeit der stufenlosen Spannungsverstellung von zum Beispiel 0V bis 1V in sehr kleiner Schrittweite. Hier wird die Wechselspannung für den jeweiligen Bereich auf $1 \cdot 10^{-6}$ eingestellt. In dem Baustein AC-DC-Konverter (Amplitudenregelung) findet die eigentliche Messung der Wechselspannung statt und diese in ein Gleichspannungssteuersignal überführt. Dieses Steuersignal wird zusätzlich mit der gewünschten Gleichspannung aus der DC-Referenz, die ja einer Wechselspannung entspricht, verglichen und dann als Korrekturregelgleichspannung an die Einheit der Amplitudeneinstellung weitergegeben. Damit ist der Regelkreislauf geschlossen und der Wechselspannungsgeber funktionsfähig. Die Detektierung des Wechselspannungssignal ist entscheidend für die Genauigkeit des Normals und die Schnelligkeit der Regelung. Die einzelnen Möglichkeiten werden im Abschnitt Wechselspannungsnormale genauer beleuchtet. Die Firma Fluke setzt in ihrem

5700A sogar zwei Detektoren ein. Der schnelle Vollwegdiodengleichrichter dient mit 0.1% zur Grobeinstellung und mit dem langsameren RMS-Sensor wird dann die Spannung auf circa 5ppm genau eingestellt. Die Umschaltung geschieht vollautomatisch durch den Steuerungsbaustein. Der Steuerungsbaustein gibt die Einstellungen der Frontplatte oder die vom Rechnerbus kommen an die entsprechenden Einheiten weiter und dient zur Zwischenspeicherung mit Ausgabensteuerung. Die hier beschriebene Wechselspannungsquelle stellt den typischen Stand der Technik dar. Es gibt aber auch schon rein digitale Wechselspannungsgeber im Bereich 60Hz bis 10kHz bei 20ppm aber nur mit 7V. Bei diesen wird mit einer Steuerlogik das aufgeteilte Sinussignal aus einem ROM abwechseln in zwei parallel geschaltete DAC (Digital-Analog-Converter) gelesen und damit direkt von der Referenzgleichspannung der Konverter abgeleitet. Über ein CMOS-Schalersystem werden die Sinusteilsignale wechselnd an einen Operationsverstärker mit Tiefpaß, der die Oberwellen der Schalter und der DACs wegfiltert, weitergegeben. Durch das wechselweise Anschalten der DACs, die mit 1Mhz Taktrate arbeiten, wird die Umschaltstörung des einzelnen DACs ausgeklammert. Für die heute üblichen Wechselspannungsquellen mit oder ohne zusätzlichen Leistungsverstärker wie Fluke 5700A mit 5725A sehen die 90 Tage Spezifikationen gerundet und zusammengefaßt so aus:

<u>Bereich</u>	<u>Frequenz</u>	<u>Unsicherheit±(%+V)</u>
220 mV	40 - 20k	0.015 + 10 µV
	20k - 50k	0.04 + 10 µV
	50k - 300k	0.15 + 30 µV
	300k- 1M	0.4 + 100 µV
2.2 V	40 - 20k	0.01 + 10 µV
	40k - 50k	0.02 + 20 µV
	50k - 300k	0.06 + 150 µV
	300k- 1M	0.3 + 1 mV
22 V	40 - 20k	0.01 + 70 µV
	20k - 50k	0.02 + 200 µV
	50k - 300k	0.07 + 2 mV
	300k- 1M	0.4 + 10 mV
220 V	40 - 20k	0.015 + 1 mV
	20k - 50k	0.03 + 5 mV
	50k - 100k	0.07 + 10 mV
750 V	30 - 50k	0.07 + 20 mV
	50k - 100k	0.3 + 50 mV
1100 V	50 - 1k	0.015 + 5 mV
	1k - 20k	0.02 + 10 mV
	20k - 30k	0.07 + 20 mV

Die Tabelle gibt nur einen groben Überblick und stellt den Kalibrator schlechter dar, als er eigentlich ist, da sie aus einer Beantragung im DKD mit 180-Tagen Intervall stammt. Wichtig ist, daß die komplexe Ausgangslast und das Volt*Herz-Produkt beachtet werden. Die Grenze bei V*Hz liegt meist bei $1 \cdot 10^7$ und ist durch die Anstiegsgeschwindigkeit der Schaltung begrenzt. Die maximale kapazitive Last liegt je nach Spannungsbereich zwischen 1.5nF (1V bis 100V) und 300pF (1000V). Eine Kapazität von 300pF ist nicht sehr hoch, weil zu der Eingangskapazität eines Voltmeters noch die Zuführungskapazitäten von Kabel und Stecker addiert werden müssen. Die ohmsche Last ist mit > 50 Ohm angegeben. Abhängig von den

Ausgangsströmen muß aber mit einer Verschlechterung der Spezifikationen gerechnet werden. Das externe Sensen ist zum Teil nicht bei den sehr hohen Frequenzen und üblicherweise nur im Bereich zwischen 1V und 1000 V möglich. Der Ausgangswiderstand im Teilerbereich kleiner 1V kann zwischen 20Ohm und 50Ohm liegen, was beim Messen beachtet werden muß. Genauere Angaben befinden sich in den Datenblättern der Hersteller und müssen sorgfältig beachtet werden. Für den Lastwiderstand einer kapazitiv-ohmschen Last gilt für den Betrag des komplexen Widerstandes.

$$Z_{\text{Last}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_L}\right)^2 + (2\pi f C)^2}} \quad (8.14)$$

Ein Berechnungsbeispiel für diese Gleichung befindet sich im Kapitel Wechselstrom (9-4).

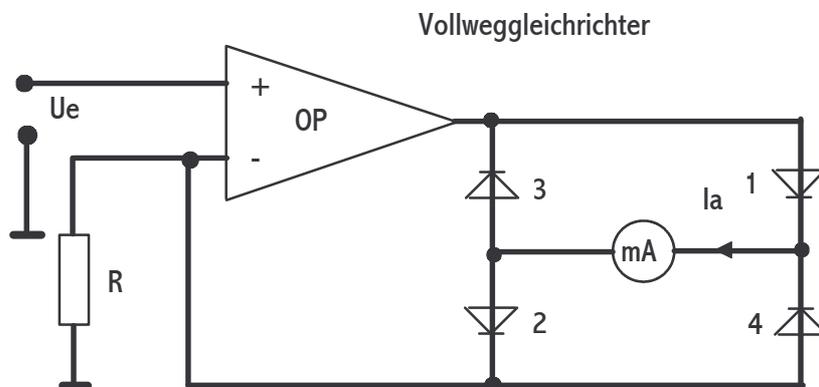
8.3 Meßnormale

Es werden die drei wichtigsten Meßnormale für Wechselspannung, die sich in Kalibratoren, Multimetern oder Labornormalen befinden, vorgestellt.

8.3.1 Vollwellengleichrichter

Diese elektronische Schaltung ist stellvertretend für Meßeinrichtungen, die einfach, preiswert und schnell aus einer Wechselspannung eine äquivalente Gleichspannung abbilden. Es soll vorher jedoch noch auf zwei andere Gleichrichterschaltungen kurz eingegangen werden. Der Spitzenwertgleichrichter detektiert mit einer Diode und einem Ladekondensator über einen hochohmigen OP den maximalen Amplitudenwert. Wegen der guten Hochfrequenzeigenschaften wird dieser häufig bei Breitbandspannungsmessern bis in den Ghz Bereich eingesetzt. Der Effektivwertgleichrichter mit elektronischen Bauteilen arbeitet meistens mit Rechenschaltungen. Mit Gleichung 8.7 und aus der Analogrechnerschaltungstechnik bekannten Komponenten wie Quadrierer, Dividierer oder auch Logarithmierer wird der äquivalente Gleichspannungswert bestimmt. Es gibt fertige ICs mit 0.1% Genauigkeit und einer Bandbreite von 80 kHz von Analog Devices. Mit den heutigen Multimetern ist auch eine Berechnung durch abtasten (samplen) des Signals möglich.

Der in der Abbildung vorgestellte Gleichrichter bildet durch seine Diodenbrückenschaltung beide Halbwellen der Wechselspannung ab. Bei der positiven Welle sind die Dioden 1 und 2



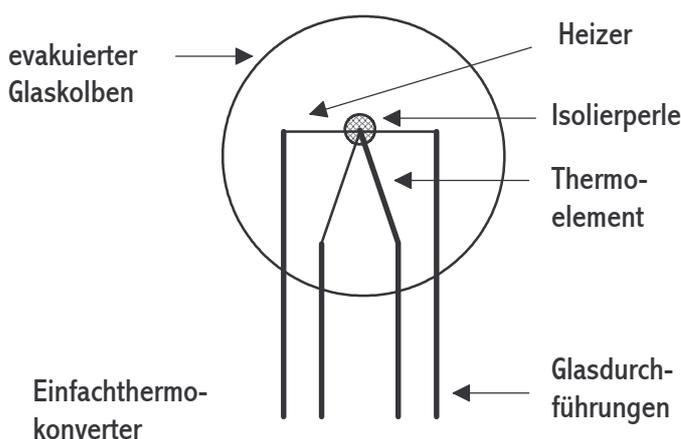
leitend und für die negative Welle sind dies 3 und 4. Betrieben ist der Operationsverstärker als spannungsgesteuerte Stromquelle. Als Anzeigeeinstrument kann zum Beispiel ein Drehspulenamperemeter verwendet werden.

$$I_a = |U_e| / R \quad (8.15)$$

Da die Dioden im untersten Spannungsbereich nicht leiten, hat die Schaltung dort um den Nullpunkt eine Totzeit im Regelkreis. Durch die Wahl von Dioden mit kleiner Durchlaßspannung, einem Operationsverstärker mit hoher Anstiegszeit, der zudem noch eine starke Frequenzgangkorrektur bekommt, kann das Totzeitproblem verringert werden. Durch entsprechende Justierung des Amperemeters zeigt dieses dann den Effektivwert der sinusförmigen Spannung an. Bei anderen Spannungsformen ergeben sich abhängig vom Formfaktor entsprechende Meßfehler. Für die Höchstpräzisionsmeßtechnik gibt es andere Methoden der Wechselspannungsmessung.

8.3.2 Thermalkonverter

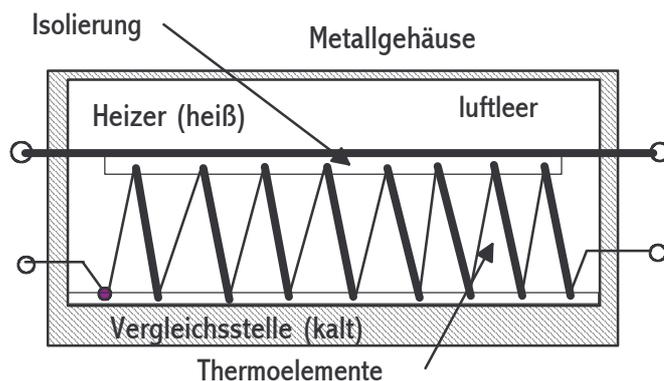
Die Einfachthermalkonverter (SJTC) bestehen aus einem Heizer und einem Temperaturfühler. Der Heizer ist als sehr dünner Widerstandsdraht ausgeführt und der Temperaturfühler ist ein Thermoelement, welches über eine sehr kleine Glasperle zwar in gutem thermischen Kontakt mit dem Heizdraht, aber elektrisch 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 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 Voltmeter 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 werden in großer Stückzahl kostengünstig produziert und in der Präzisionsmeßtechnik nahezu ausschließlich zur Zeit noch für Transfermessungen verwendet. 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 Direktmes-



sungen 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 1ppm 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 plaziert 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 Glasperle 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 Thomsoneffekt 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 eine 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 Thomsoneffekt hat keine Einfluß auf die Temperaturverteilung, wenn Wechselspannung anliegt. Durch Mittelwertbildung der beiden gemessenen Ausgangsspannungen bei reversiertem 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 7 mV, die Stabilitätseinflüsse durch Temperatureinflüsse und Selbstaufheizung lassen sich zum einem 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 Thomsoneffekt 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 Einzelkonvertern stark ansteigt. Für Präzisionsmessungen wird daher die maximale Frequenz

mit 100 kHz angegeben ($< 10\text{ppm}$). 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 ist die geringe Abweichung vom linearen Zusammenhang zwischen dem Quadrat der Eingangsspannung (strom) und der Ausgangsspannung. Nur sorgfältig nach dem Prinzipbild gebaute Konverter halten auch das was sie versprechen. Der praktische Aufbau soll hier nicht weiter interessieren, jedoch soll erwähnt

werden, daß die PTB einen Vielfachthemokonverter mit 56 CU-CUNi44 Thermoelmenten, die sich im Vakuum befinden, konstruiert hat. Für den Heizer wurde bifilar verdrehter Widerstandsdraht mit 15µm Durchmesser der Type Isoohm verwendet. Die Transferdifferenz beträgt im Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz etwa $3 \cdot 10^{-7}$. Die typische Ausgangsspannung, diese sehr aufwendig von Hand aufgebauten Konverters, wird mit 100 mV angegeben. Einen ähnlichen Aufbau mit etwas schlechteren Eigenschaften hat der MJTC von Guildline mit 200 Elementen, der von dem englischen Nationallabor konstruiert wurde und als kommerzielles Teil erhältlich ist. Hier beträgt die Transferdifferenz bis 50 kHz etwa $7 \cdot 10^{-6}$. Eine neuere Konstruktion ist ein planarer Vielfachthermokonverter in Dünnschichttechnik auf einem Siliziumchip. Hierbei werden Heizer, Thermoelmente und Zuführungen durch photolithographische Techniken, wie aus der Halbleitertechnik bekannt, auf ein Chip aufgebracht. Als direkten Träger für die aktiven Teile wurde eine dünne SiO₂-Schicht gewählt, da sie schlecht wärmeleitend ist und gute elektrische und mechanische Eigenschaften besitzt. Die Geometrie der Thermoelmente zu beiden Seiten des Heizers, des bifilare Heizerwiderstand (Rauschen, Skineffekte, dielektrische Verluste) sowie Anzahl der Thermoelmente bestimmen die Qualität des Konverters. Die Anzahl der Thermoelmente auf dem ca. 10mm x 6mm großen Chip beträgt 120 und der Heizerwiderstand liegt bei 180 Ohm. Bei einer Ausgangsspannung von 100mV ergibt sich eine Transferdifferenz bis 100 kHz von $8 \cdot 10^{-7}$ und bis 1Mhz von $3 \cdot 10^{-6}$. Noch (1993) befindet sich dieser Aufbau im Laborzustand bei der PTB, aber auf Grund des planaren Aufbaus wäre auch eine kostengünstige industrielle Serienfertigung durchaus möglich. In der Praxis sind verstärkt die Einfachthermokonverter im Einsatz und sollen daher nun im folgenden bei der Anwendung und in der Mathematik 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. Die Thermokonverter sind bis 150 % belastbar 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 0,026µH mit 0,3pF oder 0,015µH mit 0,2pF. Je größer der Strombereich ist, desto mehr wird der Skineffekt wirksam, da der Heizdrahtdurchmesser steigt. Mit den folgenden Gleichungen kann eine Korrektur vorgenommen werden.

$$I_D^2 = \frac{I_f^2 * R_D}{R_f * ((1 - L * \omega * C^2)^2 + C^2 * R_D^2 * \omega^2)} \quad (8.16)$$

Die Gleichung 8.16 gilt für den Strommessfall mit R_f errechnet vom Gleichstromwert.

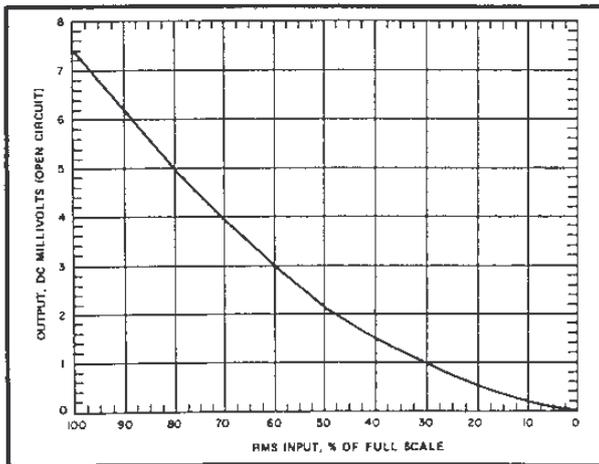
$$U_D^2 = U_f^2 * \left(1 + \frac{L^2 * \omega^2}{R_D^2}\right) \quad (8.17)$$

Mit der Gleichung 8.17 ist der Spannungsfall behandelt.

Beispiel: 10Mhz; 100Ohm; 0,03µH; 0,3pF => $U_D^2 / U_f^2 = 1,00035$ <=> 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 (siehe Diagramm).

$$U_A = k * U_E^n \quad (8.18)$$



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 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.

$$\delta_f = \frac{X_f - X_0}{X_0} = \frac{X_f}{X_0} - 1 \quad (8.19) \quad \text{mit } U_{Af} = U_{A0}$$

$$X_0 = 0.5 * (X_0^+ + X_0^-) \quad (8.20)$$

$$X_f = X_0 * (1 + \delta_f) \quad (8.21)$$

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

Für X ist je nach Anwendungsfall U oder I einzusetzen. Gl. 8.21 wird aus Gl. 8.19 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 Eingangsspannung 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-Aus-gangskennlinie 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 8.22 aus der Gleichung 8.21, für das Normal und den Prüfling gleichgesetzt bestimmt. Dazu müssen Prüfling und Normal gleichzeitig über ein T-Stück nacheinander mit

Wechselspannung 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.

$$\delta_{fP} = \frac{U_{0N}}{U_{0P}} * (1 + \delta_{fN}) - 1 \quad (8.22)$$

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 8.18) 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.

$$\delta_{fP} = \sqrt{\frac{U_{AP}}{U_{AOP}}} - \sqrt{\frac{U_{AN}}{U_{AON}}} + \delta_{fN} \quad (8.23)$$

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 8.16 wird für die drei Fälle berechnet und ineinander eingesetzt.

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

$$\delta_{f0H} = \delta_{fNH} * (\delta_{0N} + 1) + \delta_{0N} \quad (8.24)$$

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 8.23 angenommen wurde, ist $\delta_{f0N} = 0$ 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 8.18. 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.

$$\delta_{fP} = \delta_{fN} + \frac{1}{n} * \frac{U_{fN} - U_{0N}}{U_{0N}} \quad (8.25)$$

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 8.18.

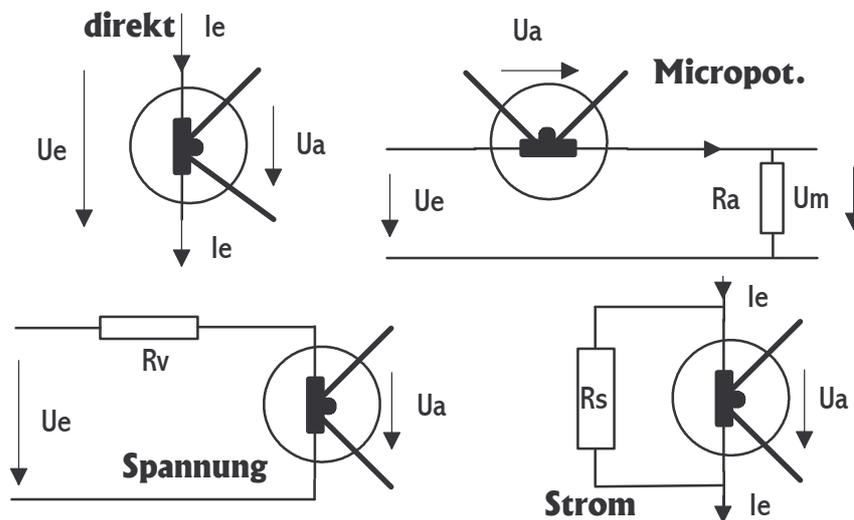
$$dU_A = k * U_E * 2 * dU_E \quad (8.26) \quad dU_A[\%] = 2 * dU_E[\%] \quad (8.27)$$

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.

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 erwünscht ist, auch etwas der Innenwiderstand des Normals.



$$R_V = \frac{U_E - U_{TH}}{I_{TH}} \quad (8.28)$$

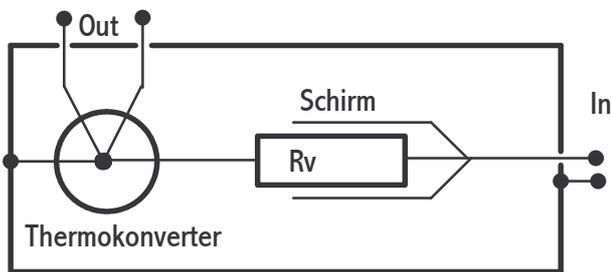
Bei der Strommessung wird eine Bereichserweiterung mit einem Shunt wie nach Gleichung 7.13 durchgeführt. Die Kalibrierung der Meßeinheiten muß zusammen mit den Widerständen erfolgen, da diese einen starken Einfluß auf den Gesamtfrequenzgang haben. Zum Teil wird mit

Frequenzkompensationsnetzwerken (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 Thermokonverter und dem Widerstand ein Strom von zum Beispiel 10mA eingeprägt. Die Spannungsquelle für eine Anwendung des Micropotentiometers 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 0,01 Ohm bis 22 Ohm $\pm 25\%$ 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.

Beispiel: 250 Mhz; 50 Ohm-Kabel; 2,54 cm lang; Last 1kOhm mit 6,4pF => Spannungsanstieg um 20%!

Der Aufbau eines Thermokonverters 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

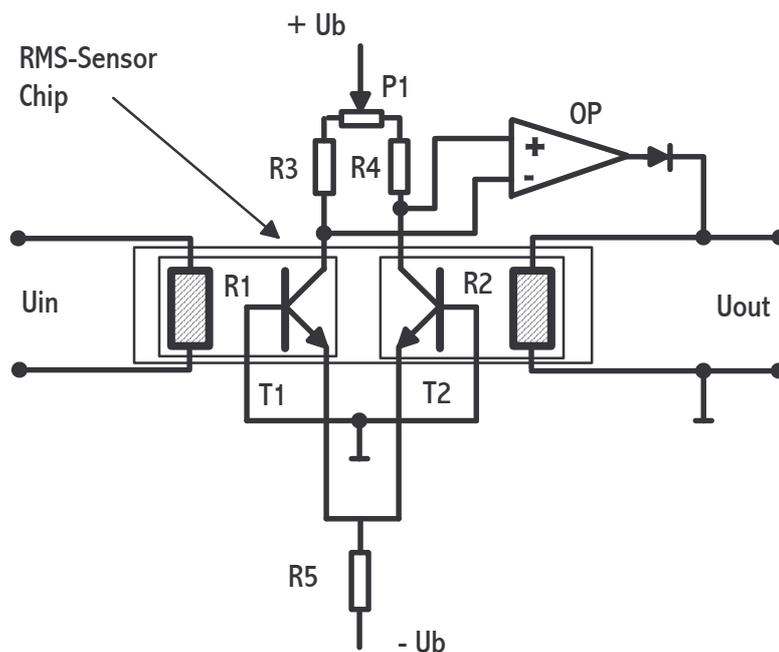
benötigt man für eine Kalibrierung von Wechselspannungsquellen Thermalkonverter mit verschiedenen Vorwiderständen, eine Gleichspannungsquelle für die Substitution, ein Voltmeter für die 7mV und eigentlich auch eine Schutzschaltung. Um sich die Arbeit zu erleichtern, hat die Firma Ballantine ein automatisches 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.

8.3.3 RMS-Chip

Zur Detektierung eines Spannungssignals wird ein thermische Sensor (RMS-Sensor) auf Halbleiterbasis eingesetzt. Hierzu befinden sich auf einem Halbleiterchip mit einem hohen Wärmewiderstand von 8400°C/W zwei Widerstände (R1,R2) von je 400 Ohm, die durch die direkt anlegbare Spannung zwischen 0.7V und 2.2V (ca. 5mA/10mW) erwärmt werden und zwei Transistoren (T1,T2), die dort beiden Widerständen eine Temperaturerhöhung messen ($U_{BE}=2.1\text{mV}/^\circ\text{C}$). Die Transistoren befinden sich in einer selbstabgleichenden Brückenschaltung ((R3,R4,OP), die dafür sorgt, daß die nachgeregelte Eingangsgleichspannung an dem einen Widerstand R2 mit der zu messenden Spannung an dem anderen übereinstimmt. Für den Operationsverstärker gilt die Gleichung 8.29.

$$U_A = A \cdot (U_{T2} - U_{T1}) \quad (8.29)$$

Wenn sich die Eingangsspannung erhöht, erwärmt sich R1 und T1. Dadurch sinkt die Spannung an R3/T1 gegen Masse, da der Transistor besser leitet und die am Eingang des Operationsverstärkers entstehende Differenzspannung erhöht dessen Ausgangsspannung und damit die Leistung in R2. Hier passiert solange dasselbe, wie vorher bei T1 beschrieben, bis sich ein Gleichgewicht zu beiden Seiten eingestellt hat. Wegen der relativ geringen Massen der Chipbauteile ist dieser Vorgang in maximal 30 Sekunden beendet. Dies ist im Vergleich zum Thermalkonverter eine kurze Zeitspanne. Es entspricht auch hier eine Temperaturerhöhung einer Amplitudenerhöhung der Wechsel- oder Gleichspannung, wie bei den Thermal-

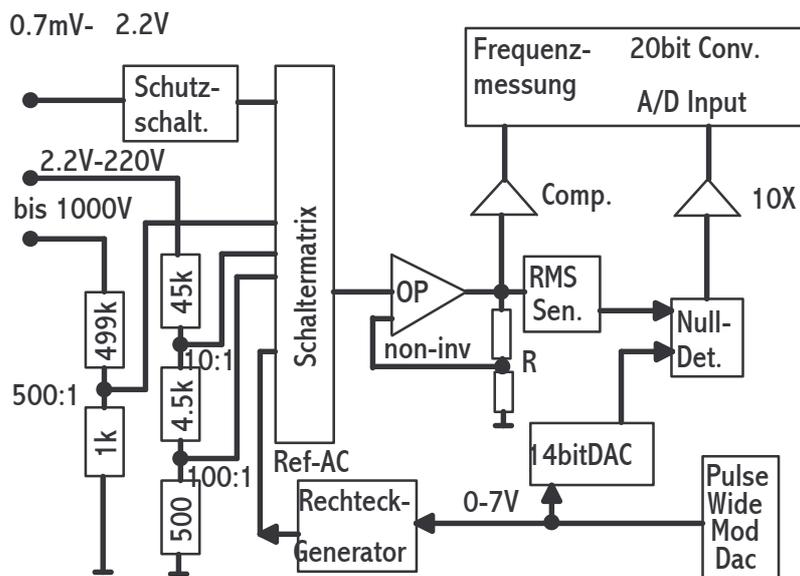


konvertern. P1 dient dazu die Brücke symmetrisch abzugleichen und Offsetspannungen zu kompensieren, da die Transistoren nie exakt die selben Eigenschaften aufweisen, obwohl sie sich auf dem selben Chip befinden. Um Messungen durchführen zu können, muß eine interne oder externe Gleichspannung zur Substitution an den Meßwiderstand R1 zugeführt werden. Die weiteren Baugruppen eines RMS-Sensors in einem

Voltmeter oder Kalibrator wie beispielsweise Eingangsschutzschaltung, Widerstandsteiler, Verstärker für kleine Spannungen und Anzeigeschaltung sind hinzuzurechnen. Bei dem Sensor ist der geringe Gleichspannungsumkehrfehler von 4ppm hervorzuheben. Die Grundunsicherheit für diese Sensorsystem liegt im engen Bereich bei 5ppm, jedoch ist der Halbleitersensor erheblich frequenzabhängiger, als ein Termalkonverter und ist bis maximal 1Mhz, gegenüber 100Mhz, einsetzbar. Ein weiterer Vorteil ist die hohe Ausgangsspannung von etwa 2Volt, die sich durch die aktive Regelung ergibt. Die Firma Fluke, die hier eine Entwicklung von Mr. Ott weiter entwickelt hat, setzt diesen Sensor in entsprechender Genauigkeitsstufung in den Geräten 792(Transferstandard), 5790(AC-Standard), 5700(Kalibrator) und 8506(DVM). Das Transferstandard ist mit internen Widerständen in den Bereichen 2.2V bis 220V, mit externen bis 1000V und mit Hilfe eines Vorverstärkers bis 22mV zu benutzen. Das Gerät hat zwar die besten Spezifikationen, ist aber umständlich in der Bedienung. Ein nur etwas schlechteres AC-Standard mit einfacher auch bussteuerbarer Bedienung ist das 5790, das im Bereich 2.2mV bis 1000V arbeitet. Zusätzlich ist ein HF-Voltmeter bis 30 Mhz bei 7V einbaubar. Mit diesem Gerät kann der 5700-Kalibrator im Wechselspannungs- und mit Shunts (A40) im Wechselstrombereich gut kalibriert werden. Aus diesem Kompatibilitätsgrund ist auch der HF-Einschub vorhanden. Das Voltmeter 8506 ist die erste Entwicklung mit diesem

Sensor und zeichnet sich schon seit Jahren durch seine guten Wechselspannungseigenschaften aus. Als ausführlich zu behandelndes Beispiel für die RMS-Sensoranwendung wird das Automated AC Measurement Standard der Firma Fluke gewählt. In diesem Gerät vereint sich höchste Präzision mit einfacher Bedienung und daher wird dieses Normal für Wechselspannungs- und Wechselstrommessung mit externen Shunts verstärkt in Meßlaboratorien zum Einsatz kommen. Über Relais gelangt das Eingangssignal abhängig vom automatisch oder manuell gewählten Bereich an einen der drei hier eingezeichneten Eingänge. Der Eingangswiderstand beträgt je nach Bereich 10M Ω (2.2mV-2.2V) , 50k Ω (7/22/70/220V) und 500k Ω (700/1000V). Die Eingangskapazität wird mit 100pF angegeben und ist damit um etwa 50pF niedriger wie bei guten Multimetern, was auch für ein gutes Frequenz-

verhalten wichtig ist. Die Widerstandsteiler bestehen aus einem speziellen Dünnschichtwiderstandsnetzwerk. Die Stabilität der Widerstände beträgt 5ppm pro Jahr und der Temperaturkoeffizient liegt bei 0.5ppm. Die Widerstände sind zur Stabilität hermetisch geschirmt eingebaut und der Frequenzgang, eine Abweichung um mindestens 0.1% bei 1Mhz auf Grund der parasitären Kapazitäten, wird per Software kompensiert.



Die Schutzschaltung besteht aus zwei in Reihe geschalteten MOS-Fets, die sich bei Überspannung über eine Dioden-Widerstandskombination am Gateeingang selbständig hochohmig schalten und weiterhin wird eine Bereichsumschaltung nach oben eingeleitet. Im Normalbetrieb liegt der 500 Ohm Widerstand des Fets in Reihe mit dem 10 M Ω Eingangswiderstand des Verstärkers (OP). Die Eingangskapazität dieses Schaltkreises liegt bei 2.5pF und der Frequenzgangfehler beträgt bei 1Mhz hier 50ppm. Der große Vorteil dieser Eingangsschaltung ist, daß kein Eingangswiderstand benötigt wird. Über die Schaltermatrix (-netzwerk) gelangt das Signal an den Verstärker, an den sehr hohe Ansprüche gestellt werden. Er muß bei Gleichspannung und Wechselspannung von 10Hz bis 1Mhz eine Verstärkung von drei mal 20 dB erreichen und die Genauigkeit muß in der Bandmitte 25ppm und bei 1Mhz 500ppm betragen. Der Temperaturkoeffizient liegt zwischen 1ppm und 50ppm bei 1Mhz. Rauschen und Offsetspannung darf nur einen Submikrovoltpegel erreichen. Mit drei kaskadierten Stufen die je eine Schleifenverstärkung von 40 Mhz haben ist dies zu erreichen. Der RMS-Sensor, der bereits vorher beschrieben wurde, bekommt so ein Signal in seinem günstigen Bereich von 0.7V bis 2.2V. Ein Komparator wandelt das anliegende Sinussignal in ein Rechtecksignal um, sodaß in der Auswerteschaltung mit Anzeige die Frequenz ($\pm 0.01\%$) bestimmt werden kann. Das Referenzsignal, das für die Substitution im RMS-Sensor abwechselnd zum Eingangssignal angeschaltet wird, ist ein Rechteck, der aus einer umgeschalteten plus-minus Gleichspannung erzeugt wird. Das Gleichspannungssignal wird über eine Puls-Weiten-Modulation

aus einer Referenzgleichspannung abgeleitet. Ähnlich wie beim 5700, wird die Referenzgleichspannung, mit den Kenndaten von 0.1ppm/°C und 5ppm pro Jahr Drift, über die Pulsweite eines Schalters und ein Kondensatorhalteglied in ihrer Amplitude verstellt. Der Hauptvorteil eines Rechecksignals für die Substitution ist das Ausschalten von Offsetspannungen. So macht 1µV Offset bei 1mV Signal einen Fehler von 1000ppm und hier ist der Fehler nur noch 1ppm. Der 14bit DAC übernimmt die Feinabstimmung des Nulldetektors, dessen Signal über einen zehnfach Verstärker an den Eingang des 20bit Analog-Digital-Wandler geführt wird. So ergibt sich eine Gesamtauflösung von 0.2ppm. Für die absolute Unsicherheit ergibt sich die folgende Tabelle bei einem Jahr.

<u>Bereich</u>	<u>Frequenz</u>	<u>Unsicherheit±(ppm+V)</u>		<u>Transfer±(ppm)</u>
220 mV	40 - 20k	33	+1.5 µV	27
	20k - 50k	51	+2 µV	47
	50k - 300k	180	+4 µV	
	300k- 1M	960	+8 µV	
2.2 V	40 - 20k	24		18
	40k - 50k	46		43
	50k - 300k	160		
	300k- 1M	900		
22 V	40 - 20k	27		21
	20k - 50k	48		44
	50k - 300k	190		
	300k- 1M	1200		
220 V	40 - 20k	31		23
	20k - 50k	69		63
	50k - 100k	98		
750 V	40 - 20k	41		36
	20k - 50k	130		
1000 V	40 - 20k	38		33
	20k - 50k	130		
	50k - 100k	500		

Für die Anwendung auch mit Strom und Ratio-Transformer werden Beispiele mit Formeln aus dem Antrag für dieses Gerät vorgestellt.

Meßwertberechnungen mit Beispielen (Formelnummern hier noch falsch !!!)

Aus der relativen Größe , die im Prüfbericht angegeben wird, (+ bedeutet, daß X_f größer als der Gleichwert X_0 ist) läßt sich X_f im Anwendungsfall absolut berechnen. Nach den Bezeichnungen in den Prüfberichten für das AC-Standard und die Shunts müssen die Formeln entsprechend angepaßt werden.

$$\text{Für das 5790A gilt: } \delta_f = \frac{U_f - U_0}{U_0} \quad (8.16a) \quad U_0 = 0.5 * (U_0^+ + U_0^-) \quad (8.17a)$$

$$\text{Für die A40 Shunts gilt: } F_f = \frac{I_{Af} - I_{A0}}{I_{A0}} \quad (8.16b) \quad I_0 = 0.5 * (I_0^+ + I_0^-) \quad (8.17b)$$

Wenn ohne AC/DC-Transfer gearbeitet wird, gelten die üblichen Korrekturbetrachtungen der Meßwerte. Der Wert X_0 kann praktisch mit der REF-Funktion des Kalibrators bestimmt werden. Im folgenden werden für die Meßfälle des Antrags die Meßwertberechnungen mit Beispielen vorgestellt.

Direktmessung

A_F = Anzeige am 5790

dA = Abweichung relativ des 5790 vom Nennwert

W_N = Nennwert des Prüflings (Nennwert = Nominalwert)

W_P = richtiger Wert des Prüflings

$W_P = 10.005V - (+20 * 10^{-6} * 10V) = 10.0048V$

$A_F = 10.0050 V$

dA = + 20 ppm

$W_N = 10V$

$W_P = A_F - (dA * W_N) \quad (8.28)$

Für den Fall $dA = -20$ ppm wird $W_P = 10.0052V$

AC/DC-Transfer-Messung

$$U_0^+ = 10.00002V \quad U_0 = 9.99999V \quad \text{mit Gl. (8.17)} \Rightarrow U_0 = 10.000005V$$

Transferdifferenz gegeben

$$\delta_f = -10 \text{ ppm}$$

mit Gleichung (8.19)

$$W_{PD} = U_0^+ (1 + \delta_f) \quad (8.29)$$

W_{PD} = richtiger Wert des Prüflings, wenn der 5790 U_0 anzeigt. $\Rightarrow W_{PD} = (10.000005V * (1 + (-10 * 10^{-6}))) = 9.999905V$

Für den Fall $\delta_f = +10$ ppm wird $W_{PD} = 10.000105V$

Im Meßfall:

$$A_F = 10.001V$$

$$W_P = A_F - (\delta_f * U_0) \quad (8.30)$$

$$W_P = 10.001 - (-10 * 10^{-6} * 10.000005V) = 10.0011V$$

Für den Fall $\delta_f = +10$ ppm wird $W_{PD} = 10.0009V$

Strommessung

Beim Strom gibt es nur eine Verhältnismessung bezogen auf den Gleichspannungswert oder einen Bezug auf eine niedrige Frequenz. Zuerst wird der Gleichstrom der Quelle bestimmt.

R_N = Wert des Normalgleichstromwiderstands

$$R_N = 100.002 \text{ Ohm}$$

U_N = Spannungsabfall am Normalwiderstand

$$U_N = 1.00005V$$

I_{DC} = Gleichstrom der Quelle

$$I_{DC} = \frac{U_N}{R_N} \quad (8.31)$$

$$I_{DC} = \frac{1.00005}{100.002} = 10.0003 \text{ mA}$$

F_f = relative Abweichung 5790 mit Shunt aus Kalibrierschein

$$F_f = +100 \text{ ppm} = 0.0001$$

$$U_0^+ = 0.50001V$$

$$U_0 = 0.49998V$$

$$\text{mit Gl. (8.17)} \Rightarrow U_0 = 0.499995V$$

von Gl. (8.31)

$$I_{DC} = I_0 = 10.0003 \text{ mA}$$

R_{AC} = Wechselstromwiderstand bei Bezugsmessung (Rechenwert)

$$R_{AC} = \frac{U_0}{I_{DC}} \quad (8.32)$$

$$R_{AC} = \frac{0.499995V}{10.0003 \text{ mA}} = 49.9935 \text{ Ohm}$$

Im Meßfall:

$$A_F = 0.500058 \text{ V}$$

mit Gl. (8.30)

$$W_P = 0.500058 - (+0.0001 * 0.499995V) = 0.500008V$$

Für den Fall $F_f = -100$ ppm wird $W_P = 0.500108V$

I_W = Wechselstrom

$$I_W = \frac{W_P}{R_{AC}} \quad (8.33)$$

$$I_W = \frac{0.500008V}{49.9935 \text{ Ohm}} = 10.001 \text{ mA}$$

Bei der Frequenzgangmessung wird $U_0 = U_{FB}$ und $I_{DC} = I_{FB}$ gesetzt.

U_{FB} = gemessene Spannung bei der Bezugsfrequenz; I_{FB} = gemessener Strom bei der Bezugsfrequenz. Der Gleichstromwert entspricht dann dem Bezugsstromwert

mV-Messung

Erste Vormessung mit AC/DC-Transfer bei 100 mV. Bei der zweiten Vormessung wird die so ermittelte Wechselspannung über den Teiler im Verhältnis 1:10 (10mV) oder 1:100 (1mV) an den Eingang des 5790 angelegt. Ohne meist nicht nötige Teilerkorrektur gilt:

W_V = richtiger Wert für 100mV = W_P mit Gl. (8.30)

$$W_V = 100.5 \text{ mV}$$

W_{10V} = richtiger Bezugswert für 10 mV

$$W_{10V} = 10.005 \text{ mV}$$

W_{100V} = richtiger Bezugswert für 1mV

$$W_{100V} = 1.0005 \text{ mV}$$

Alle W Index-V Werte stammen aus der ersten Vormessung und der Abwärtsteilung. Bei der zweiten Vormessung werden die geteilten Spannungen zur Anzeige gebracht.

A_{10V} = Anzeige bei 10 mV

$$A_{10V} = 10.015 \text{ mV}$$

A_{100V} = Anzeige bei 1mV

$$A_{100V} = 0.999 \text{ mV}$$

dA_A = Abweichung absolut des 5790

$$dA_A = A_V - W_V \quad (8.34)$$

$$dA_A = 10.015 \text{ mV} - 10.005 \text{ mV} = 0.01 \text{ mV}$$

$$dA_A = 0.999 \text{ mV} - 1.0005 \text{ mV} = -0.0015 \text{ mV}$$

Im Meßfall:

$$A_{10F} = 10.035 \text{ mV}$$

$$A_{100F} = 1.000 \text{ mV}$$

$$W_P = A_V - dA_A \quad (8.35)$$

$$W_{10P} = 10.035 \text{ mV} - 0.01 \text{ mV} = 10.025 \text{ mV}$$

$$W_{100P} = 1.000 \text{ mV} + 0.0015 \text{ mV} = 1.0015 \text{ mV}$$

Diese zum Teil etwas aufwendigen Messungen können mit einem Rechnerprogramm leicht durchgeführt werden, wobei auch die von der PTB gemessenen Korrekturwerte entsprechend verarbeitet werden können.

Bei Wechselspannungsringvergleich mit einer Quelle auf zwei 5790 (Normal und Prüfling) über ein T-Stück gilt die Gleichung für die Prüflingsabweichung.

$$dA_P[\text{ppm}] = \frac{A_P - [A_F - (dA_N[\text{ppm}] * 1 * 10^{-6} * W_N)]}{W_N} * 1 * 10^{-6} \quad (000)$$

Mit: $A_{P/F}$ =Anzeige Prüfling/Normal und W_N =Nennwert d =Abweichungen

8.2.2 Induktiver Teiler (fehlt)

8.2.3 Dämpfungsteiler dB (fehlt)

8.3.4 log/lin-true RMS Gleichrichter z.B. Datron (fehlt)

Messungen am T-Stück

8.4.1 Kalibrierung von Wechselspannungsquellen (Formelnummern falsch)

Bei dieser Messung wird der Spannungswert eines Prüflings (z.B:Kalibrator) mit dem Meßnormal bestimmt. Hierbei wirkt sich die eigene Messunsicherheit des Meßnormals in erheblichem Maße auf die Gesamtmeßunsicherheit aus.

Zur Berechnung des Meßergebnisses und Bestimmung der Meßunsicherheit wird die Modellgleichung benötigt. Im Gegensatz zu Fehleranalysen nach der alten DKD-3 Vorschrift, die sich in etwas anderer Form präsentierte, wird jetzt in der Modellgleichung nicht nur die Berechnung der Meßunsicherheit aufgestellt, sondern und das ist neu gleichzeitig die Berechnung des Meßwertes. Die einzelnen Terme erscheinen dann in einer Gesamttabelle mit ihren Zahlenwerten.

Es gelten die folgenden Abkürzungen:

- U_P : Meßergebnis des Prüflings; Ergebnis der Messung mit Berechnung
- A_N : Anzeigewert bei der Messung mit dem Normal
- δDrift : Unsicherheitsanteil durch Alterung
- δCalN : Messunsicherheit des Normals
- ΔCalN : Abweichung des Spannungsnormals
- δAuf : Auflösung des Prüflings
- δVerf : Einflüsse durch das Verfahren und Anschlußtechnik
- δInPo : Interpolationsunsicherheit für Zwischenwerte
- U_{CalN} : Spannungswert des Normals (in Teil 8.4.2)

- c: Sensitivitätskoeffizient (Ableitung der Modellgleichung nach allen Veränderlichen)

$$c_i = \frac{\partial f}{\partial x_i} \quad (\text{a1})$$

Für die Modellfunktion gilt:

$$U_P = A_N + \delta\text{CalN} + \Delta\text{CalN} + \delta\text{Drift} + \delta\text{InPo} + \delta\text{Auf} + \delta\text{Verf} \quad (\text{a2})$$

Für die Bestimmung der Sensitivitätskoeffizienten (c) muß die Gleichung (a2) nach allen veränderlichen Variablen abgeleitet werden.

$$\frac{\partial U_P}{\partial A_N} = 1 = c_1$$

$$\frac{\partial U_P}{\partial \delta \ln P_0} = 1 = c_2 \quad (\text{a3})$$

$$\frac{\partial U_P}{\partial \delta \text{CaIN}} = 1 = c_3 \quad (\text{a4})$$

$$\frac{\partial U_P}{\partial \Delta \text{CaIN}} = 1 = c_4 \quad (\text{a5})$$

$$\frac{\partial U_P}{\partial \delta \text{Auf}} = 1 = c_5 \quad (\text{a6})$$

$$\frac{\partial U_P}{\partial \delta \text{Verf}} = 1 = c_6 \quad (\text{a7})$$

$$\frac{\partial U_P}{\partial \delta \text{Drift}} = 1 = c_7 \quad (\text{a9})$$

Aus sechs Messungen von 1 V bei 1kHz wurden die folgenden Werte ermittelt.:

Nr.	A _N
1	1,0000211 V
2	1,0000210 V
3	1,0000207 V
4	1,0000208 V
5	1,0000209 V
6	1,0000210 V
Mittelwert:	1,00002092 V
rel. Std.abw.:	1,47*10⁻⁷

Für die empirische Standardabweichung $s(\bar{x})$ des Mittelwerts, die aus n Messungen für einen arithmetischen Mittelwert \bar{x} ermittelt wurde und die Standardmessunsicherheit $u(\bar{x})$, gelten die folgenden Gleichungen.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} * \sum_{j=1}^n x_j$$

$$s(x) = \sqrt{\frac{1}{n-1} * \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2} \quad (\text{a10})$$

$$u(\bar{x}) = s(\bar{x}) = \frac{s(x)}{\sqrt{n}} \quad (\text{a11})$$

Größe (X _i)	Schätzwert (x _i)	Standardmeßunsicherheit u(x _i)	Verteilung	Sensitivitätskoeffizient c _i	Unsicherheitsbeitrag u _i (y)
A _N	1,0000209 V	1,47*10 ⁻⁷ /√6*1 V	Normal	c ₁ =1	6,0*10 ⁻⁸ V
δInPo	0	0	Recht.	c ₂ =1	0 V
δCalN	0	25*10 ⁻⁶ /2*1V	Normal	c ₃ =1	12,5*10 ⁻⁶ V
ΔCalN	1*10 ⁻⁶ *1 V	0	Recht.	c ₄ =1	0 V
δAuf	0	5*10 ⁻⁸ /√3*1 V	Recht.	c ₅ =1	2,89*10 ⁻⁸ V
δVerf	0	1*10 ⁻⁶ /√3*1 V	Recht.	c ₆ =1	5,77*10 ⁻⁷ V
δDrift	0	27*10 ⁻⁶ /√3*1 V	Recht.	c ₇ =1	15,6*10 ⁻⁶ V
U_P	1,0000219 V	-	-	-	2,0*10⁻⁵ V

$$U = k * \sqrt{\sum u_i^2(y)} \quad (a13)$$

Erweiterte Meßunsicherheit mit k=2: U=2*2,0*10⁻⁵ V=0,00004 V

Vollständiges Meßergebnis: U_P=(1,0000219 ± 0,00004) V

ΔCalN =+1*10⁻⁶, da das Normal (5790) nach Kalibrierschein hier 1ppm zu wenig anzeigt.

Für die Kalibrierung in **Bereichen** kommt der Messunsicherheitsterm δInPo zur Anwendung, wie hier am Beispiel für 3Volt bei 1kHz gezeigt wird. Für ΔCalN gelten nach Kalibrierschein bei 2Volt -1ppm und bei 6Volt +4 ppm. Über den Strahlensatz wird der Zwischenwert von ΔCalN bei 3Volt berechnet.

$$\frac{(U_x - U_{Min})}{(U_{Max} - U_{Min})} * (\Delta CalN_{Max} - \Delta CalN_{Min}) = (\Delta CalN - \Delta CalN) \quad (8.00)$$

$$\Delta CalN = \frac{(3-2)V}{(6-2)V} * (4 - (-1))ppm - 1ppm = 0,25ppm \quad (8.00)$$

Größe (X _i)	Schätzwert (x _i)	Standardmeßunsicherheit u(x _i)	Verteilung	Sensitivitätskoeffizient c _i	Unsicherheitsbeitrag u _i (y)
A _N	3,0000209 V	1,47*10 ⁻⁷ /√6*3 V	Normal	c ₁ =1	1,8*10 ⁻⁷ V
δInPo	0	10*10 ⁻⁶ /2*3V	Recht.	c ₂ =1	15*10 ⁻⁶ V
δCalN	0	25*10 ⁻⁶ /2*3V	Normal	c ₃ =1	37,5*10 ⁻⁶ V
ΔCalN	-0,25*10 ⁻⁶ *3 V	0	Recht.	c ₄ =1	0 V
δAuf	0	5*10 ⁻⁸ /√3*3 V	Recht.	c ₅ =1	8,66*10 ⁻⁸ V
δVerf	0	1*10 ⁻⁶ /√3*3 V	Recht.	c ₆ =1	1,73*10 ⁻⁶ V
δDrift	0	27*10 ⁻⁶ /√3*3 V	Recht.	c ₇ =1	46,7*10 ⁻⁶ V
U_P	3,00002015V	-	-	-	6,18*10⁻⁵ V

Erweiterte Meßunsicherheit mit k=2: U=2*6,18*10⁻⁵ V=0,00012 V

Vollständiges Meßergebnis: U_P=(3,00002 ± 0,00012) V

ΔCalN =-0,25*10⁻⁶, da das Normal (5790) nach der Berechnung hier 0,25ppm zu viel anzeigt.

8.4.2 Kalibrierung von Wechselspannungsmessern

Zur Kalibrierung der Meßeinrichtung, zum Beispiel DVM, wird mit einem Bezugsnormale (Kalibrator) eine Messung durchgeführt. Aus sechs Anzeigen ist der Mittelwert 1,0000209 V mit einer relativen Standardabweichung von $1,47 \cdot 10^{-7}$ in einer Beispielmessung ermittelt worden. So läßt sich mit der Modellgleichung die Unsicherheitstabelle erstellen.

Für die Modellfunktion gilt:

$$U_{Diff} = A_N - U_{CalN} + \delta InPo + \delta CalN + dCalN + \delta Auf + \delta Verf + \delta Drift \quad (b16)$$

Die Funktionsgleichung b16 auf dieses Beispiel angewendet, ergibt das folgende Messunsicherheitsbudget.

Größe (X _i)	Schätzwert (x _i)	Standardmeßunsicherheit u(x _i)	Verteilung	Sensitivitätskoeffizient c _i	Unsicherheitsbeitrag u _i (y)
A _N	1,0000209 V	$1,47 \cdot 10^{-7} / \sqrt{6} \cdot 1 \text{ V}$	Normal	c ₁ =1	$6,0 \cdot 10^{-8} \text{ V}$
U _{CalN}	1,000001 V	$1 \cdot 10^{-7} / \sqrt{6} \cdot 1 \text{ V}$	Normal	c ₂ =-1	$4,1 \cdot 10^{-8} \text{ V}$
$\delta InPo$	0	0	Recht.	c ₃ =1	0 V
$\delta CalN$	0	$25 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 1 \text{ V}$	Normal	c ₄ =1	$12,5 \cdot 10^{-6} \text{ V}$
$\Delta CalN$	$1 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \text{ V}$	0	Recht.	c ₅ =1	0 V
δAuf	0	$5 \cdot 10^{-7} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ V}$	Recht.	c ₆ =1	$2,89 \cdot 10^{-7} \text{ V}$
$\delta Verf$	0	$2 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ V}$	Recht.	c ₇ =1	$1,15 \cdot 10^{-6} \text{ V}$
$\delta Drift$	0	$27 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ V}$	Recht.	c ₈ =1	$15,6 \cdot 10^{-6} \text{ V}$
U_{Diff}	0,0000189 V	-	-	-	$2,0 \cdot 10^{-5} \text{ V}$

Erweiterte Meßunsicherheit mit k=2: $U = 2 \cdot 2,0 \cdot 10^{-5} \text{ V} = 0,00004 \text{ V}$

Vollständiges Meßergebnis: $(0,0000189 \pm 0,00004) \text{ V}$

Das Ergebnis sagt aus, dass das Meßgerät um 0,0000189 V bei einem Meßwert von 1 V zu hoch mißt.