

9. Wechselstrom

Gegenüber der Gleichstromerzeugung und -messung die ja nur bei 0 Hz funktionieren muß, wird bei Wechselstrom üblicherweise der Frequenzbereich bis 100 kHz erweitert. Daher ist der Wechselstrom relativ schwierig mit kleinen Unsicherheiten zu erzeugen und zu messen. Hier kommen die Probleme der Wechselspannung mit denen des Widerstandes bei höheren Frequenzen und Strömen zusammen.

9.1 Wechselstromnormale

Die Wechselstromnormale haben ähnliche Eigenschaften und Funktionsweisen wie die Gleichstromnormale. Es gilt auch hier die allgemeine Stromformel:

$$I_{const}(f) = \frac{U_0(f)}{R_i(f)} \quad (9.1)$$

Das Hauptproblem das man in der Gleichung 9.1 erkennt ist die Frequenzabhängigkeit des Bezugsinnenwiderstands. Daher besteht nicht mehr der lineare frequenzunabhängige Zusammenhang zwischen der Steuerspannung und dem Ausgangsstrom. Auch kann nicht wie bei Gleichstromquellen die Unsicherheit der Spannung vernachlässigt werden. Es gibt hier starke Fehlereinflüsse der komplexen Innen- und Außenwiderstände bei der speisenden Spannungsquelle und der Stromquelle (verstärker) selbst. Der komplexe Lastwiderstand begrenzt zudem meist in Abhängigkeit von Frequenz und Induktivitätsanteil die maximale Ausgangsstromstärke.

Beim dem vollintegrierten Wechselstromnormal mit eingebauter Wechselspannungsquelle, wie es zum Beispiel in einem Universalkalibrator zu finden ist, werden die Spezifikationen für den Ausgang vom Hersteller angegeben. Hierbei ist in Abhängigkeit der Last eine Korrektur, eine Unsicherheitserhöhung oder auch ein nicht erlaubter komplexer Lastbereich in Kauf zu nehmen. Störend macht sich bei Stromgebern mit komplexen Lasten oft die Erhöhung des Klirrfaktors der reinen Sinuswelle bemerkbar. Deswegen muß bei dem Gebrauch von Wechselstromgebern darauf geachtet werden, daß die Lastwiderstände in dem benutzten Frequenzbereich hauptsächlich reell sind. Nach Angaben der Hersteller gibt es Obergrenzen für komplexe Lasten, da zum Beispiel die Neigung der Endstufe zum Schwingen beachtet werden muß. Die Grenzen für induktive Lasten liegen zwischen 200µH und 1mH und bei kapazitiven Lasten werden bis zu 10 nF zugestanden. Ungeachtet dieser Grenzen, die eine Unsicherheitserhöhung zur Folge haben, gibt es wie bei Gleichstromquellen die Compliance Voltage, die maximale Regelspannung am Ausgang der Quelle, die eine Obergrenze für bestimmte Ströme bei Induktivitäten in Abhängigkeit von der Frequenz angibt.

$$U = 2\pi f * L * I \quad (9.2) \quad I = \frac{U}{2\pi f * L} \quad (9.3)$$

Beispiel: U(Compliance)=3V; L=30µH; f=800Hz; 1500Hz; 3000Hz. Mit Gleichung 9.3 lassen sich die maximal erlaubten Ströme bei der 30µH Last berechnen: 19.9A; 10.6A ; 5.3A.

Natürlich bestimmt entscheidend der Realteil einer komplexen induktiven Last den gesamten Spannungsabfall. In diesem Fall ist die Gleichung 9.4 anzuwenden.

$$Z = \sqrt{R^2 + (2 * \pi * f * L)^2} \quad (9.4)$$

Ein sehr unerwünschter Effekt bei Wechselstromquellen ist die Frequenzabhängigkeit des Innenwiderstands. Allgemein kann man sagen, daß mit steigender Frequenz der Innenwiderstand sinkt. In einem doppelt-logarithmischen Diagramm (x-Ri;y-f) ergibt dies eine nach rechts abfallende Gerade. So kann der Widerstand von 1MΩ bei 1Hz bis auf 1kΩ bei

1kHz sinken. Es verringert sich der Widerstandswert pro Frequenzdekade um den Faktor 10. Messen kann man den Innenwiderstand beispielsweise, in dem man das Verhältnis des Ausgangsstromes mit einer am Ausgang angelegten Spannung bestimmt. So wie sich der Innenwiderstand verringert, so steigt der Fehler der Stromquelle bei konstanter Last, wie dies ja schon im Zusammenhang mit der folgenden Gleichung gezeigt wird.

$$I_0 = \frac{U_0}{R_i + R_L} \quad (9.5)$$

Wenn man die Gleichung 9.5 total nach den beiden Widerständen differenziert und durch sich selbst teilt, erhält man die relative Abweichung des Stromes in Abhängigkeit der beiden Widerstandsänderungen.

$$\Delta I_r = -\left(\frac{\Delta R_i}{R_i + R_L} + \frac{\Delta R_L}{R_i + R_L}\right) \quad (9.6)$$

Mit dieser Gleichung werden nur die Widerstandsänderungen von der Last und von der Quelle berücksichtigt. Für R muß man für den komplexen Rechenfall den Betrag des jeweils gesamten Widerstandes ansetzen. Das negative Vorzeichen gibt an, daß der Strom bei einer positiven Widerstandsänderung kleiner wird, da im gesamten Stromkreis der Widerstand zunimmt.

Beispiel: $R_i=100\text{k}\Omega$; $R_L=dR_L=100\Omega$; $dR_i=0$. Bei der Annahme von keiner Innenwiderstandsänderung ergibt Gleichung 9.6: $dI = -100/(100\text{E}3+100) = -0.000999001$ (relativ | bezogen 1A) siehe auch K apitel 7.

Der Idealfall, der in dem Beispiel zu Grunde gelegt wurde, ist $R_L=0\Omega$. Diese Annahme ist gerechtfertigt, da eine Stromquelle für diesen Fall spezifiziert wird und mit jeder Widerstandslast abhängig von ihrem eigenen Innenwiderstand ihren Stromwert geringfügig ändert. So kann man für eine rein induktive Last von ca 100µH zeigen, daß der Stromfehler wegen der oben beschriebenen Frequenzabhängigkeit des Innenwiderstandes pro Frequenzdekade auf einem doppelt-logarithmischen Diagramm linear um den Faktor 100 steigt.

Beispiel: mit ca. 100µH: bei 100Hz =>0.001% Fehler; bei 1000Hz =>0.1% Fehler

Zusätzlich kommen wie bei Gleichstrom noch zusätzliche Lastregelfehler (Load Regulation) hinzu, die nicht weiter behandelt werden und in den Herstellerspezifikationen angegeben sind. Früher gab es einfache Stromgeber, die nur bei 50 Hz-Netzfrequenz funktionierten, wie das HP 6920A mit einer Unsicherheit von ca. 0,4 %. Meistens werden zur Bereitstellung von Wechselströmen Universalkalibratoren wie Fluke 5720A verwendet, dessen Spezifikationen für ein Jahr gerundet und zusammengefaßt etwa so aussehen:

<u>Bereich</u>	<u>Frequenz</u>	<u>Unsicherheit ± (ppm+A)</u>
220 µA u.	10Hz ... 40Hz	250+ 35 nA
2.2 mA	40Hz ... 1kHz	120+ 30 nA
	1kHz ... 5kHz	280+ 100 nA
	5kHz ... 10kHz	1100+0,6 µA
22 mA	s.o.	250+ 400 nA
		120+ 350 nA
		200+ 0,6 µA
		1100+5 µA
220 mA	s.o.	250+ 4 µA
		120+ 3 µA
		200+ 4 µA
		1100+10 µA
2.2 A	s.o.	260+ 35 µA
		260+ 35 µA

		450+80 μ A	
		7000+160 μ A	
11 A	40Hz ... 1kHz	460+ 170 μ A	mit Verstärker Fl 5725A
	1kHz ... 5kHz	950+ 380 μ A	
	5kHz ... 10kHz	3600+750 mA	

Für den Transkonduktanzverstärker (Spannungs-Strom-Wandler) von Fluke (5220A) gelten im Bereich 0 A bis 20 A die Unsicherheiten: $\pm(0.05\% + 1\text{mA})$ von 30 Hz bis 1 kHz und $\pm(0.05\% + 1\text{mA}) \cdot f$ von 1kHz bis 5kHz mit f in kHz. Für den Strombereich bis 20A bei 100kHz gibt es den Transconductance Amplifier Typ 7620 von Guildline. Die Unsicherheit liegt zwischen 0,1% und 3%. Bis 8A sind sogar Frequenzen bis 1MHz möglich. Hierin ist die Wechselspannungsunsicherheit für die Eingangsspannung nicht enthalten und muß daher hinzuaddiert werden.

9.2 Wechselstromwiderstände

Für die Messung mit Wechselstromshunts, die normalerweise in der Praxis angewendet wird, gibt es spezielle Wechselstromwiderstände. Dabei spielt der Nennwert, zum Beispiel dekadisch, keine Rolle. So liegen die Widerstandswerte beim Fluke A40B zwischen 800 Ohm (1mA) und 0,008 Ohm (100A). Entscheidend ist für den Aufbau auch hohe Stromlasten bei geringem Frequenzgang zu verkraften. Dazu muß der Temperaturkoeffizient gering sein. Da meist eine Frequenzgangmessung bezogen auf DC oder wenige Hertz durchgeführt werden, ist die Stabilität des Nennwertes über die Jahre, im Gegensatz zu den Gleichstromwiderständen, nicht so bedeutend. Bei kleinen Strömen können die ungewickelten Metall-Widerstände von Vishay genommen werden.

Wie üblich haben auch hier die Stromwiderstände einen kleinen Nennwert. Um auch höhere Lasten bei gutem Frequenzgang zu erreichen, müssen die Imaginäranteile möglichst gering sein. Da normale Wickelwiderstände nicht in Betracht kommen, werden entweder Bänderförmige Widerstände, wie vermutlich beim Fluke



Bändershunts im AC Transfermeter
Hermach-Engelhard C



Shunt mit Thermalconverter

A40A oder spezielle Aufbauten wie beim Fluke A40B verwendet. Auch die Anschlüsse für die niederohmigen Widerstände sind nicht vierpolig mit Klemmen, sondern geschirmt mit UHF oder mit N-Buchsen, ausgeführt. Bei dem Bild mit Thermalconverter sind zwischen der sichtbaren oberen Kupferplatte und einer unteren, eine Vielzahl von Einzelwiderständen verlötet. So ist ein gutes Wechselstromverhalten zu erwarten. Einen ähnlichen Aufbau hat vermutlich auch Fluke A40B.

Hersteller	Typ	Widerstandsbereich	Strombereich	Frequenz bis	Unsicherheiten
Ballantine	1625A	0,001 bis 1kOhm	200 μ A bis 100A	10kHz	0,1% bis 0,5%
Guildline	7320	0,001 bis 10kOhm	10mA bis 25A	100kHz	0,01% bis 0,05%
Fluke	A90	0,01 bis 1kOhm	100 μ A bis 10A	10kHz	0,1% bis 0,3%
Fluke	A40/A	keine Angaben	2,5mA bis 20A	100kHz	0,02% bis 0,05%
Fluke	A40B	0,008 bis 800Ohm	1mA bis 100A	100kHz	0,002% bis 0,04%
Fluke	Y5020	0,01 Ohm	bis 20A	5 kHz	0,01% bis 0,075%



Fluke A40B

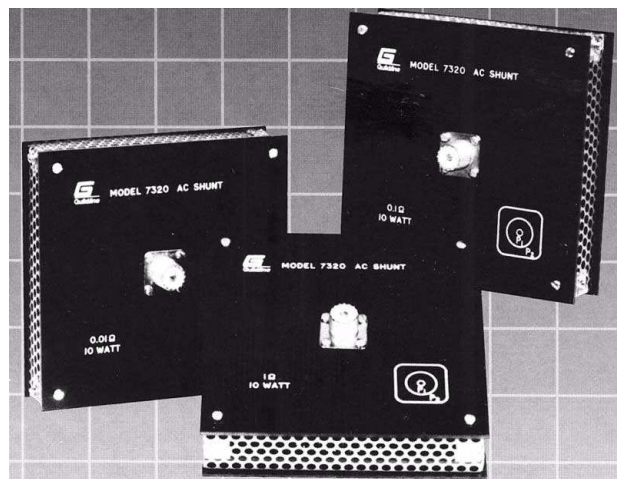
Allgemein steigt bei den Shunts die Messunsicherheit mit der Stromstärke und der Frequenz an. Diese haben wegen ihres kleinen imaginären Widerstandsanteils einen geringen Frequenzgang, aber sind nicht so auf Präzision gezüchtet wie die Gleichstromwiderstandsnormale. Die genaue Beschreibung

mit Frequenzgangkurven für allgemeine Widerstände befinden sich im Widerstandskapitel.

9.3 Wechselstrommessung

Für die Wechselstrommessung gelten die selben Grundüberlegungen wie für die Gleichstrommessung, allerdings sind hier die Probleme wegen der Frequenzkomponente erheblich höher. Dies zeigt sich auch darin, daß die Unsicherheiten noch größer sind, wie die der Wechselspannungsmessung. Die Strommessung mit Dreheisenmeßgerät, Bimetallmeßgerät oder über Wechselstromwandler (Trafo) werden wegen ihrer hohen Meßunsicherheit (0.1% bis 2.5%) nicht behandelt. Übrig bleibt damit noch die Strommessung mit Wechselstromshunts und AC-Voltmeter und die Substitutionsmessung mit Thermokonvertern. Die Thermokonverter die je nach Typ zwischen 1.25 mA und 1A Vollausschlag direkt einsetzbar sind, müssen gegen einen bekannten Gleichstrom substituiert werden, da sie wegen ihrer quadratischen Kennlinie sonst nicht zu verwenden sind. Die genaue Beschreibung der Funktionsweise der Themokonverter, die bis in den MHz Bereich einsetzbar sind, findet sich im Kapitel für Wechselspannung.

Die Messung mit Wechselstromshunts kann je nach Voltmeter im Direkt- oder Substitutionsverfahren mit geringerer Meßunsicherheit durchgeführt werden. Bei dem Substitutionsverfahren muß man noch unterscheiden zwischen der AC-AC - oder DC-AC - Substitution unterscheiden. Im ersten Fall (AC-AC) wird eine Frequenzgangmessung einer Wechselstromquelle im Verhältnis zu einer niedrigen Bezugsfrequenz (zB. 100Hz) durchgeführt. Da sich der Eingangswiderstand des Voltmeters hierbei nicht ändert, müssen nur die Frequenzgänge

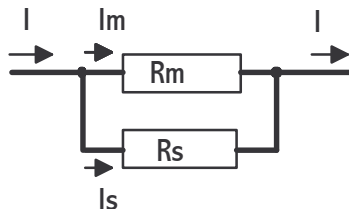


Guildline 7320

des Widerstandes und des Voltmeters beachtet werden. Die obere Frequenz für diese Verfahren liegt bei kleinen Strömen bei 100 kHz und fällt bei 20 A auf 10 kHz. Die Messunsicherheiten der Frequenzgänge von Widerstand und Voltmeter müssen linear addiert werden. Beim zweiten Fall (DC-AC) muß zuerst mit einem bekannten Gleichstrom der Wechselstromwiderstand bestimmt werden. Mit dem gemessenen Gleichspannungsabfall gilt:

$$R = \frac{U_0}{I_{DC}} \quad (9.7)$$

Nun kann mit dem bekannten Widerstandswert und der gemessenen Wechselspannung der gesuchte Strom durch Umsetzen der Gleichung 9.7 ermittelt werden. Wenn das Voltmeter bei der Umschaltung zwischen Gleichspannung und Wechselspannung wie beim Fluke 5790A den Innenwiderstand nicht ändert, ist diese Messung ähnlich wie der AC-AC Fall zu behandeln. Bei den meisten Digitalmultimetern ist der Wechselspannungsinnenwiderstand erheblich kleiner, wie der bei Gleichspannungsmessung. So kann es bei großen Shunts zu einem Spannungssprung zwischen den beiden Messungen kommen. Für übliche Voltmeter gilt: R_{inDC}

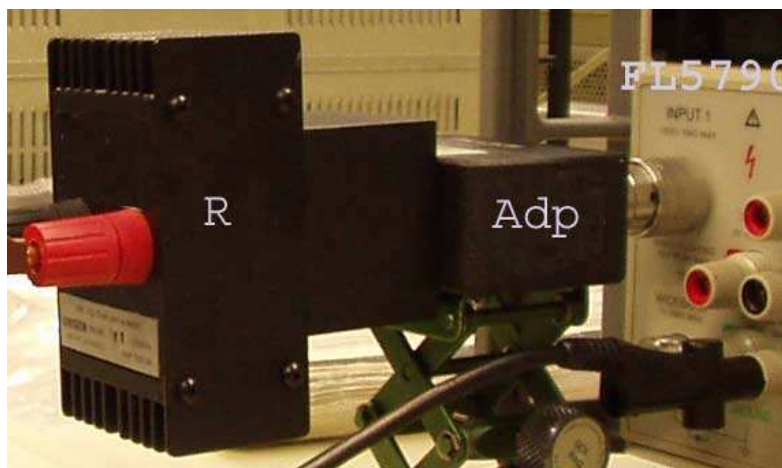


$= 10 \text{ GOhm}$; $R_{inAC} = 1 \text{ MOhm}$ mit 120 pF . Durch das Verhältnis $R_{inDC} / R_{inAC} = 10000$ wird auch das Verhältnis R_s/R_m im Vergleich zu Gleichstrom um den Faktor 10000 schlechter. Daher ist der Parallelwiderstand des Voltmeters (R_m) zum Shunt (R_s) nicht mehr zu vernachlässigen. Bei konstantem Strom sinkt daher die angezeigte Spannung.

$$R_g = \frac{R_m \cdot R_s}{R_m + R_s} \quad (9.8)$$

Beispiel: $R_s = 1000 \text{ Ohm}$; $I_{const} = 0.01 \text{ A}$; Mit Gl. 9.1 $\Rightarrow U = 10 \text{ V}$. Im Gleichspannungsfall: Mit $R_m = 10 \text{ GOhm}$ und Gl. 9.8 $\Rightarrow R_{gDC} = 999.9999 \text{ Ohm}$ und $U = 9.999999 \text{ V}$ und $R_s/R_m = 1 \cdot 10^{-7}$. Im Wechselspannungsfall: Mit 1 MOhm und Gl. 9.8 $\Rightarrow R_{gAC} = 999.001 \text{ Ohm}$ und $U = 9.99001 \text{ V}$ und $R_s/R_m = 1 \cdot 10^{-3}$. Das Verhältnis des Spannungsfehlers bei konstantem Strom ist mit $1 \cdot 10^{-3} / 1 \cdot 10^{-7} = 10000$ so groß wie das Innenwiderstandsverhältnis.

Im Meßfall ist es daher sinnvoll zuerst das R_s/R_m Verhältnis für den Wechselspannungsinnenwiderstand zu bestimmen. Sollte dies günstiger wie $1 \cdot 10^{-6}$ sein so ist keine Korrektur nötig,



Aufbau: Fluke A40A mit Adapter an FL 5790

da der Gleichstrominnenwiderstand üblicherweise größer ist. Bei der Messung von Wechselströmen im Direktverfahren mit Shunts ist mit einer höheren Meßunsicherheit zu rechnen, da der Widerstandswert des Shunts nicht so präzise bekannt ist wie man dies bei Gleichstromnormalen gewohnt ist. Jedoch sind die Messungen sehr schnell durchzuführen unter Beachtung des Innenwiderstandes des Voltmeters der durch seinen kapazitiven

Anteil mit der Frequenz abnimmt.

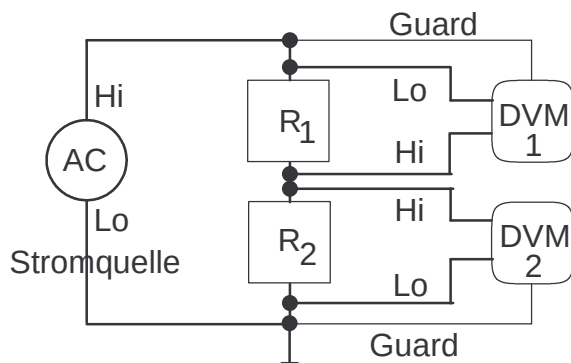
Gegenüber der Vereinfachung aus dem Beispiel von oben gilt:

$$Z_g = \frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_m})^2 + (2\pi f C)^2}} \quad (9.9)$$

Ohne R_s in der Gleichung 9.9 ($C=120\text{pF}$) zeigt sich eine große Frequenzabhängigkeit von $Z_g=R_{\text{inAC}}$.

Frequenz :	1Hz	10Hz	100Hz	1kHz	10kHz	100kHz	1MHz
$R_{\text{inAC}}\text{Ohm}$:	0.9999997M	0.999971M	0.99717M	0.79846M	131.48k	13.26k	1.33k

Bei einer Direktkalibrierung von dem AC-Standard Fluke 5790A zusammen mit den Shunts Typ Fluke A40 bei der PTB, ist in den Bereichen 10 mA bis 20 A (10 Hz bis 100 kHz (20kHz)) eine Meßunsicherheit zwischen 40ppm und 150ppm im DC-AC Substitutionsverfahren erreichbar. Bei normalen Messungen mit Shunts in Verbindung mit Multimeter ist mit erheblich höheren Unsicherheiten zu rechnen. Das Voltmeter HP 3458 läßt im Bereich 100µA bis 1A wegen seiner internen Stromwiderstände einfache Messungen zwischen 10 Hz und 100 kHz ab einer Unsicherheit von 0.03%+0.02% (Wert+Bereich) zu. Bei der Fehleranalyse müssen abhängig vom Meßverfahren der Frequenzgangfehler und der Absolutfehler des Widerstandes, als auch der Fehler des Multimeters bei Wechselspannung addiert werden. Auch müssen Anpassungsfehler durch imaginäre Leitungseinflüsse oder Innenwiderstandssprünge wie besprochen korrigiert werden, oder in die Fehlerrechnung einfließen.



Um die Einflüsse der Erdung und des Hi-Potentials gering zu halten, ist bei Reihenschaltung von Normal und Prüfling bei der Wechselstrommessung besonders bei Frequenzen über 1 kHz ein spezieller Aufbau zu beachten. Durch den umgekehrten Anschluß des DVM-1 belastet die Erdkapazität mit Guard nur die Quelle an Hi. Lo darf bei DVM-1 nicht an Masse liegen. Sie ist nur einmal mit Lo der Stromquelle verbunden. Die Widerstände müssen nicht extern vorhanden sein, sondern können

sich auch Bestandteil eines Messgeräts sein.

9.4 Messunsicherheitsberechnung

Es werden zwei übliche Standardfälle an Beispielen behandelt. Je nach Frequenz sind die Unsicherheiten der Shunts natürlich unterschiedlich.

9.4.1 Kalibrierung von Wechselstromquellen

Bei dieser Messung wird der Stromwert eines Prüflings (z.B.:Kalibrator) mit dem Meßnormal bestimmt. Die Messung erfolgt über einen Spannungsabfall an einem Stromwiderstand (Shunt) im Zusammenschaltung mit dem 5790A. Als Beispiel werden 1A bei 1kHz bestimmt. Es gelten die folgenden neuen Abkürzungen:

I_P : Meßergebnis des Prüflings - Strom
 $\delta Shunt$: Unsicherheit des Stromwiderstandsnormal
 I_{CalN} : Stromwert des Normal

Für die Modellfunktion gilt :

$$I_P = A_N + \delta CalN + \Delta CalN + \delta Shunt + \delta Drift + \delta Auf + \delta Verf \quad (9.8)$$

Hier werden alle Sensitivitätskoeffizienten zu eins.

Größe (X_i)	Schätzwert (x_i)	Standardmeßunsicherheit $u(x_i)$	Ver- teilung	Sensitivitäts- koeffizient c_i	Unsicherheits- beitrag $u_{i(y)}$
A_N	1,00034 A	$2,2 \cdot 10^{-6} / \sqrt{6} \cdot 1 \text{ A}$	Normal	$c_1=1$	$8,98 \cdot 10^{-7} \text{ A}$
$\delta CalN$	0	$30 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 1 \text{ A}$	Normal	$c_2=1$	$1,50 \cdot 10^{-5} \text{ A}$
$\Delta CalN$	$19 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \text{ A}$	0	Recht.	$c_3=1$	0 A
$\delta Shunt$	0	$15 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ A}$	Recht.	$c_4=1$	$8,66 \cdot 10^{-6} \text{ A}$
$\delta Drift$	0	$15 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ A}$	Recht.	$c_5=1$	$8,66 \cdot 10^{-6} \text{ A}$
δAuf	0	$5 \cdot 10^{-7} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ A}$	Recht.	$c_6=1$	$4,04 \cdot 10^{-7} \text{ A}$
$\delta Verf$	0	$9 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1 \text{ A}$	Recht.	$c_7=1$	$5,20 \cdot 10^{-6} \text{ A}$
I_P	1,000359 A	-	-	-	$2,007 \cdot 10^{-5} \text{ A}$

Erweiterte Meßunsicherheit mit $k=2$: $U=2 \cdot 2,007 \cdot 10^{-5} \text{ A} = 0,00004 \text{ A}$

Vollständiges Meßergebnis: $(1,0000359 \pm 0,00004) \text{ A}$

9.4.2 Kalibrierung von Wechselstrommessern

Zur Kalibrierung der Meßeinrichtung, zum Beispiel DVM, wird mit einem Bezugsnorm (Kalibrator) eine Messung durchgeführt. Aus sechs Anzeigen ist der Mittelwert 1,00015 A bei 1kHz mit einer relativen Standardabweichung von $1,2 \cdot 10^{-6}$ in einer Beispielsmessung ermittelt worden. So läßt sich mit der Modellgleichung die Unsicherheitstabelle erstellen.

Für die Modellfunktion gilt:

$$I_{Diff} = A_N - I_{CalN} + \delta CalN + \Delta CalN + \delta Shunt + \delta Drift + \delta Auf + \delta Verf \quad (9.9)$$

Die Ergebnisse für die alle Sensitivitätskoeffizienten sind im Betrag gleich eins.

Es folgt das folgende Messunsicherheitsbudget:

Größe (X_i)	Schätzwert (x_i)	Standardmeßunsicherheit $u(x_i)$	Ver- teilung	Sensitivitäts- koeffizient c_i	Unsicherheits- beitrag $u_{i(y)}$
I_{CallN}	1,0001 A	$0,5 \cdot 10^{-6} / \sqrt{6} \cdot 1$ A	Normal	$c_2 = -1$	$-2,04 \cdot 10^{-7}$ A
A_N	1,00015 A	$1,2 \cdot 10^{-6} / \sqrt{6} \cdot 1$ A	Normal	$c_1 = 1$	$4,90 \cdot 10^{-7}$ A
$\delta CalN$	0	$30 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 1$ A	Normal	$c_3 = 1$	$1,5 \cdot 10^{-5}$ A
$\Delta CalN$	$19 \cdot 10^{-6} \cdot 1$ A	0	Recht.	$c_4 = 1$	0 A
$\delta Drift$	0	$15 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1$ A	Recht.	$c_5 = 1$	$8,66 \cdot 10^{-6}$ A
$\delta Shunt$	0	$15 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1$ A	Recht.	$c_6 = 1$	$8,66 \cdot 10^{-6}$ A
δAuf	0	$5 \cdot 10^{-7} / \sqrt{3} \cdot 1$ A	Recht.	$c_7 = 1$	$4,04 \cdot 10^{-7}$ A
$\delta Verf$	0	$9 \cdot 10^{-6} / \sqrt{3} \cdot 1$ A	Recht.	$c_8 = 1$	$5,20 \cdot 10^{-6}$ A
I_{Diff}	0,000069 A	-	-	-	$2,006 \cdot 10^{-5}$ A

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

Vollständiges Meßergebnis: $(0,000069 \pm 0,00004)$ A

Das Ergebnis sagt aus, dass der Wechselstrommesser um 0,000069 A bei einem Meßwert von 1A zu hoch mißt.

Vers. 3.2026