

Kapitel 3

Messbrücken/Leistungsmessung

3.1 Gleichstrommessbrücken

3.1.1 Allgemeines

Die wichtigsten Verfahren zur Bestimmung von Wirkwiderständen sind:

1. Strom- Spannungsmessung
2. Quotientenmessverfahren
3. Messbrücken

Die ersten beiden Messverfahren sind weniger anspruchsvoll hinsichtlich des Geräteaufwands, die Brückenschaltung liefert genauere Messergebnisse und ist zudem auch zur Bestimmung von nur gering belastbaren Widerständen geeignet.

3.1.2 Wheatstone-Messbrücke im Abgleichverfahren

Der Widerstand R_1 in Abbildung 3.1 soll bestimmt werden. Dazu wählt man die drei übrigen Widerstände so, dass Spannung und Strom im Querzweig Null werden:

$$U_0 = 0 \quad \dots \quad \text{Abgleichbedingung der Brücke !}$$

Für die abgegliche Brückenschaltung gilt:

$$\begin{array}{ll} I_1 = I_2 & I_3 = I_4 \\ U_1 = U_3 & U_2 = U_4 \\ R_1 I_1 = R_3 I_3 & R_2 I_2 = R_4 I_4 \end{array}$$

Daraus folgt für die Berechnung der Widerstände der abgeglichenen Brücke:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{bzw.} \quad R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} \quad (3.1)$$

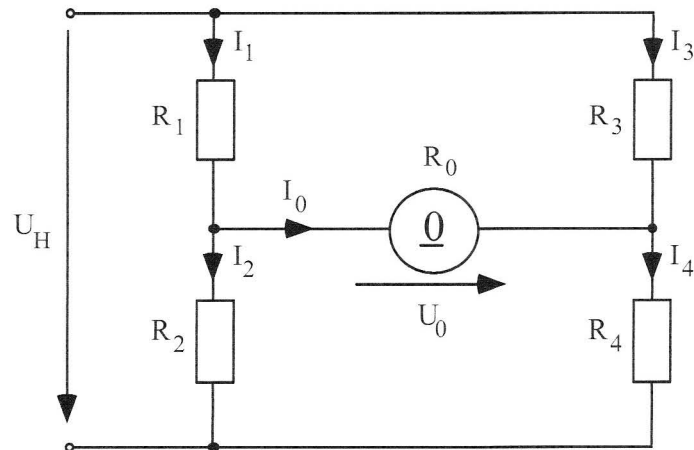


Abbildung 3.1: Wheatstone-Brücke

Um die Brücke abgleichen zu können, muss mindestens einer der Brückenwiderstände R_2 , R_3 oder R_4 veränderbar sein. Sind die drei Widerstände bekannt, so kann daraus R_1 ermittelt werden. In Gleichung 3.1 gehen nur Widerstandswerte ein, d.h. Instabilitäten der Hilfsspannung U_H beeinflussen das Messergebnis nicht direkt. Der Abgleich kann aber um so genauer durchgeführt werden, je größer U_H ist (siehe Abschnitt 3.1.4). Des weiteren gehen auch die Nichtlinearitäten des Nullinstrumentes (NI) nicht in die Messung ein, da im Abgleichverfahren nur festgestellt wird, ob eine Spannung im Querzweig anliegt oder nicht. Wichtig ist hier das *Nullpunktverhalten* des Messinstrumentes, wie z.B. Nullpunktstabilität und Empfindlichkeit. Deshalb eignen sich Brückenschaltungen, bei entsprechend empfindlichem NI, auch zur Messung von Widerständen bei nur geringer Belastung. Ein weiterer Vorteil der Brücken liegt in der Möglichkeit, dass sich bei geeigneter Wahl der Brückenwiderstände und der Leitungsführung äußere Störeinflüsse teilweise kompensieren lassen (siehe Abschnitt 3.1.7). Zusammengefasst bietet die Brücke im Abgleichverfahren folgende Vorteile:

- keine Messunsicherheit durch U_H
- keine Messunsicherheit durch die Nichtlinearität des NI
- genaue Messung von R bei kleiner Belastung
- Kompensation von Störeinflüssen

Die Hauptgründe für Messunsicherheiten einer Brückenschaltung liegen zum einen in der begrenzten Genauigkeit der Vergleichswiderstände selbst und zum anderen in der Verfälschung der Widerstandswerte durch Zuleitungs- und Übergangswiderstände (bei kleinem Messwiderstand) sowie durch Leckströme (bei großem Messwiderstand). Weitere Messunsicherheiten treten durch die unzureichende Empfindlichkeit und Nullpunktstabilität des NI, durch äußere Einflüsse die

sich nicht kompensieren lassen (z.B. einstreuende Felder, Widerstandsänderung durch unterschiedliche Erwärmung der einzelnen Brückenwiderstände) sowie durch Thermospannungen auf. Zusammengefasst beeinflussen folgende Faktoren die Messunsicherheit:

- Genauigkeit der Vergleichswiderstände
- Zuleitungs-, Übergangswiderstände
- Leckströme
- NI (Empfindlichkeit, Nullpunktstabilität)
- äußere Einflüsse
- Thermospannung

3.1.3 Wheatstone-Brücke im Ausschlagverfahren

Neben dem Abgleichverfahren kann die Brücke auch im sogenannten Ausschlagverfahren betrieben werden. Dabei gehen allerdings einige Vorteile der Brücke verloren. So beeinflussen die Nichtlinearität des Anzeigeelements (AI), sowie Instabilitäten der Hilfsspannung als mögliche Fehlerquellen die Messung. Das Verfahren wird herangezogen, um bei Widerständen auch kleine relative Widerstandsänderungen festzustellen. Damit bietet das Ausschlagverfahren eine Möglichkeit, physikalische Größen zu messen, die sich auf eine (oftmals kleine) Widerstandsänderung zurückführen lassen (z.B. Temperaturmessung mit Widerstandsthermometern, Messung von Längenänderungen mit Dehnungsmessstreifen). Dazu wird die Brücke zuerst auf einen Normalwert R_1 abgeglichen und danach die Widerstandsänderung über den Ausschlag am AI berechnet. Die Verstimmung der Brücke soll hier mit ΔR_1 bezeichnet werden. Der Messwiderstand sei also $R_{1,\text{neu}} = R_1 + \Delta R_1$, wobei für R_1 die Abgleichbedingung aus Gleichung 3.1 erfüllt sei. Im nicht abgeglichenen Fall liegt am Querzweig eine Brückenspannung U_0 und durch das AI fließt der Strom $I_0 = U_0/R_0$. Unter Anwendung der Kirchhoffschen Sätze erhält man:

$$U_0 = U_H \frac{R_2 R_3 - R_{1,\text{neu}} R_4}{(R_{1,\text{neu}} + R_2)(R_3 + R_4) + \frac{1}{R_0} [(R_{1,\text{neu}} R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_{1,\text{neu}} + R_2)]} \quad (3.2)$$

Für die weiteren Betrachtungen wird $R_{1,\text{neu}} = R_1 + \Delta R_1$ gesetzt. Weiters kann $\Delta R_1 \ll R_1$, sowie $R_{1,\text{neu}} \approx R_1$ angenommen werden (Linearisierung). Unter Verwendung der Abgleichbedingung $R_1 R_4 = R_2 R_3$ folgt damit:

$$U_0 \cong U_H \frac{-\frac{\Delta R_1}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + \frac{1}{R_0}(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)} \quad (3.3)$$

Bei Verwendung eines hochohmiges AIs ($R_0 \gg R_1 + R_2 + R_3 + R_4$) ergibt sich ein Ausschlag zu:

$$U_0 \cong U_H \frac{-\frac{\Delta R_1}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)} \quad (3.4)$$

3.1.4 Empfindlichkeit von Brückenschaltungen

Die Empfindlichkeit der Brücke ist als das Verhältnis von Ausschlag des Anzeigeinstruments zur relativen Widerstandsänderung in einem Brückenweig definiert.

$$E = \frac{U_0}{\Delta R_1/R_1} \quad (3.5)$$

Aus Gleichung 3.3 folgt für kleine Widerstandsänderungen:

$$E \cong -U_H \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + \frac{1}{R_0}(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)} \quad (3.6)$$

Aus der Formel erkennt man:

1. die Empfindlichkeit ist proportional der Brückenspeisespannung U_H
2. sie hängt vom Innenwiderstand R_0 des AI ab (hohe Empfindlichkeit für großes R_0 bei spannungsempfindlichem AI)
3. Die Empfindlichkeit ist eine Funktion der zwei Widerstandsverhältnisse R_2/R_1 und R_4/R_3 . Ein Maximum ergibt sich für:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = \sqrt{\frac{R_0 + R_4}{R_0 + R_1}} \quad (3.7)$$

Für ein hochohmiges AI (spannungsempfindlich) wird die maximale Empfindlichkeit bei $R_2/R_1 = R_4/R_3 = 1$ erreicht.

3.1.5 Abgleichunsicherheit

Von der Empfindlichkeit hängt ab, wie exakt die Brücke abgeglichen werden kann. Besitzt das AI eine Ansprechempfindlichkeit von $U_{0,\min}$, so beträgt die Abgleichunsicherheit ε :

$$\varepsilon = \left(\frac{\Delta R_1}{R_1}\right)_{\min} \cong \frac{U_{0,\min}}{U_H} \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + \frac{1}{R_0}(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) \right] \quad (3.8)$$

Unter der Verwendung eines hochohmigen AI vereinfacht sich diese Beziehung zu:

$$\varepsilon = \left(\frac{\Delta R_1}{R_1}\right)_{\min} \cong \frac{U_{0,\min}}{U_H} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \quad (3.9)$$

3.1.6 Linearität

In Abschnitt 3.1.3 und Abschnitt 3.1.4 wurde unter Annahme einer kleinen Widerstandsänderung ($\Delta R_1/R_1 \ll 1$) durch die Vernachlässigung von $\Delta R_1/R_1$ im Nenner eine Linearisierung vorgenommen. Zur Beurteilung der Linearität ist diese Vereinfachung nicht mehr zulässig. Um die Betrachtungen einfach zu halten, werden alle Brückenwiderstände gleich groß angenommen. Die Brücke ist also für $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ abgeglichen. Wird die Verstimmung des Messwiderstandes im Zweig 1 wieder mit ΔR_1 bezeichnet, so erhält man aus Gleichung 3.2:

$$U_0 = U_H \frac{R^2 - R(R + \Delta R_1)}{2R(2R + \Delta R_1) + \frac{1}{R_0} [2R^2(R + \Delta R_1) + R^2(2R + \Delta R_1)]} \quad (3.10)$$

$$= -U_H \frac{\frac{\Delta R_1}{R}}{2(2 + \frac{\Delta R_1}{R}) + \frac{R}{R_0}(4 + 3\frac{\Delta R_1}{R})} \quad (3.11)$$

Der Zusammenhang zwischen U_0 und der Widerstandsänderung $\Delta R_1/R$ ist also nichtlinear. Wiederum kann für ein entsprechend hochohmiges AI mit $\Delta R_1 = R_{\text{nachher}} - R_{\text{vorher}}$ vereinfacht werden:

$$U_0 \cong -U_H \frac{\frac{\Delta R_1}{R}}{2(2 + \frac{\Delta R_1}{R})} \quad (3.12)$$

Es ist zu beachten, dass sich bei einer Änderung von $\Delta R_2/R$ (z.B. durch Verlegen des Messwiderstandes in den Zweig 2) das Vorzeichen in Gleichung 3.12 ändert.

3.1.7 Änderung mehrerer Brückenwiderstände

Bei Verwendung eines hochohmigen AI und unter der Annahme, dass nur kleine Widerstandsänderungen auftreten, erhält man aus Gleichung 3.4 für den Sonderfall $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ (empfindlichster Fall):

$$U_0 \cong -\frac{U_H}{4} \frac{\Delta R_1}{R} \quad (3.13)$$

Gleichung 3.13 gibt die Spannung in der Brückendiagonale bei nur einem veränderlichen Widerstand (*Viertelbrücke*) an. Sehr oft wird eine Messbrücke jedoch mit mehr als einem veränderlichen Widerstand eingesetzt. Sind zwei Widerstände variabel, so spricht man von einer *Halbbrücke*, sind alle vier Widerstände veränderlich so wird die Brücke als *Vollbrücke* bezeichnet. In Abhängigkeit der Position der Widerstände in der Messbrücke und des Vorzeichens der Widerstandsänderung addieren oder subtrahieren sich die Änderungen. Für eine Halbbrücke ergibt sich für $R_1 = R + \Delta R$, $R_2 = R - \Delta R$ und $R_3 = R_4 = R$:

$$U_0 = -\frac{U_H}{2} \frac{\Delta R}{R} \quad (3.14)$$

Dabei handelt es sich *nicht* um eine Näherung! Es ergibt sich hier gegenüber der Viertelbrücke die doppelte Spannung U_0 für gegensinnige Änderung von R_1 und R_2 aber keinen Ausschlag bei gleichsinniger Änderung.

Bei Verwendung einer Vollbrücke mit positiver Änderung von R_1 und R_4 und negativer Änderung von R_2 und R_3 erhält man:

$$U_0 = -U_H \frac{\Delta R}{R} \quad (3.15)$$

Neben der größeren Empfindlichkeit haben die soeben beschriebenen Halb- und Vollbrücken den Vorteil, dass im Gegensatz zur Viertelbrücke bei einer hochohmigen Messung von U_0 keine Terme mit ΔR im Nenner auftreten. Die Nichtlinearität tritt bei diesen Brücken also nicht mehr in Erscheinung.

Diese Eigenschaft von Halb- oder Vollbrücken kann man verwenden, um Störgrößen zu kompensieren.

Beispiel: Eine Halbbrücke soll zur Messung der Längenänderung von Dehnungsmessstreifen (DMS) verwendet werden. Wenn R_1 und R_2 die Messaufnehmer sind, so kann eine Widerstandsänderung infolge einer Temperaturschwankung des Messobjektes und somit eine Verfälschung des Messergebnisses kompensiert werden. R_2 ist dabei so am Messobjekt anzubringen, dass er dieselbe Temperatur aufweist wie R_1 und entweder gegensinnig wie R_1 oder überhaupt nicht von der geometrischen Verformung beeinflusst wird.

Ändert sich R_1 und R_2 gegensinnig: $R'_1 = R + \Delta R + \Delta R_{1,T}$ und $R'_2 = R - \Delta R + \Delta R_{2,T}$, wobei der Index "T" die temperaturbedingte Widerstandsänderung bezeichnet, so folgt aus Gleichung 3.2 für kleine Widerstandsänderungen und ein entsprechend hochohmiges AI:

$$U_0 = \frac{U_H}{4} \left[-\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta R_{2,T}}{R} - \frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta R_{1,T}}{R} \right] \quad (3.16)$$

Wenn die beiden DMS immer dieselbe Temperatur aufweisen, so unterliegen sie der gleichen Änderung infolge Temperaturschwankungen ($\Delta R_{1,T} = \Delta R_{2,T}$), und der Störeinfluss kompensiert sich. Man erhält auch bei Temperaturschwankungen Gleichung 3.13 als Ergebnis für U_0 .

3.1.8 Ausführungsformen von Brücken

In der Ausführung mit schaltbaren Dekadenwiderständen wird zuerst mit Hilfe fester Vergleichswiderstände ein grober Abgleich z.B. des Widerstandsverhältnisses R_2/R_4 durchgeführt. Der Nullabgleich erfolgt dann mit dem Brückenwiderstand R_3 , der in sehr kleinen Stufen veränderbar ist. Präzisionsbrücken weisen eine relative Messunsicherheit bis $\pm 10^{-6}$ auf, bei technischen Messbrücken liegt die relative Messunsicherheit in der Größenordnung von $\pm 10^{-4}$. Der Messbereich derartiger Messbrücken liegt im Bereich von 1Ω bis $10 \text{ M}\Omega$ (siehe auch Kapitel 2).

Bei der Schleifdrahtmessbrücke ist durch Verschieben des Abgriffs auf einem kalibrierten Schleifdraht (R_3 und R_4) im Gegensatz zur obigen Ausführung eine kontinuierliche Widerstandsänderung möglich. R_2 ist stufenweise umschaltbar und dient der Messbereichsänderung. Dem Vorteil der kontinuierlichen Messung steht aber eine größere relative Messunsicherheit (ca. $\pm 10^{-2}$) aufgrund der Ungleichförmigkeit und Abnutzung des Schleifdrahtes gegenüber. Verwendet man an Stelle des Nullindikators einen Verstärker, an dessen Ausgang ein Motor angeschlossen ist, der die Stellung des Schleifdrahtes verändert, so erhält man eine selbstabgleichende Brücke.

3.1.9 Berechnung der Messunsicherheit von Brücken

Prinzipiell gelten die im allgemeinen Teil der Laborunterlagen (Kapitel 2) beschriebenen Gesetzmässigkeiten.

Hinweis zur Berechnung der systematischen Messunsicherheit

Wendet man das Fehlerfortpflanzungsgesetz auf die Abgleichbedingung (Gleichung 3.1) einer Wheatstone-Brücke an, so erhält man:

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = +\frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \quad (3.17)$$

Sind nur die Toleranzen der Widerstände bekannt, innerhalb derer die Widerstandswerte mit Sicherheit liegen, so kann unter der Annahme einer gleichsinnigen Beeinflussung des Ergebnisses durch die einzelnen Abweichungen eine Abschätzung der maximalen relativen Messunsicherheit vorgenommen werden. Hinzu kommt noch die durch die Empfindlichkeit der Brücke bedingte Unsicherheit des Abgleichs ε . Die zu erwartende maximale relative Messunsicherheit beträgt daher:

$$F_{\text{rel,max}} = +\frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta R_4}{R_4} + \varepsilon \quad (3.18)$$

Mit sehr empfindlichen Nullindikatoren lassen sich noch relative Widerstandsänderungen von $\Delta R/R < 10^{-7}$ erkennen. Widerstände höchster Präzision zeigen dagegen schon kurzfristige relative Widerstandsänderungen von 10^{-6} .

3.1.10 Temperaturmessung mit Pt100–Widerstandsthermometer

Widerstandsthermometer beruhen auf der Änderung des Widerstandes von Metallen und Halbleitern mit der Temperatur.

Metall-Widerstandsthermometer:

Für metallische Leiter kann die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes durch folgende Formel beschrieben werden:

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0) [1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0) + \beta(\vartheta - \vartheta_0)^2] \quad (3.19)$$

ϑ_0	...	Bezugstemperatur ($^{\circ}\text{C}$)
ϑ	...	Temperatur des Fühlers ($^{\circ}\text{C}$)
$R(\vartheta)$...	Widerstand bei der Temperatur ϑ (Ω)
$R(\vartheta_0)$...	Widerstand bei der Bezugstemperatur ϑ_0 (Ω)
α	...	Linearer Temperaturkoeffizient (K^{-1})
β	...	Quadratischer Temperaturkoeffizient (K^{-2})

Als Widerstandsmaterial findet hauptsächlich Platin Verwendung, in Sonderfällen auch Nickel und Kupfer. Der Widerstandswert von Metall-Widerstandsthermometern beträgt meist 100Ω bei 0°C (daher der Name "Pt100"). Die folgende Tabelle gibt die Temperaturkoeffizienten von Platin (für 0°C bis 600°C) und Nickel (für 0°C bis 200°C) sowie deren Einsatzbereich wieder. Der lineare Temperaturkoeffizient von Metallen ist positiv.

Metall	α (K^{-1})	β (K^{-2})	Einsatzbereich
Platin	$3.911 \cdot 10^{-3}$	$-0.588 \cdot 10^{-6}$	$-200^\circ\text{C} \dots 850^\circ\text{C}$
Nickel	$5.43 \cdot 10^{-3}$	$7.85 \cdot 10^{-6}$	$-60^\circ\text{C} \dots 180^\circ\text{C}$

Bei kleinen Temperaturintervallen kann der quadratische Anteil von Gleichung 3.19 vernachlässigt werden. Es wird dann anstelle von α und β ein mittlerer Temperaturkoeffizient für den Temperaturbereich von 0°C bis 100°C angegeben. Er beträgt für Platin $\alpha_{\text{mittl.}} = 3.85 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Ausführungsformen:

Die weiteste Verbreitung haben Metalldraht-Widerstandsthermometer gefunden. Der Widerstandsdraht wird auf einen Träger (Keramik, Glimmer) aufgewickelt oder vollständig eingebettet (Glas). Mit einem Einsatzrohr kann der Messwiderstand vor Druck- und Biegebeanspruchungen geschützt werden. Dieser Messeinsatz kann in ein weiteres Schutzrohr (Korrosion), das den Anschlusskopf trägt, eingebaut werden.

Halbleiter-Widerstandsthermometer:

Bei Halbleitern nimmt der elektrische Widerstand mit zunehmender Temperatur ab (Heißleiter). Sie besitzen gegenüber metallischen Werkstoffen einen wesentlich höheren (negativen) Temperaturkoeffizient (ca. $\alpha = -0.03 \text{ K}^{-1} \dots -0.05 \text{ K}^{-1}$), sind jedoch nichtlinear. Halbleiter-Widerstandsthermometer (aus dotierten Halbleitern oder Oxidhalbleitern) sind hochohmiger, sodass Zuleitungseinflüsse vernachlässigt werden können. Durch ihre geringe Größe können sie vorteilhaft bei räumlich begrenzten Messstellen eingesetzt werden und infolge ihrer geringeren Wärmekapazität Temperaturschwankungen schneller folgen. Allerdings weisen Halbleitermessfühler größere Messunsicherheiten auf und besitzen bedingt durch die Fertigung untereinander streuende Temperaturkoeffizienten (Exemplarstreuung).

Messschaltungen:

Die Messung des Widerstandes erfolgt mittels Messbrücken (Abgleich- oder Ausschlag-verfahren), Kreuzspulmesswerken, Kompensatoren oder Strom- /Spannungsmessung (eingepprägter Strom bzw. eingepprägte Spannung nach der Vierleiter-Methode). Um bei der Messung mittels Messbrücken Einflüsse durch die Änderung von Zuleitungswiderständen mit der Temperatur auszuschließen, wird die Drei- oder Vierleiter-Messmethode angewandt.

Messunsicherheiten durch Eigenerwärmung:

Bei der Messung mit einem Widerstandsthermometer kommt es infolge der Erwärmung durch den Messstrom zu einer Widerstandserhöhung und damit zu einer scheinbar höheren gemessenen Temperatur. Die Widerstandserhöhung des Messfühlers hängt neben der Größe des Meßstromes entscheidend vom Wärmeübergang zwischen dem Messfühler und dessen Umgebung ab. Der Wärmeübergang wird hauptsächlich durch das Umgebungsmedium, dessen Geschwindigkeit, dem Material und der Oberfläche des Messfühlers bestimmt. Üblicherweise wird die Messunsicherheit durch Eigenerwärmung als scheinbare Temperaturerhöhung des Messfühlers – im schlechtesten Fall, d.h. Fühler ohne Halterung frei in ruhender Luft – bezogen auf die umgesetzte elektrische Leistung angegeben. Ein Richtwert dafür ist $0.5^\circ\text{C}/\text{mW}$. Bei gutem Wärmeübergang vermindert sich die Messunsicherheit beträchtlich (1% des obigen Wertes und weniger).

3.2 Wechselstrommessbrücken

3.2.1 Allgemeines

Der Schaltungsaufbau einer Wechselstrommessbrücke entspricht im wesentlichen dem einer Gleichstrombrücke. An die Stelle der Gleichspannungsquelle zur Speisung der Brücke tritt hier eine Wechselspannungsquelle. Als Nullindikator (NI) können Vibrationsgalvanometer, Messhörer oder elektronische Nullindikatoren (z.B. Oszilloskop) eingesetzt werden. Die ohmschen Widerstände der Gleichstrombrücke werden durch komplexe Impedanzen ersetzt. Eine nachteilige Eigenschaft der Wechselstrommessbrücken ist, dass bedeutend mehr Störeinflüsse in Erscheinung treten als bei Gleichstrombrücken. Die möglichen Beeinflussungen wirken sich stark auf die technische Ausführung des Brückenaufbaus aus. Üblich sind Bauformen mit schaltbaren Widerstands- und Kapazitätsdekaden oder Drahtmessbrücken. Daneben gibt es auch eine Reihe von Brücken, die speziellen Messproblemen angepasst wurden.

Wechselstrommessbrücken werden zur Messung von unbekanntem Impedanzen oder Frequenzen angewandt. Eine große Anzahl von nichtelektrischen Größen kann auf die Impedanzänderung von induktiven (Weg, Winkel, Kraft) oder kapazitiven Aufnehmern (Weg, Winkel, Druck, Füllstand, Feuchtigkeit, Temperatur) zurückgeführt und daher mit Wechselstrommessbrücken gemessen werden (siehe auch [4]).

3.2.2 Wechselstrommessbrücken im Abgleichverfahren

Im Unterschied zu den Gleichstrombrücken muss bei den Wechselstrommessbrücken nach Betrag und Phase abgeglichen werden, da es sich hier um komplexe Widerstände handelt. Die Abgleichbedingung kann auf gleiche Weise wie bei den Gleichstrombrücken gefunden werden, und lautet:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (3.20)$$

$$Z_1 Z_4 e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_4} = Z_2 Z_3 e^{j\varphi_2} e^{j\varphi_3} \quad (3.21)$$

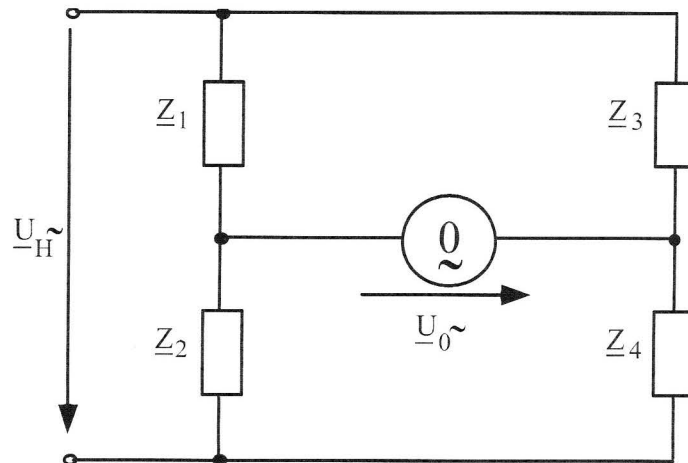


Abbildung 3.2: Wechselstrommessbrücke

Daraus folgt für den Betragsabgleich

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (3.22)$$

und für den Phasenabgleich

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \quad (3.23)$$

Eine Wechselstrommessbrücke ist also dann abgeglichen, wenn die Produkte der Beträge und die Summen der Phasenwinkel zweier diagonal gegenüberliegender Impedanzen gleich sind. Mit Hilfe der Beziehung (3.23) kann auf einfache Art bestimmt werden, welche Abgleichelemente erforderlich sind: Soll beispielsweise eine ohmsch-induktive Impedanz im Brückenweig 1 ($\rightarrow \varphi_1 > 0$) bei ohmschen Widerständen in den Zweigen 2 und 3 ($\varphi_2 + \varphi_3 = 0$) im durch Verändern der Impedanz im Brückenweig 4 abgeglichen werden, so kann das nur gelingen, wenn $\varphi_4 < 0$ werden kann. Ein negativer Phasenwinkel wird mit ohmsch-kapazitiven Impedanzen erreicht.

Abgleichvorgang:

Der Abgleich erfolgt durch Verändern sowohl eines Wirk- als auch eines Blindelementes. Im allgemeinen ist es nicht möglich, den Betrags- und Phasenabgleich unabhängig voneinander durchzuführen, weil jedes der beiden Abgleichelemente sowohl den Betrag als auch die Phase beeinflusst. Der Abgleichvorgang wird dann durch wechselweises Variieren der Elemente derart vorgenommen, dass bei jedem Schritt die Amplitude des NI-Signals minimiert wird. In [14] wird eine Schaltung zum halbautomatischen Abgleich einer Wechselstrombrücke vorgestellt.

3.2.3 Störeinflüsse bei der Messung mit Wechselstrommessbrücken

Die Messung der Brückenspannung mittels elektronischer Nullindikatoren ermöglicht einen sehr empfindlichen Abgleich. Störeinflüsse, hervorgerufen durch elektrische und magnetische Felder sowie Schwankungen der Versorgungsspannung, erschweren den Abgleich und sollten so gut wie möglich unterdrückt werden.

Magnetische Störfelder:

Nach dem Induktionsgesetz gilt:

$$u_{\text{induziert}} = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (3.24)$$

Die durch magnetische Störfelder induzierte Spannung ist abhängig von der Windungszahl N und der zeitlichen Änderung des magnetischen Flusses ϕ . Diese überlagert sich den vorhandenen Brückenspannungen und verfälscht das Messergebnis. Da die Windungszahl für die Brückenschaltung konstant $N = 1$ ist, und die magnetische Flussdichte B im allgemeinen nur durch aufwendige magnetische Abschirmungen verringert werden kann, liegt die einfachste Maßnahme zur Reduktion der induzierten Spannung darin, die Fläche A möglichst klein zu halten. Diese Forderung wird durch räumlich nahe beieinanderliegende Brückeneckpunkte und durch bifilare Zuleitungen sowohl zu den Impedanzen als auch zum NI erfüllt.

Elektrische Störfelder:

Zwischen elektrischen Leitern, also zwischen den Brückeneckpunkten untereinander und auch gegen Erdpotential sowie zu Schaltungen in der Umgebung, treten parasitäre Kapazitäten auf. Die parallel zum NI und parallel zur Hilfsspannungsquelle liegenden Kapazitäten stören den Abgleich nicht. Durch die anderen Kapazitäten fließen jedoch Ströme, die an den Brückenwiderständen Spannungsabfälle verursachen und somit die Genauigkeit des Abgleichs beeinflussen. Durch geeignete Wahl eines Erdungspunktes (meist ein Punkt des NI) und Abschirmung und Erdung der entsprechenden Leitungen kann die Beeinflussung sowohl durch elektrische Streu- als auch elektrische Fremdfelder weitgehend verhindert werden.

Störungen durch die Hilfsspannungsquelle:

Treten in der speisenden Spannung Oberschwingungen auf, so kann sich die Brücke zwar für die Grundschwingung im Gleichgewicht befinden, für die Harmonischen treten jedoch Spannungsunterschiede zwischen den Brückeneckpunkten auf, die den Abgleich erschweren. (Hinweis: Welchen Einfluss hat die verwendete Signalfrequenz in diesem Zusammenhang?)

Auch die Wahl der Frequenz der Versorgungsspannung sollte bei der Messung mit Wechselstrommessbrücken beachtet werden. Die Frequenz sollte so gewählt werden, dass Störungen sowohl durch die Netzspannung als auch durch die Frequenzabhängigkeit der Kapazitäten bei sehr hohen Frequenzen vermieden werden.

3.2.4 Messungen an Kondensatoren

Verlustfaktor und Verlustwinkel

Im Unterschied zu idealen Kondensatoren, die eine Phasenverschiebung von $\varphi = -90^\circ$ zwischen Strom und Spannung aufweisen, tritt bei fast allen Kondensatoren mit festem oder flüssigem Dielektrikum in der Praxis eine Phasenverschiebung auf, die betragsmäßig kleiner als 90° ist. Die dadurch entstehende ohmsche Komponente der Spannung (bei der Reihenersatzschaltung) bzw. des Stromes (bei der Parallelersatzschaltung) bewirkt Verluste, deren Ursachen in der nicht verschwindenden Leitfähigkeit des Dielektrikums und in der Wechselwirkung des Verschiebungsstromes mit der Materie (Polarisation) liegen.

Der Unterschied in der Phasenverschiebung zum idealen Kondensator wird als Verlustwinkel $\delta = 90^\circ - |\varphi|$ und dessen Tangens ($\tan \delta$) als Verlustfaktor bezeichnet. Dieser Verlustwinkel ist von der Spannung, der Temperatur, der Frequenz und von der Art des verwendeten Dielektrikums abhängig. Verlustfaktoren liegen für Präzisionskondensatoren im Bereich von 10^{-4} und für Kondensatoren für allgemeine technische Anwendungen im Bereich um 10^{-2} . Einen verlustbehafteten Kondensator kann man sich nun ersetzt denken durch eine Reihen- oder eine Parallelschaltung eines idealen Kondensators und eines ohmschen Widerstandes. Die Ersatzwiderstände für die Reihen- und die Parallelschaltung haben zwar verschiedene Werte, ergeben aber immer denselben Verlustfaktor (Hinweis: Lässt die Bestimmung von Betrag und Phase der Impedanz Rückschlüsse auf die Topologie der RC-Kombination zu?)

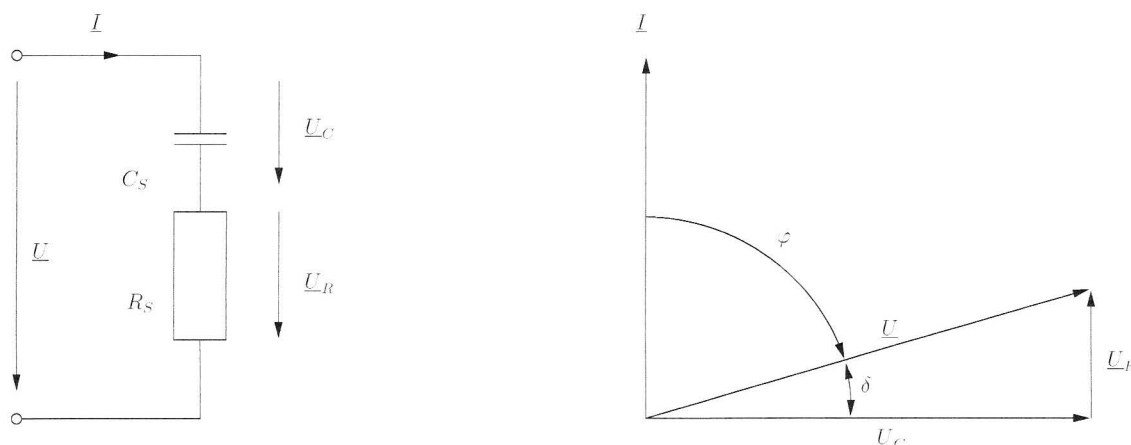


Abbildung 3.3: Reihenersatzschaltbild des realen Kondensators mit zugehörigem Zeigerdiagramm.

Reihenersatzschaltung: Für den Verlustfaktor erhält man:

$$\tan \delta = \frac{U_R}{U_C} = \frac{I R_S}{I / \omega C_S} = \omega C_S R_S \quad (3.25)$$

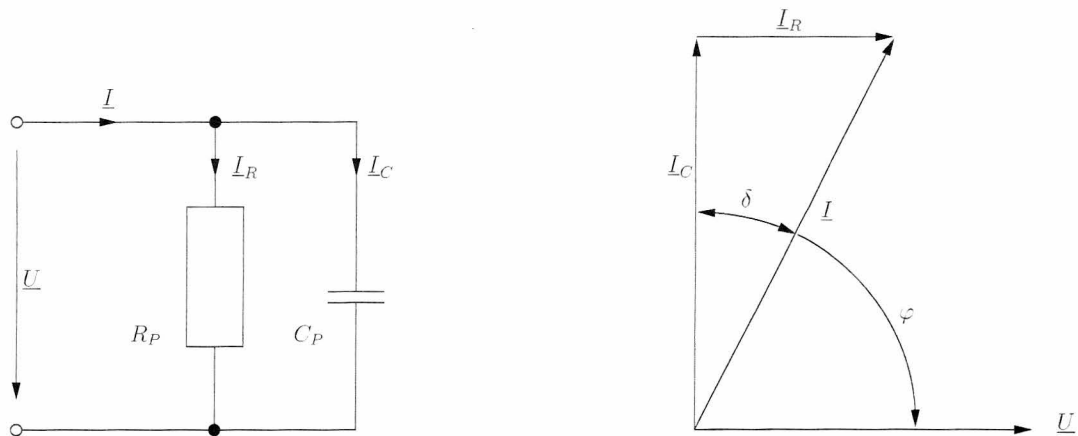


Abbildung 3.4: Parallelersatzschaltbild des Kondensators mit zugehörigem Zeigerdiagramm.

Parallelersatzschaltung: Für den Verlustfaktor erhält man:

$$\tan \delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{U/R_P}{U\omega C_P} = \frac{1}{\omega C_P R_P} \quad (3.26)$$

Messung mit der Wien-Brücke

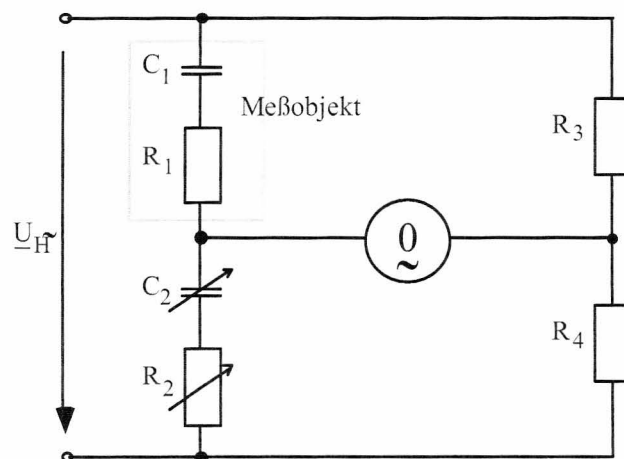


Abbildung 3.5: Kapazitätsmessbrücke nach Wien.

Mit Hilfe der in Abbildung 3.5 dargestellten Wien-Brücke soll ein, durch eine Reihenschaltung dargestellter Kondensator vermessen werden. Gesucht sind die Kapazität C_1 und der Widerstand R_1 , wobei die Brücke mit dem Widerstand R_2 und der Kapazität C_2 abgeglichen

werden kann. Abgeglichen ist die Brücke für:

$$\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) R_4 = \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) R_3 \quad (3.27)$$

$$R_1 R_4 - j \frac{R_4}{\omega C_1} = R_2 R_3 - j \frac{R_3}{\omega C_2} \quad (3.28)$$

Spaltet man obige Gleichung in Real- und Imaginärteil auf, so erhält man:

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} \quad (3.29)$$

$$C_1 = C_2 \frac{R_4}{R_3} \quad (3.30)$$

Der Verlustfaktor des unbekanntes Kondensators und der Abgleichelemente ist gleich und beträgt

$$\tan \delta = \omega C_1 R_1 = \omega C_2 R_2 \quad (3.31)$$

3.2.5 Messung and Drosselspulen

Verlustfaktor und Verlustwinkel

Ebenso wie für den Kondensator kann auch für eine Drosselspule ein Verlustwinkel von $\delta = 90^\circ - |\varphi|$ und ein Verlustfaktor $\tan \delta$ angegeben werden. Die Verluste setzen sich aus Stromwärmeverlusten, bedingt durch den ohmschen Widerstand der Spule, und aus Eisenverlusten (Wirbelstrom- und Hystereseverluste) durch die Wechselwirkung des Magnetfeldes der Spule mit metallischen Teilen zusammen. Die Eisenverluste sind linear (Hysteres) bzw. quadratisch (Wirbelstrom) von der Frequenz abhängig, wodurch eine Zunahme der Frequenz eine zusätzliche Veränderung des Verlustwinkels verursacht.

In gleicher Weise wie bei den Kondensatoren kann auch hier eine Reihen- oder Parallelerschaltung angegeben werden.

Der Verlustfaktor für die Reihenersatzschaltung beträgt

$$\tan \delta = \frac{U_R}{U_L} = \frac{R_S}{\omega L_S} \quad (3.32)$$

und jener für die Parallelersatzschaltung

$$\tan \delta = \frac{I_R}{I_L} = \frac{\omega L_P}{R_P} \quad (3.33)$$

Messung mit der Maxwell-Wien-Brücke

Mit der Maxwell-Wien-Brücke kann eine verlustbehaftete Induktivität, dargestellt durch eine Reihenersatzschaltung, bestimmt werden. Gesucht sind die Induktivität L_1 und der Widerstand R_1 . Abgeglichen kann die Brücke mit dem Widerstand R_4 und dem Kapazitätsnormal C_4 (seriell

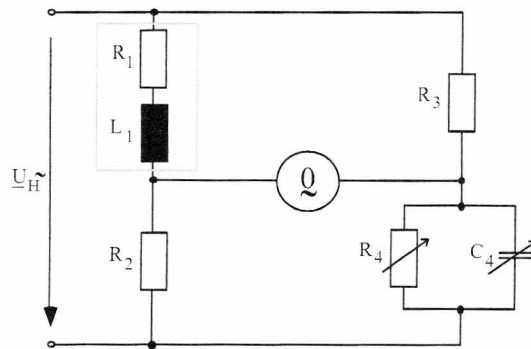


Abbildung 3.6: Induktivitätsmessbrücke nach Maxwell-Wien.

oder parallel) werden, das leichter als ein Induktivitätsnormal herzustellen ist. Ein Induktivitätsnormal in Serie zu R_2 bzw. parallel zu R_3 würde ebenfalls einen Abgleich ermöglichen. Die Brücke aus Abbildung 3.6 ist abgeglichen für

$$(R_1 + j\omega L_1) \frac{R_4 \frac{1}{j\omega C_4}}{R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}} = R_2 R_3 \quad (3.34)$$

$$L_1 \frac{R_4}{C_4} - j \frac{R_1 R_4}{\omega C_4} = R_2 R_3 R_4 - j \frac{R_2 R_3}{\omega C_4} \quad (3.35)$$

Spaltet man die Gleichung wieder in Real- und Imaginärteil auf, so erhält man:

$$L_1 = R_2 R_3 C_4 \quad (3.36)$$

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} \quad (3.37)$$

Der Verlustfaktor der Spule beträgt:

$$\tan \delta = \frac{R_1}{\omega L_1} = \frac{1}{\omega C_4 R_4} \quad (3.38)$$

3.2.6 Frequenzmessung

Legt man in zwei benachbarte Zweige einer Wechselstrommessbrücke je eine Reihen- und eine Parallelschaltung eines Blindwiderstandes mit einem Wirkwiderstand, so ergibt sich eine frequenzabhängige Abgleichbedingung. Sind alle in der Schaltung verwendeten Widerstandswerte bekannt, so können damit Frequenzen bestimmt werden.

Messung mit der Wien-Robinson-Brücke

Als Abgleichenelemente der Wien-Robinson-Brücke (siehe Abbildung 3.7) werden zwei gemeinsam veränderbare Widerstände gleicher Größenordnung in den Brückenzweigen 1 und 2 verwendet.

Die dazu in Reihe bzw. parallel geschalteten Kondensatoren weisen denselben Kapazitätswert auf.

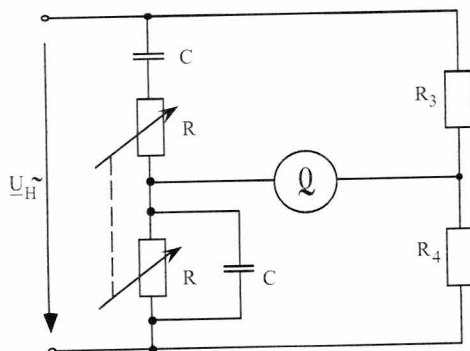


Abbildung 3.7: Frequenzmessbrücke nach Wien-Robinson.

Die Abgleichbedingung der Brücke lautet:

$$\left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) R_4 = \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} R_3 \quad (3.39)$$

$$R^2 R_4 - \frac{R_4}{\omega^2 C^2} - j \frac{2RR_4}{\omega C} = -j \frac{RR_3}{\omega C} \quad (3.40)$$

Trennt man die Gleichung in Real- und Imaginärteil auf, so erhält man:

$$\begin{aligned} R_3 &= 2R_4 \\ \omega &= \frac{1}{RC} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Sofern also die beiden Widerstände in den Brückenzweigen 3 und 4 den Beziehungen in Gleichung 3.41 genügen, kann bei abgeglichener Nullspannung aus der Größe des Abgleichwiderstandes R und der Kapazität C die Frequenz bestimmt werden:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.42)$$

3.3 Arbeiten im Labor

3.3.1 Gleichstrommessbrücken

Beschreibung des Messaufbaus

Der Aufbau einer Wheatstone-Brücke mit drei grob einstellbaren Widerständen und einem freien Platz für den Messwiderstand ist vorhanden. Zum Arbeiten müssen noch das Nullinstrument, die Versorgung der Brücke, das Messobjekt sowie fein einstellbare Dekaden entsprechend angeschlossen werden. Die Brücke kann als Gleich- oder Wechselstrommessbrücke betrieben

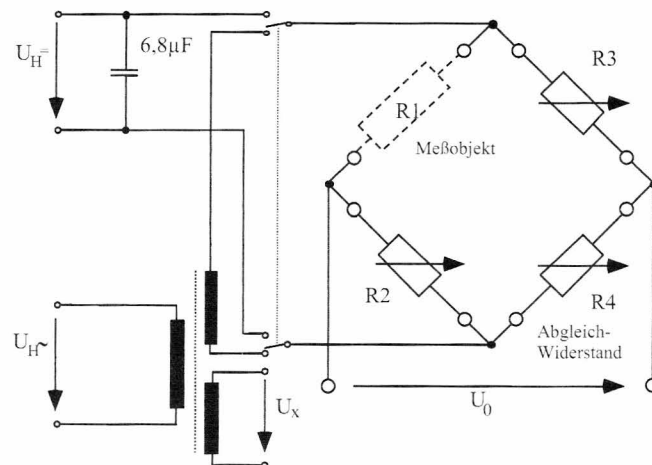


Abbildung 3.8: Skizze des Messaufbaus.

werden, wobei die Betriebsart mit einem Kippschalter zu wählen ist (linke Schalterstellung: Wechselstrom; rechte Schalterstellung: Gleichstrom). Die Hilfsspannung U_H muss dazu an die entsprechenden Buchsen gelegt werden. Bei einer späteren Übung wird die Brücke gemeinsam mit einem Messverstärker betrieben. Um eine Verbindung der beiden Geräte zu ermöglichen, sind die Hilfsspannungsanschlüsse für die Gleichstrombrücke zur Vereinfachung auf der rechten Seite nochmals herausgeführt. Die Buchse für die Gehäusemasse ist potentialfrei und dient dazu, mehrere Gehäuse auf das selbe Potential zu legen.

Für die beiden Betriebsarten (Wechsel- und Gleichstrom) wird die Diagonalspannung U_0 einmal über eine BNC-Buchse und einmal über Bananenbuchsen herausgeführt. Die eingebauten Brückenwiderstände sind logarithmisch abgestuft, um einen möglichst großen Messbereich abdecken zu können. Sie weisen eine Toleranz von 1% auf. Die Einstellung "120 Ω " ist für den Betrieb der Brücke mit Dehnungsmessstreifen und dem Pt100 vorgesehen. Zum Anschluss von externen Widerständen (Dekaden, DMS, Pt100) wird der Widerstandsschalter in die Stellung " ∞ " gebracht.

Zusätzlich zu den drei logarithmisch Widerstandsdekaden stehen noch zwei weitere verstellbare Widerstände zur Verfügung. Ein 10-Gang Potentiometer mit einem Einstellbereich von ca.

118 Ω bis 122 Ω dient zum Abgleich bei der Messung mit DMS und Pt100. Der Pt100-Simulator wird zum Kalibrieren der Temperaturmessanordnung verwendet. Er bildet das Verhalten eines Pt100 bei Temperaturen von 0 $^{\circ}\text{C}$ bis 100 $^{\circ}\text{C}$ in Schritten von 20 $^{\circ}\text{C}$ nach.

Die Spannung U_x entspricht im Wechselstrombetrieb der Brückenspeisespannung, ist aber von der Brücke selbst über einen Übertrager galvanisch getrennt. Diese galvanische Trennung ist notwendig, um ein Oszilloskop als Nullindikator für den Phasen- und Betragsabgleich gleichzeitig mit einem Funktionsgenerator als Signalquelle verwenden zu können.

Aufgabenstellung

1) Berechnung der Brückenwiderstände aus den Geräteparametern:

Zu Beginn der Arbeiten sind folgende Geräteparameter zu bestimmen:

1. Welchen Wert hat das kleinste ΔU_0 des Nullinstruments?
2. Welchen Wert hat das kleinste ΔR des Abgleichwiderstandes?
3. Wie groß wird die Hilfsspannung U_H gewählt?
4. Wie groß ist in etwa der Widerstand des Messobjektes R_1 (Abschätzung)?

Nun soll die Größe der Widerstände R_2 , R_3 und R_4 abgeschätzt werden. Das Kriterium soll dabei die *optimale Ausnutzung der Geräte* sein. Das bedeutet, bei gegebenen Größen R_1 und U_H soll ein ΔR am Abgleichwiderstand ein ΔU_0 am Nullinstrument bewirken (zumindest wenn sich die Brücke ungefähr im abgeglichenen Zustand befindet). Als zusätzlicher Parameter sei noch das Widerstandsverhältnis R_2/R_1 gegeben. Die Berechnung soll für die Werte 1 : 2, 1 : 1 und 2 : 1 durchgeführt werden.

Nun muss in den Unterlagen eine Gleichung gefunden werden, die den Zusammenhang der oben genannten Größen beschreibt. Nach entsprechendem Umformen können dann die Werte für R_4 und R_3 für die drei Fälle von R_2/R_1 berechnet werden. Die ermittelten Größen für R_3 werden bei den folgenden Messungen verwendet.

2) Bestimmung eines Widerstandes im Abgleichverfahren: An einem Messwiderstand sollen nun je *zwei* Messungen bei den oben angegebenen Verhältnissen R_2/R_1 (1 : 2, 1 : 1, 2 : 1) durchgeführt werden. Bei der ersten Messung wird R_3 so gewählt, dass er den vorher berechneten Werten möglichst nahe kommt. Bei der zweiten Messung wird der nächstniedrige verfügbare Wert eingestellt. Mit der fein einstellbaren Widerstandsdekade R_4 soll die Brücke abgeglichen werden. Die Ergebnisse der insgesamt 6 Messungen sollen in die Tabelle 3.1 eingetragen werden.

Bei der Auswertung sind zuerst die von den Zuleitungs- und Übergangswiderständen befreiten Einzelmessergebnisse für R_1 zu ermitteln (Annahme: Die Zuleitungs- und Übergangswiderstände zu den vier Brückenwiderständen betragen je 0.2 Ω). Die korrigierten Messergebnisse sollen dann statistisch ausgewertet werden. Dazu wird zunächst der Mittelwert gebildet, die Standardabweichung berechnet und daraus für ein Vertrauensniveau von 95% der Vertrauensbereich ermittelt. Mit diesen Berechnungen werden schließlich die Messunsicherheit u und das

Nummer	R_2/R_1	R_2	R_3	R_4	R_1
	1	Ω	Ω	Ω	Ω
1	1 : 2				
2					
3	1 : 1				
4					
5	2 : 1				
6					

Tabelle 3.1: Widerstandswerte zur optimalen Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Geräte.

Messergebnis angeben.

3) Ermittlung der Empfindlichkeit der Messbrücke: Es soll für die Fälle 1, 3 und 5 aus Tabelle 3.1 die Empfindlichkeit ermittelt werden. Dazu wird nach Abgleich der Brücke der Messwiderstand R_1 um einen bekannten Betrag $\Delta R_1 = 5 \dots 10 \Omega$ vergrößert. Folgende Punkte sind durchzuführen:

- Über den Ausschlag am Anzeigeelement sollen die Empfindlichkeit sowie die kleinste erfassbare absolute **und** relative Widerstandsänderung berechnet werden.
- Die gleichen Parameter sollen auch aus den Brückendaten errechnet werden. Beide Werte sollen miteinander verglichen werden.

4) Messung der Linearität beim Ausschlagverfahren: Es soll hier der nichtlineare funktionelle Zusammenhang zwischen Widerstandsänderung und Ausschlag am Anzeigeelement ermittelt werden. Dazu werden zunächst die Widerstände R_2 , R_3 und R_4 auf 1000Ω eingestellt und mit einer Dekade an der Stelle des Messwiderstandes R_1 die Brücke abgeglichen. Danach wird R_2 auf alle verfügbaren Werte zwischen 100Ω und $10 \text{ k}\Omega$ eingestellt und der Ausschlag des Anzeigeelements aufgenommen. Wiederum sollen die entsprechenden Werte für U_0 auch aus den Brückendaten errechnet werden. Die Funktion $U_0 = f(R)$ soll auf Millimeterpapier gezeichnet werden, wobei der Widerstand auf der Abszisse und die Spannung auf der Ordinate aufgetragen werden. Im Abgleichpunkt ist die Tangente einzuzeichnen und ihre Steigung zu berechnen. Wie kann diese Größe interpretiert werden?

3.3.2 Wechselstrommessbrücken

Beschreibung des Messaufbaus

Der in dieser Übung verwendete Messaufbau entspricht jenem aus dem Abschnitt 3.3.1.

Aufgabenstellung

1) Messung an Kondensatoren: Es soll die Abgleichbedingung einer Wien-Brücke zur Bestimmung einer RC -Parallelschaltung abgeleitet werden, wobei auch die Abgleichelemente als Parallelschaltung anzusetzen sind. Mit Hilfe dieser Wien-Brücke sollen die Kapazitäts- und Widerstandswerte einiger RC -Glieder sowie deren Verlustfaktor bestimmt werden.

Als Nullindikator ist ein Oszilloskop zu verwenden. Anhand eines Zeigerdiagrammes soll überlegt werden, ob nach Verlegung des Abgleichwiderstandes vom Brückenweig 2 in den Brückenweig 3 ein vereinfachter Abgleich vorgenommen werden kann (Abgleichkondensator C_2 und Abgleichwiderstand R_3).

2) Messung an Drosselspulen: Mit einer Maxwell-Wien-Brücke sind die Induktivitäts- und Widerstandswerte von Spulen zu bestimmen.

3) Frequenzmessung: Unter Verwendung eines Stereopotentiometers soll eine Wien-Robinson-Brücke zur Frequenzmessung aufgebaut werden. Nach Abgleich der Brücke bei einer Frequenz von ca. 200 Hz, soll anschließend der Frequenzgang der Ausgangsspannung für einen Frequenzbereich zwischen 50 Hz und 2 kHz bestimmt werden.

4) Untersuchung von Störeinflüssen: Die Fehlerquellen der einzelnen Schaltungen sind zu diskutieren und Maßnahmen zur Unterdrückung von Störeinflüssen anzugeben.

3.3.3 Leistungsmessung

Aufgabenstellung

Von einem Verbraucher sind die Wirk- und Scheinleistung sowie der Leistungsfaktor zu bestimmen. Die maximal zulässigen Messbereiche der verwendeten Geräte sind zu beachten! Die Leistungsdreiecke der unterschiedlichen Verbraucher sind zu zeichnen.

Stufe	U	I	α	c_w	P	S	$\cos \varphi$	S_{dig}	Q_{dig}	P_{dig}	$\cos \varphi_{\text{dig}}$
	V	A	Skt	$\frac{W}{\text{Skt}}$	W	VA	1	VA	VA _r	W	1
Kalt											
Warm I											
Warm II											

Tabelle 3.2: Ergebnisse der Leistungsmessung bei unterschiedlichen Belastungen durch den Heizlüfter.

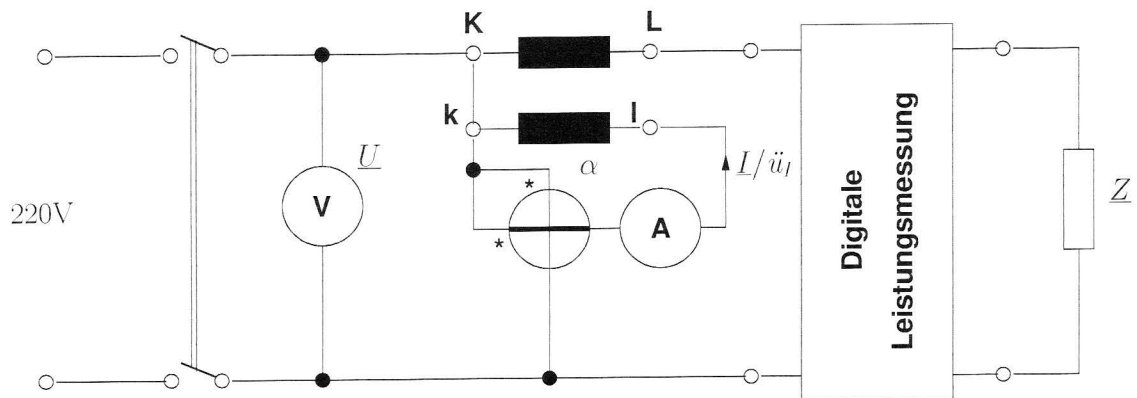


Abbildung 3.9: Leistungsmessung im Einphasensystem.

3.3.4 Messabweichungen

Aufgabenstellung

1) Systematische Messabweichungen: Ein unbekannter ohmscher Widerstand ist durch Verwendung einer geeigneten Messschaltung zu bestimmen. Der Bereich innerhalb dessen der Widerstandswert mit Sicherheit liegt ist mit Hilfe der Min/Max-Methode sowie mittels Fehlerfortpflanzung zu berechnen.

2) Statistische Messabweichungen:

Ein weiterer ohmscher Widerstand ist zu bestimmen. Dabei sind von jeder Person der Gruppe zwei Messungen bei verschiedenen Werten der Versorgungsspannung. Anschließend ist diese Messreihe statistisch auszuwerten. Geben Sie die Vertrauensbereiche für Vertrauensniveaus von 68, 28% und 99, 5% an.