

Leistungsmesser nach DK4EK



Für ernsthafte Bauprojekte muss man manchmal kleine Leistungen – beispielsweise Oszillatorpegel – möglichst genau messen. Man kann einen Leistungsmesser natürlich (für viel Geld) fertig kaufen, man kann ihn aber auch selbst bauen. Dann steht man jedoch vor dem Problem der Eichung. Daher möchte ich hier ein Gerät beschreiben, das nicht nur sehr kostengünstig zu bauen ist, sondern zu dessen Eichung auch lediglich ein Vielfachmessgerät für Gleichspannungen und ein Taschenrechner erforderlich sind.

Das Messprinzip

Die Leistungsmessung erfolgt nach dem Prinzip der Bolometrie. Die HF wird also in einem ohmschen Widerstand in Wärme umgewandelt. Dieser Widerstand muss dem Wellenwiderstand des Systems entsprechen. Wenn man die Wärmeleistung bestimmen kann, dann kennt man auch die hochfrequente Leistung. Bolometrische Systeme werden auf vielfältige Art gebaut, auch in sehr teuren kommerziellen Mess-Systemen finden sie Anwendung. Bei der technischen Realisation kommt es auf die Lösung mehrerer Probleme an. Hier die Forderungen an das System:

1. Der Lastwiderstand muss in einem möglichst großen Frequenzbereich dem Wellenwiderstand des Systems entsprechen.
2. Die Wärmeleistung, die im Widerstand erzeugt wird, muss vom Sensor möglichst vollständig erfasst werden, ohne dass ein Teil der Leistung „verloren“ geht.

3. Man benötigt einen Sensor, der die Wärmeleistung nicht nur erfasst, sondern auch nach einem einfachen physikalisch leicht berechenbaren Zusammenhang in eine Gleichspannung umwandelt.
4. Schon sehr kleine Leistungen sollen eine messbare Erwärmung des Widerstandes zur Folge haben.
5. Der Widerstand muss eine ausreichende Belastbarkeit haben.

Nicht alle Forderungen lassen sich gleichzeitig erfüllen. Das schaffen auch die kommerziellen Anbieter nicht. Vor allem die beiden letzten Forderungen stehen in direktem Widerspruch zueinander. Hier muss also ein geeigneter Kompromiss gefunden werden.

Im vorliegenden Gerät wird eine Mikro-Glühlampe zur Erfassung der Wärmeleistung verwendet. Die Mikro-Glühlampe enthält einen Wolframdraht, der im Betrieb so heiß wird, dass er glüht. Das ist ja das Arbeitsprinzip einer Glühlampe. Wie alle Metalle hat auch der spezifische Widerstand von Wolfram einen positiven Temperaturkoeffizienten. Das bedeutet, dass der Widerstand mit steigender Temperatur zunimmt. Der Kaltwiderstand liegt in der Größenordnung von vielleicht nur einem Zehntel des Widerstandes bei Nennbetrieb. Wird die Glühlampe heißer, so steigt auch ihr Widerstand. Dieser Effekt wird als Sensor verwendet.

Gehen wir die oben angesprochenen Forderungen der Reihe nach durch.

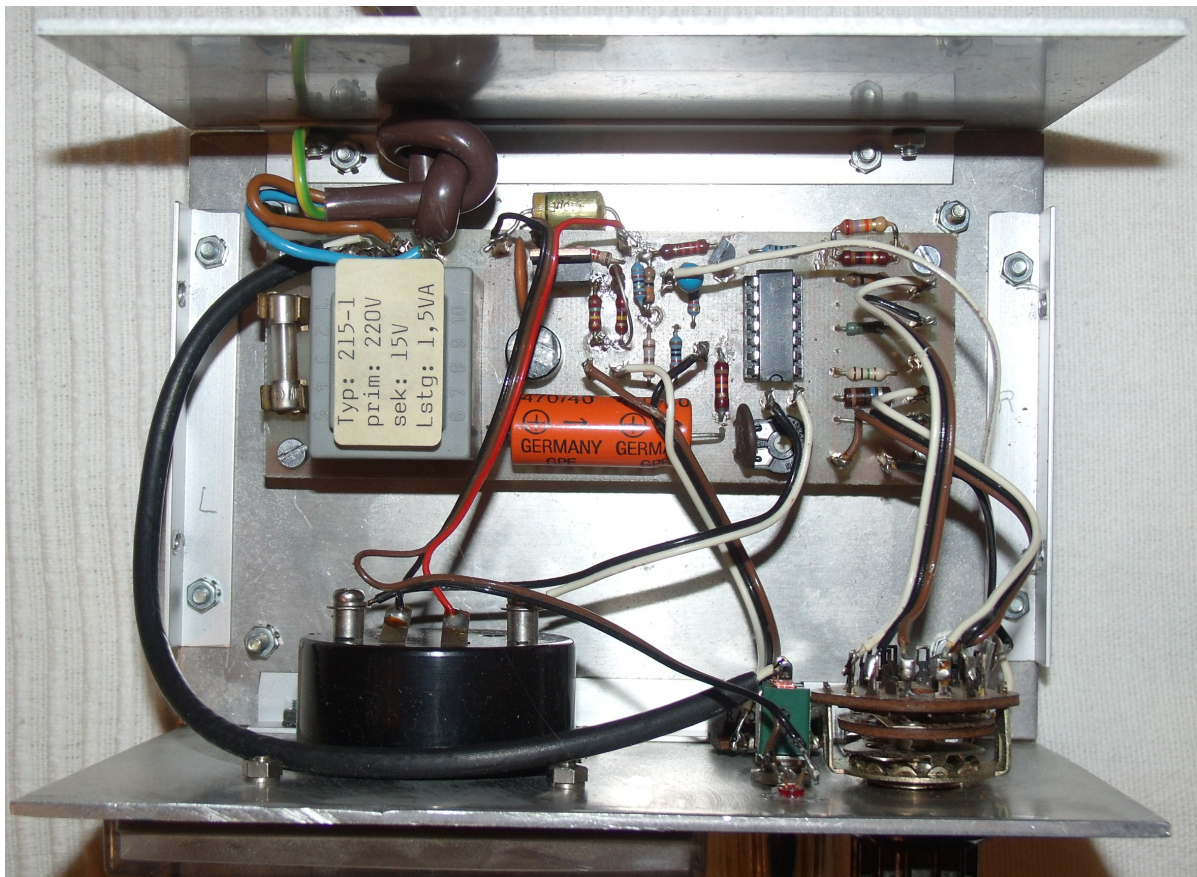
Forderung 1: Formal ist die Forderung nach einem Abschlusswiderstand von $50\ \Omega$ erfüllt, indem die Mikro-Glühlampe so mit einem Ohmschen Widerstand zusammengeschaltet ist, dass der Ersatzwiderstand $50\ \Omega$ beträgt. Es ist dabei aber zu beachten, dass eine Glühlampe – auch eine Mikro-Glühlampe – einen Drahtwendel enthält. Dieser hat natürlich eine gewisse Induktivität, die den nutzbaren Frequenzbereich nach oben hin begrenzt. Glücklicherweise ist dieser Wendel aber winzig klein. Auch die Bauform des Widerstandes R_3 sowie Verdrahtung an der HF-Buchse spielen hier natürlich eine Rolle. Einzelheiten dazu folgen bei der Funktionsbeschreibung.

Forderung 2: Das Problem des Leistungsverlustes zwischen wärmeerzeugendem Widerstand und Temperatursensor wird hier dadurch gelöst, dass der Widerstand, der die HF-Leistung aufnimmt, und der Sensor, der die Wärmeleistung ermittelt, ein und das selbe Bauelement ist, nämlich die Mikro-Glühlampe. Allein dadurch ist sicher gewährleistet, dass keine Wärmeleistung erzeugt wird, die der Sensor nicht erfasst. Wie wir später noch sehen werden, sorgt die Elektronik in der Schaltung dafür, dass trotz Einspeisung von HF-Leistung die Temperatur der Glühlampe praktisch konstant bleibt. Dadurch verändert sich dann auch die Wärmeabgabe an die Umgebung nicht.

Forderung 3: Die Forderung nach einem einfachen physikalisch leicht berechenbaren Zusammenhang bei der Umwandlung des Sensor-Ausgangssignals in eine Gleichspannung

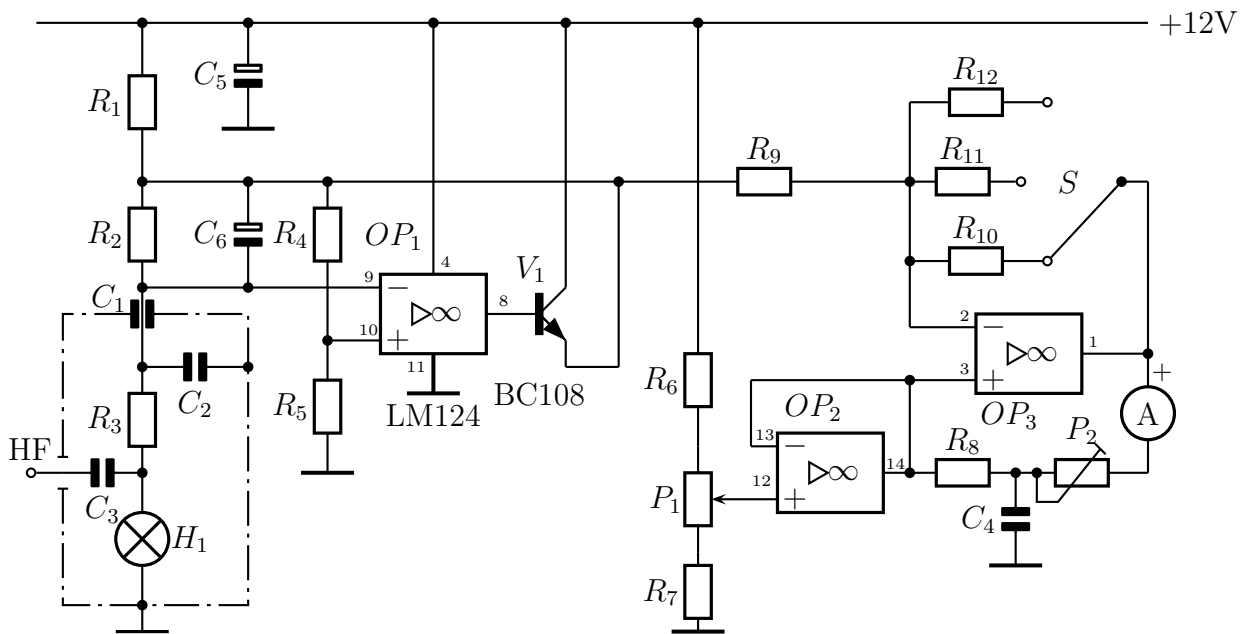
ist erfüllt. Dies ist eine besondere Stärke dieser Schaltung, denn dadurch ist eine einfache Eichung mit einem preiswerten Vielfach-Messgerät möglich. Warum das so ist, wird bei der Funktionsbeschreibung der Schaltung deutlich.

Forderung 4 und 5: Wie schon erwähnt stehen diese Forderungen in direktem Widerspruch zueinander. In meinem Konzept ist die größte anzeigbare Eingangsleistung auf 10 mW, also auf +10 dBm festgelegt. Bei Verwendung einer anderen Glühlampe ist auch ein Bereich bis 100 mW möglich. Dass beim deutlichen Überschreiten dieser Leistung um den Faktor von vielleicht 5 bis 10 (Ich habe es nicht genau ausprobieren wollen) die Mikro-Glühlampe durchbrennt, wird zugunsten des sehr niedrigen Preises des Gerätes und auch einer Ersatz-Glühlampe hingenommen. Im empfindlichsten Messbereich mit einem Messbereichs-Endwert von -10 dBm (entsprechend $100 \mu\text{W}$) kann man noch gut eine Leistung von -20 dBm (entsprechend $10 \mu\text{W}$) ablesen. Im Mustergerät bin ich sogar noch weitere 10 dB tiefer gegangen und habe versucht, in einem Messbereich bis -20 dBm noch Leistungen um $1 \mu\text{W}$ ablesen zu können. Das war im Prinzip möglich, jedoch war dabei die Temperaturdrift zu groß, als dass man vernünftig Werte hätte ablesen können. Zur Messbereichserweiterung leistungsmäßig nach oben kann man natürlich ein Dämpfungsglied mit bekannter Dämpfung vorschalten.



Innenansicht des Leistungsmessers

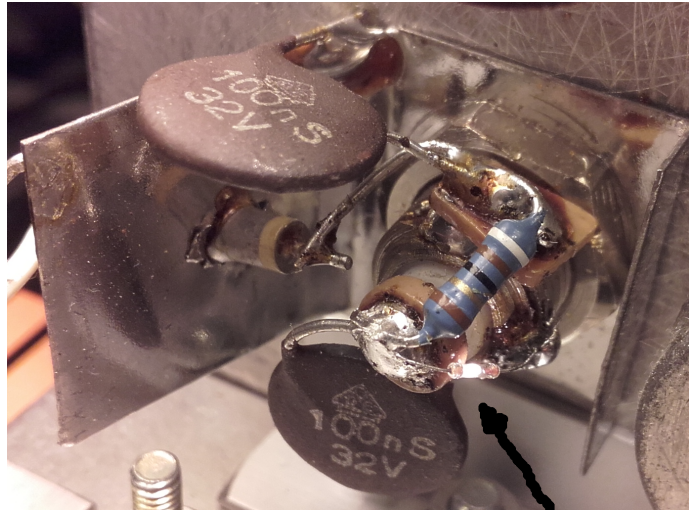
Die Funktion der Schaltung



R_1 : 2,2 k Ω	R_2 : berechnen, ca. 200 Ω
R_3 : berechnen, ca. 100 Ω	R_4 : 10 k Ω
R_5 : 10 k Ω	R_6 : berechnen, ca. 220 k Ω
R_7 : 150 k Ω	R_8 : berechnen, ca. 8,2 k Ω
R_9 : 1 k Ω	R_{10} : berechnen, knapp 1 k Ω
R_{11} : 10 k Ω	R_{12} : 100 k Ω
P_1 : Poti 10 k Ω	P_2 : Trimmer 4,7 k Ω
C_1 : 1 nF	C_2 : (siehe Text)
C_3 : (siehe Text)	C_4 : 100 nF
C_5 : 100 μ F	C_6 : 4,7 μ F
V_1 : BC108 o. ä.	OP : LM124
H_1 : Mikro-Glühlampe (siehe Text)	A : Strommesser, z.B. 50 μ A

Die Mikro-Glühlampe H_1 wird über den Transistor V_1 so vorgeheizt, dass sie einen Widerstand von ca. 100 Ω annimmt. Wird nun eine HF-Leistung eingekoppelt, dann wird sie wärmer, ihr Widerstand steigt. Das „merkt“ die Schaltung um OP_1 und verringert die Gleichstromleistung, die über V_1 die Lampe vorheizt, so weit, bis sich der Lampenwiderstand von 100 Ω wieder einstellt. Die Lampe hat dann wieder die ursprüngliche Temperatur. Die eingesparte Gleichstromleistung ist dadurch unabhängig von der Kennlinienkrümmung der Temperatur-Widerstands-Kennlinie der Lampe gleich der eingespeisten HF-Leistung! Diese eingesparte Gleichstromleistung kann sehr einfach über eine Spannungsmessung erfasst und zur Anzeige gebracht werden. Das ist das eigentliche Funktionsprinzip der Schaltung in kurzen Worten.

Schauen wir uns zunächst den HF-Teil der Schaltung an. Das ist der eingerahmte Teil unten links mit H_1 und R_3 . Am kalten Ende des Widerstandes R_3 – hier mit $91\ \Omega$ – liegt C_2 . Er besteht aus zwei Einzelkondensatoren. Ein unbedrahteter Trapez-Kondensator (induktionsarm für hohe Frequenzen) ist direkt auf das Gewinde der Buchse aufgelötet, ein Keramik-Kondensator mit $100\ \text{nF}$ für niedrige Frequenzen ist parallel geschaltet. Die beiden Kondensatoren sind im Bild oberhalb der Buchse erkennbar. Der Vorheizstrom wird zusätzlich noch über einen Durchführungskondensator geführt, der in dem Blech links hinter der BNC-Buchse steckt. Für die Hochfrequenz sind dadurch der Widerstand R_3 und die Glühlampe H_1 parallel geschaltet.



HF-Teil an der BNC-Buchse

Auch der Koppelkondensator C_3 besteht aus zwei Einzelkondensatoren. Ein runder Scheibenkondensator mit $1\ \text{nF}$ ist direkt auf den ziemlich kurz abgefeilten Anschluss der BNC-Buchse aufgelötet. Auf dem Bild ist ein parallelgeschalteter Kondensator mit $100\ \text{nF}$ erkennbar, der unterhalb der leicht leuchtenden Mikro-Glühlampe sichtbar ist. Der Pfeil zeigt auf diese Glühlampe. Hierbei handelt es sich um eine winzige Mikro-Glühlampe (für $1,55\ \text{V}/12,5\ \text{mA}$, wie sie beispielsweise bei der Firma Conrad-Elektronik erhältlich ist). Der Widerstandswert von R_3 beträgt circa $100\ \Omega$, und auch die Mikro-Glühlampe wird so betrieben, dass sich hier ebenfalls ein Widerstand von etwa $100\ \Omega$ einstellt¹. Somit ergibt sich durch die HF-mäßige Parallelschaltung der erforderliche Abschlusswiderstand von $50\ \Omega$ am HF-Eingang der Schaltung.

Damit OP_1 den Widerstand der Glühlampe unabhängig von der Versorgungsspannung und der Spannung am Emitter von V_1 überwachen kann, ist diese in eine Brückenschaltung eingebaut. Der Brückenpfad 1 besteht aus R_2 einerseits und der Reihenschaltung aus R_3 und H_1 andererseits, der Brückenpfad 2 wird durch die Widerstände R_4 und R_5 dargestellt. Die Brückenpunkte sind an die beiden Eingänge des OP_1 angeschlossen. Ist die Brücke im Gleichgewicht, dann liefert OP_1 eine stabile Ausgangsspannung, die über den Emitterfolger V_1 an die Brücke weitergegeben wird. Wird die Glühlampe wärmer, weil beispielsweise HF eingekoppelt wird, dann steigt ihr Widerstand und somit auch die Spannung am Minus-Eingang des OP an. Das bewirkt ein Absinken der Ausgangsspannung des OP und über V_1 auch der Speisespannung der Brückenschaltung.

¹Diese Werte müssen nicht genau eingehalten werden. Einzelheiten dazu sind unter „Widerstandsrechnung, Teil 1“ dargestellt.

Der Gleichstrom, der die Glühlampe vorheizt, wird reduziert, bis ihr Widerstand – und dadurch auch ihre Temperatur – wieder auf den ursprünglichen Wert gesunken ist. In die Glühlampe wird also genau so viel Gleichstromleistung weniger eingespeist, wie ihr an HF-Leistung zugeführt wird.

Die Brückenschaltung am OP-Eingang ist nicht ganz unproblematisch. Über R_2 erfolgt zwar eine Gegenkopplung, aber gleichzeitig wirkt auch R_4 als Mitkopplung. Wenn der Mitkopplungsweig schneller auf Änderungen reagiert, als der Gegenkopplungsweig, dann kann die Schaltung wild schwingen. Weil C_1 und C_2 den Gegenkopplungsweig verlangsamen, ist diese Gefahr durchaus real. Deshalb ist C_6 eingebaut, der den Gegenkopplungsweig auf Änderungen stärker ansprechen lässt. Eine Selbsterregungsgefahr ist nicht mehr gegeben.

Die Schaltung um OP_3 ist der Anzeige-Verstärker. Am Potentiometer P_1 wird der Zeiger auf Null eingestellt, so lange keine HF anliegt. Das Potential am Emitter des Transistors und am Schleifer des Potis ist dann genau gleich. Damit die Null-Einstellung der Anzeige nicht all zu knifflig ist, wird der Einstellbereich des Potis mit den Widerständen R_6 und R_7 eingegrenzt. Je nach der Spannung, die sich im Ruhezustand am Emitter des Transistors einstellt, muss der Widerstand R_6 bemessen werden. Er muss so groß sein, dass das Poti etwa in Mittelstellung den Zeiger des Messwerkes auf Null einstellt. „Klebt“ der Zeiger stets am linken Anschlag, muss R_6 verkleinert werden, bleibt er am linken Anschlag, muss R_6 vergrößert werden. Eine ausführliche Berechnung steht im Kapitel „Berechnung der restlichen Widerstände“.

OP_2 arbeitet als Spannungsfolger, er soll die Vergleichsspannung vom Poti P_1 puffern und einerseits dem invertierenden Verstärker um OP_3 zum Vergleich zur Verfügung stellen, andererseits liefert er die Bezugsspannung für das Anzeigemesswerk. Sie wird zwischen den Ausgängen von OP_3 und OP_2 gemessen. Für die Anzeige wird ein Messwerk mit $50\mu A$ verwendet. Es kann hier aber auch ein anderes hinreichend empfindliches Messwerk zur Verwendung kommen. An P_2 erfolgt die Eichung. Bei Bedarf (anderes Messwerk) muss R_8 und ggf. auch P_2 angepasst werden.

Der Anzeigeverstärker um OP_3 birgt noch ein Problem. Da der Spannungsfolger mit OP_2 nicht ideal ist, sondern einen Ausgangswiderstand $> 0\Omega$ hat, kann die Reihenschaltung aus dem Messwerk, P_2 und R_8 als **Mitkopplung** an OP_3 wirken. Es könnte zu wilden Schwingungen kommen, die jedoch mit C_4 verhindert werden.

Im verwendeten Operationsverstärker-IC LM124 sind vier Operationsverstärker enthalten, einer davon bleibt unbenutzt. Die Operationsverstärker sind für eine unsymmetrische Spannungsversorgung ausgelegt. Sie kommen mit einer einzigen Betriebsspannung von $+12V$ aus, was den Aufbau der Stromversorgung vereinfacht. Im Mustergerät wurde auf der Platine auch noch die Spannungsversorgung mit einem kleinen Trafo, einem Brückengleichrichter und einem Spannungsregler 7812 untergebracht.

Praktische Aufbauhinweise

Es ist sinnvoll, das Gerät in zwei Stufen aufzubauen. Dazu müssen zuerst die Werte für die Widerstände R_2 und R_3 bestimmt werden. Dann baut man die Schaltung zunächst ohne die Widerstände R_6 bis R_{12} auf. Zur Berechnung der noch fehlenden Werte ist nämlich ein Messwert aus der linken Teilschaltung erforderlich. Sind diese Widerstände bekannt, erfolgt deren Einbau. Zum Schluss wird die Schaltung in Betrieb genommen und geeicht.

Widerstandsberechnung, Teil 1

Im einfachsten Fall hat die Mikro-Glühlampe tatsächlich einen Widerstand von $100\ \Omega$. R_3 hat dann ebenfalls $100\ \Omega$, damit die HF einen Abschlusswiderstand von $50\ \Omega$ „sieht“. In diesem Fall verteilt sich die eingespeiste Leistung zu gleichen Teilen auf R_3 und H_1 . Wird z.B. eine Leistung von $1\ \text{mW}$ eingespeist, dann entfallen $0,5\ \text{mW}$ auf die Glühlampe. Um diese $0,5\ \text{mW}$ wird die Elektronik die Glühlampe entlasten. Die in die Glühlampe eingespeiste HF-Leistung P_{HF} und die Gleichstromleistung P_{Gl} an der Glühlampe addieren linear zur Gesamtleistung P_{ges} nach dieser Formel:²

$$P_{ges} = P_{Gl} + P_{HF}$$

Wir wollen ausrechnen, um welchen Wert sich die Gleichstromleistung beim Einkoppeln einer bestimmten HF-Leistung verringert; dazu wird die Formel umgestellt:

$$P_{Gl} = P_{ges} - P_{HF}$$

Ohne eingespeiste HF ist $P_{Gl} = P_{ges}$. Diese Gesamtleistung muss auf jeden Fall größer sein, als die maximal einspeisbare HF-Leistung. Die ausgewählte Glühlampe mit den Nenndaten $1,55\ \text{V} / 12,5\ \text{mA}$ nimmt bei Nennbetrieb knapp $20\ \text{mW}$ auf. Es sollen Leistungen bis zu $+10\ \text{dBm}$ gemessen werden können, also bis zu $10\ \text{mW}$. Davon entfallen dann $5\ \text{mW}$ auf die Mikro-Glühlampe.

Weil der Brückenpfad R_4/R_5 aus gleichen Widerständen besteht, muss R_2 gleich der Summe aus R_3 und dem Widerstand der Mikro-Glühlampe sein. Gehen wir hier zunächst von je $100\ \Omega$ aus, dann ist $R_2 = 200\ \Omega$.

Etwas umständlicher muss man rechnen, wenn der Lampenwiderstand $R_L \neq 100\ \Omega$ ist. Die Parallelschaltung aus Lampe und R_3 muss auf jeden Fall $50\ \Omega$ ergeben, um die Anpassung zu gewährleisten. Damit kann R_3 bei bekanntem Lampenwiderstand R_L so berechnet werden:

$$R_3 = \frac{R_L - 50\ \Omega}{R_L \cdot 50\ \Omega}$$

Man erhält Mikro-Glühlampen mit sehr unterschiedlichen Daten. Ich habe eine Lampe für $1,55\ \text{V}/12,5\ \text{mA}$ ausgewählt. Das ergibt rein rechnerisch einen Widerstandswert von

²Herleitung der Formel siehe hier: <http://www.dk4ek.de/lib/exe/fetch.php/rechnung.pdf>

$R_L = 124 \Omega$. Denkbar sind eventuell auch Lampen für 3 V/120 mW mit $R_L = 75 \Omega$ oder 4,5 V/220 mW mit $R_L = 92 \Omega$. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass bei größerer Nennspannung (bei gleichzeitig höherer Nennleistung) das Messgerät unempfindlicher wird. Andererseits könnte dann die Leistungs-Obergrenze von +10 dBm auf beispielsweise +20 dBm = 100 mW heraufgesetzt werden. Eine größere Nennspannung der Glühlampe als etwa 2,5 V erfordert eine höhere Betriebsspannung der Schaltung, weil sonst die Spannung zur Versorgung der Brücke (mit der **vierfachen** Lampenspannung) nicht mehr erzeugt werden kann. Denkbar wäre ggf. auch eine Brücke, bei der die Widerstände R_2 und R_4 um den gleichen Faktor z. B. auf die Hälfte verringert sind. Dann muss die Brücke nur noch mit der dreifachen Lampenspannung versorgt werden. Gegebenenfalls muss auch der Transistor BC108 gegen einen leistungsfähigeren Transistor ausgetauscht werden.

Es empfiehlt sich, gleich mehrere Lampenexemplare des gleichen Typs zu kaufen. Man kann sie dann nach Widerstandswert selektieren und hat andererseits auch noch Reserve für Defekte, weil nicht klar ist, wie lange man noch solche Glühlampen kaufen kann. Allerdings dürfen sie nicht einfach mit einem Widerstandsmessgerät ausgemessen werden, sie müssen mit Nennspannung betrieben werden, um dann über eine Strommessung auf den Widerstand zu kommen. Ansonsten bestimmt man nur den Kaltwiderstand der jeweiligen Lampe.

Theoretisch könnte man nun eine geeignete Glühlampe auswählen und danach R_3 ausrechnen. Praktisch stehen für R_3 aber nur bestimmte Normwerte zur Verfügung. Natürlich könnte man auf die Idee kommen, einen passenden Wert für R_3 aus Normwerten durch Reihen- oder Parallelschaltung zweier Normwiderstände „zusammenzubasteln“. Wir müssen aber bedenken, dass hier hochfrequenztechnische Randbedingungen zu beachten sind. Eine Reihenschaltung erhöht parasitäre Induktivitäten, eine Parallelschaltung entsprechende Kapazitäten. Daher ist es besser, hier bei Normwerten aus der E24-Reihe³ zu bleiben. Im Gegensatz zu Werten aus der E48-Reihe sind diese noch leicht beschaffbar. Das sind Werte aus diesem Bereich:

... 75 Ω 82 Ω 91 Ω 100 Ω 110 Ω 120 Ω 130 Ω ...

Wie geht man nun praktisch vor? Am besten erläutere ich das an einem Beispiel. Nehmen wir an, unsere Lampe hat bei Nennbetrieb einen Widerstand von $R_L = 124 \Omega$, wie in meinem Mustergerät. Dann müsste R_3 nach der obigen Formel einen Widerstandswert von $R_3 = 83,8 \Omega$ erhalten. Wählt man einen Normwert von 82 Ω für R_3 aus, dann müsste der Lampenwiderstand für ideale Anpassung an 50 Ω einen Wert von 128 Ω haben. Das kann mit dieser Formel berechnet werden, die durch Umstellen der ersten Formel entstanden ist:

$$R_L = \frac{R_3 \cdot 50 \Omega}{R_3 - 50 \Omega}$$

Abgesehen von Toleranzen, die sowieso vorhanden sind, müsste die Lampe mit etwas höherer Temperatur – sprich: mit Überspannung – betrieben werden. Das wirkt sich

³Einzelheiten zu den Normreihen siehe z. B. hier: <https://de.wikipedia.org/wiki/E-Reihe>

nicht günstig auf die Lebensdauer der Lampe aus. Viel besser ist es, die Lampe unterhalb des Nennbetriebes zu betreiben. Bekanntlich erhöhen 10% Unterspannung die Lebensdauer einer Glühlampe auf des Doppelte. Deshalb habe ich in meinem Mustergerät den Widerstand R_3 auf den nächstgrößeren Normwert von $91\ \Omega$ **erhöht**. Demzufolge darf ich die Glühlampe bei einer Temperatur betreiben, bei der sie nur $111\ \Omega$ hat. Auch damit erhalte ich exakte Anpassung, erhöhe aber die Betriebssicherheit.

Nachdem nun die Problematik um R_L und R_3 geklärt ist, kommen wir als nächstes zur Berechnung von R_2 . Damit die anfangs beschriebene Brückenschaltung mit den Zweigen $R_2 - R_3 - R_L$ einerseits und $R_4 - R_5$ andererseits bei Anpassung ins Gleichgewicht kommt, muss gelten:

$$R_2 = R_3 + R_L$$

In meinem Mustergerät wäre das:

$$R_2 = R_3 + R_L = 91\ \Omega + 111\ \Omega = 202\ \Omega$$

Das erfüllt hinreichend genau ein $200\ \Omega$ -Normwiderstand aus der E24-Reihe. Sollte das in einem anderen Beispiel zahlenmäßig nicht so gut passen, dann kann der gewünschte Wert problemlos durch Parallelschalten zweier Widerstände erreicht werden. Hier fließen ja reine Gleichströme, parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten haben hier keinerlei störenden Einfluss.

Am besten macht man das wie folgt. Ich teile R_2 auf in zwei parallelgeschaltete Widerstände R_{21} und R_{22} . Dann wähle ich für R_{21} den **nächstgrößeren** verfügbaren Normwert. In meinem Beispiel wären das $220\ \Omega$. R_{22} kann dann mit dieser Formel berechnet werden:

$$R_{22} = \frac{R_{21} \cdot R_2}{R_{21} - R_2}$$

Für mein Beispiel wären das $R_{22} = 2,47\ \text{k}\Omega$. Etwas grob (um zu zeigen, dass auch das zu einem guten Ergebnis führt) wähle ich den nächstgelegenen Normwert aus der E12-Reihe mit $R_{22} = 2,7\ \text{k}\Omega$ aus. Die Kontrollrechnung ergibt für die Parallelschaltung:

$$R_2 = \frac{R_{21} \cdot R_{22}}{R_{21} + R_{22}} = \frac{220\ \Omega \cdot 2\,700\ \text{k}\Omega}{220\ \Omega + 2\,700\ \text{k}\Omega} = 203\ \Omega$$

Hierbei sind immer noch nicht die Toleranzen der Widerstände berücksichtigt. Für ein Messgerät dieser Art dürften die aber auch bei Verwendung von 5%-Widerständen noch vertretbar sein.

Rechnungen zur Eichung

Bevor wir auf Rechnungen zur Eichung kommen, müssen wir zunächst das genaue Funktionsprinzip der Schaltung im Detail durchschauen.

Wenn die Glühlampe durch eingespeiste HF-Leistung heißer wird, steigt ihr Widerstand. Dadurch wird die Spannung am Minus-Eingang von OP_1 **größer**. Der Operationsverstärker **verringert** dadurch seine Ausgangsspannung, die an die Basis des Transistors weitergegeben wird. Der Transistor als Emitterfolger macht keine Spannungsverstärkung, liefert aber an seinem Emitter eine Spannung, die mit größeren Strömen belastet werden kann, als der einfache Operationsverstärker. Vereinfacht kann man ihn als (externen) Bestandteil des Operationsverstärkers betrachten. Er muss im wesentlichen den Strom liefern, der die Brückenschaltung und damit auch die Glühlampe speist. Die Emitter-Spannung wird nun durch den OP so weit verringert, bis die Glühlampe wieder ihren ursprünglichen Widerstand und damit die ursprüngliche Temperatur wieder erreicht hat. Die **Spannungsänderung** ΔU_E am Emitter von V_1 ist also ein Maß für die eingespeiste HF-Leistung. Der bereits beschriebene Teil der Schaltung um die beiden anderen Operationsverstärker dient lediglich der Aufbereitung dieser Differenzspannung für das Messwerk.

In der folgenden Rechnung muss nun ein Zusammenhang zwischen der HF-Leistung P_{Ein} am Messeingang und der angesprochenen Spannungsänderung ΔU_E hergestellt werden. Da die dabei hergeleitete Formel für die Eichung erforderlich ist, nenne ich die Formel „Eich-Formel“.

Beginnen wir zunächst mit dem Zusammenhang zwischen der in die Glühlampe eingespeiste Gleichstromleistung und der Spannung U_E am Transistor. Die Spannung U_E wird durch den Spannungsteiler bestehend aus R_2 , R_3 und R_L heruntergeteilt. Ich nenne die Spannung an der Glühlampe U_L . Mit der bekannten Spannungsteilerformel erhält man:

$$U_L = \frac{R_L \cdot U_E}{R_2 + R_3 + R_L}$$

Die Formel muss nach U_E umgestellt werden:

$$U_E = \frac{(R_2 + R_3 + R_L) \cdot U_L}{R_L}$$

Die Gleichstrom-Leistung, die auf einen bekannten Widerstand bei bekannter Spannung wirkt, kann mit dieser Grundformel berechnet werden:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Wir wenden diese Formel auf die Glühlampen-Gleichstromleistung P_{Gl} an und stellen die Formel nach U_L um und erhalten:

$$U_L = \sqrt{P_{Gl} \cdot R_L}$$

Diese Formel wird in die Formel für U_E eingesetzt. Damit ergibt sich:

$$U_E = \frac{(R_2 + R_3 + R_L) \cdot \sqrt{P_{Gl} \cdot R_L}}{R_L} = \frac{(R_2 + R_3 + R_L) \cdot \sqrt{P_{Gl}}}{\sqrt{R_L}}$$

Jetzt kommt die weiter vorn in diesem Artikel angesprochene Formel zur Addition von Gleichstrom- und Wechselstromleistung zur Anwendung.

$$P_{ges} = P_{HF} + P_{Gl}$$

Die Formel kann nun nach der Gleichstromleistung an der Glühlampe P_{Gl} umgestellt werden:

$$P_{Gl} = P_{ges} - P_{HF}$$

Hierbei ist P_{ges} eine Konstante. Es handelt sich dabei um die Leistung, die ohne eingekoppelte HF an Gleichstromleistung in der Lampe verbraucht wird. Sie kann so berechnet werden:

$$P_{ges} = \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{(R_L \cdot U_E)^2}{(R_2 + R_3 + R_L)^2 \cdot R_L} = \frac{R_L \cdot U_E^2}{(R_2 + R_3 + R_L)^2}$$

Diese Leistung kann also am fertigen Gerät einfach bestimmt werden, indem man U_E misst und zusammen mit den bekannten Widerstandswerten in die Formel einsetzt. Im Folgenden können wir damit P_{ges} als bekannte Konstante voraussetzen. Setzt man nun die Formel $P_{Gl} = P_{ges} - P_{HF}$ in die obige Formel zur Berechnung von U_E ein, dann erhält man zusammengefasst diese Formel:

$$U_E = \frac{(R_2 + R_3 + R_L) \cdot \sqrt{P_{ges} - P_{HF}}}{\sqrt{R_L}}$$

Das ist schon eine durchaus komplizierte Formel. Noch schlimmer wird es, wenn wir nun auf die Differenz ΔU_E kommen wollen. Ich nenne jetzt die Spannung U_E **ohne** eingespeiste HF U_{E0} . Die kann man problemlos am fertigen Gerät messen. Für ΔU_E erhalten wir:

$$\begin{aligned} \Delta U_E &= \frac{(R_2 + R_3 + R_L) \cdot \sqrt{P_{ges}}}{\sqrt{R_L}} - \frac{(R_2 + R_3 + R_L) \cdot \sqrt{P_{ges} - P_{HF}}}{\sqrt{R_L}} \\ &= \frac{R_2 + R_3 + R_L}{\sqrt{R_L}} \cdot (\sqrt{P_{ges}} - \sqrt{P_{ges} - P_{HF}}) \end{aligned}$$

Hierin ist P_{HF} nicht die HF-Eingangsleistung an der BNC-Buchse, sondern nur der auf die Glühlampe entfallende **Anteil**. Dieser Anteil kann aus der HF-Eingangsleistung P_{Ein} und den Widerständen R_3 und R_L berechnet werden:

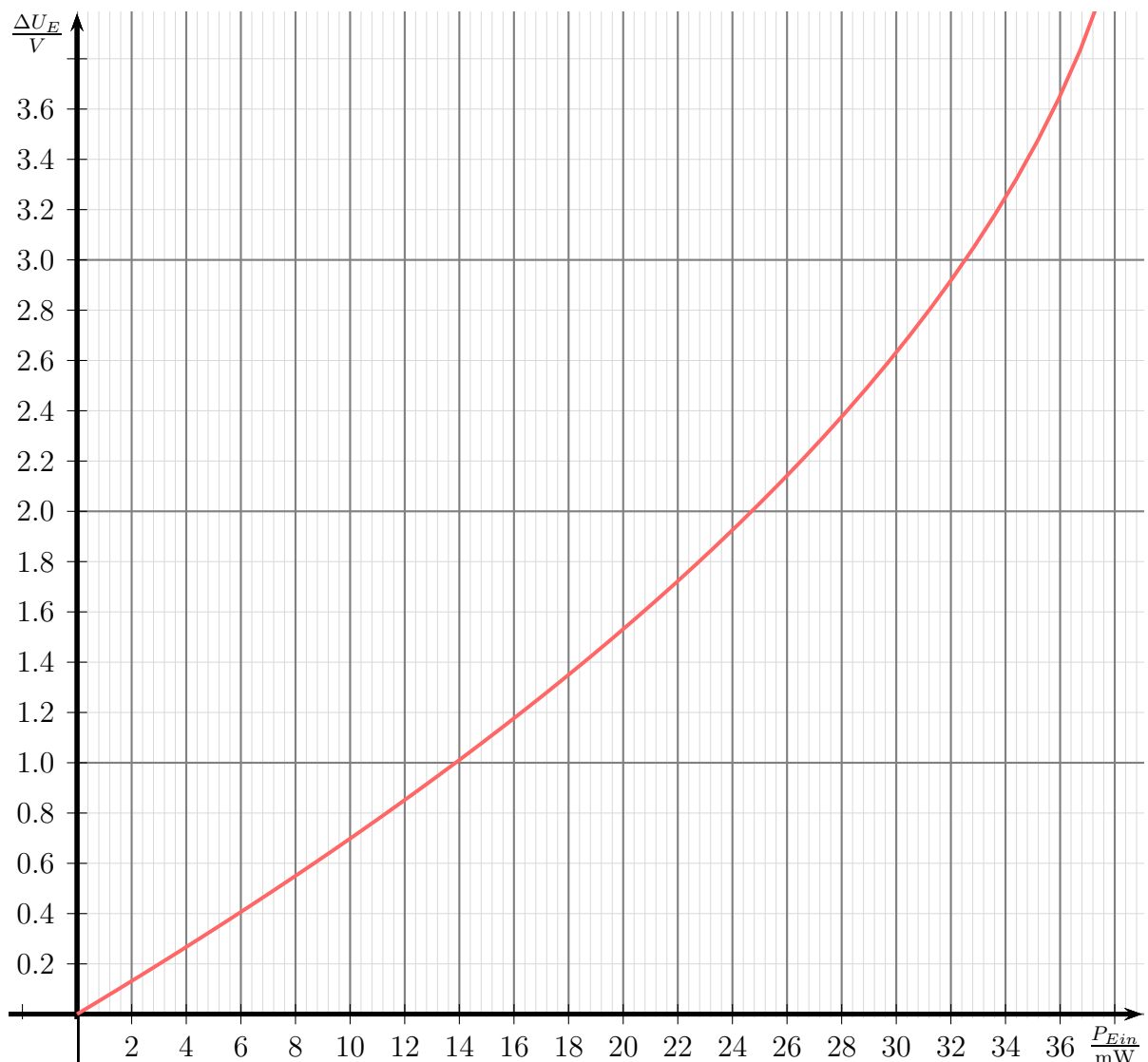
$$P_{HF} = \frac{R_3}{R_3 + R_L} \cdot P_{Ein}$$

Dieser Term kann nun in die obige Formel eingesetzt werden. Dadurch erhalten wir die endgültige Eich-Formel für den Zusammenhang zwischen der an der BNC-Buchse eingespeisten HF-Leistung und der Spannungsänderung ΔU_E an der Brücke.

$$\Delta U_E = \frac{R_2 + R_3 + R_L}{\sqrt{R_L}} \cdot \left(\sqrt{P_{ges}} - \sqrt{P_{ges} - \frac{R_3}{R_3 + R_L} \cdot P_{Ein}} \right)$$

Mit dieser Formel und einem Vielfach-Messgerät für Gleichspannungen ist somit die Eichung des Gerätes möglich. Auch für die Beschriftung der Skala wird diese Eich-Formel benötigt.

Rechnungen zur Beschriftung der Skala



Schaut man sich die eben hergeleitete Eich-Formel an, dann erkennt man, dass leider **kein rein linearer** Zusammenhang zwischen der HF-Eingangsleistung und der Spannung am Messwerk besteht. Es ergibt sich ein Zusammenhang mit ungefähr der oben dargestellten Kennlinie (hier mit den Daten für das Mustergerät). Man beachte, dass die Kurve bei größeren Leistungen nach oben „wegbiegt“. Immerhin ist der gewünschte Bereich bis 10 mW fast linear. Was bedeutet das rein praktisch?

Betrachten wir dazu nachfolgende Tabelle, die sich ebenfalls aus der Eich-Formel für das Mustergerät ergibt.

P_{Ein}	ΔU_{E}
10 mW	699 mV
1 mW	65,5 mV
0,1 mW	6,55 mV
0,01 mW	0,655 mV

Man erkennt, dass zumindest in den empfindlichen Bereichen der Zusammenhang recht **linear** ist. Eine **Verzehnfachung** der Leistung bedeutet auch eine **Verzehnfachung** der Spannung. Das ist wichtig (und günstig) beim Umschalten der Messbereiche. Dann kann zumindest bei den empfindlichen Bereichen die gleiche Skala verwendet werden. Die Verstärkung des Messverstärkers mit OP_2 wird in Zehnerstufen umgeschaltet (R_{10} bis R_{12}). Im unempfindlichsten Messbereich (10 mW) würde allerdings der Zeiger am oberen Ende etwas zu viel anzeigen. Das kann ausgeglichen werden, indem R_{10} etwas kleiner als $1\text{ k}\Omega$ gemacht wird. Zur Berechnung setzt man einfach den 10-fachen Wert von 1 mW zum korrekt berechneten Spannungswert von 10 mW ins Verhältnis. Für das Mustergerät wäre das:

$$R_{10} = \frac{655\text{ mV}}{699\text{ mV}} \cdot 1\text{ k}\Omega = 937\ \Omega$$

Nach bereits mehrfach beschriebenen Muster bedeutet das, dass zu einem $1\text{ k}\Omega$ -Widerstand ein Widerstand von $15\text{ k}\Omega$ parallelgeschaltet werden muss.

Berechnung der restlichen Widerstände

Als nächstes muss der richtige Wert für R_6 gefunden werden. Dazu wird die Leerlaufspannung U_{E0} am Emitter des Transistors benötigt. Diese kann einfach am bis dahin aufgebauten Gerät gemessen werden. Aufgebaut sein muss der linke Schaltungsteil um OP_1 bis zum Transistor. An meinem Mustergerät liegt diese Spannung bei $U_{E0} = 5,09\text{ V}$. Bei einer Betriebsspannung von $U_B = 12\text{ V}$ kann R_6 dann mit dieser Formel berechnet werden:

$$R_6 = \frac{R_7 \cdot (12\text{ V} - U_{E0})}{U_{E0}}$$

Ein Wert, der nicht als Normwert verfügbar ist, kann problemlos durch Parallelschalten zweier Widerstände erreicht werden, wie schon bei R_2 beschrieben. Notfalls kann hier später noch nachjustiert werden, wie weiter vorne im Artikel beschrieben. Das kann eventuell auch bei Alterung oder Austausch der Glühlampe notwendig werden.

Natürlich könnte man R_6 und R_7 auch mit deutlich kleineren Werten realisieren. Dann müssten diese Werte nicht so genau eingehalten werden, jedoch wäre das Nullen des Zeigers am Poti in diesem Fall nicht so feinfühlig möglich. Bei empfindlichen Messbereichen ist das auch so schon knifflig genug.

Jetzt fehlt noch die Bestimmung eines passenden Widerstandeswertes für R_8 . Zwischen den Ausgängen von OP_2 und OP_3 liegt bei Vollausschlag des Zeigers eine Spannung, die

ziemlich genau der Spannungsänderung ΔU_E entspricht, die wir zuvor als Maximalwert berechnet haben. Etwas genauer: Es ist das Zehnfache der Spannung, die im **zweitgrößten** Messbereich zum Messbereichsendwert gehört. Diese Spannung soll Vollausschlag am Messwerk bewirken. Präzise soll das mit P_2 bei der Eichung einjustiert werden. R_8 hilft, den Einstellbereich von P_2 einzugrenzen. An der Reihenschaltung aus R_8 , P_2 und dem Messwerk liegt diese Spannung an, die einen Stromfluss für Vollausschlag bewirken soll. Der Gesamtwiderstand kann berechnet werden:

$$R_{ges} = \frac{10 \cdot \Delta U_{E_{max}}}{I_M}$$

Hierbei ist $\Delta U_{E_{max}}$ die berechnete Spannungsänderung im **zweitgrößten** Messbereich. Für das Mustergerät wäre das:

$$R_{ges} = \frac{10 \cdot \Delta U_{E_{max}}}{I_M} = \frac{10 \cdot 65,5 \text{ mV}}{50 \mu\text{A}} = 13,1 \text{ k}\Omega$$

Dieser Widerstand verteilt sich auf R_8 , P_2 und den Innenwiderstand R_i des Messwerkes (im Mustergerät $3 \text{ k}\Omega$). Gehen wir davon aus, dass P_2 beim Abgleich ungefähr in Mittelstellung stehen soll, dann erhalten wir für R_8 :

$$R_8 = R_{ges} - R_i - 0,5 \cdot R_{P_2}$$

Im Mustergerät sind das:

$$R_8 = 13,1 \text{ k}\Omega - 3 \text{ k}\Omega - 0,5 \cdot 4,7 \text{ k}\Omega = 7,75 \text{ k}\Omega$$

Der nächstgelegene Normwert kann verwendet werden, der Einstellbereich von P_2 gleicht die Abweichung aus: $R_8 = 8,2 \text{ k}\Omega$

Beschriftung der Skala

Bei der Beschriftung der Skala hat man grundsätzlich zwei Möglichkeiten:

1. Die Beschriftung in Milliwatt
2. Die Beschriftung in dBm

Was man macht, ist letztlich Sache des persönlichen Geschmacks. Beschriftet man in Milliwatt, dann kann immerhin die im Messwerk vorhandene lineare Skala verwendet werden. Die Beschriftung müsste angepasst werden, es sei denn, man verwendet ein Messwerk mit einer 10 o.ä. am Messbereichsendwert. Ein Messwerk für $100 \mu\text{A}$ ⁴ würde sich in dem Fall anbieten.

⁴Dann muss nicht nur für R_8 sondern auch für P_2 ein anderer Wert verwendet werden.

Im größten Bereich gibt es eine kleine Abweichung durch die angesprochene „Hochbiegung“ der Kennlinie. Man kann darüber diskutieren, ob man für ein Eigenbaugerät dieser Preisklasse mit einer systembedingten Abweichung von etwa 6% leben will, oder ob man für den größten Messbereich eine eigene angepasste Skala am Gerät anbringen möchte. Bei der vorgesehenen Messbereichsumschaltung in 10-er Stufen kann die Skala im ersten Fall in allen Messbereichen verwendet werden.

Wer mag, kann natürlich auch eine Messbereichsumschaltung in der gängigen Dreierstufung ($\dots 1 - 3 - 10 \dots$) vorsehen, wodurch die Ablesung verbessert werden könnte. Dann ist aber auf jeden Fall mindestens eine weitere Skala mit der entsprechenden Beschriftung notwendig. Auch passende Widerstände für die Bereichsumschaltung entsprechend R_{10} bis R_{12} mit $3\text{ k}\Omega$ bzw. $30\text{ k}\Omega$ müssten für diese Zwischenbereiche vorgesehen werden. Ähnliches kann man auch machen, wenn man in dBm beschriftet hat. Dann wird ein Widerstand mit $3,16\text{ k}\Omega$ ($3,3\text{ k}\Omega$ parallel zu $75\text{ k}\Omega$) für einen Bereich bis $+5\text{ dBm}$ und ein Widerstand mit $31,6\text{ k}\Omega$ ($33\text{ k}\Omega$ parallel zu $750\text{ k}\Omega$) bis -5 dBm verwendet. Die Skalierung für die empfindlichen Bereiche kann verwendet werden, man muss lediglich eine 5 als Endwert an die Skala schreiben (und entsprechende um jeweils 5 verringerte Werte dazwischen).

Im Mustergerät ist ein Messwerk für $50\text{ }\mu\text{A}$ eingebaut. Es gibt also eine Skala von 0 bis 50. Die Zahlen habe ich mit Tippex entfernt und eine eigene Beschriftung mit Tusche und mit Letraset-Aufreibebuchstaben angebracht. Bei der Gestaltung sind natürlich der Kreativität keine Grenzen gesetzt. Soll die Anzeige in mW erfolgen, dann bleibt die Skala erhalten. Wenn die Anzeige in dBm erfolgen soll, dann muss auch die vorhandene Skala übermalt werden. Es ist empfehlenswert, zunächst nur die Zahlen an der Skala zu entfernen, nicht aber die Skala selbst. Daran kann man sich nämlich beim Beschriften oder beim Erstellen einer neuen Skala gut orientieren.

In meinem Mustergerät habe ich mich für eine Beschriftung in dBm entschieden. Weil die dazu notwendige Skala ohnehin selbst erstellt werden musste, habe ich für den oberen Bereich eine separate Skalierung angefertigt. Das befriedigt zumindest das Gefühl des Technikers, unnötige Systemfehler zu vermeiden. Es bleiben natürlich immer noch die Fehler, die z. B. durch die Toleranzen von 5%-Widerständen entstehen.

Mit den nachfolgenden Tabellen oder mit der weiter vorn hergeleiteten Eich-Formel können die erforderlichen Skalierungen berechnet werden. Für den größten Messbereich ist eine eigene Rechnung auf jeden Fall notwendig, wenn ein anderer Glühlampentyp verwendet wird.

Leistung in dBm	Skalenteile im größten Bereich	Skalenteile in anderen Bereichen
10	50	50
9,8	47,5	47,7
9,6	45,3	45,6
9,4	43,1	43,5
9,2	41,1	41,5
9,0	39,1	39,7
8,8	37,2	37,9
8,6	35,5	36,2
8,4	33,8	34,5
8,2	32,2	33,0
8,0	30,7	31,5
7,8	29,2	30,1
7,6	27,9	28,7
7,4	26,6	27,4
7,2	25,3	26,2
7,0	24,1	25,0
6,5	21,4	22,3
6,0	19,0	19,8
5,5	16,9	17,7
5,0	15,0	15,7
4,5	13,3	14,0
4,0	11,9	12,5
3,5	10,6	11,1
3,0	9,4	9,9
2,0	7,5	7,9
1,0	5,9	6,3
0	4,7	5,0

Leistung in mW	Skalenteile im größten Bereich	Skalenteile in anderen Bereichen
10	50	50
9,5	47,3	47,5
9,0	44,7	45,0
8,5	42,1	42,5
8,0	39,4	40,0
7,5	36,8	37,5
7,0	34,2	35,0
6,5	31,7	32,5
6,0	29,1	30,0
5,5	26,6	27,5
5,0	24,0	25,0
4,5	21,6	22,5
4,0	19,1	20,0
3,5	16,7	17,5
3,0	14,3	15,0
2,5	11,9	12,5
2,0	9,4	10,0
1,5	7,1	7,5
1,0	4,7	5,0
0,5	2,4	2,5

Inbetriebnahme und Eichung

Nachdem alles aufgebaut ist, ist die Inbetriebnahme recht einfach. Zunächst schaltet man das Gerät ein. Die Glühlampe sollte leuchten. Mit P_1 kann man den Zeiger des Messwerkes auf den Nullpunkt einstellen. „Klebt“ der Zeiger am linken oder rechten Anschlag, dann misst man die Spannung U_{E0} , die am Emitter des Transistors anliegt. Dann korrigiert man R_6 und R_8 , wie im Kapitel „Berechnung der restlichen Widerstände“ beschrieben. Danach müsste sich an P_1 der Zeiger des Messwerkes auf den Nullpunkt einstellen lassen.

Jetzt erfolgt die Eichung des Gerätes. Ihre Einfachheit ist ein großer Vorteil dieser Schaltung. Sie kann in jedem beliebigen Messbereich erfolgen, am bequemsten ist es jedoch in einem großen Messbereich, weil dann die Einstellung an P_1 nicht so knifflig ist. Ein gutes

Spannungsmessgerät, am besten ein Digital-Multimeter, wird am Emitter des Transistors (Minuspol) und am Ausgang von OP_2 (Pluspol) angeschlossen. Dann geht man wie folgt vor.

Das Gerät wird eingeschaltet. Man stellt P_1 zunächst so ein, dass der Zeiger des Messwerkes auf Null steht und der Spannungsmesser 0 Volt anzeigt. Jetzt wartet man eine angemessene Zeit ab, bis die anfängliche Temperaturdrift vorbei ist. Tipp: Im größten Messbereich ist diese am kleinsten. Dann stellt man P_1 so ein, dass am Spannungsmessgerät genau die Spannung angezeigt wird, die man als Spannungsänderung ΔU_E mit Hilfe der Eich-Formel für den Messbereichsendwert berechnet hat. In meinem Mustergerät wären das 699 mV im +10-dBm-Bereich (10 mW) oder 65,5 mV im 0-dBm-Bereich (1 mW). Warscheinlich lässt sich mit P_1 nicht eine so große Spannung einstellen, wie sie für größten Bereich berechnet wurde. Dann wählt man den zweitgrößten Bereich aus. Jetzt muss man nur doch das Trimpoti P_2 so einstellen, dass der Zeiger im Messwerk auf den Messbereichsendwert zeigt. Das war es dann auch schon!