

Messtechnik

Temperatur

- Temperatur-Messvorsatz 0 bis 100°C
- Temperatur-Messvorsatz -10 bis 100°C
- Temperatur-Regelung mit dem 723
 - Spot-Heizer, Grundgerät
 - Anzeige der Spot-Heizleistung
 - Mini-Thermostat
 - Betriebsanzeige für den Mini-Thermostat

Generatoren

- Quarz-Tester mit LED-Anzeige und Signalton
- Quarz-Prüfgerät und HF/NF-Signalgeber
 - Quarz-Prüfgerät mit HF/NF-Ausgang
 - Quarz-Prüfgerät mit HF/NF-Ausgang, TTL-Teiler und Netzteil
- Sinusgeneratoren mit Wienbrücke
 - Sinusgenerator mit Dioden-Regelung (parallel)
 - Sinusgenerator mit Dioden-Regelung (in Reihe)
 - Sinusgenerator mit TL084
 - Sinusgenerator mit NE5532
- Funktionsgeneratoren mit dem XR2206
 - Allgemeines zum XR2206, Blockschaltbild
 - Funktionsgenerator-Testschaltungen
 - XR2206-Testschaltung (1) ohne Abgleich
 - XR2206-Testschaltung (2) mit Abgleich
 - XR2206-Testschaltung (3) (TU Graz)
 - Funktionsgenerator-Kit (KKmoon-XR2206)
 - Funktionsgenerator-Kit (2011, Kanada)
 - Funktionsgenerator nach Elektor 1977
 - Testgenerator mit Ausgangsteiler 100:1
 - Testgenerator mit Leistungs-Endstufe
 - Funktionsgenerator 1 Hz bis 1 MHz
 - Funktionsgenerator mit Wahlschalter (old style)
 - Funktionsgenerator mit Null-Verschiebung
 - Funktionsgenerator 3 Hz bis 350 kHz
 - Funktionsgenerator 1 Hz bis 100 kHz
 - Funktionsgenerator 3 Hz bis 350 kHz, mit Opamp
 - Funktionsgenerator mit CA3140 (nach DZSC)
 - Funktionsgenerator mit LM741
 - Funktionsgenerator mit LF356
 - Funktionsgenerator nach Elektor 1984-12
 - Funktionsgenerator mit Spannungssteuerung
 - Funktionsgenerator mit BA-Schalter (1987)
 - Funktionsgenerator 200 kHz (nach ELV MG7000)

Wobbler

- Wobbler mit dem XR2206
 - Wobbler bis 20 kHz (Elektor india 1987)
 - Wobbler bis 20 kHz mit Leistungs-Opamp
 - Wobbler bis 1 MHz (nach DK2ZA)
 - Mini-NF-Wobbler (nach FA 10/96)

Widerstand

- ESR-Messgeräte für Elkos
 - Allgemeines zum ESR
 - ESR-Messung mit konstantem Sinusstrom
 - Prinzip-Schaltplan Vers. 1 bis 4
 - ESR-Meter 0-2/20 Ω , $U_m=20\text{mV}/30\text{kHz}$ (1)
 - ESR-Meter 0-2/20 Ω , $U_m=20\text{mV}/30\text{kHz}$ (2)
 - ESR-Meter 0-20 Ω , $U_m=200\text{mV}/30\text{kHz}$ (3)
 - ESR-Meter 0-20 Ω , $U_m=200\text{mV}/100\text{ kHz}$ (4)
 - ESR-Meter mit 21-LED-Zeile (5)
 - ESR-Meter mit 20-LED-Zeile (6)
 - ESR-Meter mit LED-Zeile, ext. Tastkopf (7)
 - ESR-Meter mit Panel, ext. Tastkopf (8)
 - ESR-Meter mit Panel, Netzversorgung (9)

Spannung

- Referenz-Spannungsquelle mit LT1021

Strom

- Milliampere-Meter für DC und Impulse
 - DC- und AC-Messung, RMS
 - Prinzip zur Impuls-Strommessung
 - Allgemeines zum Butterworth-Filter
 - Tiefpässe vom Gaußtyp nach Bessel und Butterworth
 - Hochpässe vom Gaußtyp nach Bessel und Butterworth
 - Milliampere-Meter, Messverstärker
 - Milliampere-Meter, Bereichsumschaltung
- Elektronische Lasten
 - Stromsenke (Dummy Load) 2A, Basis-Variante
 - Stromsenke (Dummy Load) 2A, max. 150W
 - Stromsenke (Dummy Load) mit dynamischer Last

Panels

- Panel PM438 (200 mV)
- Panel PM4520/42 (42 V)
- LED-Panel VM533 (33 V)

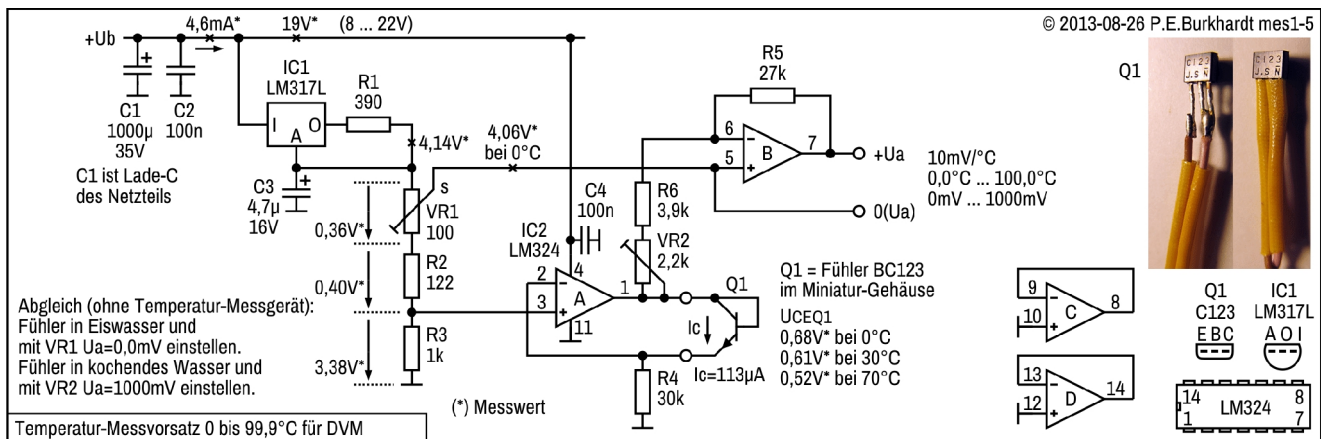
Temperatur

Temperatur-Messvorsatz 0 bis 100°C

Dieser Temperatur-Messvorsatz basiert auf einem Vorschlag von Rolf Süßbrich, Hamburg (www.suessbrich.info/elek/elekttherm1.html). Die Schaltung wurde getestet und angepasst. Hervorzuheben ist die Auflösung von 0,1°C. Natürlich ist mit einfachen Mitteln keine absolute Genauigkeit in dieser Größenordnung zu erreichen. Für Untersuchungen z.B. an Thermostat-Schaltungen oder Lüfter-Regelungen usw. ist es aber günstig, wenn der Temperatur-Trend schnell ablesbar ist.

Eigenschaften

- Temperatur-Ausgabe 0 bis 1000 mV für 0 bis 100,0°C
- Transistor im Mini-Plastgehäuse als Sensor
- Spannungsregler LM317L als Referenz-Stromquelle
- LM324 für Sensor-Stromquelle und Messwert-Ausgabe



Schaltungsbeschreibung

Prinzip der Temperatur-Erfassung

Ein pn-Übergang verringert seine Schwellspannung um ca. -2 mV/K. Dieser Wert ist abhängig von Layout und Technologie des Halbleiters und kann zwischen -1,8 bis -2,5 mV/K liegen (oder mehr). Auch die Linearität ist nicht 100%-ig, da der Reststrom des pn-Übergangs ebenfalls eine Rolle spielt. Für die Anwendung als Temperatur-Sensor ist die Genauigkeit aber ausreichend, da andere Faktoren (Schaltungsauslegung, Temperatur-Gefälle) einen wesentlich größeren Einfluss auf die Messgenauigkeit haben.

Als Temperatur-Sensor wird ein mit konstantem Strom betriebener Transistor verwendet. Seine temperaturabhängige Kollektor-Emitterspannung wird erfasst, der Nullwert mittels Referenz-Spannung festgelegt und so verstärkt, dass sich der gewünschte Bereich der Ausgangsspannung für das anzeigende Digital-Voltmeter (DVM) ergibt.

Referenz-Spannung mit dem LM317L

Der 100mA-Festspannungsregler LM317L ist als Stromquelle geschaltet und speist den Spannungsteiler VR1-R2-R3. Eine Referenzspannung ist für die Sensor-Stromquelle (IC2:1) nötig und steht über R3 zur Verfügung. Die zweite Referenz-Spannung wird einstellbar mittels Trimm-Poti VR1 abgegriffen und legt den Nullpunkt der Messwert-Ausgabe fest.

Der LM317L benötigt Betriebsstrom, deshalb muss im Lastkreis nach GND ein bestimmter Mindeststrom fließen (siehe Datenblatt). R1 ist deshalb nicht frei wählbar und mit 390 Ω fast schon zu groß, wenn man einen am Rande der Spezifikation liegenden IC erwirbt.

Die Widerstände sollten langzeitstabil sein (Metallschicht), beide Trimm-Rs ebenfalls (10-Gang).

Sensor-Stromquelle (IC2:1)

Nummer 1 des 4-fach-Opamps LM324 ist als spannungsgesteuerte Stromquelle geschaltet. Die relativ hohe Referenz von über 3 V ist nötig, da der 324 nur mit einer Betriebsspannung gegen GND arbeitet. Das Verhältnis der Widerstände R3 zu R4 bestimmt, welcher Strom im Sensor Q1 fließt. Deshalb ist der Konstantstrom I_c 30 mal kleiner als der Strom durch R3. Da nun nur ca. 0,1 mA durch Q1 fließen, bleibt die Eigenerwärmung des pn-Übergangs sehr gering und diesbezügliche Messwert-Verfälschungen sind nahezu ausgeschlossen.

Invertier-Verstärker und Nullpunkt (IC2:2)

Am Ausgang des Opamps IC2:1 steht die temperaturabhängige Sensor-Spannung zur Verfügung, die sich mit zunehmender Q1-Temperatur verringert. Die Mess-Spannung wird dem invertierenden Eingang Pin 6 zugeführt und soweit invertiert verstärkt, dass sich bei 100°C der 1000mV-Endwert ergibt, einstellbar mit VR2. Mit Trimm-R VR2 wird also die Steigung der Übertragungskennlinie (temperaturbedingte Änderung der Q1-Kollektor-Emitter-Spannung zur invertierten Ausgangsspannung +Ua) verändert.

Damit die Kennlinie im Punkt 0°C der Ausgangsspannung $U_a = 0,0 \text{ mV}$ entspricht, ist die Verschiebung der Übertragungskennlinie parallel zu y-Achse notwendig. Die Spannung, die dem nichtinvertierenden Eingang Pin 5 zugeführt wird, muss der Summe der Q1-Kollektor-Emitter-Spannung bei 0°C (gemessen 0,68 V) und der über R3 (bzw. R4) stehenden Spannung entsprechen ($U_{VR1s} = U_4 + U_{CEQ1null}$). Dieser Null-Abgleich erfolgt vor dem Endwert-Abgleich mit VR2.

Fühlertransistor Q1

Die Wärmeübertragung vom Messobjekt zum Fühler braucht Zeit. Je größer der Wärmewiderstand und die Fühlermasse sind, desto länger dauert es, bis der Q1-pn-Übergang die Temperatur des Messobjekts angenommen hat. Dabei geht ein Teil der Wärme verloren, um so mehr, je größer die abstrahlenden Flächen sind.

Das alles bedeutet: Der Fühlertransistor sollte möglichst klein sein (geringe abstrahlende Fläche), die Wärme gut leiten und seine Anschlüsse sollten so dünn wie möglich sein, damit so wenig wie möglich Wärme über die Anschlussdrähte abfließt. Andererseits sollte die Kontaktfläche zwischen dem Q1-Gehäuse und dem Messobjekt möglichst gross sein, damit eine gute und schnelle Wärmeübertragung erfolgt.

Im o.g. Beitrag sind diesbezügliche Versuche dokumentiert. Auch praktische Fehleranalysen wurden durchgeführt. In der hier beschriebenen Ausführung wird ein BC123 im Miniaturgehäuse als günstiger Kompromiss zwischen Handling und notwendiger Kleinheit verwendet. Besser wäre natürlich ein SMD-Typ.

Die sehr schlechte Eignung von Transistoren mit Metallgehäuse kann ich nur bestätigen. Trotz der besseren Wärmeleitung von Metall gegenüber Plastik-Gehäuse verschlingt die relativ große Wärmekapazität diesen Vorteil.

Fazit

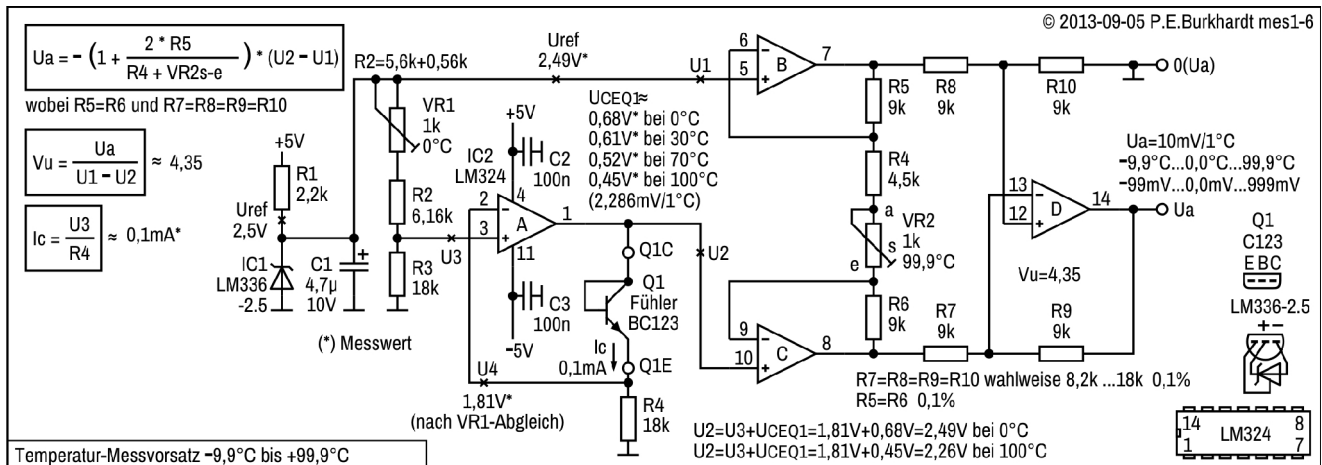
Viele Multimeter zeigen die Temperatur nur mit 1°C-Auflösung an. Dieser Temperatur-Messvorsatz lässt jedoch durch die hohe 0,1°C-Auflösung eine Temperaturänderung schnell erkennen. Die erreichbare Genauigkeit ist bei sorgfältigem Abgleich mit Hilfe eines präzisen Temperatur-Messgeräts besser, als es die meisten Multimeter bieten. Der im Bild geschilderte Abgleich ist nur eine Orientierungshilfe.

Temperatur-Messvorsatz -10 bis 100°C

Der Messbereich dieses Temperatur-Messvorsatzes ist an die C520-ADU-Baugruppe angepasst. Der Analog-Digital-Wandler C520D arbeitet nach dem Dual-Slope-Verfahren und gibt die Anzeigedaten im Multiplexverfahren 3-stellig aus.

Eigenschaften des Temperatur-Messvorsatzes

- Temperatursensitivität -100 mV bis +1000 mV für -10°C bis +100°C
- Transistor im Mini-Plastgehäuse als Sensor
- Bandgap-Referenz LM336-2.5 als Referenz-Spannungsquelle
- 4-fach Opamp LM324 für Sensor-Stromquelle und Messwert-Ausgabe
- Instrumentations-Verstärker für GND-bezogene Messwert-Ausgabe



Diese 1,81 V fallen, wie beschrieben, über R4 ab und addieren sich so zur Fühlerspannung. Übrigens hat der I_c -bestimmende R4 nur deshalb den gleichen Wert wie R3, weil der Spannungsteiler VR1-R2-R3 so dimensioniert wurde, dass auch durch den Spannungsteiler bei nominal U_{ref} (2,5 V) ca. 0,1 mA fließen.

Instrumentations-Verstärker

Der Verstärker mit den Opamps LM324:2 bis :4 ist ein echter Differenzverstärker, Vorteile dieser Anordnung sind neben dem hohen Eingangswiderstand beider Eingänge (Pins 5 und 10) die sehr gute Gleichtakt-Unterdrückung (CMMR) und die Einstellbarkeit der Verstärkung mit nur einem Widerstand.

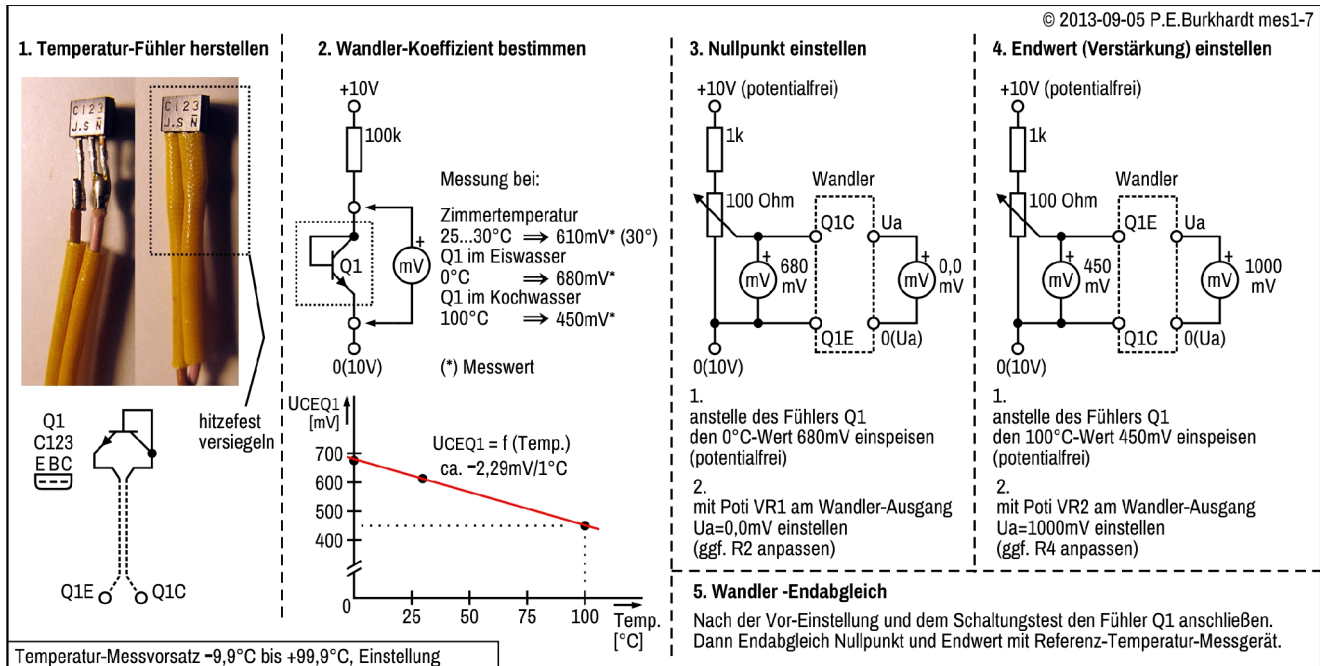
Zur Vereinfachung haben die Widerstände R5 bis R10 alle den gleichen Wert (9 kΩ deshalb, weil gerade mit 0,1 % vorhanden). Möglich sind auch andere Werte, Empfehlung für R7 bis R10 siehe Bild. Werden R5 = R6 geändert, müssen evtl. auch R4 und VR2 angepasst werden. Die Zusammenhänge sind aus der Formel ($U_a = \dots$) ersichtlich.

Endwert-Einstellung

Da maximal 1000 mV bei 100°C für den ADU zur Verfügung stehen sollen, müssen die 0,45 V Q1-Fühler-Spannung addiert mit 1,81 V (mit VR1 eingestellte Nullpunkt-Spannung U_4) soweit verstärkt werden, dass sich $U_a = 1000$ mV ergeben. Diese Verstärkung ist mit VR2 einstellbar. Stimmt nun neben dem Nullpunkt auch der Endwert, ist auch automatisch der negative Ausgabewert bei -10°C eingestellt, da die Übertragungskennlinie linear (nahezu) verläuft.

Ableich des Temperatur-Messvorsatzes

Im folgenden Bild ist dargestellt, wie zweckmäßigerweise vorgegangen wird.



1. Schritt: Temperaturfühler herstellen

Die Wärmeübertragung vom Messobjekt zum Fühler braucht Zeit. Je größer der Wärmewiderstand und die Fühlermasse sind, desto länger dauert es, bis der Q1-pn-Übergang die Temperatur des Messobjekts angenommen hat. Dabei geht ein Teil der Wärme verloren, um so mehr, je größer die abstrahlenden Flächen sind.

Das alles bedeutet: Der Fühlertransistor sollte möglichst klein sein (geringe abstrahlende Fläche), die Wärme gut leiten und seine Anschlüsse sollten so dünn wie möglich sein, damit so wenig wie möglich Wärme über die Anschlussdrähte abfließt. Andererseits sollte die Kontaktfläche zwischen dem Q1-Gehäuse und dem Messobjekt möglichst gross sein, damit eine gute und schnelle Wärmeübertragung erfolgt.

Als geeignet hat sich ein Transistor im Mini-Plastgehäuse erwiesen. Er ist relativ klein, aber trotzdem noch gut zu handhaben. Ein SMD-Typ wäre zwar aufgrund der noch geringeren Abmessungen und Masse geeigneter, dagegen sprechen aber die meist zweiseitig angeordneten Anschlüsse.

Wird der Fühler auch in flüssigen Medien verwendet, sollte er hitzebeständig und wasserdicht versiegelt werden. Es ist aber darauf zu achten, dass die Versiegelung keine oder nur eine geringe zusätzliche Wärmedämmung einbringt.

Die Länge der Fühlerleitungen ist unkritisch, für den Labortisch genügen meist ein bis zwei Meter. Abhängig von der Länge kann bei langen Leitungen der temperaturabhängige Cu-Leitungs-Widerstand den Messwert verfälschen, wenn wie im Schaltbild angegeben, der Fühleranschluss zweipolig erfolgt.

2. Schritt: Wandler-Koeffizient bestimmen

Da jeder Transistortyp technologisch bedingt einen geringfügig anderen pn-Übergang hat, ist die Abnahme der Kollektor-Emitter-Spannung bei Temperaturerhöhung ebenfalls geringfügig unterschiedlich. Zur leichten Dimensionierung und vor allem Abgleichbarkeit der Schaltung sollte diese Abhängigkeit wenigstens grob ermittelt werden. Im Bild ist gezeigt, wie vorgegangen wird. Die einfache Mess-Schaltung besteht aus einer 0,1mA-Stromquelle (großer Vorwiderstand 100 k Ω bei 10 V). Die drei Punkte (Zimmertemperatur, Eiswasser und Kochwasser) reichen aus, um die Kennlinie (siehe Diagramm im Bild) ausreichend zu bestimmen.

Die ermittelten Werte bilden die Basis für die Einstellung des Wandler-Nullpunkts und des Endwerts.

3. Schritt: Wandler-Nullpunkt einstellen

Dem Wandler wird anstelle des Fühlers Q1 niederohmig eine Spannung zugeführt, die dem gemessenen 0°C-Wert entspricht (im Bild 680 mV). Diese Spannung muss potentialfrei sein, darf also mit keinem Potential der Wandler-Schaltung Verbindung haben. Dann ist das Trimm-Poti VR1 so einzustellen, dass sich 0,0 mV am Wandlerausgang (Ua) ergeben. Bei diesem Abgleich sollte VR2 in Mittelstellung stehen.

Wenn der VR1-Abgleichbereich zu klein ist, d.h. Ua-Null lässt sich nicht einstellen, muss evtl. R2 geringfügig verändert werden. Wenn sich aber Ua überhaupt nicht ändert oder nicht in die Nähe von Null gelangt, liegt sicher ein Aufbaufehler vor. Die Schaltung sollte nun überprüft werden, einschließlich der entsprechenden Spannungsmessungen. Übrigens ist durch die hier beschriebene Vorgehensweise (Einspeisung einer Ersatz-Spannung anstelle des Fühlers) sichergestellt, dass die Schaltung vor dem Fühleranschluss und Endabgleich einwandfrei funktioniert.

4. Schritt: Wandler-Verstärkung einstellen

Dem Wandler wird wieder anstelle Q1 die gemessene 100°C-Spannung potentialfrei zugeführt (im Bild 450 mV). Dann ist Trimm-Poti VR2 so einzustellen, dass sich $U_a = 1000$ mV ergeben. Wird der Abgleich mit dem o.g. C520-ADU vorgenommen, beträgt dieser Wert natürlich nur 999 mV (entsprechend 99,9°C), da der ADU-Messbereich dort aufhört.

Auch hier gilt, reicht der Abgleichbereich nicht aus oder die Verstärkung lässt sich nicht richtig einstellen, ist der Schaltungsaufbau zu prüfen und ggf. zu korrigieren.

5. Schritt: Wandler-Endabgleich

Alle bisherigen Schritte dienten dazu, Fühler und Schaltung aufeinander abzustimmen und ggf. von Fehlern zu befreien. Nun kann der endgültige Abgleich erfolgen. Dazu ist natürlich der Q1-Fühler anzuschließen. Neben einem geeignetem Medium (im einfachsten Falle Wasser) mit geeigneten Abgleichpunkten (Null und 100°C) ist ein präzises Temperatur-Messgerät die beste Voraussetzung für den erfolgreichen Abgleich. Der Sensor des Vergleichs-Messgeräts sollte sich im guten thermischen Kontakt mit dem Q1-Fühler befinden. Beide Fühler sind dann gemeinsam in z.B. Eiswasser (für den Nullpunkt) und in siedendes Wasser (für den Endwert) zu tauchen. Abgeglichen wird dann auf den vom Vergleichs-Messgerät angezeigten Wert.

Fazit

Die beschriebene Temperatur-Messanordnung (Temperatur-Messvorsatz lt. Bild und nachfolgender C520-ADU-Wandler) hat den Vorteil, neben positiven Temperaturwerten auch Minus-Werte anzeigen zu können. Natürlich kann anstelle des C520-ADU auch ein modernes Panel-Meter treten, dass ja ebenfalls negative Werte anzeigen kann. Voraussetzung ist allerdings der echte Differenz-Verstärker im Zusammenhang mit der bipolaren Stromversorgung, um auch die negative Messwert-Ausgabe zu ermöglichen.

Temperatur-Regelung mit dem 723

Der Spannungsregler 723 enthält neben dem Regelverstärker auch eine Spannungsreferenz. Wird dann noch ein Transistor als Heizelement eingesetzt, steht mit der Basis-Emitter-Spannung dieses Transistors gleichzeitig der Temperatur-Istwert zur Verfügung. Diese beiden Bauteile bilden bereits (zusammen mit wenigen Widerständen) ein funktionierendes Temperatur-Regelsystem.

Spot-Heizer, Grundgerät

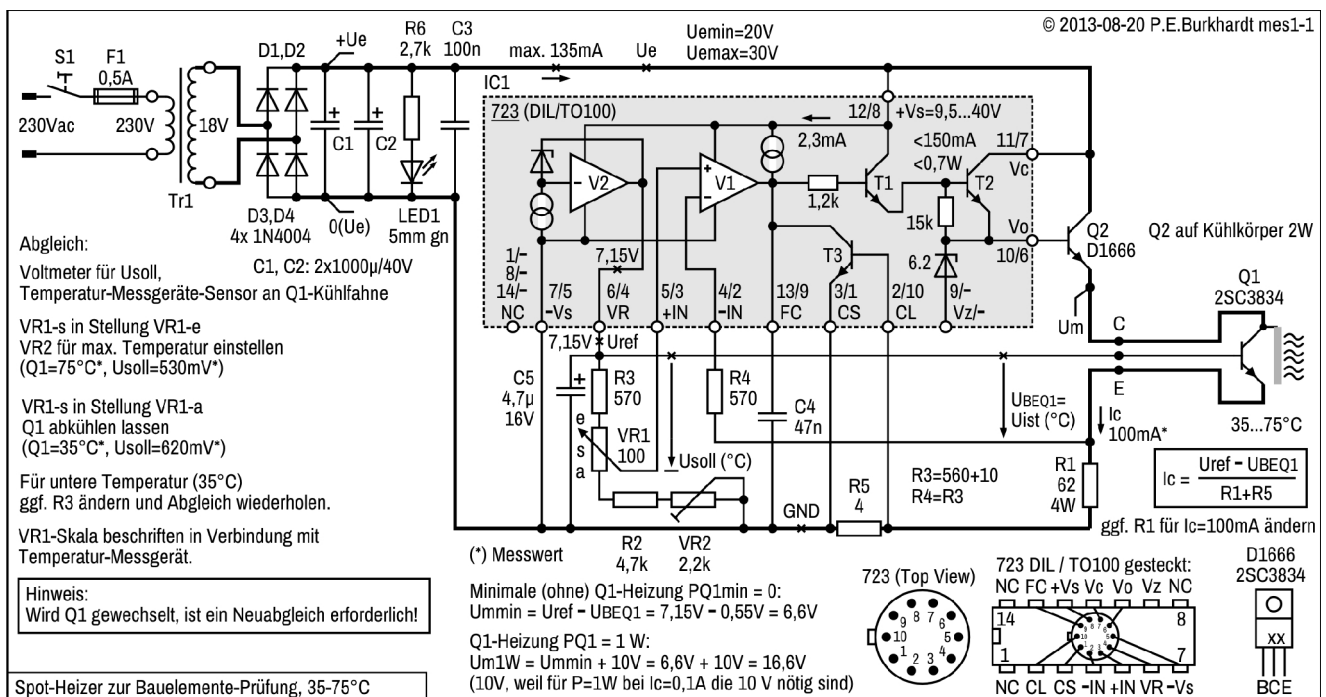
Soll das Temperaturverhalten einzelner Bauelemente untersucht werden, eignet sich der folgende Spot-Heizer. Mit ihm kann das Bauelement innerhalb der zu prüfenden Schaltung lokal auf eine definierte Temperatur gebracht werden, um so die Änderung der Schaltungsparameter festzustellen. Zur Kontrolle des Temperaturausgleichs kann das Grundgerät mit einer Anzeige der Heizleistung erweitert werden.

Eigenschaften

- Temperaturbereich 35 bis 75°C, einstellbar mit geeichter Poti-Skala
- Spannungsregler 723 für Temperaturregelung und Referenz
- Leistungstransistor als Heizelement und Temperaturfühler
- Heizleistung 1 W, kontinuierlich geregelt
- Kontakt zum Bauelement über Adapter (wechselbar)
- Eigene Stromversorgung, deshalb potentialunabhängige Kontaktfläche
- 10-LED-Anzeige der Heizleistung (optional)

Spot-Heizer ohne Anzeige der Heizleistung

Der Spot-Heizer kann als Grundgerät ohne Anzeige der Heizleistung aufgebaut werden. Ob dem Bauelement noch Wärmeenergie zugeführt wird, d.h. ob sich das Bauelement noch erwärmt oder die eingestellte Temperatur schon nahezu erreicht hat, ist nur über die Reaktion der zu untersuchenden Schaltung erkennbar. Besser ist es allerdings, von vornherein die Leistungs-Anzeige vorzusehen.



Schaltungsbeschreibung

Schaltungsteile

- Rohspannungsversorgung (S1, F1, Tr1, D1-D4, C1, C2) mit LED-Anzeige der Betriebsbereitschaft
- Temperaturregler und Referenzquelle (723)
- Spannungsteiler mit Sollwert-Poti VR1 für die Spot-Temperatur, mit VR2 für die Maximal-Temperatur
- Heiztransistor Q1, der gleichzeitig den Temperatur-Istwert liefert
- Treibertransistor Q2, der die überschüssige Heizenergie des Heiztransistors Q1 aufnimmt

Heiztransistor Q1 und Treiber Q2

Der Heiztransistor Q1 arbeitet als Konstantstromquelle. Seine Verlustleistung dient als Heizenergie. Die Wärmeabgabe erfolgt über geeignete Adapter von der Q1-Kühlfahne (Cu) an das zu erwärmende Bauelement. Damit die Spot-Temperatur konstant bzw. einstellbar ist, wird die Q1-Leistung über die Q1-Kollektor-Emitter-Spannung geändert. Q1 liefert nur soviel Heizleistung, wie zur Aufrechterhaltung der eingestellten Temperatur benötigt wird. Die überschüssige Energie nimmt der Treiber Q2 auf.

Q2 wird vom 723-Regelverstärker angesteuert (Pin Vo). Der Q2-Kühlkörper muss wenigstens die maximale Q1-Heizleistung aufnehmen können. Die zulässige Leistung des 723-internen Transistors T2 reicht dazu nicht aus, so dass Q2 erforderlich ist. Außerdem ist es im Interesse einer stabilen Referenzspannung ungünstig, wenn sich der 723 zu sehr erwärmt.

Temperaturregelung mit dem 723

Der 723 liefert die Referenzspannung Uref (nominal 7,15 V). Aus Uref wird mit Hilfe des Teilers R3-VR1-R2-VR2 der Temperatur-Sollwert Usoll gebildet und dem nichtinvertierenden 723-Eingang +IN zugeführt.

Als Temperatur-Istwert Uist dient die Basis-Emitter-Spannung des Heiztransistors Q1 (UBEQ1). UBEQ1 ändert sich bei konstantem Q1-Kollektorstrom nur in Abhängigkeit von der Temperatur des Q1-pn-Übergangs mit ca. -2mV/K. Damit ist die UBEQ1-Änderung unmittelbar ein Maß für die Chip-Temperaturänderung und damit auch für die Temperatur der Spot-Heizung. Der Temperatur-Istwert Uist liegt über R4 am invertierenden 723-Eingang -IN an.

Der 723-interne Verstärker V1 vergleicht Soll- und Istwert und regelt über T1-T2-Q2 die Q1-Heizleistung so, dass sich eine konstante Temperatur der Q1-Kühlfahne ergibt. Beim Einschalten ist die Q1-Temperatur und damit Uist noch niedriger als der mit VR1 eingestellte Sollwert Usoll. Der 723-Regler steuert Q2 auf und Q1 erhält die volle Eingangsspannung Ue als Kollektor-Emitter-Spannung (natürlich abzüglich der 723-Dropout-Spannung, der Q2-Sättigungsspannung und der Differenz Uref - UBEQ1). Damit ist jetzt die Q1-Heizleistung (Verlustleistung) maximal. Da der Q1-Kollektorstrom konstant ist (Konstantstromquelle 100 mA), wird diese maximale Heizleistung nur noch von der Rohspannung Ue bestimmt.

Mit Q1-Erwärmung sinkt UBEQ1 solange bis Usoll erreicht ist. Q2 wird zugesteuert und Q1 erhält nur noch soviel Kollektor-Emitterspannung, dass die Q1-Verlustleistung zum Erhalt der eingestellten Temperatur ausreicht. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Temperatur-Sollwert und Q1-Temperatur-Istwert ein. Wird dem Spot-Heizer wieder mehr Wärme entzogen (z.B. durch Kontakt mit dem zu erwärmenden Bauelement), steuert der 723 den Q2-Treiber entsprechend wieder mehr auf und Q1 liefert wegen der sich erhöhenden Q1-Kollektor-Emitter-Spannung die fehlende Energie nach.

Stromquelle Q1 und 723-Strombegrenzung

Q1 arbeitet in Kollektorschaltung. Maßgebend für den konstanten Q1-Strom sind die Widerstände R1 und R5 zwischen Q1-Emitter und GND. Über den Widerständen R1-R5 liegt die konstante Uref abzüglich der UBEQ1. Die geringe UBEQ1-Änderung mit der Temperatur sei vernachlässigt und mit konstant UBEQ1 = 0,55 V angenommen. Damit ergeben sich konstant $7,15 \text{ V} - 0,55 \text{ V} = 6,6 \text{ V}$, die den konstanten Strom durch R1-R5 bestimmen. Die Festlegung $I_c = 100 \text{ mA}$ wurde getroffen, um die optionale 10-LED-Leistungsanzeige (weiter unten beschrieben) in 10 Schritten von je 0,1 W abgleichen zu können.

R5 dient als Shunt für die 723-Strombegrenzung (T3), so dass sich ein zusätzlicher Schutz für den Q1-Leistungskreis ergibt. Bei Q1-Kollektor-Emitter-Schluss (Fehlerfall: z.B. Kurzschluss in der Q1-Zuleitung) und voll durchgesteuertem Q2-Treiber müsste ohne Strombegrenzung der Widerstand R1 die gesamte Kurzschluss-Leistung aufnehmen. Bei $U_{\text{max}} = 30 \text{ V}$ wären das 13,6 W. Durch R5 und T3 wird aber in diesem Fall der Strom auf ca. 135 mA begrenzt. R1 muss deshalb nur für maximal 4 W ausgelegt sein.

Damit genau $I_c = 100 \text{ mA}$ fließen, muss ggf. mit R1 eingestellt werden. Vorteilhafterweise besteht R1 aus einer Reihen-Parallel-Schaltung mehrerer Widerstände, so dass ein entsprechender Abgleich nicht schwer fällt.

Rohspannungsversorgung

Damit der Spot-Heizer ohne elektrische Isolation zwischen Kühlfahne und Prüfobjekt auskommt, muss das Gerät mit einer eigenen Stromversorgung ausgestattet sein. Das Potential der Q1-Kühlfahne stört dann nicht mehr in der zu prüfenden Schaltung, da keine sonstige galvanische Verbindung zwischen Geräte-Stromversorgung und Prüfschaltung besteht. Der Adapter zur Anpassung der Q1-Kühlfahne an die Geometrie des zu prüfenden Bauelements kann deshalb mit dem geringst möglichen thermischen Übergangswiderstand ausgeführt sein.

Der Netztrafo sollte bei ca. 18 V mindestens 150 mA liefern können. Die Rohspannung über dem Lade-C (C1, C2) muss so groß sein, dass $U_{\text{emin}} = 20 \text{ V}$ auch im ungünstigsten Fall (Netzunterspannung, maximale Heizleistung, Untergrenze Rippelspannung) nicht unterschritten wird. Für U_{max} wurden 30 V angesetzt, der 723 trägt bis zu 40 V.

Abgleich der Temperaturgrenzen und Poti-Skala

Ein Abgleich des Temperaturbereichs ist erforderlich, da einerseits Uref des 723 von nominal 7,15 V abweichen kann (siehe Datenblatt), und andererseits die Q1-Basis-Emitter-Kennlinie nicht bei jedem Transistor gleich ist. Der Abgleich mit den erzielten Messwerten ist im Bild angegeben. Neben dem Digital-Voltmeter wird ein möglichst genaues Temperatur-Messgerät benötigt. Im einfachsten Fall kann das ein kleines Flüssigkeits-Thermometer sein, besser sind digitale Messgeräte mit kleinem Temperatursensor. Bei der Messung muss der Sensor guten thermischen Kontakt zur Q1-Kühlfahne haben.

Sollte es nötig sein, den Heiztransistor Q1 auszutauschen, muss der Abgleich erneut durchgeführt werden. Deshalb ist es auch nicht ohne Genauigkeits-Verlust möglich, mehrere Heiztransistoren mit jeweils fest montiertem Bauelemente-Adapter steckbar anzuwenden. Bei gleichem Q1-Typ und möglichst gleicher Hersteller-Charge wäre dies zwar theoretisch möglich, da die UBE-Kennlinien nahezu übereinstimmen müssten. Getestet habe ich dies aber nicht.

Einstellen der Maximal-Temperatur mit VR2

Bei VR1 in Stellung Maximal-Temperatur (Schleifer auf e) ist VR2 so einzustellen, dass die gewünschte Maximal-Temperatur an der Q1-Kühlfahne erreicht wird. Das sind vorzugsweise 75°C. Höher sollte die Maximal-Temperatur nicht gewählt werden, da sonst die noch höhere Q1-Sperrschicht-Temperatur nicht zur Q1-Zerstörung führt. Das ist zwar erst bei mehr als 125°C der Fall, aber man sollte auf der sicheren Seite bleiben. Die zu untersuchenden Bauelemente sind ja auch meistens Si-Halbleiter, höchstens bei Widerständen wäre eine höhere Temperatur als 75°C interessant.

Bei der Einstellung ist darauf zu achten, dass sich die angezeigte Temperatur nach jedem Verstellen von VR2 eingependelt hat, d.h. dass sie sich nicht mehr ändert.

Kontrolle bzw. Einstellen der Minimal-Temperatur

Die minimale Temperatur wird kontrolliert, indem VR1 in Stellung Minimal-Temperatur (Schleifer auf a) gebracht wird. Nach Abkühlung sollten sich mit dem angegebenen R3-Wert 35°C ergeben. Der gemessene Wert hängt u.a. von der Q1-Eingangskennlinie und von den Widerständen R3 und VR1 ab. Falls nötig, kann R3 geringfügig geändert werden, um die 35°C Minimal-Temperatur zu erreichen. Wird R3 geändert, ist ein erneuter Abgleich der Maximal-Temperatur erforderlich.

Andererseits kann man aber auch den Widerstand R3 so belassen, und dafür den 35°C-Punkt (oder die niedrigst angezeigte Minimal-Temperatur) an der VR1-Skala markieren.

Der Minimal-Wert von 35°C wurde gewählt, damit bei normalerweise Zimmertemperatur (25°C) noch ein gewisser Abstand zur eingestellten niedrigsten Heiztemperatur besteht. Nur so ist sichergestellt, dass das zu erwärmende Bauelement auch wirklich vom Spot-Heizer und nicht schon von der Umgebungstemperatur erwärmt ist.

Bei der Anwendung des Spot-Heizers an sowieso schon warmen oder heißen Bauelementen muss die eingestellte Heiztemperatur immer über der Bauelemente-Temperatur liegen. Das heißt, wird der Spot-Heizer mit dem Bauelement in Kontakt gebracht, sollte sich die Bauelemente-Temperatur weiter erhöhen. Da dies im praktischen Betrieb nicht nachprüfbar ist, wird mit einer LED-Reihe die Heizungsleistung angezeigt (Beschreibung im folgenden Abschnitt). Erst diese Leistungs-Anzeige lässt Rückschlüsse zu, ob der Heizer noch Wärmeenergie an das sowieso schon warme Bauelement liefert. Ist dies der Fall, nimmt das schon warme Bauelement die noch höhere Temperatur des Spot-Heizers an und die Heizer-Anwendung ist sinnvoll. (Leider kann der Spot-Heizer nicht kühlen!)

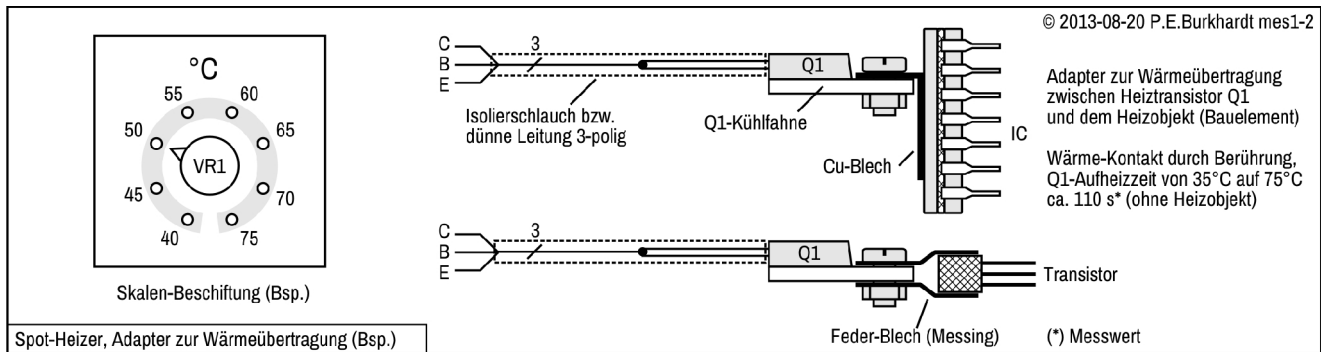
Potentiometer-Skala

Die Eichung der Poti-Skala gestaltet sich einfach, da die Temperaturabhängigkeit von UBEQ1 nahezu linear ist. Es genügt, einen Anfangspunkt, den Endpunkt und ggf. noch beim halben Poti-Drehwinkel die eingependelte Q1-Temperatur zu messen und auf die Poti-Skala zu übertragen. Schon Skalen-Punkte im Abstand von 5°C reichen für die Praxis aus. Es ergeben sich 9 Punkte bei 35°C bis 75°C (einschließlich Anfangs- und Endpunkt).

Natürlich ist auch zur Sollwerteinstellung anstelle des VR1 ein entsprechend vielpoliger Schalter mit den zugehörigen Widerständen möglich. Allerdings geht dann die Kontinuität verloren und die Widerstandsbeschaltung wird komplizierter. Ob der mögliche Gewinn an Genauigkeit diese Nachteile kompensiert, sei dahingestellt.

Adaptieren des zu erwärmenden Bauelements

Leider müssen die Adapter so unterschiedlich sein wie die zu prüfenden Bauelemente. Das folgende Bild zeigt zwei Möglichkeiten.



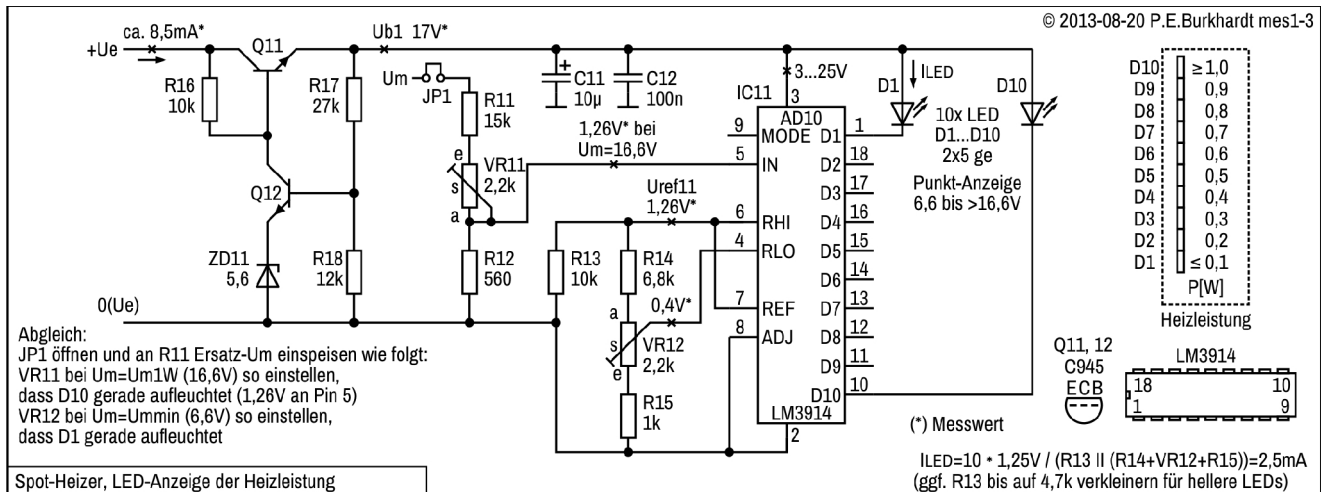
Damit das Bauelement auch wirklich nahezu die Q1-Temperatur annimmt, muss der Wärmewiderstand von der Q1-Kühlfahne zum Bauelement möglichst niedrig sein. Das ist nur mit mechanisch gut angepassten Adaptern möglich, die auf der einen Seite mit Q1 verschraubt (und damit auswechselbar) sind, die aber auf der anderen Seite das zu erwärmende Bauelement gut umschließen. Drei oder vier Adapter müssten aber reichen, um die meisten Bauelemente optimal erwärmen zu können.

Ob ein Bauelement nahezu auf die eingestellte Soll-Temperatur erwärmt wird, hängt nicht nur vom Adapter, sondern auch von der zur Verfügung stehenden Heizleistung ab. Mit der Leistungs-Anzeige lässt sich abschätzen, ob der Spot-Heizer genug Wärmeenergie liefern kann.

Anzeige der Spot-Heizleistung

Die Leistungs-Anzeige hat nur an drei Punkten Verbindung mit dem Grundgerät: +Ue, GND und die Mess-Spannung Um. Das ist dem gewählten Schaltungsprinzip mit einer vom LM3914 gesteuerten LED-Zeile zu verdanken. Mit dem 3914 ist es möglich, nicht nur den Mess-Endwert, sondern auch den Mess-Anfangswert festzulegen. Das heißt, ein bei Null anfänglicher Spannungsbereich kann ausgeblendet werden. Somit ist die Messung der Kollektor-Emitter-Spannung von Q1 gegen GND bequem möglich, da die Spannung zwischen Q1-Emitter und GND konstant bleibt und nicht zur Anzeige kommt.

Die LED-Zeile selbst ist mit Leistungsstufen von 0,1 W bis 1,0 W beschriftet. Trotz der Spannungsmessung ist dies zulässig, da aufgrund der Q1-Stromquelle der Strom konstant bleibt, was sich ändert ist nur die Q1-Kollektor-Emitter-Spannung. Damit die Leistungsstufen 0,1 W mit den Spannungsstufen 1 V korrespondieren, ist der Q1-Konstant-Strom auf genau 100 mA festgelegt ($1 \text{ V} \cdot 0,1 \text{ A} = 0,1 \text{ W}$).



Stromversorgung der Anzeige-Schaltung

Der LM3914 verträgt nur maximal 25 V Betriebsspannung. Da aber U_{max} auf 30 V festgelegt und dies wegen möglicher Netzüberspannung auch nötig ist, wurde eine einfache Regelschaltung mit Q11 zwischen Rohspannung und Anzeige-Schaltung geschaltet. Die 3914-Betriebsspannung U_{b1} ist unkritisch, sie sollte aber wenigstens 2 V unter U_{bmin} liegen, damit Q11 noch arbeiten kann.

Der Längstransistor Q11 kann ein Kleinleistungstyp sein, bei weniger als 9 mA fallen selbst bei $U_{max} = 30 \text{ V}$ nur ca. 110 mW Q11-Verlustleistung an. Die ZD11 kann auch eine Z-Spannung von 5,1 V oder 6,8 V haben, ggf. ist der Istwert-Spannungsteiler R17-R18 anzupassen.

Anzeige-Schaltung mit LM3914

Eingangs-Spannungsteiler für maximale Mess-Spannung

Die Beschaltung des 3914 entspricht weitgehend den Vorschlägen lt. Datenblatt. Spannungsteiler R11-VR11-R12 liefert die 3914-Eingangsspannung am Pin 5 (IN). Soll die oberste LED (D10) den maximalen Spannungswert anzeigen, muss der Spannungswert am Eingang IN der 3914-Referenzspannung (REF-RHI) entsprechen. Das sind nominal 1,25 V, gemessen 1,26 V. VR11 ist also so einzustellen, dass bei maximaler Spannung U_m dieser Wert von 1,26 V an IN geliefert wird.

Referenz-Spannungsteiler für minimale Mess-Spannung

Spannungsteiler R14-VR12-R15 stellt den unteren Referenz-Wert bereit (RLO, Referenz LOW). Das bedeutet, bei dem mit VR12 eingestellten Spannungswert an RLO beginnt die unterste LED (D1) zu leuchten, sobald der IN-Pegel diesen Wert erreicht. Alle niedrigeren Spannungen kommen nicht zur Anzeige.

LED-Zeile

Die 10 LEDs D1 bis D10 sollten vorzugsweise Rechteck-LEDs sein (z.B. 2 mm * 4 mm), um sie problemlos zu einer lückenlosen LED-Zeile zusammenfügen zu können. Um Strom zu sparen, wird der 3914 im Punkt-Betrieb eingesetzt, d.h. wenn die nächste LED leuchtet, verlöscht die vorhergehende. Allerdings leuchten beim Übergang von einer LED zur nächsten alle beide LEDs und die Leuchtstärke verändert sich dabei auch. Dieser fließende Übergang ist vorteilhaft, da so auch Zwischenwerte "abgelesen" werden können. Für Punkt-Betrieb bleibt Pin 9 (MODE) frei.

Alle LEDs sind ohne Vorwiderstand angeschlossen, da die internen Stromsenken den Strom auch bei unterschiedlichen 3914-Betriebsspannungen begrenzen und konstant halten. Die Leuchtstärke wird wesentlich vom Widerstand R13 bestimmt. Im Bild ist der Zusammenhang angegeben.

Abgleich der Leistungs-Anzeige

Zum korrekten Abgleich muss vorher die Skalierung des Grundgeräts stimmen. Der Konstantstrom I_c sollte 100,0 mA betragen, evtl. mit R1 einstellen. Bei Q1-Heizleistung Null (PQ1min) muss die Q1-Kollektor-Emitter-Spannung gemessen werden (normalerweise 6,6 V). Dieser Messwert ist die Basis für den Abgleich der Leistungs-Anzeige.

Die weitere Einstellung der Leistungs-Anzeige erfolgt ohne die Mess-Spannung U_m vom Grundgerät, dazu ist JP1 zu öffnen. Anstelle U_m wird eine variable Spannung zwischen 6 und max. 18 V benötigt. Diese Hilfsspannung wird über R11 der Anzeige-Schaltung zugeführt.

Abgleich der angezeigten Maximal-Leistung (LED D10)

Die eingespeiste Ersatz- U_m soll der gemessenen Q1-Kollektor-Emitter-Spannung bei Q1-Heizleistung Null entsprechen, allerdings mit 10 V addiert. Bei gemessenen 6,6 V ergeben sich also 16,6 V. VR11 ist nun so einzustellen, dass LED D10 gerade aufleuchtet. Bei dieser Einstellung ist am Pin 5 (IN) des 3914 der Wert der Referenzspannung (Pin 7) messbar (gemessen 1,26 V).

Abgleich der angezeigten Minimal-Leistung (LED D1)

Die eingespeiste Ersatz- U_m soll jetzt genau der gemessenen Q1-Kollektor-Emitter-Spannung bei Q1-Heizleistung Null entsprechen (6,6 V). VR12 ist nun so einzustellen, dass LED D1 gerade aufleuchtet. Bei dieser Einstellung ist am Pin 4 (RLO) des 3914 eine Spannung messbar, die dem Verhältnis 16,6 V zu 6,6 V entspricht.

Fazit zum Spot-Heizer mit Anzeige der Heizleistung

Anlass für die Entwicklung des Spot-Heizers war die Schaltungs-Dimensionierung einer temperatur-geregelten Lüftersteuerung. Mit dem Spot-Heizer war es bequem möglich, die Kennlinie verschiedener Thermistoren aufzunehmen. Dazu wurde der Thermistor auf der Q1-Kühlfahne befestigt, auf verschiedene Temperaturen aufgeheizt und dabei gleichzeitig der Widerstand gemessen.

Neben dieser Anwendung gibt es viele Einsatzmöglichkeiten, wenn es darauf ankommt, den Einfluss eines Bauelements auf die Gesamtfunktion einer Schaltung zu untersuchen. Durch die definierte Heizer-Temperatur ist die Überhitzung des Prüfobjekts ausgeschlossen. Behelfsmäßige Methoden (z.B. Erwärmung mit dem Lötkolben) sind viel zu unsicher und nicht nötig.

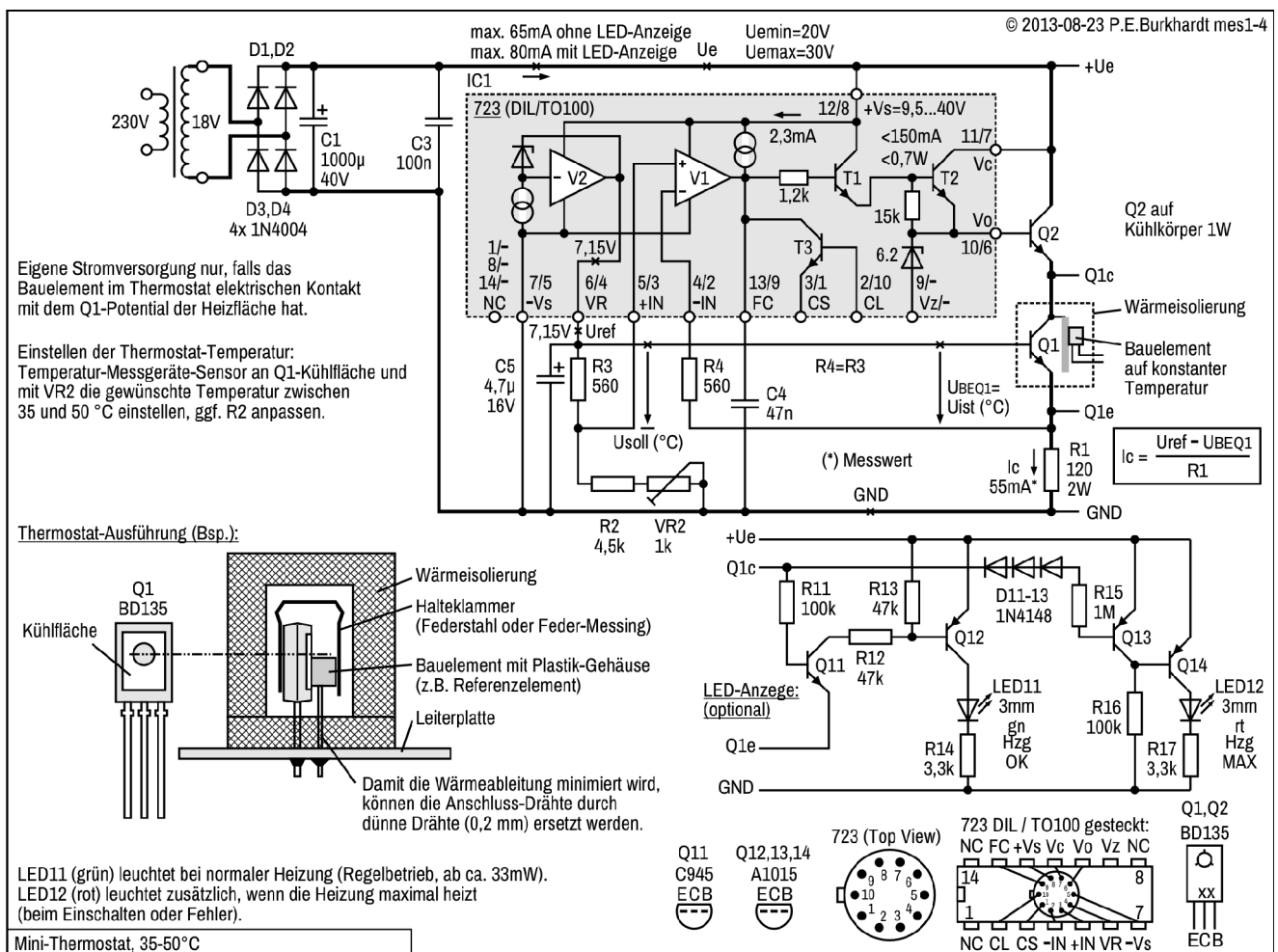
Die Einstellbarkeit der Temperatur hat zusätzlich den Vorteil, dass die Kennlinie eines Schaltungsparameters in Abhängigkeit von der Bauelemente-Temperatur aufgenommen werden kann. Mit der Leistungs-Anzeige ist die Wärmeübertragung vom Heizer zum Bauelement ausreichend kontrollierbar.

Mini-Thermostat

Das Prinzip des Spot-Heizers, ja sogar fast die gleiche Schaltung, ist für den Aufbau eines Mini-Thermostaten verwendbar. Ein Mini-Thermostat soll die Temperatur eines kleinen Bauelements konstant halten, um temperaturbedingte Parameter-Änderungen auszuschließen bzw. zu minimieren. Das kann ein Quarz sein (vorzugsweise eine kleine Bauform) oder auch ein Halbleiter (Transistor, Referenzelement o.ä.). Auch für kleine SMD-bestückte Schaltungen ist der folgende Mini-Thermostat geeignet. Um die benötigte Heizleistung klein zu halten, sollte das zu heizende Volumen klein und thermisch gut isoliert sein.

Eigenschaften des Mini-Thermostaten

- Thermostat-Temperatur einstellbar im Bereich 35 bis 50°C
- Spannungsregler 723 für Temperaturregelung und Referenz
- Leistungstransistor als Heizelement und Temperaturfühler
- Heizleistung ca. 0,5 W, kontinuierlich geregelt
- Thermostat fest eingebaut, Volumen 1 bis max. 2 cm³, wärmeisoliert
- Eigene Stromversorgung nur erforderlich, wenn das Potential der Heizfläche stört
- LED-Betriebsanzeige (optional) für Normalbetrieb und Anheizen



Schaltungsbeschreibung

Schaltungsteile

- Rohspannungsversorgung (S1, F1, Tr1, D1-D4, C1), falls erforderlich
- Temperaturregler und Referenzquelle (723)
- Spannungsteiler für den Sollwert der Thermostaten-Temperatur (R3-R2-VR2)
- Heiztransistor Q1, der gleichzeitig den Temperatur-Istwert liefert
- Treibertransistor Q2, der die überschüssige Heizenergie des Heiztransistors Q1 aufnimmt
- LED-Betriebsanzeige (Q11-Q14)

Heiztransistor Q1 und Treiber Q2

Der Heiztransistor Q1 arbeitet als Konstantstromquelle. Seine Verlustleistung dient als Heizenergie. Die Wärmeabgabe erfolgt über die Q1-Kühlfläche (Cu) an das zu erwärmende Bauelement. Damit die Thermostat-Temperatur konstant bleibt, wird die Q1-Leistung über die Q1-Kollektor-Emitter-Spannung geregelt. Q1 liefert nur soviel Heizleistung, wie zur Aufrechterhaltung der eingestellten Temperatur benötigt wird. Die überschüssige Energie nimmt der in Reihe zu Q1 geschaltete Treiber Q2 auf.

Q2 wird vom 723-Regelverstärker angesteuert (Pin Vo). Der Q2-Kühlkörper muss wenigstens die maximale Q1-Heizleistung aufnehmen können. Die zulässige Leistung des 723-internen Transistors T2 würde zwar gerade noch ausreichen. Q2 wurde trotzdem vorgesehen, damit sich der 723 nicht so sehr erwärmt.

Temperaturregelung mit dem 723

Der 723 liefert die Referenzspannung Uref (nominal 7,15 V). Aus Uref wird mit Hilfe des Teilers R3-R2-VR2 der Temperatur-Sollwert Usoll gebildet und dem nichtinvertierenden 723-Eingang +IN zugeführt.

Als Temperatur-Istwert Uist dient die Basis-Emitter-Spannung des Heiztransistors Q1 (UBEQ1). UBEQ1 ändert sich bei konstantem Q1-Kollektorstrom nur in Abhängigkeit von der Temperatur des Q1-pn-Übergangs mit ca. -2mV/K. Damit ist die UBEQ1-Änderung unmittelbar ein Maß für die Chip-Temperaturänderung und damit auch für die Temperatur des Thermostaten. Der Temperatur-Istwert Uist liegt über R4 am invertierenden 723-Eingang -IN an.

Der 723-interne Verstärker V1 vergleicht Soll- und Istwert und regelt über T1-T2-Q2 die Q1-Heizleistung so, dass sich eine konstante Temperatur der Q1-Kühlfläche ergibt. Beim Einschalten ist die Q1-Temperatur und damit Uist noch niedriger als der vorgegebene Sollwert Usoll. Der 723-Regler steuert Q2 auf und Q1 erhält die volle Eingangsspannung Ue als Kollektor-Emitter-Spannung (natürlich abzüglich der 723-Dropout-Spannung, der Q2-Sättigungsspannung und der Differenz Uref - UBEQ1). Damit ist jetzt die Q1-Heizleistung (Verlustleistung) maximal und der Thermostat wird schnell aufgeheizt. Da der Q1-Kollektorstrom konstant ist (Konstantstromquelle 55 mA), wird diese maximale Heizleistung nur noch von der Rohspannung Ue bestimmt.

Mit Q1-Erwärmung sinkt UBEQ1 solange bis Usoll erreicht ist. Q2 wird zugesteuert und Q1 erhält nur noch soviel Kollektor-Emitterspannung, dass die Q1-Verlustleistung zum Erhalt der eingestellten Thermostat-Temperatur ausreicht. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Temperatur-Sollwert und Q1-Temperatur-Istwert ein. Verliert der Thermostat Wärme, steuert der 723 den Q2-Treiber etwas mehr auf und Q1 liefert wegen der sich erhöhenden Q1-Kollektor-Emitter-Spannung die fehlende Energie nach.

Stromquelle Q1

Q1 arbeitet in Kollektorschaltung. Maßgebend für den konstanten Q1-Strom ist der Widerstand R1 zwischen Q1-Emitter und GND. Über R1 liegt die konstante Uref abzüglich der UBEQ1. Die geringe UBEQ1-Änderung mit der Temperatur sei vernachlässigt und mit konstant UBEQ1 = 0,55 V angenommen. Damit ergeben sich konstant $7,15 \text{ V} - 0,55 \text{ V} = 6,6 \text{ V}$. Diese Spannung bestimmt den konstanten Strom durch R1. Der genaue Wert ist nicht kritisch, ca. 0,5 W Heizleistung reichen, um das kleine Volumen des Mini-Thermostaten auf der gewünschten Temperatur zu halten.

Rohspannungsversorgung

Damit der Thermostat ohne elektrische Isolation zwischen Kühlfläche und Bauelement auskommt und somit die Wärmeübertragung optimal ist, muss die Thermostat-Schaltung mit einer eigenen Stromversorgung ausgestattet sein, wenn das Bauelement kein isolierendes Gehäuse hat. Wird z.B. ein Plastik-Transistor temperiert, ist keine eigene Stromversorgung erforderlich. Die Schaltung kann dann von einer sowieso vorhandenen Stromversorgung gespeist werden, sofern eine geeignete Spannung zur Verfügung steht.

Der Netztrafo sollte bei ca. 18 V mindestens 60 mA liefern können. Die Rohspannung über dem Lade-C (C1) muss so groß sein, dass Uemin = 20 V auch im ungünstigsten Fall (Netzunterspannung, maximale Heizleistung, Untergrenze Rippelspannung) nicht unterschritten wird. Für Uemax wurden 30 V angesetzt, der 723 verträgt bis zu 40 V.

Wahl und Einstellung der Thermostat-Temperatur

Anzustreben ist eine möglichst niedrige Thermostat-Temperatur, damit die Aufwärmzeit des Thermostaten kurz ist und der Wärmeverlust an die Umgebung minimal bleibt. Für den Stromverbrauch spielt die Höhe der Thermostat-Temperatur keine Rolle, da der nicht benötigte Teil der Q1-Heizenergie im Treiber Q2 umgesetzt wird. Das heißt, die Dauerleistung ist konstant.

Wichtig ist, dass die Thermostat-Temperatur einige Grad über der maximal zu erwartenden Umgebungstemperatur liegt. Bei z.B. 40°C Umgebungstemperatur (auf einer Platine durchaus möglich), würde eine eingestellte Temperatur von 35°C nicht funktionieren. (Leider kann der Heiz-Transistor nicht kühlen!)

Für die einmalige Einstellung der Thermostat-Temperatur ist VR2 vorgesehen. Der gemessene einstellbare Bereich war 32 bis 54°C. Falls erforderlich, kann R2 angepasst werden. Bei der Einstellung sollte die Temperatur direkt an der Q1-Kühlfläche gemessen werden.

Montage des zu temperierenden Bauelements und Thermostat-Isolierung

Die im Bild dargestellte Methode mittels federnder Halteklammer ist optimal, da der permanente Anpressdruck für einen guten Wärmeübergang sorgt. Das Bauelement sollte auf der metallischen Q1-Kühlfläche montiert sein, etwas Wärmeleitpaste verbessert den Wärmeübergang. Notfalls kann das Bauelement auch auf der Plastik-Seite (Q1-Beschriftungsseite) montiert sein, wenn das Bauelement nicht selbst isoliert und keine separate Stromversorgung eingesetzt werden soll.

Für eine konstante Thermostat-Temperatur ohne Regelschwingungen ist eine gute Thermostat-Isolierung die beste Garantie. Die im Bild gezeigte Lösung hat sich bewährt, die Wärmeisolierung bestand aus 1 cm dickem Styropor. Perfekt ist, wenn die stark wärmeabführenden Anschlussdrähte gegen Drähte mit geringem Durchmesser ausgetauscht werden. Dadurch ist der Wärmeverlust des Thermostaten minimal.

Betriebsanzeige für den Mini-Thermostat

Die Anzeigeschaltung mit den Transistoren Q11, Q12, Q13 und Q14 erlaubt die optische Kontrolle des Thermostat-Betriebszustands. Im normalen Betriebszustand leuchtet die grüne LED11, in der Anheizphase zusätzlich die rote LED12.

Die Schaltung kann ohne Änderung der eigentlichen Thermostat-Schaltung hinzugefügt oder auch weggelassen werden. Die Arbeitsweise des Thermostaten beeinflusst die Schaltung nicht. Die vier Anschlusspunkte sind im Bild angegeben.

Anzeige des Normal-Betriebs mit LED11

Während des normalen Thermostat-Regelbetriebs wird nur eine geringe Heizleistung benötigt. Die Q1-Kollektor-Emitter-Spannung ist ganz ohne Heizung Null, mit Heizung steigt die Spannung bis auf über 10 V an. Bereits bei ca. 0,6 V wird Transistor Q11 leitend, Q12 erhält über R12 Basisstrom und LED11 beginnt zu leuchten. Das bedeutet, LED11 leuchtet bereits bei einer Heizleistung von $U \cdot I_c = 0,6 \text{ V} \cdot 55 \text{ mA} = 33 \text{ mW}$. Dies zeigt an, der Thermostat heizt.

Ist die Heizleistung geringer oder sogar Null, leuchtet LED11 nicht. Es liegt offensichtlich ein Fehler vor, denn der Thermostat braucht normalerweise mehr als 33 mW, um die eingestellte Temperatur aufrecht erhalten zu können. Ist z.B. die Umgebungstemperatur auf der Leiterplatte größer als die eingestellte Thermostat-Temperatur, ist auch die Q1-Heizleistung Null. Dieser Zustand sollte nicht vorkommen, denn die Thermostat-Temperatur nimmt dann nach einiger Zeit die höhere Umgebungstemperatur an.

Anzeige des Anheiz-Betriebs mit LED12

Während LED11 durch Auswertung der UCEQ1 aktiviert wird, erfolgt die LED12-Ansteuerung durch Auswertung der Q2-Kollektor-Emitter-Spannung. Ist die Spannung UCEQ2 kleiner als ca. 2,4 V, kann davon ausgegangen werden, dass die Spannung UCEQ1 groß ist und Q1 die volle (oder sehr große) Heizleistung liefert. Weniger als 2,4 V zwischen Q1c und +Ue bedeutet, Q13 ist gesperrt, Q14 durchgesteuert und LED12 leuchtet. Dieser Zustand ist normalerweise nur während der Anheizphase gegeben. Die rote LED12 signalisiert also den Anheiz-Betrieb und leuchtet zusätzlich zur grünen LED11.

Es kann aber auch sein, dass die Umgebungstemperatur so niedrig ist (Auf der Leiterplatte ist der Winter eingezogen!), dass die Q1-Leistung es nicht schafft, die Thermostat-Temperatur auf den mit VR2 eingestellten Wert zu bringen. Auch dann arbeitet der Thermostat nicht ordnungsgemäß, die rote LED12 wird nie verlöschen.

Fazit zum Mini-Thermostat

Der Mini-Thermostat mit dem 723 benötigt in der Grundauführung (ohne Netzteil, ohne LED-Anzeige) nur wenige Bauelemente und ist einfach im Abgleich. Die optionale 2-LED-Anzeige-Schaltung ist hilfreich und sollte immer vorgesehen werden, insbesondere wenn mit stark unterschiedlichen Umgebungstemperaturen zu rechnen ist.

Die 2-LED-Anzeige-Schaltung ist auch beim weiter oben beschriebenen Spot-Heizer anwendbar, die dort beschriebene 10-LED-Leistungs-Anzeige kann dann entfallen.

Anwendung der 10-LED-Leistungs-Anzeige vom Spot-Heizer

Andererseits kann aber auch die 10-LED-Anzeige beim Mini-Thermostat Anwendung finden. Der Konstantstrom I_c sollte dann mit R1 auf 50,0 mA eingestellt werden. Für die 10-LED-Reihe ergibt sich nach entsprechendem Abgleich eine Stufung von 10x 50 mW. Die 2-LED-Anzeige ist nun nicht mehr nötig.

Generatoren

Quarz-Tester mit LED-Anzeige und Signalton

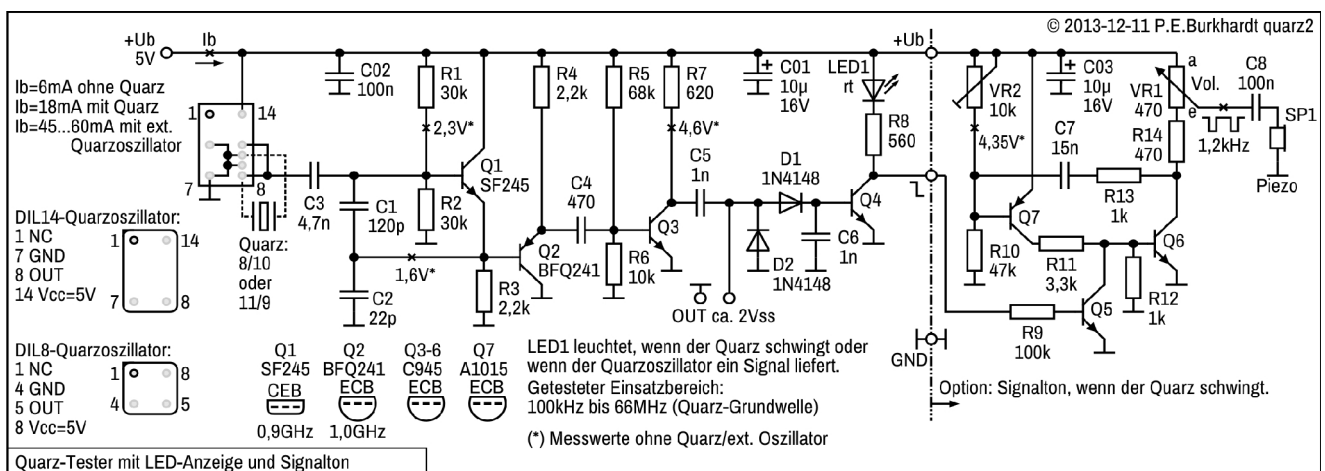
Anwendung

Die folgende Schaltung prüft, ob ein Quarz schwingt oder nicht. Außerdem sind gekapselte Quarzgeneratoren prüfbar, sofern sie mit einer Betriebsspannung von 5 V arbeiten. Der Einsatzbereich liegt bei 100 kHz bis 66 MHz (getestet). Die Gut-/Schlecht-Aussage erfolgt über eine LED, wahlweise zusätzlich über einen Signalton.

Prinzip

Der angeschlossene Quarz ist Teil eines Colpitts-Oszillators. Die vom Quarz bestimmte Oszillatorschwingung wird gleichgerichtet und über eine LED angezeigt. Außerdem wird ein NF-Generator freigegeben, so dass auch akustisch das Prüfergebn wahrgenommen wird. Ist der Quarz defekt, bleibt die LED dunkel und der Tongenerator gesperrt.

Zur Prüfung von Quarzoszillator-Modulen wird die gelieferte Impulsfolge ebenfalls in den Colpitts-Oszillator eingespeist. Die weitere Verarbeitung erfolgt wie bei der Quarzprüfung. Ein zusätzlich herausgeführter Anschluss versorgt den zu prüfenden Quarzoszillator mit Strom.



Quarz-Tester mit LED-Anzeige und Signalton

Colpitts-Oszillator

Der Colpitts-Oszillator (kapazitive Dreipunkt-Schaltung) mit Transistor Q1 ist in einem weiten Frequenzbereich schwingsicher und kommt mit den meisten Quarzen gut zurecht. Q1 arbeitet in Kollektor-Schaltung und wurde auf möglichst hohe Transitfrequenz hin ausgewählt (SF245 mit $F_T = 760 \text{ MHz}$). Den kapazitiven Dreipunkt bilden die Kondensatoren C1 und C2 am Q1-Emitter. Sie sorgen für die nötige phasengleiche Rückkopplung vom Q1-Emitter zur Q1-Basis. Parallel dazu liegt der externe frequenzbestimmende Prüfquarz. C3 dient nur der Abtrennung vom Q1-Basispotential nach außen hin. Er beeinflusst aufgrund seiner Größe die Resonanzfrequenz des Quarzes nicht.

Anmerkung:

Die meisten Quarze haben AT-Schnitt und arbeiten in Serienresonanz, wobei bis in den Bereich von 80 MHz die Grundwelle erregt wird. Für diese Bedingungen ist der Oszillator ausgelegt und getestet. Oberwellenquarze gibt es dagegen bis etwa 600 MHz.

Die Widerstände R1 und R2 bestimmen den Arbeitspunkt von Q1. Schwingt der Oszillator nicht (kein Quarz angeschlossen), sind ca. 1,6 V am Q1-Emitter messbar. Der Oszillator schwingt sofort, wenn der Quarz angeschlossen wird. Eine Anschwinghilfe z.B. durch separates Einschalten von U_b ist nicht erforderlich.

Eine Besonderheit stellt der pnp-Transistor Q2 dar. Q2 hat ebenfalls eine hohe Grenzfrequenz (1 GHz). Er arbeitet als Emitterfolger und entkoppelt den Q1-Quarzoszillator von der folgenden Verstärkerstufe mit Q3.

Die Oszillatorschaltung wurde dahingehend optimiert, dass möglichst viele Quarze in einem großen Frequenzbereich sicher anschwingen. Soll die Schaltung ständig mit einem bestimmten Quarz zusammen arbeiten, muss sie entsprechend der Quarzdaten angepasst werden. Nur so lässt sich die vom jeweiligen Quarz gegebene Frequenzstabilität praktisch nutzen.

Gleichrichtung und LED-Anzeige

Die Oszillator-Schwingung wird über C5 ausgekoppelt und mit den Dioden D1 und D2 gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung an C6 steuert den Transistor Q4 durch und LED1 leuchtet. Schwingt der Oszillator nicht (kein oder defekter Prüfquarz), bleibt Q4 gesperrt und damit die LED dunkel.

Externer Anschluss eines Quarzoszillators

Oft enthält ein kleines Blech- oder Plastikgehäuse nicht nur den Quarz selbst, sondern auch noch die ganze Oszillatorschaltung. Läuft diese Schaltung mit 5 V, kann auch sie an die Prüfschaltung angeschlossen und geprüft werden. Dazu ist eine DIL-Präzisionsfassung, die zur Aufnahme des Prüflings dient, entsprechend den standardisierten Oszillatoranschlüssen verdrahtet. Es gibt Oszillatoren im DIL14-Format, aber auch im DIL8-Format. Beide Ausführungen können eingesteckt werden. Orientierungspunkt ist DIL-Pin 1.

Der interne Colpitts-Oszillator wird durch die anliegende Schwingung ebenso erregt, als wäre nur ein Quarz angeschlossen. Die weitere Signal-Auswertung bis zur Ansteuerung der LED geschieht wie beim Prüfen eines Quarzes.

Auswertung mit Signalton

Da beim Prüfen meist die Aufmerksamkeit dem Kontaktieren des Quarzes gewidmet wird, ist eine akustische Signalisierung vorteilhaft. Dazu liefert der Generator mit Q6 und Q7 ein Tonsignal an den Piezo-Lautsprecher, aber nur dann, wenn der Prüfling in Ordnung ist.

Falls der Colpitts-Oszillator schwingt, leuchtet LED1 und der Q4-Kollektor liegt auf L. Transistor Q5 ist gesperrt. Deshalb beeinflusst er nicht den Tongenerator, der jetzt frei schwingt.

Im Normalfall (kein Prüfling angeschlossen) schwingt der Colpitts-Oszillator nicht, der Q4-Kollektor liegt auf H. Transistor Q5 ist jetzt durchgesteuert und sperrt damit den Tongenerator, der Piezo-Lautsprecher erhält kein Tonsignal.

Die Frequenz des Tongenerators beträgt etwa 1,2 kHz. Trimm-R VR2 ist so abzugleichen, dass der Generator sicher anschwingt. Ist eine andere Frequenz gewünscht, sollte diese mit C1 eingestellt werden. Die Lautstärke kann mit dem Poti VR1 verändert werden.

Fazit

Ohne Meßgerät oder Einstellarbeiten sind Quarze und Quarzoszillator-Module prüfbar, ob sie schwingen oder nicht. Das Prüfergebnis wird optisch und akustisch angezeigt. Zusätzlich steht an den OUT-Anschlüssen die Oszillator-Schwingung zur Verfügung (Oszi oder andere externe Verwendung).

Quarz-Prüfgerät und HF/NF-Signalgeber

Anwendung

Mit dem Prüfgerät können Quarze oder auch gekapselte Quarzgeneratoren auf Funktion geprüft werden. Liefert der interne oder externe Quarzoszillator ein HF-Signal, ertönt ein Signalton und eine LED leuchtet. Frequenz und Lautstärke des Signaltons sind mit Potis einstellbar. Die NF-Impulse sind niederohmig extern verfügbar. Auch für das HF-Signal des Oszillators sind Anschlussbuchsen vorhanden.

Zusätzlich kann der NF-Generator unabhängig vom Quarzoszillator für Prüfzwecke genutzt werden. Ist diese Betriebsart eingeschaltet, liefert der NF-Generator in Frequenz und Amplitude regelbare NF-Rechteck-Impulse. Gleichzeitig steht die HF des Oszillators (mit Prüfquarz oder externem Quarzoszillator-Modul) am HF-Ausgang unabhängig zur Verfügung.

Durch dieses Konzept ist das Gerät neben der Quarzprüfung als HF- und NF-Signalgeber bei der Signalverfolgung einsetzbar.

Varianten

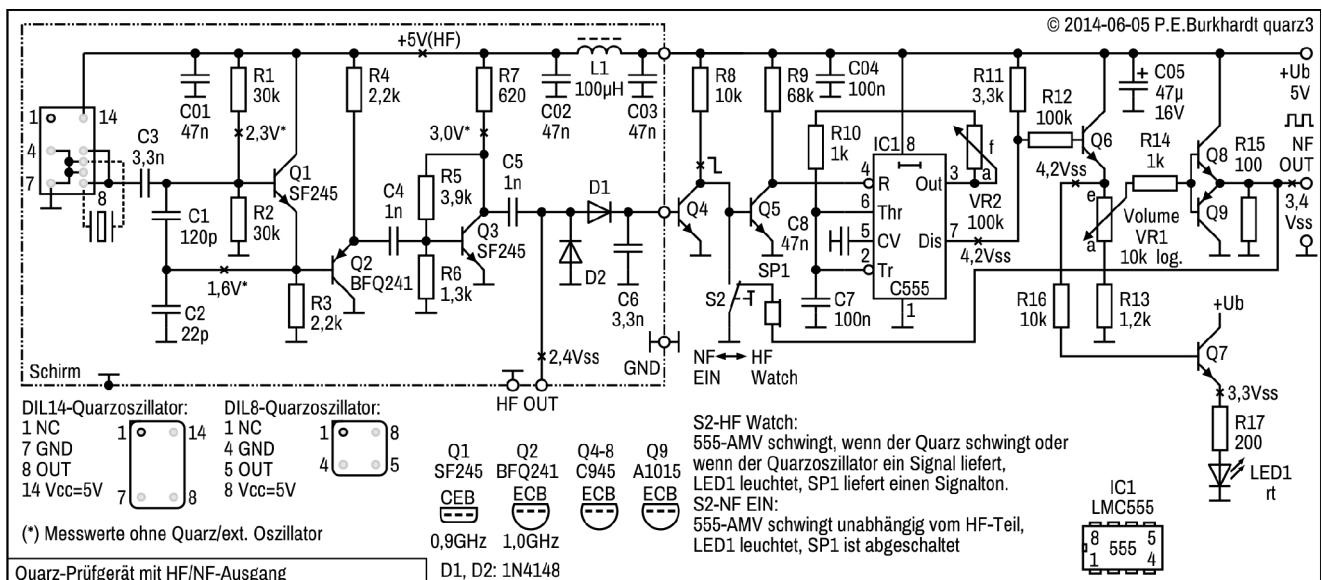
Im Folgenden sind zwei Varianten beschrieben. Die erste Schaltung enthält kein Netzteil, erfüllt aber sonst alle beschriebenen Prüfmöglichkeiten. Die zweite Variante enthält neben dem Netzteil noch einen schnellen TTL-Teiler, der die Oszillatorfrequenz mit 2 D-FFs teilt. Es gibt deshalb 3 HF-Ausgänge (Oszillatorfrequenz f_0 , $f_0/2$, $f_0/4$). Dieser Teiler erweitert die Anwendungsmöglichkeiten des Geräts.

Quarz-Prüfgerät mit HF/NF-Ausgang

In Betriebsart HF Watch wird geprüft, ob ein Quarz schwingt oder nicht. Außerdem sind extern angeschlossene Generatoren prüfbar. Liefert der interne oder externe Oszillator ein Signal, kann davon ausgegangen werden, dass der Prüfling in Ordnung ist. Die Signalisierung erfolgt mit LED, über den HF-Ausgang, über den NF-Ausgang und über Lautsprecher (oder Piezo-Hörer). NF-Frequenz und Lautstärke sind regelbar.

In Betriebsart NF EIN werden HF-Teil und NF-Teil getrennt. Die Ausgabe des NF-Signals ist nicht mehr von der Existenz des HF-Signals abhängig. Der 555-AMV kann unabhängig vom Oszillator genutzt werden. Die NF wird mit LED angezeigt und steht am NF-Ausgang niederohmig zur Verfügung. NF-Frequenz und Lautstärke sind regelbar. Der Lautsprecher ist abgeschaltet.

In der Betriebsart NF EIN kann zusätzlich der Quarzoszillator genutzt werden. Die vom externen Quarz (oder externem Oszillator-Modul) erregte Oszillator-Frequenz steht am HF-Ausgang unabhängig zur Verfügung.



Schaltungsbeschreibung

Wesentliche Schaltungsteile sind:

- Oszillator mit Fassung für den Prüfquarz, HF-Gleichrichter (im Bild geschirmt)
- Astabiler Multivibrator (AMV) mit dem CMOS-Timer C555 zur NF-Erzeugung, Frequenz-Poti VR2
- Freigabe-Schaltung für den AMV (Q4, Q5)
- NF-Verstärker (Q6, Q8, Q9) mit Lautstärke-Poti VR1
- LED-Anzeige LED1 für Quarz OK, Betriebsarten-Umschalter S2 und Speaker 1

Colpitts-Oszillator

Der Colpitts-Oszillator (kapazitive Dreipunkt-Schaltung) mit Transistor Q1 ist in einem weiten Frequenzbereich schwingsicher und kommt mit den meisten Quarzen gut zurecht. Q1 arbeitet in Kollektor-Schaltung und wurde auf möglichst hohe Transitfrequenz hin ausgewählt (SF245 mit $f_T = 760$ MHz). Den kapazitiven Dreipunkt bilden die Kondensatoren C1 und C2 am Q1-Emitter. Sie sorgen für die nötige phasengleiche Rückkopplung vom Q1-Emitter zur Q1-Basis. Parallel dazu liegt der externe frequenzbestimmende Prüfquarz. C3 dient nur der Abtrennung vom Q1-Basispotential nach außen hin. Er beeinflusst aufgrund seiner Größe die Resonanzfrequenz des Quarzes nicht.

Die Widerstände R1 und R2 bestimmen den Arbeitspunkt von Q1. Schwingt der Oszillator nicht (kein Quarz angeschlossen), sind ca. 1,6 V am Q1-Emitter messbar. Der Oszillator schwingt sofort, wenn der Quarz angeschlossen wird. Eine Anschwinghilfe z.B. durch separates Einschalten von U_b ist nicht erforderlich.

Eine Besonderheit stellt der pnp-Transistor Q2 dar. Q2 hat ebenfalls eine hohe Grenzfrequenz (1 GHz). Er arbeitet als Emitterfolger und entkoppelt den Q1-Quarzoszillator von der folgenden Verstärkerstufe mit Q3.

Die Oszillatorschaltung wurde dahingehend optimiert, dass möglichst viele Quarze in einem großen Frequenzbereich sicher anschwingen. Soll die Schaltung ständig mit einem bestimmten Quarz zusammen arbeiten, muss sie entsprechend der Quarzdaten angepasst werden. Nur so lässt sich die vom jeweiligen Quarz gegebene Frequenzstabilität praktisch nutzen.

Externer Anschluss eines Quarzoszillators

Gekapselte Quarzoszillator-Module im Blech- oder auch Plastikgehäuse haben meist entweder das DIL14-Format oder auch das DIL8-Format. Die Schaltung sieht vor, dass das Oszillator-Modul über Pin 14 bzw. Pin 8 der Prüffassung mit 5 V versorgt wird. Bezugspunkt ist immer Pin 1 der DIL14-Prüffassung. Wird die markierte Ecke des Moduls am Pin 1 der Prüffassung orientiert, passen automatisch auch die anderen Anschlüsse. Im Gerät wurde eine sogenannte Präzisionsfassung (DIL14) eingesetzt. Doch Vorsicht, es gibt auch Module, die mit weniger als 5 V laufen und evtl. überlastet werden könnten.

Der interne Colpitts-Oszillator wird durch die anliegende Schwingung des externen Oszillator-Moduls ebenso erregt, als wäre nur ein Quarz angeschlossen. Die weitere Signal-Auswertung geschieht wie beim Prüfen eines Quarzes.

Gleichrichtung und NF-Schaltsignal (Freigabe)

Die Oszillator-Schwingung wird über C5 ausgekoppelt und mit den Dioden D1 und D2 gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung an C6 steuert den Transistor Q4 durch und es entsteht ein H/L-Sprung am Q4-Kollektor. Dieses Schaltsignal wird genutzt, um den folgenden 555-AMV freizugeben.

CMOS-Timer C555 zur NF-Erzeugung (AMV)

Der als astabiler Multivibrator geschaltete 555 erzeugt nur bei freigegebenem Rücksetzeingang (Pin 4) ein NF-Signal. Da der Reset-Eingang low-aktiv ist, wird zur Freigabe ein H-Signal benötigt. Dieses liefert der Pull-up-Widerstand R9. Transistor Q5 muss aber gesperrt sein. Ist ein HF-Signal vorhanden, ist diese Bedingung erfüllt. Q4 ist durchgesteuert, damit Q5 gesperrt und der Reset-Eingang inaktiv. Der 555 kann schwingen. Diese Verhältnisse gelten aber nur in Betriebsart HF Watch, d.h. Schalter S2 zieht die Q5-Basis nicht auf GND.

Die AMV-Frequenz wird von VR2, R10 und C7 bestimmt. Mit dem Poti VR2 ist die NF in weiten Grenzen einstellbar. Damit der CMOS-555-Ausgang (Pin 3) nicht unnötig belastet wird, erfolgt die NF-Auskopplung am Discharge-Ausgang (Pin 7). In der angegebenen AMV-Schaltung wird der 555-interne Entladetransistor nicht benötigt, so dass sich diese Lösung anbietet.

NF-Verstärker und LED-Anzeige

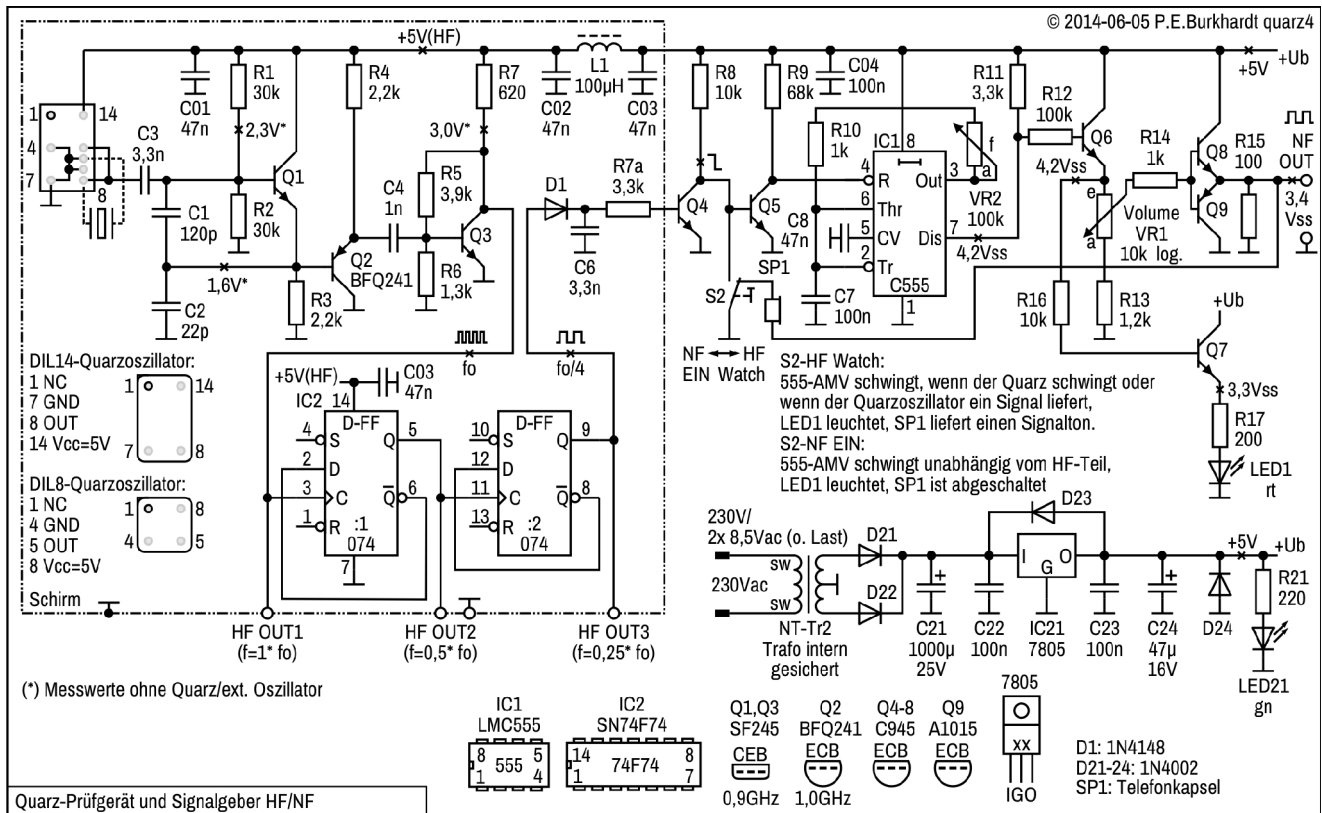
Das vom 555 gelieferte NF-Signal steuert den Emitterfolger Q6 an. Mit Poti VR1 erfolgt die Lautstärke-Einstellung. Der VR1-Schleifer ist direkt mit der Q8/Q9-Basis der komplementären Endstufe verbunden. Am Ausgang der Endstufe ist das NF-Rechteck-Signal nahezu unverfälscht verfügbar. Der sonst übliche durch Koppelkondensatoren verursachte Dachabfall der Impulse wird hier durch die direkte Kopplung vermieden. Da der NF-Ausgang nicht gegen Kurzschluss oder zu niederohmiger Last geschützt ist, sollte in Reihe zum Ausgang ein Widerstand und zur Sicherheit zusätzlich ein Koppelkondensator geschaltet werden.

Ebenfalls am Q6-Emitter ist der LED-Treiber Q7 angekoppelt. LED1 leuchtet, sobald der 555-AMV schwingt. Das bedeutet, in der Betriebsart HF-Watch leuchtet LED1 nur dann, wenn der Prüfquarz bzw. Prüfoszillator angeschlossen ist und zu einer HF am Oszillatorausgang (HF OUT) führt.

In der Betriebsart NF EIN leuchtet LED1 immer, da der 555-AMV ständig die NF erzeugt. Wegen des jetzt permanent vorhandenen NF-Signals ist der Kontroll-Lautsprecher SP1 (Hörkapsel, Piezo-Wandler) mittels S2 abgeschaltet.

Quarz-Prüfgerät mit HF/NF-Ausgang, TTL-Teiler und Netzteil

Diese Schaltung ist ähnlich der vorigen, allerdings wurden ein TTL-Teiler, 2 zusätzliche HF-Ausgänge und ein Netzteil hinzugefügt. Die folgende Beschreibung ist nur ergänzend zum vorigen Prüfgerät mit einfachem HF-Ausgang.



Schaltungsbeschreibung

Wesentliche Schaltungsteile sind:

- Oszillator mit Fassung für den Prüfquarz, TTL-Teiler und HF-Gleichrichter (im Bild geschirmt)
- Astabiler Multivibrator (AMV) mit dem CMOS-Timer C555 zur NF-Erzeugung, Frequenz-Poti VR2
- Freigabe-Schaltung für den AMV (Q4, Q5)
- NF-Verstärker (Q6, Q8, Q9) mit Lautstärke-Poti VR1
- LED-Anzeige LED1 für Quarz OK, Betriebsarten-Umschalter S2 und Speaker 1
- Netzteil

TTL-Teiler der Oszillatorfrequenz

Um das Prüfgerät in seiner Eigenschaft als HF-Generator etwas universeller verwenden zu können, wurden 2 schnelle TTL-FFs hinzugefügt (IC2, bis 100 MHz). Die Quarzfrequenz ist jetzt an 3 Ausgängen verfügbar. Durch die Frequenzteilung ist das HF-Signal auch noch mit einem Analog-Oszi niedrigerer Grenzfrequenz darstellbar.

Gleichrichtung und NF-Schaltsignal

Da am letzten FF-Ausgang (Pin 9 bzw. HF OUT3) TTL-Pegel zur Gewinnung des NF-Schaltsignals zur Verfügung steht, reicht die Einweg-Gleichrichtung mit nur einer Diode (D1). Ab Q4-Basis ist die weitere Signalverarbeitung identisch mit der vorigen Schaltung.

Netzteil

Zur Komplettierung des Geräts wurde ein einfaches 5V-Netzteil hinzugefügt. Die Schaltung richtet sich nach dem vorhandenen Netztrafo. Der Strombedarf hängt u.a. von der NF-Belastung am NF-Ausgang ab, aber auch bei der Prüfung von Oszillator-Modulen von der Stromaufnahme des Prüflings. Der Strombedarf kann durchaus 150 mA betragen. Der 5V-Festspannungsregler kommt normalerweise ohne Kühlung aus, ein kleiner Kühlkörper kann aber nicht schaden.

Wichtig ist die Eignung des verwendeten Netztrafos. Nur Trafos mit interner thermischer Sicherung und entsprechender Isolierung dürfen direkt an das 230V-Netz geschaltet werden. Hervorragend eignen sich Trafos aus industriell hergestellten Steckernetzteilen. Bei diesen Trafos sind zumindest ausreichende Absicherung und Isolierung gewährleistet. Allerdings werden Trafos aus Fernost-Billig-Netzteilen oft schon im Leerlauf sehr heiß. Messungen ergaben bei manchen Trafotypen bis zu 60°C äußere Kerntemperatur, und das ohne Last. Insbesondere die Trafos mit geschweißtem Kern sollte man nicht verwenden.

Wird ein normaler Trafo ohne Eignung für direkten Netzanschluss eingesetzt, muss er primärseitig abgesichert werden. Ein Netzschalter sollte dann auch nicht fehlen.

Hinweise zum Geräte-Aufbau

Da je nach Quarz die erzeugte HF bis zu 100 MHz betragen kann und zusätzlich noch sehr steiflankige Impulse durch die schnellen D-FFs entstehen, ist dem HF-Teil (Oszillator und Teiler) besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Die Abschirmung (siehe Bild) ist unerlässlich, nicht nur um fremde Geräte nicht zu stören, sondern auch um den eigenen Messaufbau nicht durch vagabundierende HF zu verseuchen.

Ein allseitig geschlossener Metallkasten (gelötetes Cu-Halbzeug, besser dünnes verzinnertes Blech o.ä.) ist unerlässlich. Besonders kritisch ist die DIL-Fassung zur Aufnahme des Prüflings, aber auch die HF-Ausgänge sollten mit vernünftig geschirmten Buchsen realisiert werden (Koax oder BNC o.ä.). Der Rest der Schaltung ist unkritisch. Der Aufbau kann z.B. auf einer Lochraster-LP erfolgen.

Sinusgeneratoren mit Wienbrücke

Der Wien-Brückengenerator (oder auch Wien-Robinson-Generator) benötigt einen invertierenden Verstärker, da sein Rückkopplungsnetzwerk keine Phasendrehung aufweist. Zwei in Reihe liegende RC-Schaltungen sorgen für die nötige Frequenzselektion. Die Phasenverschiebung der RC-Glieder ergibt für genau eine Frequenz 0 Grad (Phasensprung von -90° zu $+90^\circ$). Auf dieser Frequenz schwingt der Generator, wenn die Verstärkung der Mitkopplung mindestens 1 ist. Die Dämpfung der im Mitkopplungsweig liegenden Brücke (Opamp-Ausgang zum (+)-Eingang) beträgt 3 (für Hoch- und Tiefpass), so dass der Opamp mindestens eine Spannungsverstärkung von 3 haben muss. Die Widerstände im Gegenkopplungsweig (Opamp-Ausgang zum (-)-Eingang) legen deshalb die Verstärkung des Opamp auf etwas über 3 fest.

Damit das erzeugte Signal durch die Mitkopplung des Generators nicht bis zur Betriebsspannungsgrenze ansteigt und dann begrenzt wird, ist eine Verstärkungsregelung des Opamp erforderlich. Diese Regelung muss die Opamp-Verstärkung soweit zurückregeln, dass gerade so die Verluste der Brücke ausgeglichen werden. Erst dann entsteht ein sauberer Sinus ohne Begrenzung.

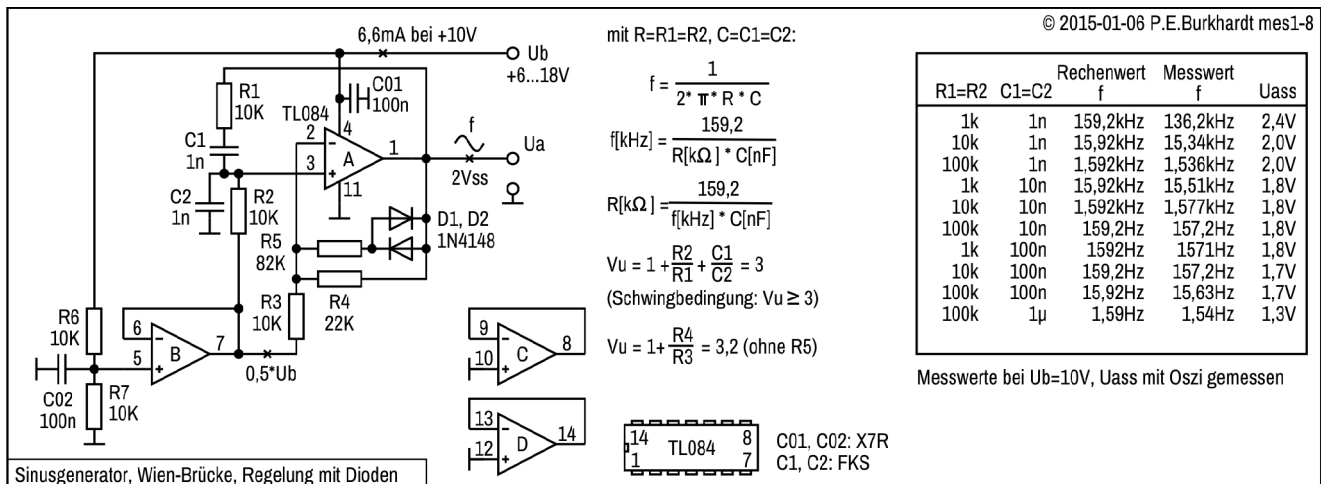
Zur Opamp-Verstärkungsregelung muss einer der verstärkungsbestimmenden Widerstände verändert werden. Die erzeugte Schwingung beeinflusst diesen Widerstand so, dass sich die benötigte Verstärkung ergibt. Geeignet sind spannungsbegrenzende Elemente (Dioden) oder auch direkt veränderliche Widerstände wie PTC (Glühlampe), Fotowiderstände, FETs u.a.

Das verwendete Element zur Verstärkungsregelung und damit die entsprechende Schaltungstechnik hat großen Einfluss auf Klirrgrad und Amplitudenstabilität der erzeugten Sinusschwingung. Die Kennlinie des Stellelements ist meist nichtlinear, so dass nur ein kleiner Abschnitt der Kennlinie für die Widerstandsänderung (bzw. Spannungsänderung) ausgenutzt werden darf, damit der Sinus nicht zu sehr verzerrt wird. Außerdem muss die Regelgeschwindigkeit an die erzeugte Frequenz angepasst sein, PID-Verhalten ist optimal. Besonders bei niedrigen Frequenzen (wenige Hz) kann es zu einer ungewollten Amplitudenänderung und/oder Klirrfaktor-Erhöhung der Sinusschwingung kommen.

Sinusgenerator mit Dioden-Regelung (parallel)

Die folgende Schaltung arbeitet mit einer Kombination D1, D2 und R5 zur Amplitudenstabilisierung (siehe Bild), die parallel zum verstärkungsbestimmenden Widerstand R4 liegt.

Weiter unten wurde dagegen eine Schaltung untersucht, bei der diese Kombination in Reihe zu R4 liegt und so die Sinusamplitude konstant hält.



Schaltungsbeschreibung

Schaltungsteile

- Brückenverstärker mit Opamp TL084-A
- Hochpass (C1, R2) und Tiefpass (R1, C2) zur Frequenzselektion
- R3 und R4 zur Einstellung der Verstärkung des Brückenverstärkers
- R5 und Dioden D1, D2 zur Amplitudenstabilisierung
- Opamp TL084-B mit den Widerständen R6 und R7 zur Erzeugung der Hilfsspannung (halbe Betriebsspannung)

Opamp-Betriebsspannung

Da nur mit einer positiven U_b gegen GND gearbeitet wird, muss der Arbeitsbereich des Opamp A entsprechend in positive Richtung verschoben werden. Am Ausgang des Spannungsfolgers Opamp B ergeben sich $0,5 \cdot U_b$ entsprechend dem Teilverhältnis der Widerstände R6-R7. Diese halbe Betriebsspannung dient als Gleichspannungsreferenz des Brückenverstärkers, so dass sich am Ausgang U_a eine Sinuswelle symmetrisch zur halben Betriebsspannung ergibt.

Die Schaltung arbeitet im U_b -Bereich 6 bis 18 V ohne Einschränkung. Unterhalb 6 V nimmt der U_a -Klirrfaktor zu.

Warum hängt C2 mit kaltem Ende auf GND?

Kondensator C2 parallel zu R2 bringt keine Verbesserung, im Gegenteil: Der Generator zeigt bei niedrigen Frequenzen ein schlechteres Schwingverhalten. Wird dies mit einem großen Elko (z.B. 100 μ F) zwischen Opamp-B-Ausgang und GND ausgeglichen, zeigt die Sinuswelle beim U_b -Einschalten ein starkes Überschwingen bis in die U_b -Begrenzung. Das ist, abgesehen vom zusätzlichen Elko, auch nicht schön. Die gezeigte Variante mit C2 direkt an GND ist optimal.

Wirkung der Amplitudenstabilisierung mit Dioden

Normalerweise geht die Ausgangsspannung U_a in die Begrenzung der Betriebsspannung (Sinuswelle ist oben und unten gekappt), da mit R3 und R4 die Verstärkung auf >3 eingestellt ist (Schwingbedingung). Die Regelung mittels Widerstand R5 und den Dioden D1, D2 verhindert die Begrenzung.

Die Reihenschaltung R5-D1||D2 liegt dem verstärkungsbestimmenden Widerstand R4 parallel. Das ist aber nur der Fall, wenn die Dioden leitend werden.

Bei kleiner U_a -Amplitude sperren die Dioden, deshalb ist $V_u = 1 + R4 / R3$. Damit überhaupt Schwingungen entstehen, muss die Verstärkung etwas größer als 3 sein ($V_u = 1 + R2 / R1 + C1 / C2 = 1 + 1 + 1 = 3$, wobei $R1 = R2$ und $C1 = C2$).

Wenn nun die U_a -Amplitude so groß wird, dass die Dioden etwas leiten, wirkt die Parallelschaltung R5 zu R4. Das bedeutet, die Verstärkung V_u nimmt ab. Je höher die U_a -Amplitude, desto besser leiten die Dioden und um so mehr nähert sich V_u dem Wert $1 + (R4 || R5) / R3$. Das heißt, die U_a -Amplitude nimmt ab und pendelt sich auf einen stabilen Wert ein. Die Schwingung an U_a ist deshalb nicht mehr begrenzt, sondern sinusförmig.

Nachteil der Stabilisierung mit Dioden

Wenn bei gewollter Frequenzänderung die Widerstände R1 und R2 nicht exakt gleichartig geändert werden (z.B. schlechter Gleichlauf eines Doppel-Potis), bleibt zwar die Sinusform, jedoch ändert sich die U_a -Amplitude etwas. Die Amplitudenregelung ist nicht perfekt. Ursache ist die Spannungsabhängigkeit des differentiellen Widerstands der Dioden. Das ist bei einer Stabilisierung mit Glühlampe (PTC als Teil von R3) nicht so stark ausgeprägt. Auch mit Fotowiderstand oder Sperrschicht-FET lassen sich bei geeigneter Dimensionierung bessere Werte als mit Dioden erreichen.

Hinweise zur Dimensionierung

- Die Verstärkung sollte nur geringfügig größer als 3 sein, eingestellt mit R3 und R4 (z.B. $V_u = 3,2$).
- R5 sollte möglichst das fünf- bis maximal zehnfache von R4 betragen, damit die Diodenstabilisierung nicht zu stark regeln muss.
- Beide RC-Schaltungen werden gleich dimensioniert (gleiche Werte). Je mehr R1 von R2 bzw. C1 von C2 abweicht, desto größer ist die Brückenverstimmung. Die erforderliche Opamp-Verstärkung ist größer, damit der Generator schwingt. Der Sinus-Klirrfaktor steigt.
- Bei Frequenzeinstellung mit R1 und R2 als Tandem-Poti sollte der Einstellbereich nicht größer als 1 zu 10 sein (1 zu 100 ist möglich), damit die U_a -Amplitudenänderung nicht zu groß wird. Ein lineares Tandem-Poti mit guten Gleichlaufeigenschaften ist sowieso Voraussetzung.

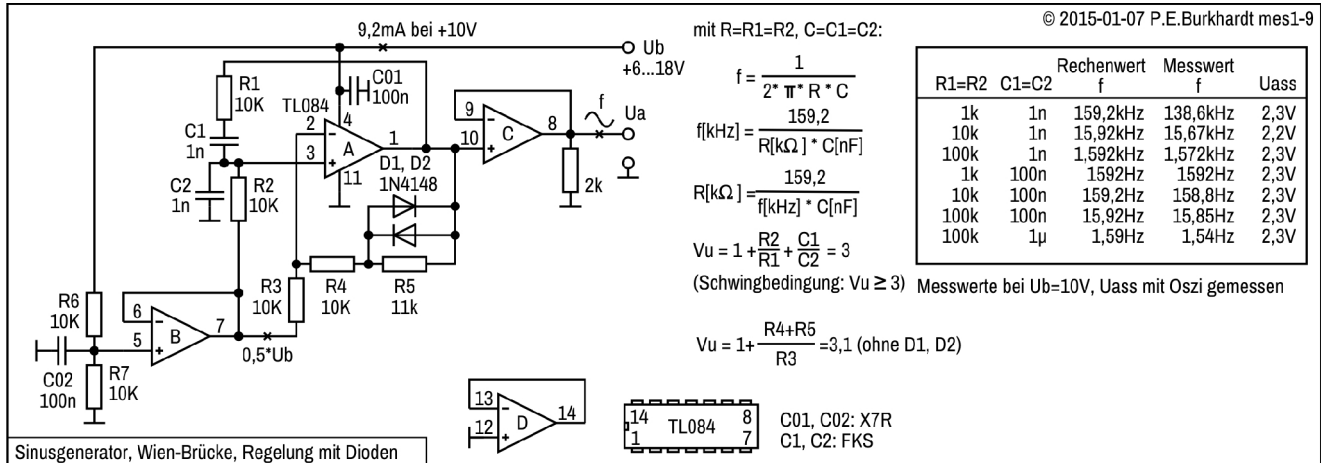
Messergebnisse

Der Klirrfaktor wurde nicht gemessen (mangels Messgerät). Die Werte lt. Tabelle (siehe Bild) geben Aufschluss über den doch erheblichen Amplitudengang abhängig von der Frequenz. Die Frequenzen sind relativ stabil, allerdings nehmen ab 100 kHz aufwärts die Fehler im Vergleich zum Rechenwert zu. Ursache sind wahrscheinlich die zusätzlichen Opamp-Phasenfehler und auch die parasitären Kapazitäten des Versuchsaufbaus. Änderungen der Betriebsspannung haben einen sehr geringen Einfluss.

Sinusgenerator mit Dioden-Regelung (in Reihe)

Schon hier sei anzumerken: Die Reihenschaltung der Stabilisierungsdioden D1 und D2 (parallel mit R5, siehe Bild) gewissermaßen als Teil des verstärkungsbestimmenden Widerstand R4 ergibt eine bessere Stabilität der Sinusamplitude. Ob auch der Klirrfaktor geringer ist als in der Schaltung des vorigen Abschnitts, konnte nicht gemessen werden.

Sinusgenerator mit TL084



Schaltungsbeschreibung

Diese Schaltung ist nur geringfügig anders als die Schaltung mit Dioden-Regelung parallel. Deshalb folgt nur die Beschreibung der geänderten Schaltungsteile.

Spannungsfolger (Opamp-C)

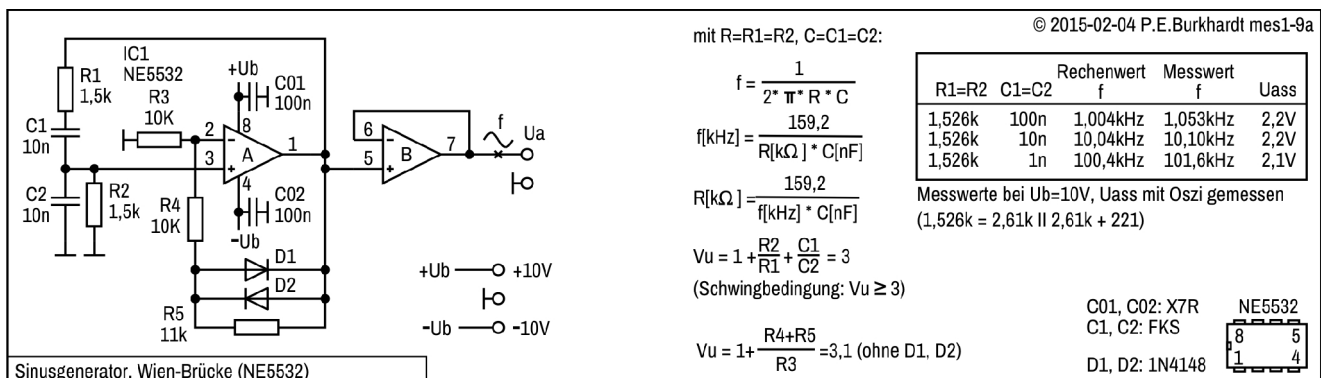
Damit der Generator Opamp-A nicht belastet wird, ist Spannungsfolger Opamp-C nachgeschaltet. Wird ein sehr geringer Ausgangswiderstand gefordert, kann der Spannungsfolger auch mit einer Komplementär-Endstufe erweitert werden.

Stabilisierungsdioden D1 und D2 mit R5 in Reihe zu R4

Diese Kombination liegt in Reihe mit dem Widerstand R4. Ohne D1 und D2 ergibt sich eine Spannungsverstärkung von 3,1 (Formel siehe Bild). Sobald die Dioden wegen einer größeren Generator-Ausgangsamplitude mehr Strom übernehmen, wird die Spannungsverstärkung V_u reduziert. Verringert sich die Sinusamplitude, ist es genau umgekehrt, V_u erhöht sich etwas (maximal bis zu 3,1). Im Ergebnis wird V_u automatisch so eingestellt, dass die Ausgangsamplitude konstant bleibt.

Der sich ergebende U_{ass} -Wert beträgt etwa das Dreifache der Spannung über den Dioden D1 und D2. Die Tabelle im Bild enthält die Messwerte. Die Stabilität ist gut.

Sinusgenerator mit NE5532



Schaltungsbeschreibung

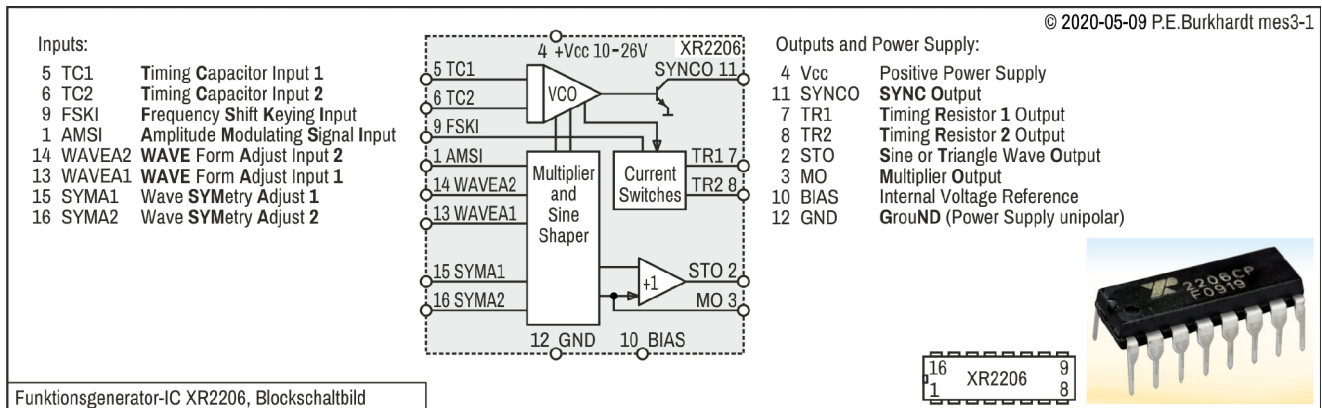
Der Generator arbeitet mit dem 2-fach-Opamp NE5532, der besonders für den Audio-Bereich empfohlen ist. Die Versorgung erfolgt dual mit 2x 10 V, zur Entkopplung von der nachfolgenden Schaltung dient der Spannungsfolger mit Opamp B.

Ansonsten entspricht die Schaltung der vorigen. Allerdings scheint die Stabilität bei 100 kHz mit diesem Audio-Opamp besser zu sein im Vergleich zum TL084.

Funktionsgeneratoren mit dem XR2206

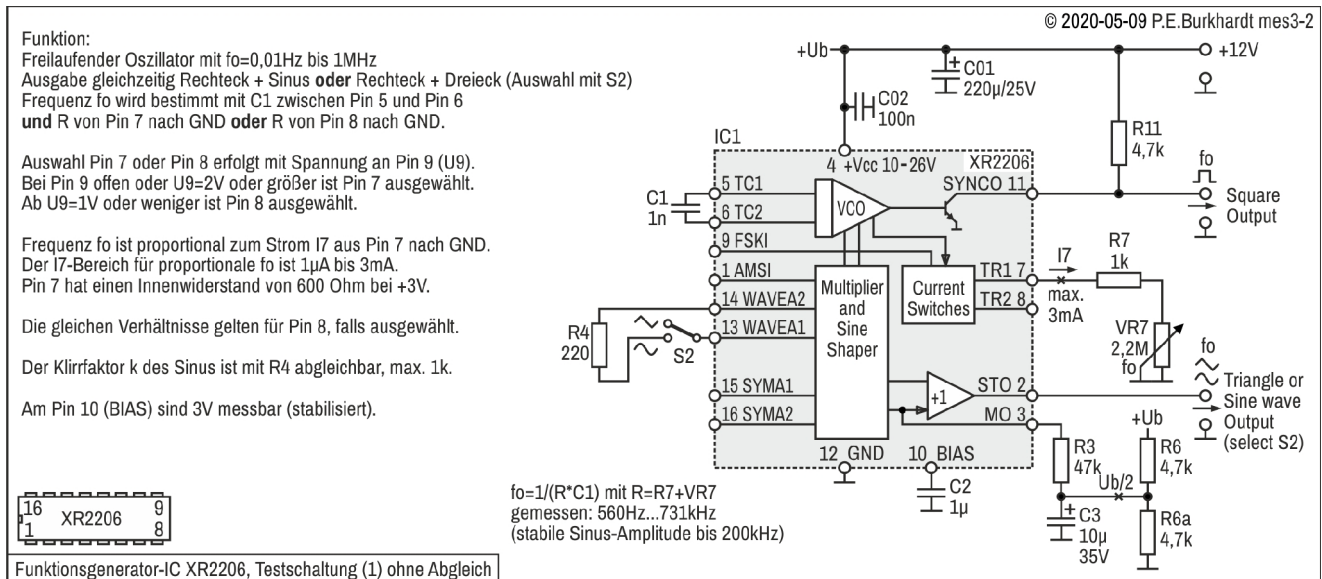
Im Rahmen eines Wobbler-Projektes wurden die folgenden Schaltungen erst einmal gesammelt, aber entsprechend "NOT TESTED" noch nicht getestet, gemessen und auf Tauglichkeit geprüft. Es können sich also noch jede Menge Änderungen ergeben. Die Beschreibungen und Ergebnisse werden entsprechend dem Teststand kontinuierlich eingepflegt.

Allgemeines zum XR2206, Blockschaltbild

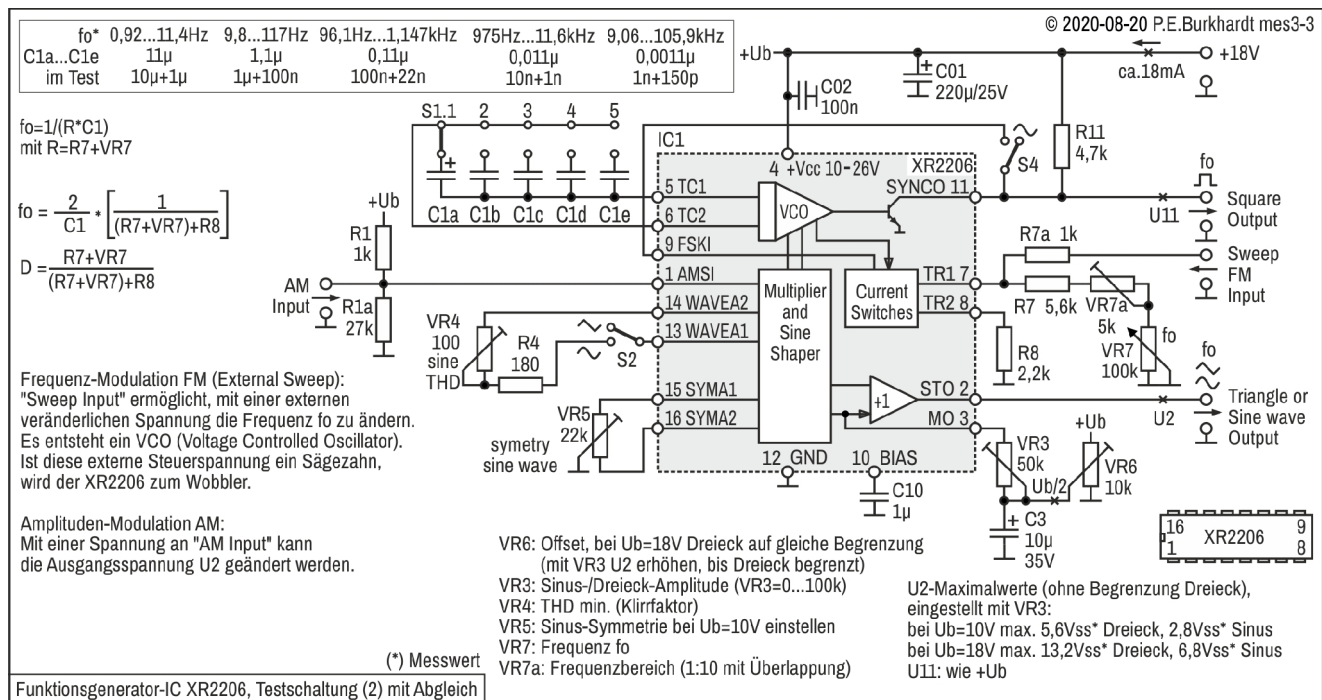


Funktionsgenerator-Testschaltungen

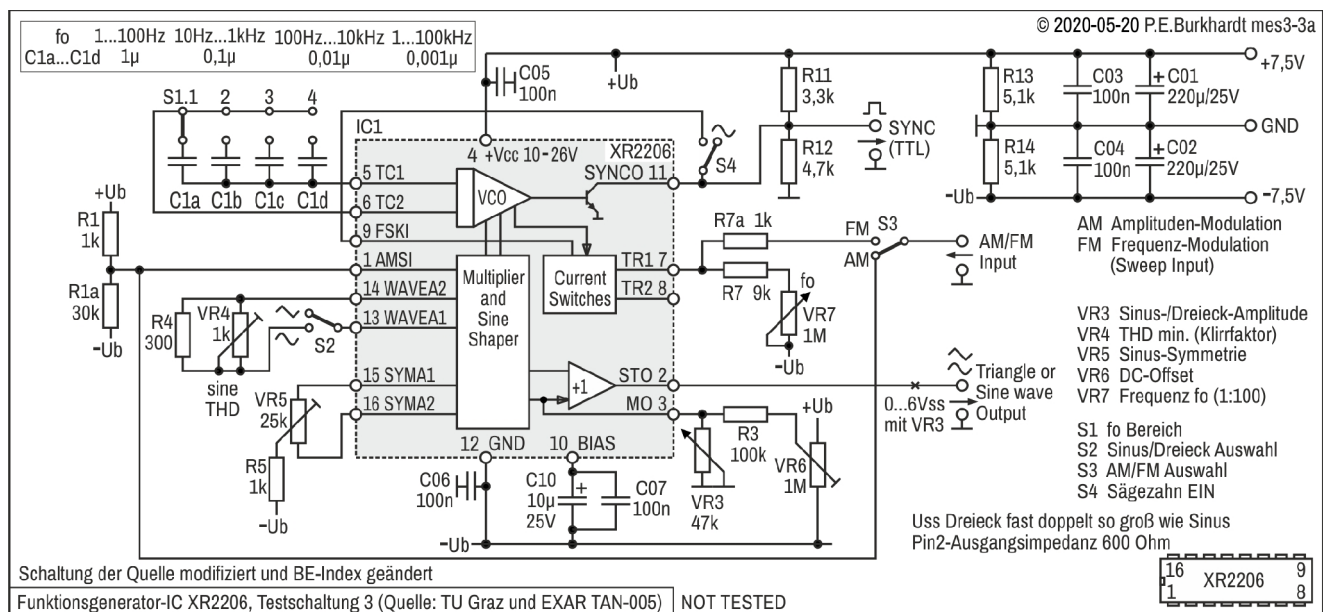
XR2206-Testschaltung (1) ohne Abgleich



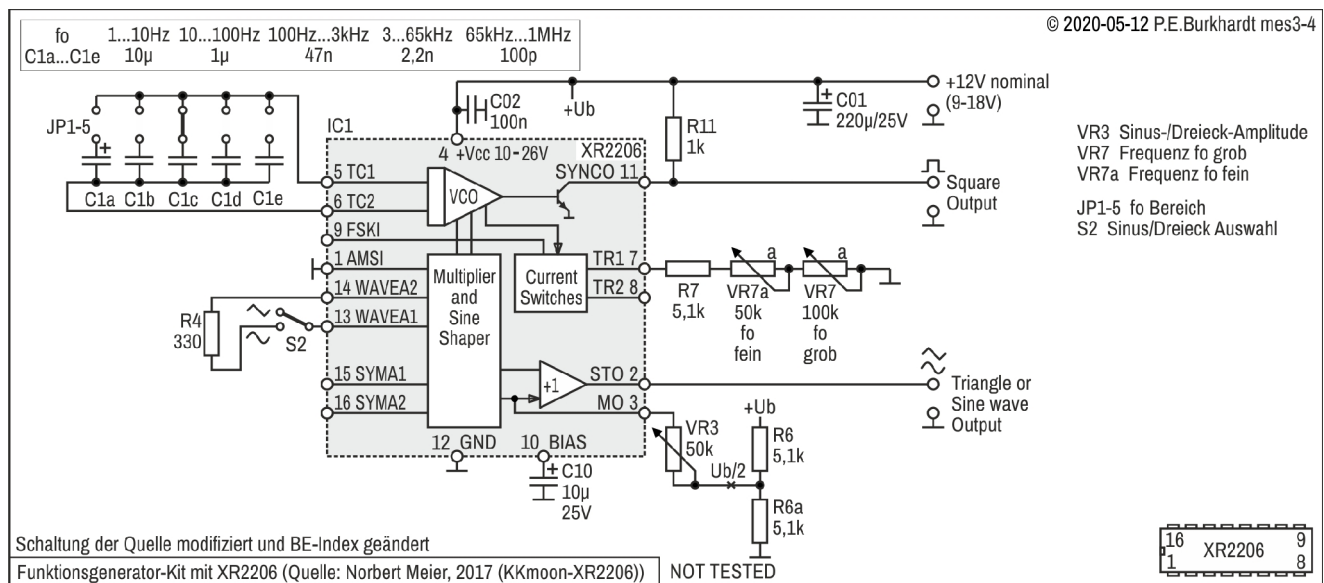
XR2206-Testschaltung (2) mit Abgleich



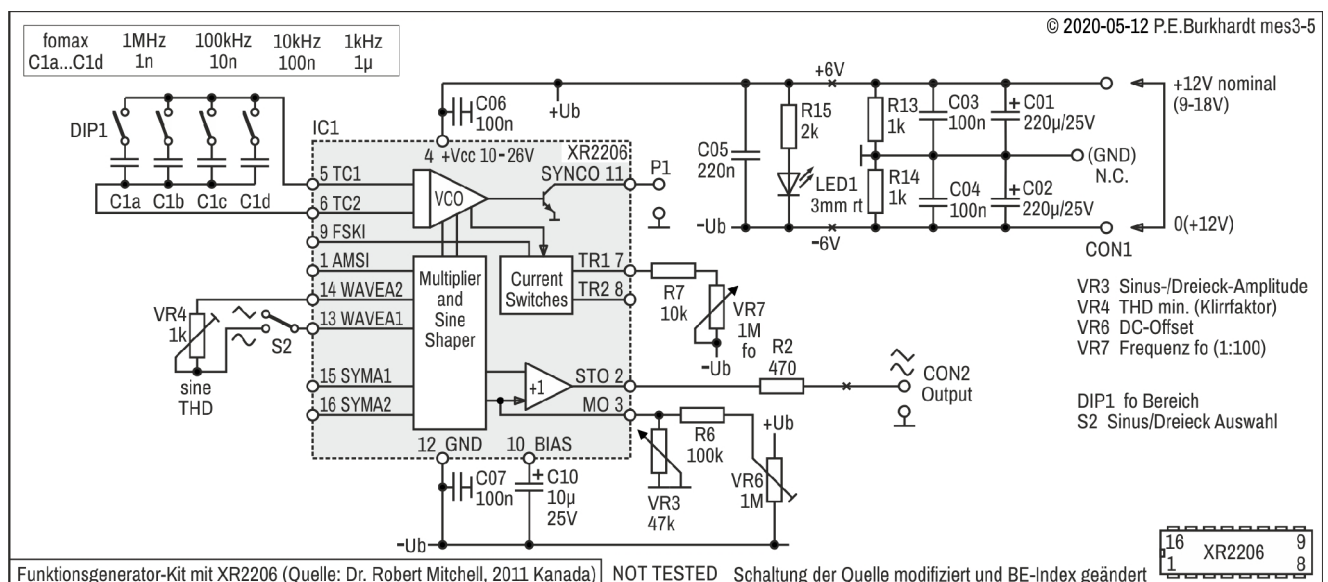
XR2206-Testschaltung (3) (TU Graz)



Funktionsgenerator-Kit (KKmoon-XR2206)

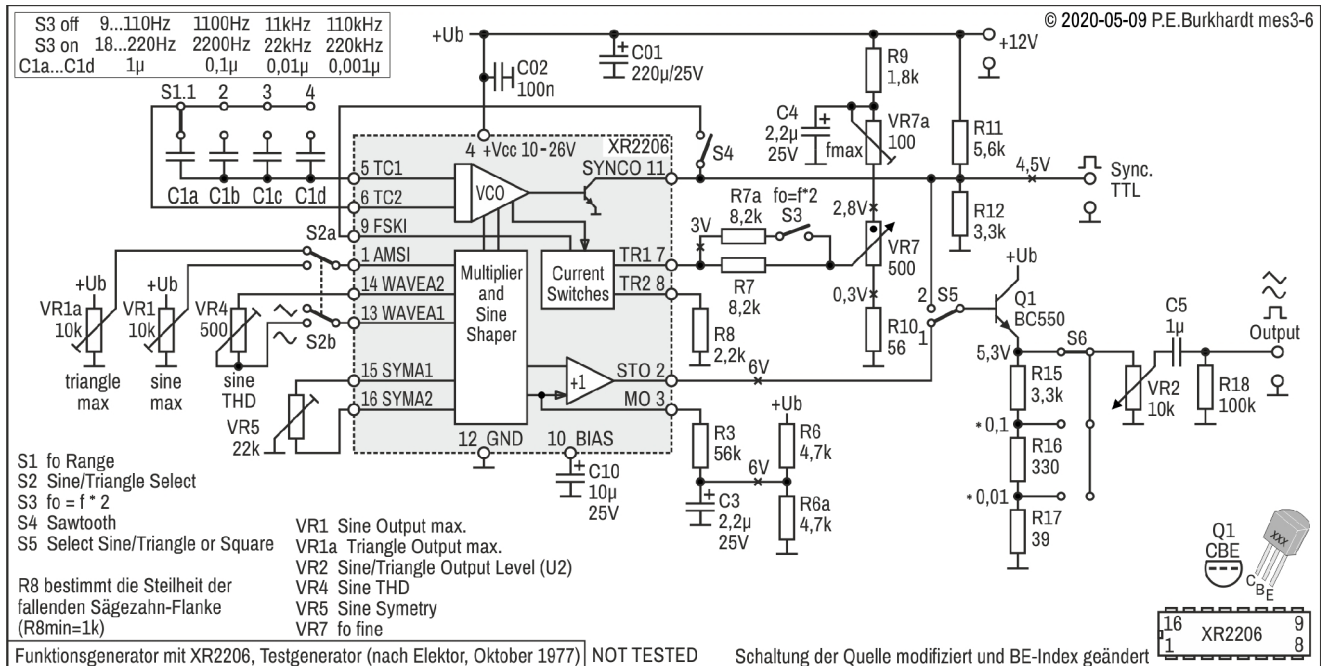


Funktionsgenerator-Kit (2011, Kanada)

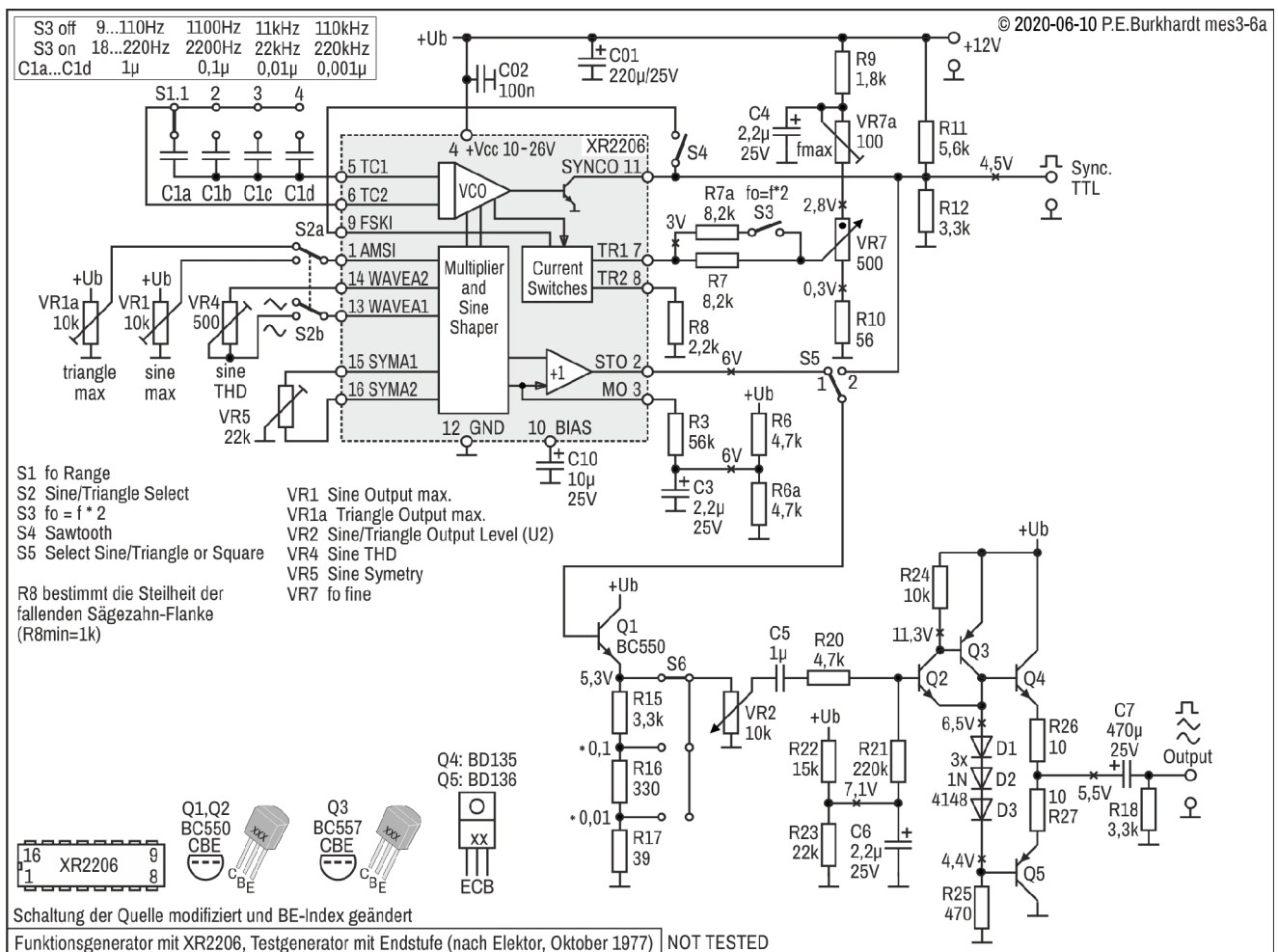


Funktionsgenerator nach Elektor 1977

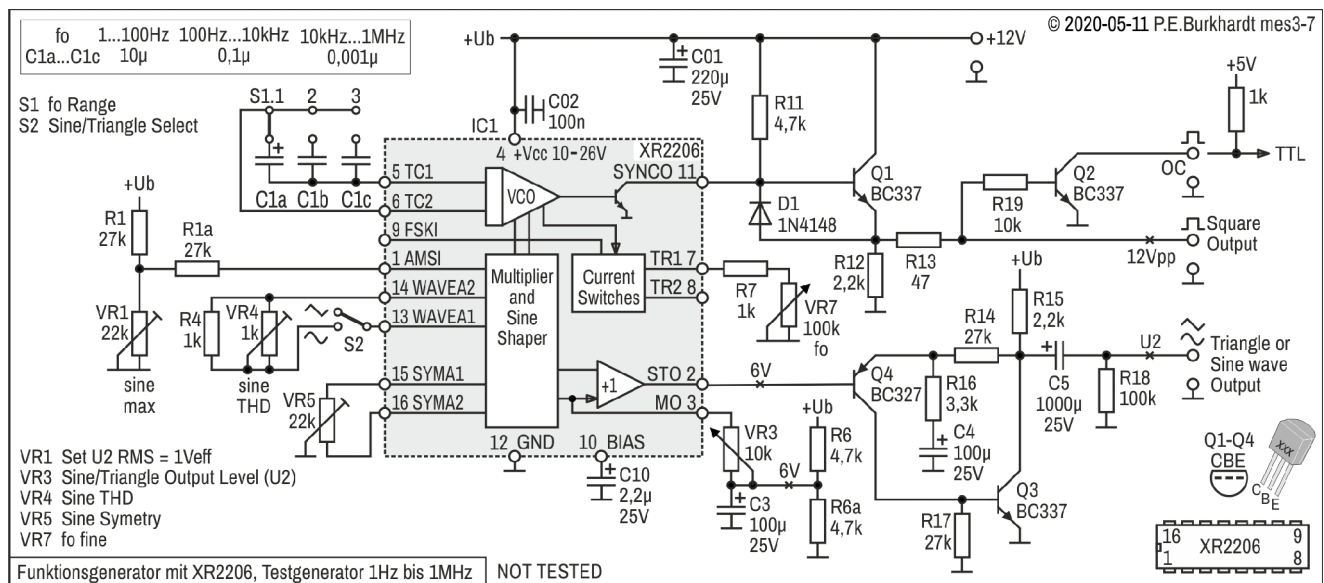
Testgenerator mit Ausgangsteiler 100:1



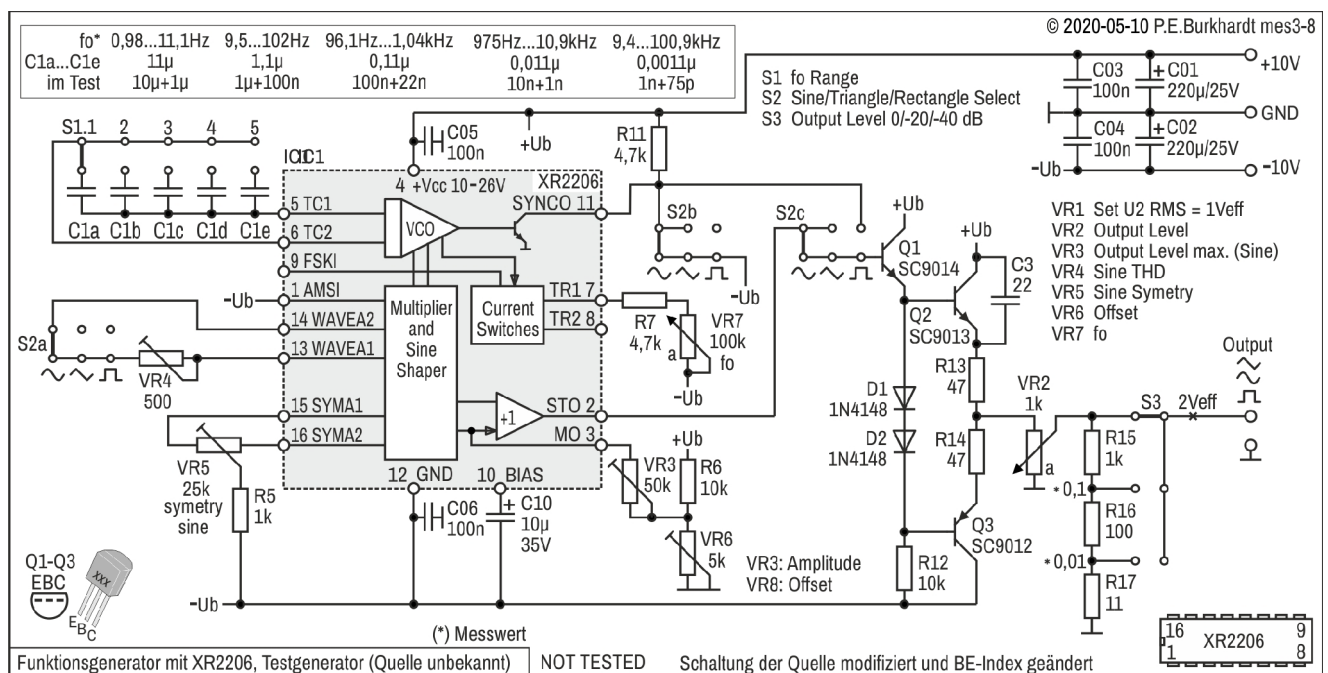
Testgenerator mit Leistungs-Endstufe



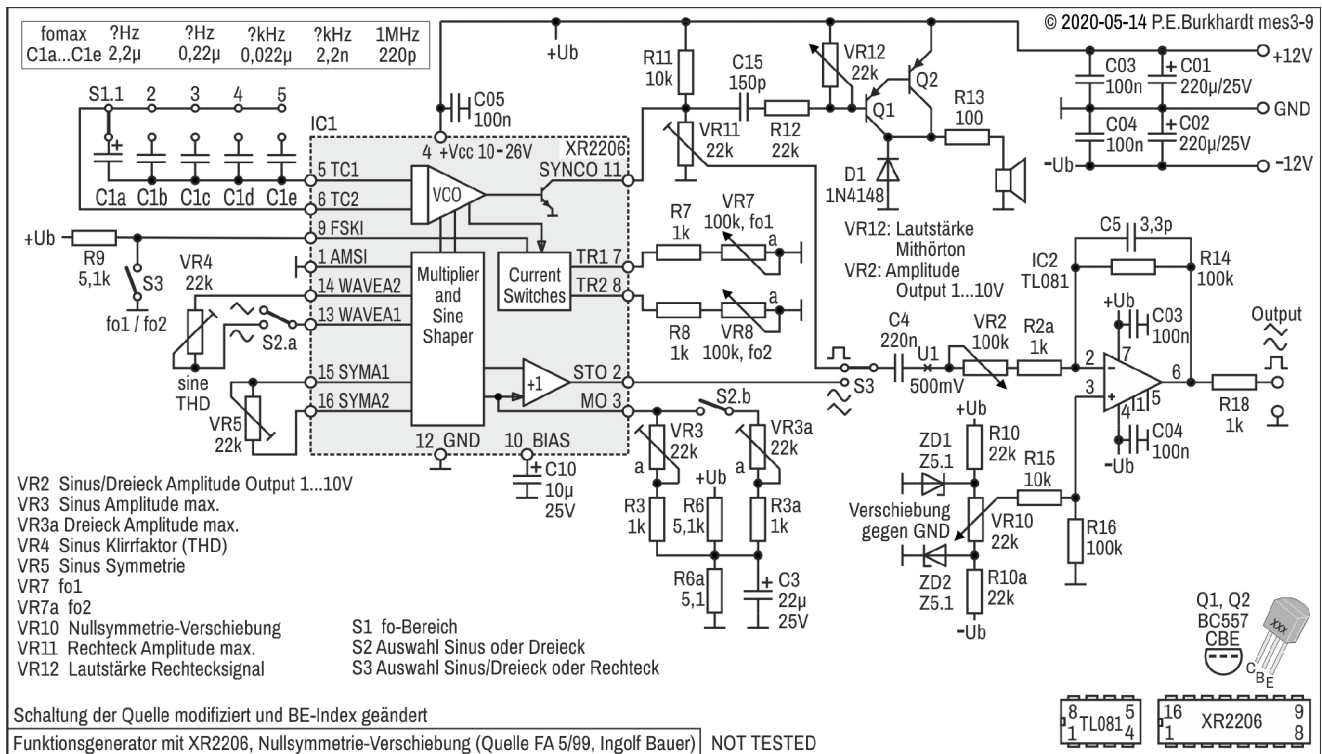
Funktionsgenerator 1 Hz bis 1 MHz



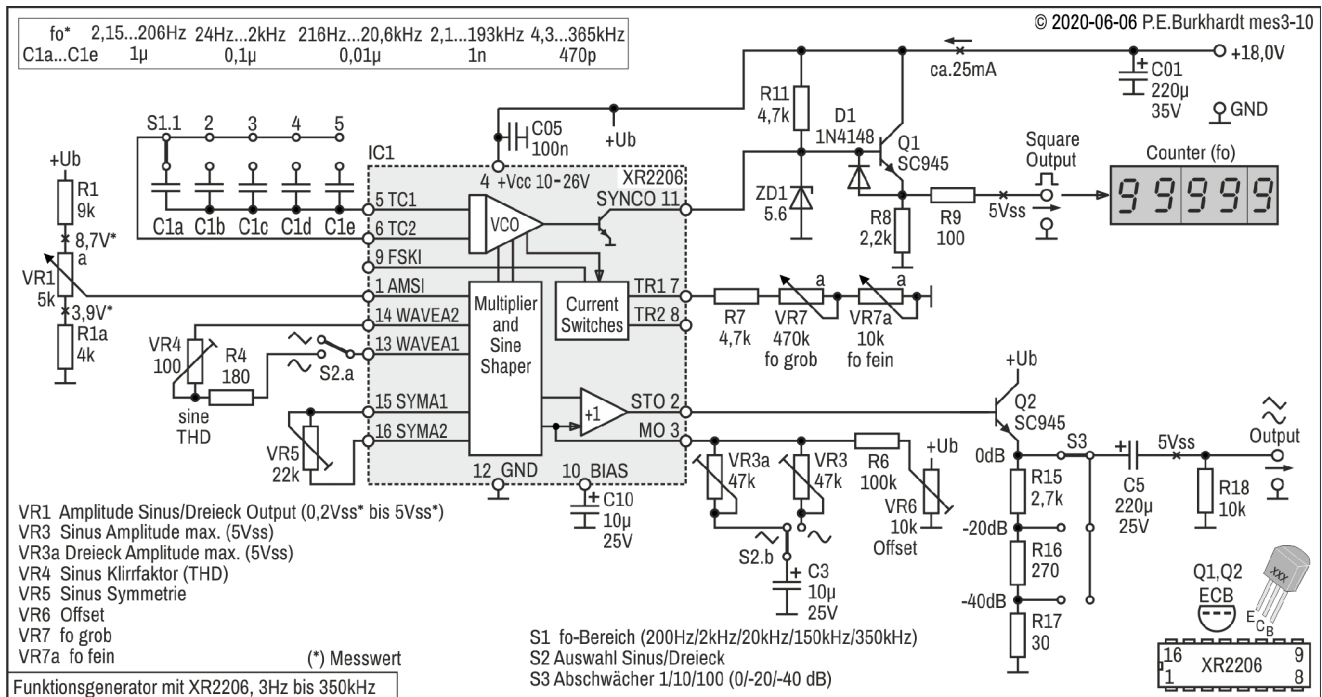
Funktionsgenerator mit Wahlschalter (old style)



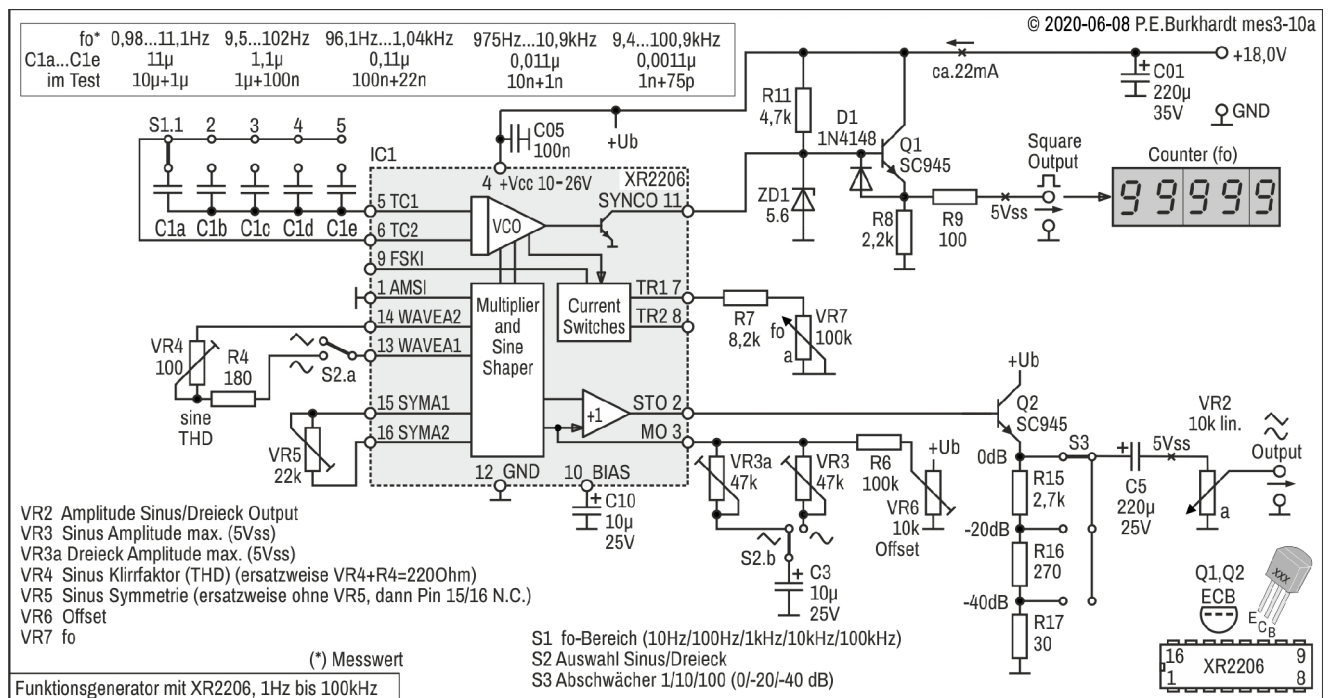
Funktionsgenerator mit Null-Verschiebung



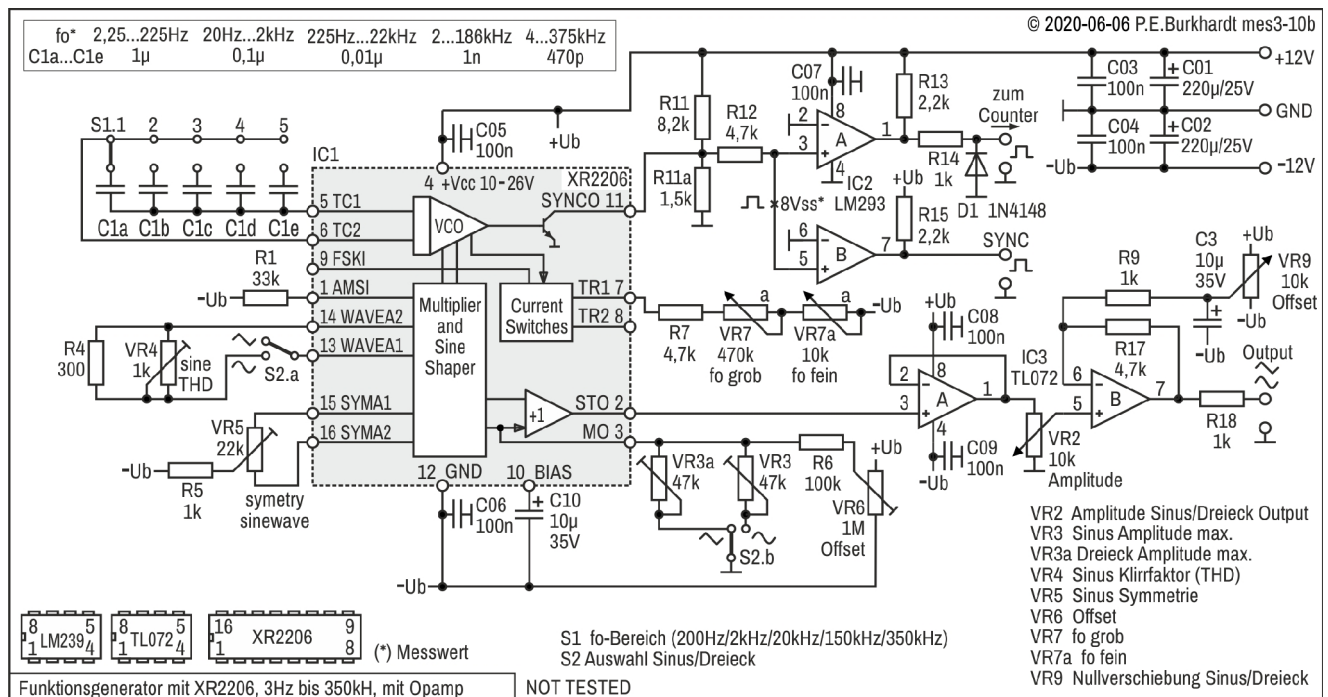
Funktionsgenerator 3 Hz bis 350 kHz



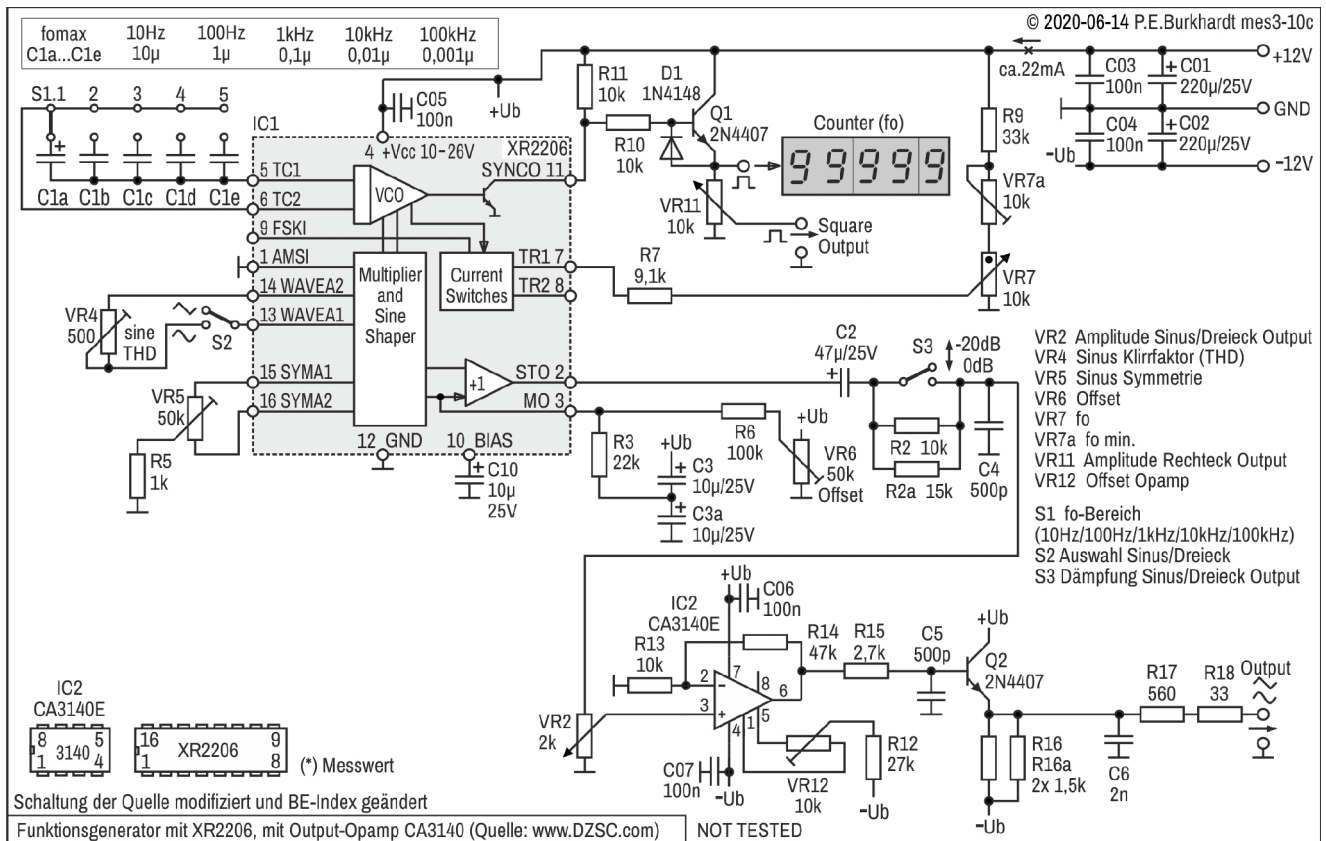
Funktionsgenerator 1 Hz bis 100 kHz



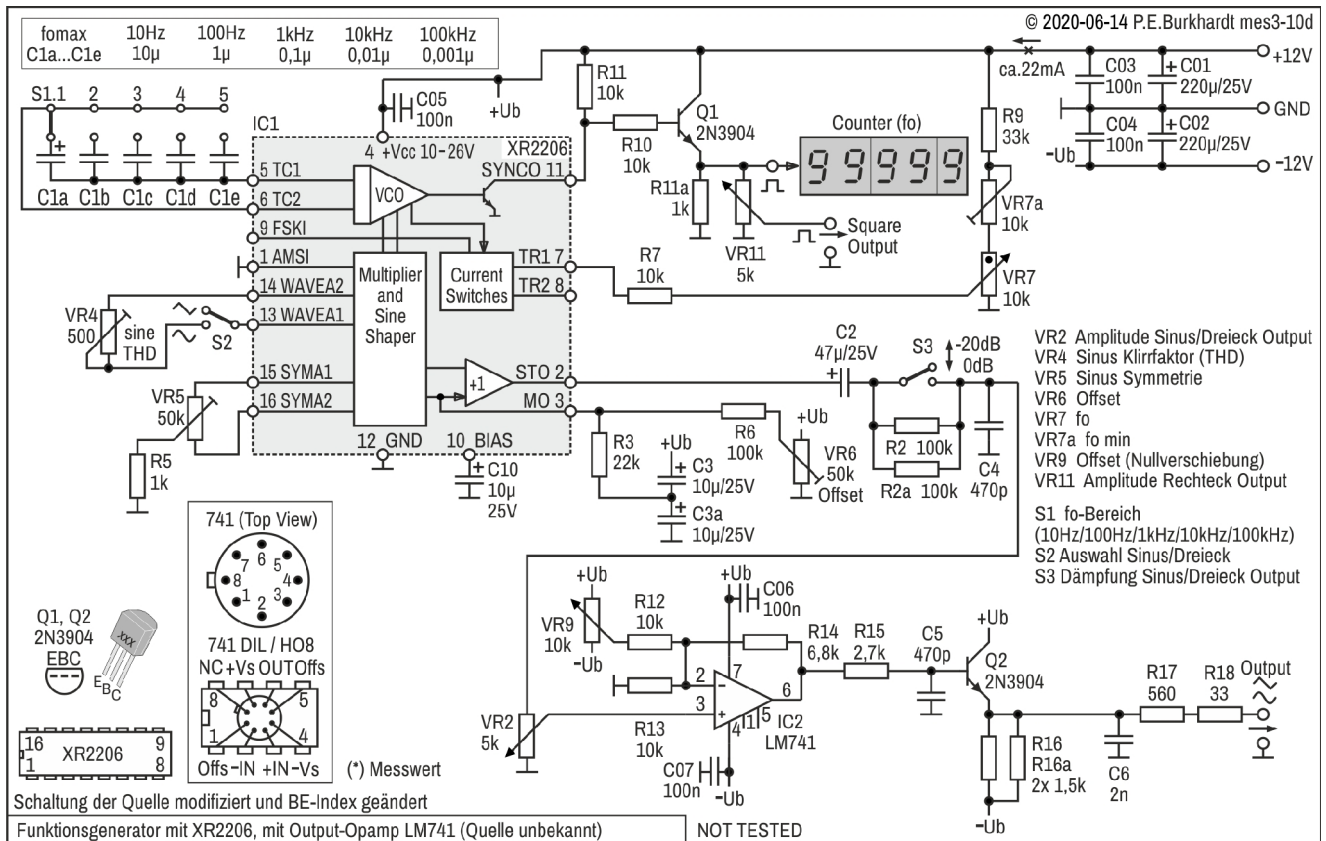
Funktionsgenerator 3 Hz bis 350 kHz, mit Opamp



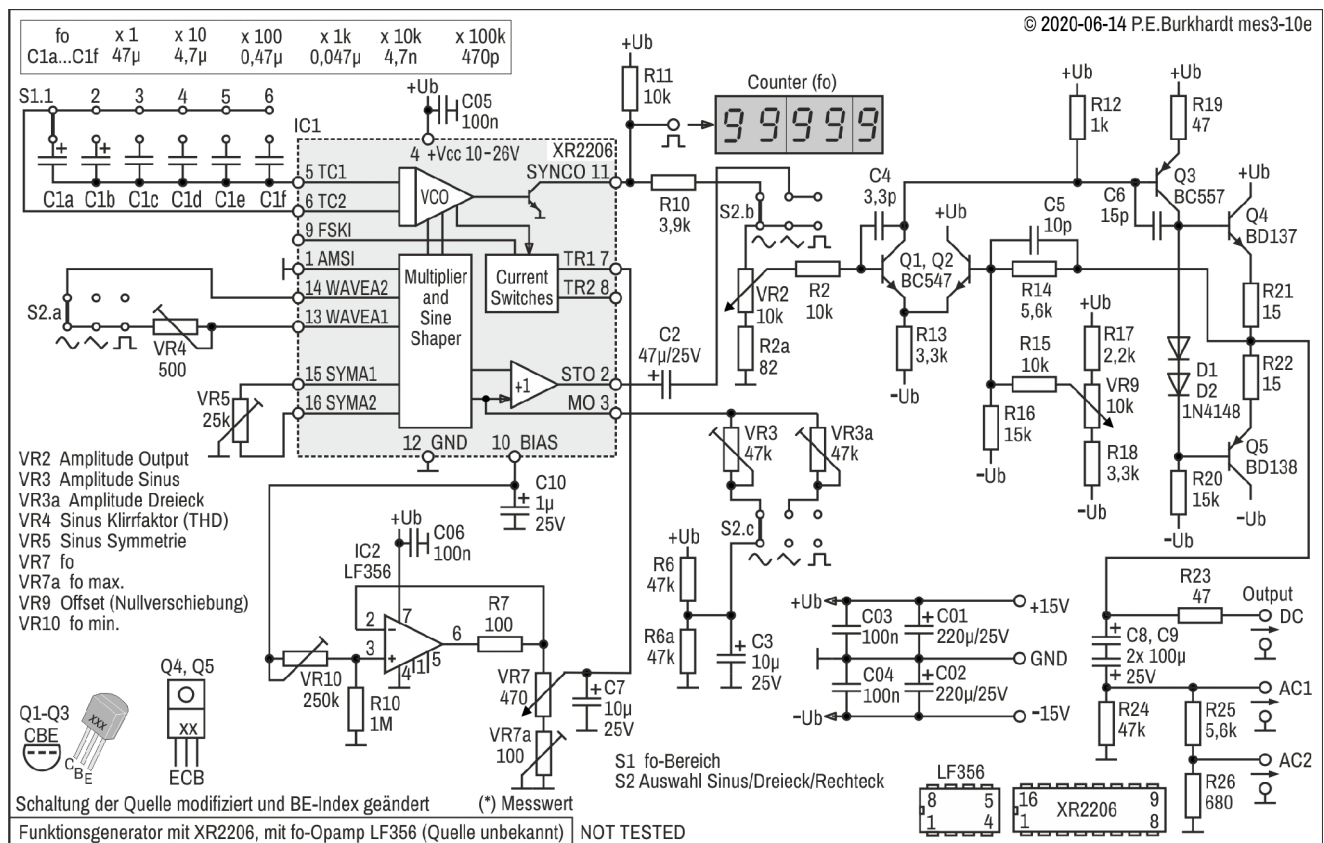
Funktionsgenerator mit CA3140 (nach DZSC)



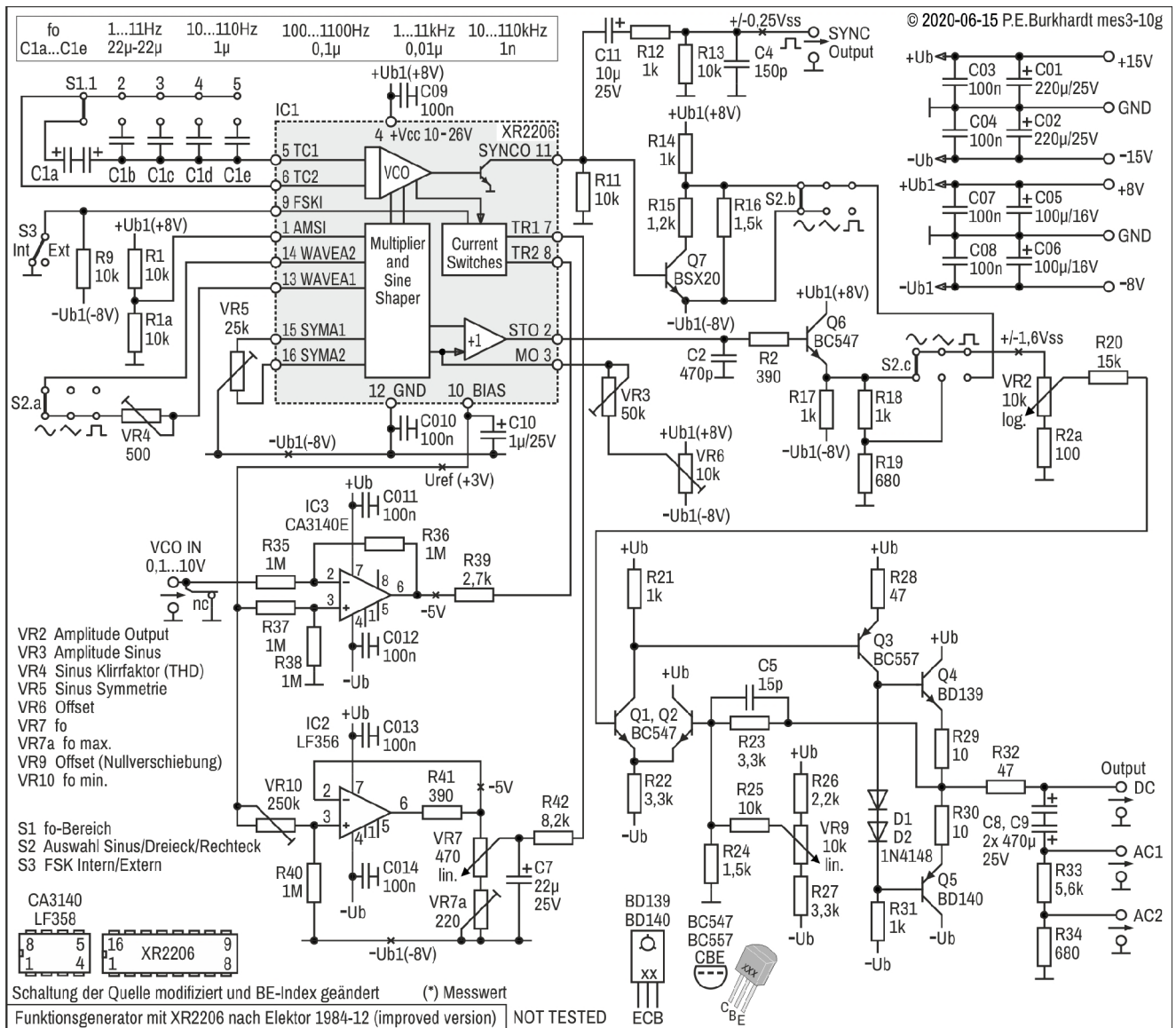
Funktionsgenerator mit LM741



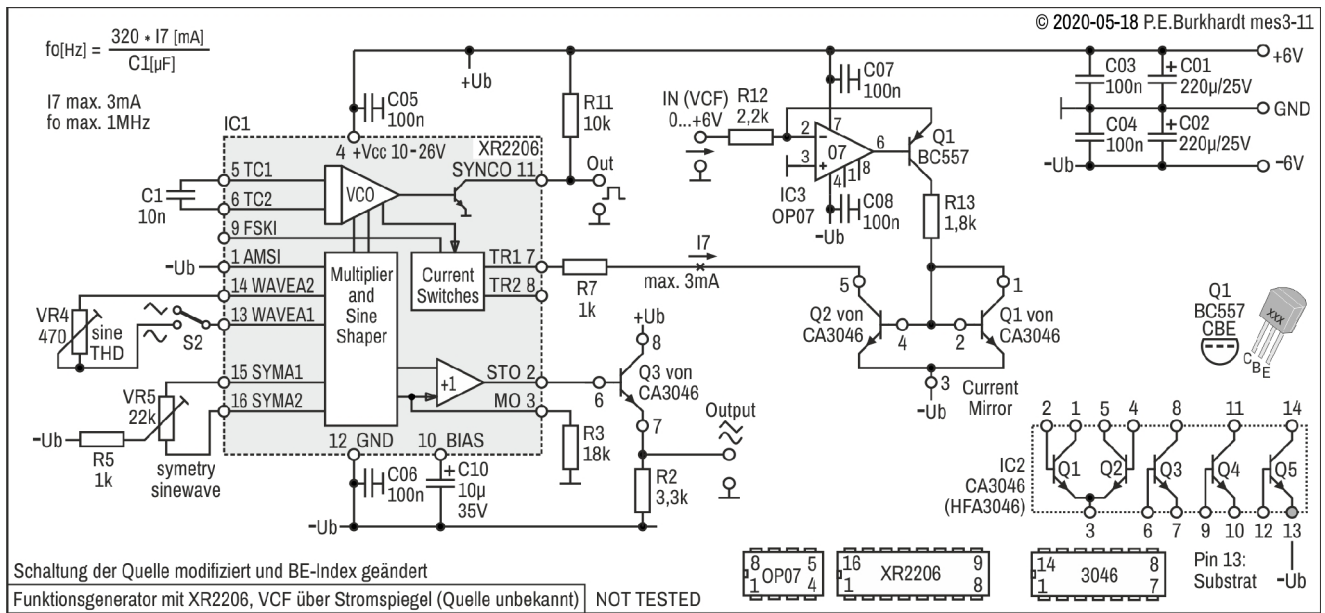
Funktionsgenerator mit LF356



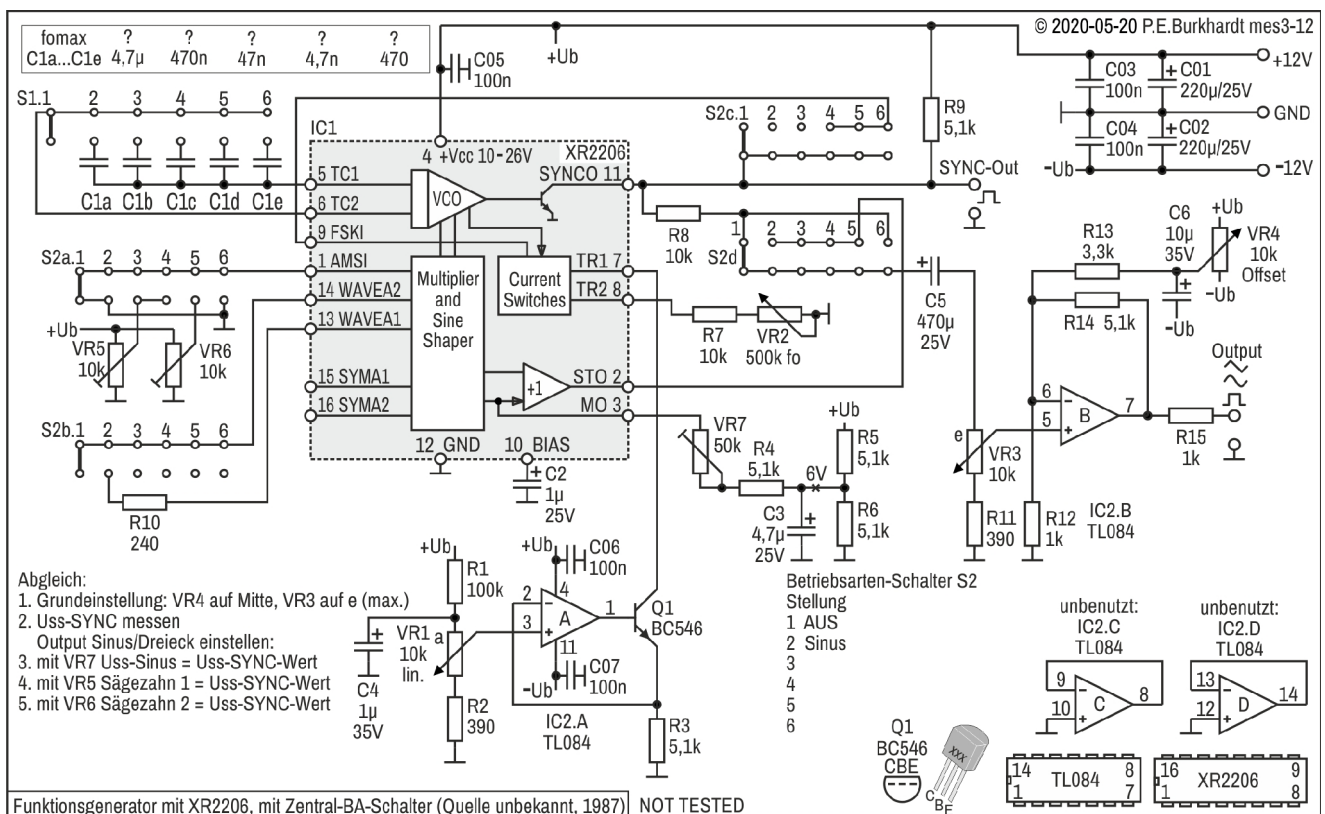
Funktionsgenerator nach Elektor 1984-12



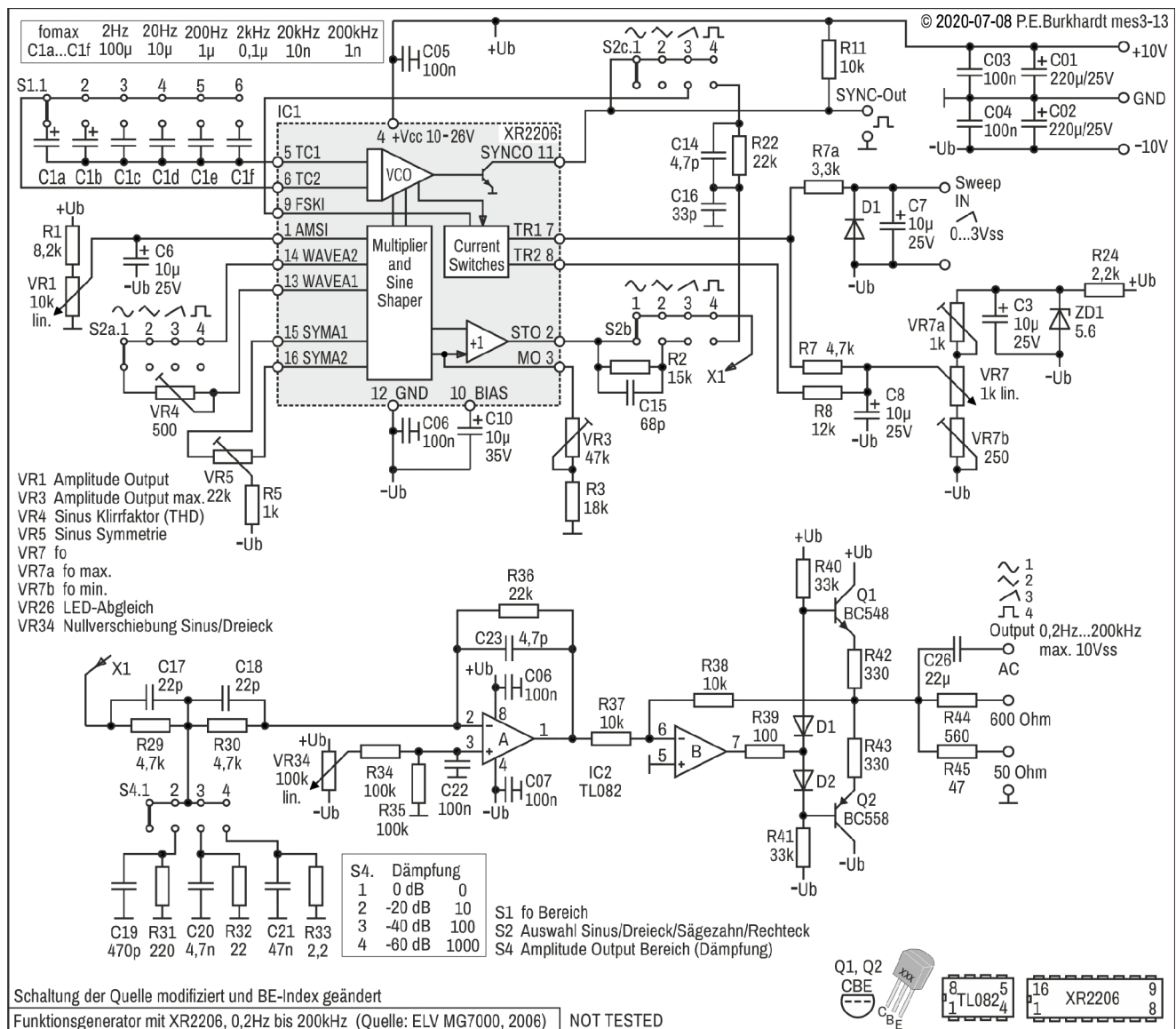
Funktionsgenerator mit Spannungssteuerung



Funktionsgenerator mit BA-Schalter (1987)



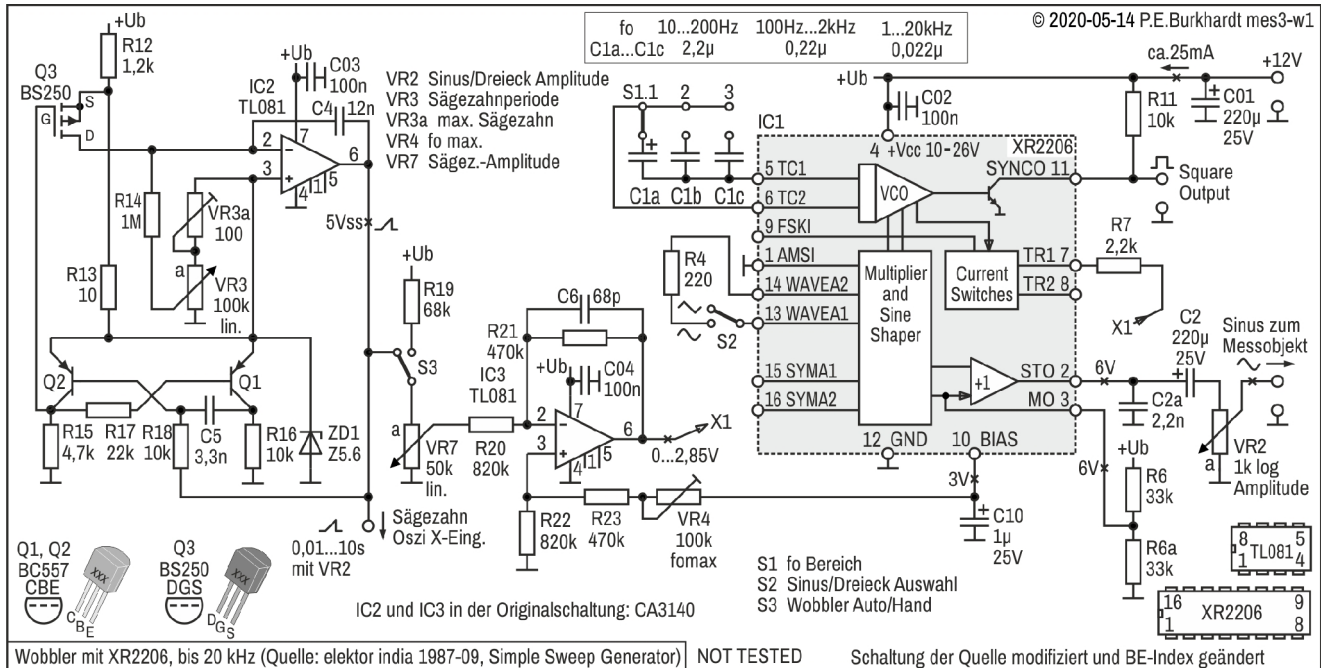
Funktionsgenerator 200 kHz (nach ELV MG7000)



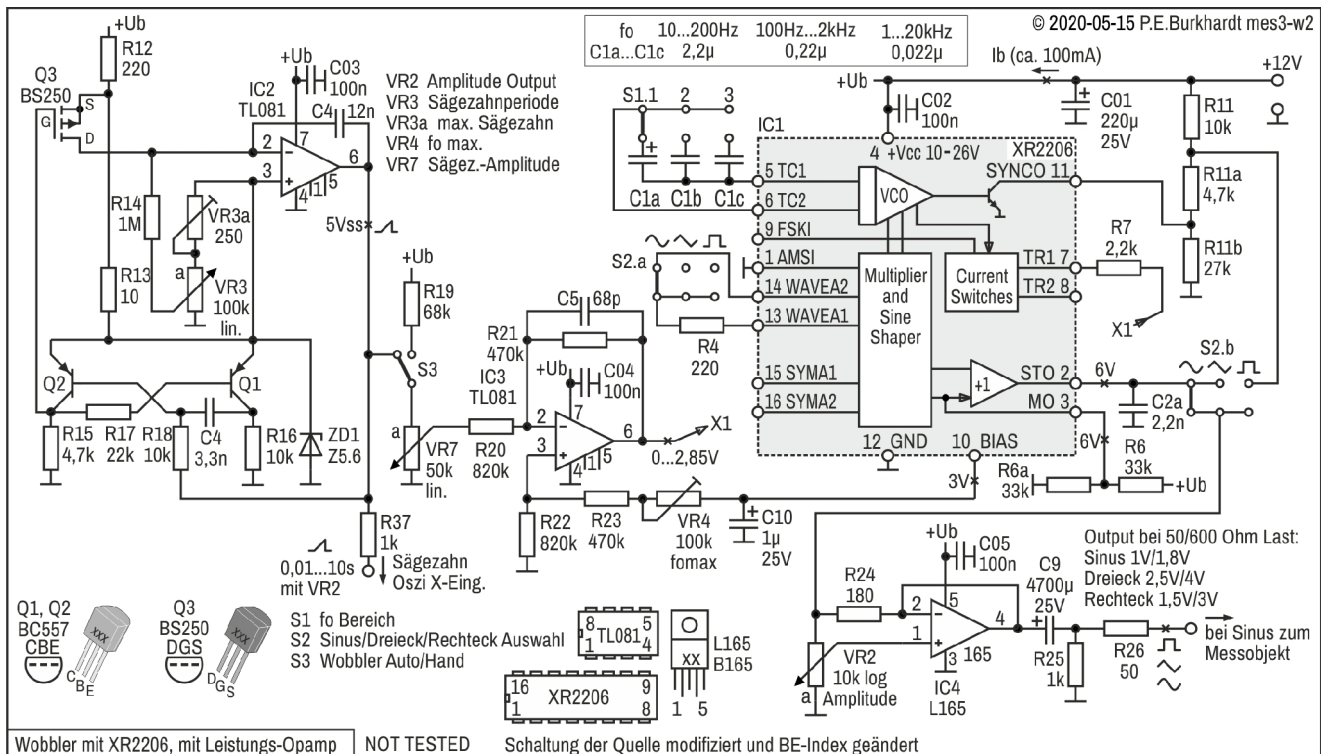
Wobbler

Wobbler mit dem XR2206

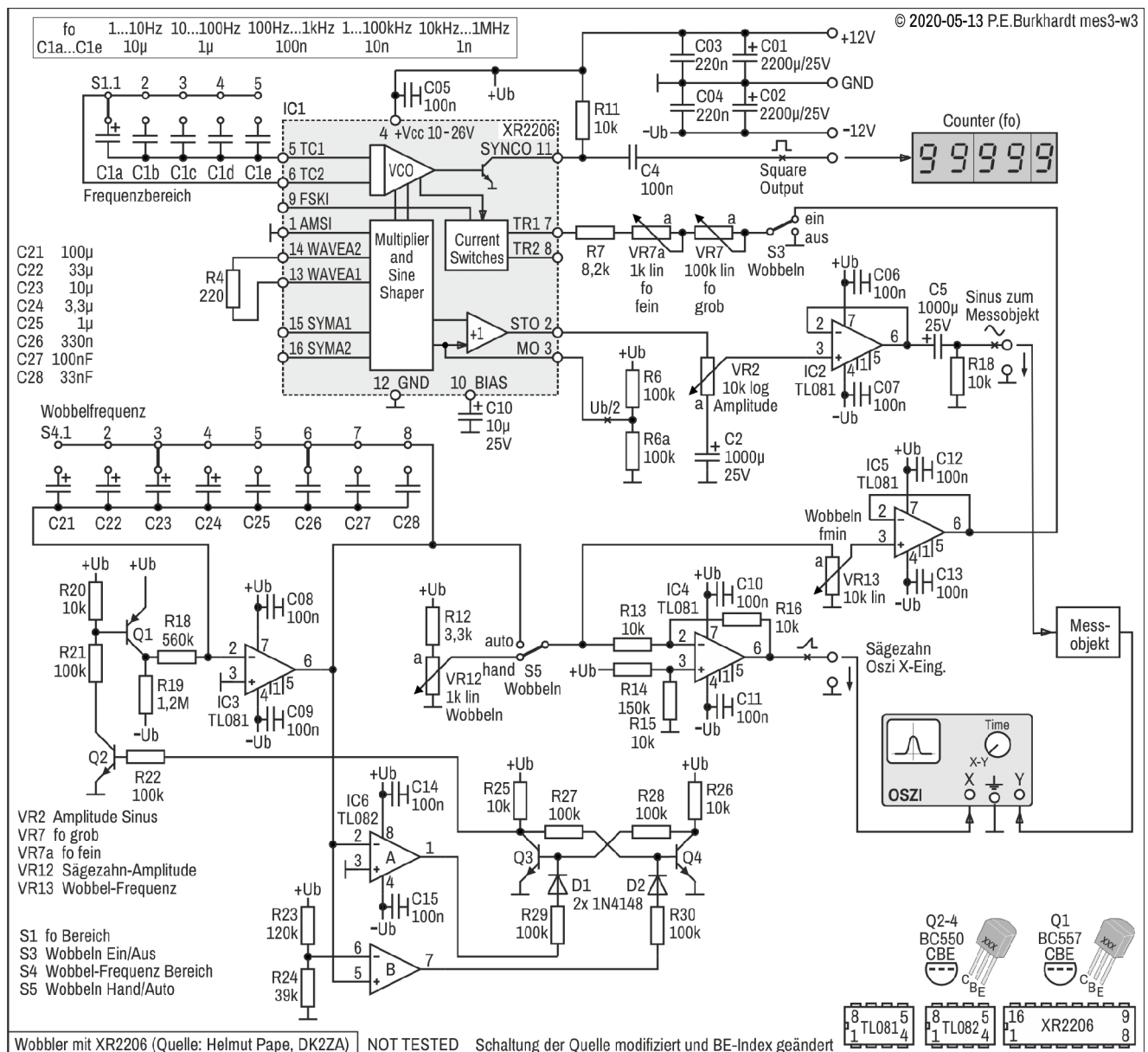
Wobbler bis 20 kHz (Elektor india 1987)



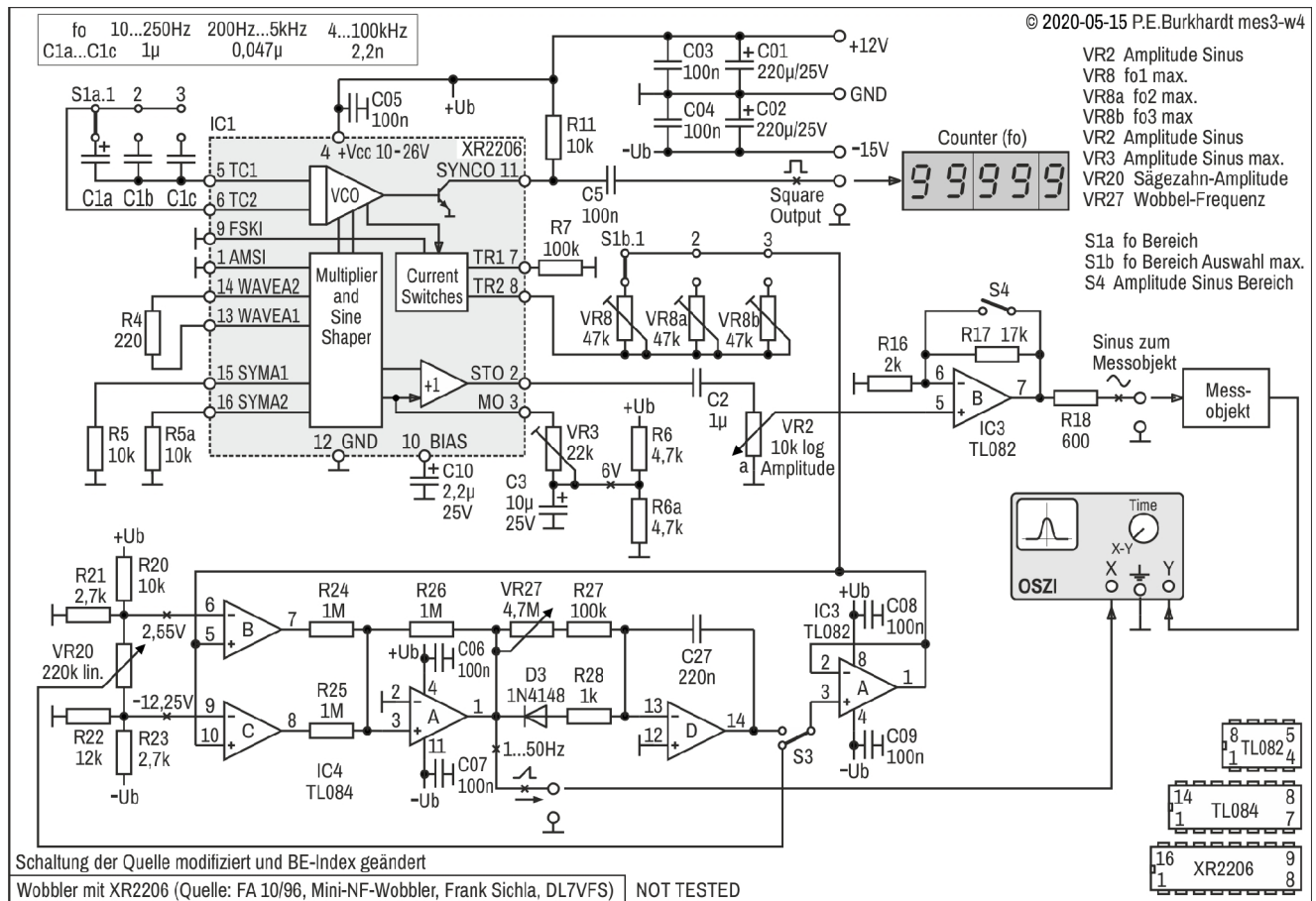
Wobbler bis 20 kHz mit Leistungs-Opamp



Wobbler bis 1 MHz (nach DK2ZA)



Mini-NF-Wobbler (nach FA 10/96)



Widerstand

ESR-Messgeräte für Elkos

Allgemeines zum ESR

Was ist der ESR?

Der Ersatz-Serien-Widerstand (Equivalent Series Resistance = ESR) beim Kondensator ist ein gedachter ohmscher Widerstand, der die dielektrischen und ohmschen Leitungsverluste des realen Kondensators beinhaltet. Der ESR liegt in Reihe zum ESL (Equivalent Series Inductivity) und in Reihe zur idealen Kapazität C (kapazitiver Blindwiderstand X_c). Der ESR ist also der Innenwiderstand eines Kondensators und beinhaltet alle seriellen Verluste. Al-Elkos (Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren) haben aufgrund ihres technologischen Aufbaus einen besonders hohen ESR und nur eine begrenzte Lebensdauer. Trotz dieser Nachteile werden Elkos milliardenfach eingesetzt, da sich kostengünstig in kleinem Volumen viel Kapazität unterbringen lässt.

Warum sollte man den ESR messen?

Die Höhe des Innenwiderstands gibt Hinweise, wie gut sich ein Elko für eine bestimmte Aufgabe eignet. Für Schaltnetzteile z.B. ist ein niedriger ESR gefordert, damit Verluste bei hohen Frequenzen und bei hohem Strom nicht zu groß sind. Für 50-Hz-Netzteile dagegen sind die Anforderungen nicht so hoch, der ESR kann größer sein.

Je nach Einsatzzweck, Kapazitätswert und Technologie ist die ESR-Größe schon bei der Herstellung des Kondensators sehr unterschiedlich. Es kommt aber auf die ESR-Änderung während der Lagerung und im Betrieb an. Mit dem Alter und der Temperatur des Elkos nimmt nicht nur die Kapazität ab (durch Austrocknung des flüssigen Elektrolyts), sondern es nimmt auch der ESR zu. Das hat zur Folge, dass die Verluste ansteigen und sich der Elko noch mehr erwärmt und austrocknet. Die Folge ist oft, dass der Elko seine Aufgabe z.B. im Schaltnetzteil nicht mehr richtig erfüllen kann und das Netzteil schließlich ausfällt. Ein defekter Elko ist also nicht unbedingt durch Kurzschluss oder mechanische Deformierung (Aufblähen infolge innerem Druckanstieg oder auch Explosion) gekennzeichnet, sondern vor allem schleichender Kapazitätsverlust und ESR-Erhöhung sind schwer erkennbare Fehlerursachen. Aber auch bei Temperaturen unter 0 °C gibt es Probleme. Wegen der geringen Leitfähigkeit des Al-Elektrolyts bei niedrigen Temperaturen steigt der Elko-ESR stark an.

Das Messen der Elko-Kapazität ist relativ einfach (kostengünstig z.B. beim DMM durch zusätzliche C-Meßfunktion), vor allem weil der gemessene C-Wert mit dem Elko-Aufdruck verglichen werden kann. Liegt der C-Wert unterhalb der Toleranzgrenze (meist -20 %), ist der Elko mit Sicherheit defekt.

Das Messen des Innenwiderstands ist dagegen schwieriger. Auch bei guten käuflichen ESR-Meßgeräten (meist relativ teuer) ist die Interpretation des gemessenen ESR-Wertes nicht einfach. In der Regel ist der ESR-Sollwert eines Elkos nicht bekannt. Es gibt zwar Tabellen mit ESR-Durchschnittswerten, die abhängig vom C-Wert und der Nennspannung sind. Doch ob im konkreten Fall der gemessene Elko einen schon zu hohen ESR hat, ist nur durch Vergleich mit einem fabrikneuen Elko (gleicher Typ) möglich.

Noch einmal, warum also den ESR messen? Man könnte ja in einem nicht mehr einwandfrei arbeitendem Gerät gleich alle Elkos gegen neue austauschen. Manch einer tut dies auch. Abgesehen vom Aufwand, woher soll ich wissen, ob der "neue" Elko aus der Bastelkiste auch schon einen viel zu hohen ESR hat? Selbst bei fabrikneuen Elkos kann es vorkommen, dass der ESR eines einzelnen Elkos wesentlich höher ist als alle anderen der gleichen Charge (aufgetreten bei gegurteten 10µF-Elkos, wahrscheinlich nicht entdeckter Herstellungsfehler mangels Serienprüfung).

Der einzige Ausweg ist also, den ESR doch zu messen und mit ähnlichen Elkos oder dem Durchschnittswert lt. Tabelle (siehe weiter unten) oder mit den Angaben im Datenblatt (meist nicht vorhanden) zu vergleichen.

ESR-Durchschnittswerte

Vorangestellt, der ESR-Wert ist temperaturabhängig. Alle folgenden Werte gelten für Laborbedingungen, also 20 bis 25 °C. Außerdem ist der ESR-Wert herstellerabhängig. Selbst bei gleichem C-Typ (C-Wert und Nennspannung) und gleicher mechanischer Größe ist der ESR-Wert unterschiedlich. Wie bereits gesagt, der ESR-Wert ist auch noch altersabhängig. Die folgenden Werte gelten deshalb ausschließlich für neue bzw. noch nicht gealterte Elkos.

Zu unterscheiden ist auch der Einsatzzweck des Elkos. Insbesondere in Schaltnetzteilen und in CPU-Regelschaltungen auf der PC-Platine werden sogenannte LOW-ESR-Typen eingesetzt. Der hohe CPU-Strom in Verbindung mit kleiner CPU-Betriebsspannung fordert einen besonders niedrigen ESR, wenn die Elko-Verluste tragbar bleiben sollen. Außerdem steigt die Rippelspannung an, wenn der ESR steigt. Das ist unabhängig von der Elko-Kapazität. LOW-ESR-Elkos sind meist für Temperaturen bis 105 °C ausgelegt (Standard-Typen nur bis 85 °C). Der Aufdruck 105°C ist äußerlich der einzige erkennbare Hinweis auf einen LOW-ESR-Typ. Auf manchen Elkos ist eine zusätzliche Kennung aufgedruckt. Für die Identifikation benötigt man aber den Hersteller und das Datenblatt. Normalerweise stehen diese Infos nicht zur Verfügung.

Die folgenden Durchschnittswerte gelten für Standard-Elkos. Die ESR-Werte bei LOW-ESR-Elkos sind generell niedriger.

© 2015-01-13 P.E.Burkhardt mes1-10

①

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung						
	10V	16V	25V	35V	63V	100V	250V
1	-	-	-	14,00	16,00	18,00	20,00
2,2	-	-	8,00	8,00	10,00	10,00	18,00
4,7	-	-	15,00	7,50	4,20	2,30	5,00
10	-	8,00	5,30	3,20	2,40	3,00	2,50
22	5,40	3,60	2,10	1,50	1,50	1,50	1,80
47	2,20	1,60	1,20	0,68	0,56	0,70	0,80
100	1,20	0,70	0,32	0,32	0,30	0,15	0,80
220	0,60	0,33	0,23	0,17	0,16	0,09	0,50
470	0,24	0,18	0,12	0,09	0,09	0,05	0,30
1000	0,12	0,09	0,08	0,07	0,05	0,06	-
4700	0,23	0,20	0,12	0,08	0,04	-	-
10000	0,12	0,06	0,06	0,04	-	-	-

Durchschnittliche ESR-Höchstwerte (approx. worst ESR) bei 20°C für neue Kondensatoren.

Quelle: Bob Parker's ESR & Low Ohms Meter, Assembly Manual 1996-02

②

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung						
	10V	16V	25V	35V	63V	160V	250V
1	-	-	-	9,00	11,00	11,50	12,90
2,2	-	-	8,50	9,50	9,00	10,00	11,50
4,7	-	-	9,50	7,00	5,50	4,00	6,00
10	-	6,00	4,00	3,50	3,00	2,50	3,60
22	5,4	3,60	2,10	1,50	1,50	1,50	1,80
47	2,20	1,60	1,20	0,68	0,56	0,70	0,60
100	1,20	0,70	0,32	0,32	0,30	0,15	0,80
220	0,60	0,33	0,23	0,17	0,16	0,09	0,50
470	0,24	0,18	0,12	0,09	0,09	0,05	0,30
1000	0,12	0,09	0,08	0,07	0,05	0,06	-
4700	0,23	0,20	0,12	0,08	0,04	-	-
10000	0,12	0,08	0,06	0,04	-	-	-

Durchschnittliche ESR-Werte für neue Kondensatoren.

Quelle: Bob Parker's ESR & Low Ohms Meter, Owner's Manual 2003

③

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung						
	10V	16V	25V	35V	63V	160V	250V
1	-	-	5,00	4,00	6,00	10,00	20,00
2,2	-	-	2,50	3,00	4,00	9,00	14,00
4,7	-	-	6,00	3,00	2,00	6,00	5,00
10	-	1,60	1,50	1,70	2,00	3,00	6,00
22	3,00	0,80	2,00	1,00	0,80	1,60	3,00
47	1,00	2,00	1,00	1,00	0,60	1,00	2,00
100	0,60	0,90	0,50	0,50	0,30	0,50	1,00
220	0,30	0,40	0,40	0,20	0,15	0,25	0,50
470	0,15	0,20	0,25	0,10	0,10	0,20	0,30
1000	0,10	0,10	0,10	0,04	0,04	0,15	-
4700	0,06	0,05	0,05	0,05	0,05	-	-
10000	0,04	0,03	0,03	0,03	-	-	-

Durchschnittliche ESR-Werte für neue Kondensatoren.

Quelle: Bob Parker's ESR & Low Ohms Meter, Geräte-Beschriftung 2006 u. Assembly Manual 2004-04 (MK-II Made by Dick Smith, Cat No. K7214)

④

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung							
	10V	16V	25V	35V	63V	160V	250V	
4,7	>40,00	35,00	29,00	24,00	19,00	16,00	13,00	
10	20,00	16,00	14,00	11,00	9,30	7,70	6,30	
22	9,00	7,50	6,20	5,10	4,20	3,50	2,90	
47	4,20	3,50	2,90	2,40	2,00	1,60	1,40	
100	2,00	1,60	1,40	1,10	0,93	0,77	0,63	
220	0,90	0,75	0,62	0,51	0,42	0,35	0,29	
470	0,42	0,35	0,29	0,24	0,20	0,16	0,13	
1000	0,20	0,16	0,14	0,11	0,09	0,08	0,06	
2200	0,09	0,07	0,06	0,05	0,04	0,03	0,03	
4700	0,04	0,03	0,03	0,02	0,02	0,02	0,01	
10000	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	

ESR
in
Ohm

Typische ESR-Werte (Standardqualität bei 20°C)

Quelle: atlas ESR60/ESR70-Bedienungsanleitung 2010-06 (PEAK)

⑤

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung		
	25V	63V	350V
1	-	-	3,86
2,2	-	2,76	2,43
4,7	1,68	1,25	2,37
10	0,90	1,46	2,94
22	0,74	-	0,95
47	1,10	-	0,40
100	0,12	0,47	0,12
220	0,23	0,16	0,10
470	0,36	-	0,40
1000	0,01	-	0,01
2200	0,01	-	0,01

Messwerte ELV-Labor für ESR 1

Quelle: ELVjournal 2002-04 S. 62

⑥

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung			
	16-35V	50-63V	100V	350-400V
1	-	3,30	3,80	-
2,2	-	2,00	2,70	-
4,7	2,30	1,30	-	2,40
10	0,80	2,20	-	2,90
47	0,60	0,50	0,40	0,40
100	0,20	0,40	0,30	-
470	0,30	0,40	-	-
1000	0,20	0,10	-	-
2000	0,10	0,10	-	-

Durchschnittliche ESR-Messwerte ELKO-Tester (Nachbau des ESR 1 von ELV, modifiziert)

Quelle: www.mario001.de, 2013-05-09

ESR-Tabellen (div. Quellen)

Aus den Tabellen lassen sich zwar Tendenzen erkennen, aber die Unterschiede sind doch ziemlich groß. Tabellen 1 bis 3 (links im Bild) stammen alle von Bob Parker's ESR-Meter, allerdings aus verschiedenen Jahren. Ob die Unterschiede aufgrund von Geräte-Versionen (Schaltungsänderungen?) zustande gekommen sind ist unklar.

Am glaubwürdigsten ist die Tabelle 4 mit der Gerätebeschriftung des ATLAS ESR60/70 von PEAK. Das Gerät arbeitet auch mit einem PIC (so wie das ESR-Meter von BP) und wird allgemein gelobt. Inwieweit die gemessenen Z-Werte per Software je nach Kapazitätsgröße korrigiert werden, ist mir nicht bekannt. Naheliegender wäre dies, da das ESR60/70 auch den C-Wert misst.

Die Tabellen 5 und 6 betreffen das ELV-Gerät ESR 1 von 2002. Das dort verwendete Messprinzip kommt ohne PIC aus. Die Durchschnittswerte sind aber auch unterschiedlich, je nachdem wer die Tabelle veröffentlicht.

Wahrscheinlich ist bei Benutzung eines ESR-Meters die eigene Erfahrung der beste Wegweiser zur richtigen Einschätzung, ob ein Elko aufgrund seines ESR-Wertes als defekt gilt oder nicht. Der Vergleich mit typgleichen fabrikneuen Elkos oder auch im Zweifelsfalle das probeweise Wechseln ist ratsam.

Allgemein gilt Folgendes:

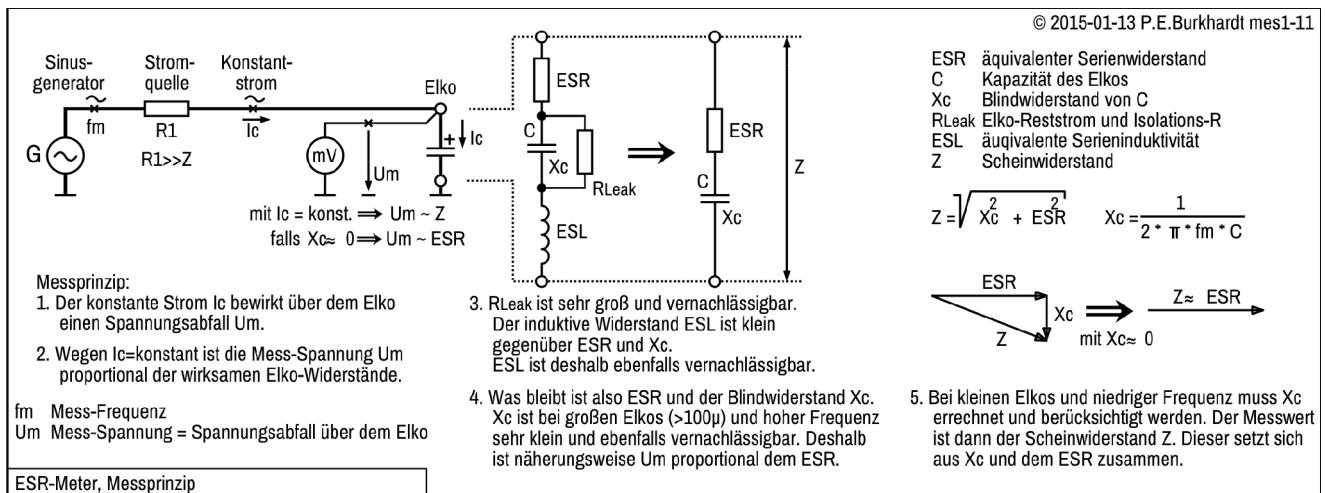
- Je höher die Elko-Nennspannung, desto größer ist auch der ESR-Wert.
- Je kleiner die Elko-Kapazität, desto größer ist der ESR-Wert.
- Elkos für 105 °C haben einen niedrigeren ESR-Wert im Vergleich zu Standard-Elkos für 85 °C.
- Haben 2 Elkos gleiche aufgedruckte Werte (Kapazität, Spannung, Temperatur), so hat der mechanisch Größere meist den kleineren ESR-Wert.
- Tantal-Elkos und Polymer-Al-Elkos haben einen niedrigeren ESR-Wert als vergleichbare normale Elkos.
- Wird ein Elko durch eine Elko-Parallelschaltung ersetzt (gleiche Gesamt-Kapazität), lässt sich der Gesamt-ESR verringern.
- Elkos mit hoher Wärmebelastung altern schneller, der ESR-Wert steigt (selbst nur bei Lagerung).
- Steigt der ESR-Wert, steigen die Verluste im Elko und damit auch die innere Wärmeentwicklung. Die Lebenserwartung des Elkos sinkt.
- Al-Elkos mit Temperaturen unter 0 °C verlieren an Kapazität und der ESR-Wert steigt.
- Ein Elko mit dem 10-fachen ESR-Wert eines vergleichbaren Elkos ist in jedem Fall als defekt einzustufen.

ESR-Messung mit konstantem Sinusstrom

Vereinfachung der Messgrößen

Der Elko-Innenwiderstand setzt sich aus mehreren teils komplexen Widerständen zusammen (siehe Bild). Grundsätzlich kann aber nur der nach außen wirksame Scheinwiderstand Z gemessen werden. Einige Elko-Widerstände sind vernachlässigbar, so z.B. der Isolationswiderstand R_{Leak} ($>1 \text{ M}\Omega$) oder auch der induktive Widerstand (Zuleitungen und Wickelinduktivität), der sich bei der relativ niedrigen Messfrequenz noch nicht signifikant bemerkbar macht.

Für den Scheinwiderstand Z sollen deshalb nur noch der ohmsche ESR und der kapazitive Blindwiderstand X_c des Kondensators relevant sein. Das vereinfacht zumindest die Schaltungstechnik des zugrunde gelegten Messprinzips.



Messverfahren

Durch den Elko wird ein konstanter Sinus-Strom I_c mit konstanter Frequenz geschickt. Der sich ergebende Spannungsabfall U_m über dem Elko (verursacht durch Scheinwiderstand Z) wird gemessen und digital angezeigt. Da der Strom I_c konstant ist, folgt die angezeigte Spannung U_m dem Elko-Widerstand Z proportional. Damit kann U_m direkt als Z geeicht werden.

Warum Z und nicht ESR ?

Wie beschrieben, enthält Z den ESR und den X_c . Man kommt nicht ohne weiteres an den ESR heran. Einfach X_c automatisch abziehen, um ESR zu erhalten, geht nicht, da X_c von der Elko-Kapazität abhängt. Außerdem ist X_c ein Blindwiderstand, der entsprechende Spannungsabfall ist gegenüber dem ESR -Spannungsabfall um 90° phasenverschoben.

Ist X_c klein gegenüber dem ESR (bei großen Elkos und hoher Meßfrequenz f_m), kann er vernachlässigt werden. Dann kann der gemessene Z gleich als ESR interpretiert und angezeigt werden. Im Bild (Prinzip-Schaltplan) sind die Zusammenhänge dargestellt.

Fehler und mögliche ESR-Korrektur

Ist aber der Elko-Wert klein, X_c also relativ groß, wird der Fehler des angezeigten ESR -Wertes groß (in Wirklichkeit wird ja Z angezeigt). X_c kann gegenüber dem ESR nicht mehr vernachlässigt werden. Einfach wäre es, parallel zu Z auch die Kapazität C zu messen, den X_c auszurechnen und von Z abzuziehen (komplex, siehe Formeln). Dann erhielte man den wirklichen ESR . Das geht aber alles nur mit C -Messung und PIC.

Die realisierte Schaltung arbeitet aber ohne PIC. Eine gewünschte Korrektur muss man zu Fuss erledigen. In den allermeisten Fällen ist dies aber nicht nötig, weil bei vergleichenden ESR -(Z -)Messungen die Elkos gleichen X_c haben und deshalb der Fehler für beide Elkos gleich groß ist. Es kommt sowieso nicht auf die absolut gemessenen Werte an, sondern auf den Vergleich und die eigene Erfahrung (wie schon gesagt).

Z-Korrektur-Tabellen

Die folgenden Tabellen zeigen berechnete ESR-Werte für angezeigte Z-Werte von 0,1 bis 15 Ω bei Kondensatoren von 1 μF bis 100 μF.

© 2015-01-13 P.E.Burkhardt mes1-12

		angezeigter Messwert = Z [Ω]																	Z-Korrektur mit Xc ergibt den Tabelleninhalt ESR[Ω]									
C [μF]	fm=30kHz	Xc [Ω]	Xc ²	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10	11	12	13	14	15	
1	5,31	28,2		-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2,8	4,6	6,0	7,3	8,5	9,6	10,8	11,9	12,9	14,0	
2,2	2,41	5,81		-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1,8	3,2	4,4	5,5	6,6	7,6	8,7	9,7	10,7	11,8	12,8	12,9	14,8	
4,7	1,13	1,28		-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1,6	2,8	3,8	4,9	5,9	6,9	7,9	8,9	9,9	10,9	11,9	12,9	13,9	15	
10	0,53	0,28		-	-	-	-	0,28	0,46	0,60	0,73	0,84	1,9	2,9	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
22	0,24	0,06		-	-	0,17	0,32	0,44	0,30	0,65	0,76	0,87	0,97	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
47	0,11	0,01		-	0,17	0,28	0,39	0,49	0,59	0,69	0,79	0,89	0,99	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
100	0,05	<0,01		0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	

		angezeigter Messwert = Z [Ω]																	Z-Korrektur mit Xc ergibt den Tabelleninhalt ESR[Ω]									
C [μF]	fm=100kHz	Xc [Ω]	Xc ²	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10	11	12	13	14	15	
1	1,59	2,53		-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1,2	2,5	3,7	4,7	5,8	6,8	7,8	8,9	9,9	10,9	11,9	12,9	13,9	14,9	
2,2	0,72	0,52		-	-	-	-	-	-	-	0,35	0,54	0,69	1,9	2,9	3,9	4,9	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
4,7	0,34	0,12		-	-	-	0,20	0,36	0,49	0,61	0,72	0,83	0,94	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
10	0,16	0,03		-	0,10	0,24	0,36	0,47	0,57	0,68	0,78	0,88	0,98	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
22	0,07	0,005		0,07	0,19	0,29	0,39	0,49	0,59	0,7	0,8	0,9	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
47	0,03	0,001		0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
100	0,016	<0,001		0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	

$$Z = \sqrt{X_c^2 + \text{ESR}^2} \Rightarrow \text{ESR} = \sqrt{Z^2 - X_c^2} \text{ mit } X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot C} \Rightarrow \text{bei } f_m = 30\text{kHz: } X_c [\Omega] = \frac{5,31}{C [\mu\text{F}]} \text{ und bei } f_m = 100\text{kHz: } X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu\text{F}]}$$

ESR-Meter, Z-Korrektur-Tabellen 30kHz und 100kHz

nicht möglich wegen $Z > X_c$

Z-Korrektur nicht nötig (ESR = Z)

alle Werte gerundet

Die obere Tabelle gilt für 30 kHz, die untere für 100 kHz Messfrequenz f_m . Alle mit (-) gekennzeichnete ESR-Felder (rosa) sind nicht relevant, weil der angezeigte Z-Wert nicht kleiner sein kann als der X_c -Wert des betreffenden Kondensators.

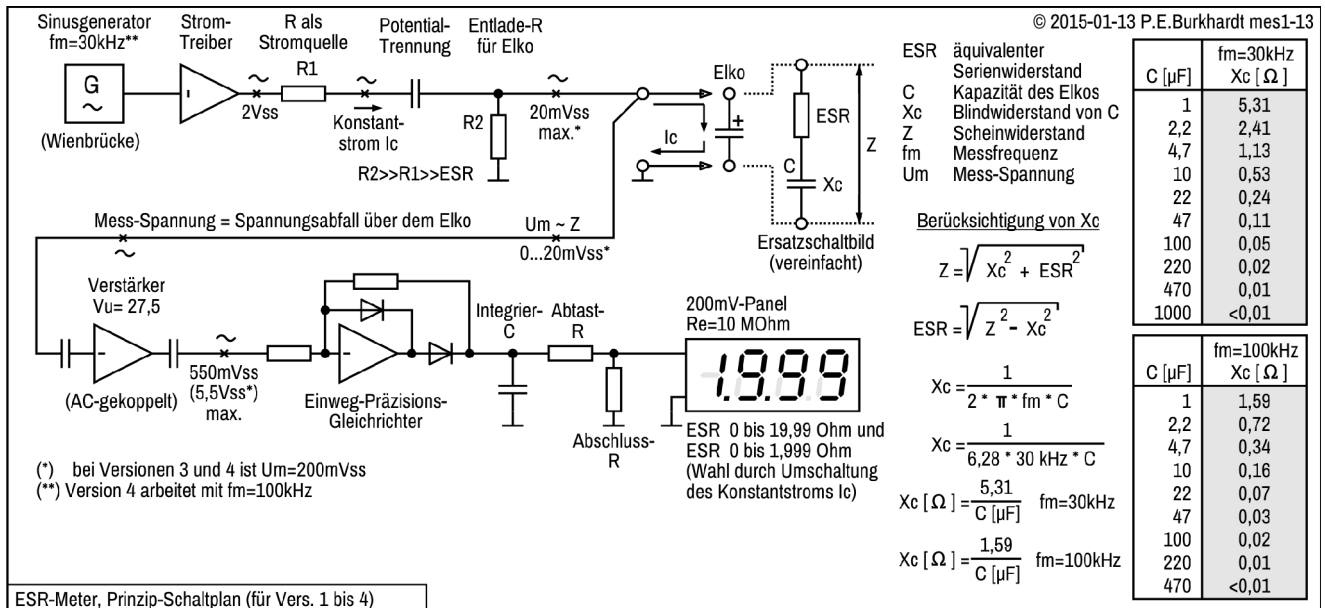
Im grünen Bereich ist keine Z-Korrektur nötig, d.h. der angezeigte Z-Wert kann als ESR-Wert gelten. Die Abweichungen Z-Wert-Anzeige zum wirklichen ESR-Wert sind sehr gering und liegen auf jeden Fall innerhalb der Anzeige-Toleranz des gesamten ESR-Geräts.

Die Tabellen zeigen, dass schon bei Kondensatoren >47 μF (30 kHz) bzw. >22 μF (100 kHz) der X_c -Einfluss so gering ist, dass $Z = \text{ESR}$ gilt. Die größten Abweichungen ergeben sich wegen des relativ großen Blindwiderstands X_c bei Kondensatoren 1 μF (und weniger).

Beispiel: Die Z-Anzeige 6,0 beim 1μF-Elko entspricht bei 30 kHz einem ESR von 2,8 Ω, bei 100 kHz einem ESR von 5,8 Ω. Der Unterschied zwischen Z-Anzeigewert und realem ESR ist also, wie zu erwarten, bei 100 kHz Messfrequenz wesentlich geringer.

Prinzip-Schaltplan Vers. 1 bis 4

Im folgenden Prinzip-Schaltplan sind Schaltungstechnik und Signalpegel für die Geräte-Versionen 1 bis 4 dargestellt. Die Formeln rechts im Bild (einschließlich X_c -Tabelle) sind für eine Korrektur des angezeigten Z-Wertes nützlich, sofern dies überhaupt als nötig erachtet wird (siehe auch Korrektur-Tabellen).



Schaltungsbeschreibung

Konstanter Mess-Strom durch den Elko

Das Sinus-Signal wird mit einem Wienbrücken-Generator erzeugt. Das sichert eine klirrarmer Schwingung mit relativ konstanter Amplitude. Die Frequenz ist mit 30 kHz relativ niedrig im Vergleich zu den genormten 100 kHz. Vorteilhaft ist aber der unkritische Schaltungsaufbau und die relativ geringe Messwert-Beeinflussung durch die externen Messleitungen zum Elko. Nachteilig ist natürlich der stärkere Einfluss von X_c .

In Schaltungs-Version 4 beträgt die Messfrequenz $f_m = 100 \text{ kHz}$. Dadurch ist der Fehler bei kleinen Elkos nicht mehr so groß und kann oft vernachlässigt werden. Allerdings ist die Schaltungsdimensionierung bei dieser höheren Frequenz kritischer.

Damit ein einfacher Widerstand als Stromquelle dienen kann, muss dem Generator ein Stromtreiber mit hohem Eingangs- und niedrigem Ausgangswiderstand folgen. Die Spannungsdifferenz vor dem Widerstand (2 Vss) zur Mess-Spannung nach dem Widerstand (max. 20 mVss über dem Elko) erlaubt einen ausreichend hohen Widerstandswert, um den sich ergebenden Strom I_c als konstant anzusehen (bei Versionen 3 und 4 nur 2 Vss zu 200 mVss). Der konstante Strom I_c ist Voraussetzung für den linearen Zusammenhang zwischen Mess-Spannung U_m und Elko-Innenwiderstand Z .

Das vereinfachte Elko-Ersatzschaltbild zeigt nochmals, wie die Messgröße Z zusammengesetzt ist.

Spannungsabfall U_m über dem Elko

Die Mess-Spannung U_m wird direkt an den Messleitungs-Anschlüssen abgenommen, damit Leitungswiderstände den Messwert nicht verfälschen. Aus diesem Grunde sollten auch immer die gleichen Messleitungen verwendet werden, da deren Widerstand mit dem Nullabgleich des Geräts kompensiert wird.

Da U_m beim Messbereichsendwert nur maximal 20 mVss erreicht (200 mVss bei Versionen 3 und 4), ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Alle bekannten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem U_m -Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen U_m ausgeschlossen ist. Außerdem ist die umgebende Schaltung meist wesentlich hochohmiger, so dass der Messvorgang nicht gestört wird. Natürlich muss der zu messende Elko spannungsfrei sein (nicht geladen) und es dürfen auch keine Elkos oder sonstige Kondensatoren parallel geschaltet sein. Man würde dann den ESR aller parallelen Kondensatoren messen.

Mess-Signal-Verstärker und Gleichrichter

Der AC-gekoppelte Verstärker bringt die gemessene Sinusspannung U_m auf einen Pegel, der nach dem folgenden Gleichrichter zur Aussteuerung des 200mV-Anzeige-Panels ausreicht. Der Einweg-Gleichrichter mit Opamp benötigt minimal ca. 550 mVss (gemessen) am Eingang, um 200 mVdc nach der Glättung zu liefern. Bei den Schaltungs-Versionen 3 und 4 wird mit 10 mal höherer Mess-Spannung U_m gearbeitet, so dass sich 5,5 Vss Eingangsspannung bei 2 Vdc Ausgangsspannung ergibt.

Digitale Messwertanzeige

Zur Messwertanzeige ist ein handelsübliches 200mV-Panel vorgesehen. Das vereinfacht die Schaltung, allerdings ist für das verwendete DPM438 eine potentialfreie 9V-Versorgung erforderlich. Der Anzeigeumfang 1999 ist mehr als ausreichend. Vorteilhaft ist, dass bequem 2 Messbereiche realisierbar sind (2 und 20 Ω Endwert). Der Dezimalpunkt wird gemeinsam mit dem Messbereichs-Schalter umgeschaltet. Die beiden Messbereiche ergeben sich durch Umschalten des Konstantstroms I_c .

Die erzeugte Frequenz f_m ist nur wenig von U_b abhängig. Stärkeren Einfluss hat die Diodenstabilisierung in Verbindung mit den unvermeidlichen Schaltkapazitäten. Ein stabiler, kapazitätsarmer Aufbau mit kurzen Leitungswegen fördert die Stabilität von Frequenz und Ausgangsamplitude. Bedingt durch die Dioden, abhängig vom Diodenstrom bzw. Fluss-Spannung, ergibt sich ein Sinus von ca. 2 Vss.

Stromtreiber mit Transistor Q1

Damit die Sinusamplitude stabil bleibt, muss dem Generator ein Impedanzwandler folgen. Darlington-Emitter-Folger Q1 hat den nötigen hohen Eingangswiderstand. Ein einfacher Transistor bringt an dieser Stelle nicht das gewünschte Ergebnis. Am Q1-Emitter steht die Sinusspannung niederohmig zur Verfügung. Das nachfolgende Netzwerk hat keinen messbaren Einfluss auf die Emitter-Amplitude, unabhängig vom eingeschalteten Messbereich und unabhängig vom gemessenen ESR-Wert.

Stromquellen-Umschaltung und Vorwiderstände für den Mess-Strom I_c

Damit Messverstärker und Gleichrichter mit gleichen Pegeln arbeiten können, wird zur Bereichsumschaltung der eingespeiste Konstantstrom I_c mit Schalter S1.1 umgeschaltet. Im 20 Ω -Bereich ist 1 mA_{ss} nötig, um 20 mV_{ss} beim ESR-Endwert 20 Ω abfallen zu lassen. Dieser Strom wird über R8a und VR1a zur Verfügung gestellt. Es ergeben sich nominal 2000 Ω . Der Wert ist 100 mal größer als der maximale ESR-Endwert, so dass man von einer konstanten Stromeinspeisung in den zu messenden Elko sprechen kann. Durch Abgleich dieses I_c mit VR1a wird der Messbereichs-Endwert 19,99 Ω eingestellt (Panel-Anzeige).

Im 2 Ω -Bereich sind 10 mA_{ss} nötig, um 20 mV_{ss} beim ESR-Endwert 2 Ω abfallen zu lassen. Für diesen Strom ist R8b-VR1b verantwortlich. Es ergeben sich nominal 200 Ω . Auch dieser Wert ist 100 mal größer als der maximale ESR-Endwert, so dass sich nahezu ein konstanter Strom I_c ergibt. Der Abgleich erfolgt mit VR1b auf den Endwert 1,999 Ω .

Bei Messwert-Überlauf (>199,9 mV) zeigt das Anzeige-Panel eine 1 an. Das bedeutet, der Endwert-Abgleich mittels VR1a (bzw. VR1b) sollte nicht auf den Wert 19,99 (bzw. 1,999) erfolgen, sondern z.B. auf 19,00 (bzw. 1,900). Dazu muss der entsprechende ohmsche Ersatzwiderstand an den ESR-Klemmen 19 Ω (bzw. 1,9 Ω) betragen. Nur so kann beim Einstellen genau beobachtet werden, wann der richtige Anzeigewert erreicht ist.

Potentialtrennung (C5) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D3, D4, C6, R9)

Kondensator C5 trennt den Mess-Stromkreis bezüglich DC von der I_c -Stromquelle. Allerdings hat auch dieser Kondensator einen Blindwiderstand $X_c = 1,13 \Omega$, der in Reihe zu den anderen Widerständen des Mess-Stromkreises liegt. Der doppelte Wert (z.B. 10 μF) wäre günstiger (0,53 Ω), ist aber als MKS-Typ schon ziemlich groß. Ein Elko sollte an dieser Stelle nicht verwendet werden. Der C5-Widerstand geht mit in den Messbereichs-Endwert-Abgleich ein, so dass an dieser Stelle der gewählte C-Wert ausreicht.

Die Dioden D3 und D4 begrenzen einerseits die Mess-Spannung bei nicht angeschlossenem Elko, andererseits aber auch eine Spannung von außen, wenn der zu messende Elko geladen ist. Zum Ausgleich einer Fremdspannung dient auch der Widerstand R9. C6 schließt HF-Einstreuungen kurz. R9 und der Blindwiderstand von C6 (bei f_m) sind sehr groß gegenüber dem zu messenden ESR von 2 bzw. 20 Ω , so dass keine merkbare Beeinflussung stattfindet.

Die Messleitungen sollten immer gleichen Widerstand und Kapazität haben, da diese Impedanz mit in den Endwert-Abgleich eingeht. Günstig ist eine im Gerät fest eingelötete Doppelleitung (verschweißt oder behelfsweise verdreht) mit geeigneten Mess-Spitzen oder -Klemmen (fest verbunden). Die zusätzliche Abschirmung der Messleitungen bringt bei 30 kHz noch keine Vorteile, da der Messausgang sehr niederohmig ist.

Messverstärker IC1-C, AC-gekoppelt

Die unmittelbar an den Anschlusspunkten der Messleitungen abgenommene Mess-Spannung U_m muss soweit verstärkt werden, dass der folgende Messgleichrichter den Endwert-Pegel von 200 mV DC für das Panel liefern kann. Zur Verstärkung reicht bei 30 kHz ein Opamp des TL084 aus. Für den folgenden Messgleichrichter mit Opamp D sind ca. 565 mV_{ss} nötig (gemessen). Opamp C muss deshalb eine Verstärkung von nominal $V_u = 565 \text{ mV}_{ss} / 20 \text{ mV}_{ss} = 28,25$ haben. Die Verstärkung berechnet sich zu $V_u = R_{14} / R_{13}$. Abweichungen durch die eingesetzten R-Werte werden über den Endwert-Abgleich ausgeglichen. Der wirkliche Mess-Strom I_c ist dann eben geringfügig höher oder niedriger.

Dem Messverstärker wie auch dem folgenden Messgleichrichter wird über den nichtinvertierenden Eingang (+) eine positive Spannung zugeführt (ca. halbe U_b), damit die Opamps in der Mitte des positiven U_b -Bereichs arbeiten können.

Messgleichrichter IC1-D (Einweg-Präzisionsgleichrichter)

Die gewählte Gleichrichter-Schaltung ist für höhere Frequenzen geeignet und liefert auch im mV-Bereich befriedigende Ergebnisse. Die am Ausgangs-Knoten D6-R17 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangs-Knoten C10-R15. Opamp IC1-D wirkt für diese negativen Halbwellen invertierend und die Verstärkung bestimmen die Widerstände R15, R16 ($V_u = 1$ gewählt). Diode D6 ist jetzt leitend, D5 sperrt.

Für die positiven Halbwellen würde der Opamp in die negative Begrenzung gehen (in diesem Falle nahezu GND). Das wird aber durch D5 verhindert, die jetzt den Feedback-Pfad bildet und den Opamp gegenkoppelt. Positive Eingangs-Halbwellen werden also gesperrt.

Die Schwellspannung (0,7 V) beider Dioden wird durch die hohe Opamp-Leerlaufverstärkung fast vollständig eliminiert ("ideale" Dioden). Somit entstehen am Ausgang positive Halbwellen (lückend), die bei einer eingestellten Opamp-Verstärkung von 1 genau der negativen Eingangs-Halbwelle entsprechen. Natürlich spielt die Grenzfrequenz des verwendeten Opamp eine wichtige Rolle. Besonders im mV-Bereich (wie hier in der Schaltung) sollten Leerlaufverstärkung und Grenzfrequenz hoch sein.

Mess-Signal-Integration (R17, C11) und Panel-Anpassung mit Schutzdioden D7-D8

Über R17 wird C11 durch die positiven Halbwellen des Mess-Gleichrichters aufgeladen. Die Auswertung der entstehenden Gleichspannung geschieht über R18. R19 dient als Abschlusswiderstand gegen das COM-Potential des Anzeige-Panels. Der C11-Wert bestimmt die Rippelspannung über C11. C08 beseitigt AC-Reste.

Die Dioden D7 und D8 in Verbindung mit R20 schützen den Panel-Eingang vor zu hohen Spannungen. Zwar ist der maximale Wert zwischen IN und COM im Panel-Datenblatt nicht angegeben, aber erfahrungsgemäß sollte die Spannung begrenzt sein. R20 erhöht den Innenwiderstand einer evtl. zu hohen Spannung. Ohne Elko an den Messanschlüssen wurden ca. 1180 mV DC am Panel-Eingang gemessen. Ohne die Dioden D7 und D8 wäre dieser Überspannungswert weit höher. Nur eine Diode zu verwenden und damit auf ca. 700 mV zu begrenzen schlug fehl, da der Anschluss nur einer Diode die Panel-Anzeige sichtbar änderte (2 Digits).

Anzeige-Panel P01 mit Dezimalpunkt-Umschalter S1.2

Das Panel DPM438 ist eine kostengünstige Baugruppe und erspart den Aufbau diskreter Lösungen mit ADU, Anzeigetreiber und 7-Segmet-Anzeigen. Die Auflösung ist für die ESR-Messung sehr günstig, die Messgenauigkeit durch das Panel selbst festgelegt und mehr als ausreichend. Im 20 Ω -Bereich ist 19,99 der maximale Anzeigewert, im 2 Ω -Bereich entsprechend 1,999. In beiden Fällen führen 199,9 mV zu dieser Anzeige. Für den jeweiligen Messbereich muss also der Dezimalpunkt an der richtigen Stelle aufleuchten. Bereichs-Schalter S1.2 (gekoppelt mit S1.1) löst dieses Problem auf einfachste Weise.

Ub-Symmetrierung (IC1-B) und Panel-Nullpunkt-Einstellung (VR2)

Sowohl der Generator-Opamp A als auch Messverstärker C und Gleichrichter D benötigen eine stabile positive Referenzspannung, damit die Opamps im positiven Bereich zwischen GND und +Ub arbeiten können. Dazu liefert Opamp B die Hälfte von +Ub als Verschiebespannung Uv, eingestellt mit den Widerständen R10 und R11. C8 beseitigt Einstreuungen am Opamp-Eingang Pin 5, C7 beseitigt Rauschen auf der Opamp-B-Ausgangsleitung. Der Generator arbeitet direkt mit der halben Ub-Referenz (Opamp-B-Ausgang Pin 7).

Die Panel-Nullpunkt-Einstellung erfolgt über einen kleinen Schaltungstrick. Anzumerken ist, dass normalerweise die Panel-Nullanzeige ständig durch das Panel selbst automatisch garantiert ist, allerdings vorausgesetzt, am Panel-Eingang ist Null mV Spannung. Schaltungsbedingt ist dies aber nicht der Fall, selbst wenn die Messleitungen kurzgeschlossen werden. Die Leitungswiderstände im Messkreis, die Offsetspannung der Opamps C und D und die nicht ganz saubere Arbeitsweise des Messgleichrichters (Opamp D) bei kleinsten Sinus-Eingangsspannungen machen einen Nullpunkt-Abgleich erforderlich. Ohne Abgleich ist die Panel-Anzeige bei kurzgeschlossenen Messleitungsspitzen immer positiv. Es ist also ein Ausgleich mit negativem Potential erforderlich.

Die Schaltung ist nun so ausgeführt, dass die (+)-Eingänge der Opamps C und D nicht auf halber +Ub liegen, sondern durch den Pfad VR2-R12 auf einem etwas niedrigeren Pegel. Somit ist diese Opamp-Referenzspannung etwas negativ gegenüber dem COM-Potential des Anzeigepanels. Eine geringfügig positive Spannung (die zu positiven Anzeigewerten führt) über dem Integrationskondensator C11 kann also mittels Trimm-Poti VR2 ausgeglichen werden. Steht der VR2-Schleifer am Knoten VR2-R12, ist keine Nullpunkt-Kompensation vorhanden, steht der VR2-Schleifer am oberen Ende (Opamp-B-Ausgang), ist die maximale Nullpunkt-Kompensation eingestellt.

Zwischen diesen beiden Werten kann die Anzeige 0,000 des Panels feinfühlig eingestellt werden. Voraussetzung dabei ist, die endgültigen Messleitungen sind angeschlossen und die Messleitungsspitzen sind kurzgeschlossen. Da in beiden Messbereichen mit der gleichen Mess-Spannung Um gearbeitet wird, ist auch die Null-Punkt-Einstellung in beiden Bereichen gleich.

Für die Stabilität des Nullpunkts ist die +Ub-Stabilität zwingend. Deswegen ist Ub mindestens mit einem Festspannungsregler 7810 zu stabilisieren.

Fehlerbetrachtung

Die folgende Fehlereinschätzung ist keine Fehleranalyse im engeren Sinne, sondern soll praktische Erkenntnisse bringen, die letztendlich zu einer Schaltungsoptimierung führen könnten.

1. Fehler des Sinus-Generators

Änderungen der Sinus-Amplitude führen zu Änderungen des Mess-Stroms I_c und damit zum Anzeigefehler. Zwar hat $+U_b$ einen relativ geringen Einfluss auf die Sinus-Amplitude, sollte aber stabil sein. Größeren Einfluss haben Änderungen im Stabilisierungszweig (D1, D2, R3 bis R5) und Änderungen der frequenzbestimmenden Bauelemente (R1, R2, C1, C2). Deshalb sollten Bauelemente eingesetzt werden, die wenig temperatur- und alterungsabhängig sind.

2. Fehler des Stromtreibers Q1

Eine mögliche Q1-Arbeitspunktänderung (durch U_b -Änderung, Erwärmung von Q1, R6 und R7) ist minimal und wirkt sich nicht merklich auf die Sinus-Amplitude am Q1-Emitter aus.

3. Fehler des Konstantstroms I_c

Grundvoraussetzung ist, der I_c wurde bei einem genauen ohmschen Ersatzwiderstand sorgfältig so eingestellt, dass der Wert des Ersatzwiderstands angezeigt wird. Der Abgleich sollte in Nähe des jeweiligen ESR-Endwerts erfolgen (z.B. 19 bzw. 0,9 Ω). Vorher muss natürlich mit VR2 der Nullpunkt eingestellt sein.

Eine nennenswerte I_c -Abweichung ergibt sich durch das Prinzip der Bereitstellung des Konstantstroms über einen Widerstand. Der errechnete Vorwiderstand ($R_{8a} + VR_{1a}$ bzw. $R_{8b} + VR_{1b}$) ist jeweils rund 100 mal so groß wie der in Reihe liegende maximale ESR. Das heißt aber auch, dass der maximale I_c -Fehler bei kleinen ESR-Werten maximal 1 % von I_c ist, wenn I_c am Messbereichs-Endwert abgeglichen wird.

4. Fehler durch Potentialtrennung mit C5

Der Blindwiderstand von C5 geht mit in den I_c -Abgleich (VR1) ein. Da I_c konstant ist, ändert sich auch der Spannungsabfall über C5 nicht. Allerdings sollte X_c von C5 klein gegen den zu messenden ESR (bzw. Z) sein. Das heißt, kein Elko an dieser Stelle!

5. Fehler durch die Schutzbeschaltung (D3, D4, C6, R9)

Die Dioden D3 und D4 haben keinen Einfluß, da die Mess-Spannung U_m klein gegen die Fluss-Spannung der Dioden ist. Begrenzungswerte bei offenen Messklemmen enthält das Schaltbild. C6 und R9 beeinflussen die Mess-Spannung so wenig, dass sich der angezeigte Panel-Wert mit und ohne C6 bzw. R9 nicht ändert.

6. Fehler durch Messverstärker und Messgleichrichter

Da die Messfrequenz f_m relativ niedrig ist, bleiben amplitudenabhängige Fehler der Opamps gering. Die hohe Leerlaufverstärkung der Opamps sorgt für eine stabile Verstärkung und Gleichrichtung. C11 sollte ein hochwertiger Folie-Kondensator sein (kein Keramik-C).

7. Fehler durch die Panel-Beschaltung

Die Widerstände R17, R18, R19 und R20 haben natürlich alle Einfluss auf den angezeigten Messwert und sollten deshalb hochwertige Metallschicht-Widerstände sein. Dies gilt übrigens auch für alle übrigen Widerstände, die sich im Um-Signalweg befinden (Opamp-Beschaltung). Die Abblock-Kondensatoren C12 und C13 können Keramik-Typen sein. Sie verhindern höherfrequente Einstreuungen, die sich auf die Panel-Anzeige auswirken könnten.

Die Reihenschaltung der Dioden D7-D8 ist erforderlich, obwohl die Mess-Spannung U_m nur maximal 200 mV beträgt. Es hat sich aber gezeigt, dass bei nur einer Diode bereits ein Einfluss auf den Anzeigewert sichtbar wurde (mit und ohne Diode). Mit 2 Dioden ist das Problem beseitigt.

Das Panel selbst hat einen Fehler, der nicht bekannt ist, aber auch nicht beeinflussbar ist. Natürlich sollte ein Vergleich mit einem guten Referenz-DMM erfolgen. Nullpunkt-Probleme gibt es beim Panel DPM438 nicht, da intern ein automatischer Nullpunktgleich erfolgt. Der Einfluss der Panel-Betriebsspannung (9 V) ist ebenfalls nicht spürbar, solange sie rippelfrei ist und zwischen 8 und 12 V liegt. Allerdings sollte dieser Bereich nicht betriebsmäßig ausgenutzt werden, da z.B. für 12 V ein Abgleich empfohlen wird (Trimm-R auf der Panel-Platine).

8. Fehler durch den Nullpunkt-Abgleich

Der Nullpunkt-Abgleich mit VR2 sollte stabil bleiben. Temperaturabhängige Änderungen waren im Laborbetrieb nicht sichtbar. Der Abgleichbereich ist bei der angegebenen Dimensionierung sehr gestreckt, ein Trimm-Poti mit 25 Gängen ist aber trotzdem zu empfehlen. Größeren Einfluss hat die 10V- U_b , da die Mittenspannung $U_b/2$ nur mittels R10-R11 referenziert ist. U_b muss also stabil sein. Eine Verbesserung ist möglich, wenn die $U_b/2$ -Referenz mit einem zusätzlichen Referenzelement stabilisiert wird.

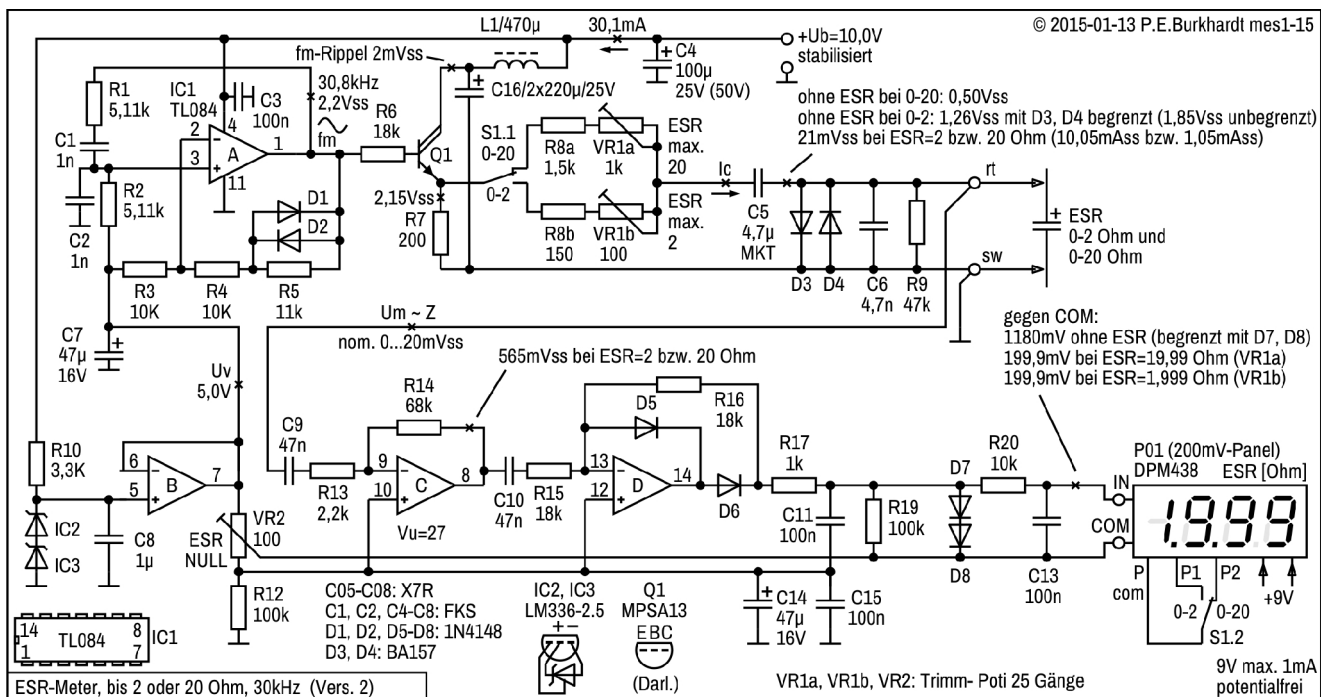
ESR-Meter 0-2/20 Ω , $U_m=20\text{mV}/30\text{kHz}$ (2)

Diese Schaltung Vers. 2 ist eine verbesserte Variante von Vers. 1, arbeitet aber mit den gleichen Messparametern (zu den Unterschieden siehe Schaltungsbeschreibung).

Eigenschaften ESR-Meter Version 2

- Wien-Brücken-Sinusgenerator 30 kHz mit Transistor-Treiber
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand, umschaltbar für Messbereich 0 bis 2 Ω und 0 bis 20 Ω
- Elko-Mess-Spannung 20 mVss bei 10 mAss für 2 Ω -Bereich und 1 mAss für 20 Ω -Bereich
- Messverstärker und Messgleichrichter mit jeweils einem Opamp
- 200mV-Panel DPM438, Dezimalpunkt-Umschaltung über Messbereichs-Schalter
- Z-Anzeige 0 bis 1,999 Ω und 0 bis 19,99 Ω

Die genannten Werte sind Nominalwerte, Messwerte siehe Schaltbild. Die gesamte Schaltung besteht hauptsächlich nur aus dem 4-fach-Opamp TL084, einem Transistor und dem Anzeige-Panel. Die Stromversorgung ist nicht dargestellt. Benötigt werden 10 V (35 mA) stabilisiert und 9 V (1 mA) potentialgetrennt für das Panel.

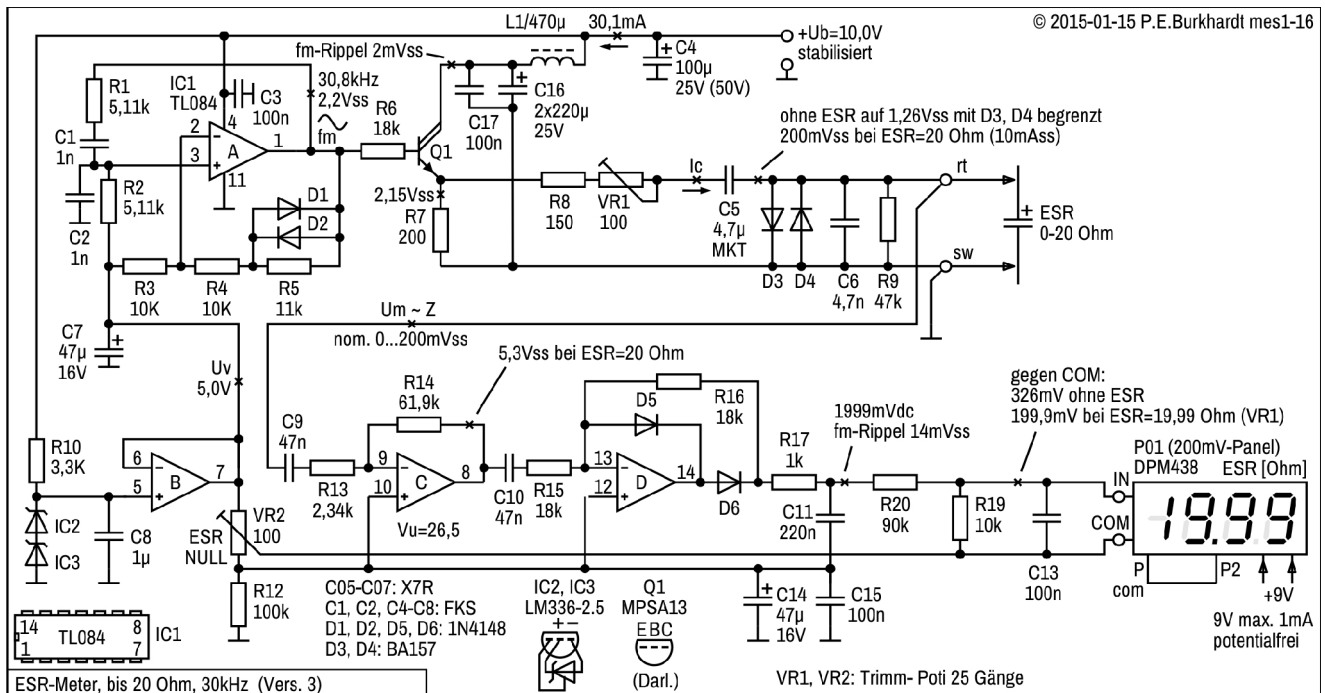


ESR-Meter 0-20 Ω , $U_m=200\text{mV}/30\text{kHz}$ (3)

Eigenschaften ESR-Meter Version 3

- Wien-Brücken-Sinusgenerator 30 kHz mit Transistor-Treiber
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis 20 Ω
- Elko-Mess-Spannung 200 mVss bei 10 mAss für 20 Ω -Bereich
- Messverstärker und Messgleichrichter mit jeweils einem Opamp
- 200mV-Panel DPM438, fester Dezimalpunkt
- Z-Anzeige 0 bis 19,99 Ω

Die genannten Werte sind Nominalwerte, Messwerte siehe Schaltbild. Die gesamte Schaltung besteht hauptsächlich nur aus dem 4-fach-Opamp TL084, einem Transistor und dem Anzeige-Panel. Die Stromversorgung ist nicht dargestellt. Benötigt werden 10 V (35 mA) stabilisiert und 9 V (1 mA) potentialgetrennt für das Panel.



Im Folgenden werden nur die Änderungen gegenüber Version 2 beschrieben (für weitere Einzelheiten siehe ESR-Meter Version 1 weiter oben).

ESR-Meter-Version 3 enthält folgende Veränderungen:

Änderung der Mess-Spannung U_m

Die Mess-Spannung U_m beträgt jetzt 200 mVss bei 20 Ω . Das ergibt eine 10 mal höhere Spannung über dem zu messenden Elko. Mit der höheren U_m steigt auch die Signal-Spannung für den Messverstärker (Opamp C) und für den Messgleichrichter (Opamp C) auf das 10-fache. Die Signalverarbeitung wird unempfindlicher gegenüber Rauschen und Einstreuungen. Der Messgleichrichter arbeitet jetzt vor allem im unteren ESR-Messbereich besser, da ihm max. ca. 5,3 Vss Eingangsspannung zur Verfügung stehen (früher nur 565 mVss).

Trotz der höheren Mess-Spannung U_m kann ein Elko weiterhin auch innerhalb seiner Schaltung gemessen werden, da max. 200 mVss immer noch weniger ist, als die Schwellspannung der meisten Halbleiter-Bauelemente.

Geänderte Panel-Ansteuerung

Die jetzt höhere Gleichspannung über dem Integrationskondensator C11 vereinfacht durch den nötigen Spannungsteiler die Panel-Schutzbeschaltung. Der 10:1-Spannungsteiler R20-R19 begrenzt automatisch die Spannung am Panel-Eingang auf ca. 330 mV, wenn kein Elko an den Messklemmen angeschlossen ist. Die Dioden D7 und D8 sind nicht mehr nötig.

Nur noch ein Messbereich 0 bis 20 Ω

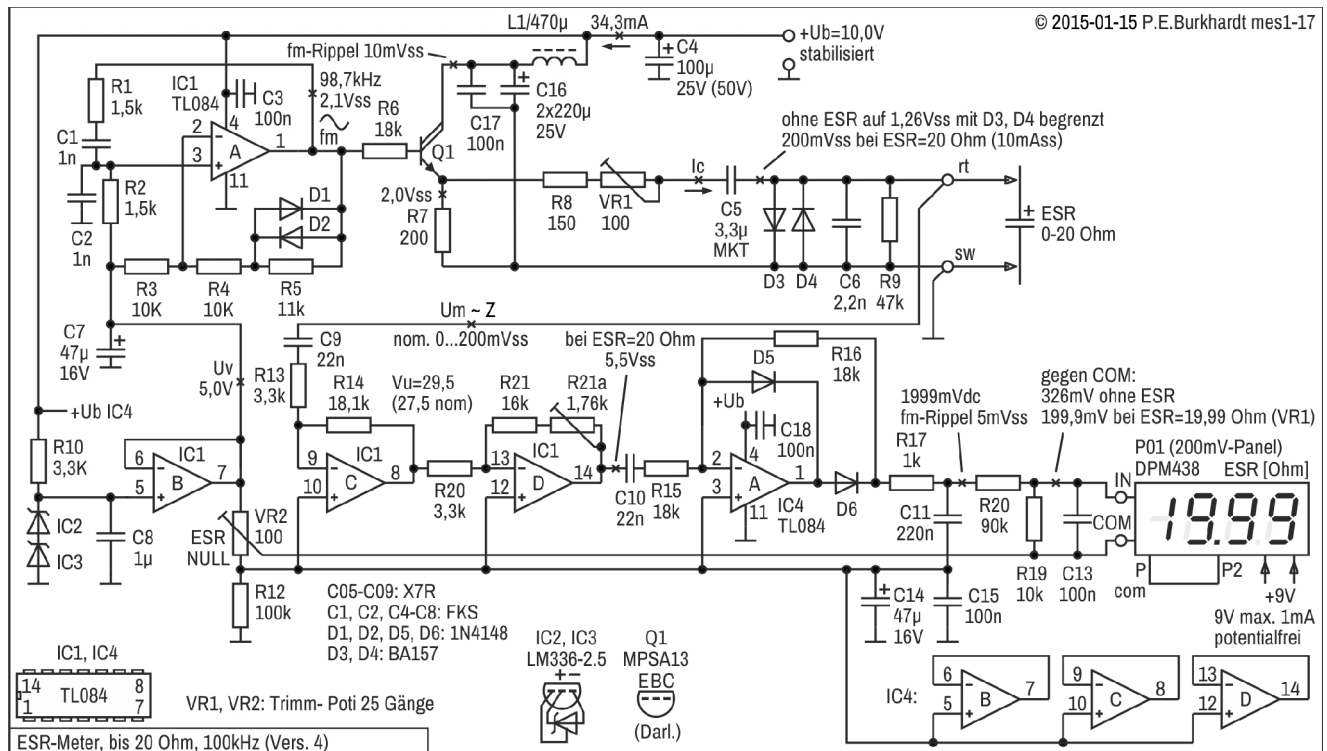
Im Zusammenhang mit dem höheren U_m -Pegel (und der sowieso vorhandenen hohen Panel-Auflösung) konnte der 2 Ω -Messbereich entfallen. Die Genauigkeit im unteren 20 Ω -Messbereich ist ja jetzt aufgrund der 10 mal höheren Mess-Spannung wesentlich größer als im 20 Ω -Messbereich der Varianten 1 und 2. Die Schaltung hat sich vereinfacht, da keine Messbereichs- und Dezimalpunkt-Umschalter mehr nötig sind.

ESR-Meter 0-20 Ω , $U_m=200\text{mV}/100\text{kHz}$ (4)

Eigenschaften ESR-Meter Version 4

- Wien-Brücken-Sinusgenerator 100 kHz mit Transistor-Treiber
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis 20 Ω
- Elko-Mess-Spannung 200 mVss bei 10 mAss für 20 Ω -Bereich
- Messverstärker 2 Opamps, Messgleichrichter 1 Opamp
- 200mV-Panel DPM438, fester Dezimalpunkt
- Z-Anzeige 0 bis 19,99 Ω

Die genannten Werte sind Nominalwerte, Messwerte siehe Schaltbild. Die gesamte Schaltung besteht aus 2x 4-fach-Opamp TL084 (3 Opamps frei), einem Transistor und dem Anzeige-Panel. Die Stromversorgung ist nicht dargestellt. Benötigt werden 10 V (35 mA) stabilisiert und 9 V (1 mA) potentialgetrennt für das Panel.



Im Folgenden werden nur die Änderungen gegenüber Version 3 beschrieben (für weitere Einzelheiten siehe vorige ESR-Meter Versionen 1 bis 3 weiter oben).

ESR-Meter-Version 4 enthält folgende Veränderungen:

Messfrequenz 100 kHz

Die Messfrequenz f_m beträgt jetzt 100 kHz gegenüber 30 kHz der Schaltungs-Versionen 1 bis 3. Da der 4-fach-Opamp TL084 bei der geforderten Verstärkung von ca. $V_u = 30$ mit einem Opamp bereits überfordert ist, wurden für den Messverstärker 2 Opamps eingesetzt (IC1-C und IC1-D). Die Verstärkung ist jetzt aufgeteilt. Hinzugekommen sind die Widerstände R20 und R21 sowie das Trimm-Poti R21a. Mit Trimm-Poti R21a ist die Verstärkung so einzustellen, dass sich bei $U_m = 200 \text{ mVss}$ über dem Integrations-Kondensator C11 eine Spannung von 2000 mVdc ergibt.

Im Zusammenhang mit der höheren Messfrequenz wurden einige Kondensatorwerte angepasst (C5, C6, C9, C10).

Fazit

Vorteil von 100 kHz gegenüber 30 kHz ist, dass der gemessene Z-Wert besonders bei kleinen Elko-Werten nicht so sehr vom ESR-Wert abweicht. Eine manuelle (rechnerische) Korrektur des angezeigten Z-Wertes, um den ESR-Wert zu erhalten, ist kaum noch nötig,

Nachteil ist der etwas höhere Aufwand. Der Aufbau sollte sorgfältig erfolgen. Insbesondere saubere Masse- und Signalführung in Verbindung mit definierten Messleitungen (gleichbleibende Kapazität und Länge) sind nötig, damit die Panel-Anzeige konstant ist und nur systembedingte Fehler enthält.

Version 4 kann noch verbessert werden. Nötig wäre eine richtige Stromquelle für den Sinus-Mess-Strom I_c (nicht über einen Widerstand, sondern aktiv).

ESR-Meter mit 21-LED-Zeile (5)

Anzeige mit LED-Zeile

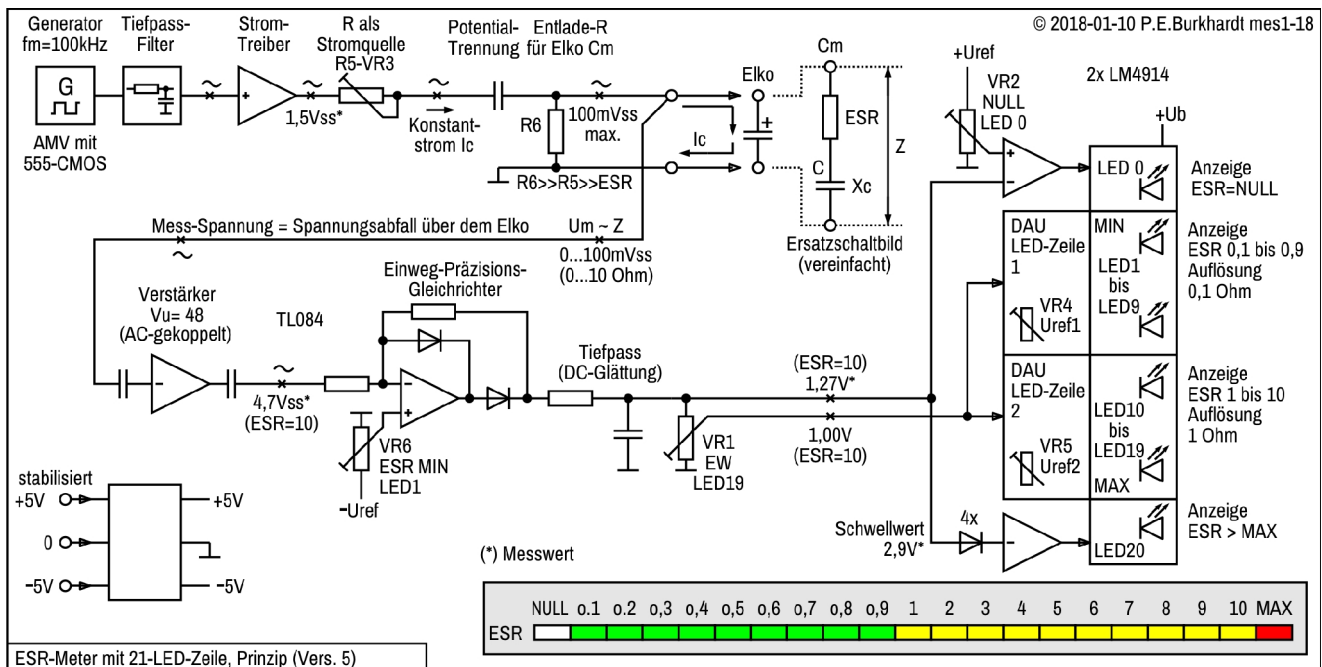
Die Anzeige des ESR-Werts mittels LED-Zeile ist natürlich nicht sehr genau, hat aber den Vorteil der sofortigen visuellen Erfassbarkeit des ESR-Werts bei Serienmessungen. Oft interessiert nicht so sehr der absolute ESR-Wert, sondern die vergleichende Tendenz bei mehreren Elkos, die nacheinander untersucht werden. Da die Messungen auch an eingelöteten Elkos innerhalb der Schaltung bzw. Geräts erfolgen kann, gewinnt man schnell einen Überblick zum Elko-Zustand und findet ohne Mühe einen "tauben" Elko.

Eigenschaften ESR-Meter Version 5

- AMV 100 kHz mit CMOS-555 und Tiefpassfilter zur Sinus-Bildung
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis 10 Ω
- Elko-Mess-Spannung 100 mVss bei 10 mAss für 10 Ω -Bereich
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 4-fach-Opamp TL084
- 20-LED-Zeile zur ESR-Anzeige, aufgeteilt in 2 Bereiche unterschiedlicher Empfindlichkeit
- 9-LED-Anzeige 0,1 Ω bis 0,9 Ω und 10-LED-Anzeige 1 Ω bis 10 Ω
- Zusätzliche NULL-LED für ESR nahe Null, MAX-LED-Anzeige für ESR = 10 Ω oder mehr
- Stromversorgung mit +/- 5 V, positive Spannung stabilisiert

Prinzip-Schaltplan

Im folgenden Prinzip-Schaltplan sind Schaltungstechnik und Signalpegel für die Version 5 dargestellt.



Beschreibung der Prinzip-Schaltung

Konstanter Mess-Strom durch den Elko

Ein Astabiler Multivibrator (AMV), realisiert mit der stromarmen CMOS-Version des 555-Timers, liefert ein 100kHz-Rechteck mit einem Impuls-Pause-Verhältnis von 1:1, d.h. Tastgrad $D = 0,5$. Das ist wichtig, damit der nachfolgende Tiefpassfilter eine nahezu sinusförmige Spannung liefern kann. Unsymmetrische Impulsfolgen erhöhen den resultierenden Sinus-Klirrfaktor drastisch.

Über einen einfachen Stromtreiber (Transistor-Emitterfolger) mit nachfolgendem Widerstand als Stromquelle ergibt sich ein nahezu konstanter Mess-Strom I_c durch den angeschlossenen Elko. Die Spannungsdifferenz vor dem Widerstand ($1,5 V_{ss}$) zur Mess-Spannung nach dem Widerstand (max. 100 mVss über dem Elko) erlaubt einen ausreichend hohen Widerstandswert, um den sich ergebenden Strom I_c als konstant anzusehen. Der konstante Strom ist Voraussetzung für den linearen Zusammenhang zwischen Mess-Spannung U_m und Elko-Innenwiderstand Z . Das vereinfachte Elko-Ersatzschaltbild zeigt nochmals, wie die Messgröße Z zusammengesetzt ist.

Niedriger Spannungsabfall U_m über dem Elko

Die Mess-Spannung U_m wird direkt an den Messleitungs-Anschlüssen abgenommen, damit Leitungswiderstände den Messwert nicht verfälschen. Aus diesem Grunde sollten auch immer die gleichen Messleitungen verwendet werden, da deren Widerstand mit dem Nullabgleich des Geräts kompensiert wird.

Da die Mess-Spannung U_m beim Messbereichsendwert nur maximal 100 mVss erreicht, ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Alle bekannten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem U_m -Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen U_m ausgeschlossen ist. Außerdem ist die umgebende Schaltung meist wesentlich hochohmiger, so dass der Messvorgang nicht gestört wird.

Wichtig ist allerdings, dass die zu untersuchende Schaltung spannungsfrei ist, und dass alle Elkos entladen sind. Die Entladedauer nach dem Abschalten der Versorgungsspannung ist manchmal, besonders bei schlecht dimensionierten Schaltungen ohne ausreichend kleine Impedanzen parallel zu den infrage kommenden Elkos, relativ lang. Nun sind zwar in der hier angewendeten Mess-Schaltung Vorkehrungen getroffen, damit eine mögliche Restspannung über dem zum messenden Elko keinen Schaden anrichtet, aber hohe Spannungen mit geringem Innenwiderstand zerstören die zum Elko parallel liegenden Dioden schnell.

Parallel geschaltete Elkos

Sind mehrere Elkos parallel geschaltet, misst man den sich ergebenden Gesamt-ESR, der in diesem Fall natürlich niedriger ist, als der höchste Einzel-ESR einer der parallel geschalteten Elkos. Aber gerade das parallele Schalten von Elkos setzt wirkungsvoll den Gesamt-ESR herab, so dass diese Maßnahme vorzugsweise anzuwenden ist, wenn kein Elko mit genügend niedrigem ESR zur Verfügung steht. Außerdem beugt man durch die Elko-Parallelschaltung einem Ausfall des gesamten Geräts vor, wenn der ESR eines einzelnen Elkos aus Alterungsgründen zu sehr ansteigt (ESR-Redundanz).

ESR-Messwert-Verfälschung bei kleinen Elkos

Die Formeln rechts im Bild (einschließlich X_c -Tabelle) sind für eine Korrektur des angezeigten Z-Wertes nützlich, sofern dies überhaupt nötig ist. Bei Elkos ab nominal 10 μF kann man in der Praxis den abgelesene Z-Wert dem wirklichen ESR-Wert gleichsetzen, da der Blindwiderstand X_c vernachlässigbar ist.

Mess-Signal-Verstärker und Gleichrichter

Der AC-gekoppelte Verstärker bringt die gemessene Sinusspannung U_m auf einen Pegel, der nach dem folgenden Gleichrichter zur Aussteuerung der LED-Zeilen-ICs ausreicht. Der Einweg-Gleichrichter mit Opamp wird mit ca. 4,7 Vss (gemessen) versorgt und liefert dabei 1,27 Vdc (gemessen) nach der Glättung.

LED-Zeile

Zur Ansteuerung der LED-Zeilen-ICs mit unterschiedlicher Empfindlichkeit sind deren wirksame Referenzspannungen einstellbar (VR4, VR5). Außerdem wird eine getrennt angesteuerte weiße LED zur Anzeige eines ESR-Werts nahe Null benutzt (VR2 für LED 0). Das signalisiert entweder einen Defekt des angeschlossenen Elkos oder wirklich einen sehr niedrigen, nicht mehr eindeutig erfassbaren ESR.

Auch die MAX-LED 20 wird separat angesteuert, um den Überlauf der LED-Zeile zu signalisieren (großer ESR oder offene Messklemmen).

© 2018-01-10 P.E.Burkhardt mes1-18a

Berücksichtigung von X_c

$$Z = \sqrt{X_c^2 + \text{ESR}^2} \quad \text{ESR} = \sqrt{Z^2 - X_c^2}$$

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot C}$$

$f_m = 100\text{kHz}$

mit $X_c \approx 0$ wird $Z \approx \text{ESR}$

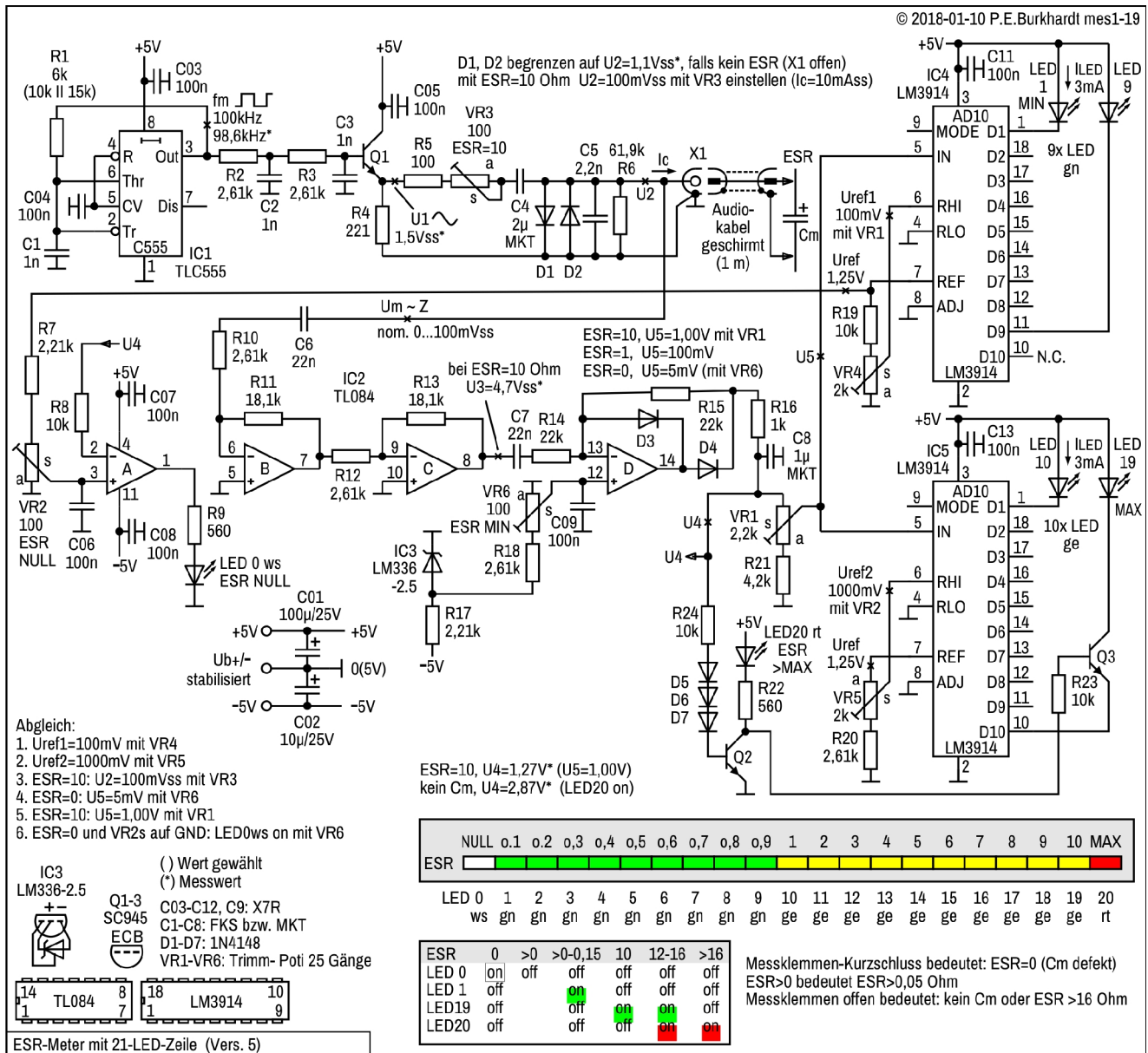
$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot C}$$

$$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu\text{F}]}$$

	$C [\mu\text{F}]$	$f_m = 100\text{kHz}$ $X_c [\Omega]$
ESR	1	1,59
äquivalenter	2,2	0,72
Serienwiderstand	4,7	0,34
C	10	0,16
Kapazität des Elkos	22	0,07
X_c	47	0,03
Blind-R von C	100	0,02
Z	220	0,01
Scheinwiderstand	470	<0,01
f_m		
Messfrequenz		
U_m		
Mess-Spannung		

ESR-Meter, Einfluss Elko-Wert C auf Messgenauigkeit

Schaltungsbeschreibung



Schaltungsteile

- 100kHz-AMV mit CMOS-555 IC1 und folgendem Tiefpass (R2, R3, C2, C3)
- Stromtreiber Q1 mit den Widerständen R5-VR3 für den konstanten Mess-Strom I_c
- Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D1, D2, C5, R6)
- Messverstärker mit IC2-B und C, AC-gekoppelt
- Messgleichrichter IC2-D (Einweg-Präzisionsgleichrichter) mit Potentialverschiebung zur ESR-MIN-Einstellung (VR6 und zugehörige negative Referenzspannung)
- Mess-Signal-Integration (R16, C8) und ESR-Endwert-Abgleich mit VR1
- LED-Zeilen-ICs 4 und 5 mit zugehörigen LEDs 1 bis 19
- Separate Einstell-Potis für die beiden Referenzspannungen an den beiden LED-Zeilen-ICs (VR4, VR5)
- LED-MAX-Steuerung für ESR > 10 Ω (Schwellwertdioden D5 bis D7 und Transistoren Q2, Q3 für LED 20)
- LED-Null-Steuerung für ESR = 0 mit dem Opamp IC2-A nebst Beschaltung (Poti VR2 für LED 0)

AMV mit CMOS-555 IC1 und dem folgendem Tiefpass

Die CMOS-Variante des 555 hat gegenüber dem bipolaren 555 einige wesentliche Vorteile. Der CMOS-555 hat eine höhere Grenzfrequenz, eine Ausgangsspannung nahe bis an die U_b -Grenzen (+ U_b bzw. GND) und einen niedrigeren Stromverbrauch. Dadurch werden die zur Beschaltung nötigen Bauelemente auf 3 reduziert: 2 für die Festlegung der Frequenz (C1, R1) und einen Kondensator zum Abblocken des Control-Eingangs Pin 5. Mit anderen Worten, die AMV-Schaltung ist sehr einfach. Prinzipiell ist auch der bipolare 555 einsetzbar, dann sind allerdings weitere Bauelemente nötig.

Die am 555-Pin 3 verfügbare Rechteckschwingung von 100 kHz mit gleicher Impuls- und Pausenzeit lässt sich sehr einfach in eine Sinusschwingung wandeln, wenn die Filterelemente R2-R3 und C2, C3 richtig dimensioniert sind. Allerdings sollte der Abschluss der Filteranordnung relativ hochohmig sein. Der sich ergebende Sinus-Klirrfaktor beträgt zwar kaum weniger als 5 %, doch dies hat keine negative Auswirkung auf das Messergebnis.

Stromtreiber Q1 mit den Widerständen R5-VR3 für den konstanten Mess-Strom I_c

Der Emitterfolger mit Transistor Q1 sichert einerseits den nötigen hohen Eingangswiderstand, andererseits liefert er den nötigen Mess-Strom niederohmig ohne Pegelverlust. Somit steht über dem Emitterwiderstand R4 eine Sinus-Spannung, die als Spannungsquelle für den Mess-Strom I_c dient. Leider ist die Höhe dieser Spannung auch von der Betriebsspannung $+U_b$ abhängig, so dass U_b stabilisiert sein muss, damit keine zusätzlichen Messfehler entstehen.

Transistor Q1 kann ein beliebiger Kleinleistungstransistor sein, der 100 mA verträgt. Eine Kühlung benötigt er nicht. Je höher die Stromverstärkung des Transistors ist, desto höher ist sein Eingangswiderstand.

Die Widerstände R5-VR3 fungieren als Stromquelle. Sie sind groß gegenüber dem zu messenden ESR. Es ergibt sich ein relativ konstanter Strom I_c durch C_m . Die Spannung über C_m , d.h. über dem Scheinwiderstand Z und damit vorzugsweise über dem zu ermittelnden ESR ist direkt proportional zu ESR, vorausgesetzt I_c ist konstant. Die Spannung U_m ist also ein direktes Maß für ESR, wenn man die schon geschilderten Vereinfachungen gelten lässt.

Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung (D1, D2, C5, R6)

Kondensator C4 trennt den Mess-Stromkreis bezüglich DC von der I_c -Stromquelle. Allerdings hat auch dieser Kondensator einen Blindwiderstand X_c , der in Reihe zu den anderen Widerständen des Mess-Stromkreises liegt. Da aber die Messfrequenz konstant ist, ist X_c von C4 ebenfalls konstant und addiert sich lediglich zu den Widerständen R5-VR3 hinzu. X_c verursacht also keinen zusätzlichen Fehler. Es sollte ein MKT- oder MKS-Typ sein, keinesfalls ein Elko.

Die Dioden D1 und D2 begrenzen einerseits die Mess-Spannung bei nicht angeschlossenem Mess-Elko, andererseits aber auch eine Spannung von außen, wenn der zu messende Elko geladen ist. Zum Ausgleich einer Fremdspannung dient auch der Widerstand R6. C5 schließt HF-Einstreuungen kurz. R6 und der Blindwiderstand von C5 (bei fm) sind sehr groß gegenüber dem zu messenden ESR, so dass keine merkbare Beeinflussung stattfindet.

Anschluss des Prüflings C_m über Buchse X1

Die Verbindung zwischen Sinus-Quelle und zu messendem Elko C_m muss besonderen Anforderungen gerecht werden. Die Messfrequenz ist relativ hoch, die Kapazität der Messleitung sollte deshalb niedrig und vor allem konstant sein. Der ohmsche Widerstand der Messleitung sollte auch niedrig und konstant sein. Sind beide Bedingungen (konstante Kapazität und konstanter Leitungswiderstand) nicht erfüllt, führt dies zu zusätzlichen Messfehlern. Die absoluten Werte von Kapazität und Widerstand sind nicht so bedeutsam, sie werden beim Nullabgleich mit berücksichtigt.

Wird immer die gleiche Messleitung verwendet, und ist sie idealerweise noch geschirmt, ist alles gut. Bewährt hat sich ein Audiokabel mit Cinch-Stecker. Doch Vorsicht, manche billigen Audiokabel haben inakzeptable Leitungswiderstände und sind deshalb ungeeignet.

Bei der Messung ist auf sauberen Kontakt zum Elko zu achten, nur dann ist das Messergebnis reproduzierbar richtig. Schon geringste Übergangswiderstände sind, ordentlicher Nullabgleich vorausgesetzt, durch Aufflackern der ersten LEDs (1 und folgende) erkennbar.

Messverstärker mit IC2-B und C, AC-gekoppelt

Die unmittelbar an den Anschlusspunkten der Messleitungen abgenommene Mess-Spannung U_m muss soweit verstärkt werden, dass der folgende Messgleichrichter den Endwert-Pegel von mindestens $U_4 = 1,0 \text{ V DC}$ für die LED-Zeilen-ICs liefern kann. Zur Verstärkung sollten bei 100 kHz, der besseren Stabilität wegen, zwei Opamps des TL084 eingesetzt werden. Für den folgenden Messgleichrichter mit Opamp D sind mehr als 4 V_{ss} nötig. In der Schaltung hatten Opamp B und C zusammen eine Verstärkung von $V_u = 4700 \text{ mVss} / 100 \text{ mVss} = 27$.

Messgleichrichter IC2-D (Einweg-Präzisionsgleichrichter)

Die gewählte Gleichrichter-Schaltung ist für höhere Frequenzen geeignet und liefert auch im mV-Bereich befriedigende Ergebnisse. Die am Ausgangs-Knoten D4-R15 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangs-Knoten C7-R13. Opamp IC2-D wirkt für diese negativen Halbwellen invertierend und die Verstärkung bestimmen die Widerstände R14-R15 ($V_u = 1$ gewählt). Diode D4 ist jetzt leitend, D3 sperrt.

Für die positiven Halbwellen würde der Opamp in die negative Begrenzung gehen (in diesem Falle nahezu GND). Das wird aber durch D3 verhindert, die jetzt den Feedback-Pfad bildet und den Opamp gegenkoppelt. Positive Eingangs-Halbwellen werden also gesperrt.

Die Schwellspannung (0,7 V) beider Dioden wird durch die hohe Opamp-Leerlaufverstärkung fast vollständig eliminiert ("ideale" Dioden). Somit entstehen am Ausgang positive Halbwellen (lückend), die bei einer eingestellten Opamp-Verstärkung von 1 genau der negativen Eingangs-Halbwelle entsprechen. Natürlich spielt die Grenzfrequenz des verwendeten Opamp eine wichtige Rolle. Besonders im mV-Bereich (wie hier in der Schaltung) sollten Leerlaufverstärkung und Grenzfrequenz hoch sein.

Dem Opamp D wird am nichtinvertierenden Eingang Pin 12 über VR6 eine negative Spannung zugeführt, um das Nullpotential des Opamp-Ausgangs ins Negative verschieben zu können. Ziel ist, eine mögliche geringe positive Spannung bei ESR = 0 zu kompensieren. Diese Fehlerspannung entsteht durch die unvermeidlichen ohmschen Widerstände im Messkreis sowie auch durch den Offsetfehler des Opamp D. VR6 ist so abzugleichen, dass die LED-IC-Eingangsspannung U5 bei ESR = 0 (Kurzschluss an den äußersten Enden des Messkabels) ca. 5 mV beträgt.

Die Erzeugung der stabilen negativen Spannung gegen GND übernimmt IC3, ein Referenz-IC für 2,5 V. Das wird vor allem dann notwendig, wenn die zugeführte Versorgungsspannung von -5 V nicht stabilisiert ist. Ist -Ub stabilisiert, reicht auch ein Spannungsteiler zwischen GND und -5 V, um -2,5 V gegen GND zu erhalten.

Mess-Signal-Integration (R16, C8) und Endwert-Abgleich (VR1)

Über R16 wird C8 durch die positiven Halbwellen des Mess-Gleichrichters aufgeladen. Die entstehende Gleichspannung über C8 wird mittels Teiler VR1-R21 auf die nötigen 1,0 V für die LED-ICs reduziert und damit der Mess-Endwert (letzte LED 19) festgelegt. C8 und C4 sollten keine Elkos sein.

Allgemeines zur LED-Zeilen-Steuerung

Werden wie hier nur 19 LEDs zur ESR-Anzeige genutzt, ist die Stufung entsprechend grob und der Messbereich beschränkt. Nun ist es so, dass vor allem kleine ESR-Werte genauer angezeigt werden sollten im Gegensatz zu größeren Werten. Idealerweise würde man eine logarithmisch gestufte LED-Zeile aufbauen, leicht realisierbar mit dem LM3915. Dieser IC stand aber nicht zur Verfügung. Als Notlösung für den linearen LM3914 wurde die Stufung bis 1 Ω auf 0,1 festgelegt, darüber hinaus bis 10 Ω auf eine Stufung von 1 Ω . Das ist für die Praxis ein günstiger Kompromiss.

Die Messwertdarstellung als wandernder Punkt (beide LED-Zeilen-ICs im Punktbetrieb) erfolgt von einer LED zur nächsten nicht abrupt, sondern kontinuierlich. Das bedeutet, es sind Zwischenwerte erkennbar, weil die Helligkeit der einen LED sinkt, während die nächste LED schon zu leuchten beginnt. Die gesamte LED-Zeile ist also visuell nicht 19-stufig, sondern durch die Helligkeitszwischenwerte mindestens 60-stufig. Das relativiert die Befürchtung, dass der ESR-Wert nicht genügend genau dargestellt werden kann.

Ein anderes Problem ist, eine eindeutige Aussage zu erhalten, ob an den Messklemmen ein Kurzschluss vorliegt, d.h. ob der gemessene Wert Null ist oder nur geringfügig über Null liegt. Es könnte sich dann um einen Kurzschluss im Elko handeln, oder das Messkabel ist kurzgeschlossen. Zur Anzeige ist für diesen Fall die zusätzliche weiße LED 0 vorhanden, die nicht von den LED-Zeilen-ICs angesteuert wird, sondern über den sonst freien Opamp A.

Aufgrund der unterschiedlichen Auflösung beider LED-Zeilen-ICs und im Sinne einer vernünftigen LED-Zeilen-Beschriftung wurde der letzte LED-Ausgang D10 des ersten LED-ICs nicht benutzt. Eine dort angeschlossene LED würde bei Überschreiten der 1 Ω -Grenze immer leuchten, was aber nicht gewollt ist. Somit gibt es einen kontinuierlichen Übergang von der LED-Zeile des ersten LED-ICs (IC4) hin zur LED-Zeile des zweiten LED-ICs (IC5).

Ein weiteres Problem ist der Messbereichsüberlauf, d.h. bei ESR-Werten von mehr als 10 Ω . Dieser Zustand wird ebenfalls mit einer zusätzlichen, diesmal roten LED angezeigt. Die Ansteuerung der MAX-LED (LED20) ist nicht so kritisch, da es nur darum geht, eine Schwelle größer als 10 Ω zu definieren. Diese Steuerung wird mit Transistor Q2 realisiert.

LED-Zeilen-ICs 4 und 5 mit zugehörigen LEDs 1 bis 19

Zur Realisierung unterschiedlicher Empfindlichkeit der beiden LED-ICs arbeitet der niederwertige IC mit 100 mV Referenzspannung (Uref1), der höherwertige IC mit 1000 mV Referenzspannung (Uref2). Beide Spannungen müssen genau stimmen und sind mit den Potis VR4 und VR5 einstellbar. Diesen Abgleich sollte man ganz am Anfang machen. Wird nun am IN-Eingang der beiden ICs eine Spannung zwischen 0 und 1000 mV angelegt, leuchten die LEDs 1 bis 19 der Reihe nach in der beschriebenen Art und Weise auf.

Der LED-Strom und damit die Helligkeit wird vom Widerstandswert zwischen Pin 7 (REF) nach GND bestimmt. Er beträgt etwa das 10-fache des Stroms vom Pin 7 nach GND. Bei der Dimensionierung müssen alle Widerstände berücksichtigt werden, bei IC4 z.B. R19-VR4 und die parallel geschalteten Widerstände R7-VR2. Es ergaben sich etwa 3 mA LED-Strom, der bei den verwendeten LEDs eine ausreichende Helligkeit bewirkte.

Weitere Schaltungsmöglichkeiten und Hinweise zu den ICs LM3914 enthält das entsprechende Datenblatt.

LED-MAX-Steuerung für ESR > 10 Ω (Schwellwertdioden D5 bis D7 und Transistoren Q2, Q3 für LED 20)

Die MAX-Steuerung erfolgt mit den Transistoren Q2 und Q3. Sobald die Mess-Spannung U4 den Wert 2,9 V übersteigt, werden die Dioden D5-D6-D7 und damit auch Q2 leitend. Die rote MAX-LED (LED20) beginnt zu leuchten. Damit die letzte LED19 des höherwertigen LED-ICs das Anzeigebild nicht stört, wird sie über Q3 abgeschaltet. Somit leuchtet nur die rote MAX-LED und zeigt somit die Messbereichsüberschreitung an. Dieser Übergang erfolgt bei etwa 16 Ω . So ein hoher ESR-Wert ist sowieso bedenklich. Der Elko sollte als defekt eingestuft werden.

LED-Null-Steuerung für ESR = 0 mit dem Opamp IC2-A nebst Beschaltung (Poti VR2 für LED 0)

Messklemmen-Kurzschluss oder ESR-Werte nahe Null sind genauer zu erfassen. Der sonst noch freie Opamp A vergleicht die Mess-Spannung U4 mit der vom ersten LED-IC intern erzeugten Referenzspannung von nominal 1,25 V. Poti VR2 ist so einzustellen, dass bei ESR = 0 die Null-LED gerade sicher aufleuchtet. Schon bei einem ESR-Wert von größer 0,05 Ω verlöscht die Null-LED und die erste LED der niederwertigen LED-Zeile (LED1) beginnt zu leuchten. Diese Einstellung sollte genau erfolgen, damit geringe ESR-Werte als solche erkennbar sind. Viele Elkos insbesondere in Schaltnetzteilen haben einen sehr geringen ESR, insbesondere bei höheren Kapazitätswerten.

Inbetriebnahme und Abgleich

Die gewünschte Arbeitsweise der Schaltung hängt von der Kontrolle einiger Spannungswerte und vom genauen Abgleich der 6 Potis ab. Sinnvollerweise ist wie folgt zu verfahren.

Kontrolle vor dem Abgleich

- Betriebsspannungen +5 V und -5 V am Opamp IC2, +5 V am C555 und an den LED-ICs
- Referenzspannungen +1,25 V (nominal) der LED-ICs (jeweils Pin 7)
- Referenzspannung -2,5 V (nominal) am Knoten R17-R18 (IC3)
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin3
- Sinus-Spannung U1 etwa 1,5 Vss am Q1-Emitter

Poti-Einstellungen

1. Messkabel anstecken, ohmscher R = 10 Ω (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 10 Ω anschließen
2. Uref1 = 100,0 mV mit VR4 einstellen
3. Uref2 = 1000 mV mit VR5 einstellen
4. Mit ESR = 10 Ω : Mess-Spannung (Um) U2 = 100,0 mVss mit VR3 einstellen, ohne ESR (X1 offen) U2-Begrenzung prüfen (ca. 1,1 Vss)
5. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen): U-IN der LED-Zeilen U5 = 5 mV mit VR6 einstellen
6. Mit ESR = 10 Ω : U-IN der LED-Zeilen U5 = 1,000 V mit VR1 einstellen. Dabei sollte LED19 (MAX) leuchten und LED18 gerade verlöschen. Falls nötig, VR1 so einstellen, dass LED18 gerade verlöscht (gemessen U5 = 1,003 V).
7. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen) und Schleifer VR2s auf a = GND (d.h. Opamp Pin 3 auf Masse): VR2 solange von GND wegdrehen, bis LED 0 (LED NULL) gerade aufleuchtet.

Man kann, falls vorhanden, einen sehr niederohmigen Einstellregler (z.B. 10 Ω oder 20 Ω) an die Messklemmen anschließen und damit den gesamten Messbereich kontrollieren. Es müssen nacheinander alle LEDs aufleuchten. Zur Kontrolle sollte man dann den ESR einiger Elkos messen. Dadurch bekommt man ein Gefühl für die ESR-Werte bei unterschiedlichen Elko-Kapazitätswerten und vor allem bei Elkos unterschiedlichen Alters.

Fazit

Die Anzeige mit 21 LEDs reicht zur ESR-Bestimmung aus. Vorteil ist die schnelle Erfassbarkeit des ESR-Werts. Nachteil ist, dass es 6 Abgleich-Potis gibt, die aber nur einmal zu bedienen sind.

ESR-Meter mit 20-LED-Zeile (6)

Anzeige mit LED-Zeile

Bei dieser hier vorgestellten Version 6 der ESR-Meter werden gegenüber Vers. 5 nur 20 LEDs benutzt. Die separate MAX-LED entfällt. Dadurch vereinfacht sich die Schaltung etwas.

Der freiwerdende OPV wird hier zur Verstärkung des Mess-Signals im unteren ESR-Bereich bis $1\ \Omega$ verwendet, damit der niederwertige LED-IC ebenfalls mit einer Referenz von $1,0\ \text{V}$ arbeiten kann.

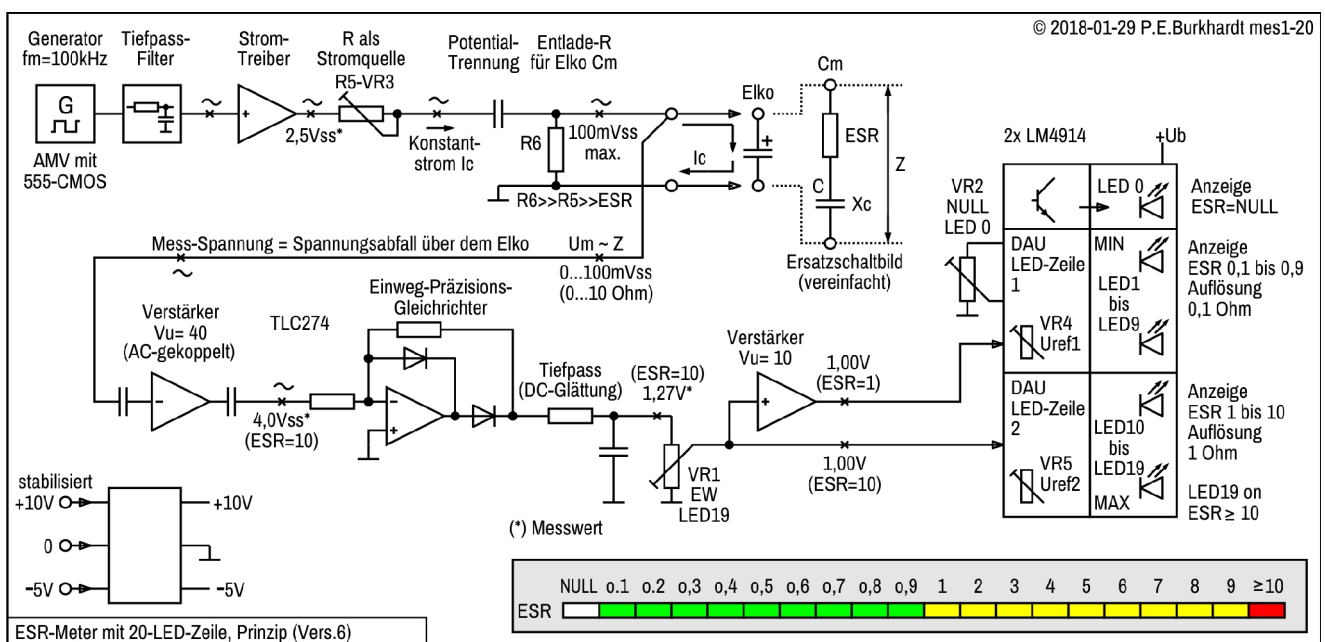
Auch hier gilt, die LED-Zeile bietet den Vorteil der visuellen schnellen Messwert-Erfassbarkeit. Bei Serienmessungen gewinnt man schnell einen Überblick zum Elko-Zustand und findet insbesondere beim Messen an eingelöteten Elkos ohne Mühe den einen oder anderen Elko, der ausgetauscht werden müsste.

Eigenschaften ESR-Meter Version 6

- AMV 100 kHz mit CMOS-555 und Tiefpassfilter zur Sinus-Bildung
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis $10\ \Omega$
- Elko-Mess-Spannung $100\ \text{mVss}$ bei $10\ \text{mAss}$ für $10\ \Omega$ -Bereich
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 4-fach-Opamp TLC274
- 20-LED-Zeile zur ESR-Anzeige, aufgeteilt in 2 Bereiche unterschiedlicher Empfindlichkeit
- 9-LED-Anzeige $0,1\ \Omega$ bis $0,9\ \Omega$ und 10-LED-Anzeige $1\ \Omega$ bis $10\ \Omega$ und größer $10\ \Omega$
- Zusätzliche NULL-LED für ESR nahe Null
- Stromversorgung mit $+10\ \text{V}$ und $-5\ \text{V}$, positive Spannung stabilisiert

Prinzip-Schaltplan

Im folgenden Prinzip-Schaltplan sind Schaltungstechnik und Signalpegel für die Version 6 dargestellt.



Da die Mess-Spannung U_m beim Messbereichsendwert nur maximal 100 mVss erreicht, ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Alle bekannten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem U_m -Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen U_m ausgeschlossen ist. Außerdem ist die umgebende Schaltung meist wesentlich hochohmiger, so dass der Messvorgang nicht gestört wird.

Wichtig ist allerdings, dass die zu untersuchende Schaltung spannungsfrei ist, und dass alle Elkos entladen sind. Die Entladedauer nach dem Abschalten der Versorgungsspannung ist manchmal, besonders bei schlecht dimensionierten Schaltungen ohne ausreichend kleine Impedanzen parallel zu den infrage kommenden Elkos, relativ lang. Nun sind zwar in der hier angewendeten Mess-Schaltung Vorkehrungen getroffen, damit eine mögliche Restspannung über dem zum messenden Elko keinen Schaden anrichtet, aber hohe Spannungen mit geringem Innenwiderstand zerstören die zum Elko parallel liegenden Dioden schnell.

Parallel geschaltete Elkos

Sind mehrere Elkos parallel geschaltet, misst man den sich ergebenden Gesamt-ESR, der in diesem Fall natürlich niedriger ist, als der höchste Einzel-ESR einer der parallel geschalteten Elkos. Aber gerade das parallele Schalten von Elkos setzt wirkungsvoll den Gesamt-ESR herab, so dass diese Maßnahme vorzugsweise anzuwenden ist, wenn kein Elko mit genügend niedrigem ESR zur Verfügung steht. Außerdem beugt man durch die Elko-Parallelschaltung einem Ausfall des gesamten Geräts vor, wenn der ESR eines einzelnen Elkos aus Alterungsgründen zu sehr ansteigt (ESR-Redundanz).

ESR-Messwert-Verfälschung bei kleinen Elkos

Die Formeln rechts im Bild (einschließlich X_c -Tabelle) sind für eine Korrektur des angezeigten Z -Wertes nützlich, sofern dies überhaupt nötig ist. Bei Elkos ab nominal 10 μF kann man in der Praxis den abgelesene Z -Wert dem wirklichen ESR-Wert gleichsetzen, da der Blindwiderstand X_c vernachlässigbar ist.

Mess-Signal-Verstärker und Gleichrichter

Der AC-gekoppelte Verstärker bringt die gemessene Sinusspannung U_m auf einen Pegel, der nach dem folgenden Gleichrichter zur Aussteuerung der LED-Zeilen-ICs ausreicht. Der Einweg-Gleichrichter mit Opamp wird mit ca. 4 Vss (gemessen) versorgt und liefert dabei 1,27 Vdc (gemessen) nach der Glättung.

LED-Zeile

Zur Ansteuerung der LED-Zeilen-ICs mit unterschiedlicher Empfindlichkeit sind deren wirksame Referenzspannungen einstellbar (VR4, VR5). Außerdem wird eine getrennt angesteuerte weiße LED zur Anzeige eines ESR-Werts nahe Null benutzt (VR2 für LED 0). Das signalisiert entweder einen Defekt des angeschlossenen Elkos oder wirklich einen sehr niedrigen, nicht mehr eindeutig erfassbaren ESR.

Damit der niederwertige LED-IC auch mit einer 1V-Referenz arbeiten kann, wird für ESR-Werte bis 1 das Mess-Signal zusätzlich um den Faktor 10 verstärkt. Die Genauigkeit des LED-ICs ist damit genau so groß wie beim höherwertigen LED-IC.

© 2018-01-10 P.E.Burkhardt mes1-18a

Berücksichtigung von X_c

$$Z = \sqrt{X_c^2 + \text{ESR}^2} \quad \text{ESR} = \sqrt{Z^2 - X_c^2}$$

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot C}$$

$f_m = 100\text{kHz}$

$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot C}$$

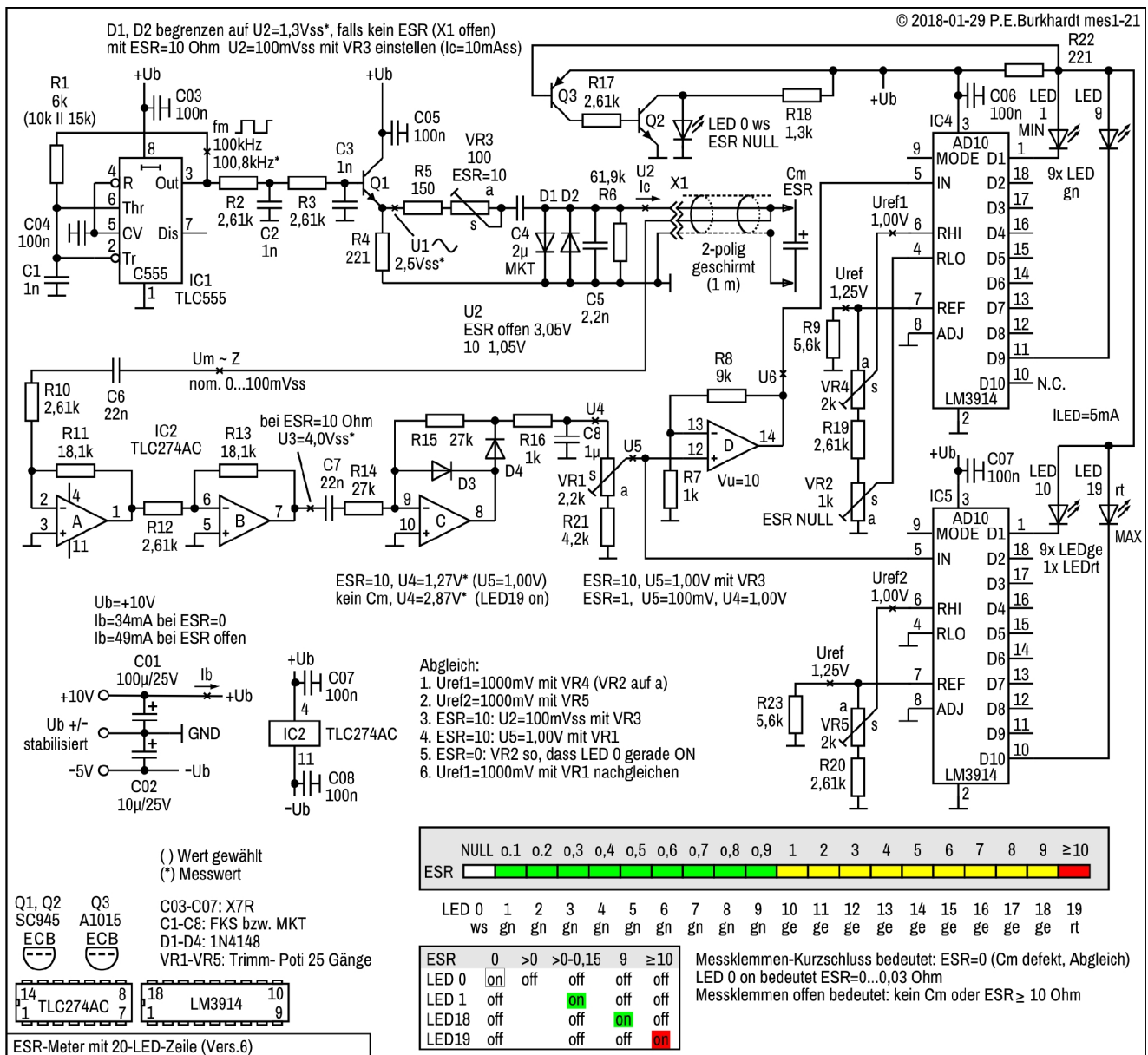
$$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu\text{F}]}$$

mit $X_c \approx 0$ wird $Z \approx \text{ESR}$

	$C [\mu\text{F}]$	$f_m = 100\text{kHz}$ $X_c [\Omega]$
ESR	1	1,59
äquivalenter	2,2	0,72
Serienwiderstand	4,7	0,34
C	10	0,16
Kapazität des Elkos	22	0,07
X_c	47	0,03
Blind-R von C	100	0,02
Z	220	0,01
Scheinwiderstand	470	<0,01
f_m		
Messfrequenz		
U_m		
Mess-Spannung		

ESR-Meter, Einfluss Elko-Wert C auf Messgenauigkeit

Schaltungsbeschreibung



Schaltungsteile

- 100kHz-AMV mit CMOS-555 IC1 und folgendem Tiefpass (R2, R3, C2, C3)
- Stromtreiber Q1 mit den Widerständen R5-VR3 für den konstanten Mess-Strom I_c
- Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D1, D2, C5, R6)
- Messverstärker mit IC2-A und B, AC-gekoppelt
- Messgleichrichter IC2-C (Einweg-Präzisionsgleichrichter) mit Mess-Signal-Integration (R16, C8) und ESR-Endwert-Abgleich mit VR1
- Zusatzverstärker mit Opamp D zur Angleichung der Mess-Spannung bei niedrigen ESR-Werten
- LED-Zeilen-ICs 4 und 5 mit zugehörigen LEDs 1 bis 19
- Separate Einstell-Potis für die beiden Referenzspannungen an den beiden LED-Zeilen-ICs (VR4, VR5)
- LED-Null-Steuerung für ESR = 0 mit den Transistoren Q2 und Q3 nebst Beschaltung

AMV mit CMOS-555 IC1 und dem folgendem Tiefpass

Die CMOS-Variante des 555 hat gegenüber dem bipolaren 555 einige wesentliche Vorteile. Der CMOS-555 hat eine höhere Grenzfrequenz, eine Ausgangsspannung nahe bis an die U_b -Grenzen (+ U_b bzw. GND) und einen niedrigeren Stromverbrauch. Dadurch werden die zur Beschaltung nötigen Bauelemente auf 3 reduziert: 2 für die Festlegung der Frequenz (C1, R1) und einen Kondensator zum Abblocken des Control-Eingangs Pin 5. Mit anderen Worten, die AMV-Schaltung ist sehr einfach. Prinzipiell ist auch der bipolare 555 einsetzbar, dann sind allerdings weitere Bauelemente nötig.

Die am 555-Pin 3 verfügbare Rechteckschwingung von 100 kHz mit gleicher Impuls- und Pausenzeit lässt sich sehr einfach in eine Sinusschwingung wandeln, wenn die Filterelemente R2-R3 und C2, C3 richtig dimensioniert sind. Allerdings sollte der Abschluss der Filteranordnung relativ hochohmig sein. Der sich ergebende Sinus-Klirrfaktor beträgt zwar kaum weniger als 5 %, doch dies hat keine negative Auswirkung auf das Messergebnis.

Stromtreiber Q1 mit den Widerständen R5-VR3 für den konstanten Mess-Strom I_c

Der Emitterfolger mit Transistor Q1 sichert einerseits den nötigen hohen Eingangswiderstand, andererseits liefert er den nötigen Mess-Strom niederohmig ohne Pegelverlust. Somit steht über dem Emitterwiderstand R4 eine Sinus-Spannung, die als Spannungsquelle für den Mess-Strom I_c dient. Leider ist die Höhe dieser Spannung auch von der Betriebsspannung $+U_b$ abhängig, so dass U_b stabilisiert sein muss, damit keine zusätzlichen Messfehler entstehen.

Transistor Q1 kann ein beliebiger Kleinleistungstransistor sein, der 100 mA verträgt. Eine Kühlung benötigt er nicht. Je höher die Stromverstärkung des Transistors ist, desto höher ist sein Eingangswiderstand.

Die Widerstände R5-VR3 fungieren als Stromquelle. Sie sind groß gegenüber dem zu messenden ESR. Es ergibt sich ein relativ konstanter Strom I_c durch C_m . Die Spannung über C_m , d.h. über dem Scheinwiderstand Z und damit vorzugsweise über dem zu ermittelnden ESR ist direkt proportional zu ESR, vorausgesetzt I_c ist konstant. Die Spannung U_m ist also ein direktes Maß für ESR, wenn man die schon geschilderten Vereinfachungen gelten lässt.

Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung (D1, D2, C5, R6)

Kondensator C4 trennt den Mess-Stromkreis bezüglich DC von der I_c -Stromquelle. Allerdings hat auch dieser Kondensator einen Blindwiderstand X_c , der in Reihe zu den anderen Widerständen des Mess-Stromkreises liegt. Da aber die Messfrequenz konstant ist, ist X_c von C4 ebenfalls konstant und addiert sich lediglich zu den Widerständen R5-VR3 hinzu. X_c verursacht also keinen zusätzlichen Fehler. Es sollte ein MKT- oder MKS-Typ sein, keinesfalls ein Elko.

Die Dioden D1 und D2 begrenzen einerseits die Mess-Spannung bei nicht angeschlossenem Mess-Elko, andererseits aber auch eine Spannung von außen, wenn der zu messende Elko geladen ist. Zum Ausgleich einer Fremdspannung dient auch der Widerstand R6. C5 schließt HF-Einstreuungen kurz. R6 und der Blindwiderstand von C5 (bei fm) sind sehr groß gegenüber dem zu messenden ESR, so dass keine merkbare Beeinflussung stattfindet.

Anschluss des Prüflings C_m über Buchse X1

Die Verbindung zwischen Sinus-Quelle und zu messendem Elko C_m muss besonderen Anforderungen gerecht werden. Die Messfrequenz ist relativ hoch, die Kapazität der Messleitung sollte deshalb niedrig und vor allem konstant sein. Der ohmsche Widerstand der Messleitung sollte auch niedrig und konstant sein. Sind beide Bedingungen (konstante Kapazität und konstanter Leitungswiderstand) nicht erfüllt, führt dies zu zusätzlichen Messfehlern. Die absoluten Werte von Kapazität und Widerstand sind nicht so bedeutsam, sie werden beim Nullabgleich mit berücksichtigt.

Wird immer die gleiche Messleitung verwendet, und ist sie idealerweise noch geschirmt, ist alles gut. Bewährt hat sich ein Audiokabel mit Cinch-Stecker. Doch Vorsicht, manche billigen Audiokabel haben inakzeptable Leitungswiderstände und sind deshalb ungeeignet.

Bei der Messung ist auf sauberen Kontakt zum Elko zu achten, nur dann ist das Messergebnis reproduzierbar richtig. Schon geringste Übergangswiderstände sind, ordentlicher Nullabgleich vorausgesetzt, durch Aufflackern der ersten LEDs (1 und folgende) erkennbar.

Messverstärker mit IC2-A und B, AC-gekoppelt

Die unmittelbar an den Anschlusspunkten der Messleitungen abgenommene Mess-Spannung U_m muss soweit verstärkt werden, dass der folgende Messgleichrichter den Endwert-Pegel von mindestens $U_4 = 1,0 \text{ V DC}$ für die LED-Zeilen-ICs liefern kann. Zur Verstärkung sollten bei 100 kHz, der besseren Stabilität wegen, zwei Opamps des TLC274 eingesetzt werden. Für den folgenden Messgleichrichter mit Opamp C sind fast 4 Vss nötig. In der Schaltung hatten Opamp A und B zusammen eine Verstärkung von $V_u = 4000 \text{ mVss} / 100 \text{ mVss} = 40$.

Der hier eingesetzte TLC274 hat gegenüber dem noch älteren TL084 eine höhere Grenzfrequenz und damit auch eine höhere Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. Das ist sowohl beim Messverstärker, als auch beim Messgleichrichter vorteilhaft. Auch die Stabilität ist etwas besser.

Messgleichrichter IC1-C (Einweg-Präzisionsgleichrichter)

Die gewählte Gleichrichter-Schaltung ist für höhere Frequenzen geeignet und liefert auch im mV-Bereich befriedigende Ergebnisse. Die am Ausgangs-Knoten D4-R15 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangs-Knoten C7-R13. Opamp IC1-C wirkt für diese negativen Halbwellen invertierend und die Verstärkung bestimmen die Widerstände R14-R15 ($V_u = 1$ gewählt). Diode D4 ist jetzt leitend, D3 sperrt.

Für die positiven Halbwellen würde der Opamp in die negative Begrenzung gehen (in diesem Falle nahezu GND). Das wird aber durch D3 verhindert, die jetzt den Feedback-Pfad bildet und den Opamp gegenkoppelt. Positive Eingangs-Halbwellen werden also gesperrt.

Die Schwellspannung (0,7 V) beider Dioden wird durch die hohe Opamp-Leerlaufverstärkung fast vollständig eliminiert ("ideale" Dioden). Somit entstehen am Ausgang positive Halbwellen (lückend), die bei einer eingestellten Opamp-Verstärkung von 1 genau der negativen Eingangs-Halbwelle entsprechen. Natürlich spielt die Grenzfrequenz des verwendeten Opamp eine wichtige Rolle. Besonders im mV-Bereich (wie hier in der Schaltung) sollten Leerlaufverstärkung und Grenzfrequenz hoch sein.

Der Nullpunktfehler des Opamp C so wie auch die Offsetfehler des Messverstärkers (Opamps A und B) werden gemeinsam durch Nullverschiebung am niederwertigen LED-IC (IC4) eliminiert. Gleichzeitig erfolgt mit dem dazu vorgesehen Poti VR2 die Kompensation des Widerstands der Messleitungen.

Mess-Signal-Integration (R16, C8) und Endwert-Abgleich (VR1)

Über R16 wird C8 durch die positiven Halbwellen des Mess-Gleichrichters aufgeladen. Die entstehende Gleichspannung über C8 wird mittels Teiler VR1-R21 auf die nötigen 1,0 V für die LED-ICs reduziert und damit der Mess-Endwert (letzte LED 19) festgelegt. C8 und C4 sollten keine Elkos sein.

Zusatzverstärker mit Opamp D zur Angleichung der Mess-Spannung bei niedrigen ESR-Werten

Der zusätzliche Messverstärker für das DC-Mess-Signal im Bereich von 0 bis 1 Ω wird mit Opamp D um den Faktor 10 verstärkt. Er arbeitet nichtinvertierend, die verstärkungsbestimmenden Widerstände R7 und R8 wurden vorher ausgemessen. Geringfügige Abweichungen können mit dem Poti VR4 ausgeglichen werden, das für den Uref1-Abgleich des niederwertigen LED-IC vorgesehen ist.

Die Ausgangsspannung U6 des Opamp D übersteigt bei ESR-Werten $>1 \Omega$ die Aussteuerfähigkeit des Opamp. Das ist aber nicht tragisch, da das begrenzte Mess-Signal am niederwertigen LED-IC Eingang IN keinen Schaden anrichten kann. Der Eingang ist bis zur Betriebsspannungsgrenze übersteuerungsfest. Messfehler können auch nicht entstehen, da bei ESR $>1 \Omega$ der höherwertige LED-IC die Anzeige übernimmt.

Allgemeines zur LED-Zeilen-Steuerung

Werden wie hier nur 19 LEDs zur ESR-Anzeige genutzt, ist die Stufung entsprechend grob und der Messbereich beschränkt. Nun ist es so, dass vor allem kleine ESR-Werte genauer angezeigt werden sollten im Gegensatz zu größeren Werten. Idealerweise würde man eine logarithmisch gestufte LED-Zeile aufbauen, leicht realisierbar mit dem LM3915. Dieser IC stand aber nicht zur Verfügung. Als Notlösung für den linearen LM3914 wurde die Stufung bis 1 Ω auf 0,1 festgelegt, darüber hinaus bis 10 Ω auf eine Stufung von 1 Ω . Das ist für die Praxis ein günstiger Kompromiss.

Die Messwertdarstellung als wandernder Punkt (beide LED-Zeilen-ICs im Punktbetrieb) erfolgt von einer LED zur nächsten nicht abrupt, sondern kontinuierlich. Das bedeutet, es sind Zwischenwerte erkennbar, weil die Helligkeit der einen LED sinkt, während die nächste LED schon zu leuchten beginnt. Die gesamte LED-Zeile ist also visuell nicht 19-stufig, sondern durch die Helligkeitszwischenwerte mindestens 60-stufig. Das relativiert die Befürchtung, dass der ESR-Wert nicht genügend genau dargestellt werden kann.

Ein anderes Problem ist, eine eindeutige Aussage zu erhalten, ob an den Messklemmen ein Kurzschluss vorliegt, d.h. ob der gemessene Wert Null ist oder nur geringfügig über Null liegt. Es könnte sich dann um einen Kurzschluss im Elko handeln, oder das Messkabel ist kurzgeschlossen. Zur Anzeige ist für diesen Fall die zusätzliche weiße LED 0 vorhanden, die nicht von den LED-Zeilen-ICs angesteuert wird, sondern über die Transistoren Q2 und Q3.

Aufgrund der unterschiedlichen Auflösung beider LED-Zeilen-ICs und im Sinne einer vernünftigen LED-Zeilen-Beschriftung wurde der letzte LED-Ausgang D10 des ersten LED-ICs nicht benutzt. Eine dort angeschlossene LED würde bei Überschreiten der 1 Ω -Grenze immer leuchten, was aber nicht gewollt ist. Somit gibt es einen kontinuierlichen Übergang von der LED-Zeile des ersten LED-ICs (IC4) hin zur LED-Zeile des zweiten LED-ICs (IC5).

Der Messbereichsüberlauf, d.h. ESR-Werte von mehr als 10 Ω wird nicht separat angezeigt. Für diesen Zustand wird als LED19 eine rote LED benutzt, die ab 10 Ω und mehr leuchtet.

LED-Zeilen-ICs 4 und 5 mit zugehörigen LEDs 1 bis 19

Zur Realisierung unterschiedlicher Empfindlichkeit der beiden LED-ICs wird der niederwertige IC über den Opamp D mit einer 10-fach höheren Mess-Spannung versorgt. Somit können für beide LED-ICs gleiche Referenzspannungen von 1000 mV verwendet werden. Dadurch steigt beim niederwertigen LED-IC die Genauigkeit der internen Umschaltung verglichen mit einer Referenz von nur 100 mV. Die Referenzspannungen Uref1 und Uref2 von jeweils 1000 mV müssen stimmen. Sie beeinflussen direkt die Genauigkeit der LED-Anzeige. Der Abgleich erfolgt mit den Potis VR4 und VR5. Diesen Abgleich sollte man ganz am Anfang machen.

Der LED-Strom und damit die Helligkeit wird vom Widerstandswert zwischen Pin 7 (REF) nach GND bestimmt. Er beträgt etwa das 10-fache des Stroms vom Pin 7 nach GND. Zur Vergrößerung des LED-Stroms auf ca. 5 mA wurden den Zweigen VR4 (IC4) und VR5 (IC5) jeweils ein Widerstand nach GND parallel geschaltet.

Weitere Schaltungsmöglichkeiten und Hinweise zu den ICs LM3914 enthält das entsprechende Datenblatt.

LED-Null-Steuerung für ESR = 0 mit den Transistoren Q2 und Q3 nebst Beschaltung

Messklemmen-Kurzschluss oder ESR-Werte nahe Null sind genauer zu erfassen. Die erste LED1 des niederwertigen LED-ICs beginnt erst von ca. 4 bis 5 mV an zu leuchten. Das wird ausgenutzt, um die Null-LED anzusteuern. Mit Widerstand R22 wird registriert, ob irgendeine LED der beiden LED-ICs leuchtet. Ist das der Fall, verursacht die leuchtende LED einen Spannungsabfall über R22, der den Transistor Q3 und damit auch Q2 durchschaltet. Die dem Q2 parallel geschaltete Null-LED wird kurzgeschlossen und ist demzufolge aus. Ist aber keine der LEDs 1 bis 19 aktiv, bleibt Q2 gesperrt und die Null-LED leuchtet. Damit ist sichergestellt, das offene Messklemmen oder ein ESR-Wert von weniger als 0,03 Ω erkannt und angezeigt werden.

Diese Schwelle ist mit VR2 einstellbar. Das untere Ende RLO der internen LM3914-Widerstandskette liegt an einer geringen positiven Spannung (Schleifer von VR2). Dadurch wird die Uref1 etwas angehoben und LED1 beginnt erst bei einer geringfügig höheren Mess-Spannung zu leuchten. Dieser ESR-Null-Abgleich eliminiert auch Leitungswiderstände der Messkabel.

Inbetriebnahme und Abgleich

Die gewünschte Arbeitsweise der Schaltung hängt von der Kontrolle einiger Spannungswerte und vom genauen Abgleich der 4 Potis ab. Sinnvollerweise ist wie folgt zu verfahren.

Kontrolle vor dem Abgleich

- Betriebsspannungen +10 V und -5 V am Opamp IC2, +10 V am C555 und an den LED-ICs
- Referenzspannungen +1,25 V (nominal) der LED-ICs (jeweils Pin 7)
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin3
- Sinus-Spannung U1 etwa 2,5 Vss am Q1-Emitter

Poti-Einstellungen

1. Messkabel anstecken, ohmscher R = 10 Ω (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 10 Ω anschließen
2. Uref1 und Uref2 auf jeweils 1000 mV mit VR4 bzw. VR5 einstellen
3. Mit ESR = 10 Ω : Mess-Spannung (Um) U2 = 100,0 mVss mit VR3 einstellen, ohne ESR (X1 offen) U2-Begrenzung prüfen (ca. 1,3 Vss)
4. Mit ESR = 10 Ω : U-IN der LED-Zeilen U5 = 1,000 V mit VR1 einstellen. Dabei sollte LED19 (MAX) leuchten und LED18 gerade verlöschen.
5. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen) und Schleifer VR2s auf a = GND: VR2 solange von GND wegdrehen, bis LED 0 (LED NULL) gerade aufleuchtet.
6. Uref1 ggf. auf 1000 mV mit VR4 neu einstellen (falls nötig)

Man kann, falls vorhanden, einen sehr niederohmigen Einstellregler (z.B. 10 Ω oder 20 Ω) an die Messklemmen anschließen und damit den gesamten Messbereich kontrollieren. Es müssen nacheinander alle LEDs aufleuchten. Zur Kontrolle sollte man dann den ESR einiger Elkos messen. Dadurch bekommt man ein Gefühl für die ESR-Werte bei unterschiedlichen Elko-Kapazitätswerten und vor allem bei Elkos unterschiedlichen Alters.

Fazit

Die Anzeige mit 20 LEDs reicht zur ESR-Bestimmung ebenfalls aus. Gegenüber der Version 5 mit 21 LEDs ergibt sich eine Schaltungsvereinfachung und der niederwertige LED-IC arbeitet wegen der 1V-Referenz genauer. Allerdings sind immer noch 5 Potis abzugleichen.

ESR-Meter mit LED-Zeile, ext. Tastkopf (7)

Anzeige mit 20-LED-Zeile, separater Tastkopf

Die Schaltung Version 6 wurde weiter optimiert. In Version 7 wird wie bisher eine 20-LED-Zeile zur Anzeige benutzt. Auch hier gilt, die LED-Zeile bietet den Vorteil der visuellen schnellen Messwert-Erfassbarkeit. Allerdings genügen hier 2 Potis für den Schaltungsabgleich (Endwert und Nullpunkt).

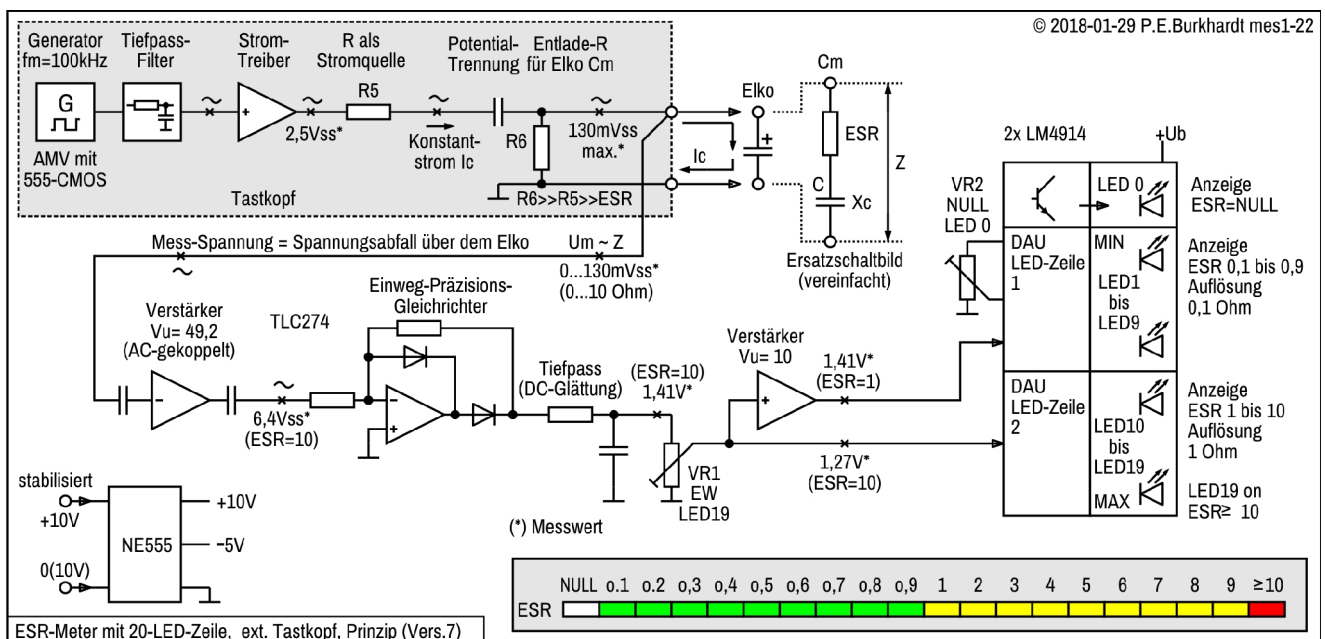
Wesentlicher Unterschied zu den bisherigen Versionen ist aber ein von der Anzeigeschaltung abgesetzter Tastkopf, der sowohl den Generator als auch den Stromtreiber enthält. Dadurch ist keine lange Messleitung nötig, die mit ihrem Leitungswiderstand den Messwert verfälschen könnte. Vom Tastkopf zum Rest der Schaltung führen nur DC-Leitungen (Spannungsversorgung) und die aufgrund der Niederohmigkeit wenig stöempfindlichen Messleitungen zum Opamp.

Eigenschaften ESR-Meter Version 7

- AMV 100 kHz mit CMOS-555 und Tiefpassfilter zur Sinus-Bildung im externen Tastkopf
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis 10 Ω
- Elko-Mess-Spannung 130 mVss bei 13 mAss für 10 Ω -Bereich (nicht einstellbar)
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 4-fach-Opamp TLC274
- 20-LED-Zeile zur ESR-Anzeige, aufgeteilt in 2 Bereiche unterschiedlicher Empfindlichkeit
- 9-LED-Anzeige 0,1 Ω bis 0,9 Ω und 10-LED-Anzeige 1 Ω bis 10 Ω und größer 10 Ω
- Zusätzliche NULL-LED für ESR nahe Null
- Stromversorgung mit +10 V, interne Erzeugung von -5 V mit dem 555-Timer, positive Spannung stabilisiert

Prinzip-Schaltplan

Im folgenden Prinzip-Schaltplan sind Schaltungstechnik und Signalpegel für die Version 7 dargestellt.



Beschreibung der Prinzip-Schaltung

Konstanter Mess-Strom durch den Elko

Ein Astabiler Multivibrator (AMV), realisiert mit der stromarmen CMOS-Version des 555-Timers, liefert ein 100kHz-Rechteck mit einem Impuls-Pause-Verhältnis von 1:1, d.h. Tastgrad $D = 0,5$. Das ist wichtig, damit der nachfolgende Tiefpassfilter eine nahezu sinusförmige Spannung liefern kann. Unsymmetrische Impulsfolgen erhöhen den resultierenden Sinus-Klirrfaktor drastisch.

Über einen einfachen Stromtreiber (Transistor-Emitterfolger) mit nachfolgendem Widerstand als Stromquelle ergibt sich ein nahezu konstanter Mess-Strom I_c durch den angeschlossenen Elko. Die Spannungsdifferenz vor dem Widerstand ($2,5 V_{ss}$) zur Mess-Spannung nach dem Widerstand (ca. 130 mVss über dem Elko) erlaubt einen ausreichend hohen Widerstandswert, um den sich ergebenden Strom I_c als konstant anzusehen. Der konstante Strom ist Voraussetzung für den linearen Zusammenhang zwischen Mess-Spannung U_m und Elko-Innenwiderstand Z . Das vereinfachte Elko-Ersatzschaltbild zeigt nochmals, wie die Messgröße Z zusammengesetzt ist.

Niedriger Spannungsabfall Um über dem Elko

Die Mess-Spannung U_m wird direkt an den Messleitungs-Anschlüssen abgenommen, damit Leitungswiderstände den Messwert nicht verfälschen. Am Tastkopf sind verschiedene Möglichkeiten zur Elko-Kontaktierung vorgesehen. Das Problem langer Messleitungen ist mit dem Tastkopf gelöst.

Da die Mess-Spannung U_m beim Messbereichsendwert nur maximal 130 mVss erreicht, ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Alle bekannten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem U_m -Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen U_m ausgeschlossen ist. Außerdem ist die umgebende Schaltung meist wesentlich hochohmiger, so dass der Messvorgang nicht gestört wird.

Wichtig ist allerdings, dass die zu untersuchende Schaltung spannungsfrei ist, und dass alle Elkos entladen sind. Die Entladedauer nach dem Abschalten der Versorgungsspannung ist manchmal, besonders bei schlecht dimensionierten Schaltungen ohne ausreichend kleine Impedanzen parallel zu den infrage kommenden Elkos, relativ lang. Nun sind zwar in der hier angewendeten Mess-Schaltung Vorkehrungen getroffen, damit eine mögliche Restspannung über dem zum messenden Elko keinen Schaden anrichtet, aber hohe Spannungen mit geringem Innenwiderstand zerstören die zum Elko parallel liegenden Dioden schnell.

Parallel geschaltete Elkos

Sind mehrere Elkos parallel geschaltet, misst man den sich ergebenden Gesamt-ESR, der in diesem Fall natürlich niedriger ist, als der höchste Einzel-ESR einer der parallel geschalteten Elkos. Aber gerade das parallele Schalten von Elkos setzt wirkungsvoll den Gesamt-ESR herab, so dass diese Maßnahme vorzugsweise anzuwenden ist, wenn kein Elko mit genügend niedrigem ESR zur Verfügung steht. Außerdem beugt man durch die Elko-Parallelschaltung einem Ausfall des gesamten Geräts vor, wenn der ESR eines einzelnen Elkos aus Alterungsgründen zu sehr ansteigt (ESR-Redundanz).

ESR-Messwert-Verfälschung bei kleinen Elkos

Die Formeln rechts im Bild (einschließlich X_c -Tabelle) sind für eine Korrektur des angezeigten Z-Wertes nützlich, sofern dies überhaupt nötig ist. Bei Elkos ab nominal 10 μF kann man in der Praxis den abgelesene Z-Wert dem wirklichen ESR-Wert gleichsetzen, da der Blindwiderstand X_c vernachlässigbar ist.

Mess-Signal-Verstärker und Gleichrichter

Der AC-gekoppelte Verstärker bringt die gemessene Sinusspannung U_m auf einen Pegel, der nach dem folgenden Gleichrichter zur Aussteuerung der LED-Zeilen-ICs ausreicht. Der Einweg-Gleichrichter mit Opamp wird mit ca. 6,4 Vss (gemessen) versorgt und liefert dabei 1,41 Vdc (gemessen) nach der Glättung.

LED-Zeile

Zur Ansteuerung der LED-Zeilen-ICs mit unterschiedlicher Empfindlichkeit sind deren wirksame Referenzspannungen einstellbar (VR4, VR5). Außerdem wird eine getrennt angesteuerte weiße LED zur Anzeige eines ESR-Werts nahe Null benutzt (VR2 für LED 0). Das signalisiert entweder einen Defekt des angeschlossenen Elkos oder wirklich einen sehr niedrigen, nicht mehr eindeutig erfassbaren ESR.

Damit der niederwertige LED-IC auch mit einer 1V-Referenz arbeiten kann, wird für ESR-Werte bis 1 das Mess-Signal zusätzlich um den Faktor 10 verstärkt. Die Genauigkeit des LED-ICs ist damit genau so groß wie beim höherwertigen LED-IC.

© 2018-01-10 P.E.Burkhardt mes1-18a

Berücksichtigung von X_c

$$Z = \sqrt{X_c^2 + \text{ESR}^2} \quad \text{ESR} = \sqrt{Z^2 - X_c^2}$$

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot C}$$

$f_m = 100 \text{ kHz}$

$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot C}$$

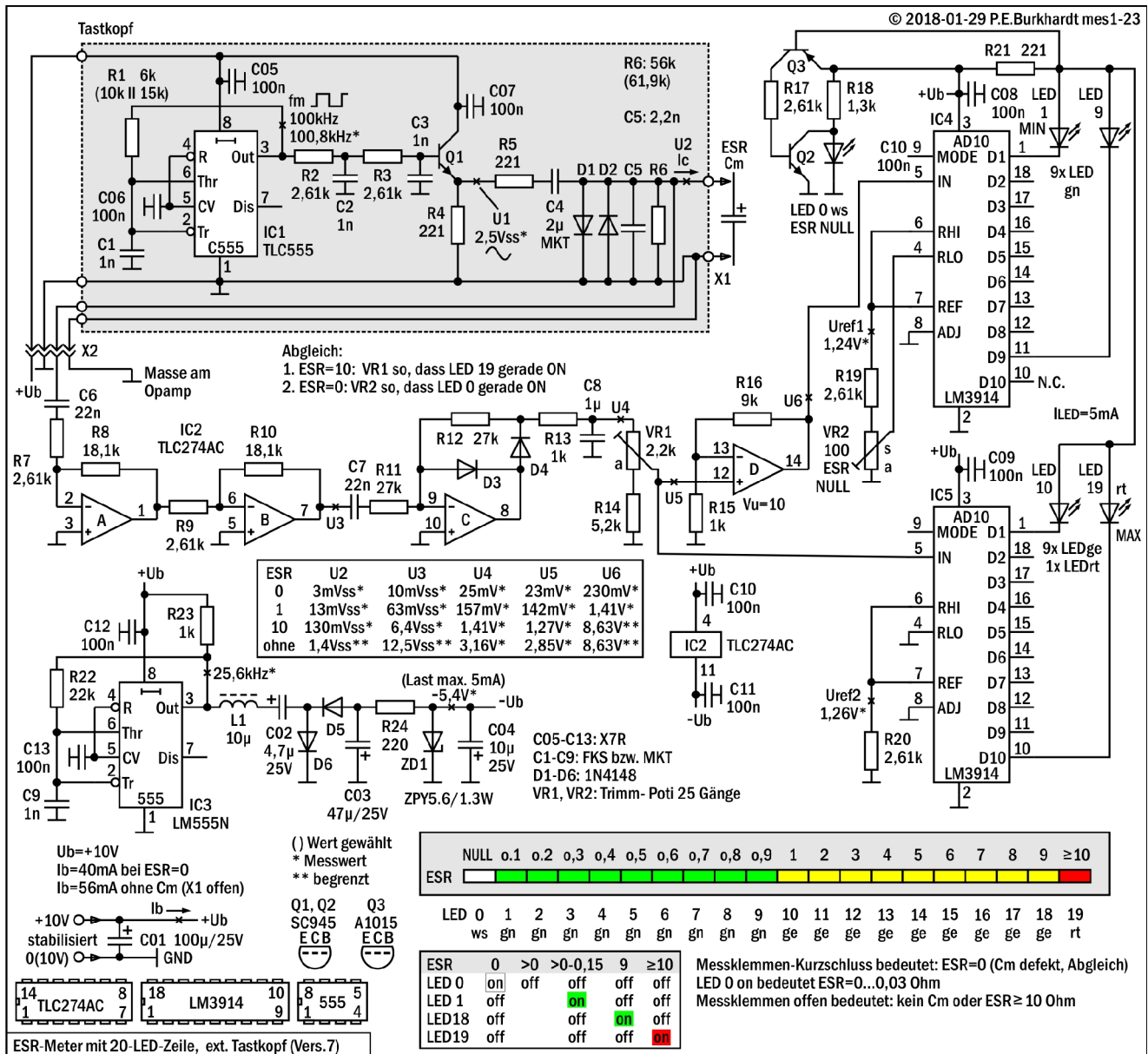
$$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu\text{F}]}$$

mit $X_c \approx 0$ wird $Z \approx \text{ESR}$

	$C [\mu\text{F}]$	$f_m = 100 \text{ kHz}$ $X_c [\Omega]$
ESR	1	1,59
	2,2	0,72
	4,7	0,34
	10	0,16
C	22	0,07
X_c	47	0,03
Z	100	0,02
f_m	220	0,01
U_m	470	<0,01

ESR-Meter, Einfluss Elko-Wert C auf Messgenauigkeit

Schaltungsbeschreibung



Schaltungsteile

- 100kHz-AMV mit CMOS-555 IC1 und folgendem Tiefpass (R2, R3, C2, C3)
- Stromtreiber Q1 mit Widerstand R5 für den konstanten Mess-Strom I_c
- Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D1, D2, C5, R6)
- Messverstärker mit IC2-A und B, AC-gekoppelt
- Messgleichrichter IC2-C (Einweg-Präzisionsgleichrichter) mit Mess-Signal-Integration (R13, C8) und ESR-Endwert-Abgleich mit VR1
- Zusatzverstärker mit Opamp D zur Angleichung der Mess-Spannung bei niedrigen ESR-Werten
- LED-Zeilen-ICs 4 und 5 mit zugehörigen LEDs 1 bis 19
- LED-Null-Steuerung für ESR = 0 mit den Transistoren Q2 und Q3 nebst Beschaltung
- DC-DC-Wandler mit dem bipolaren 555 zur Erzeugung von -5 V für den Opamp

AMV mit CMOS-555 IC1 und dem folgendem Tiefpass

Die CMOS-Variante des 555 hat gegenüber dem bipolaren 555 einige wesentliche Vorteile. Der CMOS-555 hat eine höhere Grenzfrequenz, eine Ausgangsspannung nahe bis an die U_b -Grenzen (+ U_b bzw. GND) und einen niedrigeren Stromverbrauch. Dadurch werden die zur Beschaltung nötigen Bauelemente auf 3 reduziert: 2 für die Festlegung der Frequenz (C1, R1) und einen Kondensator zum Abblocken des Control-Eingangs Pin 5. Mit anderen Worten, die AMV-Schaltung ist sehr einfach. Prinzipiell ist auch der bipolare 555 einsetzbar, dann sind allerdings weitere Bauelemente nötig.

Die am 555-Pin 3 verfügbare Rechteckschwingung von 100 kHz mit gleicher Impuls- und Pausenzeit lässt sich sehr einfach in eine Sinusschwingung wandeln, wenn die Filterelemente R2-R3 und C2, C3 richtig dimensioniert sind. Allerdings sollte der Abschluss der Filteranordnung relativ hochohmig sein. Der sich ergebende Sinus-Klirrfaktor beträgt zwar kaum weniger als 5 %, doch dies hat keine negative Auswirkung auf das Messergebnis.

Stromtreiber Q1 mit dem Widerstand R5 für den konstanten Mess-Strom I_c

Der Emitterfolger mit Transistor Q1 sichert einerseits den nötigen hohen Eingangswiderstand, andererseits liefert er den nötigen Mess-Strom niederohmig ohne Pegelverlust. Somit steht über dem Emitterwiderstand R4 eine Sinus-Spannung, die als Spannungsquelle für den Mess-Strom I_c dient. Leider ist die Höhe dieser Spannung auch von der Betriebsspannung $+U_b$ abhängig, so dass U_b stabilisiert sein muss, damit keine zusätzlichen Messfehler entstehen.

Transistor Q1 kann ein beliebiger Kleinleistungstransistor sein, der 100 mA verträgt. Eine Kühlung benötigt er nicht. Je höher die Stromverstärkung des Transistors ist, desto höher ist sein Eingangswiderstand.

Der Widerstand R5 fungiert als Stromquelle. Er ist groß gegenüber dem zu messenden ESR. Es ergibt sich ein relativ konstanter Strom I_c durch C_m . Die Spannung über C_m , d.h. über dem Scheinwiderstand Z und damit vorzugsweise über dem zu ermittelnden ESR ist direkt proportional zu ESR, vorausgesetzt I_c ist konstant. Die Spannung U_m ist also ein direktes Maß für ESR, wenn man die schon geschilderten Vereinfachungen gelten lässt.

Gegenüber Schaltungsversion 6 ist hier zur weiteren Vereinfachung der Konstantstrom I_c nicht einstellbar. Er wurde entsprechend dem gewünschten ESR-Endwert fest gewählt. Die Messbereichsanpassung erfolgt nach dem Messgleichrichter mit dem Poti VR1.

Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung (D1, D2, C5, R6)

Kondensator C4 trennt den Mess-Stromkreis bezüglich DC von der I_c -Stromquelle. Allerdings hat auch dieser Kondensator einen Blindwiderstand X_c , der in Reihe zu den anderen Widerständen des Mess-Stromkreises liegt. Da aber die Messfrequenz konstant ist, ist X_c von C4 ebenfalls konstant und addiert sich lediglich zum Widerstand R5 hinzu. X_c verursacht also keinen zusätzlichen Fehler. Es sollte ein MKT- oder MKS-Typ sein, keinesfalls ein Elko.

Die Dioden D1 und D2 begrenzen einerseits die Mess-Spannung bei nicht angeschlossenem Mess-Elko, andererseits aber auch eine Spannung von außen, wenn der zu messende Elko geladen ist. Zum Ausgleich einer Fremdspannung dient auch der Widerstand R6. C5 schließt HF-Einstreuungen kurz. R6 und der Blindwiderstand von C5 (bei fm) sind sehr groß gegenüber dem zu messenden ESR, so dass keine merkbare Beeinflussung stattfindet.

Anschluss des Prüflings C_m über Messeingang X1

Die Verbindung zwischen Sinus-Quelle und zu messendem Elko C_m sollte sehr niederohmig sein. Wegen des Tastkopfes ist keine lange Messleitung nötig. Die Verbindung zum Elko kann wahlweise über zu berührende Goldkontaktflächen, über ganz kurze Messleitungen oder über eine angelötete Buchsenleiste steckbar erfolgen. Alle drei Möglichkeiten sichern eine einfache Handhabung, ohne dass sich der nötige Elko-Kontakt negativ auf das Messergebnis auswirkt. Beim Nullabgleich werden die konstruktiven Gegebenheiten berücksichtigt.

Bei der Messung ist auf sauberen Kontakt zum Elko zu achten, nur dann ist das Messergebnis reproduzierbar richtig. Schon geringste Übergangswiderstände sind, ordentlicher Nullabgleich vorausgesetzt, durch Aufflackern der ersten LEDs (1 und folgende) erkennbar.

Messverstärker mit IC2-A und B, AC-gekoppelt

Die unmittelbar an den Anschlusspunkten der Tastkopfspitze abgenommene Mess-Spannung U_m muss soweit verstärkt werden, dass der folgende Messgleichrichter den Endwert-Pegel für die LED-Zeilen-ICs liefern kann. Zur Verstärkung sollten bei 100 kHz, der besseren Stabilität wegen, zwei Opamps des TLC274 eingesetzt werden. Für den folgenden Messgleichrichter mit Opamp C standen in der vorliegenden Schaltungsdimensionierung 6,4 Vss zur Verfügung. In der Schaltung hatten Opamp A und B zusammen eine Verstärkung von $V_u = 6400 \text{ mVss} / 130 \text{ mVss} = 49,2$.

Der hier eingesetzte TLC274 hat gegenüber dem noch älteren TL084 eine höhere Grenzfrequenz und damit auch eine höhere Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. Das ist sowohl beim Messverstärker, als auch beim Messgleichrichter vorteilhaft. Auch die Stabilität ist etwas besser.

Messgleichrichter IC1-C (Einweg-Präzisionsgleichrichter)

Die gewählte Gleichrichter-Schaltung ist für höhere Frequenzen geeignet und liefert auch im mV-Bereich befriedigende Ergebnisse. Die am Ausgangs-Knoten D4-R13 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangs-Knoten C7-R10. Opamp IC2-C wirkt für diese negativen Halbwellen invertierend und die Verstärkung bestimmen die Widerstände R11-R12 ($V_u = 1$ gewählt). Diode D4 ist jetzt leitend, D3 sperrt.

Für die positiven Halbwellen würde der Opamp in die negative Begrenzung gehen (in diesem Falle nahezu GND). Das wird aber durch D3 verhindert, die jetzt den Feedback-Pfad bildet und den Opamp gegenkoppelt. Positive Eingangs-Halbwellen werden also gesperrt.

Die Schwellspannung (0,7 V) beider Dioden wird durch die hohe Opamp-Leerlaufverstärkung fast vollständig eliminiert ("ideale" Dioden). Somit entstehen am Ausgang positive Halbwellen (lückend), die bei einer eingestellten Opamp-Verstärkung von 1 genau der negativen Eingangs-Halbwelle entsprechen. Natürlich spielt die Grenzfrequenz des verwendeten Opamp eine wichtige Rolle. Besonders im mV-Bereich (wie hier in der Schaltung) sollten Leerlaufverstärkung und Grenzfrequenz hoch sein.

Der Nullpunktfehler des Opamp C so wie auch die Offsetfehler des Messverstärkers (Opamps A und B) werden gemeinsam durch Nullverschiebung am niederwertigen LED-IC (IC4) eliminiert. Gleichzeitig erfolgt mit dem dazu vorgesehen Poti VR2 die Kompensation des Widerstands der Tastkopfspitze.

Mess-Signal-Integration (R13, C8) und Endwert-Abgleich (VR1)

Über R13 wird C8 durch die positiven Halbwellen des Mess-Gleichrichters aufgeladen. Die entstehende Gleichspannung über C8 wird mittels Teiler VR1-R14 auf die nötige Eingangsspannung für die LED-ICs reduziert und damit der Mess-Endwert (letzte LED 19) festgelegt. C8 und C4 sollten keine Elkos sein.

Zusatzverstärker mit Opamp D zur Angleichung der Mess-Spannung bei niedrigen ESR-Werten

Der zusätzliche Messverstärker für das DC-Mess-Signal im Bereich von 0 bis 1 Ω wird mit Opamp D um den Faktor 10 verstärkt. Er arbeitet nichtinvertierend, die verstärkungsbestimmenden Widerstände R15 und R16 wurden vorher ausgemessen. Der Verstärkungsfaktor sollte stimmen, da kein Abgleich der LED-IC-Referenzspannungen erfolgt.

Die Ausgangsspannung U6 des Opamp D übersteigt bei ESR-Werten $>1 \Omega$ die Aussteuerfähigkeit des Opamp. Das ist aber nicht tragisch, da das begrenzte Mess-Signal am niederwertigen LED-IC Eingang IN keinen Schaden anrichten kann. Der Eingang ist bis zur Betriebsspannungsgrenze übersteuerungsfest. Messfehler können auch nicht entstehen, da bei ESR $>1 \Omega$ der höherwertige LED-IC die Anzeige übernimmt.

Allgemeines zur LED-Zeilen-Steuerung

Werden wie hier nur 19 LEDs zur ESR-Anzeige genutzt, ist die Stufung entsprechend grob und der Messbereich beschränkt. Nun ist es so, dass vor allem kleine ESR-Werte genauer angezeigt werden sollten im Gegensatz zu größeren Werten. Idealerweise würde man eine logarithmisch gestufte LED-Zeile aufbauen, leicht realisierbar mit dem LM3915. Dieser IC stand aber nicht zur Verfügung. Als Notlösung für den linearen LM3914 wurde die Stufung bis 1 Ω auf 0,1 festgelegt, darüber hinaus bis 10 Ω auf eine Stufung von 1 Ω . Das ist für die Praxis ein günstiger Kompromiss.

Die Messwertdarstellung als wandernder Punkt (beide LED-Zeilen-ICs im Punktbetrieb) erfolgt von einer LED zur nächsten nicht abrupt, sondern kontinuierlich. Das bedeutet, es sind Zwischenwerte erkennbar, weil die Helligkeit der einen LED sinkt, während die nächste LED schon zu leuchten beginnt. Die gesamte LED-Zeile ist also visuell nicht 19-stufig, sondern durch die Helligkeitszwischenwerte mindestens 60-stufig. Das relativiert die Befürchtung, dass der ESR-Wert nicht genügend genau dargestellt werden kann.

Ein anderes Problem ist, eine eindeutige Aussage zu erhalten, ob an den Messklemmen ein Kurzschluss vorliegt, d.h. ob der gemessene Wert Null ist oder nur geringfügig über Null liegt. Es könnte sich dann um einen Kurzschluss im Elko handeln, oder das Messkabel ist kurzgeschlossen. Zur Anzeige ist für diesen Fall die zusätzliche weiße LED 0 vorhanden, die nicht von den LED-Zeilen-ICs angesteuert wird, sondern über die Transistoren Q2 und Q3.

Aufgrund der unterschiedlichen Auflösung beider LED-Zeilen-ICs und im Sinne einer vernünftigen LED-Zeilen-Beschriftung wurde der letzte LED-Ausgang D10 des ersten LED-ICs nicht benutzt. Eine dort angeschlossene LED würde bei Überschreiten der 1 Ω -Grenze immer leuchten, was aber nicht gewollt ist. Somit gibt es einen kontinuierlichen Übergang von der LED-Zeile des ersten LED-ICs (IC4) hin zur LED-Zeile des zweiten LED-ICs (IC5).

Der Messbereichsüberlauf, d.h. ESR-Werte von mehr als 10 Ω wird nicht separat angezeigt. Für diesen Zustand wird als LED19 eine rote LED benutzt, die ab 10 Ω und mehr leuchtet.

LED-Zeilen-ICs 4 und 5 mit zugehörigen LEDs 1 bis 19

Zur Realisierung unterschiedlicher Empfindlichkeit der beiden LED-ICs wird der niederwertige IC über den Opamp D mit einer 10-fach höheren Mess-Spannung versorgt. Somit können für beide LED-ICs in etwa die gleichen Referenzspannungen von nominal 1,25 V verwendet werden. Dadurch steigt beim niederwertigen LED-IC die Genauigkeit der internen Umschaltung verglichen mit einer Referenz von nur 100 mV. Die Referenzspannungen Uref1 und Uref2 ergeben sich aus den internen Referenzen der LED-ICs. Ein separater Abgleich, wie er bei vorigen Schaltungsversionen vorgenommen wurde, war nicht notwendig. Für den Endwertabgleich steht das Poti VR1, für den Nullpunktgleich das Poti VR2 zur Verfügung.

Der LED-Strom und damit die Helligkeit wird vom Widerstandswert zwischen Pin 7 (REF) nach GND bestimmt. Er beträgt etwa das 10-fache des Stroms vom Pin 7 nach GND. Der LED-Strom wurde auf ca. 5 mA festgelegt.

Weitere Schaltungsmöglichkeiten und Hinweise zu den ICs LM3914 enthält das entsprechende Datenblatt.

LED-Null-Steuerung für ESR = 0 mit den Transistoren Q2 und Q3 nebst Beschaltung

Messklemmen-Kurzschluss oder ESR-Werte nahe Null sind genauer zu erfassen. Die erste LED1 des niederwertigen LED-ICs beginnt erst von ca. 4 bis 5 mV an zu leuchten. Das wird ausgenutzt, um die Null-LED anzusteuern. Mit Widerstand R21 wird registriert, ob irgendeine LED der beiden LED-ICs leuchtet. Ist das der Fall, verursacht die leuchtende LED einen Spannungsabfall über R21, der den Transistor Q3 und damit auch Q2 durchschaltet. Die dem Q2 parallel geschaltete Null-LED wird kurzgeschlossen und ist demzufolge aus. Ist aber keine der LEDs 1 bis 19 aktiv, bleibt Q2 gesperrt und die Null-LED leuchtet. Damit ist sichergestellt, das offene Messklemmen oder ein ESR-Wert von weniger als 0,03 Ω erkannt und angezeigt werden.

Diese Schwelle ist mit VR2 einstellbar. Das untere Ende RLO der internen LM3914-Widerstandskette liegt an einer geringen positiven Spannung (Schleifer von VR2). Dadurch wird die Uref1 etwas angehoben und LED1 beginnt erst bei einer geringfügig höheren Mess-Spannung zu leuchten. Dieser ESR-Null-Abgleich eliminiert auch Leitungswiderstände am Tastkopf.

DC-DC-Wandler mit dem bipolaren 555 zur Erzeugung von -5 V für den Opamp

Um eine zusätzliche negative externe Spannungsquelle zu vermeiden, werden die -5 V für den Opamp im Gerät erzeugt. Ein bipolarer 555 schwingt als AMV mit knapp 26 kHz und ist Quelle für die nachfolgende Gleichrichterschaltung mit den Dioden D5 und D6. Nach einer einfachen Z-Dioden-Stabilisierung steht die negative Ausgangsspannung mit einer Belastbarkeit von maximal 5 mA zur Verfügung. Der Opamp braucht wesentlich weniger Betriebsstrom.

Die Drossel L1 mindert Umschaltspitzen, die den 555-Ausgang belasten. Auch deshalb und wegen der höheren Stromergiebigkeit ist hier der bipolare 555 eingesetzt. Beim CMOS-555 kann es sein, dass ein zusätzlicher Treiber für die Gleichrichterschaltung nötig wird.

Inbetriebnahme und Abgleich

Die gewünschte Arbeitsweise der Schaltung hängt von der Kontrolle einiger Spannungswerte und vom genauen Abgleich der 2 Potis ab. Sinnvollerweise ist wie folgt zu verfahren.

Kontrolle vor dem Abgleich

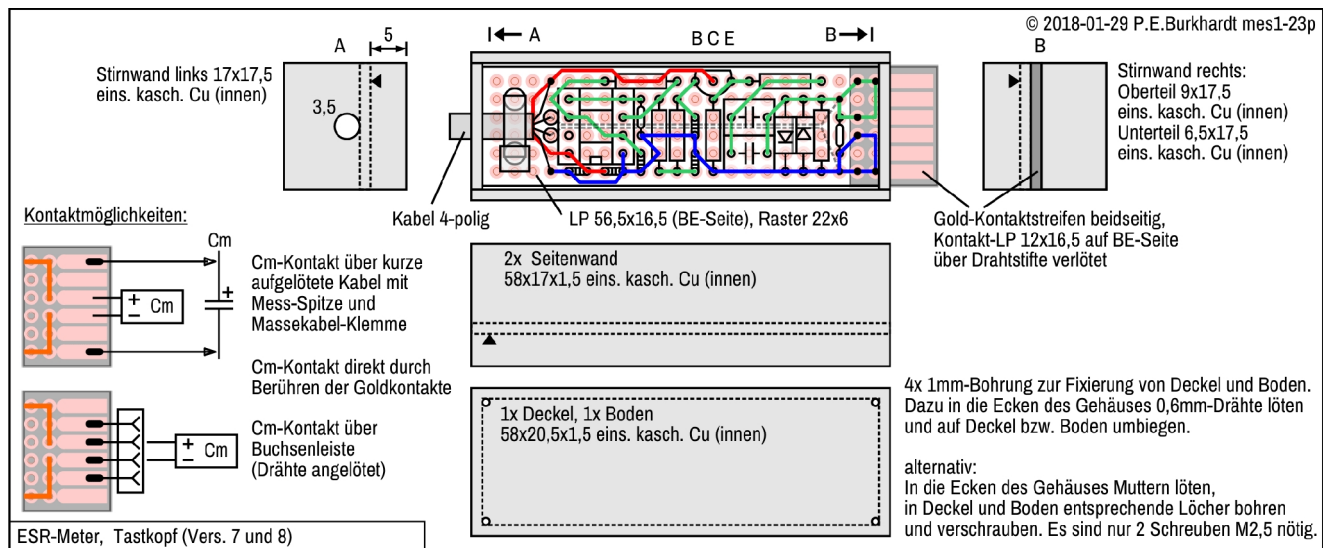
- Betriebsspannungen +10 V und -5 V am Opamp IC2, +10 V am bipolaren 555 IC3, +5 V am C555 IC1 und +10 V an den LED-ICs IC4 und IC5
- Referenzspannungen +1,25 V (nominal) der LED-ICs (jeweils Pin 7)
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin 3
- Sinus-Spannung U1 etwa 2,5 Vss am Q1-Emitter

Poti-Einstellungen

1. Ohmscher R = 10 Ω (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 10 Ω am Tastkopf anschließen
2. Mit ESR = 10 Ω : U-IN der LED-Zeilen mit VR1 einstellen. Dabei sollte LED19 (MAX) gerade richtig leuchten, ohne ESR (X1 offen) U2-Begrenzung prüfen (ca. 1,4 Vss)
3. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen) und Schleifer VR2s auf a = GND: VR2 solange von GND wegdrehen, bis LED 0 (LED NULL) gerade aufleuchtet.

Man kann, falls vorhanden, einen sehr niederohmigen Einstellregler (z.B. 10 Ω oder 20 Ω) an die Messklemmen anschließen und damit den gesamten Messbereich kontrollieren. Es müssen nacheinander alle LEDs aufleuchten. Zur Kontrolle sollte man dann den ESR einiger Elkos messen.

Aufbau des Tastkopfes



Eigentlich steht alles in der Zeichnung. Selbst die Bauelementeanordnung auf der Universal-Lochplatte ist ersichtlich. Der Aufbau mit einseitig kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial hat sich bewährt. Vorzugsweise sollte man Epoxydharz-Platten verwenden. Diese lassen sich leichter schneiden und sind lötfester. Nachdem alle Platten zugeschnitten und gebohrt wurden, sollten die Cu-Flächen gereinigt und mit Löttinktur behandelt werden. Dann können alle Seitenwände um die bereits fertig bestückte und geprüfte Leiterplatte herum zusammengelötet werden. Wie die Boden- und Deckelbefestigung erfolgt ist eigentlich egal, sie sollte aber lösbar sein.

Fazit

Wie schon bei den vorigen Schaltungsversionen reicht die Anzeige mit 20 LEDs zur ESR-Bestimmung völlig aus. Gegenüber der Version 6 ergab sich aber eine wesentliche Schaltungsvereinfachung durch Wegfall einiger Potis. Nur noch Endwert und Nullpunkt sind abzugleichen. Der entscheidende Vorteil ist aber der separate Tastkopf, der stabile Verhältnisse nach dem entsprechenden Abgleich über längere Zeit garantiert. Auch die interne Erzeugung der negativen Betriebsspannung kann trotz des Schaltungsaufwands mit dem zusätzlichen 555 als Vorteil gewertet werden. Dadurch ist es möglich, einfache Steckernetzteile mit stabilisiertem 10V-Ausgang zu verwenden.

ESR-Meter mit Panel, ext. Tastkopf (8)

Noch einfacher als alle bisherigen ESR-Geräte-Versionen ist die folgende Schaltung, in der die Anzeige mit einem 200mV-Panel erfolgt. Nicht nur die Schaltung vereinfacht sich, auch der angezeigte Wertebereich ist mit einer Auflösung von 0,01 Ω mehr als ausreichend. Der maximale Endwert ist 20 Ω (19.99).

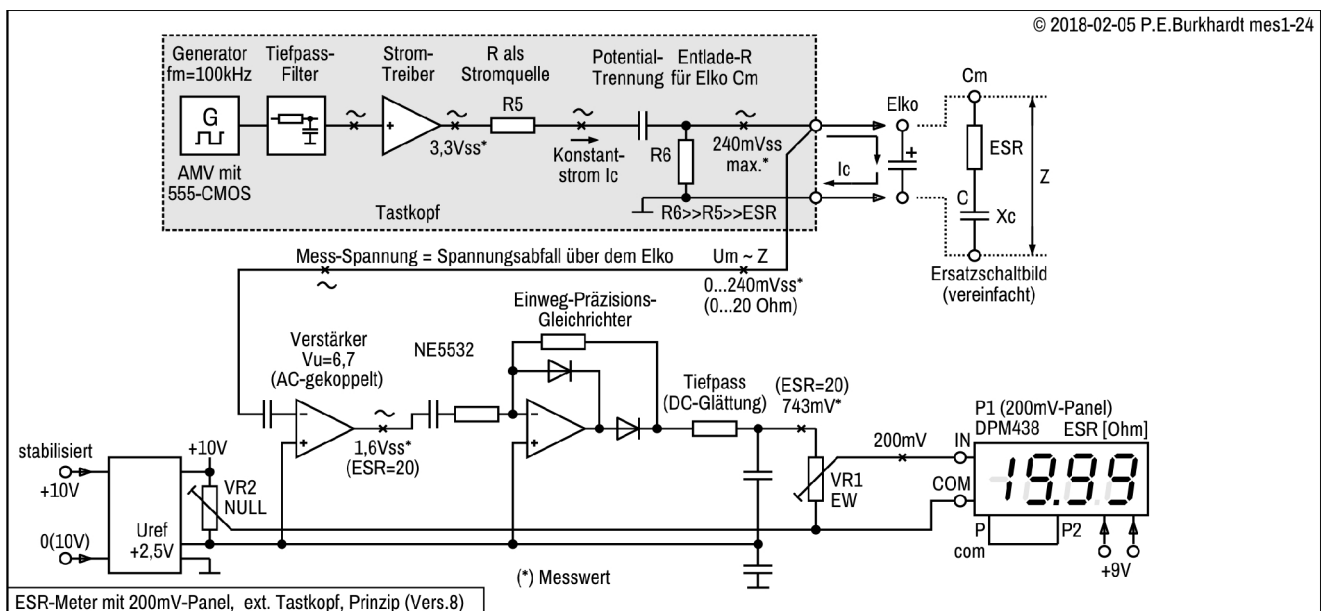
Der von der Hauptschaltung abgesetzte Tastkopf wurde beibehalten. Somit sind in dieser Version 8 alle Vorteile vereint. Ich betrachte Vers. 8 als finale Version, mit der meine Untersuchungen zur ESR-Messung ihren vorläufigen Abschluss finden.

Eigenschaften ESR-Meter Version 8

- AMV 100 kHz mit CMOS-555 und Tiefpassfilter zur Sinus-Bildung im externen Tastkopf
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis 20 Ω
- Elko-Mess-Spannung 240 mVss bei 12 mAss für 20 Ω -Bereich (nicht einstellbar)
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 2-fach-Opamp NE5532
- Anzeige mit 3,5-stelligem Digital-Panel PM438, Bereich 0 bis 20 Ω
- Stromversorgung mit +10 V stabilisiert, interne Erzeugung einer Referenzspannung von +2,5 V

Prinzip-Schaltplan

Im folgenden Prinzip-Schaltplan sind Schaltungstechnik und Signalpegel für die Version 8 dargestellt.



Beschreibung der Prinzip-Schaltung

Konstanter Mess-Strom durch den Elko

Ein Astabiler Multivibrator (AMV), realisiert mit der stromarmen CMOS-Version des 555-Timers, liefert ein 100kHz-Rechteck mit einem Impuls-Pause-Verhältnis von 1:1, d.h. Tastgrad $D = 0,5$. Das ist wichtig, damit der nachfolgende Tiefpassfilter eine nahezu sinusförmige Spannung liefern kann. Unsymmetrische Impulsfolgen erhöhen den resultierenden Sinus-Klirrfaktor drastisch.

Über einen einfachen Stromtreiber (Transistor-Emitterfolger) mit nachfolgendem Widerstand als Stromquelle ergibt sich ein nahezu konstanter Mess-Strom I_c durch den angeschlossenen Elko. Die Spannungsdifferenz vor dem Widerstand ($3,3\text{Vss}$) zur Mess-Spannung nach dem Widerstand (ca. 240mVss über dem Elko) erlaubt einen ausreichend hohen Widerstandswert, um den sich ergebenden Strom I_c als konstant anzusehen. Der konstante Strom ist Voraussetzung für den linearen Zusammenhang zwischen Mess-Spannung U_m und Elko-Innenwiderstand Z . Das vereinfachte Elko-Ersatzschaltbild zeigt nochmals, wie die Messgröße Z zusammengesetzt ist.

Niedriger Spannungsabfall U_m über dem Elko

Die Mess-Spannung U_m wird direkt an den Messleitungs-Anschlüssen abgenommen, damit Leitungswiderstände den Messwert nicht verfälschen. Am Tastkopf sind verschiedene Möglichkeiten zur Elko-Kontaktierung vorgesehen. Das Problem langer Messleitungen ist mit dem Tastkopf gelöst.

Da die Mess-Spannung U_m beim Messbereichsendwert nur maximal 240mVss erreicht, ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Die meisten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem U_m -Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen U_m unwahrscheinlich ist. Außerdem ist die umgebende Schaltung meist wesentlich hochohmiger, so dass der Messvorgang nicht gestört wird.

Wichtig ist allerdings, dass die zu untersuchende Schaltung spannungsfrei ist, und dass alle Elkos entladen sind. Die Entladedauer nach dem Abschalten der Versorgungsspannung ist manchmal, besonders bei schlecht dimensionierten Schaltungen ohne ausreichend kleine Impedanzen parallel zu den infrage kommenden Elkos, relativ lang. Nun sind zwar in der hier angewendeten Mess-Schaltung Vorkehrungen getroffen, damit eine mögliche Restspannung über dem zum messenden Elko keinen Schaden anrichtet, aber hohe Spannungen mit geringem Innenwiderstand zerstören die zum Elko parallel liegenden Dioden schnell.

Parallel geschaltete Elkos

Sind mehrere Elkos parallel geschaltet, misst man den sich ergebenden Gesamt-ESR, der in diesem Fall natürlich niedriger ist, als der höchste Einzel-ESR einer der parallel geschalteten Elkos. Aber gerade das parallele Schalten von Elkos setzt wirkungsvoll den Gesamt-ESR herab, so dass diese Maßnahme vorzugsweise anzuwenden ist, wenn kein Elko mit genügend niedrigem ESR zur Verfügung steht. Außerdem beugt man durch die Elko-Parallelschaltung einem Ausfall des gesamten Geräts vor, wenn der ESR eines einzelnen Elkos aus Alterungsgründen zu sehr ansteigt (ESR-Redundanz).

ESR-Messwert-Verfälschung bei kleinen Elkos

Die Formeln rechts im Bild (einschließlich X_c -Tabelle) sind für eine Korrektur des angezeigten Z -Wertes nützlich, sofern dies überhaupt nötig ist. Bei Elkos ab nominal 10 μF kann man in der Praxis den abgelesene Z -Wert dem wirklichen ESR-Wert gleichsetzen, da der Blindwiderstand X_c vernachlässigbar ist.

Mess-Signal-Verstärker und Gleichrichter

Der AC-gekoppelte Verstärker bringt die gemessene Sinusspannung um auf einen Pegel, der nach dem folgenden Gleichrichter zur Aussteuerung der LED-Zeilen-ICs ausreicht. Der Einweg-Gleichrichter mit Opamp wird mit ca. 1,6 Vss (gemessen) versorgt und liefert dabei 743 mV Vdc (gemessen) nach der Glättung. Das ist mehr als ausreichend, da das Anzeige-Panel nur 200 mV benötigt.

Anzeige-Panel

Der Schaltungsaufwand zur Panel-Ansteuerung ist minimal, da alles im Panel enthalten ist. Der Messbereichsendwert wird mit Poti VR1 eingestellt, der Nullpunkt mit Poti VR2. Aus Sicht des Panels wäre keine Nullpunkteinstellung nötig, da aber sowohl der Opamp, als auch der Leitungswiderstand am Tastkopf einen Nullpunktfehler verursachen kann, wurde der Nullpunkt einstellbar gemacht.

© 2018-01-10 P.E.Burkhardt mes1-18a

Berücksichtigung von X_c

$$Z = \sqrt{X_c^2 + \text{ESR}^2} \quad \text{ESR} = \sqrt{Z^2 - X_c^2}$$

$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot C}$

$f_m = 100 \text{ kHz}$

$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot C}$

$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu\text{F}]}$

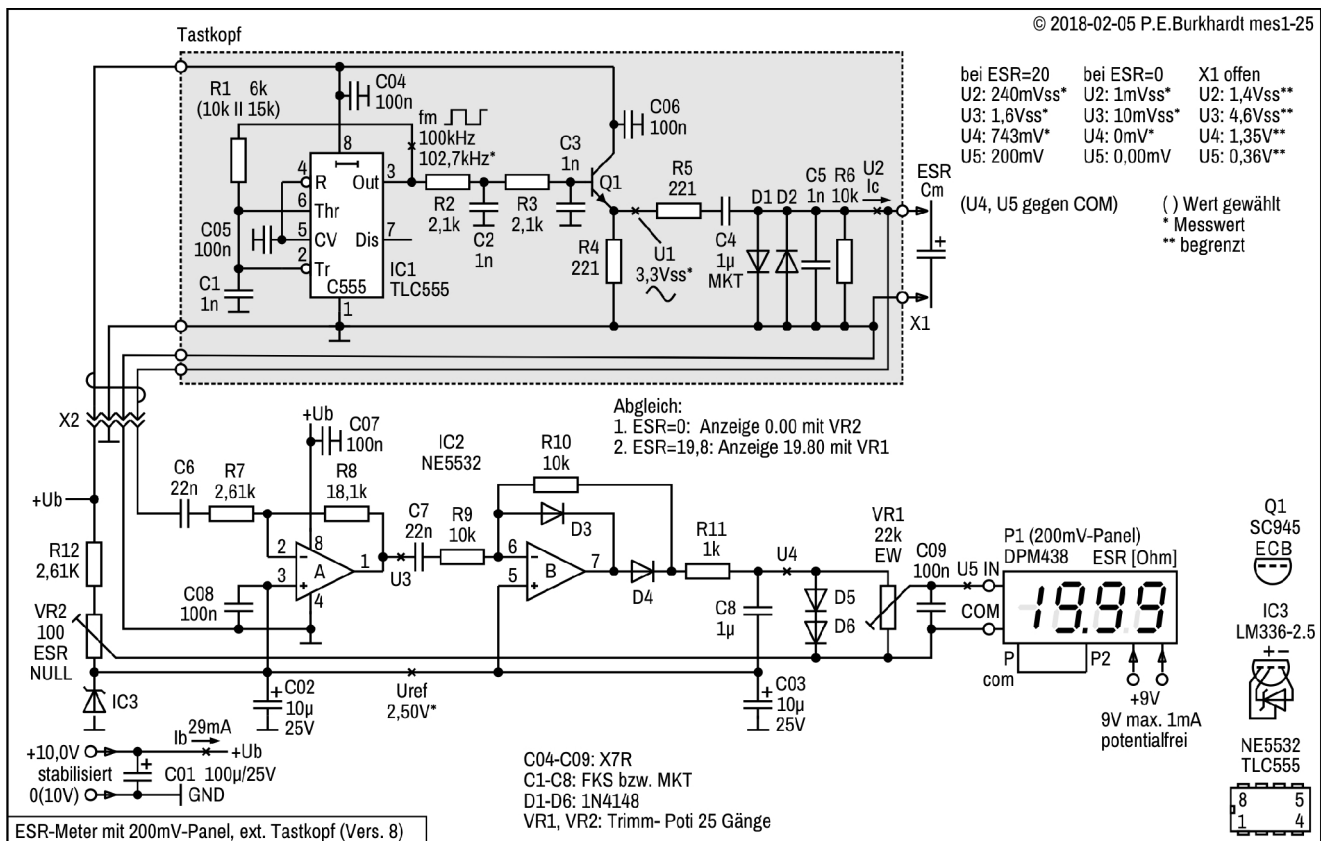
mit $X_c \approx 0$ wird $Z \approx \text{ESR}$

$C [\mu\text{F}]$	$f_m = 100 \text{ kHz}$ $X_c [\Omega]$
1	1,59
2,2	0,72
4,7	0,34
10	0,16
22	0,07
47	0,03
100	0,02
220	0,01
470	<0,01

ESR: äquivalenter Serienwiderstand
 C : Kapazität des Elkos
 X_c : Blind-R von C
 Z : Scheinwiderstand
 f_m : Messfrequenz
 U_m : Mess-Spannung

ESR-Meter, Einfluss Elko-Wert C auf Messgenauigkeit

Schaltungsbeschreibung



Schaltungsteile

- 100kHz-AMV mit CMOS-555 IC1 und folgendem Tiefpass (R2, R3, C2, C3)
- Stromtreiber Q1 mit Widerstand R5 für den konstanten Mess-Strom I_c
- Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D1, D2, C5, R6)
- Messverstärker mit IC2-A, AC-gekoppelt
- Messgleichrichter IC2-B (Einweg-Präzisionsgleichrichter) mit Mess-Signal-Integration (R11, C8)
- Referenzspannungserzeugung +2,5 V zur Opamp-Potentialverschiebung und Panel-Nullpunkteinstellung
- ESR-Endwert-Abgleich mit VR1
- Anzeige-Panel mit Eingangsschutz (PM438, D5, D6, C09)

AMV mit CMOS-555 IC1 und dem folgendem Tiefpass

Die CMOS-Variante des 555 hat gegenüber dem bipolaren 555 einige wesentliche Vorteile. Der CMOS-555 hat eine höhere Grenzfrequenz, eine Ausgangsspannung nahe bis an die U_b -Grenzen (+ U_b bzw. GND) und einen niedrigeren Stromverbrauch. Dadurch werden die zur Beschaltung nötigen Bauelemente auf 3 reduziert: 2 für die Festlegung der Frequenz (C1, R1) und einen Kondensator zum Abblocken des Control-Eingangs Pin 5. Mit anderen Worten, die AMV-Schaltung ist sehr einfach. Prinzipiell ist auch der bipolare 555 einsetzbar, dann sind allerdings weitere Bauelemente nötig.

Die am 555-Pin 3 verfügbare Rechteckschwingung von 100 kHz mit gleicher Impuls- und Pausenzeit lässt sich sehr einfach in eine Sinusschwingung wandeln, wenn die Filterelemente R2-R3 und C2, C3 richtig dimensioniert sind. Allerdings sollte der Abschluss der Filteranordnung relativ hochohmig sein. Der sich ergebende Sinus-Klirrfaktor beträgt zwar kaum weniger als 5 %, doch dies hat keine negative Auswirkung auf das Messergebnis.

Stromtreiber Q1 mit dem Widerstand R5 für den konstanten Mess-Strom I_c

Der Emitterfolger mit Transistor Q1 sichert einerseits den nötigen hohen Eingangswiderstand, andererseits liefert er den nötigen Mess-Strom niederohmig ohne Pegelverlust. Somit steht über dem Emitterwiderstand R4 eine Sinus-Spannung, die als Spannungsquelle für den Mess-Strom I_c dient. Leider ist die Höhe dieser Spannung auch von der Betriebsspannung + U_b abhängig, so dass U_b stabilisiert sein muss, damit keine zusätzlichen Messfehler entstehen.

Transistor Q1 kann ein beliebiger Kleinleistungstransistor sein, der 100 mA verträgt. Eine Kühlung benötigt er nicht. Je höher die Stromverstärkung des Transistors ist, desto höher ist sein Eingangswiderstand.

Der Widerstand R5 fungiert als Stromquelle. Er ist groß gegenüber dem zu messenden ESR. Es ergibt sich ein relativ konstanter Strom I_c durch C_m . Die Spannung über C_m , d.h. über dem Scheinwiderstand Z und damit vorzugsweise über dem zu ermittelnden ESR ist direkt proportional zu ESR, vorausgesetzt I_c ist konstant. Die Spannung U_m ist also ein direktes Maß für ESR, wenn man die schon geschilderten Vereinfachungen gelten lässt.

Der Konstantstrom I_c ist nicht einstellbar. Er wurde entsprechend dem gewünschten ESR-Endwert fest gewählt. Die Messbereichsanpassung erfolgt nach dem Messgleichrichter mit dem Poti VR1.

Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung (D1, D2, C5, R6)

Kondensator C4 trennt den Mess-Stromkreis bezüglich DC von der I_c -Stromquelle. Allerdings hat auch dieser Kondensator einen Blindwiderstand X_c , der in Reihe zu den anderen Widerständen des Mess-Stromkreises liegt. Da aber die Messfrequenz konstant ist, ist X_c von C4 ebenfalls konstant und addiert sich lediglich zum Widerstand R5 hinzu. X_c verursacht also keinen zusätzlichen Fehler. Es sollte ein MKT- oder MKS-Typ sein, keinesfalls ein Elko.

In Schaltungsversion 7 wurden noch 2 parallel geschaltete Kondensatoren eingesetzt, um 2 μF zu erhalten. Das ist aber garnicht nötig. Es reicht, einen einzigen 1 μF -Kondensator zu verwenden, ohne dass sich ein zusätzlicher Messfehler ergibt. Auf der kleinen Leiterplatte im Tastkopf ist sowieso wenig Platz.

Die Dioden D1 und D2 begrenzen einerseits die Mess-Spannung bei nicht angeschlossenem Mess-Elko, andererseits aber auch eine Spannung von außen, wenn der zu messende Elko geladen ist. Zum Ausgleich einer Fremdspannung dient auch der Widerstand R6. C5 schließt HF-Einstreuungen kurz. R6 und der Blindwiderstand von C5 (bei fm) sind sehr groß gegenüber dem zu messenden ESR, so dass keine merkbare Beeinflussung stattfindet.

Anschluss des Prüflings C_m über Messeingang X1

Die Verbindung zwischen Sinus-Quelle und zu messendem Elko C_m sollte sehr niederohmig sein. Durch den Tastkopf ist keine lange Messleitung nötig. Die Verbindung zum Elko kann wahlweise über zu berührende Goldkontaktflächen, über ganz kurze Messleitungen oder über eine angelötete Buchsenleiste steckbar erfolgen. Alle drei Möglichkeiten sichern eine einfache Handhabung, ohne dass sich der nötige Elko-Kontakt negativ auf das Messergebnis auswirkt. Beim Nullabgleich werden die konstruktiven Gegebenheiten berücksichtigt.

Bei der Messung ist auf sauberen Kontakt zum Elko zu achten, nur dann ist das Messergebnis reproduzierbar richtig. Schon geringste Übergangswiderstände sind, ordentlicher Nullabgleich vorausgesetzt, durch eine entsprechende Panel-Anzeige erkennbar.

Messverstärker mit IC2-A, AC-gekoppelt und Messgleichrichter mit IC2-B

Die unmittelbar an den Anschlusspunkten der Tastkopfspitze abgenommene Mess-Spannung U_m muss soweit verstärkt werden, dass der folgende Messgleichrichter den Endwert-Pegel für das Anzeige-Panel liefern kann. Da als Opamp ein NE5532 eingesetzt wird (höhere Grenzfrequenz als der TLC274) und die benötigte Verstärkung nicht so hoch ist, reicht einer der 2 Opamps aus. Der andere wird zur Gleichrichtung verwendet. Für den Messgleichrichter mit Opamp B standen in der vorliegenden Schaltungsdimensionierung 1,6 Vss für den Messbereichsendwert von 20 Ω zur Verfügung. Die Verstärkung von Opamp A beträgt $V_u = 1600 \text{ mVss} / 240 \text{ mVss} = 6,67$. Es bringt also auch bei der Signalaufbereitung Vorteile, ein 200mV-Panel einzusetzen.

Der hier eingesetzte NE5532, der eigentlich für den Audio-Bereich entwickelt wurde, hat eine wesentlich höhere Spannungsanstiegsgeschwindigkeit als der TLC274. Das macht sich insbesondere beim Messgleichrichter bemerkbar. Die positiven Halbwellen am Opamp-Ausgang hatten auf dem Oszi vor allem bei kleiner Mess-Spannung von wenigen Millivolt eine wesentlich bessere Form. Zur Stabilität ist zu sagen, dass der NE5532 zwar bei einer Verstärkung von 1 Probleme hat, in der vorliegenden Schaltung war aber keine zusätzliche externe Frequenzgang-Kompensation erforderlich.

Referenzspannungserzeugung +2,5V zur Opamp-Potentialverschiebung und Panel-Nullpunkteinstellung

Damit der Opamp insbesondere als Messgleichrichter ordentlich arbeiten kann, benötigt er entweder eine negative Betriebsspannung, oder man verschiebt den Arbeitsbereich (wie hier in der Schaltung) von GND weg in den positiven U_b -Bereich.

Die Referenzspannung muss stabil sein, sie wird mit dem Referenzelement LM336-2.5 (IC3) erzeugt. Zwar sollte wegen des 100kHz-Generators und des nachfolgenden Mess-Stromtreibers die dem Gerät zugeführte positive Betriebsspannung sowieso stabilisiert sein, aber die angewandte zusätzliche Stabilisierung sichert, dass die nichtinvertierenden Opamp-Eingänge keine Störspannungen erhalten. Außerdem lässt sich mit der 2,5V-Referenz leicht eine stabile und störunempfindliche Nullpunkt-Einstellung des Panels realisieren.

Funktion des Messgleichrichters (Opamp B)

Die am Ausgangs-Knoten D4-R11 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangs-Knoten C7-R8. Opamp IC2-B wirkt für diese negativen Halbwellen invertierend und die Verstärkung bestimmen die Widerstände R9-R10 ($V_u = 1$ gewählt). Diode D4 ist jetzt leitend, D3 sperrt.

Für die positiven Halbwellen würde der Opamp in die negative Begrenzung gehen. Das wird aber durch D3 verhindert, die jetzt den Feedback-Pfad bildet und den Opamp gegenkoppelt. Positive Eingangs-Halbwellen werden also gesperrt.

Die Schwellspannung (0,7 V) beider Dioden wird durch die hohe Opamp-Leerlaufverstärkung fast vollständig eliminiert ("ideale" Dioden). Somit entstehen am Ausgang positive Halbwellen (lückend), die bei einer eingestellten Opamp-Verstärkung von 1 genau der negativen Eingangs-Halbwelle entsprechen. Hier ist eine hohe Grenzfrequenz des verwendeten Opamps vorteilhaft, besonders im mV-Bereich.

Mess-Signal-Integration (R11, C8) und Endwert-Abgleich (VR1)

Über R11 wird C8 durch die positiven Halbwellen des Mess-Gleichrichters aufgeladen. Die entstehende Gleichspannung über C8 wird mittels Poti VR1 auf die nötige Eingangsspannung für das Panel reduziert und damit der Mess-Endwert von 19,99 Ω festgelegt. Zwar kann der VR1-Einstellbereich mit zusätzlichen Widerständen eingengt werden, im vorliegenden Falle war dies nicht notwendig. Das verwendete 25-Gang-Poti erlaubte einen genügend feinfühligem Einstellvorgang. C8 und C4 sollten keine Elkos sein.

Panel-Anpassung mit Schutzdioden (D5, D6)

Die Dioden D5 und D6 in Verbindung mit VR1 schützen den Panel-Eingang vor zu hohen Spannungen. Zwar ist der maximale Wert zwischen IN und COM im Panel-Datenblatt nicht angegeben, aber erfahrungsgemäß sollte die Spannung begrenzt sein. An den Panel-Anschlüssen wurden bei offenen X1-Klemmen nur 360 mV gemessen (U5). Diese niedrige Spannung kommt durch die Spannungsteilung mit VR1 zustande. Direkt über den Dioden D5 und D6 war die Spannung 1,35 V. Nur eine Diode zu verwenden und damit auf ca. 700 mV zu begrenzen schlug fehl, da der Anschluss nur einer Diode die Panel-Anzeige sichtbar änderte (2 Digits).

Panel-COM-Referenz und Panel-Nullpunkt-Einstellung (VR2)

Die Opamp-Verschiebung ist auf die Referenzspannung +2,5 V bezogen. Auf dieses Potential wirkt auch die Integration des gleichgerichteten Mess-Signal mit R11 und C8. Da die Referenzspannung gegen GND abgeblockt ist (C02, C03, C08) bezieht sich das Mess-Signal letztlich auf GND. Wichtig in diesem Zusammenhang ist, dass die vom Tastkopf kommenden Mess-Leitungen 2-drähtig ausgeführt werden. Der Anschluss erfolgt direkt an X1. Die Masseleitung sollte direkt am Opamp enden, so wie im Schaltplan dargestellt. Somit wird vermieden, dass irgendwelche Störspannungen eingeschleppt werden. Für den Tastkopfanschluss sind also 4 Drähte erforderlich, die aber nicht abgeschirmt sein müssen. Der maximale Quellwiderstand ist 20 Ω (= max. ESR). Dadurch ist die Einkopplung von Fremdspannungen unwahrscheinlich.

Die Panel-Nullpunkt-Einstellung erfolgt über einen kleinen Schaltungstrick. Anzumerken ist, dass normalerweise die Panel-Nullanzeige ständig durch das Panel selbst automatisch garantiert ist, allerdings vorausgesetzt, am Panel-Eingang ist Null mV Spannung. Schaltungsbedingt ist dies aber nicht der Fall, selbst wenn die Messleitungen kurzgeschlossen werden. Die Leitungswiderstände im Messkreis, die Offsetspannung der Opamps A und B und die nicht ganz saubere Arbeitsweise des Messgleichrichters bei kleinsten Sinus-Eingangsspannungen machen einen Nullpunkt-Abgleich erforderlich. Ohne Abgleich ist die Panel-Anzeige bei kurzgeschlossenen Messleitungsspitzen immer positiv. Es ist also ein Ausgleich mit negativem Potential erforderlich.

Die Schaltung ist nun so ausgeführt, dass die (+)-Eingänge der Opamps auf +2,5 V liegen, der Masseanschluss COM des Panels aber auf einem etwas höherem Pegel, verursacht durch den Spannungsabfall über VR2. Somit ist diese Opamp-Referenzspannung etwas negativ gegenüber dem COM-Potential des Anzeigepanels. Eine geringfügig positive Spannung (die zu positiven Anzeigewerten führt) über dem Integrationskondensator C8 kann also mittels Trimm-Poti VR2 ausgeglichen werden. Steht der VR2-Schleifer auf +2,5 V, ist keine Nullpunkt-Kompensation vorhanden, steht aber der VR2-Schleifer am oberen Ende, ist die maximale Nullpunkt-Kompensation eingestellt.

Inbetriebnahme und Abgleich

Die gewünschte Arbeitsweise der Schaltung hängt von der Kontrolle einiger Spannungswerte und vom genauen Abgleich der 2 Potis ab. Sinnvollerweise ist wie folgt zu verfahren.

Kontrolle vor dem Abgleich

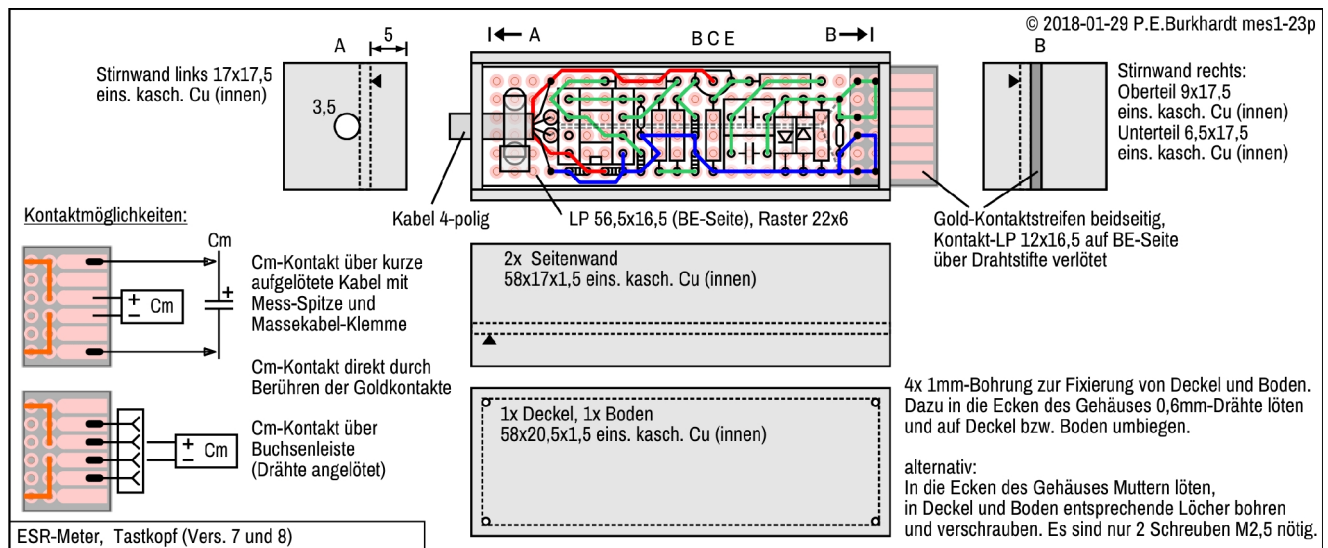
- Betriebsspannung +10 V am Opamp IC2 und am C555 IC1
- Referenzspannung +2,5 V (nominal) am Opamp Pin 3 und 5
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin 3
- Sinus-Spannung U1 etwa 3,3 Vss am Q1-Emitter

Poti-Einstellungen

1. Ohmscher R = 20 Ω (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 20 Ω am Tastkopf anschließen
2. Mit ESR = 20 Ω und parallel dazu 1 k Ω : Panel-Anzeige 19.90 mit VR1 einstellen
3. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen): Panel-Anzeige 0.00 mit VR2 einstellen

Man kann, falls vorhanden, einen sehr niederohmigen Einstellregler (z.B. 20 Ω) an die Messklemmen anschließen und damit den gesamten Messbereich kontrollieren. Noch besser sind einige engtoleriertere Festwiderstände, die als ESR-Ersatz mit der Tastspitze kontaktiert werden.

Aufbau des Tastkopfes



Die Bauelementeanordnung auf der Universal-Lochplatte sowie Hinweise zum Gehäuse sind aus dem Bild ersichtlich. Der Aufbau mit einseitig kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial hat sich bewährt. Vorzugsweise sollte man Epoxydharz-Platten verwenden. Diese lassen sich leichter schneiden und sind lötfester. Nachdem alle Platten zugeschnitten und gebohrt wurden, sollten die Cu-Flächen gereinigt und mit Löttinktur behandelt werden. Dann können alle Seitenwände um die bereits fertig bestückte und geprüfte Leiterplatte herum zusammengelötet werden. Wie die Boden- und Deckelbefestigung erfolgt ist eigentlich egal, sie sollte aber lösbar sein.

Fazit

Diese Version 8 ist bezüglich Aufwand und Genauigkeit optimal und für die Hobby-Praxis mehr als ausreichend. Man könnte das Gerät auch noch um einen 200Ω-Bereich erweitern und allgemein als Milliohm-Meter verwenden.

ESR-Meter mit Panel, Netzversorgung (9)

Das folgende ESR-Meter basiert auf der ESR-Schaltung Version (8), wurde aber weiterentwickelt. Die Aussteuerfähigkeit des Messverstärkers wurde durch eine höhere Referenzspannung (5 V) verbessert. Dadurch erhöht sich die Linearität des Messgleichrichters vor allem bei niedrigen ESR-Werten.

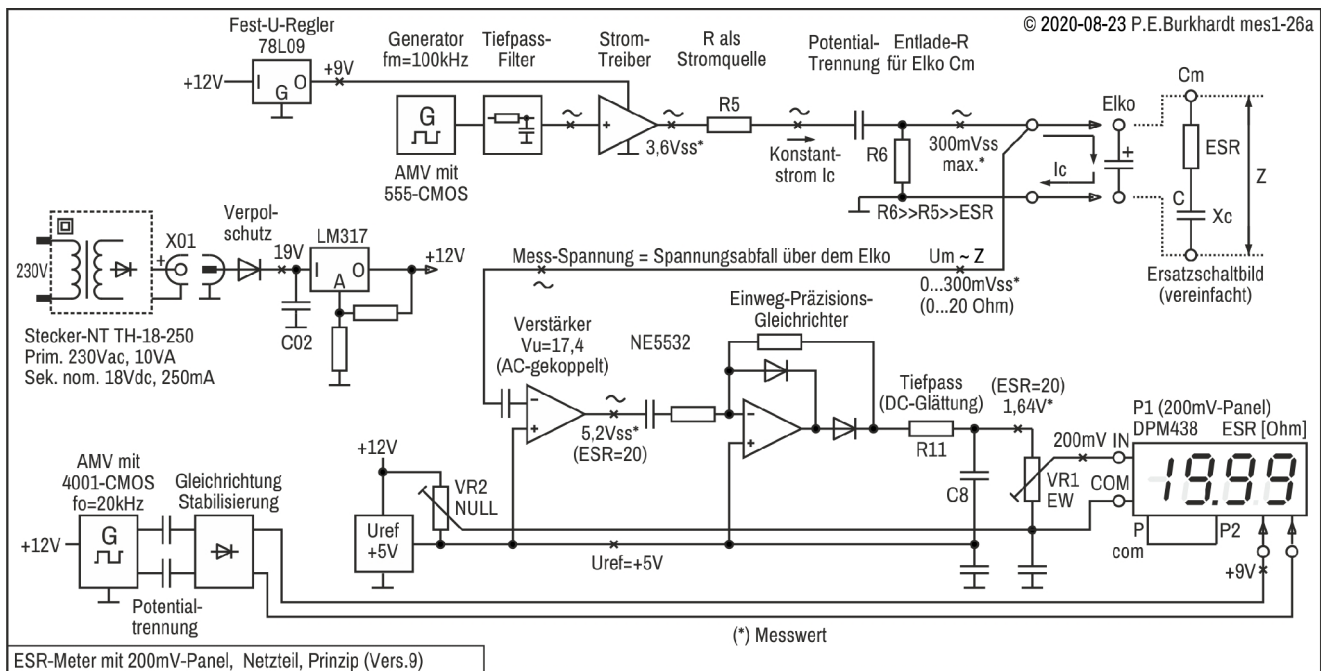
Einen separaten Tastkopf gibt es nicht. Die gesamte Schaltung ist in einem Gehäuse aus FR4-Material untergebracht. Es enthält neben dem Anzeige-Panel auch die Regelschaltungen für die benötigten Betriebsspannungen. Ein externes Steckernetzteil versorgt das Ganze mit einer DC-Rohspannung.

Es ergab sich ein kompaktes Gerät für den Labortisch. Die Anzeige erfolgt mit einem 200mV-Panel, der Anzeigebereich ist 0 bis 19,99 Ohm

Eigenschaften ESR-Meter Version 9

- AMV 100 kHz mit CMOS-555 und Tiefpassfilter zur Sinus-Bildung des Mess-Stroms
- Konstant-Mess-Strom über Widerstand für Messbereich 0 bis 20 Ω
- Elko-Mess-Spannung 300 mVss bei 15 mAss für 20 Ω -Bereich (nicht einstellbar)
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 2-fach-Opamp NE5532
- Anzeige mit 3,5-stelligem Digital-Panel PM438, Bereich 0 bis 20 Ω
- Regelschaltungen für alle nötigen Betriebsspannungen im Gerät integriert (+12 V, Referenz +5 V, +9 V für den Stromtreiber und potentialgetrennte Panel-Versorgung 9 V)
- Roh-Stromversorgung mit externem Steckernetzteil

Prinzip-Schaltplan Version 9



Beschreibung der Prinzip-Schaltung

Konstanter Mess-Strom durch den Elko

Ein Astabiler Multivibrator (AMV), realisiert mit der stromarmen CMOS-Version des 555-Timers, liefert ein 100kHz-Rechteck mit einem Impuls-Pause-Verhältnis von 1:1, d.h. Tastgrad $D = 0,5$. Das ist wichtig, damit der nachfolgende Tiefpassfilter eine nahezu sinusförmige Spannung liefern kann. Unsymmetrische Impulsfolgen erhöhen den resultierenden Sinus-Klirrfaktor drastisch.

Über einen einfachen Stromtreiber (Transistor-Emitterfolger) mit nachfolgendem Widerstand als Stromquelle ergibt sich ein nahezu konstanter Mess-Strom I_c durch den angeschlossenen Elko. Die Spannungsdifferenz vor dem Widerstand ($3,6 \text{ Vss}$) zur Mess-Spannung nach dem Widerstand (ca. 300 mVss über dem Elko) erlaubt einen ausreichend hohen Widerstandswert, um den sich ergebenden Strom I_c als konstant anzusehen. Der konstante Strom ist Voraussetzung für den linearen Zusammenhang zwischen Mess-Spannung U_m und Elko-Innenwiderstand Z . Das vereinfachte Elko-Ersatzschaltbild zeigt nochmals, wie die Messgröße Z zusammengesetzt ist.

Rechnet man genau nach, schwankt der als konstant angenommene Strom zwischen ca. 15 mA ($\text{ESR} = 20$) und $16,3 \text{ mA}$ ($\text{ESR} = 0$). Dadurch wird die Wandlerkennlinie nichtlinear. Bei Abgleich des Endwerts $\text{ESR} = 20 \text{ Ohm}$ (Anzeige 19.99) erfolgt für $\text{ESR} = 10 \text{ Ohm}$ die Anzeige 10.40 und für $\text{ESR} = 1 \text{ Ohm}$ die Anzeige 1.09. Dieser prinzipielle Fehler ließe sich nur mit einem besser konstant gehaltenem Mess-Strom I_c verringern.

Niedriger Spannungsabfall Um über dem Elko

Die Mess-Spannung U_m wird direkt an den Mess-Anschlüssen abgenommen. Normalerweise sollte ein Elko unmittelbar die Messanschlüsse kontaktieren. Werden längere Messleitungen angeschlossen, um z.B. eingelötete Elkos zu messen, ist ein neuer Nullpunkt-Abgleich erforderlich, um die Leitungswiderstände der Messleitung nicht wirksam werden zu lassen.

Da die Mess-Spannung U_m beim Messbereichsendwert nur maximal 300 mVss erreicht, ist das Messen des ESR auch bei eingelöteten Elkos möglich. Die meisten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem U_m -Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen U_m unwahrscheinlich ist. Außerdem ist die umgebende Schaltung meist wesentlich hochohmiger, so dass der Messvorgang nicht gestört wird.

Wichtig ist allerdings, dass die zu untersuchende Schaltung spannungsfrei ist, und dass alle Elkos entladen sind. Die Entladedauer nach dem Abschalten der Versorgungsspannung ist manchmal, besonders bei schlecht dimensionierten Schaltungen ohne ausreichend kleine Impedanzen parallel zu den infrage kommenden Elkos, relativ lang. Nun sind zwar in der hier angewendeten Mess-Schaltung Vorkehrungen getroffen, damit eine mögliche Restspannung über dem zum messenden Elko keinen Schaden anrichtet, aber hohe Spannungen mit geringem Innenwiderstand können die Schutzdioden im Messkreis (parallel zu den Messanschlüssen) zerstören.

Parallel geschaltete Elkos

Sind mehrere Elkos parallel geschaltet, misst man den sich ergebenden Gesamt-ESR, der in diesem Fall natürlich niedriger ist, als der höchste Einzel-ESR einer der parallel geschalteten Elkos. Aber gerade das parallele Schalten von Elkos setzt wirkungsvoll den Gesamt-ESR herab, so dass diese Maßnahme vorzugsweise anzuwenden ist, wenn kein Elko mit genügend niedrigem ESR zur Verfügung steht. Außerdem beugt man durch die Elko-Parallelschaltung einem Ausfall des gesamten Geräts vor, wenn der ESR eines einzelnen Elkos aus Alterungsgründen zu sehr ansteigt (ESR-Redundanz).

ESR-Messwert-Verfälschung bei kleinen Elkos

Die Formeln rechts im Bild (einschließlich X_c -Tabelle) sind für eine Korrektur des angezeigten Z-Wertes nützlich, sofern dies überhaupt nötig ist. Bei Elkos ab nominal 10 μF kann man in der Praxis den abgelesene Z-Wert dem wirklichen ESR-Wert gleichsetzen, da der Blindwiderstand X_c vernachlässigbar ist.

Mess-Signal-Verstärker und Gleichrichter

Der AC-gekoppelte Verstärker bringt die gemessene Sinusspannung U_m auf einen Pegel, der nach dem folgenden Gleichrichter zur Ansteuerung des 200mV-Panels ausreicht. Der Einweg-Gleichrichter mit Opamp wird mit ca. 5,2 Vss (gemessen) versorgt und liefert dabei 1,64 Vdc (gemessen) nach der Glättung. Das ist mehr als ausreichend, da das Anzeige-Panel nur 200 mV benötigt.

Anzeige-Panel

Der Schaltungsaufwand zur Panel-Ansteuerung ist minimal, da alles im Panel enthalten ist. Der Messbereichsendwert wird mit Poti VR1 eingestellt, der Nullpunkt mit Poti VR2. Aus Sicht des Panels wäre keine Nullpunkteinstellung nötig, da aber sowohl der Opamp, als auch der Leitungswiderstand zum Messobjekt einen Nullpunktfehler verursachen kann, wurde der Nullpunkt einstellbar gemacht.

Regelschaltungen der Spannungsversorgung

Im Prinzip-Schaltplan ist auch die Anordnung der Regelschaltungen zu sehen. Die allgemeine Betriebsspannung beträgt 12 V und wird über den programmierbaren Regler LM317 bereitgestellt. Ein Festspannungsregler (7812, +12 V) würde an dieser Stelle auch einsetzbar sein. Ich bevorzuge aber den universell verwendbaren LM317.

Für den Nullpunktgleich und wegen der unipolaren Betriebsweise des Opamp NE5532 ist eine stabile Referenz erforderlich (+5 V). Diese Referenzspannung beträgt jetzt das Doppelte im Vergleich zur Schaltung Version 8. Dadurch kann der Messverstärker weiter angesteuert werden, die Messgenauigkeit wird erhöht.

Um den Einfluss des relativ kräftigen Sinus-Mess-Stroms auf die Betriebsspannungs-Schiene gering zu halten, wurde ein 9V-Fest-U-Regler zur Entkopplung zwischengeschaltet. Durch die etwas niedrigere Betriebsspannung des Stromtreibers sinkt auch die Verlustleistung im Treibertransistor.

Die Versorgung des Panels erfordert einen etwas höheren Aufwand, da eine potentialgetrennte Spannung erforderlich ist. Wegen der geringen Strombelastung von meistens weniger als 0,5 mA reicht ein CMOS-Generator mit anschließender Potentialtrennung und Gleichrichtung aus, um die getrennte 9V-Versorgung sicherzustellen.

© 2018-01-10 P.E.Burkhardt mes1-18a

Berücksichtigung von X_c

$$Z = \sqrt{X_c^2 + \text{ESR}^2} \quad \text{ESR} = \sqrt{Z^2 - X_c^2}$$

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot C}$$

$f_m = 100\text{kHz}$

$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot C}$$

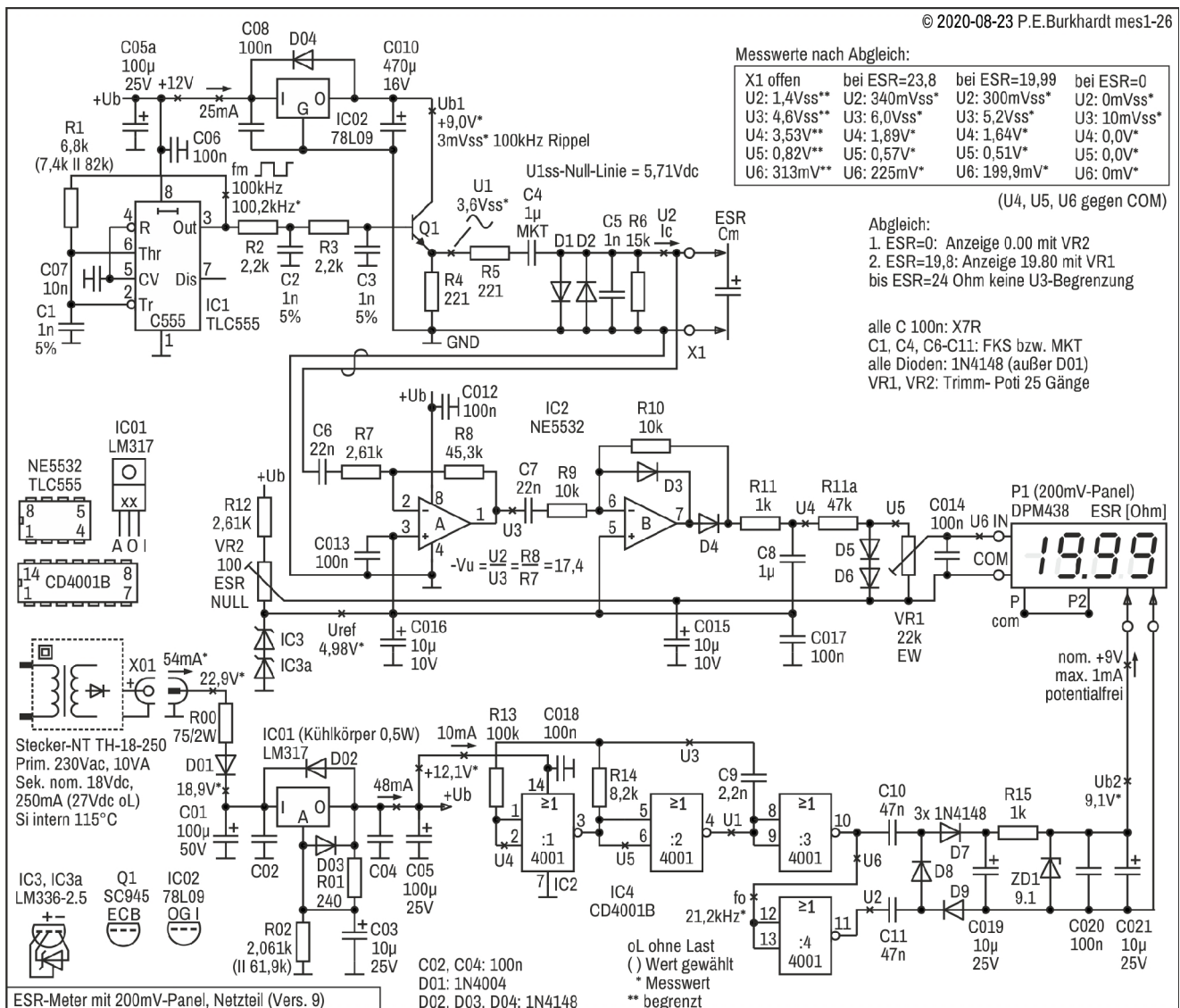
mit $X_c \approx 0$ wird $Z \approx \text{ESR}$

$$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu\text{F}]}$$

	C [μF]	$f_m = 100\text{kHz}$ $X_c [\Omega]$
ESR	1	1,59
	2,2	0,72
	4,7	0,34
C	10	0,16
X_c	22	0,07
Z	47	0,03
f_m	100	0,02
U_m	220	0,01
	470	<0,01

ESR-Meter, Einfluss Elko-Wert C auf Messgenauigkeit

Schaltungsbeschreibung



Schaltungsteile

- 100kHz-AMV mit CMOS-555 IC1 und folgendem Tiefpass (R2, R3, C2, C3)
- Stromtreiber Q1 mit Widerstand R5 für den konstanten Mess-Strom I_c
- Versorgung des Stromtreiber-Transistors Q1 mit +9 V über den Regler 78L09 (IC02) zur Entkopplung von der Grund-Betriebsspannung +12 V
- Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D1, D2, C5, R6)
- Messverstärker mit IC2-A, AC-gekoppelt
- Messgleichrichter IC2-B (Einweg-Präzisionsgleichrichter) mit Mess-Signal-Integration (R11, C8)
- Referenzspannungserzeugung +5 V zur Opamp-Potentialverschiebung und Panel-Nullpunkteinstellung
- ESR-Endwert-Abgleich mit VR1
- Anzeige-Panel mit Eingangsschutz (PM438, D5, D6, C014)
- Regelschaltung mit dem LM317 (IC01) zur Bereitstellung der Haupt-Betriebsspannung +12 V
- Rechteckgenerator mit dem CMOS-IC CD4001, Potentialtrennung mit C10 und C11, anschließend Gleichrichtung und schließlich Stabilisierung mit Z-Diode ZD1 (9 V)
- Rohstromversorgung über Steckernetzteil, Schaltung nicht spezifiziert

AMV mit CMOS-555 IC1 und dem folgendem Tiefpass

Die CMOS-Variante des 555 hat gegenüber dem bipolaren 555 einige wesentliche Vorteile. Der CMOS-555 hat eine höhere Grenzfrequenz, eine Ausgangsspannung nahe bis an die U_b -Grenzen (+ U_b bzw. GND) und einen niedrigeren Stromverbrauch. Dadurch werden die zur Beschaltung nötigen Bauelemente auf 3 reduziert: 2 für die Festlegung der Frequenz (C1, R1) und einen Kondensator zum Abblocken des Control-Eingangs Pin 5. Mit anderen Worten, die AMV-Schaltung ist sehr einfach. Prinzipiell ist auch der bipolare 555 einsetzbar, dann sind allerdings weitere Bauelemente nötig.

Die am 555-Pin 3 verfügbare Rechteckschwingung von 100 kHz mit gleicher Impuls- und Pausenzeit lässt sich sehr einfach in eine Sinusschwingung wandeln, wenn die Filterelemente R2-R3 und C2, C3 richtig dimensioniert sind. Allerdings sollte der Abschluss der Filteranordnung relativ hochohmig sein. Der sich ergebende Sinus-Klirrfaktor beträgt zwar kaum weniger als 5 %, doch dies hat keine negative Auswirkung auf das Messergebnis.

Stromtreiber Q1 mit dem Widerstand R5 für den konstanten Mess-Strom I_c

Der Emitterfolger mit Transistor Q1 sichert einerseits den nötigen hohen Eingangswiderstand, andererseits liefert er den nötigen Mess-Strom niederohmig ohne Pegelverlust. Somit steht über dem Emitterwiderstand R4 eine Sinus-Spannung, die als Spannungsquelle für den Mess-Strom I_c dient. Leider ist die Höhe dieser Spannung auch von der Betriebsspannung $+U_b$ abhängig, so dass U_b stabilisiert sein muss, damit keine zusätzlichen Messfehler entstehen.

Transistor Q1 kann ein beliebiger Kleinleistungstransistor sein, der 100 mA verträgt. Eine Kühlung benötigt er nicht. Je höher die Stromverstärkung des Transistors ist, desto höher ist sein Eingangswiderstand.

Der Widerstand R5 fungiert als Stromquelle. Er ist groß gegenüber dem zu messenden ESR. Es ergibt sich ein relativ konstanter Strom I_c durch C_m . Die Spannung über C_m , d.h. über dem Scheinwiderstand Z und damit vorzugsweise über dem zu ermittelnden ESR ist direkt proportional zu ESR, vorausgesetzt I_c ist konstant. Die Spannung U_m ist also ein direktes Maß für ESR, wenn man die schon geschilderten Vereinfachungen gelten lässt.

Der Konstantstrom I_c ist nicht einstellbar. Er wurde entsprechend dem gewünschten ESR-Endwert fest gewählt. Die Messbereichsanpassung erfolgt nach dem Messgleichrichter mit dem Endwert-Poti VR1.

Versorgung des Stromtreiber-Transistors Q1 mit +9 V

Am Q1-Kollektor traten durch die Leitungsimpedanzen der Betriebsspannungs-Zuführung Spannungsschwankungen mit der Messfrequenz von 100 kHz auf, verursacht durch den relativ hohen Q1-Kollektorstrom. Diese 100kHz-Rippelspannung war so hoch, dass sie sich störend auf den Messverstärker auswirkte. Zur Entkopplung wurde deshalb der Festspannungsregler 78L09 zwischengeschaltet. Zwar ist dieser Regler auch nicht schnell genug, um 100kHz-Schwankungen auszuregulieren, aber mit einem großen Sieb-Kondensator (C010) konnte die Kollektor-Rippelspannung auf 3 mVss gesenkt werden. Auf der Betriebsspannungs-Schiene +12 V waren keine 100kHz-Reste mehr messbar. Wegen des großen Sieb-Elkos C010 habe ich vorsichtshalber die Diode D04 vorgesehen. Im Datenblatt gibt es zwar keine Empfehlung dafür (so wie beim LM317), aber beim Abschalten der Versorgung baut sich ohne die Diode die Ladung des Sieb-Elkos relativ langsam ab. Diese falsch gepolte Rückspannung über dem Regler könnte diesen evtl. gefährden.

Zusätzlich ergab sich durch die verringerte Q1-Kollektorspannung von +9 V eine Verringerung der Q1-Verlustleistung. Die mittlere Spannung des Sinussignals (U_{1ss} -Null-Linie) betrug ca. 5,7 Vdc. Daraus ergibt sich ein Kollektorstrom von rund 52 mA (wegen im Mittel 5,7 V über der Parallelschaltung R5 || R4). Dieser Kollektorstrom bewirkt zusammen mit dem Spannungsabfall von 3,3 V über Q1 eine Q1-Verlustleistung von rund 0,18 W. Bei einer Q1-Kollektorspannung von +12 V wären das aber 0,33 W.

Potentialtrennung (C4) und Schutzbeschaltung (D1, D2, C5, R6)

Kondensator C4 trennt den Mess-Stromkreis bezüglich DC von der I_c -Stromquelle. Allerdings hat auch dieser Kondensator einen Blindwiderstand X_c , der in Reihe zu den anderen Widerständen des Mess-Stromkreises liegt. Da aber die Messfrequenz konstant ist, ist X_c von C4 ebenfalls konstant und addiert sich lediglich zum Widerstand R5 hinzu. X_c verursacht also keinen zusätzlichen Fehler. Es sollte ein MKT- oder MKS-Typ sein, keinesfalls ein Elko.

Die Dioden D1 und D2 begrenzen einerseits die Mess-Spannung bei nicht angeschlossenem Mess-Elko, andererseits aber auch eine Spannung von außen, wenn der zu messende Elko geladen ist. Zum Ausgleich einer Fremdspannung dient auch der Widerstand R6. C5 schließt HF-Einstreuungen kurz. R6 und der Blindwiderstand von C5 (bei fm) sind sehr groß gegenüber dem zu messenden ESR, so dass keine merkbare Beeinflussung stattfindet.

Anschluss des Prüflings C_m über Messeingang X1

Die Verbindung zwischen Sinus-Quelle und zu messendem Elko C_m sollte sehr niederohmig sein. Das Gerät ist für die direkte Kontaktierung des Elkos an die Gold-Mess-Stifte am Gehäuse konzipiert. Für den Anschluss weiter entfernt angeordneter Prüflinge, z.B. in einem Gerät, sind zusätzliche Leitungen erforderlich. Dafür wurde eine BNC-Buchse vorgesehen, so dass ein entsprechendes handelsübliches Oszi-Messkabel (1:1) angeschlossen werden kann. In diesem Falle muss ein neuer Nullabgleich erfolgen, wenn der angezeigte Messwert keine zusätzlichen Fehler enthalten soll.

Bei der Messung ist auf sauberen Kontakt zum Elko zu achten, nur dann ist das Messergebnis reproduzierbar richtig. Schon geringste Übergangswiderstände sind, ordentlicher Nullabgleich vorausgesetzt, durch eine entsprechende Panel-Anzeige erkennbar.

Messverstärker mit IC2-A, AC-gekoppelt und Messgleichrichter mit IC2-B

Ein Opamp des NE5532 reicht zur Verstärkung des Mess-Signals aus, der andere ist als Präzisionsgleichrichter geschaltet. Mit kleiner werdendem Mess-Signal verringert sich die Genauigkeit der Gleichrichtung. Es wurde deshalb die Verstärkung des Mess-Signal-Verstärkers möglichst hoch gewählt, um ein höheres Eingangssignal für den Gleichrichter zu haben. In der vorliegenden Schaltungsdimensionierung stehen 5,2 Vss für den Messbereichsendwert von 20 Ohm zur Verfügung. Die Verstärkung von Opamp A beträgt $V_u = 5200 \text{ mVss} / 300 \text{ mVss} = 17,33$.

Zur Stabilität ist zu sagen, dass der NE5532 zwar bei einer Verstärkung $V_u = 1$ Probleme hat, in der vorliegenden Schaltung war aber keine zusätzliche externe Frequenzgang-Kompensation erforderlich.

Referenzspannungserzeugung +5V zur Opamp-Potentialverschiebung und Panel-Nullpunkteinstellung

Damit der Opamp insbesondere als Messgleichrichter ordentlich arbeiten kann, benötigt er entweder eine negative Betriebsspannung, oder man verschiebt den Arbeitsbereich (wie hier in der Schaltung) von GND weg in den positiven Ub-Bereich.

Die Referenzspannung muss stabil sein, sie wird mit zwei Referenzelementn LM336-2.5 (IC3, IC3a) erzeugt. Zwar ist wegen des 100kHz-Generators die Haupt-Betriebsspannung +12 V sowieso stabilisiert, aber die angewandte zusätzliche Stabilisierung der Referenzspannung sichert, dass die nichtinvertierenden Opamp-Eingänge keine Störspannungen erhalten. Außerdem lässt sich mit der 5V-Referenz leicht eine stabile und störunempfindliche Nullpunkt-Einstellung des Panels realisieren.

Bei geringerem Anspruch an die Temperaturunabhängigkeit der 5V-Referenz können IC3 und IC3a durch eine einzige 5V-Z-Diode ersetzt werden. Die Stabilität ist trotzdem ausreichend, da die +12V-Betriebsspannung stabilisiert ist. Wegen der fehlenden Last (hochohmige (+)-Eingänge der Opamps) ergibt sich ein konstanter Z-Strom und damit eine konstante Z-Spannung.

Funktion des Messgleichrichters (Opamp B)

Die am Ausgangs-Knoten D4-R11 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangs-Knoten C7-R8. Opamp IC2-B wirkt für diese negativen Halbwellen invertierend und die Verstärkung bestimmen die Widerstände R9-R10 ($V_u = 1$ gewählt). Diode D4 ist jetzt leitend, D3 sperrt.

Für die positiven Halbwellen würde der Opamp in die negative Begrenzung gehen. Das wird aber durch D3 verhindert, die jetzt den Feedback-Pfad bildet und den Opamp gegenkoppelt. Positive Eingangs-Halbwellen werden also gesperrt.

Die Schwellspannung (0,7 V) beider Dioden wird durch die hohe Opamp-Leerlaufverstärkung fast vollständig eliminiert ("ideale" Dioden). Somit entstehen am Ausgang positive Halbwellen (lückend), die bei einer eingestellten Opamp-Verstärkung von 1 genau der negativen Eingangs-Halbwelle entsprechen. Hier ist eine hohe Grenzfrequenz des verwendeten Opamps vorteilhaft, besonders im mV-Bereich.

Mess-Signal-Integration (R11, C8) und Endwert-Abgleich (VR1)

Über R11 wird C8 durch die positiven Halbwellen des Mess-Gleichrichters aufgeladen. Die entstehende Gleichspannung über C8 wird mittels Poti VR1 auf die nötige Eingangsspannung für das Panel reduziert und damit der Mess-Endwert von 19,99 Ω festgelegt. Der VR1-Einstellbereich wird mit dem Vorwiderstand R11a eingeengt, so dass sich eine noch feinere Einstellung des Endwerts ergibt. C8 und C4 sollten keine Elkos sein.

Panel-Anpassung mit Schutzdioden (D5, D6)

Die Dioden D5 und D6 in Verbindung mit VR1 schützen den Panel-Eingang vor zu hohen Spannungen. Zwar ist der maximale Wert zwischen IN und COM im Panel-Datenblatt nicht angegeben, aber erfahrungsgemäß sollte die Spannung begrenzt sein. An den Panel-Anschlüssen wurden bei offenen X1-Klemmen nur 313 mV gemessen (U6). Diese niedrige Spannung kommt durch die Spannungsteilung mit VR1 zustande. Direkt über den Dioden D5 und D6 war die Spannung 0,82 V. Nur eine Diode zu verwenden schlug fehl, da der Anschluss nur einer Diode die Panel-Anzeige sichtbar änderte.

Panel-COM-Referenz und Panel-Nullpunkt-Einstellung (VR2)

Die Opamp-Verschiebung ist auf die Referenzspannung +5 V bezogen. Auf dieses Potential wirkt auch die Integration des gleichgerichteten Mess-Signal mit R11 und C8. Da die Referenzspannung gegen GND abgeblockt ist, bezieht sich das Mess-Signal letztlich auf GND.

Die Panel-Nullpunkt-Einstellung erfolgt über einen kleinen Schaltungstrick. Anzumerken ist, dass normalerweise die Panel-Nullanzeige ständig durch das Panel selbst automatisch garantiert ist, allerdings vorausgesetzt, am Panel-Eingang ist die Spannung Null. Schaltungsbedingt ist dies aber nicht der Fall, selbst wenn die Mess-Stifte oder angeschlossene Messleitungen kurzgeschlossen werden. Die Leitungswiderstände im Messkreis, die Offsetspannung der Opamps A und B und die nicht ganz saubere Arbeitsweise des Messgleichrichters bei kleinsten Sinus-Eingangsspannungen machen einen Nullpunkt-Abgleich erforderlich. Ohne Abgleich ist die Panel-Anzeige bei kurzgeschlossenen Messleitungsspitzen immer positiv. Es ist also ein Ausgleich mit negativem Potential erforderlich.

Die Schaltung ist nun so ausgeführt, dass die (+)-Eingänge der Opamps auf +5 V liegen, der Masseanschluss COM des Panels aber auf einem etwas höherem Pegel, verursacht durch den Spannungsabfall über VR2. Somit ist diese Opamp-Referenzspannung etwas negativ gegenüber dem COM-Potential des Anzeigepanels. Eine geringfügig positive Spannung (die zu positiven Anzeigewerten führt) über dem Integrationskondensator C8 kann also mittels Trimm-Poti VR2 ausgeglichen werden. Steht der VR2-Schleifer auf +5 V, ist keine Nullpunkt-Kompensation vorhanden, steht aber der VR2-Schleifer am oberen Ende, ist die maximale Nullpunkt-Kompensation eingestellt.

Erzeugung der Haupt-Betriebsspannung +12 V

An der Versorgungsbuchse X01 schützt die Diode D01 vor Falschpolung der anzuschließenden Rohspannung. Hier spielt der Spannungsabfall von ca. 0,7 V über der Diode keine Rolle, da aufgrund des verwendeten Steckernetzteils die Rohspannung im laufenden Betrieb bei ca. 23 V liegt. Um die Verlustleistung des Reglers LM317 zu reduzieren wurde Widerstand R00 eingefügt. An ihm fallen ca. 4 V ab. Für den Regler bleiben dann noch fast 8 V als Regelreserve zur Geräte-Betriebsspannung von +12 V.

Die Einstellung der Reglerausgangsspannung erfolgt mit Widerstand R02. R02 besteht aus der Parallelschaltung zweier Widerstände, um den errechneten Wert bzw. die gewünschte Ausgangsspannung zu erhalten. Für ein Trimm-Poti war auf der Leiterplatte kein Platz mehr.

Die Schutzdioden D03 und D02 wurden sicherheitshalber vorgesehen, da sich die Spannungen am Regler beim Ein- und Ausschalten des Geräts nur schwierig einschätzen lassen. Vor allem wenn ein Elko (C03) am Adjust-Eingang gegen Masse geschaltet ist, sollte auf die Dioden nicht verzichtet werden. Der Elko verringert die Rauschspannung auf der 12V-Schiene. (siehe auch Datenblatt zum LM317)

Da die Spannungsdifferenz zwischen Ein- und Ausgang des Reglers rund 8 V beträgt, ist wegen des Stroms von ca. 50 mA ein kleines Kühlblech vorgesehen. Rechnerisch ergeben sich 0,4 W Regler-Verlustleistung, die aber bei Netzüberspannung noch etwas höher sein kann.

Erzeugung der Panel-Versorgungsspannung 9 V

Das verwendete 200mV-Panel DPM438 benötigt eine vom Messkreis galvanisch getrennte Spannungsversorgung zwischen 8 und maximal 12 V, wobei nur ein Strom von ca. 0,5 mA fließt. Weitere Daten und Fotos sind in der Rubrik Messtechnik abgelegt.

Da das Steckernetzteil nur eine einzige Rohspannung liefert, wurde als Basis die Haupt-Betriebsspannung von +12 V verwendet. Um 9 V aus 12 V potentialfrei und stabilisiert zu erhalten, sind nur ein IC und wenige weitere Bauelemente erforderlich. Der Ausgangsstrom darf 2 mA sein, reicht also mit Sicherheit für das Panel-Meter aus. Die Betriebsspannung wird "zerhackt" (mittels Rechteckgenerator) und über zwei Kondensatoren (Potentialtrennung) einer nachfolgenden Gleichrichterschaltung mit Z-Dioden-Stabilisierung zugeführt. Die Schaltung ist in der Rubrik Stromversorgungstechnik ausführlich beschrieben.

Inbetriebnahme und Abgleich

Die gewünschte Arbeitsweise der Schaltung hängt von der Kontrolle einiger Spannungswerte und vom genauen Abgleich der 2 Potis ab. Sinnvollerweise ist wie folgt zu verfahren.

Kontrolle vor dem Abgleich

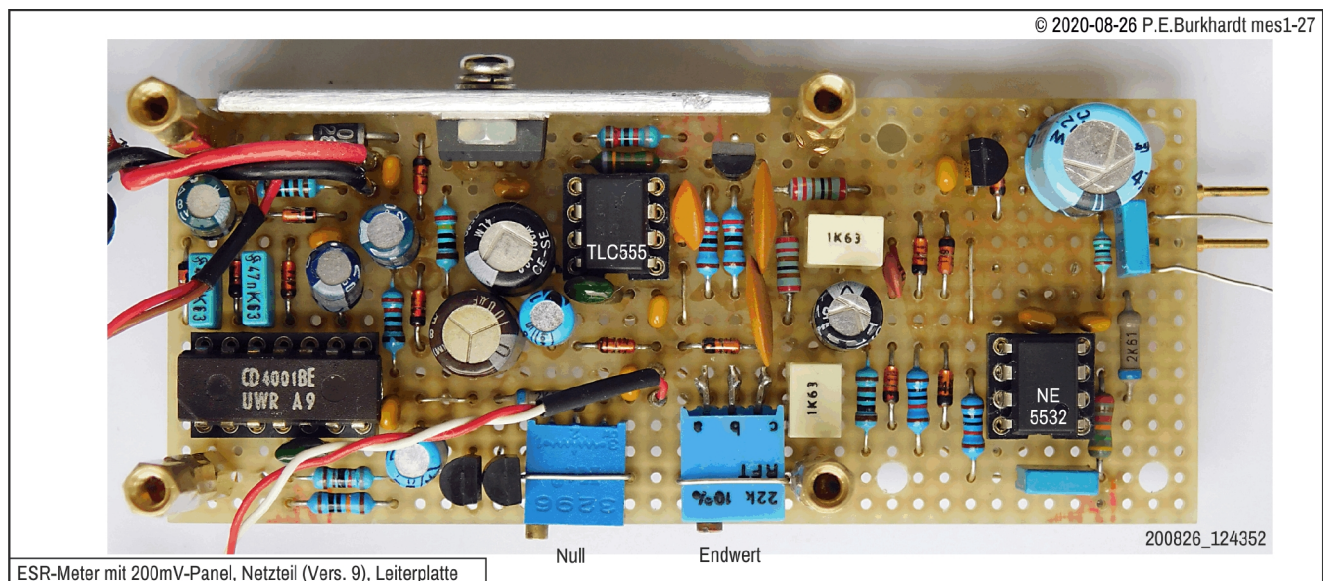
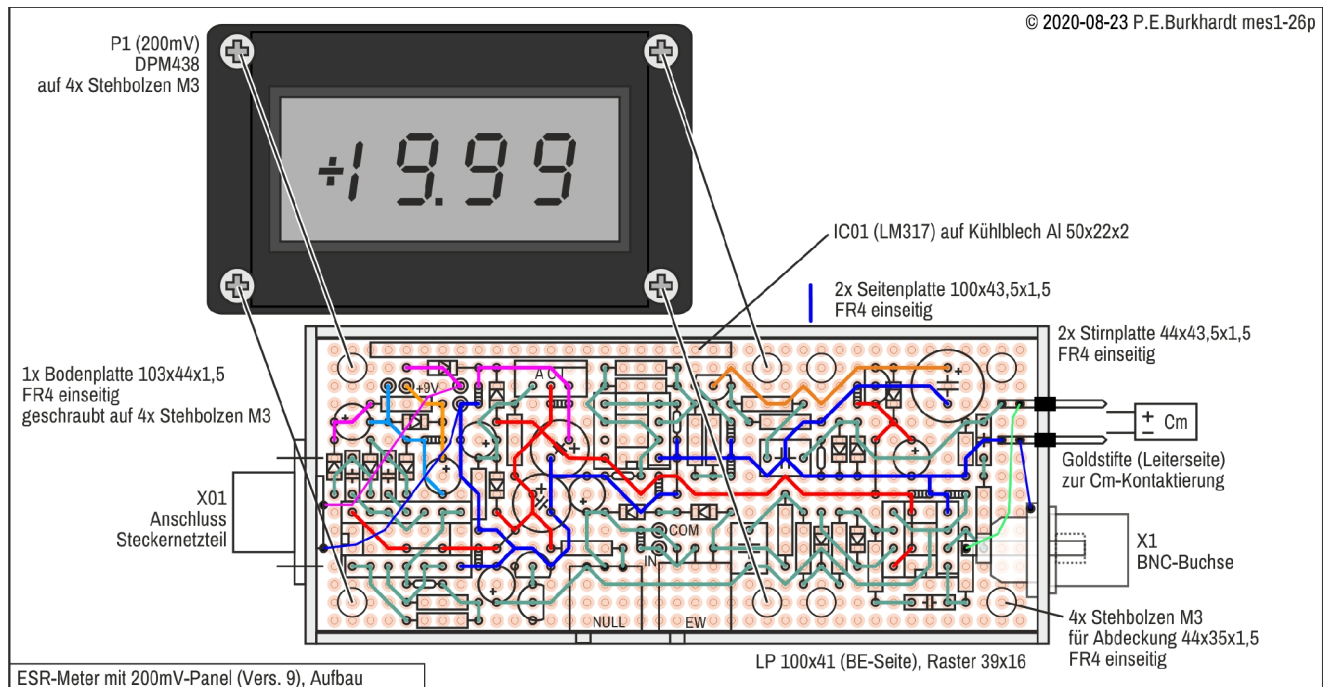
- Betriebsspannung +12 V am Opamp IC2 und am C555 IC1, falls nötig mit R02 einstellen
- Betriebsspannung +9 V am Q1-Kollektor (8,9 bis 9,1 V)
- Referenzspannung +5 V (nominal) am Opamp Pin 3 und 5
- Panel-Betriebsspannung 9 V über dem Siebelko C021 und am Panel (8,5 bis 9,5 V möglich)
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin 3
- Sinus-Spannung U1 etwa 3,6 Vss am Q1-Emitter

Poti-Einstellungen

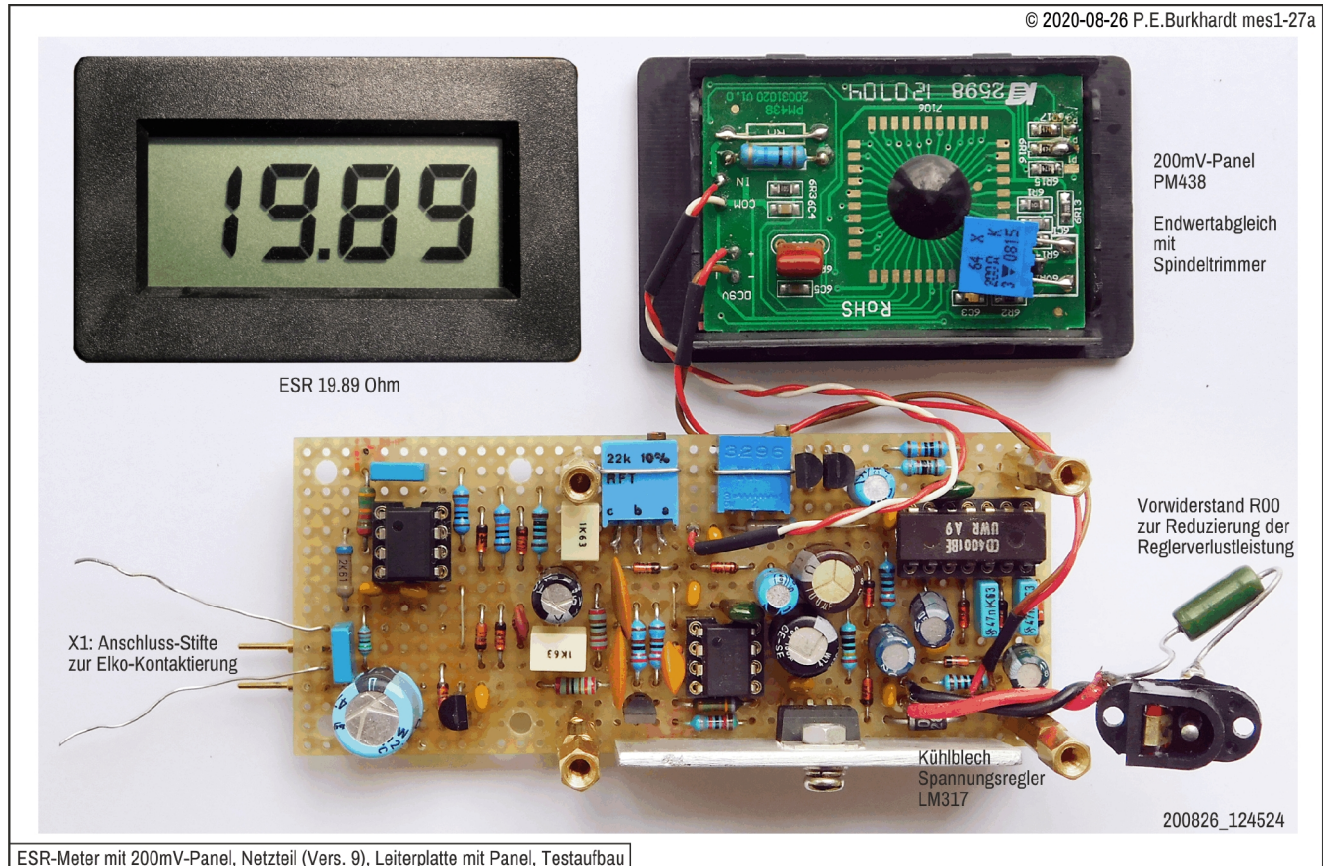
1. Ohmscher R = 20 Ω (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 20 Ω am Messeingang X1 anschließen
2. Mit ESR = 20 Ω und parallel dazu 1 k Ω : Panel-Anzeige 19.90 mit VR1 einstellen
3. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen): Panel-Anzeige 0.00 mit VR2 einstellen

Man kann, falls vorhanden, weitere engtolerierte Festwiderstände an X1 anschließen und damit den gesamten Messbereich kontrollieren.

Aufbau



Ausgehend vom Anzeige-Panel wurde ein kompakter Aufbau mittels einseitiger FR4-Universal-Lochrasterplatte vorgesehen. Die Leiterplatte wird mit FR4-Seitenteilen "ummantelt" (verlötet). Das Ganze wird dann mit einer oberen und unteren Abdeckung versehen, die auf M3-Gewindebolzen verschraubt sind. Das Panel bildet einen Teil der oberen Abdeckung. So spart man sich den Panel-Ausschnitt.



Fazit

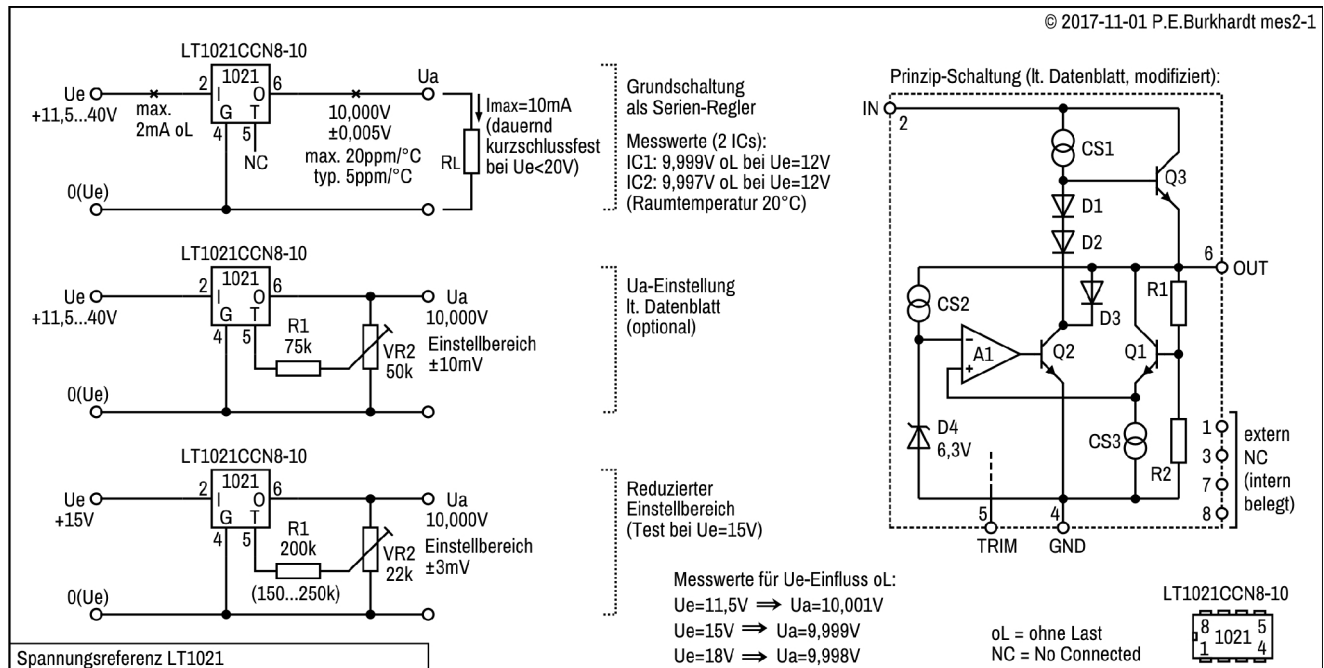
Da bei der Erprobung zusätzlich zur bereits geschilderten Nichtlinearität der Wandlerkennlinie auch noch ein beträchtlicher Temperaturgang auftrat, ist das Gerät zwar für ESR-Messungen uneingeschränkt brauchbar, aber nicht für die zusätzlich vorgesehenen Messungen an anderen Objekten mit der dann notwendigen Genauigkeit.

Bei der ESR-Messung kommt es vor allem auf vergleichende Ergebnisse an. Ob dann bei z.B. real 5 Ohm auf dem Panel 5.16 angezeigt wird, ist belanglos. Der Temperaturgang ist auch hinnehmbar. Beim Einschalten wurde 19.88 angezeigt, nach ca. 5 Minuten pendelte sich die Anzeige auf 19.98 bis 19.99 ein (ohmscher Messwiderstand 20,0 Ohm). Der Nullpunkt bei kurzgeschlossenen X1-Klemmen war zwischen ca. 20°C und 35°C Raumtemperatur absolut stabil, d.h. Anzeige 0.00. Nur ganz selten tauchte das Minuszeichen des Panels auf, wobei trotzdem die Anzeige auf 0.00 blieb.

Im Ergebnis sollte die Stromquelle des 100kHz-Mess-Stroms optimiert werden, d.h. geregelt sein. Woher die langsame Anzeigeänderung nach dem Einschalten kommt, war nicht feststellbar.

Spannung

Referenz-Spannungsquelle mit LT1021



Strom

Milliampere-Meter für DC und Impulse

Fast alle Digital-Voltmeter (DVM) erlauben zwar auch die Strommessung in mehreren Messbereichen, sind aber in der Handhabung für den Breadboard-Testplatz nicht optimal geeignet. Meist muss man die Mess-Schnüre von Spannungs- auf Strommessung umstecken. Auch die Messbereiche entsprechen nicht immer den Anforderungen, insbesondere im unteren Strombereich.

DC- und AC-Messung, RMS

Problematisch wird es, wenn neben reinem Gleichstrom (DC) und sinusförmigen Wechselstrom (AC) noch andere Kurvenformen messbar sein sollen. DC und AC beherrschen die meisten DVM. Der Effektivwert des Wechselstroms (RMS: Root Mean Square) wird im einfachsten Fall durch Mittelwertmessung (Präzisionsgleichrichter) und entsprechender Skalierung ermittelt. Der dabei zu berücksichtigende Formfaktor (Korrekturfaktor) von 1.11 ergibt sich aus dem Quotienten vom Effektivwert zum zeitlichen Mittelwert der sinusförmigen Messgröße.

True RMS und Crest-Faktor

Messgeräte, die True RMS beherrschen, können auch mit nichtsinusförmigen Kurvenformen umgehen, allerdings nur bis zu einem bestimmten Crest-Faktor. Der Crest-Faktor ergibt sich aus dem Quotienten des Spitzenwerts zum Effektivwert. Dabei hängt der Crest-Faktor von der Kurvenform ab. Für Sinusgrößen ergibt sich 1,414, für eine Rechteckschwingung mit einem Tastgrad (Duty Cycle) von 1 ergibt sich der Crest-Faktor zu 1, für normalverteiltes Rauschen (WGN, d.h. White Gaussian Noise) geht der Crest-Faktor theoretisch gegen unendlich. Für die genaue Effektivwert-Messung müsste also die Kurvenform und der dazugehörige Crest-Faktor bekannt sein.

True-RMS-Messung

Das Messprinzip für die True-RMS-Messung ist nicht so einfach zu realisieren. Eine Möglichkeit ist, mittels thermischer Umformung die Messgröße aus der über Widerstand erzeugten Leistung zu ermitteln. Eine weitere im DVM meist angewendete Möglichkeit ist, die Ueff-Definitionsgleichung elektronisch nachzubilden, so dass sich direkt der Effektivwert ergibt. Die Schaltungstechnik dazu ist relativ kompliziert, es muss quadriert, gemittelt und wieder radiziert werden. Dabei treten sehr große Amplitudenunterschiede auf, die den Wertebereich der zu verarbeitenden Messgröße einschränken. Daraus resultiert wiederum der begrenzte Crest-Faktor, bei dem noch mit genügender Genauigkeit der Effektivwert ermittelt werden kann. Es gibt ICs, die alle Funktionseinheiten zur Effektivwert-Berechnung enthalten, deren Dynamikbereich zwar groß, aber nicht unbegrenzt ist.

Prinzip zur Impuls-Strommessung

Das folgende Milliampere-Meter enthält ein paar Besonderheiten, die zwar nicht zu einer True-RMS-Messung führen, die aber trotzdem die Impuls-Strommessung reproduzierbar und mit genügender Genauigkeit erlauben. Basis ist ein 200mV-Panel, ein entsprechender Stromteiler, ein Messverstärker und vor allem ein Butterworth-Filter mit 3 Filterstufen.

Problem bei der Strommessung mit Impulsbelastung

Jede kleine Schaltung, die Impulse verarbeitet, saugt aus der Spannungsquelle einen zeitlich nicht gleichmäßigen Strom. Über Stützelko kann zwar der entnommene Strom geglättet (gemittelt) werden, um so eine ruhige Anzeige des digitalen Strom-Panels zu erreichen. Schwierig wird es aber, wenn der effektive Strom ermittelt werden soll, der nur z.B. während einer Zeit von 0,1 % der Impulsdauer fließt.

Erfolgt die kurzzeitige Impulsbelastung nur im Abstand von z.B. 1 Sekunde oder mehr, kann man auch mit einem großen Elko-Wert wenig ausrichten, da bei sehr großem Elko zwar die Rippel-Spannung klein ist, die Reaktion auf eine Messwertänderung aber sehr langsam erfolgt. Das heißt, man muss lange warten, bis der neue Stromwert ruhig angezeigt wird und sich nicht mehr ändert. Messreihen zur Ermittlung der Stromaufnahme von z.B. sparsamen Blinkschaltungen mutieren dann zum Geduldsspiel.

Das Milliampere-Meter mit 200mV-Panel ist wie folgt realisiert:

- Gleichstrom-Messung (DC) und Impulsstrom-Messung mit hohem Crest-Faktor
- Messbereiche 2/20/200/2000 mA (Anzeige 1.999 bis 1999)
- Panel-Meter PM438, 3,5-stellig
- Messverstärker mit $V_u = 1$ und $V_u = 10$, abhängig vom Messbereich
- Butterworth-Tiefpass-Filter mit 3 Filterstufen, Grenzfrequenz 1 Hz
- Stromversorgung über 230V-Netz

Allgemeines zum Butterworth-Filter

Vor der eigentlichen Schaltungsbeschreibung seien im Folgenden ein paar grundsätzliche Bemerkungen zur eingesetzten Filtertechnik gemacht.

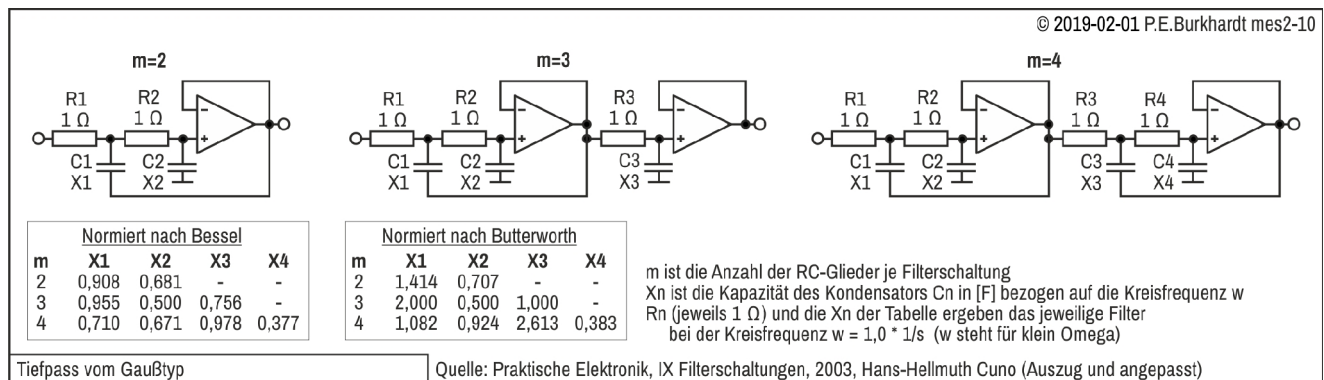
Filter zum Bevorzugen oder auch Sperren von bestimmten Frequenzbereichen können grob in LC-Filter, Quarzfilter und RC-Filter unterschieden werden. Hier ist nur vom RC-Filter die Rede, da es sich insbesondere bei niedrigen Frequenzen relativ einfach realisieren lässt. Weiterhin können die Filter noch unterteilt werden in Tiefpässe, Hochpässe, Bandpässe, Sperren u.a. Bezüglich der Dimensionierung haben sich verschiedene Nachrichtentechniker und Mathematiker verewigt. Je nach Auslegung der Filterelemente ergibt sich eine bestimmte Übertragungsfunktion, die dann nach seinem Erfinder benannt ist.

An dieser Stelle soll nicht weiter auf die Vor- und Nachteile der einzelnen Filterdimensionierungen eingegangen werden. Eine entsprechende Tabelle findet sich im Kapitel IV der im Bild angegebenen Quelle.

Die Dimensionierung nach Butterworth sichert einen ebenen Durchlassbereich bei einem recht scharfen Übergang in den Sperrbereich. Allerdings zeigt sich im Zeitverhalten (Sprungantwort) ein deutliches Überschwingen. Die ebenso mögliche Dimensionierung nach Bessel hat nur minimales Überschwingen, dafür ist aber der Übergang vom Durchlass- zum Sperrbereich nicht so steil im Vergleich zum Butterworth-Filter.

Tiefpässe vom Gaußtyp nach Bessel und Butterworth

Gaußtyp bedeutet, dass rein passive RC-Glieder verwendet werden, die nur durch die Verstärkung des Opamp versteilert sind. Die Opamp-Spannungsfolger zwischen den Filterstrukturen sind nötig, da ein RC-Glied aus einer möglichst niederohmigen Quelle gespeist werden soll. Weiterhin soll die Belastung des RC-Glieds möglichst gering sein, d.h. die folgende Schaltung muss einen hochohmigen Eingang haben. Diese Forderungen erfüllt der Opamp-Spannungsfolger sehr gut, er hat aber nur eine Verstärkung von $V_u = 1$. Die eigentliche Verstärkung und damit die Versteilung im Übergangsbereich vom Durchlass- zum Sperrbereich erfolgt durch den größeren Wert des Kondensators C_1 vom Eingangsnetzwerk zum Ausgang des Opamp.



In der Schaltung sind 3 Filterstrukturen angegeben, die sich in der Anzahl der RC-Glieder unterscheiden. Jede Struktur hat zur Realisierung der entsprechenden Übertragungsfunktion unterschiedliche Bauelemente-Werte, die wiederum in Abhängigkeit seines "Erfinders" auch unterschiedlich sind.

Die im Bild angegebene Tabelle enthält alle nötigen (normierten) X-Werte, um die Prinzipschaltungen mit Leben füllen zu können. Das folgende Beispiel (1) zur Umrechnung in praktikable Bauelementewerte stammt aus der im Bild angegebenen Quelle (Grenzfrequenz 3,3 kHz). Der Rechenweg wurde von mir Schritt für Schritt soweit aufgelöst, dass auch andere Filterdimensionierungen nach dem angegebenen Schema einfach durchgeführt werden können.

Prinzip der Umrechnung

Skalierung der normierten Werte auf praktische Bauelemente-Werte:		© 2019-02-01 P.E.Burkhardt mes2-10a	
1. Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz f_g des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz ω ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_g$)		Beispiel (1) mit $f_g = 3,3 \text{ kHz}$, Schaltung $m=3$, normiert nach Butterworth	
2. Auswahl der Filterschaltung und damit der normierten Werte X_n lt. Tabelle		$\Rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot 3300 \text{ Hz} = 20734 \text{ 1/s}$ $\Rightarrow$ Schaltung mit $m=3$ und normierte Werte X_n nach Butterworth lt. Tabelle ist $X_1=2$ und $X_2=0,5$ und $X_3=1$	
3. Skalierung der Werte X_n auf die Kondensator-Werte C_n		$\Rightarrow C_1 = \frac{2 \text{ F}}{20734 \text{ 1/s}} = \frac{2.000.000 \text{ }\mu\text{F}}{20734 \text{ 1/s}} \approx 96,46 \text{ }\mu\text{F}$ $C_2 = \frac{0,5 \text{ F}}{20734 \text{ 1/s}} = \frac{500.000 \text{ }\mu\text{F}}{20734 \text{ 1/s}} \approx 24,11 \text{ }\mu\text{F}$ $C_3 = \frac{1 \text{ F}}{20734 \text{ 1/s}} = \frac{1.000.000 \text{ }\mu\text{F}}{20734 \text{ 1/s}} \approx 48,23 \text{ }\mu\text{F}$	
4. Skalierung der C_n auf praktikable C' -Werte möglichst nach Normreihe (Bestimmung der Umrechnungsfaktoren U_{Fn})		$\Rightarrow$ Festlegung $C_1' = 10 \text{ nF} = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$ $\Rightarrow U_{F1} = C_1 / C_1' = 9646$ $C_2' = 2,5 \text{ nF} = 0,0025 \text{ }\mu\text{F}$ $\Rightarrow U_{F2} = C_2 / C_2' = 9646$ $C_3' = 5 \text{ nF} = 0,005 \text{ }\mu\text{F}$ $\Rightarrow U_{F3} = C_3 / C_3' = 9646$	
5. Skalierung der zugehörigen R_n mit dem Umrechnungsfaktor U_{Fn}		$\Rightarrow R_1' = R_1 \cdot U_{F1} = 1 \text{ }\Omega \cdot 9646 = 9,646 \text{ k}\Omega$ (10 k Ω 270 k Ω = 9,643 k Ω) $R_2' = R_2 \cdot U_{F2} = 1 \text{ }\Omega \cdot 9646 = 9,646 \text{ k}\Omega$ (10 k Ω 270 k Ω = 9,643 k Ω) $R_3' = R_3 \cdot U_{F3} = 1 \text{ }\Omega \cdot 9646 = 9,646 \text{ k}\Omega$ (10 k Ω 270 k Ω = 9,643 k Ω)	
Tiefpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (1)		Um für C_n' Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche U_{Fn} angewandt werden. Es ergeben sich dann unterschiedliche R_n' . Maßgebend für f_g ist das Produkt $R \cdot C$.	

Zuerst erfolgt die Umrechnung der gewählten Grenzfrequenz f_g auf die zugehörige Kreisfrequenz. Diese Kreisfrequenz ist die Basis für die Skalierung der BE-Werte.

Eigentlich würde jetzt das Filter schon funktionieren, wenn man die im Schaltbild angegebenen BE-Werte zusammen mit den X_n der Tabelle realisieren könnte. Die Widerstände sind zu klein, die Kondensatoren viel zu groß. Es ist also eine Skalierung erforderlich.

Da die Grenzfrequenz f_g festliegt, muss das Produkt $R \cdot C$ jeder RC-Kombination erhalten bleiben. Wird also C verkleinert, muss entsprechend R vergrößert werden. Es sollten sich Normwerte ergeben, wobei man bei den Kondensatoren eingeschränkt ist, da die C-Toleranzen (E6-Reihe) größer sind als bei den Widerständen.

Zweckmäßigerweise legt man also Kondensatorwerte fest und berechnet mit den erhaltenen Umrechnungsfaktoren die zugehörigen Widerstandswerte.

Die BE-Werte des Produkts $R \cdot C$ sollten für die einzelnen Filterstufen (RC-Glieder) nicht allzuweit auseinander liegen. Je höher ein Widerstand in Opamp-Schaltungen ist, desto größer ist die Gefahr von Einstreuungen. Außerdem sind zu kleine Kondensatorwerte durch die unvermeidlichen Schaltkapazitäten ungünstig.

Bezogen auf die zu realisierende Schaltung für die Impuls-Strommessung hat sich eine Grenzfrequenz von 1 Hz als günstig erwiesen, siehe Beispiel (2). Die Einstellzeit und auch der Anzeigefehler der Stromanzeige ist noch niedrig genug, wenn die zu messende PWM-Impulsfolge über 1 Hz liegt.

Skalierung der normierten Werte auf praktische Bauelemente-Werte:		© 2019-02-13 P.E.Burkhardt mes2-10b	
1. Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz f_g des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz ω ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_g$)		Beispiel (2) mit $f_g = 1 \text{ Hz}$, Schaltung $m=3$, normiert nach Butterworth	
2. Auswahl der Filterschaltung und damit der normierten Werte X_n lt. Tabelle		$\Rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ Hz} = 6,28 \text{ 1/s}$ $\Rightarrow$ Schaltung mit $m=3$ und normierte Werte X_n nach Butterworth lt. Tabelle ist $X_1=2$, $X_2=0,5$ und $X_3=1$	
3. Skalierung der Werte X_n auf die Kondensator-Werte C_n		$\Rightarrow C_1 = \frac{2 \text{ F}}{6,28 \text{ 1/s}} = \frac{2.000.000 \text{ }\mu\text{F}}{6,28 \text{ 1/s}} \approx 318471,33 \text{ }\mu\text{F}$ $C_2 = \frac{0,5 \text{ F}}{6,28 \text{ 1/s}} = \frac{500.000 \text{ }\mu\text{F}}{6,28 \text{ 1/s}} \approx 79617,83 \text{ }\mu\text{F}$ $C_3 = \frac{1 \text{ F}}{6,28 \text{ 1/s}} = \frac{1.000.000 \text{ }\mu\text{F}}{6,28 \text{ 1/s}} \approx 159235,67 \text{ }\mu\text{F}$	
4. Skalierung der C_n auf praktikable C' -Werte möglichst nach Normreihe (Bestimmung der Umrechnungsfaktoren U_{Fn})		$\Rightarrow$ Festlegung $C_1' = 2 \text{ }\mu\text{F}$ $\Rightarrow U_{F1} = C_1 / C_1' = 159235,67$ $C_2' = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$ $\Rightarrow U_{F2} = C_2 / C_2' = 159235,67$ $C_3' = 1 \text{ }\mu\text{F}$ $\Rightarrow U_{F3} = C_3 / C_3' = 159235,67$	
5. Skalierung der zugehörigen R_n mit dem Umrechnungsfaktor U_{Fn}		$\Rightarrow R_1' = R_1 \cdot U_{F1} = 1 \text{ }\Omega \cdot 159235,67 = 159,236 \text{ k}\Omega$ (160 k Ω 33 M Ω = 159,228 k Ω) $R_2' = R_2 \cdot U_{F2} = 1 \text{ }\Omega \cdot 159235,67 = 159,236 \text{ k}\Omega$ (160 k Ω 33 M Ω = 159,228 k Ω) $R_3' = R_3 \cdot U_{F3} = 1 \text{ }\Omega \cdot 159235,67 = 159,236 \text{ k}\Omega$ (160 k Ω 33 M Ω = 159,228 k Ω)	
Tiefpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (2)		Um für C_n' Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche U_{Fn} angewandt werden. Es ergeben sich dann unterschiedliche R_n' . Maßgebend für f_g ist das Produkt $R \cdot C$.	

Im Ergebnis sind bei noch kleinen Kondensatoren relativ große 160k Ω -Widerstände erforderlich. Das ist kein Problem, wenn der Opamp nur als Spannungsfolger geschaltet ist. Zur Offset-Stromkompensation können einfach ebenfalls zwei 160k Ω -Widerstände in die Rückführung des Opamp geschaltet werden, so dass der Offset-Strom kompensiert wird.

Soll aber der Opamp zusätzlich noch als Verstärker mit $V_u = 10$ geschaltet werden, ist man bei der Dimensionierung der Widerstände nicht mehr so wahlfrei. In der Strommesser-Schaltung wurde R_3 mit $10\text{ k}\Omega$ festgelegt, so dass sich für das entsprechende RC-Glied R_3 - C_3 eine Neudimensionierung von C_3 erforderlich macht. Das folgende Bild enthält alle nötigen Angaben, wobei der Einfachheit halber der Rechenweg 1. bis 5. gleich gewählt wurde. Die Umdimensionierung für C_3 ist zusätzlich angegeben.

© 2019-02-25 P.E.Burkhardt mes2-10c

Skalierung der normierten Werte auf praktische Bauelemente-Werte:

- Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz f_g des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz ω ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_g$)
- Auswahl der Filterschaltung und damit der normierten Werte X_n lt. Tabelle
- Skalierung der Werte X_n auf die Kondensator-Werte C_n
- Skalierung der C_n auf praktikable C' -Werte möglichst nach Normreihe (Bestimmung der Umrechnungsfaktoren U_{Fn})
- Skalierung der zugehörigen R_n mit dem Umrechnungsfaktor U_{Fn}

Beispiel (2a) mit $f_g = 1\text{ Hz}$, Schaltung $m=3$, normiert nach Butterworth

⇒ $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 1\text{ Hz} = 6,28\text{ 1/s}$ Festlegung: $R_3 = 10\text{ k}\Omega$

⇒ Schaltung mit $m=3$ und normierte Werte X_n nach Butterworth
lt. Tabelle ist $X_1=2$, $X_2=0,5$ und $X_3=1$

⇒ $C_1 = \frac{2\text{ F}}{6,28\text{ 1/s}} = \frac{2.000.000\text{ }\mu\text{F}}{6,28\text{ 1/s}} \approx 318471,33\text{ }\mu\text{F}$

⇒ $C_2 = \frac{0,5\text{ F}}{6,28\text{ 1/s}} = \frac{500.000\text{ }\mu\text{F}}{6,28\text{ 1/s}} \approx 79617,83\text{ }\mu\text{F}$

⇒ $C_3 = \frac{1\text{ F}}{6,28\text{ 1/s}} = \frac{1.000.000\text{ }\mu\text{F}}{6,28\text{ 1/s}} \approx 159235,67\text{ }\mu\text{F}$

⇒ Festlegung $C_1' = 2\text{ }\mu\text{F}$ ⇒ $U_{F1} = C_1 / C_1' = 159235,67$
 $C_2' = 0,5\text{ }\mu\text{F}$ ⇒ $U_{F2} = C_2 / C_2' = 159235,67$
 $C_3' = ?\text{ }\mu\text{F}$ ⇒ $U_{F3} = C_3 / C_3'$ (C_3' noch unbestimmt, da U_{F3} fehlt)

⇒ $R_1' = R_1 \cdot U_{F1} = 1\text{ }\Omega \cdot 159235,67 = 159,236\text{ k}\Omega$ ($160\text{ k}\Omega \parallel 33\text{ M}\Omega = 159,228\text{ k}\Omega$)
 $R_2' = R_2 \cdot U_{F2} = 1\text{ }\Omega \cdot 159235,67 = 159,236\text{ k}\Omega$ ($160\text{ k}\Omega \parallel 33\text{ M}\Omega = 159,228\text{ k}\Omega$)
 $R_3' = R_3 \cdot U_{F3} = 1\text{ }\Omega \cdot ? = ?\text{ k}\Omega$
 Festlegung $R_3 = 10\text{ k}\Omega$ (Opamp-Stromkompensation)
 ⇒ $U_{F3} = R_3' / R_3 = 10\text{ k}\Omega / 1\text{ }\Omega = 10000$
 $C_3' = C_3 / U_{F3} = 159235,67\text{ }\mu\text{F} / 10000 = 15,92\text{ }\mu\text{F}$ (gewählt $16\text{ }\mu\text{F}$, 10 %)

Um für C_n' Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche U_{Fn} angewandt werden.
Es ergeben sich dann unterschiedliche R_n' . Maßgebend für f_g ist das Produkt $R \cdot C$.

Tiefpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (2a)

Hochpässe vom Gaußtyp nach Bessel und Butterworth

Hochpässe sind in der Strommesser-Schaltung zwar nicht nötig, werden aber trotzdem im Folgenden angegeben. Schematik und Rechenweg sind analog zu den Tiefpässen im vorigen Abschnitt.

© 2019-02-19 P.E.Burkhardt mes2-11

m=2

Normiert nach Bessel				
m	X1	X2	X3	X4
2	0,908	0,681	-	-
3	0,955	0,500	0,756	-
4	0,710	0,671	0,978	0,377

m=3

Normiert nach Butterworth				
m	X1	X2	X3	X4
2	1,414	0,707	-	-
3	2,000	0,500	1,000	-
4	1,082	0,924	2,613	0,383

m=4

m ist die Anzahl der RC-Glieder je Filterschaltung
 $1/X_n$ ist der Wert des Widerstands R_n in $[\Omega]$ bezogen auf die Kreisfrequenz ω
 C_n (jeweils 1 F) und die $1/X_n$ der Tabelle ergeben das jeweilige Filter
 bei der Kreisfrequenz $\omega = 1,0 \cdot 1/\text{s}$ (ω steht für klein Omega)

Hochpass vom Gaußtyp Quelle: Praktische Elektronik, IX Filterschaltungen, 2003, Hans-Hellmuth Cuno (Auszug und angepasst)

© 2019-02-19 P.E.Burkhardt mes2-11a

Skalierung der normierten Werte auf praktische Bauelemente-Werte:

- Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz f_g des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz ω ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_g$)
- Auswahl der Filterschaltung und damit der normierten Werte X_n lt. Tabelle
- Skalierung der C_n -Werte auf einen praktikablen C_n -Wert
- Skalierung der C_n auf praktikable C' -Werte möglichst nach Normreihe (Bestimmung der Umrechnungsfaktoren U_{Fn})
- Skalierung der zugehörigen R_n mit dem Umrechnungsfaktor U_{Fn}

Beispiel (3) mit $f_g = 3,3\text{ kHz}$, Schaltung $m=3$, normiert nach Butterworth

⇒ $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 3300\text{ Hz} = 20734\text{ 1/s}$

⇒ Schaltung mit $m=3$ und normierte Werte X_n nach Butterworth
lt. Tabelle ist $X_1=2$ ⇒ $1/X_1=0,5$ und $X_2=0,5$ ⇒ $1/X_2=2$ und $X_3=1$ ⇒ $1/X_3=1$

⇒ $C_n = \frac{1\text{ F}}{20734\text{ 1/s}} = \frac{1.000.000\text{ }\mu\text{F}}{20734\text{ 1/s}} \approx 48,23\text{ }\mu\text{F}$ ($C_1 = C_2 = C_3$)

⇒ Festlegung $C_1' = 5\text{ nF} = 0,005\text{ }\mu\text{F}$ ⇒ $U_{F1} = C_1 / C_1' = 9646$
 $C_2' = 5\text{ nF} = 0,005\text{ }\mu\text{F}$ ⇒ $U_{F2} = C_2 / C_2' = 9646$
 $C_3' = 5\text{ nF} = 0,005\text{ }\mu\text{F}$ ⇒ $U_{F3} = C_3 / C_3' = 9646$

⇒ $R_1' = R_1 \cdot U_{F1} = 0,5\text{ }\Omega \cdot 9646 = 4,823\text{ k}\Omega$
 $R_2' = R_2 \cdot U_{F2} = 2\text{ }\Omega \cdot 9646 = 19,292\text{ k}\Omega$
 $R_3' = R_3 \cdot U_{F3} = 1\text{ }\Omega \cdot 9646 = 9,646\text{ k}\Omega$

Um für C_n' andere Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche U_{Fn} angewandt werden.
Es ergeben sich dann unterschiedliche R_n' . Maßgebend für f_g ist das Produkt $R \cdot C$.

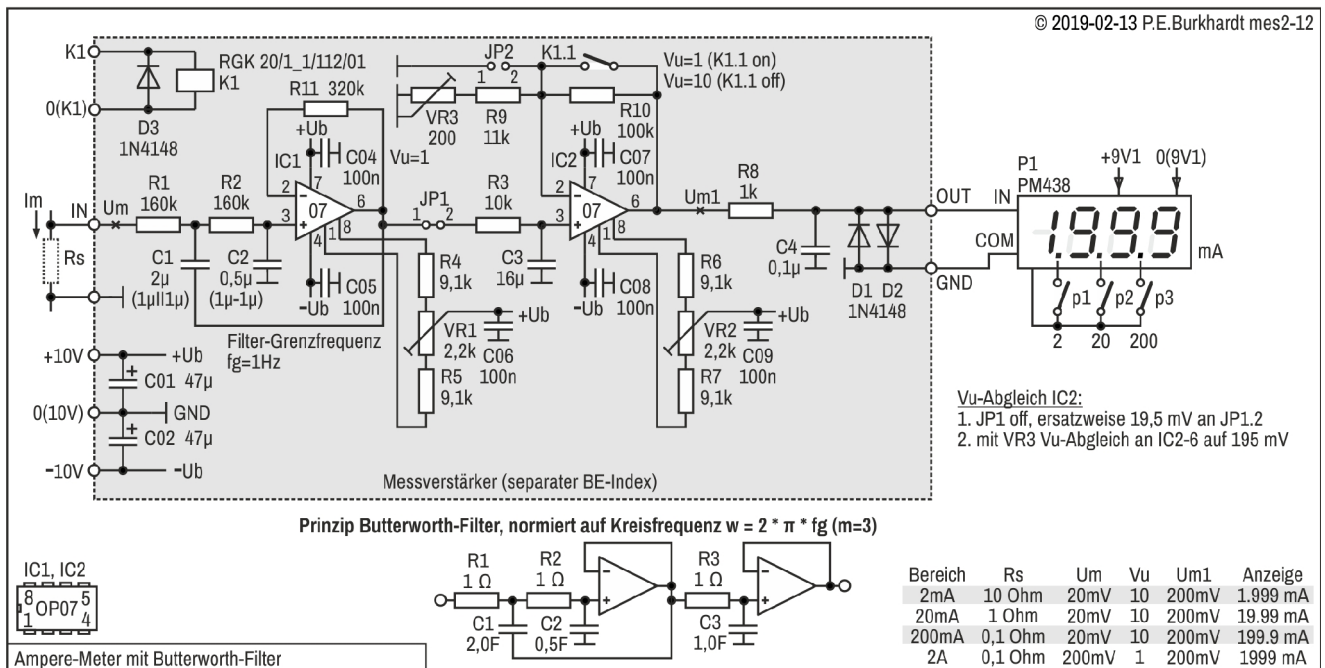
Hochpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (3)

Damit ist es möglich, auch Hochpässe auf die genannte Art und Weise zu dimensionieren.

Weitere Informationen auch zum Tschebyscheff- und Cauer-Filter sind ebenfalls im PDF-Skript "Praktische Elektronik, IX Filterschaltungen, 2003, Prof. Dr. Hans-Hellmuth Cuno" zu finden.

Milliampere-Meter, Messverstärker

Im folgenden Bild sind im Wesentlichen nur die Schaltung des Messverstärkers und der Anschluss des Panels dargestellt. Der Eingangsteiler für die Strommessbereiche sowie die gesamte Messbereichssteuerung fehlen.



Schaltungsbeschreibung

Prinzip

Das unter dem grauen Kasten (Platine) gezeigte Filterprinzip wurde mit den errechneten Werten (siehe Bild weiter oben) umgesetzt. Zusätzlich ist IC2 von Spannungsfolger ($V_u = 1$) auf Verstärker mit $V_u = 10$ umschaltbar.

Kompensation der Opamp-Offset-Spannung

Eigentlich benötigt der Präzisions-Opamp OP07 bei Anwendung als Spannungsfolger keine externe Kompensation der Offset-Spannung. Da aber im empfindlichsten Messbereich mit 20 mV Vollausschlag gearbeitet wird, hat die niedrigste Stelle der Anzeige eine Auflösung von 10 μ V Mess-Spannung. Die typische Offset-Spannung des OP07C ohne Abgleich beträgt aber schon 60 μ V (lt. Datenblatt). Deshalb ist ein externer Abgleich nötig.

Zur feinfühligsten Offset-Einstellung sind die Widerstände R4-R5 und R6-R7 vorhanden, die den Abgleichsbereich der Spindeltrimmer VR1 und VR2 einengen. Zum Abgleich wurde der "Adapter für den Offset-Abgleich OP07" verwendet. Die Beschreibung zum Adapter enthält auch Angaben zur Schaltung des Offset-Abgleichs. Mit Hilfe des Adapters wird die restliche Schaltung des Messverstärkers gewissermaßen vom Opamp abgeklemmt, so dass die Messverstärker-Schaltung keinen Einfluss auf den Offset-Abgleich hat. Der Offset-Abgleich wird bei einer Verstärkung von $V_u = 1000$ vorgenommen.

Eigentlich ist der Abgleich mit Trimm-Potis nicht so günstig, da der Temperaturgang der Potis und die Langzeitstabilität nicht so gut sind im Vergleich zu Metallschicht-Widerständen. Man sollte sich die Mühe machen, auf der Leiterplatte Lötstifte vorzusehen, um nur mit Widerständen den Abgleich vornehmen zu können. Das ist zwar eine langwierige Löterei, aber im Bastel-Labor die beste Möglichkeit, langzeitstabile Ergebnisse zu erzielen. Ich umgehe diesen Prozess gerne und nehme Spindeltrimmer.

Kompensation des Opamp-Offset-Stroms

Offset-Strom ist die nötige Stromdifferenz der Basisruhestrome für die Opamp-Ausgangsspannung Null. Sind beide Basisruhestrome der Opamp-Differenzeingangsstufe gleich, gibt es auch keinen Offset-Strom. Üblicherweise erfolgt die Beschaltung des Opamp so, dass jeder Eingang den gleichen Widerstandswert "sieht". Durch die Gleichtaktunterdrückung des Opamp ergibt sich so eine Kompensation des Offset-Stroms.

Beim ersten Opamp (Spannungsfolger IC1) ist die Forderung nach gleichen Widerständen leicht zu erfüllen. Der Wert der berechneten Filterwiderstände R1 und R2 ist bequem im invertierenden Rückführzweig des Opamp als R11 realisierbar.

Beim zweiten Opamp (IC2) ist die Sache etwas komplizierter. Da eine Verstärkung von 10 gefordert ist müsste im Rückführzweig beim berechneten $R3 = 160 \text{ k}\Omega$ ein Widerstand $R10 = 1,6 \text{ M}\Omega$ verwendet werden. Prinzipiell ist dies zwar möglich, doch die Beschaltung mit niederohmigeren Widerständen zur Verstärkungseinstellung ($R10, R9+VR3, R3$) bringt Vorteile bezüglich Stabilität und Störspannungs-Resistenz. Deshalb wurde $R3 = 10 \text{ k}\Omega$ festgelegt und im Gegenzug Kondensator C3 von $1 \text{ }\mu\text{F}$ auf $16 \text{ }\mu\text{F}$ erhöht. Für die Filterfunktion ist ja das Produkt $R3 * C3$ maßgebend.

Kondensator C3 sollte idealerweise kein Elko sein, oder ein Elko mit niedrigem Reststrom. Mangels anderer Möglichkeiten habe ich einen $22 \text{ }\mu\text{F}$ Tantal-Elko mit einem $47 \text{ }\mu\text{F}$ Al-Elko in Reihe geschaltet. Diese Kombination ergab gerade den geforderten Gesamtwert (ausgemessen).

Verstärkungseinstellung Opamp IC2

Die Umschaltung der IC2-Verstärkung erfolgt mit einem Schutzgas-Relais-Kontakt. Kontakt K1.1 ist nur im 2A-Bereich geschlossen. Der Opamp arbeitet dann als Spannungsfolger ($R10$ gebrückt und $R9+VR3$ als Last am Opamp-Ausgang). In den anderen Messbereichen ist $V_u = 10$. Diese Verstärkung kann mit VR3 justiert werden (Abgleichanweisung siehe Schaltbild).

Eingangswiderstand des ersten Opamp (IC1)

Normalerweise muss das doppelte RC-Glied $R1-C1$ und $R2-C2$ zur Wahrung der Filterfunktion von einer niederohmigen Quelle gespeist werden. Das ist auch hier gewährleistet, da am Eingang der Mess-Spannungsteiler mit dem Gesamtwiderstand von $10 \text{ }\Omega$ hängt. Wäre dies nicht so, müsste vor das erste RC-Glied ein weiterer Opamp als Spannungsfolger geschaltet werden. Insbesondere beim Einsatz der Platine als Spannungs-Messverstärker ist der zusätzliche Spannungsfolger nötig, um einerseits den dann hochohmigen Eingangs-Spannungsteiler nicht zu belasten und um andererseits die RC-Filterglieder niederohmig anzusteuern.

Duale Opamp-Spannungsversorgung

Zweimal 10 V sind nicht unbedingt nötig. Aufgrund der zu verarbeitenden Spannung von maximal 200 mV wären auch 5 V ausreichend. Es konnte aber beobachtet werden, dass trotz der hohen Betriebsspannungsunterdrückung der OP07 eine Beeinflussung der wirksamen Ausgangs-Offset-Spannung (Nullpunktverschiebung) zuließ. Wurde z.B. eine der Spannungen um 2 V abgesenkt, änderte sich der Nullpunkt am Opamp-Ausgang um etwa $0,1 \text{ mV}$. Dieses Verhalten zeigten mehrere Testexemplare, auch verschiedener Hersteller. Es ist deshalb ratsam, bei kritischen Anwendungen die Betriebsspannung relativ hoch zu wählen und zusätzlich sorgfältig zu stabilisieren.

Anschluss des 200mV-Panels PM438

Das verwendete Panel hat einen Eingangswiderstand von $10 \text{ M}\Omega$. Zwar ist auf der Panel-Platine schon ein Kondensator von 100 nF parallel zum Eingang geschaltet, doch das RC-Filter $R8-C4$ bringt zusätzliche Dämpfung von Störspannungen mit höherer Frequenz.

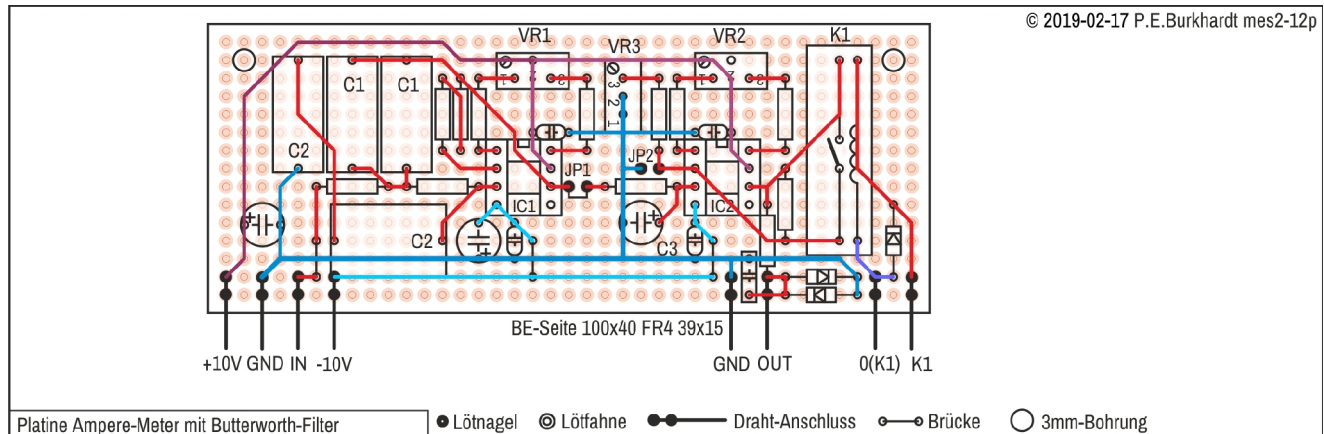
Wichtiger sind die beiden Begrenzungsdioden D1 und D2, die zum Schutz des Panel-Eingangs vorgesehen wurden. So kann die Spannung nur maximal bis 600 mV (positiv oder auch negativ) steigen, wenn am Eingangsteiler der falsche Messbereich gewählt wurde. Diese $0,6 \text{ V}$ richten beim Panel keinen Schaden an. Übrigens, der Einsatz von Schottky-Dioden bringt keine Vorteile, im Gegenteil. Am Messbereichsende (200 mV) zeigte das Panel mit und ohne Dioden leicht unterschiedliche Werte.

Störung durch Schaltnetzteil

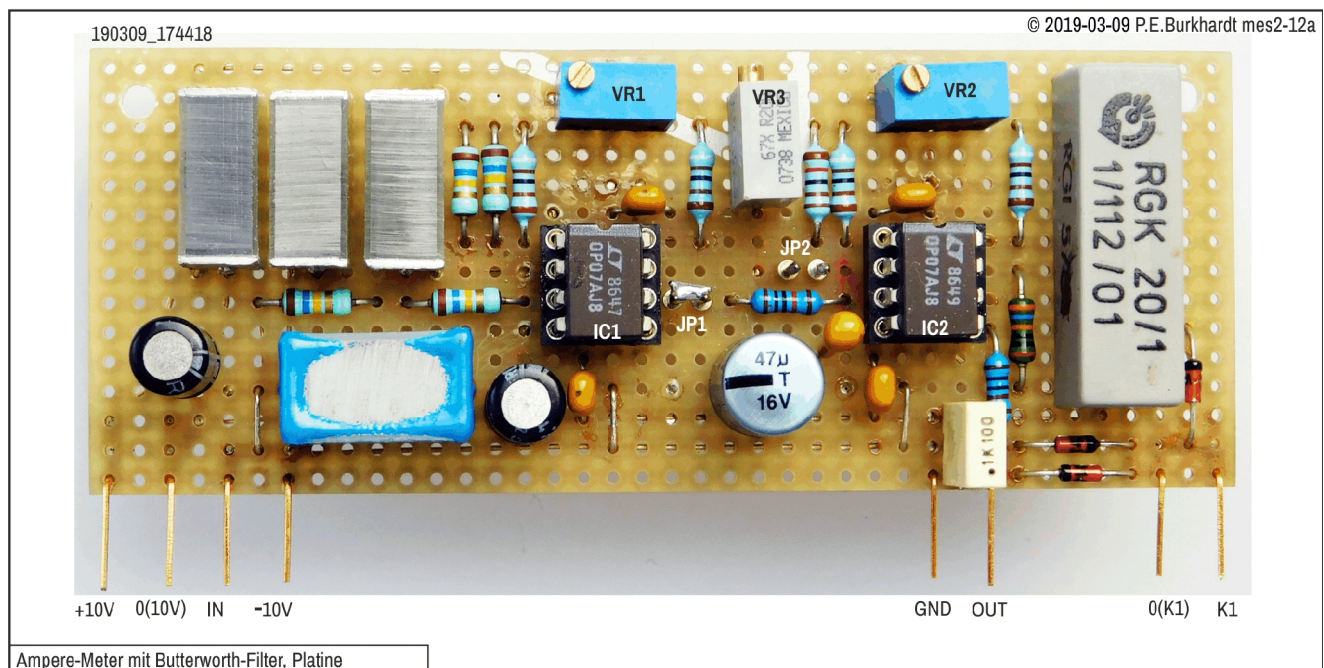
Auf dem Labortisch war während des Opamp-Offset-Abgleichs in knapp einem Meter Abstand ein 12V-Schaltnetzteil in Betrieb (LötKolbenheizung). Das Netzteil störte die Leiterplatte des Messverstärkers so sehr, dass kein vernünftiger Nullpunktgleich möglich war. Ohne Schaltnetzteil war der Abgleich kein Problem.

Es ist nicht immer so leicht, die Ursache einer Störspannungseinstreuung festzustellen. In früheren Zeiten hatte mich schon einmal eine Quecksilber-Sparlampe zum Narren gehalten, die den gesamten Messplatz mit hochfrequenten Signalen verseuchte.

Messverstärker-Platine

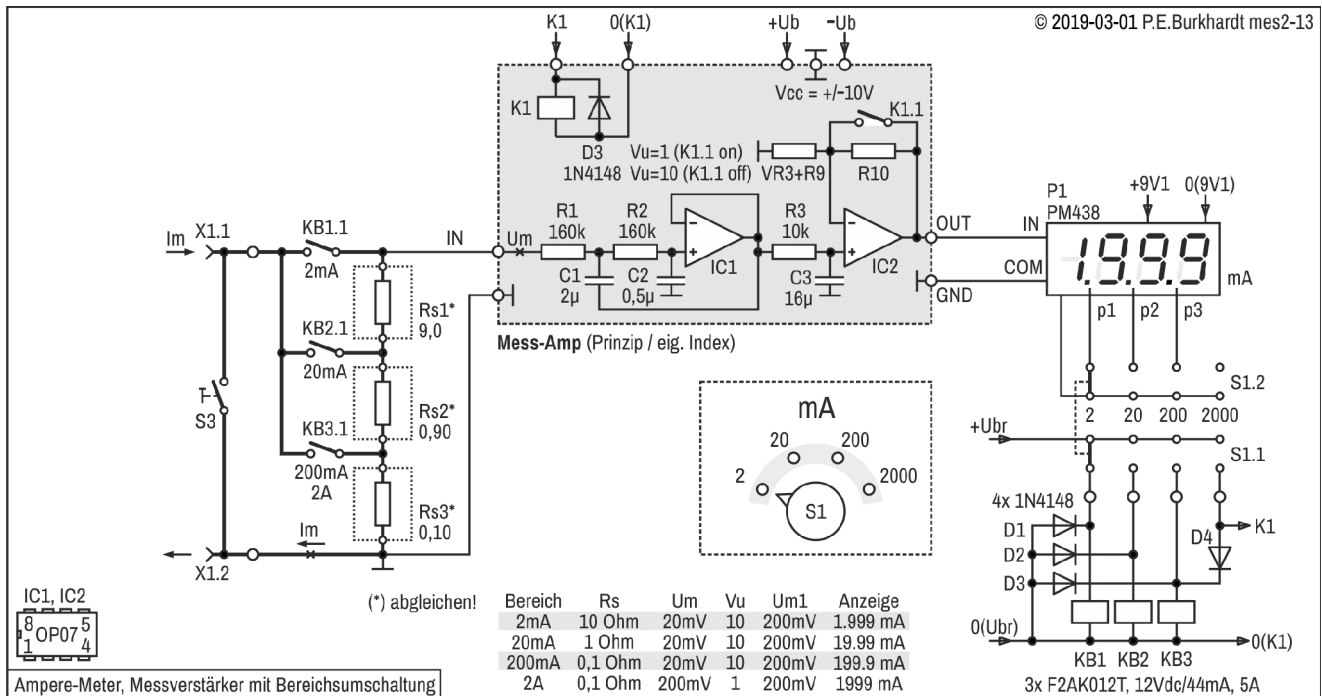


Die FR4-Lochrasterplatine ist Teil einer größeren Schaltung und wird hochkant auf die Hauptplatine gesetzt. Die Anschluss-Stifte bestehen aus vergoldeten 0,4 Millimeter Hartkupferstiften (gewonnen aus alten Steckerleisten). Dadurch kann die Platine zu Testzwecken bequem auf ein Breadboard gesteckt werden. Funktioniert dann alles, erfolgt das Verlöten auf der Hauptplatine.



Milliampere-Meter, Bereichsumschaltung

Die Bereichsumschaltung erfolgt mit Relais, da kein geeigneter Umschalter zur Verfügung stand. Das Problem ist der 2A-Bereich. Die Relais bedeuten zwar höheren Aufwand, aber das spielt in diesem Fall keine Rolle, da alle Bauelemente sowieso aus der Bastelkiste kommen.



Hinweise

Der 2-Ebenen-Drehschalter S1 erledigt in 4 Stufen mit einer Ebene die Umschaltung des Panel-Dezimalpunktes, mit der anderen Ebene die Umschaltung der Relais.

Schalter S3 ist ein Kippschalter, mit dem das ganze Messgerät umgangen werden kann. Beim Testen von Schaltungen ist das manchmal vorteilhaft, um den Eingangsteiler aus dem Stromkreis nehmen zu können. S3 kann auch weggelassen werden.

Die Shunt-Widerstände bestehen jeweils aus mehreren parallel geschalteten Einzelwiderständen, um eine spürbare Erwärmung durch den Mess-Strom zu verhindern. Die Erwärmung würde den Wert der Widerstände unzulässig verändern und damit zum zusätzlichen Fehler in der Panel-Anzeige führen.

Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung ist im Bild nicht dargestellt. Bisher wurde die Schaltung nur im Testbetrieb ohne eigene Versorgung verwendet. Zu beachten ist, dass das Panel eine vom Messkreis potentialfreie 9V-Versorgung benötigt. Die Masse 0(Ubr) der Relaisversorgung kann, muss aber nicht, auf System-GND liegen. Die Relais-Spannung kann im Bereich 10 bis 12 V liegen. Die Opamps benötigen eine duale Versorgung im Bereich von 8 bis 15 V. Es ist günstig, da störungsfrei, wenn diese Opamp-Versorgung aus separater Quelle kommt. Die Belastung durch IC1 und IC2 beträgt nur wenige Milliampere.

Elektronische Lasten

Zum Test von Netzteilen ist ein Lastwiderstand nötig, der entsprechend der umzusetzenden Leistung groß und teuer ist. Außerdem muss er einstellbar sein, um den Strom ändern zu können.

Wesentlich eleganter ist ein elektronischer Widerstand, dessen Leistung durch entsprechende Leistungshalbleiter und Kühlkörper einfach skalierbar ist. Außerdem ist eine elektronische Last sehr flexibel steuerbar, sowohl von Hand als auch durch ein Steuersignal. Diese Möglichkeit, den Widerstandswert und damit den Strom elektronisch zu ändern, erlaubt auch die dynamische Prüfung von Netzteilen.

Somit kann ein Netzteil nicht nur statisch untersucht werden. Die impulsmäßige Belastung, wahlweise auch mit einer Grundlast sowie unterschiedlicher Wiederholfrequenz und Impulsbreite, ist kein Problem. Erst mit einer dynamischen Prüfung ist die Qualität eines Netzteils richtig bestimmbar.

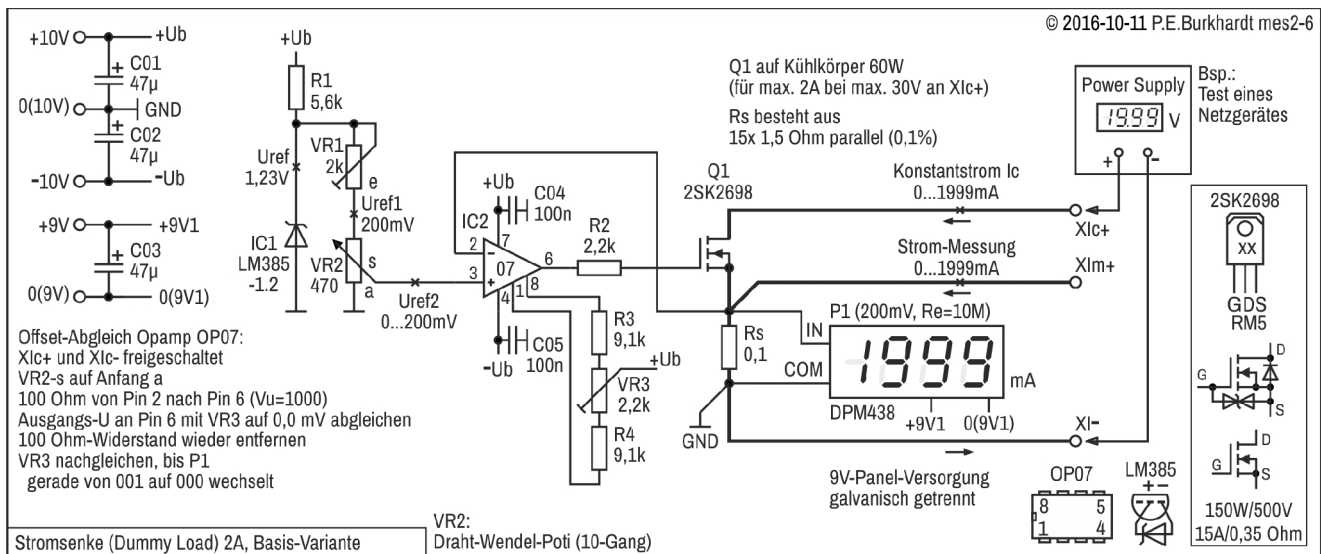
Das Grundprinzip der elektronischen Last, die einen ohmschen Widerstand ersetzen soll, ist das Steuern des Stroms einer Stromsenke mit Hilfe einer Spannung.

Stromsenke (Dummy Load) 2A, Basis-Variante

Die folgende einfache Stromsenke erlaubt die statische Belastung eines Netzteils mit einem einstellbaren Strom. Alternativ dazu kann über einen zusätzlichen Anschluss das eingebaute Digital-Panel als 2A-Strommesser genutzt werden.

Eigenschaften

- Stromsenke bis 2 A bei max. 30 V
- Digital-Panel zur Strom-Messung
- Leistungs-MOSFET auf 60W-Kühlkörper
- Einstellung des Stroms mit 10-Gang-Draht-Wendel-Poti
- 1,23V-Referenz LM385 und Präzisions-Opamp OP07 zur Stromregelung



Schaltungsbeschreibung

Prinzip

Der Lastkreis besteht aus Leistungs-MOSFET Q1 als Stellglied und den Shunt Rs für den Stromistwert. Der Opamp IC2 vergleicht den Stromistwert mit der eingestellten Referenzspannung Uref2 und steuert den MOSFET so, dass immer ein konstanter Strom vom Plus-Anschluss Xlc+ zum Minus-Anschluss Xlc- fließt. Dieser Konstantstrom Ic ist unabhängig von der Spannung am Plus- und Minus-Anschluss.

Da für den Strom Ic eine äußere Spannungsquelle erforderlich ist, wirkt die Anordnung als Stromsenke. Im Gegensatz dazu ist eine Schaltung, die aus einer internen Spannungsquelle den Strom liefert, eine Stromquelle.

Referenzspannungen Uref, Uref1 und Uref2

Die LM385-Referenzquelle liefert nominal 1,23V (Uref). Dabei fließen ca. 1,6 mA durch IC1. Die Referenzspannung ist relativ temperaturstabil (Näheres siehe Datenblatt).

Mit dem 10-Gang-Trim-Poti VR1 wird Uref1 genau auf 200 mV abgeglichen. Dieser Wert von 200 mV wurde als System-Referenz-Wert gewählt. Das Strom-Panel zeigt bei 200 mV den Maximalstrom von 2 A an. Der Shunt Rs liefert ebenfalls 200 mV bei 2 A. So passt alles zusammen. Gemeinsamer Nullpunkt ist GND.

Mit dem Draht-Wendel-Poti VR2 erfolgt die Einstellung des Strom-Sollwerts Uref2 von Null bis 200 mV. Das entspricht einem Strom von Null bis 2000 mA. Der VR2-Wert kann auch höher sein. Das 470-Ohm-Poti war gerade vorhanden. Werte bis zu 10 kΩ sind möglich. VR1 ist dann entsprechend anzupassen.

Opamp OP07 mit Nullpunktgleich

Da der mit dem Panel angezeigte Stromwert eine Auflösung von 0,1 mV hat (entspricht 1 mA), muss ein präziser Operationsverstärker eingesetzt werden.

Trotz der guten Eigenschaften des OP07 (siehe Datenblatt) wurde das Trim-Poti VR3 für den Offset-Abgleich vorgesehen. Wie der Abgleich erfolgt siehe Bild. Es ist keine Änderung (Auftrennen von Verbindungen o.ä.) an der Schaltung erforderlich, nur ein Widerstand wird zwischen Pin 2 und 6 geschaltet. Der sich ergebende invertierende Verstärker zeigt dann am Pin 6 einen evtl. vorhandenen Nullpunktfehler an, korrigierbar mit VR3. Die Widerstände R3 und R4 bewirken, dass der Offset-Abgleich genau auf Null gut gelingt. Sollte der VR3-Einstellbereich zu klein sein, muss je nach Polarität der Offset-Spannung einer der Widerstände R3 oder R4 geringfügig geändert werden.

Beim Offset-Abgleich muss man immer besonders nach dem Einschalten der Betriebsspannung ca. eine Minute warten, bis der OP07-interne Temperatenausgleich erfolgt ist. Das heißt nach Abgleich auf Null, diesen Null-Wert einige Zeit beobachten und ggf. nachgleichen, dabei probeweise die Betriebsspannung aus- und wieder einschalten. Einiges zur Problematik der temperaturbedingten Einlaufzeit steht auch im OP07-Datenblatt.

Der Opamp wird mit ± 10 V versorgt. Die Spannungen können im Bereich von ± 5 V bis ± 15 V liegen, sollten aber stabilisiert sein.

Shunt Rs

Manchmal ist es schwierig, einen als Shunt geeigneten Widerstand zu finden, der einerseits eine geringe Toleranz aufweist, andererseits aber auch belastbar und temperaturstabil ist. Es hat sich bewährt, viele Widerstände mit relativ geringer Einzelbelastbarkeit parallel zu schalten. So ist erst einmal die Gesamt-Belastbarkeit kein Thema mehr. Die 15 parallel geschalteten 1,5-Ohm-Widerstände erwärmen sich kaum, selbst wenn längere Zeit 2 A fließen. Es entstehen in diesem Fall nur 400 mW Verlustwärme. Die temperaturbedingte Wertänderung ist vernachlässigbar.

Es sollten aber Metallschichtwiderstände eingesetzt werden, wegen der höheren Langzeitstabilität und dem kleineren Temperaturkoeffizient. Kohleschichtwiderstände sind ungeeignet.

Damit der Strom-Messwert nicht verfälscht wird, sind Hauptstrom-Leitungen und Messleitungen getrennt zu führen und erst unmittelbar am Shunt zu verbinden. Das ist im Schaltbild angedeutet.

Die Gesamt-Toleranz des Shunts sollte nicht größer als 0,1 % sein, da sonst der vom Shunt verursachte Anzeigefehler des Panels zu groß wird. Mit Hobby-Mitteln ist dies zwar schwierig, aber durch Vergleich mit guten Digital-Messgeräten sollte ein Optimum erreichbar sein.

MOSFET Q1 als Stellglied

Damit nur der mit VR2 eingestellte Strom fließt, muss im Lastkreis die überschüssige Spannung vernichtet werden. Das kann auch mit einem bipolaren Transistor geschehen. Der eingesetzte MOSFET Q1 hat aber den Vorteil, thermisch stabil und hoch belastbar zu sein. Zudem benötigt er wenig Steuerleistung.

Zu beachten ist aber, dass der MOSFET im linearen Bereich arbeitet. Viele MOSFETs eignen sich nicht so gut dafür, da sie für den Schaltbetrieb entwickelt und optimiert wurden. Wird ein MOSFET-Schalter im Linearbetrieb eingesetzt, können bei hoher Belastung auf dem MOSFET-Chip örtliche Überhitzungen auftreten, die wiederum zum Spannungsdurchbruch führen können.

Der eingesetzte 2SK2698 war gerade vorhanden (aus TV-Gerät) und ist eigentlich für die 2 A völlig überdimensioniert. Diese Robustheit schadet aber auch nichts. Die internen DS- und GS-Schutzdioden sorgen für zusätzliche Sicherheit bei der Anwendung. Äußere zusätzliche Dioden sind entbehrlich.

Wichtig ist aber ein hinreichend großer Kühlkörper, ggf. mit zusätzlichem Lüfter. Wird die Stromsenke im Dauerbetrieb bei höchstem Strom und hoher Spannung verwendet, ist eine Menge Wärme abzuführen. Bei kurzzeitigen Messungen z.B. an Stromversorgungsgeräten reicht auch ein kleines Kühlblech, wenn die Messpausen groß genug sind.

Anzeige des Konstant-Stroms I_c

Das eingebaute Strom-Panel ist sehr hilfreich. Da für VR2 ein Wendelpoti eingesetzt wird, ist eine Eichskala aufwendig bzw. teuer. Günstiger ist da die digitale Anzeige im Gerät. Es kann auch nicht davon ausgegangen werden, dass z.B. im zu prüfenden Netzteil ein Strommesser schon vorhanden ist.

Zusätzlich ist die Buchse XIm+ vorhanden, die alternativ zur Anzeige des Konstant-Stroms eine unabhängige Strom-Messung von Null bis 2 A erlaubt. Die zusätzliche Buchse ist schnell verbaut, ein zusätzlicher Schalter oder eine Schaltungsänderung ist nicht erforderlich. Diese zusätzliche Messmöglichkeit macht das kleine Gerät etwas universeller nutzbar.

Für das Panel ist eine galvanisch getrennte Stromversorgung erforderlich, die aber nur wenige Milliampere liefern muss.

Einsatzgrenzen der Stromsenke

Natürlich setzen der mögliche Maximalstrom von 2 A und die begrenzte Q1-Verlustleitung (Kühlkörper) das Limit bei der Anwendung. Die Spannungshöhe ist nicht maßgebend. Der MOSFET verträgt bis 500 V.

Ein besonderer Nachteil darf aber nicht verschwiegen werden. Soll bei einem Netzgerät das Kurzschlussverhalten untersucht werden, müssen die Restspannungen über Q1 und Rs beachtet werden. Während über dem Shunt eine nur geringe Spannung entsprechend des fließenden Stroms verbleibt (z.B. 100 mV bei 1 A), ist die Spannung über dem voll durchgesteuerten MOSFET größer. Bei z.B. 1 A wurden 360 mV gemessen, bei 100 mA etwa 40 mV. Der DS-ON-Widerstand bewegt sich also im Bereich von 0,4 Ω . Diese verbleibende Spannung mindert den möglichen Kurzschluss-Strom des Netzgeräts etwas. Dies gilt es zu beachten. Da aber Netzgeräte in der Regel eine eigene Spannungsanzeige haben, bleibt dieser Sachverhalt nicht verborgen.

Fazit

Mit der Stromsenke entfällt die Suche nach geeigneten Widerständen, wenn die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Netzteils statisch untersucht werden soll. Vor allem eine Netzteil-Strombegrenzung ist mit der Stromsenke erst richtig überprüfbar. Der Übergang vom Konstantspannungsbetrieb (CV) zur Strombegrenzung (CL) oder zur Stromregelung (CC) kann genau in einer Messreihe erfasst und in einem Diagramm dargestellt werden. Hilfreich dabei ist die feine Stromdosierung mit dem Wendel-Poti VR2.

Stromsenke (Dummy Load) 2A, max. 150W

Die folgende Stromsenke erlaubt die statische Belastung eines Netzteils mit einem einstellbaren Strom. Alternativ dazu kann über einen zusätzlichen Anschluss das eingebaute Digital-Panel als Strommesser genutzt werden. Es gibt zwei umschaltbare Strombereiche.

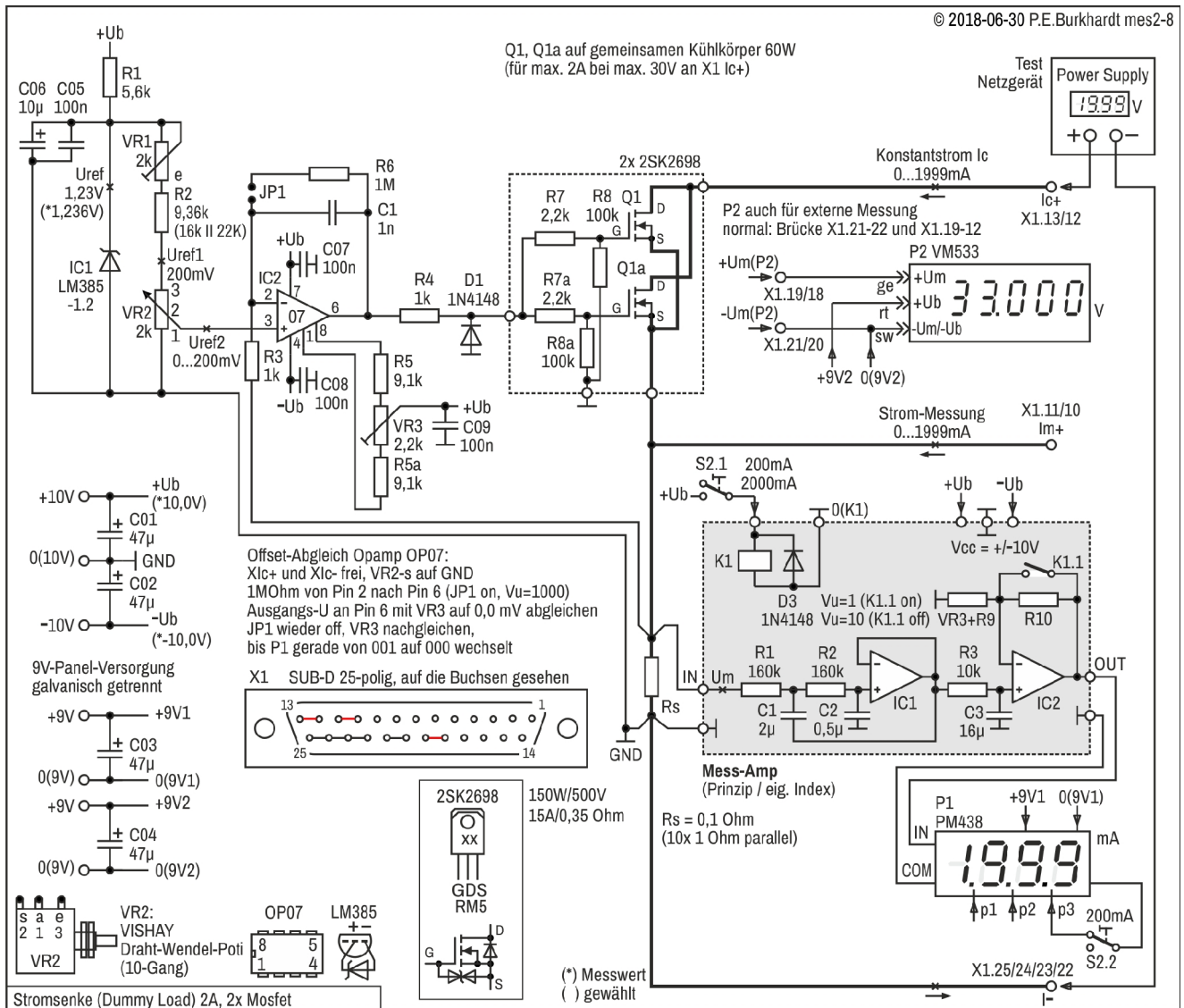
Zusätzlich ist ein 33V-Panel eingebaut, das sowohl intern als auch extern genutzt werden kann. Für die äußeren Anschlüsse ist eine 25-polige Sub-D Steckerleiste vorgesehen, die zu meinem Test- und Stecksystem passt.

Das ganze Gerät wurde als Testvariante aufgebaut und bildet die Grundlage zur späteren Erweiterung zu einer dynamisch ansteuerbaren Testlast.

Eigenschaften

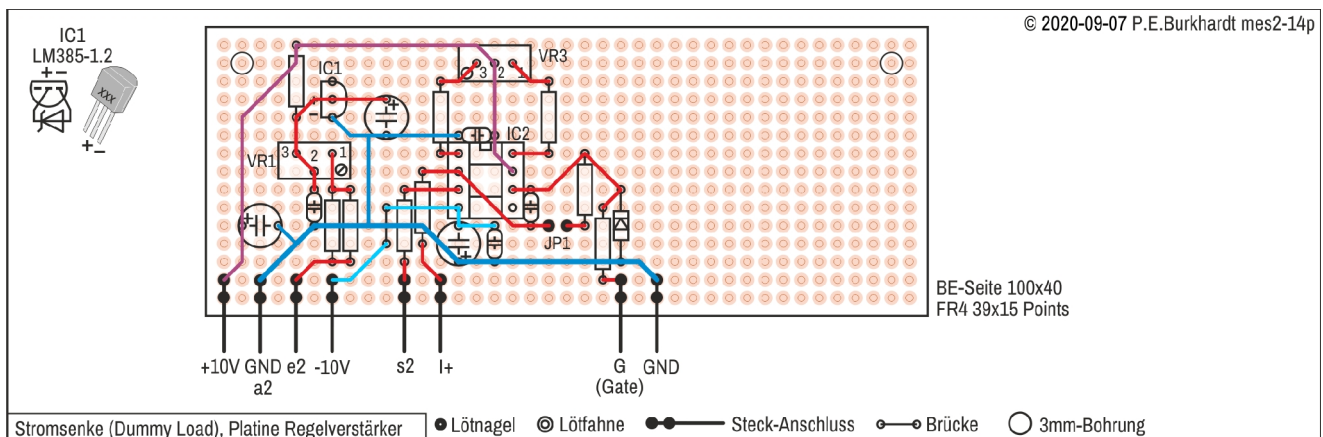
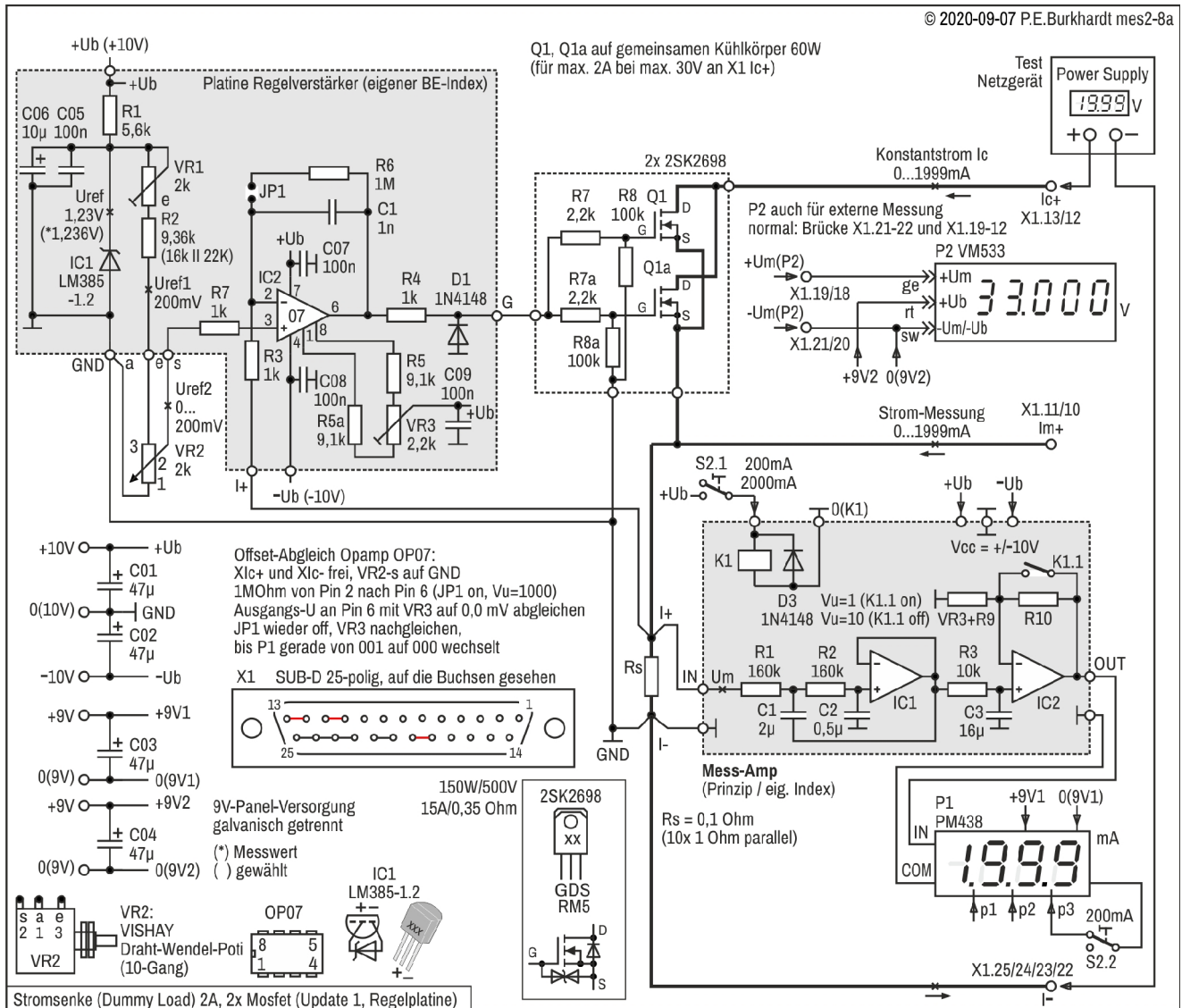
- Stromsenke bis 2 A, max. 150 W (2 parallele Mosfets)
- Digital-Panels zur Strom- und Spannungsmessung
- Strom-Messung im 200mA- oder 2A-Bereich, umschaltbar im Messverstärker
- Messverstärker mit Filter, um impulsmäßige Ströme messen zu können
- Einstellung des Stroms mit 10-Gang-Draht-Wendel-Poti
- 1,23V-Referenz LM385 und Präzisions-Opamp OP07 zur Stromregelung

Schaltung Version 2018



Schaltung Version 2020-09

In der folgenden Update-Version 2020-09 wurde der Regelverstärker auf einer Platine realisiert (vorher nur Breadboard). Schaltung und deren Funktion wurden nicht verändert. Die nachfolgende Schaltungsbeschreibung ist deshalb weiterhin uneingeschränkt gültig.



Schaltungsbeschreibung

Der Lastkreis besteht aus den Leistungs-MOSFETs Q1 und Q1a als Stellglied und den Shunt Rs für den Stromistwert. Der Opamp IC2 vergleicht den Stromistwert mit der eingestellten Referenzspannung Uref2 und steuert die MOSFETs so, dass immer ein konstanter Strom vom Plus-Anschluss X1c+ zum Minus-Anschluss X1c- fließt. Dieser Konstantstrom Ic ist unabhängig von der Spannung am Plus- und Minus-Anschluss. Natürlich muss die angelegte Spannung mindestens so groß sein, dass der Kanalwiderstand der Mosfets überwunden werden kann.

Referenzspannungen Uref, Uref1, Uref2 und Einstellbereich

Die LM385-Referenzquelle liefert nominal 1,23V (Uref). Dabei fließen ca. 1,6 mA durch IC1. Die Referenzspannung ist relativ temperaturstabil (Näheres siehe Datenblatt).

Mit dem 10-Gang-Trim-Poti VR1 wird Uref1 genau auf 200 mV abgeglichen. Dieser Wert von 200 mV wurde als System-Referenz-Wert gewählt. Das Strom-Panel zeigt bei 200 mV den Maximalstrom von 2 A an, wenn der Messverstärker auf eine Verstärkung von $V_u = 1$ eingestellt ist. Der Shunt Rs liefert ebenfalls 200 mV bei 2 A. So passt alles zusammen. Gemeinsamer Nullpunkt ist GND.

Mit dem Draht-Wendel-Poti VR2 erfolgt die Einstellung des Strom-Sollwerts Uref2 von Null bis 200 mV. Das entspricht einem Strom von Null bis 2000 mA.

Ist der Messverstärker auf eine Verstärkung von $V_u = 10$ eingestellt, wird zwar mit dem gleichen Einstellbereich 0 bis 2000 mA gearbeitet, es ergibt sich aber im unteren Strombereich bis 200 mA eine detailliertere Anzeige.

Opamp OP07 mit Nullpunktabgleich

Da der mit dem Panel angezeigte Stromwert bei $V_u = 10$ eine Auflösung von 0,01 mV hat (entspricht 0,1 mA), muss ein präziser Operationsverstärker eingesetzt werden.

Trotz der guten Eigenschaften des OP07 (siehe Datenblatt) wurde das Trim-Poti VR3 für den Offset-Abgleich vorgesehen. Wie der Abgleich erfolgt siehe Bild. Es ist keine Änderung (Auftrennen von Verbindungen o.ä.) an der Schaltung erforderlich. Der nötige Widerstand vom Pin 2 zum Ausgang Pin 6 wurde in der Schaltung vorgesehen und ist per Jumper anschaltbar. Der sich ergebende invertierende Verstärker zeigt dann am Pin 6 einen evtl. vorhandenen Nullpunktfehler an, korrigierbar mit VR3. Die Widerstände R5 und R5a bewirken, dass der Offset-Abgleich genau auf Null gut gelingt. Sollte der VR3-Einstellbereich zu klein sein, muss je nach Polarität der Offset-Spannung einer der Widerstände R5 oder R5a geringfügig geändert werden.

Beim Offset-Abgleich muss man immer besonders nach dem Einschalten der Betriebsspannung ca. eine Minute warten, bis der OP07-interne Temperatenausgleich erfolgt ist. Das heißt nach Abgleich auf Null, diesen Null-Wert einige Zeit beobachten und ggf. nachgleichen, dabei probeweise die Betriebsspannung aus- und wieder einschalten. Einiges zur Problematik der temperaturbedingten Einlaufzeit steht auch im OP07-Datenblatt.

Der Opamp IC2 und der Messverstärker wird mit ± 10 V versorgt. Die Spannungen müssen stabilisiert sein.

Shunt Rs

Da es schwierig ist, einen Shunt zu finden, der genau genug ist und auch ohne wesentliche Erwärmung belastbar ist, wurde der Shunt aus 10 parallel geschalteten Einzelwiderständen realisiert. So ist erst einmal die Gesamt-Belastbarkeit kein Thema mehr. Die 10 parallel geschalteten 1-Ohm-Widerstände erwärmen sich kaum, selbst wenn längere Zeit 2 A fließen. Es entstehen in diesem Fall nur 400 mW Verlustwärme. Die temperaturbedingte Wertänderung ist vernachlässigbar.

Es sollten aber Metallschichtwiderstände eingesetzt werden, wegen der höheren Langzeitstabilität und dem kleineren Temperaturkoeffizient. Kohleschichtwiderstände sind ungeeignet.

Damit der Strom-Messwert nicht verfälscht wird, sind Hauptstrom-Leitungen und Messleitungen getrennt zu führen und erst unmittelbar am Shunt zu verbinden. Das ist im Schaltbild angedeutet.

Die Gesamt-Toleranz des Shunts sollte nicht größer als 0,1 % sein, da sonst der vom Shunt verursachte Anzeigefehler des Panels zu groß wird. Mit Hobby-Mitteln ist dies zwar schwierig, aber durch Vergleich mit guten Digital-Messgeräten sollte ein Optimum erreichbar sein.

Mosfets Q1 und Q1a als Stellglied

Damit nur der mit VR2 eingestellte Strom fließt, muss im Lastkreis die überschüssige Spannung vernichtet werden. Die eingesetzten Mosfets Q1 und Q1a haben den Vorteil, auch bei Parallelschaltung thermisch stabil und hoch belastbar zu sein. Zudem benötigen Mosfets im Gegensatz zu bipolaren Transistoren nur wenig Steuerleistung für die Umladevorgänge der Mosfet-Eingangskapazität.

Die eingesetzten 2SK2698 stammen aus einem CRT-TV-Gerät und sind eigentlich für die 2 A völlig überdimensioniert. Diese Robustheit schadet aber auch nichts. Die internen DS- und GS-Schutzdioden sorgen für zusätzliche Sicherheit bei der Anwendung. Äußere zusätzliche Dioden sind entbehrlich.

Es wurden 2 Mosfets eingesetzt, um die Sicherheit vor einer örtlichen Überhitzung der Chips noch zu erhöhen. Die Impulsbelastbarkeit eines einzelnen Mosfets ist zwar mit 15 A sehr hoch, doch der DC-SOAR-Bereich wird mit 5 A bei 30 V und 23°C angegeben. Das bedeutet, im Dauerbetrieb der Dummy-Last könnte ein einzelner Mosfet überhitzen und zum Durchbruch führen. Jedes Grad Temperaturerhöhung verringert den SOAR-Bereich, d.h. den sicheren Arbeitsbereich (siehe Datenblatt).

Wichtig ist ein hinreichend großer Kühlkörper, ggf. mit zusätzlichem Lüfter. Wird die Stromsenke im Dauerbetrieb bei höchstem Strom und hoher Spannung verwendet, ist die abzuführende Wärmemenge beachtlich. Bei kurzzeitigen Messungen z.B. an Stromversorgungsgeräten reicht auch ein kleines Kühlblech, wenn die Messpausen groß genug sind.

Anzeige des Konstant-Stroms I_c

Der Shunt liefert 200 mV bei 2 A, entsprechend 20 mV bei 200 mA. Der angeschlossene Messverstärker ist zwischen einfacher und zehnfacher Verstärkung umschaltbar. Das bedeutet, im 200mA-Messbereich kann ein Panel-Wert von 199,9 mA angezeigt werden. Bei höherem Strom erfolgt dann der Überlauf. Im 2A-Bereich ist dagegen die Anzeige maximal 1999 mA, die Auflösung ist also um den Faktor 10 geringer.

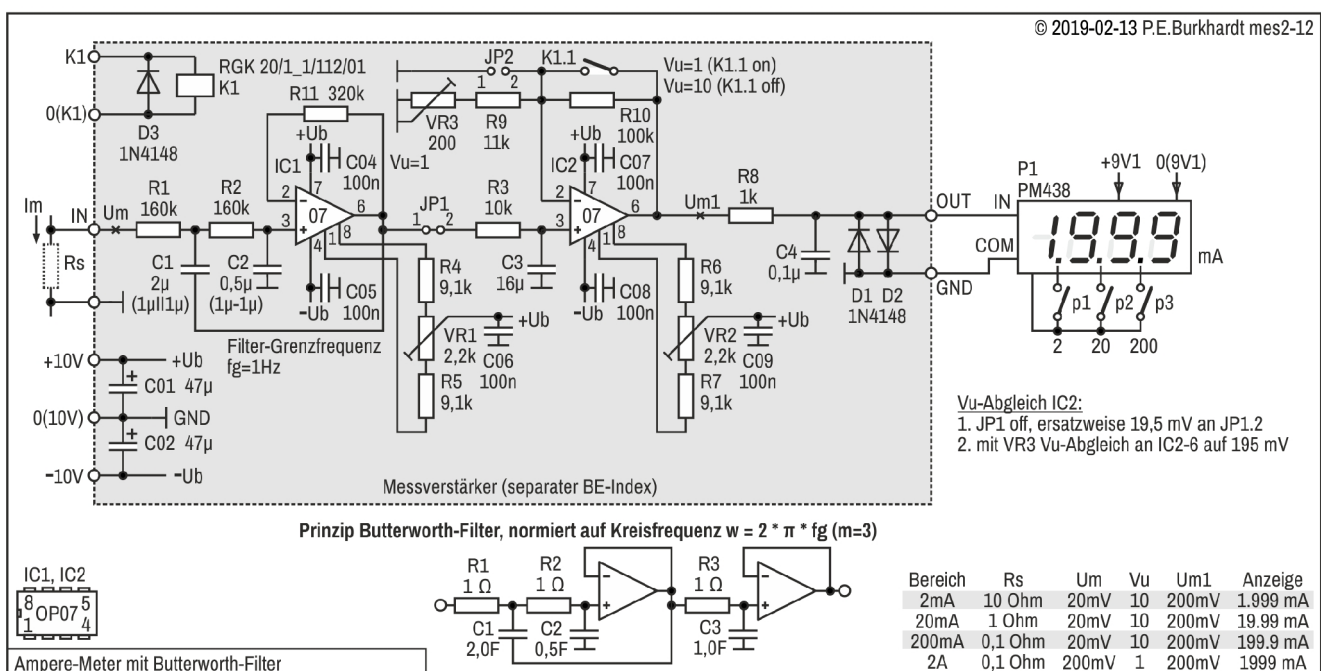
Insgesamt ist der niedrige Shunt-Wert und damit der niedrige Spannungsverlust über dem Shunt vorteilhaft. Sind die Mosfets in Reihe geschaltet (Betrieb als Dummy-Last), spielt das zwar keine Rolle. Bei Nutzung der Anordnung als Strom-Messer ist aber ein niedriger ohmscher Widerstand im Mess-Stromkreis sehr wichtig. Die 20 mV Spannungsabfall bei 2 A Mess-Strom stören da weniger.

Anzeige der Spannung

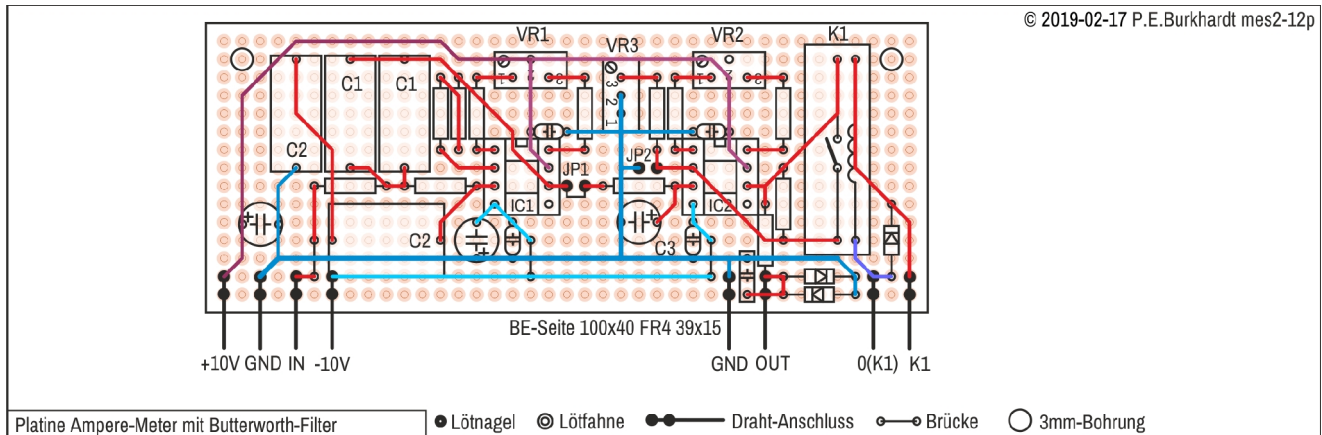
Das 33V-Panel wurde vorgesehen, um einfach die anliegende Spannung kontrollieren zu können. Es gibt ja auch Spannungsquellen ohne eigene Spannungsanzeige. Die Mess-Anschlüsse des Panels sind auf die 25-polige Steckerleiste geführt. Dadurch ist das Panel auch extern nutzbar. Normalerweise sind an der Steckerleiste zwei Brücken eingesteckt, die das Panel mit den Eingängen I_m+ und I_m- verbinden.

Messverstärker mit Filter

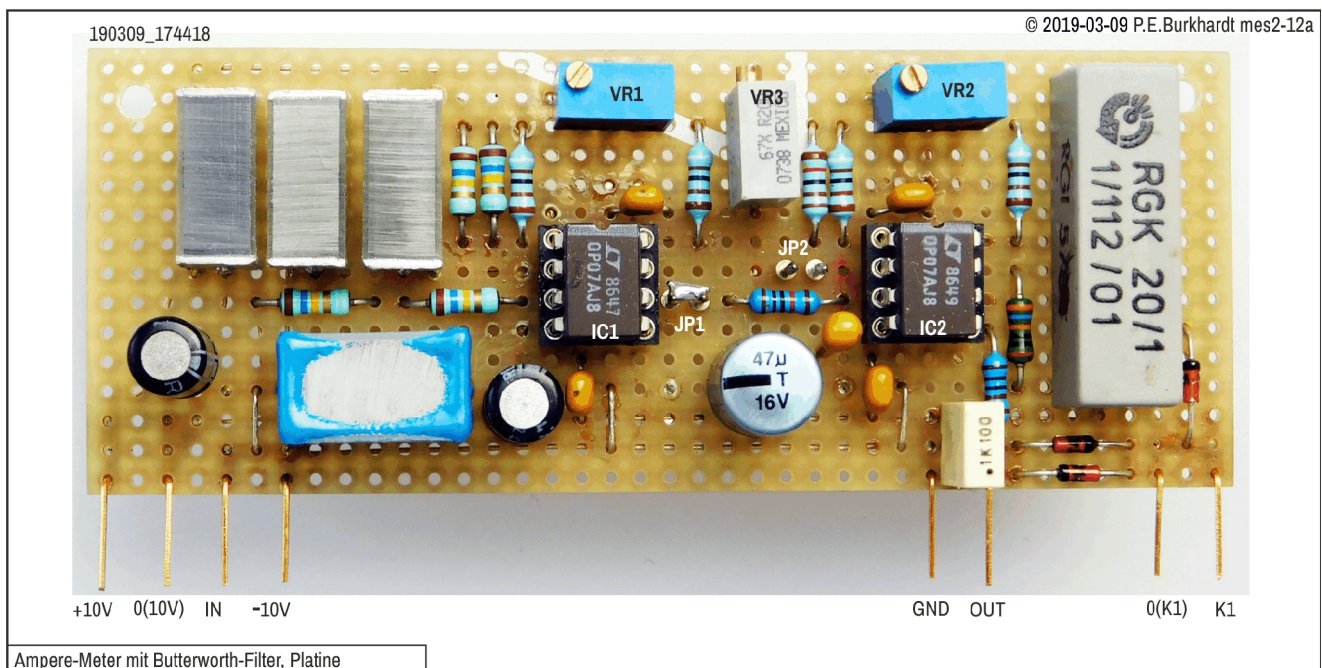
Die Schaltung dieses Messverstärkers sei hier nochmals gezeigt, die Beschreibung erfolgt unter "Milliampere-Meter für DC und Impulse". Dort stehen auch Infos zur RMS-Messung und zum eingesetzten Butterworth-Filter.



Der Verstärker bringt nicht nur die nötige Verstärkung von $V_u = 10$, sondern er eignet sich durch sein 3-fach-Filter auch zur Messung impulsförmiger Ströme. Das ist spätestens dann wichtig, wenn die Dummy-Load dynamisch angesteuert und verwendet wird.

Messverstärker-Platine

Die FR4-Lochrasterplatine ist Teil einer größeren Schaltung und wird hochkant auf die Hauptplatine gesetzt. Die Anschluss-Stifte bestehen aus vergoldeten 0,4 Millimeter Hartkupferstiften (gewonnen aus alten Steckerleisten). Dadurch kann die Platine zu Testzwecken bequem auf ein Breadboard gesteckt werden. Funktioniert dann alles, erfolgt das Verlöten auf der Hauptplatine.

**Einsatzgrenzen der Stromsenke**

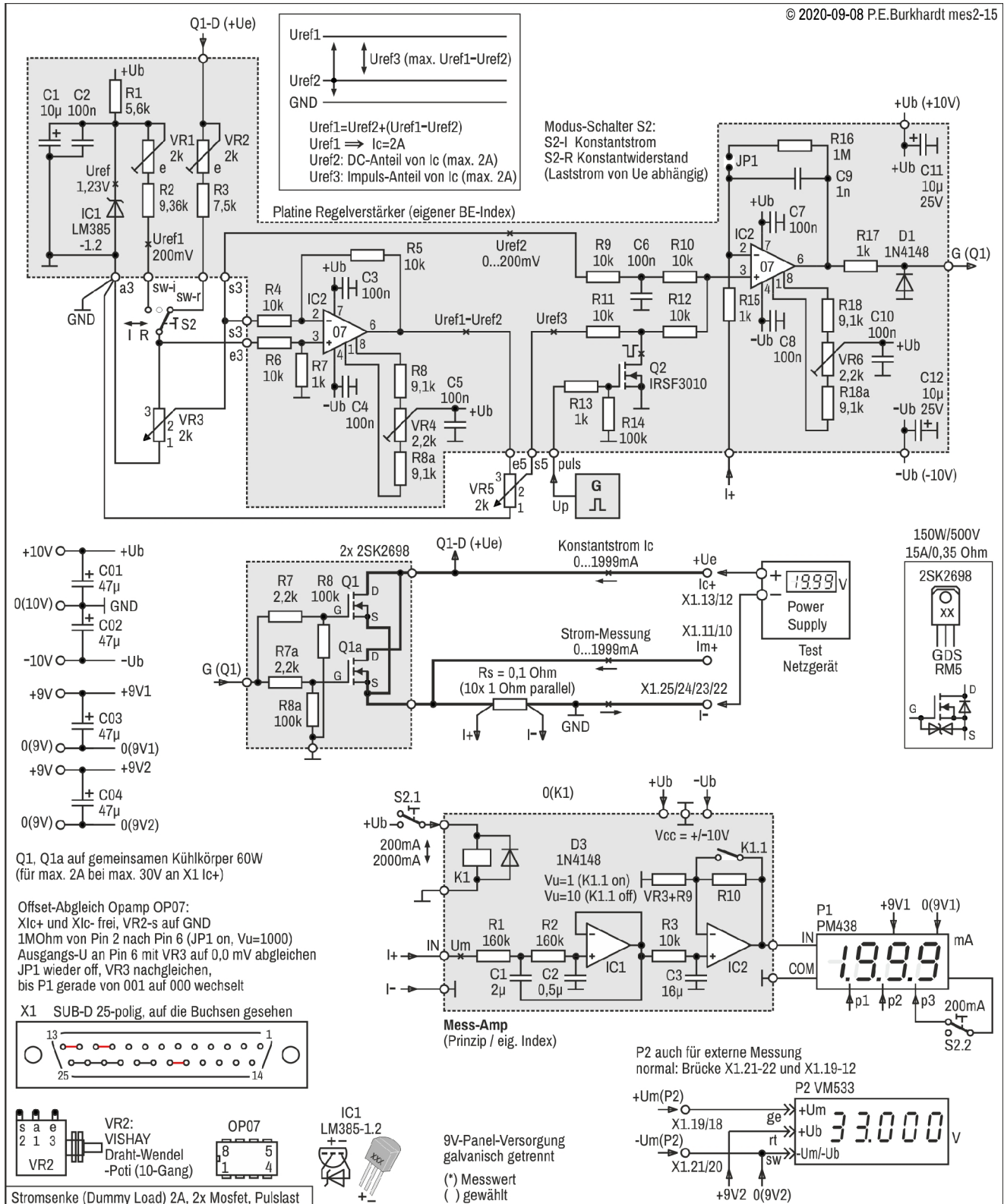
Gegenüber einer ohmschen Last gibt es bei Einsatz der beschriebenen Mosfet-Last einen kleinen Nachteil. Soll bei einem Netzgerät das Kurzschlussverhalten untersucht werden, müssen die Restspannungen über Q1 bzw. Q1a und Rs beachtet werden. Während über dem Shunt eine nur geringe Spannung entsprechend des fließenden Stroms verbleibt (z.B. 10 mV bei 1 A), ist die Spannung über dem voll durchgesteuerten Mosfet größer. Bei z.B. 1 A wurden 360 mV gemessen, bei 100 mA etwa 40 mV. Der DS-ON-Widerstand bewegt sich also im Bereich von 0,4 Ω. Diese verbleibende Spannung mindert den möglichen Kurzschluss-Strom des Netzgeräts etwas. Dies gilt es zu beachten. Die eingebaute Spannungsanzeige hilft, dass dieser Sachverhalt nicht verborgen bleibt.

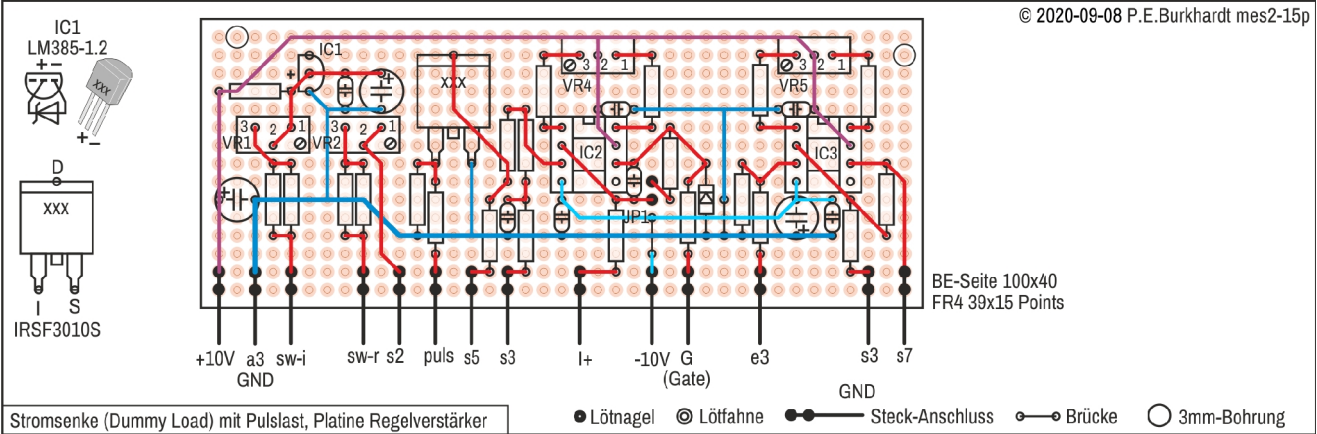
Die Parallelschaltung der beiden Mosfets reduziert den resultierenden DS-ON-Widerstand etwas gegenüber einem einzelnen Mosfet, der Spannungsabfall über den Mosfets wird also noch kleiner.

Fazit

Mit der Stromsenke entfällt die Suche nach geeigneten Widerständen, wenn die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Netzteils statisch untersucht werden soll. Vor allem eine Netzteil-Strombegrenzung ist mit der Stromsenke erst richtig überprüfbar. Der Übergang vom Konstantspannungsbetrieb (CV) zur Strombegrenzung (CL) oder zur Stromregelung (CC) kann genau in einer Messreihe erfasst und in einem Diagramm dargestellt werden. Hilfreich dabei ist die feine Stromdosierung mit dem Wendel-Poti VR2.

Stromsenke (Dummy Load) mit dynamischer Last





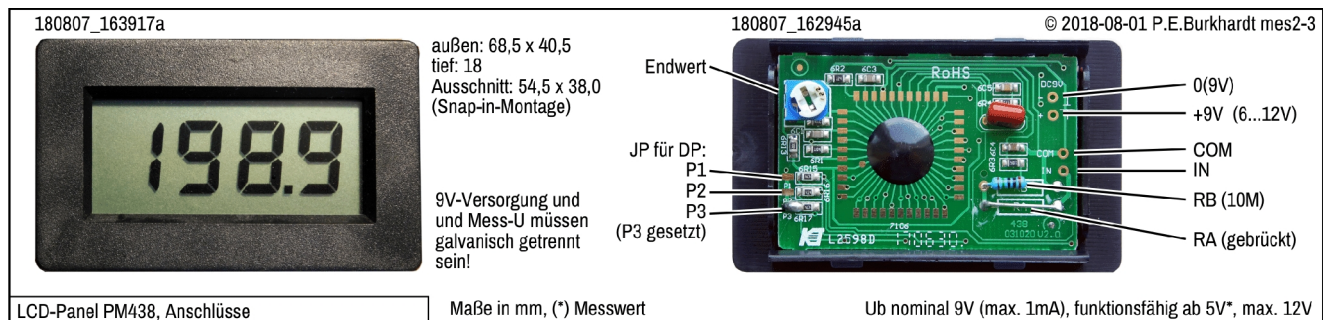
Panels

Panel PM438 (200 mV)

Technische Daten

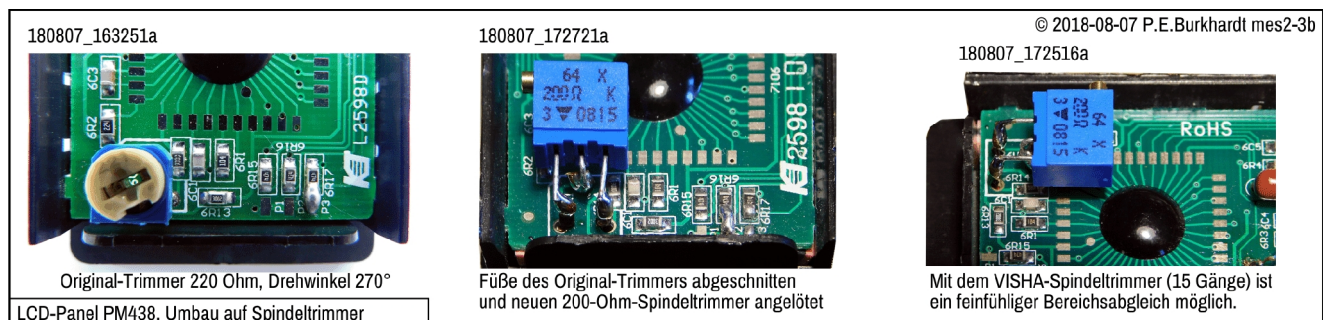
Anzeige	LCD 13 mm, 3½-stellig (199,9), Anzeigefenster 42 x 20 (BxH in mm)
Messbereich	00,0 bis 199,9 mV, bis 1000 V erweiterbar, Polaritätsanzeige automatisch
Eingangs-R	100 MΩ (ohne RB)
Stromversorgung	9 V (nominal) bis max. 12 V, 0,5 mA (max. 1 mA), funktionsfähig ab 5 V*
Abmessungen	68,5 x 40,5 x 18 (BxHxT in mm)
Einbau	Snap-In, Ausschnitt 54,5 mm x 38,0 mm
Messgenauigkeit	±0,5 %
Messrate	2 bis 3 Messungen pro Sekunde

Ansicht



Abgleich des Endwerts

Entgegen der mitgelieferten französischen Anleitung habe ich festgestellt, dass mit dem Trimm-Poti nicht der Nullpunkt bei 12 V Betriebsspannung einzustellen ist, sondern der Messbereichsendwert. Im französischen Original heißt es: Lors d'une alimentation 12 VDC veiller à ajuster l'affichage sur 0 avec le potentiomètre bleu. Das ist definitiv falsch! Das Trimm-Poti hat überhaupt keinen Einfluss auf den Nullpunkt. Der Nullpunkt wird vom Chip automatisch bestimmt. Dagegen lässt sich der Messbereichsendwert einstellen, wobei dieser von 5 V bis 12 V Betriebsspannung konstant blieb. Das wurde bei 10 Exemplaren des Typs PM438 festgestellt.

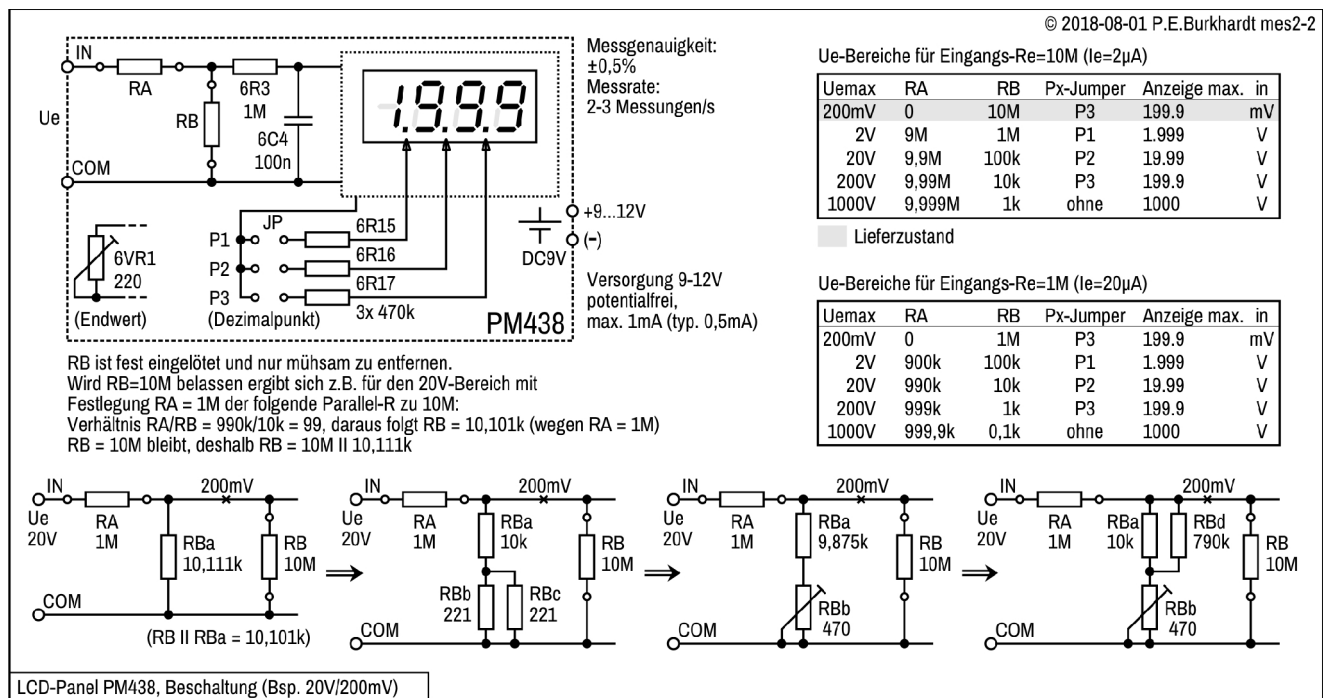


Allerdings ist die Einstellung mit dem 220 Ω Trimm-Poti recht grob. Versuchsweise wurde es durch ein 200 Ohm Spindel-Poti ersetzt. Damit ist eine feinfühligere Einstellung möglich. Sind mehrere solcher Panels im Einsatz, sollten alle bei gleicher Temperatur (23°C) sorgfältig auf den gleichen Wert im oberen Messbereich abgeglichen werden. Messbedingung: RA kurzgeschlossen, RB = 10 MΩ (original eingebaut), Messwert ca. 195,6 mV, Betriebsspannung 9 V.

Messbereichserweiterung

Der Eingangswiderstand des Panel-Umsetzers ist größer als 100 MΩ. Die Widerstände RA und RB auf der Panel-Platine bestimmen, wie hoch die gemessene Spannung sein soll, um Vollausschlag (den digitalen Endwert) zu erreichen. Bei Lieferung war der Längswiderstand RA gebrückt, der Parallelwiderstand RB hatte einen Wert von 10 MΩ. Damit steht der Eingangswiderstand für den empfindlichsten Bereich (200 mV) mit 10 MΩ fest.

Um den Messbereich zu erweitern ist ein Spannungsteiler für die Mess-Spannung nötig. Die aus der technischen Anleitung entnommene Tabelle (siehe Bild) enthält die nötigen Widerstandswerte. Während der Längswiderstand RA (Vorwiderstand) problemlos auf der Panel-Platine platziert werden kann, ist der Austausch des eingelöteten 10MΩ-Widerstands RB ein Problem.



Zur vereinfachten Messbereichserweiterung habe ich dem Widerstand RB einen Widerstand RBa parallel geschaltet. Zusammen mit dem Vorwiderstand RA (siehe zweite Tabelle im Bild) ergeben sich dann ebenfalls die gewünschten Messbereiche, allerdings mit einem Eingangswiderstand von nur 1 MΩ. Da die Panels hauptsächlich in Stromversorgungsgeräten zum Einsatz kommen, ist dieser niedrigere Eingangswiderstand gegenüber 10 MΩ vertretbar. Der höhere Eingangsstrom von 20 μA gegenüber 2 μA stört in diesem Fall nicht.

Die Festlegung der Kommaposition erfolgt durch gelötete Brücken (P1 bis P3) direkt auf der Platine. Werden die Messbereiche für ein Panel umschaltbar ausgelegt, muss natürlich auch die Brückenbelegung umgeschaltet werden.

Panel PM4520/42 (42 V)

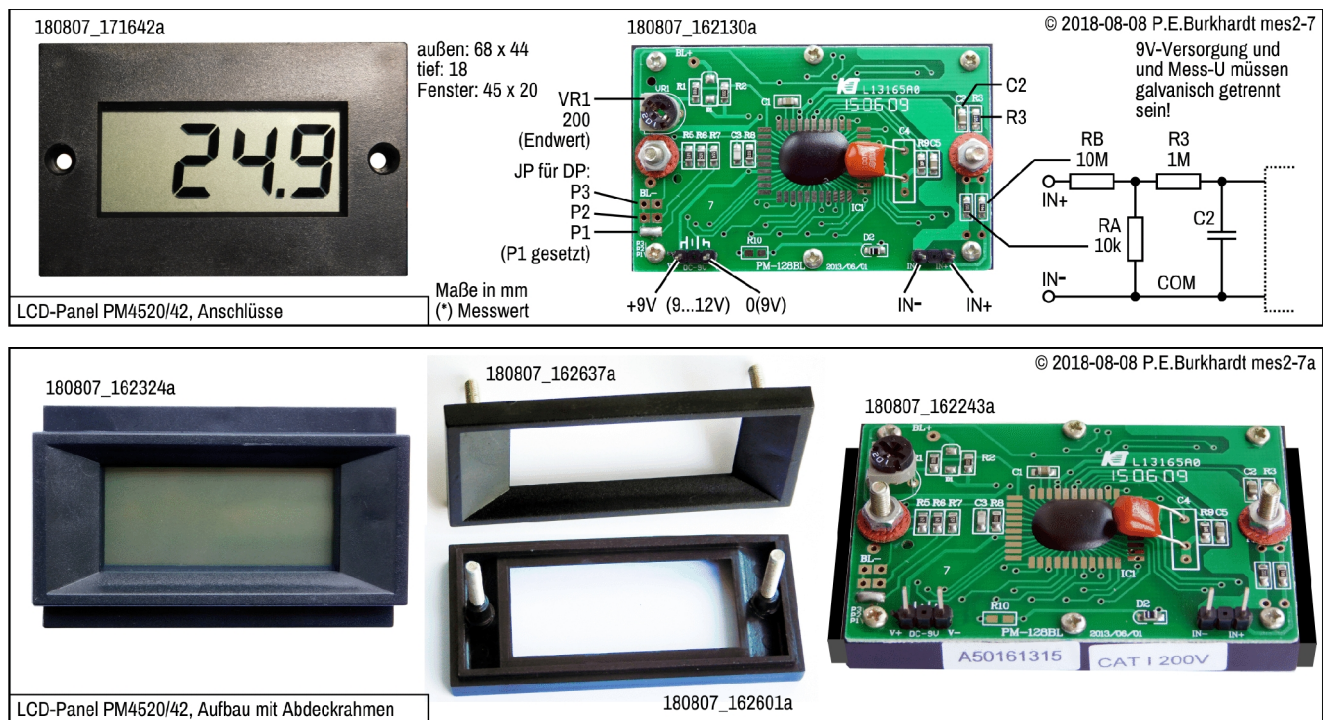
Dieses Digital-Panelmeter (bezogen von Fa. Pollin) hat ähnliche Eigenschaften wie das PM438. Allerdings ist es für einen festen Messbereich von 42 V eingestellt. Der Eingangswiderstand beträgt dabei 10 M Ω . Eine Messbereichsanpassung beim Messen höherer Spannungen als 200 mV ist also nicht erforderlich.

Beschreibungen, Reparatur- und sonstige Hinweise zu kommerziellen Produkten entsprechen eigener Erfahrung, stellen aber keine allgemeine Wertung dar. Die folgenden Angaben zum Panel PM4520/42 sind nur als Information zu verstehen und ersetzen keinesfalls die Angaben des Herstellers bzw. des Lieferanten. Maßgebend in jedem Fall sind die Unterlagen, technischen Daten, Einsatzhinweise und Vorschriften des Herstellers, des Lieferanten und der autorisierten Fachbetriebe. Für das PM4520/42 ist die aktualisierte Betriebsanleitung der Fa. Pollin zu beachten.

Technische Daten

Anzeige	LCD 13 mm, 3½-stellig (1999), Anzeigefenster 45 x 20 (BxH in mm)
Messbereich	00,0 bis 42,0 V, Polaritätsanzeige automatisch
Eingangs-R	10 M Ω
Stromversorgung	9 V (nominal) bis max. 12 V, 0,3 mA* (max. 1 mA), funktionsfähig ab 5 V* Anzeige LOBAT bei <6,9 V* (* = Messwert)
Abmessungen	Grundgerät 68 x 44 x 18 (BxHxT in mm, Tiefe ohne Steckverbinder)
Einbau	mittels Abdeckrahmen (außen 70 mm x 32 mm, Ausschnitt 66,5 mm x 28,5 mm) und Schraubenbolzen M3 (Lochabstand 57,5 mm)
Messgenauigkeit	$\pm 0,5$ % bei 23°C ± 5 °C und <80 % RH
Messrate	2 bis 3 Messungen pro Sekunde

Ansicht



Messbereich

Die bestimmungsgemäße Verwendung des Panels ist lt. Betriebsanleitung (Fa. Pollin) auf eine maximale Mess-Spannung von 42 Vdc beschränkt. Der fest eingebaute Spannungsteiler zur Messbereichsanpassung hat aber ein Verhältnis von 1000 zu 1 (RB : RA). Das bedeutet, bei einer Empfindlichkeit des Panels von 199,9 mV ergibt sich eine maximal mögliche Mess-Spannung von 199,9 V.

Die SMD-Widerstände RA und RB auf der Panel-Platine sind leicht zugänglich. Außerdem sind zusätzliche Lötunkte für bedrahtete Widerstände RA und RB vorhanden. Auch lässt sich der Dezimalpunkt durch Veränderung der Jumper P1, P2 und P3 verschieben. Letztendlich kann auch ein Endwert-Abgleich mit Trimm-Poti VR1 durchgeführt werden.

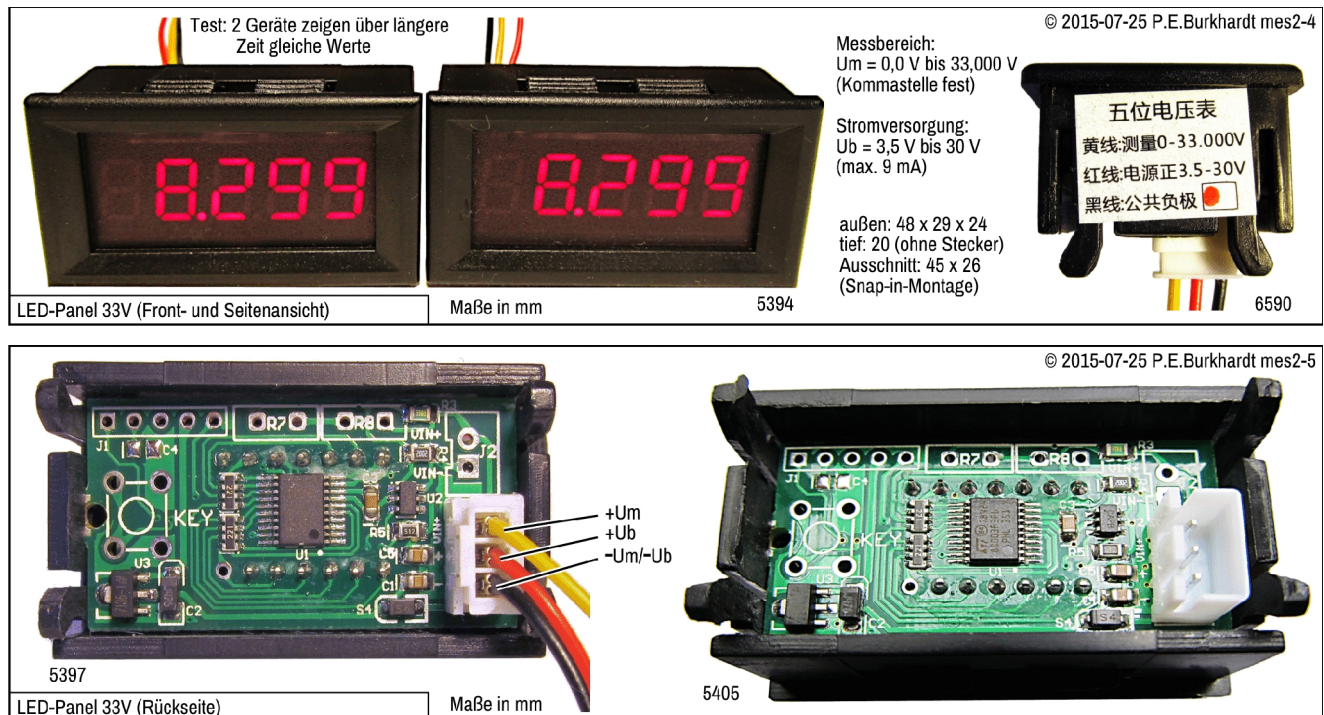
Dies alles sind die besten Voraussetzungen, den fest vorgegebenen Messbereich eigenen Wünschen anzupassen. Natürlich wird das Gerät dann nicht mehr bestimmungsgemäß verwendet. Für daraus entstehende Schäden ist allein der Betreiber verantwortlich, nicht aber der Hersteller bzw. Lieferant.

LED-Panel VM533 (33 V)

Technische Daten

Anzeige	7-Segment-LED, rot, 4½-stellig, Display 0,36"
Messbereich	0,000 V bis 33,000 V (keine negativen Werte!)
Stromversorgung	3,5 V bis 30 V, ca. 9 mA, (potentialfrei empfohlen)
ADU-Chip/Controller	8S003F3Pb im 20-Pin-Package TSSOP20, Vcc = 2,95 bis 5,5 V
Messgenauigkeit	±0,3 % bei 23°C
ADC	10 Bit, 1024 Schritte von Vss bis Vdd (0 bis 5 V)
Messrate	5 Messungen pro Sekunde, Conversion time 2,33 bis 3,5 µs
Betriebstemperatur	-10 bis 65°C
Abmessungen	48 x 29 x 24 (BxHxT in mm)
Einbau	Snap-In, Ausschnitt 45 mm x 26 mm
Einbautiefe	20 mm (ohne Stecker)

Ansicht



Genauigkeit

Die maximal 5 Anzeige-Stellen suggerieren eine Messwert-Genauigkeit, die aber so nicht vorhanden ist. Zwischen verschiedenen Panel-Exemplaren war die Anzeige max. 3 mV (niederwertigste Stelle) unterschiedlich. Das Start-Up-Verhalten war gut. Die Anzeige änderte sich vom Einschalten bis zum thermischen Ausgleich um max. 2 mV. Danach arbeiteten die Panels stabil.

Ein Vergleich mit dem DMM UNI-T UT171A (mein Referenzgerät, Grundgenauigkeit 0,025 %) ergab, dass die Panels grundsätzlich ca. 2 bis max. 3 mV zu wenig anzeigen. Gemessen wurde die Referenzspannung von 10,001 V der Voltage-Referenz LT1021CCN8-10.

Wünschenswert wäre ein Endwertabgleich, der aber mangels Trimm-Poti nicht möglich ist. Auch der nachträgliche Einbau ist auf der Leiterplatte nicht möglich. Wahrscheinlich erfolgt der Endwertabgleich beim Hersteller durch Ablage entsprechender Werte im internen Speicher.

Näheres zum Controller STM8S003K3/STM8S003F3

Das 100-seitige Datenblatt STM8S003K3/STM8S003F3 der STMicroelectronics Company enthält ausführliche Informationen auch zum Controller-Teil des ADU-Chips. Der IC ist hochkomplex und für maximal 5 Analog-Eingänge ausgelegt (multiplexed). Die STM8S-8-bit MCU arbeitet mit max. 16 MHz, enthält 8 Kbyte Flash, 128 Bytes Data EEPROM, 1 Kbyte RAM, 3x 8-Bit-Timer, UART und SPI.

Fazit

Das LED-Panel VM533 unterscheidet sich in der Genauigkeit nur wenig von den in Billig-Geräten allgemein verwendeten 10-Bit-ADU-Chips. Die 5-stellige Anzeige ist zwar gut, um Messwert-Trends zu erkennen, verführt aber zur Annahme einer hohen Genauigkeit. Es gibt ähnliche Panels mit dem gleichen Chip, allerdings nur mit 4-stelliger Anzeige. Das ist bezogen auf die verfügbare Genauigkeit angemessen.