

# Messtechnik

## Temperatur

- Referenz-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 555-Signalton
- 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  $\Omega$ ,  $U_m=20\text{mV}/30\text{kHz}$  (1)
  - ESR-Meter 0-2/20  $\Omega$ ,  $U_m=20\text{mV}/30\text{kHz}$  (2)
  - ESR-Meter 0-20  $\Omega$ ,  $U_m=200\text{mV}/30\text{kHz}$  (3)
  - ESR-Meter 0-20  $\Omega$ ,  $U_m=200\text{mV}/100\text{kHz}$  (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 und Netzversorgung (9)

## Spannung

- Referenz-Spannungsquelle mit LT1021
- Referenz-Spannungsquelle mit dem 723
  - Temperatur-Sensoren im 723
  - 723-Temperaturregelung mit T3-Sensor (V1)
  - 723-Temperaturregelung mit T3-Sensor (V2)
  - 723-Temperaturregelung mit T3-Sensor (V3)
  - 723-Temperaturregelung mit Vz-Sensor (V4)

## 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 ENTL1 mit dynamischer Last
    - ENTL1-Regelschaltung
    - ENTL1-Messverstärker
    - ENTL1-Opamp-Versorgung
    - ENTL1-Panel-Versorgung
    - ENTL1 Mechanischer Aufbau
    - ENTL1 Inbetriebnahme und Messungen

## Panels (U/I)

- Panel PM438 (200 mV)
- Panel LDP-140LCD (200 mV)
- Panel PM4520/42 (42 V)
- LED-Panel VM533 (33 V)
- LED-Panel ILS-100V/10A

## Zähler und Frequenz

- EZM-Counter 75 MHz

## Oszilloskop-Technik

- Das Digital-Speicher-Oszi SDS1102
- 4-Kanal-Switch für Digital-Oszi

# Temperatur

## Referenz-Temperatur

Beim Selbstbau von Geräten stellt sich immer wieder das Problem, das Ergebnis der Bastelbemühungen qualitativ zu bewerten, d.h. eine Aussage darüber zu treffen, wie gut eine bestimmte Eigenschaft mit der physikalischen Wirklichkeit übereinstimmt. Stehen hinreichend genaue Messgeräte zur Verfügung, ist dieser Vergleich leicht durchzuführen. Ist aber kein oder nur ein ungenaues Referenz-Messgerät vorhanden, kann behelfsweise der Vergleich mit einer im Alltag bekannten Messgröße zum Ziel führen.

Beim Messen der Temperatur liefern die Eiswasser-Temperatur, die eigene Körper-Temperatur und die Kochwasser-Temperatur genügend genaue Anhaltspunkte, das eigene Gerät so abzugleichen, dass sich zumindest in einigen Punkten eine genügend hohe Anzeigegenauigkeit ergibt. Oft ist nicht die absolute Genauigkeit der Temperatur-Anzeige, sondern deren Wiederholgenauigkeit wichtig.

### Körper- bzw. Zimmertemperatur

Der Abgleichpunkt bei Zimmertemperatur dient nur dazu, die Linearität der Wandlerkennlinie zu überprüfen. Steht kein präzises Thermometer zur Verfügung kann behelfsweise die eigene Körpertemperatur als Referenzwert benutzt werden. Unter den Achselhöhlen sind normalerweise 36°C vorhanden und mit einem einfachen Fieberthermometer kontrollierbar. Wird nun der Temperaturfühler (Transistor, Diode) eben dieser Körpertemperatur ausgesetzt, ist ein ziemlich genauer Spannungs-Referenzwert für z.B. 36,2°C (Anzeige am digitalen Fieberthermometer) gefunden. Zu beachten ist, dass der immer vorhandene Achselhöhlenschweiß leitend ist. Der Temperaturfühler muss also samt Anschlussdrähten in z.B. einer dünnen Plastiktüte eingepackt werden.

### Eiswasser

Das Eiswasser für die Referenztemperatur 0°C ist relativ leicht herstellbar. Ein Schnapsglas voll destilliertes Wasser (also entmineralisiertes Wasser) wird eingefroren (Tiefkühlfach). Eine etwa gleichen Menge destilliertes Wasser kommt in den Kühlschrank. Ist das Wasser im Tiefkühlfach zu Eis geworden, können Eiswürfel und gekühltes Wasser vermischt werden. Das geschieht vorzugsweise in einer Thermoskanne. Nach ein paar Minuten beträgt die Temperatur der Eis-Wasser-Mischung mit guter Genauigkeit 0,0°C. Zu beachten ist, dass normales Leitungswasser zu viele Mineralien enthält und deshalb der Gefrierpunkt bei etwa -1°C liegt, je nach Mineralgehalt mehr oder weniger. Destilliertes Wasser ist also notwendig. Außerdem ist destilliertes Wasser nicht leitfähig. Der Temperaturfühler kann deshalb direkt (ohne Isolierung) in die Eis-Wasser-Mischung getaucht werden.

### Kochwasser

Der Abgleichpunkt für die Referenztemperatur 100°C ist mit kochendem Wasser gegeben. Allerdings ist auch hier, falls genügend vorhanden, destilliertes Wasser sinnvoll. Dann gibt es keine Probleme bei der Isolierung des Temperaturfühlers, denn der Fühler (Transistor, Diode) kann direkt ins kochende (destillierte) Wasser getaucht werden. Auch der Referenzpunkt von 100°C stellt sich bei destilliertem Wasser mit höherer Genauigkeit ein im Vergleich zum Leitungswasser. Eine Fehlerquelle stellt allerdings die Höhe über dem Meeresspiegel dar. Je höher der Standort ist, desto früher kocht das Wasser, d.h. desto niedriger ist die Referenztemperatur (also weniger als 100°C). Gegebenenfalls (also wenn man z.B. im Gebirge wohnt) muss dieser Unterschied beachtet werden. Übrigens, ein elektrischer Wasserkocher eignet sich gut, das Wasser immer wieder zum Sprudeln zu bringen.

Der Siedepunkt für Wasser ist 100,00°C bei mittlerem Luftdruck (der sogenannte Normaldruck) auf Meereshöhe. International ist dieser mittlere Luftdruck auf 1013.25 hPa festgelegt. Mit steigender Höhe verringert sich der Luftdruck und damit auch der Siedepunkt. Je 300 Meter Höhenzunahme verringert sich der Siedepunkt um etwa 1°C. Diese Höhenabhängigkeit verläuft nichtlinear, selbst wenn man in einer bestimmten Höhe den mittleren Luftdruck in Abhängigkeit von der Wetterlage zugrunde legt.

Der Siedepunkt (boiling point) ist für Normaldruck nach folgender Näherungsformel berechenbar:

$$T_s = 100 - (h / 300), \text{ wobei } T_s \text{ in } [^\circ\text{C}], h \text{ in } [\text{m}]$$

Für beispielsweise 600 Meter Höhe ergeben sich 98°C. Die Abweichung zu 100°C ist also beträchtlich, selbst bei mittlerem Luftdruck in der jeweiligen Höhe.

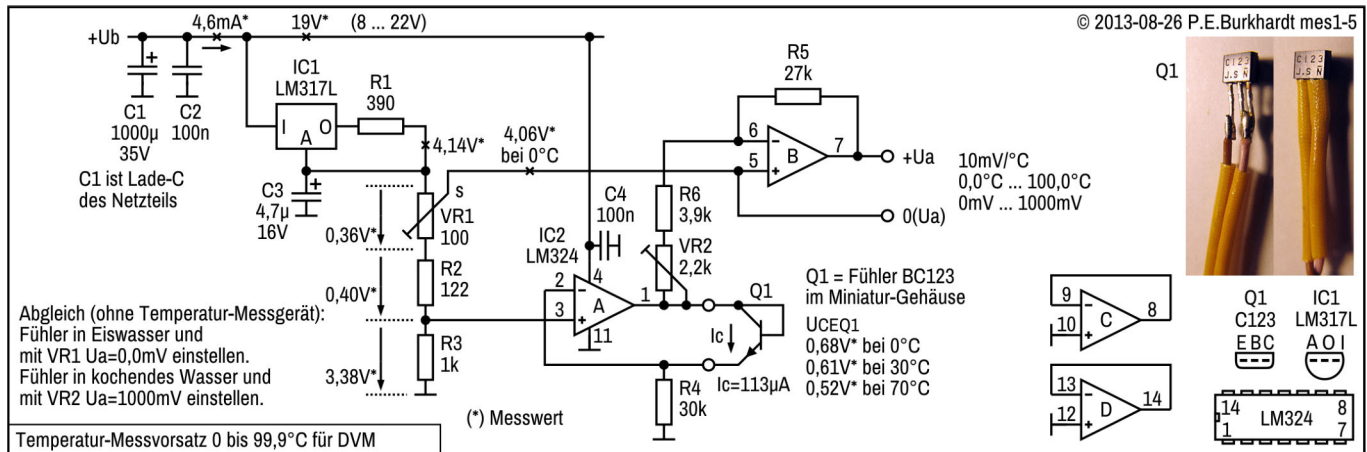


# Temperatur-Messvorsatz 0 bis 100°C

Dieser Temperatur-Messvorsatz basiert auf einem Vorschlag von Rolf Süßbrich, Hamburg ([www.suessbrich.info/elek/elektherm1.html](http://www.suessbrich.info/elek/elektherm1.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:A) 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 erwischt.

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

### Sensor-Stromquelle (IC2:A)

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:B)**

Am Ausgang des Opamps IC2:A 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**

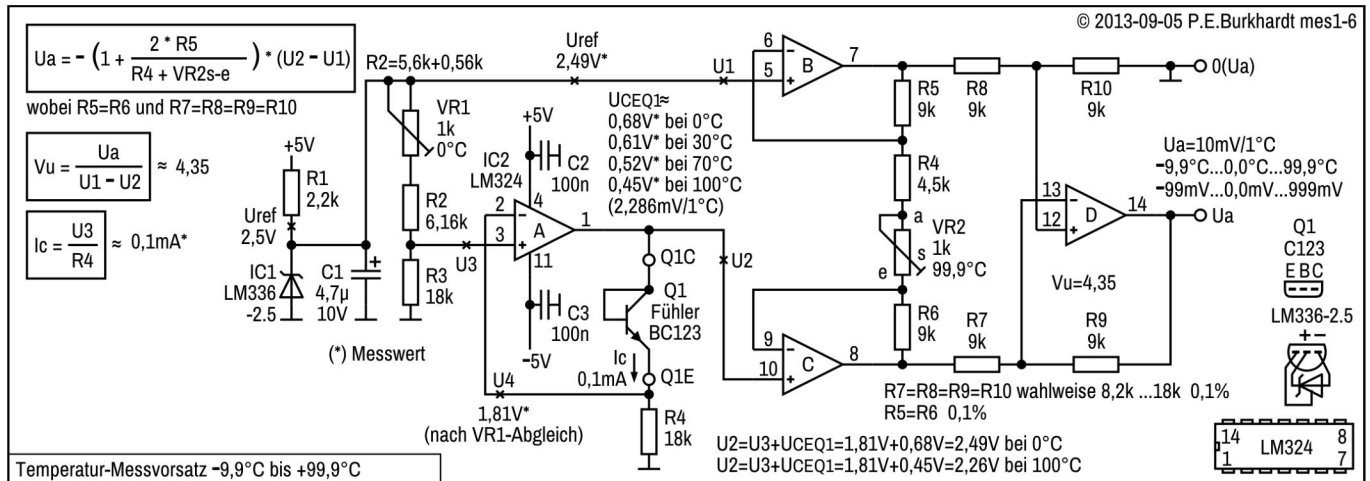
Viele Multimeter zeigen die Temperatur nur mit 1°C-Auflösung an. Dieser Temperatur-Messvorsatz lässt jedoch durch die hohe 0,1°C-Auflösung eine Temperaturänderung schnell erkennen. Die erreichbare Genauigkeit ist bei sorgfältigem Abgleich mit Hilfe eines präzisen Temperatur-Messgeräts besser, als es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

- Temperatureingabe -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



### Schaltungsbeschreibung

#### Prinzip

Da die nachfolgende ADU-Baugruppe ein GND-bezogenes Mess-Signal verlangt, kommt das Prinzip des Instrumentations-Verstärkers zur Anwendung. Drei Opamps des LM324 sind so verschaltet, dass einerseits die Referenzspannung  $U_{ref}$ , andererseits aber auch die Ausgangsspannung  $U_a$  GND-referenziert sind. Die Verstärkung und damit der Messbereichs-Endwert ist mit nur einem Trimm-R ( $VR_2$ ) einstellbar.

Der vierte Opamp des LM324 (IC2:A) dient als Konstant-Stromquelle für den als Diode geschalteten Transistor-Temperatur-Fühler.

Allerdings bietet der LM324 keine Rail-to-Rail-Verarbeitung. Deshalb ist neben der +5V-Schiene, die auch der Versorgung des nachfolgenden ADUs dient, die negative Betriebsspannung -5V erforderlich.

#### Prinzip der Temperatur-Erfassung

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 die anzeigende ADU-Baugruppe ergibt.

#### Referenz-Spannung mit dem LM336 und Konstantstromquelle mit LM324:A

Die Bandgap-Referenz LM336 liefert nominal 2,5 V Referenzspannung. Diese  $U_{ref}$  wird direkt dem Instrumentations-Verstärker als Referenz zugeführt ( $U_1$ ). Außerdem speist  $U_{ref}$  den Spannungsteiler  $VR_1$ - $R_2$ - $R_3$ . Mit  $VR_1$  wird der Spannungsteiler-Strom geringfügig verändert, so dass sich über  $R_3$  die veränderliche Stromquellen-Referenz  $U_3$  abgreifen lässt.

Opamp IC2:A erhält  $U_3$  am nicht-invertierenden Eingang (Pin 3), außerdem die Spannung  $U_4$  (über  $R_4$ ) am invertierenden Eingang. Der Opamp stellt nun den Strom durch  $R_4$  (und damit auch durch den  $Q_1$ -Fühler) so ein, dass beide Opamp-Eingänge nahezu gleiches Potential haben (Opamp-Eigenschaft).  $R_4$  bestimmt also den Konstantstrom und wurde so gewählt, dass sich ca. 0,1 mA  $Q_1$ -Strom ergeben. Dieser Fühlerstrom ist so gering, dass keine strombedingte Erwärmung des  $Q_1$ -pn-Übergangs zu erwarten ist. Messwert-Verfälschungen sind deshalb nahezu ausgeschlossen.

#### Nullpunkt-Einstellung mit $VR_1$

Die hier angewandte Nullpunkt-Einstellung verschiebt die Messwert-Übertragungs-Kennlinie so, dass sich bei 0°C Fühlertemperatur am Ausgang des Wandlers 0,0 mV gegen GND ergeben. Im Bild liefert der  $Q_1$ -Fühler bei 0°C eine Kollektor-Emitter-Spannung von 0,68 V (gemessen). Die Referenz des Instrumentations-Verstärkers beträgt aber  $U_1 = U_{ref} = 2,49$  V (gemessen). Zu  $U_1$  fehlen also noch 1,81 V, da der Instrumentations-Verstärker nur Null am Ausgang ( $U_a$ ) liefert, wenn seine beiden Eingangsspannungen  $U_1$  und  $U_2$  gleich groß sind.

Diese 1,81 V fallen, wie beschrieben, über R4 ab und addieren sich so zur Fühlerspannung. Übrigens hat der Ic-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 Uref (2,5 V) ca. 0,1 mA fließen.

#### **Instrumentations-Verstärker**

Der Verstärker mit den Opamps LM324:B bis :D 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-Fühlerspannung 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.

© 2013-09-05 P.E.Burkhardt mes1-7

**1. Temperatur-Fühler herstellen**

Temperatur-Messvorsatz -9,9°C bis +99,9°C, Einstellung

**2. Wandler-Koeffizient bestimmen**

Messung bei:

- Zimmertemperatur 25...30°C ⇒ 610mV\* (30°)
- Q1 im Eiswasser 0°C ⇒ 680mV\*
- Q1 im Kochwasser 100°C ⇒ 450mV\*

(\* Messwert)

$U_{CEQ1} = f(\text{Temp.})$   
ca.  $-2,29\text{mV}/1^\circ\text{C}$

**3. Nullpunkt einstellen**

- anstelle des Fühlers Q1 den 0°C-Wert 680mV einspeisen (potentialfrei)
- mit Poti VR1 am Wandler-Ausgang  $U_a=0,0\text{mV}$  einstellen (ggf. R2 anpassen)

**4. Endwert (Verstärkung) einstellen**

- anstelle des Fühlers Q1 den 100°C-Wert 450mV einspeisen (potentialfrei)
- mit Poti VR2 am Wandler-Ausgang  $U_a=1000\text{mV}$  einstellen (ggf. R4 anpassen)

**5. Wandler -Endabgleich**

Nach der Vor-Einstellung und dem Schaltungstest den Fühler Q1 anschließen. Dann Endabgleich Nullpunkt und Endwert mit Referenz-Temperatur-Messgerät.

### 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 kΩ 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 ( $U_a$ ) 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 Ua = 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 dienen 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 geeigneten 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.

### **Referenztemperaturen**

#### **Zimmertemperatur bzw. Körpertemperatur**

Der Abgleichpunkt bei Zimmertemperatur dient nur dazu, die Linearität der Wandlerkennlinie zu überprüfen. Steht kein präzises Thermometer zur Verfügung kann behelfsweise die eigene Körpertemperatur als Referenzwert benutzt werden. Unter den Achselhöhlen sind normalerweise 36°C vorhanden und mit einem einfachen Fieberthermometer kontrollierbar. Wird nun der Transistor-Temperaturfühler eben dieser Körpertemperatur ausgesetzt, ist ein ziemlich genauer Spannungs-Referenzwert für z.B. 36,2°C (Anzeige am digitalen Fieberthermometer) gefunden. Zu beachten ist, dass der immer vorhandene Achselhöhlenschweiß leitend ist. Der Transistor-Temperaturfühler muss also samt Anschlussdrähten in z.B. einer dünnen Plastiktüte eingepackt werden.

#### **Eiswasser**

Das Eiswasser für die Referenztemperatur 0°C ist relativ leicht herstellbar. Ein Schnapsglas voll destilliertes Wasser (also entmineralisiertes Wasser) wird eingefroren (Tiefkühlfach). Eine etwa gleiche Menge destilliertes Wasser kommt in den Kühlschrank. Ist das Wasser im Tiefkühlfach zu Eis geworden, können Eiswürfel und gekühltes Wasser vermischt werden. Das geschieht vorzugsweise in einer Thermoskanne. Nach ein paar Minuten beträgt die Temperatur der Eis-Wasser-Mischung mit guter Genauigkeit 0,0°C. Zu beachten ist, dass normales Leitungswasser zu viele Mineralien enthält und deshalb der Gefrierpunkt bei etwa -1°C liegt, je nach Mineralgehalt mehr oder weniger. Destilliertes Wasser ist also notwendig. Außerdem ist destilliertes Wasser nicht leitfähig. Der Transistor-Temperaturfühler kann deshalb direkt (ohne Isolierung) in die Eis-Wasser-Mischung getaucht werden.

#### **Kochwasser**

Der Abgleichpunkt für die Referenztemperatur 100°C ist mit kochendem Wasser gegeben. Allerdings ist auch hier, falls genügend vorhanden, destilliertes Wasser sinnvoll. Dann gibt es keine Probleme bei der Isolierung des Transistor-Temperaturfühlers, denn der Fühler kann direkt ins kochende (destillierte) Wasser getaucht werden. Auch der Referenzpunkt von 100°C stellt sich bei destilliertem Wasser mit höherer Genauigkeit ein im Vergleich zum Leitungswasser. Eine Fehlerquelle stellt allerdings die Höhe über dem Meeresspiegel dar. Je höher der Standort ist, desto früher kocht das Wasser, d.h. desto niedriger ist die Referenztemperatur (also weniger als 100°C). Gegebenenfalls (also wenn man z.B. im Gebirge wohnt) muss dieser Unterschied beachtet werden. Übrigens, ein elektrischer Wasserkocher eignet sich gut, das Wasser immer wieder zum Sprudeln zu bringen.

### **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, das 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

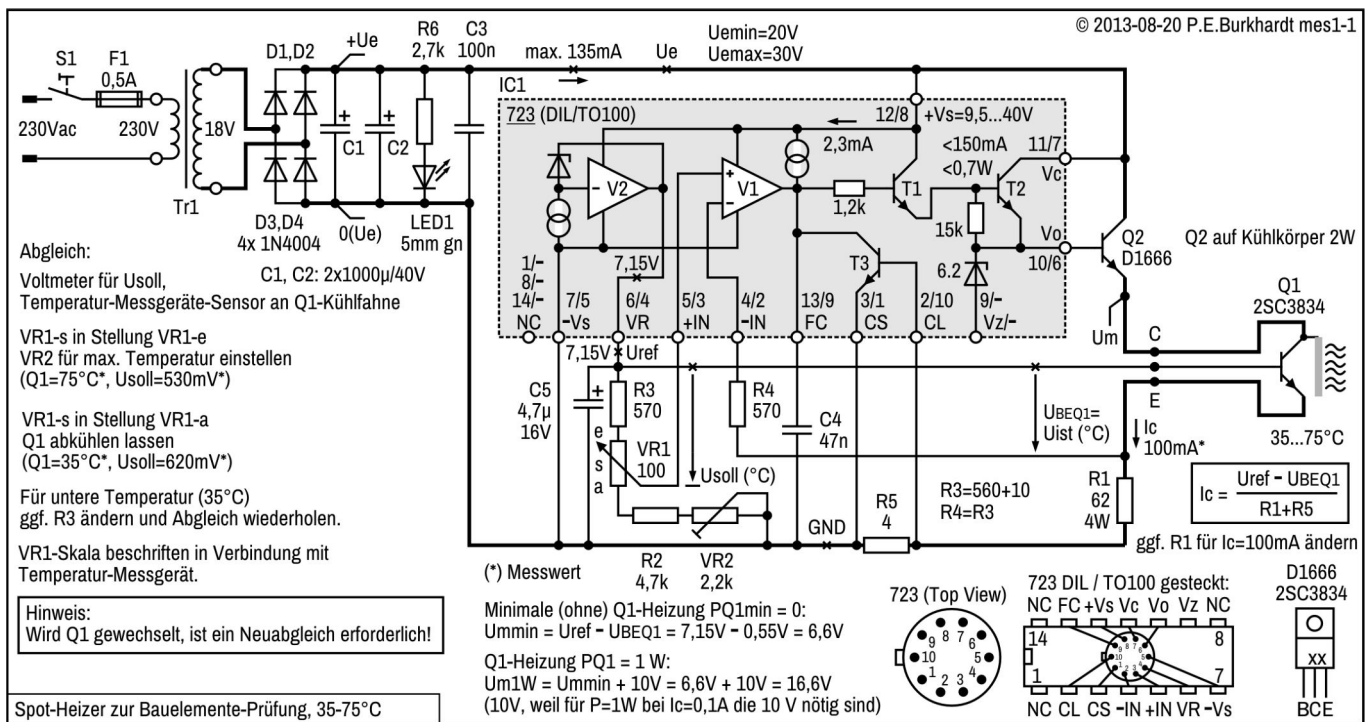
Soll das Temperaturverhalten einzelner Bauelemente untersucht werden, eignet sich der folgende Spot-Heizer. Mit ihm kann das Bauelement innerhalb der zu prüfenden Schaltung lokal auf eine definierte Temperatur gebracht werden, um so die Änderung der Schaltungsparameter festzustellen. Zur Kontrolle des Temperatureausgleichs 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-Kühlfläche (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  $UBEQ1 = 0,55 \text{ V}$  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  $U_{max} = 30 \text{ V}$  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  $U_{min} = 20 \text{ V}$  auch im ungünstigsten Fall (Netzunterspannung, maximale Heizleistung, Untergrenze Rippelspannung) nicht unterschritten wird. Für  $U_{max}$  wurden 30 V angesetzt, der 723 verträgt 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 Heizertemperatur 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!)

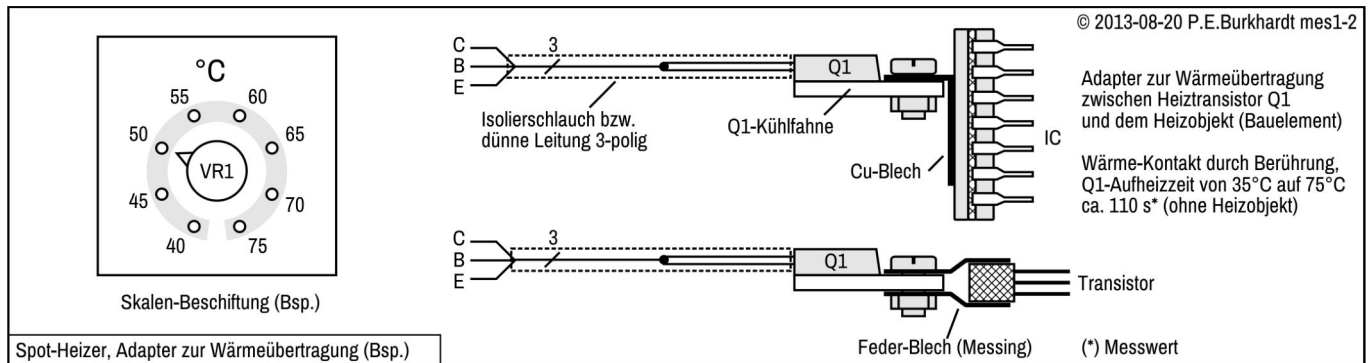
#### Potentiometer-Skala

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 Sollwerteneinstellung 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.

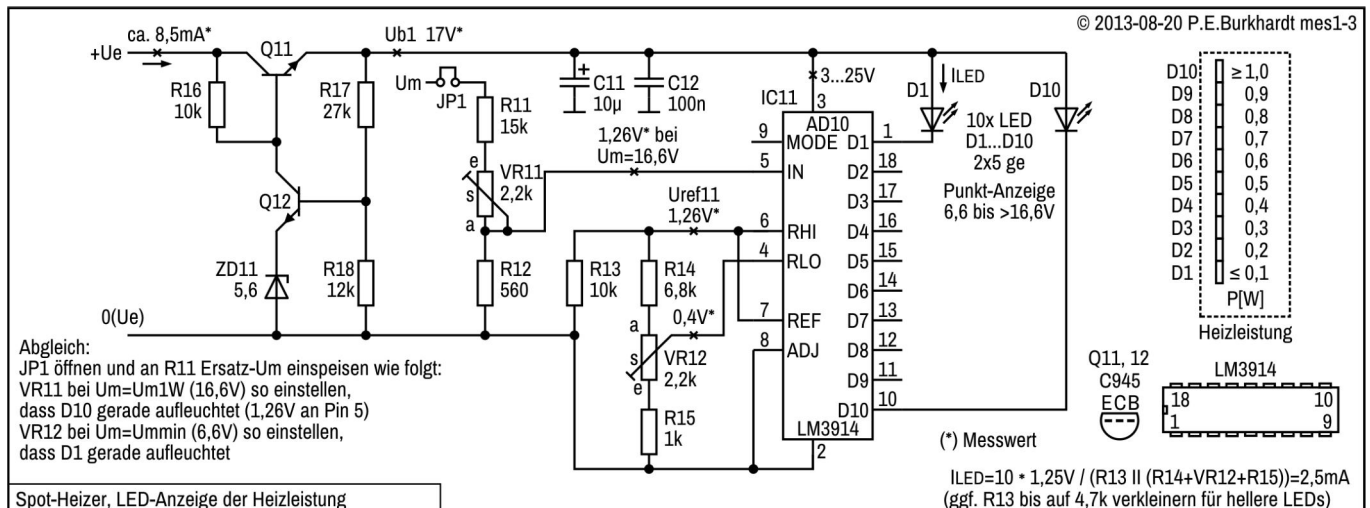
Ob ein Bauelement nahezu auf die eingestellte Soll-Temperatur erwärmt wird, hängt nicht nur vom Adapter, sondern auch von der zur Verfügung stehenden Heizleistung ab. Mit der Leistungs-Anzeige lässt sich abschätzen, ob der Spot-Heizer genug Wärmeenergie liefern kann.



## 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 ( $1 \text{ V} * 0,1 \text{ A} = 0,1 \text{ W}$ ).



## Stromversorgung der Anzeige-Schaltung

Der LM3914 verträgt nur maximal 25 V Betriebsspannung. Da aber U<sub>max</sub> 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<sub>b1</sub> ist unkritisch, sie sollte aber wenigstens 2 V unter U<sub>bmin</sub> liegen, damit Q11 noch arbeiten kann.

Der Längstransistor Q11 kann ein Kleinleistungstyp sein, bei weniger als 9 mA fallen selbst bei U<sub>max</sub> = 30 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

### Eingangsspannungsteiler 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<sub>m</sub> 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.

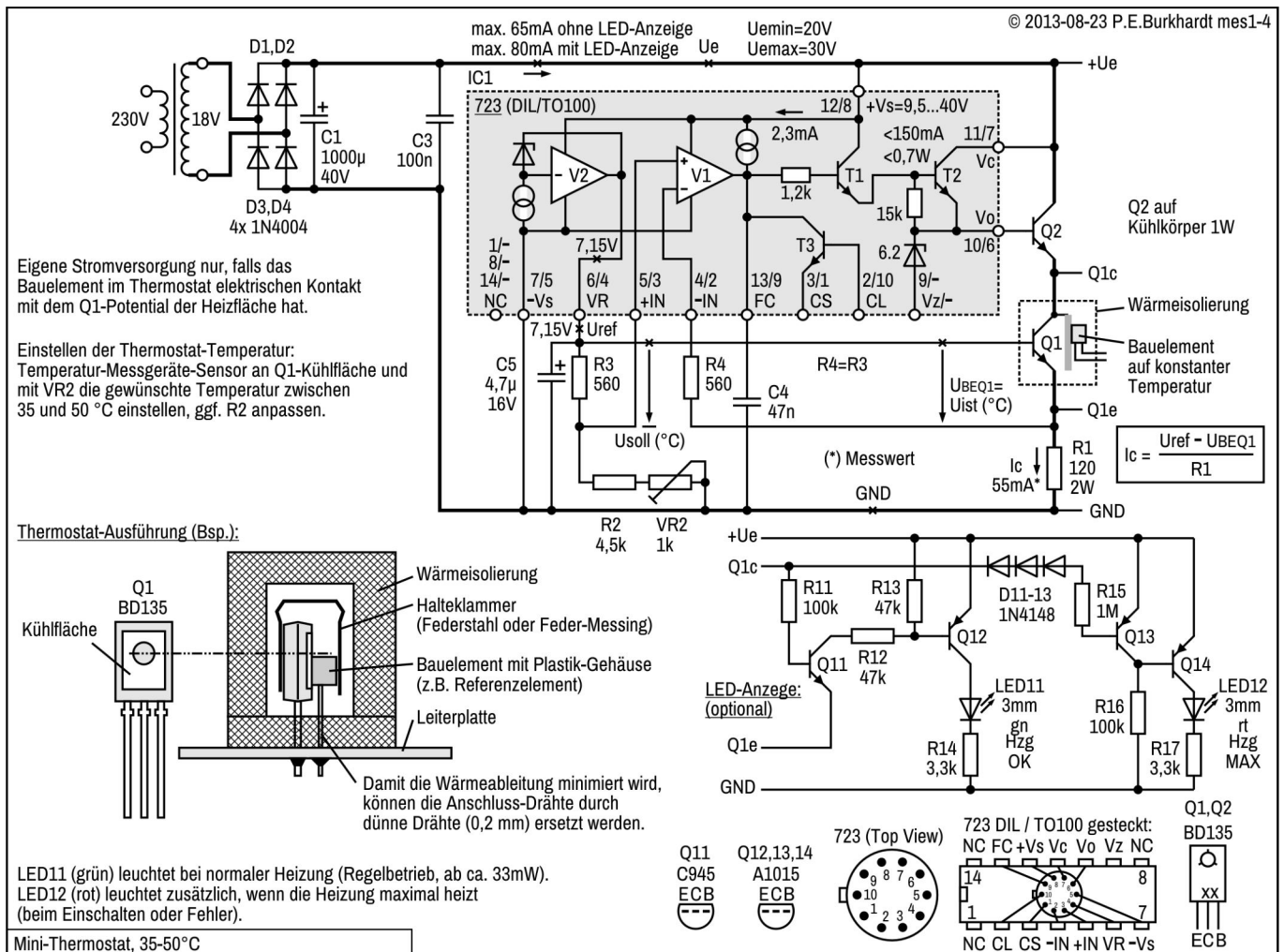
Die Einstellbarkeit der Temperatur hat zusätzlich den Vorteil, dass die Kennlinie eines Schaltungsparameters in Abhängigkeit von der Bauelemente-Temperatur aufgenommen werden kann. Mit der Leistungs-Anzeige ist die Wärmeübertragung vom Heizer zum Bauelement ausreichend kontrollierbar.

## 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 cm<sup>3</sup>, 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 Grundausführung (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 555-Signalton

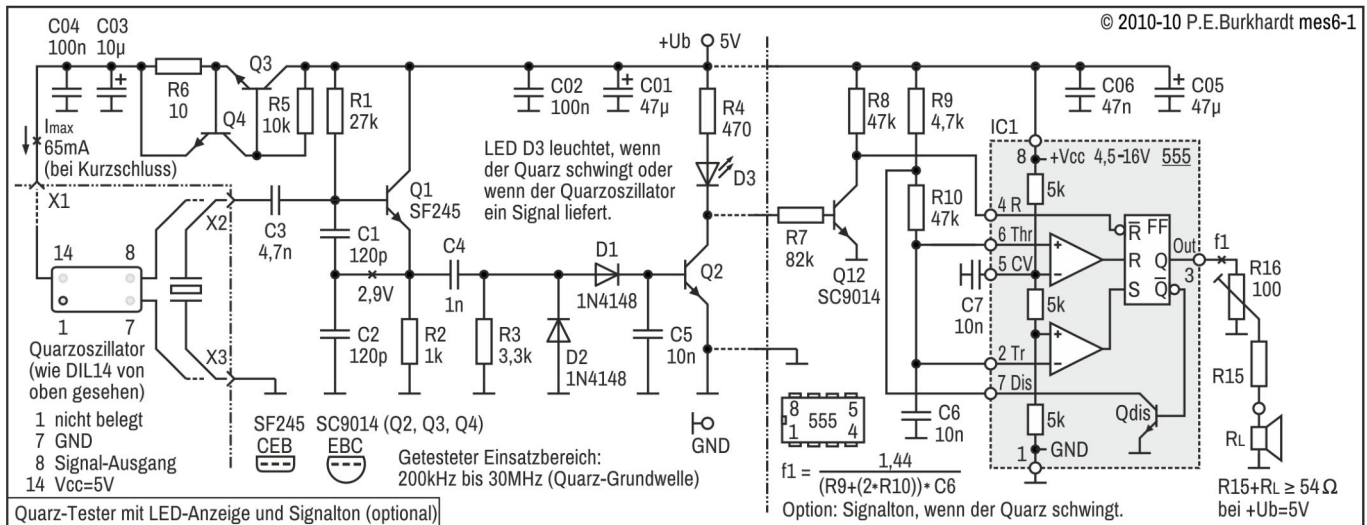
### Anwendung

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 200 kHz bis 30 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 555-AMV 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

### Schaltungsbeschreibung

#### 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 Kollektorschaltung 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.

#### 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. 2,9 V am Q1-Emitter messbar. Der Oszillator schwingt sofort, wenn der Quarz an X2/X3 angeschlossen wird. Eine Anschwinghilfe z.B. durch separates Einschalten von Ub ist nicht erforderlich.

#### Gleichrichtung und LED-Anzeige

Die Oszillator-Schwingung wird über C4 ausgekoppelt und mit den Dioden D1 und D2 gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung an C5 steuert den Transistor Q2 durch und LED D3 leuchtet. Schwingt der Oszillator nicht (kein oder defekter Prüfquarz) bleibt Q2 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 ab ca. 4,5 V (Nennspannung meistens 5 V), kann auch sie an die Prüfschaltung angeschlossen und geprüft werden. Dazu steht neben GND X3 und Signaleingang X2 noch der Stromanschluss X1 zur Verfügung.

X1 ist über den Zweipol Q3/Q4/R5/R6 geschützt, so dass bei Falschpolung oder Kurzschluss an X1 nur maximal 65 mA fließen können. Die gekapselten Quarzoszillatoren benötigen meist weniger Strom, es stellt sich normalerweise an X1 eine Spannung von min. 4,5 V ein. R6 bestimmt den Maximalstrom  $I_{max}$ , bei dem Q4 öffnet und damit Q3 sperrt:

$$I_{max} = U_{BE4} / R6 = 0,65 \text{ V} / 10 \Omega = 65 \text{ mA}$$

Sollte der zu prüfende Oszillator nominal mit 3,3 V arbeiten, ist die etwas höhere X1-Spannung für die kurze Prüfzeit nicht schädlich. Für wesentlich andere Nennspannungen (z.B. 12 V) muss der zu prüfende Oszillator von einer separaten Spannungsquelle versorgt werden.

Der Signalausgang des zu prüfenden Oszillators ist mit Eingang X2 zu verbinden. 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.

Anmerkung:

Im Bild sind Bauform und Pin-Belegung des DIL14-Quarzoszillator-Moduls nur ein Beispiel. Es gibt ebenso DIL8-Module oder auch andere Bauformen. Durch den strombegrenzten X1-Anschluss besteht normalerweise keine Gefahr beim probeweisen Anschluss unbekannter Module.

### Auswertung mit Signalton

Da beim Prüfen meist die Aufmerksamkeit dem Kontaktieren des Quarzes gewidmet wird, ist eine akustische Signalisierung vorteilhaft. Dazu liefert der 555-AMV (IC1) ein Tonsignal an den Lautsprecher, aber nur dann, wenn der Prüfling in Ordnung ist.

Falls der Colpitts-Oszillator schwingt, leuchtet LED D3 und der Q2-Kollektor liegt auf L. Transistor Q12 sperrt und der 555-Reset-Eingang Pin 4 liegt über R8 an H-Potential. Damit ist der AMV zur Erzeugung des Signaltones freigegeben.

Im Normalfall (kein Prüfling angeschlossen) schwingt der Colpitts-Oszillator nicht, der Q2-Kollektor liegt auf H. Transistor Q12 ist jetzt durchgesteuert und zieht das Potential am Reset-Eingang Pin 4 auf GND. Damit ist der AMV gesperrt, der Lautsprecher erhält kein Tonsignal.

Die AMV-Frequenz  $f_1$  wird von R9, R10 und C6 bestimmt (Berechnungsformel siehe Bild). Mit den angegebenen Bauelementen ergeben sich 1460 Hz. Die Lautstärke kann mit Widerstand R16 angepasst werden. R15 sollte in Abhängigkeit vom Lautsprecherwiderstand  $R_L$  mindestens so groß gewählt werden, dass der Maximalstrom der 555-Endstufe nicht überschritten wird, auch wenn der R16-Schleifer am 555-Ausgang steht. Im Bild ist der Lautsprecher nur stellvertretend dargestellt. Es sind ebenso andere Schallwandler einsetzbar (Hörkapsel, Piezo-Wandler).

### Fazit

Ohne Meßgerät oder Einstellarbeiten sind Quarze und Quarzoszillator-Module prüfbar, ob sie schwingen oder nicht. Das Prüfergebnis wird optisch und akustisch angezeigt. Mehr kann und soll die Schaltung nicht leisten.

# Quarz-Tester mit LED-Anzeige und Signalton

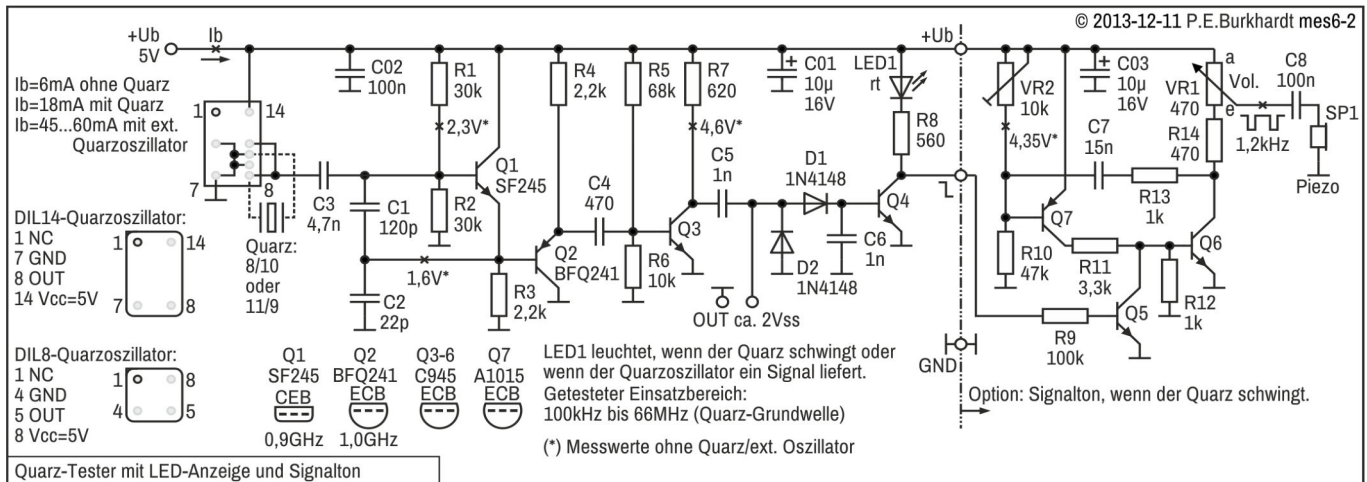
## Anwendung

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 Kollektorschaltung 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.

## 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 Ub 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 Anschlusbuchsen 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

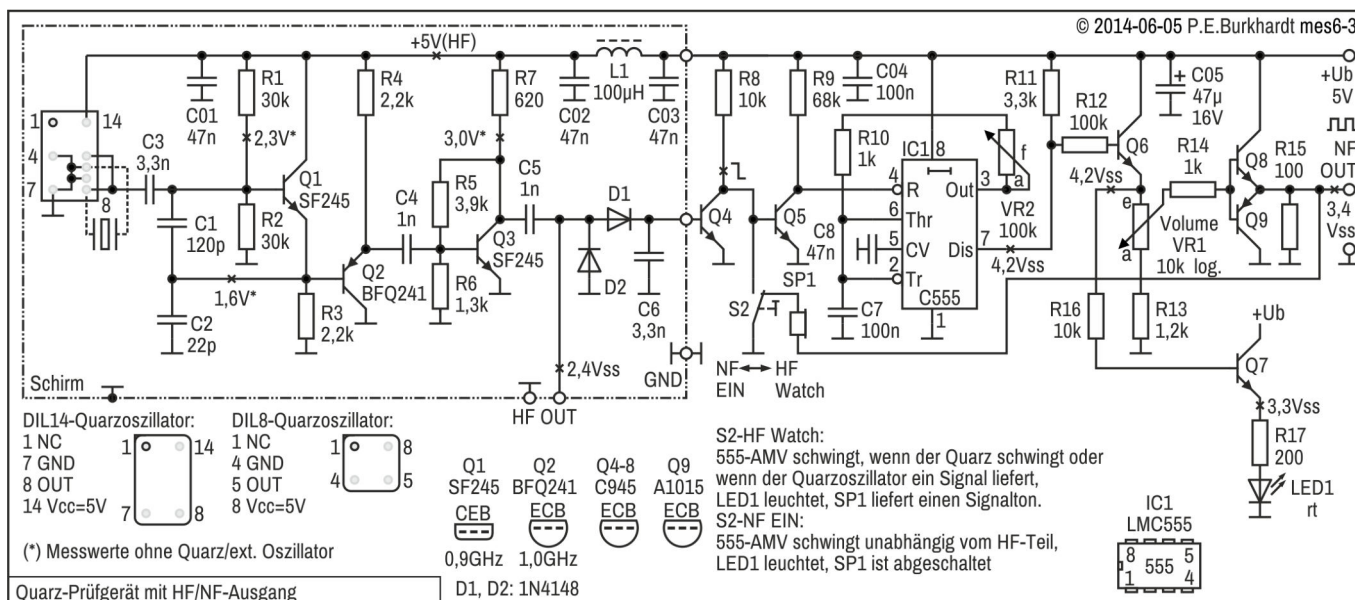
Im Folgenden sind zwei Varianten beschrieben. Die erste Schaltung enthält kein Netzteil, erfüllt aber sonst alle beschriebenen Prüfmöglichkeiten. Die zweite Variante enthält neben dem Netzteil noch einen schnellen TTL-Teiler, der die Oszillatorfrequenz mit 2 D-FFs teilt. Es gibt deshalb 3 HF-Ausgänge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

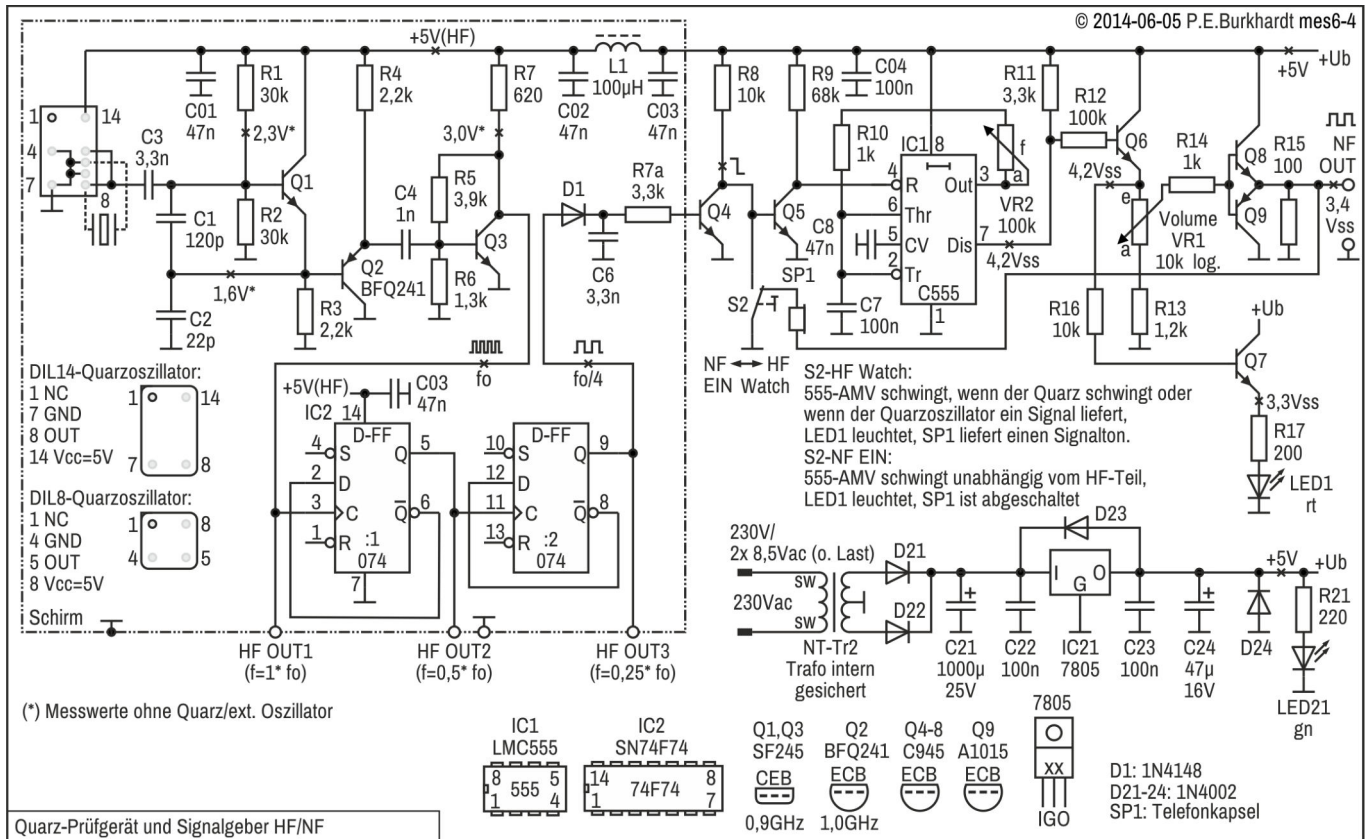
Das vom 555 gelieferte NF-Signal steuert den Emitterfolger Q6 an. Mit Poti VR1 erfolgt die Lautstärke-Einstellung. Der VR1-Schleifer ist direkt mit der Q8/Q9-Basis der komplementären Endstufe verbunden. Am Ausgang der Endstufe ist das NF-Rechteck-Signal nahezu unverfälscht verfügbar. Der sonst übliche 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 steilflankige 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  $-90^\circ$  zu  $+90^\circ$ ). Auf dieser Frequenz schwingt der Generator, wenn die Verstärkung der Mitkopplung mindestens 1 ist. Die Dämpfung der im Mitkopplungszweig 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 Gegenkopplungszweig (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.

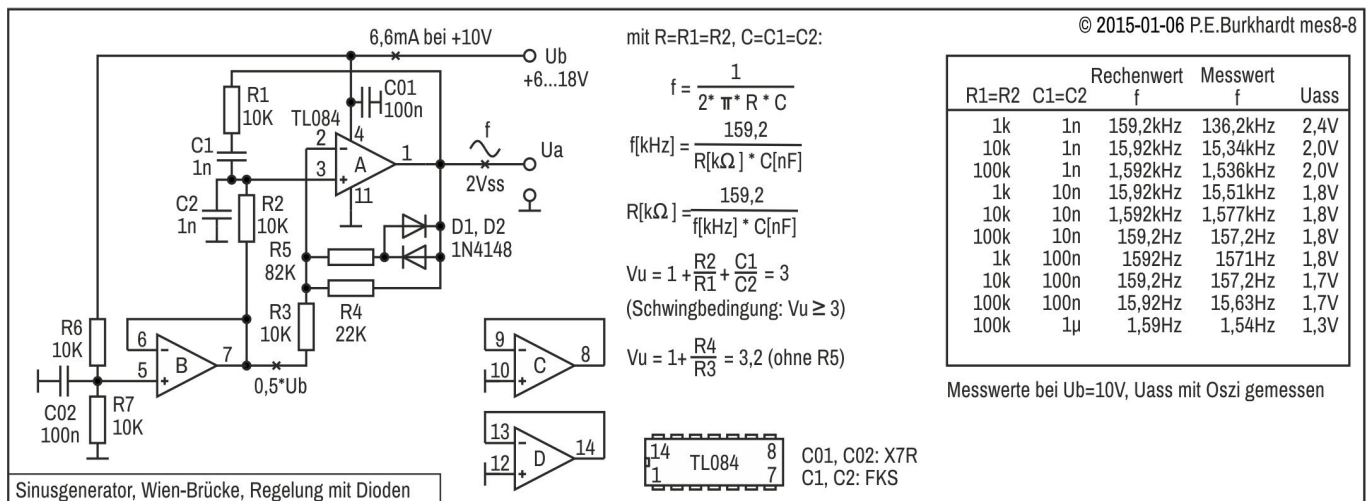
Zur Opamp-Verstärkungsregelung muss einer der verstärkungsbestimmenden Widerstände verändert werden. Die erzeugte Schwingung beeinflusst diesen Widerstand so, dass sich die benötigte Verstärkung ergibt. Geeignet sind spannungsbegrenzende Elemente (Dioden) oder auch direkt veränderliche Widerstände wie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

Das verwendete Element zur Verstärkungsregelung und damit die entsprechende Schaltungstechnik hat großen Einfluss auf Klirrrgrad 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  $\mu$ 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  $1 + (R4 \parallel R5) / R3$ . 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.

Allerdings hat eine Glühlampe den Nachteil, dass es bei sehr niedrigen Frequenzen (2 Hz und weniger) zu Regelschwingungen kommen kann. Will man diese Schwingungen vermeiden, muss der Regelkreis sehr träge dimensioniert werden. Das hat aber wieder den Nachteil, dass es einige Sekunden dauern kann, bis sich bei einer Frequenzänderung die Amplitude der Ausgangsspannung wieder stabilisiert hat.

Auch mit Fotowiderstand oder Sperrschicht-FET lassen sich bei geeigneter Dimensionierung bessere Werte als mit Dioden erreichen. Mit Dioden ist aber die Schaltung sehr einfach.

**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 dann 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.

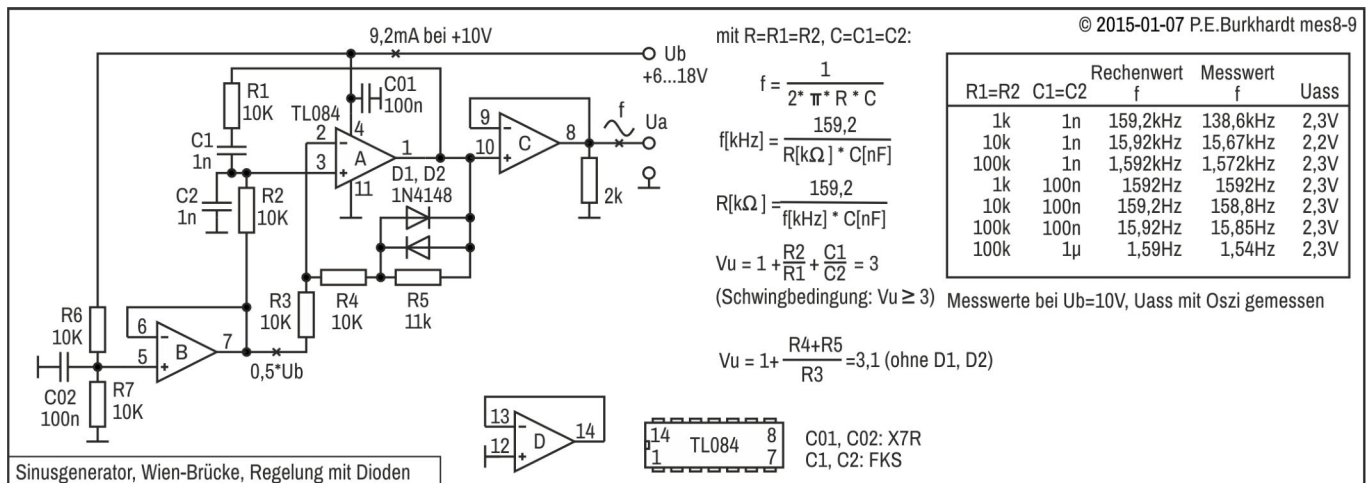
**Messergebnisse**

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 im Vergleich zur Schaltung mit parallel zum verstärkungsbestimmenden Widerstand R4 liegenden Dioden, konnte nicht gemessen werden.

## Sinusgenerator mit TL084



## Schaltungsbeschreibung

Diese Schaltung ist nur geringfügig anders als die Schaltung mit Dioden-Regelung parallel. Allerdings wurde ein Spannungsfolger ergänzt, um das Sinussignal niederohmig abnehmen zu können.

### 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 TL084-C als Spannungsfolger zur niederohmigen Auskopplung

### 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 Anschwingverhalten. Wird dies mit einem großen Elko (z.B. 100  $\mu\text{F}$ ) 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 parallel D2) liegt mit dem verstärkungsbestimmenden Widerstand R4 in Reihe.

Bei kleiner  $U_a$ -Amplitude sperren die Dioden, deshalb ist  $V_u = 1 + ((R_4 + R_5) / R_3)$ . Damit überhaupt Schwingungen entstehen, muss die Verstärkung etwas größer als 3 sein. Mit den Werten im Bild ergibt sich  $V_u = 3,1$ .

Wenn nun die  $U_a$ -Amplitude so groß wird, dass die Dioden etwas leiten, wird der Wert der Reihenschaltung  $R_5$  mit  $R_4$  insgesamt kleiner. Das bedeutet, die Verstärkung  $V_u$  nimmt ab. Das heißt, die  $U_a$ -Amplitude nimmt ab und pendelt sich auf einen stabilen Wert ein. Die Verstärkung  $V_u$  ist gerade nur noch so groß, dass die Verluste des frequenzbestimmenden Netzwerks ausgeglichen werden. Die Schwingung an  $U_a$  ist deshalb nicht mehr begrenzt, sondern sinusförmig.

Der sich ergebende Uass-Wert beträgt etwa das Dreifache der Spannung über den Dioden  $D_1$  und  $D_2$ . Die Tabelle im Bild enthält die Messwerte. Die Stabilität ist gut.

### 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.

### Hinweise zur Dimensionierung

- Die Verstärkung sollte nur geringfügig größer als 3 sein, eingestellt mit  $R_3$  und  $R_4$  (z.B.  $V_u = 3,2$ ).
- Beide RC-Schaltungen werden gleich dimensioniert (gleiche Werte). Je mehr  $R_1$  von  $R_2$  bzw.  $C_1$  von  $C_2$  abweicht, desto größer ist die Brückenverstimmung. Die erforderliche Opamp-Verstärkung ist dann größer, damit der Generator schwingt. Der Sinus-Klirrfaktor steigt.
- Bei Frequenzeinstellung mit  $R_1$  und  $R_2$  als Tandem-Poti sollte der Einstellbereich nicht größer als 1 zu 100 sein (1 zu 100 ist möglich), damit die  $U_a$ -Amplitudenänderung nicht zu groß wird. Ein lineares Tandem-Poti mit guten Gleichlauf Eigenschaften ist sowieso Voraussetzung.

### Messergebnisse

Der Klirrfaktor wurde nicht gemessen (mangels Messgerät). Die Werte lt. Tabelle (siehe Bild) sind bezüglich Amplitudenstabilität zufriedenstellend. Die Amplituden-Regelung mit in Reihe zu  $R_4$  geschalteten Dioden (parallel zu  $R_5$ ) bringt ausreichend gute Ergebnisse. Kleine Änderungen der Betriebsspannung haben einen sehr geringen Einfluss auf die Größe der Ausgangsspannung.

### Sinusgenerator mit NE5532

Sinusgenerator, Wien-Brücke (NE5532)

© 2015-02-04 P.E.Burkhardt mes8-9a

mit  $R=R_1=R_2$ ,  $C=C_1=C_2$ :

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$f[\text{kHz}] = \frac{159,2}{R[\text{k}\Omega] \cdot C[\text{nF}]}$$

$$R[\text{k}\Omega] = \frac{159,2}{f[\text{kHz}] \cdot C[\text{nF}]}$$

$$V_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} = 3$$

(Schwingbedingung:  $V_u \geq 3$ )

$$V_u = 1 + \frac{R_4 + R_5}{R_3} = 3,1 \text{ (ohne } D_1, D_2)$$

$R_1=R_2$	$C_1=C_2$	Rechenwert f	Messwert f	Uass
1,526k	100n	1,004kHz	1,053kHz	2,2V
1,526k	10n	10,04kHz	10,10kHz	2,2V
1,526k	1n	100,4kHz	101,6kHz	2,1V

Messwerte bei  $U_b=10V$ , Uass mit Oszi gemessen  
(1,526k = 2,61k || 2,61k + 221)

C01, C02: X7R  
C1, C2: FKS  
D1, D2: 1N4148

### 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 Wobblers-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

**Inputs:**

- 5 TC1 Timing Capacitor Input 1
- 6 TC2 Timing Capacitor Input 2
- 9 FSKI Frequency Shift Keying Input
- 1 AMSI Amplitude Modulating Signal Input
- 14 WAVEA2 WAVE Form Adjust Input 2
- 13 WAVEA1 WAVE Form Adjust Input 1
- 15 SYMA1 Wave SYMetry Adjust 1
- 16 SYMA2 Wave SYMetry Adjust 2

**Outputs and Power Supply:**

- 4 Vcc Positive Power Supply
- 11 SYNCO SYNC Output
- 7 TR1 Timing Resistor 1 Output
- 8 TR2 Timing Resistor 2 Output
- 2 STO Sine or Triangle Wave Output
- 3 MO Multiplier Output
- 10 BIAS Internal Voltage Reference
- 12 GND GROUND (Power Supply unipolar)

© 2020-05-09 P.E.Burkhardt mes3-1

Funktionsgenerator-IC XR2206, Blockschaltbild

## Funktionsgenerator-Testschaltungen

### XR2206-Testschaltung (1) ohne Abgleich

**Funktion:**  
 Freilaufender Oszillator mit  $f_0=0,01\text{Hz}$  bis  $1\text{MHz}$   
 Ausgabe gleichzeitig Rechteck + Sinus **oder** Rechteck + Dreieck (Auswahl mit S2)  
 Frequenz  $f_0$  wird bestimmt mit C1 zwischen Pin 5 und Pin 6  
**und** R von Pin 7 nach GND **oder** R von Pin 8 nach GND.

Auswahl Pin 7 oder Pin 8 erfolgt mit Spannung an Pin 9 (U9).  
 Bei Pin 9 offen oder  $U_9=2\text{V}$  oder größer ist Pin 7 ausgewählt.  
 Ab  $U_9=1\text{V}$  oder weniger ist Pin 8 ausgewählt.

Frequenz  $f_0$  ist proportional zum Strom I7 aus Pin 7 nach GND.  
 Der I7-Bereich für proportionale  $f_0$  ist  $1\mu\text{A}$  bis  $3\text{mA}$ .  
 Pin 7 hat einen Innenwiderstand von  $600\ \Omega$  bei  $+3\text{V}$ .

Die gleichen Verhältnisse gelten für Pin 8, falls ausgewählt.  
 Der Klirrfaktor k des Sinus ist mit R4 abgleichbar, max.  $1\text{k}$ .

Am Pin 10 (BIAS) sind  $3\text{V}$  messbar (stabilisiert).

$f_0 = 1 / (R \cdot C1)$  mit  $R = R7 + VR7$   
 gemessen:  $560\text{Hz} \dots 731\text{kHz}$   
 (stabile Sinus-Amplitude bis  $200\text{kHz}$ )

© 2020-05-09 P.E.Burkhardt mes3-2

Funktionsgenerator-IC XR2206, Testschaltung (1) ohne Abgleich



**XR2206-Testschaltung (2) mit Abgleich**

$f_o \cdot 0,92 \dots 11,4\text{Hz}$ $9,8 \dots 117\text{Hz}$ $96,1\text{Hz} \dots 1,147\text{kHz}$ $975\text{Hz} \dots 11,6\text{kHz}$ $9,06 \dots 105,9\text{kHz}$ C1a...C1e   11µ   1µ   0,11µ   0,011µ   0,0011µ im Test   10µ+1µ   1µ+100n   100n+22n   10n+1n   1n+150p	© 2020-08-20 P.E.Burkhardt mes3-3 +Ub   ca.18mA   +18V
---	---

$f_o = 1 / (R \cdot C1)$   
mit  $R = R7 + VR7$

$$f_o = \frac{2}{C1} \cdot \left[ \frac{1}{(R7 + VR7) + R8} \right]$$

$$D = \frac{R7 + VR7}{(R7 + VR7) + R8}$$

**Frequenz-Modulation FM (External Sweep):**  
 "Sweep Input" ermöglicht, mit einer externen veränderlichen Spannung die Frequenz  $f_o$  zu ändern. Es entsteht ein VCO (Voltage Controlled Oscillator). Ist diese externe Steuerspannung ein Sägezahn, wird der XR2206 zum Wobbler.

**Amplituden-Modulation AM:**  
 Mit einer Spannung an "AM Input" kann die Ausgangsspannung  $U_2$  geändert werden.

VR6: Offset, bei  $U_b = 18\text{V}$  Dreieck auf gleiche Begrenzung (mit VR3  $U_2$  erhöhen, bis Dreieck begrenzt)  
 VR3: Sinus-/Dreieck-Amplitude (VR3=0...100k)  
 VR4: THD min. (Klirrfaktor)  
 VR5: Sinus-Symmetrie bei  $U_b = 10\text{V}$  einstellen  
 VR7: Frequenz  $f_o$   
 VR7a: Frequenzbereich (1:10 mit Überlappung)

U2-Maximalwerte (ohne Begrenzung Dreieck), eingestellt mit VR3:  
 bei  $U_b = 10\text{V}$  max. 5,6Vss\* Dreieck, 2,8Vss\* Sinus  
 bei  $U_b = 18\text{V}$  max. 13,2Vss\* Dreieck, 6,8Vss\* Sinus  
 U11: wie +Ub

(\*) Messwert

Funktionsgenerator-IC XR2206, Testschaltung (2) mit Abgleich

**XR2206-Testschaltung (3) (TU Graz)**

$f_o$ 1...100Hz   10Hz...1kHz   100Hz...10kHz   1...100kHz C1a...C1d   1µ   0,1µ   0,01µ   0,001µ	© 2020-05-20 P.E.Burkhardt mes3-3a +Ub   +7,5V   -Ub   -7,5V
--	---

$f_o = 1 / (R \cdot C)$

VR3 Sinus-/Dreieck-Amplitude  
 VR4 THD min. (Klirrfaktor)  
 VR5 Sinus-Symmetrie  
 VR6 DC-Offset  
 VR7 Frequenz  $f_o$  (1:100)

S1  $f_o$  Bereich  
 S2 Sinus/Dreieck Auswahl  
 S3 AM/FM Auswahl  
 S4 Sägezahn EIN

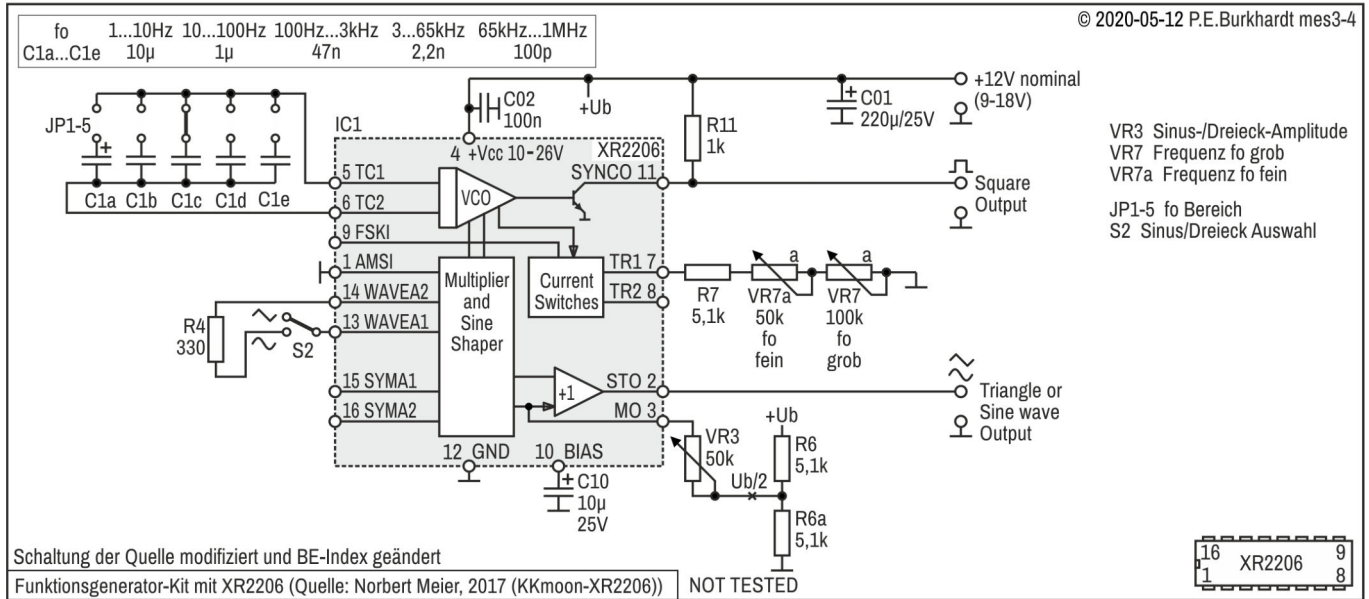
Uss Dreieck fast doppelt so groß wie Sinus  
 Pin2-Ausgangsimpedanz 600 Ohm

Schaltung der Quelle modifiziert und BE-Index geändert

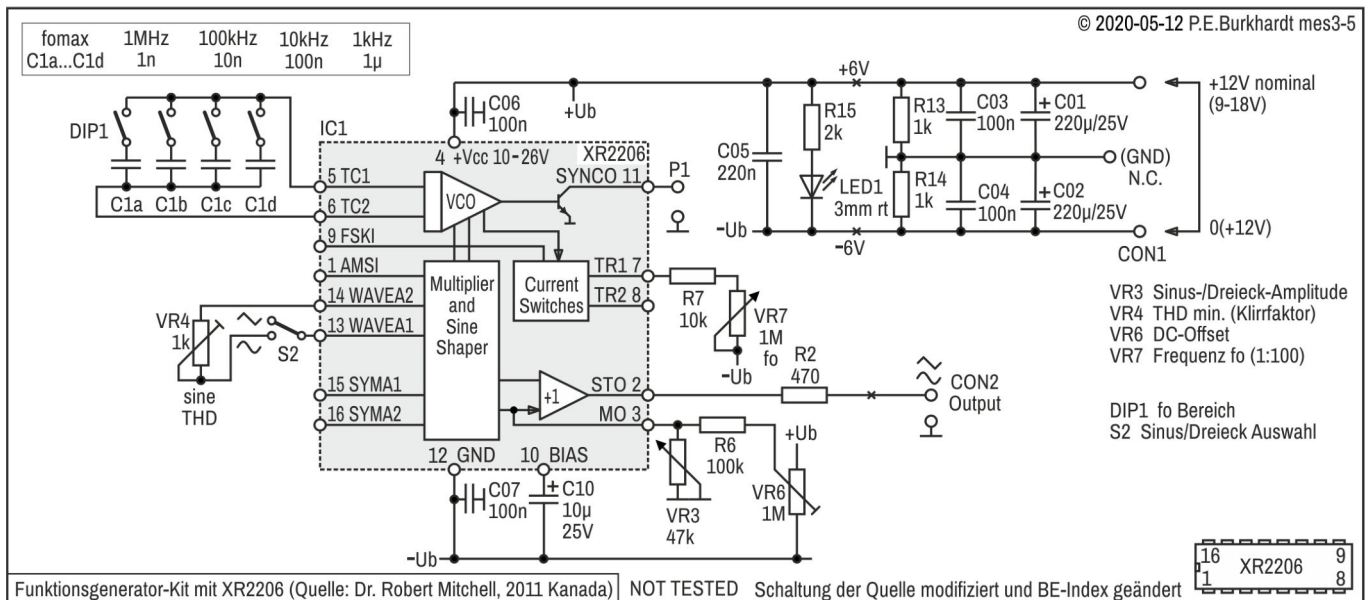
Funktionsgenerator-IC XR2206, Testschaltung 3 (Quelle: TU Graz und EXAR TAN-005) NOT TESTED



### Funktionsgenerator-Kit (KKmoon-XR2206)

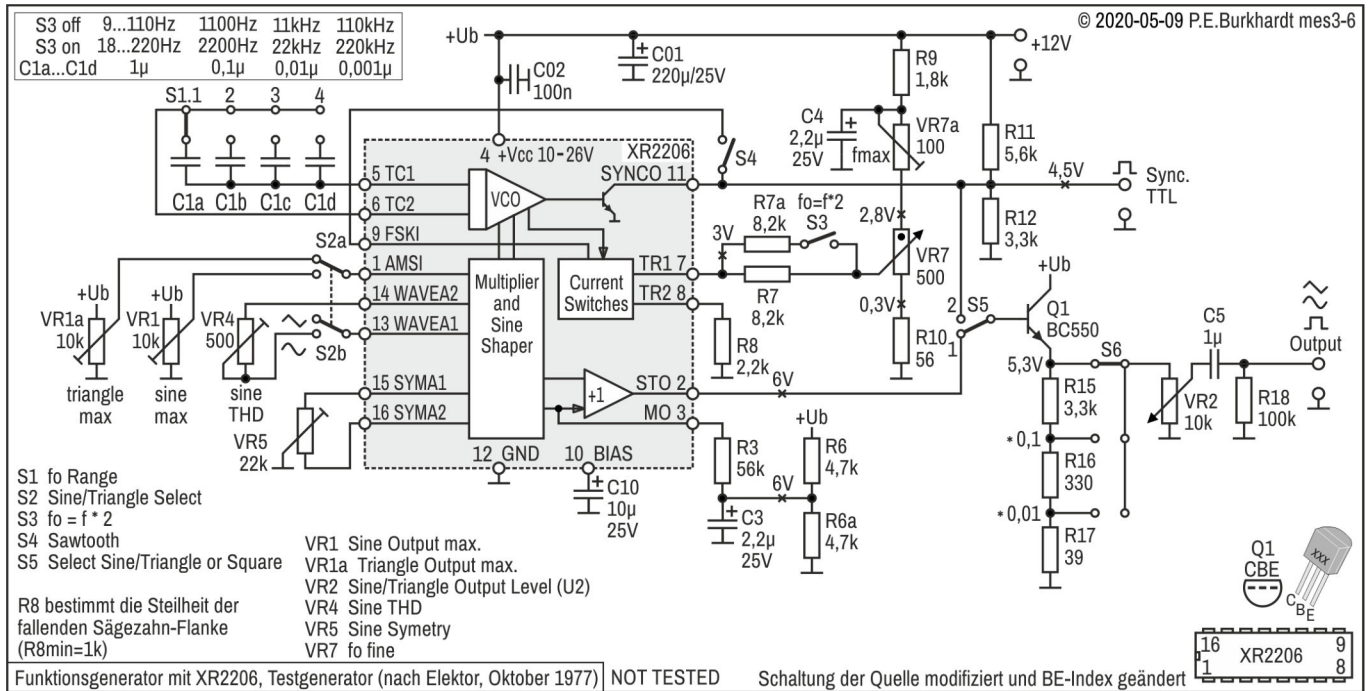


### Funktionsgenerator-Kit (2011, Kanada)

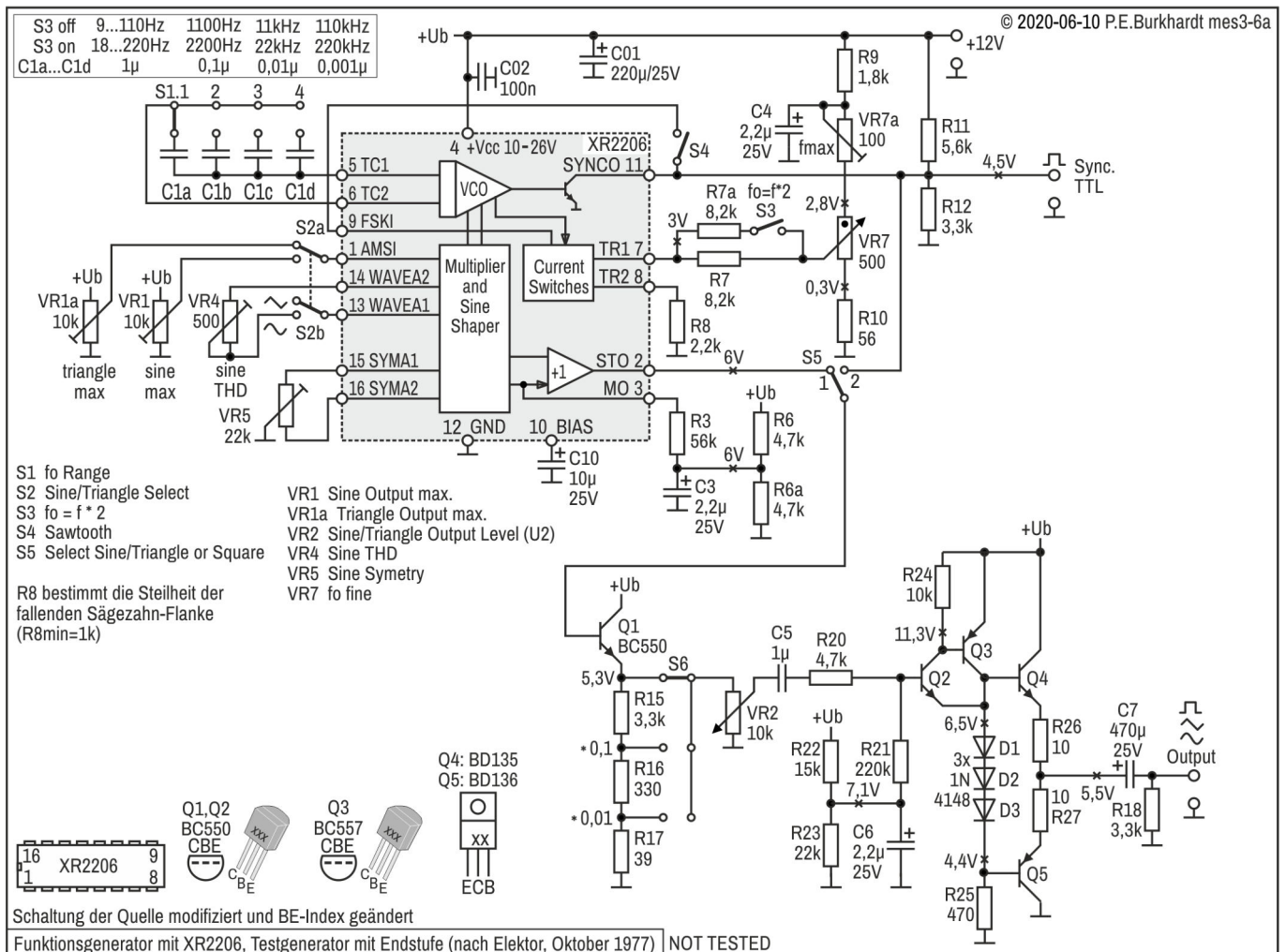


# Funktionsgenerator nach Elektor 1977

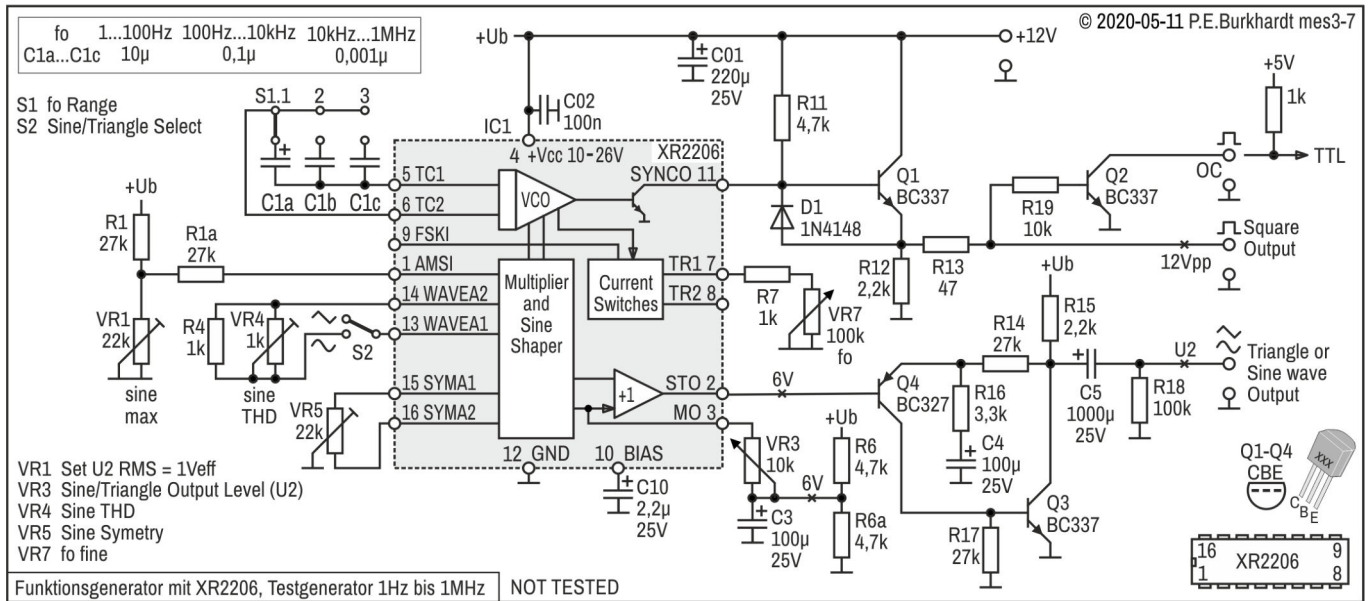
## Testgenerator mit Ausgangsteiler 100:1



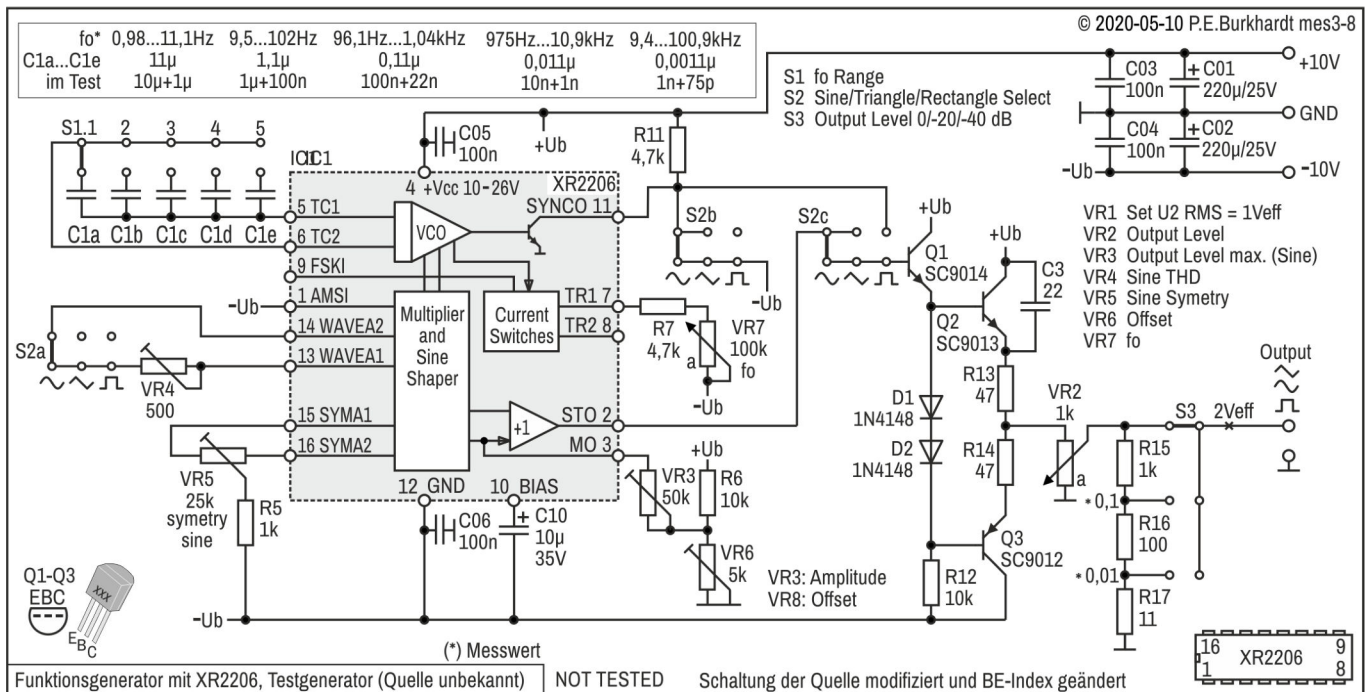
## Testgenerator mit Leistungs-Endstufe



### Funktionsgenerator 1 Hz bis 1 MHz

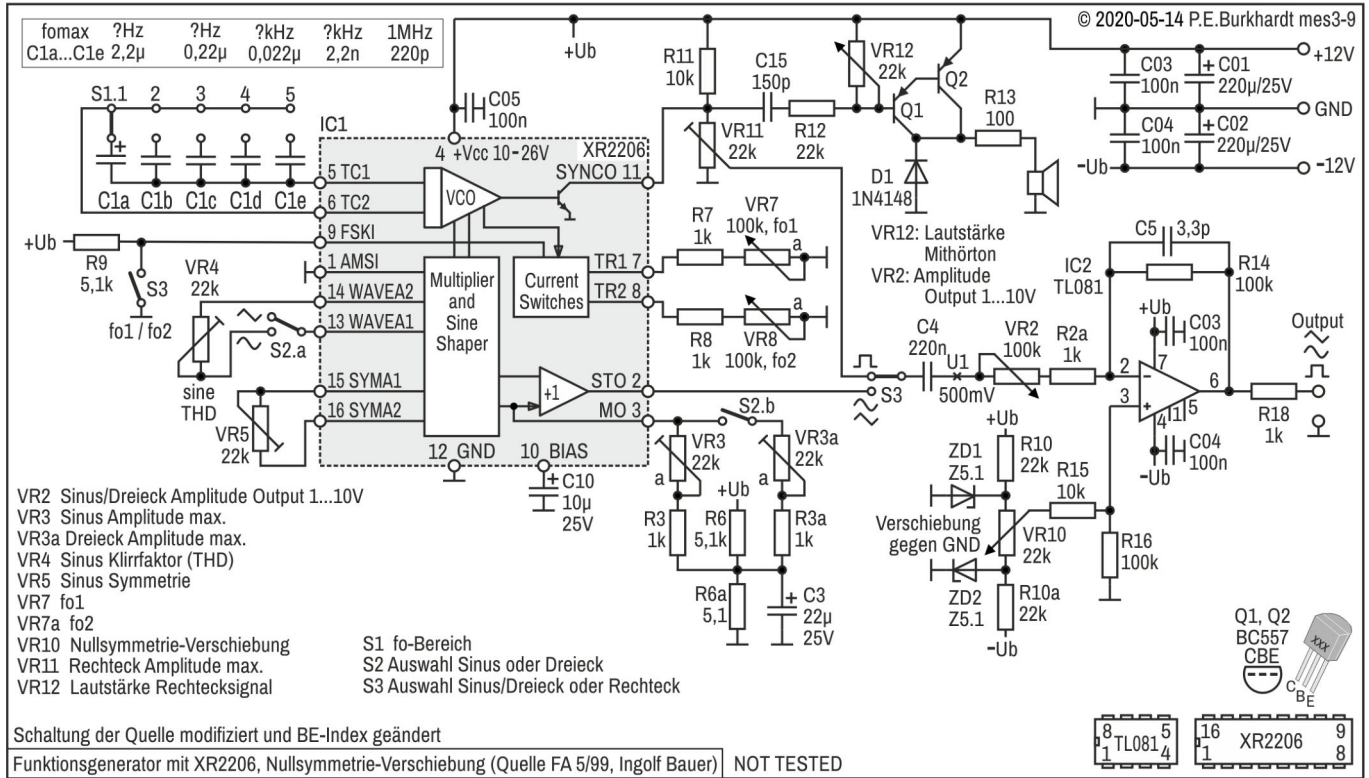


### Funktionsgenerator mit Wahlschalter (old style)

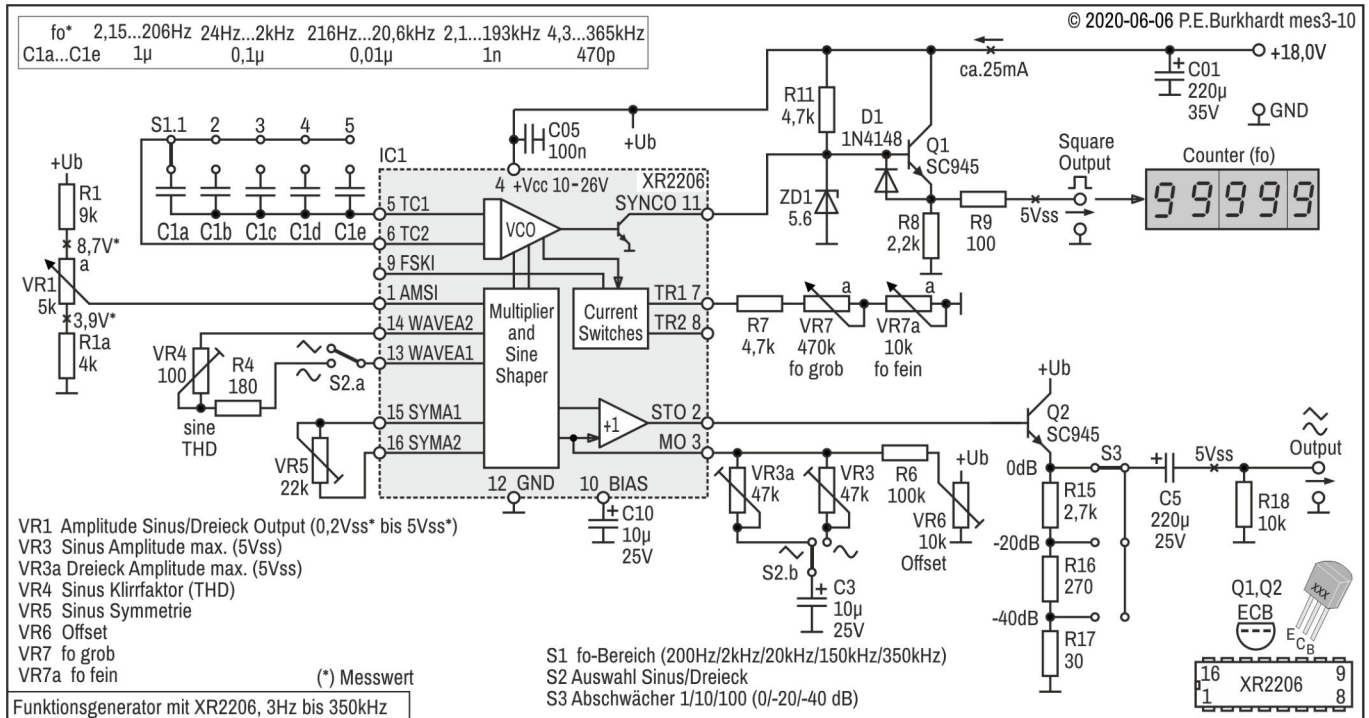




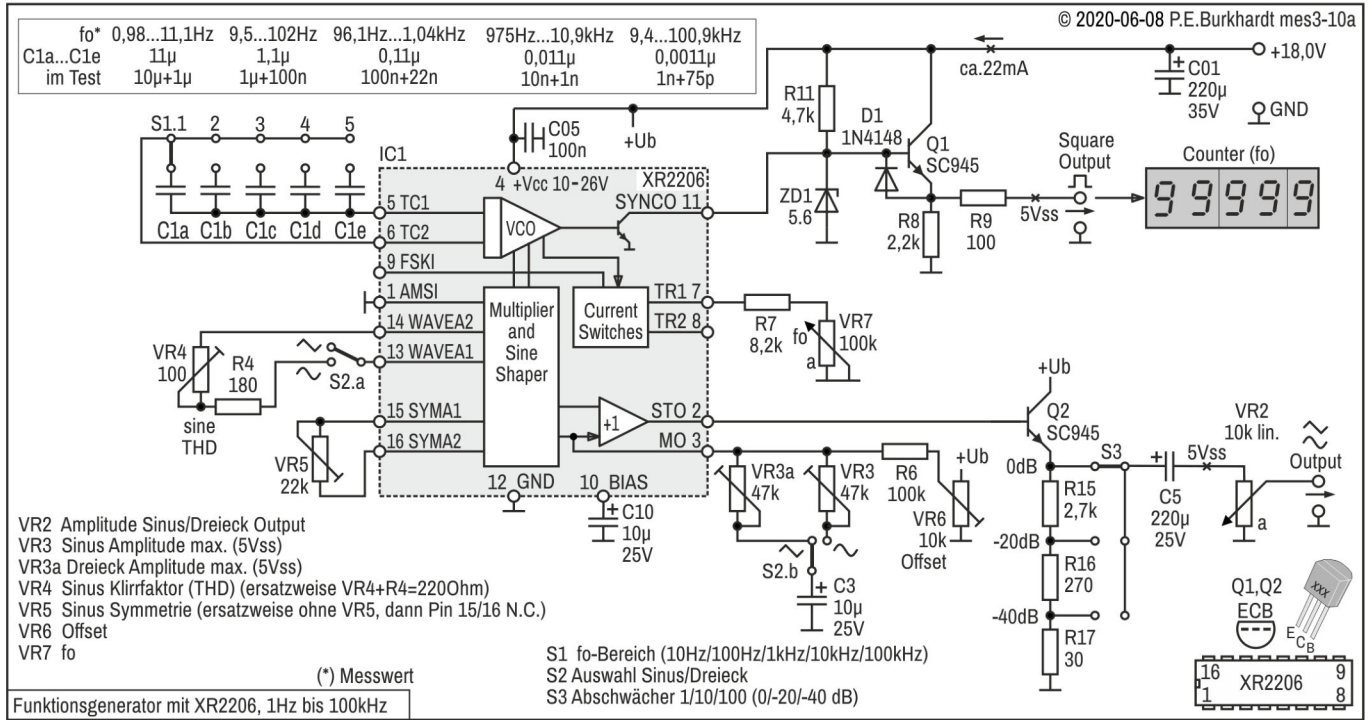
### Funktionsgenerator mit Null-Verschiebung



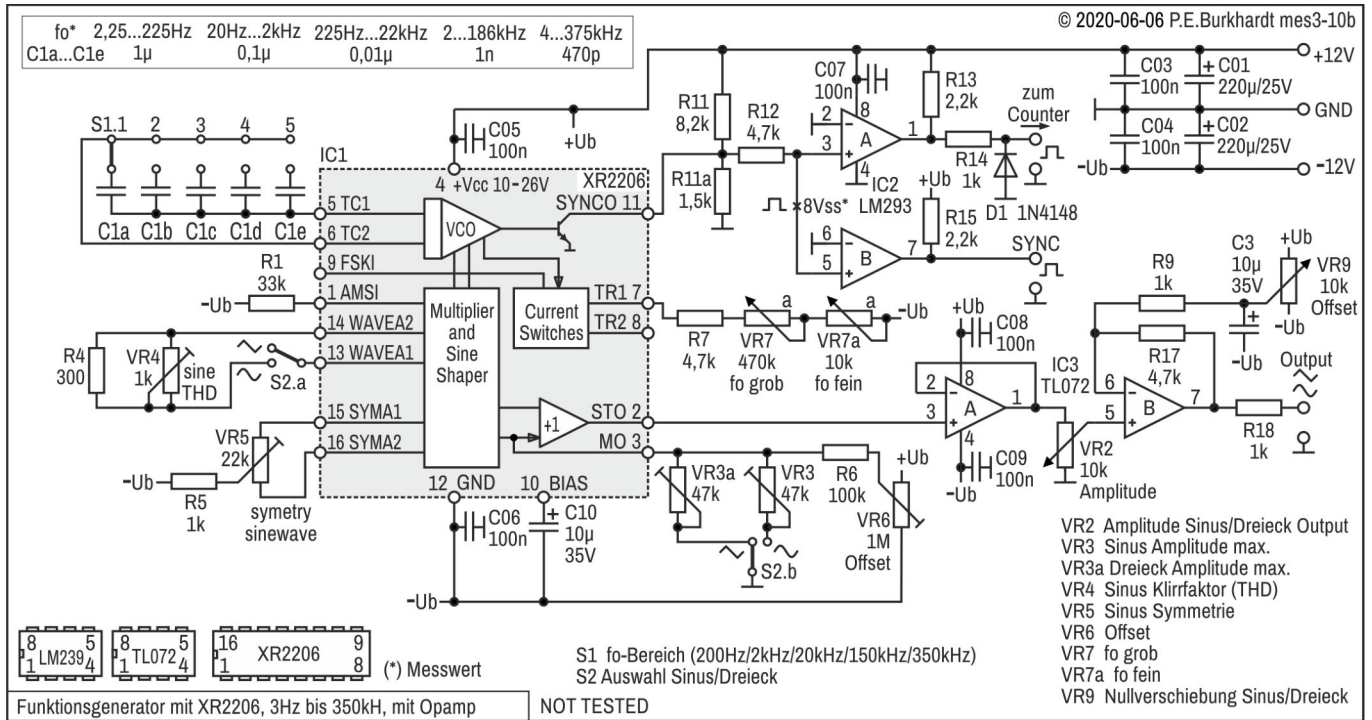
### Funktionsgenerator 3 Hz bis 350 kHz



### Funktionsgenerator 1 Hz bis 100 kHz

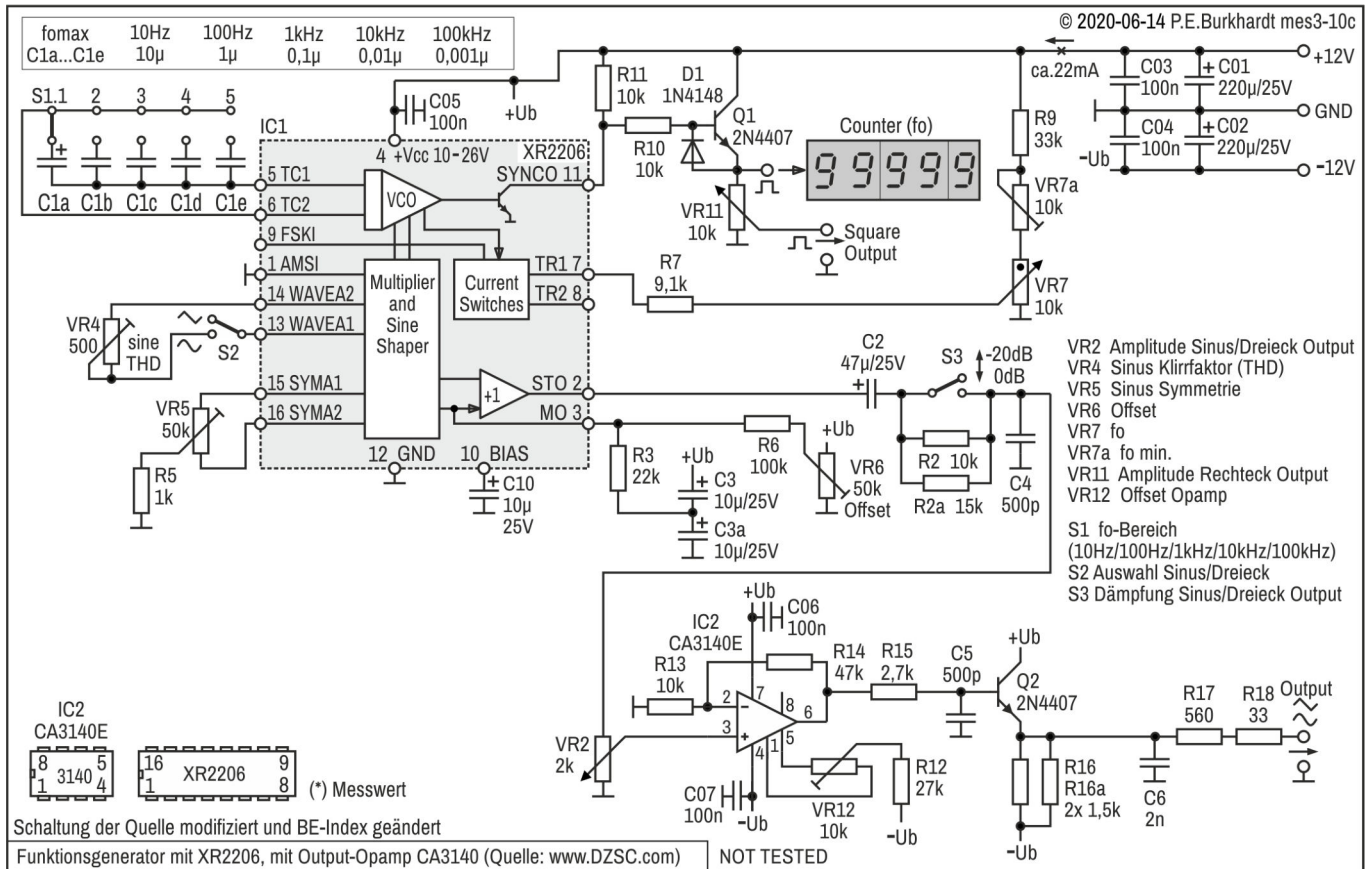


### Funktionsgenerator 3 Hz bis 350 kHz, mit Opamp

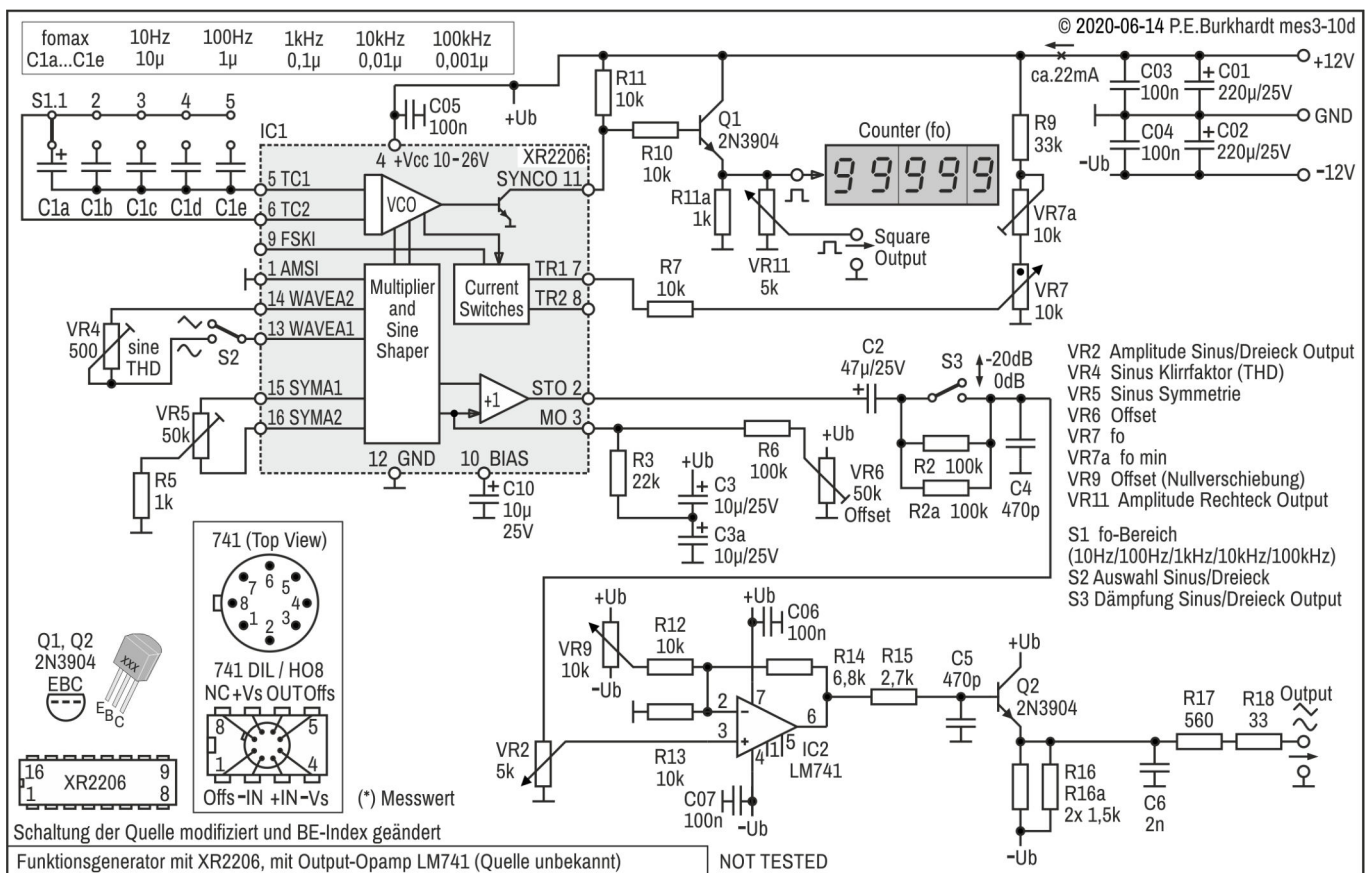




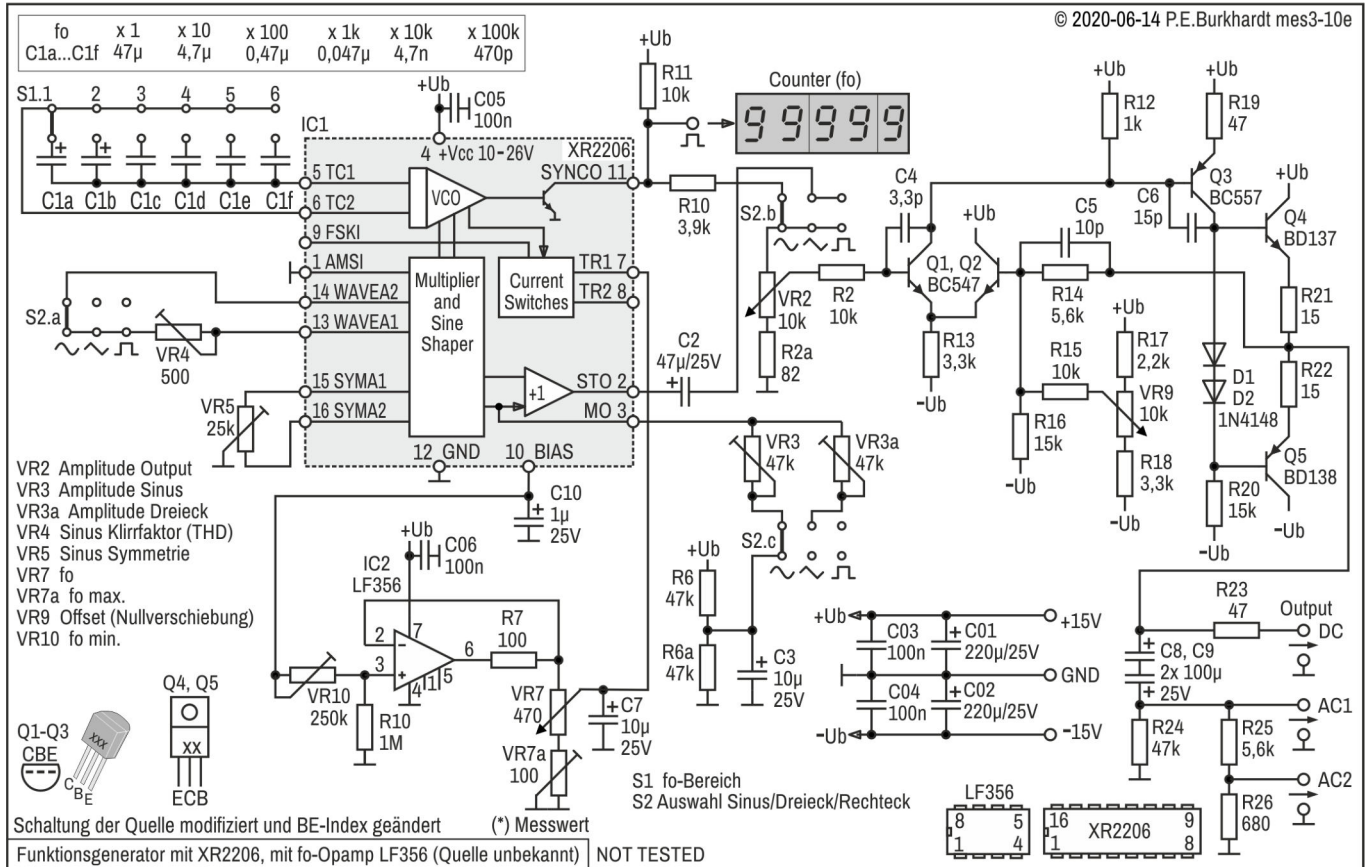
### Funktionsgenerator mit CA3140 (nach DZSC)



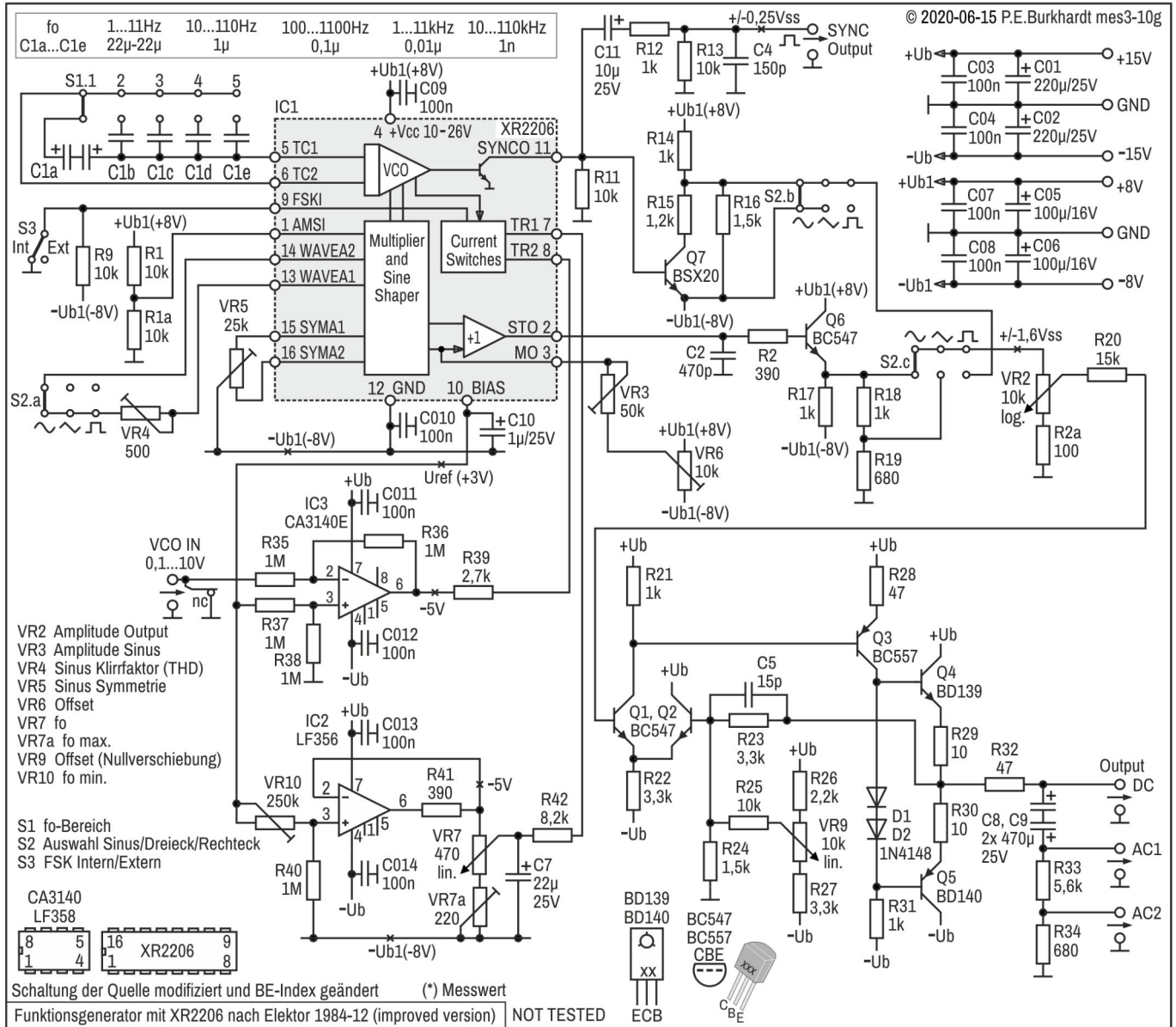
### Funktionsgenerator mit LM741



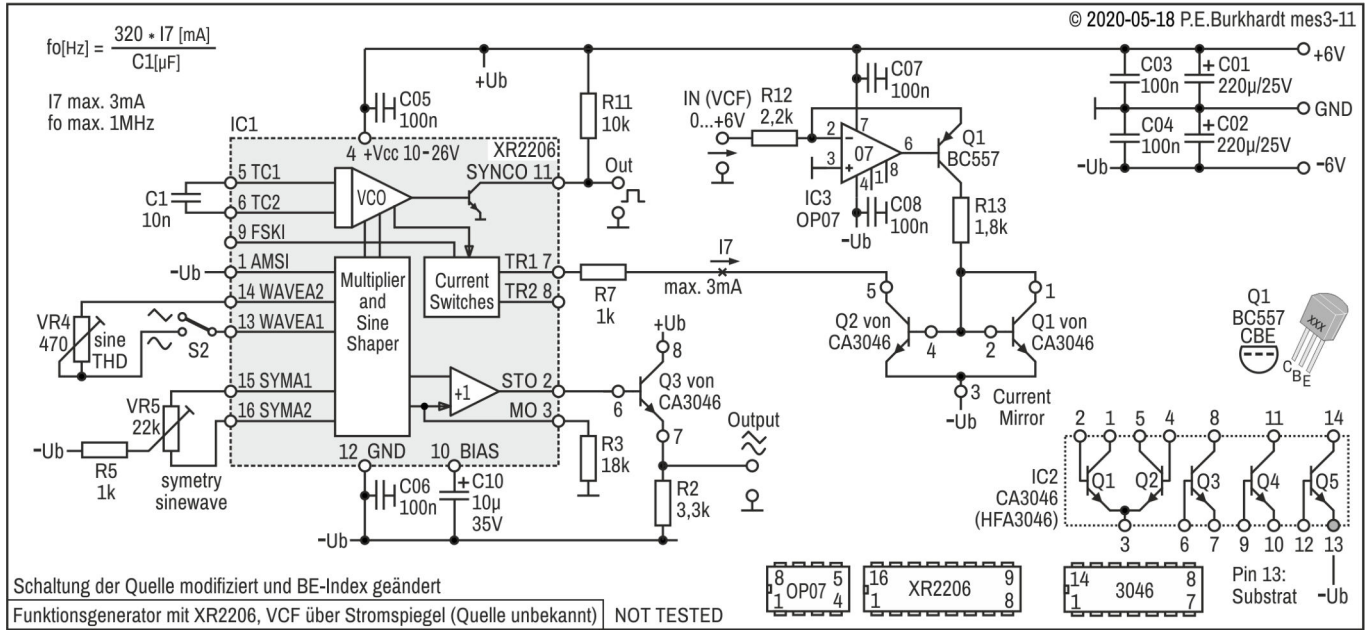
# Funktionsgenerator mit LF356



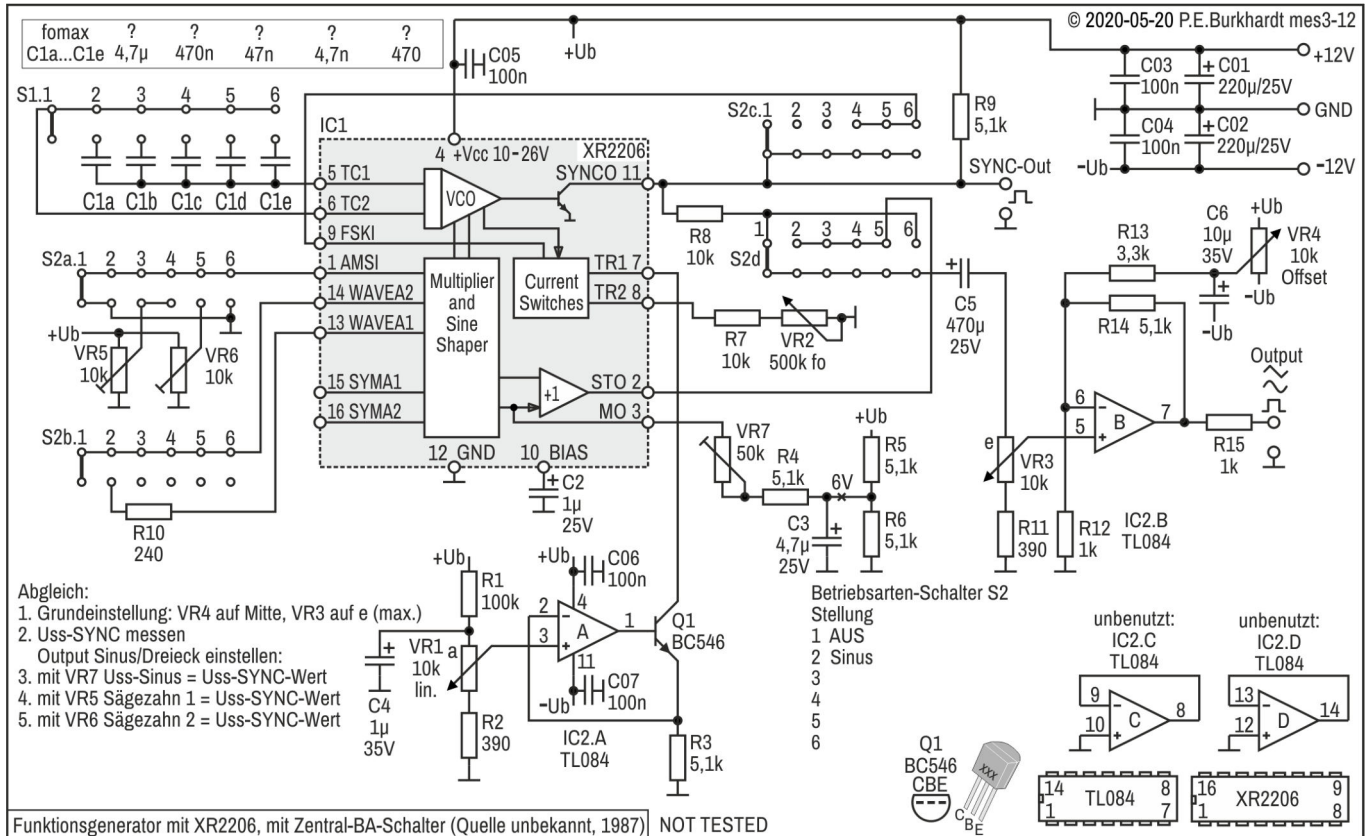
# Funktionsgenerator nach Elektor 1984-12



### Funktionsgenerator mit Spannungssteuerung

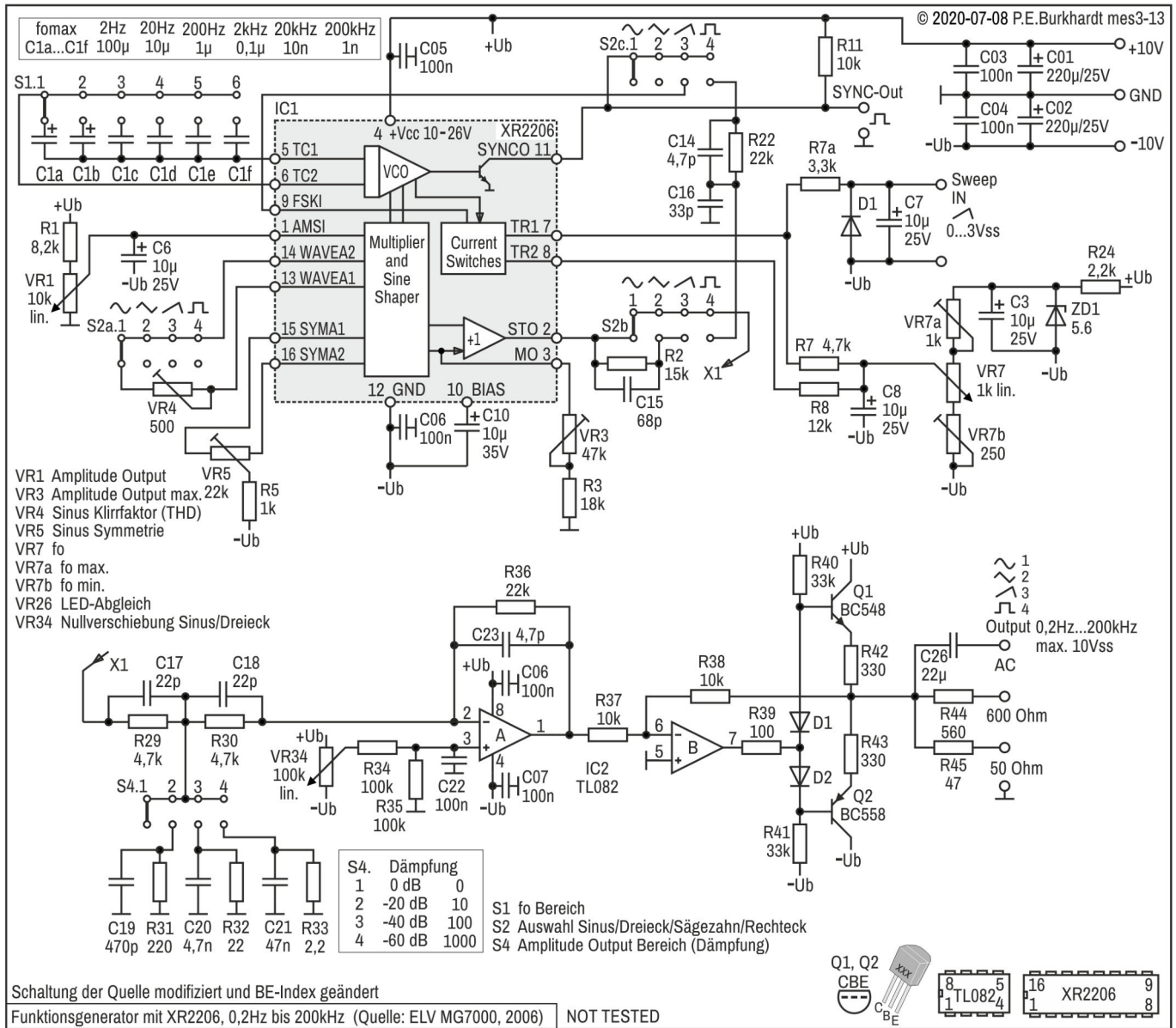


### Funktionsgenerator mit BA-Schalter (1987)





# Funktionsgenerator 200 kHz (nach ELV MG7000)

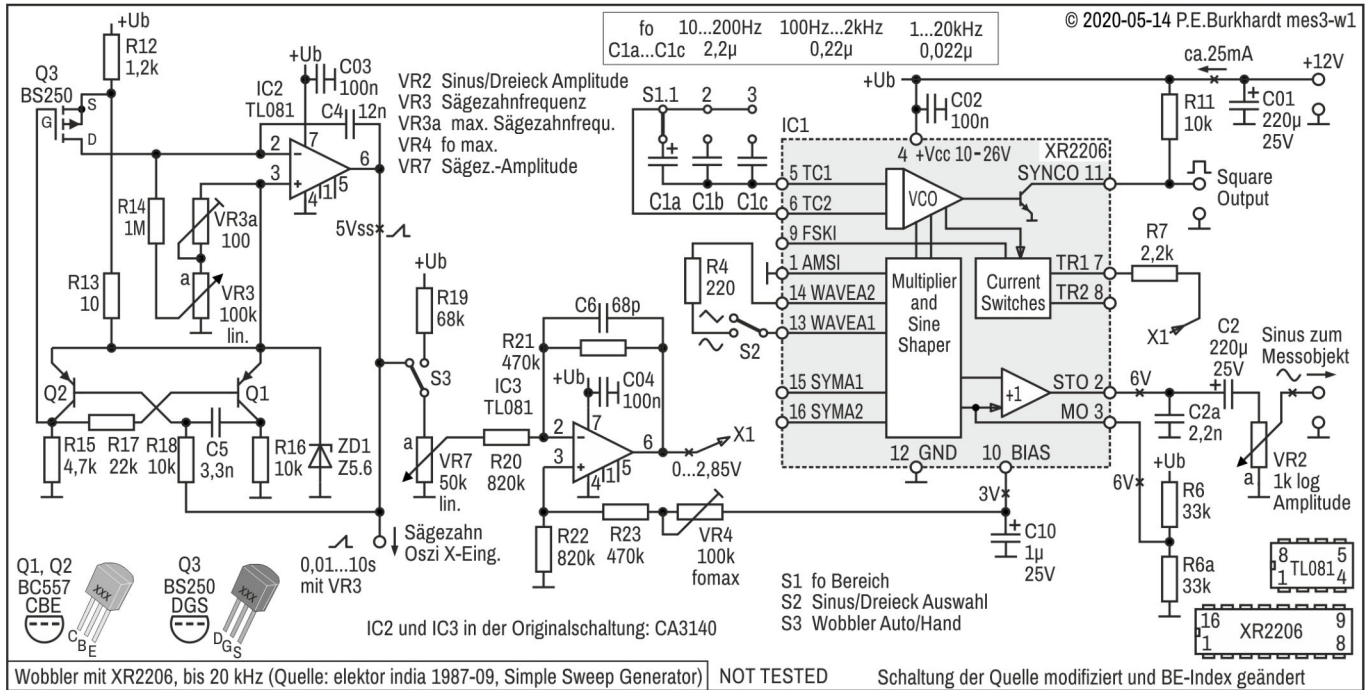




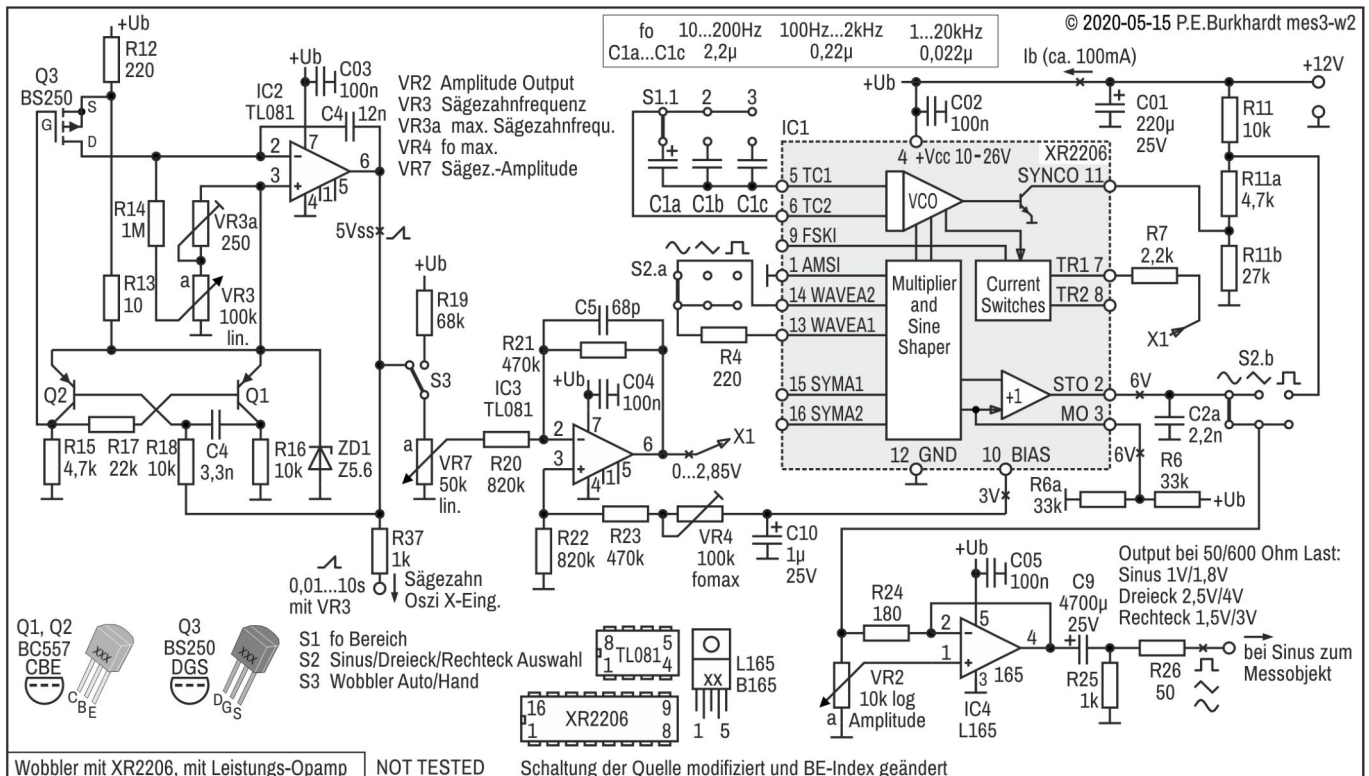
# Wobbler

## Wobbler mit dem XR2206

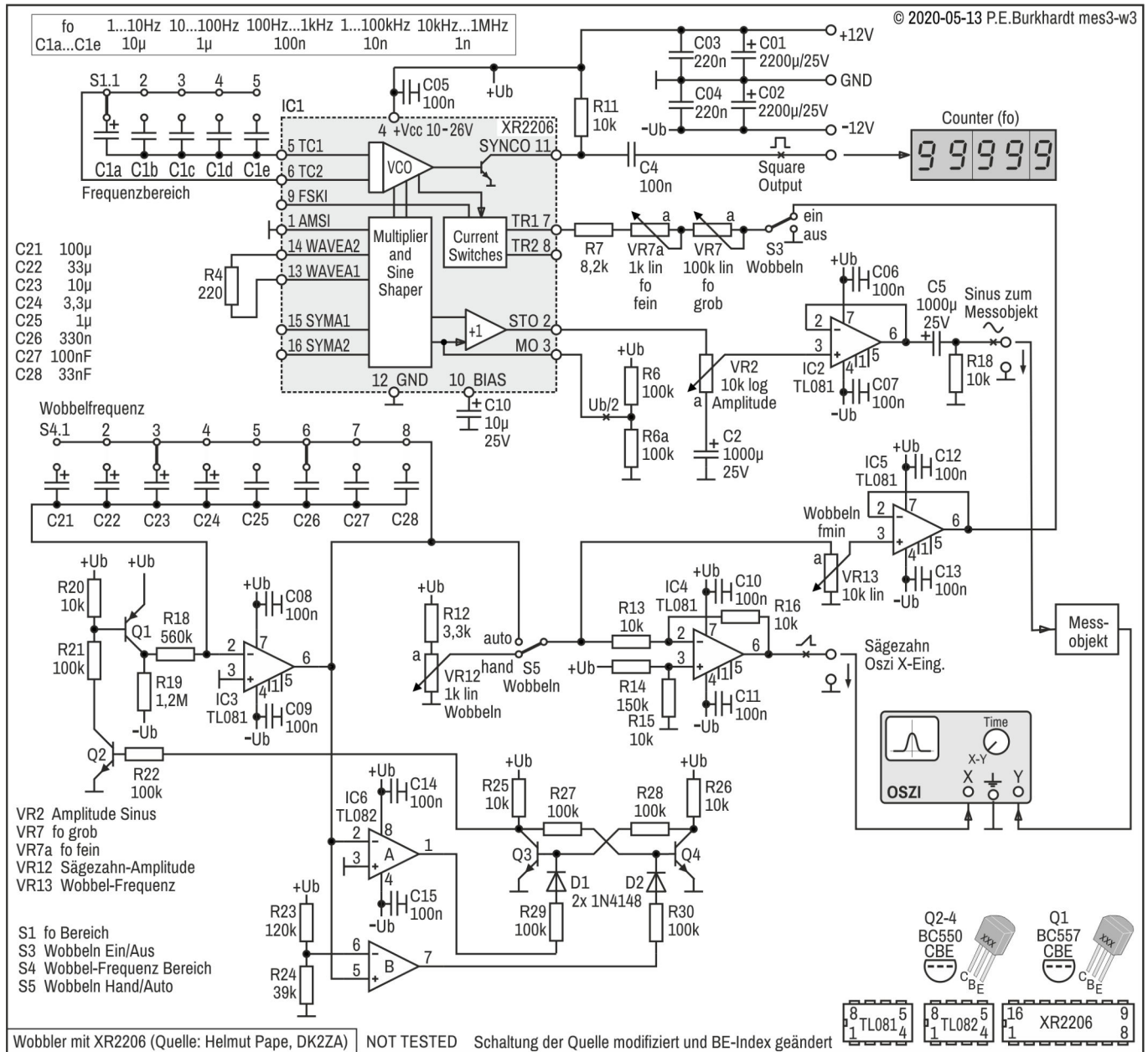
### Wobbler bis 20 kHz (Elektor india 1987)



### Wobbler bis 20 kHz mit Leistungs-Opamp

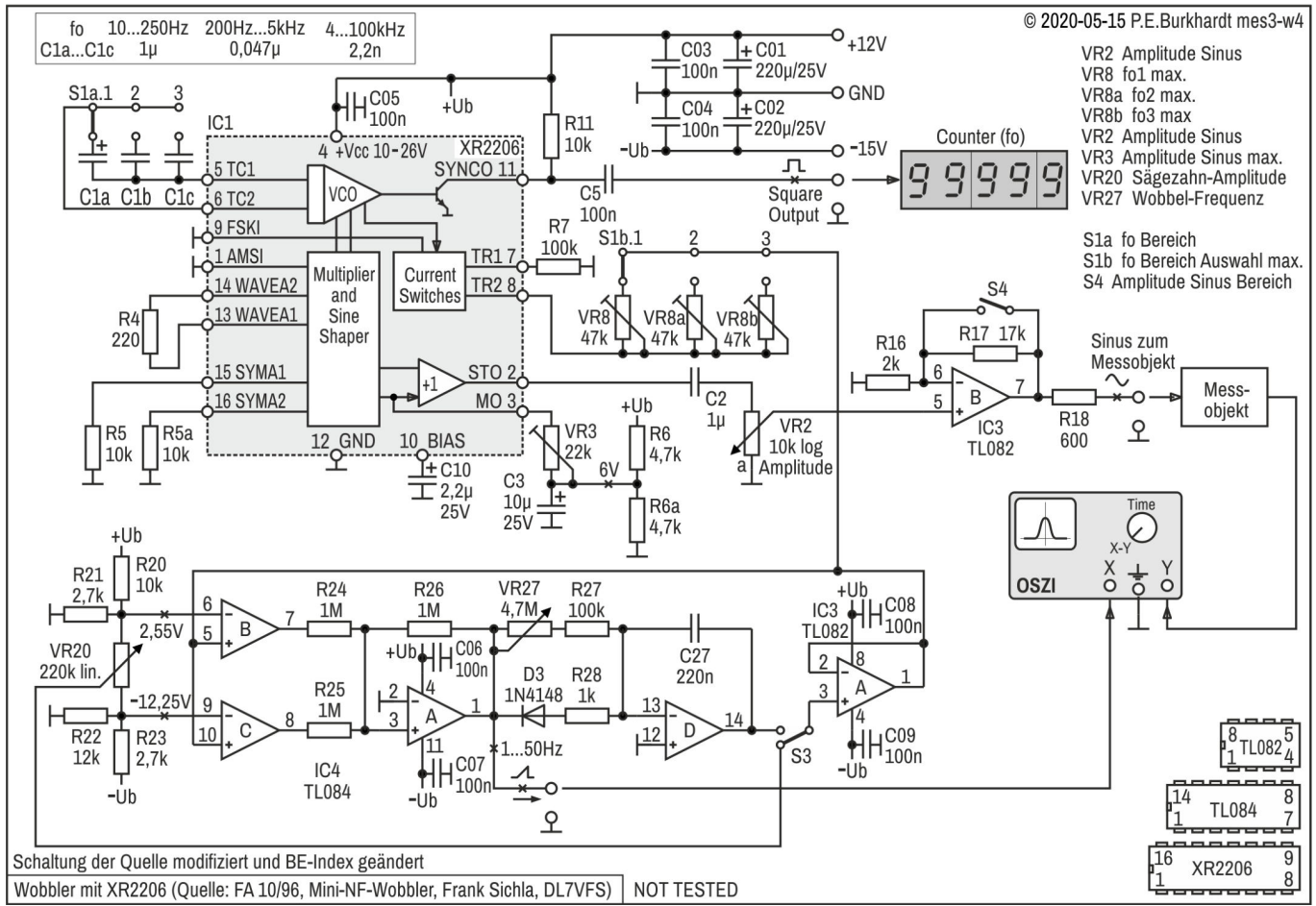


# Wobler bis 1 MHz (nach DK2ZA)



Wobler mit XR2206 (Quelle: Helmut Pape, DK2ZA) NOT TESTED Schaltung der Quelle modifiziert und BE-Index geändert

# 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 mes7-10

①

C [µF]	Elko-Nenn-Spannung						
	10V	16V	25V	35V	63V	100V	250V
1	-	-	-	14,00	16,00	18,00	20,00
2,2	-	-	6,00	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	-	-	-

ESR in Ohm

Durchschnittliche ESR-Höchstwerte (approx. worst ESR) bei 20°C für neue Kondensatoren.  
Quelle: Bob Parker's ESR & Low Ohms Meter, Assembly Manual 1996-02

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)

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	-	- -

ESR in Ohm

Durchschnittliche ESR-Werte für neue Kondensatoren.  
Quelle: Bob Parker's ESR & Low Ohms Meter, Owner's Manual 2003

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

ESR in Ohm

Messwerte ELV-Labor für ESR 1  
Quelle: ELVjournal 2002-04 S. 62

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	-	-	-

ESR in Ohm

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)

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	-	-

ESR in Ohm

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.

www.pegons-web.de

Seite 47



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:**

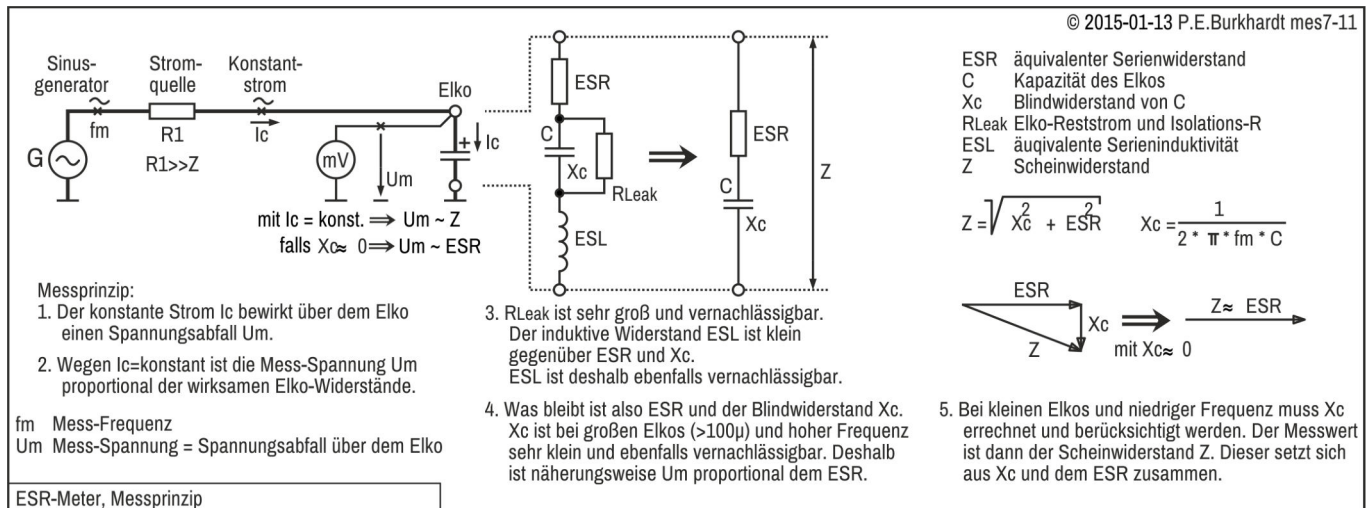
- Je höher die Elko-Nennspannung, desto größer ist auch der ESR-Wert.
- Je kleiner die Elko-Kapazität, desto größer ist der ESR-Wert.
- Elkos für 105 °C haben einen niedrigeren ESR-Wert im Vergleich zu Standard-Elkos für 85 °C.
- Haben 2 Elkos gleiche aufgedruckte Werte (Kapazität, Spannung, Temperatur), 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  $R_{\text{Leak}}$  ( $>1 \text{ M}\Omega$ ) 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  $90^\circ$  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 mes7-12

C [μF]	fm=30kHz		angezeigter Messwert = Z [Ω]															Z-Korrektur mit Xc ergibt den Tabelleninhalt ESR[Ω]														
	Xc [Ω]	Xc <sup>2</sup>	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						

C [μF]	fm=100kHz		angezeigter Messwert = Z [Ω]															Z-Korrektur mit Xc ergibt den Tabelleninhalt ESR[Ω]														
	Xc [Ω]	Xc <sup>2</sup>	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						

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

ESR-Meter, Z-Korrektur-Tabellen 30kHz und 100kHz | nicht möglich wegen Z > Xc | Z-Korrektur nicht nötig (ESR = Z) | alle Werte gerundet

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

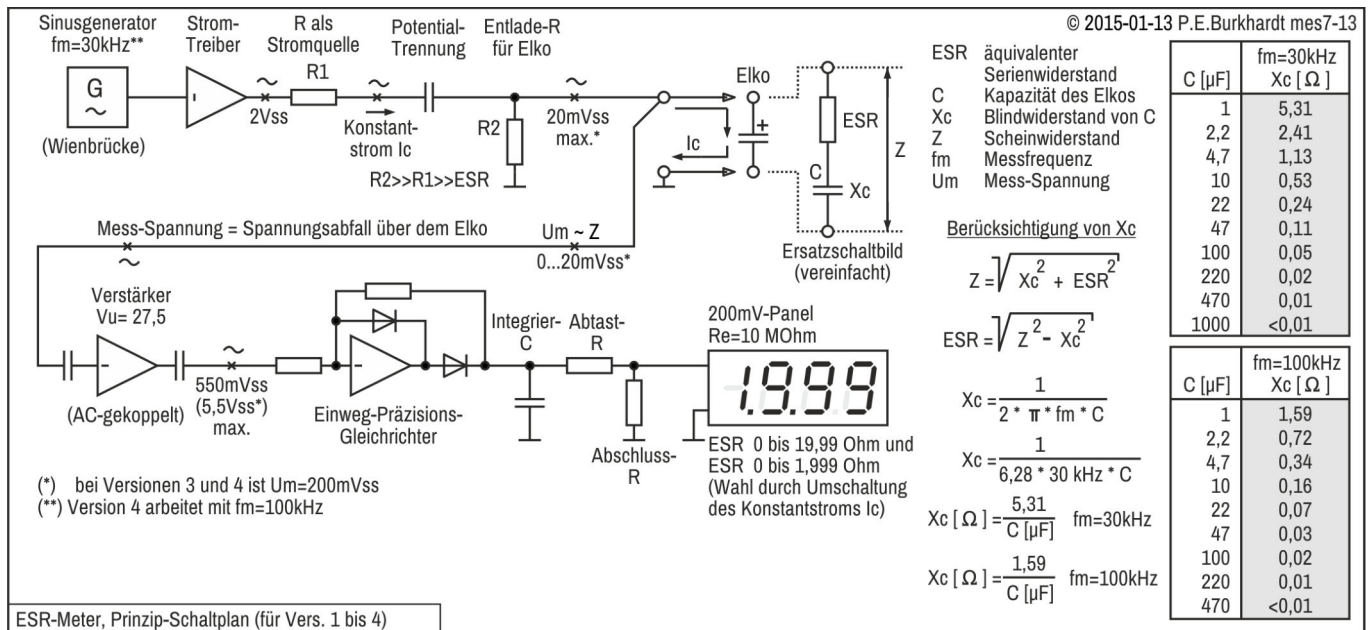
Im grünen Bereich ist keine Z-Korrektur nötig, d.h. der angezeigte Z-Wert kann als ESR-Wert gelten. Die Abweichungen Z-Wert-Anzeige zum wirklichen ESR-Wert sind sehr gering und liegen auf jeden Fall innerhalb der Anzeige-Toleranz des gesamten ESR-Geräts.

Die Tabellen zeigen, dass schon bei Kondensatoren >47 μF (30 kHz) bzw. >22 μF (100 kHz) der Xc-Einfluss so gering ist, dass Z = ESR gilt. Die größten Abweichungen ergeben sich wegen des relativ großen Blindwiderstands Xc 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 Xc-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 Xc.

In Schaltungs-Version 4 beträgt die Messfrequenz fm = 100 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 Ic als konstant anzusehen (bei Versionen 3 und 4 nur 2 Vss zu 200 mVss). Der konstante Strom Ic ist Voraussetzung für den linearen Zusammenhang zwischen Mess-Spannung Um und Elko-Innenwiderstand Z.

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

#### Spannungsabfall Um über dem Elko

Die Mess-Spannung Um 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 Um 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-Schwelspannungen liegen über dem Um-Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen Um 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 Um 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 Um 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 Anzeigebereich 1999 ist mehr als ausreichend. Vorteilhaft ist, dass bequem 2 Messbereiche realisierbar sind (2 und 20  $\Omega$  Endwert). Der Dezimalpunkt wird gemeinsam mit dem Messbereichs-Schalter umgeschaltet. Die beiden Messbereiche ergeben sich durch Umschalten des Konstantstroms  $I_c$ .

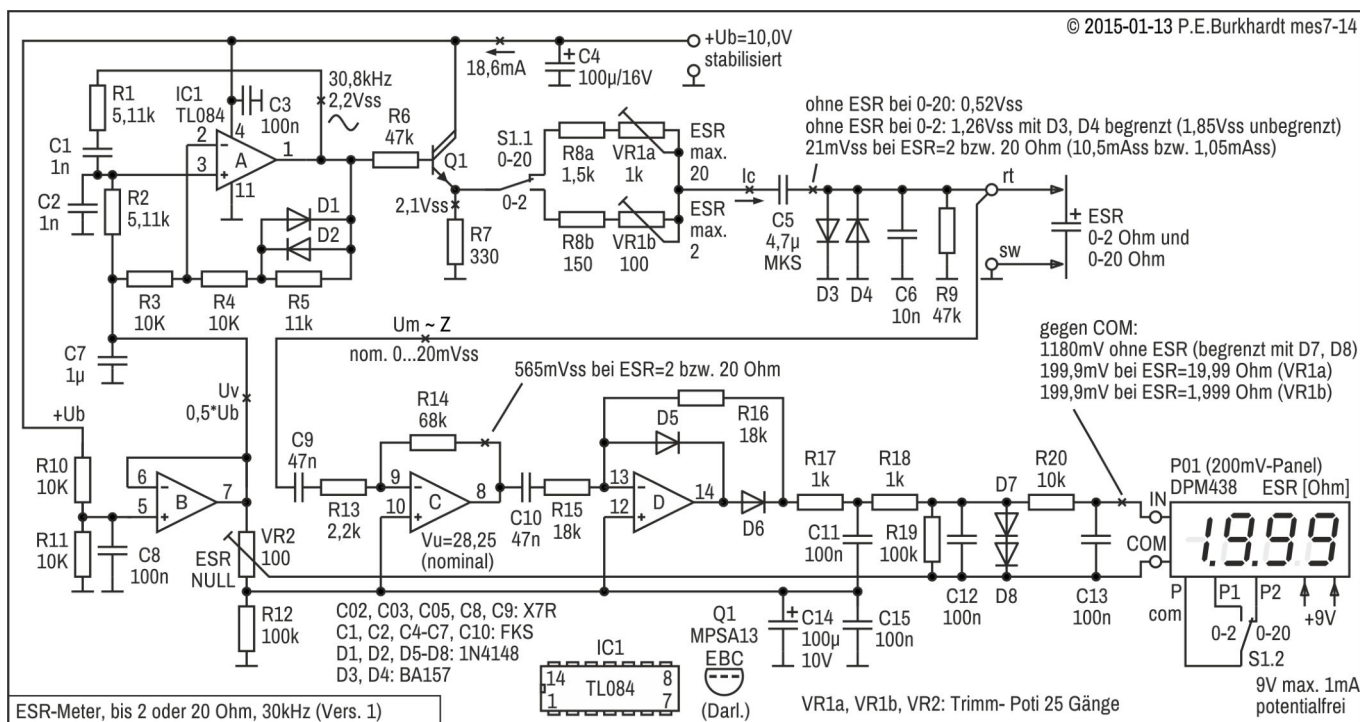


## ESR-Meter 0-2/20 Ω, Um=20mV/30kHz (1)

### Eigenschaften ESR-Meter Version 1

- 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 2Ω-Bereich und 1 mAss für 20Ω-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 (20 mA) stabilisiert und 9 V (1 mA) potentialgetrennt für das Panel.



### Schaltungsbeschreibung

#### Schaltungsteile

- Sinusgenerator IC1-A mit Diodenstabilisierung (D1, D2)
- Stromtreiber Q1 (Darlington-Emitter-Folger als Impedanzwandler)
- Stromquellen-Umschaltung mit Bereichsschalter S1.1
- Vorwiderstände R8a-VR1a für 20Ω-Bereich, R8b-VR1b für 2Ω-Bereich
- Potentialtrennung (C5) und Schutzbeschaltung der Messklemmen (D3, D4, C6, R9)
- Messverstärker IC1-C, AC-gekoppelt
- Messgleichrichter IC1-D (Einweg-Präzisionsgleichrichter)
- Mess-Signal-Integration (R17, C11) und Panel-Anpassung mit Schutzdioden D7-D8
- Anzeige-Panel P01 mit Dezimalpunkt-Umschalter S1.2
- Ub-Symmetrierung mit IC1-B (Opamp-Spannungsverschiebung Uv) und Panel-Nullpunkt-Einstellung (VR2)

#### Sinusgenerator IC1-A mit Diodenstabilisierung (D1, D2)

Der Wien-Brücken-Generator arbeitet mit fester Frequenz und Diodenstabilisierung. Die genaue Frequenz ist nicht so kritisch, wichtiger ist die Gleichheit C1-C2 und R1-R2. Die Opamp-Spannungsverstärkung ist auf  $V_u = ((R4 + R5) / R3) + 1 = 3,1$  eingestellt.  $V_u = 3$  ist der Mindestwert, damit der Opamp die RC-Verluste ausgleichen kann und somit die Schwingbedingung erfüllt ist. Sind die C- oder R-Werte zu unterschiedlich, schwingt der Generator nicht bzw. schlecht an.

Da nur mit einer positiven Betriebsspannung gegen GND gearbeitet wird, muss der Arbeitsbereich des Opamp entsprechend in positive Richtung verschoben werden. Die nötige Spannung liefert Opamp B, an dessen Ausgang die halbe +Ub zur Verfügung steht. Diese halbe Betriebsspannung dient als Gleichspannungsreferenz des Brückenverstärkers, so dass sich am Ausgang Ua eine Sinuswelle symmetrisch zur halben Betriebsspannung ergibt.

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  $20\Omega$ -Bereich ist 1 mAss nötig, um 20 mVss beim ESR-Endwert  $20\Omega$  abfallen zu lassen. Dieser Strom wird über R8a und VR1a zur Verfügung gestellt. Es ergeben sich nominal  $2000\Omega$ . Der Wert ist 100 mal größer als der maximale ESR-Endwert, so dass man von einer konstanten Stromspeisung in den zu messenden Elko sprechen kann. Durch Abgleich dieses  $I_c$  mit VR1a wird der Messbereichs-Endwert  $19,99\Omega$  eingestellt (Panel-Anzeige).

Im  $2\Omega$ -Bereich sind 10 mAss nötig, um 20 mVss beim ESR-Endwert  $2\Omega$  abfallen zu lassen. Für diesen Strom ist R8b-VR1b verantwortlich. Es ergeben sich nominal  $200\Omega$ . 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  $1,999\Omega$ .

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  $19\Omega$  (bzw.  $1,9\Omega$ ) 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.  $10\mu\text{F}$ ) wäre günstiger ( $0,53\Omega$ ), 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.  $20\Omega$ , 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 mVss nötig (gemessen). Opamp C muss deshalb eine Verstärkung von nominal  $V_u = 565\text{ mVss} / 20\text{ mVss} = 28,25$  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-Halbwellen 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  $20\Omega$ -Bereich ist 19,99 der maximale Anzeigewert, im  $2\Omega$ -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  $U_v$ , 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  $U_m$  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  $\Omega$ ). 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 Ableich 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.



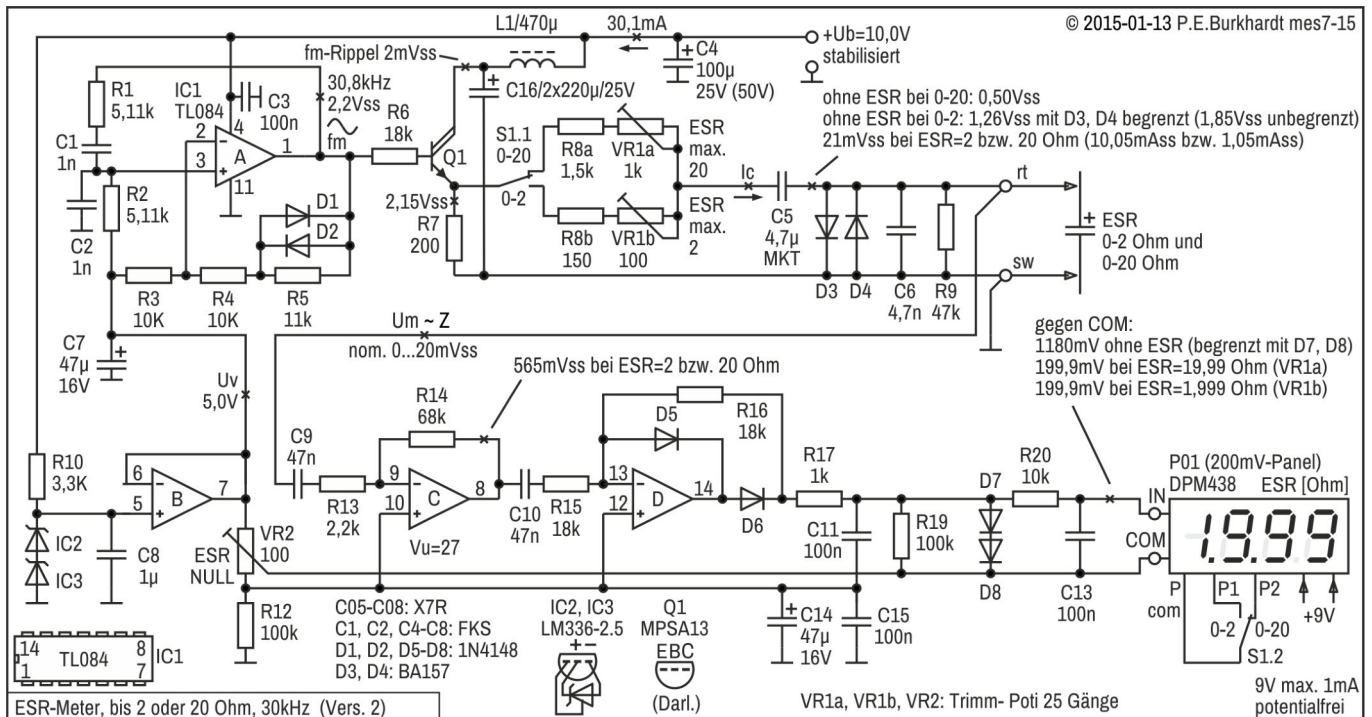
## ESR-Meter 0-2/20 Ω, Um=20mV/30kHz (2)

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 2Ω-Bereich und 1 mAss für 20Ω-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.



Im Folgenden werden nur die Änderungen gegenüber Version 1 beschrieben (für weitere Einzelheiten siehe ESR-Meter Version 1 im vorigen Abschnitt).

### ESR-Meter-Version 2 enthält folgende Verbesserungen:

#### Stabilisierung der Verschiebespannung Uv

Als Spannungs-Referenz zur Erzeugung der Opamp-Verschiebespannung Uv (in Vers. 1 die halbe Betriebsspannung) dienen 2 Referenzelemente LM336-2.5 (IC2, IC3). Damit ist Uv auf 5,0 V festgelegt und nicht mehr abhängig von der Betriebsspannung Ub. C7 ist jetzt ein Elko und unterdrückt besser mögliche Netzeinstreuungen. C8 wurde ebenfalls erhöht.

#### Geänderte Treiberstufe Q1

Der Emitterfolger Q1 wird mit höherem Strom betrieben, um den Innenwiderstand für den konstanten Mess-Strom Ic weiter zu senken. Geändert wurden die Widerstände R6 und R7. Die Schaltung benötigt deshalb jetzt etwas mehr als 30 mA. Gleichzeitig wurde die Q1-Versorgung zusätzlich mit Drossel L1 und Sieb-Elko C16 von der restlichen Spannungsversorgung entkoppelt. C16 setzt sich aus 2 parallel geschalteten Einzel-Elkos zusammen, um den ESR zu halbieren. Es ergeben sich nur noch 2 mVss Rippel-Spannung mit der Frequenz fm. Außerdem ist jetzt im Stromlaufplan der getrennte Ic-Masseverlauf sichtbar. Störungen auf andere Schaltungsteile werden durch die getrennte Masseführung wirksam verhindert.

#### Geänderte Panel-Ansteuerung

Die Panel-Ansteuerung ist vereinfacht. R18 und C12 wurden weggelassen

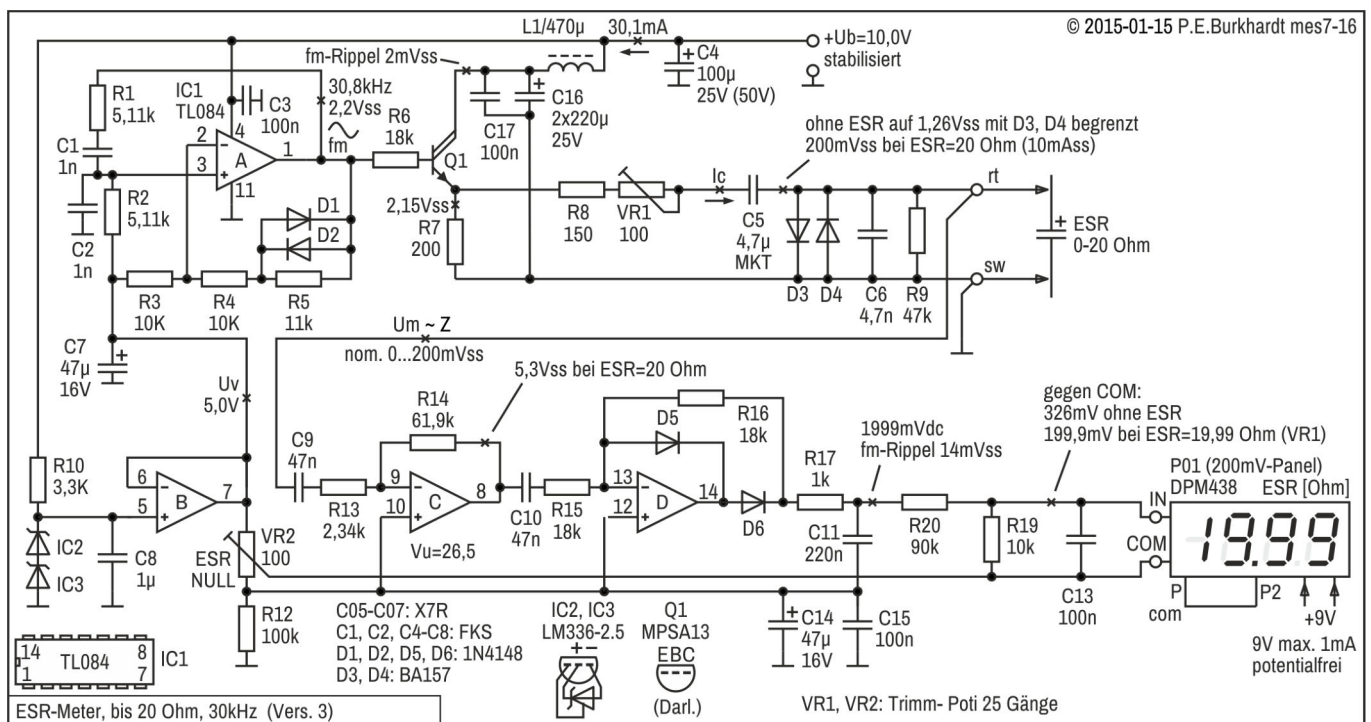


## ESR-Meter 0-20 $\Omega$ , $U_m=200\text{mV}/30\text{kHz}$ (3)

### Eigenschaften ESR-Meter Version 3

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

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  $\Omega$ . 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 D) 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 $\Omega$

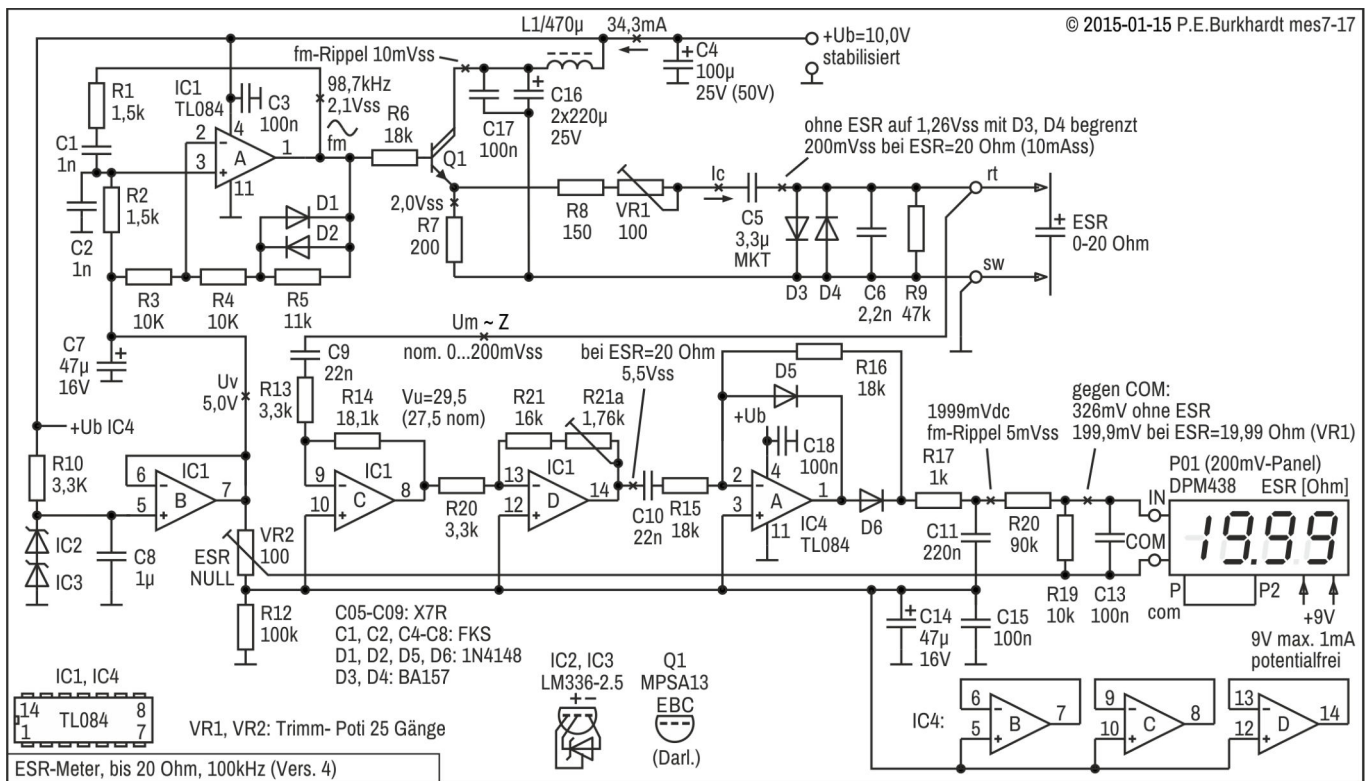
Im Zusammenhang mit dem höheren  $U_m$ -Pegel (und der sowieso vorhandenen hohen Panel-Auflösung) konnte der 2 $\Omega$ -Messbereich entfallen. Die Genauigkeit im unteren 20 $\Omega$ -Messbereich ist ja jetzt aufgrund der 10 mal höheren Mess-Spannung wesentlich größer als im 20 $\Omega$ -Messbereich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

## ESR-Meter 0-20 Ω, Um=200mV/100kHz (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 20Ω-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 fm 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 Ic (nicht über einen Widerstand, sondern aktiv).

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

### Anzeige mit LED-Zeile

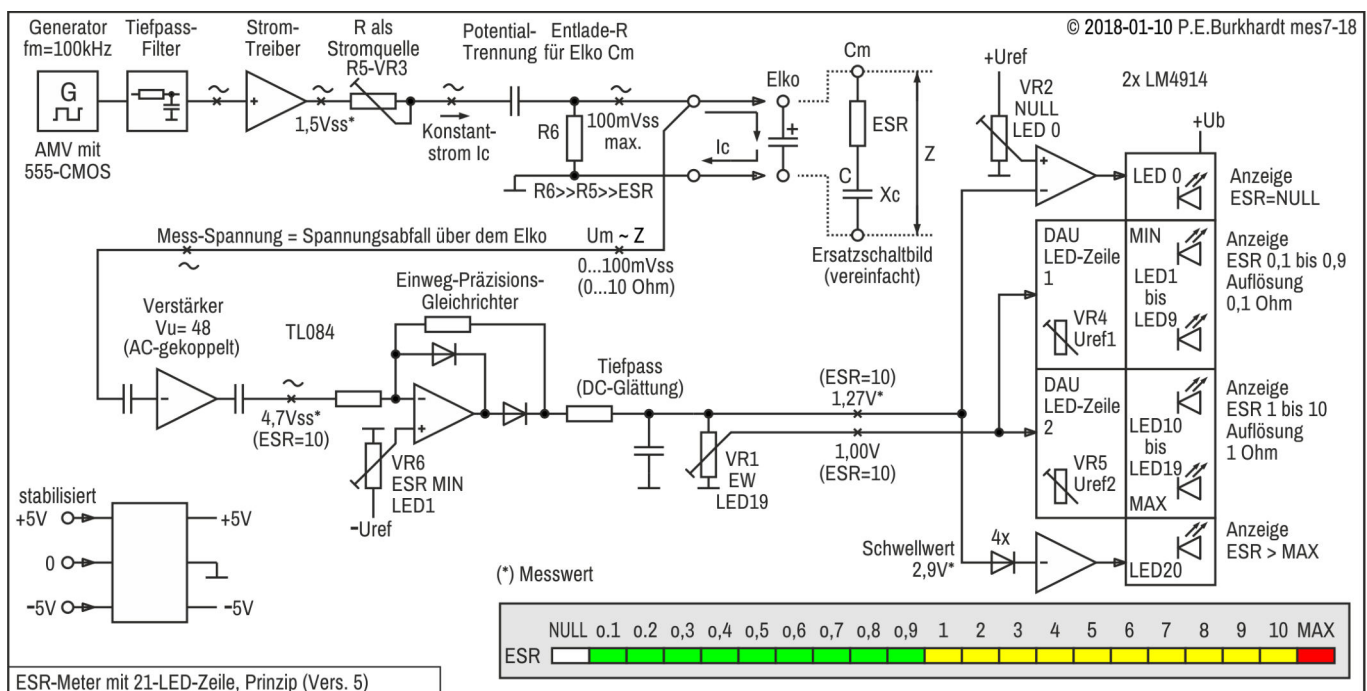
Die Anzeige des ESR-Werts mittels LED-Zeile ist natürlich nicht sehr genau, hat aber den Vorteil der sofortigen visuellen Erfassbarkeit des ESR-Werts bei Serienmessungen. Oft interessiert nicht so sehr der absolute ESR-Wert, sondern die vergleichende Tendenz bei mehreren Elkos, die nacheinander untersucht 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 10Ω-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  $\mu F$  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 mes7-18a

Berücksichtigung von  $X_c$

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

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

$f_m = 100 \text{ kHz}$

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

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

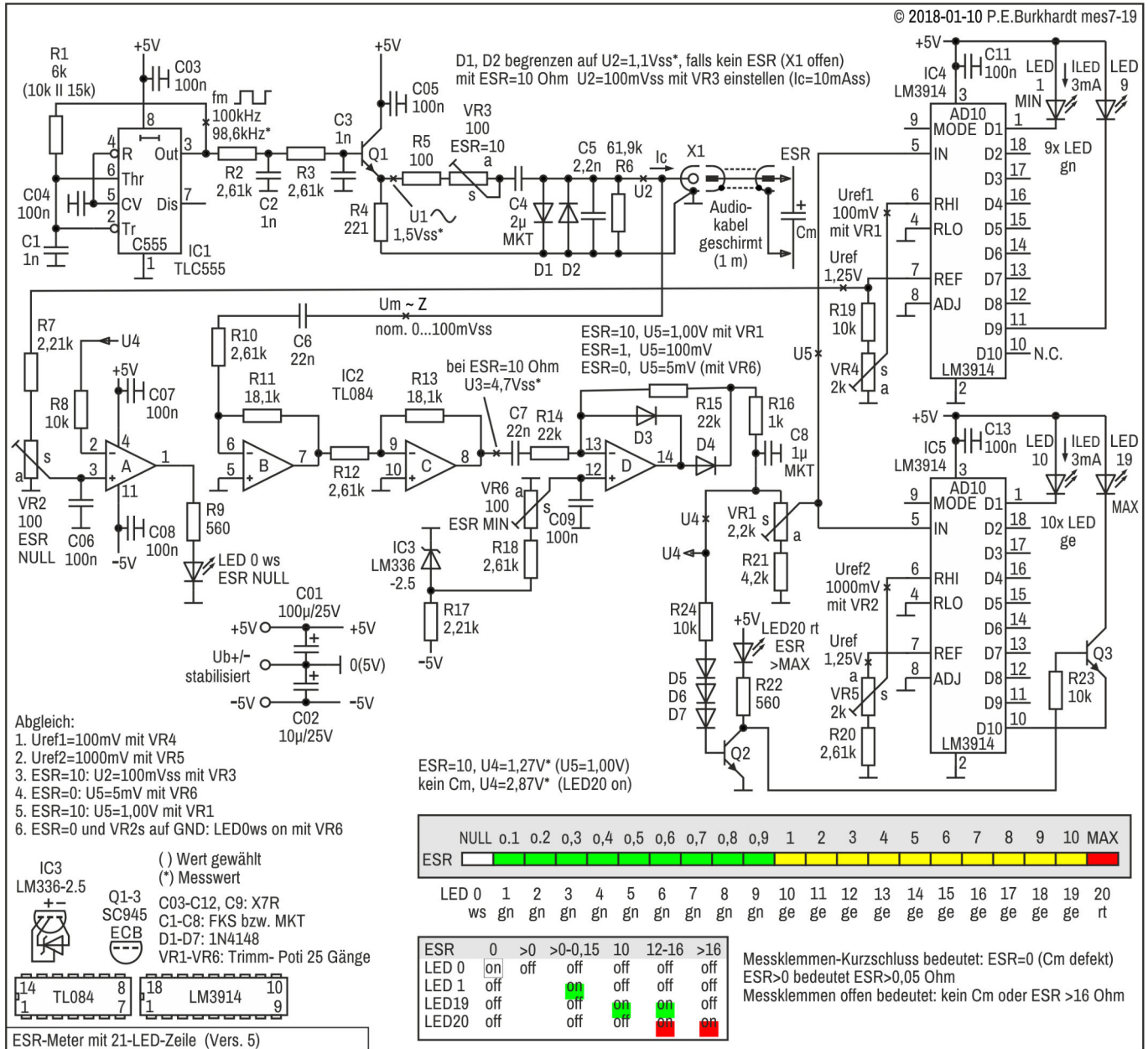
mit  $X_c \approx 0$  wird  $Z \approx ESR$

	C [ $\mu F$ ]	$f_m = 100 \text{ kHz}$ $X_c [\Omega]$
ESR	äquivalenter Serienwiderstand	
	1	1,59
	2,2	0,72
	4,7	0,34
	10	0,16
C	Kapazität des Elkos	22
		0,07
$X_c$	Blind-R von C	47
		0,03
Z	Scheinwiderstand	100
		0,02
$f_m$	Messfrequenz	220
		0,01
$U_m$	Mess-Spannung	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 den Widerständen R5-VR3 für den konstanten Mess-Strom Ic
- 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 Ub-Grenzen (+Ub 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  $U_4 = 1,0$  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  $V_u = 4700$  mVss / 100 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 Ausgangsknoten D4-R15 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangsknoten 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-Halbwellen 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 -U<sub>b</sub> 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 1Ω-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  $\Omega$  (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  $\Omega$ . 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  $\Omega$  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  $\Omega$  (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 10  $\Omega$  anschließen
2. Uref1 = 100,0 mV mit VR4 einstellen
3. Uref2 = 1000 mV mit VR5 einstellen
4. Mit ESR = 10  $\Omega$ : 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  $\Omega$  (dazu Messklemmen kurzschließen): U-IN der LED-Zeilen U5 = 5 mV mit VR6 einstellen
6. Mit ESR = 10  $\Omega$ : 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  $\Omega$  (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  $\Omega$  oder 20  $\Omega$ ) 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 Ω verwendet, damit der niederwertige LED-IC ebenfalls mit einer Referenz von 1,0 V arbeiten kann.

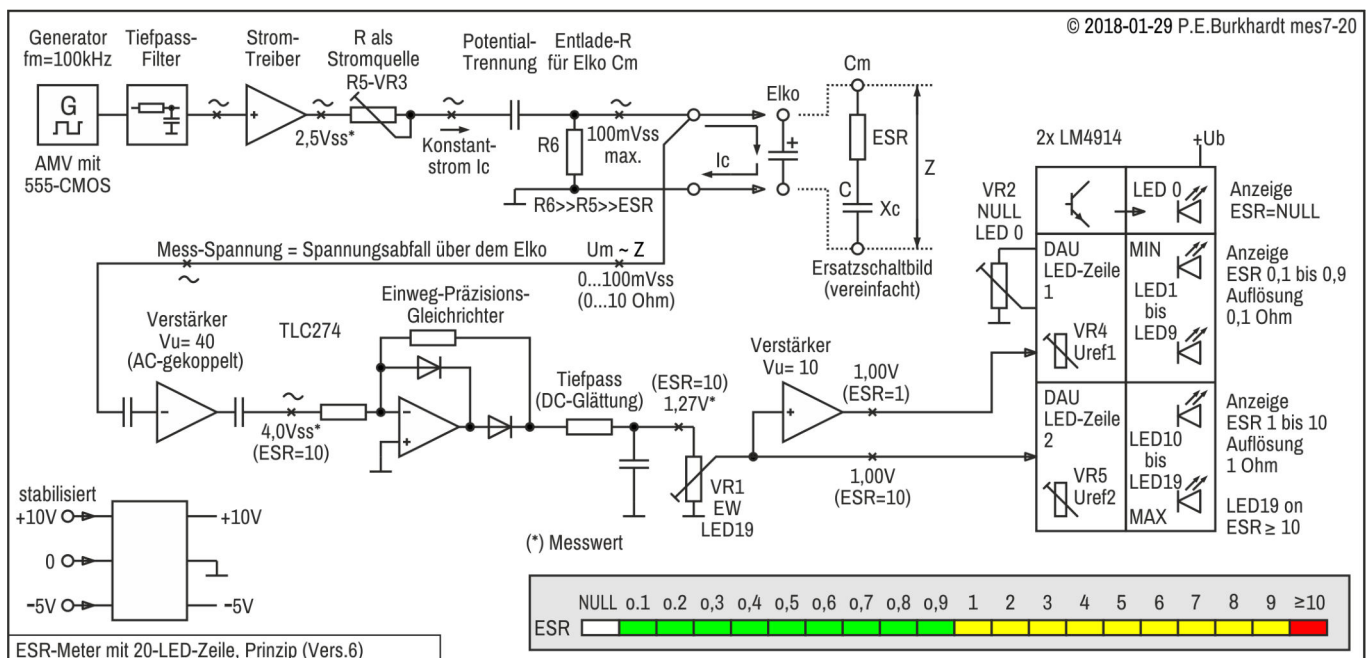
Auch hier gilt, die LED-Zeile bietet den Vorteil der visuellen schnellen Messwert-Erfassbarkeit. Bei Serienmessungen gewinnt man schnell einen Überblick zum Elko-Zustand und findet insbesondere beim Messen an eingelöteten Elkos ohne Mühe den einen oder anderen Elko, der ausgetauscht werden müsste.

### 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 Ω
- Elko-Mess-Spannung 100 mVss bei 10 mAss für 10Ω-Bereich
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 4-fach-Opamp TCL274
- 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 und -5 V, positive Spannung stabilisiert

### Prinzip-Schaltplan

Im folgenden Prinzip-Schaltplan sind Schaltungstechnik und Signalpegel für die Version 6 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 (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 noch mehrmals, 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  $\mu F$  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 mes7-18a

Berücksichtigung von  $X_c$

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

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

$f_m = 100 \text{ kHz}$

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

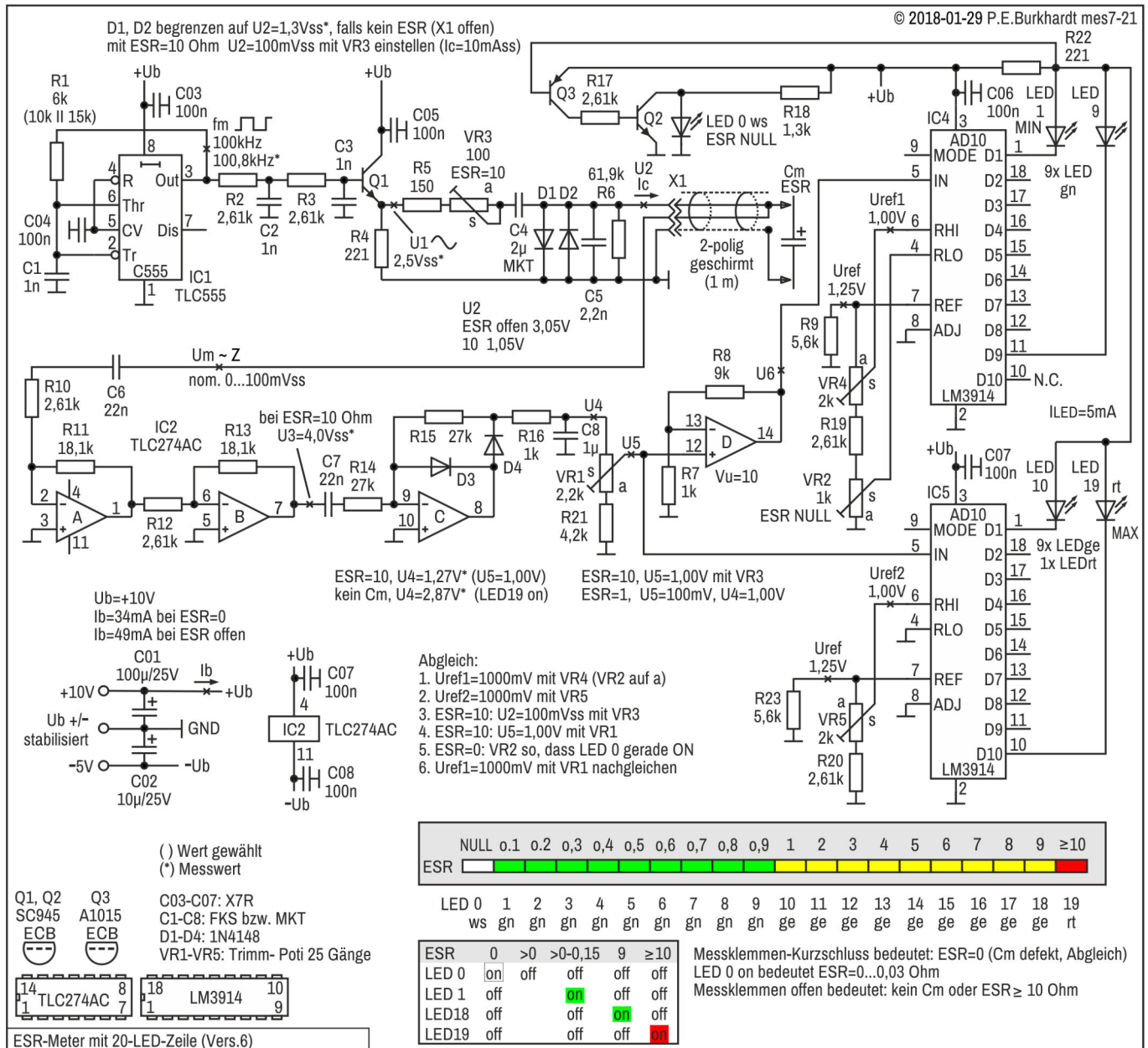
$$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu F]}$$

mit  $X_c \approx 0$  wird  $Z \approx ESR$

	C [ $\mu F$ ]	$f_m = 100 \text{ kHz}$ $X_c [\Omega]$
	1	1,59
	2,2	0,72
ESR	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 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  $U_4 = 1,0$  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  $V_{ss}$  nötig. In der Schaltung hatten Opamp A und B zusammen eine Verstärkung von  $V_u = 4000$  mVss / 100 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-Halbwellen 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 vorgesehenen 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  $\Omega$  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  $\Omega$  auf 0,1 festgelegt, darüber hinaus bis 10  $\Omega$  auf eine Stufung von 1  $\Omega$ . 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 $\Omega$ -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  $\Omega$  wird nicht separat angezeigt. Für diesen Zustand wird als LED19 eine rote LED benutzt, die ab 10  $\Omega$  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, dass offene Messklemmen oder ein ESR-Wert von weniger als 0,03  $\Omega$  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  $\Omega$  (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 10  $\Omega$  anschließen
2. Uref1 und Uref2 auf jeweils 1000 mV mit VR4 bzw. VR5 einstellen
3. Mit ESR = 10  $\Omega$ : 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  $\Omega$ : 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  $\Omega$  (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  $\Omega$  oder 20  $\Omega$ ) 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).

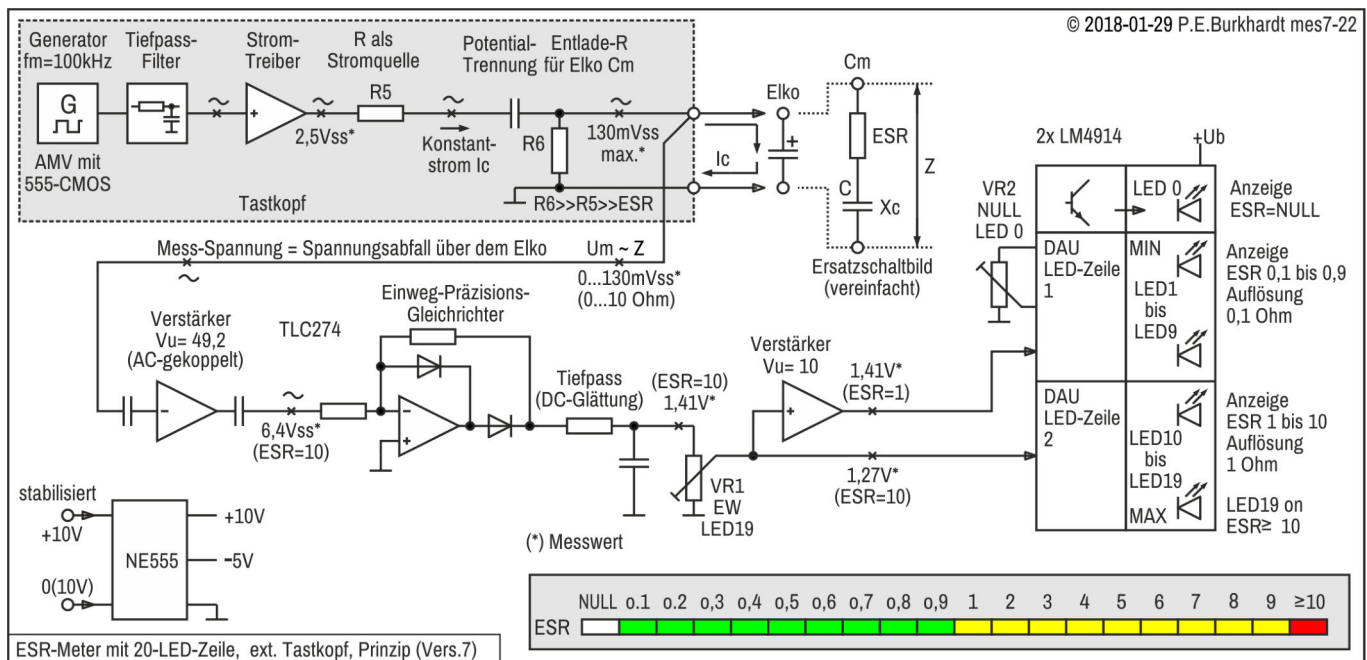
Wesentlicher Unterschied zu den bisherigen Versionen ist aber ein von der Anzeigeschaltung abgesetzter Tastkopf, der sowohl den Generator als auch den Stromtreiber enthält. Dadurch ist keine lange Messleitung nötig, die mit ihrem Leitungswiderstand den Messwert verfälschen könnte. Vom Tastkopf zum Rest der Schaltung führen nur DC-Leitungen (Spannungsversorgung) und die aufgrund der Niederohmigkeit wenig stömpfindlichen 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 mA für 10Ω-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 Um 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 Um beim Messbereichsendwert nur maximal 130 mVss erreicht, ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Alle bekannten Halbleiter-Schwelspannungen liegen über dem Um-Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen Um 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 Xc-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 Xc 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. 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 mes7-18a

**Berücksichtigung von Xc**

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

$$Xc = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fm \cdot C}$$

fm=100kHz

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

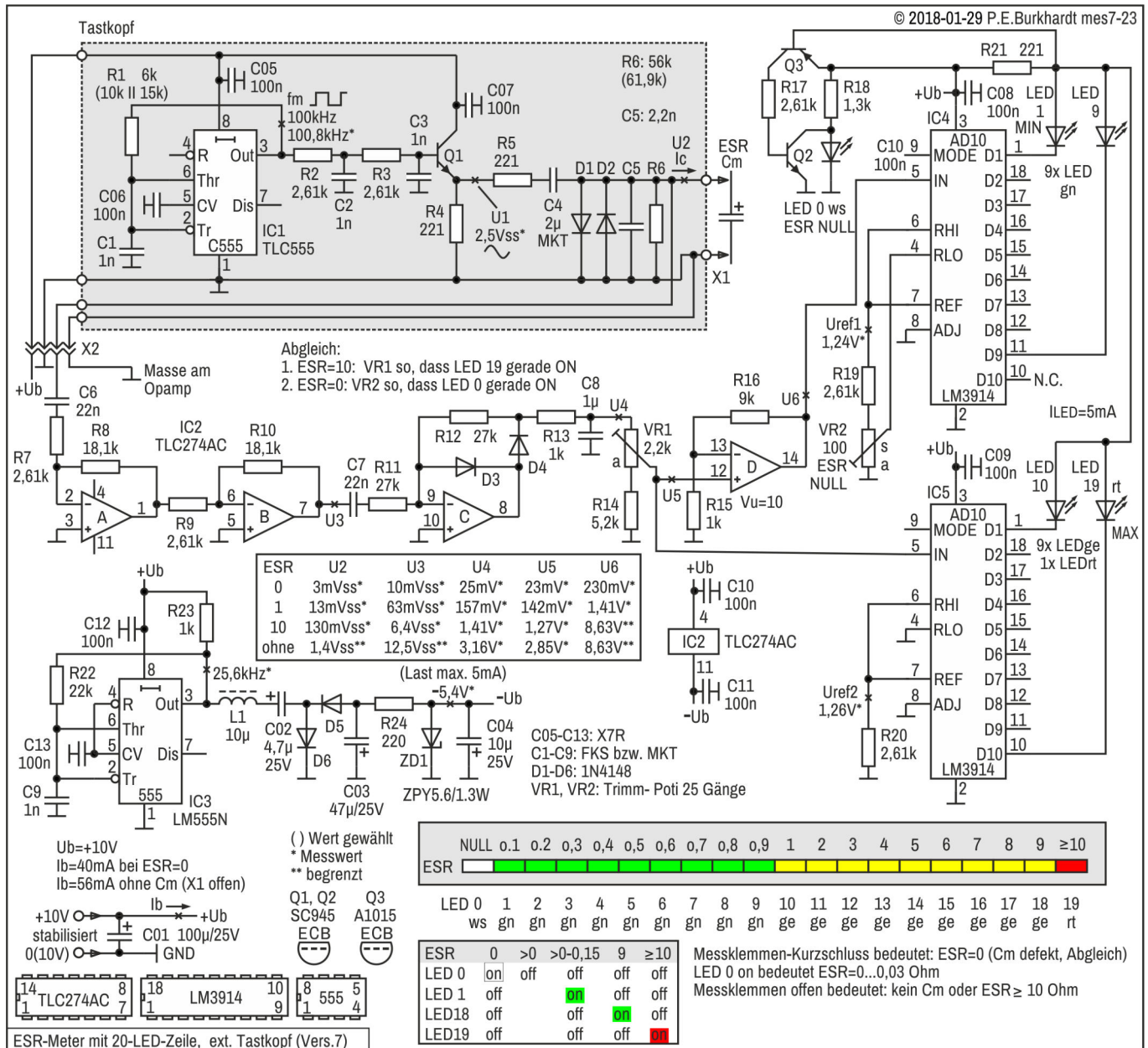
$$Xc [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu F]}$$

mit  $Xc \approx 0$  wird  $Z \approx ESR$

	C [µF]	fm=100kHz Xc [Ω]
ESR äquivalenter Serienwiderstand	1	1,59
C Kapazität des Elkos	2,2	0,72
Xc Blind-R von C	4,7	0,34
Z Scheinwiderstand	10	0,16
fm Messfrequenz	22	0,07
Um Mess-Spannung	47	0,03
	100	0,02
	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 Ic
- 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 Ub-Grenzen (+Ub 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 Ausgangsknoten D4-R13 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangsknoten 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-Halbwellen 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 vorgesehenen 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  $\Omega$  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  $\Omega$  auf 0,1 festgelegt, darüber hinaus bis 10  $\Omega$  auf eine Stufung von 1  $\Omega$ . 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 $\Omega$ -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  $\Omega$  wird nicht separat angezeigt. Für diesen Zustand wird als LED19 eine rote LED benutzt, die ab 10  $\Omega$  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  $\Omega$  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**

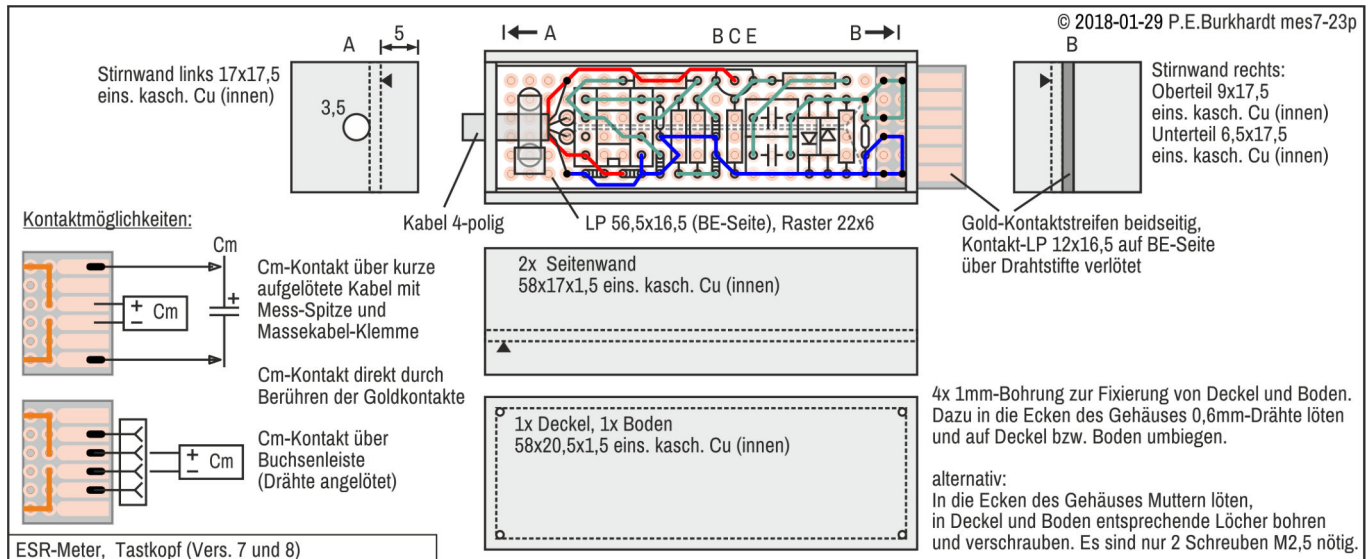
- Betriebsspannungen +10 V und -5 V am Opamp IC2, +10 V am bipolaren 555 IC3, +5 V am C555 IC1 und +10 V an den LED-ICs IC4 und IC5
- Referenzspannungen +1,25 V (nominal) der LED-ICs (jeweils Pin 7)
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin 3
- Sinus-Spannung U1 etwa 2,5 Vss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

##### **Poti-Einstellungen**

1. Ohmscher R = 10  $\Omega$  (1 % oder besser) als Ersatz-ESR = 10  $\Omega$  am Tastkopf anschließen
2. Mit ESR = 10  $\Omega$ : 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  $\Omega$  (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  $\Omega$  oder 20  $\Omega$ ) 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 kupferkaschertem 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 Lötinktur 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  $\Omega$  mehr als ausreichend. Der maximale Endwert ist 20  $\Omega$  (19.99).

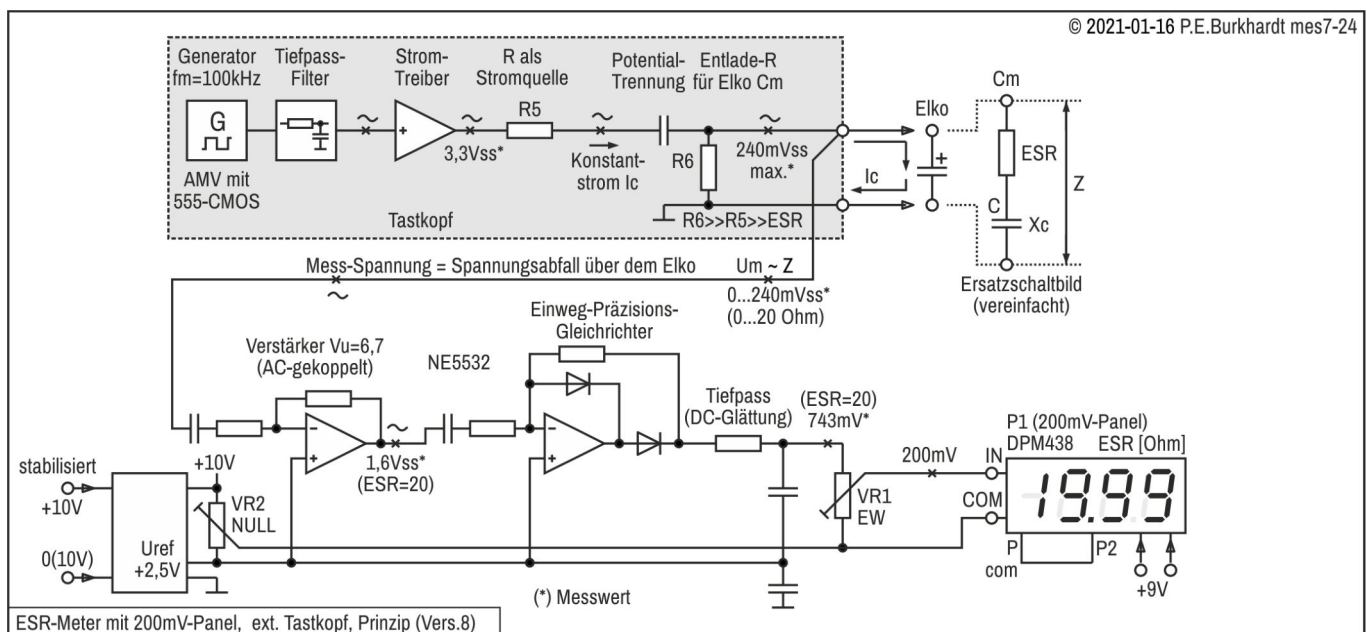
Der von der Hauptschaltung abgesetzte Tastkopf wurde beibehalten. Somit sind in dieser Version 8 alle Vorteile vereint. Ich betrachte Vers. 8 als finale Version, mit der meine Untersuchungen zur ESR-Messung ihren vorläufigen Abschluss finden.

### 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  $\Omega$
- Elko-Mess-Spannung 240 mVss bei 12 mAss für 20 $\Omega$ -Bereich (nicht einstellbar)
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 2-fach-Opamp NE5532
- Anzeige mit 3,5-stelligem Digital-Panel PM438, Bereich 0 bis 20  $\Omega$
- 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 ( $3,3 V_{ss}$ ) zur Mess-Spannung nach dem Widerstand (ca.  $240 mV_{ss}$  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  $240 mV_{ss}$  erreicht, ist das ESR-Messen im eingelöteten Zustand möglich. Die meisten Halbleiter-Schwelspannungen 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 Xc-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 Xc 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 mes7-18a

Berücksichtigung von Xc

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

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

$f_m = 100 \text{ kHz}$

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

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

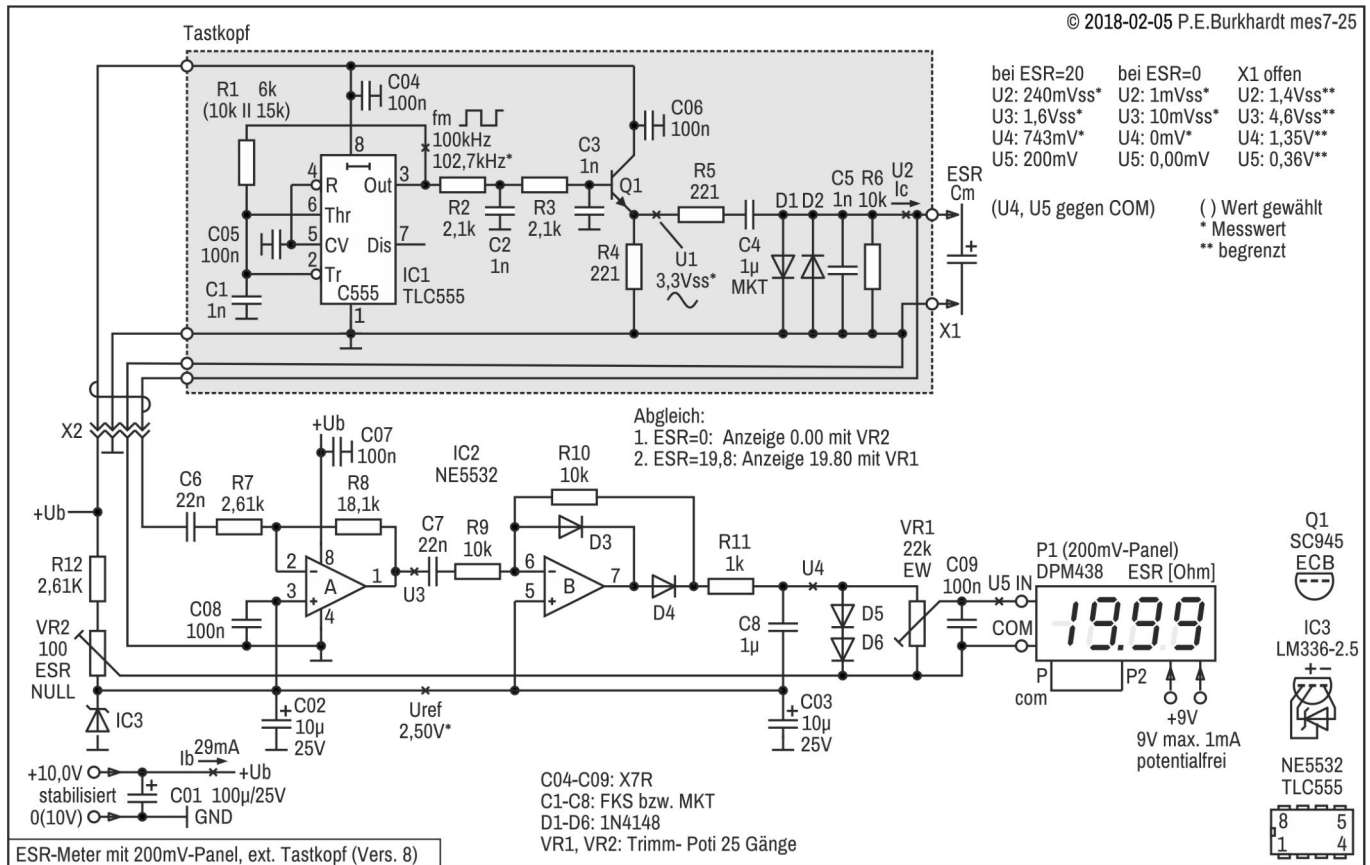
mit  $X_c \approx 0$  wird  $Z \approx ESR$

C [µF]	f <sub>m</sub> =100kHz X <sub>c</sub> [Ω]
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  
 Xc Blind-R von C  
 Z Scheinwiderstand  
 f<sub>m</sub> Messfrequenz  
 Um 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 Ic
- 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 Ub-Grenzen (+Ub 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 Ic

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 Ic dient. Leider ist die Höhe dieser Spannung auch von der Betriebsspannung +Ub abhängig, so dass Ub 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  $\mu\text{F}$  zu erhalten. Das ist aber garnicht nötig. Es reicht, einen einzigen 1 $\mu\text{F}$ -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 Goldkontakflächen, 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  $\Omega$  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 Oszillogramm 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 Ausgangsknoten D4-R11 entstehenden positiven Halbwellen stammen von den negativen Halbwellen des Sinussignals am Eingangsknoten 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-Halbwellen 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  $\Omega$  festgelegt. Zwar kann der VR1-Einstellbereich mit zusätzlichen Widerständen eingeengt 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  $\Omega$  (= 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**

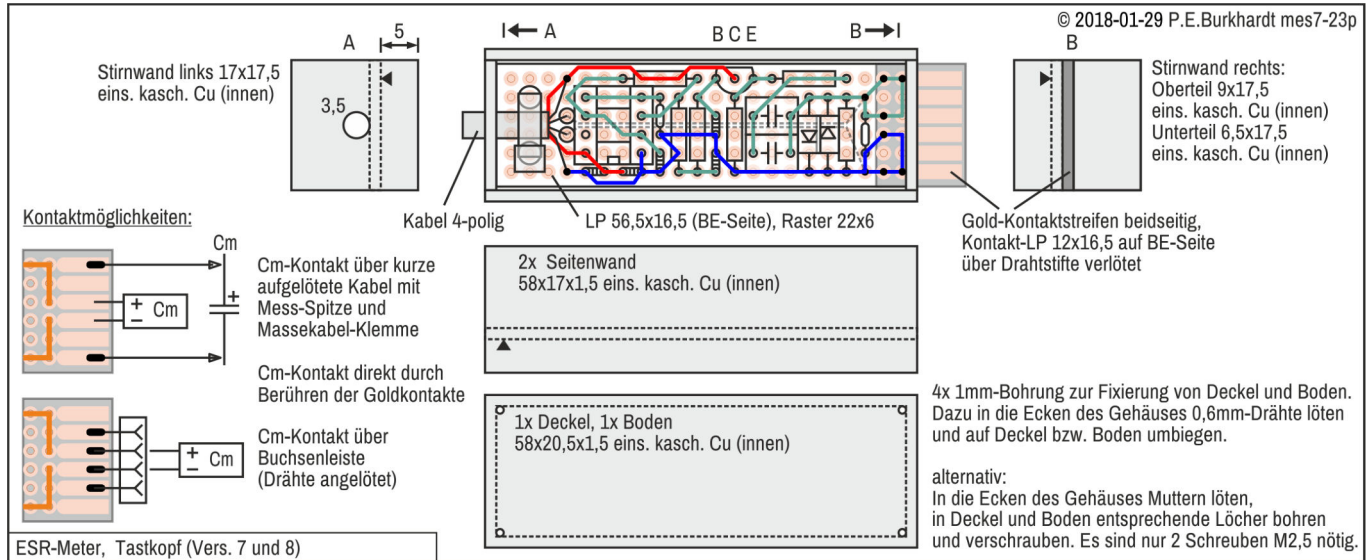
- Betriebsspannung +10 V am Opamp IC2 und am C555 IC1
- Referenzspannung +2,5 V (nominal) am Opamp Pin 3 und 5
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin 3
- Sinus-Spannung U1 etwa 3,3 V<sub>ss</sub> am Q1-Emitter

##### **Poti-Einstellungen**

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

Man kann, falls vorhanden, einen sehr niederohmigen Einstellregler (z.B. 20  $\Omega$ ) 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 Lötinktur 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 und 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.

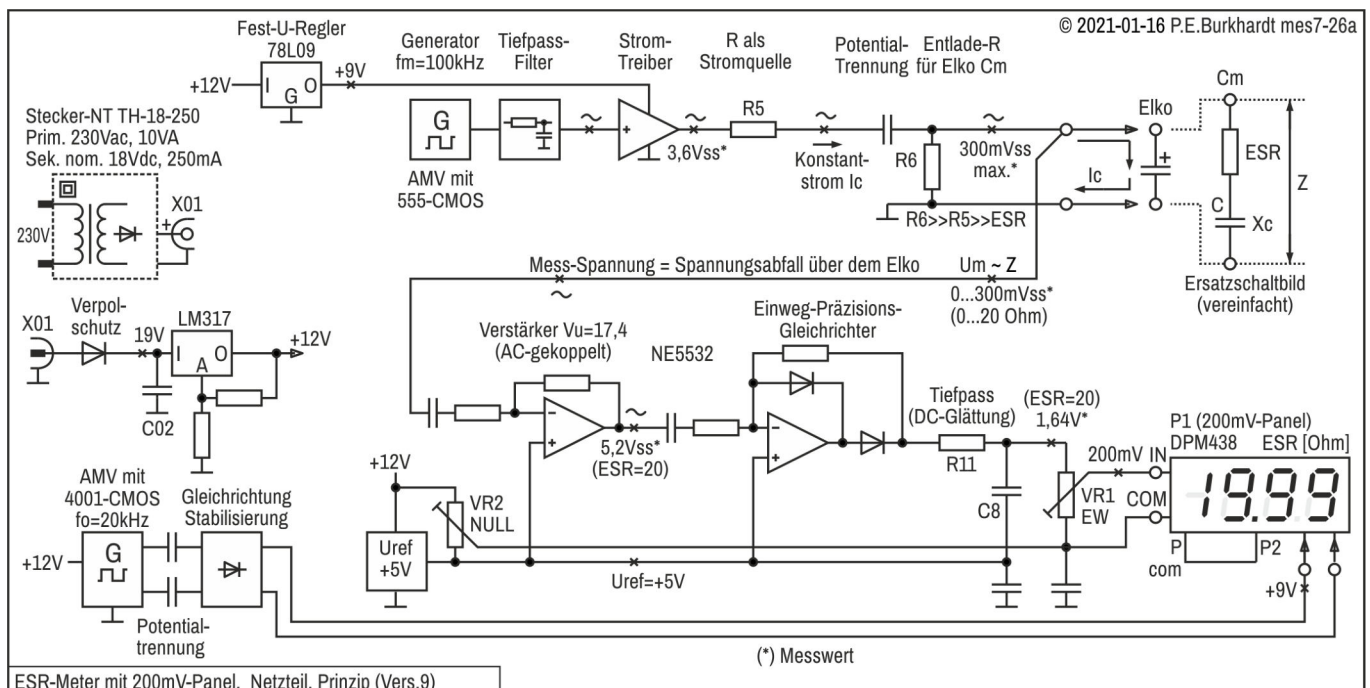
Einen separaten Tastkopf gibt es nicht. Die gesamte Schaltung ist in einem Gehäuse aus FR4-Material untergebracht. Es enthält neben dem Anzeige-Panel auch die Regelschaltungen für die benötigten Betriebsspannungen. Ein externes Steckernetzteil versorgt das Ganze mit einer DC-Rohspannung.

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  $\Omega$
- Elko-Mess-Spannung 300 mVss bei 15 mAss für 20 $\Omega$ -Bereich (nicht einstellbar)
- Messverstärker und Messgleichrichter mit dem 2-fach-Opamp NE5532
- Anzeige mit 3,5-stelligem Digital-Panel PM438, Bereich 0 bis 20  $\Omega$
- 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.  $300 \text{ mVss}$  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.  $15 \text{ mA}$  ( $\text{ESR} = 20$ ) 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 Um 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 Um beim Messbereichsendwert nur maximal 300 mVss erreicht, ist das Messen des ESR auch bei eingelöteten Elkos möglich. Die meisten Halbleiter-Schwellspannungen liegen über dem Um-Wert, so dass eine Schaltungsbeeinflussung wegen Um 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 Xc-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 Xc 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 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 mes7-18a

Berücksichtigung von Xc

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

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

$f_m = 100 \text{ kHz}$

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

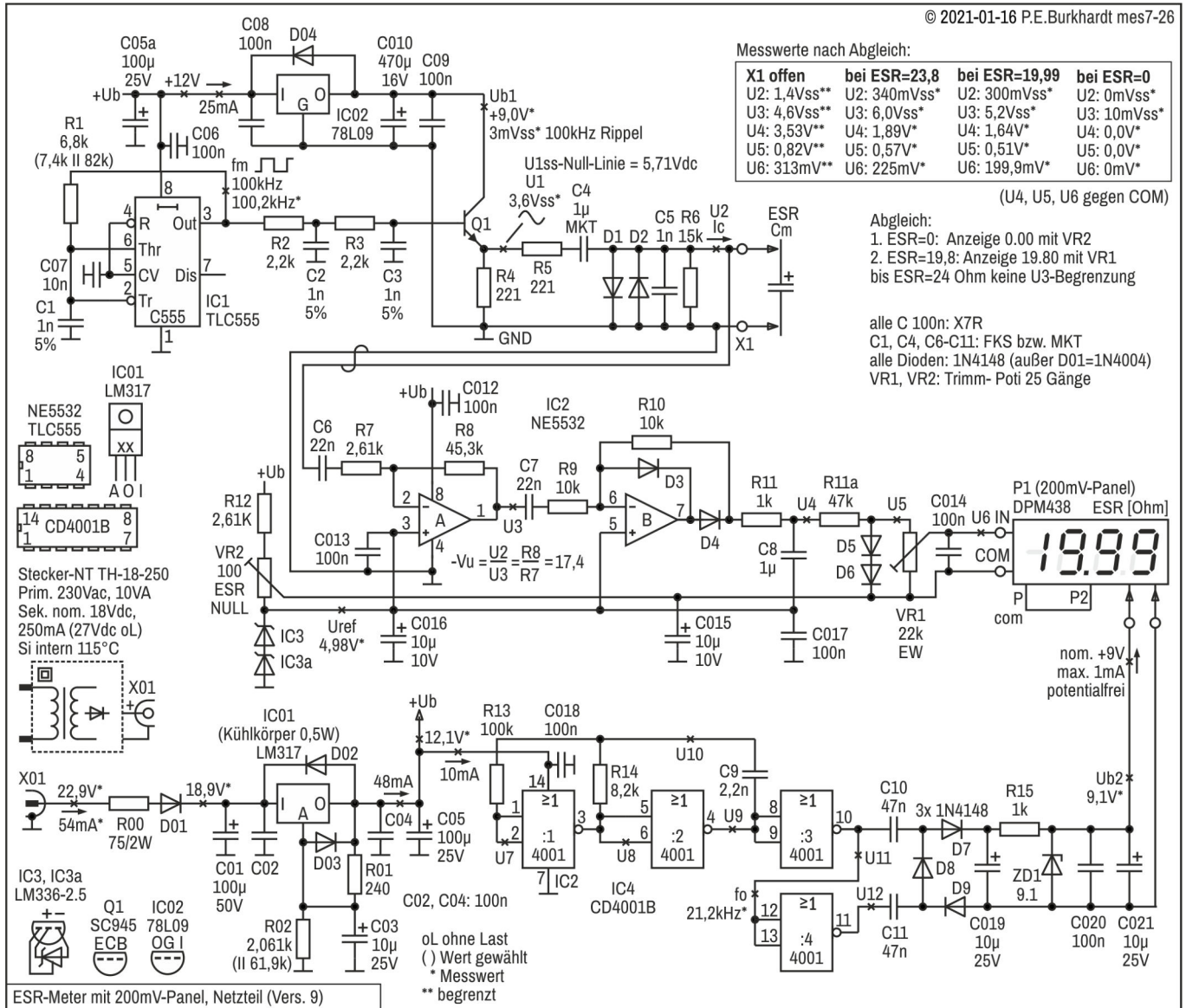
$$X_c [\Omega] = \frac{1,59}{C [\mu F]}$$

mit  $X_c \approx 0$  wird  $Z \approx ESR$

	C [µF]	fm=100kHz Xc [Ω]
ESR äquivalenter Serienwiderstand	1	1,59
C Kapazität des Elkos	2,2	0,72
Xc Blind-R von C	4,7	0,34
Z Scheinwiderstand	10	0,16
fm Messfrequenz	22	0,07
Um Mess-Spannung	47	0,03
	100	0,02
	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 Ic
- 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 Ub-Grenzen (+Ub 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 mV<sub>ss</sub> 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 V<sub>dc</sub>. Daraus ergibt sich ein Kollektorstrom von rund 52 mA (wegen im Mittel 5,7 V über der Parallelschaltung R5 II 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 störungsempfindliche 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 ein 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 Eingangsknoten 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 Eingangshalbwellen 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 Eingangshalbwellen 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  $\Omega$  festgelegt. Der VR1-Einstellbereich wird mit dem Vorwiderstand R11a eingengt, 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-Signals 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

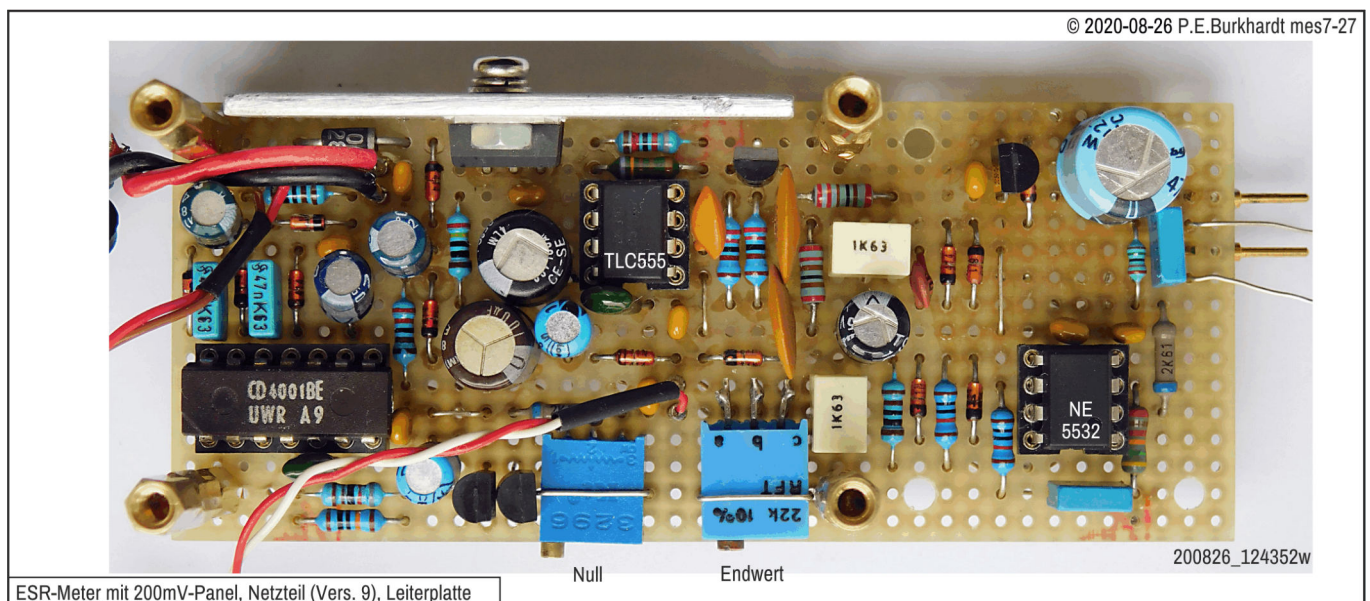
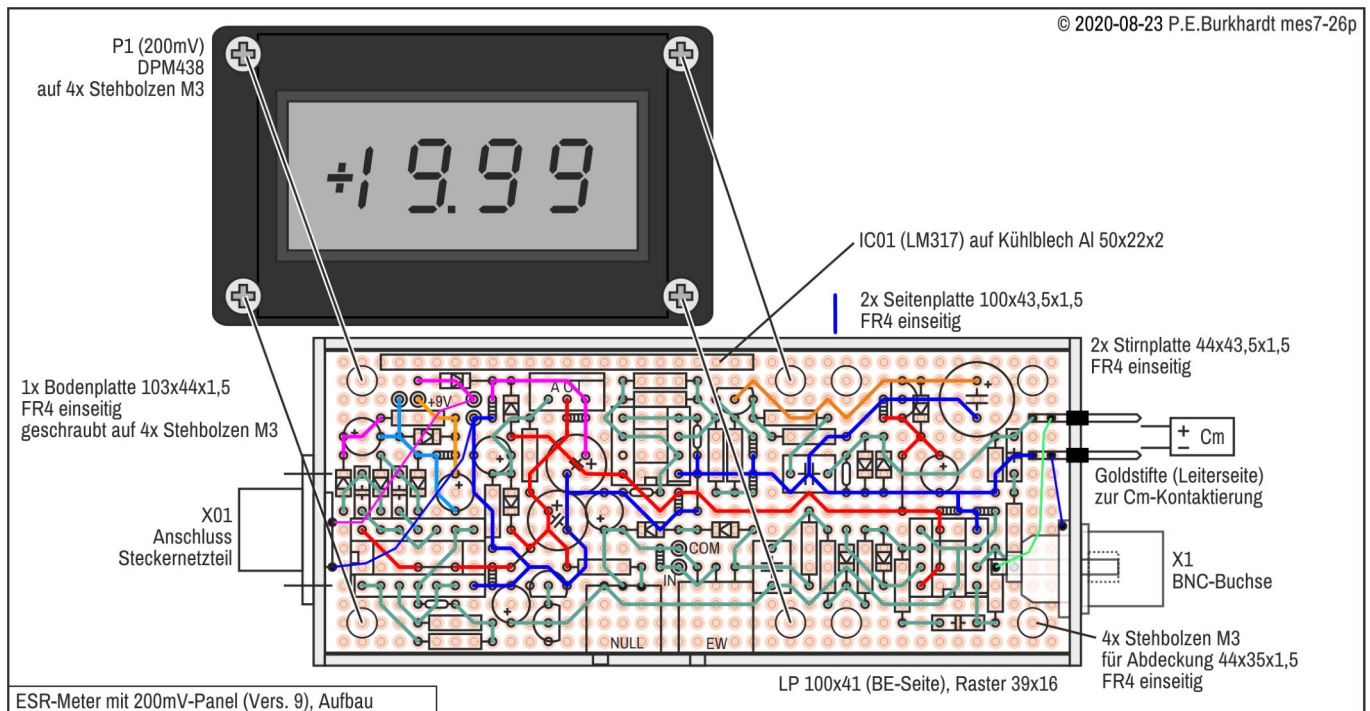
- Betriebsspannung +12 V am Opamp IC2 und am C555 IC1, falls nötig mit R02 einstellen
- Betriebsspannung +9 V am Q1-Kollektor (8,9 bis 9,1 V)
- Referenzspannung +5 V (nominal) am Opamp Pin 3 und 5
- Panel-Betriebsspannung 9 V über dem Siebelko C021 und am Panel (8,5 bis 9,5 V möglich)
- Generatorfrequenz und Rechteckform (95 kHz bis 105 kHz) am C555 Pin 3
- Sinus-Spannung U1 etwa 3,6 V<sub>ss</sub> 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 kΩ: Panel-Anzeige 19.90 mit VR1 einstellen
3. Mit ESR = 0 Ω (dazu Messklemmen kurzschließen): Panel-Anzeige 0.00 mit VR2 einstellen

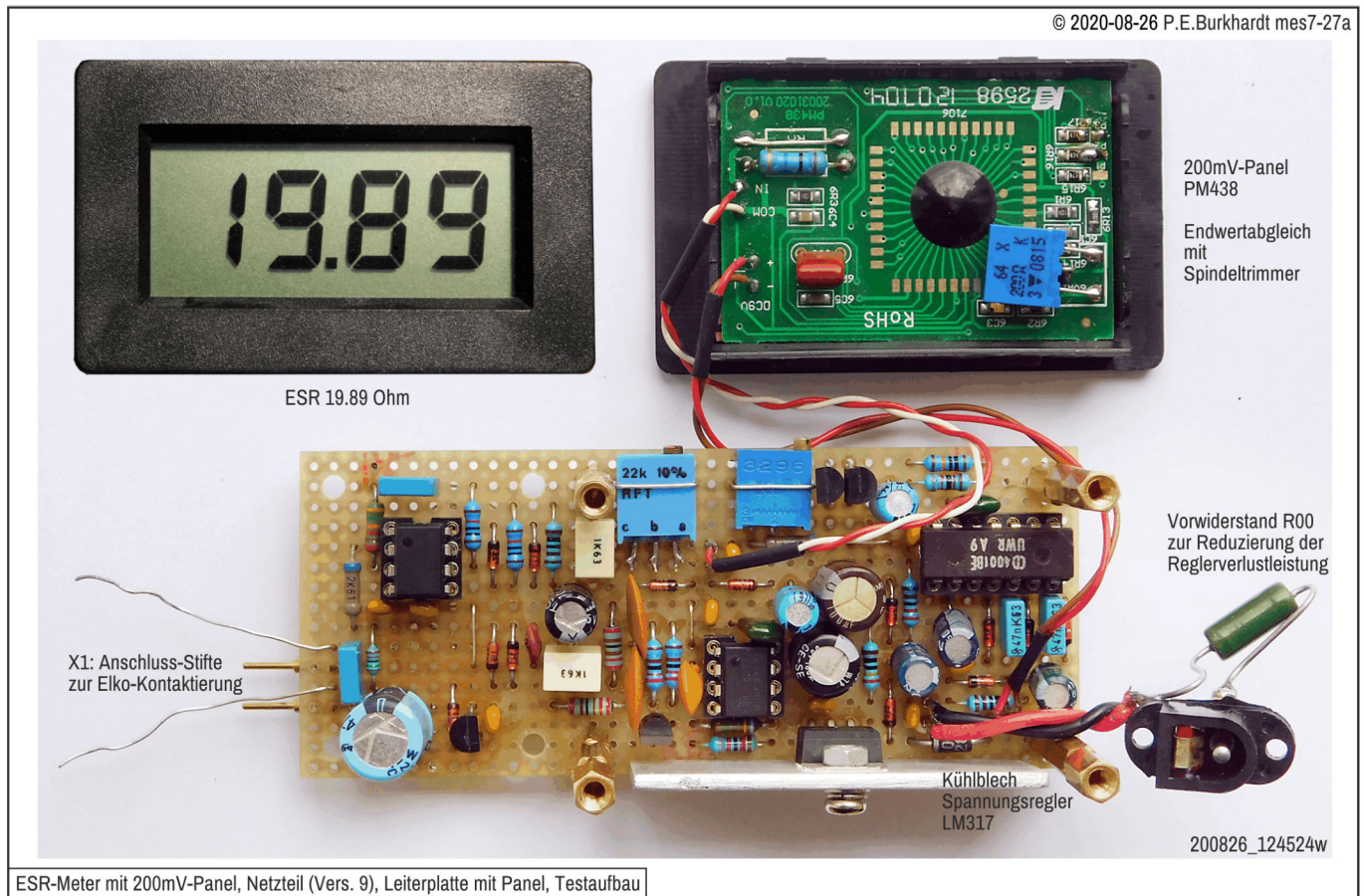
Man kann, falls vorhanden, weitere engtolerierte Festwiderstände an X1 anschließen und damit den gesamten Messbereich kontrollieren.

#### 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.

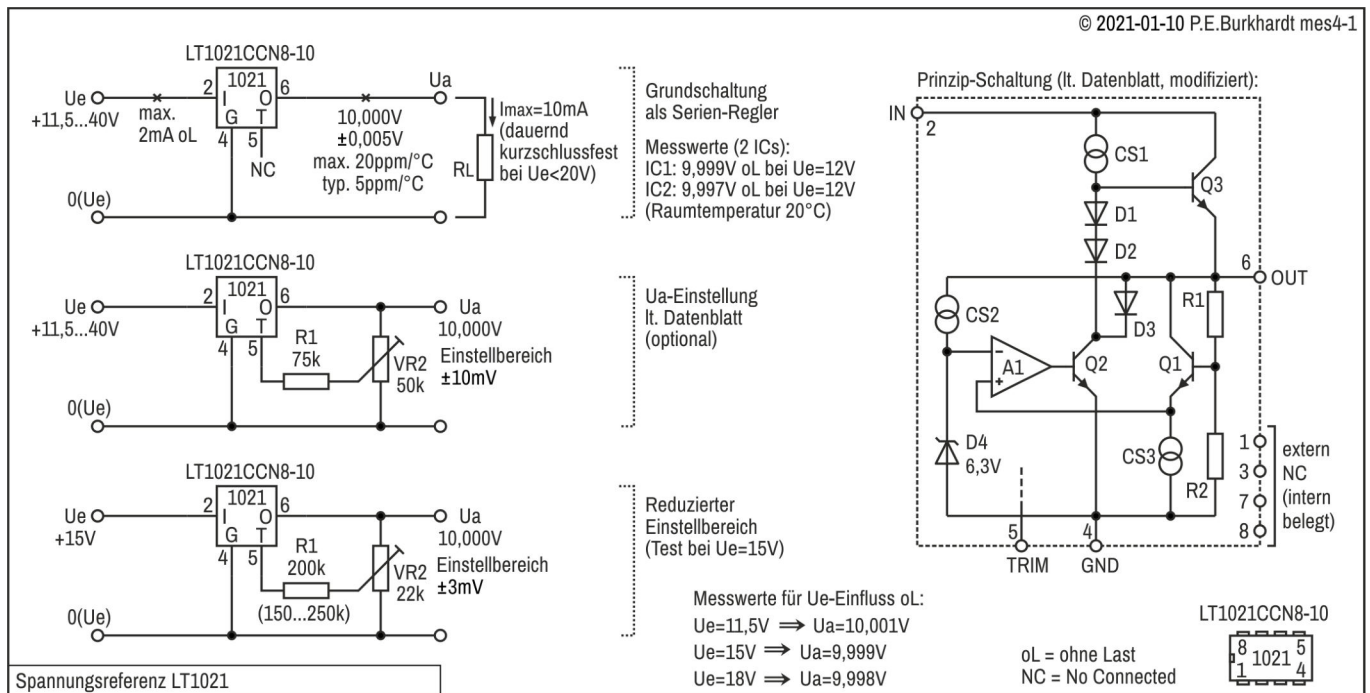
Bei der ESR-Messung kommt es vor allem auf vergleichende Ergebnisse an. Ob dann bei z.B. real 5 Ohm auf dem Panel 5.16 angezeigt wird, ist belanglos. Der Temperaturgang ist auch hinnehmbar. Beim Einschalten wurde 19.88 angezeigt, nach ca. 5 Minuten pendelte sich die Anzeige auf 19.98 bis 19.99 ein (ohmscher 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



## Referenz-Spannungsquelle mit dem 723

### Allgemeines zur 723-Spannungsreferenz

Vorteil des Spannungsreglers 723 ist neben der Rauschmutter die integrierte Referenzspannungsquelle von nominal 7,15 V. Diese Referenz reicht normalerweise für den Aufbau einer relativ temperaturstabilen Regelschaltung aus. Nachteilig ist es allerdings, wenn sich der 723 aufgrund eines hohen Laststroms selbst erwärmt. Diese erhöhte Chip-Temperatur wirkt sich natürlich auch auf die Referenzspannung und damit auf die eingestellte Ausgangsspannung aus. Zwar ist die Änderung pro Grad gering, aber bei z.B. 50 Grad Temperaturänderung (vom kalten Chip mit 20°C zum "heißen" Chip von 70°C) ist die Änderung beträchtlich (siehe 723-Datenblatt).

Bei der Dimensionierung einer 723-Regelschaltung muss man also eine zu starke Erwärmung des Chips vermeiden. Durch geringe Belastung der Treibertransistoren (T1 und vor allem T2 im 723-Blockschaltbild) ist das sichergestellt. Entsprechend hoher Aufwand erfordert dann aber das externe Stellglied, das dann bei hohen Lastströmen im Ampere-Bereich mindestens mit zwei Transistoren arbeiten muss (Darlington-Längsregler oder auch quasikomplementär).

Abhilfe würde eine externe Referenzspannung bringen, die unabhängig vom Temperaturgang der Regelschaltung erzeugt wird. Dann wirkt sich die Chip-Erwärmung des 723 nicht auf die Stabilität der geregelten Ausgangsspannung aus. Der Einfluss der Umgebungstemperatur auf die Schaltung der Referenzspannungserzeugung ist natürlich trotzdem vorhanden. Die Temperaturänderung beträgt aber oft weniger als 15 Grad (Bürobedingungen) und hat somit weniger Einfluss auf die Höhe der geregelten Ausgangsspannung.

Ein Maximum an Stabilität erreicht die Referenzspannung nur, wenn sie bei konstanter Temperatur erzeugt wird. Das heißt, die Schaltung der Referenzspannungserzeugung müsste in einem Ofen mit geregelter Heizung untergebracht sein. Der 723 enthält alles, was man dafür braucht: die Referenzspannung selbst (Uref), das Heizelement (T2), den Temperaturregler (T3) und den Regelverstärker (V1).

Zur Einstellung der 723-Chip-Temperatur muss ein Sollwert für die zu regelnde Temperatur vorgegeben werden. Die temperaturabhängige Basis-Emitter-Spannung des 723-internen Transistors T3 repräsentiert den Temperatur-Istwert. Der zugehörige Sollwert muss bekannt sein, um die Soll-Temperatur einstellen zu können. Da aber die Basis-Emitter-Spannung für eine bestimmte Temperatur bei jedem Transistor etwas unterschiedlich sein kann, muss man diese Abhängigkeit ermitteln. Eine Möglichkeit wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

Allerdings ist die Einstellung der Chip-Temperatur wesentlich einfacher auch im praktischen Betrieb (mit beheiztem Transistor T2) möglich. Dabei muss nicht die gesamte Kennlinie UBET3 als Funktion der Temperatur bekannt sein. Wie die Einstellung erfolgt, wird in den Beschreibungen der Schaltungen (V1, V2 und V3) erklärt.

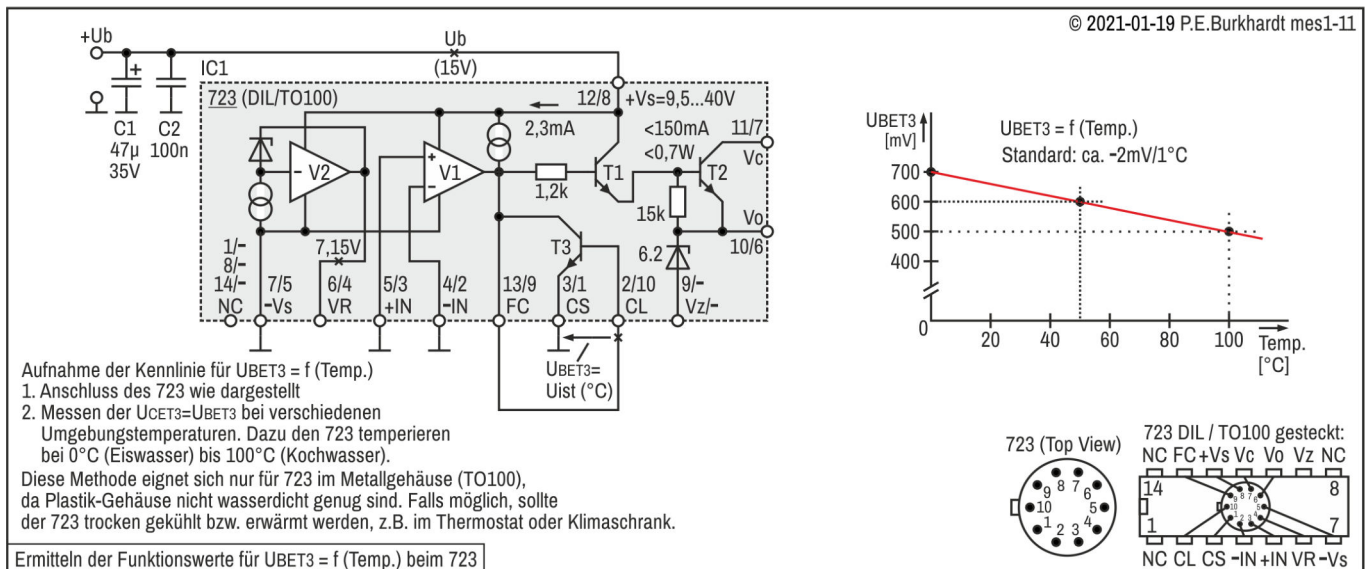
## Temperatur-Sensoren im 723

Jeder pn-Übergang eignet sich als Temperatur-Sensor, da sich die Schwellenspannung mit der Temperatur charakteristisch ändert. Als Bauelemente kommen hauptsächlich Transistoren oder auch Dioden in Frage. Auch innerhalb von integrierten Schaltkreisen kann ein pn-Übergang als Sensor genutzt werden. Somit ist die Temperatur direkt auf dem Chip feststellbar.

### Transistor T3 im 723-IC

Leider ist die Temperaturabhängigkeit nicht bei jedem pn-Übergang genau gleich. So gibt es auch beim 723 je nach Fertigung geringfügige Unterschiede der sich einstellenden Basis-Emitter-Spannung bezogen auf eine bestimmte Temperatur. Normalerweise ändert sich die Basis-Emitterspannung um  $-2 \text{ mV/K}$ , d.h. mit jedem Grad Temperaturerhöhung nimmt die Basis-Emitterspannung um  $2 \text{ mV}$  ab.

Die hinreichend genaue Kennlinie kann mit der folgenden Schaltung ermittelt werden. Transistor T3 wird als Diode betrieben. Deshalb sind Basis (CL) und Kollektor (FC) verbunden. Der T3-Emitter (CS) liegt auf GND. Der Strom wird von der Konstantstromquelle am Ausgang von V1 geliefert (siehe Blockschaltbild). Die T3-Kollektor-Emitter-Spannung ist gleich der Basis-Emitterspannung. Damit der Regelverstärker V1 und die Treibertransistoren T1 und T2 nicht stören, liegen die V1-Eingänge auf GND und die Ausgänge Vc und Vo bleiben ohne Beschaltung.



Fließt nun der konstante Strom von etwa  $2 \text{ mA}$  durch den als Diode geschalteten Transistor T3 kann die sich einstellende T3-Basis-Emitter-Spannung gemessen werden. Der genaue Wert ist von der Temperatur des T3-pn-Übergangs, d.h. von der Chip-Temperatur abhängig. Das kann so behauptet werden, da der Temperatureausgleich auf dem Chip nahezu ideal ist.

Um die UBE-Werte für verschiedene Temperaturen zu erhalten, muss der 723 von außen auf die jeweils gewünschte Temperatur erhitzt bzw. gekühlt werden. Wartet man bei jeder Messung genügend lange, entspricht die 723-Gehäuse-Temperatur nahezu der Chip-Temperatur. Um dies möglichst gut zu erreichen, sollte man das 723-Metall-Gehäuse (TO100) bzw. das DIL-Gehäuse mit einer guten Temperaturisolation umgeben, so dass Gehäusetemperatur und innere Chip-Temperatur möglichst gut übereinstimmen.

Eine solche Messreihe lohnt sich eigentlich nur, wenn man die Temperatur des Gehäuses genau messen kann. Eiswasser für  $0^\circ\text{C}$  und kochendes Wasser für  $100^\circ\text{C}$  sind zwar gute Referenzpunkte, aber einerseits abhängig vom herrschenden Luftdruck und andererseits sehr unhandlich in der Ausführung.

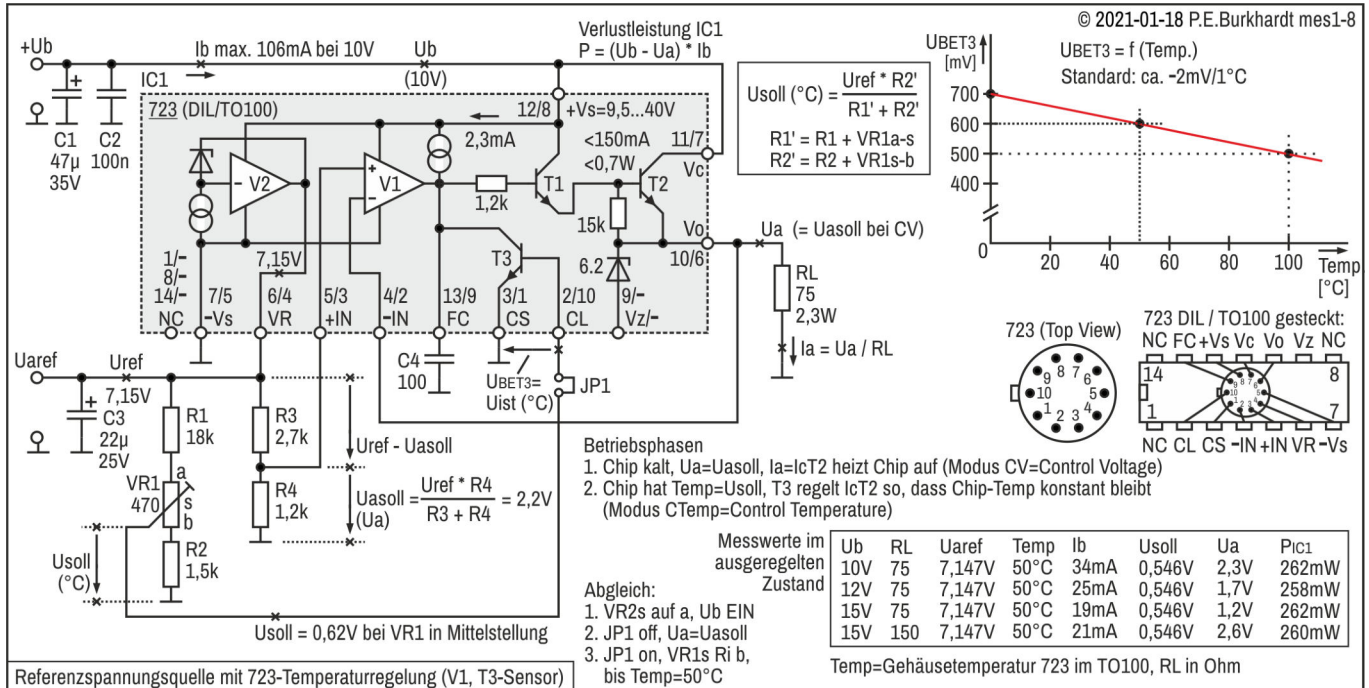
### Z-Diode Vz im 723-IC

Neben dem Transistor T3 eignet sich auch die im 723 integrierte Z-Diode als Temperatursensor. Allerdings ist diese Z-Diode nur im 723 mit DIL14-Package vorhanden. Die Z-Diode muss bezüglich Auswertung der temperaturabhängigen Spannung des pn-Übergangs in Flussrichtung betrieben werden. Das ist leicht über Pin 9 und 10 möglich. Die Kennlinie wurde nicht aufgenommen.

## 723-Temperaturregelung mit T3-Sensor (V1)

### Schaltungsprinzip

Um die Temperaturabhängigkeit der 723-internen Referenzspannung zu beseitigen, wird die 723-Chip-Temperatur mit einer einfachen Regelschaltung konstant gehalten. Sollgröße ist also eine konstante Temperatur, die oberhalb der normalen 723-Umgebungstemperatur liegen muss. Deshalb ist eine Heizung erforderlich, die mittels der Verlustleistung des internen Leistungstransistors T2 (siehe 723-Blockschaltbild) realisiert wird. Den Temperatur-Istwert liefert die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T3. Je höher die Chip-Temperatur ist, desto niedriger ist die UBET3. T3 greift so in die Regelung ein, dass bei Temperaturerhöhung die Leistung des Transistors T2 verringert wird und umgekehrt. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, die Chip-Temperatur bleibt nahezu konstant.



### Schaltungsbeschreibung

Eigentlich existieren zwei Regelkreise. Zunächst bleibt Transistor T3 unberücksichtigt (JP1 off).

Aus der 723-Referenzspannung  $U_{ref}$  wird ein Sollwert  $U_{asoll}$  für die Ausgangsspannung  $U_a$  gebildet und dem Regelverstärker V1 zugeführt. Der  $U_a$ -Istwert wird wie üblich auf den (-)-Eingang von V1 gegeben. Damit ist die Regelschleife geschlossen und V1 hält  $U_a$  konstant. V1 arbeitet dabei mit einer Verstärkung von 1. In diesem Zusammenhang ist die Beschaltung mit Kondensator C4 wichtig, mit dem die Stabilität der Regelschleife gewährleistet wird. Die Höhe des Laststroms  $I_a$  ist bei gegebener  $U_a$  vom Lastwiderstand RL abhängig. Damit ist ebenso die Höhe der im Leistungstransistor T2 umgesetzten Verlustleistung von RL abhängig. Diese Verlustleistung  $P_{T2}$  heizt den 723-Chip auf und die entstehende Wärme wird über das 723-Gehäuse an die Umgebung abgegeben. Dieser Betrieb ist der normale Spannungsregler-Betrieb (Modus CV = Control Voltage).

Zur Konstanthaltung der Chip-Temperatur, was ja das eigentliche Ziel der Schaltung ist, kommt der Begrenzungstransistor T3 ins Spiel (JP1 on). In einer normalen 723-Spannungsreglerschaltung wird T3 zur Begrenzung des Ausgangsstroms  $I_a$  benutzt (CL = Current Limit). Hier greift T3 ebenfalls in die Regelung ein und entzieht dem Regeltransistor T1 einen Teil des Basisstroms und verringert so den Strom durch T2 und damit auch die T2-Verlustleistung. Wie groß die sich einstellende Verlustleistung und damit die Chip-Temperatur ist, wird über den zugeführten Sollwert  $U_{soll}(^\circ C)$  im Vergleich zur temperaturabhängigen  $UBET3 = U_{ist}(^\circ C)$  geregelt.

Dazu ist der Temperatur-Sollwert mittels Trimm-Poti VR1 einstellbar. Der Leistungstransistor T2 erwärmt sich so lange mit dem von RL vorgegebenem Maximalstrom, bis die  $UBET3$  den Wert  $U_{soll}(^\circ C)$  erreicht hat. T3 regelt dann den Ausgangstransistor T2 zu, der T2-Kollektorstrom verringert sich, die Chip-Temperatur sinkt. Letztendlich stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein und die Chip-Temperatur bleibt konstant.



### **Randbedingungen, Heizleistung**

Die Heizleistung muss bei gegebener Betriebsspannung so groß sein, dass ein temperaturgeregelter Betrieb des 723 bei normaler Umgebungstemperatur möglich ist. Das bedeutet, die 723-Gehäusetemperatur muss über der Umgebungstemperatur liegen. Im vorliegenden Falle wurde eine  $U_{\text{soll}}(^{\circ}\text{C})$  eingestellt, die in etwa  $50^{\circ}\text{C}$  Gehäusetemperatur entspricht. Der konkrete Wert wurde durch entsprechende Messungen ermittelt (Beschreibung weiter unten). Mit dieser Temperatur dürfte die Chip-Temperatur ungefähr bei  $65^{\circ}\text{C}$  liegen. Die Schaltung funktioniert also bis ca.  $40^{\circ}\text{C}$  Umgebungstemperatur.

Für das Funktionieren der Temperaturregelung ist nicht nur das Aufheizen mittels T2 nötig, sondern auch die Abkühlung über das Gehäuse. Wie schnell sich der 723 aufheizt, wird von der umgesetzten Leistung in T2 bestimmt und damit vom Widerstandswert RL. Die maximale Heizleistung stellt sich beim Ub-Einschalten und kaltem 723 ein. Im ausgeregelten Zustand wird nur noch eine minimale Leistung benötigt, die der Erhaltung der vorgegebenen Chip-Temperatur dient. Sie lag bei ca. 260 mW. Natürlich hängt dieser Wert von der Umgebungstemperatur ab, die beim Test ca.  $25^{\circ}\text{C}$  betrug.

### **Einstellen der Chip-Temperatur**

Die Spannung  $U_{\text{soll}}(^{\circ}\text{C})$  am Schleifer des Trimm-Potis VR1 bestimmt, auf welchen Wert die Chip-Temperatur geregelt werden soll. Die Einstellung kann folgendermaßen vorgenommen werden:

- JP1 off, Ub EIN, Spannungsbereich ca. 0,5 V bis 0,7 V am Schleifer VR1 prüfen
- VR1s auf a stellen (ca. 0,7 V, entspricht niedrigste Chip-Temperatur)
- $U_{\text{asoll}}$  am Knoten R3-R4 messen,  $U_{\text{a}}$  am 723-Ausgang messen ( $U_{\text{asoll}} = U_{\text{a}}$ , d.h. Spannungsregelung funktioniert)
- JP1 on, Temperatur des 723-Gehäuses messen: Zielwert  $50^{\circ}\text{C}$
- VR1s schrittweise in Richtung b drehen (höherer Temp-Sollwert), dabei Stromaufnahme  $I_{\text{b}}$  beobachten und Temperatur messen
- Falls der Strom sinkt und  $50^{\circ}\text{C}$  noch nicht erreicht sind, VR1s weiter in Ri b drehen, immer auf verzögerte Temperatur-Reaktion warten
- Einstellung VR1 beenden bei  $50^{\circ}\text{C}$ , Stromaufnahme erreicht minimalen Wert und pendelt leicht.
- Beim Anfassen des 723-Gehäuses muss sich der Strom leicht erhöhen, da Wärme abgeführt wird, d.h. Temperatur-Regelung funktioniert.

### **Messwerte**

Leicht erfassbare Messwerte (Spannung, Strom, Gehäusetemperatur) sind in der Tabelle im Bild zusammengefasst. Für den Lastwiderstand RL und die Betriebsspannung Ub besteht ein gewisser Spielraum. Bei der Schaltungsdimensionierung muss unbedingt die maximal mögliche 723-Verlustleistung von 0,7 W (in manchen Datenblättern 0,8 W) beachtet werden.

Messungen zur Konstanz der temperatur-stabilisierten Referenzspannung wurden nicht gemacht. Entsprechend Berichten anderer Hobbyisten im Web dürfte die Verbesserung beim 10-fachen der im Datenblatt angegebenen Werte liegen. Beim Test blieb die Anzeige eines 6000-Count-DVM über mehrere Tage hinweg und bei ganz unterschiedlichen Raumtemperaturen konstant bei 7,147 V (siehe auch Tabelle).

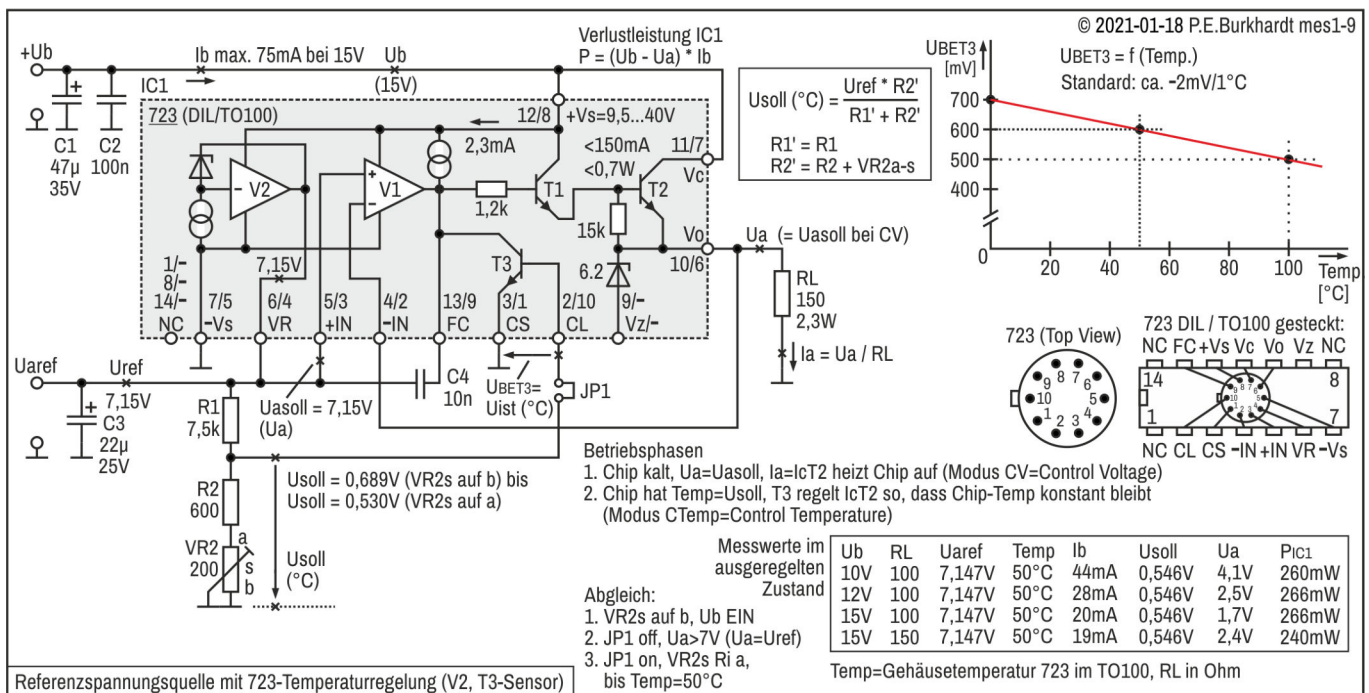
## 723-Temperaturregelung mit T3-Sensor (V2)

Diese Variante (V2) der 723-Temperaturregelung zur Stabilisierung der 723-internen Referenzspannung arbeitet ähnlich der Variante (V1), ist aber etwas anders dimensioniert. Die folgende Beschreibung ist trotz der Ähnlichkeit der beiden Varianten vollständig, um Missverständnisse auszuschließen.

Ein wesentlicher Unterschied ist, dass als Sollwert für die 723-Ausgangsspannung  $U_a$  die volle Referenzspannung von nominal 7,15 V verwendet wird.

### Schaltungsprinzip

Um die Temperaturabhängigkeit der 723-internen Referenzspannung zu beseitigen, wird die 723-Chip-Temperatur mit einer einfachen Regelschaltung konstant gehalten. Sollgröße ist also eine konstante Temperatur, die oberhalb der normalen 723-Umgebungstemperatur liegen muss. Deshalb ist eine Heizung erforderlich, die mittels der Verlustleistung des internen Leistungstransistors T2 (siehe 723-Blockschaltbild) realisiert wird. Den Temperatur-Istwert liefert die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T3. Je höher die Chip-Temperatur ist, desto niedriger ist die  $U_{BET3}$ . T3 greift so in die Regelung ein, dass bei Temperaturerhöhung die Leistung des Transistors T2 verringert wird und umgekehrt. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, die Chip-Temperatur bleibt nahezu konstant.



### Schaltungsbeschreibung

Eigentlich existieren zwei Regelkreise. Zunächst bleibt Transistor T3 unberücksichtigt (JP1 off).

Als Sollwert  $U_{\text{soll}}$  für die Ausgangsspannung  $U_a$  wird die 723-Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  verwendet und dem Regelverstärker V1 zugeführt. Der  $U_a$ -Istwert wird wie üblich auf den (-)-Eingang von V1 gegeben. Damit ist die Regelschleife geschlossen und V1 hält  $U_a$  konstant. V1 arbeitet dabei mit einer Verstärkung von 1. In diesem Zusammenhang ist die Beschaltung mit Kondensator C4 wichtig, mit dem die Stabilität der Regelschleife gewährleistet wird. Die Höhe des Laststroms  $I_a$  ist bei gegebener  $U_a$  vom Lastwiderstand  $R_L$  abhängig. Damit ist ebenso die Höhe der im Leistungstransistor T2 umgesetzten Verlustleistung von  $R_L$  abhängig. Diese Verlustleistung  $P_{T2}$  heizt den 723-Chip auf und die entstehende Wärme wird über das 723-Gehäuse an die Umgebung abgegeben. Dieser Betrieb ist der normale Spannungsregler-Betrieb (Modus CV = Control Voltage).

Zur Konstanthaltung der Chip-Temperatur, was ja das eigentliche Ziel der Schaltung ist, kommt der Begrenzungstransistor T3 ins Spiel (JP1 on). In einer normalen 723-Spannungsreglerschaltung wird T3 zur Begrenzung des Ausgangsstroms  $I_a$  benutzt ( $CL = \text{Current Limit}$ ). Hier greift T3 ebenfalls in die Regelung ein und entzieht dem Regeltransistor T1 einen Teil des Basisstroms und verringert so den Strom durch T2 und damit auch die T2-Verlustleistung. Wie groß die sich einstellende Verlustleistung und damit die Chip-Temperatur ist, wird über den zugeführten Sollwert  $U_{\text{soll}}(^{\circ}\text{C})$  im Vergleich zur temperaturabhängigen  $U_{BET3} = U_{ist} (^{\circ}\text{C})$  geregelt.

Dazu ist der Temperatur-Sollwert mittels Trimm-Poti VR2 einstellbar. Der Leistungstransistor T2 erwärmt sich so lange mit dem von RL vorgegebenem Maximalstrom, bis die UBET3 den Wert  $U_{\text{soll}}(^{\circ}\text{C})$  erreicht hat. T3 regelt dann den Ausgangstransistor T2 zu, der T2-Kollektorstrom verringert sich, die Chip-Temperatur sinkt. Letztendlich stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein und die Chip-Temperatur bleibt konstant.

### Randbedingungen, Heizleistung

Die Heizleistung muss bei gegebener Betriebsspannung so groß sein, dass ein temperaturgeregelter Betrieb des 723 bei normaler Umgebungstemperatur möglich ist. Das bedeutet, die 723-Gehäusetemperatur muss über der Umgebungstemperatur liegen. Im vorliegenden Falle wurde eine  $U_{\text{soll}}(^{\circ}\text{C})$  eingestellt, die in etwa  $50^{\circ}\text{C}$  Gehäusetemperatur entspricht. Der konkrete Wert wurde durch Versuch ermittelt. Mit dieser Temperatur dürfte die Chip-Temperatur ungefähr bei  $65^{\circ}\text{C}$  liegen. Die Schaltung funktioniert also bis ca.  $40^{\circ}\text{C}$  Umgebungstemperatur.

Für das Funktionieren der Temperaturregelung ist nicht nur das Aufheizen mittels T2 nötig, sondern auch die Abkühlung über das Gehäuse. Wie schnell sich der 723 aufheizt, wird von der umgesetzten Leistung in T2 bestimmt und damit vom Widerstandswert RL. Die maximale Heizleistung stellt sich beim Ub-Einschalten und kaltem 723 ein. Im ausgeregelten Zustand wird nur noch eine minimale Leistung benötigt, die der Erhaltung der vorgegebenen Chip-Temperatur dient. Sie lag bei ca. 260 mW. Natürlich hängt dieser Wert von der Umgebungstemperatur ab, die beim Test ca.  $25^{\circ}\text{C}$  betrug.

### Einstellen der Chip-Temperatur

Die Spannung  $U_{\text{soll}}(^{\circ}\text{C})$  am Knoten R1-R2 bestimmt, auf welchen Wert die Chip-Temperatur geregelt werden soll. Die Einstellung mit VR2 kann folgendermaßen vorgenommen werden:

- JP1 off, Ub EIN, Spannungsbereich ca. 0,5 V bis 0,7 V am Knoten R1-R2 prüfen
- VR2s auf b stellen (ca. 0,7 V am Knoten R1-R2, entspricht niedrigste Chip-Temperatur)
- $U_{\text{soll}} = U_{\text{ref}}$  messen (nominal 7,15 V),  $U_a$  am 723-Ausgang messen ( $U_{\text{soll}} = U_a$ , d.h. Spannungsregelung funktioniert)
- JP1 on, Temperatur des 723-Gehäuses messen: Zielwert  $50^{\circ}\text{C}$
- VR2s schrittweise in Richtung a drehen (höherer Temp-Sollwert), dabei Stromaufnahme  $I_b$  beobachten und Temperatur messen
- Falls der Strom sinkt und  $50^{\circ}\text{C}$  noch nicht erreicht sind, VR2s weiter in Ri a drehen, immer auf verzögerte Temperatur-Reaktion warten
- Einstellung VR2 beenden bei  $50^{\circ}\text{C}$ , Stromaufnahme erreicht minimalen Wert und pendelt leicht.
- Beim Anfassen des 723-Gehäuses muss sich der Strom leicht erhöhen, da Wärme abgeführt wird, d.h. Temperatur-Regelung funktioniert.

### Messwerte

Leicht erfassbare Messwerte (Spannung, Strom, Gehäusetemperatur) sind in der Tabelle im Bild zusammengefasst. Für den Lastwiderstand RL und die Betriebsspannung Ub besteht ein gewisser Spielraum. Bei der Schaltungsdimensionierung muss unbedingt die maximal mögliche 723-Verlustleistung von 0,7 W (in manchen Datenblättern 0,8 W) beachtet werden.

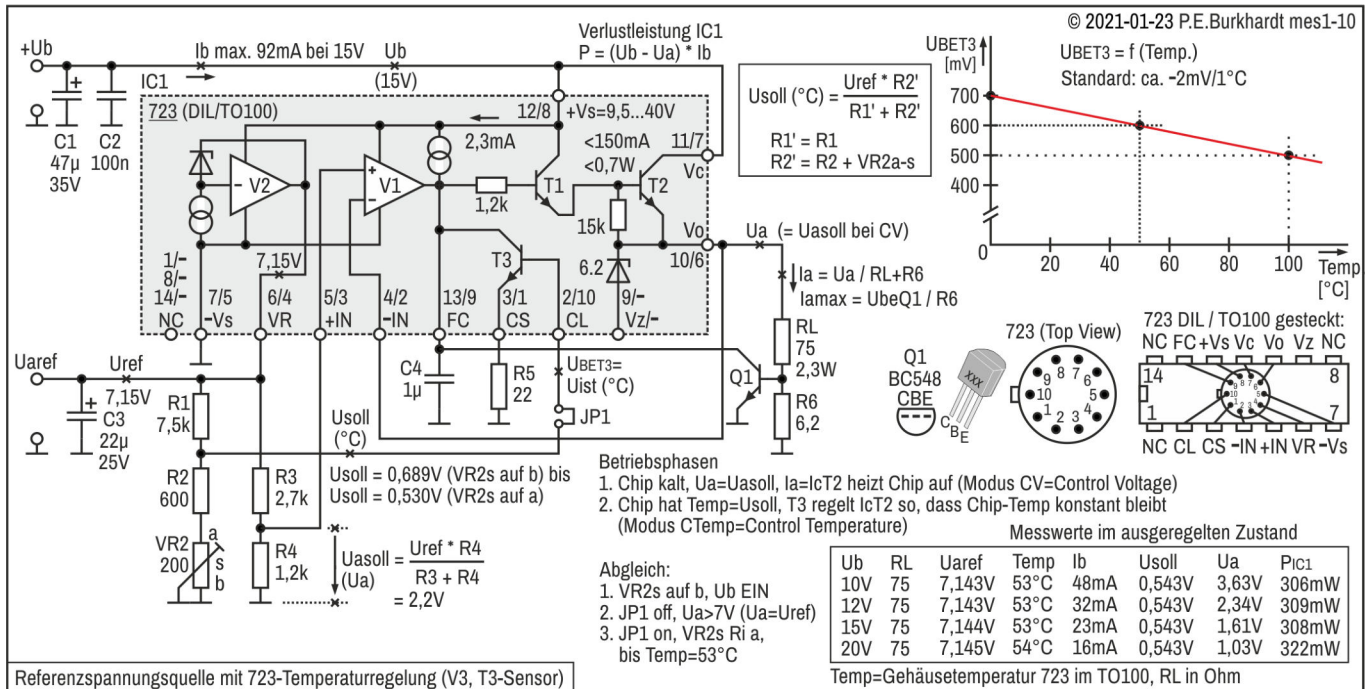
Messungen zur Konstanz der temperatur-stabilisierten Referenzspannung wurden nicht gemacht. Entsprechend Berichten anderer Hobbyisten im Web dürfte die Verbesserung beim 10-fachen der im Datenblatt angegebenen Werte liegen. Beim Test blieb die Anzeige eines 6000-Count-DVM über mehrere Tage hinweg und bei ganz unterschiedlichen Raumtemperaturen konstant bei 7,147 V (siehe auch Tabelle).

## 723-Temperaturregelung mit T3-Sensor (V3)

Diese Variante (V3) der 723-Temperaturregelung zur Stabilisierung der 723-internen Referenzspannung arbeitet ähnlich der Variante (V1), besitzt aber einen zusätzlichen Transistor, der den Maximalstrom für den Ausgangstransistor des 723 begrenzt. Die folgende Beschreibung ist trotz der Ähnlichkeit der beiden Varianten vollständig.

### Schaltungsprinzip

Um die Temperaturabhängigkeit der 723-internen Referenzspannung zu beseitigen, wird die 723-Chip-Temperatur mit einer einfachen Regelschaltung konstant gehalten. Sollgröße ist also eine konstante Temperatur, die oberhalb der normalen 723-Umgebungstemperatur liegen muss. Deshalb ist eine Heizung erforderlich, die mittels der Verlustleistung des internen Leistungstransistors T2 (siehe 723-Blockschaltbild) realisiert wird. Den Temperatur-Istwert liefert die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T3. Je höher die Chip-Temperatur ist, desto niedriger ist die UBET3. T3 greift so in die Regelung ein, dass bei Temperaturerhöhung die Leistung des Transistors T2 verringert wird und umgekehrt. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, die Chip-Temperatur bleibt nahezu konstant.



### Schaltungsbeschreibung

Eigentlich existieren zwei Regelkreise. Zunächst bleibt Transistor T3 unberücksichtigt (JP1 off).

Aus der 723-Referenzspannung U<sub>ref</sub> wird ein Sollwert U<sub>soll</sub> für die Ausgangsspannung U<sub>a</sub> gebildet und dem Regelverstärker V1 zugeführt. Der U<sub>a</sub>-Istwert wird wie üblich auf den (-)-Eingang von V1 gegeben. Damit ist die Regelschleife geschlossen und V1 hält U<sub>a</sub> konstant. V1 arbeitet dabei mit einer Verstärkung von 1. In diesem Zusammenhang ist die Beschaltung mit Kondensator C4 wichtig, mit dem die Stabilität der Regelschleife gewährleistet wird. Die Höhe des Laststroms I<sub>a</sub> ist bei gegebener U<sub>a</sub> vom Lastwiderstand R<sub>L</sub> abhängig. Damit ist ebenso die Höhe der im Leistungstransistor T2 umgesetzten Verlustleistung von R<sub>L</sub> abhängig. Diese Verlustleistung P<sub>T2</sub> heizt den 723-Chip auf und die entstehende Wärme wird über das 723-Gehäuse an die Umgebung abgegeben. Dieser Betrieb ist der normale Spannungsregler-Betrieb (Modus CV = Control Voltage).

Zur Konstanthaltung der Chip-Temperatur, was ja das eigentliche Ziel der Schaltung ist, kommt der Begrenzungstransistor T3 ins Spiel (JP1 on). In einer normalen 723-Spannungsreglerschaltung wird T3 zur Begrenzung des Ausgangsstroms I<sub>a</sub> benutzt (CL = Current Limit). Hier greift T3 ebenfalls in die Regelung ein und entzieht dem Regeltransistor T1 einen Teil des Basisstroms und verringert so den Strom durch T2 und damit auch die T2-Verlustleistung. Wie groß die sich einstellende Verlustleistung und damit die Chip-Temperatur ist, wird über den zugeführten Sollwert U<sub>soll</sub>(°C) im Vergleich zur temperaturabhängigen UBET3 = U<sub>ist</sub>(°C) geregelt.

Dazu ist der Temperatur-Sollwert mittels Trimm-Poti VR2 einstellbar. Der Leistungstransistor T2 erwärmt sich so lange mit dem von R<sub>L</sub> vorgegebenem Maximalstrom, bis die UBET3 den Wert U<sub>soll</sub>(°C) erreicht hat. T3 regelt dann den Ausgangstransistor T2 zu, der T2-Kollektorstrom verringert sich, die Chip-Temperatur sinkt. Letztendlich stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein und die Chip-Temperatur bleibt konstant.



## Randbedingungen, Heizleistung

Die Heizleistung muss bei gegebener Betriebsspannung so groß sein, dass ein temperaturgeregelter Betrieb des 723 bei normaler Umgebungstemperatur möglich ist. Das bedeutet, die 723-Gehäusetemperatur muss über der Umgebungstemperatur liegen. Im vorliegenden Falle wurde eine  $U_{\text{Soll}}(^{\circ}\text{C})$  eingestellt, die in etwa  $53^{\circ}\text{C}$  Gehäusetemperatur entspricht. Der konkrete Wert wurde durch entsprechende Messungen ermittelt (Beschreibung weiter unten). Mit dieser Temperatur dürfte die Chip-Temperatur bei nahezu  $70^{\circ}\text{C}$  liegen. Die Schaltung funktioniert also bis ca.  $40^{\circ}\text{C}$  Umgebungstemperatur.

Für das Funktionieren der Temperaturregelung ist nicht nur das Aufheizen mittels T2 nötig, sondern auch die Abkühlung über das Gehäuse. Wie schnell sich der 723 aufheizt, wird von der umgesetzten Leistung in T2 bestimmt und damit vom Widerstandswert RL. Die maximale Heizleistung stellt sich beim Ub-Einschalten und kaltem 723 ein. Im ausgeregelten Zustand wird nur noch eine minimale Leistung benötigt, die der Erhaltung der vorgegebenen Chip-Temperatur dient. Sie lag bei ca. 300 mW. Natürlich hängt dieser Wert von der Umgebungstemperatur ab, die beim Test ca.  $25^{\circ}\text{C}$  betrug.

Um beim Einschalten oder bei Fehlern den Maximalstrom durch T2 zu begrenzen, ist Transistor Q1 vorhanden. Q1 ist ersatzweise für den internen Transistor T3 geschaltet, der in der normalen 723-Spannungsregler-Schaltung die Strombegrenzung übernimmt. Hier ist aber T3 für die Temperaturregelung belegt.

## Einstellen der Chip-Temperatur

Die Spannung  $U_{\text{Soll}}(^{\circ}\text{C})$  am Knoten R1-R2 bestimmt, auf welchen Wert die Chip-Temperatur geregelt werden soll. Die Einstellung mit Trimm-Poti VR2 kann folgendermaßen vorgenommen werden:

- JP1 off, Ub EIN, Spannungsbereich ca. 0,5 V bis 0,7 V am Knoten R1-R2 prüfen, dazu VR2 verändern
- VR2s auf b stellen (ca. 0,7 V, entspricht niedrigste Chip-Temperatur)
- $U_{\text{Soll}}$  am Knoten R3-R4 messen,  $U_{\text{a}}$  am 723-Ausgang messen ( $U_{\text{Soll}} = U_{\text{a}}$ , d.h. Spannungsregelung funktioniert)
- JP1 on, Temperatur des 723-Gehäuses messen: Zielwert  $53^{\circ}\text{C}$
- VR2s schrittweise in Richtung a drehen (höherer Temp-Sollwert), dabei Stromaufnahme  $I_{\text{b}}$  beobachten und Temperatur messen
- Falls der Strom sinkt und  $53^{\circ}\text{C}$  noch nicht erreicht sind, VR1s weiter in Ri a drehen, immer auf verzögerte Temperatur-Reaktion warten
- Einstellung VR2 beenden bei  $53^{\circ}\text{C}$ , Stromaufnahme erreicht minimalen Wert und pendelt leicht.
- Beim Anfassen des 723-Gehäuses muss sich der Strom leicht erhöhen, da Wärme abgeführt wird, d.h. Temperatur-Regelung funktioniert.

## Messwerte

Leicht erfassbare Messwerte (Spannung, Strom, Gehäusetemperatur) sind in der Tabelle im Bild zusammengefasst. Für den Lastwiderstand RL und die Betriebsspannung Ub besteht ein gewisser Spielraum. Bei der Schaltungsdimensionierung muss unbedingt die maximal mögliche 723-Verlustleistung von 0,7 W (in manchen Datenblättern 0,8 W) beachtet werden.

Messungen zur Konstanz der temperatur-stabilisierten Referenzspannung wurden nicht gemacht. Entsprechend Berichten anderer Hobbyisten im Web dürfte die Verbesserung beim 10-fachen der im Datenblatt angegebenen Werte liegen. Allerdings wurde beim Test festgestellt, dass sich die Referenzspannung abhängig von der Betriebsspannung leicht ändert (siehe auch Tabelle im Bild). Deshalb ist es unbedingt erforderlich, die Betriebsspannung Ub zu stabilisieren, um diese Fehlerquelle auszuschließen.

### 723-Temperaturregelung mit Vz-Sensor (V4)

Die folgende Schaltung stammt aus einem längeren Bericht von DL1DWG in 2018. Sie arbeitet mit der integrierten Z-Diode im 723. Diese wird in Durchlassrichtung betrieben und liefert so ebenfalls eine temperaturabhängige Spannung, die als Istwert für die Temperaturregelung des Chips dient.

© 2021-01-22 P.E.Burkhardt mes1-12

Verlustleistung IC1  
 $P = (U_b - U_3) \cdot I_b$

Temp  $U_{FVz}$   
28°C 0,840V  
59°C 0,811V

Temp=Gehäusetemperatur  
723-Unterseite im DIL14

723 (Top View)

723 DIL / TO100 gesteckt:  
NC FC +Vs Vc Vo Vz NC  
14 1 2 3 4 5 6 7 8

723 mit Z-Diode nur im DIL14-Gehäuse!

Messwerte:	$U_b$	$U_{ref}$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_{ic2}$	$U_{ic3}$	Temp	$I_b$	$U_{FVz}$	$P_{IC1}$
"kalt"	12V	7,122V	5,52V	3,80V	2,94V	2,44V	2,48V	28°C	105mA	0,840V	951mW
im ausgeregelten Zustand	12V	7,113V	5,45V	3,76V	2,97V	2,48V	2,48V	53°C	93mA	0,809V	840mW
	15V	7,109V	5,44V	3,74V	2,96V	2,48V	2,48V	59°C	90mA	0,811V	1086mW

$U_{FVz} = f(\text{Temp.})$

Temp. [°C]

723 mit Z-Diode nur im DIL14-Gehäuse!

Quelle: DL1DWG 2018, BE-Index geändert  
**Die hohe Temperatur-Stabilität der Quell-Schaltung konnte mit diesem Test nicht bestätigt werden!**  
 Referenzspannungsquelle mit 723-Temperaturregelung (V4, Vz-Sensor) **NOT APPLY!**  
 Temp=Gehäusetemperatur 723-Unterseite im DIL14  
 (723-Überlastung >800mW nur für Kurzzeit-Test)

Leider ergaben sich beim Test größere Abweichungen der Referenzspannung, deren Ursache nicht gefunden wurde. Ich habe die Schaltung mehrmals aufgebaut, immer mit dem gleichen Ergebnis. Da die vorigen Versionen V1 bis V3 zufriedenstellend waren, habe ich den Weg über die Z-Diode nicht weiter verfolgt.

# 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 C1 vom Eingangsnetzwerk zum Ausgang des Opamp.

© 2019-02-01 P.E.Burkhardt mes5-10

Normiert nach Bessel					Normiert nach Butterworth				
m	X1	X2	X3	X4	m	X1	X2	X3	X4
2	0,908	0,681	-	-	2	1,414	0,707	-	-
3	0,955	0,500	0,756	-	3	2,000	0,500	1,000	-
4	0,710	0,671	0,978	0,377	4	1,082	0,924	2,613	0,383

m ist die Anzahl der RC-Glieder je Filterschaltung  
 Xn ist die Kapazität des Kondensators Cn in [F] bezogen auf die Kreisfrequenz  $\omega$   
 Rn (jeweils 1  $\Omega$ ) und die Xn der Tabelle ergeben das jeweilige Filter  
 bei der Kreisfrequenz  $\omega = 1,0 \cdot 1/s$  ( $\omega$  steht für klein Omega)

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

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 mes5-10a
1. Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz $f_g$ des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz $\omega$ ( $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_g$ )	⇒ $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 3300 \text{ Hz} = 20734 \text{ 1/s}$	Beispiel (1) mit $f_g = 3,3 \text{ kHz}$ , Schaltung $m=3$ , normiert nach Butterworth lt. Tabelle ist $X_1=2$ und $X_2=0,5$ und $X_3=1$
2. Auswahl der Filterschaltung und damit der normierten Werte $X_n$ lt. Tabelle	⇒ Schaltung mit $m=3$ und normierte Werte $X_n$ nach Butterworth	
3. Skalierung der Werte $X_n$ auf die Kondensator-Werte $C_n$	⇒ $C_1 = \frac{2 F}{20734 \text{ 1/s}} = \frac{2.000.000 \mu\text{F}}{20734 \text{ 1/s}} \approx 96,46 \mu\text{F}$ $C_2 = \frac{0,5 F}{20734 \text{ 1/s}} = \frac{500.000 \mu\text{F}}{20734 \text{ 1/s}} \approx 24,11 \mu\text{F}$ $C_3 = \frac{1 F}{20734 \text{ 1/s}} = \frac{1.000.000 \mu\text{F}}{20734 \text{ 1/s}} \approx 48,23 \mu\text{F}$	
4. Skalierung der $C_n$ auf praktikable $C'$ -Werte möglichst nach Normreihe (Bestimmung der Umrechnungsfaktoren $UF_n$ )	⇒ Festlegung $C_1' = 10 \text{ nF} = 0,01 \mu\text{F}$ ⇒ $UF_1 = C_1 / C_1' = 9646$ $C_2' = 2,5 \text{ nF} = 0,0025 \mu\text{F}$ ⇒ $UF_2 = C_2 / C_2' = 9646$ $C_3' = 5 \text{ nF} = 0,005 \mu\text{F}$ ⇒ $UF_3 = C_3 / C_3' = 9646$	
5. Skalierung der zugehörigen $R_n$ mit dem Umrechnungsfaktor $UF_n$	⇒ $R_1' = R_1 \cdot UF_1 = 1 \Omega \cdot 9646 = 9,646 \text{ k}\Omega$ (10 k $\Omega$    270 k $\Omega$ = 9,643 k $\Omega$ ) $R_2' = R_2 \cdot UF_2 = 1 \Omega \cdot 9646 = 9,646 \text{ k}\Omega$ (10 k $\Omega$    270 k $\Omega$ = 9,643 k $\Omega$ ) $R_3' = R_3 \cdot UF_3 = 1 \Omega \cdot 9646 = 9,646 \text{ k}\Omega$ (10 k $\Omega$    270 k $\Omega$ = 9,643 k $\Omega$ )	
Tiefpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (1)		Um für $C_n'$ Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche $UF_n$ 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 mes5-10b
1. Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz $f_g$ des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz $\omega$ ( $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_g$ )	⇒ $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ Hz} = 6,28 \text{ 1/s}$	Beispiel (2) mit $f_g = 1 \text{ Hz}$ , Schaltung $m=3$ , normiert nach Butterworth lt. Tabelle ist $X_1=2$ , $X_2=0,5$ und $X_3=1$
2. Auswahl der Filterschaltung und damit der normierten Werte $X_n$ lt. Tabelle	⇒ Schaltung mit $m=3$ und normierte Werte $X_n$ nach Butterworth	
3. Skalierung der Werte $X_n$ auf die Kondensator-Werte $C_n$	⇒ $C_1 = \frac{2 F}{6,28 \text{ 1/s}} = \frac{2.000.000 \mu\text{F}}{6,28 \text{ 1/s}} \approx 318471,33 \mu\text{F}$ $C_2 = \frac{0,5 F}{6,28 \text{ 1/s}} = \frac{500.000 \mu\text{F}}{6,28 \text{ 1/s}} \approx 79617,83 \mu\text{F}$ $C_3 = \frac{1 F}{6,28 \text{ 1/s}} = \frac{1.000.000 \mu\text{F}}{6,28 \text{ 1/s}} \approx 159235,67 \mu\text{F}$	
4. Skalierung der $C_n$ auf praktikable $C'$ -Werte möglichst nach Normreihe (Bestimmung der Umrechnungsfaktoren $UF_n$ )	⇒ Festlegung $C_1' = 2 \mu\text{F}$ ⇒ $UF_1 = C_1 / C_1' = 159235,67$ $C_2' = 0,5 \mu\text{F}$ ⇒ $UF_2 = C_2 / C_2' = 159235,67$ $C_3' = 1 \mu\text{F}$ ⇒ $UF_3 = C_3 / C_3' = 159235,67$	
5. Skalierung der zugehörigen $R_n$ mit dem Umrechnungsfaktor $UF_n$	⇒ $R_1' = R_1 \cdot UF_1 = 1 \Omega \cdot 159235,67 = 159,236 \text{ k}\Omega$ (160 k $\Omega$    33 M $\Omega$ = 159,228 k $\Omega$ ) $R_2' = R_2 \cdot UF_2 = 1 \Omega \cdot 159235,67 = 159,236 \text{ k}\Omega$ (160 k $\Omega$    33 M $\Omega$ = 159,228 k $\Omega$ ) $R_3' = R_3 \cdot UF_3 = 1 \Omega \cdot 159235,67 = 159,236 \text{ k}\Omega$ (160 k $\Omega$    33 M $\Omega$ = 159,228 k $\Omega$ )	
Tiefpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (2)		Um für $C_n'$ Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche $UF_n$ 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 $\Omega$ -Widerstände erforderlich. Das ist kein Problem, wenn der Opamp nur als Spannungsfollower geschaltet ist. Zur Offset-Stromkompensation können einfach ebenfalls zwei 160k $\Omega$ -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 mes5-10c

**Skalierung der normierten Werte auf praktische Bauelemente-Werte:**

- Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz  $f_g$  des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz  $\omega$  ( $\omega = 2 * \pi * f_g$ )
- 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  $UF_n$ )
- Skalierung der zugehörigen  $R_n$  mit dem Umrechnungsfaktor  $UF_n$

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

⇒  $\omega = 2 * \pi * 1\text{ Hz} = 6,28\text{ 1/s}$  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  $C_1' = 2\text{ }\mu\text{F}$  ⇒  $UF_1 = C_1 / C_1' = 159235,67$   
 $C_2' = 0,5\text{ }\mu\text{F}$  ⇒  $UF_2 = C_2 / C_2' = 159235,67$   
 $C_3' = ?\text{ }\mu\text{F}$  ⇒  $UF_3 = C_3 / C_3'$  ( $C_3'$  noch unbestimmt, da  $UF_3$  fehlt)

⇒  $R_1' = R_1 * UF_1 = 1\text{ }\Omega * 159235,67 = 159,236\text{ k}\Omega$  ( $160\text{ k}\Omega$  ||  $33\text{ M}\Omega = 159,228\text{ k}\Omega$ )  
 $R_2' = R_2 * UF_2 = 1\text{ }\Omega * 159235,67 = 159,236\text{ k}\Omega$  ( $160\text{ k}\Omega$  ||  $33\text{ M}\Omega = 159,228\text{ k}\Omega$ )  
 $R_3' = R_3 * UF_3 = 10\text{ k}\Omega * ? = ?\text{ k}\Omega$   
 Festlegung  $R_3 = 10\text{ k}\Omega$  (Opamp-Stromkompensation)  
 ⇒  $UF_3 = R_3' / R_3 = 10\text{ k}\Omega / 10\text{ k}\Omega = 10000$   
 $C_3' = C_3 / UF_3 = 159235,67\text{ }\mu\text{F} / 10000 = 15,92\text{ }\mu\text{F}$  (gewählt  $16\text{ }\mu\text{F}$ , 10 %)

Um für  $C_n'$  Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche  $UF_n$  angewandt werden. Es ergeben sich dann unterschiedliche  $R_n'$ . Maßgebend für  $f_g$  ist das Produkt  $R * C$ .

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 mes5-11

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

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

$m$  ist die Anzahl der RC-Glieder je Filterschaltung  
 $1/X_n$  ist der Wert des Widerstands  $R_n$  in  $[\Omega]$  bezogen auf die Kreisfrequenz  $\omega$   
 $C_n$  (jeweils  $1\text{ F}$ ) und die  $1/X_n$  der Tabelle ergeben das jeweilige Filter bei der Kreisfrequenz  $\omega = 1,0 * 1/s$  ( $\omega$  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 mes5-11a

**Skalierung der normierten Werte auf praktische Bauelemente-Werte:**

- Umrechnung der gewünschten Grenzfrequenz  $f_g$  des Filters auf die entsprechende Kreisfrequenz  $\omega$  ( $\omega = 2 * \pi * f_g$ )
- 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  $UF_n$ )
- Skalierung der zugehörigen  $R_n$  mit dem Umrechnungsfaktor  $UF_n$

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

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

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

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

⇒ Festlegung  $C_1' = 5\text{ nF} = 0,005\text{ }\mu\text{F}$  ⇒  $UF_1 = C_1 / C_1' = 9646$   
 $C_2' = 5\text{ nF} = 0,005\text{ }\mu\text{F}$  ⇒  $UF_2 = C_2 / C_2' = 9646$   
 $C_3' = 5\text{ nF} = 0,005\text{ }\mu\text{F}$  ⇒  $UF_3 = C_3 / C_3' = 9646$

⇒  $R_1' = R_1 * UF_1 = 0,5\text{ }\Omega * 9646 = 4,823\text{ k}\Omega$   
 $R_2' = R_2 * UF_2 = 2\text{ }\Omega * 9646 = 19,292\text{ k}\Omega$   
 $R_3' = R_3 * UF_3 = 1\text{ }\Omega * 9646 = 9,646\text{ k}\Omega$

Um für  $C_n'$  andere Normwerte einsetzen zu können, dürfen auch unterschiedliche  $UF_n$  angewandt werden. Es ergeben sich dann unterschiedliche  $R_n'$ . Maßgebend für  $f_g$  ist das Produkt  $R * C$ .

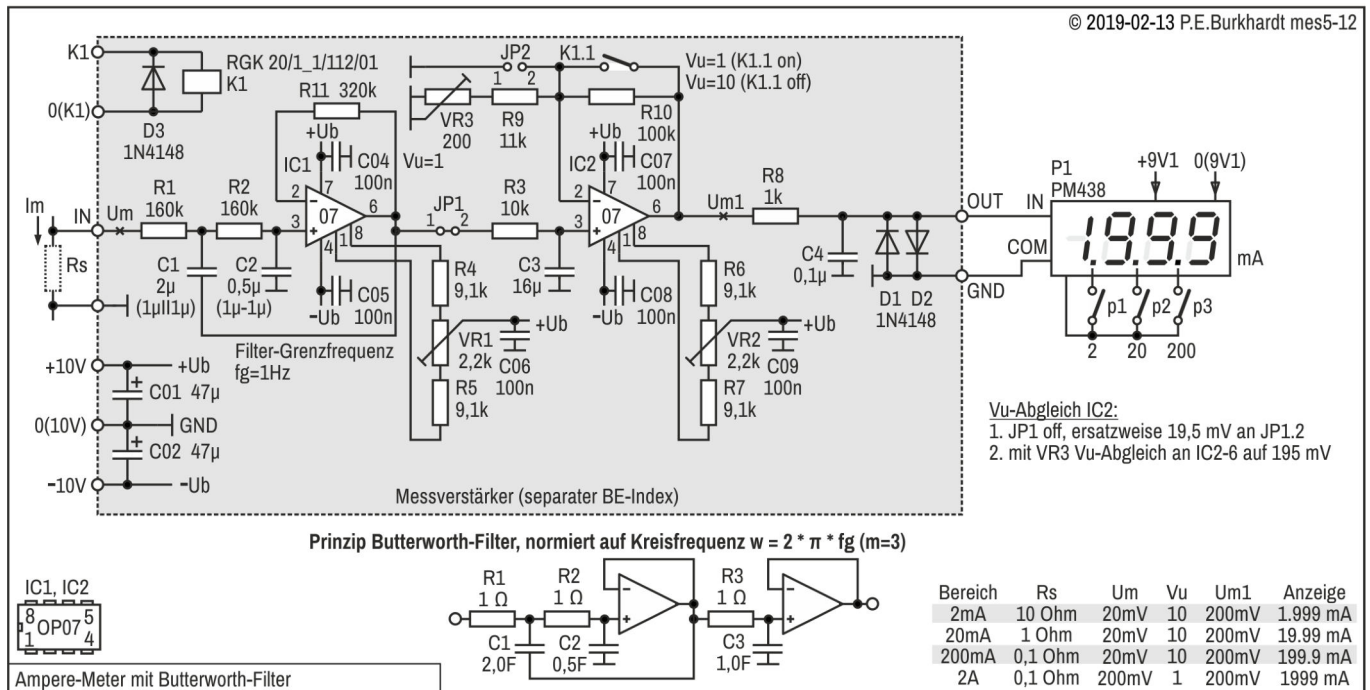
Hochpass vom Gaußtyp, Berechnung der C- und R-Werte (3)

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  $\mu\text{V}$  Mess-Spannung. Die typische Offset-Spannung des OP07C ohne Abgleich beträgt aber schon 60  $\mu\text{V}$  (lt. Datenblatt). Deshalb ist ein externer Abgleich nötig.

Zur feinfühligem Offset-Einstellung sind die Widerstände R4-R5 und R6-R7 vorhanden, die den Abgleichbereich 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 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 Rückführungsweig 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  $1 \mu\text{F}$  auf  $16 \mu\text{F}$  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  $22 \mu\text{F}$  Tantal-Elko mit einem  $47 \mu\text{F}$  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  $10 \Omega$  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  $10 \text{ V}$  sind nicht unbedingt nötig. Aufgrund der zu verarbeitenden Spannung von maximal  $200 \text{ mV}$  wären auch  $5 \text{ V}$  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  $2 \text{ V}$  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  $100 \text{ nF}$  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  $600 \text{ mV}$  (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 ( $200 \text{ mV}$ ) zeigte das Panel mit und ohne Dioden leicht unterschiedliche Werte.

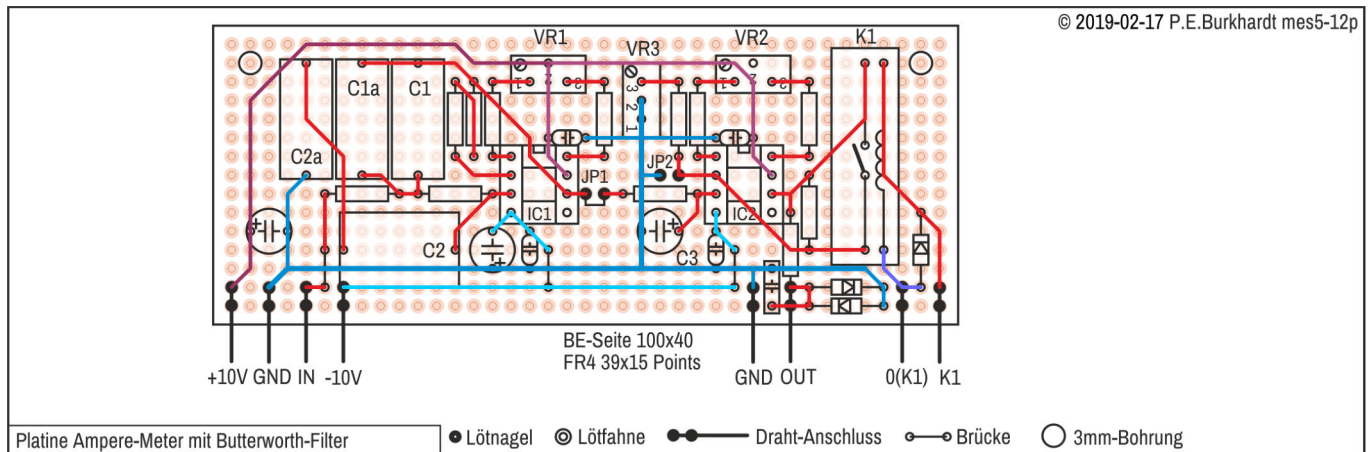


### Störung durch Schaltnetzteil

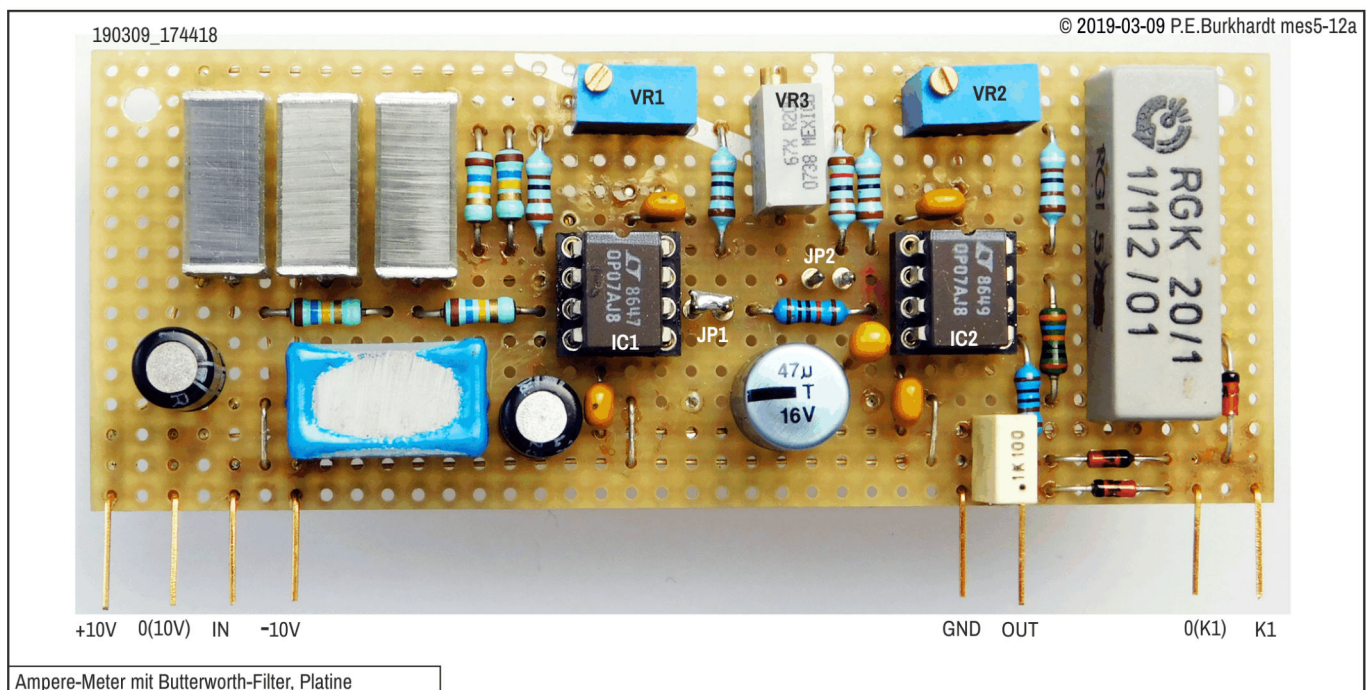
Auf dem Labortisch war während des Opamp-Offset-Abgleichs in knapp einem Meter Abstand ein 12V-Schaltnetzteil in Betrieb (LötKolbenheizung). Das Netzteil störte die Leiterplatte des Messverstärkers so sehr, dass kein vernünftiger Nullpunktgleich möglich war. Ohne Schaltnetzteil war der Abgleich kein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

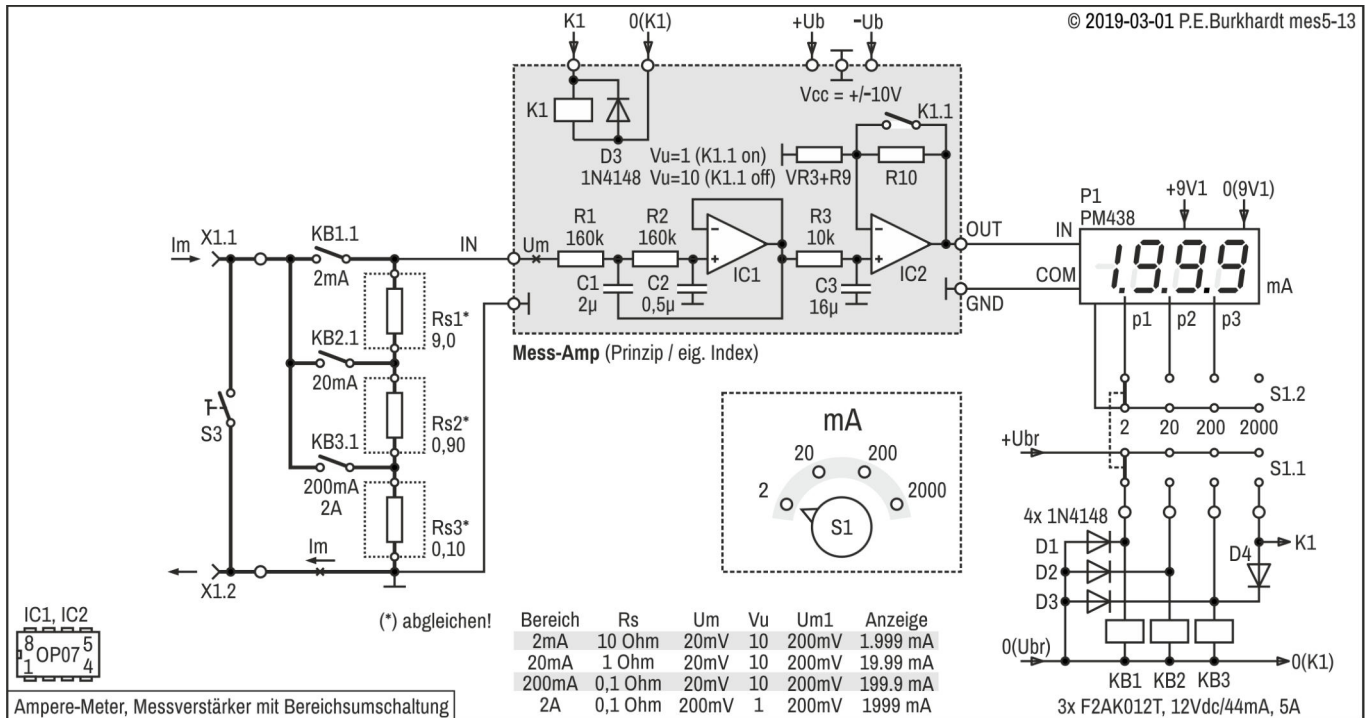


Die FR4-Lochrasterplatine ist Teil einer größeren Schaltung und wird hochkant auf die Hauptplatine gesetzt. Die Anschluss-Stifte bestehen aus vergoldeten 0,4 Millimeter Hartkupferstiften (gewonnen aus alten Steckerleisten). Dadurch kann die Platine zu Testzwecken bequem auf ein Breadboard gesteckt werden.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

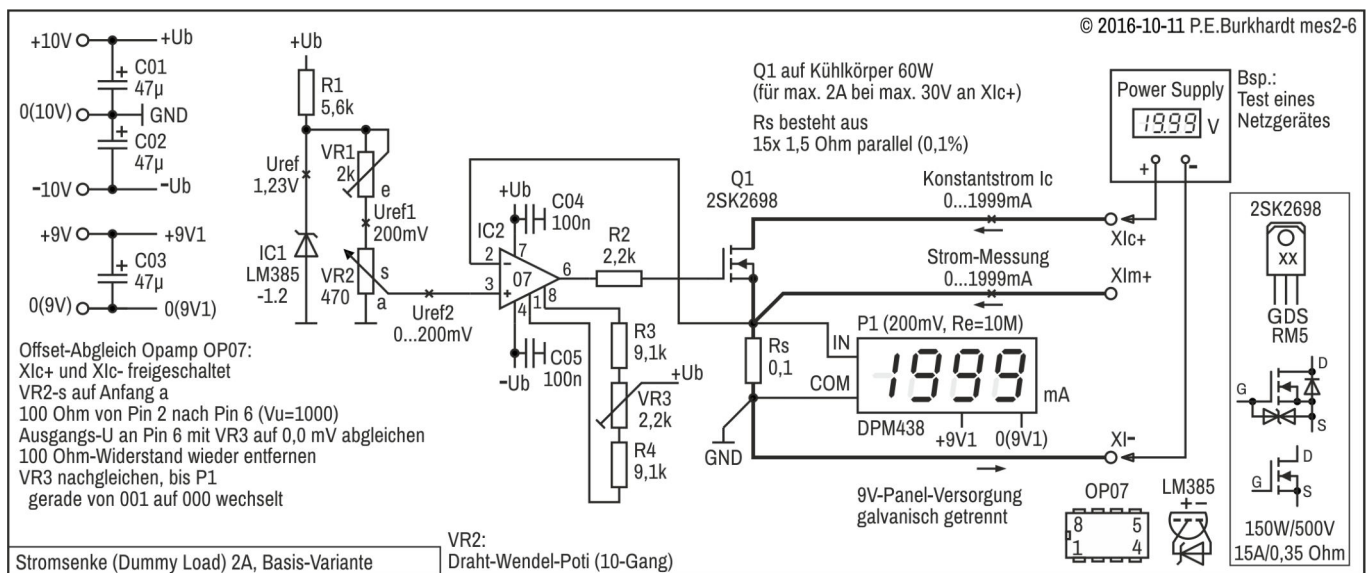
Das Grundprinzip der elektronischen Last, die einen ohmschen Widerstand ersetzen soll, ist das Steuern des Stroms einer Stromsenke mit Hilfe einer Spannung.

### 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 Stromwert. Der Opamp IC2 vergleicht den Stromwert 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-Trimmpoti 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 Trimmpoti 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 Temperaturengleich 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  $\pm 10$  V versorgt. Die Spannungen können im Bereich von  $\pm 5$  V bis  $\pm 15$  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  $R_s$  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  $\Omega$ . 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-Spannung-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.

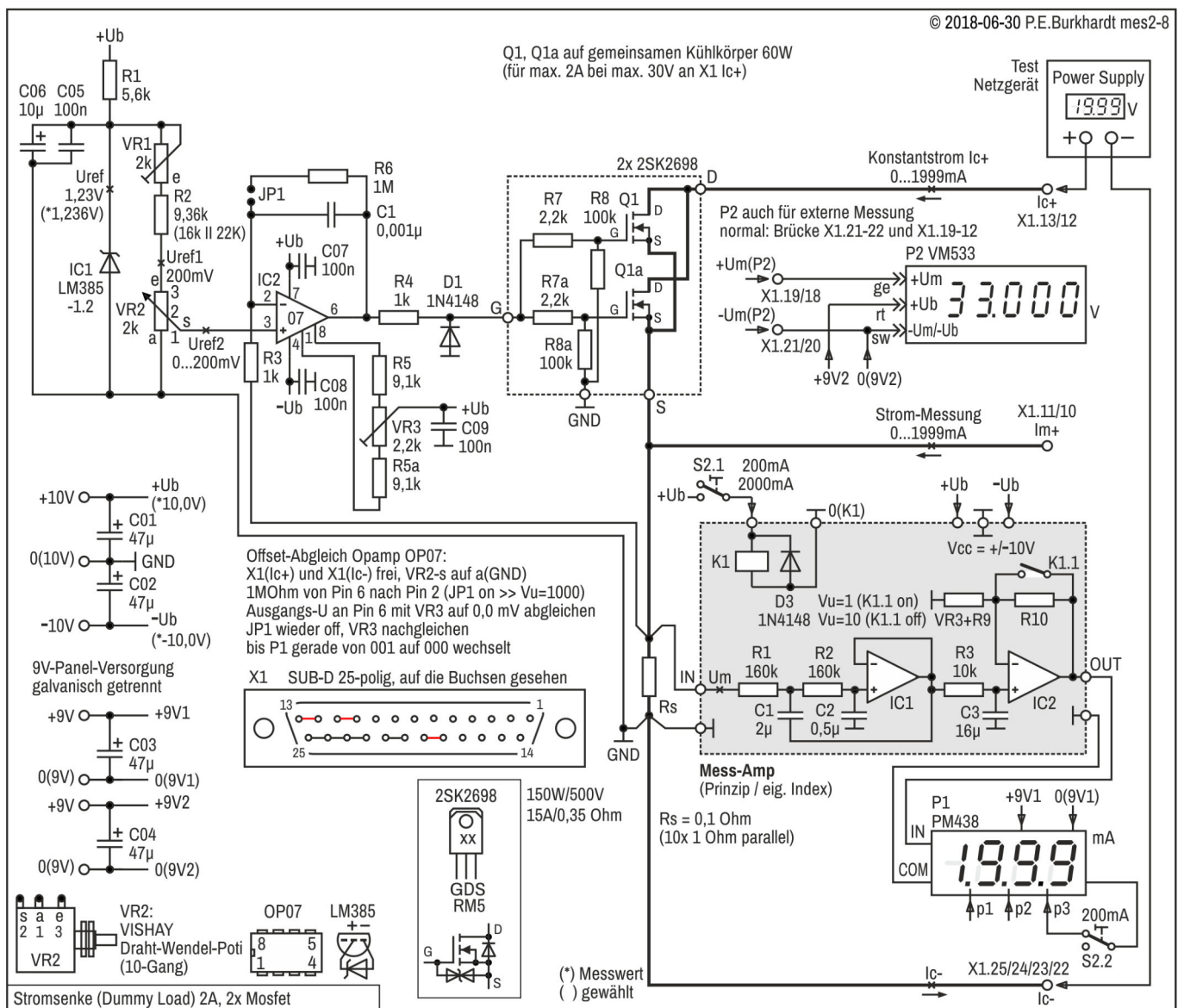
Zusätzlich ist ein 33V-Panel eingebaut, das sowohl intern als auch extern genutzt werden kann. Für die äußeren Anschlüsse ist eine 25-polige Sub-D Steckerleiste vorgesehen, die zu meinem Test- und Stecksystem passt.

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

### Eigenschaften

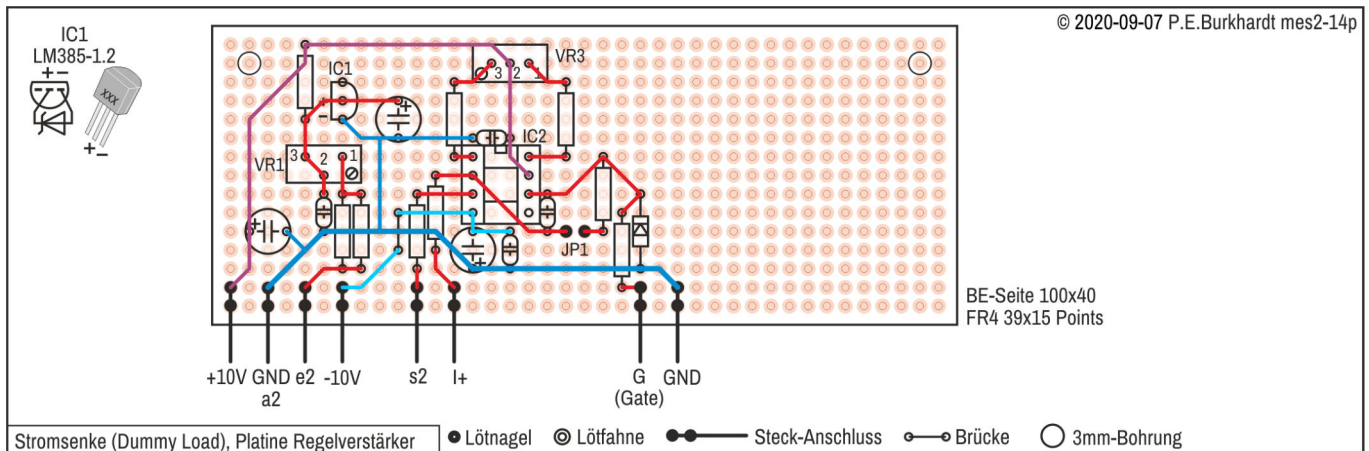
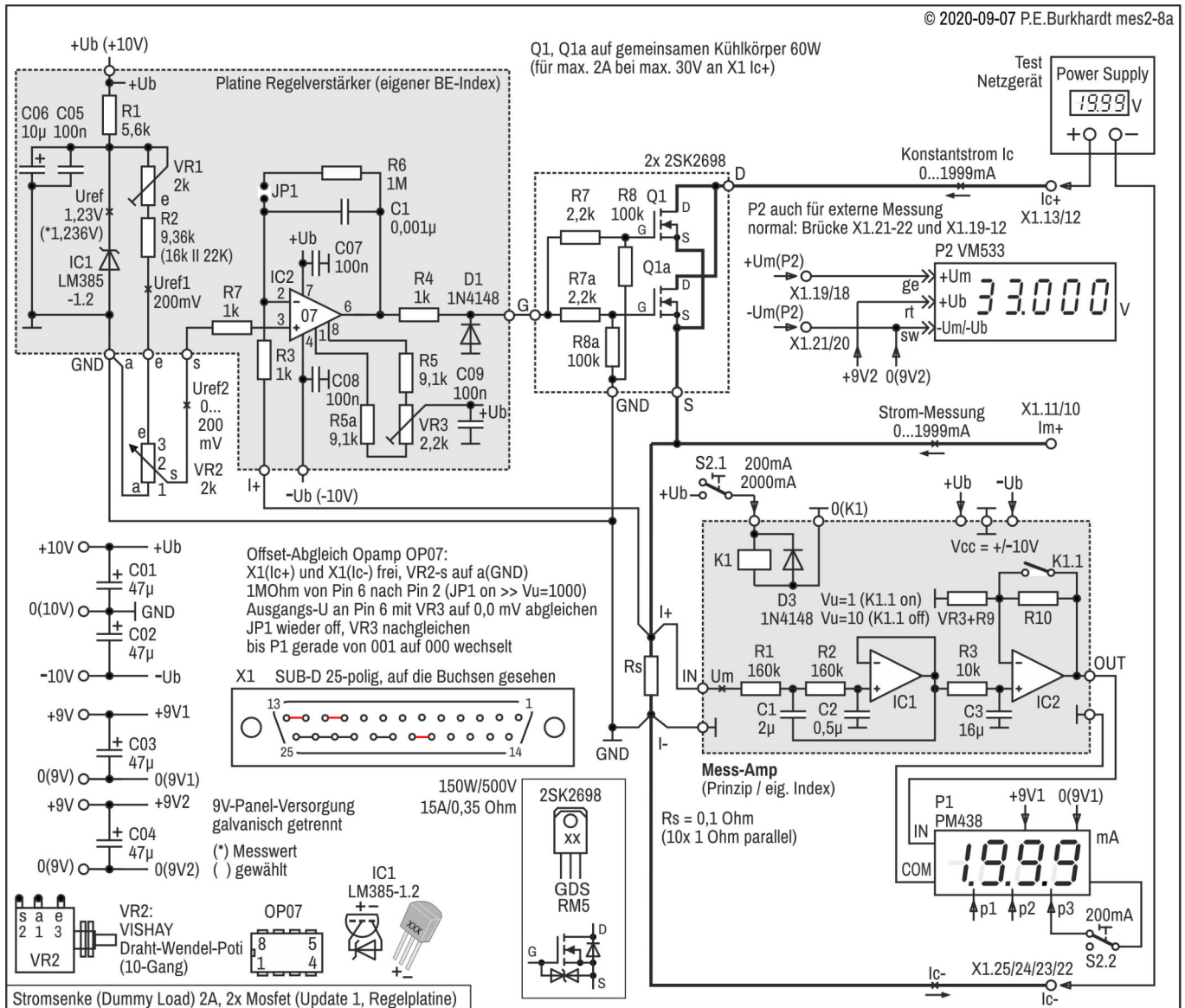
- Stromsenke bis 2 A, max. 150 W (2 parallele Mosfets)
- Digital-Panels zur Strom- und Spannungsmessung
- Strom-Messung im 200mA- oder 2A-Bereich, umschaltbar im Messverstärker
- Messverstärker mit Filter, um impulsmäßige Ströme messen zu können
- Einstellung des Stroms mit 10-Gang-Draht-Wendel-Poti
- 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 Stromwert. Der Opamp IC2 vergleicht den Stromwert mit der eingestellten Referenzspannung Uref2 und steuert die MOSFETs so, dass immer ein konstanter Strom vom Plus-Anschluss XIC+ zum Minus-Anschluss XIC- fließt. Dieser Konstantstrom  $I_c$  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-Trimmpoti 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 Nullpunktgleich

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 Trimm-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 Temperatúrausgleich 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  $\pm 10$  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 Ic**

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.

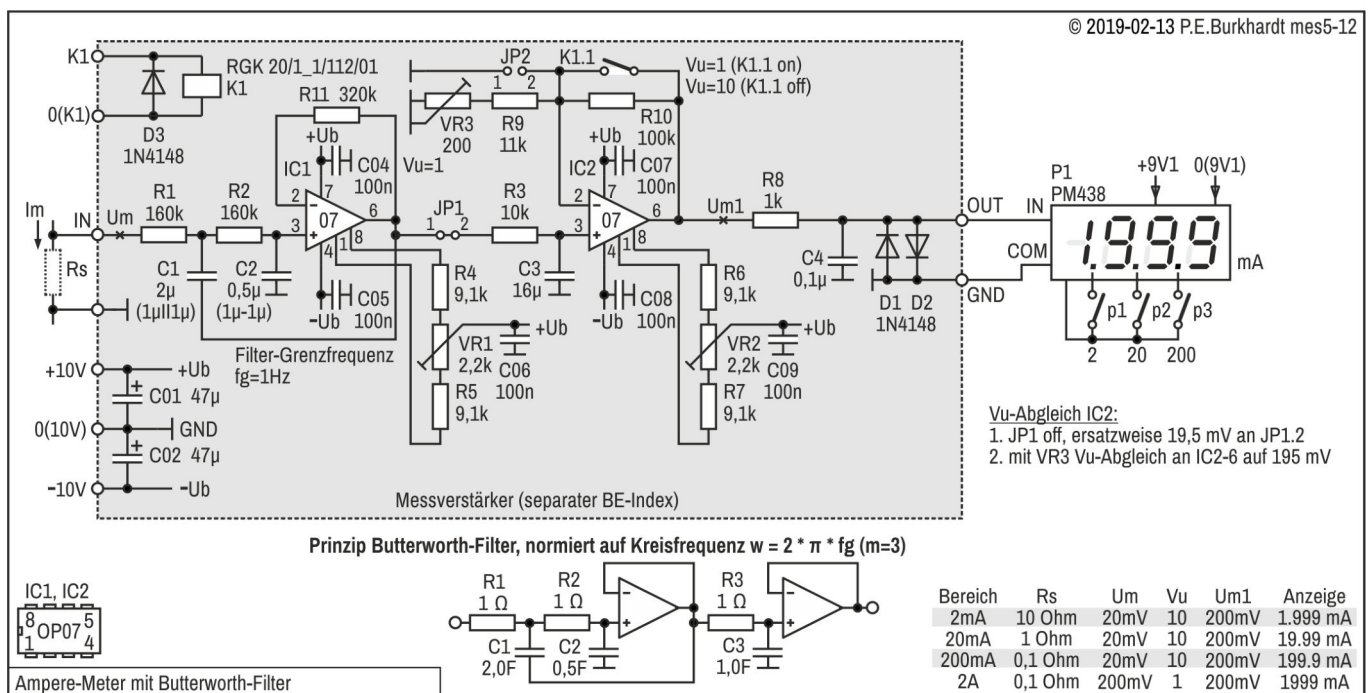
Insgesamt ist der niedrige Shunt-Wert und damit der niedrige Spannungsverlust über dem Shunt vorteilhaft. Sind die Mosfets in Reihe geschaltet (Betrieb als Dummy-Last), spielt das zwar keine Rolle. Bei Nutzung der Anordnung als Strom-Messer ist aber ein niedriger ohmscher Widerstand im Mess-Stromkreis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

**Anzeige der Spannung**

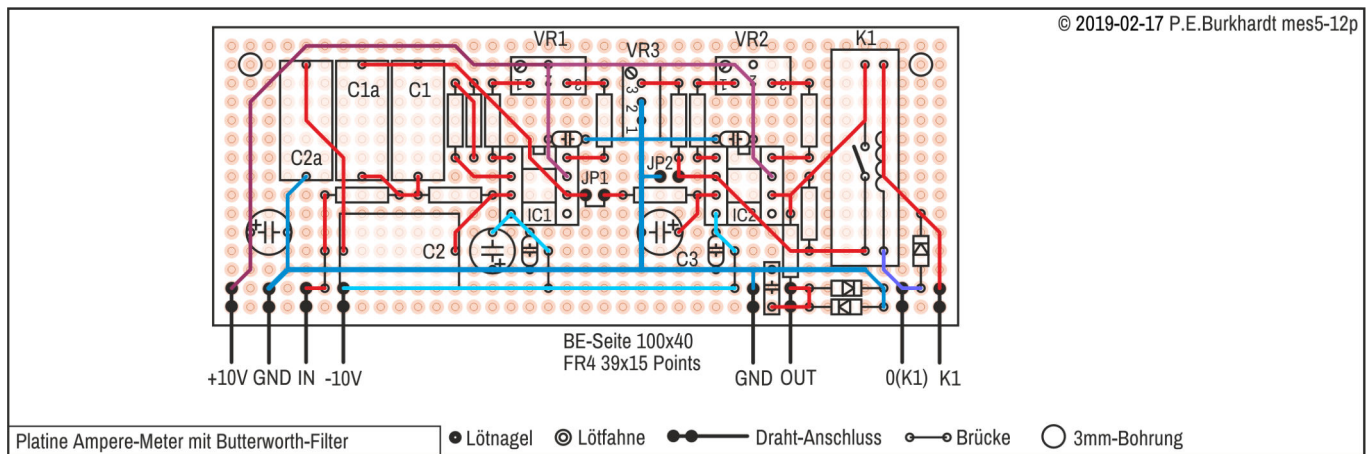
Das 33V-Panel wurde vorgesehen, um einfach die anliegende Spannung kontrollieren zu können. Es gibt ja auch Spannungsquellen ohne eigene Spannungsanzeige. Die Mess-Anschlüsse des Panels sind auf die 25-polige Steckerleiste geführt. Dadurch ist das Panel auch extern nutzbar. Normalerweise sind an der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

**Messverstärker mit Filter**

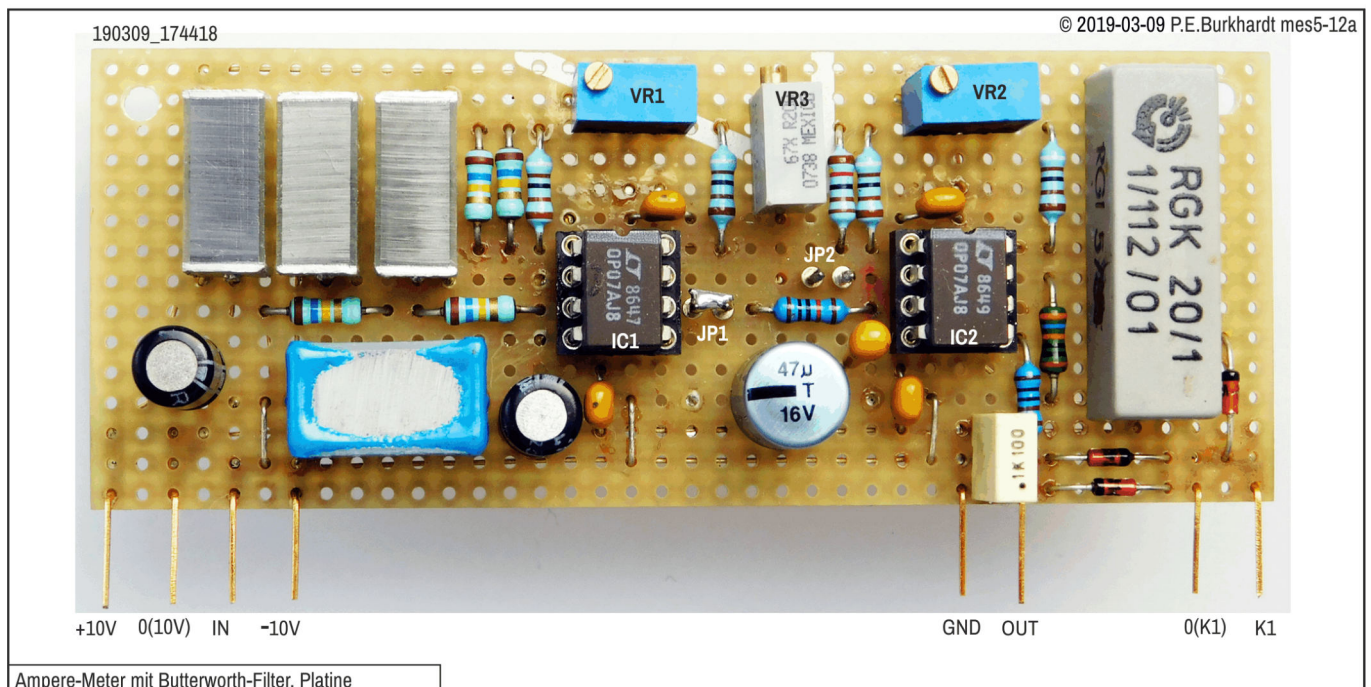
Die Schaltung dieses Messverstärkers sei hier nochmals gezeigt, die Beschreibung erfolgt unter "Milliampere-Meter für DC und Impulse". Dort stehen auch Infos zur RMS-Messung und zum eingesetzten Butterworth-Filter.



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-Lochrasterplatte 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  $R_s$  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  $\Omega$ . Diese verbleibende Spannung mindert den möglichen Kurzschlussstrom des Netzgeräts etwas. Dies gilt es zu beachten. Die eingebaute Spannungsanzeige hilft, dass dieser Sachverhalt nicht verborgen bleibt.

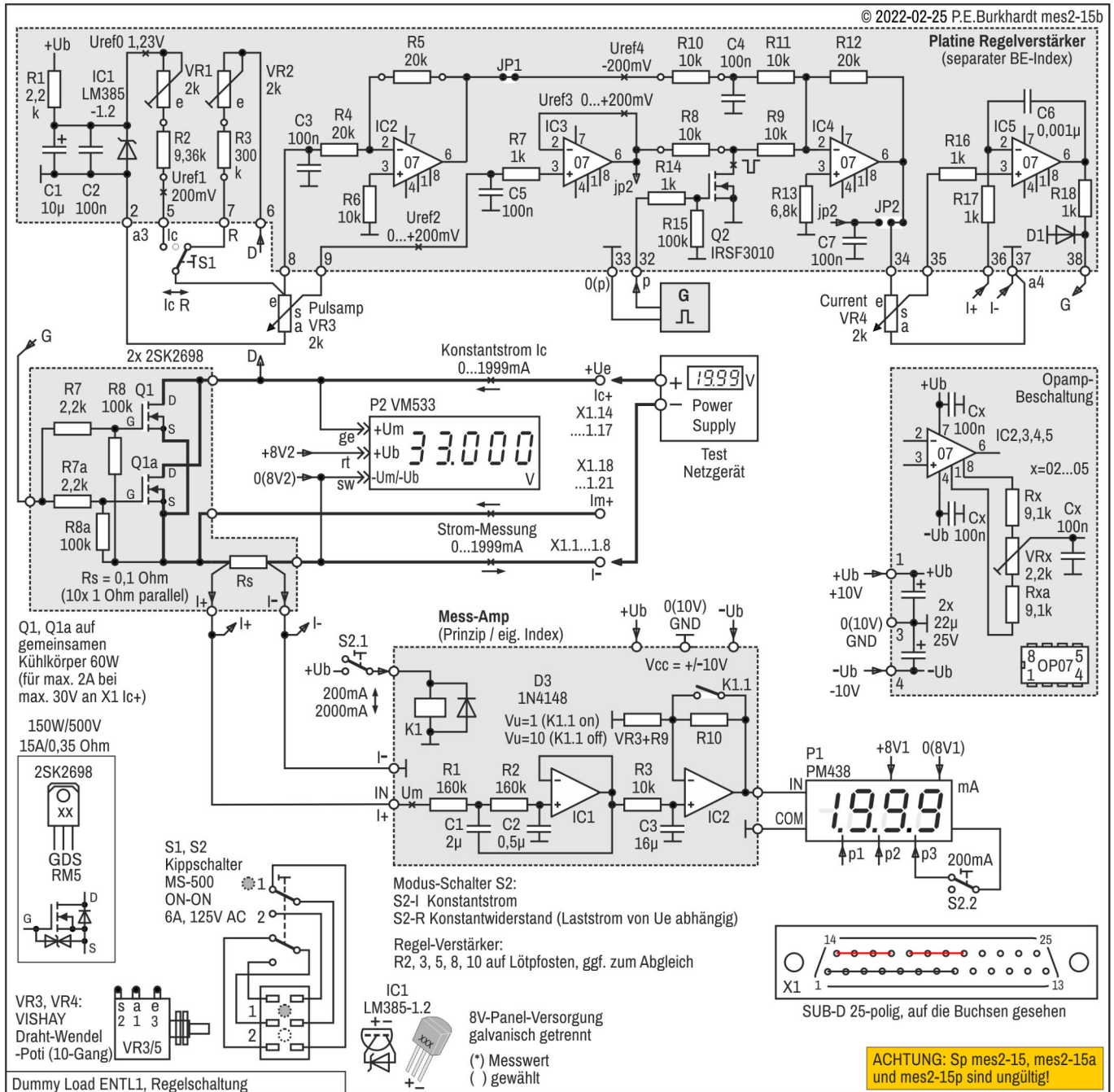
Die Parallelschaltung der beiden Mosfets reduziert den resultierenden DS-ON-Widerstand etwas gegenüber einem einzelnen Mosfet, der Spannungsabfall über den Mosfets wird also noch kleiner.

**Fazit**

Mit der Stromsenke entfällt die Suche nach geeigneten Widerständen, wenn die Strom-Spannung-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.

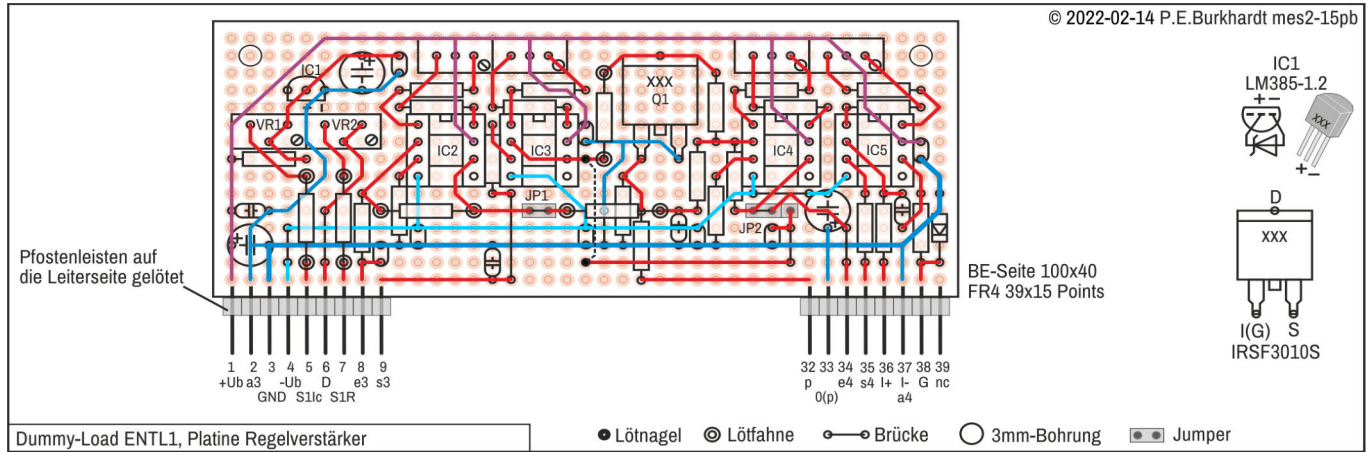
# Stromsenke ENTL1 mit dynamischer Last

## ENTL1-Regelschaltung





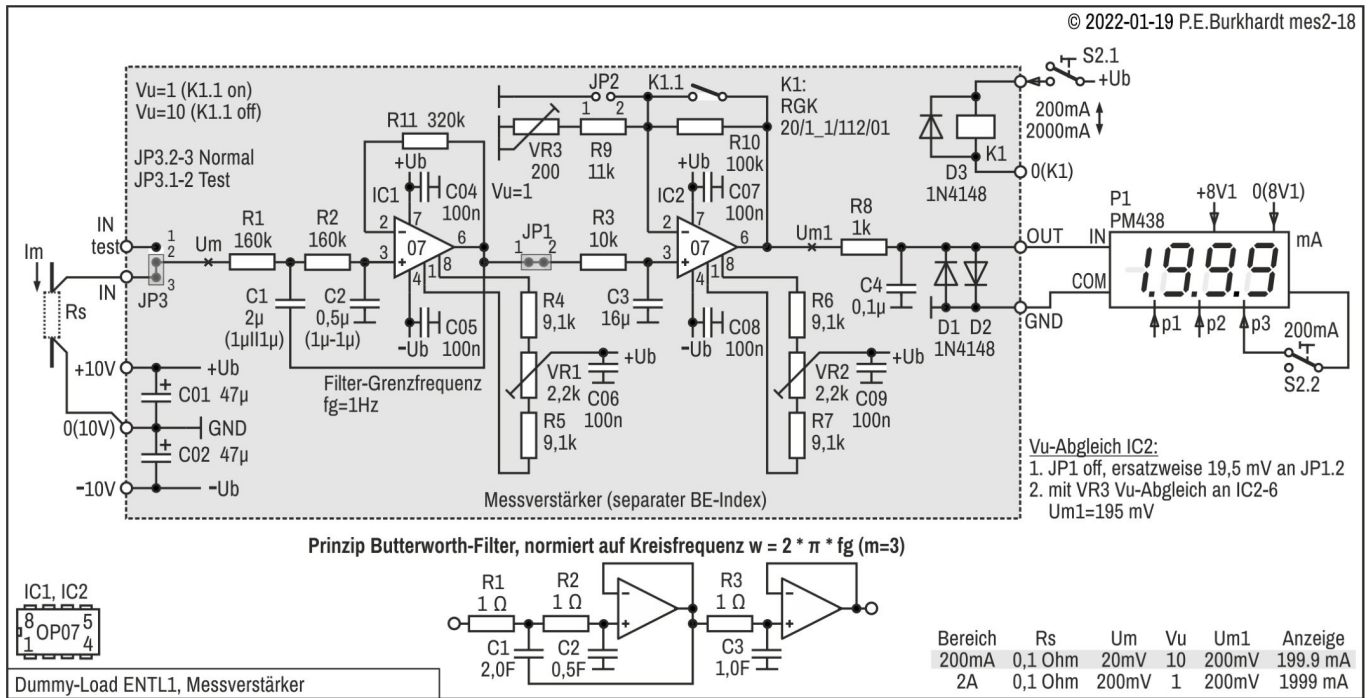
### Platine Regelverstärker





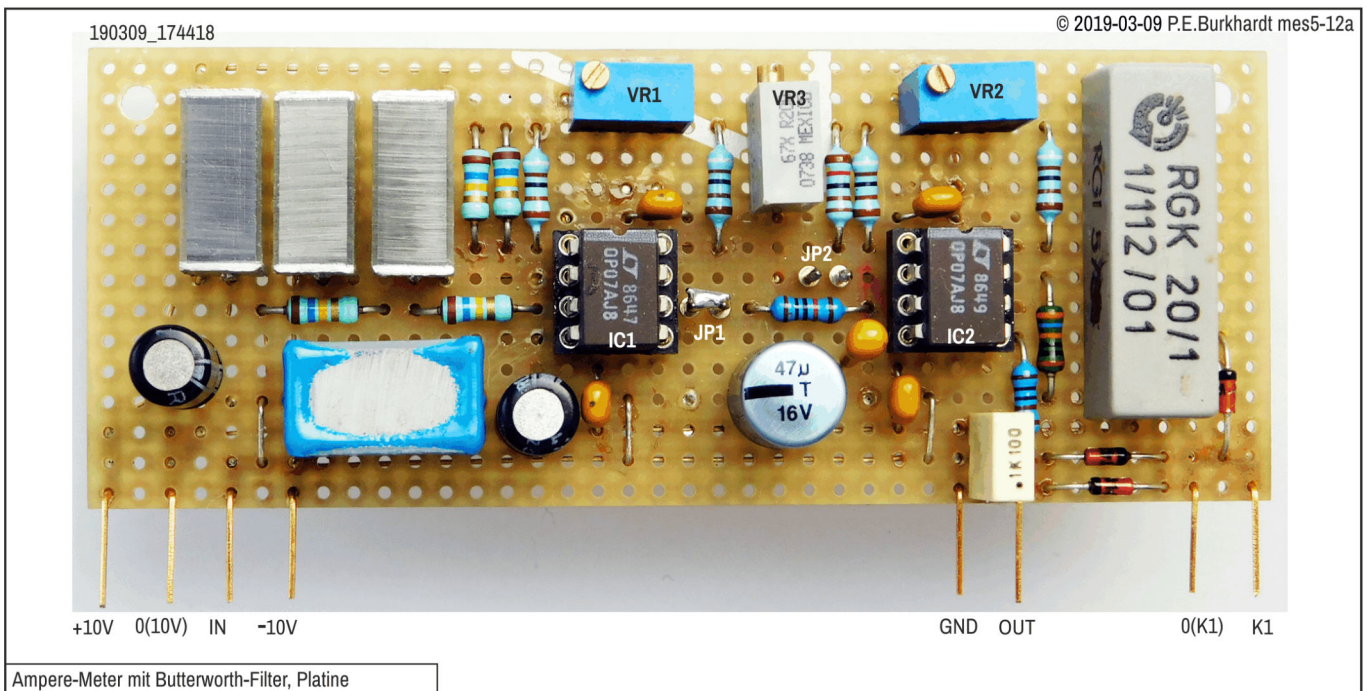
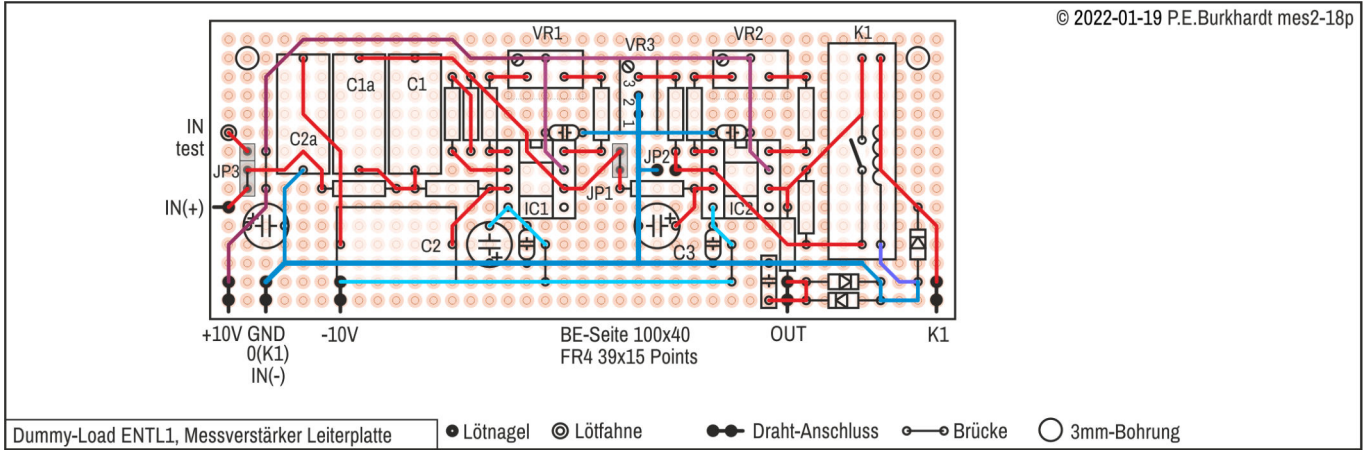
### ENTL1-Messverstärker

Schaltung und Platine des Messverstärkers sind nahezu identisch mit der Beschreibung unter "Milliampere-Meter für DC und Impulse", siehe weiter oben. Dort stehen auch Infos zur RMS-Messung und zum eingesetzten Butterworth-Filter.

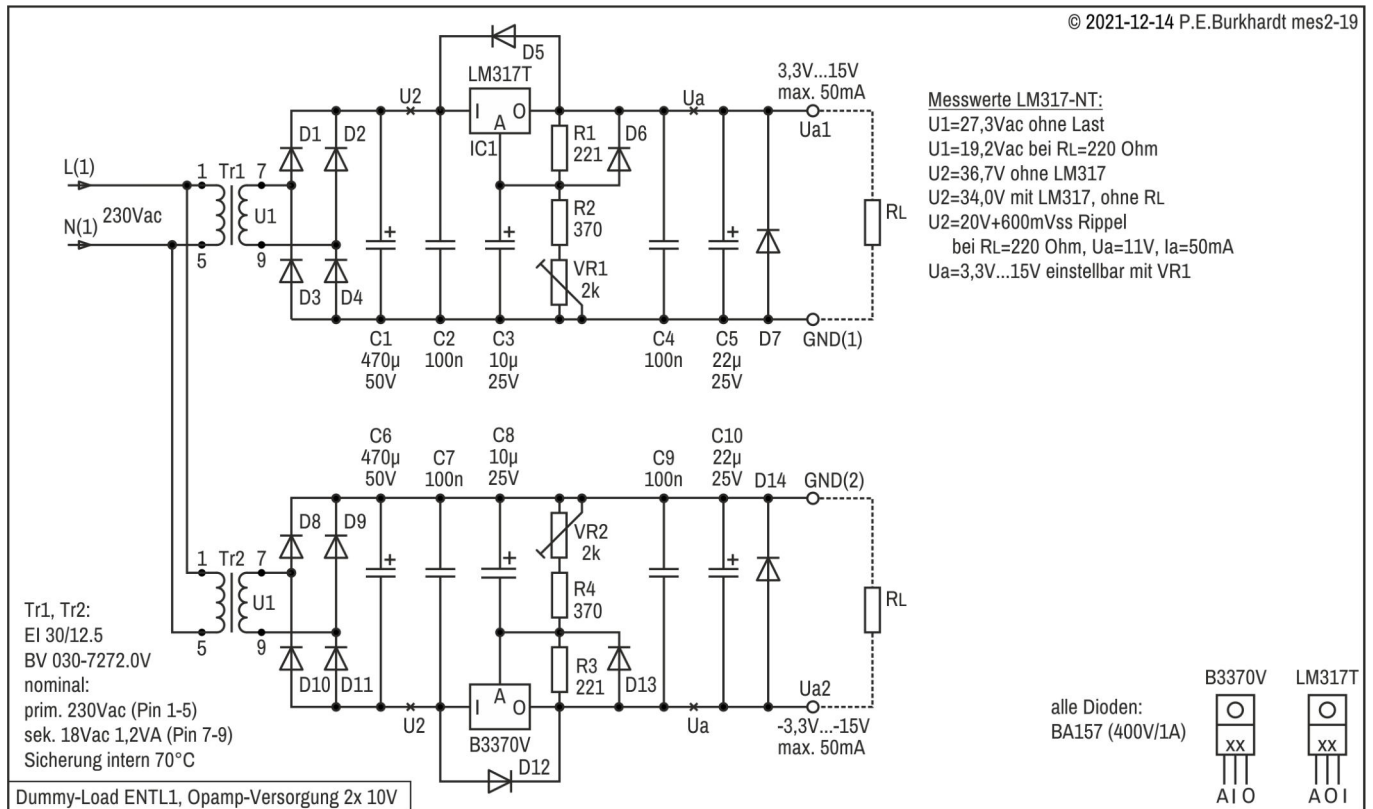


Der Verstärker bringt nicht nur die nötige Verstärkung von  $V_u = 10$ , sondern er eignet sich durch sein 3-fach-Filter auch zur Messung impulsförmiger Ströme. Das ist spätestens dann wichtig, wenn die Dummy-Load dynamisch angesteuert und verwendet wird.

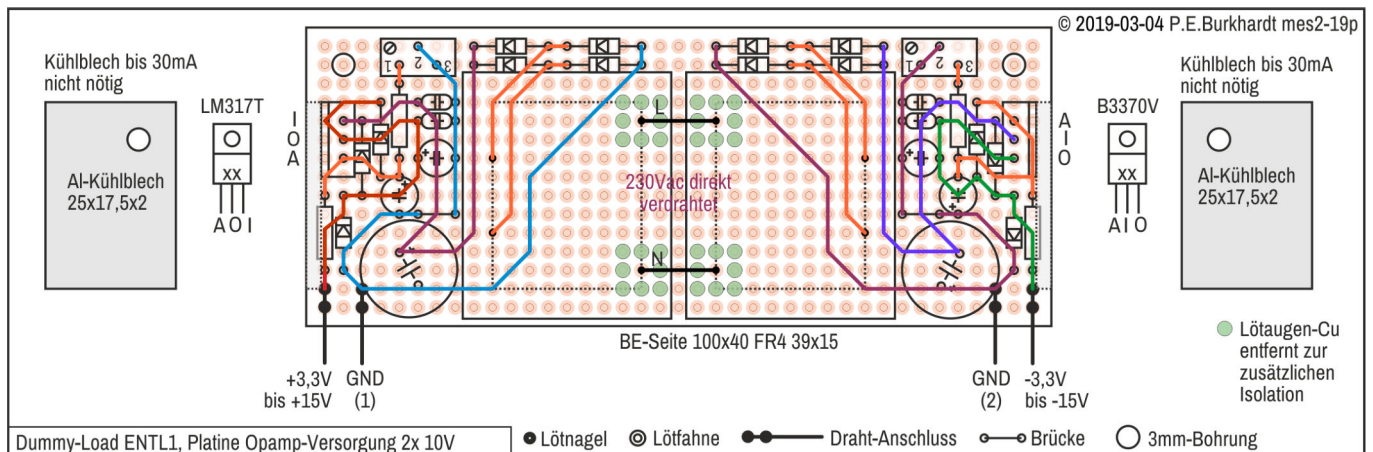
### Messverstärker-Platine



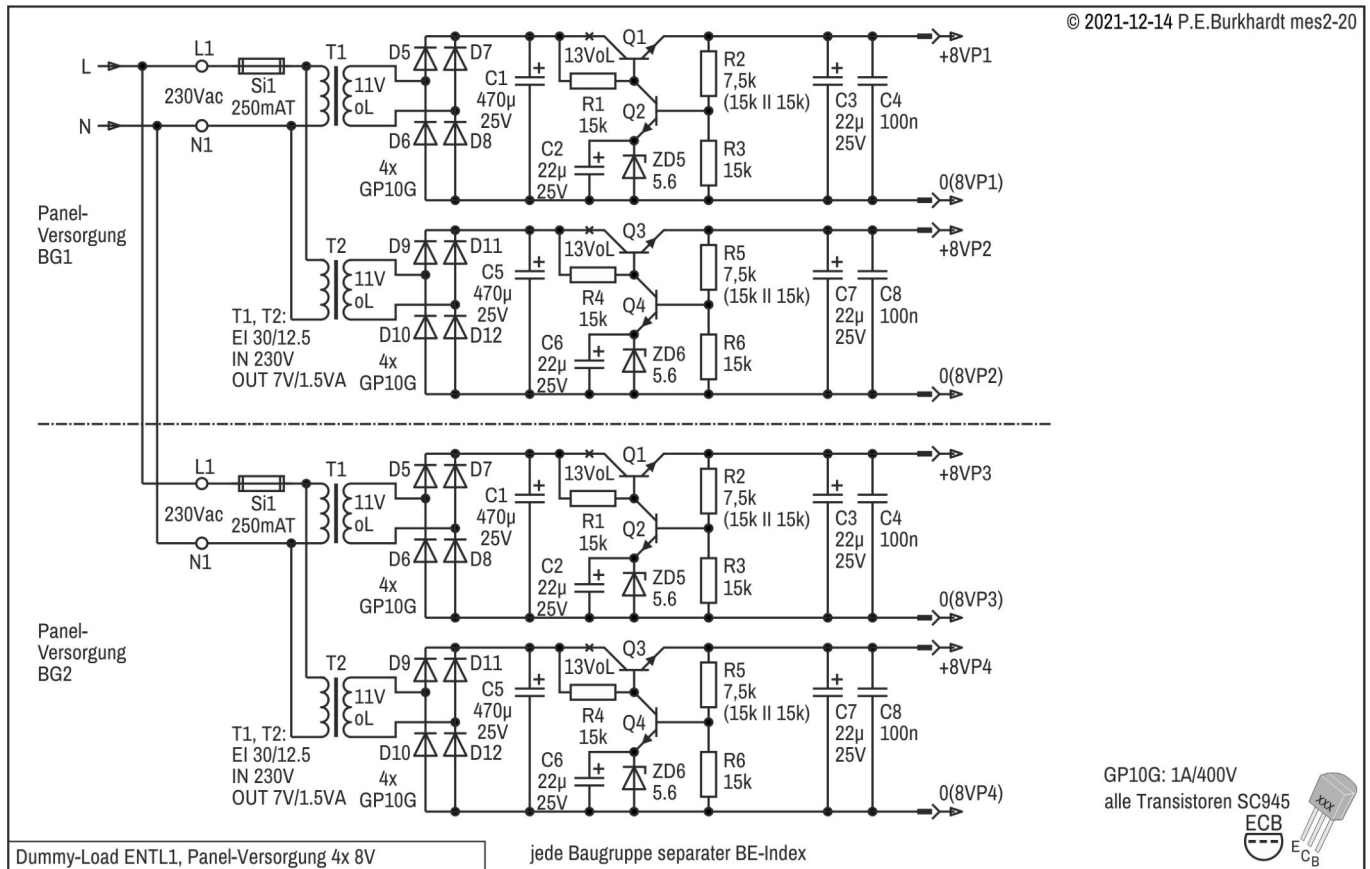
### ENTL1-Opamp-Versorgung



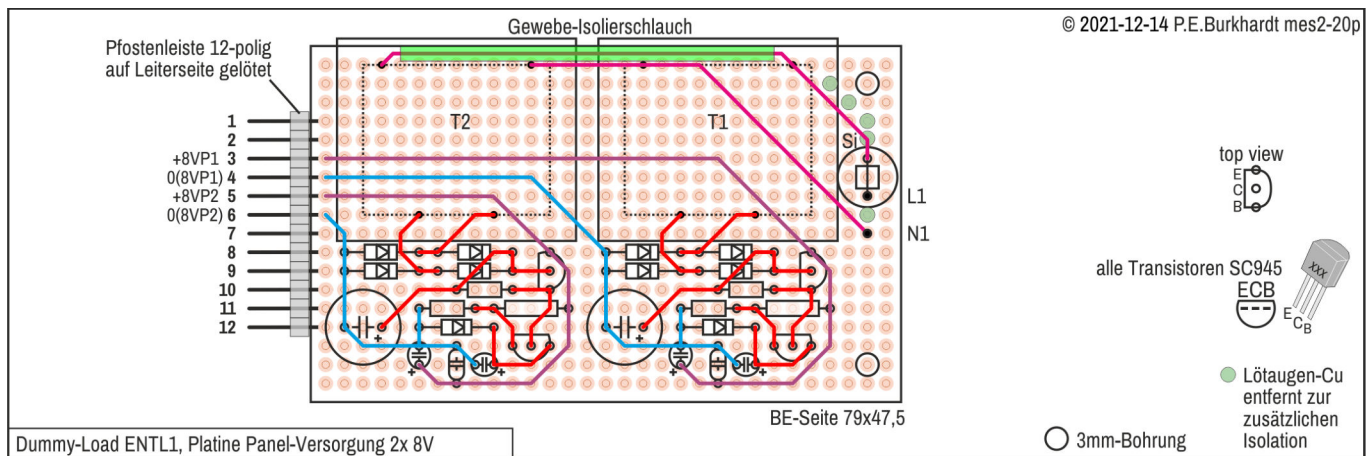
### Platine Opamp-Versorgung



### ENTL1-Panel-Versorgung



### Platine Panel-Versorgung

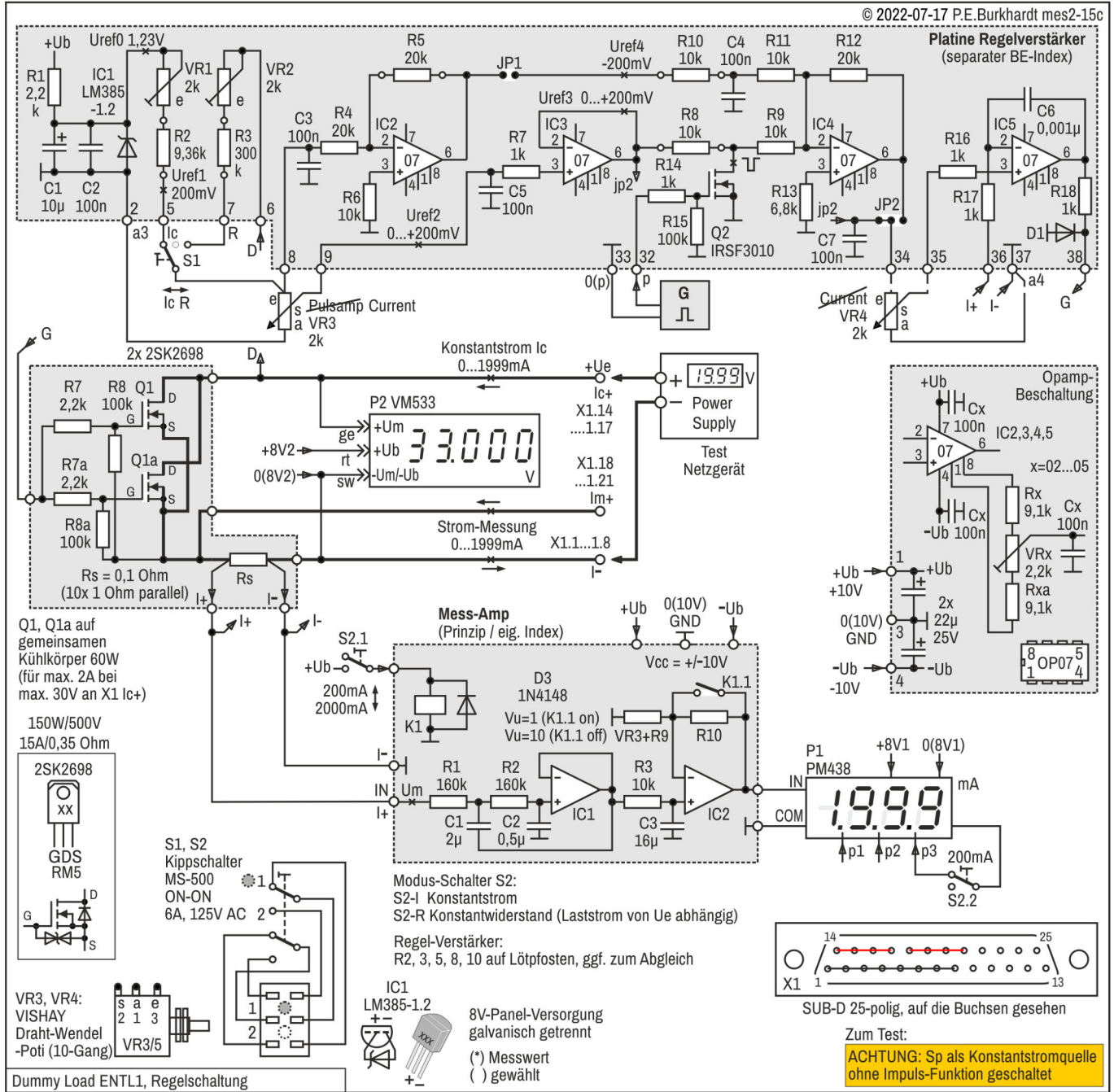




## **ENTL1 Mechanischer Aufbau**

# ENTL1 Inbetriebnahme und Messungen

## Test ohne dynamische Regelung



((wird ergänzt))

## Panels (U/I)


### 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

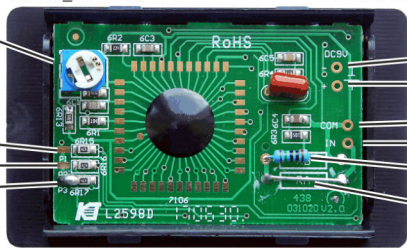
180807\_163917a



außen: 68,5 x 40,5  
tief: 18  
Ausschnitt: 54,5 x 38,0  
(Snap-in-Montage)  
gemessen 54 x 37

9V-Versorgung und  
und Mess-U müssen  
galvanisch getrennt  
sein!

180807\_162945a



Endwert

JP für DP:  
P1  
P2  
P3  
(P3 gesetzt)

0(9V)  
+9V (6...12V)  
COM  
IN  
RB (10M)  
RA (gebrückt)

© 2018-08-01 P.E.Burkhardt mes5-3

LCD-Panel PM438, Anschlüsse

Maße in mm, (\*) Messwert

Ub nominal 9V (max. 1mA), funktionsfähig ab 5V\*, max. 12V

150221\_6020

oben und unten Snap-In-Montage



LCD-Panel PM438, Snap-In und Anzeige

180807\_171423a



automatische Nullpunkt-Einstellung

180807\_163812a



Messbereich 20 V (Anzeige max. 19.99)

© 2018-08-07 P.E.Burkhardt mes5-3a

#### 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.

180807\_163251a



Original-Trimmer 220 Ohm, Drehwinkel 270°

LCD-Panel PM438, Umbau auf Spindeltrimmer

180807\_172721a



Füße des Original-Trimmers abgeschnitten und neuen 200-Ohm-Spindeltrimmer angelötet

180807\_172516a



Mit dem VISHA-Spindeltrimmer (15 Gänge) ist ein feinfühligere Bereichsabgleich möglich.

© 2018-08-07 P.E.Burkhardt mes5-3b

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.

Messgenauigkeit: ±0,5%  
Messrate: 2-3 Messungen/s

Versorgung 9-12V potentialfrei, max. 1mA (typ. 0,5mA)

PM438

RB ist fest eingelötet und nur mühsam zu entfernen.  
Wird RB=10M belassen ergibt sich z.B. für den 20V-Bereich mit Festlegung RA = 1M der folgende Parallel-R zu 10M:  
Verhältnis RA/RB = 990k/10k = 99, daraus folgt RB = 10,101k (wegen RA = 1M)  
RB = 10M bleibt, deshalb RB = 10M || 10,111k

© 2018-08-01 P.E.Burkhardt mes5-2

Ue-Bereiche für Eingangs-Re=10M (Ie=2μA)

Uemax	RA	RB	Px-Jumper	Anzeige max.	in
200mV	0	10M	P3	199.9	mV
2V	9M	1M	P1	1.999	V
20V	9,9M	100k	P2	19.99	V
200V	9,99M	10k	P3	199.9	V
1000V	9,999M	1k	ohne	1000	V

Lieferzustand

Ue-Bereiche für Eingangs-Re=1M (Ie=20μA)

Uemax	RA	RB	Px-Jumper	Anzeige max.	in
200mV	0	1M	P3	199.9	mV
2V	900k	100k	P1	1.999	V
20V	990k	10k	P2	19.99	V
200V	999k	1k	P3	199.9	V
1000V	999,9k	0,1k	ohne	1000	V

LCD-Panel PM438, Beschaltung (Bsp. 20V/200mV)

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 LDP-140LCD (200 mV)

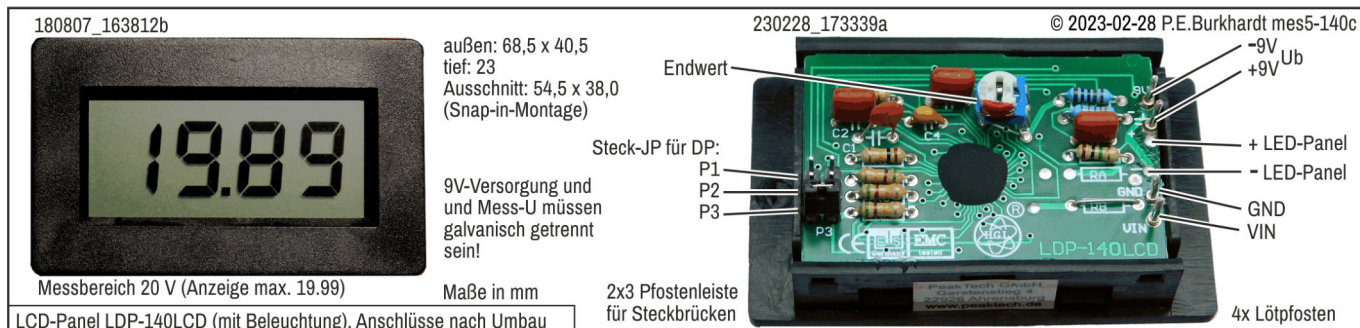
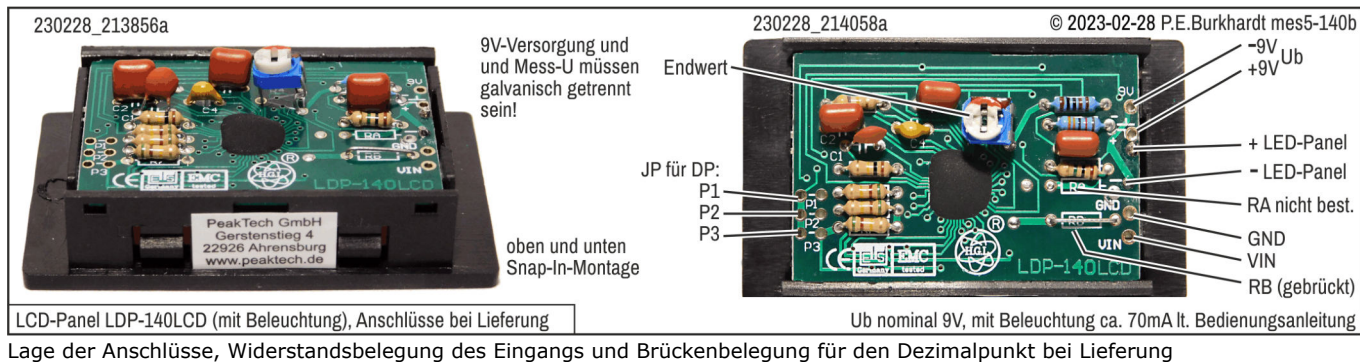
Dieses Digital-Panelmeter hat ähnliche Eigenschaften wie das PM438. Allerdings enthält es zusätzlich eine Hintergrundbeleuchtung für die LCD-Anzeige, so dass der Einsatz auch unter ungünstigen Lichtverhältnissen möglich ist. Fa. PeakTech liefert auch eine Version ohne Hintergrundbeleuchtung, das LDP-135LCD. Der Messteil entspricht dem LDP-140LCD.

**Beschreibungen, Reparatur- und sonstige Hinweise zu kommerziellen Produkten entsprechen eigener Erfahrung, stellen aber keine allgemeine Wertung dar. Die folgenden Angaben zum Panel LDP-140LCD 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 LDP-140LCD ist die aktualisierte Betriebsanleitung der Fa. PeakTech zu beachten.**

### 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 500 V erweiterbar, Polaritätsanzeige automatisch
Eingangswiderstand	100 MΩ (ohne RA)
Stromversorgung	9 V (nominal), max. 70 mA (lt. Bedienungsanleitung)
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

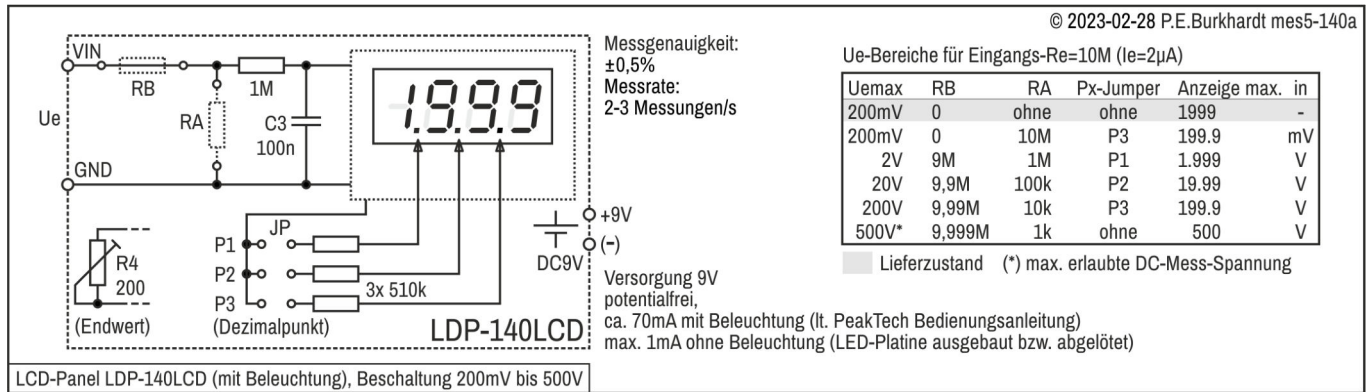
### Ansicht



### 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 anstelle des Längswiderstandes RB eine Brücke, der Parallelwiderstand RA war nicht montiert. Damit ergibt sich eine Eingangsempfindlichkeit von 200 mV bei maximal möglichem Eingangswiderstand. Allerdings muss für die korrekte Anzeige 199,9 (Messbereichsendwert) der Dezimalpunkt P3 gesetzt werden. Das geschieht durch eine Brücke P3 auf der Leiterplatte.

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. Die Widerstände RA und RB müssen von Hand auf der Platine verlötet werden.



Die Tabelle im Bild enthält alle Widerstände für einen normierten Eingangswiderstand von 10 MΩ. Das entspricht einem Eingangsstrom von 2 µA.

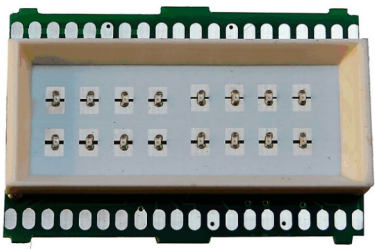
Die Festlegung der Kommaposition erfolgt durch gelötete Brücken (P1 bis P3) direkt auf der Platine. Werden die Messbereiche für ein Panel umschaltbar ausgelegt, muss natürlich auch die Brückenbelegung umgeschaltet werden.

Da das Löten auf der Platine nachteilig sein kann, besonders wenn dies wegen Messbereichsänderung mehrmals erfolgen soll, habe ich Steckpfosten eingelötet. Somit kann per Steckbrücken jederzeit eine Änderung erfolgen. Im Falle der notwendigen Umschaltung für mehrere Messbereiche können die Leitungen zum Umschalter einfach aufgesteckt werden. Das Ganze ist möglich, da das Layout der Platine für die Brücken sowieso im 2,5mm-Raster ausgeführt ist. Allerdings stört beim Löten die LED-Platine der Hintergrundbeleuchtung. Die Platine muss vorübergehend ausgelötet werden (2 Lötunkte).

## Beleuchtung

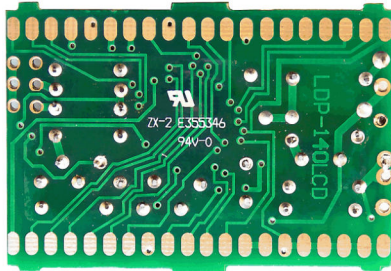
Das Panel LDP-140LCD ist mit einer Hintergrundbeleuchtung ausgestattet, damit das LCD-Display nicht auf Fremdlicht angewiesen ist. Die digitale Anzeige ist also auch bei ungünstigen Lichtverhältnissen gut erkennbar.

Eine LED-Platine, die zwischen Panel-Leiterplatte und LC-Display angeordnet ist, trägt gut verteilt 16 Mini-LEDs. Sie sorgen zusammen mit einer weißen Streufolie für eine gleichmäßige Ausleuchtung.



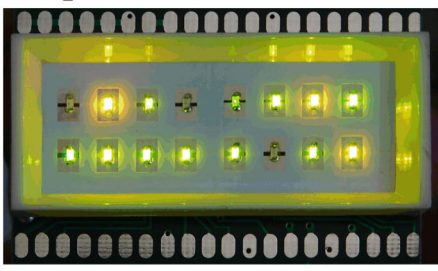
230228\_141142a

LED-Panel mit Rahmen zwischen LP und LCD-Anzeige



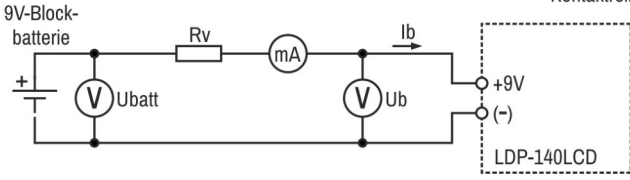
230228\_145332a

Rückseite der Leiterplatte mit den Kontaktreihen für das LCD



230228\_141908a © 2023-03-01 P.E.Burkhardt mes5-140d

LED-Panel, defekt durch LED-Überlastung (fehlende Strombegrenzung)



9V-Blockbatterie

Messwerte:

Vorwiderstand Rv [Ohm]	Batterie halbleer Ubatt=9,05VoL Ib / Ub	Batterie voll Ubatt=9,55VoL Ib / Ub
0	150mA / 8,30V	250mA / 8,40V
100	110mA / 8,26V	158mA / 8,36V
150	86mA / 8,15V	110mA / 8,26V

Ubatt = Batteriespannung  
 Rv = Vorwiderstand  
 Ib = Betriebsstrom  
 Ub = Betriebsspannung  
 oL = ohne Last

Ein Vorwiderstand Rv zur Strombegrenzung wird vom Hersteller nicht benannt, sollte aber vorgesehen werden.

LCD-Panel LDP-140LCD, LED-Panel zur LCD-Hintergrundbeleuchtung, Versorgung mit 9V-Batterie (lt. Bedienungsanleitung des Herstellers)

Im Bild ist rechts eine fehlerhafte LED-Platine dargestellt. Man erkennt deutlich einige defekte und zu dunkel bzw. zu hell leuchtende LEDs. So etwas sollte eigentlich nicht vorkommen, war aber bei einem der gelieferten Geräte der Fall. Ursache der LED-Überlastung war sicherlich eine fehlende Strombegrenzung.

Das Messen von Strom und Spannung bei Versorgung mit einer 9V-Blockbatterie ergab die im Bild aufgeführten Werte. Der Innenwiderstand einer Batterie reicht also keinesfalls aus, um eine ausreichende Begrenzung des aufgenommenen Stromes zu bewirken. Bei einer 9V-Versorgung, egal ob von einer Batterie oder einer DC-Stromquelle aus dem Netz, ist auf jeden Fall mindestens ein Widerstand (z.B. 200 Ohm) erforderlich. Besser ist natürlich eine elektronische Begrenzung mit 2 Transistoren.

Entsprechend Bedienungsanleitung des Herstellers sollte der aufgenommene Strom des Panels LDP-140LCD bei ca. 70 mA liegen. Davon entfallen weniger als 1 mA auf das digitale Messen und die LC-Anzeige. Der Rest wird für die Hintergrundbeleuchtung gebraucht.

Eigene Messungen haben aber ergeben, dass bei einer externen Strombegrenzung der 9V-Versorgungsspannung auf 15 mA die Beleuchtung völlig ausreichend ist, selbst bei Tageslicht. Die strombegrenzte 9V-Spannung ließ am Gerät noch 7,8 V "übrig". Mit dieser Spannung arbeitet das Gerät noch einwandfrei. Es konnten keine Messwertabweichungen festgestellt werden.

### Hinweis

Panel LDP-140LCD kann auch ohne Hintergrundbeleuchtung betrieben werden. Dazu ist allerdings der Ausbau der Geräte-Leiterplatte erforderlich, um die Versorgungsanschlüsse des LED-Panels ablöten zu können. Das LED-Panel kann im Gerät verbleiben oder auch entfernt werden.



## Panel PM4520/42 (42 V)

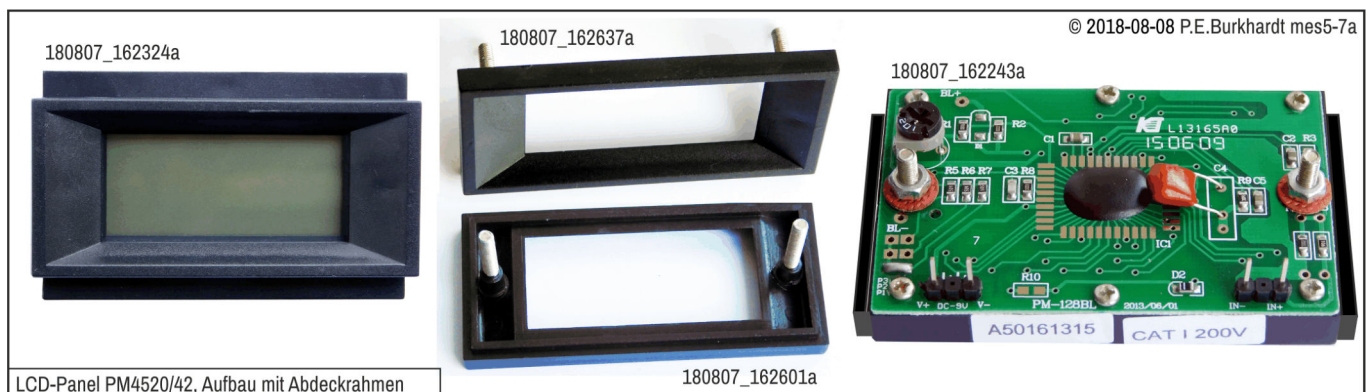
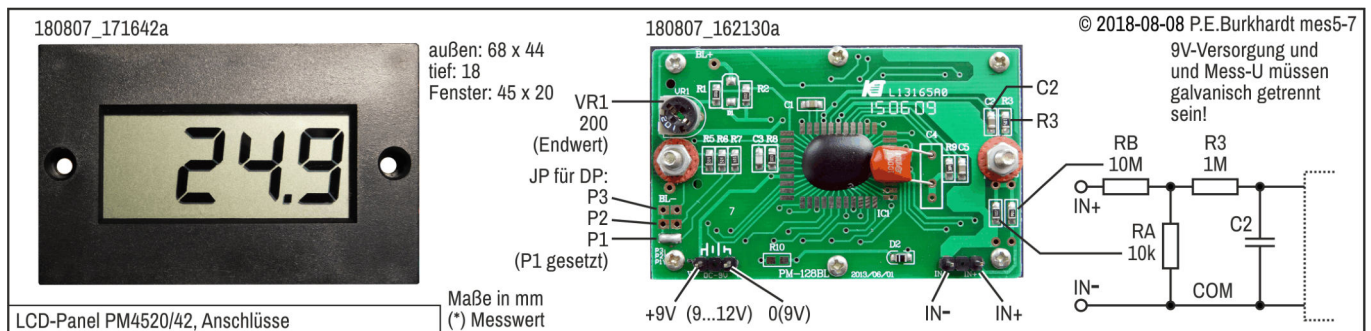
Dieses Digital-Panelmeter (bezogen von Fa. Pollin) hat ähnliche Eigenschaften wie das PM438. Allerdings ist es für einen festen Messbereich von 42 V eingestellt. Der Eingangswiderstand beträgt dabei 10 M $\Omega$ . Eine Messbereichsanpassung beim Messen höherer Spannungen als 200 mV ist also nicht erforderlich.

**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 $\Omega$
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 $\pm 5$ °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)

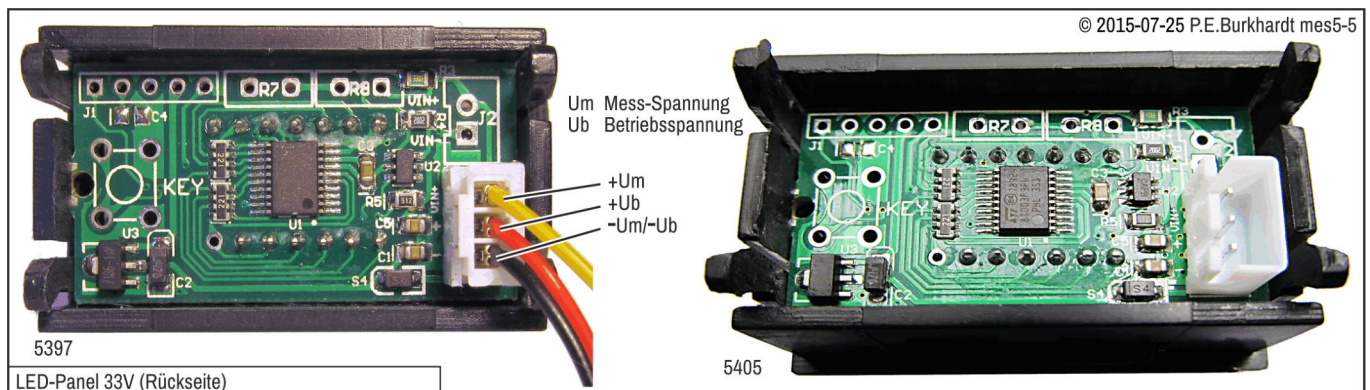
### Ansicht



LED-Panel 33V (Front- und Seitenansicht)

Maße in mm

5394



LED-Panel 33V (Rückseite)

5397

5405

### Genauigkeit

Die maximal 5 Anzeigestellen 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, Gundgenauigkeit 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

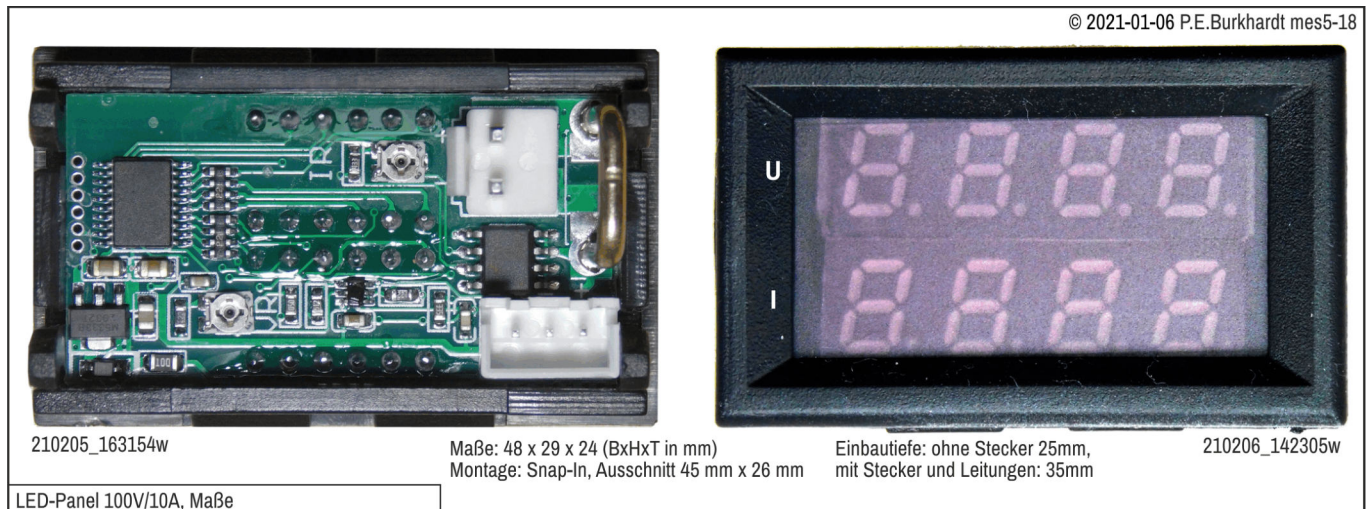
Das 100-seitige Datenblatt STM8S003K3/STM8S003F3 der STMicroelectronics Company enthält ausführliche Informationen auch zum Controller-Teil des ADU-Chips. Der IC ist hochkomplex und für maximal 5 Analog-Eingänge ausgelegt (multiplexed). Die STM8S-8-bit MCU arbeitet mit max. 16 MHz, enthält 8 Kbyte Flash,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

### Fazit

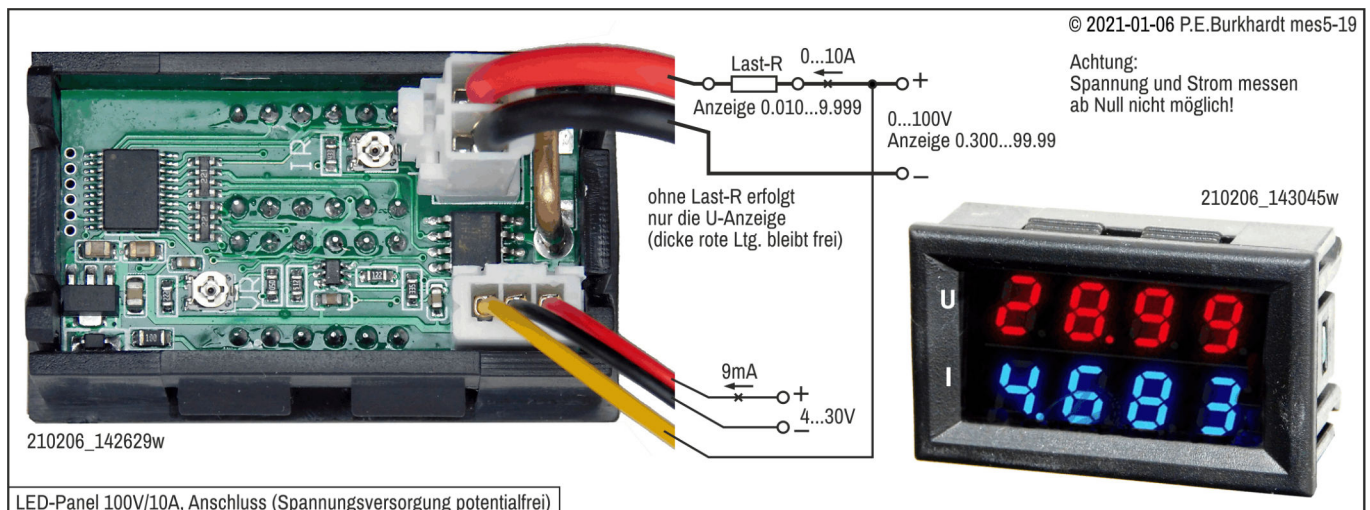
Das LED-Panel VM533 unterscheidet sich in der Genauigkeit nur wenig von den in Billig-Geräten allgemein verwendeten 10-Bit-ADU-Chips. Die 5-stellige Anzeige ist zwar gut, um Messwert-Trends zu erkennen, verführt aber zur Annahme einer hohen Genauigkeit. Es gibt ähnliche Panels mit dem gleichen Chip,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

## LED-Panel ILS-100V/10A

Das folgende Panel hat mich enttäuscht. Ich hatte die Hoffnung, eine Baugruppe zu erhalten, die sich aufgrund der angegebenen Messbereiche 0 bis 100 V und 0 bis 10 A und der 4-stelligen Anzeige hervorragend für ein Labor-Netzgerät eignet. Leider ist dies nicht der Fall. Der Anfangsbereich wird sowohl im Spannungsbereich als auch im Strombereich überhaupt nicht angezeigt. Das Angebot wies auch keinerlei sinnvoll verwertbare technische Daten aus.



Die Stromversorgung kann potentialgetrennt oder auch über die Mess-Spannung erfolgen. Im Bild ist nur der Anschluss bei getrennter Versorgung dargestellt. Vorzugsweise sollte nur diese Anschlussvariante genutzt werden.



### Versorgung über die Mess-Spannung

Im Angebot wird verschwiegen, dass bei Versorgung über die Mess-Spannung der Messbereich eingeschränkt ist. Er reicht dann nur noch von etwa 4 V bis 30 V, da die Betriebsspannung eben nur in diesem Bereich liegen darf. Im Bild wäre die Versorgungsspannung mit Plus an die dünne rote Leitung und mit Minus an die dicke schwarze Leitung zu führen. Der dünne schwarze Draht des Panels bleibt frei. Die dünne gelbe Leitung muss aber trotzdem am Plus-Anschluss der Mess-Spannung angeschlossen sein.

### Negative Mess-Spannung

Das Anlegen einer negativen Mess-Spannung hat keinerlei Auswirkung auf die Anzeige. Für Spannung und Strom bleibt das Display auf "0.000". Das ist nicht schön, da so ein falscher Anschluss nicht sofort bemerkt wird. Ob das Panel bei Falschpolung Schaden nehmen kann, ist nicht bekannt.

### Vergleich zum LED-Panel VM533 (33 V)

Das VM533 mit 5-stelliger Anzeige (Beschreibung weiter oben) ist zwar nur für den Spannungsbereich bis 33 V vorgesehen (keine Stromanzeige), hat aber ein sehr stabiles Verhalten und zeigt schon Spannungen ab 1 mV an. Wie nachfolgend beschrieben, ist das hier vorliegende Kombigerät nicht für Messwerte ab Null geeignet. Schade, denn die Kombianzeige spart Platz auf der Frontplatte. Auch ist nirgendwo eine Gerätebezeichnung (Typ-Name) zu finden.



## Kurztest

Ohne die Toleranz näher zu untersuchen, hat sich die folgende Messwert-Tabelle ergeben. Vorausgesetzt sei, dass die Werte nicht allzusehr vom Sollwert abweichen. Allerdings verbietet sich der Einsatz für Messungen ab Null Volt und/oder ab Null Ampere.

### Messaufbau

Der Messkreis besteht einfach aus einem Labor-Netzteil mit Spannungs- und Stromanzeige, einem Lastwiderstand, dem Panel mit potentialgetrennter Versorgung und einem Referenz-Multimeter mit 0,025-Prozent-Grundgenauigkeit. Natürlich habe ich versucht, am Netzteil möglichst glatte Spannungswerte einzustellen, was aber aufgrund der endlichen Auflösung des Wendel-Einstell-Draht-Potis nicht immer gelingt. Auch der Lastwiderstand wurde auf höchst mögliche Genauigkeit getrimmt.

### Bedeutung der Spalten

Ub[V] = Betriebsspannung in Volt (Anzeige am Netzgerät)  
 Upan[V] = Panel-Anzeige in Volt  
 Upan(RL=0) = Panel-Anzeige ohne Lastwiderstand in Volt  
 Umes[V] = Anzeige am Referenz-Multimeter in Volt

Ipan[A] = Panel-Anzeige in Ampere  
 Iub[mA] = Betriebsstrom in Milli-Ampere (Anzeige am Netzgerät)  
 RL[Ohm] = Lastwiderstand in Ohm

### Messwerte Panel 100V-10A

Ub[V]	Upan[V]	Upan(RL=0)	Umes[V]	Ipan[A]	Iub[mA]	RL[Ohm]
0,000	0,000	0,000	0,0002	0,000	000	10
0,115	0,000	0,000	0,1244	0,011	011	10
0,286	0,204	0,304	0,2833	0,026	028	10
1,001	1,003	1,009	0,9916	0,099	099	10
2,000	1,992	2,011	1,9801	0,199	199	10
3,000	2,974	3,000	2,9693	0,299	300	10
4,001	3,958	4,008	3,9595	0,399	401	10
5,003	4,941	4,997	4,9510	0,500	501	10
0,000	0,000	0,000	0,0007	0,000	000	100
0,289	0,304	0,304	0,2902	0,000	002	100
1,142	1,154	1,154	1,1421	0,010	011	100
2,000	2,011	2,011	1,9996	0,018	019	100
3,001	3,000	3,000	2,9990	0,027	029	100
4,004	4,008	4,008	4,0014	0,038	039	100
5,003	4,991	4,997	5,0000	0,048	049	100
6,000	5,992	5,998	5,9950	0,058	059	100
7,005	6,975	6,982	7,0000	0,067	069	100
8,002	7,965	7,971	7,9960	0,078	079	100
9,002	8,973	8,979	8,9950	0,088	089	100
10,002	9,955	9,962	9,9940	0,097	099	100
15,001	14,930	14,960	14,9880	0,147	149	100
20,002	19,930	19,960	19,9850	0,198	199	100

### Messergebnisse

Die grau hinterlegten Messwerte zeigen, ab wann eine Anzeige bei geringer Spannung bzw. bei geringem Strom erfolgt. In den verschiedensten Mess-Situationen hat sich ergeben, dass erst ab 300 mV und ab 10 mA eine auswertbarer Messwert dargestellt wird. Warum das so ist, bleibt ein Rätsel. Bei anderen Panels mit dem Controller STM8S003K3/STM8S003F3 erfolgt die Anzeige exakt ab Null.

Die übrigen Tabellenwerte zeigen keine Auffälligkeiten. Natürlich gibt es immer gewisse Abweichungen, aber das ist eben bei digitaler Anzeige der Normalfall. Eigentlich dürfte man die niederwertigste Stelle einfach garnicht anzeigen, um der trügerischen Annahme zu entgehen, einen besonders genauen Wert ablesen zu können.

**Abhängigkeit vom Mess-Strom**

Seltsam ist allerdings die Differenz der Panel-Spannungen in Abhängigkeit vom Lastwiderstand. Um dies zu prüfen, wurde die Tabelle um die Spalte  $U_{pan}(RL=0)$  erweitert. Die Werte gelten für angezeigte Spannungswerte ohne Lastwiderstand. Im Messkreis fließt eigentlich nur der Mess-Strom entsprechend dem Eingangswiderstand des Panels. Normalerweise ist dieser Eingangswiderstand 10 MOhm. Trotzdem ändert sich der angezeigte Spannungswert um einige Millivolt, wenn der angegebene Lastwiderstand von 10 Ohm bzw. 100 Ohm entfernt wird. In der Tabelle ist natürlich ohne RL der Wert  $I_{pan}[A] = 0.000$  und auch  $I_{ub}[mA] = 000$ . Da der Referenzwert  $U_{mes}[V]$  mit und ohne RL konstant bleibt, liegt auch kein Messfehler vor, d.h. es gibt keinen zusätzlichen Spannungsabfall auf den Messleitungen. Am Netzgerät liegt es auch nicht, denn  $U_b[V]$  und  $U_{mes}[V]$  bleiben ja mit und ohne RL konstant. Es muss also ein Panel-Problem sein.

Da der Spannungsbereich des benutzten Netzgeräts bei 20 V endet, hört dort auch die Tabelle auf.

**Technische Daten nach ILS-Shop**

Die Firma "I LOVE SHOPPING" betreibt den Shop [ilsshop.com](http://ilsshop.com) (Italien). Dort waren u.a. die folgenden Panel-Daten zu finden (Produktcode SKUB95634):

Hohe Präzision:	4 Stellen
Versorgungsspannung:	DC 4V - 28V
Versorgungsstrom:	<20mA
Anzeige:	0,28" Rot + Blau Dual-LED-Anzeige
Spannungs-Messbereich:	DC 0.000V - 100.0V
Strom-Messbereich:	DC 0.000A - 9.999A
Aktualisierungsrate:	ca. pro Sekunde 3-mal
Betriebstemperatur:	-10°C - +65°C
Arbeitsdruck:	80 bis 106 kPa
Abmessungen:	48x29x20 mm
Montage-Ausschnitt:	46x27 mm
Messtoleranz Strom:	Bereich x 0,08% + zwei Dezimalstellen
Messtoleranz Spannung:	Bereich x 0,08% + zwei Dezimalstellen

**Anmerkung**

Zusätzlich zum Fehler bei Messungen nahe Null muss noch bemängelt werden, dass der Querschnitt der Stromanschlüsse für 10 A viel zu gering ist.

**Fazit**

Dieses Panel ist nicht geeignet, wenn auch kleine Spannungen und Ströme angezeigt werden sollen. Zusammenfassend können meiner Erfahrung nach folgende Mängel bzw. Nachteile genannt werden:

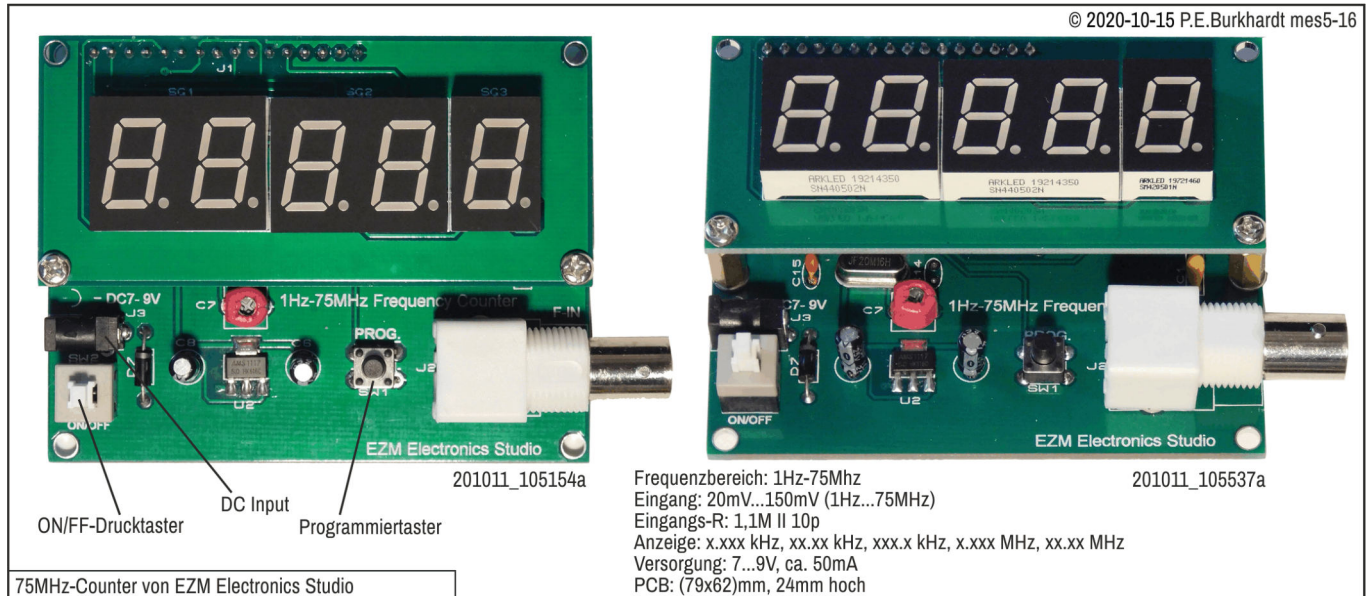
- Beim Kauf kein Stromlaufplan, kein Anschlussplan, kein Abgleichplan
- Technischen Daten fehlen, keine Toleranz-Angaben
- Kein Hinweis bei Falschpolung der Mess-Spannung
- Montage mittels Snap In nicht möglich (mangelnde Bewegungsfreiheit der Rastnasen)
- Stromanzeige erst ab 10 mA (darunter 0.000)
- Spannungsanzeige erst ab 300 mV (darunter 0.000)
- Für Netzgeräte mit Spannung/Strom ab Null nicht verwendbar
- Querschnitt der Stromanschlüsse für 10 A zu gering



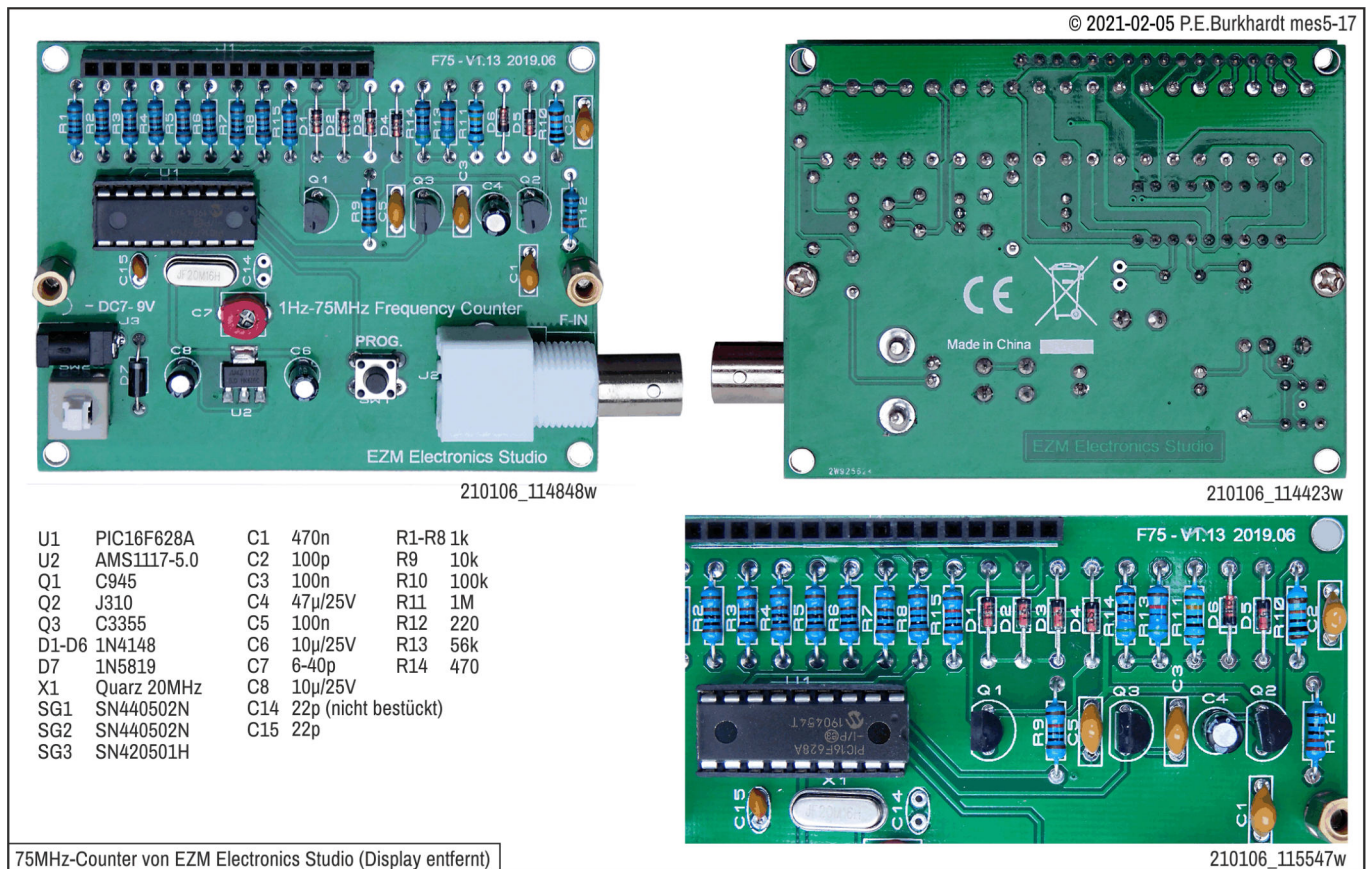
# Zähler und Frequenz

## EZM-Counter 75 MHz

Der 75MHz-Counter ist ein chinesisches Produkt (EZM Electronics Studio) und basiert auf dem PIC-gesteuerten 50MHz-Frequenzzähler von Wolfgang Büschner (DL4YHF).



Der Zähler kann fertig montiert oder auch nur als Set bezogen werden. Natürlich ist das Risiko beim Selbst-Zusammenlöten groß, dass die Baugruppe nicht so funktioniert, wie sie sollte. Eine Fehlersuche ist sowieso fast aussichtslos, da weder der fertigen Baugruppe noch dem Bauteile-Set ein Plan beiliegt.



Die von mir erworbenen Baugruppen-Exemplare funktionierten einwandfrei, soweit ich das beurteilen kann. Man muss aber aufpassen, dass das Eingangssignal nicht zu groß ist. Die Kopplung erfolgt zwar kapazitiv, aber Spannungsspitzen größer als 5 V könnten trotzdem auftreten, wenn z.B. ein 10V-Signal angelegt wird.

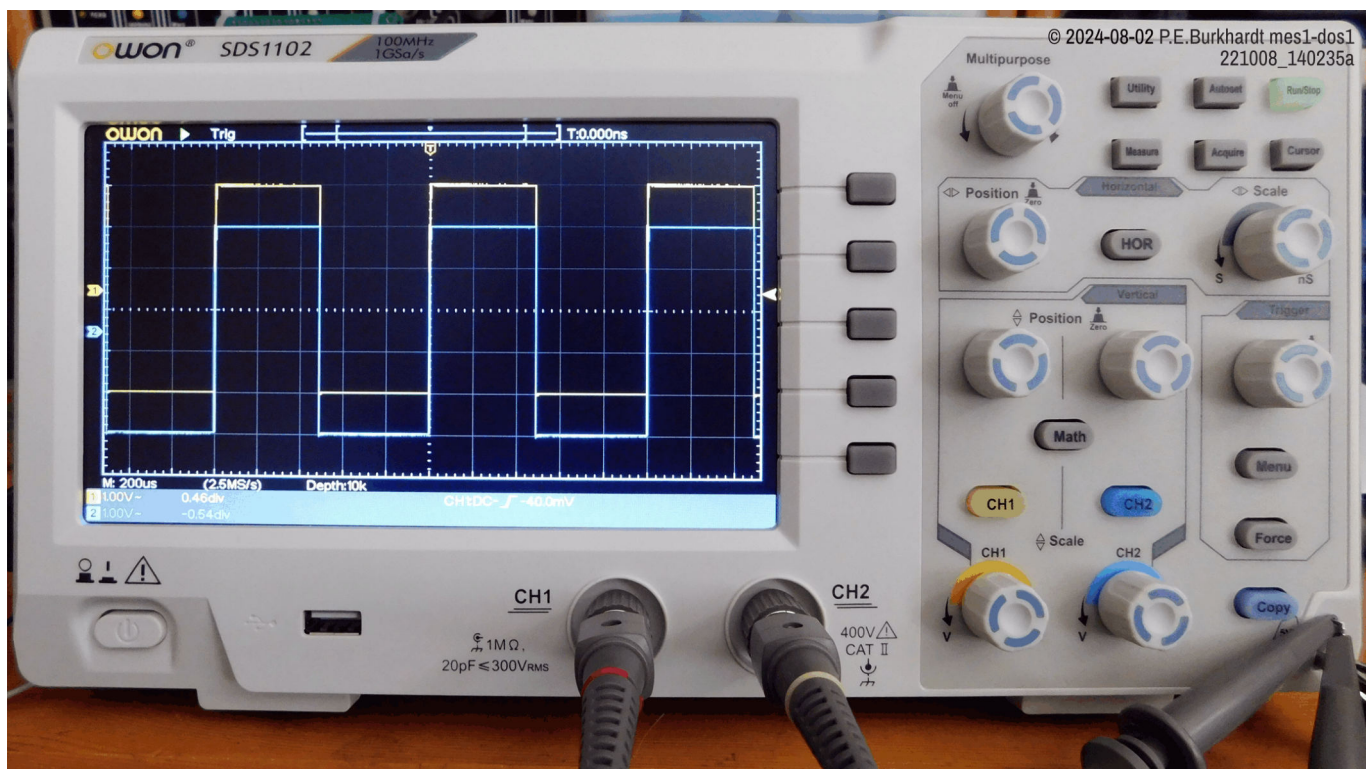
# Oszilloskop-Technik

Seit Ende der 50-iger Jahre benutze ich Oszilloskope im beruflichen Umfeld, aber auch als Hobbyist in der Bastelwerkstatt. Dabei gesammeltes Know How will ich hier nicht beschreiben. Das würde wahrscheinlich mindestens ein Buch füllen. Trotzdem sollen ausgewählte Erfahrungen thematisiert werden, die vielleicht auch heute (2024) allgemein von Interesse sind.

## Das Digital-Speicher-Oszi SDS1102

Das digitale Speicher-Oszilloskop SDS1102 ist mit rund 250 Euro (in 2022) für den Elektronik-Hobby-Bereich noch bezahlbar, erfüllt aber schon Anforderungen, die noch vor wenigen Jahren unerfüllbar gewesen sind. Die Inbetriebnahme war problemlos, die Einarbeitszeit ist aber nicht zu unterschätzen. Es sind zwar einerseits viele ähnliche Bedienknöpfe im Vergleich zum analogen Oszi vorhanden, andererseits sind die Messmöglichkeiten im Zusammenhang mit der digitalen Verarbeitung des Mess-Signals sehr viel umfangreicher. Dementsprechend gestaltet sich auch die Bedienung komplizierter, vor allem wenn man die vielen Möglichkeiten des Geräts nutzen will.

Im Folgenden soll nicht wiederholt werden, was im Handbuch und in vielen Beiträgen im Internet zu finden ist. Auch gibt es hier an dieser Stelle keine Bewertung im Vergleich zu anderen digitalen Oszis. Mir sind aber bei der Arbeit mit dem Gerät ein paar Dinge aufgefallen, die erwähnenswert erscheinen. Es sind nur ein paar Hinweise, die ich geben will, natürlich ohne Anspruch auf Vollständigkeit und ohne Bewertung.



## Inbetriebnahme, Einstellungen

- Display-Folie abziehen (rechte obere Ecke roter Lappen), da sonst zu starke Spiegelungen vorhanden sind
- 230V-Gerätesteckdose an der linken Geräteseite ungünstig, gerader Netzstecker nimmt zu viel Platz ein (z.B. im Regal neben anderen Geräten). Lösung: Winkelstecker (z.B. das InLine 16752L Netzkabel, Schutzkontakt gewinkelt auf Kaltgerätestecker C13 links abgewinkelt)
- Netzschalter links unten schaltet das Netz vorteilhafterweise richtig aus, kein Standby-Betrieb. Entsprechend Manual sollte das Gerät 30 Minuten laufen, erst dann evtl. nötige Konfigurations-Einstellungen vornehmen.
- Helligkeit des Displays ist sehr gut, 80 % davon reichen. Einstellung Helligkeit: Taste Utility, Function Display, Back Light 80 % (Default 100 %)
- Menü-Anzeige ist zu kurz, vor allem beim Kennenlernen der Bedienung. Einstellung Menü-Anzeige-Dauer: Taste Utility, Function Disply, Menu Time 20 s (Default 10 s)
- Tastköpfe abgleichen nach Anleitung im Manual, dabei mit Taste Autoset für eine automatisch eingestellte Darstellung sorgen (siehe auch Bild)



### **Anzeige der Frequenz im Display-Datenfeld**

Das Display-Datenfeld ist das hellblaue Band unterhalb des schwarzen umrahmten Diagramm-Feldes.

Dort erfolgt die Anzeige der Frequenz nur im Trigger-Modus Type = Single, Single = Edge, Source = CH1 für den aktuell getriggerten Kanal. Soll die CH2-Frequenz angezeigt werden, muss CH2 getriggert werden.

#### **Einstellung Anzeige Frequenz**

Taste Acquire (Funktions-Steuerung oben rechts), Counter ON (rechtes Menü) > Frequenzanzeige 6-stellig im Display-Datenfeld des aktiv getriggerten Kanals (z.B. CH1)

### **Anzeige Frequenz im Display (dauernd und unabhängig von der Triggerung)**

Taste Measure (Funktions-Steuerung oben rechts), Add CH2 (rechtes Menü), mit M-Regler Frequenz auswählen (linkes Menü), wieder Add CH2 (Menü re.) > Frequenzanzeige im Display für Kanal 2 bleibt dauernd (4-stellig)

Mit dieser Einstellung (CH1-Frequenz über Taste Acquire, CH2-Frequenz über Taste Measure) erfolgt für beide Kanäle eine dauernde Frequenzanzeige. Voraussetzung ist, CH1 wird getriggert.

### **Anzeige Duty Cycle (Tastgrad D bzw. Einschaltdauer) im Display**

Unter Einschaltdauer soll hier die Länge des High-Impulses in Prozent von der Gesamtzeit der Rechteckwelle verstanden werden. Das ist nicht zu verwechseln mit dem Tastgrad. Der Tastgrad D berechnet sich aus dem Quotienten von TH (H-Zeit) zur Summe TH + TL (TL = L-Zeit), d.h. der Tastgrad repräsentiert das Verhältnis von H-Zeit zur Gesamtzeit einer Periode des Rechteckimpulses. D kann Werte zwischen 0 (Null) und 1 annehmen. Null bedeutet 0 % Einschaltdauer (nur L-Pegel), 1 bedeutet 100 % Einschaltdauer (nur H-Pegel). Bei  $D = 0,5$  bzw. einer Einschaltdauer von 50 % sind H-Zeit und L-Zeit gleich lang.

#### **Einstellung Anzeige D**

Über die Taste Measure kann +D und -D ausgewählt werden. Mit +D wird die Einschaltdauer (Länge der H-Zeit) in Prozent (%) einer Periode angezeigt, mit -D die Dauer der L-Zeit einer Periode.

Taste Measure (Funktions-Steuerung oben rechts), Add CH2 (rechtes Menü), mit M-Regler +Duty Cycle auswählen (linkes Menü), wieder Add CH2 (rechtes Menü) > Anzeige der Einschaltdauer (+D) für Kanal 2 im Display

### **Installation PC-Software (mit USB-Treiber)**

Bei der mitgelieferten PC-Software handelt es sich um keine direkte Live-Ansicht der Oszilloskop-Messung, sondern lediglich um eine Erfassung von Messverläufen, die mehrmals aufgezeichnet werden können (als BMP Datei, die nur über dieses Programm geladen werden kann).

Die Installation ist im Handbuch beschrieben. Allerdings muss nach USB-Kabel-Anschluss (Oszi-Rückseite) der Oszi AUS/EIN-geschaltet werden, damit der PC die USB-Verbindung erkennt. Im Fenster der OWON-Software erscheint dann unten rechts "Automatisch USB" mit Häkchen.

Das Speichern der Screen-Bilder funktioniert als .bmp und auch .png, jedoch nicht als .gif.

## Screenshot speichern auf Stick

Den Screen auf einen Stick speichern zu können und damit zur weiteren Verwendung auf dem PC verfügbar zu machen, ist eine der wichtigen Eigenschaften des Geräts. Das mühsame Abfotografieren mit all seinen Nachteilen bezüglich Belichtung usw. entfällt komplett. Zusätzlich lassen sich viele Messwerte der abgebildeten Kurve mit einblenden, so dass gleichzeitig eine sinnvolle Archivierung des jeweiligen Mess-Signals erfolgen kann.

Der Stick darf max. 64 GB groß sein (FAT-formatiert, Zuordnungseinheit max. 4096 Byte, d.h. Cluster Size 4k). Getestet wurde auch ein FAT32-Stick mit 16 GB und 16k Cluster Size, er hat funktioniert. Offensichtlich sind die Angaben zur Cluster Size im Manual veraltet.

### Speichern eines Screenshots

- Stick in die Front-USB-Buchse stecken, USB-Symbol im Display erscheint (oben rechts)
- Taste Utility (Funktions-Steuerung oben rechts) drücken, Function Save, Type Configure, Type Image, Save oder Taste Copy drücken. Daraufhin erscheint eine Tastatur. Dateiname festlegen. Der Dateiname wird automatisch vergeben, kann aber mit dem M-Regler (Multipurpose-Regler) verändert werden.
- M-Regler drücken (als Taste). Daraufhin wird der Screenshot gespeichert (mit Fortschrittsbalken)

#### Achtung

Manchmal vergisst das Oszi, dass ein Stick gesteckt ist (Symbol oben rechts verschwindet). Abhilfe: Oszi AUS/EIN, Symbol ist wieder da (falls Stick gesteckt)

#### Achtung

Wird zum vermeintlichen Speichern Save (im Menüfeld rechts) gewählt (mit der Menü-Auswahl Taste) oder die Copy-Taste (rechts unten) gedrückt, erfolgt KEINE Speicherung auf dem Stick. Die Speicherung des Screens erfolgt NUR mit Drücken des M-Reglers als Taste. Seltsamerweise wird allerdings die automatisch vergebene Dateibezeichnung für die BMP-Datei weitergezählt, d.h. mit jedem Copy-Drücken und Neuaufruf der Funktion über Taste Utility erhöht sich der Dateizähler um 1, obwohl keine Datei gespeichert wurde. Das Nicht-Speichern wird aber auch nicht gemeldet. Gemeldet wird nur, falls der Stick nicht gesteckt ist (USB drive disconnected).

#### Achtung

Soll das Menüfeld rechts nicht mit auf dem Screenshot erscheinen, muss die Taste Copy benutzt werden: Taste Copy drücken, Tastatur erscheint, M-Regler drücken, Screenshot wird gespeichert (mit Fortschrittsbalken). Die im Display abgebildete Tastatur zur Änderung des BMP-Dateinamens wird aber immer unterdrückt, d.h. nicht mitgespeichert.

### Bearbeitung der Oszi-Screenshots für das Web und zum Druck

Die originalen Oszi-Screenshots sind so nicht für die Publikation im Internet zu gebrauchen. Dafür gibt es mehrere Gründe:

- Schwarzer Hintergrund ist schlecht geeignet für den Druck (zu hoher Toner- bzw. Tintenverbrauch)
- Die farbigen Diagramme, Schrift u.a. sind wegen zu geringem Kontrast zum Hintergrund schlecht lesbar.
- Diagramm- und Schriftstärken (Linienstärke) sind aufgrund des digitalen Bildschirms zu dünn, um das Bild verkleinern zu können. Die dünnen Linien verschwinden beim Verkleinern.
- Das BMP-Format ist ähnlich dem TIFF-Format nicht komprimiert, d.h. ein BMP-Bild ist groß. Die Screenshots haben 800 x 480 Pixel und damit einen Speicherbedarf von 1,1 MB. Das Farbspektrum beträgt 16,7 Millionen, wobei aufgrund des digitalen Bildinhalts nur wenige Farben zur Darstellung benutzt werden.

Diese Nachteile der originalen Screenshots können durch Bildbearbeitung nahezu restlos beseitigt werden. Es wurde ein einfaches Verfahren gefunden, wobei der Zeitaufwand relativ gering ist und nur das freie IrfanView (Vers. 4.62 in 2024) benötigt wird.

### Bildbearbeitung mit IrfanView

1. BMP-Datei in IrfanView laden
2. Datei/"Speichern (Original-Verzeichnis)" ggf. mit neuem Namen und als GIF-Datei (Qualität 98). Aus 1,09 MB werden 17,7 kB.  
Auch das Speichern im PNG-Format (Kompressionsstufe 9) wäre möglich. Aus 1,09 MB werden dann 10,3 kB. Ich bevorzuge allerdings aus historischen Gründen bei der Website-Erstellung das GIF-Format. Deshalb gilt die weitere Beschreibung für dieses Format.
3. Bild/"Negativ erstellen (Farben invertieren)" "Alle Farbkanäle" auswählen. Es entsteht ein Bild mit hellem Hintergrund, ohne Rahmen.
4. Bild/"Farb-Rahmen hinzufügen (Cansas)" das Optionfenster "Add image border (Canvas size)" öffnen. "Method 1: Set border dimensions in pixels" selektieren und für alle 4 Seiten 2 Pixel eintragen.  
Außerdem über Button Choose die "Canvas color" schwarz auswählen. Es entsteht ein 2 Pixel breiter schwarzer Rahmen, der auf der Website und auch beim Drucken benötigt wird, um das Bild vom hellen Bildschirmhintergrund bzw. vom Papier abzugrenzen.
5. Datei/"Speichern (Original-Verzeichnis)"



### **Bildbearbeitung mit IrfanView Batch-Modus**

Die vorgenannten Änderungen können mit IrfanView auch im Batch-Modus ausgeführt werden. Das bedeutet, in einem Rutsch können viele Dateien entsprechend den Vorgaben verändert werden. Dabei ist auch das Zuweisen neuer Dateinamen möglich. Die Batch-Bearbeitung erfolgt über Datei/"Batch(Stapel)-Konvertierung(Umbenennung)".

1. Eine der BMP-Dateien in IrfanView laden
2. Datei/"Batch(Stapel)-Konvertierung/Umbenennung" öffnen
3. Zielformat GIF wählen
4. Spezial-Optionen aktiv und wie folgt setzen: Neue Größe 2142 x 1262 Pixel, Resample-Funktion verwenden, Neuen DPI-Wert setzen 300 DPI, Negativ erstellen, Leinwandgröße ändern (4 Ränder je 4 Pixel, schwarz)
5. Dateien in untere Bearbeitungsliste ziehen und Starten

### **Weiterbearbeitung in CorelDraw-2018**

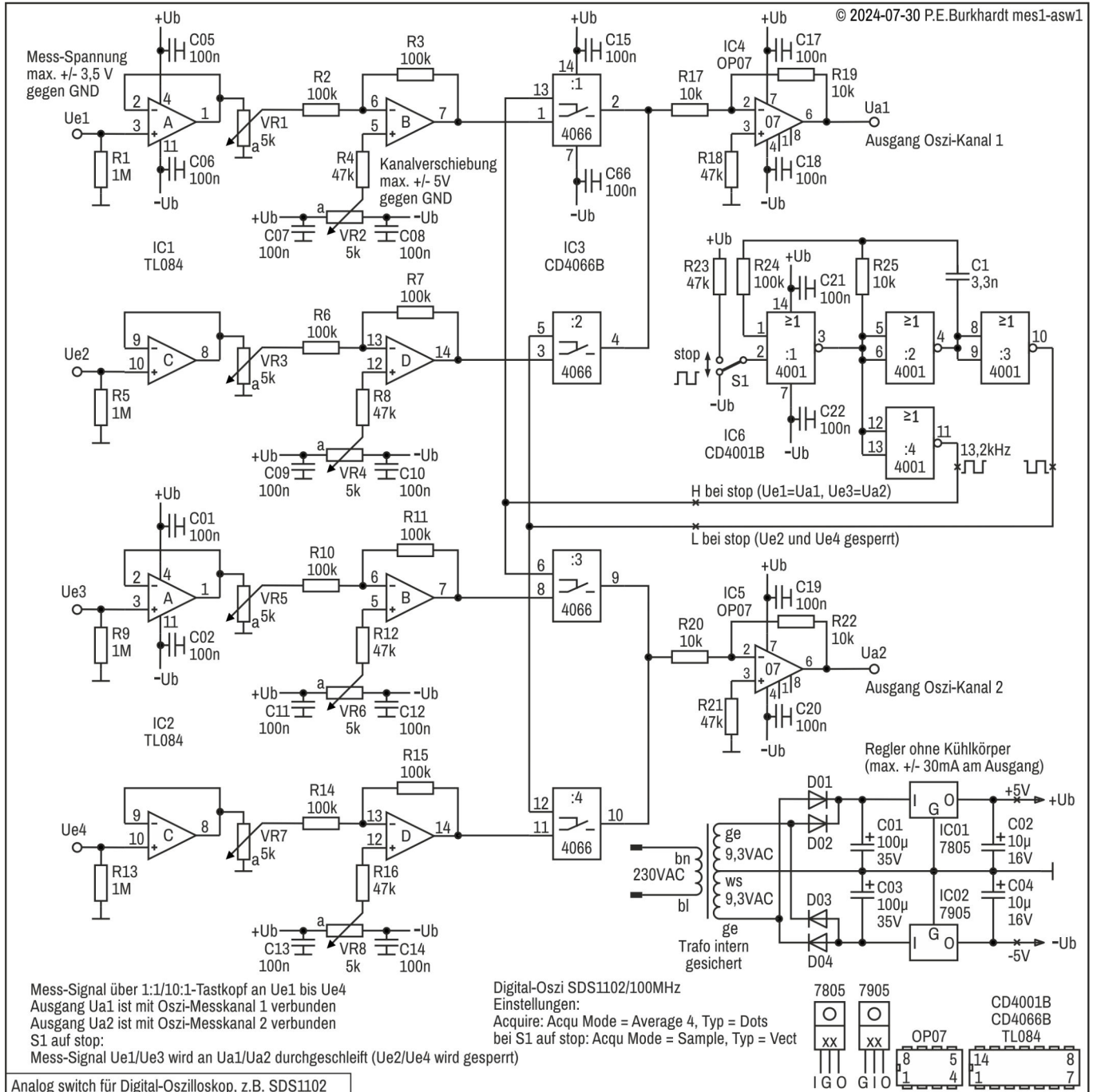
1. GIF-Bild laden
2. Bit-Map auf 182 mm verkleinern (ergibt 20 %). Das ist die Breite meiner Website bei 300 dpi.
3. Bit-Map im Standardrahmen vervollständigen (Datum, Dateiname, Bezeichnung und ggf. nähere Infos auf der Bit-Map)
4. Export als GIF, auf die Einstellung "300 dpi" achten!!

Im HTML-Code der Website ergeben sich für die img-Datei die Werte width="722" height="433", d.h. die volle Breite meiner Website. Die halbseitige Darstellung wäre zwar auch noch möglich, ist mir aber schon zu klein, um bestimmte Details vom Screenshot ausreichend gut sichtbar darzustellen.

# 4-Kanal-Switch für Digital-Oszi

Moderne digitale Oszis sind meist 2-kanalig, damit man wenigstens die Phasenbeziehung zweier Signale einfach betrachten kann. Das von mir genutzte Oszilloskop SDS1102 mit einer Samplerate von 1 GSa/s und der Bandbreite von 100 MHz reicht für die meisten Messaufgaben aus. Es gibt auch eine 4-kanalige Variante, die man bei einer Neuanschaffung von vornherein in Betracht ziehen sollte. Als Notbehelf kann man einen Umschalter benutzen, der zwei analoge Mess-Signale auf einen einzigen Kanal schaltet, so dass letztlich aus einem 2-kanaligen Oszi ein 4-kanaliges Gerät wird.

Im Folgenden ist eine einfache Selbstbauvariante beschrieben, die aufgrund der Einstellmöglichkeiten des SDS1102 ohne Unterdrückung der Chopperfrequenzflanken auskommt. Der Alternativbetrieb, d.h. die Umschaltung der komplett angezeigten Kurve des jeweiligen Mess-Signals, ist sowieso mit einfachen Mitteln nicht möglich.



## Wesentliche Eigenschaften des 4-Kanal-Schalters

- 4 analoge Messeingänge, Eingangswiderstand 1 MOhm, Mess-Spannung max. +/- 3,5 Vss gegen GND
- 4 vorgeschaltete handelsübliche 1:1/10:1-Tastköpfe (1x je Kanal), möglichst bis 100 Mhz
- Frequenzbereich des Analogschalters einschließlich der Pufferverstärker nur etwa bis 10 kHz (bei anderer Schaltungsauslegung höhere Frequenz möglich)
- Chopperfrequenz ca. 13 kHz, falls nötig auch höher wählbar (Schaltungsänderung)
- Eingangspuffer jeweils mit einem Opamp des TL084
- Einstellung des Mess-Signalpegels mit Poti getrennt für jeden Kanal
- Pegelverschiebung mit Poti getrennt für jeden Kanal, um die Kurven auf dem Screen übereinander darstellen zu können. Für verbesserte Einstellsicherheit sind Mehrgang-Potis sinnvoll.
- Analogumschalter 4-fach mit dem CMOS-IC CD4006B
- Spannungsversorgung mit +/-5 V gegen GND
- Ausgangspuffer als invertierender Verstärker für Phasengleichheit zwischen Ein- und Ausgangssignal
- Gesamtverstärkung  $V_u = 1$  zwischen Ein- und Ausgang, gleiche Phase

## Schaltungsbeschreibung (bezogen auf Eingang 1)

### Eingangsstufe mit IC1-A

Jeder Eingang  $U_e$  führt direkt auf einen Opamp-Spannungsfollower mit sehr hohem Eingangswiderstand. Der parallel gegen GND liegende 1M-Widerstand bestimmt den Gesamt-Eingangswiderstand, z.B. von  $U_{e1}$ . Es ist zweckmäßig, einen Tastkopf mit umschaltbarem Teilverhältnis vorzuschalten, damit Mess-Spannungen bis ca. +/- 35 V gegen GND verarbeitet werden können. Da der gesamte Kanalschalter nur für relativ niedrige Frequenzen eingesetzt werden soll, ist keine zusätzliche Kompensation mit Kondensatoren im Signalweg erforderlich.

### Pegelsteller und Kanalverschiebung mit IC1-B

Dem Eingangspuffer IC1-A (gültig für Kanal 1) folgt das Pegel-Poti VR1. Es ist relativ niederohmig und beeinflusst deshalb den Eingangswiderstand des invertierenden Verstärkers IC1-B nicht maßgeblich. Dieser Opamp vereinfacht die Schaltung zur Kanalverschiebung mit Poti VR2. Es erfolgt keine zusätzliche Verstärkung ( $V_u = 1$ ), aber eine Phasendrehung von 180 Grad. Gleichzeitig liefert der Opamp IC1-B einen niedrigen Ausgangswiderstand für den CMOS-Analogschalter IC3.

### Analogschalter mit IC3

Da auch IC3 mit +/-5 V versorgt wird, lassen sich theoretisch analoge Spannungen von -5 V bis +5 V schalten. Der Reihenwiderstand des CMOS-Schalters ist niedrig genug, um sich nicht negativ auf die geschaltete Mess-Spannung auszuwirken. Am Ausgang sind jeweils 2 Kanäle verbunden und werden dem Eingang des Opamp-Inverters mit IC4 zugeführt. Da der Analogschalter mit IC3 die Kanäle 1 und 2 abwechselnd in schneller Folge zum Ausgang durchschaltet, ergibt sich ein abwechselnd unterbrochenes Mess-Signal, das dann auf dem Oszi-Screen als durchgängige Kurve sichtbar wird. Die Kanalverschiebung trennt diese beiden Mess-Signalanteile auf dem Screen in vertikaler Richtung, so dass letztlich beide Kanäle sichtbar werden. Das Gleiche geschieht mit den Kanälen 3 und 4 für den zweiten Oszi-Eingang.

### Ausgangsverstärker mit IC4

Opamp IC4 ist ein relativ präzise arbeitender Verstärker, der hier keinen zusätzlichen Offset-Abgleich benötigt und die Phasenlage des  $U_e$ -Eingangssignals wiederherstellt. Falls nötig kann durch geringfügiges Ändern der Widerstände R17/19 eine Korrektur der Signalverstärkung erfolgen. Am Ausgang sollte die Signalamplitude genau dem Eingangssignal an  $U_{e1}$  entsprechen. Widerstand R18 gleicht wie üblich einen temperaturabhängigen Offset des Eingangs aus.

### Generator mit IC6

Der Chopper-Generator muss nicht besonders stabil sein, sollte aber saubere Rechteckimpulse mit hoher Flankensteilheit liefern. Deshalb folgen dem mit den Gattern :1 und :2 aufgebauten Generator jeweils ein weiteres Gatter, das als Pufferstufe wirkt. An den Generatorausgängen (Pin 10 und 11) steht das gegenphasige Chopper-Signal mit 10 V Amplitude zur Verfügung. Die Steuerung des Analogschalters erfolgt so, dass immer 2 Kanäle durchgeschaltet sind und damit auf dem Oszi-Screen sichtbar werden.

### Bipolare Spannungsversorgung

Die angegebene Schaltung ist nur als Beispiel zu verstehen. Hauptsache ist die bipolare Versorgung der ICs mit einer stabilen ausreichend belastbaren Spannung. Da in der gesamten Schaltung neben der steilflankigen Chopper-Spannung vom Generator auch die analogen Mess-Spannungen vorhanden sind, sollte mit Abblock-Kondensatoren nicht gespart werden, damit Einstreuungen auf ein Mess-Signal verhindert werden.

## Einstellung des Digital-Oszis SDS1102

Normalerweise sind beim Digital-Oszi die einzelnen Messpunkte miteinander verbunden, so dass sich auch bei weiter auseinanderliegenden Punkten auf dem Screen eine Linie ergibt. Das ist bei Anwendung des Kanalschalters nicht erwünscht.

### Folgende Einstellungen sind über die Taste Acquire vorteilhaft:

Acqu Mode: Average 4 (4 Messpunkte werden zeitlich nacheinander gemittelt und als ein Punkt dargestellt. Das Diagramm wird ruhiger, aber auch mit Verzögerung sichtbar.)

Typ: Dots (Messwerte werden als Punkte dargestellt. Zwischen den Punkten erfolgt keine Verbindung. Ist die Punktfolge dicht genug, ergibt sich visuell eine Linie.)

## Kanalschalter für das analoge Oszilloskop

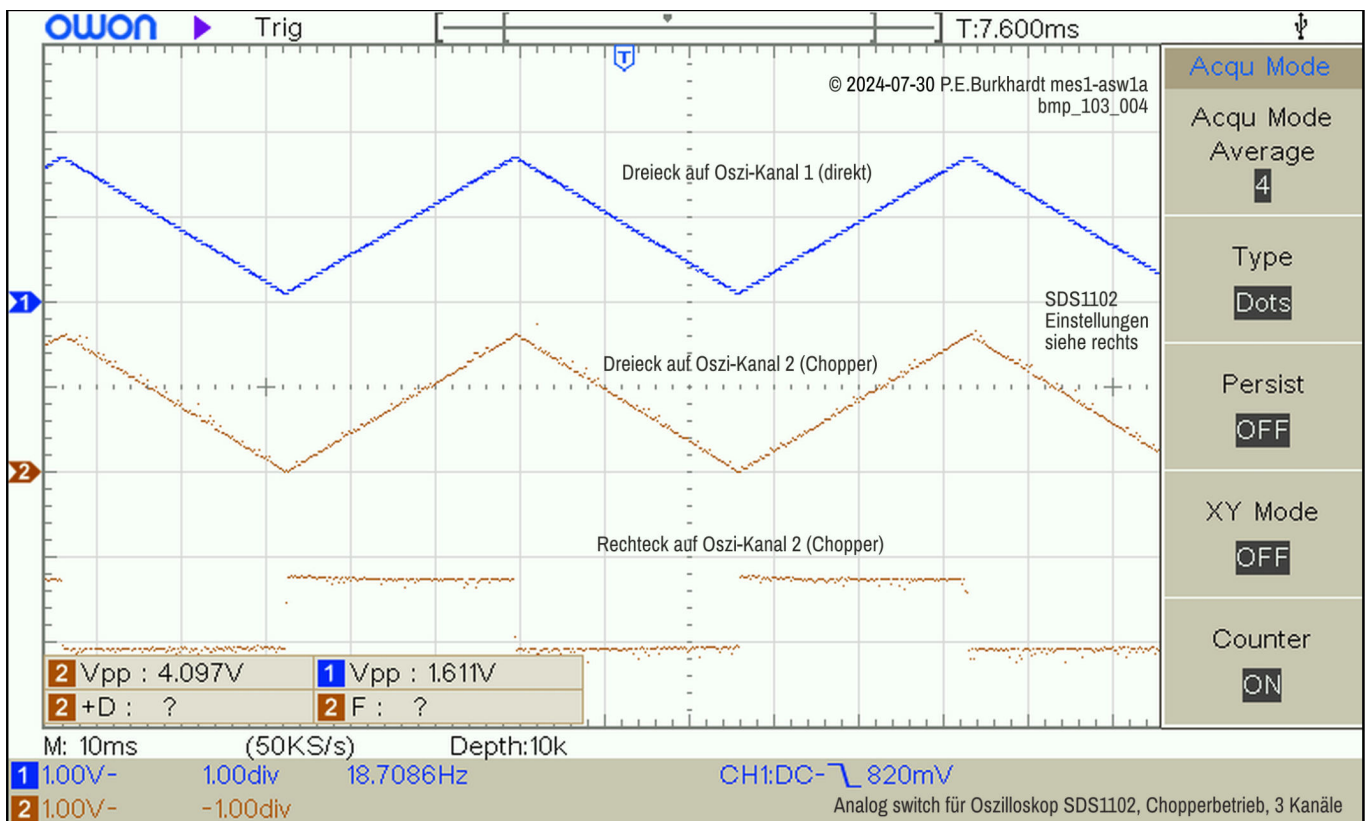
Die Arbeitsweise des beschriebenen Kanalschalters ist auf die digitale Darstellung ausgerichtet. Beim Analog-Oszi mit Kathodenstrahlröhre muss der Rücklauf des Strahls dunkelgetastet werden, damit er nicht sichtbar ist. Außerdem müssen die Flanken des Chopper-Signals entweder sehr steil sein oder ebenfalls dunkelgetastet werden, damit auch diese Signalanteile nicht sichtbar sind. Beim Digital-Oszi reichen ein paar spezielle Einstellungen, um eine zufriedenstellende Darstellung zu erhalten.

Andererseits hat der Analog-Oszi den Vorteil, dass sich schaltungstechnisch relativ leicht ein Alternativ-Betrieb realisieren lässt. In dieser Betriebsart wird erst der eine, dann der andere Kanal dargestellt, also nicht in einzelne Abschnitte zerlegt. Auf die Darstellung eines älteren Kanalschalterplanes für den analogen Oszi verzichte ich an dieser Stelle. Ich habe viele Jahre damit gearbeitet, muss aber zugeben, dass mir die Kurven auf dem Analog-Oszi aufgrund des schreibenden Wirkprinzips besser gefallen haben.

### Darstellung mit 3 Kanälen

Der Screen zeigt beispielhaft, wenn ein Kanal direkt und zwei Kanäle über den Kanalschalter dargestellt werden. Die obere blaue Sägezahnkurve ist der ungechopperte Kanal. Die beiden braunen Messpunktfolgen zeigen oben die gleiche Sägezahnkurve, unten eine zugehörige Rechteckspannung. Alle drei Signale sind phasenstarr miteinander verbunden, so ergibt sich ein sauber triggerbares Gesamtbild. Die aus der Reihe tanzenden Messpunkte sind entweder Rauschanteile oder andere Störungen auf dem eigentlichen Mess-Signal. Die Umschaltung, d.h. die Chopper-Rechteckwelle ist nicht sichtbar, da die Einstellung "Average" aktiv ist.

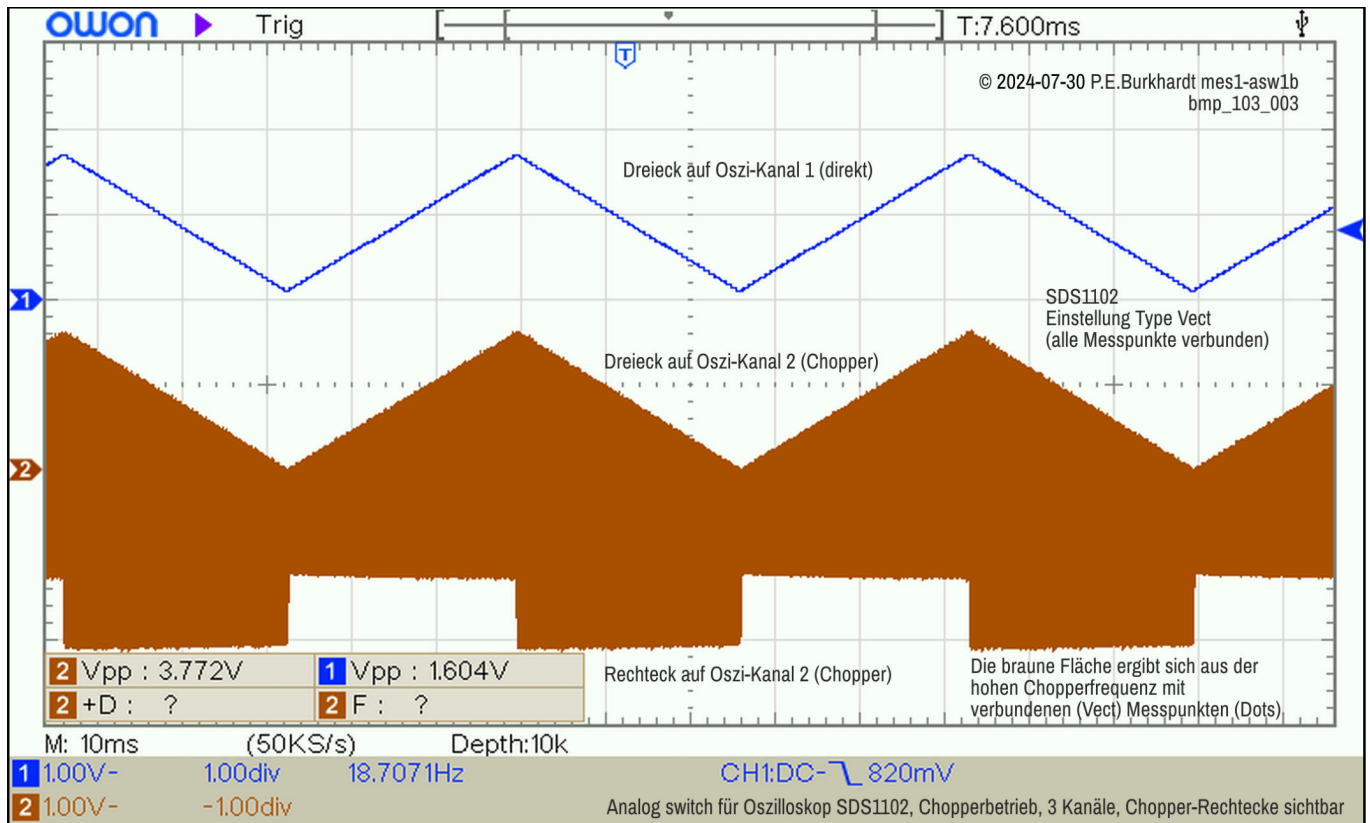
Natürlich ist die Darstellung nicht vergleichbar mit einem Analog-Oszi. Aber das Problem haben alle digital arbeitenden Oszis mit relativ wenigen Messpunkten pro Zeitabschnitt. Eine diesbezüglich bessere Darstellung bleibt den hochpreisigen Digital-Oszis vorbehalten.





### Darstellung der 3 Kanäle ohne Chopper-Unterdrückung

Hier zeigt sich, was der Oszi macht, wenn er alle Messpunkte miteinander verbindet. Die braune Fläche zwischen den umgeschalteten Mess-Signalen ist das Werk der Einstellung "Vect", d.h. wenn der Oszi die Messpunkte mit einer Linie verbindet. Die obere blaue Kurve ist der nicht-umgeschaltete Sägezahn.

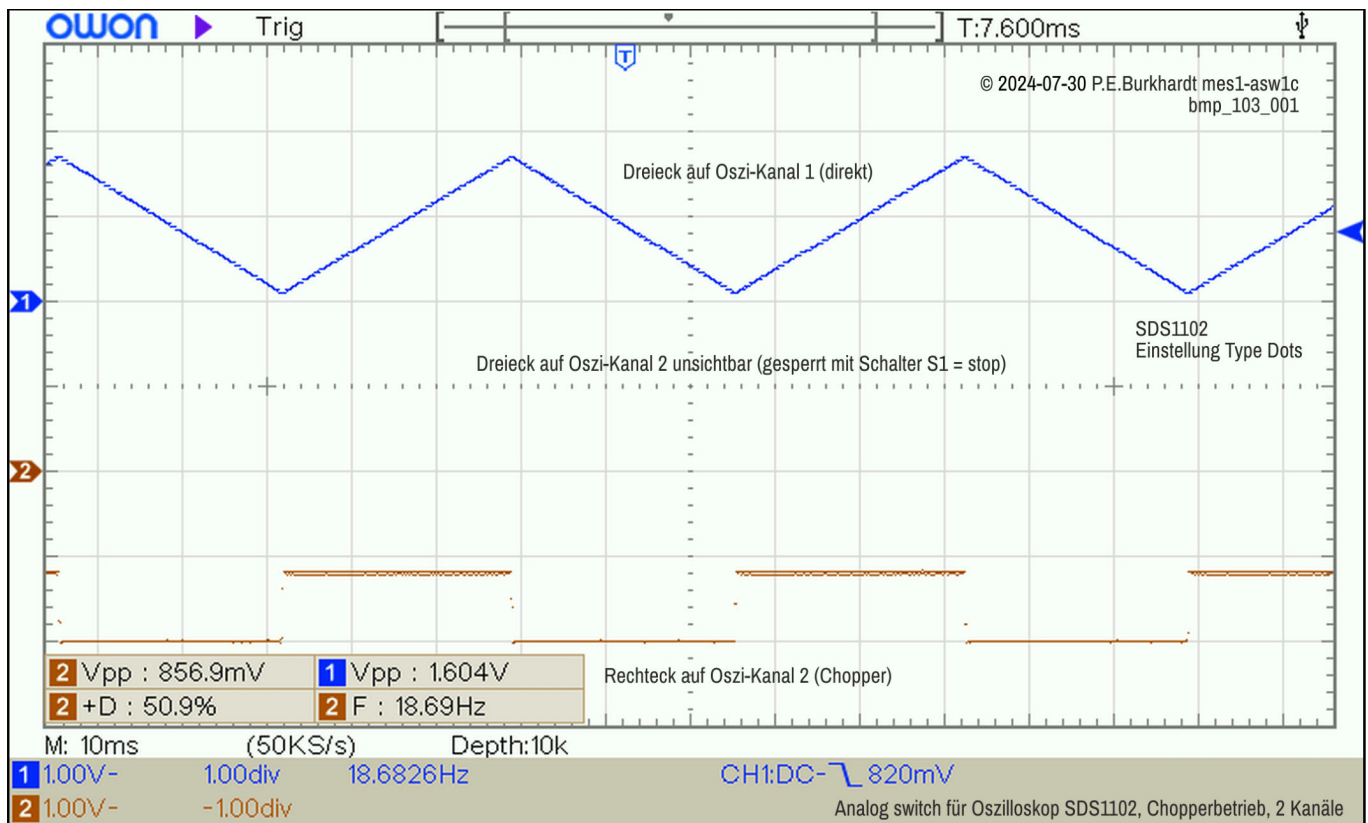


## Darstellung von nur 2 Kanälen

Mit dem Schalter S1 (siehe Schalter) kann einer der Kanäle gesperrt werden (Stellung stop). Das bedeutet, die Mess-Signale Ue1 und Ue3 werden über den Analschalter durchgeschleift und deshalb auf dem Oszi-Screen sichtbar. Die beiden anderen Mess-Signale Ue2 und Ue4 werden dagegen gesperrt. Die entsprechenden Messpunkte fehlen deshalb auf dem Screen.

Arbeitet man mit nur einem gehopperten Kanal, ergeben sich die dargestellten Signalverläufe von nur 2 Kurven. Das gehopperte Mess-Signal Ue2 wird unterdrückt und ist deshalb nicht sichtbar.

Diese Unterdrückung von maximal 2 der 4 Signale kann vorteilhaft sein, um z.B. ohne viel Aufwand vom 4-Kanal-Betrieb zum 2-Kanal-Betrieb zu wechseln. Es müssen keine Kabel umgesteckt werden und der Oszi kann in Standardeinstellung (Type vect) betrieben werden. Für höhere Signalfrequenzen ist es natürlich erforderlich, die beiden Tastköpfe direkt am Oszi anzuschließen, also ohne Nutzung des Kanalschalters.



## Fazit

Die 4-Kanal-Darstellung mit dem digitalen 2-Kanal-Oszi ist mit relativ wenig Aufwand möglich. Will man den maximalen Oszi-Frequenzbereich auch für die 4-kanalige Darstellung zur Verfügung haben, ist der Kanalschalter überfordert. Den Ausweg bietet ein 4-kanaliges digitales Oszi, das allerdings etwas teurer ist.