

# 555-Messtechnik

## Generatoren

- Last-Generator zum Testen von 5V-Schaltungen
- Last-Generator, Frequenz und Tastgrad einstellbar
- PWM-Testgenerator 1 Hz bis 10 kHz, universelle 1A-Endstufe  
PWM-Testgenerator, Update 2017  
PWM-Testgenerator, Update 2019
- PWM-Testgenerator 1 Hz bis 300 kHz, universelle 1A-Endstufe

# Generatoren

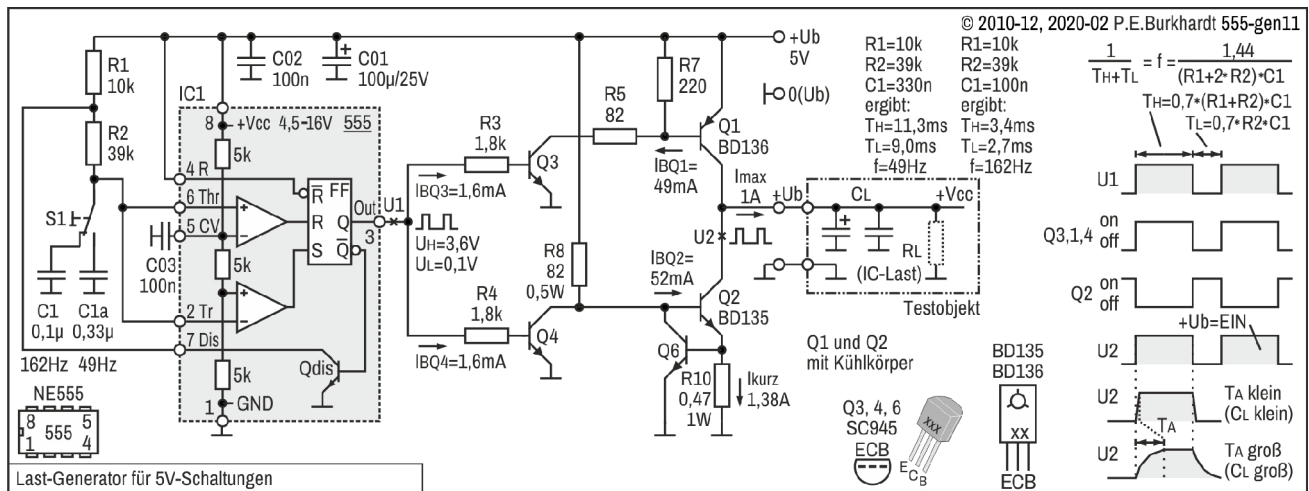
## Last-Generator zum Testen von 5V-Schaltungen

### Anwendung

In digitalen Schaltungen ist häufig beim Einschalten der Betriebsspannung ein definierter Rücksetzimpuls erforderlich. Im Folgenden schaltet ein 555 periodisch die Betriebsspannung  $U_b$  an die zu testende Reset-Schaltung. Dadurch ist mit dem analogen Oszilloskop die Prüfung und Optimierung der Reset-Schaltung möglich.

### Prinzip

Der 555 arbeitet als AMV und liefert ein niederfrequentes Schaltsignal, um die Reset-Schaltung und evtl. weitere digitale Schaltungsteile periodisch ein- und auszuschalten. Alle Einschalt-, Impuls- und Verzögerungszeiten, die normalerweise nur einmalig beim  $U_b$ -Einschalten auftreten, lassen sich am Oszilloskop darstellen und optimieren.



Last-Generator zum Testen digitaler Schaltungen

### Schaltungsbeschreibung

#### AMV-Frequenz

Die Frequenz des 555-AMVs sollte mindestens so hoch sein, dass sich eine flimmerarme Oszi-Darstellung ergibt. Andererseits darf sie nicht zu hoch sein, um auch mit Oszis niedriger Grenzfrequenz noch genügend genau Anstiegs- und Verzögerungszeiten messen zu können.

Ein weiteres Kriterium ist die Anstiegszeit  $T_A$  der geschalteten Ausgangsspannung  $U_2$ .  $T_A$  ist groß, wenn die kapazitive Belastung durch das Testobjekt groß ist (siehe Diagramm im Bild). Ist die  $U_1$ -EIN-Zeit zu kurz, wird die nominale  $+U_b$  (5 V) nicht erreicht.

Die AMV-Frequenz wird von  $R_1$ ,  $R_2$  und  $C_1$  bestimmt. Sie ist mit  $S_1$  zwischen 162 Hz und 49 Hz umschaltbar. Damit ergibt sich einerseits mit 162 Hz eine gute Oszi-Darstellung, andererseits sind auch längere Anstiegszeiten  $T_A$  zulässig. Abhängig vom Testobjekt können  $U_1$ -Frequenz und  $U_1$ -Tastgrad angepasst werden (Formeln siehe Bild).

#### Schaltstufe

Die AMV-Ausgangsimpulse  $U_1$  steuern über die Transistoren  $Q_3$ ,  $Q_4$  den Gegentakt-Schalter  $Q_1$ ,  $Q_2$ .  $Q_1$  schaltet periodisch +5 V an die zu testende Reset-Schaltung. Wenn  $Q_1$  sperrt, schaltet  $Q_2$  die  $+U_b$ -Leitung der Testschaltung nach GND. Damit werden gespeicherte Ladungen der Stützkondensatoren schnell abgebaut. Diese Ladung müsste sich sonst über den Innenwiderstand der Reset-Schaltung abbauen. Bei hoher kapazitiver Last  $C_L$  würde  $+U_b$  in den Pausen nicht auf Null absinken können.

#### Ansteuerung der Schaltstufe

Mit  $U_1$ -H-Pegel steuert  $Q_3$  durch und liefert so den Basisstrom für den pnp-Transistor  $Q_1$ ,  $Q_1$  öffnet und schaltet  $+U_b$  an das Testobjekt. Gleichzeitig steuert auch  $Q_4$  durch und legt die  $Q_2$ -Basis auf GND,  $Q_2$  sperrt.

Mit  $U_1$ -L-Pegel sperrt  $Q_3$ ,  $Q_1$  erhält keinen Basisstrom mehr,  $Q_1$  sperrt. Der Widerstand  $R_7$  sorgt dafür, dass die  $Q_1$ -Basis definiertes Potential erhält.

Mit  $U_1$ -L-Pegel sperrt auch  $Q_4$ . Jetzt erhält  $Q_2$  über  $R_8$  Basisstrom,  $Q_2$  öffnet und schaltet  $+U_b$  des Testobjekts auf GND.

**Anmerkung:**

Die Sättigungsspannung  $U_{CE}$  der Endstufen-Transistoren Q1 und Q2 sollte niedrig sein, damit +Ub am Testobjekt möglichst unverfälscht zur Verfügung steht. Deshalb ist die Gegentaktendstufe des 555 wegen der zu hohen Sättigungsspannung des oberen 555-Endstufenzweiges hier nicht nutzbar.

**Dimensionierung der Q1-Ansteuerung**

Ausgangspunkt ist, dass die Schaltstufe bis zu 1 A liefern soll. Das Transistorpaar BD135-BD136 erfüllt diese Bedingung hinreichend ( $I_c = 1,5 \text{ A}$ ), zumal Q1 bzw. Q2 wegen dem AMV-Tastgrad von ca. 0,5 im Mittel nur mit maximal 0,5 A belastet würden.

Für den erforderlichen Q1-Basisstrom gilt  $I_{max} = 1 \text{ A}$ . Die Q1-Stromverstärkung ist bei 1 A minimal 25 (lt. Datenblatt).

$I_{BEQ1} = 40 \text{ mA}$  würden also reichen. Sicherheitshalber werden 50 mA angesetzt (leichte Übersteuerung) oder aber die Stromverstärkung könnte nur 20 betragen, um 1 A Q1-Kollektorstrom fließen zu lassen.

R5 berechnet sich aus  $U_{R5}$  ( $U_b$  abzüglich der Q1-Basis-Emitter-Spannung und der Q3-Kollektor-Emitter-Spannung) und  $I_{R5} = I_{BQ1}$ . Gewählt wird der E12-Normwert  $82 \Omega$ . Die Kontrollrechnung zeigt, dass jetzt der Basisstrom  $51,2 \text{ mA}$  ist.

Zur Kontrolle sollte die R5-Verlustleistung berechnet werden:  
 $U_{R5} * I_{R5} = 4,2 \text{ V} * 51,2 \text{ mA} = 215 \text{ mW}$ .

Da diese Leistung aber nur während des U1-H-Pegels auftritt (bei L fließt kein Q3-Kollektorstrom), reicht ein 0,2W-Widerstand aus.

Bisher war R7 nicht berücksichtigt. Durch R7 sollten 1/10 vom Basisstrom fließen (Richtwert), also 5 mA. Da über R7 die konstante Q1-Basis-Emitter-Spannung steht, ist R7 leicht zu berechnen. Es ergeben sich  $140 \Omega$ , gewählt werden  $220 \Omega$ . Der sich nun ergebende R7-Strom lt. Kontrollrechnung beträgt  $3,2 \text{ mA}$  und geht dem berechneten Basisstrom von  $51,2 \text{ mA}$  verloren.

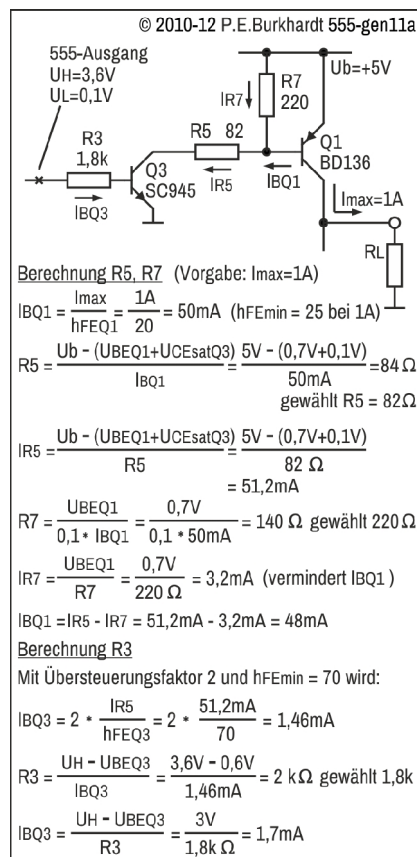
Der resultierende Q1-Basisstrom ist also nur noch  $48 \text{ mA}$ , gemessen wurden in der Schaltung  $49 \text{ mA}$ . Das reicht aus.

Zur R3-Berechnung ist der Q3-Basisstrom gefragt. Es muss mindestens ein Q3-Kollektorstrom von  $51,2 \text{ mA}$  fließen können (Summe von  $I_{R7}$  und  $I_{BQ1}$ ). Das bestimmt auch die Q3-Typ-Auswahl. Der Transistor SC945 lässt einen Kollektorstrom von  $150 \text{ mA}$  zu, ist also ausreichend.

Die Q3-Stromverstärkung ist minimal 70 (lt. Datenblatt), es wird ein Übersteuerungsfaktor von 2 angesetzt (Richtwert bei Kleinleistungs-Transistoren).

R3 berechnet sich aus  $U_{R3}$  (555-Ausgangsspannung  $U_{1H}$  abzüglich Q3-Basis-Emitter-Spannung) und  $I_{R3} = I_{BQ3}$ . Es ergeben sich  $2 \text{ k}\Omega$ , gewählt wird der E12-Normwert  $1,8 \text{ k}\Omega$ . Die Kontrollrechnung zeigt, dass jetzt der Basisstrom  $1,7 \text{ mA}$  beträgt, gemessen wurden in der Schaltung  $1,6 \text{ mA}$ .

Damit ist der obere Zweig der Schaltstufe berechnet.



**Dimensionierung der Q2-Ansteuerung**

Ausgangspunkt ist auch hier, dass Q2 bis zu 1 A aufnehmen soll. Aufnehmen heißt, dass der Strom aus der Testschaltung heraus in den unteren Schaltstufenzweig Q2 hineinfließt. Dieser Strom nimmt zwar schnell ab, da es nur der Entladestrom der kapazitiven Last  $C_L$  der Testschaltung ist. Für eine steile Entladeflanke ist aber ein hoher Maximalstrom erforderlich.

Der Entladestrom hängt nur von der  $C_L$ -Größe ab (Elko-Anzahl/-Kapazität), nicht vom quasi-statischen Innenwiderstand (mittlere Stromaufnahme) der Testschaltung. Der obere Schaltstufenzweig Q1 ist ja in dieser Phase gesperrt.

Für den erforderlichen Q2-Basisstrom gilt also  $I_{max} = 1 \text{ A}$ . Die Q2-Stromverstärkung ist bei 1 A minimal 25 (lt. Datenblatt).  $I_{BEQ2} = 40 \text{ mA}$  würden also reichen. Sicherheitshalber werden 50 mA angesetzt (leichte Übersteuerung) oder aber die Stromverstärkung könnte nur 20 betragen, um 1 A Q2-Kollektorstrom fließen zu lassen.

R8 berechnet sich aus  $U_{R8}$  ( $U_b$  abzüglich der Q2-Basis-Emitter-Spannung) und  $I_{R8} = I_{BQ2}$ . Gewählt wird der E12-Normwert 82  $\Omega$ . Die Kontrollrechnung zeigt, dass jetzt der Basisstrom 52,5 mA ist.

Zur Kontrolle sollte die R5-Verlustleistung berechnet werden:  
 $U_{R8} \cdot I_{R8} = 4,9 \text{ V} \cdot 52,5 \text{ mA} = \text{ca. } 260 \text{ mW}$ .

Diese Leistung tritt während des U1-L-Pegels auf ( $I_{R8}$  fließt als Q2-Basisstrom), aber auch während des U1-H-Pegels ( $I_{R8}$  fließt über Q4 nach GND). Sicherheitshalber sollte ein 0,5W-Widerstand vorgesehen werden.

Zur R4-Berechnung ist der Q4-Basistrom gefragt. Es muss mindestens ein Q4-Kollektorstrom von 59,8 mA fließen können. Dieser R8-Strom während des U1-H-Pegels ist jetzt etwas größer als während des U1-L-Pegels, da die Q4-Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung mit 0,1 V niedriger als die Q2-Basis-Emitter-Spannung ist.

Die Q4-Stromverstärkung ist minimal 70 (lt. Datenblatt), es wird wieder ein Übersteuerungsfaktor von 2 angesetzt.

R4 berechnet sich aus  $U_{R4}$  (555-Ausgangsspannung  $U_{1H}$  abzüglich Q4-Basis-Emitter-Spannung) und  $I_{R4} = I_{BQ4}$ . Es ergeben sich 1,76 k $\Omega$ , gewählt wird der E12-Normwert 1,8 k $\Omega$ . Die Kontrollrechnung zeigt, dass jetzt der Basisstrom 1,7 mA beträgt, gemessen wurden in der Schaltung 1,6 mA.

Damit ist der untere Zweig der Schaltstufe berechnet. Allerdings wurde bisher die Strombegrenzung nicht berücksichtigt.

**Strombegrenzung**

Transistor Q6 schaltet die Q2-Basis nach GND, sobald die Spannung über R10 größer als ca. 0,65 V wird. R10 bestimmt, bei welchem Strom dieser Spannungsabfall erreicht wird. Bei Kurzschluss ergaben sich 1,38 A.

Die Strombegrenzung schützt Q2 bei der Entladung großer Elkos in der Testschaltung. Transistor Q1 ist auf eine Strombegrenzung der +5V-Quelle angewiesen.

**Q1-Spannungsabfall der oberen Schaltstufe**

Leider haben bipolare Transistoren beim Einsatz als Schalter einen Nachteil: Der Spannungsabfall über dem Schalttransistor ist meist mindestens 0,1 V und wird größer, wenn der geschaltete Kollektorstrom größer wird. Diese stromabhängige Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung kann bis über 1 V betragen. Im Datenblatt des BD136 sind entsprechende Digramme  $U_{CEsat} = f(I_c)$  enthalten.

Beim Einsatz des Last-Schalters ist deshalb zu prüfen, ob die Versorgungsspannung vor dem Q1-Schalter (+5V) erhöht werden muss, um die Mindestspannung von 4,75 V (in digitalen 5V-Systemen) nach dem Q1-Schalter noch zu garantieren.

Sind kleine digitale Schaltungen mit geringem Strombedarf (bis ca. 0,5 A) zu testen, ist die Spannungserhöhung noch nicht erforderlich.

© 2010-12 P.E.Burkhardt 555-gen11b

**Berechnung R8** (Vorgabe:  $I_{max}=1A$ )  
 $I_{BQ2} = \frac{I_{max}}{h_{FEQ2}} = \frac{1A}{20} = 50mA$  ( $h_{FEmin} = 25$  bei 1A)  
 $R8 = \frac{U_b - U_{BEQ2}}{I_{BQ2}} = \frac{5V - 0,7V}{50mA} = 86\Omega$  gewählt 82  $\Omega$   
 $I_{R8} = I_{BQ2} = \frac{U_b - U_{BEQ2}}{R8} = \frac{5V - 0,7V}{82\Omega} = 52,5mA$   
 $P_{VR8} = (U_b - U_{CEsatQ4}) \cdot I_{R8} = (5V - 0,1V) \cdot 52,5mA = 0,26W$  gewählt 0,5W

**Berechnung R4**  
 Bei Q4 leitend wird  
 $I_{CQ4} = \frac{U_b - U_{CEsatQ4}}{R4} = \frac{5V - 0,1V}{82\Omega} = 59,8 \text{ mA}$   
 Mit Übersteuerungsfaktor 2 und  $h_{FEmin} = 70$  wird:  
 $I_{BQ4} = 2 \cdot \frac{I_{CQ4}}{h_{FEQ4}} = 2 \cdot \frac{59,8mA}{70} = 1,7mA$   
 $R4 = \frac{U_H - U_{BEQ4}}{I_{BQ4}} = \frac{3,6V - 0,6V}{1,7mA} = 1,76 \text{ k}\Omega$   
 gewählt R4 = 1,8 k $\Omega$   
 $I_{BQ4} = \frac{U_H - U_{BEQ4}}{R4} = \frac{3V}{1,8k\Omega} = 1,7mA$



**U2-Kurvenform**

Bei kleineren Testschaltungen mit geringer kapazitiver Last ist die U2-Anstiegszeit  $T_A$  vernachlässigbar. Ist die Betriebsspannung  $U_b$  größerer Systeme zu schalten, ergibt sich abhängig von der Stütz-Elko-Anzahl und von der Stromaufnahme eine größere U2-Anstiegszeit. Auch der Innenwiderstand der +5V-Quelle spielt eine Rolle.

Bei Reset-Schaltungen, die mit Einschalten der Betriebsspannung den Reset-Impuls generieren, ist eine lange  $U_b$ -Anstiegszeit oft ein Problem. Mit dem Last-Generator kann Reset gezielt optimiert werden.

**Fazit**

Das periodische Ein- und Ausschalten der Betriebsspannung  $U_b$  mit dem 555 erlaubt die Beobachtung und Optimierung von Einschaltvorgängen in zu untersuchenden Schaltungen mit dem analogen Oszilloskop.

Der Spannungsabfall über dem Last-Schalter ist stromabhängig und muss bei größeren Testobjekten berücksichtigt werden.

# Last-Generator, Frequenz und Tastgrad einstellbar

## Anwendung

Das Verhalten digitaler und auch analoger Schaltungen beim Ein-/Aussschalten der Betriebsspannung kann mit dem folgenden Generator mit einem analogen Oszilloskop untersucht und optimiert werden.

Außerdem ist die Schaltung als PWM-Steller für bis zu 1 A Ausgangsstrom einsetzbar.

## Eigenschaften

- Gleiche Betriebsspannung für Generator und Testschaltung (4,5 bis 16 V)
- Frequenzbereich 100 bis 200 Hz einstellbar (1:2, weitere Bereiche durch C-Umschaltung möglich)
- Einschaltdauer 1 bis 99 % einstellbar
- Gegentakt-Endstufe 1 A mit Strombegrenzung des Ausgangs nach GND

## Prinzip

Der erste 555 (IC1) arbeitet als AMV und bestimmt die Frequenz des Schaltsignals. Die Frequenzeinstellung erfolgt durch Änderung der H-Zeit im Verhältnis 2 zu 1. Die sehr kurze L-Zeit bleibt konstant.

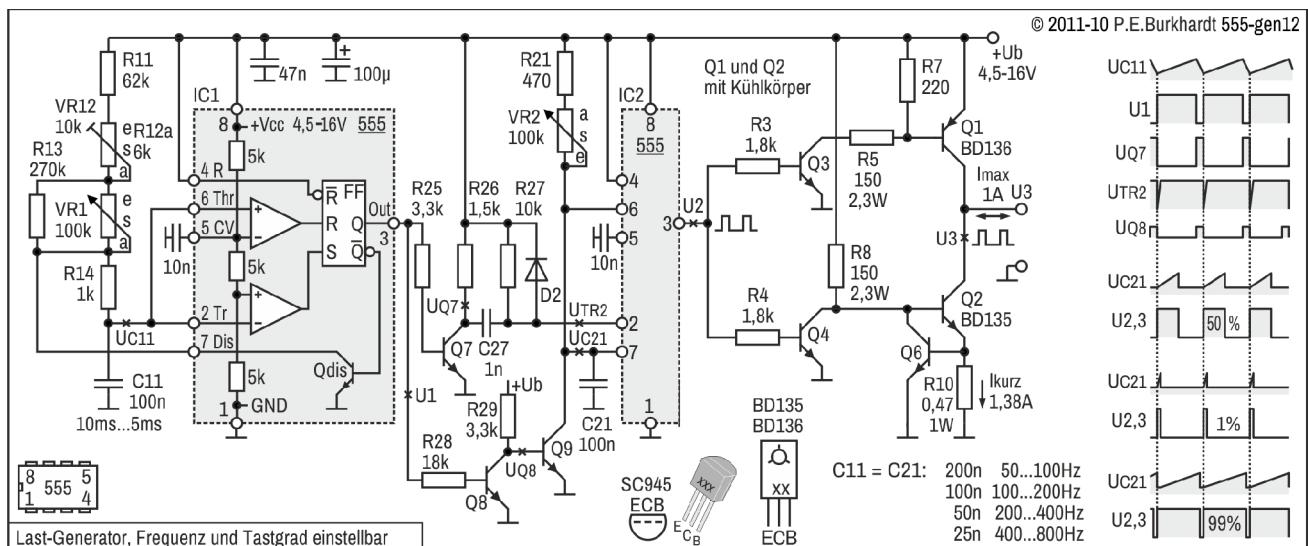
Der zweite 555 (IC2) arbeitet als MMV und wird vom AMV getriggert. Der MMV erlaubt die Einstellung des Tastgrades. Dazu wird die MMV-Impulslänge innerhalb der IC1-H-Zeit verändert. Die Frequenz des Schaltsignals bleibt also erhalten. Der längste MMV-Impuls muss mindestens so lang wie die längste IC1-H-Zeit (niedrigste AMV-Frequenz) sein, um einen Tastgrad von 1 mit dem Tastgrad-Poti VR2 einstellen zu können. Bei kürzerer IC1-H-Zeit (höhere AMV-Frequenz) werden 100 % Einschaltdauer entsprechend eher erreicht. Das ergibt (prinzipbedingt) einen toten VR2-Einstellbereich.

Eine spezielle Schaltung (Q8, Q9) sorgt für das Entladen des MMV-Kondensators C21 bei jedem IC1-H-Zeit-Ende, damit zu lange MMV-Impulse nicht wirksam werden.

Das Schaltsignal steuert die 1A-Endstufe an. Die zu untersuchende Schaltung wird über den oberen Gegentakt-Zweig (Q1) in der U2-H-Phase mit der Betriebsspannung U3 versorgt, die nahezu der Spannungsversorgung +Ub entspricht. Eine Strombegrenzung ist nicht vorgesehen, sie muss durch das vorgeschaltete Netzteil erfolgen.

Der untere Gegentakt-Zweig (Q2) legt in der U2-L-Phase den Ausgang U3 auf GND, so dass Kondensatoren der angeschlossenen Schaltung schnell entladen werden. Evtl. zu hohe Ströme werden mit Q6 begrenzt.

Die Endstufe entspricht dem vorigen Beitrag Last-Generator zum Testen von 5V-Schaltungen, wurde aber für den Ub-Bereich bis 16V dimensioniert.



Last-Generator, Frequenz und Tastgrad einstellbar

## Schaltungsbeschreibung

### AMV und Frequenz-Einstellung

Die Frequenz des 555-AMVs (IC1) sollte mindestens so hoch sein, dass sich eine flimmerarme Oszildarstellung ergibt. Andererseits darf sie nicht zu hoch sein, um auch mit Oszis niedriger Grenzfrequenz noch genügend genau Anstiegs- und Verzögerungszeiten messen zu können.

Die AMV-Frequenz wird von R11, VR12, VR1, R13, R14 und C11 bestimmt. Sie ist mit VR1 von 100 bis 200 Hz einstellbar. Voraussetzung ist der Bereichsabgleich mit VR12. Der Frequenzbereich sollte am oberen und unteren Bereichsende etwas überschritten sein, damit sich evtl. Frequenz-Änderungen nicht auf die Einstellbarkeit auswirken. Der VR12-Einstellwert im Testmuster war 6 k.

Für andere Frequenzbereiche können die Werte für C11 (AMV) und C21 (MMV) umgeschaltet werden. Dadurch bleibt die AMV-Frequenzeinstellung im Verhältnis 1 zu 2 erhalten. Die Werte sind im Bild angegeben. R14 ist klein gegenüber den anderen Widerständen und bestimmt nur die (kurze) U1-L-Zeit.

### MMV und Tastgrad-Einstellung

Der 555-MMV (IC2) wird gestartet, wenn die AMV-L-Zeit zu Ende ist. Um den negativen Trigger-Impuls  $U_{TR2}$  zu erhalten, wird U1 mit Transistor Q7 negiert und mit C27-R27 differenziert. Die positive über  $+U_b$  hinausgehende Spitze (verursacht durch die steigende  $U_{Q7}$ -Flanke) wird mit Diode D2 begrenzt.

Nach dem Triggern beginnt die MMV-Zeit, die mit Poti VR2 eingestellt werden kann. Außerdem sind R21 und C21 zeitbestimmend. Mit  $C21 = C11$  entspricht die maximale MMV-Zeit der maximalen AMV-H-Zeit (minimale Frequenz), so dass ein Tastgrad von 1 einstellbar ist. Dies ist mit R21 beeinflussbar, allerdings sollte R21 nicht kleiner als angegeben gewählt werden.

Damit bei zu langer MMV-Zeit (ist der Fall bei niedrigerer AMV-H-Zeit, d. h. bei höherer AMV-Frequenz) kein Nachtriggern durch den  $U_{TR2}$ -Impuls erfolgt, wird der MMV-Kondensator C21 immer kurz vor dem Triggern entladen, so dass der MMV-Impuls neu beginnen kann. Dieses Entladen besorgt Q9, der für die AMV-L-Zeit durchgesteuert ist.

Bereichsende des Tastgrad-Potis VR2 ist ein Tastgrad von 1 (100 % Einschaltdauer), wobei dieses Ende bei niedrigster AMV-Frequenz am Poti-Ende liegt, bei höchster AMV-Frequenz dagegen schon in Poti-Mitte (entsprechend AMV-H-Zeit-Änderung 2 zu 1). Das ist prinzipbedingt, aber durch die relative geringe Frequenzvariation noch akzeptabel.

Für kürzere MMV-Zeit sinkt entsprechend der Tastgrad auf nahezu 0,01. Dieser kürzest mögliche Ausgangsimpuls wird von der AMV-L-Zeit bestimmt (R14). Widerstand R14 sollte aber auch nicht kleiner gewählt werden wie angegeben, da es sonst zu Trigger-Schwierigkeiten kommt (nicht ausreichender Triggerimpuls  $U_{TR2}$ ).

### Endstufe

Die MMV-Ausgangsimpulse U2 steuern über die Transistoren Q3, Q4 den Gegentakt-Schalter Q1, Q2. Q1 schaltet periodisch  $+U_b$  an die zu testende Schaltung. Wenn Q1 sperrt, schaltet Q2 die  $+U_3$ -Leitung der Testschaltung nach GND. Damit werden gespeicherte Ladungen der Stützkondensatoren schnell abgebaut. Diese Ladung müsste sich sonst über den Innenwiderstand der Testschaltung abbauen. Bei hoher kapazitiver Last würde U3 in den Pausen nicht auf Null absinken können.

### Ansteuerung der Endstufe

Mit U2-H-Pegel steuert Q3 durch und liefert so den Basisstrom für den pnp-Transistor Q1, Q1 öffnet und schaltet  $+U_b$  an das Testobjekt. Gleichzeitig steuert auch Q4 durch und legt die Q2-Basis auf GND, Q2 sperrt.

Mit U2-L-Pegel sperrt Q3, Q1 erhält keinen Basisstrom mehr, Q1 sperrt. Der Widerstand R7 sorgt dafür, dass die Q1-Basis definiertes Potential erhält.

Mit U1-L-Pegel sperrt auch Q4. Jetzt erhält Q2 über R8 Basisstrom, Q2 öffnet und schaltet U3 ( $+U_b$  des Testobjekts) auf GND.

### Anmerkung:

Die Sättigungsspannung  $U_{CE}$  der Endstufen-Transistoren Q1 und Q2 sollte niedrig sein, damit  $+U_b$  am Testobjekt möglichst unverfälscht zur Verfügung steht (auch abhängig vom Strom). Deshalb ist die Gegentaktendstufe des 555 wegen der zu hohen Sättigungsspannung des oberen 555-Endstufenzweiges hier nicht direkt nutzbar.

### Strombegrenzung

Transistor Q6 schaltet die Q2-Basis nach GND, sobald die Spannung über R10 größer als ca. 0,65 V wird. R10 bestimmt, bei welchem Strom dieser Spannungsabfall erreicht wird. Bei Kurzschluss ergaben sich 1,38 A.

Die Strombegrenzung schützt Q2 bei der Entladung großer Elkos in der Testschaltung. Transistor Q1 ist auf eine Strombegrenzung der  $+U_b$ -Quelle angewiesen.

**Q1-Spannungsabfall der oberen Schaltstufe**

Leider haben bipolare Transistoren beim Einsatz als Schalter einen Nachteil: Der Spannungsabfall über dem Schalttransistor ist meist mindestens 0,1 V und wird größer, wenn der geschaltete Kollektorstrom größer wird. Diese stromabhängige Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung kann bis über 1 V betragen. Im Datenblatt des BD136 sind entsprechende Diagramme  $U_{CEsat} = f(I_c)$  enthalten.

Beim Einsatz des Last-Schalters ist deshalb zu prüfen, ob die Versorgungsspannung vor dem Q1-Schalter (+Ub) erhöht werden muss, um die Nominal-Spannung der Testschaltung (>4,75 V in digitalen 5V-Systemen) nach dem Q1-Schalter noch zu garantieren.

Sind kleine digitale Schaltungen mit geringem Strombedarf (bis ca. 0,5 A) zu testen, ist die Spannungserhöhung noch nicht erforderlich.

**U3-Kurvenform**

Bei kleineren Testschaltungen mit geringer kapazitiver Last ist die U3-Anstiegszeit vernachlässigbar. Ist die Betriebsspannung für größere Systeme zu schalten, ergibt sich abhängig von der Stütz-Elko-Anzahl und von der Stromaufnahme eine größere U3-Anstiegszeit. Auch der Innenwiderstand der +Ub-Quelle spielt eine Rolle.

**Fazit**

Das periodische Ein- und Ausschalten der Betriebsspannung mit dem 555 erlaubt die Beobachtung und Optimierung von Einschaltvorgängen in zu untersuchenden Schaltungen mit dem analogen Oszilloskop. Frequenz- und Tastgrad-Einstellung ermöglichen den flexiblen Einsatz.

Der Spannungsabfall über dem Last-Schalter ist stromabhängig und muss bei größeren Testobjekten berücksichtigt werden.

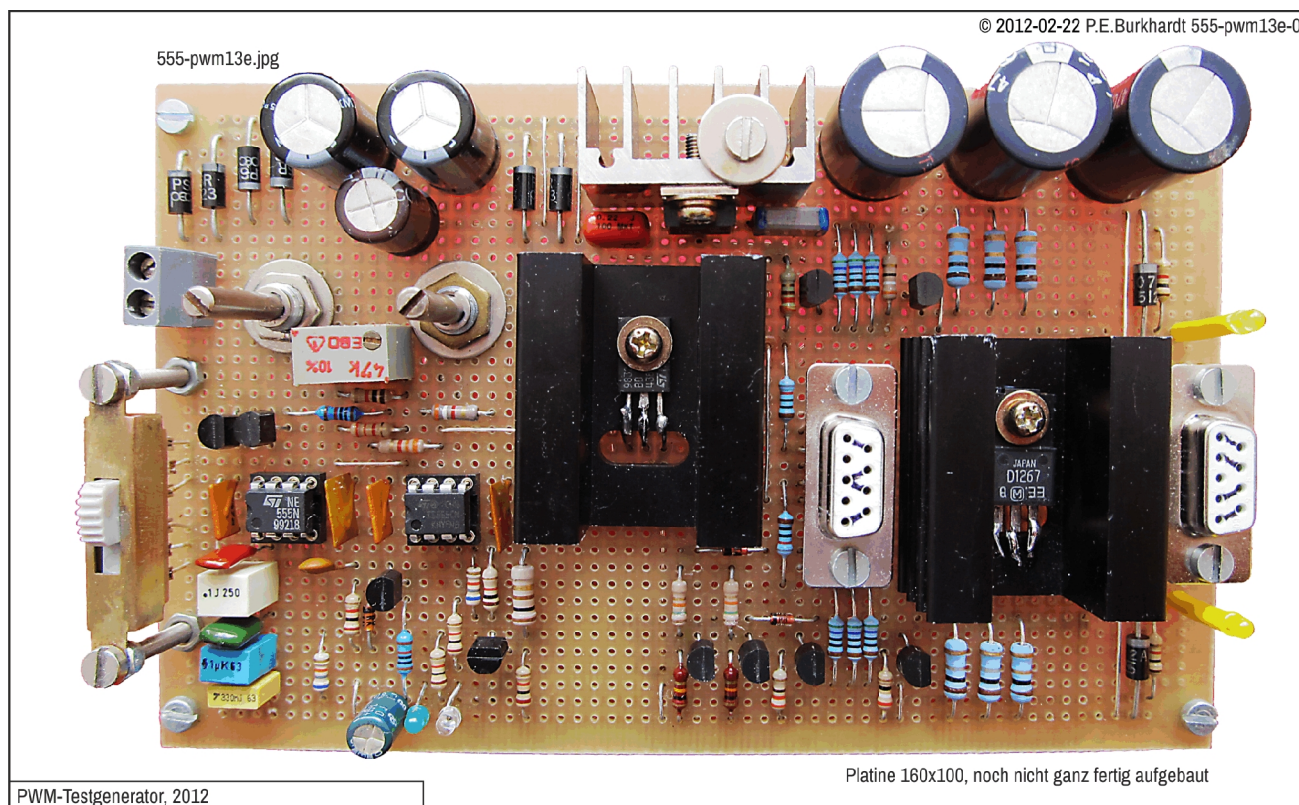
## PWM-Testgenerator 1 Hz bis 10 kHz, universelle 1A-Endstufe

### Anwendung

PWM-Schaltung und Endstufe sind einzeln oder kombiniert verwendbar. Die offene Baugruppe ist für Aufbau und Test von Schaltungen konzipiert. Die Ein- und Ausgänge sind steckbar.

### Eigenschaften

- Tastgrad einstellbar von 0 bis 1 (Einschaltdauer 0 bis 100 %)
- 2 Frequenz-Bereiche, einstellbar 10 Hz bis 1 kHz (Update 2019: 1 Hz bis 100 Hz) und 100 Hz bis 10 kHz
- 555-AMV mit externer C-Entladeschaltung (im unteren Frequenzbereich)
- C555 als Komparator mit Triggerung vom AMV
- 1A-Leistungsendstufe (Gegentakt-Ausgang, rail-to-rail), kurzschlussfest
- Generator und Endstufe separat nutzbar
- pnp- und npn-Endstufenzweig separat nutzbar
- Generator mit interner 10V-Versorgung
- Endstufe wahlweise mit externer Versorgung 4 bis ca. 20 V
- Anschlüsse über Sub-D-Buchsen (Test-Stecksystem des Autors)
- Ein- und Ausgänge mit Schutzschaltung
- Versorgung der Baugruppe extern (AC oder DC, min. 14 V bei 220 mA, Update 2019: DC min. 12 V)
- Generatorausgang max. 9 V (Update 2017: 5V-Ausgang für TTL, Update 2019: Ausgang regelbar 0 bis 9 V)



PWM-Testgenerator, Ansicht der Platine 2012 (nicht ganz fertig aufgebaut)

### Aufbau der Baugruppe

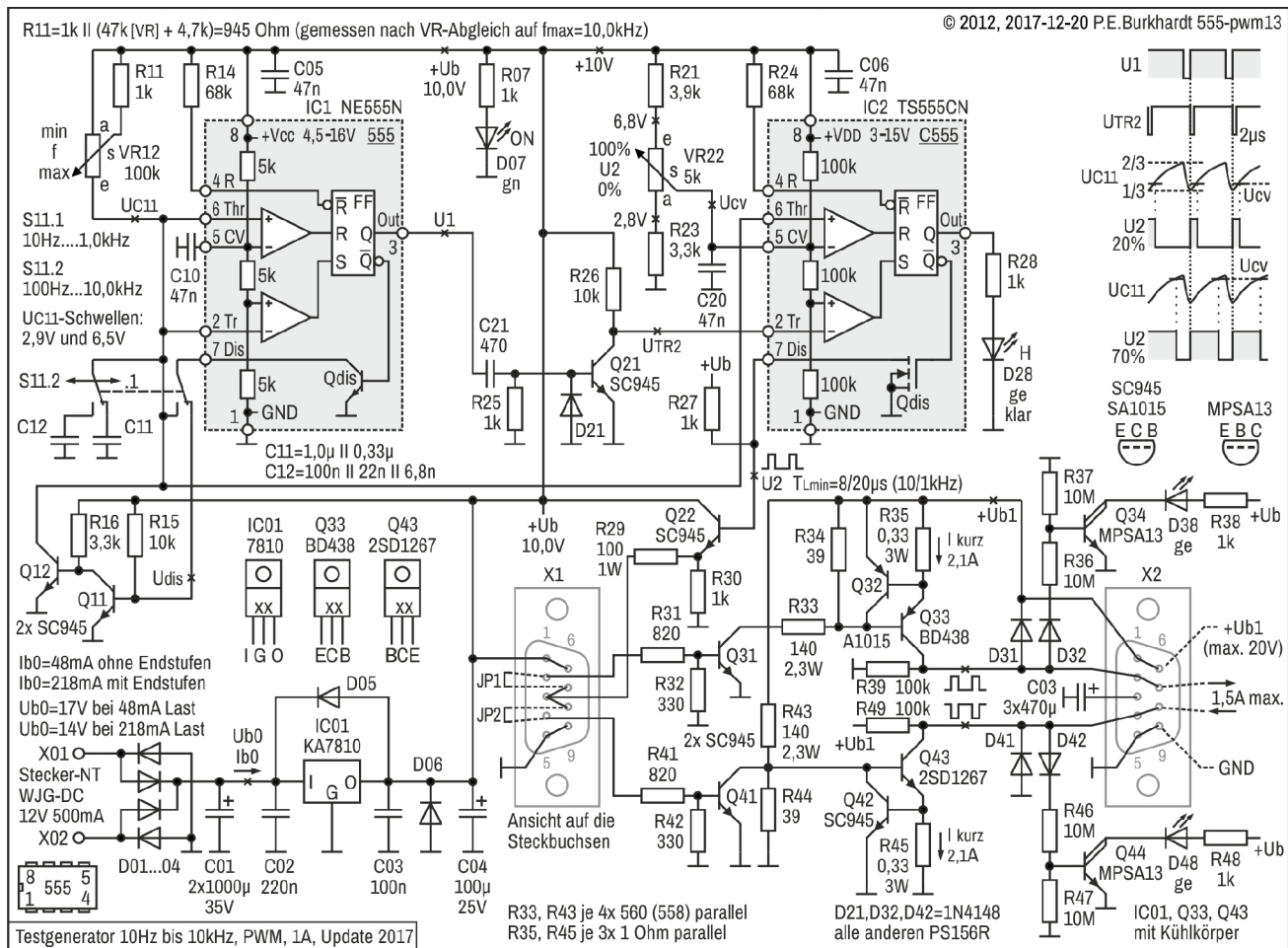
Als Prüf-Baugruppe im Zusammenhang mit Labor-Aufbauten ist die Schaltung als offene Lochraster-Platte für den Labortisch ausgeführt.

Die Verdrahtung erfolgte von Hand mit 0,5mm-Silberdraht. Endstufentransistoren und 10V-Regler sind auf Kühlkörpern montiert. Weitere Einzelheiten zeigt das Bild.

Die Ein-/Ausgänge der Schaltung sind passend zu meinem Stecksystem mit Sub-D-Buchsen realisiert. Verbindungen zu anderen Schaltungsteilen bzw. zum Prüf-Board werden ausschließlich über einzelne Leitungen mit vergoldeten 1mm-Steckern hergestellt. Auch einzelne Bauelemente haben solche Steckerstifte. Das System hat sich seit über 40 Jahren bewährt!



**Schaltung**



PWM-Testgenerator mit C555-Komparator, universeller 1A-Ausgang, mit Update 2017

**Schaltungsbeschreibung**

**Schaltungsteile**

- 555-AMV als Sägezahn-generator mit 2 Frequenzbereichen (IC1, R11, R12, C11, C12, S11)
- Externe Entladeschaltung im unteren Frequenzbereich (Q11, Q12, R15, R16)
- Triggerimpuls-Erzeugung für C555-Komparator (C21, R25, Q21, R25)
- C555-Komparator mit Tastgrad-Einstellung (IC2, R21, VR22, R23)
- Spannungsfollower zur Impulsauskopplung 5 Vss und 10 Vss (Q22, R29, R30)
- Sub-D-Buchsenleisten X1 (Generatorkausgang, Endstufeneingänge) und X2 (Endstufenausgänge)
- Endstufentreiber oben/unten (Q31, Q41)
- pnp-Endstufe gegen Plus (oben, Q33), npn-Endstufe gegen Minus (unten, Q43)
- Strombegrenzung oben (R35, Q32) und unten (R45, Q42)
- LED-Anzeige H-Pegel oben (D32, D38, Q34) und unten (D42, D48, Q44) auch ohne externe Last
- Diodenschutz vor externer Falschpolung (D31, D41)
- 10V-Netzteil (D01 bis D04, IC01, D05, D06 und C01 bis C04) mit Ub-LED-Anzeige (R07, D07)
- LED-Anzeige Generator-H-Impulse (R28, D28)

**Schaltungsprinzip Generator**

Der C555-Komparator (IC2) vergleicht die Kondensatorspannung  $U_{C11}$  des 555-AMV (IC1) mit der einstellbaren (VR22) Kontrollspannung  $U_{cv}$ . Der AMV arbeitet mit einer langen H-Zeit (einstellbar zur Frequenzänderung) und einer kurzen L-Zeit. Je größer  $U_{cv}$  ist, desto länger bleibt der C555-Discharge-Ausgang U2 auf H.

Die Umschaltung des C555-Ausgangs U2 auf L erfolgt mit Ende der AMV-H-Zeit. Dazu wird der Komparator-C555 (IC2) mit der fallenden Flanke des AMV-H-Impulses am Komparator-Trigger-Eingang Pin 2 getriggert. Nach dem kurzen  $U_{TR2}$ -Impuls liegt der Trigger-Eingang für die restliche Zeit wieder auf H.

**Tastgrad**

Spannungsteiler R21-VR22-R23 liefert am CV-Eingang Pin 5 eine Vergleichsspannung  $U_{cv}$  zwischen GND und 2/3 von  $U_b$ . Das ist der Spannungsbereich, den der AMV (IC1) als  $U_{C11}$  liefert. Dabei beträgt der untere Schwellwert 1/3 von  $U_b$ .



Wird  $U_{cv}$  zwischen  $1/3$  und  $2/3$  von  $U_b$  verändert, ergibt sich eine entsprechende Impulslänge an  $U_2$  zwischen  $0$  und  $100\%$  eines Ladevorganges am Kondensator  $C_{11}$  bzw.  $C_{12}$ .

Mit  $U_{cv} > 2/3$  von  $U_b$  liegt  $U_2$  permanent auf H ( $100\%$  Einschaltdauer, ständige volle Aussteuerung). Mit  $U_{cv} < U_{C11}$  liegt  $U_2$  permanent auf L ( $0\%$ , Aussteuerung = Null).  $R_{21}$ - $VR_{22}$ - $R_{23}$  wurden so gewählt, dass der Einstellbereich des Potis  $VR_{22}$  dem Bereich der möglichen  $U_{C11}$ -Spannung entspricht ( $0$  bis  $100\%$  Einschaltdauer). Das Bild enthält die gemessenen  $U_{cv}$ -Werte für  $+10\text{ V}$ .

Sowohl der  $0\%$ -Anschlag als auch der  $100\%$ -Anschlag des Potis  $VR_{22}$  haben einen geringen toten Bereich, damit keine  $U_2$ -Spannung ( $0\%$  bzw.  $U_2 = L$ ), aber auch die volle  $U_2$ -Spannung ( $100\%$  bzw.  $U_2 = H$ ) mit Sicherheit einstellbar ist. Es ergaben sich die im Bild angegebenen Widerstandswerte für  $R_{21}$ - $VR_{22}$ - $R_{23}$ .

### Frequenz und Entlade-Schaltung

Der AMV mit  $IC_1$  ist abweichend von der 555-Standardschaltung im niedrigen Frequenzbereich mit einer externen Entlade-Schaltung für den zeitbestimmenden Kondensator  $C_{11}$  ausgestattet. Außerdem fehlt der sonst übliche Entlade-Widerstand.

Transistor  $Q_{12}$  entlädt  $C_{11}$  schneller als der interne  $Q_{dis}$ , so dass eine sehr kurze  $U_1$ -L-Zeit möglich ist (ca.  $20\ \mu\text{s}$ ). Der  $U_1$ -Sägezahn hat also eine kurze Rückflanke. Damit wird der Tastgrad-Einstellbereich wenig eingeschränkt.

Diese Entladeschaltung wird nur im Frequenzbereich 1 ( $10\text{ Hz}$  bis  $1,0\text{ kHz}$ ,  $C_{11} = 1,33\ \mu\text{F}$ ) angewendet. Im Frequenzbereich 2 ( $100\text{ Hz}$  bis  $10\text{ kHz}$ ,  $C_{12} = 0,129\ \mu\text{F}$ ) würde durch die dann weiter sinkende Entladezeit die untere 555-Schwelle ( $1/3 U_b$ ) unterschritten werden. Das hätte negative Auswirkungen auf die Frequenzkonstanz bei  $U_b$ -Änderungen. Außerdem würde sich dann der mit  $VR_{22}$  einstellbare Tastgrad-Einstellbereich ändern.

Deshalb ist die externe Entlade-Schaltung im hohen Frequenzbereich (Schalterstellung  $S_{11.2}$ ) nicht wirksam. In diesem Fall wird  $Q_{11}$  über  $R_{15}$  ständig durchgesteuert (Verbindung zu Pin 7 ist unterbrochen). Dadurch sperrt  $Q_{12}$  ebenfalls ständig und beeinflusst Knoten Pin 2-6 nicht. Die  $C_{12}$ -Entladung geschieht ausschließlich direkt über Pin 7 und  $Q_{dis}$ .

Die Frequenz ist trotz des Schutzwiderstands  $R_{11}$  mit dem Poti  $VR_{12}$  im Verhältnis  $1:100$  einstellbar, da ein etwas ungewöhnlicher Poti-Anschluss erfolgt. Der genaue Abgleich auf die Frequenzbereiche erfolgte mit den Kondensatoren (Parallelschaltungen für  $C_{11}$  bzw.  $C_{12}$ ). Prinzipbedingt ist die 555-AMV-Frequenz unabhängig von  $U_b$ .

### Trigger-Schaltung

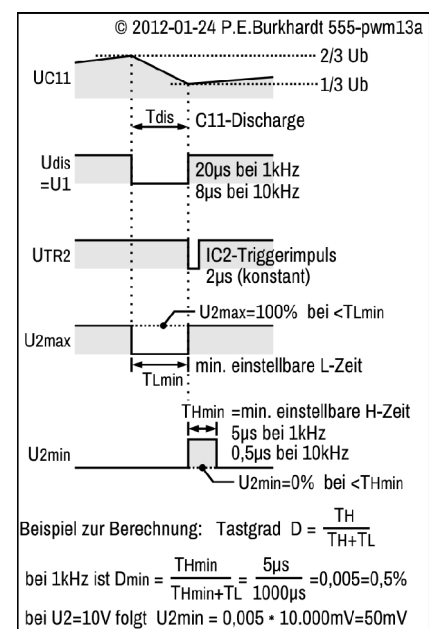
Jede steigende  $U_1$ -Flanke (nach der Entladezeit  $T_{dis}$ ) bewirkt wegen der Differenzierung mit  $C_{21}$ - $R_{25}$  das kurze Durchsteuern des Transistors  $Q_{21}$ . Am  $Q_{21}$ -Kollektor ergibt sich ein Triggerimpuls ( $U_{TR2}$ ), der das  $C_{555}$ -FF des Komparators setzt, d. h. der  $C_{555}$ -Ausgang  $U_2$  wird H (wegen des Pull-Up-Widerstands  $R_{27}$ ). Der negative Nadelimpuls bei fallender  $U_1$ -Flanke wird mit Diode  $D_{21}$  begrenzt.

Das Differenzierglied und  $R_{26}$  sind so bemessen, dass der Triggerimpuls  $U_{TR2}$  möglichst kurz, aber auch lang genug zum sicheren Triggern für  $IC_2$  ist. Der Triggerimpuls ist ein sauberer L-Impuls von  $+U_b$  bis GND am Anfang der AMV-H-Zeit.

### Minimaler und maximaler Tastgrad

Prinzipbedingt sind  $0\%$  ( $D = 0$ , Spannung AUS) und  $100\%$  ( $D = 1$ ) Einschaltdauer einstellbar. Davon abweichend sind der minimal und maximal einstellbare Tastgrad in der Nähe dieser Grenzen. Die kurze Discharge-Zeit  $T_{dis}$  in Verbindung mit dem kurzen Triggerimpuls sichern aber, dass der Tastgrad-Sprung an den Bereichsgrenzen minimal bleibt (siehe Bild).

Bei  $10\text{ V}$  Ausgangsspannung  $U_2$  ergeben sich minimal  $50\text{ mV}$  ( $D = 0,005$ ), danach  $0\text{ mV}$ . Maximal einstellbar sind bei  $1\text{ kHz}$   $9,8\text{ V}$  ( $D = 0,98$ ), bei  $10\text{ kHz}$   $9,2\text{ V}$  ( $D = 0,92$ ), danach jeweils  $10,0\text{ V}$ . Die berechneten Spannungswerte sind natürlich ideal integrierte Werte und entsprechen der durchschnittlich wirksamen Spannung am ohmschen Widerstand.



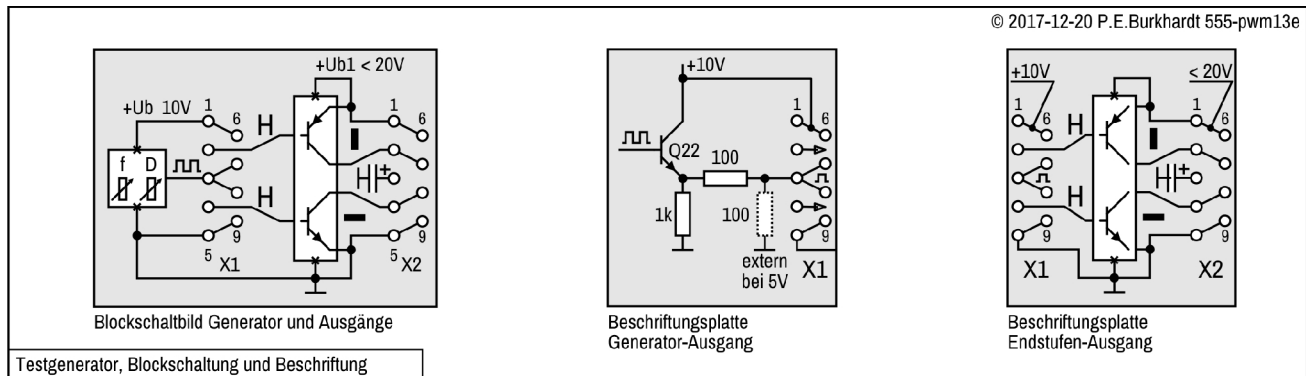
### Schaltmöglichkeiten Generator und Endstufe

#### Generator-Ausgang und Steckbuchse

Über den Emitterfolger Q22 steht U2 mit max. 10 V niederohmig an Steckbuchse X1 Pin 3-7-8 zur Verfügung. Durch Schutzwiderstand R29 ist der Ausgang kurzschlussfest und wegen R30 immer GND-bezogen abgeschlossen.

Wird am Generator-Ausgang ein 100-Ohm-Widerstand gegen GND geschaltet, ergibt sich die Halbierung der Ausgangsspannung U2, d.h. jetzt können 5V-Systeme direkt angesteuert werden (z.B. CMOS- oder TTL-Schaltungen).

Dieser Generator-Ausgang kann völlig unabhängig von der folgenden Endstufe benutzt werden.



Das Blockschaltbild (links) zeigt, wie Generator und Endstufe beschaltet werden können und welche Zustände sich ergeben. Im Bild links ist der Generator, dessen Ausgang X1.3-7-8 direkt mit den Endstufen-Eingängen X1.2 (oberer Zweig) und X1.4 (unterer Zweig) gebrückt werden kann. Ist das der Fall, schaltet H den oberen Transistor durch (Symbol '1'), der untere Transistor wird gesperrt (Symbol '-'). Liegt also ein Rechtecksignal an, schalten die Endstufentransistoren wechselseitig durch.

Die Endstufen-Eingänge sind so konzipiert, dass ein offener Eingang als L gelesen wird. Führen also die Eingänge X1.2 und X1.4 ein L oder sind offen, ist der obere Transistor gesperrt, der untere ist leitend.

Auch die Endstufen-Ausgänge können frei beschaltet werden. Über X2.1-6 wird +Ub1 zugeführt. Das kann bei geringer Endstufenlast +Ub des Generators sein (Brücke X1.1-6 nach X2.1-6), bei höherer Last oder anderer Spannung ist aber eine externe Versorgung nötig.

Die Endstufenlast kann von X2.2-7 nach GND (oberer Zweig schaltet) und/oder von X2.4-8 nach +Ub1 (unterer Zweig schaltet) geschaltet werden. Zusätzlich ist auch das Verbinden der beiden Endstufen-Kollektoren (X2.2-7 mit X2.4-8) möglich. Ein interner 1300µF-Kondensator gegen GND ist an X2.3 frei verfügbar.

#### Gegentakt-Endstufe, oberer Zweig (pnp)

Ohne Ansteuerung oder bei L an X1.2 ist Q31 wegen R32 sicher gesperrt. Q33 erhält deshalb über R33 keinen Basisstrom von GND. Auch Q33 ist wegen R34 sicher gesperrt.

Mit H an X1.2 steuert Q31 durch und liefert damit über R33 von GND den Basisstrom für Q33. Q33 ist durchgesteuert. Eine Last zwischen X2.2 und X2.5 (GND) erhält Strom. An X2.2 liegt dann H.

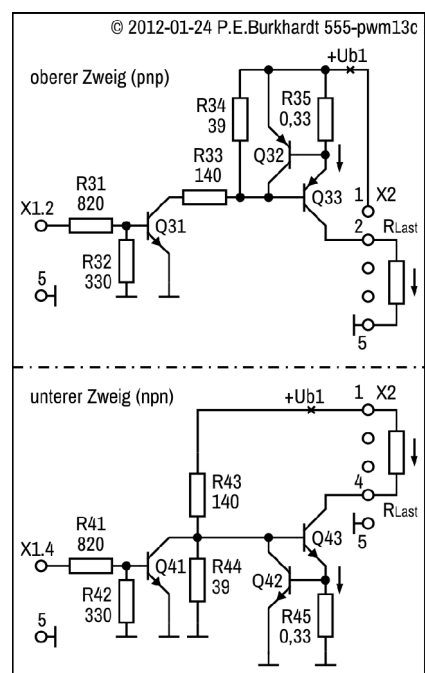
R35 erfasst den Stromistwert. Ab ca. 0,6 V über R35 steuert Q32 auf. Damit wird der Q33-Basisstrom nach +Ub1 abgeleitet, Q33 sperrt. So wird der Strom durch Q33 und die Last begrenzt. Der Zweig ist kurzschlussfest, es fließen max. 2,1 A.

#### Gegentakt-Endstufe, unterer Zweig (npn)

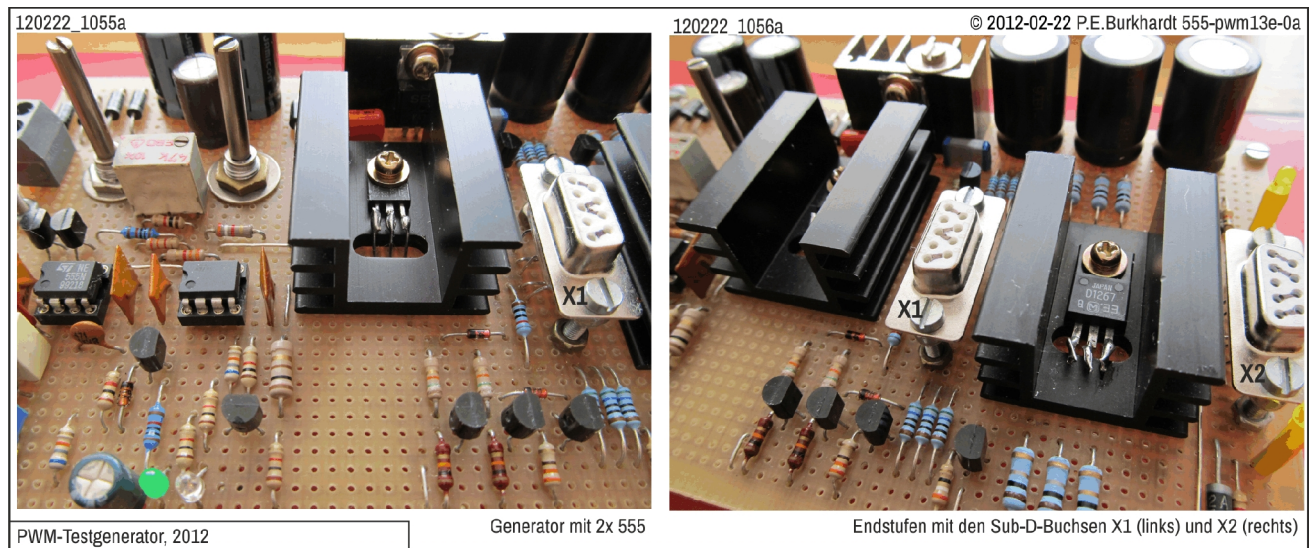
Ohne Ansteuerung oder bei L an X1.4 ist Q41 wegen R42 sicher gesperrt. Q43 erhält deshalb über R43 Basisstrom von +Ub1. Q43 ist durchgesteuert. Eine Last zwischen X2.4 und X2.5 (GND) erhält Strom. An X2.4 liegt dann H.

R45 erfasst den Stromistwert. Ab ca. 0,6 V über R45 steuert Q42 auf. Damit wird der Q43-Basisstrom nach GND abgeleitet, Q43 sperrt. So wird der Strom durch Q43 und die Last begrenzt. Der Zweig ist kurzschlussfest, es fließen max. 2,1 A.

Mit H an X1.4 steuert Q41 durch. Damit wird der Q43-Basisstrom über Q41 nach GND abgeleitet, Q43 sperrt.



## Details der Endstufen



### Stromversorgung

Für den Generator wird  $+U_b = 10\text{ V}$  auf der Platine erzeugt. Über Schraubanschluss X01, X02 kann AC oder auch DC zugeführt werden. Im Muster stand ein Steckernetzteil mit nominal 12 VDC bei 500 mA zur Verfügung. Spannung und Strom am Lade-C C01 sind in der Schaltung angegeben. IC01 liefert die konstante  $+U_b$ . Diode D05 und D06 sind nicht unbedingt nötig, werden von mir aber zur Sicherheit immer eingesetzt. Vor allem, wenn Zugang zu  $+U_b$  von außen besteht, kann man nie wissen, ob schädliche Spannungen auftreten.

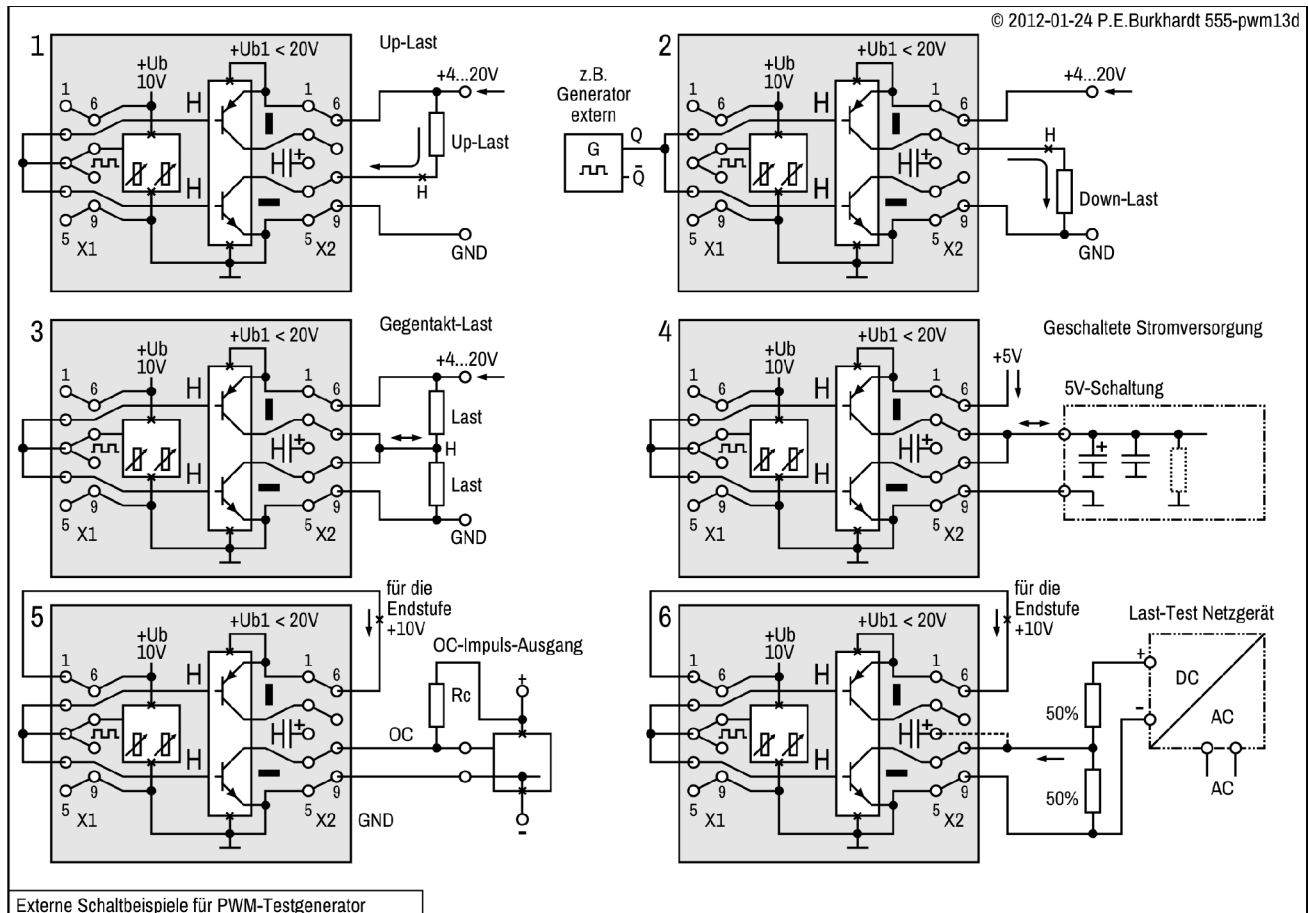
Der  $+U_b$ -Anschluss X1.1-6 steht u.a. für die Endstufe zur Verfügung. Allerdings muss bei Verbindung X1.1-6 zu X2.1-6 der KA7810 schon fast 210 mA liefern. Die Spannung über C01 sinkt dabei auf 14 V ab. Da mindestens 2,5 V (besser 3 V) zum Regeln für den KA7810 bleiben müssen, ist die Belastungsgrenze mit dem verwendeten Steckernetzteil fast schon erreicht. Doch für Versuche mit geringer Endstufenlast reicht es.

Die  $+U_b$ -Anzeige erfolgt mit der grünen LED D07.

### Verwendung, Anschlussmöglichkeiten

Die Baugruppe hat sich für viele Versuchs-Schaltungen bewährt. Im folgenden Bild sind nur einige prinzipielle Anschlussmöglichkeiten gezeigt. Generell stellen sich bei aktivem H an den Endstufeneingängen die dargestellten Endtransistor-Schaltzustände ein (weiter oben schon beschrieben). Symbol 'I' steht für durchgeschaltet (leitend), Symbol '-' dagegen für gesperrt.

Beachtenswert ist, dass die Endstufen-Zweige (oben/unten) auch einzeln angesteuert und verwendet werden können. Diese Forderung war übrigens auch maßgebend für die Wahl der Schaltungstechnik (keine Emitterfolger, sondern normale Schaltstufen).



#### Teilbild 1, Up-Last

- Endstufe wird vom internen Generator angesteuert
- Last ist gegen externe +Ub1 geschaltet, obere Endstufe wird nicht benutzt

#### Teilbild 2, Down-Last

- Endstufe wird von einem externen Generator angesteuert (im Gleichtakt, entweder Q oder /Q)
- Last ist gegen GND geschaltet, untere Endstufe wird nicht benutzt, +Ub1 wird extern zugeführt

#### Teilbild 3, Gegentakt-Last

- Endstufe wird vom internen Generator im Gegentakt angesteuert, Endstufen-Kollektoren verbunden
- Eine Last ist gegen externe +Ub1, eine 2. Last gegen GND geschaltet
- Die Gegentakt-Endstufe wirkt abwechselnd als Quelle oder Senke

#### Teilbild 4, geschaltete Stromversorgung

- Endstufe wird vom internen Generator im Gegentakt angesteuert, Endstufen-Kollektoren verbunden
- Eine 5V-Schaltung (z.B. digital) wird bei H mit Vcc versorgt, bei L entladen (Quelle/Senke)
- Damit sind Ein-/Ausschaltvorgänge einer Schaltung am Oszi darstellbar, ggf. mit internem C03

#### Teilbild 5, Open-Collector-Impulsausgang

- Endstufe wird vom internen Generator angesteuert
- Endstufe wird von der internen +Ub versorgt
- Untere Endstufe hat einen Pull-Up-Widerstand nach Plus (hier zu Vcc der Nachfolgeschaltung)
- Untere Endstufe liefert Impulse in Höhe der extern angeschlossenen Vcc (z.B. auch Pegelanpassung)

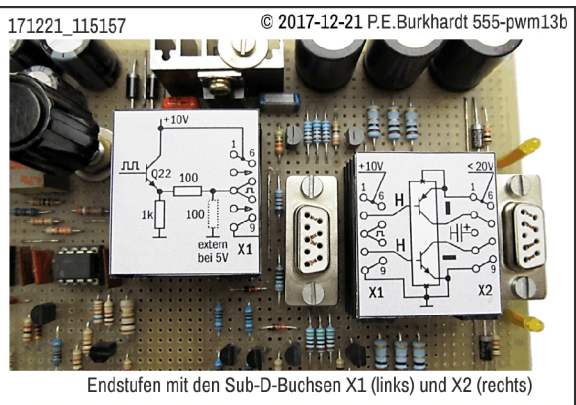
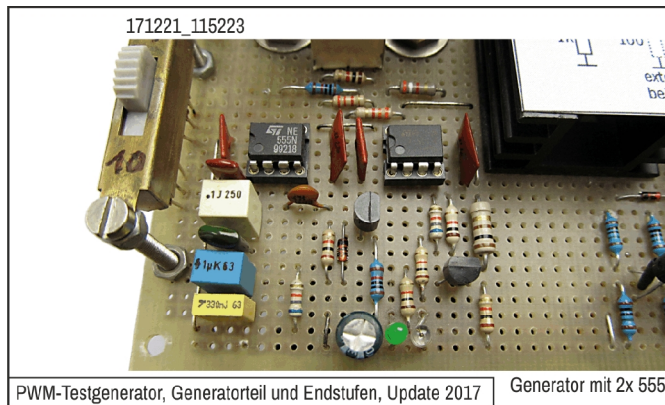
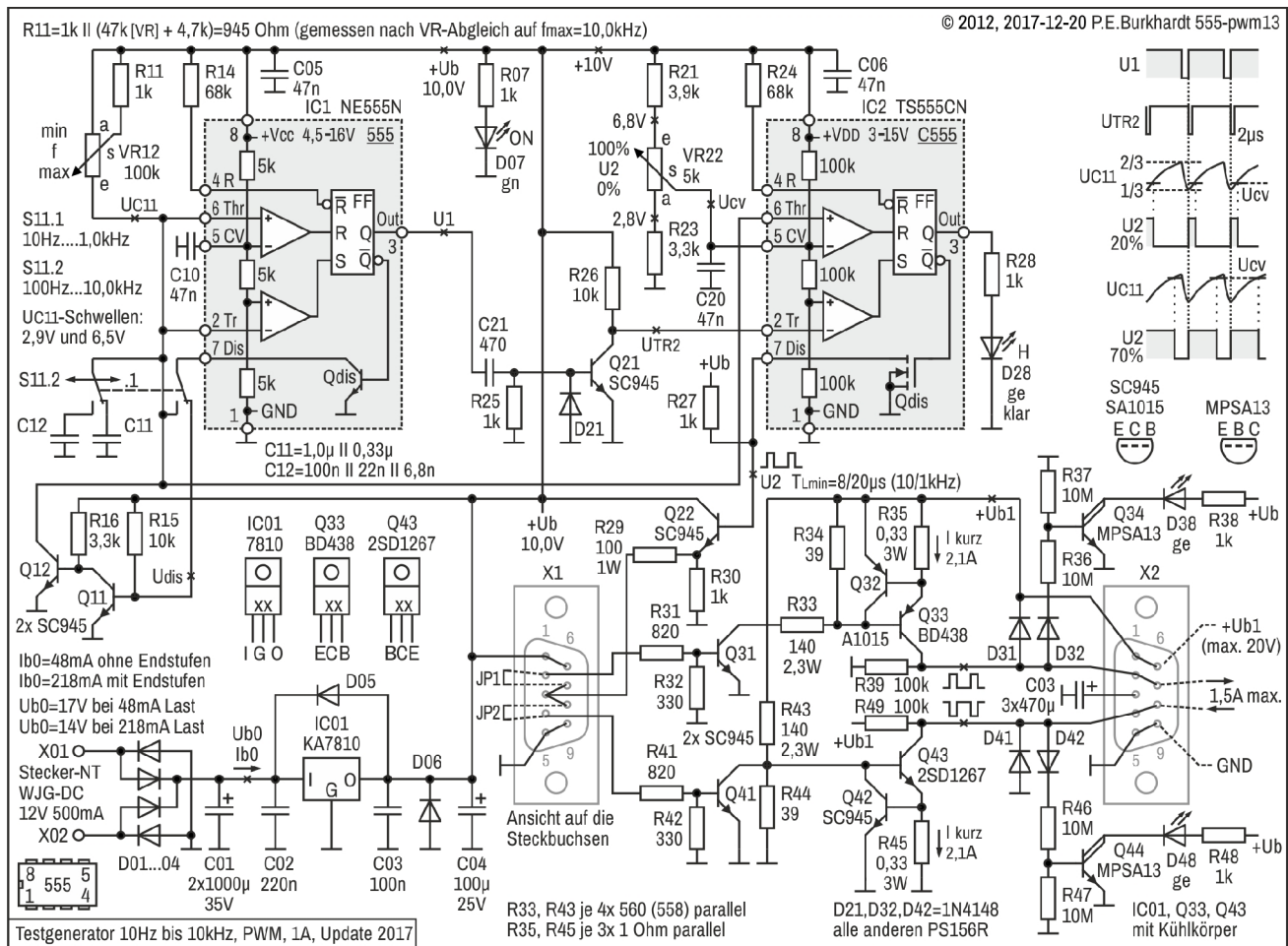
#### Teilbild 6, Last-Test eines Netzgeräts

- Endstufe wird vom internen Generator angesteuert
- Endstufe wird von der internen +Ub versorgt
- Last einer Stromversorgung ist aufgeteilt und wird zu 50 % an-/abgeschaltet für Oszi-Untersuchung



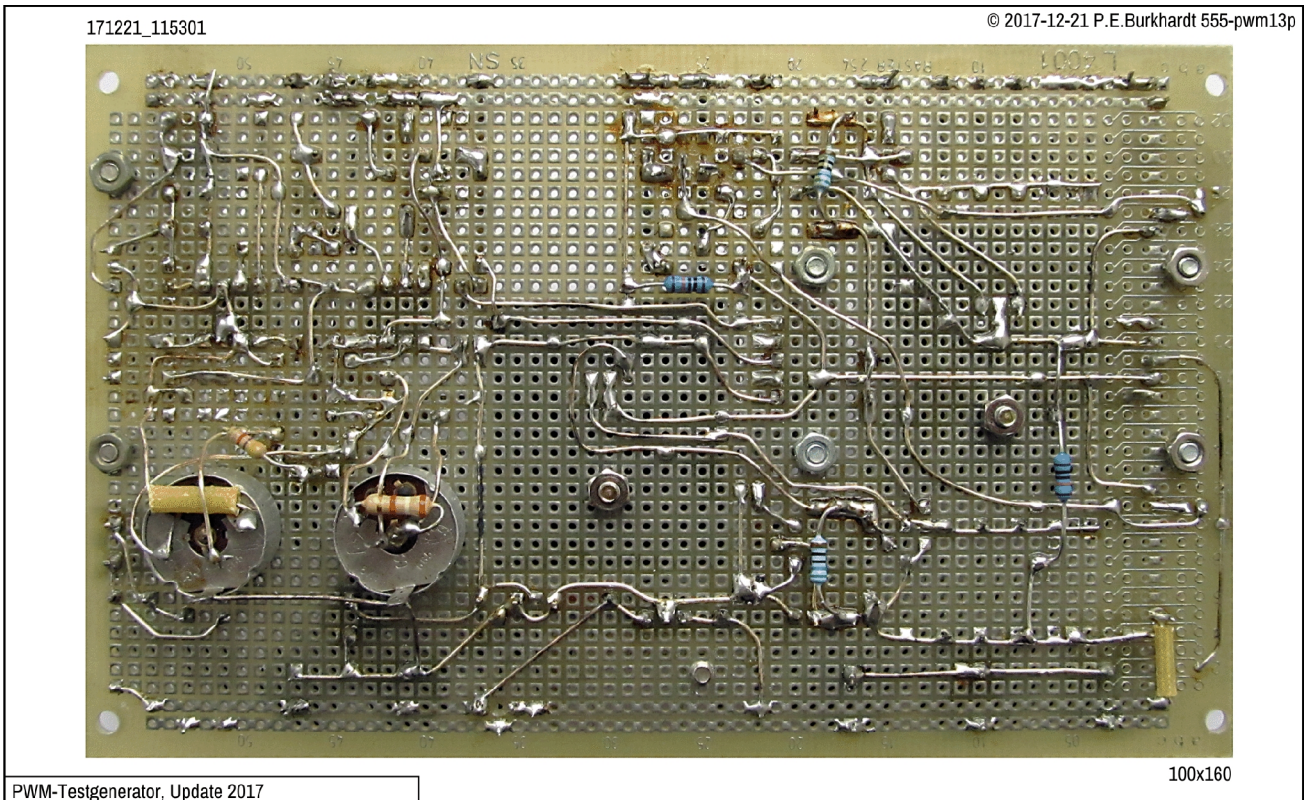
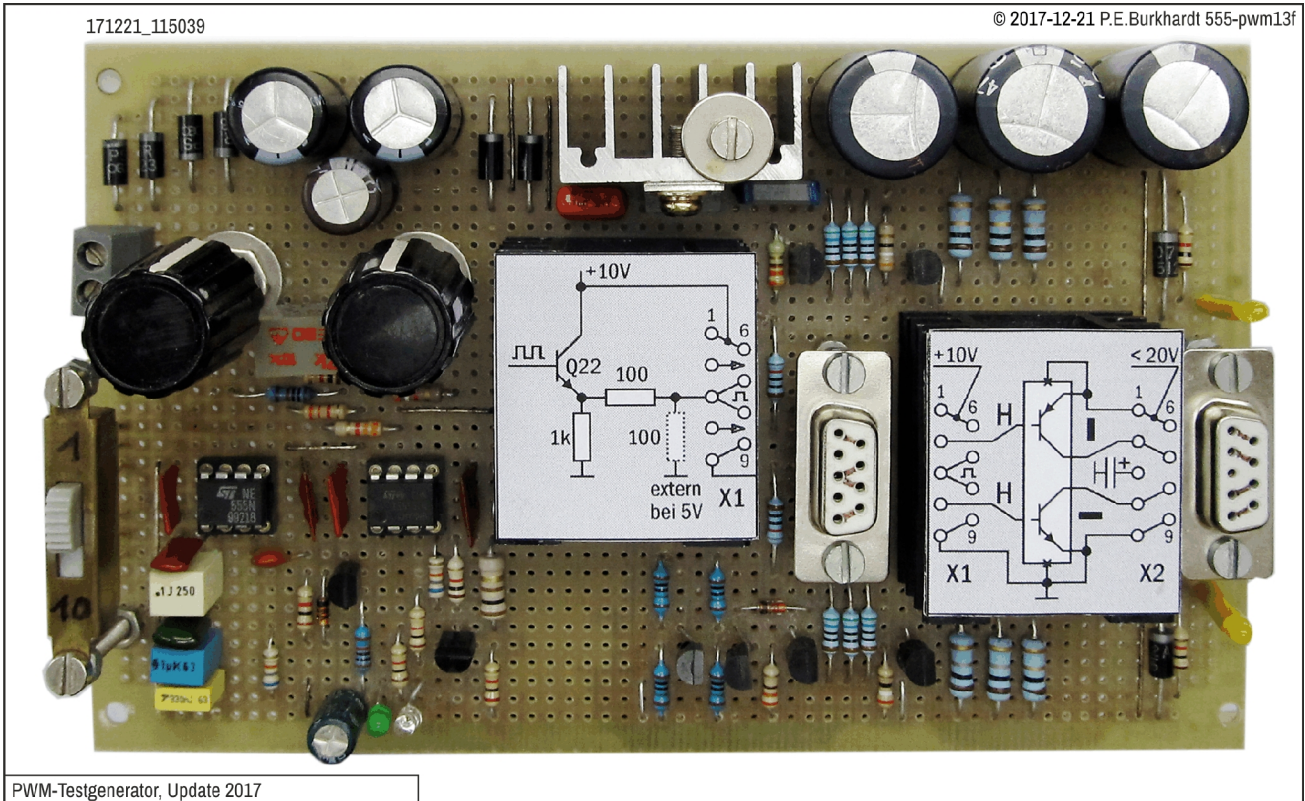
### PWM-Testgenerator, Update 2017

Nur wenige Änderungen waren nötig. Jetzt leuchten die LEDs der Ausgangsstufe auch ohne externe Lastwiderstände. Sobald das Generatorsignal in die Endstufe eingeschleift wird (auf X1) und die Endstufe mit Spannung versorgt ist (auf X2), leuchten die gelben LEDs der Endstufe auf. Damit das so funktioniert, wurden die Widerstände R39 und R49 auf 100 k verringert.





**PWM-Testgenerator, nach Update 2017**

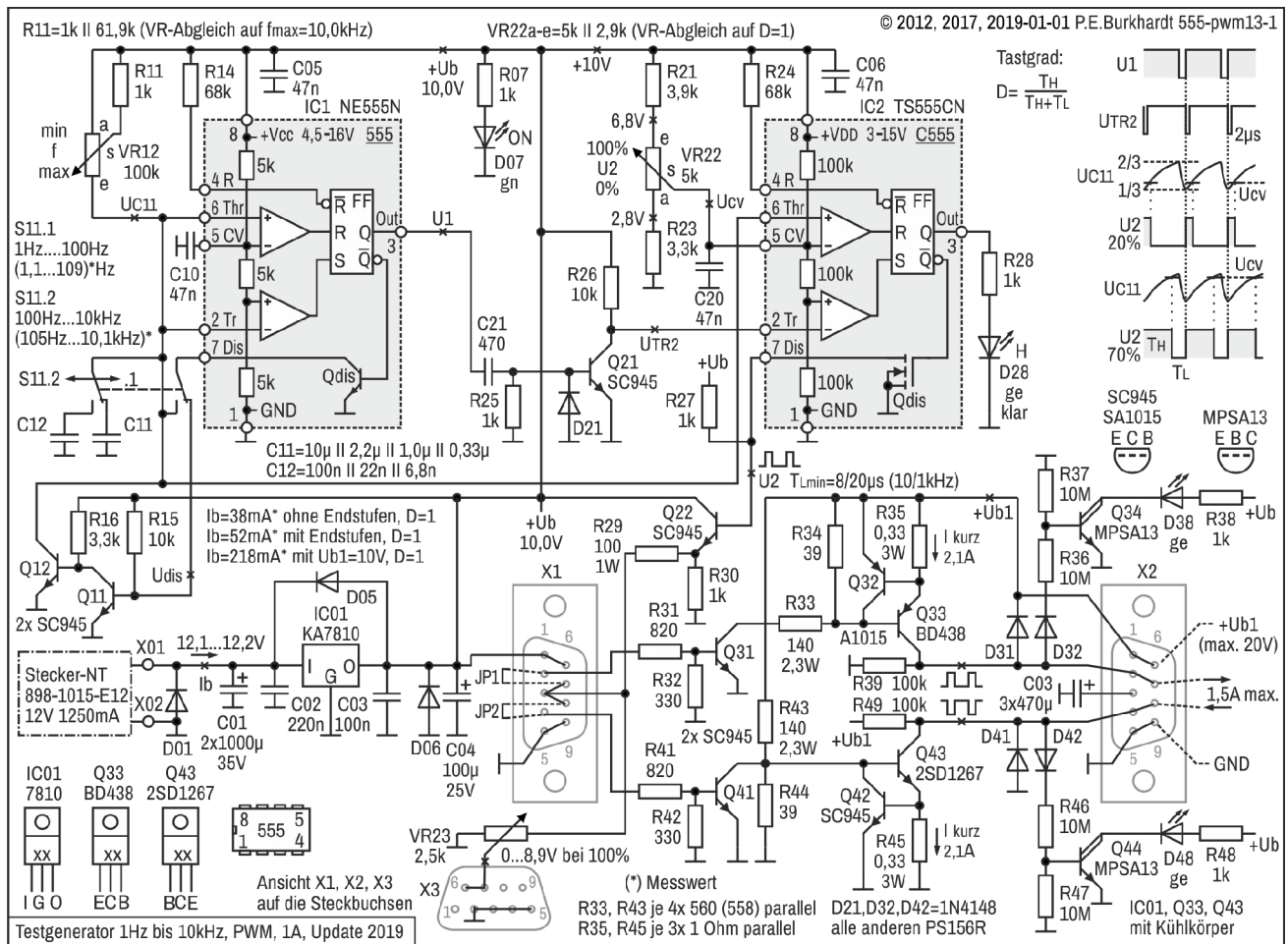


PWM-Testgenerator, Verdrahtung der Lochrasterplatte (Update 12/2017)



### PWM-Testgenerator, Update 2019

Für Untersuchungen an Blinkerschaltungen im Zusammenhang mit der Stromaufnahme solcher Schaltungen wurde der Frequenzbereich des Testgenerators nach unten auf bis 1 Hz erweitert. Außerdem gibt es jetzt einen mit Poti einstellbaren Impulsausgang, um variabel entsprechende Schaltungen mit Impulsen der passenden Spannung versorgen zu können.



Die Stromversorgung wurde vom Schraubanschluss auf einen Steckanschluss geändert. Die Dioden der Gretzbrücke wurden entfernt. Geblieben ist nur eine Sicherheitsdiode, die bei Falschpolung der eingespeisten DC-Spannung leitend wird und somit verhindert, dass die Schaltung der Platine Schaden nimmt.

Das jetzt verwendete externe Steckernetzteil kann 1250 mA bei etwas über 12 V liefern. Somit können nun auch die Testgenerator-Endstufen direkt mit der internen 10V-Spannung bei hoher Belastung versorgt werden.

#### Generator-Ausgang

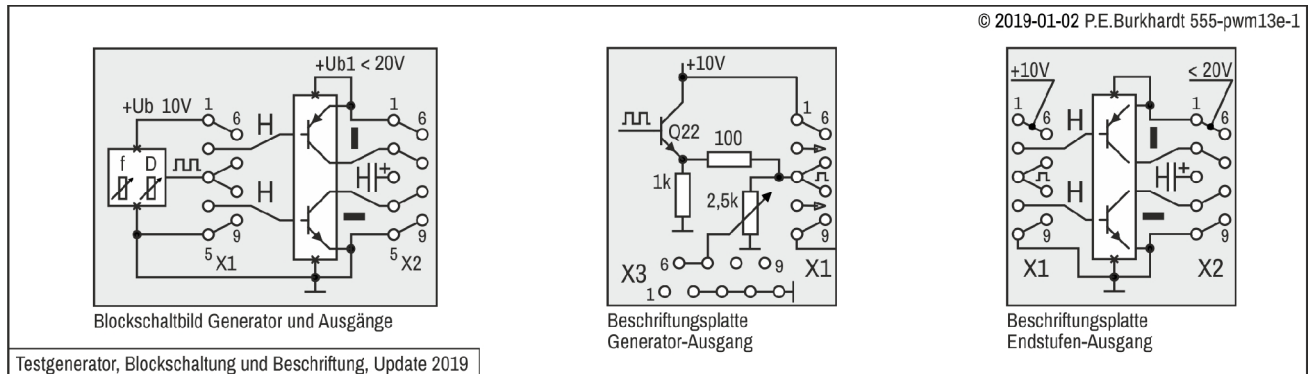
Die Impulsfolge U2 steht an mehreren Ausgängen zur Verfügung. Eine direkte Verbindung zu den beiden Endstufen gibt es nicht. Dadurch sind viele Schaltungsmöglichkeiten gegeben und die Endstufen können auch separat genutzt und dabei von einem anderen Generator angesteuert werden.

Der Emitterfolger mit Transistor Q22 liefert ein relativ niederohmiges Signal mit minimal 100 Ohm Innenwiderstand (Schutzwiderstand R29). Dieses Signal ist auf die Buchsenleiste X1 geführt und kann von da aus über externe Brücken auf die Endstufen geschaltet werden.

Außerdem liefert jetzt (Update 2019) der mit dem Poti realisierte Spannungsteiler ein kontinuierlich einstellbares Impulssignal zwischen Null (GND) und ca. 9 V.

Wird extern von X1.3 (Generatorausgang) ein 100-Ohm-Widerstand nach X1.5 (GND) geschaltet, ergibt sich zusammen mit dem internen Schutzwiderstand R29 ein 1:1 Spannungsteiler. Der Impulspegel wird also auf die Hälfte reduziert. Dadurch kann man mit dem Poti VR23 die Impulshöhe von Null (GND) bis 4,5 V einstellen und somit direkt 5V-Schaltungen ansteuern (TTL, CMOS). Eine Gefährdung der 5V-Schaltung durch ein zu hohes Generatorsignal ist dann nicht mehr möglich.

### Schaltmöglichkeiten Generator und Endstufe

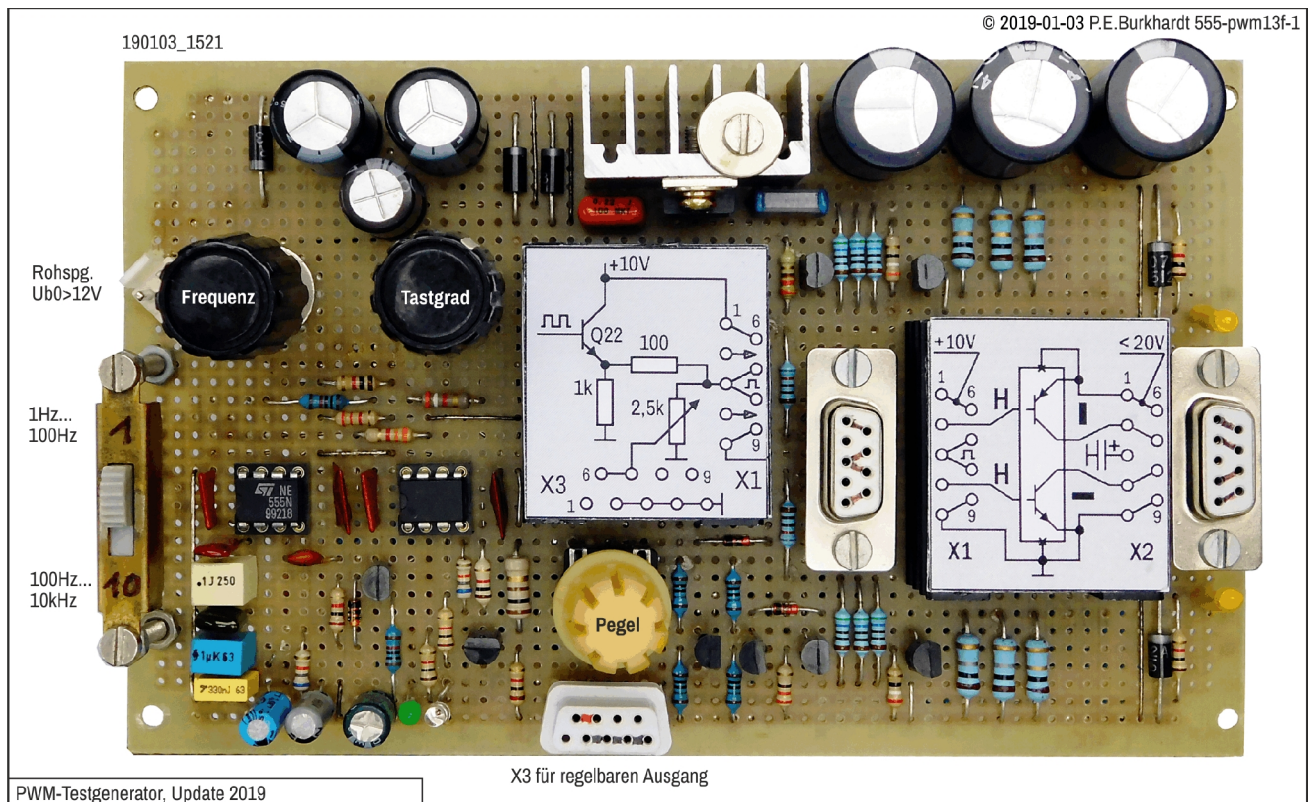


Das Blöckschaltbild (links im Bild) zeigt, wie Generator und Endstufe beschaltet werden können und welche Zustände sich ergeben. Im Blöckschaltbild ist links der Generator (einstellbar fo und D), dessen Ausgang X1.3-7-8 direkt mit den Endstufen-Eingängen X1.2 (oberer Zweig) und X1.4 (unterer Zweig) gebrückt werden kann. Ist das der Fall, schaltet H den oberen Transistor durch (Symbol 'I'), der untere Transistor wird gesperrt (Symbol '-'). Liegt also ein Rechtecksignal an, schalten die Endstufentransistoren wechselseitig durch.

Die Endstufen-Eingänge sind so konzipiert, dass ein offener Eingang als L gelesen wird. Führen also die Eingänge X1.2 und X1.4 ein L oder sind offen, ist der obere Transistor gesperrt, der untere ist leitend.

Auch die Endstufen-Ausgänge können frei beschaltet werden. Über X2.1-6 wird +Ub1 zugeführt. Das kann bei geringer Endstufenlast +Ub des Generators sein (Brücke X1.1-6 nach X2.1-6), bei höherer Last oder anderer Spannung ist aber eine externe Versorgung nötig.

Die Endstufenlast kann von X2.2-7 nach GND (oberer Zweig schaltet) und/oder von X2.4-8 nach +Ub1 (unterer Zweig schaltet) geschaltet werden. Zusätzlich ist auch das Verbinden der beiden Endstufen-Kollektoren (X2.2-7 mit X2.4-8) möglich.



### Fazit

Die Baugruppe ist flexibel nutzbar, liefert durch die PWM alle möglichen Rechtecksignale und ist auch als Leistungsgenerator verwendbar.

Die 1A-Gegentakt-Endstufe ist großzügig dimensioniert, bis 1,5 A sind keine Probleme zu erwarten.



## PWM-Testgenerator 1 Hz bis 300 kHz, universelle 1A-Endstufe

Der folgende Generator geht weit über die Anwendung als PWM-Generator hinaus. Prinzipiell sind Vorläufer der folgenden Schaltung von mir schon beschrieben und realisiert worden. Es handelt sich also eigentlich nur um ein weiteres Update. Es wurden neue Schaltungsteile hinzugefügt und vorhandene geändert. Es ist ein Generator entstanden, der noch universeller für die unterschiedlichsten Testaufgaben verwendbar ist. Insbesondere die Frequenzanzeige ist vorteilhaft, da keine externe Messung der ausgegebenen Frequenz nötig ist.

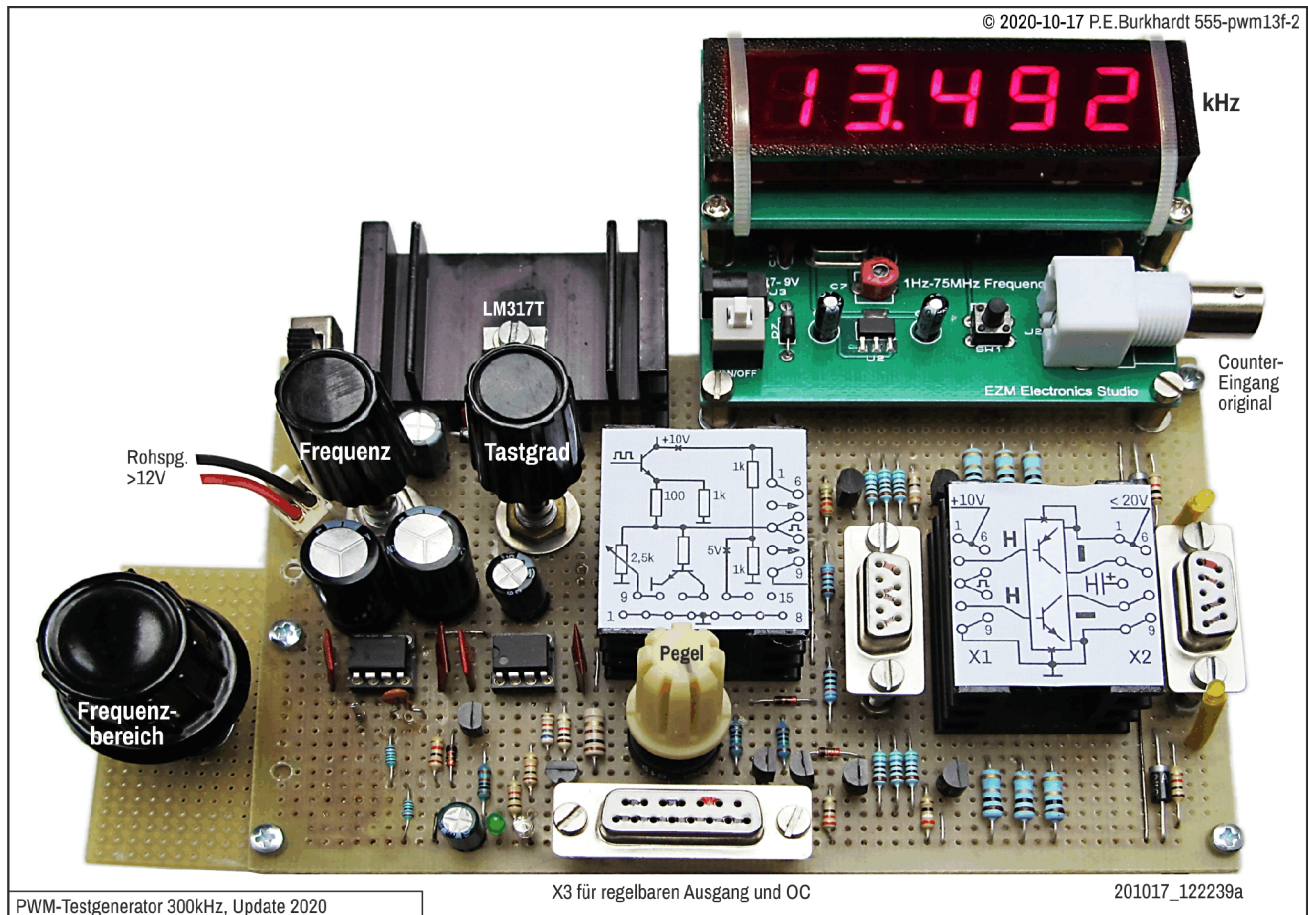
Trotz der vorhandenen Beschreibung der Vorläufervarianten erfolgt hier eine komplette Beschreibung der Schaltung, so dass dieser Beitrag eigenständig alle nötigen Informationen umfasst.

### Anwendung

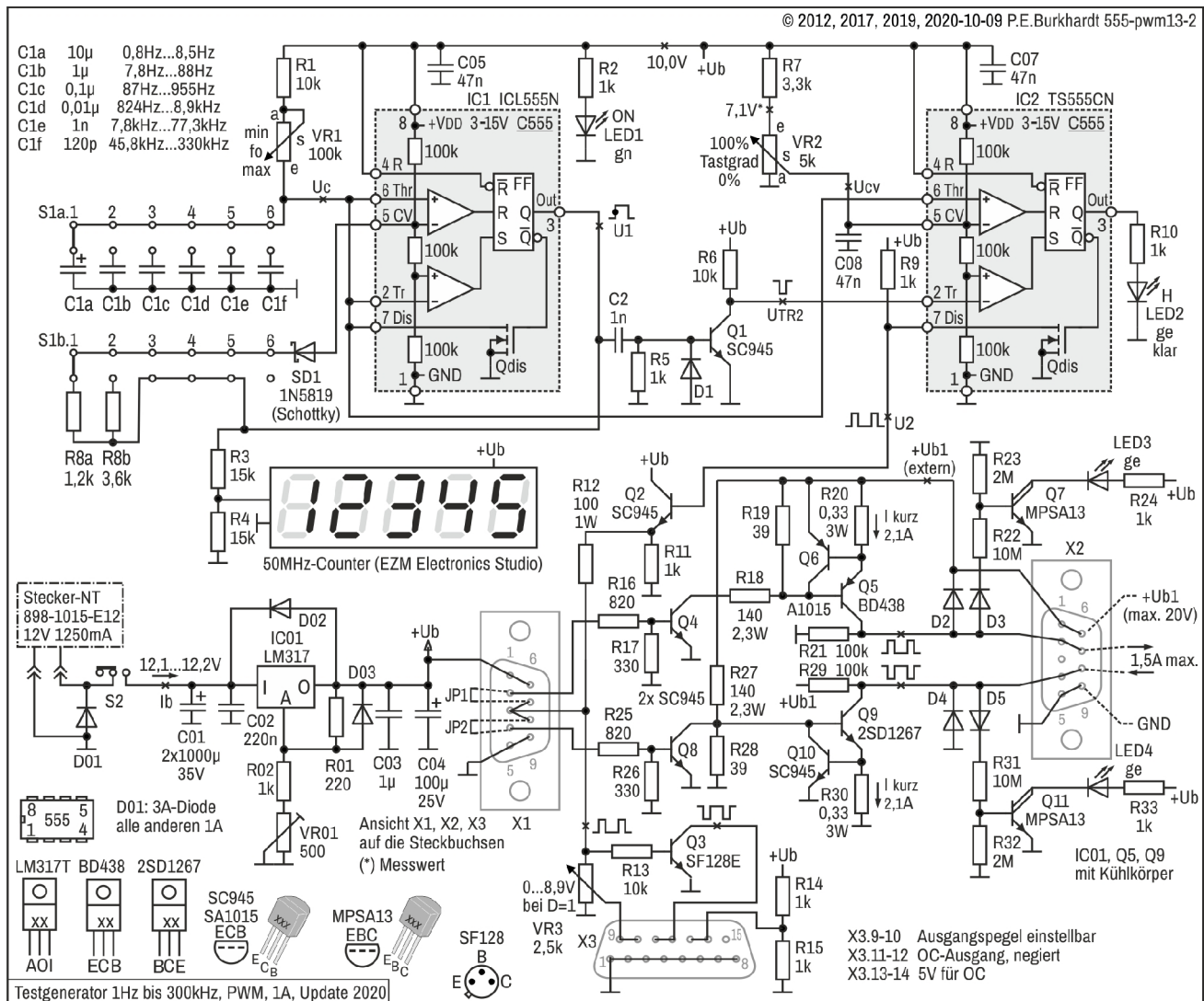
Immer wenn es um die Ausgabe von Rechteckimpulsen im Frequenzbereich 1 Hz bis 300 kHz geht, ist der Generator anwendbar. Die offene Baugruppe ist ohne Gehäuse, liegt oder steht auf dem Labortisch und ist über mein 1mm-Stecksystem mit der zu testenden Schaltung zu verbinden.

### Eigenschaften

- Ausgabe von Rechteckimpulsen, Frequenz 1 Hz bis 330 kHz, Tastgrad 0 bis 1 (ED 0 bis 100 %)
- 5 Ausgänge: Generator fest 10 V, mit Pegelsteller und mit OC-Ausgang. Endstufe mit npn-Transistor und/oder mit pnp-Transistor (max. 20 V extern)
- 6 Frequenzbereiche überlappend im Bereich unter 1 Hz bis über 330 kHz, schaltbar mit Drehschalter
- 555-AMV mit CMOS-555, Puls-Weiten-Modulation ebenfalls mit CMOS-555, getriggert vom AMV
- Frequenz und Tastgrad jeweils einstellbar mit Poti
- 1A-Leistungsendstufe (Gegentakt-Ausgang, rail-to-rail), kurzschlussfest
- Generator und auch npn-Endstufenzweig und pnp-Endstufenzweig jeweils separat nutzbar
- Generator mit interner 10V-Versorgung, Endstufe wahlweise mit externer Versorgung 4 bis ca. 20 V
- Versorgung der Baugruppe extern über 12Vdc-Steckernetzteil
- Anschlüsse über Sub-D-Buchsen (Test-Stecksystem des Autors)
- Frequenzanzeige mit 50MHz-Digital-Counter (Baugruppe des EZM Electronics Studio)



**Schaltung**



**Schaltungsbeschreibung**

**Schaltungsteile**

- 555-AMV (IC1), Frequenz umschaltbar (Drehschalter S1) und einstellbar (Poti VR1)
- 555-Komparator (IC2), DC für Tastgrad einstellbar (VR2), Triggerung über Transistorstufe (Q1)
- Emitterfolger (Q2) zur niederohmigen U2-Auskopplung (Rechteck) an die Endstufen, an den Pegelsteller (Poti VR3) und an die OC-Stufe (Q3)
- 1A-npn-Leistungsendstufe (Q9) mit Strombegrenzung (Q10) und Treiberstufe (Q8)
- 1A-pnp-Leistungsendstufe (Q5) mit Strombegrenzung (Q6) und Treiberstufe (Q4)
- LED-Anzeige Betriebsspannung (LED1, grün), Impulse Generator (LED2, weiss), Impulse pnp-Endstufe (LED3, gelb), Impulse npn-Endstufe (LED4, gelb)
- Sub-D-Buchse 9-polig (Generator-Ausgang X1), Sub-D-Buchse 9-polig (Leistungsendstufen X2), Sub-D-Buchse 15-polig (Generatorausgänge X2)
- Frequenzanzeige durch 50MHz-Digitalzähler (EZM-Baugruppe)
- Spannungsversorgung über Steckernetzteil (extern), Einschalter (S2) und Regler LM317 (IC01)

**Schaltungsprinzip Generator**

Der C555-Komparator (IC2) vergleicht die Kondensatorspannung  $U_c$  des C555-AMV (IC1) mit der einstellbaren (VR2) Kontrollspannung  $U_{cv}$ . Der AMV arbeitet mit einer langen H-Zeit (einstellbar zur Frequenzänderung) und einer kurzen L-Zeit. Je größer  $U_{cv}$  ist, desto länger bleibt der C555-Discharge-Ausgang U2 auf H.

Die Umschaltung des C555-Ausgangs U2 auf L erfolgt mit Ende der AMV-H-Zeit. Dazu wird der Komparator-C555 (IC2) mit der fallenden Flanke des AMV-H-Impulses am Komparator-Trigger-Eingang Pin 2 getriggert. Nach dem kurzen UTR2-Impuls liegt der Trigger-Eingang für die restliche Zeit wieder auf H.

**Tastgrad**

Spannungsteiler R7-VR2 liefert am Komparator-CV-Eingang Pin 5 eine Vergleichsspannung  $U_{cv}$  zwischen GND und  $2/3$  von  $U_b$ . Das ist der Spannungsbereich, den der AMV (IC1) als  $U_c$  liefert. Dabei beträgt der untere Schwellwert nahezu Null (GND).

Wird  $U_{cv}$  zwischen GND und  $2/3$  von  $U_b$  verändert, ergibt sich eine entsprechende Impulslänge an  $U_2$  zwischen 0 und 100 % eines Ladevorganges am Kondensator C1.

Mit  $U_{cv}$  größer  $2/3$  von  $U_b$  liegt  $U_2$  permanent auf H (100 % Einschaltdauer, ständige volle Aussteuerung). Mit  $U_{cv}$  kleiner  $U_c$  liegt  $U_2$  permanent auf L (0 %, Aussteuerung = Null). R7-VR2 wurden so gewählt, dass der Einstellbereich des Potis VR2 dem Bereich der möglichen  $U_c$ -Spannung entspricht (0 bis 100 % Einschaltdauer). Für den oberen Vergleichswert ergaben sich 7,1 V als sichere Grenze, bei der in allen Frequenzbereichen eine Umschaltung auf 100 % Einschaltdauer erfolgte. Diese Grenze sollte eigentlich bei 10 V  $U_b$  den Wert 6,67 V haben, d.h.  $2/3$  von  $U_b$ . Aufgrund der internen Laufzeiten des C555-AMV wird aber erst bei einem höheren Spannungswert das 555-FF rückgesetzt, so dass die Kondensatorentladung des zeitbestimmenden Kondensators C1 etwas später beginnt. Die Aufladung von C1 dauert entsprechend länger. Dieser Fehler tritt insbesondere im höchsten Frequenzbereich auf.

Sowohl der 0%-Anschlag als auch der 100%-Anschlag des Potis VR2 haben einen geringen toten Bereich, damit entweder keine  $U_2$ -Spannung (0 % bzw.  $U_2 = L$ ), oder auch die volle  $U_2$ -Spannung (100 % bzw.  $U_2 = H$ ) mit Sicherheit einstellbar ist. Es ergaben sich die im Bild angegebenen Widerstandswerte für R7-VR2.

**Frequenz und C-Entladung des C555-AMV**

Beim AMV mit IC1 wurde abweichend von der 555-Standardschaltung auf einen Entladewiderstand für C1 verzichtet. Das bedeutet, C1 wird nach dem Erreichen der  $2/3$ -Schwelle einfach kurzgeschlossen. Lt. Datenblatt ist das durchaus erlaubt. Es ergibt sich eine kurze L-Zeit am C555-Ausgang (Pin 3), deren Länge nur vom Innenwiderstand des 555-internen Transistors Qdis abhängt.

Da beim 555 auch die untere Schwelle insbesondere bei hohen Frequenzen nicht sicher eingehalten wird, wurde das Prinzip der C1-Entladung auf Null angewandt. Das bedeutet, C1 wird immer auf GND entladen. Dazu dient die Schottky-Diode SD1, die bei jeder C1-Entladung ( $U_1$  führt L) den 555-Control-Eingang auf GND zieht. Der Spannungsbereich über C1 bewegt sich also zwischen nahezu GND und etwas über  $2/3$  von  $U_b$ .

Natürlich ist der untere Schwellwert wegen der SD1-Durchlass-Spannung nicht genau Null. Bei genau Null würde der 555 nicht mehr schwingen. In den beiden unteren Frequenzbereichen ist sogar jeweils ein Widerstand in Reihe zu SD1 erforderlich, damit C1 auch wirklich bis nahe GND entladen wird. In den mittleren Frequenzbereichen ist kein Widerstand nötig. Im obersten Frequenzbereich ist auch keine Schwellwertabsenkung mit SD1 erforderlich, da die kleine C1-Kapazität sowieso vom internen Entladetransistor Qdis vollständig entladen wird. Auch das ist eine Folge der Schaltzeiten des 555.

Die Umschaltung erfolgt mit einer zweiten Ebene des Frequenzbereichs-Schalters S1. Nur so ist ein einigermaßen gleichbleibendes Verhalten zwischen unter 1 Hz bis hin zu über 300 kHz zu erzielen.

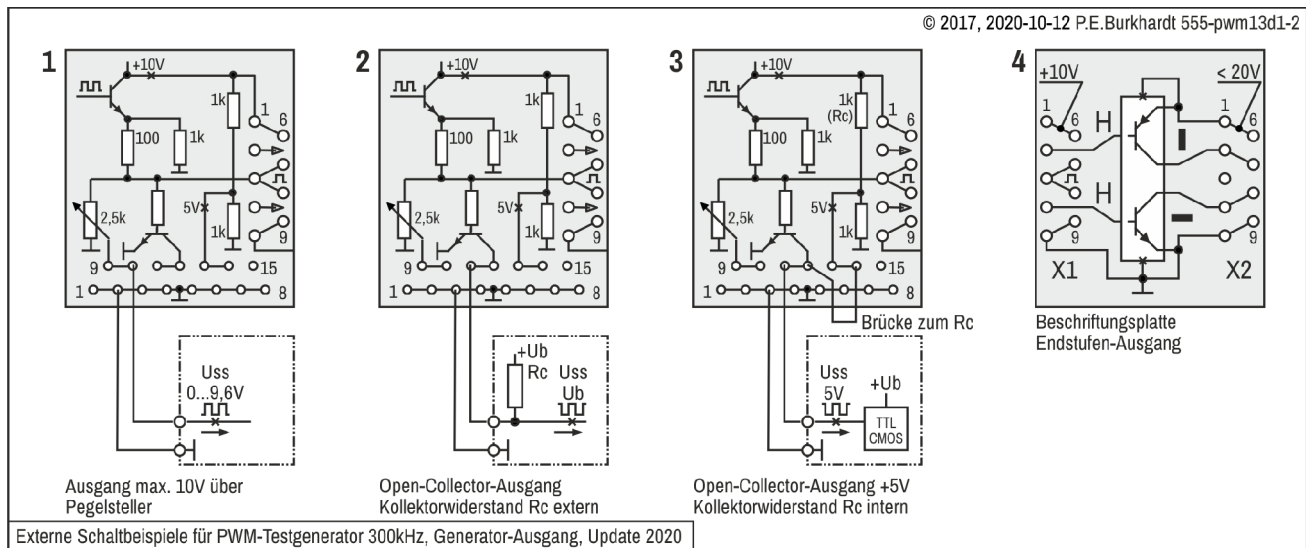
**Trigger-Schaltung**

Jede steigende  $U_1$ -Flanke bewirkt wegen der Differenzierung mit C2-R5 das kurze Durchsteuern des Transistors Q1. Am Q1-Kollektor ergibt sich ein Triggerimpuls (UTR2), der das C555-FF des Komparators setzt, d. h. der C555-Ausgang  $U_2$  am Pin 7 wird H (wegen des Pull-Up-Widerstands R9). Der negative Nadelimpuls bei fallender  $U_1$ -Flanke wird mit Diode D1 begrenzt, um so Q1 zu schützen.

Das Differenzierglied und R6 sind so bemessen, dass der Triggerimpuls UTR2 möglichst kurz, aber auch lang genug zum sicheren Triggern des C555-Komparators (IC2) ist. Der Triggerimpuls ist ein sauberer L-Impuls von  $+U_b$  bis GND am Anfang der AMV-H-Zeit.



### Generator-Ausgang



Die Impulsfolge U2 steht an mehreren Ausgängen zur Verfügung. Eine direkte Verbindung zu den beiden Endstufen gibt es nicht. Dadurch sind viele Schaltungsmöglichkeiten gegeben und die Endstufen können auch separat genutzt und dabei von einem anderen Generator angesteuert werden.

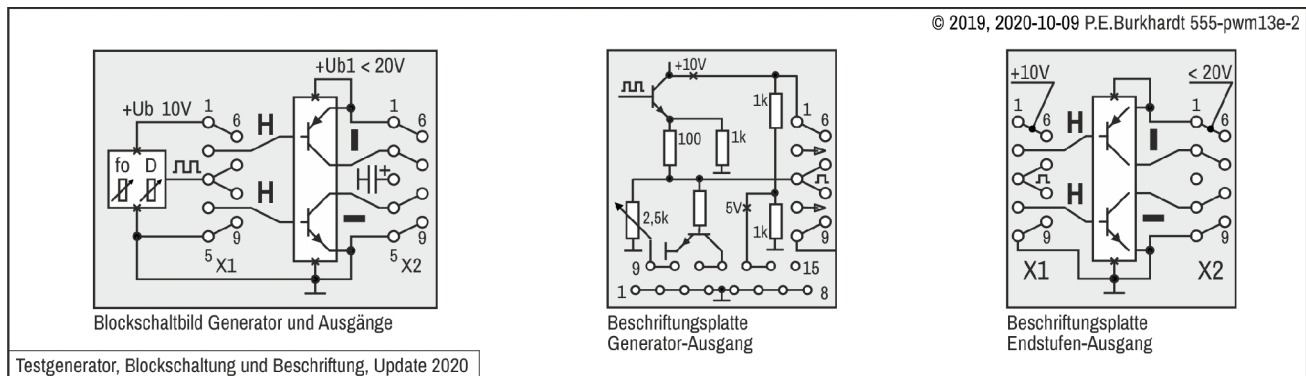
Der Emitterfolger mit Transistor Q2 liefert ein relativ niederohmiges Signal mit minimal 100 Ohm Innenwiderstand (Schutzwiderstand R12). Dieses Signal ist auf die Buchsenleiste X1 geführt und kann von da aus über externe Brücken auf die Endstufen geführt werden.

Außerdem liefert der mit dem Poti VR3 realisierte Spannungsteiler ein kontinuierlich einstellbares Impulssignal zwischen Null (GND) und ca. 9 V.

Flexibel nutzbar ist auch der OC-Ausgang, der mit dem Transistor Q3 realisiert ist. So können die Impulse prinzipiell an jeder beliebigen Stelle einer zu testenden Schaltung eingespeist werden, da dann der Kollektorwiderstand der OC-Stufe von der externen Schaltung gebildet wird.

Ein weiterer Ausgang für 5V-Schaltungen kann mit dem internen Spannungsteiler R14-R15 realisiert werden. Dazu ist einfach der Q3-Kollektor mit dem Knoten R14-R15 zu verbinden. Der sich ergebende 5V-Ausgang ist kurzschlussfest und für TTL sowie CMOS geeignet. Für 3,3V-Systeme muss allerdings eine weitere Pegelreduzierung erfolgen.

### Schaltmöglichkeiten Generator und Endstufe



Das Blockschaltbild (links im Bild) zeigt, wie Generator und Endstufe beschaltet werden können und welche Zustände sich ergeben. Im Blockschaltbild ist links der Generator (einstellbar fo und D), dessen Ausgang X1.3-7-8 direkt mit den Endstufen-Eingängen X1.2 (oberer Zweig) und X1.4 (unterer Zweig) gebrückt werden kann. Ist das der Fall, schaltet H den oberen Transistor durch (Symbol 'I'), der untere Transistor wird gesperrt (Symbol '-'). Liegt also ein Rechtecksignal an, schalten die Endstufentransistoren wechselseitig durch.

Die Endstufen-Eingänge sind so konzipiert, dass ein offener Eingang als L gelesen wird. Führen also die Eingänge X1.2 und X1.4 ein L oder sind offen, ist der obere Transistor gesperrt, der untere ist leitend.



Auch die Endstufen-Ausgänge können frei beschaltet werden. Über X2.1-6 wird +Ub1 zugeführt. Das kann bei geringer Endstufenlast +Ub des Generators sein (Brücke X1.1-6 nach X2.1-6), bei höherer Last oder anderer Spannung ist aber eine externe Versorgung nötig.

Die Endstufenlast kann von X2.2-7 nach GND (oberer Zweig schaltet) und/oder von X2.4-8 nach +Ub1 (unterer Zweig schaltet) geschaltet werden. Zusätzlich ist auch das Verbinden der beiden Endstufen-Kollektoren (X2.2-7 mit X2.4-8) möglich.

### Gegentakt-Endstufe, oberer Zweig (pnp)

Ohne Ansteuerung oder bei L an X1.2 ist Q4 wegen R17 sicher gesperrt. Q5 erhält deshalb über R18 keinen Basisstrom von GND. Auch Q5 ist wegen R19 sicher gesperrt.

Mit H an X1.2 steuert Q4 durch und liefert damit über R18 von GND den Basisstrom für Q5. Q5 ist durchgesteuert. Eine Last zwischen X2.2 und X2.5 (GND) erhält Strom. An X2.2 liegt dann H.

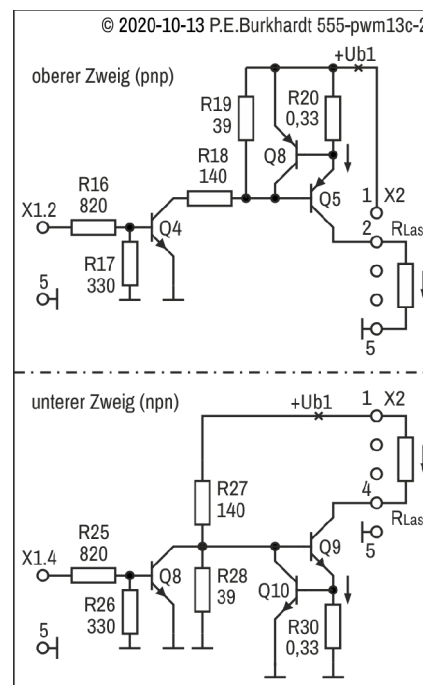
R20 erfasst den Stromwert. Ab ca. 0,6 V über R20 steuert Q6 auf. Damit wird der Q5-Basisstrom nach +Ub1 abgeleitet, Q5 sperrt. So wird der Strom durch Q5 und die Last begrenzt. Der Zweig ist kurzschlussfest, es fließen max. 2,1 A.

### Gegentakt-Endstufe, unterer Zweig (npn)

Ohne Ansteuerung oder bei L an X1.4 ist Q8 wegen R25 sicher gesperrt. Q9 erhält deshalb über R21 Basisstrom von +Ub1. Q9 ist durchgesteuert. Eine Last zwischen X2.4 und X2.5 (GND) erhält Strom. An X2.4 liegt dann H.

R30 erfasst den Stromwert. Ab ca. 0,6 V über R30 steuert Q10 auf. Damit wird der Q9-Basisstrom nach GND abgeleitet, Q9 sperrt. So wird der Strom durch Q9 und die Last begrenzt. Der Zweig ist kurzschlussfest, es fließen max. 2,1 A.

Mit H an X1.4 steuert Q8 durch. Damit wird der Q9-Basisstrom über Q8 nach GND abgeleitet, Q9 sperrt.



### LED-Anzeige der Endstufen

Damit auch ohne externe Lasten an der Buchsenleiste X2 das Vorhandensein einer Impulsfolge angezeigt wird, werden die LEDs 3 und 4 jeweils über einen Darlington-Transistor angesteuert. Das erlaubt geringe Basisströme über je einen 10M $\Omega$ -Widerstand. Diese Anzeige ist wichtig, um schon vor dem Anschließen einer niederohmigen Last die Kontrolle zu haben, ob die Endstufentransistoren wie gewünscht funktionieren.

### Stromversorgung

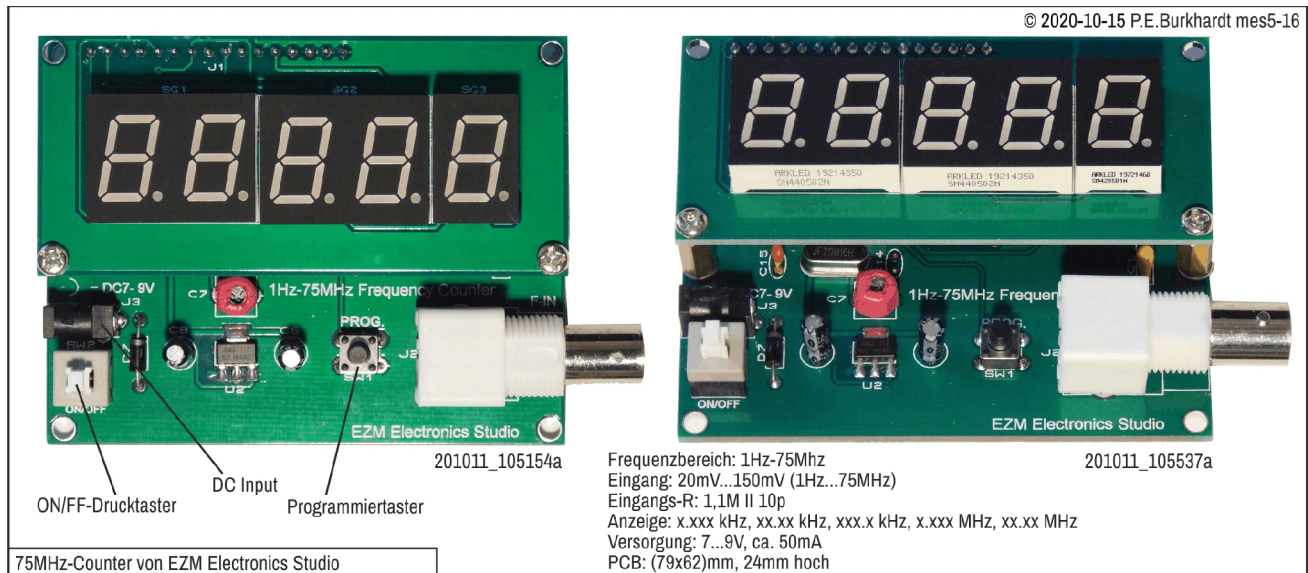
Für den Generator wird +Ub = 10,0 V auf der Platine erzeugt. Über Steckanschluss X4 kann DC zugeführt werden. Im Muster stand ein Steckernetzteil mit nominal 12 VDC bei 1250 mA zur Verfügung. Die Spannung am Lade-C C01 ist in der Schaltung angegeben. Der LM317T IC01 liefert die konstante +Ub. Die Einstellung von genau 10,0 V erfolgt mit Poti VR01. Diode D03 und D02 sind nicht unbedingt nötig, werden von mir aber zur Sicherheit immer eingesetzt. Vor allem, wenn Zugang zu +Ub von außen besteht, kann man nie wissen, ob schädliche Spannungen auftreten.

Diode D01 ist eine kräftige 3A-Diode, die Schäden bei Falschpolung der zugeführten Rohspannung vermeidet. Das Einschalten der Baugruppe erfolgt mit Schiebeschalter S2.

Der +Ub-Anschluss X1.1-6 steht u.a. für die Endstufe zur Verfügung. Allerdings muss bei Verbindung X1.1-6 zu X2.1-6 der LM317 schon fast 210 mA liefern. Das verwendete externe Netzteil schafft das leicht. Die Rohspannung ist noch ausreichend hoch, damit der LM317 regeln kann. Doch für Versuche mit hoher Endstufenlast sollte eine externe Spannung +Ub1 zugeführt werden.

### Frequenzanzeige

Gegenüber den früheren Versionen dieses PWM-Testgenerators war jetzt aufgrund günstiger Verfügbarkeit der Einsatz einer separaten fertigen Baugruppe mit digitaler Anzeige möglich. Der 50MHz-Counter ist ein chinesisches Produkt (EZM Electronics Studio) und basiert auf dem PIC-gesteuerten Frequenzzähler von Wolfgang Büschner (DL4YHF). Leider kommt es immer wieder vor, dass solche feinen Entwicklungen deutscher Elektronikfachleute von kommerziell agierenden Firmen kopiert werden, um damit Gewinne zu erwirtschaften.



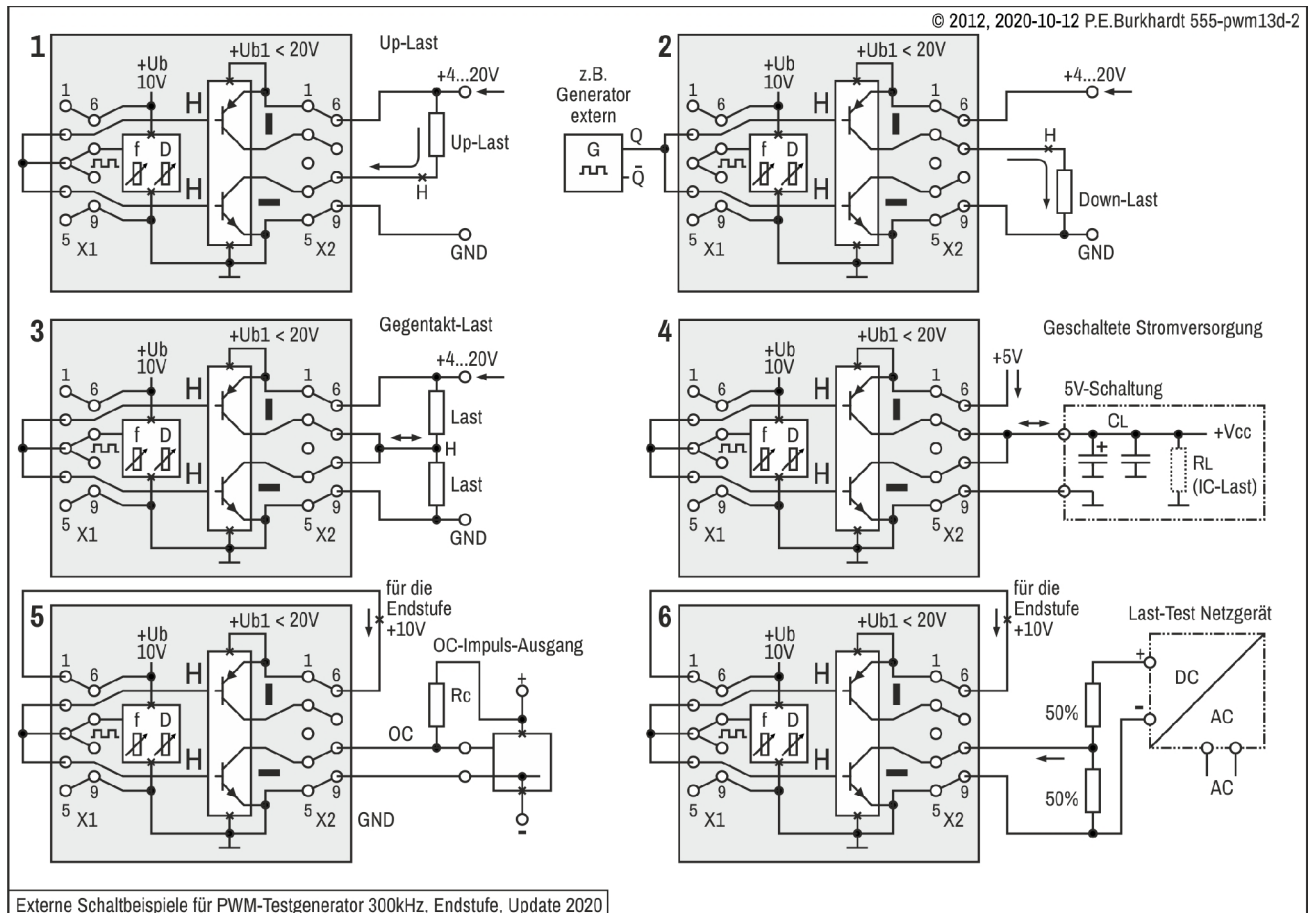
Allerdings ist der Preis der EZM-Baugruppe unschlagbar. Für mich als Hobbyist der alten hardware-basierten Schaltungstechnik wäre der Aufwand riesig, mit herkömmlichen ICs diese Messaufgabe zu realisieren.

Die Versorgung der Baugruppe erfolgt mit +Ub (10 V). Die geringe Überspannung (eigentlich sind maximal 9 V spezifiziert) verkräftet der auf dem Zähler vorhandene Spannungsregler spielend. Da der Zähler mit 5 V arbeitet, war eine Anpassung mit Spannungsteiler R3-R4 nötig. Die kurzen H-Impulse am C555-Ausgang (IC1) eignen sich gut zur Ansteuerung des Zählers. Die interne Ankopplung auf der Zählerplatine erfolgt kapazitiv.

### Verwendung, Anschlussmöglichkeiten

Die Baugruppe ist für viele Versuchsschaltungen einsetzbar. Im folgenden Bild sind nur einige prinzipielle Anschlussmöglichkeiten gezeigt. Generell stellen sich bei aktivem H an den Endstufeneingängen die dargestellten Endtransistor-Schaltzustände ein (weiter oben schon beschrieben). Symbol 'I' steht für durchgeschaltet (leitend), Symbol '-' dagegen für gesperrt.

Beachtenswert ist, dass die Endstufen-Zweige (oben/unten) auch einzeln angesteuert und verwendet werden können. Diese Forderung war übrigens auch maßgebend für die Wahl der Schaltungstechnik (keine Emitterfolger, sondern normale Schaltstufen).



#### Teilbild 1, Up-Last

- Endstufe wird vom internen Generator angesteuert
- Last ist gegen externe +Ub1 geschaltet, obere Endstufe wird nicht benutzt

#### Teilbild 2, Down-Last

- Endstufe wird von einem externen Generator angesteuert (im Gleichtakt, entweder Q oder /Q)
- Last ist gegen GND geschaltet, untere Endstufe wird nicht benutzt, +Ub1 wird extern zugeführt

#### Teilbild 3, Gegentakt-Last

- Endstufe wird vom internen Generator im Gegentakt angesteuert, Endstufen-Kollektoren verbunden
- Eine Last ist gegen externe +Ub1, eine 2. Last gegen GND geschaltet
- Die Gegentakt-Endstufe wirkt abwechselnd als Quelle oder Senke

#### Teilbild 4, geschaltete Stromversorgung

- Endstufe wird vom internen Generator im Gegentakt angesteuert, Endstufen-Kollektoren verbunden
- Eine 5V-Schaltung (z.B. digital) wird bei H mit Vcc versorgt, bei L entladen (Quelle/Senke)
- Damit sind Ein-/Ausschaltvorgänge einer Schaltung am Oszi darstellbar, ggf. mit internem C03

#### Teilbild 5, Open-Collector-Impulsausgang

- Endstufe wird vom internen Generator angesteuert
- Endstufe wird von der internen +Ub versorgt
- Untere Endstufe hat einen Pull-Up-Widerstand nach Plus (hier zu Vcc der Nachfolgeschaltung)
- Untere Endstufe liefert Impulse in Höhe der extern angeschlossenen Vcc (z.B. auch Pegelanpassung)

#### Teilbild 6, Last-Test eines Netzgeräts

- Endstufe wird vom internen Generator angesteuert
- Endstufe wird von der internen +Ub versorgt
- Last einer Stromversorgung ist aufgeteilt und wird zu 50 % an-/abgeschaltet für Oszi-Untersuchung

**Fazit**

Die Baugruppe ist flexibel nutzbar, liefert durch die PWM alle möglichen Rechtecksignale und ist auch als Leistungsgenerator verwendbar. Vor allem die eingebaute Frequenzanzeige ist bequem und erübrigt die externe Frequenzmessung mit einem Universalzähler. Die Maximalfrequenz von über 300 kHz erweitert den Anwendungsbereich.

Soll die Puls-Weiten-Modulation auch bei hoher Frequenz fehlerlos funktionieren, sind die CMOS-555 überfordert. Mit schnellen Komparator-ICs wäre eine Verbesserung möglich.