

Beitrag zur Beleuchtungssteuerung von Fotowiderständen in elektronischen Filter-Schaltungen

P. SALOMON

(rescript aus funkamateur 1975, H6, S279-283)

1. Aufgabe

In [1] wurde an einer Anzahl von Beispielen erläutert, wie man Fotowiderstände sehr günstig als steuerbare Bauelemente in elektronischen NF-Filterschaltungen einsetzen kann. Es wurden an dieser Stelle jedoch keine Ausführungen über die Steuerelektronik und deren Varianten gemacht. Darum war es notwendig, entsprechende Schaltungen zu entwickeln, die ausgehend von den Parametern des Eingangssignals oder anderen Größen, die Beleuchtung der Fotowiderstände beeinflussen. Probleme, die bei der Lösung der Aufgabenstellung auftreten, wurden dabei besonders herausgearbeitet. Die nachstehend erläuterten Schaltungsvarianten können nicht als Bauanleitungen betrachtet werden.

2. Einfache Handsteuerung

Am einfachsten ist es natürlich, die Beleuchtung der Fotowiderstände von Hand zu steuern. Das eigentliche Problem liegt hier weniger in der Schaltung, als in der Wahl eines geeigneten Steuerorgans. Bei dem verwendeten Beleuchtungselement - eine Glühlampe 6 V/0,05 A - ist immerhin bei $U_B = 9\text{ V}$ mit einem maximalen Lampenstrom von etwa 70 mA zu rechnen. Will man den Lampenstrom mit einem Potentiometer regeln (Bild 1), so muß dieses eine Belastbarkeit von größer als 0,6 W haben.

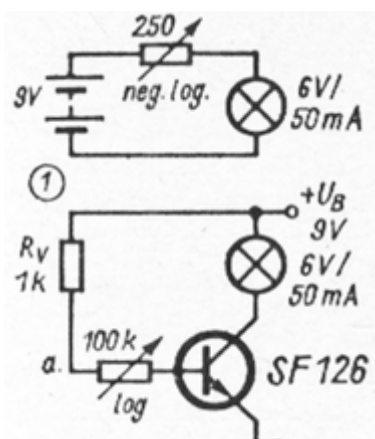


Bild 1: Prinzip der einfachen Handsteuerung

Infolge des sich damit ergebenden Widerstandes der Fotowiderstände muß das Potentiometer auch noch eine logarithmische Regelcharakteristik haben. Sonst ist der Regelbereich an einem

Ende sehr stark zusammengedrängt. Derartige Potentiometer sind aber sehr schwer oder gar nicht zu beschaffen. Günstiger ist es deshalb, wenn man den Steuerstrom durch einen entsprechenden Gleichspannungsverstärker verkleinert. Zwei einfache Varianten zeigt Bild 1 und Bild 2.

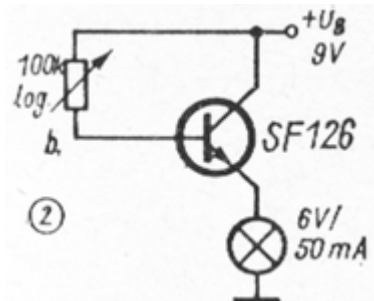


Bild 2: verbesserte Schaltungsvariante der Handsteuerung

Bei Variante a liegt die Lampe im Kollektorkreis. Es ergibt sich damit bei Stromsteuerung an der Basis des Transistors T1 ein annähernd linear veränderbarer Kollektorstrom. Für einen etwa linear verteilten Regelbereich wird daher wieder ein logarithmisches Potentiometer benötigt. Jedoch handelt es sich jetzt um eher greifbarer Größen, da der Basisstrom des Transistors um den Stromverstärkungsfaktor kleiner ist, als der Kollektor- bzw. Lampenstrom. Der Schutzwiderstand R_3 ist notwendig, da bei kleinstem Widerstandswert des Potentiometers die Basis/Emitter-Diode überlastet würde.

Günstiger ist deshalb, die Variante b anzuwenden. Hier liegt die Lampe im Emitterkreis und es wird auch bei Kurzschluß zwischen Basis und Kollektor der Transistor nicht überlastet. Außerdem bewirkt die Schaltung der Lampe eine starke Gegenkopplung, mit der eine weitgehende Linearisierung der vom Kollektorstrom abhängigen Stromverstärkung möglich ist.

Die Schaltung läßt sich auch komplementär aufbauen, es ist jedoch zu beachten, daß infolge der maximal auftretenden Verlustleistung als pnp-Typ nur ein GD 160 o. ä. in Frage kommt. Um die thermische Sicherheit zu erhöhen, ist es deshalb auch beim SF 126 angebracht, einen Kühlstern zu verwenden.

3. Steuerung durch die Signalamplitude

Als nächstes gilt es zu untersuchen, welche Möglichkeiten bestehen, den Lampenstrom in Abhängigkeit der mittleren Amplitude des am Filtereingang liegenden Signals zu steuern.

Es ergeben sich damit besonders interessante Klangstrukturen der Ein- und Ausschwingvorgänge impulsförmig anliegender Signale, wie z. B. bei Klavier oder Melodiegitarre. Zur Ansteuerung der Lampe wird hier die gleiche Schaltung wie bei Handsteuerung verwendet (Bild 2b). Dabei wird jedoch der Basisstromkreis über das Potentiometer nicht direkt mit Plus verbunden, sondern durch eine amplitudenabhängig veränderliche Spannungsquelle aufgestockt (Bild 3).

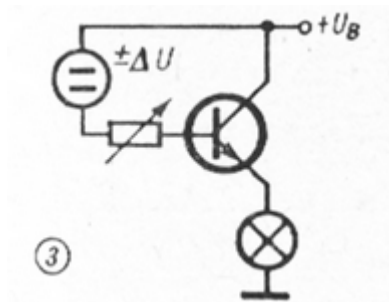


Bild 3: Prinzip der Fremdsteuerung

Wegen des großen erforderlichen Spannungshubes wurde als Spannungsquelle zunächst ein einfacher Verstärker mit nachgeschaltetem Gleichrichter in Spannungsverdopplerschaltung erprobt (Bild 4).

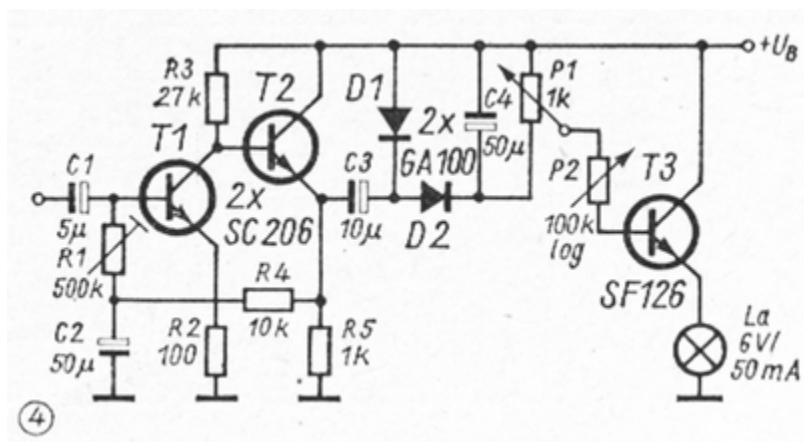


Bild 4: Stromlaufplan einer einfachen Variante der Steuerung durch die Signalamplitude

Die Transistoren T1 und T2 bilden einen direktgekoppelten, zweistufigen Verstärker. An dessen Ausgang ist mit D1/D2 und C3/C4 der Gleichrichter (Spannungsverdopplerschaltung) angeschlossen. Durch die direkte Kopplung wird der Verstärker recht gut temperaturmäßig stabilisiert. Mit der Gegenkopplung über R2 erreicht man außerdem einen höheren Eingangswiderstand, jedoch verringert sich in gleichem Maße die Verstärkung. Mit P1 läßt sich dann der jeweils gewünschte Spannungshub einstellen. Dieser ist jedoch abhängig von der Stellung von P2, da durch das Sättigungsverhalten von T3 bei höheren Strömen und die größere

Belastung des Gleichrichters nur noch geringe Änderungen des Lampenstroms möglich sind. Der maximale Spannungshub erwies sich daher für die Praxis als zu gering. Außerdem ist die Steuerung nur nach einer Seite möglich, d. h. bei Ansteuerung wird die Lampe nur heller. Eine Dunkelsteuerung ist mit der Schaltung nach Bild 4 zwar auch möglich, es müsste dann aber der Gleichrichter umgeschaltet werden. Günstiger wäre es dagegen, eine Variante zu finden, die einen hohen Spannungshub hat und eine Hell- oder Dunkelsteuerung der Lampe ermöglicht, ohne daß dazu Umschaltungen notwendig sind.

Durch die vorgegebene Betriebsspannung (9 V) ist die maximale Ausgangsspannung eines Verstärkers auf etwa 2,5 V begrenzt. Um einen höheren Ausgangspegel zu haben, müsste man entweder eine größere Betriebsspannung vorsehen, oder die Ausgangsspannung hochtransformieren.

Da die hier beschriebene Steuerelektronik in einem transportablen Gerät eingesetzt werden soll und somit Batteriebetrieb am günstigsten ist, wurde zugunsten der letzten Variante entschieden. Hier wird aber der Ausgangswiderstand des Verstärkers mit hochtransformiert. Damit die Ausgangsspannung bei Belastung nicht allzu sehr zusammenbricht und keine langen Einschwingzeiten auftreten, muß der Ausgangswiderstand des Verstärkers sehr klein sein. Dies erreicht man z. B. durch eine stark gegengekoppelte Gegentakt-B-Schaltung, wobei hierbei noch von Vorteil ist, daß die umgesetzte Verlustleistung nur gering ist. Das ist besonders bei Batteriebetrieb wichtig.

Bild 5 zeigt dann die vollständige Schaltung für die Amplitudensteuerung.

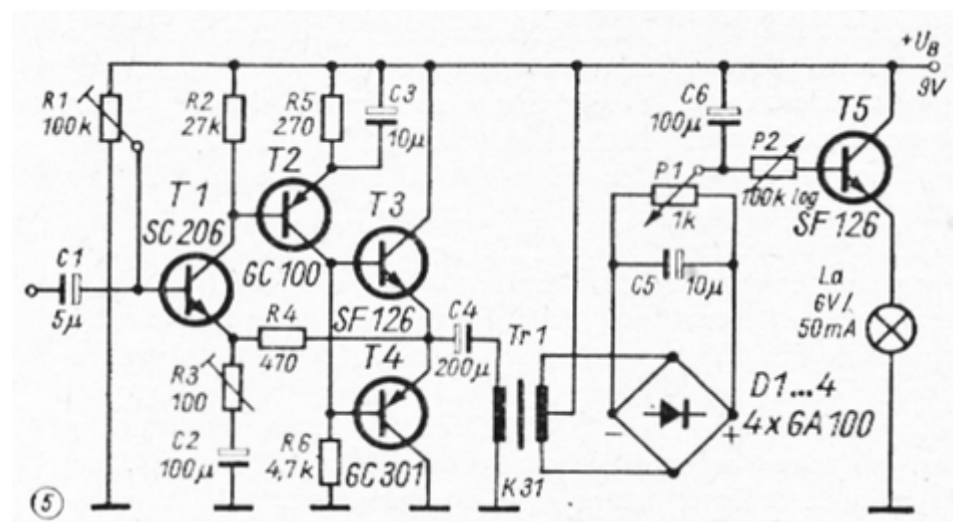


Bild 5: Vollständiger Stromlaufplan für eine Amplitudensteuerung

T1 bis T4 bilden den direktgekoppelten Gegentakt-B-Verstärker, der über R3/ R9 sehr stark gegengekoppelt ist. Der Grad der Gegenkopplung kann damit mit R3 eingestellt werden.

Für gleichmäßige Aussteuerung ist auf genaue Einhaltung der Mittenspannung an den Emittern von T3/T4 zu achten, sie ist mit R1 einstellbar. An der Sekundärseite des K31 stehen dann etwa 2 x 6 V zur Gleichrichtung zur Verfügung. Mit P1 wird der jeweils gewünschte Spannungshub eingestellt. Je nach Stellung von P1 werden der Betriebsspannung, die ja an der Mittelanzapfung von Tr1 liegt, entweder eine positive oder eine negative Gleichspannung bis etwa 6 V überlagert. Die Elkos C5 und C6 dienen zur Siebung der erzeugten Gleichspannung, wobei jedoch zu beachten ist, daß besonders C6 die Ein- und Ausschwingzeiten der Ansteuerung bestimmt.

Mit der hier angegebenen Dimensionierung werden recht brauchbare Ergebnisse erreicht. Auch der maximal einstellbare Spannungshub entsprach vollkommen den Anforderungen. Mit P2 läßt sich auch wieder der Pegel, der für die Grundhelligkeit der Lampe verantwortlich ist, einstellen, von welcher dann die Amplitudensteuerung ausgeht. Es ist jedoch dabei zu beachten, daß die Wirksamkeit der Amplitudensteuerung von der Stellung von P2 abhängig ist. So ist natürlich kaum eine Änderung der Helligkeit der Lampe möglich, wenn P2 voll wirksam ist (geringster Basisstrom von T5) und der Schleifer von P1 auf der negativen Seite des Gleichrichters steht.

4. Steuerung durch die Signalfrequenz

Bei elektronischen Orgeln wird von den einzelnen Generatoren meist ein rechteck- oder sägezahnförmiges Signal erzeugt (manchmal auch beides). Zur Herstellung bestimmter Klangbilder ist es aber erwünscht, außerdem noch sinusförmige Ausgangsspannungen der Generatoren zur Verfügung zu haben. Durch den Aufbau von elektronischen Orgeln [2] bedingt, wäre das jedoch mit einem sehr hohen Aufwand verbunden. Es müsste dann nach jeder Teilstufe je Ton ein Tiefpass mit entsprechendem Verstärker geschaltet werden. Günstiger ist es deshalb, wenn man etwa je Oktave ein sich automatisch abstimmendes Filter anwendet. Als Filter kann entweder ein Tiefpass oder auch ein Hochpass eingesetzt werden.

Eine andere Anwendungsmöglichkeit der Steuerung durch die Frequenz besteht z. B. im Einsatz als automatisches Filter in Klirrfaktormessgeräten für ein breiteres Frequenzband. Wird jedoch eine hohe Genauigkeit verlangt, so sind die entsprechenden Forderungen an Gleichlauf von Steuer- und Diskriminatorkennlinie über einen größeren Bereich kaum zu erfüllen. Während bei Amplitudensteuerung die Kurvenform der anliegenden Signalspannung keinen nennenswerten Einfluss auf die Funktion hat, ist dies bei Steuerung durch die Signalfrequenz nicht der Fall. Besteht das Signal aus einem Gemisch von Frequenzanteilen,

die nicht harmonisch zu einer Grundwelle sind und sich in ihren Amplituden nicht wesentlich voneinander unterscheiden, so ist eine eindeutige Steuerung natürlich nicht möglich. Schwingungsformen, deren Oberwellen harmonischen Charakter haben, wie z. B. Rechteck oder Sägezahn bewirken dagegen eine einwandfreie Steuerung. Eine weitere Schwierigkeit der Steuerung durch die Signalfrequenz besteht darin, daß der Frequenz-/Spannungswandler im allgemeinen linear arbeitet, aber das elektronisch steuerbare Filter eine exponentielle Steuercharakteristik hat. Um eine Übereinstimmung zwischen Eingangsfrequenz und der Filterfrequenz zu erreichen, muß zwischen dem Frequenz-/ Spannungswandler und der Steuerschaltung ein Logarithmierer geschaltet werden. In der Praxis machte jedoch die Realisierung des Logarithmierers erhebliche Schwierigkeiten, besonders weil der Aufwand in Grenzen gehalten werden soll.

Im Bild 6 wird eine Schaltung zur Steuerung durch die Signalfrequenz gezeigt [3].

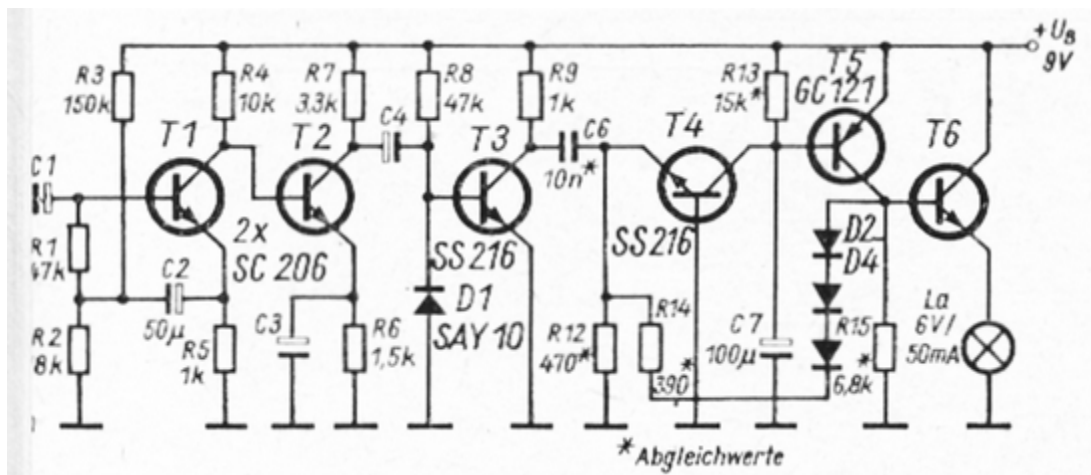


Bild 6: Stromlaufplan zur Steuerung der Signalfrequenz

Zur Erzielung eines hohen Eingangswiderstandes wird im Eingang eine Bootstrap-Schaltung angewendet. Nach weiterer Verstärkung mit T2 und anschließender Begrenzung durch D1 und T3 erfolgt der eigentliche Diskriminator T4. Die am Kollektor von T3 anliegende Rechteckspannung wird durch C6 und $R_{12} // R_{e(T4)}$ differenziert. An C7 wird der zeitliche Mittelwert (Gleichspannung) der negativen Impulse gebildet. Nach Intensivierung mit T5 wird dann - wie schon in den oben beschriebenen Varianten - die Lampe über eine Kollektorstufe T6 angesteuert. Durch die nichtlineare Gegenkopplung mit Ge-Dioden (D2 bis D4) vom Kollektor von T5 zum Emitter von T4 kann man in etwa die notwendige logarithmische Verstärkung von T5 erreichen. In der Praxis bereitete jedoch die Anpassung an die Steuerkennlinie des elektronischen Filters erhebliche Schwierigkeiten. Eine völlige Übereinstimmung der Eingangsfrequenz und der sich einstellenden „Resonanzfrequenz“ des

elektronischen Filters konnte über einen größeren Bereich nicht erreicht werden. Außerdem machte sich infolge der unterschiedlichen Steuerkennlinien verschiedener Exemplare elektronischer Filter jeweils eine spezifische Dimensionierung des Diskriminators und des Logarithmierers erforderlich. Deshalb sollen die angegebenen Größen von C6 und R12 ... R15 auch nur als Anhaltswerte gelten. Infolge der Exemplarstreuungen der Diodenkennlinien von D2 ... D4 macht es sich eventuell auch erforderlich, eine von der angegebenen abweichenden Anzahl von Dioden einzusetzen.

5. Automatische Steuerung ("Wobbeln")

Besonders interessante Klangeffekte erreicht man durch automatisches Durchstimmen des elektronischen Filters („Wobbeln“). Der Effekt ist zwar dem normalen Tremolo sehr ähnlich, hat aber eine gänzlich andere Klangcharakteristik.

Zur praktischen Realisierung wird ein Tieffrequenzgenerator benötigt, dessen Frequenz sich etwa von 1 ... 10 Hz einstellen läßt. Eine Erweiterung des Frequenzbereiches nach unten ist nicht erforderlich, da geringere „Durchstimmfrequenzen“ auch von Hand bzw. Fuß betätigt werden können. Höhere Durchstimmfrequenzen als 10 Hz sind ebenfalls nicht sinnvoll, da durch die Güte des Filters eine bestimmte Einschwingzeit vorgegeben ist. Wird der Abstimmbereich des Filters zu schnell durchfahren, ist die Filterwirkung nicht gewährleistet, d. h., das Filter wird „übergangen“. Eine Veränderbarkeit der Ausgangsamplitude des Generators erwies sich aus weiter unten beschriebenen Gründen als nicht erforderlich.

Aufbauend auf die Erfahrungen aus [4] wurde eine Generatorschaltung entwickelt, die voll den Anforderungen entsprach. Da für derart niedrige Frequenzen die Koppelkondensatoren sehr große Werte annehmen müssten, wurde für den aktiven Teil des Generators zugunsten eines direkt gekoppelten Gleichspannungsverstärkers entschieden, dessen Ein- und Ausgang auf gleichem Potential liegen.

Als frequenzbestimmendes Netzwerk wurden mehrere Varianten erprobt, wobei anfangs auf ein Netzwerk mit nur einem veränderlichen Element orientiert wurde. Infolge erheblicher Schwierigkeiten bei der praktischen Realisierung wurde jedoch später zugunsten eines überbrückten T-Gliedes mit einem Doppelpotentiometer als Abstimmelement entschieden. Um einen gleichmäßig verteilten Abstimmbereich zu erhalten, müsste das Doppelpotentiometer eine negativ-logarithmische Kennlinie haben. Da ein derartiges Potentiometer kaum und Doppelpotentiometer an sich schon schwer zu beschaffen sind, wurde es im Mustergerät aus zwei Einstellreglern selbst gefertigt. Der zu erwartende Gleichlauffehler erwies sich als

unbedeutend, nur der an einem Ende zusammengedrückte Abstimmbereich war etwas ungünstig.

Ein Problem war auch, eine für niedrige Frequenzen geeignete Amplituden-Stabilisierung zu finden. Normale Regelschaltungen mit Gleichrichter usw. schieden von vornherein aus wegen der viel zu großen Zeitkonstante. Auch mit Heiß- oder Kaltleitern wurden keine guten Erfolge erzielt, dagegen war eine Antiparallelschaltung von zwei Si-Dioden als nichtlineares Element eine einfache und zugleich wirksame Lösung.

Bild 7 zeigt den Prinzipstromlaufplan des Tieffrequenzgenerators.

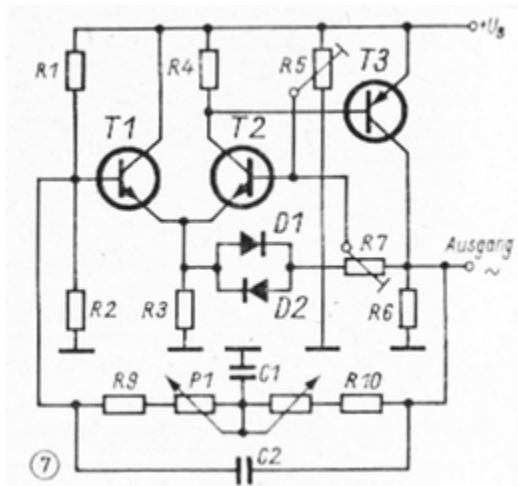


Bild 7: Prinzipstromlaufplan des Tieffrequenzgenerators

Die npn-Transistoren T1 und T2 bilden eine Differenzstufe, der eine Verstärkerstufe mit einem pnp-Transistor nachgeschaltet ist. Damit ergibt sich - richtige Arbeitspunkteinstellung vorausgesetzt - ein Verstärker mit zwei Eingängen (invertierend und nichtinvertierend) sowie dem Ausgang, die alle auf gleichem Potential liegen. Der Arbeitspunkt läßt sich mit R5 einstellen. Das frequenzbestimmende Netzwerk – R9, R10, P1 und C1, C2 - liegt im Gegenkopplungsweig zwischen der Basis von T1 und dem Ausgang.

Die zur Anfachung der Schwingungen notwendige Mitkopplung wird über R6 und R7 bewirkt. Dabei kann der Grad der Mitkopplung und damit die saubere Sinusform der erzeugten Schwingungen mit R7 eingestellt werden. Zur Amplituden-Stabilisierung dienen Si-Dioden D1 und D2, die mit R7 einen nichtlinearen Spannungsteiler ergeben. R9 bzw. R10 begrenzen den einstellbaren Frequenzbereich nach oben. Mit deren Variation ist außerdem zum Teil eine Kompensation von Gleichlauf Fehlern des Doppelpotentiometers P1 möglich. Die Ausgangsspannung des Generators beträgt etwa 1 V, sie reicht also keineswegs aus, das elektronische Filter wirksam durchzustimmen. Außerdem wäre bei direkter Ankopplung des Generators an die Steuerschaltung des elektronischen Filters eine Rückwirkung kaum zu

vermeiden. Deshalb wurde zwischen Generator und Aussteuerungsschaltung eine Trennstufe eingefügt. Damit läßt sich gleichzeitig eine weitere wichtige Funktion erfüllen.

In Signalpausen wäre ohne besondere Maßnahmen ein durch Rauschen und Einschwingvorgänge bedingt unangenehmes "Wobbelgeräusch" zu hören. Deshalb ist es günstiger, wenn das elektronische Filter nur dann gewobbelt wird, wenn ein Eingangssignal anliegt.

Realisiert wird das dadurch, daß die Trennstufe als signalabhängiges Tor benutzt wird. Dazu wird die Betriebsspannung der Trennstufe direkt von der Signalamplitude abgeleitet. Die im dritten Abschnitt beschriebene Schaltung zur Steuerung durch die Signalamplitude dient dabei als Spannungsquelle. Durch geeignete Umschaltung des Gleichrichters kann die Betriebsspannung der Trennstufe bis etwa 12 V annehmen. Diese Betriebsspannung muß aber gegen $+U_B$ bezogen werden, da auch ohne Aussteuerung eine Regelung von Hand möglich sein soll.

Wie bereits im Bild 3 erläutert, wird deshalb die Generatorspannung in den Basisstromkreis eingeschleift. Für die Trennstufe ergeben sich dann zwei Varianten.

Die erste wäre eine Kollektorschaltung mit einem pnp-Transistor. Diese hat aber den Nachteil, daß sich Belastungsänderungen am Ausgang auf den wirksamen Lastwiderstand des Generators auswirken und dieser dann zu unstabiler Arbeitsweise neigt. Dagegen erfüllt eine Emitterschaltung mit einem npn-Transistor voll und ganz die Funktion einer Trennstufe.

Durch die auf den Kollektor ($+U_B$) bezogene, veränderliche Betriebsspannung und den sich dadurch automatisch ändernden Arbeitspunkt wird auch die Torfunktion ohne größeren Klirrfaktor sehr gut erfüllt. Bild 8 zeigt eine nach obigen Überlegungen entwickelte Schaltung eines Steuergerätes für ein elektronisches Filter, das auch die Funktion der im 3. Abschnitt beschriebenen Steuerung durch die Signalamplitude erfüllt.

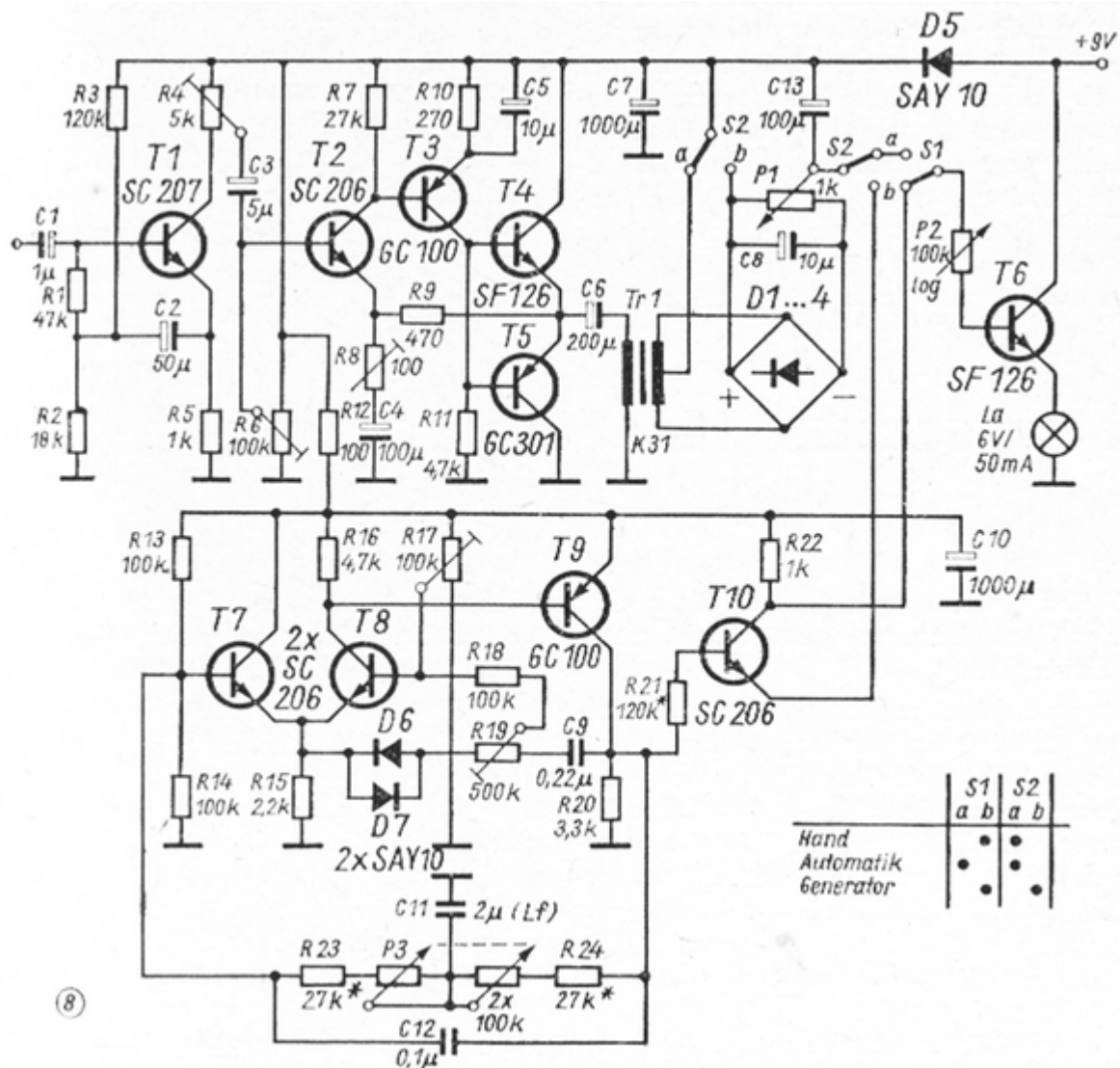


Bild 8: Vollständiger Stromlaufplan der Steuerelektronik

Zur besseren Anpassung an hochohmige Signalquellen wurde am Eingang noch eine „Bootstrap“-Schaltung (T1) vorgesetzt. Mit R4 ist eine Anpassung der Steuerelektronik an die verschiedenen Pegelverhältnisse möglich. Als Eingangsstufe ist natürlich auch eine MOSFET-Schaltung denkbar.

Die Transistoren T2 bis T5 bilden den Verstärker für die Steuerung durch die Signalamplitude. Nach Gleichrichtung mit D1 ... D4 läßt sich dann mit P1 der gewünschte Hub einstellen. Mit P2 kann nach wie vor mit Hand bzw. Fuß eine bestimmte Mittenfrequenz des elektronischen Filters eingeregelt werden. T7 bis T9 bilden den Tieffrequenzgenerator, dessen Frequenz mit P3 veränderbar ist. Die Trennstufe bzw. das Tor wird durch T1 realisiert. Die Schaltung wurde zusammen mit dem elektronischen Filter in das Gehäuse eines Fußpedals eingebaut und arbeitet als „Wah-Wah-Automatic“ seit geraumer Zeit einwandfrei.

Literatur

- (1) Salomon, P.: Außergewöhnliche Anwendung von Fotowiderständen, FUNKAMATEUR 20 (1971), H. 7, S. 331 ff.
- [2] Lesche, J.: Einführung in die Technik der elektronischen Musikinstrumente, FUNKAMATEUR 15 (1966), H. 1, S. 27 ff.
- [3] Streng, K. K.: Halbleiterschaltungen aus der Literatur. Der praktische Funkamateurl. H. 78, S. 83, DMV, 1968
- [4] Salomon, P.: Eine universelle Gitarrenelektronik, FUNKAMATEUR 20 (1971), H.11, S. 5445 ff.

© Copyright Peter Salomon, Berlin, rescript aus funkamateurl 1975/6; bearbeitet 2014

Die vorliegende Publikation ist urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, Irrtum und Änderungen vorbehalten. Eine auch auszugsweise Vervielfältigung bedarf in jedem Fall der Genehmigung des Herausgebers. Die hier wiedergegebenen Informationen, Dokumente, Schaltungen, Verfahren und Programmmaterialien wurden sorgfältig erarbeitet, sind jedoch ohne Rücksicht auf die Patentlage zu sehen, sowie mit keinerlei Verpflichtungen, noch juristischer Verantwortung oder Garantie in irgendeiner Art verbunden. Folglich ist jegliche Haftung ausgeschlossen, die in irgendeiner Art aus der Benutzung dieses Materials oder Teilen davon entstehen könnte.

Für Mitteilung eventueller Fehler ist der Autor jederzeit dankbar.

Es wird darauf hingewiesen, dass die erwähnten Firmen- und Markennamen, sowie Produktbezeichnungen in der Regel gesetzlichem Schutz unterliegen.