

Elektronischer Spannungsregler DLR-2 für Drehstromlichtmaschinen

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN

Die ständig steigenden Anforderungen an die technischen Parameter, die Wartungsarmut und die Zuverlässigkeit von Spannungsreglern für Drehstromlichtmaschinen einerseits und die sinkenden Preise für elektronische Bauelemente andererseits führten zum breiten Einsatz elektronischer Regler in Verbindung mit Drehstromlichtmaschinen in Wartburg und Trabant. Nachfolgend werden die Ladeanlagen der genannten Fahrzeuge und insbesondere der elektronische Regler DLR-2 aus dem VEB EAW Elektronik Dresden beschrieben. Auf Einsatzmöglichkeiten dieses Reglers in anderen Ladeanlagen wird hingewiesen.

Ladeanlage des Wartburg 353

Die Ladeanlage des Wartburg 353, die identisch ist mit der des Trabant 601, zeigt Bild 1. Mit dem Einschalten der Zündung fließt ein Strom vom Pluspol der Batterie über den Schalter S_Z , die Ladekontrollampe LK, den elektronischen Regler und den Anker der Drehstromlichtmaschine nach Masse. Der nach dem Schalterprinzip arbeitende Regler ist eingeschaltet, der Leistungstransistor VT führt Strom, und die Ladekontrollampe leuchtet. Die Dioden VD_1 bis VD_6 wirken in bekannter Weise als Rückstromschalter und verhindern ein Entladen der Batterie bei stillstehender Lichtmaschine bzw. bei nicht hinreichend hoher Ausgangsspannung am Ladegleichrichter.

Wird nun die Drehstromlichtmaschine bei laufendem Motor bewegt, entsteht eine dreiphasige Wechselspannung, die in zwei wechsellängsspannungsgleichgeschalteten Sechspulsgleichrichtern gleichgerichtet wird. (Die drei mit der Anode gemeinsam an Masse liegenden Dioden werden in beiden Gleichrichtern genutzt.) Dabei übernimmt die positive Spannung an D_+ die Versorgung der Lichtmaschine mit steigendem Erregerstrom, wobei gleichzeitig die Ladekontrollampe allmählich verlischt. Mit dem Erregerstrom steigt die Spannung bereits im Leerlauf des Motors so weit an, daß ein Strom von der Lichtmaschine an das Bordnetz abgegeben wird.

Beim Hochlaufen der Lichtmaschine ist zu beachten, daß der Regler zunächst von einer relativ niedrigen Spannung gespeist wird. Auch wenn die Speisung über die inzwischen angestiegene Spannung an D_+ erfolgt, reicht das noch nicht aus, um den Leistungstransistor am Reglerausgang voll einzuschalten. Selbst dann wäre noch eine Restspannung vorhanden, die den Erregerstrom gegenüber einem herkömmlichen Kontaktregler herabsetzt. Das bedeutet, daß die Lichtmaschine erst eine Mindestdrehzahl erreichen muß, bevor die Regelung einsetzt. Diese liegt höher als bei einer Ladeeinrichtung mit Kontaktregler. Nach [1] liegt die Ansprechdrehzahl bei etwa 1300 min^{-1} . Sinkt die Drehzahl nach Erreichen der Ansprechdrehzahl wieder ab, so setzt die Regelung wegen des durchgeschalteten Leistungstransistors erst bei wesentlich niedrigeren Drehzahlen (nach [1] bei etwa 700 min^{-1}) aus. Das alles läßt auch erkennen, daß ein Verlöschen der Ladekontrollampe nicht unbedingt mit einem Fließen des Ladestroms in die Batterie gleichgesetzt werden kann. Eine Erhöhung der Drehzahl über die An-

sprechdrehzahl der Ladeeinrichtung führt zum vollen Durchschalten des Leistungstransistors am Reglerausgang und damit zu einem weiteren Ansteigen der Ausgangsspannungen an den Gleichrichtern. Es fließt ein entsprechend hoher, durch die Drehstromlichtmaschine selbst begrenzter Ladestrom, was ein Ansteigen der Batteriespannung entsprechend der Ladekennlinie der Batterie bewirkt. Dabei kommt es zu einem äquivalenten Anstieg der in dieser Phase nicht entkoppelten Spannung an D_+ , was letztendlich bei Erreichen der Ladeschlussspannung zum Ansprechen des Schwellwertreglers SS im Regler und damit zum Sperren des Leistungstransistors VT führt. Der Erregerstrom kommutiert zur Freilaufdiode VD und klingt mit der im Ankerkreis wirksamen Zeitkonstanten ab.

Mit dem Abklingen des Erregerstromes sinkt die Ausgangsspannung der Drehstromlichtmaschine. Durch die jetzt wirksame Entkopplung der positiven Spannungen (die Spannung an der Batterie wird durch diese gepuffert, die Spannung an D_+ nicht) kann der Regler sofort auf die gesunkene Ausgangsspannung der Lichtmaschine reagieren. Bei Unterschreiten der unteren Ansprechschwelle der Spannung an D_+ wird demzufolge der Leistungstransistor VT am Reglerausgang erneut leitend, und der Erregerstrom steigt entsprechend der wirksamen Zeitkonstante im Ankerkreis wieder an. Es ist zu erkennen, daß auf Grund der Zusammenschaltung des Reglers mit der Drehstromlichtmaschine die Regelung der Spannung an D_+ beeinflusst wird, wobei nicht zuletzt wegen der guten thermischen Kopplung der Dioden beider Gleichrichter von annähernder Gleichheit beider Spannungen unter allen dafür bedeutsamen Betriebsbedingungen der Ladeeinrichtung ausgegangen werden kann. Auf diese Weise wird nach dem Prinzip der Zweipunktregelung die Spannung im Bordnetz bei der Ladeschlussspannung der Batterie konstant gehalten. Nachfolgend soll näher untersucht werden, wie und mit welchen technischen Parametern das erfolgt.

Elektronischer Regler DLR-2

Bei der Beschreibung des elektronischen Reglers DLR-2 wird zweckmäßigerweise von dessen Blockschaltbild (Bild 2) ausgegangen. Der abgleichbare Istwertspannungsteiler stellt die mit einem Sollwert mit Hilfe eines Schwellwertreglers zu vergleichende Spannung bereit. Die notwendige Mitkopplung wird durch den vom Schwellwertregler erzeugten Steuerstrom I_{st} durch Einwirkung auf den Sollwert reali-

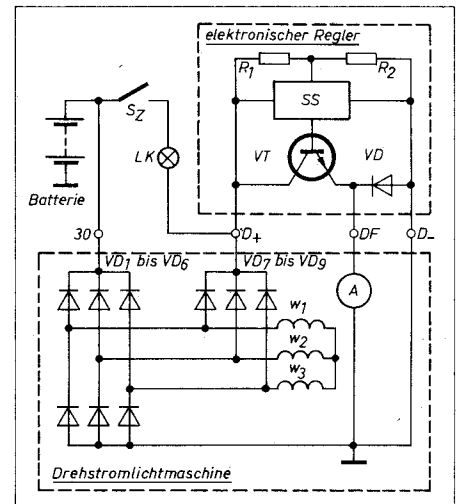


Bild 1: Ladeeinrichtung des Wartburg 353 W (Außenleitererregung mit elektronischem Regler)

siert. Dem Schwellwertregler sind ein Ausgangsverstärker und eine Freilaufdiode nachgeschaltet. Bild 3 zeigt die dimensionierte Schaltung des elektronischen Reglers DLR-2.

Der Spannungssollwert wird durch die Reihenschaltung einer Z-Diode mit einer steuerbaren Z-Diode (Z-Diodennachbildung mit beschaltetem Transistor) bereitgestellt [10]. Die Steuerung erfolgt über den Widerstand R_7 . Der Spannungssollwert wird an den Emitter des Transistors VT_1 geschaltet; die Basis dieses Transistors ist über den Widerstand R_{10} mit dem abgleichbaren Istwertspannungsteiler verbunden. Ist die Spannung am Regler kleiner als der Ansprechwert, ist VT_1 leitend. Damit werden auch die nachgeschalteten Transistoren VT_3 und VT_4 aufgesteuert, und es kann ein Erregerstrom fließen. Gleichzeitig fließt über R_7 ein Steuerstrom in die Z-Diodennachbildung, wodurch die äquivalente Durchbruchsspannung (Kollektor-Emitter-Spannung von VT_2) an den oberen

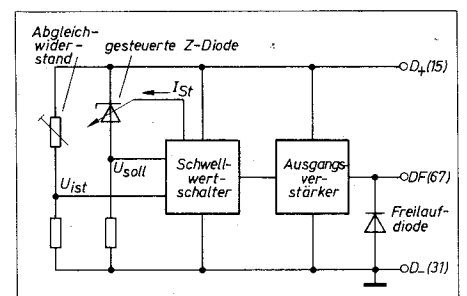


Bild 2: Blockschaltbild des elektronischen Reglers DLR-2 für Drehstromlichtmaschinen

Grenzwert herangesteuert wird [10], was zu einem Halten dieses Schaltzustandes führt.

Wird am Regler die Spannung erhöht, steigt das Potential am Emitter des Vergleichstransistors VT_1 in gleichem Maße. Das Potential an der Basis wächst infolge Spannungsteilung langsamer. Das führt letztlich dazu, daß bei Erreichen der oberen Ansprechschwelle der zu regelnden Spannung der Transistor VT_1 sperrt, was zum Abschalten von VT_3 und VT_4 führt. Da dabei gleichzeitig der Steuerstrom für die Z-Diodennachbildung nahezu auf Null zurückgeht, wird die äquivalente Durchbruchsspannung auf den unteren Grenzwert herabgesteuert [10]. Der damit verbundene weitere Anstieg des Emitterpotentials von VT_1 unterstützt in bekannter Weise den Kippvorgang. Beim Absinken der Spannung am Regler unter die untere Ansprechschwelle stellt sich der Ausgangszustand wieder ein.

Die beschriebene Wirkungsweise hat gezeigt, daß die Steuerung der Z-Diodennachbildung bei jedem Umschaltvorgang eine Mitkopplung darstellt, die außerdem die erforderliche Schalthysterese sichert. Der Kondensator C_1 stellt dagegen bei jedem Kippvorgang eine Gegenkopplung dar, die die Umschaltvorgänge bremst. Auch das ist im Interesse der Funktions- und Störsicherheit notwendig.

Aus Bild 3 ist ersichtlich, daß der Sollwertgeber, der abgleichbare Istwertspannungsteiler und der Schwellwertschalter in einem speziellen Schaltkreis vereint sind. Entsprechend den rauen Einsatzbedingungen im Auto wurde als Integrationstechnik die Dick-schichttechnik gewählt. Dadurch wurde es sinnvoll, den Abgleich zum Schaltkreishersteller zu verlagern, der über die entsprechenden technischen Mittel verfügt. Der abgegliche Schaltkreis wird durch einen komplementären Schaltverstärker komplettiert, der im eingeschalteten Zustand eine niedrige Restspannung gewährleistet. Der gesamte Regler ist in einem Aluminium-spritzgußgehäuse untergebracht. Dieses dient gleichzeitig elektrisch isoliert als Kühlkörper für den Leistungstransistor VT_4 . Der konstruktive Aufbau ist ausführlich in [1] beschrieben.

Beim praktischen Betrieb können im Bordnetz erhebliche Überspannungen auftreten, z. B. durch Abschalten insbesondere induktivitätsbehafteter Verbraucher. Da die Überspannungsenergie bei ange-

schlossener Batterie im wesentlichen von dieser aufgenommen wird, darf die Ladeanlage (Bild 1) nur mit angeschlossener Batterie betrieben werden. Bei dieser Betriebsweise sind nur noch kurzzeitige, wenig energiereiche Überspannungen möglich, die im wesentlichen vom Entstörkondensator C_2 im Regler unterdrückt werden. Außerdem ist die Schaltung des Reglers so bemessen, daß sich die noch verbleibenden Überspannungen nur in zulässigen Überströmen der Bauelemente auswirken [1].

Für die im Bild 3 gezeigte Dimensionierung des Reglers DLR-2 ergeben sich folgende technische Hauptkenndaten: Die Angaben beziehen sich auf [1], zwischenzeitlich erfolgte Änderungen sind nicht erfaßt.

Nennwert der geregelten Spannung

$$U_N = (14,1 \pm 0,17) \text{ V} \quad (\text{Auslieferungstoleranz})$$

Diese Nennspannung bedeutet 2,35 V je Batteriezelle, was als Optimalwert zu betrachten ist.

Regelabweichung bei Drehzahländerung

$$\Delta U_N \approx 30 \text{ mV}$$

Dieser typische Wert ist bei einer Belastung mit $I_L = 5 \text{ A}$ zu erwarten; er nimmt mit steigender Belastung etwas zu. Grundtendenz ist eine mit steigender Drehzahl sinkende geregelte Spannung.

Regelabweichung bei Belastung

$$\Delta U_L \approx 0,2 \text{ V}$$

Dieser typische Wert gilt im Belastungsbereich $5 \text{ A} \leq I_L \leq 38 \text{ A}$. Der Abfall der geregelten Spannung ist dabei etwa der Belastung proportional.

Regelabweichung bei Temperaturänderung

Temperaturbereich $-40 \dots 0 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$\pm 5,6 \text{ mVK}^{-1}$$

Temperaturbereich $0 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$\pm 3,5 \text{ mVK}^{-1}$$

Die typische Temperaturabhängigkeit ist wesentlich geringer und liegt im gesamten Temperaturbereich bei weniger als $\pm 1 \text{ mVK}^{-1}$.

Gesamtabweichung der geregelten Spannung

Unter Beachtung aller Grenzwerte ergibt sich nach [1] ein Bereich $13,3 \text{ V} \leq U \leq 14,5 \text{ V}$ für die geregelte Spannung. Da dieser Bereich größer als der Bereich für eine optimale Konstanzspannungsladung

ist, werden die Regler vom Hersteller für den eingengten Bereich $13,7 \text{ V} \leq U \leq 14,4 \text{ V}$ ausgeliefert. Die typischen Werte für die geregelte Spannung liegen im Bereich $13,8 \text{ V} \leq U \leq 14,3 \text{ V}$. Die Langzeitkonstanz dieser Werte wird im wesentlichen von der Konstanz des Istwertspannungsteilers und der Sollwertquelle beeinflusst. Der Einsatz hochwertiger Widerstandspasten mit niedrigem Temperaturkoeffizienten läßt geringe Driftwerte erwarten.

Die genannten technischen Daten lassen erkennen, daß stets ein guter Ladezustand der Batterie gesichert ist. Dabei wird ein Überschreiten des Grenzwertes von 2,4 V je Zelle, bei dem die Wasserzersetzung einsetzt und Schäden an den Plus-Elektroden der Batteriezellen zu erwarten sind, praktisch ausgeschlossen. Nicht ganz befriedigen kann jedoch die mögliche Regelabweichung bei Temperaturänderungen. Beim Einsatz des Reglers sind im allgemeinen keine exakten Temperaturbezüge zur Außentemperatur, zur Temperatur der Batterie, der Lichtmaschine usw. gegeben, es muß jedoch davon ausgegangen werden, daß die Reglertemperatur in ihrer Grundtendenz ebenso wie die Temperatur der Batterie der Außentemperatur folgt. Da für die Ladung der Batterie bei niedrigen Temperaturen eine etwas höhere Ladeschlussspannung gefordert wird, dürfte der resultierende Temperaturgang der oberen Ansprechschwelle des Reglers niemals positiv werden können. Weil ein exakt neutraler Temperaturgang unter den Bedingungen einer Serienfertigung nicht realisierbar ist, erscheint die Forderung nach einem möglichst kleinen, aber niemals positiven Temperaturkoeffizienten für die obere Ansprechschwelle des Reglers sinnvoll. Auf Grund der Tatsache, daß das vom DLR-2 nicht in jedem Fall gewährleistet wird, soll die Problematik näher untersucht werden.

In der Schaltung des elektronischen Reglers DLR-2 nach Bild 3 ist mit folgenden wesentlichen Temperaturdriften zu rechnen:

1. $\Delta U_{BE}(\theta) = -(2 \pm 0,2) \text{ mVK}^{-1}$ für die Basis-Emitter-Dioden der Transistoren VT_1 und VT_2
2. $\Delta U_Z = -0,7 \dots +5 \text{ mVK}^{-1}$ für die Durchbruchspannung der Z-Diode SZX 19/6,8
3. ΔU_{CE2} für die äquivalente Durchbruchspannung der Z-Diodennachbildung

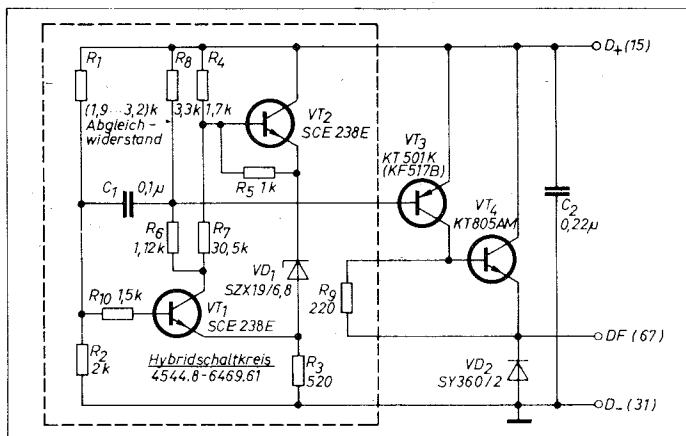


Bild 3: Schaltung des elektronischen Reglers DLR-2 für Drehstromlichtmaschinen, Dimensionierung für 12-V-Bordnetz

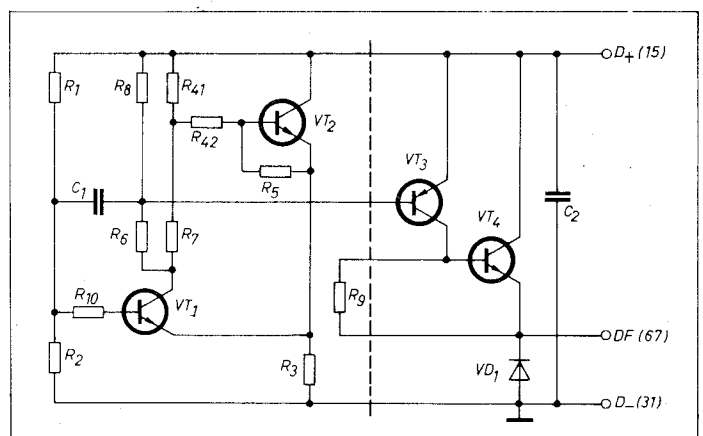


Bild 4: Vorschlag zur Verbesserung der Schaltung des elektronischen Reglers

Nach [10] gilt näherungsweise

$$U_{CE2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) U_{BE2} + R_4(I_{B2} + I_{R7}) \quad (1)$$

$$TK_Z = \frac{TK_{BE2}}{1 + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} \frac{I_{B2} + I_{R7}}{U_{BE2}(\vartheta_0)}} \quad (2)$$

Der Strom I_{R7} wurde in den Kollektor von VT_1 hineinfließend positiv gezählt. Aus den Gln. (1) und (2) ergibt sich

$$\Delta U_{CE2} = TK_Z U_{CE2} = K TK_{BE2} U_{BE2}(\vartheta_0) \quad (3)$$

mit

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (4)$$

Eine einfache Abschätzung zeigt, daß unabhängig von der konkreten Dimensionierung der Z-Diodennachbildung stets $K > 1$ ist. Das ist verständlich, denn die Temperaturdrift der Basis-Emitter-Diode wird wie ein Kleinsignal verstärkt. Mit den Zahlenwerten aus der Schaltung nach Bild 3 ergibt sich $K = 2,7$ und damit $\Delta U_{CE2} = -(4,9 \dots 5,9) \text{ mVK}^{-1}$. Die errechneten Zahlenwerte ergeben für den Spannungssollwert eine mögliche Temperaturdrift $-6,6 \dots +0,1 \text{ mVK}^{-1}$. Die entgegengesetzte Temperaturdrift des Spannungswertes, bezogen auf den Emitter von VT_1 , beträgt etwa $-(1,8 \dots 2,2) \text{ mVK}^{-1}$. Für den Temperaturkoeffizienten der oberen Ansprechschwelle des Reglers ergibt sich somit ein möglicher Bereich von $-4,8 \dots 2,3 \text{ mVK}^{-1}$ bei einem Mittelwert von etwa $-1,3 \text{ mVK}^{-1}$. Diese Werte stehen zu den Herstellerangaben nicht im Widerspruch (man beachte dazu beispielsweise die anfallende Häufigkeitsverteilung beim Temperaturkoeffizienten der eingesetzten Z-Diode), sondern bestätigen diese.

Das mögliche Auftreten eines positiven Temperaturkoeffizienten der oberen Ansprechschwelle des Reglers kann ausgeschlossen werden, wenn anstelle der Z-Diode SZX 19/6,8 eine Z-Diode eingesetzt wird, deren maximal möglicher positiver Temperaturkoeffizient um wenigstens $2,3 \text{ mVK}^{-1}$ niedriger liegt. Diese Forderung wird unter Beibehaltung der restlichen Dimensionierung mit einer Z-Diode SZX 19/5,6, mit einer SZX 19/5,1 sicher erfüllt. Günstig ist der Einsatz einer Z-Diode SZX 19/5,6 bei gleichzeitiger geringfügiger Vergrößerung des Widerstandes R_4 und Einsatz eines Transistors VT_2 mit der Stromverstärkungsgruppe F. Dadurch wird die Verstärkung innerhalb der Z-Diodennachbildung (Gl. (4)) und damit der negative Temperaturkoeffizient geringfügig erhöht, wodurch das Auftreten eines positiven Temperaturkoeffizienten der oberen Ansprechschwelle des Reglers mit Sicherheit ausgeschlossen wird. Außerdem werden die durch den Wechsel der Z-Diode bedingte betragsmäßige Verminderung des Spannungssollwertes und die Erhöhung des differentiellen Widerstandes teilweise ausgeglichen. Eine Nachrechnung zeigt, daß die Erhöhung von R_4 in der Schaltung nach Bild 3 um 200Ω bei Einsatz der Z-Diode SZX 19/5,6 bereits mit Sicherheit das Auftreten eines positiven Temperaturkoeffizienten der oberen Ansprechschwelle des Reglers ausschließt. Die noch verbleibende betragsmäßige Verminderung des Spannungssollwertes kann eine geringfügige

Verschiebung des Abgleichbereiches am Istwertspannungsteiler erforderlich machen. Ansonsten gewährleistet die diskutierte Schaltungsmaßnahme bei verbessertem Temperaturverhalten die volle Austauschbarkeit sowohl des Hybridschaltkreises als auch des kompletten Reglers DLR-2.

Bei der Realisierung der erläuterten Schaltungsmaßnahme erhöht sich der maximal mögliche negative Temperaturkoeffizient der oberen Ansprechschwelle des Reglers gegenüber der ursprünglichen Dimensionierung (Bild 3) von $-4,8 \text{ mVK}^{-1}$ auf maximal $-6,3 \text{ mVK}^{-1}$.

Ausgehend von der Näherung

$$TK_{BE1} U_{BE1}(\vartheta_0) \approx TK_{BE2} U_{BE2}(\vartheta_0) \quad (5)$$

und $K > 1$ nach Gl. (4) kann festgestellt werden, daß bei Wegfall der Z-Diode in der Schaltung nach Bild 3 der resultierende Temperaturgang negativ ist. Das ist jedoch nicht problemlos, da die Sollspannung dann einen für die einwandfreie Reglerfunktion zu kleinen Wert annehmen würde. Das bedeutet, daß gleichzeitig die äquivalente Durchbruchspannung der Z-Diodennachbildung durch Verkleinerung von R_5 oder Vergrößerung von R_4 heraufgesetzt werden muß. Da damit auch eine Erhöhung der Verstärkung verbunden ist, wodurch der negative Temperaturkoeffizient wächst, sind hier Grenzen gesetzt. Ein günstiger Kompromiß ergibt sich, wenn der Widerstand R_4 als R_{41} bei gleichem Wert belassen wird und ein zusätzlicher Widerstand R_{42} in der auf Bild 4 gezeigten Art unter Beibehaltung von R_5 eingefügt wird. Dadurch bleibt die Schalthysterese näherungsweise erhalten und die äquivalente Durchbruchspannung wird vergrößert.

Soll der maximal mögliche negative Temperaturkoeffizient der oberen Ansprechschwelle des Reglers von $-6,3 \text{ mVK}^{-1}$, der mit einer Z-Diode SZX 19/5,6 eingehalten wurde, auch jetzt nicht überschritten werden, ergibt sich ein maximal zulässiger negativer Temperaturkoeffizient für die äquivalente Durchbruchspannung von $-8,1 \text{ mVK}^{-1}$. Daraus folgt unmittelbar die Forderung $K < 3,7$, woraus sich $R_{42} \leq 1 \text{ k}\Omega$ ergibt. Mit $R_{42} = 1 \text{ k}\Omega$ ergibt sich nach Gl. (1) eine äquivalente Durchbruchspannung $U_{CE2} \approx 3,5 \text{ V}$ als Sollwert. Durch eine entsprechende Verlagerung des Abgleichpunktes und Einsatz der Stromverstärkungsgruppe F auch bei VT_1 lassen sich mit einer geringfügigen Anpassung der restlichen Dimensionierung technische Parameter realisieren, die eine Austauschbarkeit sowohl beim Schaltkreis als auch beim kompletten Regler ermöglichen dürften. Neben den ökonomischen Vorteilen (die Z-Diode und deren Bestückung werden eingespart) ist zu erwähnen, daß bei einer derartigen Lösung der resultierende Temperaturkoeffizient mit wenigstens -4 mVK^{-1} zugesichert werden kann. Damit ist die Forderung nach stärkerer Batterie-ladung bei niedrigeren Außentemperaturen ebenfalls gut erfüllt.

Hinweise zum Einsatz in anderen Ladesystemen

Für den Einsatz des Reglers DLR-2 in anderen Ladeeinrichtungen bestehen keine Bedenken, sofern das Wirkprinzip mit der Schaltung nach Bild 1 identisch ist und die

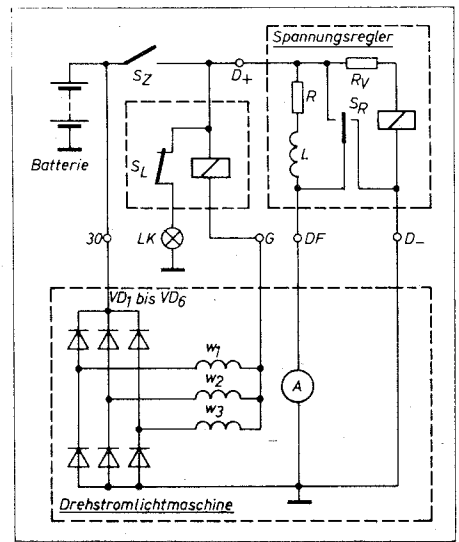


Bild 5: Ladeeinrichtung des Lada (Außenleitererregung mit Originalregler)

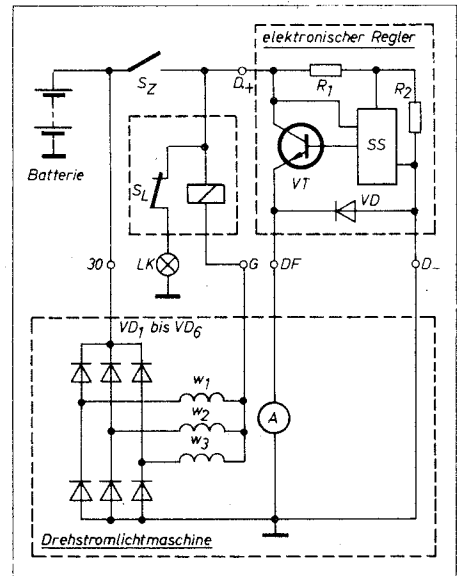


Bild 6: Veränderte Ladeeinrichtung des Lada (Außenleitererregung mit elektronischem Regler)

Leistung der Drehstromlichtmaschine in einer vergleichbaren Größe liegt. Für andere wirkende Ladeeinrichtungen, z. B. die des Lada, sollen nachfolgend einige Erfahrungswerte mitgeteilt werden.

Die serienmäßige Ladeeinrichtung des Lada mit Dreipunktkontaktregler und Ladekontrolleinrichtung zeigt Bild 5. Die Funktion einer derartigen Anlage muß als bekannt vorausgesetzt werden. Die Einschaltung des elektronischen Reglers DLR-2 ist bei Beibehaltung der bisherigen Ladekontrolleinrichtung entsprechend Bild 6 ohne Eingriff in die übrige elektrische Anlage völlig problemlos möglich. Wesentlich für das Betriebsverhalten ist jedoch die im Unterschied zu der Ladeeinrichtung im Bild 1 vorhandene Identität der Spannungen am Pluspol der Batterie und an D_+ . Daraus folgt, daß die Regelung der Spannung im Bordnetz jetzt direkt (nicht indirekt über die Spannung an D_+) erfolgt und daß die auszuwertende Reglereingangsspannung ständig von der Batterie gepuffert wird. Im Hochlauf bedeutet das einen früheren Einsatz der Regelung, d. h. eine vergleichsweise niedrigere Ansprechdrehzahl. Auch die Drehzahl, bei der die Regelung wieder aussetzt, ist ge-

ringer. Im normalen Betrieb sind im gesamten Belastungsbereich keine Besonderheiten zu erwarten, da sich hier die Pufferung der Reglerspannung nur in einem etwas veränderten Schaltrhythmus bemerkbar macht. Im Bereich niedriger Drehzahlen können jedoch auf Grund der beim Abregeln nicht mehr entkoppelten Spannung an D_+ erkennbare niederfrequente Schwingerscheinungen auftreten. Auch kann es vorkommen, daß nach vorher voll aufgeladener Batterie beim Abtören die Ladekontrollampe aufblinkt. (Diese Erscheinung tritt verstärkt bei niedrigen Außentemperaturen und einem Regler mit positivem Temperaturkoeffizienten auf, was leicht aus den obigen Erläuterungen heraus erklärbar ist.) Das kann durch (kurzzeitiges) Einschalten der Beleuchtungseinrichtung beseitigt werden.

Das beschriebene Betriebsverhalten der Ladeeinrichtung des Lada in Verbindung mit dem elektronischen Regler DLR-2 wurde im Rahmen einer fahrpraktischen Erprobung über mehrere 10 000 km bestätigt. Schädigende Auswirkungen der genannten unerwünschten Nebeneffekte konnten nicht festgestellt werden. Der Einsatz des DLR-2 in der Ladeeinrichtung des Lada kann daher empfohlen werden.

Literatur

[1] Albrecht, H.: Elektronischer Spannungsregler für Drehstromlichtmaschinen DLR-2. Impuls, Dresden 14 (1982) 1, S. 36-40
 [2] Tittmann, U.: Die Drehstromlichtmaschine im Trabant 601. Der Deutsche Straßenverkehr, Berlin 32 (1984) 1, S. 19-22
 [3] Schaltungsanordnung zur Spannungsregelung von Batteriesystemen in Kraftfahrzeugen. WP H 02 J/223 324 - 154 757

[4] Schaltungsanordnung zur Spannungsregelung von Batteriesystemen in Kraftfahrzeugen. WP H 02 J/222 997 - 154 756
 [5] Elektronischer Drehstromlichtmaschinenregler für PKW Shiguli. radio fernsehen elektronik, Berlin 32 (1983) 8, S. 539
 [6] Buna, B.: Elektronik im Automobil. Budapest: Műszaki Könyvkiadó 1983
 [7] Friedrich, W.: Sekundärelemente. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 5, S. 323-326
 [8] Tränkle, H.-R.; Kranz, H.: Normalspannungsquellen mit Zenerdioden unter besonderer Berücksichtigung der Temperaturkompensation. Archiv für Technisches Messen atm, München 34 (1967) 12, S. 277-282
 [9] Schulze, M.: Spannungsstabilisatoren mit Z-Dioden. radio fernsehen elektronik, Berlin 24 (1975) 22, S. 732-734
 [10] Graichen, G.: Steuerbare Z-Dioden. radio fernsehen elektronik, Berlin 32 (1983) 5, S. 289 bis 295
 [11] Iljencov, A. I., u. a.: Halbleiter-Spannungsstabilisatoren. (Poluprovodnikovyje stabilizatory naprāzēniā). Novosibirsk: Verlag der sibirischen Akademie der Wissenschaften 1970

Automatische Offsetkorrektur von Meßverstärkern

Dipl.-Ing. STEFAN HILBERT

Ein automatischer Offsetabgleich dient der Kompensation von Temperaturschwankungen und anderen Einflüssen z. B. in Meßverstärkern und Digitalmultimetern. Das angewendete Schaltungsprinzip ist als Sample-and-Hold-Schaltung bekannt. Bei der Realisierung mit DDR-Bauelementen wurden ein geringer Aufwand und eine niedrige Stromaufnahme angestrebt, um den nachträglichen Einbau in verschiedene Geräte nicht zu komplizieren.

Wie aus Bild 1 ersichtlich, wird nur der Offset des Meßverstärkers korrigiert, um auch noch den Offset des ADU zu korrigieren, müßte der Schaltungsaufwand beträchtlich erhöht werden. Die hier vorgestellte Schaltung wurde für den Einbau in ein Digitalmultimeter dimensioniert. Nach jeweils fünf Minuten erfolgt für 2 s ein Offsetabgleich, wobei die Meßgerätebuchsen abgetrennt werden und auf der Meßwertanzeige der Abgleichwert (000) erscheint. Um Irrtümern vorzubeugen, wird die Phase des Abgleiches durch eine zusätzliche LED (VGA 13) angezeigt.

Sample-and-Hold-Schaltung

Die Sample-and-Hold-Schaltung wurde mit zwei B 080 Dt (Bild 2) aufgebaut und ergab keinerlei Probleme. Großer Wert ist auf eine hochwertige Ausführung von C_2 zu legen (MKT), da dessen Leckstrom wesentlich die Haltezeit bestimmt. Durch Variation der Kapazität von C_2 und der Zeitkonstanten der Zeitablaufsteuerung kann leicht eine Anpassung an beliebige Betriebsbedingungen erfolgen (zwei parallelgeschaltete MKT-Kondensatoren von 10 μ F ergaben z. B. eine Haltezeit von mehr als $\frac{1}{2}$ Stunde).

Der Aufbau läßt sich noch etwas vereinfachen, wenn an Stelle der beiden Operationsverstärker eine Sample-and-Hold-IS verwendet wird (z. B. KP 1100 CK2 - UdSSR - oder MAB 398 - ČSSR; beide identisch mit LF 398). Der Einsatz eines Relais für die beiden notwendigen Schalter ist zweckmäßig, da erstens eine absolute Trennung des Meßverstärkereingangs und zweitens des Haltekapazitors (C_2) notwendig ist. Außerdem ergeben sich keine Probleme beim nachträglichen Einbau (gegenüber z. B. FETs).

Zeitablaufsteuerung

Die Beschaltung des verwendeten Timer-Schaltkreises B 555 D (D_1) wurde nach [1] mit den Bauelementen C_4 , C_5 , R_6 , R_9 , VD_1 vorgenommen (Bild 3). Die Dimensionierung der beiden Zeitkonstanten (Aufladevorgang: R_9 , C_4 ; Entladevorgang: R_6 , C_4) erfolgte entsprechend dem gewünschten Zeitablauf. Dabei ist zu beachten, daß der erste Aufladevorgang von C_4 etwas länger dauert (etwa die doppelte Zeit), als der zyklisch wiederkehrende, da C_4 beim erstmaligen Einschalten völlig entladen ist, während im normalen Betrieb nur ein Entladen auf etwa $\frac{1}{3} U_S$ erfolgt. Das gleiche

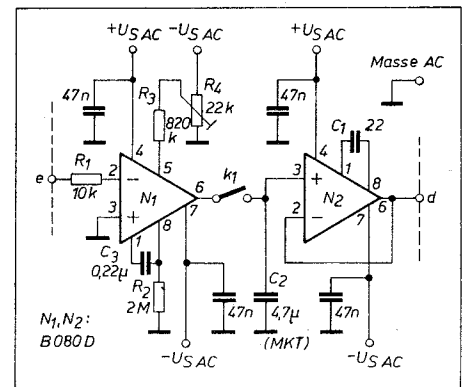


Bild 3: Zeitablaufsteuerung

gilt für den Entladevorgang von C_4 über R_6 , der entweder über einen kurzen Impuls an „h“ oder über einen Taster ausgelöst wird. Beim ausschließlichen Benutzen eines Tasters kann die sich selbst haltende Entladeschaltung mit VT_1 , VT_2 und R_5 , R_7 entfallen, da wenige Millisekunden bereits ausreichen, um C_4 zu entladen. Mit diesem Schaltungsprinzip wird erreicht, daß immer nach dem Einschalten und je nach ange-

Fortsetzung auf Seite 58

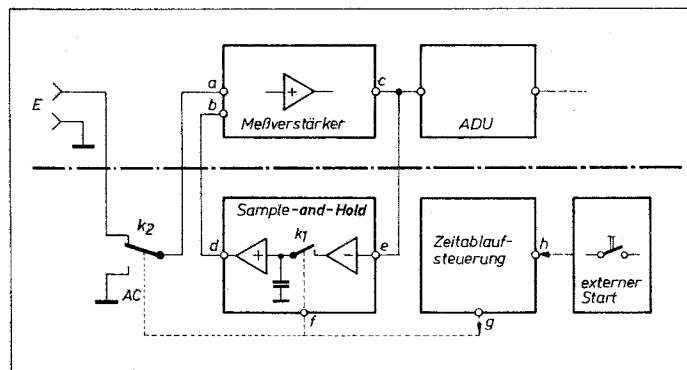


Bild 1: Einsatz der automatischen Offsetkorrektur, Übersichtsschaltung

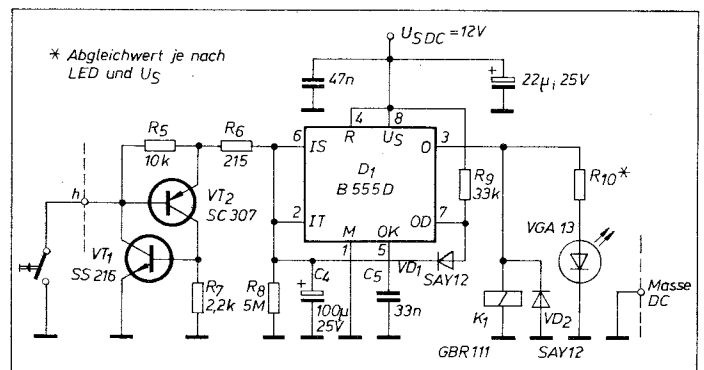


Bild 2: Sample-and-Hold-Schaltung mit B 080