

Dr.-Ing. Reinhold Putz

Netzspannungs-Konstanthalter mit MOSFETs

Im folgenden wird eine relativ unproblematisch mit handelsüblichen Bauteilen zu erstellende Schaltung beschrieben, die mit einer Regelabweichung von 0,1 % und einem Eigenklirrfaktor von 0,2...1,25 % nachgeschalteten Verbrauchern bis 100 VA konstante Netzspannungsverhältnisse bietet; als Stellglieder kommen dabei MOSFETs zur Anwendung.

Eine obere Leistungsgrenze besteht nicht. Ausgangsseitig kann man – je nach Erfordernissen – zusätzlich einen Trenn- oder Stelltransformator vorsehen. Den Abschluß der Ausführungen bildet eine Berechnung für eine 1000-VA-Variante.

Prinzipielle Funktionsweise

An den Punkten 1 und 2 des Konstanthalters (Bild 1) liegt die Netzspannung U_N (220 V, 50 Hz), an den Punkten 3 und 4 wird die konstantgehaltene Ausgangsspannung U_k abgenommen und dem Verbraucher V zugeführt. An 3 und 4, dem Istwert-Meßort, liegt außerdem der Geber G , der den Istwert-Umformer enthält und in dem auch der Sollwert (Referenzspannung) erzeugt wird. Der Geber G gibt zwei Gleichspannungen, die dem Ist- und dem Sollwert proportional sind, an den Differenzverstärker DV ab.

Zur Regelung von U_k dient der Widerstand R (Stellort) in Verbindung mit dem veränderbaren Widerstand R_m

(Stellglied), durch den der einem Trafo T_x entnommene Strom I_x (Stellgröße) fließt. Der Strom I_x überlagert sich in R gleichsinnig dem Strom $I = I_G + I_V$, wobei I_G der Strom im Geber und I_V der Strom im Verbraucher ist. Der Spannungsabfall in R ändert sich bei jeder Änderung der Netzspannung U_N oder des Stromes I_V und bewirkt damit die Konstanthaltung der Ausgangsspannung U_k .

Der veränderbare Widerstand R_m ist hier zunächst nur schematisch dargestellt. Er wird – und dies ist der Kernpunkt dieses Konstanthalters – durch zwei gegensinnig in Reihe geschaltete MOSFETs gebildet, die durch eine Gleichspannung U_{GS} gesteuert und in ihrem Drain-Source-Widerstand (R_m) verändert werden. Die Steuer-spannung U_{GS} entsteht am Ausgang eines als Differenzverstärker geschalteten Operationsverstärkers DV , der als Vergleichler und Regelverstärker wirkt.

Die Schaltung in der Praxis

Für die praktisch brauchbare Verwirklichung der Schaltung nach dem Prinzipschema (Bild 1) sind noch zusätzliche Teile erforderlich, die im Bild 2 dargestellt sind:

- **Der Aufwärtstransformator T_G :** Der Strom I_x bewirkt in R einen zusätzlichen Spannungsabfall. Will man nicht auf U_k -Werte unterhalb U_N beschränkt sein, was die Verwendbarkeit des Konstanthalters fühlbar einengen würde, so muß an den Punkten 1 und 2 (Bild 1) eine höhere Spannung als U_N herrschen. Dies wird durch den Aufwärtstrafo T_a erreicht, der, wenn wie in Bild 2 geschaltet, die Netzspannung U_N um den Betrag seiner Sekundärspannung U_a auf den Wert U_N' erhöht. Die Punkte 1 und 2 des Prinzipschemas liegen also jetzt an der Spannung $U_N' = U_N + U_a$. Auch der T_x -Trafo liegt primärseitig an U_N' , was für die Regelung vorteilhaft ist.

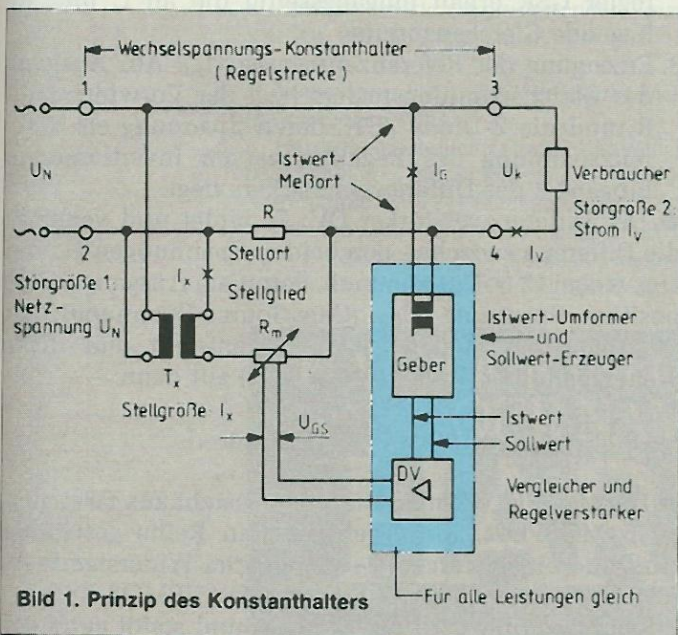
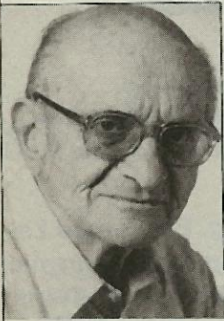
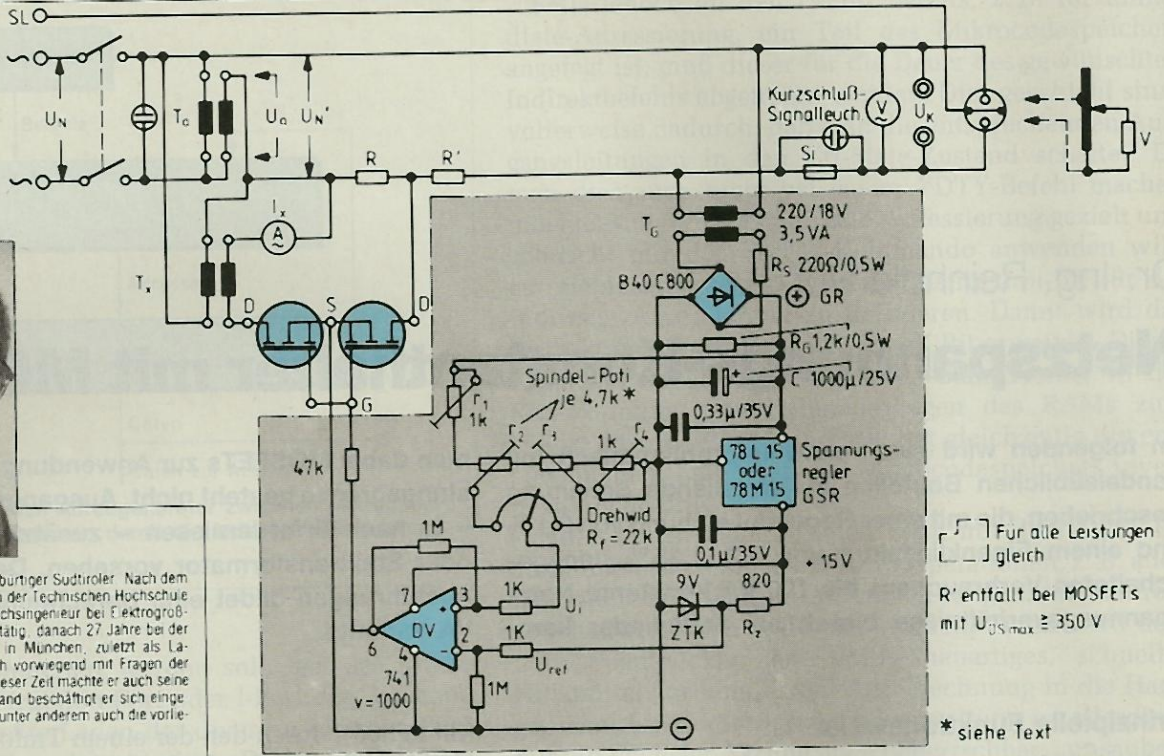


Bild 1. Prinzip des Konstanthalters

Bild 2.
Detailschaltung



Dr.-Ing. Reinhold Putz ist gebürtiger Südtiroler. Nach dem Studium der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule in München war er als Versuchingenieur bei Elektrogroßfirmen in Berlin und Mailand tätig, danach 27 Jahre bei der Bundesbahn-Versuchsanstalt in München, zuletzt als Laborleiter. Hier befaßte er sich vorwiegend mit Fragen der elektrischen Meßtechnik, in dieser Zeit machte er auch seine Doktorarbeit. Erst im Ruhestand beschäftigt er sich eingehender mit Elektronik, wobei unter anderem auch die vorliegende Arbeit entstanden ist.



— Für alle Leistungen
— gleich

R' entfällt bei MOSFETs
mit $U_{DS\max} \geq 350\text{ V}$

* siehe Text

- **Der Schutzwiderstand R':** Der Widerstand R' hat lediglich den Zweck, die beiden MOSFETs (die R_m bilden) vor Zerstörung durch Überspannungen zu schützen. Wenn nämlich am Ausgang ein satter Kurzschluß auftritt, so brennt zwar die Sicherung Si durch, trotzdem liegt vorher für Sekundenbruchteile die volle Spannung U_N' an der Widerstandskombination $R + R'$. Diese bewirkt eine Spannungsteilung derart, daß an R nur jener Teil von U_N' auftritt, der für die MOSFETs noch unbedenklich ist und sie nicht beschädigen kann. Die Konstanthaltung von U_k wird durch R' nicht beeinträchtigt: I_x stellt sich auf einen um soviel kleineren Wert ein, daß der Spannungsabfall in R' ausgeglichen und U_k konstant gehalten wird. R' ist nur dann erforderlich, wenn die maximal zulässige Spannung der MOSFETs ($U_{DS\max}$) unter 350 V liegt. Bei dem später beschriebenen 1000-VA-Gerät entfällt deshalb R'.

- **Der Geber G:** Er erfüllt drei Aufgaben:

1. Umformung des als Wechselspannung zugeführten Istwertes U_k in eine dem Mittelwert von U_k proportionale Gleichspannung. Die Verwendung des Mittelwertes von U_k (und nicht des Effektivwertes) ermöglicht eine sehr einfache und kostengünstige Schaltung. Bei den hier vorkommenden kleinen Klirrfaktoren ist der Mittelwert fast unabhängig von diesen, d. h. das Verhältnis von Effektivwert zu Mittelwert (Formfaktor) ist bei allen Betriebszuständen praktisch unverändert. Wie die Praxis beweist, liefert die Mittelwert-Konstanthaltung sehr gute Ergebnisse, auch wenn U_k nicht mit den üblichen, auf dem Mittelwert beruhenden Multimetern, sondern mit echten Effektivwertmessern gemessen wird.

tivwertmessern gemessen wird.

Von der an C und R_G liegenden Gleichspannung wird über vier Trimmwiderstände und einen Drehwiderstand eine Teilspannung U_1 abgegriffen und dem nichtinvertierenden Eingang 3 des Differenzverstärkers DV (741) zugeführt. Mit dem Drehwiderstand läßt sich der Wert von U_1 und damit auch von U_k in gewissen Grenzen einstellen.

2. Erzeugung einer konstanten Gleichspannung zur Speisung des Differenzverstärkers (Anschlüsse 4 und 7), wie aus Bild 2 ersichtlich. Der Gleichspannungsregler GSR erhält eingangsseitig die an C und R_G liegende Gleichspannung.
3. Erzeugung der Referenzspannung U_{ref} . Am Ausgang des Gleichspannungsreglers liegt der Vorwiderstand R_z und die Z-Diode ZTK, deren Spannung als Referenzspannung des Regelkreises am invertierenden Eingang 2 des Differenzverstärkers liegt.

- **Der Differenzverstärker DV:** Er bildet und verstärkt die Differenz zwischen den beiden Spannungen U_1 und U_{ref} , wobei $U_1 > U_{ref}$ sein muß, damit am Ausgang 6 eine positive Spannung U_{GS} (Gate-Source-Spannung) zur Steuerung der beiden MOSFETs entsteht. Für diese Steuerspannung ($R_2/R_1 = 1000 = V$) gilt dann:

$$U_{GS} = \frac{R_2}{R_1} (U_1 - U_{ref}) = V (U_1 - U_{ref}).$$

- **Die MOSFET-Kombination:** Sie besteht aus zwei gleichen MOSFETs, die gegensinnig in Reihe geschaltet sind und einen durch U_{GS} steuerbaren Widerstand (R_m in Bild 1) zwischen ∞ und rund $2\ \Omega$ (SIPMOS BSS 97) bilden. Dadurch wird der Strom I_x und somit auch der

Spannungsabfall in R verändert. I_x wird dem Trafo T_x entnommen, der primärseitig an U_N' liegt.

Damit die Konstanthaltung funktionieren kann, darf I_x nie bis auf Null, sondern nur bis auf einen festgelegten Mindestwert absinken, was mit einem eingebauten Dreheisen-Strommesser überwacht werden muß.

Der Strom I_x weicht wegen der Widerstandskennlinie der MOSFETs ziemlich stark von der Sinusform ab. Auf die Kurvenform der Spannung an R und damit auch der Ausgangsspannung U_k hat dies dennoch nur einen sehr geringen Einfluß, und zwar aus folgenden Gründen: Die stärkste Stromverzerrung tritt bei kleinen I_x -Werten auf, wobei aber in R nur eine kleine Zusatzspannung entsteht. Je größer I_x ist, desto mehr nähert er sich der Sinusform. Das Ergebnis ist, daß bei den Extremwerten von I_x der Klirrfaktor von U_k nicht größer als der von U_N ist. Etwa bei 85% des Stellbereiches von I_x tritt die größte zusätzliche Verzerrung von U_k auf, deren Klirrfaktor liegt dann um rund 1,25% über dem des Netzes.

Der 47-k Ω -Widerstand in der Gate-Zuleitung hat auf die Steuerung keinen Einfluß (es fließt ja kein Gate-Strom), sondern soll nur bei einem eventuellen Gate-Source-Durchschlag den Strom begrenzen.

Berechnung und Bemessung wichtiger Einzelteile

Die folgenden Berechnungen und Bemessungsangaben gelten für die drei Voraussetzungen:

1. Schwankungsbereich der Netzspannung: $U_N = 215...230$ V.
2. Konstantgehaltene Ausgangsspannung (Sollwert): zwischen den Grenzen $U_k = 215...230$ V beliebig einstellbar.
3. Ausgangsleistung $P_V = 100$ VA. Sie ist nicht bei allen U_N - und U_k -Werten erreichbar. Anhand der beschriebenen Berechnungsgänge können auch Geräte für andere Voraussetzungen unschwer bemessen werden.

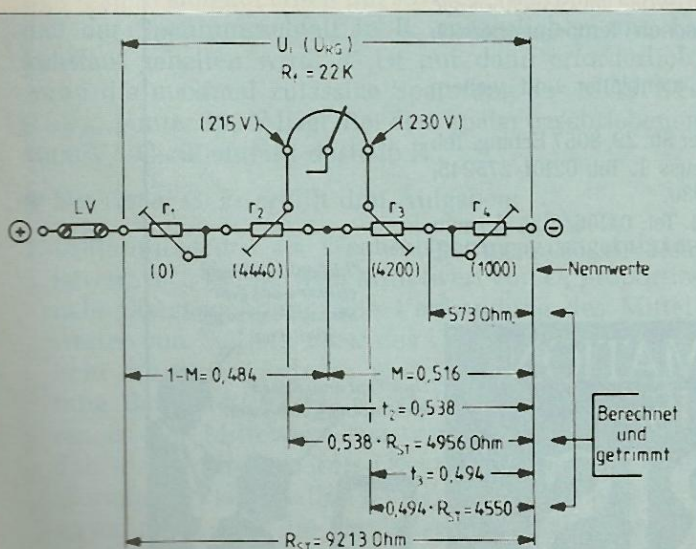


Bild 3. Der U_1 -Spannungsteiler

Die MOSFET-Kombination (Gegeneinanderschaltung)

Type: SIPMOS BSS 97 (Siemens); Zwei Stück. Diese Type ist, wie sich gezeigt hat, nicht empfindlich gegen statische Aufladungen. Wichtige Grenzwerte, die keinesfalls überschritten werden dürfen:

Drain-Source-Spannung: 200 V (Momentanwert!)

Drain-Gleichstrom: 1,5 A

Gate-Source-Spannung: ± 20 V

Maximale Verlustleistung: 10 W.

Bei der Bemessung der MOSFETs ist zu bedenken, daß jeder der beiden nur während einer Halbperiode belastet ist und daß für die Drain-Source-Spannung der Scheitelwert der an der Kombination liegenden Wechselspannung maßgebend ist. Es ergeben sich daher als zulässige Grenzwerte:

$$I_{x \max} = 1,5 \text{ A (eff.)}$$

$$U_{R \max} = \frac{200}{\sqrt{2}} = 142 \text{ V (eff.)}$$

Dieser Wert bestimmt die Größe von R' .

$$P_{x \max} = I_x \cdot U_R = 10 \text{ W.}$$

Die größte thermische Belastung der MOSFETs entsteht, wenn I_x ungefähr in der Mitte des Regelbereiches liegt, d. i. bei rund 0,7 A. Mißt man die Spannung zwischen den beiden Drains (U_{DD}) und multipliziert sie mit dem dabei fließenden Strom I_x , so muß das Produkt, die in den MOSFETs umgesetzte Verlustleistung, kleiner als 20 W sein, d. h. pro MOSFET kleiner als 10 W. Bei dem hier beschriebenen Gerät beträgt die maximale Verlustleistung $U_{DD} \cdot I_x = 16 \cdot 0,7 = 11,2$ W, d. s. 56% des Grenzwertes. Jeder der beiden MOSFETs erhält einen Kühlkörper mit $R_{th} = 13$ K/W.

Die Widerstände R und R'

Um eine hinreichende Schutzwirkung durch R' zu erzielen, wird $R' = 0,75 R$ gewählt. Bei $U_k = 230$ V (größter einstellbarer Wert) ist dann im Kurzschlußfall

$$U_R = 230 \frac{R}{R + 0,75 R} = 131,4 \text{ V,}$$

das sind rund 10 V unter dem Grenzwert.

Für alle weiteren Berechnungen dient die Grundformel, die alle Zusammenhänge im Hauptstromkreis umfaßt:

$$U_N = U_k - U_a + R [I_x + 1,75 (I_G + I_V)].$$

In allen Fällen, wo R' entfällt, gilt:

$$U_N = U_k - U_a + R (I_x + I_G + I_V).$$

Hierin bedeuten: U_N = Netzspannung, U_k = konstant gehaltene Ausgangsspannung, U_a = Primärspannung am Aufwärtstrafo, I_x = Drainstrom durch die MOSFETs (Effektivwert), I_G = Primärstrom des Gebertrafos T_G , I_V = Strom im Verbraucher bzw. am Ausgang des Geräts.

Für die Berechnung von R folgt hieraus:

$$R = \frac{U_N - U_k + U_a}{I_x + 1,75 (I_G + I_V)}$$

Dieser Berechnung ist derjenige Betriebszustand zugrunde zu legen, bei dem der größte Strom I_x auftritt, nämlich dann, wenn $U_N = 230\text{ V}$ und $I_V = 0$ ist. Man setzt also ein:

$I_x = 1,4\text{ A}$ (sicherheitshalber etwas unter dem Grenzwert), $U_a = 12\text{ V}$ (an T_a bei Leerlauf gemessen), $U_N = 230\text{ V}$, $U_k = 220\text{ V}$, $I_G = 0,012\text{ A}$ (gemessen bei $U_k = 220\text{ V}$), $I_V = 0$.

Damit ergibt sich:

$$R = \frac{230 - 220 + 12}{1,4 + 1,75 \cdot 0,012} = 15,48\ \Omega.$$

Verwendet wurde ein Widerstand $15\ \Omega/50\text{ W}$. Man muß wegen der max. Verlustleistung von rund 30 W auf gute Belüftung und ausreichenden Abstand bzw. Wärmeisolierung gegenüber anderen Schaltungsteilen achten.

Für R' gilt dann: $R' = 0,75 \cdot 15 = 11,2\ \Omega$ ($\approx 18\ \Omega \parallel 33\ \Omega$). Da R' nur von I_G und I_V durchflossen wird, entsteht dessen größte Belastung bei $I_V = 100/220 = 0,45\text{ A}$ (im Kurzschlußfall unterbricht die Sicherung Si):

$$P_{R'} = (I_G + I_V)^2 \cdot R' = (0,014 + 0,45)^2 \cdot 11,2 = 2,4\text{ W}.$$

Die Transformatoren T_a , T_x und T_G

Die berechneten Werte der Trafos T_a und T_x stimmen nicht immer mit im Handel erhältlichen Typen überein; man nimmt dann die nächstgrößere. Bei industrieller Fertigung kann man beide Trafos zu einem einzigen zusammenfassen (Sonderanfertigung).

- **Aufwärtstrafo T_a :** Maßgebend ist hier der Sekundärstrom, der nicht kleiner sein darf als der größte Wert von $I_G + I_V$, hier rund $0,47\text{ A}$. Gewählt wurde eine Type der Kerngröße $M\ 55 : 220/10\text{ V}$; $I_2 = 1\text{ A}$; $P_2 = 10\text{ VA}$.

- **Stellgrößentrafo T_x :** Dieser liefert die Stellgröße I_x , deren Höchstwert $1,4\text{ A}$ beträgt. I_x durchfließt die MOSFETs, Kleinstwert laut Datenblatt $R_{DS(on)} = 2\ \Omega$, und den Widerstand $R = 15\ \Omega$, zusammen $17\ \Omega$. Die Sekundärspannung U_x muß also mindestens $17 \cdot 1,4 = 24\text{ V}$ betragen, die Leistung mindestens $1,4^2 \cdot 17 = 35\text{ VA}$. Geeignet ist ein Trafo mit den Daten $220/24\text{ V}$; $1,7\text{ A}$; 41 VA ; Kerngröße $M\ 74$.

Beim Anschluß von T_x ist auf die richtige Polung zu achten, die sich durch einfachen Versuch erkennen läßt: man unterbricht zunächst den Sekundärkreis, so daß kein Strom I_x fließt, und legt den Hauptstromkreis an 220 V , wobei am Ausgang eine Wechselspannung von ungefähr 230 V liegen muß. Schließt man jetzt den Sekundärkreis, so fließt ein Strom I_x und dadurch muß bei richtiger Polung die Ausgangsspannung sinken. Andernfalls ist T_x falsch gepolt, seine Sekundär- oder Primäranschlüsse sind dann zu vertauschen.

Der Strommesser im I_x -Kreis muß ein Dreheisenmeßwerk und den Meßbereich $1,5\text{ A}$ haben. An ihm läßt sich kontrollieren, ob I_x im zulässigen Bereich zwischen $0,2$ und $1,4\text{ A}$ liegt. An den Schwankungen von I_x ist das Funktionieren der Regelung sehr gut zu beobachten.

- **Gebertransformator T_G :** Tatsächliche Belastung $0,85\text{ VA}$, ausgeführt jedoch $3,5\text{ VA}$, um hinreichend niedrigen Widerstand der Sekundärwicklung zu erreichen. Andernfalls ändert sich durch deren Erwärmung das

Übersetzungsverhältnis: U_k würde erst nach längerer Anlaufzeit konstant werden. Der Widerstand R_s wird am besten durch Versuch derart ermittelt, daß bei $U_k = 220\text{ V}$ an R_G ungefähr 18 V liegen.

Spannungsteiler für U_i

Während die übrigen Bauelemente im Geberteil unproblematisch sind, müssen die Trimmwiderstände r_1 und r_4 sowie die Trimpotis r_2 und r_3 (Bild 3) möglichst genau auf berechnete Werte eingestellt werden, damit R_f den Einstellbereich $U_k = 215 \dots 230\text{ V}$ überstreicht. Die genauen Werte von r_2 und r_3 müssen gemessen werden, der Nennwert genügt hier nicht. Auch die Spannung an ZTK 9 ist zu messen: $U_z = 9,38\text{ V}$. Ferner ist U_{RG} an R_G bei beliebigem U_k zu messen, hieraus $q = U_k/U_{RG}$, z. B. $q = 220/18 = 12,22$. Hierbei muß der Spannungsteiler gemäß Bild 3 angeschlossen sein. Um die Grenzwerte von U_k mit Sicherheit zu erreichen, erweitert man den Bereich bei der Berechnung auf $213 \dots 231\text{ V}$. Damit ergeben sich die Teilungsverhältnisse der Schleifer von r_2 und r_3 :

$$t_2 = \frac{q \cdot U_z}{213} = 0,538 \text{ und } t_3 = \frac{q \cdot U_z}{232} = 0,494.$$

Das Mittel aus beiden t -Werten ist $M = 0,516$. Wenn das Verbindungsstück zwischen r_2 und r_3 das Teilungsverhältnis M hat, liegen die beiden Schleifer symmetrisch zu M , d. h. sie haben den gleichen Spielraum zum Einstellen. Dies ist deshalb so wichtig und erfordert diese genauen Berechnungen, weil die Einstellpunkte t_2 und t_3 sehr dicht beieinander liegen, wie obige Zahlenwerte zeigen: ihr Abstand beträgt nur rund 4% des Gesamtwiderstandes!

Der Drehwiderstand R_f ist so hochohmig ($22\text{ k}\Omega$), daß er bei allen Berechnungen außer Betracht bleiben kann. Die Widerstände r_1 und r_4 sind bedingt frei wählbar, für ihre Berechnung gilt:

$$\frac{r_1 + r_2}{r_3 + r_4} = \frac{1 - M}{M} = 0,938.$$

Hieraus folgt:

$$r_1 = \frac{1 - M}{M} (r_3 + r_4) - r_2 \text{ und}$$

$$r_4 = \frac{M}{1 - M} (r_1 + r_2) - r_3.$$

Bei dem hier besprochenen Gerät zeigt sich, daß $r_1 = 0$ gesetzt und damit der Aufwand verringert werden kann. Dann wird

$$r_4 = \frac{4440}{0,938} - 4200 = 573\ \Omega.$$

Die sehr kleine Regelabweichung erlaubt es, den Drehwiderstand R_f mit einem Zeigerknopf und einer in U_k -Werten bezifferten Skala zu versehen.

Betriebsergebnisse

Nach dem Einschalten des Geräts ist der Strom I_x zunächst null und steigt dann auf seinen Regelwert an,

was am I_x -Strommesser gut zu beobachten ist. Ursache dieses allmählichen Anstiegs ist die Aufladung von C; er bewahrt die MOSFETs vor Einschaltstromstößen und bedeutet keinen Nachteil für die Konstanthaltung, die nach rund 2 Sekunden voll einsetzt.

Konstanthaltung

Die Ausgangsspannung U_k wird bei allen mit R_f eingestellten Sollwerten zwischen 215 und 230 V und bei Netzspannungen zwischen 215 und 230 V auf $\pm 0,1\%$ des Sollwertes konstant gehalten, sofern der in Bild 4 gezeigte Bereich eingehalten wird. Der Leistungsfaktor der Last hat keinen Einfluß auf die Konstanthaltung.

Der Einstellbereich von U_k ist nämlich nicht bei jeder Netzspannung U_N und nicht bei jeder Last I_V (Verbraucher) in voller Breite gegeben, wie dies aus Bild 4 hervorgeht. Die schrägen Geraden zeigen den Zusammenhang zwischen U_k , U_N , I_V und I_x , sie sind mit Hilfe der Grundformel unschwer zu berechnen ($I_G = 0,012$ A). Die strichpunktiert umrandete Fläche ergibt sich aus den I_x -Grenzen 0,2 und 1,4 A und zeigt den Bereich, innerhalb dessen die Konstanthaltung funktioniert.

Alle hier erwähnten Beschränkungen sind jedoch belanglos, wenn am Ausgang ein Stelltrafo und erst hinter diesem die Last angeschlossen wird, wie schon im Bild 2 angedeutet. Man stellt dann R_f so ein, daß I_x ungefähr in der Mitte des aus Bild 4 für die gerade vorhandene Netzspannung ersichtlichen Regelbereiches liegt (z. B. $U_N = 230$ V, $I_V = 0,45$ A. Mit R_f Strom $I_x = 0,6$ A einstellen, wobei dann $U_k = 227$ V).

Klirrfaktor

Bereits eingangs wurde gesagt, daß der Eigenklirrfaktor K_e zwischen 0 und 1,25% liegt. Bei $I_x = 0$ und $I_x = 1,4$ A ist $K_e = 0$. In Bild 4 ist auch die durch Messungen ermittelte ungleichmäßig geteilte Skala für K_e eingezeichnet.

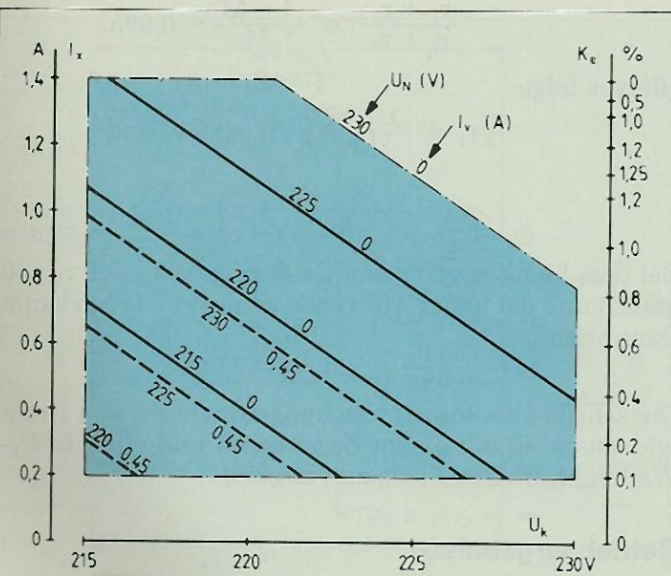


Bild 4. Zulässiger Betriebsbereich

Vergleichstabelle der beiden Ausführungen

	$P_V = 100$ VA	$P_V = 1000$ VA
MOSFET	BSS 97	BUZ 60 B
R	1,5 A; 200 V; 10 W	4,5 A; 400 V; 75 W
P_R/P_V	11,2 Ω /30 W	5 Ω /100 W
Trafo T_a	0,3	0,1
P_a	220/10 V; 0,45 A	220/10 V; 4,5 A
Trafo T_x	4,5 VA	45 VA
P_x	220/24 V; 1,5 A	220/22 V; 5 A
$(P_a + P_x)/P_V$	36 VA	110 VA
	0,405	0,155

Daten für ein 1000-VA-Gerät

Für dieses Gerät wurden nur die nachstehenden Daten berechnet, Versuche haben nicht stattgefunden. Es soll hier nur gezeigt werden, wie einfach die Berechnung ist. Gegeben:

Ausgangsleistung: $P_V = 1000$ VA; $I_V = 4,55$ A

Netzspannung: $U_N = 215...230$ V, 50 Hz

Ausgangsspannung: $U_k = 215...230$ V

Spannung an T_a : $U_a = 12$ V (Leerlauf).

● MOSFETs: BUZ 60 B; SIPMOS (Siemens). Grenzwerte: $I_D = 4,5$ A; $U_{DS} = 400$ V; $P = 75$ W. $R_{DS(on)} = 1,5$ Ω . Größte Belastung im Betrieb: Bei der Type BSS 97 hatte sich durch Messung ergeben, daß die größte Belastung bei $0,5 I_{x,max}$ auftritt, wobei zwischen den Drains die Spannung $U_{DD} = 16$ V entsteht. Da nun an R, unabhängig von P_V , immer die gleichen Spannungen, nämlich um 22 V, auftreten, dürfen auch in allen anderen Fällen 16 V eingesetzt werden. Die in den beiden MOSFETs insgesamt entstehende Verlustleistung ist demnach immer höchstens $P = 0,5 I_{x,max} \cdot 16$ (W), für ein MOSFET also die Hälfte:

$$P_{max} = 0,25 I_{x,max} \cdot 16 \text{ (W) hier somit}$$

$$P_{max} = 0,25 \cdot 4,55 \cdot 16 = 18 \text{ W.}$$

● Widerstand R: I_G (0,012 A) ist hier gegenüber I_x (4,5 A) vernachlässigbar.

$$R = \frac{U_N + U_a - U_k}{I_x} = \frac{230 + 12 - 220}{4,5} = 4,9 \approx 5 \Omega.$$

Maximale Verlustleistung in R: $I_x^2 \cdot R = 4,5^2 \cdot 5 = 100$ W
Somit Widerstand R: 5 Ω /100 W

● Trafo T_x :

Sekundärspannung: $U_x = I_{x,max} (R + R_{DS(on)})$

$$U_x = 4,5 (5 + 1,5) = 29,25 \approx 30 \text{ V; } P_x = 30 \cdot 4,5 = 135 \text{ VA.}$$

Trafo T_x : 220 V/30 VA; 4,5 A; 135 VA.

Kerngröße M 102 a, Kerngewicht 1,9 kg oder Schnittbandkern SM 85 b, Kerngewicht 1,6 kg.

● Trafo T_a : 220/10 V; 4,5 A; 45 VA (Sparschaltung)

Kerngröße M 74, Kerngewicht 0,9 kg oder Schnittbandkern SM 65, Kerngewicht 0,5 kg.

Werden T_a und T_x in einem Trafo vereinigt, läßt sich das Kerngewicht um 0,17 kg (M) bzw. 0,32 kg (SM) und der Raumbedarf um 16% (M) bzw. 10% (SM) vermindern. Eine Zusammenfassung der Daten gibt die Tabelle.