

# WECHSELSPANNUNGSTRAPEZGENERATOR FÜR DIE PRÜFUNG VON KONDENSATOREN IM IMPULSBETRIEB

Von

I. HERMANN

Lehrstuhl für Automatisierung, Technische Universität, Budapest

Eingegangen am 5. Oktober, 1979

Vorgelegt von Prof. Dr. R. TUSCHÁK

## Einleitung

Neben den konventionellen Anwendungsgebieten der elektronischen Industrie, wo die Kondensatoren einer Belastung durch eine Gleichspannung oder eine sinusförmige Wechselspannung oder die Überlagerung der beiden ausgesetzt werden, wächst die Anzahl derjenigen Anwendungsgebiete, wo die Kondensatoren einer davon unabhängigen, impulsförmigen Belastung ausgesetzt werden. Diese neuen Anwendungsansprüche erfordern einerseits die Überprüfung, ob die handelsüblichen Kondensatoren geeignet sind, die impulsförmigen Belastungen zu ertragen, bzw. wie hoch ihre Zuverlässigkeit bei gegebenen Belastungen ist, andererseits jedoch die Entwicklung solcher neuen Kondensatortypen, die den geänderten Ansprüchen mit Sicherheit gerecht werden. Sowohl für die Zuverlässigkeitsprüfungen als auch für die Entwicklungsarbeit war eine Signalquelle erforderlich, mit der man die erforderlichen Prüfungen im Impulsbetrieb durchzuführen vermag. Im Zusammenhang damit wurde vom Lehrstuhl für Automatisierung der TU Budapest im Auftrage des Forschungsinstituts für Nachrichtentechnik eine Forschungs- und Entwicklungsarbeit ausgeführt, um einen Generator mit den entsprechenden Parametern zu realisieren. Im Artikel werden die Ergebnisse dieser Tätigkeit in kurzer Form zusammengefaßt.

## Die wichtigeren technischen Parameter des Signalgenerators

Die Nennkapazität der zur gleichen Zeit prüfbaren Kondensatoren beträgt  $1 \mu\text{F}$ . Die Zeitfunktion der Signalspannung (Kondensatorenspannung) ist nach Abb. 1 ein symmetrisches, periodisches Trapezsignal mit folgenden Parametern: Frequenz  $f = 1/T = 1$  bis  $16 \text{ kHz}$ ; Amplitude  $U_{CM} = 30$  bis  $200 \text{ V}$ ; Anstiegsgeschwindigkeit  $du_c/dt = 5$  bis  $30 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Die Frequenz, die Amplitude und die Anstiegsgeschwindigkeit lassen sich im angegebenen Bereich frei

variieren. Die minimale Umladezeit (Impulsanstiegszeit) beträgt  $t_{1\min} = 3 \mu\text{s}$  und die minimale Impulsabfallzeit  $t_{2\min} = 3 \mu\text{s}$ . Die zulässige Spannungsüberhöhung auf die Signalamplitude bezogen beträgt 10%.

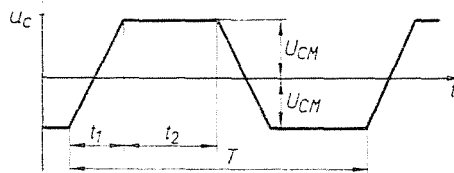


Abb. 1. Zeitfunktion der Kondensatorenspannung

Das Gerät mußte mit einer Schutzschaltung versehen werden, um einerseits bei einem eventuellen Kurzschluß der geprüften Kondensatoren den Kurzschlußstrom auf den eingestellten Wert der Ladestromimpulsamplitude und andererseits die Amplitude der Kondensatorenspannung bei einem eventuellen Bruch in den Kondensatoren auf den bis dann eingestellten Wert zu begrenzen.

### Prinzipielle Untersuchung der Anwendbarkeit der Lösungsvarianten des Leistungskreises

Die Kondensatorenspannung nach Abb. 1 läßt sich durch verschiedene Schaltungsvarianten realisieren. Unsere vorrangige Aufgabe bestand darin, von diesen Schaltungsvarianten die geeignetste auszusuchen. Die Bauelemente des Hauptstromkreises (Leistungsstromkreises) des Signalgenerators können linear oder im Schaltbetrieb betrieben werden. Darüber hinaus lassen sich beide Varianten als Doppelbatterie- und als Brückenschaltung realisieren.

Die linearen Lösungsvarianten haben wegen den hohen Verlusten (in unserem Falle betrug die durchschnittliche Verlustleistung an den Halbleiterbauelementen über 2,5 kW) keine praktische Bedeutung. Die Lösungsvarianten mit Schaltbetrieb sind hinsichtlich der Verluste wesentlich günstiger. Diese können aus einem Spannungsgenerator oder aus einem Stromgenerator gespeist werden.

Die Schaltungsvarianten mit Spannungsgeneratorspeisung sind hinsichtlich der Art der Belastung sog. Schwungschaltungen. Sie funktionieren nach dem Stromkreis in der Abb. 2. Die Kondensatorenspannung eines idealen Reihenschwingkreises, der an eine Spannungsquelle mit der Spannung  $U_B$  mit wechselnder Polarität angeschlossen wird, ist, wenn das Zurückschwingen des Schwingkreises mit der Diode  $D$  verhindert wird, eine der Cosinusfunktion folgende und gegen Unendlich gehende Spannung, deren Wert sich je Umschaltvorgang um  $2U_B$  erhöht. Wird der Schwingkreis nach Abb. 3 mit

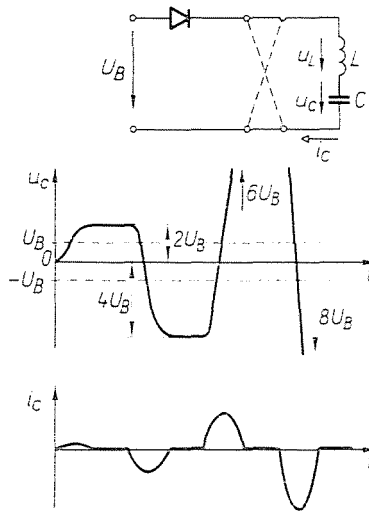


Abb. 2. Prinzipschaltbild eines verlustlosen Umschwingkreises und die charakteristischen Zeitfunktionen

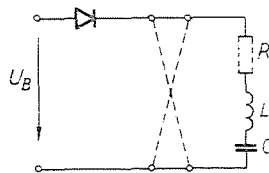


Abb. 3. Prinzipschaltbild eines verlustbehafteten Umschwingkreises

einem Reihenwiderstand ergänzt, dann beharrt die Schwingungsamplitude der Kondensatorenspannung auf einem endlichen Wert und im Stationärzustand erhält man nahezu Trapezsignale. Die Amplitude der Signalspannung bezogen auf  $U_B$  hängt von der Größe des Widerstandes  $R$  ab. Unter Voraussetzung eines sinusförmigen Umschwingstromes beträgt ihr Wert infolge des Leistungsgleichgewichtes zwischen der Speisespannung und dem Widerstand:

$$U_{CM} \cong \frac{4}{\pi} \frac{U_B}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der nahezu cosinusförmig schwingenden Spannung beträgt:

$$\left. \frac{du_C}{dt} \right|_M \cong \frac{4}{\pi} \frac{U_B}{RC} \quad (2)$$

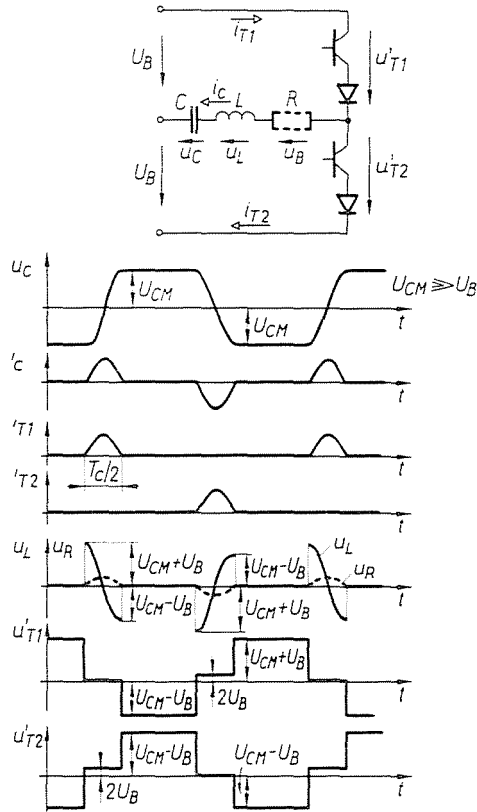


Abb. 4. Transistorisierter Signalgenerator in Doppelbatterieschaltung mit Umschwingkreis und die charakteristischen Zeitfunktionen

Der Vorteil der Variante ist außer der relativ geringen Verlustleistung der Bedarf einer niedrigen Speisespannung. Die Nachteile sind einerseits, daß die Kondensatorenspannung beim Umschalten nicht linear sondern, nach einer Cosinusfunktion verläuft, andererseits ändert sich bei Änderung von  $U_B$  (bei gleichbleibenden Werten von  $C$ ,  $L$  und  $R$ ) nicht nur  $U_{CM}$ , sondern auch  $du_C/dt$ . Wenn also nur der eine Parameter oder beide Parameter voneinander getrennt verändert werden, dann ist der Wert einer der passiven Bauelementen auch zu ändern.

Die charakteristischen Zeitfunktionen der Lösungsvarianten nach dem beschriebenen Funktionsprinzip sind für die Doppelbatterieschaltung in Abb. 4 und für die Brückenschaltung in Abb. 5 angegeben. Aus den Abbildungen ist zu ersehen, daß, wenn im Sperrzustand der Halbleiter eine gleichmäßige Spannungsverteilung vorausgesetzt wird, für die Brückenschaltung Halbleiter mit halber Sperrspannung erforderlich sind, und eine einzige Spannungsquelle ausreicht. Es ist aber die doppelte Anzahl von

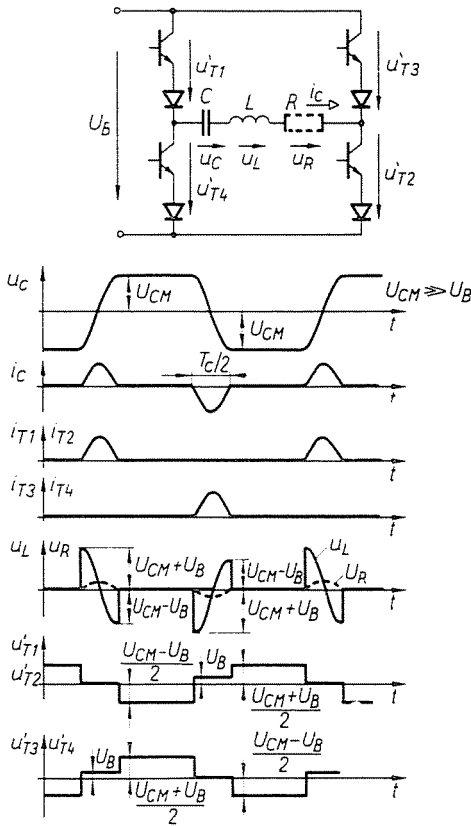


Abb. 5. Transistorisierter Signalgenerator in Brückenschaltung mit Umschwingkreis und die charakteristischen Zeitfunktionen

Halbleitern erforderlich, wodurch die Verlustleistungen der Schaltung auch größer sind, wie in der Doppelbatterieschaltung.

Der kosinusförmige Übergang der Kondensatorenspeisung kann dadurch linearisiert werden, indem die Spannung durch einen Rückladegleichrichter auf einen Spannungswert begrenzt wird, der kleiner ist, als der stationäre Endwert des Spannungsübergangs. Die Lösungsvariante für die Brückenschaltung ist in der Abb. 6 dargestellt. Durch das Umlegen der Induktivität  $L$  in den Gleichstromkreis vereinfacht sich die Schaltung erheblich (Abb. 7). Werden die charakteristischen Zeitfunktionen der Schaltung mit denen in der Abb. 5 für die einfache Brückenschaltung verglichen, dann sieht man, daß sich die Signalform verbessert hat, die Spannungsbelastung der Halbleiter wurde jedoch infolge der Bedingung  $U_{CM} \cong U_{B2} \gg U_{B1}$  wesentlich größer.

Die untersuchten Schalt-Stromkreise auf Transistorbasis lassen sich auch mit Thyristoren realisieren. Ihr Vorteil besteht neben der hohen Schaltleistung

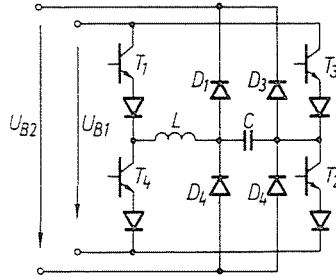


Abb. 6. Signalgenerator in Brückenschaltung mit Umschwingkreis und Ausgangsspannungsbegrenzung

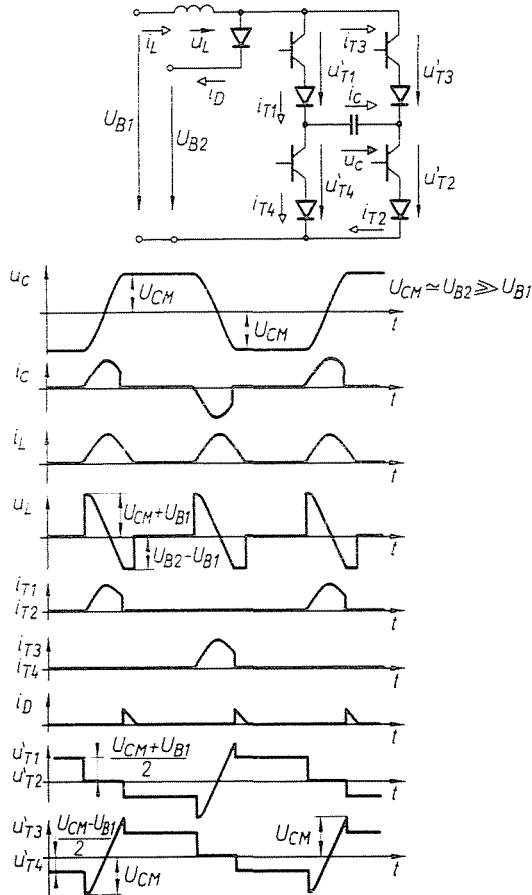


Abb. 7. Signalgenerator in Brückenschaltung mit Umschwinginduktivität im Gleichstromkreis und Ausgangsspannungsbegrenzung

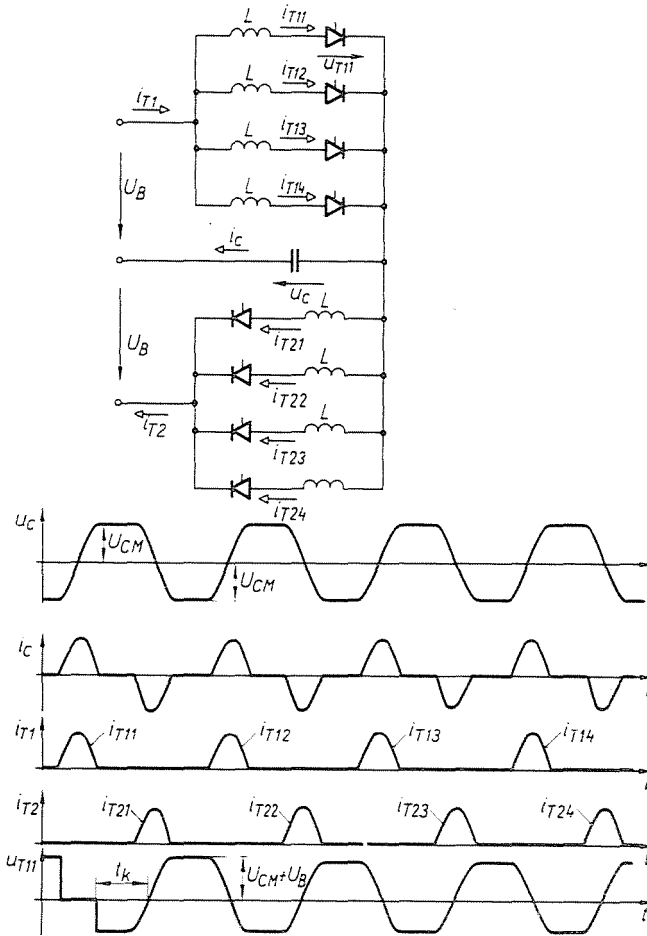


Abb. 8. Thyristor-Signalgenerator in Doppelbatterieschaltung mit Umschwingkreis und die charakteristischen Zeitfunktionen

in der Tatsache, daß sie Steuerstrom nur für die Einschaltdauer benötigen, wodurch die erforderliche Steuerleistung kleiner ist. Nachteilig ist die niedrigere Betriebsfrequenz. Als Abhilfe können in den Zweigen die Halbleiter paarweise angeordnet und zyklisch betrieben werden. Ein anderer Nachteil besteht darin, daß die Thyristoren für die Dauer der Freierzeit in Durchlaßrichtung mit einer Sperrspannung belegt werden müssen. Dadurch wird die Abfallzeit  $t_2$  des Trapezsignals in der Abb. 1 zu den kleineren Werten hin begrenzt.

Als Beispiel wurde in der Abb. 8 die Thyristorvariante der Grundsaltung in der Abb. 4 angeführt. In der Schaltung nach der Abb. 8 werden je 4 Thyristoren zyklisch betrieben. Die Induktivität  $L$  wurde aus wirtschaftlichen

Erwägungen nicht in dem Hauptzweig (dem Kondensator in Reihe) angeordnet. Die mit den Thyristoren in Reihe geschalteten Drossel­spulen sind für eine niedrigere Strombelastung auszulegen, wodurch diese auch auf einem Ferritkern untergebracht werden können. Das ist meistens, trotz der höheren Stückzahl, wirtschaftlicher anzufertigen, als die relativ großen Luftdrosseln. In der Abbildung wurde auch die Schonzeit  $t_k$  nach dem Ausschalten des Thyristors  $T_{11}$  angegeben. Diese muß größer sein, als die schon erwähnte Freiwerdezeit in Durchlaßrichtung.

Wird jedoch nicht die Kondensatorens­pannung, sondern der Kondensatorenstrom untersucht, dann sieht man, daß für die Dauer der Spannungswechsel ein, der Änderungs­steilheit der Spannung proportioneller Konstantstrom auf den Kondensator geschaltet werden muß. Von dieser Möglichkeit machen die Lösungsvarianten mit Stromquellenspeisung Gebrauch.

In der Abb. 9 ist eine Lösungsvariante in Brückenschaltung mit den charakteristischen Zeitfunktionen zu sehen. Bei den Umladevorgängen in positive bzw. in negative Richtung wird der Strom  $I_B$  des Stromgenerators durch die Transistoren  $T_1 - T_2$  bzw.  $T_3 - T_4$  auf den geprüften Kondensator geschaltet. Während der Zeitintervalle zwischen den Umladevorgängen wird der Stromgenerator durch die Transistoren  $T_1 - T_4$  bzw.  $T_2 - T_3$  abwechselnd kurzgeschlossen.

Die Lösungsvarianten mit Stromgeneratorspeisung lassen sich bei höheren Spannungssteilheiten  $du_C/dt$  und bei kleinen Spannungsamplituden  $U_{CM}$  durch reine Thyristorschalter kaum realisieren. Der Grund dafür ist, daß die einzelnen Schaltelemente nur für die halbe Dauer ( $t_1/2$ ) der Umladezeit mit Sperrspannung belegt werden können und diese Zeit kann kleiner ausfallen als die Freiwerdezeit in Durchlaßrichtung der zur Zeit produzierten Thyristoren.

Beim Vergleichen der Lösungsvarianten Spannungsgeneratorspeisung und Stromgeneratorspeisung können folgende Schlüsse gezogen werden. Die Vorteile der Lösungsvariante Spannungsgeneratorspeisung bestehen darin, daß sie aus der Speisequelle nur für die Dauer der Umladevorgänge Strom zieht, wodurch ihr Wirkungsgrad größer und ihre Abmessungen kleiner werden. Ihr weiterer Vorteil besteht darin, daß für ihren Betrieb nur eine Spannungsquelle mit relativ niedriger Spannung erforderlich ist. Sie können auch in Thyristorausführung realisiert werden, die bei höheren Leistungen vorteilhaft sein kann, obwohl diese Tatsache in der letzten Zeit durch das Aufkommen von Hochleistungstransistoren sehr viel an Wichtigkeit eingebüßt hat. Die günstigen Eigenschaften der Lösungsvariante Stromgeneratorspeisung besteht darin, daß die erforderliche Signalspannung im Prinzip verzerrungsfrei erzeugt werden kann. Ein wesentlicher Vorteil der letztgenannten Lösung ist weiterhin, daß die Spannungsamplitude  $U_{CM}$  und die Anstiegsgeschwindigkeit  $du_C/dt$  — erstere durch Änderung der Unter-



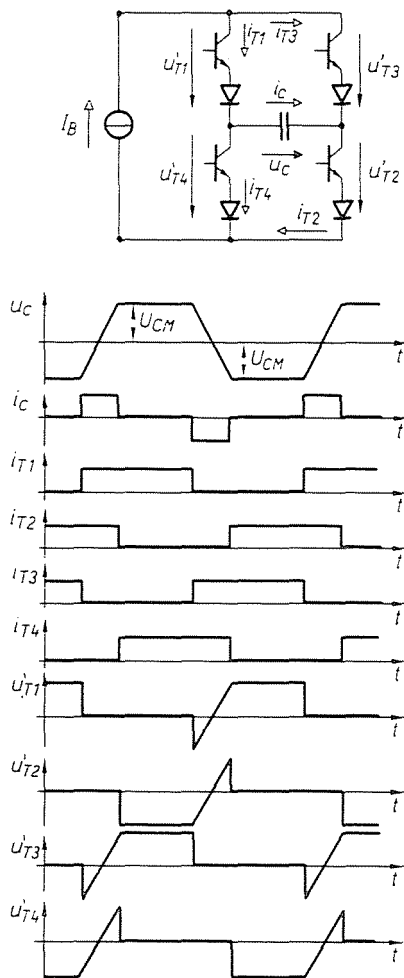


Abb. 9. Signalquelle mit Stromgeneratorspeisung in Brückenschaltung und die charakteristischen Zeitfunktionen

brechungsdauer des Kurzschlußschalters und letztere durch Änderung des Stroms des Stromgenerators — voneinander unabhängig variiert werden können. Zum Schluß müssen die Probleme der Schutzmaßnahmen erwähnt werden, die bislang nicht behandelt wurden. Beim eventuellen Kurzschluß in den geprüften Kondensatoren sind die Lösungsvarianten mit Spannungsgeneratorspeisung mit einer Schutzschaltung zu versehen, die Lösungsvarianten mit Stromgeneratorspeisung dagegen nicht. Bei einem Bruch in den Kondensatoren verhält sich die Sache umgekehrt, in diesem Falle sind die Lösungsvarianten mit Stromgeneratorspeisung gegen Überspannungen zu schützen.

Aus dem vorhergehenden Vergleich geht hervor, daß die günstige Lösungsvariante nur bei bekannten Anwenderansprüchen ausgewählt werden kann. Bei konstantem  $U_{CM}$  und  $du_C/dt$  (z. B. bei der betriebsmäßigen Kontrolle von Produkten) kann die Lösungsvariante mit Spannungsgeneratorspeisung (bis zu einer gewissen Leistungsgrenze in Transistor- und darüber in Thyristorausführung) günstiger sein. Diese Leistungsgrenze hängt von der Schattleistung der handelsüblichen Transistoren ab. Wird dagegen ein Universalgerät benötigt, bei dem die Werte von  $U_{CM}$ ,  $du_C/dt$  und  $f$  voneinander unabhängig in weiten Grenzen zu verändern sind (z. B. Laborprüfungen), dann kann die Lösungsvariante mit Stromgeneratorspeisung empfohlen werden.

Unter Berücksichtigung der Zielsetzungen in der Einleitung des vorliegenden Artikels werden im weiteren die Grundschaltung mit Stromgeneratorspeisung nach Abb. 9 und die zugehörigen Baugruppen behandelt.

### Aufbau eines Signalgenerators mit Stromgeneratorspeisung und Inverter in Brückenschaltung

Das Blockschaltbild einer möglichen Lösungsvariante ist in der Abb. 10 zu sehen. Der erforderliche Ladestrom für den vorgeschriebenen Spannungsverlauf  $u_C$  über die Belastung (über den geprüften Kondensator) wird aus dem Inverter mit der beschriebenen Stromgeneratorspeisung bereitgestellt. In den Pausen zwischen den Umladevorgängen wird der Strom des Stromgenerators durch den Kurzschlußschalter umgelenkt. Der letztere kann, wie das schon aufgezeigt wurde, in den Inverter integriert werden. Der konstante Speisestrom  $i_{dc}$ , dessen Größe einstellbar ist, wird im regelbaren Gleichstromgenerator erzeugt. Wegen der relativ hohen Stromwerte kann diese Baugruppe

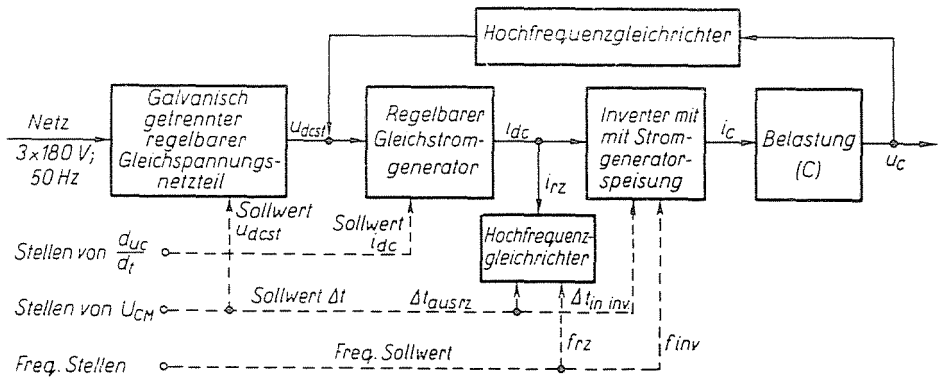


Abb. 10. Blockschaltbild des Impulsgenerators

wirtschaftlich nur für den Schaltbetrieb ausgelegt sein. Der Gleichstromnetzteil für die Speisung des Stromgenerators ist auf die Verlustleistungen zu dimensionieren. Zweckmäßigerweise ist dieser Netzteil vom Kraftstromnetz galvanisch zu trennen, um — da es sich um ein Meßgerät handelt — die Kondensatorenspannung und eventuell andere Zwischengrößen bequem untersuchen zu können.

Beim Zusammenschalten der beschriebenen Baugruppen ist das Gerät schon funktionsfähig. Seine Steuerung kann wie folgt realisiert werden. Die Anstiegsgeschwindigkeit der Kondensatorenspannung kann anhand der Beziehung (3) mit Hilfe des Stromsollwertes geändert werden:

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{i_{dc}}{C} \quad (3)$$

Der Endwert der Spannung  $U_{CM}$  ist bei einem eingestellten Anstiegsgeschwindigkeitswert von der Ladedauer  $\Delta t$  abhängig. Während dieser Zeit  $\Delta t$  ist der Kurzschlußschalter unterbrochen und die Transistoren des Inverters für das Laden in die entsprechende Polaritätsrichtung sind stromführend.

$$U_{CM} = \frac{i_{dc} \cdot \Delta t}{2C} \quad (4)$$

Es ist darauf zu achten, daß zu Beginn des Umladevorganges das Ausschalten des Kurzschlußschalters auf den Inverter bezogen nicht voreilen und am Ende des Umladevorganges nicht nacheilen darf, da ansonsten durch den Stromgenerator gefährliche Überspannungen hervorgerufen werden können. Die Frequenz der Kondensatorenspannung wird durch den Frequenzsollwert des Taktgebers vorgegeben. Von diesem Taktgeber aus werden der Inverter und der Kurzschlußschalter angesteuert.

Bisher ist über die Kapazitätsstreuung der zu prüfenden Kondensatoren kein Wort gefallen. Diese Kapazitätsstreuung kann ihre Ursache in den Herstellungstoleranzen, in der Temperaturänderung bzw. im Ausfall einzelner Kondensatoren während der Prüfung haben. Durch die Änderung der Kapazität ändert sich auch  $U_{CM}$ . Da für die Änderung in der Spezifikation ein enges Toleranzbereich zugelassen wird ( $\Delta U_{CM}/U_{CM} \leq 0,1$ ), mußten für die Eliminierung dieser Wirkung Maßnahmen getroffen werden. Aus diesem Grunde wurde der Gleichspannungsnetzteil als geregeltes Netzteil mit veränderbarer Spannung ausgelegt und die mit einem Hochfrequenzgleich-

richter gleichgerichtete Kondensatorenspannung wurde in dieses Netzteil zurückgekoppelt. Durch die Rückkopplung wird der Wert von  $U_{CM}$  auf

$$U_{CM} = u_{dcst} \quad (5)$$

begrenzt, wenn die Bedingung

$$\Delta t \geq \frac{2C_{\max} u_{dcst}}{i_{dc}} \quad (6)$$

erfüllt wird. In der mit dem Rückkopplungsgleichrichter ergänzten Schaltung läßt sich also  $U_{CM}$  nach Wahl von  $\Delta t$  durch Änderung des Sollwertes im Rückladenetztteil verändern.

Die schaltkreismäßige Realisierung der Signalgeneratoren nach dem Blockschaltbild in der Abb. 10 kann wegen Platzmangel in diesem Artikel nicht erörtert werden. In der Abb. 11 wird lediglich eine mögliche Lösung für den Hauptstromkreis angegeben. Die Fragen des Inverters und des damit eine Einheit bildenden Kurzschlußschalters sowie des Hochfrequenzgleichrichters wurden besprochen. Der regelbare Gleichstromgenerator des Spannungsgenerators für Schaltbetrieb wurde mit einem Zweipunktregler versehen. Letztere

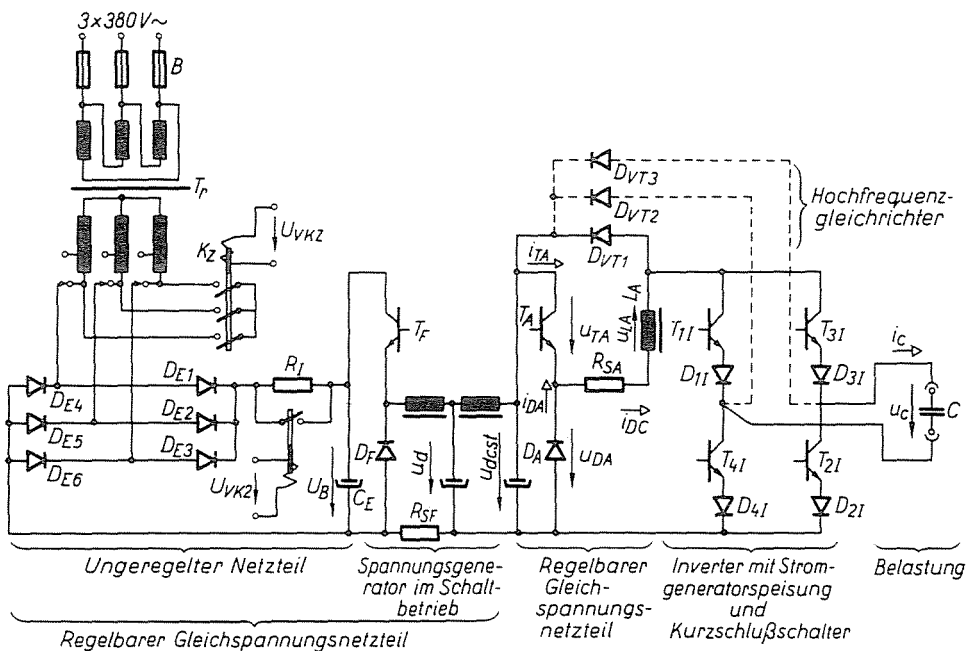


Abb. 11. Prinzipschaltbild des Hauptstromkreises des Impulsgenerators

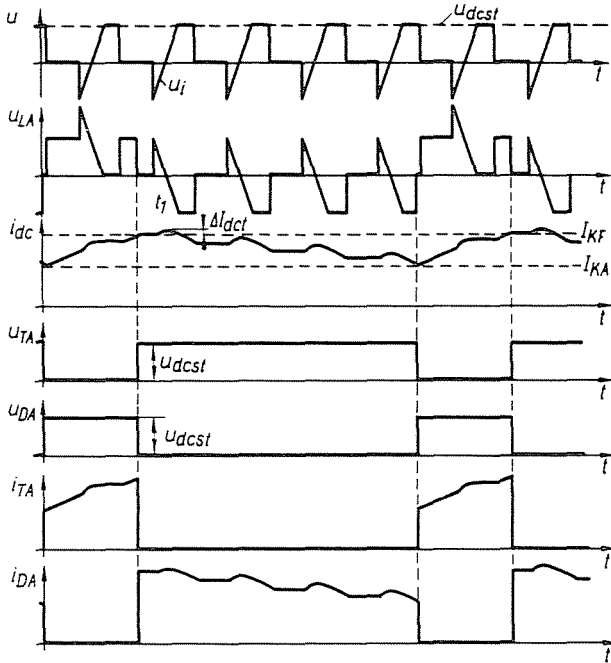


Abb. 12. Die charakteristischen Zeitfunktionen eines Stromgenerators mit Zweipunktregelung

wurde auch mit einer Strombegrenzerschaltung ergänzt. In beiden Teilen muß über die Auswahl der Drosselspulen gesprochen werden.

Das Verhältnis der Frequenz des Stromgenerators und der des Inverters hängt auch vom Verlauf der Signalspannung  $u_C$  ab. In der Abb. 12 sind die charakteristischen Zeitfunktionen des Stromgenerators für den Fall  $f_{inv} > f_{ag}$  angegeben. Durch die minimale Periodendauer  $T_{cmin}$  des Stromgenerators und die Komparationsspanne  $\Delta I_K = I_{KF} - I_{KA}$  werden die Bedingungen für die Werte von  $L_A$  festgelegt. Im ungünstigen Falle ist

$$L_{Amin} \geq \frac{T_{cmin}}{2} \frac{U_{dcst}}{\Delta I_K} \quad (7)$$

Durch den Kondensator wird bis zum Nulldurchgang seiner Spannung auch im Ausschaltzustand  $T_A$  der Strom weiter erhöht, wodurch  $i_{dc}$  über  $I_{KF}$  steigen kann. Die Größe von  $L_A$  wird durch das Überspringen  $\Delta I_{dct}$  auch von unten begrenzt:

$$L_{Amin} \geq \frac{CU_{dcst}^2}{(I_{KF} + \Delta I_{dct})^2 - I_{KF}^2} \quad (8)$$

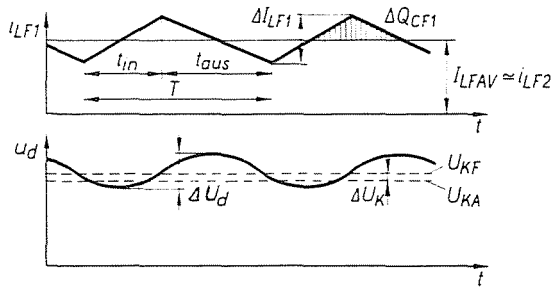


Abb. 13. Die charakteristischen Zeitfunktionen eines Spannungsgenerators mit Zweipunktregelung

Der Wert von  $L_A$  wird aus der ungünstigeren der Bedingungen (7) und (8) bestimmt. An dieser Stelle soll bemerkt werden, daß, da hinsichtlich der Funktion des Gerätes die Größen  $\Delta I_K/I_{dcAV}$  und  $\Delta I_{dct}/I_{dcAV}$  zu begrenzen sind, und  $I_{dcAV}$ , der auch die Strombelastung der Drossel festlegt, sich im breiten Spektrum ändert, es zweckmäßig ist  $L_A$  mehrteilig auszuführen.

Die charakteristischen Zeitfunktionen des Spannungsgenerators sind in der Abb. 13 dargestellt. Der Zweipunktregler wirkt nur auf die passiven Bauelemente  $L_{F1}$ ,  $C_{F1}$  des Hauptstromkreises; durch  $L_{F2}$ ,  $C_{F2}$  erfolgt lediglich eine weitere Siebung (Wechselstromabtrennung). Die Größe von  $L_{F1}$  und  $C_{F1}$  kann bei einer gegebenen Frequenz aus der periodischen Strom- bzw. Ladungsänderung bestimmt werden:

$$L_{F1} = \frac{1}{f \Delta I_{LF1}} \left( U_d - \frac{U_d^2}{U_B} \right) \quad (9)$$

bzw.

$$C_{F1} = \frac{1}{8f} \frac{\Delta I_{LF1}}{\Delta U_d} \quad (10)$$

Bei der Zweipunktregelung hängt die Frequenz auch vom Verhältnis  $U_d/U_B$  ab. Ihr Maximum ergibt sich sowohl im Spannungsregler- als auch im Strombegrenzerbetrieb bei  $U_d/U_B \cong 0,5$ .

$$f_{\max} \cong \sqrt{\frac{U_B}{32L_{F1}C_{F1}\Delta U_d}} \cong \frac{U_B}{4L_{F1}\Delta I_{LF1}} \quad (11)$$

Mit den angegebenen Beziehungen lassen sich bei bekannten  $U_B$  und nach Festlegung von  $\Delta I_{LF1}$ ,  $\Delta U_d$  und  $f_{\max}$   $L_{F1}$  und  $C_{F1}$  bestimmen.

Im unregelmäßigten Netzteil wird der Ladestrom von  $C_E$  durch  $R_I$  begrenzt. Nach Aufladen von  $C_E$  wird  $R_I$  über  $K_2$  kurzgeschlossen. Bis zur Beendigung des Aufladevorganges läßt sich der Eingang des Spannungsgenerators über

einen Ruhekontakt von  $K_2$  sperren. Somit wird gewährleistet, daß während des Aufladevorganges die Kondensatoren nur durch die Leckströme belastet werden. Dem Kurzschlußschalter  $K_Z$  sind Schutzfunktionen zugeordnet. Sollte die Spannung  $u_{dc}$  oder der Strom  $i_{dc}$  infolge eines Defektes im Gerät den oberen betriebsmäßigen Grenzwert überschreiten, dann werden durch Kurzschließen von  $K_Z$  die Sicherungen  $B$  ausgelöst und das Gerät vom Netz getrennt.

### Zusammenfassung

In der Einleitung des Artikels wird auf die Notwendigkeit der Prüfungen im Impulsbetrieb hingewiesen. Danach werden die wichtigsten technischen Parameter, die von dem entwickelten Trapezgenerator verlangt wurden, kurz zusammengefaßt. Im Anschluß daran folgt eine prinzipielle Untersuchung der Anwendbarkeit der Lösungsvarianten des Leistungskreises. Es werden die Endstufen mit Spannungsgenerator- und Stromgeneratorspeisung miteinander verglichen. Es wird der Aufbau eines realisierten Signalgenerators mit Stromgeneratorspeisung und Inverter in Brückenschaltung beschrieben. Es wird die Möglichkeit der Signalspannungsbegrenzung bei Änderung der Kapazität des Kondensators bzw. bei einem Kurzschluß beschrieben. Zum Schluß werden die Gesichtspunkte für die Auswahl der einzelnen Teile des Hauptstromkreises aufgezeigt.

### Literatur

1. W. WOHINZ: Stoßbelastungsgeräte zum Prüfen von Impulskondensatoren, Siemens-Zeitschrift, 48. 6. 1974.
2. A. C. STUMPE: Transistorwechselrichter, AEG-Mitteilungen, 1960. 1—2.
3. L. E. JANSSON: A survey of converter circuits for switched-mode power supplies, Mullard Technical Communications, 1974. Juli

Imre HERMANN, H-1521 Budapest