



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑤ Int. Cl.³: H 02 M 5/22
H 02 P 7/58
H 03 K 4/00



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ PATENTSCHRIFT A5

⑪

629 920

⑳ Gesuchsnummer: 5235/77

㉔ Anmeldungsdatum: 27.04.1977

③① Priorität(en): 28.04.1976 GB 17290/76

㉔ Patent erteilt: 14.05.1982

④⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 14.05.1982

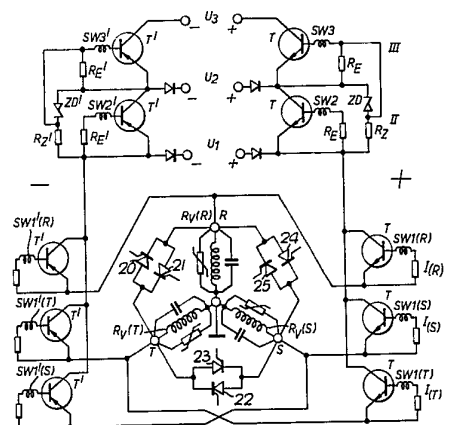
⑦③ Inhaber:
Werner Ansorge, Villingen/Schwarzwald (DE)

⑦② Erfinder:
Werner Ansorge, Villingen/Schwarzwald (DE)

⑦④ Vertreter:
Bovard & Cie., Bern

⑤④ Statische Schaltungsanordnung zur Erzeugung eines Dreiphasenstroms.

⑤⑦ Die Schaltungsanordnung umfasst eine Mehrzahl von kurvenformerzeugenden, in Kaskaden angeordneten Stufen (I, II, III). Jede Stufe kann entweder eine positive oder negative Spannung erzeugen. Die Stufen sind so gesteuert, dass wenn eine Spannung von Null auf einen Maximalwert erhöht wird (entweder positiv oder negativ), zuerst die erste und dann die zweite und weiter die dritte Stufe leitend wird, bis dass die n-te Stufe zusammen mit allen andern Stufen leitend ist. Im Falle einer Spannung, die von einem Maximalwert auf Null abnimmt, sind zuerst alle Stufen leitend, worauf sie nacheinander nichtleitend werden, bis dann die letzte Stufe nichtleitend ist. Die erste Stufe (I) umfasst drei Verstärkerkreise, einen für jede Phase, wobei die zweite und die weiteren Stufen (II, III) einen einfachen Kreis umfassen, der gemeinsam für alle Phasen einer zu erzeugenden Spannung ist. Jeder Kreis der ersten Stufe hat seine eigene Phasenlast, z.B. eine mit ihm verbundene Motorwicklung ($R_V(R)$, $R_V(S)$, $R_V(T)$). Der Ausgangsstrom weist auch bei hohen Leistungen nur einen kleinen Oberwellengehalt auf.



PATENTANSPRÜCHE

1. Statische Schaltungsanordnung zur Erzeugung eines Dreiphasenstroms, die mehrere kurvenformerzeugende Stufen in Kaskadenschaltung umfasst, dadurch gekennzeichnet, dass zumindest die erste Stufe (I) drei parallel geschaltete kurvenformerzeugende Schaltungen (I(R), I(S) und I(T)) umfasst und diese drei Schaltungen derart gesteuert sind, dass nacheinander jede von ihnen stromführend wird und die stromführende Schaltung mit mindestens einer der anderen Stufen (II, III) in Reihe liegt.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, bei der zumindest ein Teil der kurvenformerzeugenden Stufen transistorisierte Verstärkerschaltungen umfassen.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass jede der transistorisierten Verstärkerschaltungen derart ausgelegt ist, dass ihre Ausgangskennlinie im wesentlichen mit mindestens einem Teil der Kurvenform der gewünschten Ausgangsspannung im Einklang steht.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die drei kurvenformerzeugenden Schaltungen (I(R), I(S), I(T)) transistorisierte Verstärkerschaltungen umfassen, die derart steuerbar sind, dass sie als Schaltkreise wirken.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die drei kurvenformerzeugenden Schaltungen (I(R), I(S), I(T)) Thyristorkreise umfassen, die derart steuerbar sind, dass sie als Schaltkreise wirken.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, die sich zur Erzeugung einer sinusförmigen Spannung eignet, dadurch gekennzeichnet, dass jede der zur Erzeugung der positiven und negativen Scheitelwerte dienenden Schaltungen (I(R), I(S), I(T)) zumindest einen Thyristorkreis umfasst.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, mit positiven und negativen Verstärkerzweigen (+, -), dadurch gekennzeichnet, dass die transistorisierten Verstärkerstufen (T, T') Gegentaktstufen darstellen, wobei die Emitter-Kollektorstrecken ihrer Transistoren in Reihe liegen und eine zu verstärkende Spannung gleichzeitig an sämtliche Stufen als Steuerspannung gelegt ist.

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, gekennzeichnet durch einen Transformator, dessen Primärwicklung an eine Steuerspannungsquelle angeschlossen ist und der mehrere Sekundärwicklungen (SW1, SW2, SW3 usw.) aufweist, wobei an die Basis jedes der Transistoren (T, T') eine der Sekundärwicklungen gelegt ist.

9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Transistoren der ersten Stufe (I) nachgeschalteten Verstärkerstufen (II, III) jeweils durch einen Anteil der Emitter-Kollektorspannung des oder der Transistoren der ersten bzw. vorgehenden Stufe(n) im Ruhezustand blockiert und, mit ansteigender Steuerspannung, nacheinander freigegeben und aktiviert werden.

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, gekennzeichnet durch einen Verbraucher (RV(R), RV(S), RV(T)), wobei die ersten Stufen (I) der positiven und negativen Zweige jeder Phase mit diesem Verbraucher verbunden sind.

11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Verbraucher drei Teillasten (RV(R), RV(S) und RV(T)) in Sternschaltung umfasst, wobei die freien Klemmen der Teillasten mit den entsprechenden kurvenformerzeugenden Schaltungen der ersten Stufe (I) verbunden sind und wobei die paarweise gegenläufig geschalteten Thyristoren (20, 21; 22, 23 und 24, 25) zwischen den freien Klemmen der Teillasten im Dreieck geschaltet sind.

12. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch positive und negative Zweige (+, -), wobei jeder Zweig eine erste Stufe (I) mit drei parallel geschalteten kurvenformerzeugenden Kreisen (I(R), I(S), I(T)) und zumindest eine nachge-

schaltete transistorisierte Verstärkerstufe (II, III) in Kaskadenschaltung mit der ersten Stufe aufweist.

13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch drei Teillasten (RV(R), RV(S), RV(T)), von denen jede mit den kurvenformerzeugenden Schaltungen (I(R), I(S), I(T)) der positiven und negativen Zweige mit derselben Phasenausgangsspannung verbunden ist.

14. Schaltungsanordnung nach Anspruch 13, gekennzeichnet durch drei Paare gegenläufig geschalteter Thyristoren (20, 21; 22, 23 und 24, 25), die zwischen den drei Teillasten (RV(R), RV(S), RV(T)) angeschlossen sind.

15. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass jede der Stufen (I, II, III) von entsprechenden Abgriffen (A1, A2, A3) eines Transformators (ST) mit den entsprechenden Teilspannungen versorgt wird.

16. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass jeder der positiven (+) und negativen (-) Verstärkerzweige mit entsprechenden Teilspannungen aus einer 3-Phasenquelle (Fig. 11) gespeist wird, wobei jede Phase zwei Einweggleichrichter (Gl) umfasst und die Ausgänge der Gleichrichter kombiniert drei Gleichrichteranordnungen (r, s, t) zugeführt sind.

17. Schaltungsanordnung nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass jede Gleichrichteranordnung (r, s, t) einen Transformator (30) mit mehreren Sekundärwicklungen (31 bis 36) sowie einen Gleichrichter (41 bis 46) je Sekundärwicklung umfasst, der an die jeweilige Sekundärwicklung (31 bis 36) angeschlossen ist, wobei die Gleichrichter (41 bis 43) des positiven Zweiges und die Gleichrichter (41 bis 46) des negativen Zweiges jeweils in Reihe geschaltet sind.

18. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass jede der positiven und negativen Stufen mit entsprechenden Teilspannungen aus einer Dreiphasenstromquelle (Fig. 13) gespeist wird, wobei jede Phase zwei Einweggleichrichter (Gl) umfasst, die positiven Ausgänge der Gleichrichter (Gl) an eine Glättungsschaltung (Dr, 50) und die negativen Ausgänge der Gleichrichter (Gl) an eine weitere Glättungsschaltung (Dr, 51) angeschlossen sind.

19. Schaltungsanordnung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, dass die an jeder Glättungsschaltung (Dr, 50 bzw. Dr, 51) auftretende Spannung über eine Anordnung unterteilt wird, die einen Spannungsteiler (52 bis 54 bzw. 55 bis 57) umfasst, dass die Kollektor-Emitterstrecken mehrerer Transistoren (60, 61 bzw. 62, 63) in Reihe liegen, dass die Basiselktroden der Transistoren mit den verschiedenen Abgriffen (+2, +1 bzw. -1, -2) des Spannungsteilers (52 bis 54 bzw. 55 bis 57) verbunden und die Emitter der Transistoren an die Anschlüsse (+U2, +U1 bzw. -U1, -U2) zur Abgabe der Teilspannungen herangeführt sind.

20. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch eine Anordnung zur Versorgung jeder der kurvenformerzeugenden Schaltungen (I(R), I(S), I(T)) mit einer Steuerspannung in Form abwechselnd positiver und negativer sinusförmiger Halbwellen (Fig. 8 bis 10), wobei die Dauer jeder Halbwelle 120° einer vollen Periode der gewünschten Ausgangsfrequenz entspricht, bzw. eine solche, abzüglich eines geringen Winkelbetrages, der im Zeitablauf die Freiwerdezeit von Thyristoren übersteigt.

21. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, gekennzeichnet durch eine Speisespannungsanordnung für jede Kurvenformerzeugerstufe (I(R), I(S), I(T)) mit einer Steuerspannung in Form abwechselnd positiver und negativer Sinushalbwellen (Fig. 8 bis 10, wobei die Dauer jeder Halbwelle 120° einer vollen Periode der gewünschten Ausgangsfrequenz entspricht, bzw. eine solche abzüglich eines geringen Winkelbetrages, der im Zeitablauf die Freiwerdezeit jedes Thyristors übersteigt.

22. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die einzelnen Verstärkerstufen (I, II, II)

über Abgriffe (A1, A2, A3) eines gemeinsamen Speisetransformators (ST) und über Gleichrichter (D1, D1', D2, D2' usw.) versorgt werden und die zwischen den Abgriffen (A1, A2, A3) auftretenden Teilspannungen mit der Steilheit einer Steuerspannungskennlinie im Einklang stehen, die der gewünschten Ausgangsspannung entspricht.

23. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass ein ohmscher Festwiderstand und eine Zenerdiode den Emitter-Kollektorstrecken der Transistoren (T, T') der ersten bis (n-1)ten Stufen parallel geschaltet sind, wobei n die Anzahl der Stufen darstellt.

Die Erfindung betrifft eine statische Schaltungsanordnung zur Erzeugung eines Dreiphasenstroms, die mehrere kurvenformerzeugende Stufen in Kaskadenschaltung umfasst.

Um bei der elektronischen Stromerzeugung hohe Ausgangsleistungen zu erzielen, wird immer mehr von Leistungstransistoren in den Verstärkerendstufen Gebrauch gemacht. Der Einsatz solcher Leistungstransistoren bringt jedoch folgende Nachteile mit sich: Sie lassen meist keine hohen Betriebsspannungen zu und sind selbst der Gefahr ernstlicher thermischer Beschädigung aufgrund der bei der Verstärkung auftretenden spezifischen Verlustleistungen ausgesetzt.

Bei der Einführung der Elektronik in die Starkstromerzeugungstechnik, z. B. um einen Strom hoher Leistung bei einer konstanten Frequenz von 50 Hz zu erhalten, hat man Halbleiter in Form von Thyristoren in sogenannten Treppengeneratoren eingesetzt. Bei Anwendung dieser Methode weist der Ausgangsstrom auch bei grossem Schaltungsaufwand einen hohen Oberwellengehalt auf, der für den Verbraucher, d. h. den Benutzer elektrischer Einrichtungen, häufig unannehmbar ist.

Da preisgünstige Transistoren nur mit niedrigen Spannungen beaufschlagt werden können, liegt die Verwendung von in einer Kaskadenanordnung in Reihe geschalteter Transistoren nahe, und dieser Ausweg ist bereits auf verschiedene Art und Weise verwirklicht worden. Allerdings wurde von dieser Verwendungsart mit Hinblick auf Wärme- und Wärmeabfuhrprobleme nur selten Gebrauch gemacht, wobei noch Schwierigkeiten hinzukamen, die mit der Steuerung von Transistoren zu tun haben, an die verschiedene Potentiale gelegt werden.

In der US-Patentschrift 3 579 156 wird ein Leistungsverstärker beschrieben, der eine Mehrzahl von Gegentaktverstärkerstufen umfasst, deren jede ihre eigene Stromversorgung besitzt. Wenn die Speisespannungen für die einzelnen Gegentaktstufen auf bestimmte Art und Weise gewählt werden, erreicht man, dass die einzelnen Stufen mit dem Anstieg der Eingangsspannung nacheinander wirksam werden, während die jeweils vorhergehende Stufe abgeschaltet wird. In dieser Anordnung sind die positiven und negativen Zweige der einzelnen Gegentaktstufen miteinander parallel geschaltet. Ein Nachteil dieser Anordnung ist es, dass die einzelnen Stufen im Einklang mit zusehends höheren Speisespannungen ausgelegt werden müssen.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, die Nachteile bekannter Schaltungsanordnungen zu vermeiden.

Erfindungsgemäss wird dies dadurch erzielt, dass zumindest die erste Stufe (I) drei parallel geschaltete kurvenformerzeugende Schaltungen (I(R), I(S) und I(T)) umfasst und diese drei Schaltungen derart gesteuert sind, dass nacheinander jede von ihnen stromführend wird und die stromführende Schaltung mit mindestens einer der anderen Stufen (II, III) in Reihe liegt.

Vorzugsweise umfassen mindestens einige der Kurvenformerzeugerstufen transistorisierte Verstärkerschaltungen.

Nach einer bevorzugten Ausführungsform ist jeder transistorisierte Verstärker derart ausgelegt, dass seine Ausgangs-

kennlinie mit der Kurvenform der gewünschten Ausgangsspannung in Einklang steht.

Die drei Kurvenformerzeugerschaltungen können Transistorverstärker- oder Thyristorschaltungen umfassen, die als steuerbare Schaltkreise betrieben werden können.

Soll eine sinusförmige Ausgangsspannung erzeugt werden, kann (können) die transistorbestückte Verstärkerschaltung(en), die der Erzeugung des obersten Teils der Sinuskurve dient (dienen), durch eine oder mehrere Thyristorschaltungen ersetzt werden.

Die Schaltungsanordnung kann positive und negative Verstärkerzweige umfassen, wobei die transistorisierten Verstärkerstufen Gegentaktstufen darstellen, die mit den Emitter-Kollektorstrecken ihrer jeweils mit einer zugehörigen Stromversorgung verbundenen Transistoren in Reihe liegen, wobei eine zu verstärkende Spannung angelegt wird, die gleichzeitig als Steuerspannung für sämtliche Stufen wirkt. Die Transistoren der ersten Stufe nachgeschalteten Verstärkerstufen werden vorzugsweise jeweils von einem Teil der Emitter-Kollektorspannung der Transistoren der vorhergehenden Stufe im Ruhezustand blockiert und je nach dem Anstieg der Steuerspannung nacheinander freigegeben und stromführend gemacht.

Durch Verwendung einer geeigneten Anzahl von Gegentaktstufen lassen sich hohe Ausgangsleistungen und -spannungen erzielen.

In einer vorteilhaften Anordnung werden die einzelnen Verstärkerstufen über Anzapfungen eines gemeinsamen Netztransformators über Gleichrichter gespeist. In diesem Fall werden die zwischen den Anzapfungen erhältlichen Teilspannungen der Steilheit einer gegebenen Steuerspannungskurve angepasst. Auf diese einfache Weise kann die Schaltungsanordnung optimal an die Kennlinie der zu verstärkenden Spannung angepasst werden, ganz abgesehen von einer weiteren Reduktion der Verlustleistungen in den einzelnen Verstärkerstufen.

Vorzugsweise ist ein Spannungsteiler zur Unterteilung der Kollektor-Emitterspannung vorgesehen, der einen ohmschen Festwiderstand und eine Zenerdiode enthält. Gleichzeitig lässt sich über die Schaltung eine Begrenzung der Blockierspannung für die nächste Stufe erzielen, womit die Transistoren dieser Stufe gegen Überlastung geschützt werden.

Bei einer dreistufigen Einphasen-Gegentaktverstärkerschaltung, die zum besseren Verständnis der Erfindung dargestellt wird, ist es zum Zweck der spannungsmässigen Trennung der positiven und negativen Verstärkerzweige beim Vorliegen einer hohen Spannung am Verbraucher, der eine ohmsche Last darstellt, weiterhin von Vorteil, am untersten Punkt beider Zweige und in Reihe mit dem Verbraucher je einen Thyristor einzufügen, der ebenfalls von der Steuerspannung geregelt wird.

Zum Anlegen der Steuerspannung umfasst die Schaltungsanordnung vorzugsweise einen gemeinsamen Steuertransformator mit mehreren Sekundärwicklungen, deren jede mit einem eigenen Transistor gekoppelt ist. Soll eine sinusförmige Kurve verstärkt werden, umfasst die Steuerspannung eine zerhackte Sinuskurve.

Nachstehend werden Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der beigelegten Zeichnung näher beschrieben.

Fig. 1 stellt eine dreistufige Einphasen-Gegentaktverstärkerschaltung dar, die das Verständnis der erfindungsgemässen Dreiphasenschaltung erleichtert.

Fig. 2 ist der ansteigende positive Teil einer sinusförmigen Ausgangsspannung, der hier in Form eines Zeit/Spannungsdiagramms einer Einphasen-Schaltungsanordnung mit insgesamt zehn Stufen aufgetragen ist.

Fig. 3 ist ein vereinfachtes Schaltbild einer erfindungsgemässen Schaltung für Drehstrombetrieb.

Fig. 4 stellt eine Sinuskurve dar.

Fig. 5 zeigt Steuer- oder Schaltspannungen.

Fig. 6 zeigt eine Dreiphasen-Sinuskurve.

Fig. 7 zeigt die Kurvenformen $\sin \psi$ und $\sin^2 \psi$.

Fig. 8, 9 und 10 zeigen eine Abänderung der Steuer- und Schaltspannungen gegenüber den in Fig. 5 und 6 gezeigten Kurvenformen.

Fig. 11 ist ein Prinzipschaltbild einer Anordnung zur Versorgung der einzelnen Stufen.

Fig. 12 ist ein Schaltbild, das eine der in Fig. 11 dargestellten Gleichrichteranordnungen zeigt, und

Fig. 13 ist eine diagrammatische Darstellung einer Abänderung der in Fig. 11 gezeigten Schaltung.

Fig. 14 ein Schaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels der Erfindung.

Fig. 1 zeigt das Schaltungsprinzip einer Verstärkeranordnung mit insgesamt drei Stufen, bei dem die einzelnen Stufen I, II und III jeweils aus einem Gegentaktverstärker gleicher Art bestehen. Bei dieser Anordnung ist jeder positive Verstärkerzweig mit einem NPN-Transistor T, einem Gegenkopplungswiderstand RG, einem Emitterwiderstand RE und einer Steuerwicklung SW bestückt. Die negativen Zweige der einzelnen Verstärkerstufen umfassen jeweils einen PNP-Transistor T', einen Gegenkopplungswiderstand RG', einen Emitterwiderstand RE' und eine Steuerwicklung SW'. Die einzelnen Verstärkerstufen werden über einen Spartransformator ST mit den drei Anzapfungen A1, A2 und A3 und über Gleichrichter D1, D1'; D2, D2' und D3, D3' gespeist, wobei am Transformator selbst eine Netzwechselspannung U liegt. Zweckmässig sind die Anzapfungen A1, A2 und A3 derart angeordnet, dass die zwischen ihnen erhaltenen Teilspannungen der Steilheit einer gegebenen Steuerspannungskurve angeglichen sind. Die Steuerwicklungen SW1 bis SW3 und SW1' bis SW3' können sämtlich Wicklungen eines gemeinsamen Steuertransformators sein, an den eine zu verstärkende Steuerspannung gelegt wird.

Die Kollektor-Emitter-Speisespannung wird jeweils Ladekondensatoren C1, C2, C3 und C1', C2', C3' über Trenndioden TD und TD' entnommen.

Die Steuerungskopplung der Verstärkerstufen wird durch Teilung der Kollektor-Emitterspannungen der einzelnen Stufen über Spannungsteiler bewirkt, wobei jeder dieser Spannungsteiler aus einem Festwiderstand RZ und einer Zenerdiode ZD im positiven Zweig sowie den entsprechenden Widerständen RZ' und Zenerdioden ZD' im negativen Zweig besteht. In jedem Fall wird diese Teilspannung der Basis des Transistors T bzw. T' der nächst-höheren Stufe zugeführt.

An den Endpunkten der Verstärkerschaltungszweige befinden sich die Thyristoren S bzw. S', die über Steuerwicklungen SWS bzw. SWS' des Steuertransformators gesteuert werden, wobei letzterer ausserdem auch die Wicklungen SW, SW' umfasst, die in den Emitter-Basiskreisen der Transistoren T bzw. T' liegen. Durch die Thyristoren S und S' werden die positiven und negativen Zweige der gesamten Schaltungsanordnung voneinander getrennt. Sie werden über einen gemeinsamen Anschluss mit einer Last RV verbunden, deren zweiter Pol an das Nullpotential des Spartransformators ST gelegt wird.

Bei der Erklärung der Wirkungsweise dieser in Fig. 1 gezeigten Schaltungsanordnung wird angenommen, dass sie zur Verstärkung einer rein sinusförmigen Spannung dient, die auf 360 Volt verstärkt werden soll, und dass dies z. B. über einen zehnstufigen Gegentaktverstärker mit den zehn Stufen I bis X erfolgt. Aus Fig. 2 ergibt sich, dass die Kollektor-Emitter-Speisespannungen der Verstärkerstufen I bis VIII jeweils denselben Wert haben und 40 Volt betragen. Diese Verstärkerstufen I bis VIII sind dem steileren Abschnitt der Spannungskurve zugeordnet, während den beiden obersten Verstärkerstufen IX und X jeweils eine 20 Volt betragende Kollektor-Emitter-Speisespannung zugeordnet ist und diese beiden Verstärkerstufen

zum flacher werdenden Abschnitt der Spannungskurve gehören.

Ausgehend vom Anfang der positiven Sinushalbwellen, d. h. einem Zustand, in dem sämtliche Transistoren T des positiven Zweiges mit Ausnahme des Transistors der untersten Stufe I noch blockiert sind, wird der Transistor T der Verstärkerstufe I proportional dem Anstieg der Steuerspannung angesteuert, so dass die volle, am Kondensator C1 liegende Spannung an den Verbraucher RV gelegt wird. Gleichzeitig wird Thyristor S stromführend, während Thyristor S' blockiert bleibt. Sobald der Transistor T der Verstärkerstufe I voll angesteuert ist, verschwindet das negative, den Transistor T der zweiten Verstärkerstufe II blockierende Potential am Punkt P1 des Spannungsteilers RZ-ZD, so dass beim weiteren Anstieg der Steuerspannung an der Steuerwicklung SW der Transistor T der zweiten Verstärkerstufe II proportional der ansteigenden Steuerspannung angesteuert und somit die Ausgangsspannung von 80 Volt an den Verbraucher RV gelangt. Sobald der Transistor T der zweiten Verstärkerstufe II voll angesteuert ist, verschwindet die negative Blockierspannung an Punkt P2 des Spannungsteilers RZ-ZD der zweiten Verstärkerstufe II, so dass bei weiterem Anstieg der Steuerspannung eine Ansteuerung des Transistors T der dritten Verstärkerstufe III stattfindet usw. Wenn die zehnte Verstärkerstufe X (Fig. 2) voll angesteuert ist, liegt am Verbraucher RV die volle Spannung von 360 Volt. Im abfallenden Teil der ersten positiven Halbwellen werden die einzelnen Verstärkerstufen X bis I von oben nach unten auf gleiche Weise nacheinander abgeschaltet. Zu Beginn der negativen Halbwellen werden die einzelnen Verstärkerstufen des negativen Zweiges auf gleiche Art und Weise nacheinander angesteuert, woraufhin beim Nulldurchgang der Thyristor S sperrt und Thyristor S' gleichzeitig leitend wird.

Obwohl die hier abgebildete, zum besseren Verständnis der Erfindung dienende Einphasen-Gegentaktverstärkerschaltung mit Bezug auf die Erzeugung einer sinusförmigen Kurve beschrieben wurde, besteht die Möglichkeit, diese Schaltung zur Verstärkung jeder geeigneten Spannungskennlinie, z. B. sogar zerhackter oder Regelungs-Gleichspannungen zu betreiben, wofür gegebenenfalls anstelle der Steuerwicklung SW andere geeignete Einkopplungen auf die Basis jedes Transistors vorgesehen werden müssen.

Fig. 3 zeigt eine Dreiphasen-Schaltungsanordnung zur Bereitstellung einer Dreiphasenspannung für entsprechende Verbraucher, nämlich RV(R), RV(S) und RV(T). Die in Fig. 3 abgebildete Schaltung stellt eine Abänderung der Schaltung gemäss Fig. 1 dar, und zwar insofern als die Verstärkerstufe I hier drei parallel geschaltete Stufen I(R), I(S) und I(T) enthält, von denen jede ihre eigenen Transistoren T und T' sowie Steuerwicklungen SW1(R), SW1'(R); SW1(S), SW1'(S) und SW1(T), SW1'(T) umfasst.

Durch entsprechende Steuerung der parallel geschalteten Verstärkerstufen arbeiten dieselben getrennt in zeitlich bestimmter Aufeinanderfolge, z. B. bestimmt durch einen Phasenwinkel ψ von 120° , wobei die Stufen im Zuge ihres Betriebs jeweils mit den oberen Stufen in Reihe liegen und jede Stufe auf ihren eigenen Lastwiderstand nämlich RV(R), RV(S) bzw. RV(T), der z. B. die Phasenwicklungen eines elektrischen Drehstrommotors umfasst, einwirkt.

Ein praktischer Anwendungsfall des in Fig. 3 gezeigten Ausführungsbeispiels ist die Stromzufuhr an asynchrone Drehstrommotoren, bei denen die genaue Einhaltung einer echten Sinuskurve nicht erforderlich ist. Eine zweckentsprechende Abänderung der Kurvenform im Sinne einer wesentlichen Vereinfachung der beim Beispiel eines Drehstrommotors erforderlichen Dreifachanordnung lässt sich dadurch erreichen, dass die oberen Stufen gemeinsam für die drei in Stufe I parallel geschalteten Anordnungen (+R +S +T; -R -S -T) Verwendung finden. Dies bedeutet, dass für die positiven und negativen

Halbwellen nur zwei obere Kaskadenanordnungen, nämlich II und III usw. statt der sonst erforderlichen sechs oberen Kaskadenschaltungen notwendig sind.

Die mit jedem Verstärkerpaar (+ und -) der Stufe I verbundenen Lasten RV(R), RV(S) und RV(T) sind in Sternschaltung an die Klemmen R, S, T und einen mittleren Pol (Erd- oder Nullleiter) angeschlossen. Die Paare 20, 21; 22, 23 und 24, 25 gegenläufig geschalteter Thyristoren sind zwischen den Anschlusspunkten der Sternschaltung bildenden Verbraucher RV(R), RV(S) und RV(T) im Dreieck geschaltet. Diese Thyristoren 20-25 sind nicht wesentlich für die grundlegende Arbeitsweise der Schaltung, erfüllen jedoch zusätzliche Funktionen.

Die Richtung des Drehfeldes hängt davon ab, welcher der beiden Thyristoren in dem Augenblick zündet, in dem der Schnittpunkt der Sinuskurve erreicht ist und die gespeicherte Energie der nächsten Last bzw. der nächsten Wicklung zugeführt wird. Gleichzeitig wird auch der nächste Verstärker I entsprechend dieser Drehrichtung angesteuert.

Falls die Thyristoren 20-25 sowie die Verstärker I im Zuge eines vorgegebenen Steuerprogramms absichtlich gleichzeitig umgeschaltet werden, so bewirkt diese Massnahme eine rein elektronische Umkehr des Drehfeldes und ersetzt auf die einfachste Art und Weise den Effekt eines Reversierschalters ohne Funkenbildung.

Für die Umgestaltung der Sinuskurve sind folgende Betrachtungen massgebend:

Fig. 4 zeigt eine normale Sinuskurve und Fig. 6 einen Dreiphasenstrom. Jede der drei Kurven erfährt eine dem Winkel $\psi = 120^\circ$ entsprechende Phasenverschiebung, und die Kurven schneiden sich in der von einem Phasenwinkel $\psi = 30^\circ$ bestimmten Lage, die dem Nulldurchgang voreilt bzw. nachhilt. Die Überschneidung erfolgt bei einem Pegel von $\pm 0,5$ des Amplitudenhöchstwertes von $\pm 1,0$, da $\sin 30^\circ = 0,5$ ist. Da diese Kurven jeweils entweder die Spannung oder den Strom darstellen, beläuft sich die im Zeitpunkt der Überschneidung gelieferte Leistung $U \times I$ auf

$$0,5 \times U \times 0,5 \times I = 0,25 UI,$$

d. h. die Momentanleistung bei einem Phasenwinkel $\psi = 30^\circ$, 150° , 210° bzw. 330° beträgt an den Schnittpunkten lediglich $\frac{1}{4}$ der Leistungsspitze.

Wie in Fig. 7 angegeben, ist die Momentanleistung, d. h. die auf den jeweiligen Phasenwinkel bezogene Leistung

$$P = (\sin \psi \cdot U) \cdot (\sin \psi \cdot I)$$

Werden die Höchstwerte gleichzeitig mit $U = 1$ und $I = 1$ zugrundegelegt, erhält man

$$P = (\sin \psi \cdot 1) \cdot (\sin \psi \cdot 1) = \sin^2 \psi.$$

Die $\sin \psi$ -Kurve gilt sowohl für den Fall $U = 1$ als auch $I = 1$.

Die in Fig. 7 eingezeichnete kleine, schwarze Dreiecksfläche bezeichnet die elektrische Arbeit, die aufgrund der Überschneidungen der Sinuskurve (in jeder Periode viermal) unterdrückt wird. Dabei handelt es sich nicht um einen Verlustwert, sondern lediglich um eine nicht ausgenutzte Grösse.

Aus Fig. 7 geht klar hervor, dass der Wegfall der überschneidenden Kurvenanteile auf die Gesamtkurve nur eine geringfügige Wirkung ausübt. Somit ist eine ununterbrochene Speisung der drei Motorwicklungen (RV(R), RV(S) und RV(T)) möglich, und zwar getrennt und in zeitlicher Aufeinanderfolge mit der aus der Stufe I stammenden Hauptenergie und jeweils mit der über die beiden oberen Kaskaden (für + und -) zu liefernden Restenergie. Die erforderliche Steuereinheit ist entsprechend der Beziehung der Steuersignale zur gesteuerten

Spannung (Strom) auszulegen. Die Steuersignale sind durch Sinuskurven darstellbar, die sich gemäss Fig. 6 in einer von der Kurvenmitte um $\pm 60^\circ$ verschobenen Phasenlage bei $\psi = 90^\circ$ schneiden.

Um es der Schaltung der Fig. 3 zu ermöglichen, eine der Leistung des Dreiphasenstroms analoge Leistung zu liefern, nehmen die Steuersignale für die Verstärker die Form beschnittener Sinuskurven gemäss Fig. 5 und 6 an. Die Steuersignale werden von einer Steuervorrichtung geliefert, welche die Steuersignale periodisch und in zeitlicher Folge im gegebenen Augenblick den entsprechenden Verstärkern der Stufe 1 zuführt und die gleichzeitig die oberen Verstärkerstufen II, III usw. entsprechend ansteuert. In Fig. 5 erzeugt die Stufe I jenen Teil der Kurve, der mit I bezeichnet ist, während die Kurventeile II und III von den Stufen II und III der Fig. 1 erzeugt werden.

Um die in wesentlichen rechteckige Form im Teil I der Kurve zu erzielen, werden die Stufen I(R), I(S) und I(T) als reine Schalter betrieben, und die Transistoren sind aus diesem Grunde höher belastbar, da sie keine Verstärkungskurven durchlaufen müssen. Gegebenenfalls können die Transistoren T und T' in den Stufen I(R), I(S) und I(T) durch Thyristoren ersetzt werden. In diesem Fall wirkt auf den rechteckigen Teil der Kurve der getriggerte Thyristor ein, während die restliche Sinuskurve von den Transistorverstärkern der oberen Stufen II, III usw. erzeugt wird. Auf diese Weise lässt sich dieselbe Leistungskurve wie vorher mit Transistoren erzielen.

Anhand der Fig. 14 sei folgende vorteilhafte Schaltungsvariante kurz beschrieben: Die beiden Stufen I seien, wie auch die oberen (II usw.), mit je nur einem Transistor oder Thyristor ausgerüstet. Parallelgeschaltet werden jedoch je 3 Thyristoren, also 3 Stück (T1+, T2+, T3+) für den Plus- und 3 Stück (T1-, T2-, T3-) für den Minus-Halbwechsel. Sie wirken an dieser Stelle als Verteilungsschalter, indem sie in geeigneter Zündfolge den erzielten Ausgangsstrom der Kaskadenstufen nacheinander auf die 3 Phaseneingänge (R, S, T) z. B. eines Drehstrommotors umschalten. Da stets ein Nulldurchgang dieser Ströme erfolgt, löschen die Thyristoren automatisch zum ebenfalls richtigen Zeitpunkt.

In gewissen Anwendungsfällen der Praxis kann die Stromzufuhr an einen Drehstrommotor auch im oberen Teil der restlichen Sinuskurve von der genauen Sinusform abweichen. So mag dieser obere Kurvenabschnitt aus Stufen entlang der Sinuskurve bestehen, mit denen die Grundform der Sinuskurve im wesentlichen darstellbar ist. In derartigen Fällen ist es stattdessen, die transistorisierten Verstärkerstufen zur Erzeugung des oberen Abschnittes der Sinuskurve durch Thyristorstufen mit niedrigen Schaltpegeln zu ersetzen, vorausgesetzt, dass die Umschaltzeitpunkte im Sinne einer Annäherung an die Sinuskurve korrekt gelagert sind.

Gegebenenfalls kann die in Fig. 3 angegebene Schaltung derart betrieben werden, dass sich eine Änderung der Amplituden sämtlicher drei Phasen des frequenzstabilisierten Drehstroms, die zur Frequenzangleichung zwecks optimaler Ausnützung eines Drehstrommotors für notwendig erachtet wird, leicht durchführbar ist, indem die Amplituden er in einer Steuervorrichtung erzeugten dreiphasigen Steuerspannungen zusammen mit der Frequenz derart automatisch geregelt werden, dass sie die reichlich dimensionierten Verstärkerkaskaden verschieden stark beeinflussen oder es wird der Weg beschritten, die speisenden Gleichspannungen entsprechend zu regeln.

Die Steuervorrichtung, die zur Verwendung mit der modifizierten Schaltungsanordnung der Fig. 3 eingesetzt wird, kann aus einer Impulsfolge hoher Grundfrequenz diejenigen Impulse aussondern, die sich im Betrieb von Zählstufen ergeben und in den richtigen Zeitpunkten zur Zündung und Löschung der entsprechenden Thyristoren dienen. Durch Anwendung einer derartigen Steuervorrichtung ergibt sich die

Möglichkeit, die Frequenz des Dreiphasenstroms nach Wunsch zu variieren, wobei hier lediglich die Impuls-Grundfrequenz variiert zu werden braucht, um am Ausgang einen regelbaren Dreiphasenstrom zu erhalten, der bei jeder Frequenz dieselben Kenndaten aufweist.

Bei der hier abgebildeten Ausführungsform der Erfindung muss die Stromversorgung immer aus einer Gleichspannungsquelle mit mehreren Anzapfungen für die Teilspannungen erfolgen. In den meisten Fällen wird diese Spannungsquelle durch Gleichrichtung der allgemeinen Netzspannung geschaffen. Wird in derartigen Fällen die für die gesamte Ausgangsenergie verfügbare Wechselspannung über einen grossen Netztransformator umgewandelt, um die erforderlichen Ausgangsspannungen zu erhalten, würde ein derartiges Netzteil sehr gross, teuer und schwer ausfallen.

Wesentliche Einsparungen lassen sich erzielen – zum Beispiel dort, wo der normale Netzstrom in Form eines Dreiphasenstroms bei 50 oder 60 Hz zur Verfügung steht – durch direkte Gleichrichtung der drei Phasen gegenüber Null. Zur Erzielung sowohl einer positiven als auch einer negativen Gleichspannung als Bezugspotential gegenüber Null sind in diesem Falle lediglich Einweggleichrichter erforderlich. Für jede der drei Phasen werden dann zwei Spannungen mit einer Welligkeit gemäss Fig. 6, nämlich 50%, erhalten. Um den erstrebten Vorteil grosser Wirtschaftlichkeit bei der Erzeugung dieser beiden Spannungen mit dem gewünschten Leistungspegel zu erzielen, sind (induktive und kapazitive) LC-Glieder einzusetzen, siehe Fig. 11. Durch den Einsatz potentialfreier Vollweggleichrichteranordnungen bekannter Art gelingt es dann, durch Addition oder Subtraktion zur bzw. von der festen Grundspannung beliebige Teilspannungen zu erzeugen, die ihrerseits keine weiteren Glättungsmassnahmen erfordern, da infolge der Heranziehung der drei Phasen und einer Vollweggleichrichtung sechs Gleichrichtungs-Scheitelwerte pro Periode erzeugt werden. Der Brummfaktor der Spannung beläuft sich auf

$$\sin 90^\circ - \sin 60^\circ = 1,0 - 0,866 = 0,134 = 13,4\%.$$

Diese Grösse ist im praktischen Betrieb, z. B. beim Betrieb eines Drehstrommotors, bedeutungslos. Andererseits ist der hier erzielte Vorteil von grosser Bedeutung, da eine Spannungsübersetzung lediglich für etwa $\frac{1}{3}$ der Leistung erforderlich wird und überdies die erfindungsgemäss erzielte Stromversorgung eine verhältnismässig konstante Leistung abgibt, d. h. keinen bemerkenswerten lastabhängigen Variationen unterliegt.

Um die Gefahr plötzlicher, 25%iger Leistungsstösse zu vermeiden, die mit einer Übergangsspannung von $V/2$, d. h. in der $\sin 30^\circ$ -Lage beim Wechsel von einer Phase R, S, T zur nächsten Phase, S, T, R (siehe Fig. 5 und 6) auftreten, lässt sich die Schaltung der Fig. 3 derart betreiben, dass die Spannungen beim Übergang von einer Phase zur anderen Pegel einnehmen, die sich von dem in Fig. 5 und 6 gezeigten Pegel ($V/2$) unterscheiden. Dies wird erreicht, wenn man die Übergangsspannung der Stufen I in Fig. 3 reduziert und diejenigen der Stufen II und III bzw. weiterer Stufen anhebt.

Soll andererseits die Gefahr plötzlicher Leistungsstösse völlig vermieden werden, dann kann der Übergang von einer Phase zur anderen bei Nullspannung anstatt bei der Spannung $V/2$ vor sich gehen, wie nunmehr unter Bezugnahme auf Fig. 8, 9 und 10 erklärt werden soll. Fig. 8 zeigt die Trennung der drei in Bild 6 abgebildeten Phasen R, S und T, d. h. eine dreimalige Wiedergabe der Fig. 5 unter Berücksichtigung der Phasenlage. Aus dem die Phase T darstellenden Detail geht hervor, wie plötzliche Leistungsstösse durch Verwendung einer sinusförmigen Spannung W vermieden werden können, deren Periode 240° bzw. $\frac{2}{3}$ der gewünschten Ausgangsfrequenz entspricht,

also einer Kurve mit voll ausgebildeter Formgebung gemäss Fig. 10. Die Frequenz dieser sinusförmigen Spannungskurve, mittels deren die Verstärkerkaskaden gesteuert werden, beträgt das 1,5fache der gewünschten Mehrphasen-Ausgangsfrequenz, und zwar aus folgendem Grund: Wie Fig. 5 zeigt, hat jede Amplitude der abgekappten sinusförmigen Kurve eine Länge, die einem Phasenwinkel von 120° entspricht. Innerhalb dieser Zone wird eine nicht abgekappte Halbwellenform im wesentlichen rechteckförmigen Impuls überlagert; die komplette Periode der Spannungskurve belegt 240° der Drehstromfrequenz (siehe auch Fig. 9). Dies bedeutet, dass einer vollen Periode bei Drehstromfrequenz 1,5 Perioden bei Steuerstrom bzw. Speisestromfrequenz entsprechen. Verwendet man zwei solche Sinusspannungen gemäss Fig. 9, die zueinander um 60° phasenverschoben sind, und werden diese Spannungen einer Vollweggleichrichtung unterzogen, so erhält man eine Kurvenform gemäss Fig. 10, die jetzt der Kurvenform der Fig. 6 entspricht, mit dem Unterschied, dass hier jede der sinusförmigen Halbwellen von «Null» ausgeht und keinerlei Stösse bzw.

Gleichstromkomponenten aufweist.

Hieraus entsteht eine weitere vorteilhafte Möglichkeit: Für den Fall, dass eine der möglichen Schaltungsanordnungen Thyristoren verwendet, ist es ratsam, den Null-Zustand der Halbwellen zeitlich so lange zu vergrössern, dass die Freiwerdezeit (Circuit commutated turn off time) der Thyristoren mit Sicherheit überschritten wird, um diese automatisch zu lösen. Diese Verweilzeit bei «null» kann dadurch erreicht werden, dass die Steuerungshalbwellen beim Übergang auf die nachfolgende Halbwellen am Fusspunkt elektrisch gekappt werden oder dass die Kaskadenstufen I eine geeignete Vorspannung erhalten, die gegen die Steuerungshalbwellen wirkt.

Aus Fig. 8 geht hervor, dass zur Erzielung der gleichen Scheitelspannung (siehe die negative T-Halbwellen) die Fläche der durch eine punktierte Linie angegebenen Sinuskurve W kleiner ist als die durch die abgekappte Original-Sinuskurve bestimmte Fläche. Dies bedeutet, dass auch die entsprechende Leistung kleiner ist. Um diesen Unterschied auszugleichen, müsste die Amplitude der Kurvenform, deren Frequenz das 1,5fache der Sinuskurvenfrequenz des gewünschten Ausgangsdrehstroms beträgt, um einen Betrag erhöht werden, der leistungsmässig die Summe der waagrecht schraffierten Teilflächen ausserhalb der sinusförmigen Halbwellen der senkrecht schraffierten Teilfläche innerhalb der Sinushalbwellen gleichmacht, wie aus der positiven T-Halbwellen der Fig. 8 ersichtlich ist.

Fig. 9 und 10 zeigen eine sinusförmige Kurve, die lediglich positive Halbwellen, und eine andere sinusförmige Kurve, die lediglich negative Halbwellen darstellt. Es muss daher ein automatisches Umschaltssystem zur Beaufschlagung der sechs Transistoren T und T' der beiden Stufen I (Fig. 3) mit den sinusförmigen Steuerspannungen zur Speisung der Verbraucher RV(R), RV(S) und RV(T) in Fig. 3, z. B. der drei Wicklungen eines Drehstrommotors vorgesehen werden. Hier soll weder die Methode zur elektronischen Erzeugung der Steuerspannungen noch ihre Ankopplung an die Transistoren der Verstärkerkaskade oder das automatische Umschaltssystem näher beschrieben werden, da zugrundegelegt werden kann, dass diese Einrichtungen auf verschiedenste Art und Weise entwickelt werden können, wobei die hierzu nötigen Mittel dem auf diesem Gebiet bewanderten Elektronikfachmann bekannt sind. Worauf es hier ankommt, ist die Erzielung des vergleichsweise glatten Ein- und Ausschwingens des Speisestroms mit Hilfe sinusförmiger Kennlinien, wobei die für Rechteckspannungen unvermeidlichen hohen Scheitelwerte umgangen werden können. Im übrigen bringt dies eine höhere Zuverlässigkeit der erfindungsgemässen Schaltungsanordnung, sowohl intern als auch extern, mit sich und reduziert gleichzeitig den Oberwellengehalt und daher die Verlustleistung sowie die im Motor erzeugte Wärme.

Fig. 11 zeigt bei näherer Betrachtung, dass die drei länglichen Rechtecke r, s, t drei Gleichrichteranordnungen darstellen, die beispielsweise zu bzw. von den Spannungen $+U_2$ und $-U_2$ alle drei dieser potentialfreien Spannungen hinzuaddieren bzw. subtrahieren. Wie Fig. 12 zeigt, besteht jede dieser Gleichrichteranordnungen aus einem Netztransformator 30 mit 6 getrennten Sekundärwicklungen 31 bis 36, wobei an jede dieser Wicklungen ein Brückengleichrichter (41 bis 46) oder ein sonstiger Gleichrichter angeschlossen ist und die Ausgangsspannungen dieser Gleichrichter entsprechend in Reihe geschaltet sind, um die gewünschten Teil- und Kombinationspannungen $-U_4$ bis $+U_4$ zu erreichen. Zur Speisung der Gleichrichteranordnungen r, s und t dienen drei Stromversorgungsphasen R, S und T, die gleichgerichtet sind, so dass alle drei Teilspannungen, wie bereits beschrieben, zuzüglich nur mehr einen Brummfaktor von 13,4% (und zwar nur von den hinzukommenden Spannungen) aufweisen.

Eine Glättungsrossel Dr, bei der zwei Wicklungen auf einen gemeinsamen Eisenkern gewickelt sind, liegt zwischen den Stromversorgungsphasen R, S, T und den Gleichrichteranordnungen r, s und t. Sind diese Wicklungen derart geschaltet, dass sich die positiven und negativen Gleichströme gegenseitig aufheben, kann der Eisenkern ohne Luftspalt oder nur mit einem kleinen Luftspalt aufgebaut werden, was eine stärkere Ankopplung der beiden Spulen und grössere induktive Reaktanzen oder, mit anderen Worten, einen besseren Glättungseffekt mit sich bringt. Ausserdem wird noch ein zusätzlicher Glättungseffekt infolge der reziproken Stromübertragung der Glättungskondensatoren und auch infolge der fliessenden Nutzströme bewirkt. Dies bedeutet, dass der Glättungseffekt relativ zum Anwachsen der Ausgangsströme verstärkt wird.

Eine weitere wesentliche Einschränkung der Kosten und der Grösse des Netzteils, in Verbindung mit dem Bestreben, Teilspannungen zu erhalten, soll nunmehr unter Bezugnahme auf Fig. 13 erklärt werden.

In der Anordnung gemäss Fig. 13 findet dieselbe Hauptgleichrichtung des Netzstroms mittels Halbweggleichrichter Gl für die drei Phasen statt wie in Fig. 11. Hier sind $+U_3$ und $-U_3$ die Ausgänge für Ströme nach einer derartigen Gleichrichtung und Siebung mittels der Drossel Dr und der beiden Hauptladekondensatoren 50, 51. Um die niedrigeren Spannungen $+U_2$, $+U_1$, $-U_1$ und $-U_2$ ohne den in Fig. 12 gezeigten Netztransformator abgreifen zu können, werden die an den Ausgängen vorgesehenen Kondensatoren von den Hauptgleichrichtern her über automatische elektronische Vorrichtungen genau auf die erwünschten Potentiale aufgeladen.

Parallel zu jedem der beiden Kondensatoren 50, 51 ist ein ohmscher Spannungsteiler geschaltet, der Widerstände 52 bis 54 bzw. 55 bis 57 umfasst. Der Zweck dieser Spannungsteiler ist es, die Vorspannungen für die NPN-Transistoren 60, 61 und die PNP-Transistoren 62, 63 bereitzustellen. Die Verbindungspunkte zwischen den Widerständen 52 und 53 bzw. 53 und 54 sind mit $+2$ und $+1$ bezeichnet, während die Verbindungspunkte der Widerstände 52 mit der zum Anschluss $+U_3$ führenden Leitung mit $+3$ bezeichnet ist. Ebenso entsprechen die mit -3 , -2 und -1 bezeichneten Verbindungspunkte jeweils dem Verbindungspunkt zwischen Widerstand 57 und der zum Anschluss $-U_3$ führenden Leitung und den Verbindungspunkten zwischen den Widerständen 56, 57 bzw. 55, 56. Aus praktischen Gründen sollen die Bezeichnungen $+1$ bis $+3$ und -1 bis -3 auch dazu dienen, die an diesen Verbindungspunkten vorhandenen Potentiale zu kennzeichnen. Die Emitter der Transistoren 60 bis 63 sind an die Klemmen $+U_2$ bis $-U_2$ herangeführt. Die Kondensatoren 70, 71 liegen zwischen Erde und den Anschlüssen $+U_1$ bzw. $-U_1$, und die Kondensatoren 72 bis 75 sind den Anschlüssen $+U_1$, $+U_2$, $+U_2$, $+U_3$; $-U_1$, $-U_2$ bzw. $-U_2$, $-U_3$ parallel geschaltet.

Die Anordnung arbeitet folgendermassen: $+3 + 2 + 1 - 1$

$-2 - 3$ sind die an den beiden Bezugsspannungsteilern zwischen $+U_3$ und 0 und zwischen $-U_3$ und 0 liegenden Spannungen. $+3$ ist identisch mit $+U_3$, und -3 mit $-U_3$. Dasselbe gilt für die Zwischenstufen $+2$ und $+1$, vorausgesetzt, dass die an den Ausgängen liegenden Kondensatoren 72, 74, 70 und 71 sämtlich auf dieselben Potentiale aufgeladen sind. Sobald jedoch die vier Abgriffe $+U_1$ und $+U_2$ entweder intern oder von aussen her belastet werden, fallen ihre Potentiale ab, und diese Reduktion produziert Potentialunterschiede bezüglich der zugehörigen Spannungsteilerpunkte $+1$ und $+2$. Diese Differenzspannungen wirken im selben Moment, in dem sie erzeugt werden, als Steuerspannungen auf die Transistoren 60, 61 und 62, 63 ein, die dann ihrerseits sofort Strom aus den benachbarten höheren Stufen aufnehmen und diesen Strom an ihre eigenen Ausgänge abgeben, bis ihr Potential wiederum gleich dem am zugehörigen Verbindungspunkt des Spannungsteilers geworden ist. Diese Fähigkeit der raschen Potentialänderung lässt die Verwendung kleiner Kondensatoren 70 bis 75 an den Ausgängen zu, wohingegen die beiden Hauptladekondensatoren 50, 51 reichlich zu dimensionieren sind. Dies ist zum Zweck einer wirksamen Glättung in Verbindung mit der Hauptgleichrichtung ohnehin erforderlich. Zenerdioden 76 bis 79, die mit den Transistoren 60 bis 63 verbunden sind, verhindern die Ausbildung übermässig hoher Basis-Emitterspannungen und schützen die Transistoren 60-63.

Will man hohe Ströme auf diese Weise steuern, sind geeignete Hochstromtransistoren einzusetzen, die aber dann mit einer entsprechend höheren Steuerleistung betrieben werden müssen. Um aber die Spannungsteiler für einen derartigen Fall nicht zu niederohmig werden zu lassen (denn sie sind ja an der Erzeugung des Steuerstroms beteiligt), empfiehlt sich die Einfügung von (hier nicht dargestellten) Treiberstufen, obwohl jeder dieser Treiber seine eigene Stromzufuhr benötigen würde, da die Treiber mit verschiedenen Potentialen arbeiten. Es genügt, einen kleinen Netztransformator vorzusehen, der eine entsprechende Anzahl von Sekundärwicklungen für verhältnismässig geringe Spannungen und Ströme aufweist, sowie Mittel zur Gleichrichtung.

Das in Fig. 13 dargestellte Beispiel sieht NPN-Transistoren 60, 61 im positiven Abschnitt und PNP-Transistoren 62, 63 im negativen Abschnitt vor. Sind derart komplementäre Typen nicht leicht beziehbar, kann das erfindungsgemässe Ausführungsbeispiel der Fig. 13 auch zum Einsatz von NPN-Transistoren im negativen Sektor eingerichtet werden, derart, dass ihre Arbeitsweise im erforderlichen Sinn sichergestellt wird. Dies erfordert eine entsprechende Abänderung der Schaltungsanordnung, zu deren Durchführung der Fachmann durchaus imstande ist und die daher nicht näher beschrieben wird. Dasselbe gilt für die etwa erforderlichen (hier nicht dargestellten) Treiberstufen.

Die oben beschriebene Methode zur Erzielung der Teilspannungen $+U_1$ und $+U_2$ ist selbstverständlich auf Spannungen beschränkt, die kleiner als $+U_3$ sind. Will man höhere Spannungen abgreifen, so zum Beispiel $+U_4$, gelten die im Zusammenhang mit Fig. 11 gegebenen Erklärungen. Fig. 13 deutet jedoch auf weitere zwei Möglichkeiten auch in diesem Zusammenhang hin:

An den Eingängen der Drossel Dr, d. h. an den mit $+$ und $-$ bezeichneten Klemmen liegen die in Fig. 6 dargestellten Spannungen, die über den Gleichrichter Gl permanent (und niederohmig) an das Drehstromnetz gekoppelt sind. Ebenso niederohmig gegenüber Wechselstrom sind die beiden Ausgänge der Drossel Dr über die beiden grossen Ladekondensatoren 50, 51 mit dem Nulleiter verbunden oder geerdet. Dies bedeutet, dass die Spannungsabfälle an den beiden Wicklungen der Drossel Dr eine hohe Leistung abgeben können. Im positiven Abschnitt der Fig. 13 werden die restlichen oberen Sinuskomponenten oberhalb $+U_3$ direkt an den Ausgang $+U_4$ herangeführt nach

erfolgter Gleichrichtung aus dem Netz. Grob gesprochen ähnelt die Form dieser Restspannungen der Kennlinie derjenigen einer Kennlinie, wie sie durch einphasige Halbwellengleichrichtung erzielbar ist, jedoch mit einer höheren Frequenz, und zwar dem Dreifachen der Netzfrequenz.

Im negativen Sektor der Fig. 13 werden die identischen (negativen) Restkomponenten der Kennlinie der Primärwicklung eines Transformators 80 zugeführt. Nach Übersetzung in eine gewünschte Spannung werden auch diese restlichen Teilspannungen dem Ausgang ($-U_4$) über einen Vollweggleichrichter 81 zugeführt, wobei jedoch hier die Ausgangsspannung die gewünschte Grösse aufweist und in Form einer gut geglätteten Gleichspannung verfügbar wird.

Der Transformator 80 kann relativ klein gehalten werden, da die umzuwandelnde Frequenz dreimal so hoch ist und die oberen Stufen eines Kaskadenverstärkers, falls sie angeschlossen werden, ohnehin nur einen Teil der Gesamtleistung benötigen. Zwar wird die Qualität der Kennlinie durch die Verarbeitung ihrer Restkomponenten verbessert, doch kommt der Nichterreichung einer Sinuskurvenform bei der Erzeugung der Gleichspannung (U_4) nur sekundäre Bedeutung zu.

Eine weitere Möglichkeit, die restlichen oberen Sinuskomponenten in eine besonders grosse Gleichspannung an den Anschlüssen $+U_4$ und $-U_4$ umzuwandeln, kann leicht durch die Anwendung der Villard-Verdoppelungsschaltung durchgeführt werden, die hier nicht erklärt werden muss, da sie allgemein bekannt ist.

Die Erfindung eignet sich für zahlreiche praktische Anwendungen, da die hier beschriebenen Schaltungsanordnungen die Frequenz und Amplitude der Speisespannung für Drehstrommotoren stufenlos regeln können.

Zu diesen Anwendungen gehören Walzwerke, bei denen die Motordrehzahlen in den verschiedenen Walzstadien genau abgeglichen werden müssen. Dies kann nunmehr mit Hilfe der hier beschriebenen Schaltungsanordnung ohne Schwierigkeiten automatisch erfolgen. Derselbe Vorteil kann auch in der Papier- und der Textilindustrie grosse Bedeutung gewinnen. Die Möglichkeit, eine Frequenzänderung vorzunehmen, wird es in Zukunft möglich machen, die Regelautomatik des Programmablaufs einer Werkzeugmaschine derart zu erweitern, dass die für jeden einzelnen Verfahrensschritt passende Drehzahl automatisch wählbar ist, z. B. derart, dass niedrige Drehzahlen für grobe Dreharbeit, hohe Drehzahlen für feine Dreharbeit und besonders niedrige Drehzahlen zum Ausräumen oder Gewindeschneiden zur Anwendung gelangen.

Diese Möglichkeit kann sich als bedeutender technischer und wirtschaftlicher Fortschritt bei der Massenfertigung, beispielsweise an Drehautomaten, erweisen.

Um einen gleichzeitig geregelten Betrieb z. B. mehrerer Werkzeugmaschinen zu erzielen, können diese parallel auf den Ausgang eines Kaskadengenerators geschaltet werden, vorausgesetzt dessen leistungsmässige Dimensionierung erlaubt das. Wenn jedoch in einer Fertigungsanlage eine beträchtliche Anzahl von Maschinen voneinander unabhängig geregelt laufen sollen, besteht die Möglichkeit, statt der herkömmlichen Stromversorgung aus dem Netz eine Anlage einzusetzen, die eine stufenweise unterteilte Betriebsspannung an sämtliche Maschinen liefern kann, wobei jede einzelne Maschine ihren eigenen statischen Stromerzeuger besitzt. Auf diese Weise lassen sich beträchtliche finanzielle und räumliche Einsparungen

erzielen, so dass der maschinenseitig gewonnene Gesamtverlust die Herstellungskosten für den Kaskadengenerator aufwiegt, indem die Kosten für normalerweise vorzusehende Zahnrad-Umschaltgetriebe sowie der für solche Anordnungen erforderliche Raum eingespart wird. Ausserdem erhält man infolge des Wegfalls derartiger Anordnungen leichtere Maschinen.

Was das gemeinsame Stromversorgungsaggregat anbelangt, könnte man einen Gleichrichter für die normale 50/60-Hz-Netzspannung verwenden. Im Hinblick auf die grosse Ausgangsleistung bestünde jedoch der Nachteil einer stark ausgeprägten Welligkeit, deren Glättung Schwierigkeiten bereiten kann. Im oben erwähnten Beispiel, d. h. bei Fabrikanlagen oder bei Anlagen mit einer hohen Ausgangsleistung ist ein Umformeraggregat mit umlaufenden Maschinen von Vorteil. Für diesen Fall besteht die Möglichkeit, als Antriebskraftherzeuger einen Elektromotor zu verwenden, der in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung des Generators geregelt wird, oder ein beliebiges anderes Triebwerk, beispielsweise einen Dieselmotor, der einen angekoppelten Generator antreibt. Andererseits liesse sich der Generator so einrichten, dass er die mit den nötigen Abstufungen erforderlichen Teilspannungen für die Kaskadengeneratoren liefert, wobei ein Generator mit dem gegebenen Bedarf entsprechenden Wicklungsabgriffen entweder zur Abgabe einer direkten Gleichspannung mit kleiner pulsierender Leistung (je nach Generatortyp) oder zur Abgabe einer Wechselspannung höherer Frequenz, mit Teilspannungen und Gleichrichtung, vorzusehen wäre. Der Gleichstromgenerator müsste dann mit mehreren Kollektoren, und der Wechselstromgenerator mit mehreren Schleifringen ausgestattet sein.

Gemäss einer besonderen Ausführungsform würde sich die Leistungserzeugung eines Verbrennungsmotors (für Benzin, Wasserstoff, Methan oder Methanol usw.) mit einem angekoppelten Wechselstromgenerator mit oberhalb der Netzfrequenz liegender Betriebsfrequenz und mit Gleichrichter besonders wirtschaftlich für Kraftfahrzeuge erweisen, da dies die Zuordnung unabhängig voneinander regelbarer Wechselstrommotoren zu jeder einzelnen Achse des Fahrzeugs ermöglicht. Da hier der Verbrennungsmotor mit praktisch gleichbleibender Drehzahl laufen könnte, wäre die Anpassung an Umgebungs-schutzbestimmungen leichter, als bei einem Motor, der bei Umschaltung der Gänge mit ständig wechselnder Drehzahl laufen muss. Eine andere Möglichkeit besteht darin, das Triebwerk zum Antrieb eines Generators zu benutzen, der zur Aufladung einer oder mehrerer Akkumulatoren dient. Diese Akkumulatoren würden sich nicht nur zur Speisung eines Kaskadengenerators, sondern auch zum Abgreifen von Teilspannungen eignen.

Ein weiterer Anwendungsfall ist die Möglichkeit, elektrische Energie für Schienenfahrzeuge in Form eines Wechselstroms zu liefern, dessen Frequenz über der Netzfrequenz liegt, und zwar unter Verwendung einer Stromschiene bzw. eines Oberleitungssystems, das geringe und weniger kostspielige Dimensionierungen des Spartransformators 16 (siehe Fig. 3) zulässt. Auch die Glättung der Welligkeit würde sich weniger aufwendig gestalten, wobei die zum Antrieb jeder Fahrzeugachse erforderliche mechanische Kraft im Schienenfahrzeug selbst erzeugt werden könnte, ohne dass hierzu auf die kostspielige Bereitstellung eines eigenen Triebwagens oder einer Lokomotive zurückzugreifen wäre.

Fig. 1.

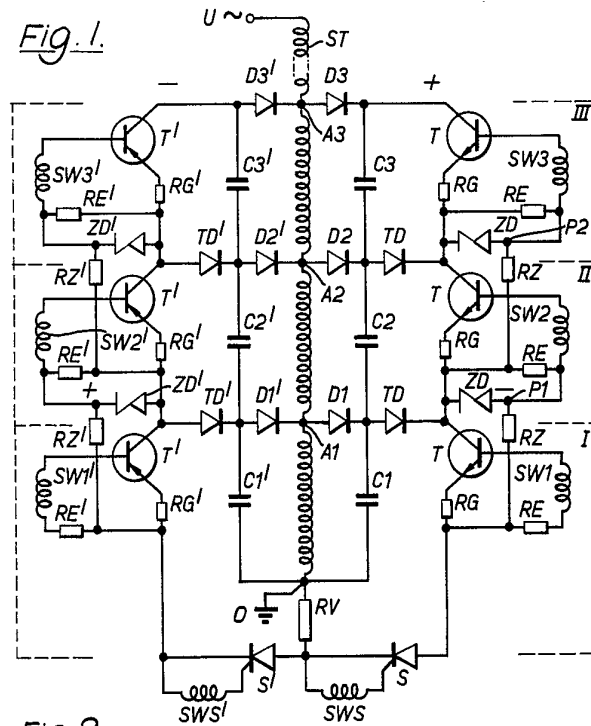


Fig. 2.

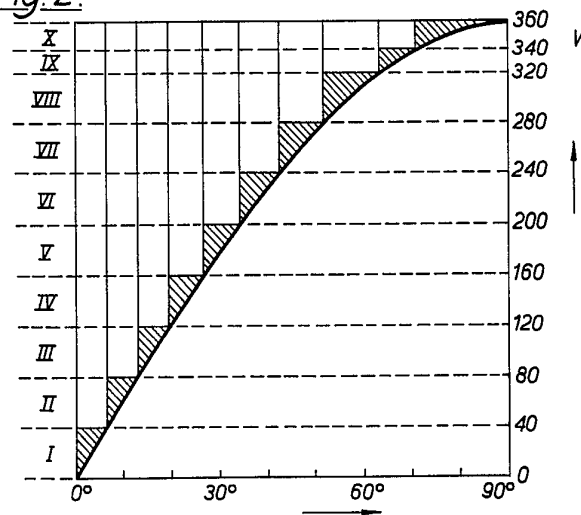


Fig. 3.

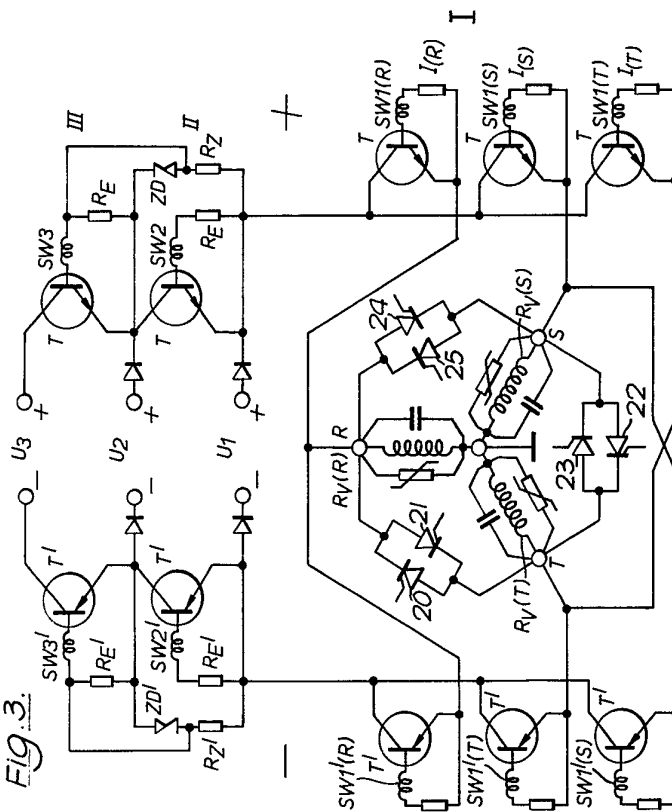


Fig. 4.

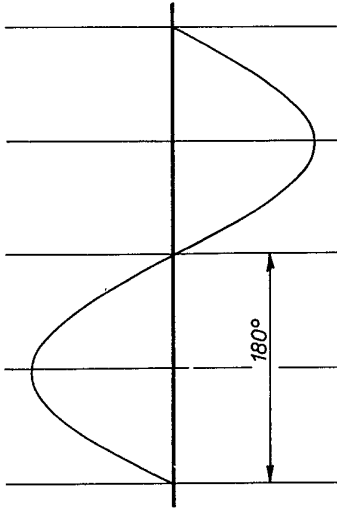


Fig. 5.

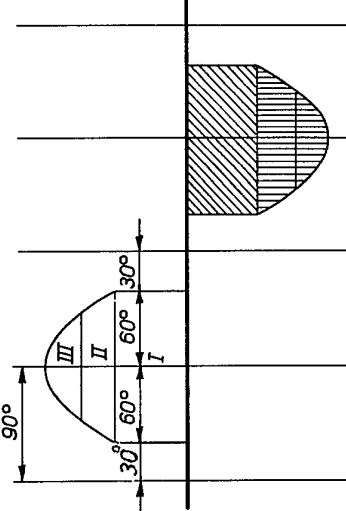


Fig. 6.

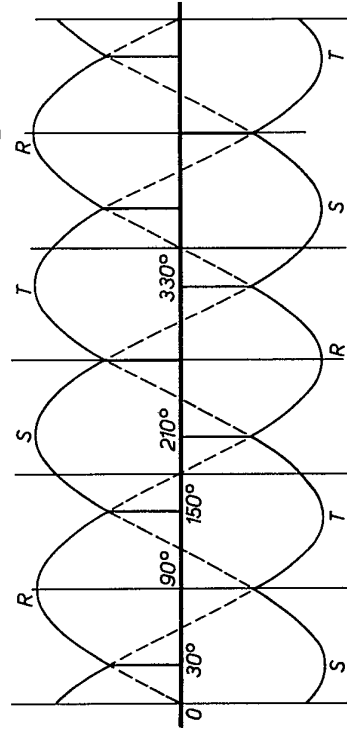


Fig. 7.

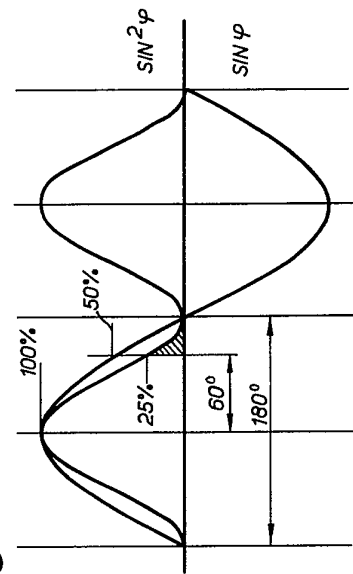


Fig. 12.

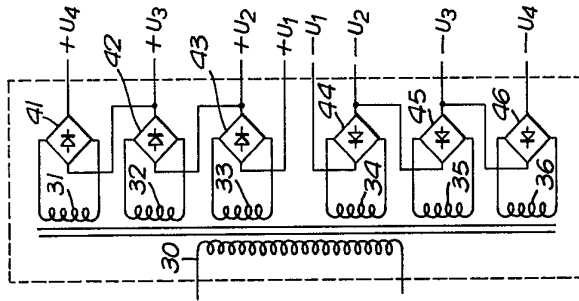


Fig. 13.

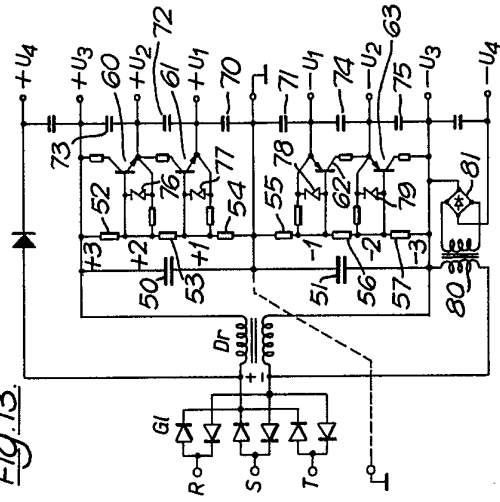


Fig. 8.

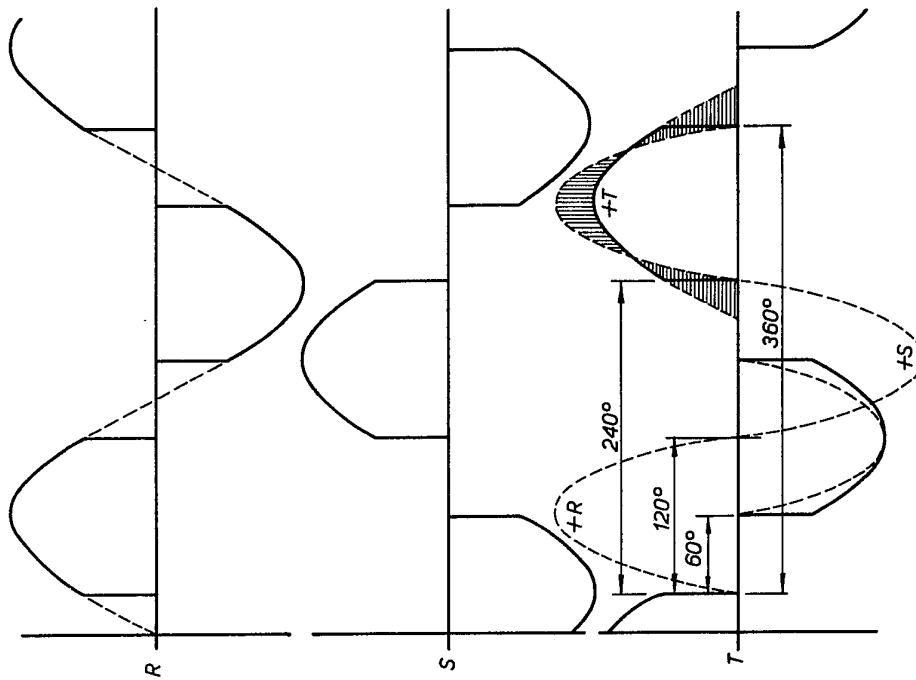


Fig. 9.

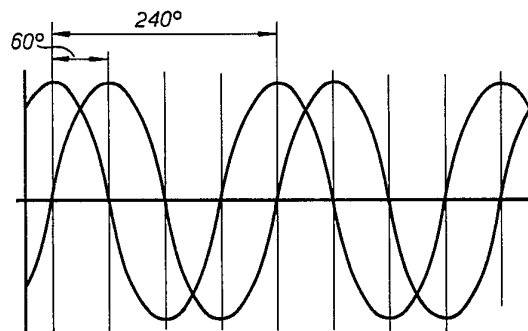


Fig. 10.

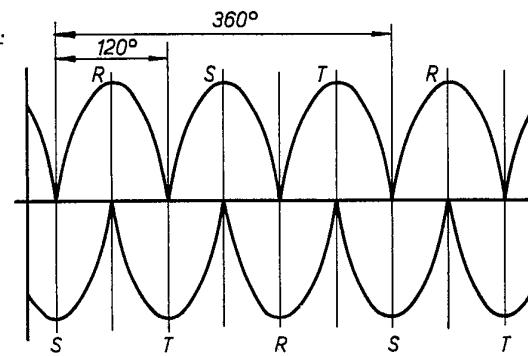


Fig. 11.

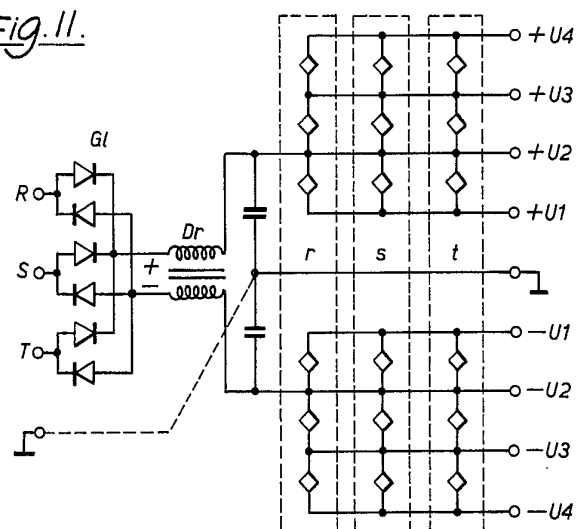


Fig. 14

