



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ CH 668 842 A5

⑤① Int. Cl.4: G 05 F 3/04
H 02 P 13/00
B 23 K 11/24

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENTSCHRIFT** A5

⑳ Gesuchsnummer: 3613/82

⑦③ Inhaber:
Elpatronic AG, Zug

㉔ Anmeldungsdatum: 10.06.1982

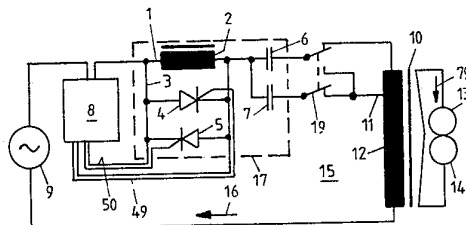
㉔ Patent erteilt: 31.01.1989

④⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 31.01.1989

⑦② Erfinder:
Opprecht, Paul, Bergdietikon

⑤④ **Einrichtung zur stufenlosen Steuerung der Amplitude eines sinusförmigen elektrischen Wechselstromes.**

⑤⑦ Die Einrichtung geht aus von einem im Wechselstromkreis (15) liegenden Stellglied (17) und Mitteln (8) zu dessen Betätigung. Es werden über einen relativ grossen Stellbereich ähnlich geringe Wirkleistungsverluste und niedrige Klirrfaktoren wie bei bekannten Stelltransformatoren angestrebt, was jedoch nahezu verzögerungsfrei und stufenlos mittels elektronischer Steuerung erreicht werden soll. Das Stellglied (17) umfasst eine Parallelschaltung eines ersten und eines zweiten Stromzweiges (1, 3), mit einem induktiven Widerstand (2) im ersten und einem in Sperr- und Durchlasszustand versetzbaren steuerbaren Schaltorgan (4, 5) im zweiten Stromzweig (3). Die Betätigungsmittel für das Stellglied (17) umfassen Steuermittel (8), um das Schaltorgan (4, 5) in jeder Halbwelle des Wechselstromes über einen veränderbaren Teil derselben vom Sperrzustand in den Durchlasszustand zu versetzen. Anwendung z.B. im Primärkreis des Schweisstransformators (10) einer Widerstands-Schweisssmaschine.



PATENTANSPRÜCHE

1. Einrichtung zur stufenlosen Steuerung der Amplitude eines in einem Stromkreis fließenden, im wesentlichen sinusförmigen elektrischen Wechselstromes mit einem in dem Stromkreis liegenden Stellglied und Mitteln zur Betätigung des Stellgliedes, dadurch gekennzeichnet, dass das Stellglied (17, 23) eine Parallelschaltung eines ersten und eines zweiten Stromzweiges (1, 3) mit einem induktiven Widerstand (2) in dem ersten Stromzweig (1) und einem in einen Sperr- und einen Durchlasszustand versetzbaren steuerbaren Schaltorgan (4, 5; 27, 28) in dem zweiten Stromzweig (3) umfasst, wobei das Schaltorgan einen in dem zweiten Stromzweig liegenden Widerstand bildet, der im Sperrzustand des Schaltorgans ein Vielfaches des induktiven Widerstandes (2) beträgt, und wobei der induktive Widerstand (2) ein Vielfaches des von dem Schaltorgan (4, 5; 27, 28) im Durchlasszustand gebildeten Widerstandes beträgt, und dass die Mittel zur Betätigung des Stellgliedes Steuermittel (8; 24) umfassen, um das Schaltorgan in jeder Halbwelle des Wechselstromes über einen veränderbaren und durch die Steuermittel steuerbaren Teil der Halbwelle vom Sperrzustand in den Durchlasszustand zu versetzen.

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der induktive Widerstand von einer Drossel (2) gebildet ist.

3. Einrichtung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass in dem ersten Stromzweig (1) nur die Drossel (2) liegt.

4. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass das Stellglied (23) ein in Reihe zu der Parallelschaltung der beiden Stromzweige (1, 3) geschaltetes Blindschaltglied (18) umfasst.

5. Einrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass das Blindschaltglied ein Kondensator (6, 7) ist.

6. Einrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass das Blindschaltglied eine Drossel ist.

7. Einrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass das Blindschaltglied eine Reihenschaltung eines Kondensators und einer Drossel ist.

8. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass das steuerbare Schaltorgan von zwei in entgegengesetzter Durchlassrichtung parallelgeschalteten Thyristoren (4, 5; 27, 28) gebildet ist.

9. Einrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass in dem zweiten Stromzweig (3) nur die Parallelschaltung der beiden Thyristoren (4, 5; 27, 28) liegt.

10. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass die zur Betätigung des Stellgliedes (17) vorgesehenen Steuermittel (8, 24) einen Stelltrieb (30) mit steuerbaren Umschaltmitteln (43, 44, 47, 48, 49, 50) zur Umschaltung des Schaltorgans (4, 5) von einem zum anderen seiner beiden von Sperr- und Durchlasszustand gebildeten Schaltzustände und Synchronisierungsmittel (32, 37, 38, 39, 40) zur Synchronisation der Umschaltmittel auf die Phasenlage des Wechselstromes umfassen.

11. Einrichtung nach den Ansprüchen 8 und 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Umschaltmittel einen Impulsgenerator (43, 44, 47, 48, 49, 50), der einem der beiden Thyristoren (4) jeweils während der Anstiegsflanke der positiven Halbwellen des Wechselstromes und dem anderen Thyristor (5) jeweils während der Anstiegsflanke der negativen Halbwellen des Wechselstromes einen Zündimpuls zuführt, und die Synchronisierungsmittel ein Fühlorgan (32, 59) zum Abfühlen der Phasenlage des Wechselstromes oder der diesen erzeugenden Generatorspannung und Mittel (38, 40) zur Steuerung des Impulsgenerators entsprechend dieser Phasenlage umfassen.

12. Einrichtung nach Anspruch 10 oder 11, dadurch

gekennzeichnet, dass die zur Betätigung des Stellgliedes (17) vorgesehenen Steuermittel (8) ein auf den Stelltrieb (30) wirkendes verstellbares Steuerglied (31) zur Einstellung der Phasenlage der Umschaltzeitpunkte in den einzelnen Halbwellen des Wechselstromes umfassen, das vorzugsweise von einer Parallelschaltung eines Kondensators (37) und eines Stellwiderstandes (42) gebildet ist.

13. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass die zur Betätigung des Stellgliedes (17) vorgesehenen Steuermittel (8) eine Regeleinrichtung (8, 24) zur selbsttätigen Einregelung der Amplitude des Wechselstromes auf einen vorgegebenen einstellbaren Wert umfassen.

14. Einrichtung nach den Ansprüchen 10 und 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Regeleinrichtung einen eine Messeinrichtung zur Messung der Amplitude des Wechselstromes umfassenden Istwert-Geber (53), einen auf einen vorgegebenen Sollwert einstellbaren Sollwert-Geber (54) und einen eingangsseitig mit der von der Differenz zwischen Istwert und Sollwert gebildeten Regelabweichung beaufschlagten und ausgangsseitig auf den Stelltrieb (51) wirkenden Regelverstärker (52) umfasst.

15. Einrichtung nach den Ansprüchen 11 und 14, gekennzeichnet durch einen primärseitig von dem Wechselstrom durchflossenen Messübertrager (59) mit einen Teil der Messeinrichtung bildenden ersten Sekundärwicklung (60) und einen Teil des Fühlorgans bildenden zweiten Sekundärwicklung (62).

16. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 15 in einem mit einem Schweißstransformator versehenen elektrischen Widerstands-Schweißmaschine zur stufenlosen Steuerung der Amplitude eines im wesentlichen sinusförmigen Schweißstromes, dadurch gekennzeichnet, dass das Stellglied (17) im Primärstromkreis des Schweißstransformators (10) liegt.

BESCHREIBUNG

Die Erfindung bezieht sich auf eine Einrichtung zur stufenlosen Steuerung der Amplitude eines in einem Stromkreis fließenden, im wesentlichen sinusförmigen elektrischen Wechselstromes mit einem in dem Stromkreis liegenden Stellglied und Mitteln zur Betätigung des Stellgliedes.

Einrichtungen dieser Art sind in den verschiedensten Ausbildungsformen bekannt. Beispielsweise kann schon ein einfacher, in einem Wechselstromkreis angeordneter, stufenlos veränderbarer Stellwiderstand eine solche Einrichtung bilden, wobei in diesem Fall der Stellwiderstand das Stellglied und der verstellbare Abgriff an dem Stellwiderstand das Mittel zur Betätigung des Stellgliedes bildet. Andere Einrichtungen dieser Art sind aus der Transistortechnik bekannt, bei denen im Prinzip anstelle des vorgenannten veränderbaren Stellwiderstandes ein Transistor oder in symmetrisch aufgebauten Schaltungen ein Transistorpaar tritt, wobei dann der Transistor bzw. das Transistorpaar das Stellglied und die Vorrichtung zur Erzeugung der Steuerspannung an der bzw. den Basis-Emitter-Strecken des bzw. der Transistoren die Mittel zur Betätigung des Stellgliedes bildet. Alle diese bekannten Einrichtungen der eingangs genannten Art mit konkreten oder mit Hilfe von Transistoren elektronisch nachgebildeten Stellwiderständen haben aber den Nachteil, dass am Stellglied Wirkleistungsverluste auftreten, deren Höhe im Verhältnis zu der Verbraucherleistung proportional dem Verhältnis des Widerstandswertes des konkreten oder elektronisch nachgebildeten Stellwiderstandes zum Verbraucherwiderstand ist und die daher sowohl aus energetischen

Gründen wie auch wegen der Umwandlung dieser Wirkleistungsverluste in Stromwärme und der sich damit ergebenden meist unzulässig starken Erwärmung des Stellgliedes eine Anwendung des Aufbauprinzips mit konkreten oder elektronisch nachgebildeten Stellwiderständen als Stellglied für die Steuerung von höheren Strömen jedenfalls dann, wenn grössere Steuerbereiche erforderlich sind, von vornherein ausschliessen.

Bei einer anderen Gruppe bekannter Einrichtungen der eingangs genannten Art wird zur stufenlosen Steuerung des Stromes anstelle eines Spannungsabfalles an einem Wirkwiderstand im Prinzip eine der im Wechselstromkreis wirkenden Generatorspannung entgegenwirkende, stufenlos steuerbare Gegenspannung erzeugt. Zu dieser Gruppe gehören in erster Linie die Stelltransformatoren und im weiteren Sinne auch steuerbare Induktivitäten, also die von Magnetverstärkern her bekannten sogenannten Transduktoren. In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass Induktivitäten in der Wechselstromtechnik zwar allgemein als passive Blindwiderstände behandelt werden, physikalisch gesehen jedoch keine Widerstände, sondern vielmehr Generatoren von durch die Stromänderung des hindurchfliessenden Stromes erzeugten Gegenspannungen sind. Bei den als Spartransformatoren ausgebildeten Stelltransformatoren wird in dem zwischen Generator und Verbraucher bzw. zwischen Generator und Abgriff liegenden Wicklungsteil im Prinzip eine zur Generatorspannung phasengleiche Gegenspannung bzw. eine gegen die Generatorspannung um 180° phasenverschobene Spannung erzeugt, deren Höhe durch Verstellung des Abgriffes stufenlos steuerbar ist. Bei Stelltransformatoren mit getrennter Primär- und Stellwicklung sind die Verhältnisse weniger übersichtlich, aber auch dort wird im Prinzip im Primärkreis eine zur Generatorspannung phasengleiche Gegenspannung erzeugt, deren Höhe durch Verstellung des Abgriffes an der Stellwicklung stufenlos steuerbar ist. Bei im Wechselstromkreis liegenden steuerbaren Induktivitäten wird durch den hindurchfliessenden Wechselstrom in der Induktivität eine zur Generatorspannung um 0° bis 90° phasenverschobene Gegenspannung erzeugt, die eine mit der Generatorspannung phasengleiche Gegenspannungskomponente hat, deren Höhe durch Verstellung der Induktivität stufenlos steuerbar ist. Neben Stelltransformatoren und steuerbaren Induktivitäten gibt es ferner auch bekannte Transistorschaltungen zur stufenlosen Wechselstromsteuerung, die im Prinzip in einem Wechselstromkreis eine der Generatorspannung entgegenwirkende, stufenlos steuerbare Gegenspannung erzeugen. Alle diese bekannten Einrichtungen der eingangs genannten Art, bei denen zur Stromsteuerung eine der Generatorspannung entgegenwirkende, stufenlos steuerbare Gegenspannung erzeugt wird, haben gegenüber den obengenannten bekannten Einrichtungen der eingangs genannten Art, bei denen die Stromsteuerung mittels eines konkreten oder elektronisch nachgebildeten Stellwiderstandes erfolgt, generell den Vorteil, dass bei der Steuerung mittels Gegenspannungen im Gegensatz zur Steuerung mittels Stellwiderständen im Prinzip keine Wirkleistungsverluste auftreten und die Steuerung mittels Gegenspannungen daher auch bei sehr hohen Strömen anwendbar ist. Die nach dem Prinzip der Gegenspannungssteuerung arbeitenden bekannten Einrichtungen haben aber andere Nachteile, die ihre Einsatzmöglichkeiten im Bereich der stufenlosen Steuerung von Wechselströmen wesentlich einschränken. So ist der Stelltransformator zwar in elektrischer Hinsicht ein nahezu ideales Stellglied, hat aber in praktischer Hinsicht den entscheidenden Nachteil, dass seine Verstellung nur auf mechanischem oder elektromechanischem Wege erfolgen kann und sich daher eine beträchtliche Zeitverzögerung zwischen einer Änderung der Steuergrösse und

der entsprechenden Nachstellung des Stelltransformators bei einer Einrichtung der eingangs genannten Art mit einem Stelltransformator als Stellglied ergibt. Ein weiterer in manchen Einsatzfällen nicht unbedeutender prinzipieller Nachteil von Stelltransformatoren ist die Tatsache, dass Stelltransformatoren genau genommen keine stufenlose Steuerung, sondern nur eine Steuerung in sehr kleinen, von der Windungsspannung in der Stellwicklung bestimmten Stufen ermöglichen. Steuerbare Induktivitäten weisen, jedenfalls soweit es sich sogenannte Transduktoren bzw. um gleichstromvormagnetisierbare Drosseln mit durch Änderung der Gleichstromvormagnetisierung veränderbarem magnetischen Widerstand des Magnetflusskreises handelt, den bei Stelltransformatoren gegebenen Nachteil der ausschliesslich mechanischen Verstellbarkeit und der damit verbundenen beträchtlichen Zeitverzögerungen nicht auf, jedoch reagieren auch sie auf Veränderungen der Steuergrösse, also des Vormagnetisierungsstromes bzw. der diesen antreibenden Spannung, verhältnismässig träge, was in erster Linie auf die verhältnismässig grossen Windungszahlen und die daraus resultierenden relativ hohen Induktivitäten der Stellwicklungen von Transduktoren zurückzuführen ist, die in Verbindung mit den relativ geringen ohmschen Widerständen im Steuerkreis zu relativ grossen Steuerzeitkonstanten führen. Ein entscheidender Nachteil von steuerbaren Induktivitäten bzw. von Transduktoren als Stellgliedern in Einrichtungen der eingangs genannten Art ist ferner der hohe Klirrfaktor, den Transduktoren aufgrund der einen ausgesprochenen Knick an der Sättigungsgrenze aufweisenden Magnetisierungskennlinien ihrer Eisenkerne wegen ihres infolge der Vormagnetisierung etwa in diesem Knickpunkt liegenden Arbeitspunktes in dem gesteuerten Wechselstrom verursachen. Die nach dem Prinzip der Gegenspannungssteuerung arbeitenden bekannten Transistorschaltungen schliesslich haben den Nachteil, dass sie wegen der beschränkten Spannungsbelastbarkeit von Hochstromtransistoren nur in Niederspannungsanlagen einsetzbar sind und auch in ihrer maximalen Steuerleistung auf relativ niedrige Werte beschränkt sind. Ausserdem sind die zum Betrieb dieser Transistorschaltungen erforderlichen Leistungen relativ zur maximalen Steuerleistung der Schaltung wesentlich grösser als bei steuerbaren Induktivitäten, so dass auch bei den nach dem Prinzip der Gegenspannungssteuerung arbeitenden Transistorschaltungen beträchtliche Erwärmungen auftreten können.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass es bisher trotz intensiver Bemühungen der auf dem Gebiet der Steuer- und Regeltechnik tätigen Fachwelt noch nicht gelungen ist, eine Steuereinrichtung der eingangs genannten Art zu schaffen, die einerseits gleiche oder ähnlich günstige Eigenschaften hinsichtlich Wirkleistungsverlusten und Klirrfaktor sowie hinsichtlich eines relativ grossen Stellbereiches wie ein Stelltransformator hat und andererseits aber eine praktisch verzögerungsfreie stufenlose elektronische Steuerung gestattet. Aus diesem Grunde wurde bisher bei Steuereinrichtungen zur stufenlosen elektronischen Steuerung von elektrischen Wechselströmen, jedenfalls soweit es sich dabei um starkstromtechnische Einrichtungen handelte, in der Regel auf eine Amplitudensteuerung verzichtet und stattdessen nur eine Steuerung des Effektivwertes des zu steuernden Wechselstromes vorgenommen, und zwar entweder mittels der sogenannten Phasenanschnittsteuerung, bei der der Strom mit Hilfe von Stromtoren jeweils nur über einen Teil der einzelnen Halbwellen der Generatorspannung eingeschaltet wird und dieser Teil und damit der Effektivwert des Wechselstromes durch stufenlose Verstellung der Phasenlage der den Stromtoren zugeführten Zündimpulse gegenüber der Phase der Generatorspannung stufenlos gesteuert wird, oder mit-

tels der sogenannten Impulssteuerung, bei der in steuerbaren zeitlichen Abständen von der Dauer eines ganzzahligen Vielfachen N der Periodendauer des Wechselstromes Stromimpulse aufeinanderfolgen, die jeweils eine ebenfalls steuerbare Anzahl M von Vollwellen des Wechselstromes umfassen, wobei die Steuerung der Impuls- und Pausendauer bzw. der Anzahlen M und N durch Stromtore, denen jeweils zu Beginn jeder Halbwellen der M Vollwellen eines Stromimpulses Zündimpulse und in den Pausen zwischen den Stromimpulsen keine Zündimpulse zugeführt werden, und die Steuerung des zeitlichen Mittelwertes des Wechselstromes durch Veränderung des Verhältnisses von N zu M erfolgt.

Diese mit Phasenanschnittsteuerung oder Impulssteuerung arbeitenden bekannten Steuereinrichtungen, mit denen nicht die Amplitude eines sinusförmigen Wechselstromes sondern nur die dem Verbraucher zufließende Wechselleistung gesteuert wird und die daher auch nicht zu den Einrichtungen der eingangs genannten Art gehören, sind zwar wegen des Fehlens einer geeigneten elektronisch steuerbaren Einrichtung der eingangs genannten Art allgemein weit verbreitet, sie haben aber den entscheidenden Nachteil, dass sie zu ausserordentlich starken Oberwellen des gesteuerten Wechselstromes führen und damit nicht nur eine echte Amplitudensteuerung verunmöglichen, sondern auch zu häufig sehr unerwünschten Nebenwirkungen wie Rückwirkungen der Oberwellen auf das Stromversorgungsnetz und Fehlbelastungen des Verbrauchers bei oberwellenempfindlichen Verbrauchern führen.

Der Erfindung lag daher die Aufgabe zugrunde, eine Einrichtung der eingangs genannten Art zu schaffen, die bei ähnlich günstigen Eigenschaften hinsichtlich geringer Wirkleistungsverluste, niedriger Klirrfaktoren und relativ grosser Stellbereiche wie denen der bekannten Stelltransformatoren eine nahezu verzögerungsfreie stufenlose elektronische Steuerung gestattet.

Erfindungsgemäss wird das bei einer Einrichtung der eingangs genannten Art dadurch erreicht, dass das Stellglied eine Parallelschaltung eines ersten und eines zweiten Stromzweiges mit einem induktiven Widerstand in dem ersten Stromzweig und einem in einen Sperr- und einen Durchlasszustand versetzbaren steuerbaren Schaltorgan in dem zweiten Stromzweig umfasst, wobei das Schaltorgan einen in dem zweiten Stromzweig liegenden Widerstand bildet, der im Sperrzustand des Schaltorgans ein Vielfaches des induktiven Widerstandes beträgt, und wobei der induktive Widerstand ein Vielfaches des von dem Schaltorgan im Durchlasszustand gebildeten Widerstandes beträgt, und dass die Mittel zur Betätigung des Stellgliedes Steuermittel umfassen, um das Schaltorgan in jeder Halbwellen des Wechselstromes über einen veränderbaren und durch die Steuermittel steuerbaren Teil der Halbwellen vom Sperrzustand in den Durchlasszustand zu versetzen.

Hauptvorteil der vorliegenden Einrichtung gegenüber allen bekannten Wechselstromsteuereinrichtungen ist, dass es damit erstmalig gelungen ist, eine Art elektronisch steuerbaren Stelltransformator zu schaffen, der praktisch verzögerungsfrei steuerbar ist und dessen technischer Gesamtaufwand noch unter dem eines entsprechenden handbetätigten Stelltransformators liegt. Weitere Vorteile der vorliegenden Einrichtung sind, dass damit Wechselströme bis zu mehreren Hundert Ampere stufenlos steuerbar sind, und zwar über Steuerbereiche von bis zu 100% und mehr des Wertes am unteren Bereichsende bei im gesamten Steuerbereich unter 3% liegenden Klirrfaktoren und Wirkleistungsverlusten, die noch unter denen entsprechender handbetätigter Stelltransformatoren liegen, sowie Ansprechzeiten der Steuerung in der Grössenordnung von einer halben Schwingungsdauer des gesteuerten Wechselstromes.

Vorzugsweise ist bei der vorliegenden Einrichtung der induktive Widerstand von einer Drossel gebildet, wobei zweckmässig in dem genannten ersten Stromzweig nur diese Drossel liegt.

- 5 Bei einer bevorzugten Ausbildungsform der vorliegenden Einrichtung umfasst das Stellglied ein in Reihe zu der Parallelschaltung der beiden Stromzweige geschaltetes Blindschaltglied, mit dessen Hilfe die Phasenlage des gesteuerten Wechselstromes gegenüber der denselben antreibenden
- 10 Generatorspannung so eingestellt werden kann, dass sich bei der gegebenen Induktivität des genannten induktiven Widerstandes ein maximaler Steuerbereich ergibt. Das Blindschaltglied besteht bei einem stark induktiven Verbraucher zweckmässig aus einem Kondensator, bei einem stark kapazitiven
- 15 Verbraucher zweckmässig aus einer Drossel und bei einem schwach induktiven oder reellen oder schwach kapazitiven Verbraucher zweckmässig aus einer Reihenschaltung eines Kondensators und einer Drossel.

- Im allgemeinen ist die vorliegende Einrichtung in einem
- 20 Stromkreis angeordnet, dessen Gesamt Widerstand bei Kurzschluss der in dem Stellglied enthaltenen Parallelschaltung der beiden Stromzweige ein komplexer Widerstand mit Blind- und Wirkkomponente ist; die Blindkomponente des komplexen Widerstandes sollte dabei zur Erzielung günstiger
- 25 Steuerbereiche bei der Frequenz des Wechselstromes zweckmässig induktiv sein, wobei das Grössenverhältnis dieser Blindkomponente zur Wirkkomponente des komplexen Widerstandes bei der Frequenz des Wechselstromes zweckmässig zwischen 0 und 2 und zur Erzielung möglichst grosser
- 30 Steuerbereiche vorzugsweise zwischen 0,4 und 1 liegen sollte. Zur Erzielung eines bei der gegebenen Induktivität des genannten induktiven Widerstandes maximalen Steuerbereiches ist dieses Grössenverhältnis vorteilhaft so zu wählen, dass es wenigstens näherungsweise den Wert

$$p = \sqrt{1 + q^2} - q \text{ hat, wobei } q = \frac{\omega L_v}{2R} + \frac{R_v}{\omega L_v} \cdot \left(1 + \frac{R_v}{2R}\right)$$

- 35 ist und mit R die Wirkkomponente des komplexen Widerstandes sowie mit ωL_v die Blindkomponente und mit R_v die Wirkkomponente des in dem genannten ersten Stromzweig liegenden induktiven Widerstandes bei der Frequenz des
- 40 Wechselstromes bezeichnet sind. Allgemein gilt, dass die Blindkomponente des genannten komplexen Widerstandes zweckmässig mindestens zum Teil von einer Induktivität gebildet sein sollte, wobei der Blindwiderstand dieser Induktivität bei der Frequenz des Wechselstromes zur Erzielung
- 45 niedriger Klirrfaktoren vorteilhaft grösser als die Wirkkomponente des komplexen Widerstandes und vorzugsweise mindestens dreimal so gross wie diese sein sollte. Des weiteren ist zur Erzielung niedriger Klirrfaktoren von Bedeutung, dass die Blindkomponente des in dem genannten ersten Strom-
- 50 zweig liegenden induktiven Widerstandes bei der Frequenz des Wechselstromes zweckmässig kleiner als das Doppelte der Wirkkomponente des komplexen Widerstandes und vorzugsweise höchstens gleich dieser Wirkkomponente sein sollte. Das Grössenverhältnis der Wirkkomponente des in
- 55 dem genannten ersten Stromzweig liegenden induktiven Widerstandes zur Blindkomponente desselben bei der Frequenz des Wechselstromes sollte dabei zur Erzielung geringer Wirkleistungsverluste zweckmässig kleiner als 0,1 und vorzugsweise kleiner als 0,025 sein.

- 60 Für das genannte steuerbare Schaltorgan können bei der vorliegenden Einrichtung vorteilhaft Stromtore verwendet werden. Vorzugsweise ist das steuerbare Schaltorgan von zwei in entgegengesetzter Durchlassrichtung parallelgeschal-

teten Thyristoren gebildet, wobei in dem genannten zweiten Stromzweig zweckmässig nur die Parallelschaltung der beiden Thyristoren liegen sollte. Die Thyristoren sollten dabei hinsichtlich ihrer Schaltgeschwindigkeit zweckmässig so beschaffen sein, dass sie für eine Umschaltung vom Sperrzustand auf den Durchlasszustand eine Schaltzeit von weniger als 2,5% der Schwingungsdauer des Wechselstromes benötigen.

Die bei der vorliegenden Einrichtung zur Betätigung des Stellgliedes vorgesehenen Steuermittel können vorteilhaft einen Stelltrieb mit steuerbaren Umschaltmitteln zur Umschaltung des Schaltorgans von einem zum anderen seiner beiden von Sperr- und Durchlasszustand gebildeten Schaltzustände sowie Synchronisierungsmittel zur Synchronisation der Umschaltmittel auf die Phasenlage des Wechselstromes umfassen. In dem oben genannten Fall, dass das steuerbare Schaltorgan aus zwei antiparallelgeschalteten Thyristoren oder entsprechenden anderen Stromtoren besteht, können die Umschaltmittel vorteilhaft einen Impulsgenerator, der einem der beiden Thyristoren jeweils während der Anstiegsflanke der positiven Halbwellen des Wechselstromes und dem anderen Thyristor jeweils während der Anstiegsflanke der negativen Halbwellen des Wechselstromes einen Zündimpuls zuführt, und die Synchronisationsmittel vorteilhaft ein Fühlorgan zum Abfühlen der Phasenlage des Wechselstromes oder der diesen erzeugenden Generatorspannung sowie Mittel zur Steuerung des Impulsgebers entsprechend dieser Phasenlage umfassen. Bei einer vorteilhaften Ausführungsform der vorliegenden Einrichtung umfassen die zur Betätigung des Stellgliedes vorgesehenen Steuermittel weiter ein auf den Stelltrieb wirkendes verstellbares Steuerglied zur Einstellung der Phasenlage der Umschaltzeitpunkte in den einzelnen Halbwellen des Wechselstromes, das vorzugsweise von einer Parallelschaltung eines Kondensators und eines Stellwiderstandes gebildet ist.

Mit besonderem Vorteil kann die vorliegende Einrichtung auch dahingehend weitergebildet sein, dass die Amplitude des gesteuerten Wechselstromes selbsttätig auf einen vorgegebenen einstellbaren Wert eingeregelt wird. Zu diesem Zweck können die zur Betätigung des Stellgliedes vorgesehenen Steuermittel zweckmässig eine Regeleinrichtung zur selbsttätigen Einregelung der Amplitude des Wechselstromes auf den vorgegebenen einstellbaren Wert umfassen. Die Regeleinrichtung kann dabei vorteilhaft eine Messeinrichtung zur Messung der Amplitude des Wechselstromes umfassenden Istwert-Geber, einen auf einen vorgegebenen Sollwert einstellbaren Sollwert-Geber und einen eingangsseitig mit der von der Differenz zwischen Istwert und Sollwert gebildeten Regelabweichung beaufschlagten und ausgangsseitig auf den Stelltrieb wirkenden Regelverstärker umfassen. Dabei kann zur Messung der Amplitude des Wechselstromes und zu dem oben erwähnten Abfühlen der Phasenlage desselben mit Vorteil ein und dasselbe Schaltelement verwendet werden, und zwar vorzugsweise ein zweckmässig als Stromwandler ausgebildeter, primärseitig von dem Wechselstrom durchflossener Messübertrager, an den sekundärseitig sowohl die genannte Messeinrichtung als auch das oben erwähnte Fühlorgan angeschlossen sind, wobei vorteilhaft einen Teil der Messeinrichtung bildende erste Sekundärwicklung und eine Teil des Fühlorgans bildende zweite Sekundärwicklung an dem Messübertrager vorgesehen sein können.

Besonders vorteilhaft ist der Einsatz der vorliegenden Einrichtung in einer mit einem Schweißtransformator versehenen elektrischen Widerstands-Schweißmaschine zur stufenlosen Steuerung der Amplitude eines im wesentlichen sinusförmigen Schweißstromes, weil es dabei um die Steuerung oder Regelung von Strömen in der Grössenordnung von

mehreren hundert Ampere geht und entsprechende Steuer- oder Regeleinrichtungen, mit denen derart hohe Ströme ohne Inkaufnahme hoher Klirrfaktoren praktisch verzögerungsfrei und nahezu verlustfrei stufenlos steuer- bzw.

regelbar sind, bisher noch nicht bekannt waren. Bei einem solchen Einsatz der vorliegenden Einrichtung in einer mit einem Schweißtransformator versehenen elektrischen Widerstands-Schweißmaschine sollte das Stellglied zweckmässig im Primärstromkreis des Schweißtransformators liegen. Dabei kann die obengenannte, mindestens zum Teil die Blindkomponente des erwähnten komplexen Widerstands bildende Induktivität mit grossem Vorteil im wesentlichen von den Streuinduktivitäten des Schweißtransformators gebildet sein. Das Stellglied enthält dann vorteilhaft einen Kondensator, der den von diesen Streuinduktivitäten gebildeten Blindwiderstand bei der Frequenz des Wechselstromes annähernd, jedoch nicht ganz vollständig aufhebt.

Die Erfindung ist im folgenden anhand der nachstehenden Figuren an einigen Ausführungsbeispielen näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Einrichtung im Primärstromkreis des Schweißtransformators einer elektrischen Widerstands-Schweißmaschine.

Fig. 2 ein wechselstrommässiges Ersatzschaltbild der in Fig. 1 gezeigten Anordnung.

Fig. 3 ein reduziertes Ersatzschaltbild der in Fig. 1 gezeigten Anordnung, bei dem im Vergleich zu dem in Fig. 2 gezeigten Ersatzschaltbild die Blindkomponenten des primärseitigen Eingangswiderstandes des Schweißtransformators und des Generatorinnenwiderstandes bei der Generatorfrequenz zu der Induktivität L , die Wirkkomponenten des primärseitigen Eingangswiderstandes des Schweißtransformators und des Generatorinnenwiderstandes bei der Generatorfrequenz zu dem Wirkwiderstand R , die Blindkomponente des in Fig. 2 von L_{st} , $R_{Fe,sl}$ und $R_{w,sl}$ gebildeten Drosselwiderstandes zu L_v und die Wirkkomponente dieses Drosselwiderstandes zu R_v zusammengezogen sind und die in Fig. 1 angeordneten antiparallelgeschalteten Thyristoren ebenso wie in Fig. 2 durch einen gesteuerten Schalter dargestellt sind.

Fig. 4 ein lineares Ersatzschaltbild der in Fig. 3 gezeigten nichtlinearen Schaltungsanordnung, bei dem die Wirkungen des von L_v , R_v und dem gesteuerten Schalter gebildeten Teiles der Schaltungsanordnung durch die gleichen Wirkungen verursachende Generatoren der Grundwelle und der ungeradzahligten Oberwellen der Generatorspannung bzw. des von dieser angetriebenen Wechselstromes ersetzt sind.

Fig. 5 ein Blockschema einer Einrichtung nach der Erfindung in einem Stromkreis mit komplexem Generatorinnenwiderstand und komplexen Lastwiderstand.

Fig. 6 ein Ausführungsbeispiel des Aufbaues des in Fig. 5 als Block dargestellten Stellgliedes.

Fig. 7 ein Ausführungsbeispiel des Aufbaues der in Fig. 5 als Block dargestellten Steuereinrichtung mit einem Stelltrieb zur Erzeugung der Zündimpulse für die in Fig. 6 gezeigten antiparallelgeschalteten Thyristoren und einem verstellbaren passiven Steuerglied zur Einstellung der Amplitude des in dem Stromkreis in Fig. 5 fließenden sinusförmigen Wechselstromes.

Fig. 8 ein Ausführungsbeispiel des Aufbaues der in Fig. 5 als Block dargestellten Regeleinrichtung mit einem Stelltrieb zur Erzeugung der Zündimpulse für die in Fig. 6 gezeigten antiparallelgeschalteten Thyristoren, einem auf den Stelltrieb wirkenden Regelverstärker, dem eingangsseitig die von der Differenz zwischen Istwert und Sollwert gebildete Regelabweichung zugeführt wird, einem über einen Messübertrager mit dem Stromkreis in Fig. 5 gekoppelten Istwert-

Geber und einem verstellbaren Sollwert-Geber zur Einstellung des Sollwertes der Amplitude des in dem Stromkreis in Fig. 5 fließenden sinusförmigen Wechselstromes.

Fig. 9 ein Diagramm des maximalen Klirrfaktors k_{\max} innerhalb des Steuerbereiches als Funktion von $\omega L_v/R$ mit $\omega L_v/R$ als Parameter für das in Fig. 3 gezeigte Ersatzschaltbild.

Fig. 10 ein Diagramm des maximalen Klirrfaktors k_{\max} innerhalb des Steuerbereiches als Funktion von $\omega L_v/R$ mit $\omega L_v/R$ als Parameter für das in Fig. 3 gezeigte Ersatzschaltbild.

Fig. 11 ein Diagramm des Klirrfaktors k als Funktion des Schliesswinkels α des in dem Ersatzschaltbild in Fig. 3 gezeigten gesteuerten Schalters mit $\omega L_v/R$ als Parameter.

Fig. 12 ein Diagramm des in Prozenten des Wertes an der unteren Bereichsgrenze angegebenen maximalen Steuerbereiches des V_{\max} als Funktion von $\omega L_v/R$ für das in Fig. 3 gezeigte Ersatzschaltbild.

Fig. 13 ein Diagramm des in Prozenten des Wertes an der unteren Bereichsgrenze angegebenen Steuerbereiches V als Funktion von

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad \text{mit} \quad \frac{\omega L_v}{R}$$

als Parameter für das in Fig. 3 gezeigte Ersatzschaltbild.

Fig. 14 ein Diagramm der durch die Funktion

$$S = \frac{i - i_0}{i_m - i_0}$$

für den in den Steuerbereichsgrenzen von i_0 bis i_m steuerbaren Wechselstrom i gegebenen Steuercharakteristik S über dem Schliesswinkel α des in dem Ersatzschaltbild in Fig. 3 gezeigten gesteuerten Schalters mit $\omega L_v/R$ als Parameter.

Die prinzipielle Wirkungsweise der erfindungsgemässen Einrichtung ist im folgenden an einem besonders vorteilhaften Anwendungsbeispiel erläutert, und zwar an der stufenlosen Steuerung der Amplitude eines im wesentlichen sinusförmigen Schweissstromes in einer Widerstands-Schweissmaschine. Dazu ist darauf hinzuweisen, dass sich beim Quetschnachtschweissen mit hohen, z.B. über 50 m/min liegenden Schweissgeschwindigkeiten aufgrund von umfangreichen und eingehenden Vergleichsversuchen die Anwendung eines im wesentlichen sinusförmigen Schweissstromes von entsprechend hoher, an die hohen Schweissgeschwindigkeiten angepasster Frequenz von z.B. 500 Hz zur Erzielung sauberer, spritzerfreier Quetschnähte von hoher Festigkeit und guter Verformbarkeit als optimal erwiesen hat und im Vergleich zur Anwendung nichtsinusförmiger Schweissströme, wie sie beispielsweise bei der zur Steuerung bzw. Regelung des Effektivwertes des Schweissstromes bisher üblichen Phasenanschnittsteuerung auftreten, zu wesentlich günstigeren Ergebnissen führt. Das Anwendungsbeispiel der stufenlosen Steuerung der Amplitude eines im wesentlichen sinusförmigen Schweissstromes in einer Widerstands-Schweissmaschine ist in diesem Zusammenhang insofern von besonderer Bedeutung, als die für die praktische Anwendung von sinusförmigen Schweissströmen erforderliche, nahezu verzögerungsfreie stufenlose Amplitudensteuerung des Schweissstromes und somit auch die mit sinusförmigem Schweissstrom erzielbaren optimalen Ergebnisse erst durch die erfindungsgemässe Einrichtung realisierbar wurden. Besonders vorteilhaft ist bei diesem Anwendungsbeispiel, dass der Schweissstromkreis bzw. der Sekundärstromkreis des Schweisstransformators einer Widerstands-Schweissmaschine in der Regel eine relativ hohe Streuinduktivität auf-

weist und daher die Blindkomponente des primärseitigen Eingangswiderstandes des Schweisstransformators bei den in Frage kommenden Frequenzen von über 300 Hz in aller Regel ein Vielfaches der im wesentlichen vom Schweissstellenwiderstand und den Kupferwiderständen des Schweisstransformators gebildeten Wirkkomponente dieses primärseitigen Eingangswiderstandes beträgt, weil sich damit (wie das Diagramm des maximalen Klirrfaktors k_{\max} über $\omega L_v/R$ in Fig. 10 zeigt) ein relativ geringer Klirrfaktor des gesteuerten Schweissstromes ergibt, der bei Fehlen der Streuinduktivitäten des Schweisstransformators nur durch den Einsatz einer anstelle derselben tretenden zusätzlichen Drossel erzielbar wäre. Aufgrund der Tatsache, dass sich relativ hohe Streuinduktivitäten des Schweisstransformators im vorliegenden Fall nicht wie sonst üblich nachteilig sondern im Gegenteil günstig auswirken, kann ferner der Schweisstransformator wesentlich kleiner als sonst üblich gemacht werden, so dass bei dem in Rede stehenden Anwendungsbeispiel nicht nur eine zusätzliche Drossel eingespart wird, sondern sich zudem auch noch eine Verringerung des technischen Aufwandes für den Schweisstransformator ergibt.

Bei dem in Fig. 1 gezeigten Blockschaltbild einer mit einer erfindungsgemässen Einrichtung versehenen Rollennaht-Widerstands-Schweissmaschine ist die erfindungsgemässe Einrichtung von der in dem erwähnten ersten Stromzweig 1 liegenden Drossel 2, den in dem erwähnten zweiten Stromzweig 3 liegenden antiparallelgeschalteten Thyristoren 4 und 5, den in Reihe zu der Parallelschaltung des ersten und zweiten Stromzweiges 1, 2 geschalteten Kondensatoren 6, 7 und der die Zündimpulse für die Thyristoren 4, 5 liefernden Steuer- oder Regeleinrichtung 8 und der herkömmliche Teil der Rollennaht-Widerstandsschweissmaschine von dem Wechselspannungsgenerator 9 sowie dem Schweisstransformator 10 mit der mit einem Abgriff 11 versehenen Primärwicklung 12 und dem sekundärseitigen, über die Schweissrollen 13, 14 und das Schweissgut führenden Schweissstromkreis gebildet. Die Drossel 2 bildet dabei den erwähnten induktiven Widerstand in dem ersten Stromzweig 1, die antiparallelgeschalteten Thyristoren 4 und 5 das erwähnte, in einen Sperr- und einen Durchlasszustand versetzbare steuerbare Schaltorgan in dem zweiten Stromkreis 3 und die Kondensatoren 6 und 7 das erwähnte, in Reihe zu der Parallelschaltung der beiden Stromzweige 1 und 3 geschaltete Blindschaltglied. Zusammen bilden die Drossel 2, die antiparallelgeschalteten Thyristoren 4 und 5 und die Kondensatoren 6 und 7 das zur Einstellung des in dem Primärstromkreis 15 des Schweisstransformators 10 fließenden, im wesentlichen sinusförmigen Wechselstromes 16 dienende Stellglied 17, das von der die Zündimpulse für die Thyristoren 4 und 5 liefernden Steuer- oder Regel-Einrichtung 8 betätigt wird. Das Stellglied 17 ist wie ersichtlich entsprechend Fig. 6 aufgebaut, wobei das Blindschaltglied 18 in Fig. 6 je nach der Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 entweder nur von dem Kondensator 6 oder von der Parallelschaltung der Kondensatoren 6 und 7 gebildet wird, und die Steuer- oder Regel-Einrichtung 8 kann beispielsweise entsprechend Fig. 7 bzw. 8 aufgebaut sein.

Das wechselstrommässige Ersatzschaltbild der in Fig. 1 gezeigten Anordnung ist in Fig. 2 dargestellt. Die beiden antiparallelgeschalteten Thyristoren 4 und 5 sowie die die Zündimpulse für dieselben liefernde Steuer- oder Regel-Einrichtung 8 sind dabei durch den gesteuerten Schalter 20 ersetzt, der in jeder Halbwelle des in dem Stromkreis 21 fließenden Wechselstromes 16 über einen veränderbaren, durch die Steuer- oder Regel-Einrichtung 8 gesteuerten Teil der Halbwelle, der im folgenden als Schliesswinkel α bezeichnet wird, geschlossen und danach wieder geöffnet wird. Dieser Ersatz

der beiden antiparallelgeschalteten Thyristoren 4 und 5 durch den gesteuerten Schalter 20 ist keine vollständig exakte Nachbildung, weil erstens der Sperrwiderstand eines Thyristors nicht unendlich ist und zweitens ein Thyristor im Durchlasszustand wegen seiner nichtlinearen Strom-Spannungskennlinie durch den in seinem Arbeitspunkt wirksamen Arbeitswiderstand und eine sich aus dem Schnittpunkt einer durch seinen Arbeitspunkt laufenden Tangente an seiner Strom-Spannungs-Kennlinie mit der Spannungsachse ergebende Gegenspannung dargestellt werden müsste, jedoch sind diese Arbeitswiderstände und Gegenspannungen im Durchlasszustand der Thyristoren und auch die Leitwerte derselben in ihrem Sperrzustand relativ so gering, dass sie sowohl im vorliegenden Fall wie auch allgemein bei der Darstellung erfindungsgemässer Einrichtungen in Form ihrer wechselstrommässigen Ersatzschaltbilder mit guter Näherung vernachlässigt werden können, so dass die Darstellung der beiden antiparallelgeschalteten Thyristoren 4 und 5 durch den nur auf Kurzschluss und Leerlauf schaltbaren gesteuerten Schalter 20 die Genauigkeit des Ersatzschaltbildes in Fig. 2 praktisch nicht beeinträchtigt. Die Drossel 2 ist in dem Ersatzschaltbild in Fig. 2 in aus der Theorie der Elektrotechnik bekannter Weise als Induktivität L_{Si} mit parallelgeschaltetem, den Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverlusten im Eisenkern der Drossel 2 entsprechendem Eisenverlustwiderstand R_{FeSi} und in Reihe zu der Parallelschaltung von L_{Si} und R_{FeSi} geschaltetem Wicklungswiderstand R_{wSi} der Drossel 2 dargestellt, und den Schweißstransformator 10 mit sekundärseitigem Schweißstromkreis ersetzt in dem Ersatzschaltbild in Fig. 2 das ebenfalls aus der Theorie der Elektrotechnik bekannte Transformatorersatzschaltbild mit sekundärseitigen Abschlusswiderstand R_a , sekundärseitigem Wicklungswiderstand R_{w2} , sekundärseitiger Streuinduktivität $L_{\sigma 2}$, primärseitiger Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ und primärseitigem Wicklungswiderstand R_{w1} sowie der Hauptinduktivität L_h und dem parallel zu dieser geschalteten, den Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverlusten im Eisenkern des Schweißstransformators 10 entsprechenden Eisenverlustwiderstand R_{Fe} . Auch diese aus der Theorie der Elektrotechnik bekannten Ersatzschaltbilder von Drossel und Transformator stellen wegen der durch die Eisenkerne verursachten Nichtlinearitäten keine vollständig exakten Nachbildungen der Drossel 2 und des Schweißstransformators 10 dar, jedoch wird auch hier die Genauigkeit des gesamten Ersatzschaltbildes in Fig. 2 durch diese Nichtlinearitäten praktisch nicht beeinträchtigt. Zu berücksichtigen ist in dem Ersatzschaltbild in Fig. 2 hingegen zur Erzielung einer guten Genauigkeit desselben der Innenwiderstand des Wechselspannungsgenerators 9, der in der Regel aus einer Wirkkomponente und einer induktiven Blindkomponente zusammengesetzt ist und daher durch einen Wirkwiderstand R_i und eine in Reihe zu diesem geschaltete Induktivität L_i darstellbar ist. Die Kapazität C im Ersatzschaltbild in Fig. 2 schliesslich stellt je nach der Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 in Fig. 1 entweder die Kapazität des Kondensators 6 oder die Summe der Kapazitäten der Kondensatoren 6 und 7 dar. In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass sich mit der Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 auch das Übersetzungsverhältnis \bar{u} des Schweißstransformators 10 und damit in dem Ersatzschaltbild in Fig. 2 sowohl die auf die Primärseite des Transformators übersetzte sekundärseitige Streuinduktivität $\bar{u}^2 L_{\sigma 2}$ als auch der auf die Primärseite des Transformators übersetzte Wirkwiderstand $\bar{u}^2 (R_{w2} + R_a)$ des Schweißstromkreises ändern und daher eine entsprechende Anpassung der Kapazität C (durch Zuschaltung des Kondensators 7 parallel zum Kondensator 6) zur Erzielung optimaler Betriebsbedingungen von Vorteil ist.

Das Ersatzschaltbild in Fig. 2 lässt sich nun zu dem in Fig. 3 gezeigten Ersatzschaltbild reduzieren, indem die Blindkomponenten des primärseitigen Eingangswiderstandes des Schweißstransformators und des Generatorinnenwiderstandes bei der Generatorfrequenz zu der Induktivität L , die Wirkkomponenten des primärseitigen Eingangswiderstandes des Schweißstransformators und des Generatorinnenwiderstandes bei der Generatorfrequenz zu dem Wirkwiderstand R , die Blindkomponente des von L_{Si} , R_{FeSi} und R_{wSi} gebildeten Drosselwiderstandes zu L_v und die Wirkkomponente dieses Drosselwiderstandes zu R_v zusammengezogen werden. Dabei ergibt sich aus den im Ersatzschaltbild in Fig. 2 gezeigten Schaltelementen für die Induktivität L_v und den Wirkwiderstand R_v im Ersatzschaltbild in Fig. 3

$$L_v = L_{Si} \cdot \frac{1}{1 + (\omega L_{Si} / R_{FeSi})^2}$$

$$R_v = R_{wSi} + \frac{R_{FeSi}}{1 + (R_{FeSi} / \omega L_{Si})^2}$$

und für die Induktivität L und den Wirkwiderstand R im Ersatzschaltbild in Fig. 3

$$L = L_i + L_{\delta i} + \frac{1}{\omega G_L} \cdot \frac{1}{1 + (G_R / G_L)^2}$$

$$R = R_i + R_{wi} + \frac{1}{G_R} \cdot \frac{1}{1 + (G_L / G_R)^2}$$

mit

$$G_L = \frac{1}{\bar{u}^2 \omega L_{\delta 2}} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{R_{w2} + R_a}{\omega L_{\delta 2}} \right)^2} + \frac{1}{\omega L_h}$$

$$G_R = \frac{1}{\bar{u}^2 (R_{w2} + R_a)} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega L_{\delta 2}}{R_{w2} + R_a} \right)^2} + \frac{1}{R_{Fe}}$$

wobei mit ω die Kreisfrequenz des Wechselspannungsgenerators 9, mit \bar{u} das Übersetzungsverhältnis des Schweißstransformators 10 bei der jeweiligen Einstellung des Steuerbereichsumschalters 19 und mit den übrigen Bezeichnungen die entsprechend bezeichneten Schaltelemente in den Fig. 2 und 3 bezeichnet sind. Die Kapazität C und der Schalter 20 in dem Ersatzschaltbild in Fig. 3 entsprechen vollständig der oben schon erläuterten Kapazität C bzw. dem ebenfalls oben schon erläuterten Schalter 20 in dem Ersatzschaltbild in Fig. 2. Gleich sind ferner auch in beiden Ersatzschaltbildern in den Fig. 2 und 3 der in dem Stromkreis 21 fließende Wechselstrom 16 und der eine Wechselspannung von der Höhe der Leerlaufspannung des Wechselspannungsgenerators 9 von gleicher Frequenz wie derselbe liefernde Wechselspannungsgenerator 22.

Wesentlich an dem Ersatzschaltbild in Fig. 3 ist, dass sich praktisch jede mit einer erfindungsgemässen Einrichtung versehene Anordnung auf dieses Ersatzschaltbild zurückführen lässt, weil infolgedessen die weitere Überführung der in dem Ersatzschaltbild in Fig. 3 dargestellten, wegen des gesteuerten Schalters 20 nichtlinearen Schaltungsanordnung in das entsprechende in Fig. 4 gezeigte lineare Ersatzschaltbild und die im folgenden anhand dieses Ersatzschaltbildes in Fig. 4 vorgenommenen Ableitungen des Klirrfaktors k und des Steuerbereiches V sowie der Steuercharakteristik S der in dem Ersatzschaltbild in Fig. 3 dargestellten Anordnung ganz allgemein für jede erfindungsgemässe Einrichtung gültig sind.

Allgemein lässt sich jede mit einer erfindungsgemässen Einrichtung versehene Anordnung in Form des in Fig. 5 gezeigten Ersatzschaltbildes darstellen, wobei das Stellglied 23 entsprechend der Fig. 6 aufgebaut ist und die Steuer- oder Regel-Einrichtung 24 beispielsweise entsprechend der Fig. 7 bzw. 8 ausgebildet sein kann. In Fig. 5 stellt der Widerstand 25 den komplexen Innenwiderstand $R_i = R_{i_w} + jR_{i_b}$ des Wechselspannungsgenerators 22 und der Widerstand 26 den komplexen Lastwiderstand $R_a = R_{a_w} + jR_{a_b}$ der in Fig. 5 gezeigten Steuerschaltung (der bei dem Ausführungsbeispiel in Fig. 1 von dem primärseitigen Eingangswiderstand des Schweißstromtransformators 10 gebildet wird) und in Fig. 6 der Widerstand 18 den im allgemeinsten Fall komplexen Widerstand $R_B = R_{B_w} + jR_{B_b}$ des innerhalb des Stellgliedes 23 vorgesehenen Blindschaltgliedes dar. Für die Überführung des allgemein für mit erfindungsgemässen Einrichtungen versehene Anordnungen gültigen Ersatzschaltbildes in Fig. 5 in das Ersatzschaltbild in Fig. 3 gilt, dass der Wirkwiderstand R in Fig. 3 gleich $R = R_{i_w} + R_{a_w} + R_{B_w}$ und der Blindwiderstand

$$\omega L - \frac{1}{\omega C}$$

in Fig. 3 gleich

$$\omega L - \frac{1}{\omega C}$$

= $R_{i_b} + R_{a_b} + R_{B_b}$ ist, wobei sich L und C dann aus dem induktiven Anteil bzw. aus dem kapazitiven Anteil von $(R_{i_b} + R_{a_b} + R_{B_b})$ ergeben.

Das wegen des gesteuerten Schalters 20 noch nichtlineare Ersatzschaltbild in Fig. 3 kann dadurch in das lineare Ersatzschaltbild in Fig. 4 überführt werden, dass die Wirkungen des von L_v , R_v und dem gesteuerten Schalter 20 gebildeten Teiles der Schaltungsanordnung in Fig. 3 durch gleiche Wirkungen ersetzt werden, die von anstelle dieses Teiles der Schaltungsanordnung in Fig. 3 tretenden Generatoren der Grundwelle und der ungeradzahigen Oberwellen der Generatorspannung bzw. des von dieser angetriebenen Wechselstromes erzeugt werden. Die Wirkung des gesteuerten Schalters 20 in der Schaltungsanordnung in Fig. 3 ist, dass jeweils bei geschlossenem Schalter 20, d.h. also in jeder Halbwellen des im Stromkreis 21 fließenden Wechselstromes 16 jeweils über den Schliesswinkel α des Schalters 20, die Spannung über der Reihenschaltung von L_v und R_v gleich Null ist. Geht man zunächst von gegenüber ωL_v vernachlässigbar kleinem R_v aus

(was in der Praxis meistens gegeben ist), dann ist also bei geschlossenem Schalter 20 bzw. jeweils über dessen Schliesswinkel α in jeder Halbwellen des Wechselstromes 16 die Spannung U_{L_v} über der Induktivität L_v nahezu Null und demgemäss nach der allgemeinen Formel

$$U_L = L \frac{di_L}{dt}$$

10 der durch die Induktivität L_v fließende Strom i_v nahezu konstant. Dieser konstante Strom i_v muss dem im Moment des Schliessens des Schalters 20 durch die Induktivität L_v fließenden Strom entsprechen, weil nach dem Schliessen des Schalters 20 ja die Spannung an der Induktivität L_v praktisch Null ist und damit der durch dieselbe fließende Strom i_v praktisch konstant bleibt. Da nun der durch die Induktivität L_v fließende Strom i_v bei geöffnetem Schalter 20 gleich dem über C , L und R fließenden Strom i_R sein muss und der Strom i_R voraussetzungsgemäss im wesentlichen sinusförmig sein soll, ergibt sich für den zeitlichen Verlauf des Stromes i_v in den einzelnen Halbwellen des im wesentlichen sinusförmigen Wechselstromes i_R zunächst vom Nulldurchgang von i_R bis zur Zündung des entsprechenden Thyristors und dem damit erfolgenden Schliessen des Schalters 20 ein dem sinusförmigen Verlauf von i_R entsprechender Verlauf von i_v und anschliessend ein nahezu konstanter Strom i_v , dessen Höhe dem Stromwert von i_R im Moment des Schliessens des Schalters 20 entspricht und der solange andauert, bis der über den Schalter 20 fließende Differenzstrom $(i_R - i_v)$ Null wird bzw. 30 der nach dem Schliessen des Schalters 20 weiter über i_v hinaus ansteigende Wechselstrom i_R nach Durchlaufen des Maximums der Halbwellen wieder bis auf den Stromwert von i_v abgesunken ist und dementsprechend der durch den Schalter 20 bzw. durch den entsprechenden Thyristor fließende Strom Null wird und infolgedessen der Thyristor löscht und der Schalter 20 sich damit öffnet, woraufhin dann der weitere Verlauf von i_v bis zum Ende der Halbwellen wegen des geöffneten Schalters 20 wieder dem im wesentlichen sinusförmigen Verlauf von i_R entspricht. Kurz gesagt entspricht 40 also unter der obengenannten Voraussetzung eines gegen ωL_v vernachlässigbar kleinen R_v der zeitliche Verlauf des durch die Induktivität L_v fließenden Stromes i_v einer Sinuswelle mit achsparallel abgeschnittenen Kuppen und einer dem Schliesswinkel α des Schalters 20 entsprechenden Länge ihrer längs der Schnittlinien verlaufenden achsparallelen Abschnitte, die sich nach Fourier-Analyse in bekannter Weise durch die Funktion

$$f(t) = \sin \omega t - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin n \alpha}{n} - \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} \right) \cdot \frac{\sin(2n+1)\omega t}{2n+1}$$

darstellen lässt. Bei gegen ωL_v nicht mehr vernachlässigbar kleinem R_v ergibt sich ein ähnlicher Verlauf des durch die Induktivität L_v fließenden Stromes i_v , der sich von dem obengenannten, für vernachlässigbar kleines R_v geltenden Verlauf

nur dadurch unterscheidet, dass der Strom i_v während der Schliesszeiten des Schalters 20 nicht mehr ganz konstant bleibt sondern von seinem Anfangswert i_{v_0} im Moment des Schliessens des Schalters 20 aus nach der Funktion

$$i_v = i_{v_0}(1 - e^{-t/\tau}) \approx i_{v_0}(1 - t/\tau) = i_{v_0} \left(1 - \frac{t}{L_v/R_v} \right) = i_{v_0} \left(1 - \frac{R_v}{\omega L_v} \omega t \right)$$

allmählich absinkt, so wie dies allgemein für den Ausschwingvorgang des durch eine Drossel fließenden Stromes nach Kurzschluss der Drossel (der im vorliegenden Fall durch den Schalter 20 erfolgt) bekannt ist. In diesem Fall ergibt sich also für den Verlauf des durch die Induktivität L_v

fließenden Stromes i_v eine Sinuswelle mit leicht schräg abgeschnittenen Kuppen und einer dem Schliesswinkel α des Schalters 20 entsprechenden Länge ihrer längs der Schnittlinien verlaufenden, leicht schräg abfallenden Abschnitte, die sich nach Fourier-Analyse durch die Funktion

$$F(t) = \sin \omega t - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin n \alpha}{n} - \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} \right) \cdot \frac{\sin(2n+1)\omega t}{2n+1}$$

$$+ \sum_{n=0}^{\infty} c_n \frac{(-1)^n}{\pi} \left[\frac{\sin n\alpha + \sin(n+1)\alpha}{n} \cdot \sin(2n+1)\omega t \right. \\ \left. + [\cos n\alpha + \cos(n+1)\alpha] \cdot \cos(2n+1)\omega t \right] \\ = \sum_{n=0}^{\infty} [a_n \sin(2n+1)\omega t + b_n \cos(2n+1)\omega t]$$

mit

$$a_n = 0 - \frac{(-1)^n}{\pi} \cdot \frac{1}{2n+1} \left[\left(\frac{\sin n\alpha}{n} - \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} \right) \right. \\ \left. - c_n [\sin n\alpha + \sin(n+1)\alpha] \right]$$

$$b_n = \frac{(-1)^n}{\pi} \cdot \frac{1}{2n+1} \cdot c_n [\cos n\alpha + \cos(n+1)\alpha]$$

$$c_n = \alpha \cdot \frac{R_v}{\omega L_v} \cdot \sqrt{1 - 2 \left(\frac{\sin(2n+1)\alpha}{(2n+1)\alpha} - \frac{1 - \cos(2n+1)\alpha}{[(2n+1)\alpha]^2} \right)}$$

darstellen lässt. Mit dieser Funktion ergibt sich für den durch L_v und R_v fließenden Strom $i_v = i_0 F(t)$ und damit für die an der Reihenschaltung von L_v und R_v abfallende Spannung

$$u_v = L_v \frac{d[i_0 F(t)]}{dt} + R_v i_0 F(t), \text{ wobei}$$

$$i_0 = U / \sqrt{[\omega(L + L_v) - 1/\omega C]^2 + (R + R_v)^2}$$

und U die Spannung des Wechselspannungsgenerators 22 ist. Die über der Reihenschaltung von L_v und R_v und damit über dem Schalter 20 in Fig. 3 abfallende Spannung u_v lässt sich somit in linearer Form folgendermassen darstellen

$$u_v = i_0 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left[[a_n R_v - b_n(2n+1)\omega L_v] \cdot \sin(2n+1)\omega t \right. \\ \left. + [b_n R_v + a_n(2n+1)\omega L_v] \cdot \cos(2n+1)\omega t \right] \\ = \sum_{n=0}^{\infty} U_n \sin[(2n+1)\omega t + \varphi_n]$$

mit

$$U_n = U \sqrt{\frac{[(2n+1)\omega L_v]^2 + R_v^2}{[\omega(L + L_v) - 1/\omega C]^2 + (R + R_v)^2}} \cdot \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\varphi_n = \arctan \frac{a_n R_v - b_n(2n+1)\omega L_v}{b_n R_v + a_n(2n+1)\omega L_v}$$

Ersetzt man nun den von L_v , R_v und dem gesteuerten Schalter 20 gebildeten Teil der Schaltungsanordnung in Fig. 3 durch einen die Spannung u_v erzeugenden Generator (bzw. eine Vielzahl von zusammen die Spannung u_v erzeugenden Generatoren) so müssen die von diesem Generator von u_v verursachten Wirkungen auf den restlichen, von C , L und R sowie dem Generator 22 gebildeten Teil der Schaltungsanordnung in Fig. 3 die gleichen wie die von L_v , R_v und dem gesteuerten

Schalter 20 verursachten Wirkungen auf diesen restlichen Teil der Schaltungsanordnung in Fig. 3 sein, und da die Spannung u_v oben in einer nur Sinuswellen (Grundwelle und ungeradzahlige Oberwellen) enthaltenden und somit linearen Form dargestellt ist, lässt sich daher der von L_v , R_v und dem gesteuerten Schalter 20 gebildete nichtlineare Teil der Schaltungsanordnung in Fig. 3 in das lineare Ersatzschaltbild in Fig. 4 überführen. Die einzelnen in Fig. 4 dargestellten Generatoren der zusammen die Spannung u_v bildenden Sinuswellen erzeugen dabei, wie aus der obigen linearen Darstellung von u_v hervorgeht, Spannungen $u_{(2n+1)\omega} = U_n \sin((2n+1)\omega t + \varphi_n)$ mit den oben angegebenen Amplituden U_n und Phasenswinkeln φ_n , wobei die Oberwellengeneratoren, also die Generatoren der Spannungen $u_{(2n+1)\omega}$ mit $n > 0$, den Klirrfaktor des durch C , L und R fließenden Stromes und der Grundwellengenerator, also der Generator der Spannung $u_{(2n+1)\omega}$ mit $n = 0$, die Amplitudensteuerung bzw. die Höhe des durch C , L und R fließenden Stromes bestimmen.

Die von dem Grundwellengenerator 27 in Fig. 4 erzeugte, in ihrer Höhe vom Schliesswinkel α abhängige Spannung u_ω

$$u_\omega = i_0 [(a_0 R_v - b_0 \omega L_v) \cdot \sin \omega t + (b_0 R_v + a_0 \omega L_v) \cdot \cos \omega t]$$

25 mit

$$a_0 = 1 - \frac{\alpha - (1 + c_0) \sin \alpha}{\pi}$$

$$30 \quad b_0 = \frac{c_0}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

$$c_0 = \frac{R_v}{\omega L_v} \sqrt{2(1 - \cos \alpha - \alpha \cdot \sin \alpha) + \alpha^2}$$

35

muss der von dem Wechselspannungsgenerator 22 gelieferten Spannung u_-

$$40 \quad u_- = i_0 \{ (R + R_v) \sin \omega t + [\omega(L + L_v) - 1/\omega C] \cos \omega t \}$$

als ursprünglich von dieser Spannung u_- verursachte Wirkung entgegengerichtet sein, so dass der in dem Stromkreis in Fig. 4 fließende Strom mit der Kreisfrequenz ω von der Differenzspannung u

$$50 \quad u = u_- - u_\omega = i_0 \left[[R + R_v(1 - a_0) + b_0 \omega L_v] \sin \omega t \right. \\ \left. + [\omega L - 1/\omega C + \omega L_v(1 - a_0) - b_0 R_v] \cos \omega t \right]$$

zwischen der Spannung u_- des Wechselspannungsgenerators 22 und der Spannung u_ω des Grundwellengenerators 27 angetrieben wird und daher infolge der in dieser Differenzspannung u enthaltenen Spannung u_ω ebenso wie diese in seiner Höhe vom Schliesswinkel α abhängig ist. Dieser Strom i bzw. dessen Amplitude ergibt sich zu

$$i = \frac{\hat{u}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \\ i = i_0 \sqrt{\frac{[R + R_v(1 - a_0) + b_0 \omega L_v]^2 + [\omega L - 1/\omega C + \omega L_v(1 - a_0) - b_0 R_v]^2}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}$$

und hat – wie sich aus den obigen Formeln für i sowie für a_0 und b_0 ($a_0 = 1$ und $b_0 = 0$ für $\alpha = 0$ und $a_0 = b_0 = 0$ für $\alpha = \pi$) ergibt – an der unteren Bereichsgrenze seines Steuerbereiches, also beim Schliesswinkel $\alpha = 0$, den Wert $i = i_0$ und an der oberen Bereichsgrenze seines Steuerbereiches, also beim Schliesswinkel

$\alpha = \pi$, den Wert $i = i_m$ mit

$$i_m = i_0 \cdot \sqrt{\frac{[\omega L - 1/\omega C + \omega L_v]^2 + (R + R_v)^2}{(\omega L - 1/\omega C)^2 + R^2}}$$

In dem Diagramm in Fig. 14 ist die Steuercharakteristik

$$S = \frac{i - i_0}{i_m - i_0}$$

dieses durch Veränderung des Schliesswinkels α , über den der Schalter 20 in Fig. 3 in jeder Halbwelle des Stromes i geschlossen wird, von $\alpha = 0$ bis $\alpha = \pi$ bzw. $\alpha = 180^\circ$ in seiner Höhe steuerbaren Stromes i über dem Schliesswinkel α dargestellt, und zwar mit

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

als Parameter unter der Voraussetzung, dass

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

so gewählt ist, dass sich ein maximaler Steuerbereich des Stromes i ergibt ($V = V_{\max}$; siehe hierzu die Abhängigkeit der Steuerbereichsgrösse V von

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

in Fig. 13). Dabei gelten im Normalfall, bei dem R_v vernachlässigbar klein gegen ωL_v ist und daher mit guter Näherung

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0$$

gesetzt werden kann, die durchgezogenen Kurven, während die gestrichelten Kurven mit

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

hauptsächlich zu dem Zweck mit in das Diagramm eingetragen worden sind, um für den Fall eines wesentlich von 0 abweichenden Wertes von

$$\frac{R_v}{\omega L_v}$$

eine Entnahme der sich damit ergebenden Steuercharakteristik aus dem Diagramm in Fig. 14 durch Interpolation zu ermöglichen. In der Praxis sollte jedoch der Verlustwiderstand R_v der Drossel 2 wenn irgend möglich wesentlich unter dem 0,2fachen des induktiven Widerstandes ωL_v derselben gehalten werden, da sich bei einem Verhältnis

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

bereits Wirkleistungsverluste an der Drossel 2 in der Grössenordnung von 10 bis 30% der dem Lastwiderstand R in

Fig. 3 zugeführten Nutzleistung ergeben. Entsprechendes gilt auch für die gestrichelten Kurvenscharen mit

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

in den anderen, in Fig. 9 bis 13 gezeigten Diagrammen.

Die Grösse des Steuerbereiches, die in dem Diagramm in Fig. 13 in Form der Funktion

$$V = \frac{i_m - i_0}{i_0} \cdot 100$$

in Prozenten des Stromwertes i_0 an der unteren Bereichsgrenze des Steuerbereiches dargestellt ist, hängt wie in Fig. 13 ersichtlich wesentlich von

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R},$$

also von der Bemessung von L , C und R in Fig. 3 bzw. von der Bemessung der Kondensatoren 6 und 7 sowie des Schweissstromkreises in Fig. 1, ab. Dabei liegen die im folgenden mit V_{\max} bezeichneten Maximalwerte von V in Abhängigkeit von

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R},$$

wie die in Fig. 13 für verschiedene Parameterwerte von

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

ebenfalls wiederum jeweils für

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0$$

(durchgezogen) und

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

(gestrichelt) dargestellten Kurven von V zeigen, sämtlich im Bereich von

$$0 \leq \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \leq 1,$$

so dass also die Bemessung von L , C und R bzw. bei durch die Klirrfaktorforderungen vorgegebenem

$$\frac{\omega L}{R}$$

die Bemessung von C zur Erzielung eines möglichst grossen Steuerbereiches des Stromes i zweckmässig so erfolgen sollte, dass

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

im Bereich zwischen 0 und 1 und wie aus Fig. 13 ersichtlich vorzugsweise zwischen 0,4 und 1 liegt. Soll genau der Maximalwert des Steuerbereiches V_{\max} erzielt werden, dann sind L , C und R in Fig. 3 so zu bemessen, dass

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R} = p = \sqrt{1 + q^2} - q \text{ mit } q = \frac{\omega L_v}{2R} + \frac{R_v}{\omega L_v} \left(1 + \frac{R_v}{2R}\right)$$

wird. Praktisch brauchen jedoch zur Erzielung des maximalen Steuerbereiches an die Genauigkeit dieser Bemessung keine allzugrossen Anforderungen gestellt werden, da die Maxima von V in Fig. 13 relativ schwach ausgeprägt sind und man daher auch bei Abweichungen des Wertes von

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

um z.B. $\pm 0,1$ von p noch nahezu den maximalen Steuerbereich erzielt. Dieser Sachverhalt ist insbesondere dann von Bedeutung, wenn der Widerstand R in Fig. 3 bzw. der sekundärseitige Lastwiderstand des Schweißstromtransformators 10 in Fig. 1 veränderlich ist. In diesem Fall ist

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

zweckmässig so zu wählen, dass es bei maximalem R um einen bestimmten Differenzwert unter p und bei minimalem R um einen bestimmten Differenzwert über p liegt, wobei die beiden Differenzwerte vorzugsweise etwa gleich sein sollten. Der Maximalwert V_{\max} des Steuerbereiches ist, wie das Diagramm in Fig. 12 zeigt, in erster Linie nur von

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

sowie in geringem Masse von

$$\frac{R_v}{\omega L_v}$$

abhängig und ergibt sich mit der obengenannten Grösse p zu

$$V_{\max} = 100 \cdot (\sqrt{1 + \omega L_v / p R} - 1).$$

Das Diagramm in Fig. 12 kann daher zur Bestimmung der

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{[R + R_v(1-a_0) + b_0\omega L_v]^2 + [\omega L - 1/\omega C + \omega L_v(1-a_0) + b_0 R_v]^2}{\left[(\omega L - 1/\omega C)^2 + R^2\right] \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) \frac{[(2n+1)\omega L_v]^2 + R_v^2}{[(2n+1)\omega L - 1/(2n+1)\omega C]^2 + R^2}}}}$$

bzw. in normierter und prozentualer Darstellung zu

$$k/\% = \frac{100}{\sqrt{1 + \frac{[1 + rs(1-a_0) + sb_0]^2 + [v + s(1-a_0) - rsb_0]^2}{s^2(1+v^2) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(a_n^2 + b_n^2) \cdot [(2n+1)^2 + r^2]}{[(2n+1)w + (v-w)/(2n+1)]^2 + 1}}}}$$

$$\text{mit } r = \frac{R_v}{\omega L_v}, s = \frac{\omega L_v}{R}, v = \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \text{ und } w = \frac{\omega L}{R}$$

sowie den oben schon angegebenen Grössen a_0 , b_0 , a_n und b_n .

Das Diagramm in Fig. 11 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors k vom Schliesswinkel α des Schalters 20 in Fig. 3 in

für einen vorgegebenen Steuerbereich des Stromes i mindestens erforderlichen Induktivität L_v der Drossel 2 in Fig. 1 benutzt werden.

Der Klirrfaktor k des in dem Stromkreis in Fig. 4 fließenden, von den die Grundwelle liefernden Generatoren 22 und 27 sowie den Generatoren der ungeradzahlgigen Oberwellen angetriebenen, mit i_R bezeichneten Wechselstromes 16 ist gemäss geltender Definition gleich dem Verhältnis des Effektivwertes des von sämtlichen Oberwellengeneratoren 10 erzeugten Stromes

$$i_k = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} i_n^2}$$

zu dem Effektivwert des vorgenannten Wechselstromes i_R , der sich selbst wiederum aus dem in dem Stromkreis in Fig. 4 fließenden, oben angegebenen Strom i mit der Kreisfrequenz ω und dem vorgenannten Strom

$$i_k \text{ zu } i_R = \sqrt{i^2 + i_k^2}$$

ergibt (die obengenannten Ströme i_n sind dabei gleich $i_n = U_n/R_n$, wobei R_n gleich

$$R_n = \sqrt{[(2n+1)\omega L - 1/(2n+1)\omega C]^2 + R^2}$$

und U_n gleich der schon oben angegebenen Grösse ist). Der Klirrfaktor k ist also gleich

$$k = i_k/i_R = \sqrt{i_k^2/i^2 + i_k^2} = 1/\sqrt{1 + i^2/\sum_{n=1}^{\infty} i_n^2}$$

$$= 1/\sqrt{1 + i^2/\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2/R_n^2}$$

und ergibt sich somit aus den oben angegebenen Grössen i , U_n und R_n zu

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{[R + R_v(1-a_0) + b_0\omega L_v]^2 + [\omega L - 1/\omega C + \omega L_v(1-a_0) + b_0 R_v]^2}{\left[(\omega L - 1/\omega C)^2 + R^2\right] \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) \frac{[(2n+1)\omega L_v]^2 + R_v^2}{[(2n+1)\omega L - 1/(2n+1)\omega C]^2 + R^2}}}}$$

Form von Kurvenscharen mit

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

als Parameter für

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0$$

(durchgezogene Kurven) und

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

(gestrichelte Kurven), und zwar unter der Voraussetzung, dass $V = V_{\max}$ bzw.

$$\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

zur Erzielung des maximalen Steuerbereiches gleich der oben angegebenen Grösse p und ferner

$$\frac{\omega L}{R}$$

zur Erzielung relativ geringer Klirrfaktoren gleich 5 ist. Wie in Fig. 11 ersichtlich liegen die Maxima der einzelnen Kurven bzw. die sich in Abhängigkeit vom Schliesswinkel α ergebenden maximalen Klirrfaktoren k_{\max} in einem Bereich von Schliesswinkeln α von etwa 110° bis 125° , während sich in den übrigen Schliesswinkelbereichen geringere Klirrfaktoren ergeben. Man kann also mit guter Genauigkeit sagen, dass sich maximale Klirrfaktoren dann ergeben, wenn von dem Schalter 20 die Kuppen der Halbwellen etwa auf halber Höhe derselben (d.h. mit einem Schliesswinkel von ca. 120°) abgeschnitten werden. In dem Diagramm in Fig. 10 ist die Abhängigkeit dieser maximalen Klirrfaktoren k_{\max} von

$$\frac{\omega L}{R}$$

in Form von Kurvenscharen mit

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

als Parameter für

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0$$

(durchgezogene Kurven) und

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

(gestrichelte Kurven) dargestellt. Aus dem Diagramm in Fig. 10 ist ersichtlich, dass der maximale Klirrfaktor k_{\max} mit steigendem

$$\frac{\omega L}{R}$$

stark abfällt und man daher – jedenfalls bei grösseren erforderlichen Steuerbereichen des Stromes i und dementsprechend notwendigem grösseren

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

– zur Erzielung geringer Klirrfaktoren, wie schon oben angegeben, ωL vorzugsweise mindestens dreimal so gross wie R bzw.

$$\frac{\omega L}{R} \geq 3$$

12

wählen sollte. Die Abhängigkeit des maximalen Klirrfaktors k_{\max} von

$$\frac{\omega L_v}{R}$$

zeigt das Diagramm in Fig. 9 in Form von Kurvenscharen mit

$$\frac{\omega L}{R}$$

15 als Parameter für

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0$$

20 (durchgezogene Kurven) und

$$\frac{R_v}{\omega L_v} = 0,2$$

(gestrichelte Kurven), und aus dieser Fig. 9 in Verbindung mit der Fig. 12 lassen sich daher die bei einem bestimmten erforderlichen Steuerbereich des Stromes i zu erwartenden Klirrfaktoren und bei bestimmten Anforderungen hinsichtlich des maximal zulässigen Klirrfaktors der mindestens erforderliche Wert von

$$\frac{\omega L}{R}$$

entnehmen.

Generell ist zu den Diagrammen in den Fig. 9 bis 14 nochmals darauf hinzuweisen, dass diese Diagramme aufgrund des Sachverhaltes, dass sich praktisch jede mit einer erfindungsgemässen Einrichtung versehene Anordnung auf das Ersatzschaltbild in Fig. 3 zurückführen lässt, allgemein für jede erfindungsgemässe Einrichtung gültig sind.

Die die Zündimpulse für die Thyristoren 4 und 5 im Stellglied 17 in Fig. 1 liefernde Einrichtung 8 bzw. die die Zündimpulse für die Thyristoren 27 und 28 im Stellglied 23 in den Fig. 5 und 6 liefernde Einrichtung 24 kann, wie oben schon erwähnt, entweder als Steuereinrichtung beispielsweise wie in Fig. 7 oder als Regeleinrichtung wie z.B. in Fig. 8 ausgebildet sein.

Bei der aus dem Stelltrieb 30 und dem Steuerglied 31 bestehenden Steuereinrichtung in Fig. 7 wird im Prinzip mit dem als Stromwandler ausgebildeten Messübertrager 32 die Phasenlage des in dem Stromkreis 15 in Fig. 1 bzw. in dem Stromkreis 29 in Fig. 5 fliessenden Stromes 16 ermittelt, indem mittels dieses Messübertragers 32 an dem Widerstand 33 und damit auch an jeder der beiden Hälften der Sekundärwicklung 34 des Messübertragers 32 eine dem Strom 16 proportionale und mit dieser phasengleiche Spannung 35 bzw. 36 erzeugt wird. Durch die Spannung 35 wird der Kondensator 37 während jeder positiven Halbwelle des Stromes 16 über die Diode 38 und den Widerstand 39 und durch die Spannung 36 während jeder negativen Halbwelle des Stromes 16 über die Diode 40 und den Widerstand 41 bis nahezu auf den Spitzenwert dieser Spannungen 35 bzw. 36 aufgeladen. Der Stellbereich des dem Kondensator 37 parallelgeschalteten Stellwiderstandes 42 ist nun so bemessen, dass

die Kondensatorspannung des Kondensators 37 nach Durchlaufen des Maximums der Halbwelle langsamer als die Spannung 35 bzw. 36 absinkt, die zuvor die Ladung des Kondensators 37 bewirkt hat, so dass nach Durchlaufen des Maximums jeder Halbwelle infolge der an dem Kondensator 37 stehenden Gegenspannung beide Dioden 38 und 40 gesperrt sind und der Kondensator 37 sich nur über den Stellwiderstand 42 entlädt. Die Entladezeitkonstante wird nun mit dem Stellwiderstand 42 so eingestellt, dass die absinkende Spannung des Kondensators gerade zu dem Zeitpunkt ebenso gross wie die ansteigende Spannung der nächsten Halbwelle wird, zu dem an den zugeordneten Thyristor 4 oder 5 bzw. 27 oder 28 ein Zündimpuls abgegeben werden soll. In dem Moment, wo die Spannung 35 bzw. 36 die Spannung des Kondensators 37 übersteigt, wird die Diode 38 bzw. 40 durchgeschaltet und damit der Basis des Transistors 43 bzw. 44 ein Strom zugeführt, der aufgrund der Stromverstärkung des Transistors einen rasch ansteigenden Strom im Kollektor-Emitter-Kreis 45 bzw. 46 desselben und damit einen Spannungsimpuls an dem in diesem Kollektor-Emitter-Kreis liegenden, eine relativ hohe Induktivität aufweisenden Ausgangstransformator 47 bzw. 48 verursacht, der auf die Sekundärseite dieses Ausgangstransformators übertragen und über die Leitung 49 bzw. 50 der Zündstrecke des Thyristors 4 bzw. 5 zugeführt wird und den Thyristor 4 bzw. 5 zündet. Im Anschluss daran wird der Kondensator 37 über die durchgeschaltete Diode 38 bzw. 40 bis nahezu auf den Spitzenwert der Spannung 35 bzw. 36 aufgeladen, und dann wiederholt sich der gleiche Vorgang, wobei die Dioden 38 und 40 abwechselnd durchgeschaltet werden und dementsprechend den Leitungen 49 und 50 abwechselnd Zündimpulse zugeführt werden.

Bei der den Stelltrieb 51, den Regler 52, den Istwertgeber 53 und den Sollwertgeber 54 umfassenden Regeleinrichtung in Fig. 8 hat der Stelltrieb 51 praktisch den gleichen Aufbau und die gleiche Wirkungsweise wie der Stelltrieb 30 in Fig. 7, jedoch wird hier nicht mit einer mit veränderbarer Zeitkonstante zeitlich absinkenden Gegenspannung wie der Spannung des Kondensators 37 in Fig. 7 sondern mit einer in ihrer Höhe veränderbaren, zeitlich im wesentlichen konstanten Gegenspannung gearbeitet, die der Kollektorstrom des Transistors 55 an dem Widerstand 56 erzeugt. Jeweils sobald die Spannung 57 bei ihrem Anstieg während der positiven Halbwellen bzw. die Spannung 58 bei ihrem Anstieg während der negativen Halbwellen die an dem Widerstand 56 stehende Gegenspannung übersteigt, werden den Leitungen 49 und 50 in gleicher Weise wie bei dem Stelltrieb 30 in Fig. 7 abwechselnd Zündimpulse zugeführt. Die Höhe der an dem Widerstand 56 stehenden Gegenspannung stellt sich selbsttätig so ein, dass ein bestimmter durch den Sollwertgeber 54 vorgegebener Wert des in dem Stromkreis 15 in Fig. 1 bzw. 29 in Fig. 5 fliessenden Stromes 16 aufrechterhalten wird. Hierzu ist erstens der Messübertrager 59 mit einer zweiten Sekundärwicklung 60 versehen, an der ebenso wie an dem Widerstand 61 und damit an der Sekundärwicklung 62 des Messübertragers 59 eine dem Strom 16 proportionale Spannung 63 steht, auf deren Spitzenwert der Kondensator 64 über die Diode 65 aufgeladen wird, und zweitens ist ein Sollwertgeber 54 vorgesehen, der an dem Widerstand 67 eine durch den Stellwiderstand 68 einstellbare, der Spannung 66 am Kondensator 64 entgegengerichtete konstante Gleichspannung 69 erzeugt. Die Spannungsdifferenz zwischen der dem Strom 16 proportionalen Kondensatorspannung 66 und der konstanten Gleichspannung 69 treibt nun den Basisstrom des Transistors 55 an und verursacht daher einen um die Stromverstärkung des Transistors 55 höheren Kollektorstrom desselben und damit einen dieser Spannungsdifferenz mit der Stromverstärkung des Transistors 55 als Proportionalitäts-

faktor proportionalen Spannungsabfall an dem Widerstand 56. Da nun dem im Stromkreis 15 in Fig. 1 bzw. 29 in Fig. 5 und damit durch die Primärseite des Messübertragers 59 fliessenden Strom 16 eine bestimmte an dem Widerstand 56 stehende Gegenspannung zugeordnet ist, muss die Spannungsdifferenz zwischen der dem Strom 16 proportionalen Kondensatorspannung 66 und der konstanten Gleichspannung 69 bei sehr hoher Stromverstärkung des Transistors 55 im eingeschwungenen Zustand der Regelschaltung in Fig. 8 ausserordentlich klein sein, so dass die dem Strom 16 proportionale Kondensatorspannung 66 praktisch gleich der konstanten Gleichspannung 69 sein muss und damit der Strom 16 konstant bleiben muss. Würde sich nämlich der im Stromkreis 15 bzw. 29 und damit durch die Primärseite des Messübertragers 59 fliessende Strom 16 (z.B. infolge Erhöhung der Generatorspannung des Generators 9 bzw. 22) erhöhen, dann würde sich auch eine entsprechende Erhöhung der Sekundärspannung 63 des Messübertragers 59 und damit der Kondensatorspannung 66 ergeben, was zu einem Anstieg der besagten Spannungsdifferenz zwischen der Kondensatorspannung 66 und der konstanten Gleichspannung 69 und damit zu einem Anstieg des Basisstromes und entsprechend des Kollektorstromes des Transistors 55 und damit wiederum zu einer Erhöhung des Spannungsabfalles am Widerstand 56 führen würde. Infolge dieser Erhöhung der an dem Widerstand 56 stehenden Gegenspannung würde die Diode 70 bzw. 71 erst bei einer höheren Spannung 57 bzw. 58 durchgeschaltet und damit die Zündung des Thyristors 4 bzw. 5 oder 27 bzw. 28 über die Leitung 49 bzw. 50 innerhalb der betreffenden Halbwelle verzögert, was zu einem geringeren Schaltwinkel α des Schalters 20 in Fig. 3 und damit gemäss Fig. 14 wieder zu einer Verringerung des im Stromkreis 15 bzw. 29 fliessenden Stromes 16 bis auf den Ausgangswert, bei dem die Spannungsdifferenz zwischen der dem Strom 16 proportionalen Kondensatorspannung 66 und der konstanten Gleichspannung 69 wieder nahezu Null ist, führen würde. Die gewünschte Höhe des in dem Stromkreis 15 in Fig. 1 bzw. 29 in Fig. 5 fliessenden Stromes 16 ist bei der Regeleinrichtung in Fig. 8 durch den Stellwiderstand 68 einstellbar, mit dem die Gleichspannung 69 und damit der dieser proportionale Strom 16 eingestellt werden kann. Zu beachten ist in diesem Zusammenhang hinsichtlich der Stromversorgung des Sollwertgebers 54, dass die demselben von der Stromversorgung 72 zugeführte, an dem Kondensator 73 stehende Betriebsspannung soweit als möglich stabil gehalten werden sollte, da sich etwaige Änderungen dieser Betriebsspannung als proportionale Änderungen des Stromes 16 auswirken würden. Hierzu sind erstens die Kapazitäten der Kondensatoren 73, 74 und 75 gross genug zu wählen, dass sich keine Rückwirkungen der Kollektorströme des Transistors 55, 76 und 77 auf die Betriebsspannung des Sollwertgebers 54 ergeben, und zweitens ist gegebenenfalls die Gleichspannungsquelle 78 z.B. durch eine Zenerdiodenschaltung zu stabilisieren.

Bei einem praktischen Ausführungsbeispiel der in Fig. 1 gezeigten, mit einer erfindungsgemässen Einrichtung versehenen Rollennaht-Widerstands-Schweissmaschine entspricht der primärseitige Eingangswiderstand des Schweissstromtransformators 10 bei der in Fig. 1 gezeigten Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 der Reihenschaltung einer Induktivität von 1,47 mH mit einem Wirkwiderstand von 0,9 Ohm bei einem Stromübersetzungsverhältnis des Schweissstromtransformators 10 von $\ddot{u} = 53$ und bei der anderen Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 der Reihenschaltung einer Induktivität von 1,02 mH mit einem Wirkwiderstand von 0,67 Ohm bei einem Stromübersetzungsverhältnis des Schweissstromtransformators 10 von $\ddot{u} = 43$, der Generator 9 hat eine Frequenz von 500 Hz und einen der Reihenschaltung einer Induktivität von 0,135 mH und eines Wirkwiderstandes von 0,05 Ohm

entsprechenden Innenwiderstand und liefert eine Leerlaufspannung von $86,3 V_{\text{eff}}$, die Drossel 2 lässt sich durch die Reihenschaltung einer Induktivität von $0,454 \text{ mH}$ und eines Wirkwiderstandes von $0,015 \text{ Ohm}$ darstellen und die Kondensatoren 6 und 7 haben Kapazitäten von 68 Mikrofara und 50 Mikrofara sowie zulässige Betriebsspannungen von $400 V_{\text{eff}}$ und $200 V_{\text{eff}}$. Der Schweissstrom 79 ist in der in Fig. 1 gezeigten Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 im Bereich von 2250 A bis 4500 A und in der anderen Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 von 1500 A bis 3100 A steuerbar. Der Klirrfaktor des im wesentlichen sinusförmigen Schweissstromes 79 ist in der in Fig. 1 gezeigten Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 maximal $3,3\%$ und in der anderen Stellung des Steuerbereichsumschalters 19

maximal $4,4\%$. Der Verlauf des Klirrfaktors über dem Schliesswinkel α entspricht in der in Fig. 1 gezeigten Stellung des Steuerbereichsumschalters 19 etwa der in Fig. 11 gezeigten durchgezogenen Kurve mit

$$\frac{\omega L_v}{R} = 1,5$$

und die Steuercharakteristik des Schweissstromes 79 über dem Schliesswinkel α entspricht etwa der in Fig. 14 gezeigten durchgezogenen Kurve mit

$$\frac{\omega L_v}{R} = 1,5.$$

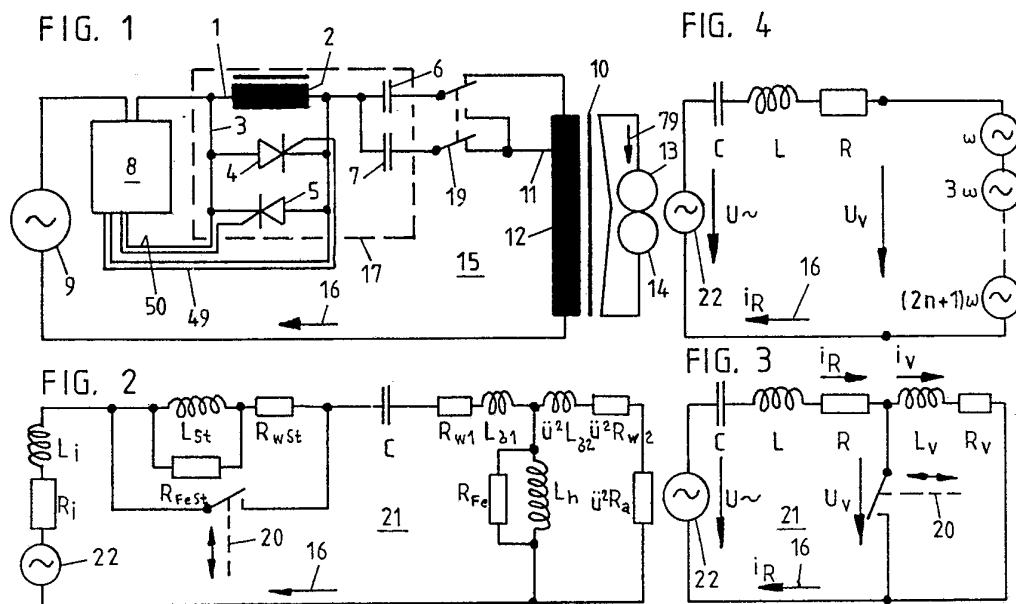


FIG. 6

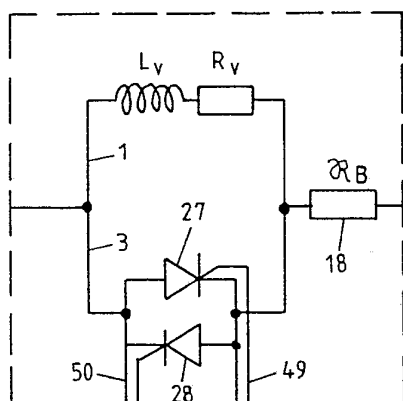


FIG. 5

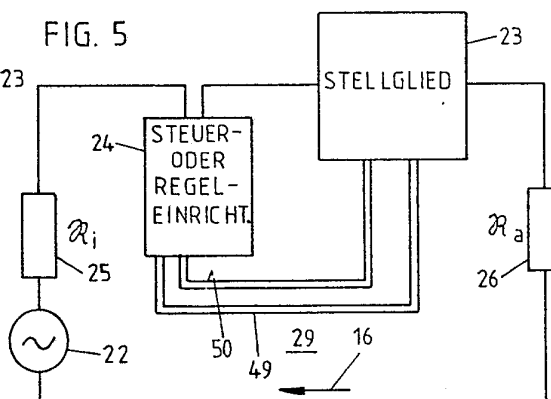


FIG. 7

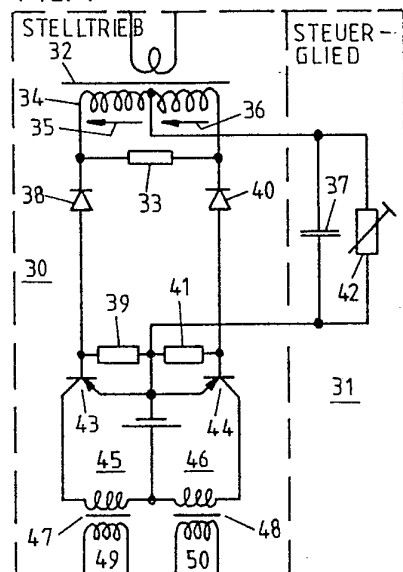


FIG. 8

