



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 101 35 500 B4 2007.10.04

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: 101 35 500.9

(51) Int Cl.⁸: A61N 1/378 (2006.01)

(22) Anmeldetag: 20.07.2001

A61N 1/39 (2006.01)

(43) Offenlegungstag: 14.02.2002

(45) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 04.10.2007

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 2 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität:

09/620,446 20.07.2000 US

(72) Erfinder:

Brink, Gregory D., Port Townsend, Wash., US

(73) Patentinhaber:

Agilent Technologies, Inc. (n.d.Ges.d. Staates
Delaware), Santa Clara, Calif., US

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

US 59 91 658 A

US 57 41 306 A

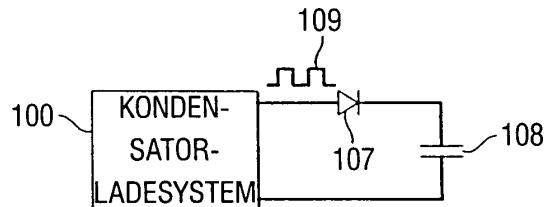
US 45 48 209 A

(74) Vertreter:

Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, 82049
Pullach

(54) Bezeichnung: **Kondensatorladeschaltung und Verfahren zum Laden eines Kondensators unter Verwendung eines Strom-Signalverlaufs mit konstanter Frequenz**

(57) Hauptanspruch: Kondensatorladeschaltung eines externen Defibrillators, mit
einem zu ladenden Kondensator (108);
einem Transformator (114) mit einer Primärseite (104) und
einer Sekundärseite (106), wobei der zu ladende Kondensator (108) in Reihe mit einer Rücklaufdiode (107) an die
Sekundärseite angeschlossen ist;
einer Versorgungsspannungsquelle (204);
einem Schaltelement (202) zum schaltenden Verbinden
der Versorgungsspannungsquelle (204) mit der Primärseite
des Transformators;
einem Stromsensor (110) zum Erfassen eines Primärstroms (124) durch die Primärseite (104) des Transformators;
und
einer Steuerschaltung (116), die eingangsseitig an den
Stromsensor und ausgangsseitig an das Schaltelement an-
geschlossen ist und die ausgebildet ist, um das Schaltelement
zu Beginn eines jeden Taktzyklus mit fester Frequenz
leitend zu schalten und um das Schaltelement (202) aus-
schließlich in Abhängigkeit von dem erfassten Primärstrom
(104) sperrend zu schalten, sobald der erfasste Primär-
strom einen Schwellenwert übersteigt, so dass sich die La-
dezeit des Kondensators (108) bei zunehmendem Tastver-
hältnis des Primärstroms verkürzt.



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich allgemein auf Ladekondensatoren und insbesondere auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Laden von Hochspannungskondensatoren.

[0002] Jedes Jahr sind 350.000 Todesfälle in den USA auf plötzlichen Herzstillstand zurückzuführen, was diesen zu einem der größten medizinischen Notfälle des Landes macht. Weltweit sind jedes Jahr eine noch viel größere Anzahl von Todesfällen auf plötzlichen Herzstillstand zurückzuführen. Eine der häufigsten und lebensbedrohlichsten Konsequenzen eines Herzinfarkts ist die Entwicklung einer Herzarrhythmie, im allgemeinen als Herzkammerfibrillation bezeichnet. Während einer Herzkammerfibrillation ist der Herzmuskel nicht in der Lage, eine ausreichende Menge an Blut zu dem Körper und dem Gehirn zu pumpen. Der Mangel an Blut und Sauerstoff im Gehirn kann bei dem Betroffenen zu Gehirnschäden, Lähmungen oder Tod führen.

[0003] Die Möglichkeit des Überlebens eines Herzinfarkts oder einer anderen schweren Herzarrhythmie hängt davon ab, wie schnell eine effektive medizinische Behandlung zur Verfügung steht. Falls innerhalb von 4 Minuten des Beginns der Symptome eine direkte Herz-Lungen-Wiederbelebung durchgeführt wird, der eine Defibrillation folgt, kann die Überlebenswahrscheinlichkeit 50% oder mehr erreichen. Diese sofortige Ausführung einer Defibrillation innerhalb der ersten kritischen Minuten wird daher als eine der wichtigsten Komponenten der medizinischen Notfallbehandlung zur Verhinderung des Tods durch plötzlichen Herzstillstand angesehen.

[0004] Die Herzdefibrillation ist ein elektrischer Schock, der verwendet wird, um die chaotischen Herzkontraktionen, die während der Herzfibrillation auftreten, zu stoppen, und einen normalen Herzrhythmus wiederherzustellen. Um einen solchen elektrischen Schock an dem Herz durchzuführen, werden Defibrillatoranschlußflächen auf der Brust des Betroffenen angebracht, und ein elektrischer Impuls mit der richtigen Stärke und Form wird durch die Anschlußflächen zu dem Betroffenen übertragen. Obwohl Defibrillatoren seit Jahren bekannt sind, sind sie typischerweise kompliziert, wodurch sie nur für die Verwendung durch geschultes Personal geeignet sind.

[0005] In jüngster Zeit wurden tragbare und transportierbare automatische und halbautomatische externe Defibrillatoren (im allgemeinen AEDs = automatic external defibrillator) für die Verwendung durch Ersthelfer entwickelt. Ein tragbarer Defibrillator ermöglicht es, daß einem Betroffenen die richtige medizinische Versorgung früher zukommt als bei vorhergehenden Defibrillatoren, was die Wahrscheinlichkeit

des Überlebens erhöht. Solche tragbaren Defibrillatoren können an einem zugänglichen Ort in einer Firma, zu Hause, einem Flugzeug oder dergleichen gelagert oder dorthin gebracht werden, wo sie für die Verwendung durch Ersthelfer zur Verfügung stehen. Mit den jüngsten Fortschritten der Technologie kann selbst eine nur minimal geschulte Einzelperson herkömmliche tragbare Defibrillatoren bedienen, um einem Betroffenen in den kritischen ersten Minuten nach dem Einsetzen eines plötzlichen Herzstillstands zu helfen.

[0006] Wie angemerkt, muß eine effektive medizinische Behandlung sofort nach dem Einsetzen der Symptome ausgeführt werden. Ein zeitraubender Defibrillatorvorgang ist das Laden eines Hochspannungskondensators, der die Energie zum Erzeugen des elektrischen Schocks liefert. Ungünstigerweise laden die herkömmlichen AEDs den Hochspannungskondensator nicht ausreichend, wodurch wertvolle Vorbereitungszeit verbraucht wird, um die Therapie durchführen zu können. Dies begrenzt die Anzahl von Mehrfachschocks, die einem Patienten in der minimalen verfügbaren Zeit verabreicht werden können. Was daher benötigt wird, ist ein Defibrillator der einen Hochspannungskondensator schnell und effizient laden kann.

[0007] Die US 5 741 306 A betrifft ein Kondensatorladesystem mit einer Kondensatorladeeinrichtung zum Laden der Kondensatoren einer Kondensatorbank. Dieses bekannte Kondensatorladesystem bedient sich einer sogenannten "Boost"-Schaltung, die nicht mit dem Prinzip der Energiespeicherung in einem Transformator arbeitet. Die "Boost"-Schaltung bedient sich zweier Schalttransistoren, die der ausgangsseitig erzeugten Hochspannung ausgesetzt sind, so dass die Ausgangsspannung dieser bekannten Kondensatorladeschaltung auf die maximale Spannung begrenzt ist, der die genannten Transistoren ausgesetzt werden dürfen.

[0008] Die US 4 548 209 A zeigt eine Kondensatorladeschaltung, die zum Schutz einer Versorgungsbatterie eines implantierbaren Gerätes dient, dessen Batterie nicht ohne weiteres ausgetauscht werden kann (da dies mit einer Operation einher ginge). Um diesen Schutz der Versorgungsbatterie zu erreichen, nimmt die Schaltung eine Steuerung des Tastverhältnisses des "Boost"-Systems in Abhängigkeit von der Versorgungsbatteriespannung vor.

[0009] Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen verbesserten Defibrillator zu schaffen, der einen Hochspannungskondensator schneller und effizienter laden kann.

[0010] Diese Aufgabe wird durch ein System gemäß Anspruch 1 und ein Verfahren gemäß Anspruch 4 gelöst.

[0011] Die vorliegende Erfindung ist ein System und Verfahren zum Laden eines Hochspannungskondensators durch das Anlegen eines Stroms, dessen Stärke einen Signalverlauf mit fester Frequenz aufweist. Während einer Ladesequenz, in der der Strom wiederholt an den Kondensator angelegt wird, wird das Tastverhältnis des Strom-Signalverlaufs mit fester Frequenz auf der Basis der Kondensatorspannung dynamisch gesteuert. Insbesondere ist die Rate, mit der die Energie zu dem Kondensator übertragen wird, gemäß der Effizienz, mit der die Energie zu dem Kondensator übertragen werden kann, modifiziert. Dies erhöht die Geschwindigkeit, mit der der Hochspannungskondensator geladen wird. Alternative oder zusätzliche wesentliche Vorteile können abhängig von der gewünschten Anwendung realisiert werden. Beispielsweise können Systeme, die die vorliegende Erfindung implementieren, Ladezeiten liefern, die mit herkömmlichen Systemen vergleichbar sind, die kleinere Komponenten, eine niedrigere Energieleistungsquelle, eine höhere Impedanzleistungsquelle oder jede sinnvolle Kombination derselben verwenden.

[0012] Allgemein wird Energie durch ein magnetisches Element, wie z. B. einen Induktor oder einen Transformator von einer Leistungsquelle zu dem Hochspannungskondensator übertragen. Beispielsweise liefert eine gepulste Spannungsversorgung Spannungsimpulse mit einer konstanten Frequenz und einem einstellbaren Tastverhältnis zu einer Primärwicklung eines Rücklauftransformators. Anfangs ist in dem Transformatorkern keine Energie gespeichert. Als Folge ist das Tastverhältnis des ursprünglichen Spannungsimpulses von ausreichender Dauer, um gespeicherte Energie in dem Transformatorkern zu sammeln. Während sich die Menge an Energie, die in dem Transformatorkern gespeichert ist, erhöht, wird der Transformator gesteuert, um einen Strom zu erzeugen, um den Kondensator zu laden. Die Stärke des Stroms weist eine feste Frequenz und einen Signalverlauf mit variablem Tastverhältnis auf.

[0013] Genauer gesagt, ist das Tastverhältnis des Stromstärkensignalverlaufs unmittelbar nach der ursprünglichen Ansammlung von Energie in dem Transformatorkern wesentlich. Da die Sekundärwicklung mit der Primärwicklung (einem Rücklauftransformator) phasenverschoben ist, weist der Spannungs-Signalverlauf zum Bewirken der Erzeugung eines solchen Stromstärkensignalverlaufs ein im wesentlichen kleines Tastverhältnis auf. Das Treiben des Transformators auf eine solche Weise erhält gespeicherte Energie in dem Transformatorkern, während der Sekundärwicklung ausreichend Zeit gegeben wird, um Energie zu dem Kondensator zu übertragen, da die Sekundärwicklung aufgrund der minimalen Kondensatorspannung andernfalls dies nicht auf zeitsparende Weise tun kann. Während sich die Kondensatorspannung erhöht, ist das Tastverhältnis

des Stromsignalverlaufs ansprechend auf eine Erhöhung des Tastverhältnisses des Spannungs-Signalverlaufs verringert. Dies optimiert die Energieübertragungsrate, weil sich die Geschwindigkeit, mit der solche Übertragungen auftreten können, mit einer Steigerung bei der Kondensatorspannung steigert. Während Energie von dem Transformatorkern zu dem Kondensator übertragen wird, tritt folglich eine gleichzeitige Übertragung von Energie von der Leistungsquelle zu dem Transformatorkern auf. Dieser Betriebsmodus wird hierin als ein "fortlaufender Modus" bezeichnet, da dieser Betriebsmodus sicherstellt, daß der Transformatorkern fortlaufend Energie speichert.

[0014] Eine Anzahl von Aspekten der Erfindung ist nachfolgend zusammengefaßt, zusammen mit unterschiedlichen Ausführungsbeispielen, die für jeden der zusammengefaßten Aspekte implementiert werden können. Es sollte offensichtlich sein, daß die zusammengefaßten Ausführungsbeispiele einander nicht unbedingt einschließen oder ausschließen, und in Verbindung mit dem gleichen oder unterschiedlichen Aspekten, die konfliktfrei und anders möglich sind, auf jede Weise kombiniert werden können. Diese offenbarten Aspekte der Erfindung, die sich hauptsächlich auf Hochleistungskondensatorladesysteme und -methodologien beziehen, sind nur beispielhafte Aspekte und sind ebenfalls als nicht beschränkend anzusehen.

[0015] Bei einem Aspekt der Erfindung ist ein System zum Laden eines Hochspannungskondensators durch das Anlegen eines Stroms, dessen Stärke einen Signalverlauf mit fester Frequenz aufweist, offenbart.

[0016] Bei einem anderen Aspekt der Erfindung ist ein Hochspannungskondensatorladesystem offenbart. Das System erzeugt Stromimpulse mit einer festen Frequenzgröße. Bei diesem Aspekt der Erfindung wird während einer Ladesequenz, bei der die Stromimpulse wiederholt an einen Kondensator angelegt werden, das Tastverhältnis des Strom-Signalverlaufs mit fester Frequenz auf der Basis der Spannung des Hochspannungskondensators dynamisch gesteuert.

[0017] Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung ist ein System zum Laden eines Hochspannungskondensators offenbart. Bei diesem Aspekt der Erfindung umfaßt das System einen Rücklauftransformator und eine gepulste Spannungsversorgung. Der Transformator umfaßt einen Kern, eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung. Die gepulste Spannungsversorgung liefert eine Spannung mit einer konstanten Frequenz und einen Signalverlauf mit einstellbarem Tastverhältnis zu der Primärwicklung. Das anfängliche Tastverhältnis des Spannungs-Signalverlaufs ist von ausreichender Dauer, um eine Menge von gespeicherter Energie in dem Transfor-

matorkern zu sammeln, wonach der Spannungs-Signalverlauf fortlaufend an die Primärspule angelegt wird. Das Tastverhältnis des Spannungs-Signalverlaufs erhöht sich während der Ladesequenz entsprechend auf eine Erhöhung der Augenblicksspannung des Hochspannungskondensators von einem im wesentlichen kleinen Wert zu einem im wesentlichen großen Wert.

[0018] Bei noch einem weiteren Aspekt der Erfindung ist ein System zum Laden eines Hochspannungskondensators offenbart. Bei diesem Aspekt der Erfindung umfaßt das System einen Transformator und eine gepulste Spannungsversorgung. Der Transformator umfaßt einen Kern, eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung. Ein Kondensator ist über die Sekundärwicklung elektrisch gekoppelt. Die gepulste Spannungsversorgung liefert eine Spannung mit einer konstanten Frequenz und einem Signalverlauf mit einstellbarem Tastverhältnis zu der Primärwicklung.

[0019] Das Tastverhältnis des Spannungs-Signalverlaufs wird dynamisch modifiziert, so daß Energie fortlaufend in dem Transformatorkern gespeichert wird, während der Kondensator geladen wird. Insbesondere während einzelner Zyklen einer Ladesequenz überträgt das System Energie von der gepulsten Spannungsversorgung zu dem Transformatorkern, um Energie zu ersetzen, die vorher von dem Transformatorkern zu dem Hochspannungskondensator übertragen wurde.

[0020] Bei noch einem weiteren Aspekt der Erfindung ist eine Kondensatorladevorrichtung offenbart. Bei diesem Aspekt der Erfindung umfaßt das System eine Kondensatorladevorrichtung, die mit einem Kondensator verbunden ist, und eine Diode, die mit dem Kondensator elektrisch verbunden ist und zwischen dem Kondensator und der Kondensatorladevorrichtung angeordnet ist. Die Diode umfaßt eine Kathode, die mit dem Kondensator verbunden ist, und eine Anode, die mit der Kondensatorladevorrichtung verbunden ist. Die Kondensatorladevorrichtung lädt den Kondensator durch Erzeugen eines Stroms, dessen Stärke eine feste Frequenz und einen Signalverlauf mit variablem Tastverhältnis aufweist.

[0021] Bei einem Ausführungsbeispiel dieses Aspekts der Erfindung umfaßt das Kondensatorladesystem ein magnetisches Element, über das der Kondensator verbunden ist, und eine gepulste Spannungsversorgung, die mit einem Knoten des magnetischen Elements verbunden ist, wobei der andere Knoten des magnetischen Elements mit der Masse verbunden ist. Die gepulste Spannungsversorgung liefert der Primärwicklung eine Ladespannung, die zwischen einer ersten Spannung und einer zweiten Spannung übergeht, die geringer ist als die erste Spannung, mit einer im wesentlichen konstanten Fre-

quenz und mit einem variablen Tastverhältnis.

[0022] Das magnetische Element kann ein Rücklauftransformator sein. Bei solchen Implementierungen umfaßt der Transformator einen Kern, eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung, die zu der Primärwicklung phasenverschoben ist. Hier ist der Kondensator über die Sekundärwicklung verbunden. Bei einer speziellen Implementierung umfaßt die Kondensatorladevorrichtung einen Stromsensor, der zwischen dem anderen Primärwicklungsknoten und der Masse in Reihe geschaltet ist. Der Stromsensor erzeugt eine Spannung mit einer Stärke, die den Strom anzeigt, der durch die Primärwicklung fließt. Die Ladevorrichtung umfaßt außerdem eine Steuerschaltung, die operational mit der gepulsten Spannungsversorgung und dem Stromsensor gekoppelt ist. Die Steuerschaltung sendet ein Tastverhältniseinstellsignal zu der gepulsten Spannungsversorgung, um das Tastverhältnis des Ladespannungssignalverlaufs auf der Basis des aktuellen Stärkesignals einzustellen.

[0023] Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung ist eine Kondensatorladevorrichtung zum Laden eines Hochspannungskondensators offenbart. Die Ladevorrichtung umfaßt einen Kondensatorladetransformator und eine Ladeschaltung. Der Transformator umfaßt einen Kern mit einer Primär- und einer Sekundärwicklung. Der Hochspannungskondensator ist über die Sekundärwicklung durch eine Diode elektrisch verbunden. Die Ladeschaltung ist mit der Primärwicklung verbunden und legt eine Spannung über die Primärwicklung an, um zu bewirken, daß ein Strom durch die Sekundärwicklung fließt, so daß der Transformator fortlaufend Energie in seinem Kern speichert. Der Sekundärwicklungsstrom überträgt Energie von dem Transformatorkern zu dem Hochspannungskondensator.

[0024] Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung ist ein Verfahren zum Laden eines Kondensators offenbart. Das Verfahren umfaßt das Liefern eines Stroms zu dem Kondensator, dessen Stärke einen Signalverlauf mit fester Frequenz aufweist. Bei einem Ausführungsbeispiel ist das Tastverhältnis des Signalverlaufs mit fester Frequenz verschieden. Das Verfahren kann außerdem folgende Schritte umfassen: Treiben einer Primärwicklung eines Transformators mit einer festen Frequenz, einem Signalverlauf mit variablem Tastverhältnis, Erfassen eines elektrischen Stroms, der durch die Primärwicklung fließt, und Einstellen des Tastverhältnisses des Spannungssignalverlaufs, wenn der elektrische Strom, der in die Primärwicklung fließt, einen vorbestimmten Wert erreicht.

[0025] Verschiedene Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung liefern bestimmte Vorteile und beheben bestimmte Nachteile der herkömmlichen Techniken. Nicht alle Ausführungsbeispiele der Erfin-

dung haben die gleichen Vorteile, und diejenigen, die dies tun, haben diese womöglich nicht unter allen Umständen. Trotzdem schafft die vorliegende Erfindung zahlreiche Vorteile, einschließlich des bereits angemerkt Vorteils der schnellen Übertragung von Energie zu einem Hochenergiekondensator. Das Einstellen des Tastverhältnisses eines festen Frequenzstrompulses, der an einen Kondensator angelegt ist, ermöglicht es, daß im Vergleich zu herkömmlichen Techniken Energie schnell zu dem Kondensator übertragen wird. Zusätzlich eliminiert die vorliegende Erfindung den Bedarf, zu erfassen, wenn die Sekundärwicklung des Kondensatorladungstransformators im wesentlichen alle ihre Energie zu dem Kondensator übertragen hat. Die vorliegende Erfindung eliminiert außerdem den Bedarf nach komplexen Rückkopplungsschaltungsanordnungen zum Einstellen des Stroms in der Primärwicklung des Transformators auf der Basis eines Sensoreingangssignals von der Sekundärwicklung des Transformators.

[0026] Diese Erfindung ist insbesondere in den anhängigen Ansprüchen dargestellt. Die obigen und weitere Merkmale und Vorteile dieser Erfindung können besser verstanden werden durch Bezugnahme auf die folgende Beschreibung, wenn sie in Verbindung mit den beiliegenden Zeichnungen gelesen wird. In den Zeichnungen bezeichnen gleiche Bezugssymbole identische oder funktional ähnliche Elemente. Zusätzlich identifizieren die am weitesten links stehenden eine oder zwei Ziffern eines Bezugssymbole die Zeichnung, in der das Bezugssymbol zuerst erscheint.

[0027] Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend Bezug nehmend auf die beiliegenden Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

[0028] [Fig. 1A](#) ein grobes Blockdiagramm eines Kondensatorladesystems gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

[0029] [Fig. 1B](#) ein Blockdiagramm eines Ausführungsbeispiels der Kondensatorladeschaltung der vorliegenden Erfindung;

[0030] [Fig. 2](#) ein Blockdiagramm eines weiteren Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung;

[0031] [Fig. 3](#) ein Blockdiagramm eines weiteren Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung;

[0032] [Fig. 4](#) ein Blockdiagramm eines weiteren Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung;

[0033] [Fig. 5](#) ein elektronisches Schaltbild von einem Aspekt der vorliegenden Erfindung;

[0034] [Fig. 6](#) ein schematisches Blockdiagramm ei-

nes Aspekts der vorliegenden Erfindung;

[0035] [Fig. 7](#) ein Schaltbild eines Ausführungsbeispiels der Kondensatorladeschaltungssteuerlogik, die in [Fig. 5](#) dargestellt ist;

[0036] [Fig. 8A](#) bis [Fig. 8C](#) beispielhafte Signalverläufe bei einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung; und

[0037] [Fig. 9](#) ein Flußdiagramm für einen Prozeß des Ausführens eines Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung.

[0038] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein System und ein Verfahren zum Laden eines Hochspannungskondensators. [Fig. 1A](#) ist ein Hochpegelblockdiagramm eines Kondensatorladesystems gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Die Kondensatorladevorrichtung **100** erzeugt einen Strom **109**, dessen Stärke einen Signalverlauf mit fester Frequenz aufweist. Während einer Ladesequenz, in der der Strom **109** an den Hochspannungskondensator **108** angelegt wird, wird das Tastverhältnis des Signalverlaufs mit fester Frequenz dynamisch gesteuert, um die Energieübertragungscharakteristika gemäß der Rate, mit der Energie zu dem Kondensator **108** übertragen werden kann, zu modifizieren.

[0039] Wie nachfolgend näher beschrieben wird, kann die vorliegende Erfindung ein magnetisches Element verwenden, um Energie zu einem Hochspannungskondensator zu übertragen. [Fig. 1B](#) ist ein Blockdiagramm eines Ausführungsbeispiels eines Kondensatorladesystems **100** der vorliegenden Erfindung, das ein magnetisches Element verwendet. Bei diesem beispielhaften Ausführungsbeispiel umfaßt das Kondensatorladesystem einen Transfomator **114**, wie z. B. ein magnetisches Element. Von der vorliegenden Offenbarung sollte jedoch offensichtlich sein, daß gemäß den Lehren der vorliegenden Erfindung andere magnetische Elemente und auch andere Stromgeneratoren verwendet werden können.

[0040] Der Kondensatorladetransformator **114** umfaßt einen Kern **105**, eine Primärwicklung **104** und eine Sekundärwicklung **106**. Bei dem speziellen in [Fig. 1B](#) dargestellten Ausführungsbeispiel bilden die Primärwicklung **104** und die Sekundärwicklung **106** einen Rücklauftransformator und sind daher phasenverschoben, wie es durch die polaritätsanzeigenden Indizien **118** und **120** gezeigt ist. Als solches legt die folgende Beschreibung verschiedene Ausführungsbeispiele und Komponenten des Systems **100** zum Treiben des Rücklauftransformators **114** dar, um die feste Frequenz und den Strom-Signalverlauf mit variablen Tastverhältnis **109** zu erzeugen. Ein solcher Strom fließt durch die Sekundärwicklung **106**, um En-

ergie zu dem Kondensator **108** zu übertragen, der durch eine Rücklaufdiode **107** über der Sekundärwicklung **106** verbunden ist.

[0041] Während der Primärstrom **124** durch die Primärwicklung **104** fließt, und sich die Energie, die in dem Transformatorkern **105** gespeichert ist, erhöht, fließt kein Strom **109** von der Sekundärwicklung **106** zu dem Kondensator **108**. Umgekehrt, wenn kein Strom durch die Primärwicklung **104** fließt, fließt Strom **109** von der Sekundärwicklung **106** zu dem Kondensator **108**, um den Kondensator **108** zu laden. Somit überträgt die Primärwicklung **104** Energie von einer Leistungsquelle zu dem Transformatorkern **105**, wenn Strom durch die Primärwicklung **105** fließt, und umgekehrt leitet die Sekundärwicklung **106** Energie von dem Transformatorkern **105** zu dem Kondensator **108**, wenn Strom **109** durch die Sekundärwicklung **106** fließt.

[0042] Das Ladesystem **100** umfaßt eine gepulste Spannungsversorgung **102**, die mit Primärwicklung **104** des Kondensatorladetransformators **114** in Reihe geschaltet ist. Bei Ausführungsbeispielen, die einen Rücklauftransformator verwenden, wird der Strom-Signalverlauf **109** durch Steuern der Spannung über die Primärwicklung **104** erzeugt. Somit erzeugt bei diesem Ausführungsbeispiel die gepulste Spannungsversorgung **102** einen Ladespannungssignalverlauf **122** mit einer im wesentlichen konstanten Frequenz und einem einstellbaren Tastverhältnis. Anfangs ist jedoch keine Energie in dem Transformatorkern gespeichert. Folglich ist das Tastverhältnis des anfänglichen Spannungspulses von ausreichender Dauer, um gespeicherte Energie in dem Transformatorkern **105** zu sammeln. Sobald eine vorbestimmte Menge an Energie in dem Transformatorkern **105** gespeichert ist, wird der Transformator **114** gemäß den Lehren der vorliegenden Erfindung gesteuert, um Strom **109** zu erzeugen, um den Kondensator **108** zu laden. Gemäß der vorliegenden Erfindung weist die Stärke des Stroms **109** eine feste Frequenz auf, und vorzugsweise einen Signalverlauf mit variablem Tastverhältnis.

[0043] Genauer gesagt, ist das Tastverhältnis des Strom-Signalverlaufs **109** unmittelbar nachfolgend nach einer anfänglichen Ansammlung von Energie in dem Transformatorkern **105** wesentlich. Da die Sekundärwicklung **106** mit der Primärwicklung **104** phasenverschoben ist, weist dann der Ladespannungssignalverlauf **122** ein im wesentlichen kleines Tastverhältnis auf. Bei einem Ausführungsbeispiel ist das Tastverhältnis beispielsweise etwa 0,5 bis 4%. Dies erhält die gespeicherte Energie in dem Transformatorkern **105**, während der Sekundärwicklung **106** ausreichend Zeit gegeben wird, um Energie zu dem Kondensator **108** zu übertragen, da die Sekundärwicklung **106** dies aufgrund der minimalen Kondensatorspannung nicht auf zeiteffiziente Weise tun

kann. Während sich die Kondensatorspannung erhöht, verringert sich das Tastverhältnis des Strom-Signalverlaufs **109**, um die Energieübertragung zu optimieren, während sich die Rate, mit der solche Übertragungen auftreten können, bei einer Erniedrigung der Kondensatorspannung erhöht. Bei dem darstellenden Ausführungsbeispiel tritt dies ansprechend auf eine entsprechende Erhöhung bei dem Tastverhältnis der Ladespannung **122** auf. Somit tritt, während Energie von dem Transformatorkern **105** zu dem Kondensator **108** übertragen wird, eine gleichzeitige Übertragung von Energie von der Leistungsquelle zu dem Transformatorkern auf. Dieser Betriebsmodus wird hierin als ein "fortlaufender Modus" bezeichnet, da der Transformatorkern **105** während der Ladesequenz fortlaufend Energie speichert.

[0044] Das Ladesystem **100** umfaßt ferner einen Stromsensor **110**, der zwischen der Primärwicklung **104** und einer Masse **112** in Reihe geschaltet ist. Der Stromsensor **110** erzeugt ein Stromstärkesignal **125**, das den Strom **124** anzeigt, der in der Primärwicklung **104** zu einer Steuerschaltung **116** fließt. Wie nachfolgend näher beschrieben wird, stellt die Steuerschaltung **116** das Tastverhältnis der Ladespannung **122** durch das Senden eines Tastverhältniseinstellungssignals **115** zu einer gepulsten Spannungsversorgung **102** ein. Ansprechend auf das Signal **115** stellt die gepulste Spannungsversorgung **102** das Tastverhältnis des Ladespannungssignalverlaufs **122** ein. Wie nachfolgend näher beschrieben wird, ist bei dem darstellenden Ausführungsbeispiel das Tastverhältnis gesteuert durch die gepulste Spannungsversorgung **102**, als eine Funktion, ob der Primärstrom **124** oberhalb oder unterhalb eines vorbestimmten Pegels liegt. Zusätzliche oder alternative Steuerbedingungen können bei alternativen Ausführungsbeispielen ebenfalls bedacht werden.

[0045] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm eines weiteren Ausführungsbeispiels eines Kondensatorladesystems **200** der vorliegenden Erfindung. Bei diesem Ausführungsbeispiel umfaßt die gepulste Spannungsversorgung **102** eine Konstantspannungsquelle **204** und ein Schaltungselement **202**, das seriell zwischen die Spannungsquelle **204** und die Primärwicklung **104** geschaltet ist. Die Konstantspannungsquelle **204** kann jede Leistungsquelle sein, wie z. B. eine Batterie, eine direkte Stromleistungsversorgung, usw. Bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist die Spannungsquelle **204** eine Lithiumbatterie.

[0046] Das Schaltelement **202** unterbricht die elektrische Verbindung zwischen der Spannungsquelle **204** und der Primärwicklung **104**, ansprechend auf ein Tastverhältniseinstellsignal **115**, um eine gewünschte Änderung bei dem Tastverhältnis des Spannungssignals **122** und folglich bei dem Sekundärstrom **109** zu bewirken. Das Schaltelement **202** umfaßt vorzugsweise einen Schalter, der einen klei-

nen Reihenwiderstand an den erwarteten Primärstrom **124** liefert, so daß es einen minimalen Spannungsabfall über dem Schaltelement **202** gibt. Dies ermöglicht es, daß im wesentlichen die gesamte Spannung, die durch die Spannungsquelle **204** erzeugt wird, an eine Primärwicklung **104** angelegt wird.

[0047] Außerdem liefert das Schaltelement **202** vorzugsweise einen Schaltsignalverlauf, der ausreichend glatte Anstiegsflanken und Abfallflanken aufweist, um zu verhindern, daß bezüglich des geschalteten Ladespannungssignalverlaufs **122** ein Überschwingen und ein Klingen auftreten. Ferner ist das Schaltelement **202** vorzugsweise durch eine Ausschaltzeit (ansprechend auf Signal **115**) charakterisiert, die ausreichend schnell ist, um die Überladung und Sättigung des Kerns **115** des Kondensatorlade- transformators **114** überwiegend zu vermeiden. Wie es für den Durchschnittsfachmann auf diesem Gebiet offensichtlich ist, können andere Implementierungen des Schaltelements **202**, die jetzt oder später entwickelt werden, gemäß der vorliegenden Erfindung verwendet werden.

[0048] [Fig. 3](#) ist ein Blockdiagramm, das ein weiteres Ausführungsbeispiel des Kondensatorladesystems **100** ([Fig. 1](#)) der vorliegenden Erfindung darstellt, das allgemein als Kondensatorladesystem **300** bezeichnet wird. Das System **300** umfaßt ein spezielles Ausführungsbeispiel der gepulsten Spannungsversorgung **102**. Hier umfaßt die gepulste Spannungsversorgung **102** einen Taktgeber **304** und ein Schaltelement **302** mit einem Eingang von dem Taktgeber **304** und einem Eingang von der Steuerschaltung **116**. Der Taktgeber **304** liefert ein Taktsignal **310** mit einer im wesentlichen konstanten Frequenz zu dem Schaltelement **302**. Vorzugsweise kann die Frequenz des Taktsignals **310** aus einer Mehrzahl von unterschiedlichen Frequenzen ausgewählt sein, wie es durch die Frequenzauswahlleitung **309** gezeigt ist. Die Frequenz des Taktsignals **310** kann dann eingestellt werden, um die Übertragung von Energie wie hierin beschrieben zu optimieren.

[0049] Die Strommenge, die von der Konstantspannungsversorgung **204** gezogen wird, ist proportional zu der Frequenz der Ladespannung **122**, die an die Primärwicklung **104** angelegt wird. Bei einer Implementierung der vorliegenden Erfindung ist die Spannungsquelle **209** ein Batteriesatz. Batterien weisen spezielle chemische Zusammensetzungen auf und werden durch bestimmte Hersteller hergestellt. Bestimmte Batterien erfordern Ladeströme, die niedriger sind als bei anderen Batterien. Beispielsweise schließen einige Hersteller eine innere Temperatursicherung in den Batteriesatz ein. Das zu schnelle Entladen eines Stroms von solchen Batterien kann zu einer schnellen Erhöhung der Batteriesatztemperatur führen. Dies bewirkt, daß sich die Wärmesicherung

öffnet, und der Batteriesatz deaktiviert wird. Außerdem ermöglichen bestimmte chemische Zusammensetzungen von Batterien tiefere und schnellere Entladungen als andere. Beispielsweise ermöglichen Nickel-Cadmium-Batterien schnellere und tiefere Entladungen im Vergleich mit Lithiumbatterien. Falls daher Lithiumbatterien verwendet werden, um den Kondensator **108** zu laden, wird eine niedrigere Taktfrequenz verwendet, um zu verhindern, daß die Lithiumbatterie während der Verwendung ausfällt. Daher erzeugt der Taktgeber **304** bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung Frequenzen, die in Übereinstimmung mit den Strombeschränkungen des installierten Batteriesatzes entwickelt sind.

[0050] Bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist die Frequenz des Taktsignals **310** durch den Taktgeber **304** bestimmt, auf der Basis des Typs des Batteriesatzes, der aktuell verwendet wird. Bei diesem Ausführungsbeispiel empfängt der Taktgeber **304** vorzugsweise ein Batterie-Chemiesignal **306** und ein Batterie-Identifikationssignal **308** als ein Eingangssignal. Das Batterie-Chemiesignal **306** zeigt die chemische Zusammensetzung des installierten Batteriesatzes an, während das Batterie-Identifikationssignal **308** den Hersteller des installierten Batteriesatzes identifiziert. Auf der Basis dieser Informationen stellt der Taktgeber **304** die Frequenz des Taktsignals **310** ein.

[0051] [Fig. 4](#) ist ein Blockdiagramm eines alternativen Ausführungsbeispiels einer Kondensatorladeschaltung der vorliegenden Erfindung, die allgemein als Kondensatorladeschaltung **400** bezeichnet wird. Die Kondensatorladeschaltung **400** umfaßt ein Schaltelement **302**, das eine Steuerlogikschaltung **402** und ein Ein/Ausschaltungselement **404** umfaßt. Bei diesem Ausführungsbeispiel ist das Schaltelement **302** zwischen der Primärwicklung **104** und dem Stromsensor **110** elektrisch angeordnet, und nicht zwischen der Primärwicklung **104** und der Spannungsquelle **204**. Die Steuerlogik **402** empfängt ein Taktsignal **310**, das durch den Taktgeber **304** erzeugt wurde, und ein Tastverhältniseinstellsignal **115**, das durch die Steuerschaltung **116** erzeugt wurde. Die Steuerlogik **402** liefert auf der Basis dieser Eingangssignale ein variables Tastverhältnissesteuersignal **406** an das Ein/Aus-Element **404**. Die Steuerlogik **402** liefert ein "Ein"-Signal zu dem Ein/Aus-Element **404**, das es Strom **124** erlaubt, durch die Primärwicklung **104** zu fließen, bis entweder eine Änderung bei dem Zustand des Taktsignals **310** oder eine Änderung bei dem Zustand des Tastverhältniseinstellsignals **115** auftritt. Bei dem darstellenden Ausführungsbeispiel ist das "Ein"-Signal eine positive Spannung oder eine logische 1. Das "Aus"-Signal ist dann die Umkehrung des "Ein"-Signals, d. h. es ist eine Spannung von nahezu Null oder eine logische 0.

[0052] Wie angemerkt, kann die Steuerschaltung

116 jede Anzahl von Faktoren bedenken, um das Tastverhältniseinstellsignal **115** gemäß Ausführungsbeispielen der vorliegenden Erfindung zu steuern. Bei diesem Ausführungsbeispiel ändert die Steuerschaltung **116** den Zustand des Tastverhältniseinstellsignals **115**, wenn das Stromstärkeignal **125** anzeigt, daß der Primärstrom **124** einen vorbestimmten Wert erreicht hat. Diese Änderung des Zustands durch die Steuerschaltung **116** bewirkt, daß die Steuerlogik **402** das Ein/Aus-Element **404** in dem "Ein"-Taktzyklus des Taktsignals **310** früher "aus"-schaltet. Wenn ein Signal **125** von dem Stromsensor **110** einen Strompegel anzeigt, der niedriger ist als der maximale Strompegel, ändert die Steuerschaltung **116** den Zustand des Signals **115**, und kehrt zu dem anfänglichen Zustand zurück. Dies bewirkt, daß die Steuerlogik **402** das Ein/Auselement **404** ansprechend auf die nächste "Ein"-Periode des Taktsignals **310** einschaltet. Für einen Durchschnittsfachmann auf diesem Gebiet wäre es offensichtlich, diesen Aspekt der vorliegenden Erfindung zu modifizieren, um ein negatives Logiksystem zu schaffen, bei dem ein "Ein"-Zustand eine logische 0 ist und ein "Aus"-Zustand eine logische 1 ist.

[0053] [Fig. 5](#) ist ein vereinfachtes schematisches Schaltungsdiagramm eines in [Fig. 4](#) dargestellten Ausführungsbeispiels der Erfindung. Bei diesem Ausführungsbeispiel umfaßt das Ein/Aus-Element **404** einen Schalttransistor **502** und ein Stromsensor **110** umfaßt einen Erfassungswiderstand **504**. Bei dieser Implementierung ist das Taktsignal **310** mit einem Setz-Rücksetz-Flip-Flop **510** tormäßig gesteuert, um sicherzustellen, daß das variable Tastverhältnissesteuersignal **404** während jedem Ladezyklus einen einzigen Impuls und ein Tastverhältnis umfaßt, das durch das Tastverhältnis des Taktsignals **310** bestimmt ist.

[0054] Die Steuerschaltung **116** umfaßt einen Spannungskomparator **508** mit einem Eingang, der mit einer Spannungsreferenz **506** gekoppelt ist. Die Spannung von dem Erfassungswiderstand **504** ist mit einem anderen Eingang des Spannungskomparators **508** gekoppelt, vorzugsweise durch ein Filter **516**. Die Steuerlogik **402** umfaßt ein Setz-Rücksetz-Flip-Flop **510** und ein UND-Gatter **514**. Der Schalttransistor **502** ist zwischen der Primärwicklung **104** und dem Erfassungswiderstand **504** in Reihe geschaltet, wobei der Erfassungswiderstand mit der elektrischen Masse **112** verbunden ist. Der Ausgang des Spannungskomparators **508** ist mit einem Rücksetzeingang des Flip-Flop **510** verbunden. Das Taktignal **310** ist mit einem Setz-Eingang des Flip-Flop **510** und außerdem mit einem Eingang des UND-Gatters **514** verbunden. Der Q-Ausgang des Flip-Flop **510** ist mit einem zweiten Eingang des UND-Gatters **514** gekoppelt. Der Ausgang des UND-Gatters **514**, das variable Tastverhältnissesteuersignal **406**, treibt einen Steuereingang des Schalttransistors **502**.

[0055] Das UND-Gatter **514** steuert das Signal **406**, das zu dem Schalttransistor **502** geleitet wird. Wenn der Q-Ausgang von dem Setz-Rücksetz-Flip-Flop **510** eine logische Eins ist, sendet das Gatter **514** das Taktsignal **310** zu dem Gatter des Schalttransistors **502**. Somit wird der Schalttransistor **502** bedient, um Spannungsimpulse gleichphasig mit dem Taktsignal **310** zu erzeugen. Falls das Q-Ausgangssignal von dem Flip-Flop **510** eine logische 0 ist, dann gibt das Gatter **514** eine logische 0 aus und schaltet den Schalttransistor **502** aus, und verhindert damit, daß Strom **124** fließt. Die logische 0 tritt auf, wenn das Komparatorausgangssignal des Spannungskomparators **508** den Zustand ändert, wodurch bewirkt wird, daß das Q-Ausgangssignal des Flip-Flop **510** neu auf logische 0 eingestellt wird. Dies tritt auf, wenn Strom **124**, der durch die Primärwicklung **104** verläuft, sich zu dem Punkt erhöht hat, an dem die Spannung über dem Erfassungswiderstand **504** die Spannungsreferenz **506** überschreitet.

[0056] Bezug nehmend auf die Steuerschaltung **116** koppelt das Filter **516** die Spannung, die über dem Erfassungswiderstand **504** erzeugt ist, zu dem ersten Eingang des Spannungskomparators **508**. Wenn die Primärwicklung **104** des Kondensatorladetransformators **114** eingeschaltet ist, erzeugt die Streuinduktivität in der Wicklung eine Stromspitze in dem Moment, in dem sich die Spannung erhöht. Das Filter **516** ist entwickelt, um diese Spitze auszufiltern, ohne den Rest des Signals wesentlich zu beeinträchtigen. Bei einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist das Filter **516** ein einpoliges RC-Tiefpaßfilter mit einer Eckfrequenz, die zumindest gleich ist wie die Frequenz des Taktsignals **310**. Für einen Fachmann auf diesem Gebiet ist es offensichtlich, daß andere Filter ebenfalls verwendet werden können. Beispielsweise könnten aktive analoge Tiefpaßfilter, geschaltete Kondensatorfilter oder digitale Filter verwendet werden. Bei einem Ausführungsbeispiel wird ein digitales Austastfilter verwendet. Das digitale Austastfilter würde der Signalverlauf an dem Erfassungswiderstand abtasten, und würde ein niedriges Ausgangssignal an den Komparator liefern, bis das digitale Filter bestimmt hat, daß die Stromspitze vorbei ist. Das digitale Filter würde dann das Spannungssignal ohne Dämpfung oder Phasenverzerrung weiterleiten. Bei einem anderen Ausführungsbeispiel würde das digitale Austastfilter die Größe des Signalverlaufs für einen vorbestimmten Zeitraum ignorieren. Nachdem der vorbestimmte Zeitraum verstrichen ist, würde das Austastfilter dann das Spannungssignal ohne Abschwächung weiterleiten.

[0057] Der Spannungskomparator **508** bei einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung kann auf der Basis der Geschwindigkeit ausgewählt werden, mit der er den Zustand ändert und der Menge an Überschwingen, die während dem Schaltprozeß auftritt. Es ist wichtig für den Komparator **508**,

daß er eine schnellere Ansprechzeit hat als die Geschwindigkeit, mit der sich der Strom **124** verstärkt. Falls der Komparator **508** langsamer ist als der ansteigende Strom, steigt der Strom weiterhin an, nachdem er den ausgewählten Maximalwert erreicht hat. Bei dem nächsten Zyklus der Spannung, die an die Primärwicklung angelegt wird, erhöht sich der Primärstrom **124** von einem Anfangswert, der die Spannungsreferenz **506** übersteigen kann. Dies bewirkt, daß der Komparator **508** den Zustand ändert; die Energie, die in der Primärwicklung **104** gespeichert ist, hat sich jedoch aufgrund dem fortlaufenden Anlegen von Primärstrom, der durch die Primärwicklung **104** fließt, erhöht. Somit erhöht sich die gespeicherte Energie weiterhin bei jedem nachfolgenden Zyklus, bis der Transformator gesättigt ist, der MOSFET-Schalttransistor **502** aufgrund des starken Stroms ausfällt, oder andere Komponenten, die durch den Strom, der höher ist als erwartet, übermäßig strapaziert werden, ausfallen. Eine weitere Komponente, ein MOSFET-Schalttransistor **502** umfaßt vorzugsweise ausreichend Stromkapazität, um den ausgewählten maximalen Primärstrom **124** durch die Primärwicklung **104** zu schalten, und sollte in der Lage sein, Übergangsströme auszuhalten, die durch die Induktivität bewirkt werden, wenn die Spannung, die an die Primärwicklung **104** angelegt wird, übergeht. Bei einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist der MOSFET-Schalttransistor **502** ein IRF2807-Transistor, der durch International Recifier, Inc. hergestellt wird.

[0058] [Fig. 6](#) ist ein alternatives Ausführungsbeispiel des Kondensatorladesystems der vorliegenden Erfindung, das allgemein als Kondensatorladesystem **600** bezeichnet wird. Bei dem Ladesystem **600** ist ein Taktsignal **310** mit einem ersten Eingang eines UND-Gatters **610** der Steuerlogik **601** gekoppelt. Eine Batterieunderspannungs- und eine Kondensatorüberspannungsschutzschaltung **602** liefert ein zweites Eingangssignal zu dem UND-Gatter **610**. Das Batteriespannungssignal **604** kann unter Verwendung jeder bekannten Technik bestimmt werden. Das Kondensatorspannungssignal **606** wird durch eine Kondensatorspannungsmeßschaltung **608** erzeugt, die Eingänge empfängt, die über einen Kondensator **108** verbunden sind. Die Kondensatorspannungsmeßschaltung **608** kann auf jede gut bekannte Weise implementiert werden.

[0059] Falls die Spannungen der Batterie und des Kondensators **604**, **606** innerhalb der richtigen Grenzen liegen, wird das Spannungszustandssignal **615** durch die Schutzschaltung **602** erzeugt. Das Spannungszustandssignal **615** wird zu dem UND-Gatter **610** gesendet. Dies bewirkt, daß das UND-Gatter **610** eine logische 0 ausgibt. Dieses Signal wird durch das UND-Gatter **614** ausgebreitet, und schaltet den MOSFET-Treiber **604** aus. Der MOSFET-Treiber **604** wiederum wird aufhören, Strom zu dem MOS-

FET-Schalttransistor **502** zu liefern, und schaltet denselben aus, um die Primärwicklungsschaltung zu öffnen.

[0060] Falls die Batterie- und Kondensatorspannungen innerhalb der notwendigen Grenzen liegen, wird das Taktsignal **310** zu dem UND-Gatter **614**, und dem S-Eingang des Setz-Rücksetz-Flip-Flop **510** geleitet. Bei diesem Ausführungsbeispiel wird ein drittes Eingangssignal von dem Ladungsfreigabesignal **613** zu dem UND-Gatter **614** geliefert. Eine logische 0 auf dem Ladungsfreigabesignal **613** liefert eine logische 0 zu dem UND-Gatter **614**, und schaltet den MOSFET-Treiber **604** aus. Falls sowohl das Q-Ausgangssignal und das Ladungsfreigabesignal **613** eine logische 0 zu dem UND-Gatter **614** liefern, wird das Taktsignal **310** zu dem Eingang des MOSFET-Treibers **604** geliefert. Somit schaltet der MOSFET-Treiber **604** den MOSFET-Schalttransistor **502** gleichphasig mit dem Taktsignal **310** ein. Wenn das Flip-Flop **510** wie oben beschrieben neu eingestellt wird, d. h. das Q-Ausgangssignal sich zu einer logischen 0 ändert, gibt das UND-Gatter **614** eine logische 0 zum dem Eingang des MOSFET-Treibers **604** aus. Dies schaltet den MOSFET-Schalttransistor **502** aus, und unterbricht den Stromimpuls, der zu dem MOSFET-Schalttransistor **502** geliefert wird.

[0061] Der MOSFET-Schalttransistor **502** umfaßt eine Spannungsbegrenzerdiode **607**, die über die Drain und Source desselben verbunden ist, um einen Stromweg zum Entladen der Streuinduktivität der Primärwicklung **104** zu schaffen, wenn der Transistor ausgeschaltet ist. Dies soll eine Streuinduktivität der Primärwicklung **104** daran hindern, eine Spannung zu erzeugen, die hoch genug ist, um den MOSFET-Schalttransistor **502** zu zerstören.

[0062] Es wird darauf hingewiesen, daß die Schutzschaltung **602** und die Kondensatorspannungsschaltung **608**, die oben beschrieben sind, auf jede bekannte Weise, die jetzt oder später entwickelt wird, implementiert werden können. Solche Implementierungen sind dem Durchschnittsfachmann auf diesem Gebiet bekannt, und werden daher hier nicht mehr beschrieben.

[0063] [Fig. 7](#) ist ein Schaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels der Steuerlogik **601**, die hierin als Steuerlogik **702** bezeichnet wird. Wie bei dem Ausführungsbeispiel, das in [Fig. 6](#) dargestellt ist, ist das Taktsignal **310** mit dem Setz-Rücksetz-Flip-Flop **510** tormäßig gesteuert, um sicherzustellen, daß das Signal **406** ein einziger Impuls während jedem Ladezyklus ist, und umfaßt ein maximales Tastverhältnis, das durch das Tastverhältnis des Taktsignals **310** bestimmt ist. Bei diesem Ausführungsbeispiel ist ein Setz-Rücksetz-Flip-Flop **716** mit NOR-Gattern (NICHT-ODER-Gattern) **710**, **708** implementiert. Der Setz-(S) und der Rücksetz-(R) Eingang empfangen

Signale von den NAND-Gattern (NICHT-UND-Gatter) **712** bzw. **706**. Das Q-Ausgangssignal des Setz-Rücksetz-Flip-Flop **716** und des NAND-Gatters **712** werden zu einem NOR-Gatter **704** geliefert, um einen FET-Treiber **714** zu treiben, der wiederum das variable Tastverhältnissesteuersignal **406** erzeugt. Bei diesem Ausführungsbeispiel ist der FET-Treiber **714** durch positive Logik gesteuert. Das heißt, wenn das Signal **705** logisch "hoch" ist, schaltet sich der Treiber **714** ein, wenn das Signal **715** logisch "tief" ist, schaltet sich der Treiber **714** aus.

[0064] Während eines Ladezyklus, während sich der Primärstrom **124** zu dem Schwellenwert hin erhöht, bleibt der Zustand des Flip-Flop **716** unverändert. Wenn der Primärstrom **124** den Schwellenwert übersteigt, ändert sich das Tastverhältniseinstellsignal **115** von einem hohen zu einem tiefen Zustand. Dies wird durch das NAND-Gatter **706** invertiert, um einen "hohen" Zustandswert an das NOR-Gatter **708** anzulegen. Dies zwingt das Flip-Flop **716**, den Zustand zu ändern, wodurch bewirkt wird, daß ein "hohes" Zustandssignal an das NOR-Gatter **704** angelegt wird. Dies wiederum zwingt das NOR-Gatter **704** zu einem "tiefen" Zustandausgangssignal, was das Treibersignal an dem FET-Treiber **714** beendet. Dies bewirkt, daß der FET-Schalter **502** ausschaltet, wodurch verhindert wird, daß Strom durch die Primärwicklung **104** des Transformators **114** fließt. Dies ermöglicht es der Sekundärwicklung **106** des Transformators **114**, wie angemerkt, damit zu beginnen, den Kondensator **108** zu laden. Wenn das Taktsignal **310** gesperrt ist, wird das Latch **716** eingestellt. Das Latch **716** wird rückgesetzt, wenn der Überstromschwellenwert erreicht ist, wodurch der Steuersignalimpuls beendet wird.

[0065] Der Transformator **114** wird gemäß mehrerer Entwicklungsabwägungen ausgewählt. Eine gewünschte Charakteristik des Transformators **114** ist es, daß er ein hohes Windungsverhältnis aufweist. Ein solcher Transformator erzeugt eine hohe Ausgangsspannung für eine viel niedrigere angelegte Spannung bzw. Eingangsspannung. Außerdem sind bei den offenbarten Aspekten des Kondensatorladesystems **100** die Wicklungen des Transformators **114** von entgegengesetzter Polarität. Dies führt dazu, daß wenig oder kein Strom in der Sekundärwicklung **106** des Transformators fließt, während die Primärwicklung **104** Energie sammelt. Wenn die Primärwicklung **104** ihren Ladezyklus beendet hat und ausgeschaltet wird, wird die Sekundärwicklung **106** wie oben beschrieben Energie in den Kondensator **108** übertragen. Beim Auswählen der Größe des Transformators **114** und der optimalen Frequenz zum Laden des Taktsignals **210** sollten mehrere Faktoren bedacht werden. Beispielsweise ist die Energiespeicherung innerhalb des Kerns **105** des Transformators **114** eine Funktion sowohl von der Induktivität der Primärwicklung **104** und der Spannung, die an dieselbe

angelegt ist. Im allgemeinen, je größer der Kern **105** des Transformators **114**, um so mehr Energie kann in dem Magnetfeld gespeichert werden, das denselben umgibt. Außerdem gibt es einen Strom, bei dem der Magnetkern **105** des Transformators gesättigt ist, und das Anlegen eines Stroms oberhalb dieses Werts wird die Leistungsfähigkeit der Schaltung nicht erhöhen. Allgemein gesagt, je größer der Transformatkern, um so höher der Sättigungsstrom. Daher wird die Auswahl des Transformators **114** oft das Abwägen physikalischer und elektrischer Anforderungen des Systems umfassen. Ein größerer Transformator ermöglicht es, daß niedrigere Frequenzen verwendet werden können, weil der größere Transformator in der Lage ist, größere Ströme zu verwenden und daher Energie mit einer größeren Rate pro Zyklus zu übertragen als ein kleinerer Transformator. Dies reduziert die Belastung auf den tragenden Komponenten, sie können beispielsweise mit einer geringeren Geschwindigkeit betrieben werden. Ein größerer Transformator besetzt jedoch einen großen Rauminhalt, wiegt mehr, und kann mehr Hitze erzeugen und kann elektrisch störendes Rauschen erzeugen, falls große Ströme durch denselben verlaufen. Ein kleinerer Transformator erfordert dagegen höhere Frequenzen, um eine äquivalente Menge an Energie zu übertragen. Dies liegt daran, daß ein kleinerer Transformator geringere Ströme verwendet und folglich Energie mit einer geringeren Rate pro Zyklus überträgt. Die Verwendung einer höheren Frequenz, um eine äquivalente Rate von Energieübertragung zu erreichen, erfordert jedoch aufgrund von störenden Charakteristika, Rauschempfindlichkeit, usw. größere Komplexität. Bei einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung weist der Transformator **114** ein L_p von etwa $8 \mu\text{H}$ und ein Windungsverhältnis von 1:38 (primär:sekundär) auf.

[0066] Die [Fig. 8A](#) bis [Fig. 8C](#) stellen beispielhafte Signalverläufe dar, die gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung erzeugt werden. Die beispielhaften Signalverläufe umfassen den Primärstrom **124**, der in der Primärwicklung **104** fließt ([Fig. 8A](#)), den Sekundärstrom **126**, der in der Sekundärwicklung **106** fließt ([Fig. 8B](#)) und die Ladespannung **122**, die an die Primärwicklung **104** angelegt ist ([Fig. 8C](#)). Zwei Zyklen jedes Signalverlaufs sind dargestellt, jeder Satz von Zyklen tritt zu unterschiedlichen Zeiten während einer Ladesequenz auf, wie es durch die Reihen von Punkten angezeigt ist, die zwischen getrennten Zeitintervallen angeordnet sind.

[0067] Wie angemerkt, weist der Transformatkern **105** anfangs nur wenig oder keine Energie auf, die in demselben gespeichert ist. Um eine gewünschte Menge an Energie in dem Transformatkern **105** zu speichern, wird der Primärstrom **124** unmittelbar bei der Anforderung einer Ladesequenz rampenmäßig von Null auf einen vorbestimmten Maximalwert I_{\max} erhöht. Die Signalverläufe, die in den

Fig. 8A–Fig. 8C dargestellt sind, treten nachfolgend zu der anfänglichen Speicherung von Energie in dem Transformatorkern **105** auf. Die Signalverläufe stellen das ändernde Tastverhältnis des Signalverlaufs mit fester Frequenz und variablem Tastverhältnis **109** der vorliegenden Erfindung dar. Es wird angemerkt, daß in diesen Figuren der Strom-Signalverlauf **109** gleich ist wie der Sekundärstrom **126**, da der Kondensator **108** über die Sekundärwicklung **106** verbunden ist.

[0068] Wie nachfolgend beschrieben wird, ist das Tastverhältnis des Primärstrom-Signalverlaufs **124** so gesteuert, daß der Sekundärstrom **109** für größere Zeitspannen an den Kondensator **108** angelegt ist, wenn die Spannung über den Kondensator und folglich die Rate der Energieübertragung zu dem Kondensator niedrig ist, und für kürzere Zeitdauer, wenn sich die Kondensatorspannung erhöht. Die Energie, die zu dem Kondensator **108** übertragen wird, wird in dem Transformatorkern **105** gespeichert. Wie in **Fig. 8A** gezeigt ist, ist die Rate, mit der die Energie in den Transformatorkern **105** übertragen wird, im Verlauf der Ladesequenz im wesentlichen konstant, wie es durch die konstante Neigung der Primärstrom-Signalverläufe gezeigt ist. Andererseits erhöht sich die Rate der Energieübertragung von dem Transformatorkern **105** zu dem Kondensator **108**, während sich die Kondensatorspannung erhöht. Dies ist durch die ansteigende negative Neigung des Sekundärstrom-Signalverlaufs, der in **Fig. 8B** dargestellt ist, gezeigt.

[0069] Das Tastverhältnis der Primär- und Sekundärstrom-Signalverläufe ist eingestellt, um ein Energieübertragungsgleichgewicht zu erreichen, und dadurch den Transformator während der Ladesequenz in einem fortlaufenden Leitungs-Betriebsmodus zu halten. Der Strom, der während einem Ladungszyklus durch jede Wicklung verläuft, ist eine Funktion des Windungsverhältnisses, n , des Transformators **114**. Im allgemeinen beginnt der Primärstrom **124** bei einem Wert, der im allgemeinen äquivalent ist zu dem Produkt des Windungsverhältnisses und dem Sekundärstrom **126** am Ende des unmittelbar vorhergehenden Zyklus. Der Primärstrom **124** steigt von diesem Wert während dem ersten Abschnitt des Ladezyklus rampenmäßig auf I_{max} . Gleichzeitig dazu ist der Sekundärstrom **126** für jeden Ladezyklus äquivalent zu dem unmittelbar auftretenden Primärstrom **124** geteilt durch das Windungsverhältnis. Der Sekundärstrom **126** fällt rampenmäßig über den verbleibenden Abschnitt des Ladezyklus von diesem Wert auf einen niedrigeren Wert.

[0070] Bezug nehmend auf die Figuren wird die Ladungsspannung **122**, für die Zeitdauer t_4 , die zu dem Zeitpunkt t_1 beginnt und an dem Zeitpunkt t_2 endet, an die Primärwicklung **104** angelegt. Zu dem Zeitpunkt t_2 hat der Primärstrom **124** den vorbestimmten Maxi-

malwert I_{max} erreicht. Ansprechend darauf wird die gepulste Spannungsversorgung **102** an dem Zeitpunkt t_2 ausgeschaltet, wie es durch die Abfallflanke des Ladungsspannungssignalverlaufs **122** gezeigt ist. Zu diesem Zeitpunkt fällt der Primärwicklungsstrom **124** auf Null, und der Sekundärstrom **126** in der Sekundärwicklung **106** steigt auf einen Pegel von I_{max}/n , wobei n das Windungsverhältnis des Transformators **114** ist. Der Sekundärstrom **126** beginnt sich zu verringern, während die Energie, die in dem Transformatorkern **105** gespeichert ist, zu dem Kondensator **108** übertragen wird. Dies tritt während der Zeitdauer t_5 auf. Wie angemerkt ist die Sekundärwicklung **106** bei diesem Ausführungsbeispiel mit der Primärwicklung **104** phasenverschoben, und überträgt daher Energie, wenn die Primärwicklung **104** nicht geladen wird, d. h. die Zeitperiode t_4 und die Zeitperiode t_5 treten während einem Ladezyklus auf, der durch eine Periode der Ladespannung **122** definiert ist.

[0071] Wie angemerkt, ist die Energieübertragungsrate proportional zu der Rate, mit der sich der Sekundärstrom **126** verringert, d. h. die Größe der Neigung des Sekundärstrom-Signalverlaufs **126** während der Zeitperiode t_5 . Während dieser Zeitperiode verringert sich der Sekundärstrom **126** von I_{max}/n auf I_{s1} . Die Zeitperiode t_5 wird durch die Auswahl der Frequenz des konstanten Frequenztaktsignals **310** bestimmt. Zu dem Zeitpunkt t_3 ändert das konstante Frequenztaktsignal **310** (nicht gezeigt) den Zustand, und legt die Hauptladespannung **122** an die Primärwicklung **104** an, wie es in **Fig. 8C** gezeigt ist. Dies wiederum bewirkt, daß Strom durch die Primärwicklung **104** fließt, und beendet das Entladen der Sekundärwicklung **106**. Dies ist dadurch gezeigt, daß sich der Primärstrom-Signalverlauf **124** linear erhöht, nicht von einem Nullstromwert, sondern von einem Anfangszustand $n \cdot I_{s1}$, wobei n das Windungsverhältnis des Transformators **114** ist.

[0072] Die **Fig. 8A–Fig. 8C** zeigen jede die jeweiligen Signalverläufe zu einem späteren Zeitpunkt, zu dem die Kondensatorspannung höher ist als während den Zeitintervallen t_4 und t_5 . Zu diesem späteren Zeitpunkt t_6 ändert das konstante Frequenztaktsignal **310** den Zustand, legt die Hauptladespannung **122** (**Fig. 8C**) während der Zeitdauer t_9 an die Primärwicklung **104** an, die zu dem Zeitpunkt t_6 beginnt und zu dem Zeitpunkt t_7 endet. Zu dem Zeitpunkt t_7 hat der Primärstrom **124** den vorbestimmten Maximalwert I_{max} erreicht. Ansprechend darauf wird die gepulste Spannungsversorgung **102** zu einem Zeitpunkt t_7 ausgeschaltet, wie es durch die Abfallflanke des Ladespannungssignalverlaufs **122** gezeigt ist. Zu diesem Zeitpunkt fällt der Primärwicklungsstrom **124** auf 0, und der Sekundärstrom **126** in der Sekundärwicklung **106** steigt auf einen Pegel von I_{max}/n . Der Sekundärstrom **126** beginnt, sich zu verringern, während die Energie, die in dem Transformatorkern **105** ge-

speichert ist, zu dem Kondensator **108** übertragen wird. Dies tritt während der Zeitdauer t_{10} auf, während der sich der Sekundärstrom **126** von I_{max}/n auf I_{s2} verringert. Der Vergleich mit dem Sekundär-Signalverlauf, die zu dem Zeitintervall t_5 auftritt, stellt eine Änderung der Neigung des Sekundärstroms **126** dar. Diese Änderung der Neigung reflektiert die erhöhte Energieübertragungsrate, die nun aufgrund der erhöhten Kondensatorspannung möglich ist. Als Folge verringert sich der Sekundärstrom **126** von I_{max} auf I_{s2} , der geringer ist als I_{s1} während einem Zeitintervall t_{10} , das geringer ist als das Zeitintervall t_5 .

[0073] Zu dem Zeitpunkt t_8 ändert das konstante Frequenztaktsignal **310** den Zustand, und legt Hauptladspannung **122** an die Primärwicklung **104** an, wie es in [Fig. 8C](#) gezeigt ist. Dies wiederum bewirkt, daß Strom durch die Primärwicklung **104** fließt, und beendet das Entladen der Sekundärwicklung **106**. Dies ist dadurch gezeigt, daß sich der Primärstrom-Signalverlauf **124** von dem Anfangszustand $n \cdot I_{s2}$ linear erhöht, wobei n das Windungsverhältnis des Transformators **114** ist.

[0074] Die [Fig. 8A](#)–[Fig. 8C](#) zeigen jeweils die jeweiligen Signalverläufe zu einem noch späteren Zeitpunkt, an dem die Kondensatorspannung höher ist als während den Zeitintervallen t_4 , t_5 und t_9 , t_{10} . Zu diesem späteren Zeitpunkt t_{11} wird die Hauptladungsspannung **122** während einer Zeitdauer t_{14} , die zu einem Zeitpunkt t_{11} beginnt und zu einem Zeitpunkt t_{12} endet, an die Primärwicklung **104** angelegt. Zu dem Zeitpunkt t_{12} hat der Primärstrom **124** den vorbestimmten Maximalwert I_{max} erreicht. Ansprechend darauf wird die gepulste Spannungsversorgung **102** zu einem Zeitpunkt t_{12} ausgeschaltet und der Primärwicklungsstrom **124** fällt auf 0. Der Sekundärstrom **126** steigt zu dem Zeitpunkt t_{12} auf einen Pegel von I_{max}/n . Der Sekundärstrom **126** verringert sich während der Zeitdauer t_{15} von I_{max}/n auf I_{s3} , während die Energie, die in dem Transformatorkern **105** gespeichert ist, zu dem Kondensator **108** übertragen wird. Der Vergleich mit dem Sekundär-Signalverlauf **126**, der an den Zeitintervallen t_5 und t_{10} auftritt, stellt eine fortlaufende Änderung bei der Neigung des Sekundärstroms **126** dar, die die fortlaufende Erhöhung der Energieübertragungsrate aufgrund einer weiteren Erhöhung der Kondensatorspannung reflektiert. Als eine Folge verringert sich der Sekundärstrom **126** von I_{max} auf I_{s3} , die geringer ist als I_{s2} während einem Zeitintervall t_{15} , das geringer ist als ein Zeitintervall t_{10} . Zu einem Zeitpunkt t_{13} erhöht sich die Hauptladspannung **122**, wodurch bewirkt wird, daß Strom durch die Primärwicklung **104** fließt, und bewirkt, daß kein Strom mehr durch die Sekundärwicklung **106** fließt. Dies ist dadurch gezeigt, daß sich der Primärstrom-Signalverlauf **124** von der Anfangsbedingung $n \cdot I_{s3}$ linear erhöht.

[0075] Die Zeiten zum Laden der Primärwicklung

104 auf I_{max} , d. h. die Zeitdauern t_4 , t_9 , und t_{14} sind nachfolgend längere Zeitperioden. Umgekehrt sind die Zeiten zum Entladen der Sekundärwicklung **106** von I_{max}/n auf I_{s2} , die Zeitdauern t_5 , t_{10} und t_{15} nachfolgend kürzere Zeitdauern. Dies stellt sicher, daß der Transformatorkern **105** während der Ladesequenz im wesentlichen die gleiche Menge an gespeicherter Energie beibehält, während sich die Energieübertragungsrate von dem Transformatorkern **105** zu dem Kondensator **108** erhöht, während Energie schnell von dem Transformatorkern **105** zu dem Kondensator **108** übertragen wird. Dies ist charakteristisch für einen Transformatoren, der gemäß der vorliegenden Erfindung wirksam ist; das heißt in dem fortlaufenden Betriebsmodus, in dem nur die Energie, die von dem Transformatoren **114** entfernt wurde, ersetzt wird, und der Transformatoren **114** so gehalten wird, um fortlaufend Energie zu speichern.

[0076] [Fig. 9](#) ist ein Flußdiagramm zum Ausführen eines Prozesses, der ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung darstellt. In den Schritten **902** und **904** wird ein Taktsignal an ein Schaltelement angelegt, um einen gepulste Spannungssignalverlauf zu erzeugen. Dieser gepulste Spannungssignalverlauf wird dann an die Primärwicklung des Kondensatorladetransformators angelegt, und der Strom in der Primärwicklung wird erfaßt, Schritt **909**, bis er einem vorbestimmten Schwellenwert gleicht, Schritt **908**. Wenn der Schwellenwert erreicht wird, wird die Spannung unterbrochen, Schritt **910**, und der Beginn des nächsten Frequenzzyklus wird bestimmt, Schritt **912**, und es wird wieder Spannung an die Primärwicklung des Transformatoren geliefert, Schritt **904**.

[0077] Es wird darauf hingewiesen, daß das Kondensatorladesystem **100** wie angemerkt alle anderen Konfigurationen und Implementierungen annehmen kann. Beispielsweise können, zusätzlich zu oder statt den oben angemerkteten Konfigurationen und Komponenten andere Schaltungskonfigurationen und Komponenten verwendet werden. Beispielsweise können andere magnetische Elemente, wie z. B. ein einzelner Induktor, verwendet werden. Bei anderen Ausführungsbeispielen wird ein Stromregler verwendet. Es wird außerdem darauf hingewiesen, daß die Tastverhältnis-Ein-Zeit unter bestimmten Betriebsbedingungen zwischen langen und kurzen Ein-Zeiten schwanken kann. Diese Betriebsbedingungen können aufgrund der ausgewählten Werte, beispielsweise der Taktfrequenz, Transformatorkapazität, Stromspitze, Kondensatorspannung, usw. auftreten. Die offenbarten Ausführungsbeispiele der Kondensatorladevorrichtung der vorliegenden Erfindung liefern eine wesentliche Energieübertragung zu dem Kondensator **108** in einem minimalen Zeitraum. Bei einem Ausführungsbeispiel beispielsweise ermöglicht es die Kondensatorladevorrichtung dem Kondensator, bis zu 240 Joule in weniger als 3 Sekunden zu speichern.

Patentansprüche

1. Kondensatorladeschaltung eines externen Defibrillators, mit einem zu ladenden Kondensator (108); einem Transformator (114) mit einer Primärseite (104) und einer Sekundärseite (106), wobei der zu ladende Kondensator (108) in Reihe mit einer Rücklaufdiode (107) an die Sekundärseite angeschlossen ist; einer Versorgungsspannungsquelle (204); einem Schaltelement (202) zum schaltenden Verbinden der Versorgungsspannungsquelle (204) mit der Primärseite des Transformators; einem Stromsensor (110) zum Erfassen eines Primärstromes (124) durch die Primärseite (104) des Transformators; und einer Steuerschaltung (116), die eingangsseitig an den Stromsensor und ausgangsseitig an das Schaltelement angeschlossen ist und die ausgebildet ist, um das Schaltelement zu Beginn eines jeden Taktzyklus mit fester Frequenz leitend zu schalten und um das Schaltelement (202) ausschließlich in Abhängigkeit von dem erfassten Primärstrom (104) sperrend zu schalten, sobald der erfasste Primärstrom einen Schwellenwert übersteigt, so dass sich die Ladezeit des Kondensators (108) bei zunehmendem Tastverhältnis des Primärstroms verkürzt.

2. Kondensatorladeschaltung nach Anspruch 1, bei der die Steuerschaltung (116) einen mit dem Stromsensor (110) verbundenen Komparator (508) aufweist.

3. Kondensatorladeschaltung nach Anspruch 1 oder 2, bei der die Steuerschaltung (116) ferner folgende Merkmale aufweist:
ein Filter (516), das zwischen dem ersten Eingang des Komparators (508) und dem Stromsensor (110) angeordnet ist, wobei das Filter (516) einen Eingang von dem Stromsensor (110) umfasst, an dem das Filter (516) das Stromstärkesignal (125) empfängt, und einen Ausgang, der mit dem ersten Eingang des Komparators (508) gekoppelt ist, wobei das Filter (516) zumindest eine Frequenz des Stromstärkesignals (125) dämpft.

4. Verfahren zum Laden eines Kondensators eines externen Defibrillators durch Steuern eines Schaltelementes zum Anlegen einer Ladespannung an eine Primärseite eines Transformators, an dessen Sekundärseite der zu ladende Kondensator in Reihe mit einer Rücklaufdiode angeschlossen ist, mit folgenden Verfahrensschritten:

- Leitend Schalten des Schaltelementes zu Beginn eines jeden Taktzyklus mit fester Frequenz;
- Erfassen eines Primärstroms durch die Primärwicklung; und
- Sperrend Schalten des Schaltelementes ausschließlich aufgrund des erfassten Primärstroms, so-

bald der erfasste Primärstrom einen Schwellenwert übersteigt.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

FIG. 1A

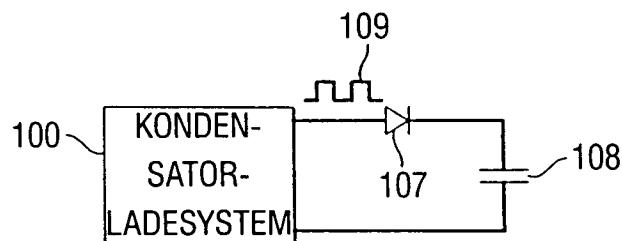
STROMSIGNALVERLAUF MIT
FESTER FREQUENZ

FIG. 1B

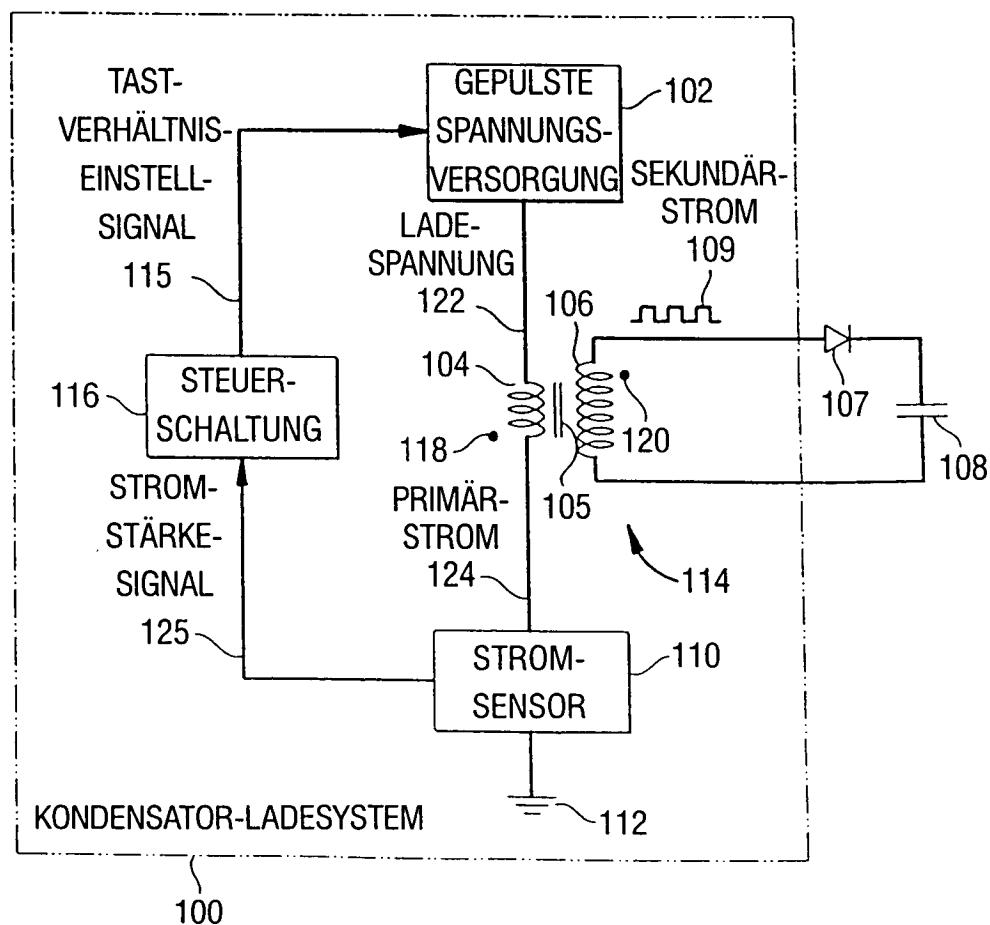


FIG. 2

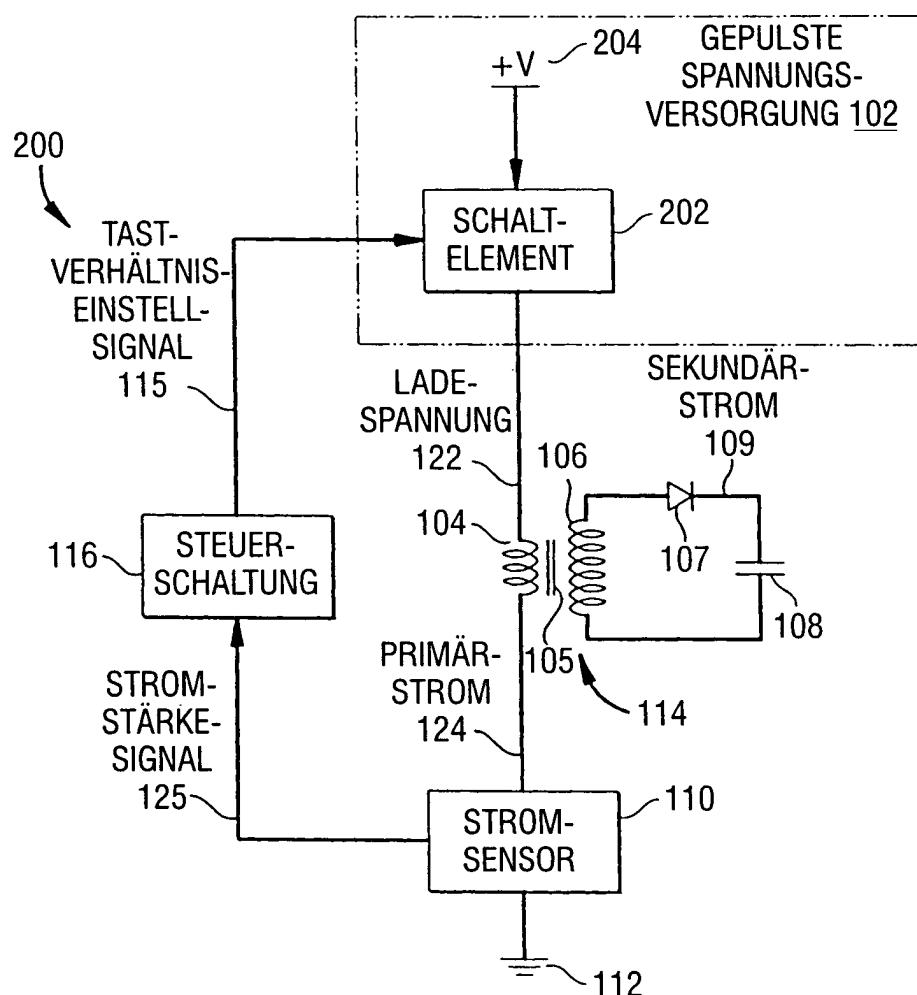


FIG. 3

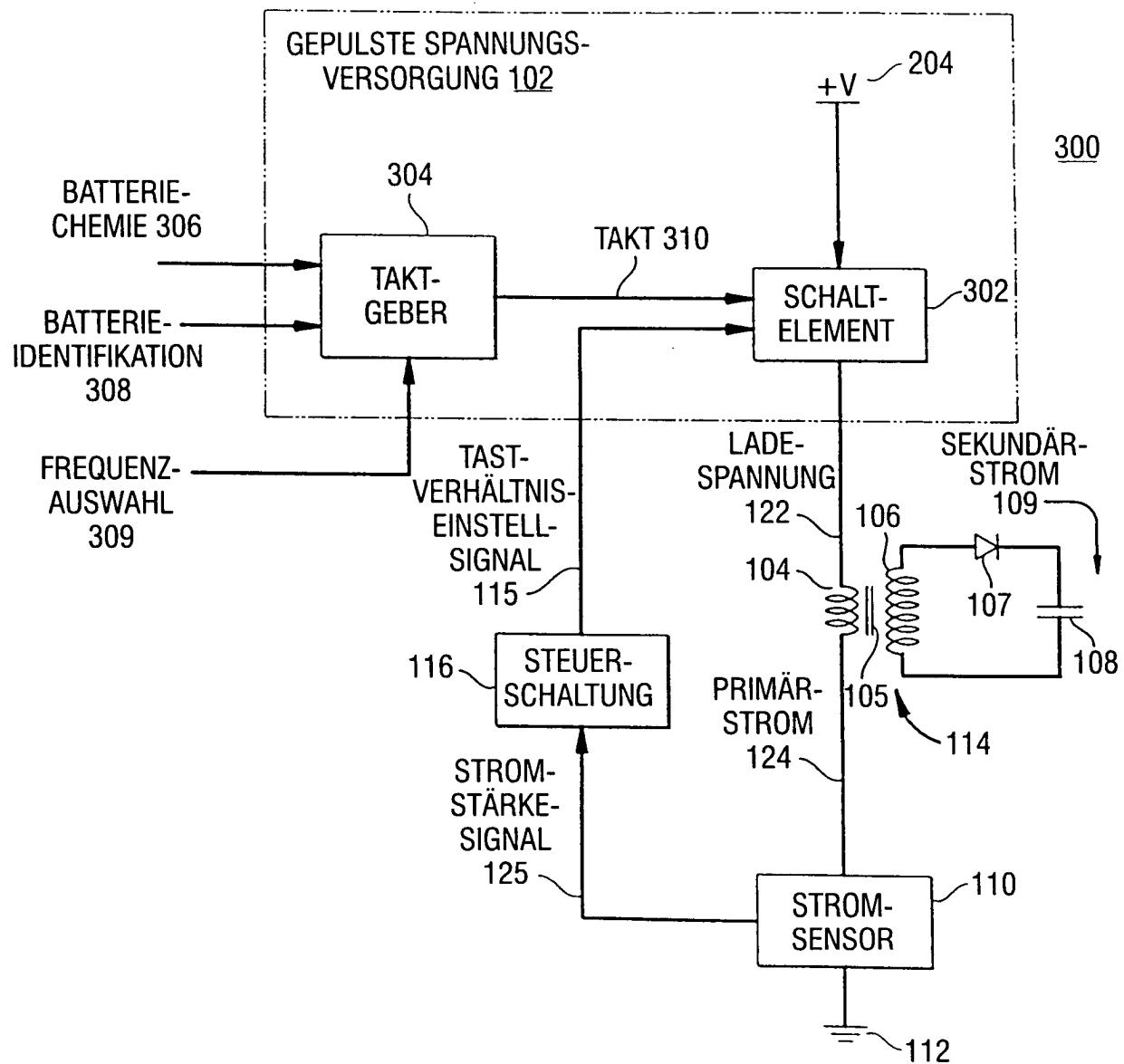


FIG. 4

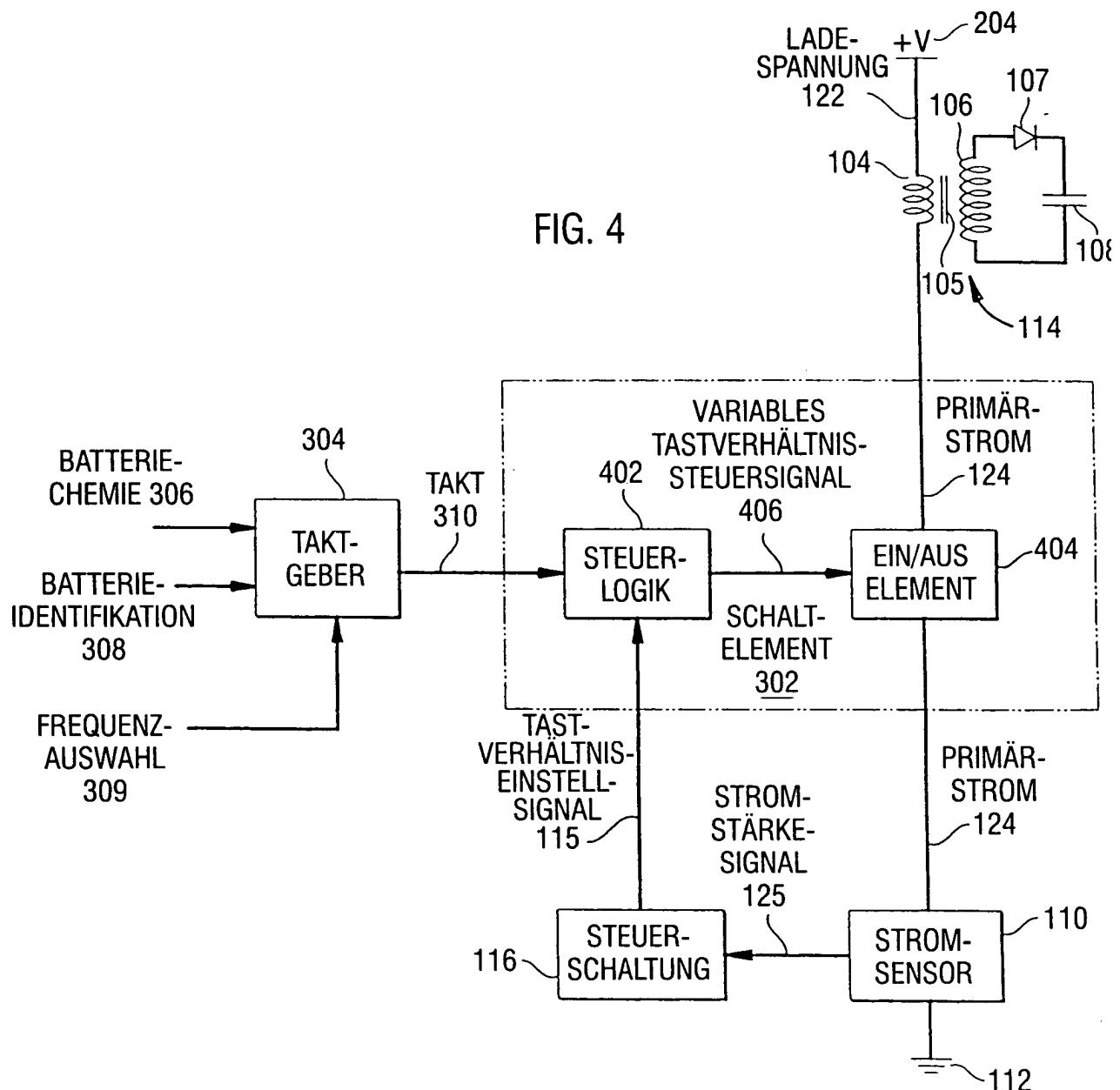


FIG. 5

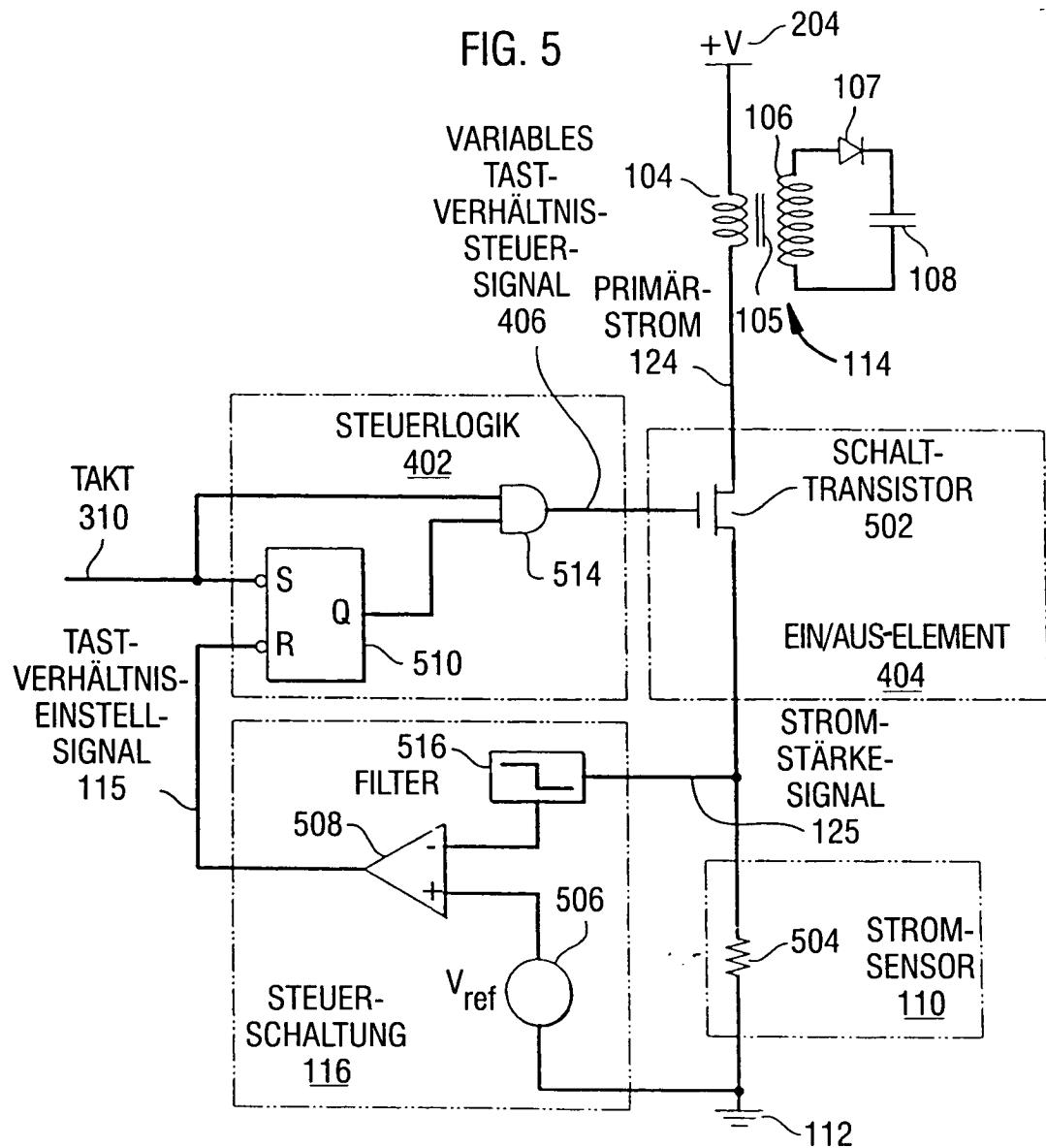


FIG. 6

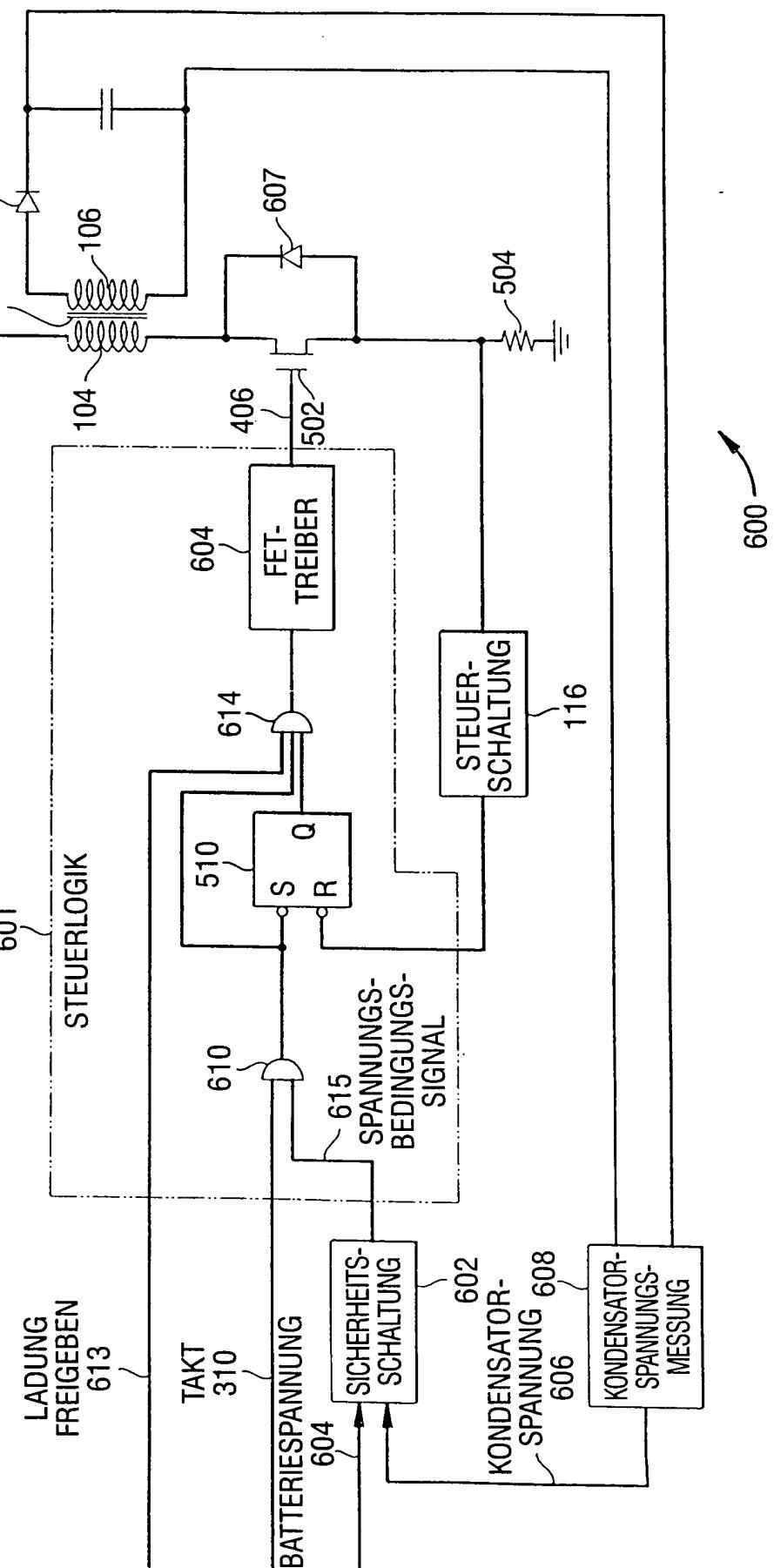


FIG. 7

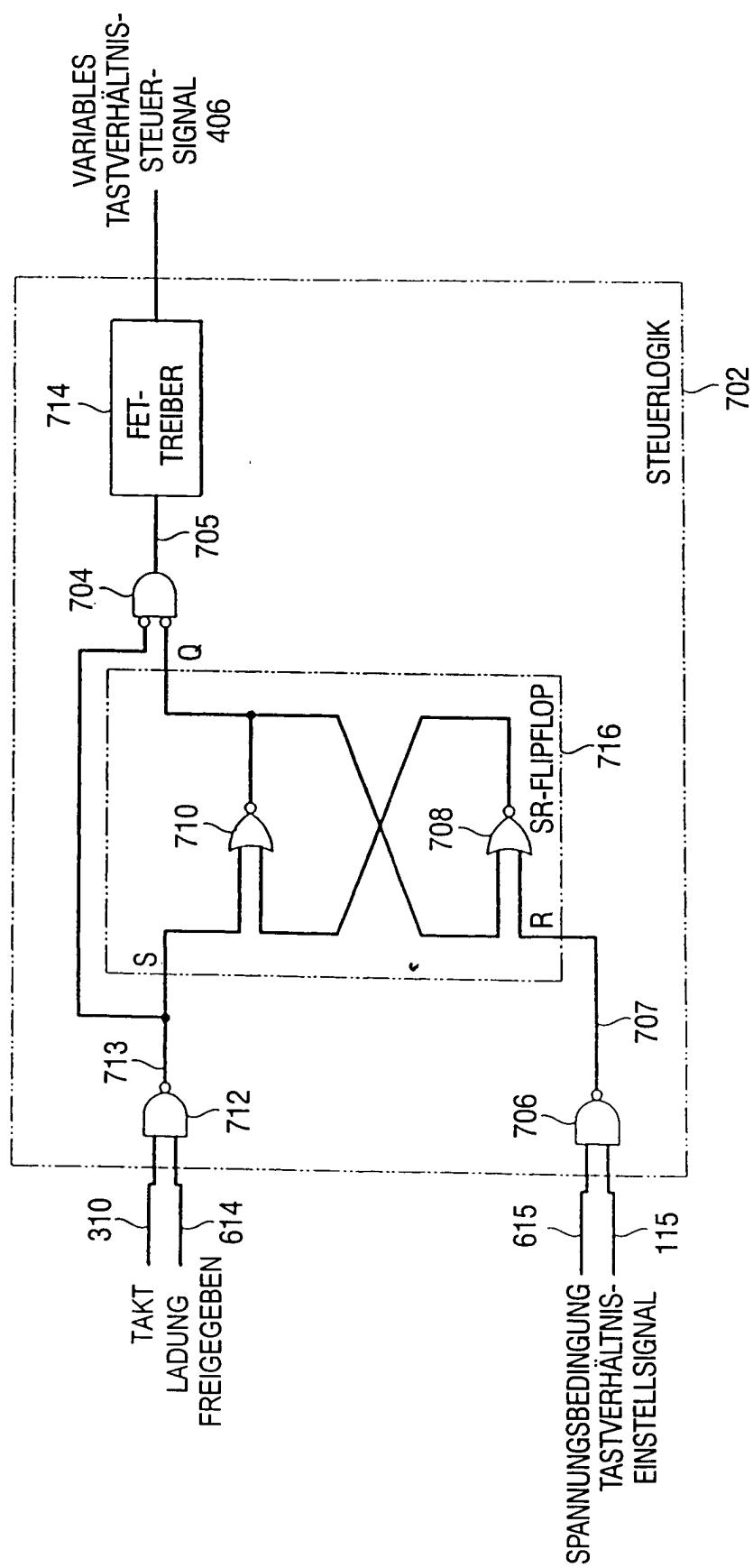


FIG. 8A

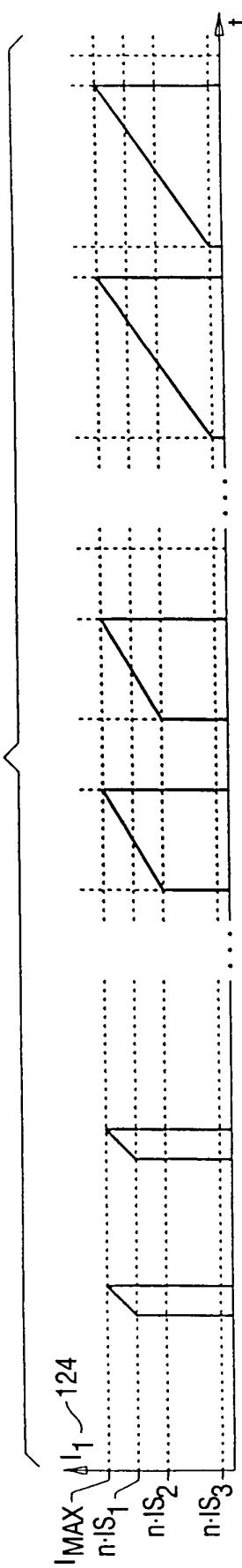


FIG. 8B

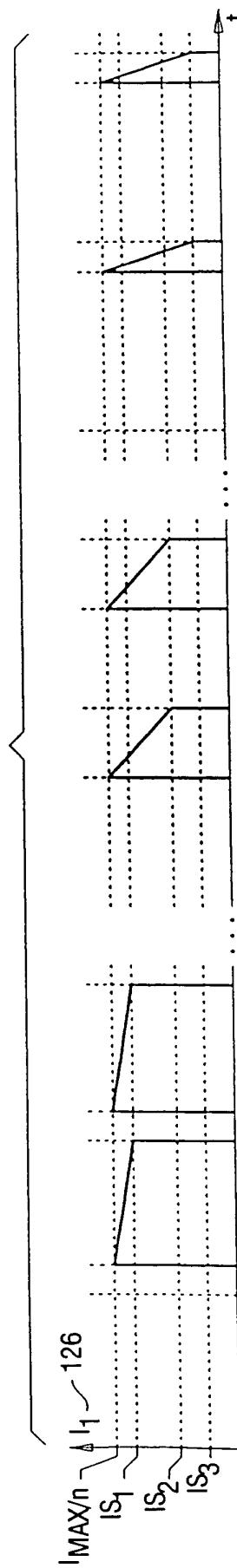


FIG. 8C

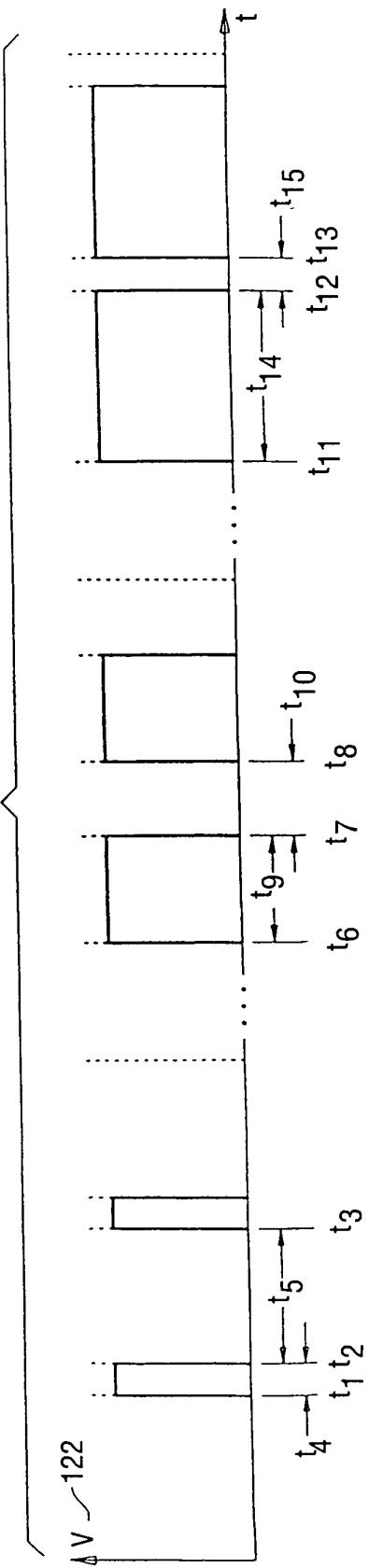


FIG. 9

900