



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 36 431 T2** 2007.09.27

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 012 803 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 36 431.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US98/14576**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 936 845.1**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 1999/009536**

(86) PCT-Anmeldetag: **15.07.1998**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **25.02.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **28.06.2000**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **15.11.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **27.09.2007**

(51) Int Cl.⁸: **G08B 13/14** (2006.01)

G08B 13/24 (2006.01)

H01Q 11/12 (2006.01)

H01Q 1/50 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

911843 **15.08.1997** **US**

(73) Patentinhaber:

Checkpoint Systems, Inc., Thorofare, N.J., US

(74) Vertreter:

**Ackmann, Menges & Demski Patent- und
Rechtsanwälte, 80469 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE**

(72) Erfinder:

**BOWERS, H., John, Clarksburg, NJ 08510-0401,
US; DUTCHER, Alan, West Deptford, NJ
08066-2325, US**

(54) Bezeichnung: **STEUERSCHALTUNG FÜR REAKTIVE LASTEN**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich allgemein auf eine Schaltung zum Speisen einer Blindlast und, mehr insbesondere, auf einen äußerst effizienten Resonanzschaltkreis zum Umwandeln von Gleichstrom in fließende sinusförmige Ströme in Blindlasten bei Radiofrequenzen. Die vorliegende Erfindung kann genutzt werden, um zum Beispiel reaktive (induktive) Schleifenantennen, wie sie in einer Abfrageeinrichtung für ein elektronisches Artikelüberwachungs(EAS)-System benutzt werden, zu speisen.

[0002] Die Erfindung bezieht sich, mehr insbesondere, auf eine Schaltung zum Speisen einer Blindlast mit hohem Wirkungsgrad, wobei die Schaltung umfasst:

- eine Treiberschaltung zum Umwandeln eines Eingangsgleichstromes in einen HF-Ausgangsstrom, wobei die Treiberschaltung wenigstens einen Schalter und einen Schaltkondensator sowie eine Schaltdrossel aufweist;
- einen Ausgangsschwingkreis, der die Blindlast enthält; und
- eine Kopplungsreaktanz, die in Reihe zwischen den HF-Ausgangsstrom der Treiberschaltung und einen Eingang des Ausgangsschwingkreises geschaltet ist, wobei die Kopplungsreaktanz eine Reihen-Paralell-Impedanzanpassung von der Treiberschaltung zu dem Ausgangsschwingkreis vornimmt.

[0003] Eine Treiberschaltung mit einem Schwingkreis wird üblicherweise benutzt, um die effiziente Umwandlung von Energie aus einer Gleichstromversorgung an einer Blindlast zu ermöglichen. [Fig. 1](#) zeigt in verallgemeinerter Form eine bekannte Treiberschaltung **100** zum Speisen einer reaktiven (induktiven) Last **102** (L_s). Die Treiberschaltung **100** enthält eine Stromschaltvorrichtung Q_s , einen Resonanzkondensator (C_s) und ein Verlustelement (R_o), wobei letzteres die Energieverluste darstellt, die von den Widerständen der Blindlast L_s **102** und des Kondensators C_s und von jeglichem zusätzlichen Widerstand, der an die Schaltung **100** angeschlossen sein kann, herrühren. Der Entwurf der Schaltung **100** wird optimiert, um Energie in das Verlustelement (R_o) zu liefern statt Blindenergie in die induktive Last (L_s). Die Analyse des Wirkungsgrades der Schaltung **100** steht daher üblicherweise in Beziehung zu der Größe der Energie, die dem Verlustelement (R_o) geliefert wird. Die folgende Diskussion bezieht sich auf dieses übliche Analyseverfahren (ein zusätzlicher Widerstand kann zu einem Teil des Schwingkreises gemacht werden, der L_s und C_s umfasst, um zum Beispiel die Resonanzbandbreite zu vergrößern.)

[0004] [Fig. 2](#) zeigt Spannungs- und Stromschwingungen **102**, **104**, die typisch der Treiberschaltung

100 zugeordnet sind. Die obere Schwingung **104** zeigt die Spannung (V_s) an der Stromschaltvorrichtung Q_s und dem Kondensator C_s , die aus der Stromumschaltung resultiert, welche durch die Stromschaltvorrichtung Q_s ausgeführt wird. Die untere Schwingung **106** zeigt den Strom (I_s), der durch die Blindlast L_s fließt.

[0005] Es ist erwünscht, Treiberschaltungen für Blindlasten mit dem höchst möglichen Wirkungsgrad zu betreiben. Ineffiziente Treiberschaltungen verlangen größere Stromversorgungen. Ineffiziente Treiberschaltungen vergeuden auch nennenswerte Energie in Form von Wärme und verlangen daher große Wärmeableiter und/oder Kühlgebläse zur Wärmeabfuhr und sind häufig weniger zuverlässig. Die Natur der Stromschaltvorrichtung Q_s bestimmt den Wirkungsgrad der bekannten Treiberschaltung **100**. Insbesondere bestimmt der Prozentsatz an Zeit, während welchem die Schaltvorrichtung Q_s in der linearen Betriebsart zum Arbeiten gebracht wird, einer Betriebsart, in welcher der Strom dazu gebracht wird, sich als eine kontinuierliche Funktion der Zeit statt einer Ein/Aus-Funktion der Zeit zu verändern, die sogenannte Betriebsklasse der bekannten Treiberschaltung **100**.

[0006] In Blindlasttreiberschaltungen wie der Treiberschaltung **100** wird der Energieumwandlungswirkungsgrad im Allgemeinen als die Menge an Energie ausgedrückt, die durch das Verlustelement R_o verbraucht wird (die Ohmschen Verluste der Schaltung). Der Energieumwandlungswirkungsgrad ist somit der Prozentsatz an in R_o verbrauchter Energie dividiert durch die Gesamtenergie, die durch die Treiberschaltung **100** verbraucht wird (die Summe der an R_o abgegebenen Energie und der durch die Stromschaltvorrichtung Q_s verbrauchten Energie).

[0007] Üblicherweise bekannte Betriebsklassen der Treiberschaltung **100** sind Klasse A, Klasse B und Klasse C. Der Betrieb nach Klasse A bezieht sich auf den Betrieb von Q_s in der linearen Betriebsart zu 100% der Zeit. Der Klasse-A-Betrieb ist sehr ineffizient wegen der in der Stromschaltvorrichtung Q_s verbrauchten Energie. Dieser Energieverbrauch wird verursacht durch die Spannung an der und den gleichzeitigen Stromfluss durch die Stromschaltvorrichtung Q_s , die aus der linearen Betriebsart von Q_s resultieren. Der Klasse-A-Betrieb der bekannten Treiberschaltung **100** hat einen theoretischen maximalen Wirkungsgrad von 25%.

[0008] Der Klasse-B-Betrieb der Schaltung **100** betrifft den Betrieb der Stromschaltvorrichtung Q_s in der linearen Betriebsart für etwa 50% der Zeit. Mit anderen Worten, die Schaltvorrichtung Q_s wird dazu gebracht, für etwa die Hälfte jedes Zyklus der Treiberschwingung linear zu arbeiten. Der maximale theoretische Energieumwandlungswirkungsgrad für den

Klasse-B-Betrieb der bekannten Schaltung **100** ist 78,65%, obgleich praktische Realisierungen häufig weniger als 50% Wirkungsgrad erreichen.

[0009] Der Klasse-C-Betrieb der Schaltung **100** bedeutet, dass die Stromschaltvorrichtung Qs in der linearen Betriebsart für weniger als 50% der Zeit betrieben wird. Tatsächlich kann im Klasse-C-Betrieb der Schaltung **100** die Stromschaltvorrichtung Qs überwiegend als Ein/Aus-Schalter arbeiten, was sie für echte lineare Verstärkungszwecke nicht geeignet macht. Das Leitungszeit-Diagramm, das in [Fig. 2](#) gezeigt ist, gilt für den Klasse-C-Betrieb. Der Klasse-C-Betrieb der bekannten Schaltung **100** ergibt den Betrieb mit dem höchsten Wirkungsgrad, welcher in praktischen Anwendungsfällen häufig zwischen 40% und 80% liegt. Diese Wirkungsgrade erfüllen die Ziele der vorliegenden Erfindung noch nicht.

[0010] [Fig. 3](#) zeigt eine bekannte „Rücklauf“-Treiberschaltung **108**, die üblicherweise als eine Horizontalablenkreiberschaltung in Katodenstrahlröhrenanzeigen (Fernsehgeräten und Monitoren) verwendet wird. Wenn die Treiberschaltung **108** als eine Ablenkreiberschaltung in Katodenstrahlröhren verwendet wird, enthält sie einen Hochspannungstransformator (Ls), eine Stromschaltvorrichtung (Qs) und einen Resonanzkondensator (Cs). Die Treiberschaltung **108** kann auch einen Kopplungskondensator (Cc) großen Wertes enthalten, um zu verhindern, dass Gleichstrom durch die Induktivität der Ablenkspule (Lo) fließt, der Horizontalpositionierungsfehler in der Katodenstrahlröhrenanzeige verursachen würde.

[0011] Die Treiberschaltung **108** kann als eine Resonanzschaltreiberschaltung gekennzeichnet werden, weil die Stromschaltvorrichtung Qs strikt in der Ein/Aus-Betriebsart betrieben wird. Der Resonanzteil der Treiberschaltung **108** wird durch die Parallelschaltung der Ablenkspule (Lo) und des Hochspannungstransformators (Ls) in Verbindung mit dem Resonanzkondensator (Cs) gebildet. Wenn die Schaltung als eine Horizontalablenkschaltung betrieben wird, ist die Stromschaltvorrichtung Qs für die Ablenkdauer (etwa 80% der Gesamtperiode) geschlossen, was zur Folge hat, dass eine unten flache Spannungsschwingung an die Ablenkspule (Lo) angelegt wird (vgl. die Schwingungen Vs und Vo in [Fig. 3](#)). Während der Zeit, während der die Stromschaltvorrichtung Qs Ein ist, wird die Versorgungsspannung (Vsp) an die Drosselspulen (Ls) und (Lo) angelegt. Es ist auf dem einschlägigen Fachgebiet bestens bekannt, dass die Ströme, die durch Ls und Lo fließen, während dieser Zeit linear ansteigen. Dieser lineare Stromanstieg ist erwünscht, weil er eine mehr oder weniger lineare Ablenkung der Elektronen der Katodenstrahlröhre als eine Funktion der Zeit bewirkt, wodurch eine mehr oder weniger gleichförmige Vertei-

lung von Information über den Bildschirm der Katodenstrahlröhre bewirkt wird.

[0012] Wenn die Schaltvorrichtung Qs während der sogenannten Rücklaufzeit (etwa 20% der Gesamtperiode) öffnet, wird die in den Drosselspulen Ls und Lo gespeicherte Energie in Resonanz auf den Resonanzkondensator (Cs) übertragen. Das führt zur Erzeugung des Hochspannungssinusushalbschwingungssignals an dem Kondensator (Cs), dessen Scheitel in der Amplitude viel höher ist als die Stromversorgungsspannung (Vsp). Daher wird die Spannung an den Drosselspulen Ls und Lo umgekehrt, im Vergleich zu der an sie angelegten Spannung, als die Stromschaltvorrichtung Qs geschlossen war, wodurch der durch sie hindurchfließende Strom veranlasst wird sich umzukehren, was wiederum zur Folge hat, dass der Kondensator (Cs) veranlasst wird, sich zu entladen und seine gespeicherte Energie auf die Schaltung aus den Drosselspulen Ls und Lo zurück zu übertragen. Dieses Laden und Entladen des Kondensators (Cs) ist als Rücklauf bekannt und erfolgt sinusförmig, was zu Sinushalbschwingungsrücklaufimpulsen führt, die für den Betrieb der Treiberschaltung **108** bezeichnend sind.

[0013] Die Rücklauffreiberschaltung **108** wandelt Gleichstromenergie in Blindenergie bei RF-Frequenzen sehr wirksam um. Da die Stromschaltvorrichtung (Qs) als ein Schalter verwendet wird und nicht als eine lineare Vorrichtung, können die Energieverluste, die mit Qs verbunden sind, sehr niedrig sein. Leider ist die Rücklauffreiberschaltung **108** nicht zum Speisen einer induktiven Schleifenantenne geeignet, weil das Signal, das sie erzeugt, einen hohen Gehalt an Harmonischen hat. Diese Harmonischen strahlen, wodurch ein hoher Grad an Emissionen außerhalb des Frequenzbereiches der beabsichtigten Strahlung erzeugt wird, was für Funkregulierungsregierungsbehörden wie die Federal Communications Commission der Vereinigten Staaten inakzeptabel ist.

[0014] [Fig. 4](#) zeigt eine bekannte Treiberschaltung **110** der Klasse E zum Speisen einer induktiven Last (Lo). Die Schaltung **110** umfasst eine Stromschaltvorrichtung (Qs), einen Schaltkondensator (Cs), eine Gleichstromspeisungsdrosselspule (Ls), einen Resonanzkondensator (Co), die Ausgangsdrosselspule (Lo), die eine induktive Schleifenantenne sein kann, und ein Verlustelement (Ro), wobei letzteres die Energieverluste repräsentiert, die den Widerständen von Ls, Cs, Co, Lo und jeglichem zusätzlichen Widerstand, der mit der Schaltung **110** verbunden sein kann, zugeordnet sind. (Wie bei der Schaltung **100** nach [Fig. 1](#) kann ein zusätzlicher Widerstand zu einem Teil des Schwingkreises gemacht werden, der zum Beispiel Lo und Co umfasst, um die Resonanzbandbreite zu vergrößern.)

[0015] [Fig. 5](#) zeigt die Spannungs- und Strom-

schwingungen, die der Treiberschaltung **110** der Klasse E zugeordnet sind. Ein Sinushalbschwingerücklaufimpuls **112** wird an der Schaltvorrichtung Qs durch den Schaltkondensator (Cs), die Ausgangsdrosselspule (Lo) und den Resonanzkondensator (Co) erzeugt. Das unterscheidende Merkmal der Klasse-E-Treiberschaltung **110** ist, dass die Wechselstromkomponente des Stroms (Ils) **114** in der Schaltdrossel (Ls) viel kleiner ist als der Gleichstrom **116**, der durch die Schaltdrossel (Ls) fließt.

[0016] In der Treiberschaltung **110** der Klasse E wird die Stromschaltvorrichtung Qs als ein Schalter betrieben, und zwar entweder Ein oder Aus. Bei Ein leitet die Stromschaltvorrichtung Qs für den Niederspannungsteil der Sinushalbwelle, und deshalb wird minimale Energie verbraucht. Bei Aus fließt kein Strom durch die Stromschaltvorrichtung Qs, und deshalb wird im Wesentlichen keine Energie verbraucht. In der Treiberschaltung **110** der Klasse E hat die Gleichstromspeisedrossel Ls einen großen Wert relativ zu der Ausgangsdrossel Lo und beeinträchtigt deshalb nicht den Resonanzbetrieb der Schaltung **110**. Die Resonanzfrequenz der Ausgangsdrossel Lo und des Resonanzkondensators Co wird so gewählt, dass sie nominell bei Fo ist, der Schaltfrequenz der Stromschaltvorrichtung Qs. Das ist so, dass der Schwingkreis, der Lo und Co umfasst, die Harmonischen des Sinushalbwellsignals, das an dem Schalter Qs erzeugt wird, herausfiltert, um dadurch zu gewährleisten, dass das abgestrahlte Ausgangssignal der Drossel Lo praktisch frei von unerwünschten Harmonischen ist. Der Sinushalbwelleanteil des Signals Vs, das in [Fig. 5](#) gezeigt ist, ist das Ergebnis der kombinierten Wirkung von Cs, Co und Lo.

[0017] In einer praktischen Realisierung der Treiberschaltung **110** der Klasse E kann die Resonanzfrequenz von Cs, Co und Lo etwas höher sein als die Betriebsfrequenz Fo. Das dient zum Gewährleisten, dass das Signal Vs auf Masse zurückkehrt, bevor der Stromschalter Qs eingeschaltet wird. Das minimiert die Energieverluste aus dem Stromschalter Qs, die dem Schalten zugeordnet sind. Wir haben festgestellt, dass eine praktische Realisierung der Klasse-E-Treiberschaltung zur Verwendung als ein Schleifenantennentreiber ungeeignet ist, weil ein praktische Schaltvorrichtung Qs einen FET umfasst, der eine große, nichtlineare Vorrichtungskapazität hat. Diese Vorrichtungskapazität ist maximal, wenn die Spannung VS an der Vorrichtung minimal ist. In der Praxis bewirkt diese große nichtlineare Vorrichtungskapazität, dass die Resonanzfrequenz der Schaltung während der Zeitspanne unmittelbar nach dem Ausschalten des FET dramatisch niedriger ist. Das ergibt eine Tendenz zum Verriegeln der Schaltung, so dass die Treiberspannung (Vs) lange nach dem Abschalten des FET niedrig gehalten wird. Dieser Verriegelungseffekt kann mehr als einen Zyklus dauern, bis der Strom, der durch die Gleichstromver-

sorgungsdrossel (Ls) fließt, ausreichend ansteigt, um die große nichtlineare Kapazität des FET ausreichend aufzuladen und die Schaltung aus diesem Zustand zu ziehen. Somit können in einer praktischen Realisierung der Klasse-E-Treiberschaltung **110** die Treibersignalzyklen wegen des Verriegelns übersprungen werden, und zwar entweder periodisch (wobei ein subharmonisches Signal erzeugt wird) oder willkürlich (wobei eine chaotische Form von Rauschen erzeugt wird). Daher ist eine praktische Realisierung der Klasse-E-Treiberschaltung **110** zur Verwendung als ein Treiber für eine Blindlast wie eine Schleifenantenne nicht geeignet.

[0018] Rücklauftreiber der Klassen A, B und C sind gegenüber solchen Problemen mehr immun, weil die Resonanz dieser Schaltungen ihren Betrieb in einem viel größeren Ausmaß steuert eine Schaltung als der Klasse E. Die Drossel Ls in den Treiberschaltungen **100** der Klassen A, B und C nach [Fig. 1](#) und der Rücklauftreiberschaltung **108** nach [Fig. 3](#) ist relativ viel kleiner im Wert als die Drossel Ls der Klasse-E-Treiberschaltung **110**. Mit einem relativ kleinen Wert von Ls lädt der Stromanstieg in Ls (welcher der an sie angelegten Spannung, wenn der Stromschalter Qs leitend ist, zugeordnet ist) die nichtlineare Kapazität der praktischen Schaltvorrichtung Qs (wie zum Beispiel einen FET) ausreichend schnell auf, so dass die zuvor beschriebene Verriegelung nicht erfolgt.

[0019] Die Schaltungen jedoch, welche diese Klassen (A, B, C) des Betriebes verwenden, sind entweder ineffizient oder erzeugen unakzeptable Harmonische.

[0020] Die Druckschrift EP-A-0 523 271, welche die Basis für den Oberbegriff des unabhängigen Anspruchs 1 bildet, beschreibt eine Schaltung zum Speisen einer Blindlast, die eine Treiberschaltung umfasst zum Umwandeln von Eingangsgleichstrom in HF-Ausgangsstrom mit zwei Schaltern, einen Ausgangsschwingkreis, der die Blindlast umfasst, und eine Kopplungsreaktanz. Mehr insbesondere, diese Druckschrift beschreibt eine Schaltung zum Koppeln einer Gegentaktausgangsendstufe eines HF-Generators, der durch Feldeffekttransistoren mit isoliertem Gate gebildet wird, mit einem Antennenschwingkreis, welcher eine Spule und einen Kondensator umfasst. Der Antennenschwingkreis ist Teil einer Abfragevorrichtung eines Transpondersystems, bei dessen Gebrauch ein sich sinusförmig veränderndes magnetisches Feld durch die Abfragevorrichtung mit Hilfe des Antennenschwingkreises erzeugt wird und durch eine Antwortsendevorrichtung des Transpondersystems empfangen wird und verwendet werden kann, um Versorgungsenergie für die Antwortsendevorrichtung zu erzeugen.

[0021] Die Druckschrift US-A-5 493 312 beschreibt

eine alternative Schwingkreisconfiguration, welche die Größe des HF-Stroms reduziert, der durch die Leistungsstufentransistoren einer Sende-Empfangeinheit geschaltet wird, und die dadurch auch das Zuverlässigkeitsrisiko beträchtlich reduziert. Eine Parallelresonanzantennenkonfiguration von Spulen und Kondensatoren reduziert den HF-Strom durch die Gegentaktausgangsstufentransistorkonfiguration auf einen kleinen Bruchteil des HF-Stroms, mit dem typische Reihenschwingkreise beaufschlagt werden.

[0022] Die Druckschrift US-A-4 963 880 beschreibt ein koplanares Antennensystem, das eine Einzelspulen-schleifenantenne hat, welche sowohl Sende- als auch Empfangsfunktionen erfüllt. Die Antenne arbeitet in einer abgestimmten Betriebsart während des Sendens und einer verstimmten Betriebsart während des Empfangs. Totzonen- und Transformatoreffektprobleme werden eliminiert. Der Sender ist effizient, und der Empfänger ist gegen Impulsrauschen immun.

[0023] Trotz der Verfügbarkeit von vielen verschiedenen Art von Treiberschaltungen gibt es einen Bedarf an einer Treiberschaltung, die Blindlasten effizient speisen kann. Es ist deshalb das durch die vorliegende Erfindung zu lösende Problem, eine Schaltung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 so zu verbessern, dass sie Blindlasten effizienter speisen kann, ohne übermäßiges Rauschen oder übermäßig Harmonische hervorzurufen, und dass sie geeignet ist zum Speisen einer induktiven Schleifenantenne.

[0024] Dieses Problem wird gemäß der vorliegenden Erfindung durch eine Schaltung gelöst, die die Merkmale aufweist, welche in dem kennzeichnenden Teil des unabhängigen Anspruchs 1 angegeben sind. Weitere Ausgestaltungen der Erfindung bilden die Gegenstände der abhängigen Ansprüche.

[0025] Die vorliegende Erfindung schafft einen äußerst effizienten Resonanzschaltkreis zum Umwandeln von Gleichstrom in fließende sinusförmige Ströme in Blindlasten bei Radiofrequenzen. Für diesen Zweck wird gemäß der vorliegenden Erfindung der Schaltkondensator so bemessen, dass die Effekte der nichtlinearen Ausgangskapazität des Schalters minimiert werden. Die Treiberschaltung der Schaltung nach der vorliegenden Erfindung benutzt nur einen Schalter, was zu einer einfacheren Treiberschaltung führt. In einer Ausführungsform der Schaltung nach der vorliegenden Erfindung ist die Treiberschaltung als eine Differenzialschaltung realisiert, welche zwei Schalter umfasst. Die besonderen Schaltungsanordnungen für die im unabhängigen Anspruch 1 beanspruchte Schaltung ermöglichen, eine Blindlast mit hohem Wirkungsgrad zu speisen.

[0026] Die folgende ausführliche Beschreibung von

bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung wird besser verständlich, wenn sie in Verbindung mit den beigefügten Ansprüchen gelesen wird. Zum Zwecke der Veranschaulichung der Erfindung sind in den Zeichnungen Ausführungsformen gezeigt, die gegenwärtig bevorzugt werden. Es sollte jedoch klar sein, dass sich die Erfindung nicht auf die präzisen Anordnungen und Instrumentierungen, die gezeigt sind, beschränkt. In den Zeichnungen zeigt:

[0027] [Fig. 1](#) ein elektrisches Schaltbild einer bekannten Treiberschaltung zum Speisen einer Blindlast;

[0028] [Fig. 2](#) Spannungs- und Stromschwingungen, die der Treiberschaltung nach [Fig. 1](#) zugeordnet sind;

[0029] [Fig. 3](#) ein elektrisches Schaltbild einer bekannten Rücklaufreiberschaltung;

[0030] [Fig. 4](#) ein elektrisches Schaltbild eines bekannten Leistungsverstärkers der Klasse E, der zum Speisen einer Blindlast verwendet wird;

[0031] [Fig. 5](#) Spannungs- und Stromschwingungen, die der Schaltung nach [Fig. 4](#) zugeordnet sind;

[0032] [Fig. 6](#) ein Funktionsblockschaltbild einer Schaltung nach der vorliegenden Erfindung, die zum Speisen einer Blindlast verwendet wird;

[0033] [Fig. 7A](#) ein elektrisches Ersatzschaltbild einer bevorzugten Realisierung der Schaltung nach [Fig. 6](#) als eine Eintaktschaltung;

[0034] [Fig. 7B](#) ein elektrisches Ersatzschaltbild der Schaltung nach [Fig. 7A](#) in einer Realisierung als Gegentaktschaltung;

[0035] [Fig. 8](#) Spannungs- und Stromschwingungen, die der Schaltung nach [Fig. 7A](#) zugeordnet sind; und

[0036] [Fig. 9](#) ein Funktionsblockschaltbild einer Abfrageeinrichtung, die zur Verwendung bei der vorliegenden Erfindung geeignet ist.

[0037] Es wird hier lediglich der Bequemlichkeit halber eine gewisse Terminologie verwendet, die nicht als eine Beschränkung für die vorliegende Erfindung zu verstehen ist. In den Zeichnungen werden dieselben Bezugswerte verwendet, um dieselben Elemente in sämtlichen Figuren zu bezeichnen.

[0038] [Fig. 6](#) zeigt ein Blockschaltbild einer Schaltung **10** nach der vorliegenden Erfindung, die benutzt wird, um eine Blindlast zu speisen. In der Ausführungsform der Erfindung, die in [Fig. 6](#) gezeigt ist, ist ein Ausgangsschwingkreis **12** gezeigt, der wenigstens eine Drossel und einen Kondensator aufweist,

wobei eines dieser beiden Elemente die Blindlast ist. Die Drossel kann eine induktive Schleifenantenne sein. Die Blindlast kann entweder eine induktive Blindlast oder eine kapazitive Blindlast umfassen. [Fig. 7A](#) zeigt ein Schaltbild einer bevorzugten Realisierung der Schaltungen **10** und **12**.

[0039] Gemäß der Darstellung in [Fig. 6](#) enthält die Schaltung **10** eine Treiberschaltung **14**, eine Kopplungs- oder Anpaßreaktanz (Lm) **16** und einen wahlweisen Kopplungskondensator (Cc) **18**. Die Treiberschaltung **14** wandelt einen Versorgungsgleichstrom (Vsp) in HF-Ausgangsstrom um. Die Anpaßreaktanz (Lm) **16** ist zwischen einen HF-Ausgang **15** der Treiberschaltung **14** und einen Eingang des Schwingkreises **12** in Reihe geschaltet. Gemäß der vorliegenden Erfindung kann die Anpaßreaktanz **16** entweder einen Kondensator oder eine Drosselspule umfassen. Die Anpaßreaktanz (Lm) **16** nimmt eine Reihen-Parallel-Impedanzanpassung von dem Ausgang der Treiberschaltung **14** zu dem Schwingkreis **12** vor. Der optionale Kopplungskondensator **18** ist zwischen dem HF-Ausgang **15** der Treiberschaltung **14** und der Anpaßreaktanz (Lm) **16** in Reihe geschaltet und hindert die mittlere Gleichspannung, welche der Treiberschaltung **14** zugeordnet ist, am Erscheinen an dem Ausgangsschwingkreis **12**.

[0040] Gemäß der Darstellung in [Fig. 7A](#) umfasst die Schaltung **10** die Treiberschaltung **14**, welche in Form einer Ersatzschaltung gezeigt ist, den Kopplungskondensator (Cc) **18**, die Anpaßreaktanz (Lm) **16** und die Blindlast, entweder Co oder Lo, die Teil des Ausgangsschwingkreises **12** ist. Die Treiberschaltung **14** hat gewisse Vorteile, die einem Klasse-E-Leistungsverstärker zugeordnet sind und zu denen eine Schaltvorrichtung (Qs), eine Schaltdrossel (Ls) und ein Schaltkondensator (Cs) gehören. Der Resonatorersatzwiderstand der Treiberschaltung **14** ist mit Rs bezeichnet. Die Schaltvorrichtung (Qs) ist vorzugsweise ein Metalloxid-Halbleiterfeldeffektleistungs transistor (MOSFET), kann aber auch irgendeine geeignete elektronische Schaltvorrichtung umfassen, wie einen bipolaren Sperrschichtleistungs transistor (BJT), einen bipolaren Transistor mit isoliertem Gate (IGBT), einen gesteuerten MOS-Thyristor (MCT) oder eine Vakuumröhre.

[0041] [Fig. 7A](#) zeigt die Treiberschaltung **14** realisiert als eine Eintaktschaltung, bei der die aktiven Vorrichtungen kontinuierlich leiten. Die Treiberschaltung **14** kann jedoch auch als eine Gegentaktschaltung realisiert werden, wie sie in [Fig. 7B](#) gezeigt ist (d.h. als eine Differenzschaltung), wobei es wenigstens zwei aktive Vorrichtungen gibt, welche abwechselnd die negativen und positiven Zyklen der Eingangsschwingung verstärken.

[0042] In [Fig. 7B](#), auf die nun Bezug genommen wird, ist eine Gegentaktkonfiguration einer Schaltung

10' zum Speisen einer Blindlast **12'** gezeigt. Die Schaltung **10'** umfasst eine Treiberschaltung **14'**, die in Form einer Ersatzschaltung gezeigt ist, mit einem Paar Kopplungskondensatoren (Cc) **18'**, einem Paar Anpaßreaktanzen (Lm) **16'** und der Blindlast, die Teil eines Ausgangsschwingkreises **12'** ist. In der Gegentaktkonfiguration enthält die Treiberschaltung **14'** ein Paar Schaltvorrichtungen (Qs), ein Paar Schaltdrosseln (Ls) und ein Paar Schaltkondensatoren (Cs). Der Ersatzausgangswiderstand der Treiberschaltung **14'** ist als Widerstände Rs dargestellt. Dem Fachmann ist klar, dass die Gegentaktkonfiguration einen höheren Energieumwandlungswirkungsgrad und einen größeren Ausgangsstrom haben kann, als die Eintaktkonfiguration. Die Gegentaktkonfiguration hat auch andere Vorteile wie einen nominell gelöschten Gehalt an Harmonischen gerader Ordnung. Das heißt, ein Rücklaufschaltsinushalbschwingungsausgangssignal aus der Treiberschaltung **14** (unten im Einzelnen mit Bezug auf [Fig. 8](#) erläutert) erzeugt nur einen Gehalt an Harmonischen gerader Ordnung und keinen Gehalt an Harmonischen ungerader Ordnung. In der Gegentaktkonfiguration löschen die Komponenten gerader Ordnung einander im Wesentlichen aus, so dass im Wesentlichen kein Gehalt an Harmonischen erzeugt wird. In der Praxis ist es schwierig, eine perfekte Rücklaufsinushalbschwingung zu erzeugen, so dass eine vollständige Auslöschung nur näherungsweise erreicht werden kann.

[0043] Gemäß [Fig. 7A](#), auf die wieder Bezug genommen wird (und gemäß [Fig. 7B](#), auf die auch Bezug genommen wird), hindert der Kopplungskondensator (Cc) **18** die mittlere Gleichspannung, die der Treiberschaltung **14** zugeordnet ist, am Erscheinen an dem Ausgangsschwingkreis **12**. Der Wert des Kondensators **18** ist ausreichend groß, so dass er den Betrieb der Schaltung **10** nicht nachteilig beeinflusst.

[0044] Die Anpaßreaktanz (Lm) **16** nimmt eine Reihen-Parallel-Impedanzanpassung von der Treiberschaltung **14** (die einen Widerstand (Rs) hat) zu der Last vor (die einen parallelen Ersatzwiderstand (Rp) hat, der den Ausgangswiderstand des Schwingkreises **12** darstellt). Der Widerstand (Rs) der Treiberschaltung **14** ist niedriger als der Ausgangs- oder Lastwiderstand (Rp). Der Schwingkreis **12** ist nicht verlustlos. Demgemäß muss ein gewisses Ausmaß an Energie dem Schwingkreis **12** für einen gegebenen fließenden Strom geliefert werden. Bei Resonanz kann der Energieverbrauch dargestellt werden durch den parallelen Ersatzwiderstand Rp, der üblicherweise zu hoch ist (z.B. 3K bis 10K Ohm), um zu erlauben, dass der Schwingkreis **12** direkt mit dem Ausgang der Treiberschaltung **14** verbunden wird. Wenn eine solche direkte Verbindung hergestellt werden würde, würde die Energieübertragung sehr ineffizient sein und es würde unzureichend Energie übertragen werden. Es ist erwünscht, diesen hohen Wi-

derstand in einen niedrigeren Widerstand (z.B. 5–20 Ohm) zu transformieren, um ihn besser an den Widerstand der Schaltvorrichtung (Qs) und deren Resonanz anzupassen, was erlaubt, dem Schwingkreis **12** ausreichend Energie zu liefern, um dem Schwingkreis **12** zu erlauben, die Blindlast zu speisen.

[0045] **Fig. 8** zeigt Spannungs- und Stromkurvenformen, die der Treiberschaltung **14** nach **Fig. 7A** zugeordnet sind. Die obere Kurvenform **20** zeigt die Eingangsschaltspannungskurvenform (Vs), und die untere Kurvenform **22** zeigt den Strom (Ils) durch die Schaltdrossel (Ls). Die Eingangsschaltspannungskurvenform **20** ist eine Sinushalbwellenform.

[0046] Wenn die Schaltvorrichtung (Qs) mit Strom versorgt oder geschlossen wird, fällt die Kurvenform **20** ab auf Masse (0V) für ungefähr die Hälfte der Betriebsperiode. Die Schaltdrossel (Ls) lädt sich mit zunehmendem Stromfluss auf, wenn die Versorgungsspannung (Vsp) an ihr abfällt. Wenn der Stromfluss durch die Drossel (Ls) ansteigt, wird eine ansteigende Menge an Energie in der Drossel (Ls) gespeichert. Wenn die Schaltvorrichtung (Qs) nicht mehr mit Strom versorgt oder geöffnet wird für die andere Hälfte der Periode, steigt die Kurvenform (Vs) auf eine Scheitelspannung sinusförmig an, und der gespeicherte Strom in der Drossel (Ls) entlädt sich, während der Schaltkondensator (Cs) aufgeladen wird, bis die in der Drossel (Ls) gespeicherte Energie auf den Kondensator (Cs) übertragen ist. Die Scheitelspannung an diesem Punkt steht in direkter Beziehung zu derselben Energie, die nun in dem Kondensator (Cs) gespeichert ist, welcher in der Drossel (Ls) gespeichert war. Die Scheitelspannung bewirkt, dass ein umgekehrter Strom in der Drossel (Ls) zu fließen beginnt. Der umgekehrte Strom entlädt den Kondensator (Cs) sinusförmig, bis die Kurvenform (Vs) auf Masse zurückkehrt. Gemäß der vorliegenden Erfindung sind die Drossel (Ls) und der Kondensator (Cs) so bemessen, dass der Halbsinusschwingungsimpuls, der so gebildet wird, sich in einem Viertel bis zur Hälfte der Betriebsperiode vervollständigt. Dieser Teil der Kurvenform wird hier als „Rücklaufimpuls“ bezeichnet und gleicht in mancherlei Hinsicht der Kurvenform der Katodenstrahlröhrenablenkschaltung, die oben erläutert worden ist. Der Sinushalbschwingungs- oder Rücklaufimpuls hat eine begrenzte Anstiegsgeschwindigkeit, was der Schaltvorrichtung (Qs) Zeit zum Abschalten gibt, während die Spannung (Vs) ansteigt, und was Schaltübergangsverluste in der Schaltvorrichtung (Qs) reduziert.

[0047] Wenn die Schaltvorrichtung (Qs) eingeschaltet ist, fällt bei dem durch sie hindurch fließenden Strom wenig oder keine Spannung an ihr ab. Es wird daher wenig Energie vergeudet. Umgekehrt, wenn die Schaltvorrichtung (Qs) ausgeschaltet ist, fließt kein Wirkungsstrom durch sie (ausgenommen ein kapazitiver Strom), während Spannung an ihr anliegt.

Obgleich es einen Spannungsabfall an der Schaltvorrichtung (Qs) gibt, wird somit wenig Energie vergeudet. Theoretisch ist die Schaltung **10** zu 100% Wirkungsgrad in der Lage. Realistisch geschehen treten Verluste auf als ein Ergebnis des endlichen Ein-Widerstands der Schaltvorrichtung (Qs) sowie Verluste, die der endlichen Zeit zugeordnet sind, welche die Schaltvorrichtung (Qs) benötigt, um von Ein auf Aus überzugehen. Typische Wirkungsgrade betragen etwas 80–90%.

[0048] Ideal sind die Drossel (Ls) und der Kondensator (Cs) des Schaltresonators so bemessen, dass, wenn sie durch die Last (den Ausgangsschwingkreis **12**) bedämpft sind, sie ihre gesamte gespeicherte Energie am Ende ihres Sinushalbimpulses verlieren werden. Dieser Zustand tritt für etwa 3/4 eines Zyklus der Resonanzfrequenz (Fs) des Schaltresonators auf. In der gegenwärtig bevorzugten Ausführungsform erzeugen die Schaltdrossel (Ls) und der Schaltkondensator (Cs) eine Schaltresonanzfrequenz (Fs) zwischen dem Ein- bis Zweifachen der Betriebsfrequenz (Fo) der Schaltung **10**.

[0049] Die Scheitelspannung, der sich die Schaltvorrichtung (Qs) für eine perfekte Rücklaufsinushalbschwingung gegenüber sieht, beträgt etwas das 2,57-fache der Versorgungsspannung (Vsp). Das ist auf die Tatsache zurückzuführen, dass die mittlere Spannung an der Drossel (Ls) gleich null sein muss. Somit muss das Produkt aus Spannung und Zeit für den Ein- oder niedrigen Teil gleich dem Produkt aus Spannung und Zeit für den Aus- oder hohen Teil der Kurvenform sein. Wenn der Rücklaufimpuls eine echte Sinushalbwellenform war, dann würde die erreichte Scheitelspannung das $\pi/2$ – oder etwa 1,57-fache der Versorgungsspannung (Vsp) über der Versorgungsspannung (Vsp) sein oder etwa das 2,57-fache der Versorgungsspannung relativ zur Masse sein. Da die natürliche Periode des Schaltresonators $1/Fs$ kürzer ist als ein Zyklus der Betriebsfrequenz (Fo), sind die Scheitelspannungen im Allgemeinen höher. Die Scheitelspannungen sind typisch das Dreifache der Versorgungsspannung (Vsp).

[0050] Durch die untere Kurve **22** in **Fig. 8** ist gezeigt, dass ein unterscheidendes Merkmal der Treiberschaltung **14** darin besteht, dass die Wechselstromkomponente des Stroms in der Drossel (Ls) größer ist als der Gleichstrom (Idc). Die Wechselstromkomponente des Stroms in der Drossel (Ls) bewirkt, dass der Strom (Ils) periodisch negativ wird. Dieser negative Strom nähert sich in der idealen Treiberschaltung **14** null. Außerdem ist der Strom in der Drossel (Ls) nicht sinusförmig. Der Blindwiderstand der Drossel (Ls) und des Kondensators (Cs) ist viel größer als der Widerstand der Schaltvorrichtung (Qs), wenn diese eingeschaltet ist. Der Wert Q des Schaltresonators ist kleiner als eins, wenn die Schaltvorrichtung (Qs) leitend ist, und ist größer als oder

gleich zwei, wenn die Schaltvorrichtung (Qs) nichtleitend ist.

[0051] Eine wesentliche Differenz zwischen der Treiberschaltung **14** und einem bekannten Verstärker der Klasse E ist, dass der Treiberschaltung **14** einen relativ großen Resonanzstrom an der Schaltvorrichtung (Qs) aufrechterhält, indem der Wert der Drossel (Ls) relativ klein gehalten wird, um die Verriegelungstendenzen des Klasse-E-Verstärkers zu eliminieren, wie oben erläutert. Weil der Wert Q des Schaltresonators kleiner als eins ist, wenn der Stromschalter Qs eingeschaltet ist, wird die Kurvenform, die durch den Treiber erzeugt wird, überwiegend durch den Schalter bestimmt, wohingegen bei Treibern der Klassen A, B und C die Kurvenform überwiegend durch den Resonator bestimmt wird. In dieser Hinsicht gleicht die Treiberschaltung **14** der Katodenstrahlrohreableiterschaltung, die oben erläutert worden ist, wobei sie sich in der Hinzufügung der Ausgangsanpasserschaltung (Anpaßreaktanz **16**) unterscheidet. Der schaltergesteuerte Betrieb ist äußerst effizient.

[0052] Die Anpaßreaktanz (Lm) **16** wandelt, wie oben dargelegt, den parallelen Ersatzwiderstand des Ausgangsschwingkreises **12** (der eine Resonanzantenne ist, die einen Antennenausgangskondensator (Co) und eine Antennenausgangsdrossel (Lo) umfaßt) in einen Reihenersatzwiderstand um, der erforderlich ist, um die korrekte Menge an Energie aus dem Ausgang der Treiberschaltung **14** aufzunehmen. Wenn die Anpaßreaktanz (Lm) eine Drossel ist, besteht ein zusätzlicher Vorteil darin, dass sie ein zweipoliges Tiefpassfilter mit dem Ausgangskondensator (Co) bildet. Das führt zur Reduzierung der Energie von Harmonischen, die durch die Treiberschaltung **14** erzeugt werden. Effiziente Schaltungen erzeugen natürlich Harmonische beträchtlicher Energie wegen der Ausbildung der Schaltungen als Schalter. Daher muss für die meisten Anwendungsfälle, in denen ein Ausgangssignal mit einer einzelnen Frequenz erwünscht ist, diese Energie von Harmonischen herausgefiltert und am Erreichen des Ausgangs gehindert werden.

[0053] Der Wert der Ausgangsantennendrossel (Lo) ist im Allgemeinen festgelegt aufgrund der bekannten physikalischen Zwänge, denen die Antenne unterliegt, wie z.B. zulässige Größe, Strahlungsmuster und dgl.

[0054] Der Wert des Ausgangsresonanzkondensators (Co) wird so gewählt, dass die Ausgangsinduktivität (Lo) bei der Betriebsfrequenz (Fo) in Resonanz schwingt, und ist einstellbar, um zu erlauben, dass die Schaltung **12** präzise auf die Betriebsfrequenz (Fo) abgestimmt wird, und kann durch die folgende Gleichung bestimmt werden:

$$Co = 1/(4 \pi^2 Fo^2 Lo).$$

[0055] Der parallele Ersatzwiderstand (Rp) wird hauptsächlich durch das Qo des Ausgangsschwingkreises **12** und in einem viel geringeren Ausmaß durch die Schaltdrossel **16** bestimmt und kann durch die folgende Gleichung ermittelt werden:

$$Rp = Qo XLo$$

wobei

$$XLo = 2\pi Lo Fo.$$

[0056] Zum Hindurchtreiben eines vorbestimmten Stroms durch die Blindlast, in diesem Fall Lo, muss eine entsprechende Spannung Vo an die Last angelegt werden und es muss eine entsprechende Energie Po aus der Treiberschaltung **14** geliefert werden. Die Menge an Energie, die erforderlich ist, hängt von dem Wert Q des Ausgangsschwingkreises **12** ab, der in umgekehrtem Verhältnis zu den Verlusten des Schwingkreises **12** steht. Für den gegebenen Strom gilt:

$$Vo = Io XLo;$$

und

$$Po = Vo^2/Rp$$

wobei Po die Energie ist, die durch die Treiberschaltung **14** zu liefern ist, und XLo die Impedanz der Reaktanz ist, die gespeist wird.

[0057] Der Treiberwiderstand (Rs) wird durch die Menge an Energie bestimmt, die zu dem Ausgang der Treiberschaltung **14** geliefert wird, und zwar auf der Basis der Versorgungsspannung (Vsp). Da das Signal aus der Treiberschaltung **14** gewöhnlich vor dem Ausgang gefiltert wird, liefert nur die Grenzfrequenzkomponente des Treibersignals irgendwelche nennenswerte Energie. Da außerdem die Kurvenform der Schaltvorrichtung (Qs) an ihrem Grund insgesamt rechteckig ist, ist die Scheitelspannung der Grundfrequenzkomponente des Treibersignals im Allgemeinen gleich der Versorgungsspannung (Vsp). Der Effektivwert der Spannung der Grundfrequenzkomponente des Treibersignals ist:

$$Rs = 0,5^{1/2} Vsp$$

oder

$$Vd = 0,7071 Vsp.$$

[0058] Der Treiberwiderstand (Rs) kann dann durch die folgende Gleichung berechnet werden:

$$Rs = 0,5 Vsp^2/Po.$$

[0059] Die Anpaßreaktanz (Lm) ist so bemessen,

dass ihr Blindwiderstand bei der Betriebsfrequenz das geometrische Mittel zwischen dem gewünschten Treiberwiderstand (R_s) und dem parallelen Ersatzwiderstand (R_p) des Ausgangsschwingkreises **12** ist. Unter dieser Bedingung erzeugt der Parallelwiderstand (R_p) einen gewissen Wert (Q_m) für die Drossel (L_m), welcher das Verhältnis von Reaktanz zu Widerstand, gemessen bei der Betriebsfrequenz, ist. Der Reihenwiderstand (R_s), der sich ergibt, erzeugt auch denselben Wert (Q_m). Die Beziehung ist folgendermaßen definiert:

$$Q_m R_s = R_p / Q_m = X_{1m};$$

oder

$$X_{1m} = (R_s R_p)^{1/2};$$

und

$$L_m = X_{1m} / (2\pi f_o).$$

[0060] So wird dieser Wert der Reaktanz (L_m) bestimmt, der umgekehrt proportional ist zu der Quadratwurzel der an dem Ausgang gelieferten Energie.

[0061] Ein bevorzugter Mindestwert des Schaltkondensators (C_s) wird ausgewählt durch Erzeugen eines Wertes Q von etwa zwei bei dem erwarteten Treiberwiderstand für die gelieferte Energie. Dieser Wert Q bewirkt, dass die Resonanzenergie der Schaltvorrichtung Q_s in etwa $3/4$ des Resonanzzyklus der Schaltvorrichtung (Q_s) vollständig verwendet wird. An dem Ende dieser Periode ist der Rücklaufteil der Schaltkurvenform gerade auf null zurückgekehrt und für die nächste Einschaltzeit bereit. Da die Schaltung parallel ist, gilt:

$$X_{cs} \leq R_s / 2;$$

und

$$C_s = 1 / (2\pi f_s X_{cs}),$$

wobei X_{cs} die Impedanz des Schaltkondensators (C_s) ist. In der Praxis ist der Schaltkondensator (C_s) so bemessen, dass die Effekte der nichtlinearen Ausgangskapazität der Schaltvorrichtung (Q_s) minimiert werden. Wenn diese nicht linearen Effekte nicht berücksichtigt werden, können sie zu Subharmonischen und/oder chaotischen Schwingungen führen, wie oben dargelegt. Ein bevorzugter Maximalwert für (C_s) ist gleich der Maximalkapazität des Stromschalters (Q_s). Unter diesen Bedingungen ist der Schaltkondensator (C_s) oft größer als notwendig, um die gedämpfte Rücklaufkurvenform zu erzeugen, die oben beschrieben ist. Das führt zu höheren Strömen in dem Schaltresonator. Jegliche ungedämpfte Energie (umgekehrter IIs), die am Ende des Rücklaufimpulses verbleibt, versucht, die Kurvenform der

Schaltvorrichtung (Q_s) unter die Masse zu schicken, um die Sinusschwingung fortzusetzen. Das wird durch Sperrdioden (nicht dargestellt) aufgehalten, die normalerweise der Schaltvorrichtung (Q_s) zugeordnet sind, oder in dem Ein-Widerstand der Schaltvorrichtung (Q_s) selbst. Das Ergebnis davon ist, dass dieser gespeicherte umgekehrte Schaltdrosselstrom veranlasst wird, in die Versorgung zurückzufließen, wodurch überschüssige gespeicherte Energie zu der Versorgung zurückgeleitet wird. Insofern gibt es keine obere Grenze für die Größe des Schaltkondensators (C_s). Ein übermäßig großer Kondensator (C_s) vergeudet jedoch unnötigerweise Energie wegen der Verluste, die den Bauelementen zugeordnet sind, welche den Schaltresonator (Q_s) bilden.

[0062] Die Schaltdrossel (L_s) ist so dimensioniert, dass sie eine Schaltresonanzfrequenz, die das Ein- bis Zweifache der Betriebsfrequenz ist, wie folgt erzeugt:

$$f_o < f_s < (2f_o);$$

und

$$L_s = 1 / (4\pi^2 f_s^2 C_s).$$

[0063] [Fig. 9](#) ist ein Blockschaltbild einer Abfrageeinrichtung **24**, die zur Verwendung bei der vorliegenden Erfindung geeignet ist. Die Abfrageeinrichtung **24** und ein Resonanzetikett **26** kommunizieren durch induktive Kopplung, wie es an sich bekannt ist. Die Abfrageeinrichtung **24** enthält einen Sender **10''**, einen Empfänger **28**, eine Antennenbaugruppe **12''** und eine Datenverarbeitungs- und Steuerschaltungsanordnung **30**, die jeweils Eingänge und Ausgänge haben. Der Ausgang des Senders **10''** ist mit einem ersten Eingang des Empfängers **28** und mit dem Eingang der Antennenbaugruppe **12''** verbunden. Der Ausgang der Antennenbaugruppe **12''** ist mit einem zweiten Eingang des Empfängers **28** verbunden. Ein erster und ein zweiter Ausgang der Datenverarbeitungs- und Steuerschaltungsanordnung **30** sind mit dem Eingang des Senders **10''** bzw. mit einem dritten Eingang des Empfängers **28** verbunden. Darüber hinaus ist der Ausgang des Empfängers **28** mit dem Eingang der Datenverarbeitungs- und Steuerschaltungsanordnung **30** verbunden. Abfrageeinrichtungen, die diese allgemeine Konfiguration haben, können gebaut werden, indem eine Schaltungsanordnung verwendet wird, wie sie in den US-Patenten Nr. 3752960, 3816708, 4223830 und 4580041 beschrieben ist, die alle Walton erteilt worden sind und die alle durch Bezugnahme in ihrer Gesamtheit hierin aufgenommen werden. Der Sender **10''** und die Antennenbaugruppe **12''** haben jedoch die Eigenschaften und Kenndaten der Schaltung **10** und des Ausgangsschwingkreises **12**, die hier beschrieben sind. Das heißt, der Sender **10''** ist eine Treiberschaltung **10** gemäß der vorliegenden Erfindung, und die Anten-

nenbaugruppe **12''** ist Teil des Ausgangsschwingkreises **12** gemäß der vorliegenden Erfindung. Die Abfrageeinrichtung **24** kann körperlich das Aussehen von einem Paar Sockelgebilden haben, obgleich andere körperliche Manifestationen der Abfrageeinrichtung **24** im Rahmen der Erfindung liegen. Die Abfrageeinrichtung **24** kann in EAS-Systemen verwendet werden, die entweder mit herkömmlichen Resonanzetiketten oder mit Radiofrequenzidentifizierungs (RFID)-Etiketten zusammenwirken.

[0064] Aufgrund des hohen Wirkungsgrades der Treiberschaltung **10** ist diese besonders brauchbar, wenn sie als eine kleine Leiterplatte realisiert wird, indem an der Oberfläche befestigte Bauelemente verwendet werden, wenn die Wärmeableitung schwierig ist. Die Treiberschaltung nach der Erfindung kann 2000 VA der fließenden Antennenenergie bei 13,5 MHz steuern, bei etwa 20 W an Leistung, während die Harmonischen etwa 50 Dezibel unter der Trägerfrequenz gehalten werden. Diese Menge an Antennenenergie ist ausreichend, um eine Abfragezone für einen Gang von 1,80 m (6 Fuß) zu erzeugen, wobei eine Antenne auf jeder Seite des Ganges verwendet wird.

[0065] Dem einschlägigen Fachmann ist klar, dass Änderungen an den oben beschriebenen Ausführungsformen vorgenommen werden könnten, ohne das breite erfinderische Konzept derselben zu verlassen. Es versteht sich deshalb, dass sich die Erfindung nicht auf die offenbarten besonderen Ausführungsformen beschränkt, sondern dass sie Modifizierungen umfassen soll, die innerhalb des Schutzbereiches der Erfindung liegen, wie er durch die beigefügten Ansprüche festgelegt wird.

Patentansprüche

1. Schaltung zum Speisen einer Blindlast mit hohem Wirkungsgrad, wobei die Schaltung umfasst:

- eine Treiberschaltung (**14**) zum Umwandeln eines Eingangsgleichstromes in einen HF-Ausgangsstrom, wobei die Treiberschaltung (**14**) wenigstens einen Schalter (Qs) und einen Schaltkondensator (Cs) sowie eine Schaltdrossel (Ls) aufweist;
- einen Ausgangsschwingkreis (**12**), der die Blindlast enthält; und
- eine Kopplungsreaktanz (**16**, **18**), die in Reihe zwischen den HF-Ausgangsstrom der Treiberschaltung (**14**) und einen Eingang des Ausgangsschwingkreises (**12**) geschaltet ist, wobei die Kopplungsreaktanz eine Reihen-Paralell-Impedanzanpassung von der Treiberschaltung (**14**) zu dem Ausgangsschwingkreis (**12**) vornimmt;

dadurch gekennzeichnet, dass der Schalter (Qs) eine nichtlineare Ausgangskapazität hat, wobei der Schaltkondensator (Cs) gleich einem Maximum der Schalterausgangskapazität ist, um die Effekte der nichtlinearen Ausgangskapazität des Schalters (Qs)

zu minimieren, wobei der Schaltkondensator (Cs) einen Wert von $1/(2\pi F_s X_{cs})$ hat, wobei $X_{cs} \leq R_s/2$ ist, F_s die Resonanzfrequenz des Schalters (Qs) ist, X_{cs} die Impedanz des Schaltkondensators ist und R_s der Reihenausgangswiderstand der Treiberschaltung (**14**) ist.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltdrossel (Ls) so ausgewählt ist, dass sie einen Wert von $1/(4\pi^2 F_s^2 C_s)$ hat, wobei $F_o < F_s < 2F_o$ ist, C_s der Wert des Schaltkondensators ist und F_o die Betriebsfrequenz der Schaltung ist.

3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Werte des Schalters (Qs), der Schaltdrossel (Ls) und des Schaltkondensators (Cs) so ausgewählt sind, dass der Wert Q des Schaltresonators kleiner als eins ist, wenn der Schalter (Qs) geschlossen ist, und größer als oder gleich zwei ist, wenn der Schalter (Qs) offen ist.

4. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Treiberschaltung (**14'**) als eine Differenzschaltung realisiert ist, die einen ersten Schalter (Qs) und einen zweiten Schalter (Qs) aufweist; wobei die Kopplungsreaktanz (**16'**, **18'**) eine erste Reaktanz aufweist, die zwischen den HF-Ausgangsstrom der Treiberschaltung (**14'**), die dem ersten Schalter (Qs) zugeordnet ist, und einen Eingang des Ausgangsschwingkreises (**12'**) in Reihe geschaltet ist, und eine zweite Reaktanz, die zwischen den HF-Ausgangsstrom der Treiberschaltung (**14'**), der dem zweiten Schalter (Qs) zugeordnet ist, und einen Eingang des Ausgangsschwingkreises (**12'**) in Reihe geschaltet ist.

5. Verwendung der Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4 in einem elektronischen Artikelüberwachungssystem mit einer Abfrageeinrichtung (**24**) zum Überwachen einer Erfassungszone durch Senden eines Abfragesignals in die Erfassungszone und Erfassen von Störungen, die durch das Vorhandensein eines Resonanzetiketts (**26**) innerhalb der Erfassungszone verursacht werden, wobei die Abfrageeinrichtung (**24**) umfasst: eine Schleifenantenne (**12''**) zum Senden des Abfragesignals; eine Resonanzkapazität (Co), die parallel an die Antenne (**12''**) angeschlossen ist, wobei die Antenne (**12''**) und die Kapazität einen Schwingkreis (**12**, **12'**) bilden.

Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

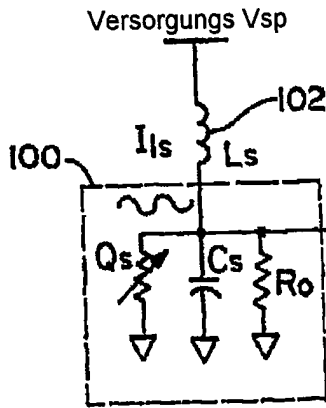


FIG. 1
(STAND DER
TECHNIK)

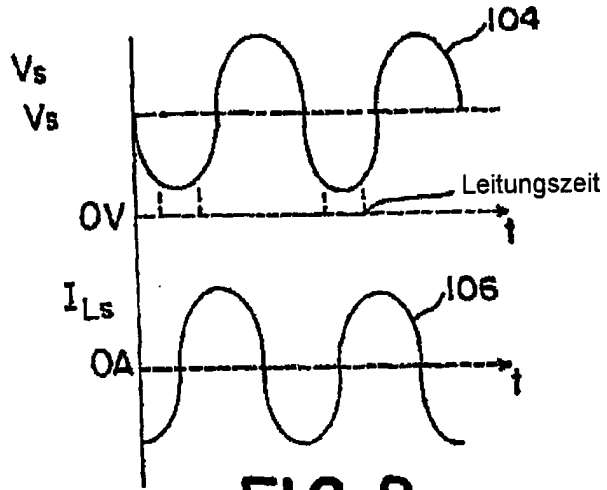


FIG. 2
(STAND DER
TECHNIK)

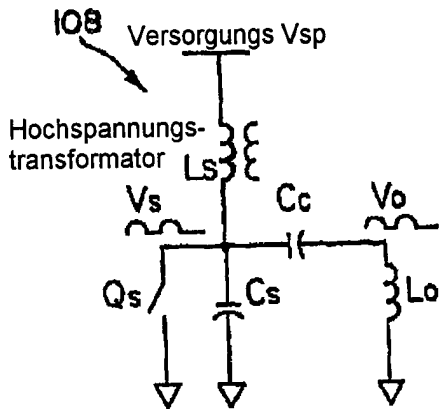


FIG. 3
(STAND DER
TECHNIK)

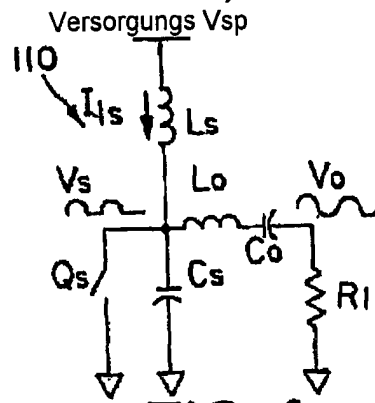


FIG. 4
(STAND DER TECHNIK)

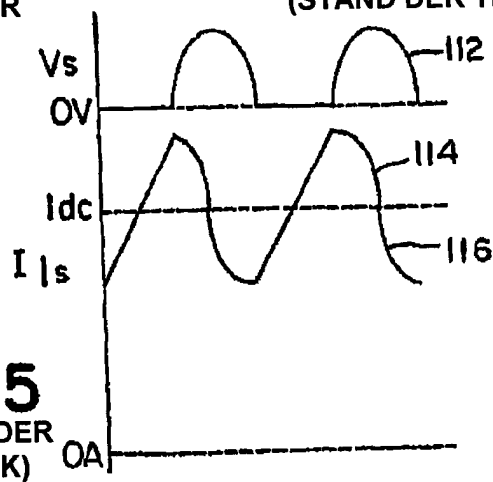


FIG. 5
(STAND DER
TECHNIK)

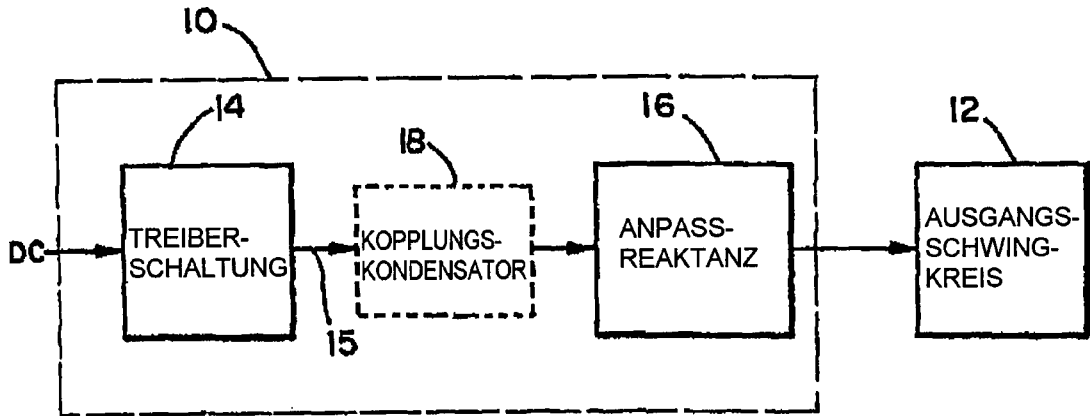


FIG. 6

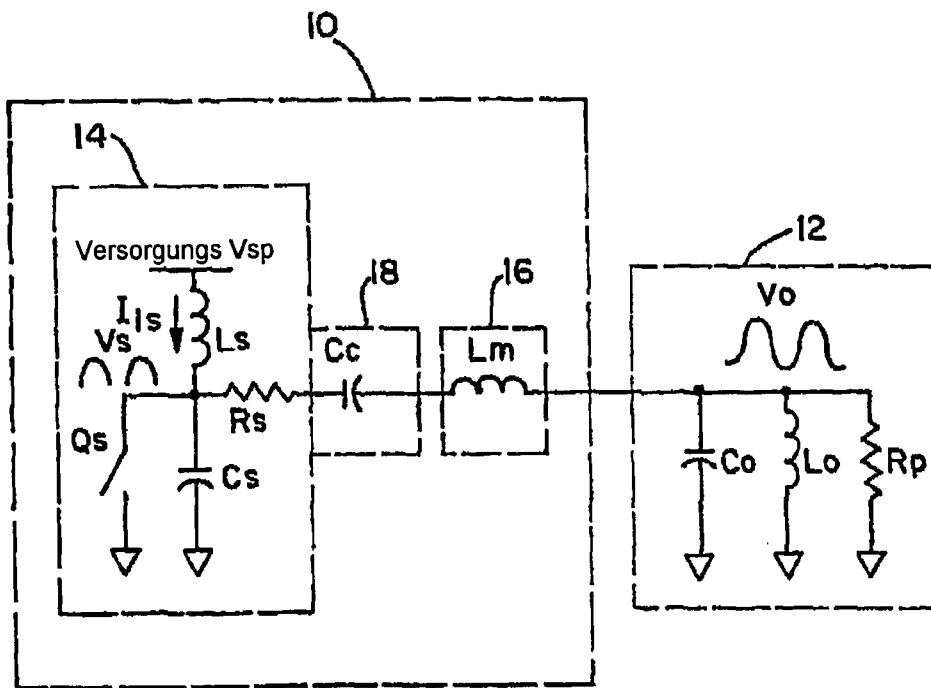


FIG. 7A

