



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 601 33 409 T2 2008.07.24

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 344 315 B1

(51) Int Cl.⁸: H03F 3/217 (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: 601 33 409.4

(86) PCT-Aktenzeichen: PCT/US01/31808

(96) Europäisches Aktenzeichen: 01 981 485.4

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 2002/031966

(86) PCT-Anmeldetag: 09.10.2001

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: 18.04.2002

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 17.09.2003

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 26.03.2008

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 24.07.2008

(30) Unionspriorität:

239473 P 10.10.2000 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(73) Patentinhaber:

California Institute of Technology, Pasadena,
Calif., US

(72) Erfinder:

KEE, Scott David, Pasadena, CA 91125, US; AOKI,
Ichiro, Pasadena, CA 91125, US; HAJIMIRI,
Seyed-Ali, Pasadena, CA 91125, US; RUTLEDGE,
David, Pasadena, CA 91125, US

(74) Vertreter:

PAe Reinhard, Skuhra, Weise & Partner GbR,
80801 München

(54) Bezeichnung: SCHALT-LEISTUNGSVERSTÄRKER DER E/F-KLASSE

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 eingelebt, 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

Hintergrund der Erfindung

1. Bereich der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf Leistungsverstärker mit hohem Wirkungsgrad, und spezieller ausgedrückt auf eine neue Klasse von Schaltleistungsverstärkern, welche eine Hybride der Klasse E und eine inverse Klasse F (Klasse F⁻¹) von Leistungsverstärkern ist.

2. Beschreibung des Standes der Technik

[0002] INOUE, A et al. veröffentlichten in "High-Efficiency 0.1 cc Power Amplifier Module for 900 MHZ Personal Digital Cellular Telephones", IEICE Transactions on Electronics, Institute of Electronics Information and Comm. Eng. Tokyo, JP, Band E82-C, Nr. 11, November 1999 (1999-11), S. 1906-1912, XP000931554 ISSN: 0916-8524, ein Niederspannungs-Leistungsverstärkermodul mit hohem Wirkungsgrad, welches ein neues harmonisches Durchstimmen bzw. Abstimmen nutzt, welches die Wellenform des Drain-Stromes rechteckig macht. Sein harmonischer Abschluss ist ein Kurzschluss bei der dritten Harmonischen und ein Nicht-Kurzschluss bei der zweiten Harmonischen.

[0003] Leistungsverstärker werden in mehreren unterschiedlichen Kategorien, wie z. B. A, AB, B, C, D, E, F, S, etc. klassifiziert, basierend auf ihren Grundcharakteristika, welche sich auf die Schaltungstopologie und den Grundbetrieb beziehen. Jede Klasse stellt relative Vorteile und Nachteile in ihren Betriebscharakteristika dar, wie z. B. Linearität, Leistungswirkungsgrad, Bandbreite, Frequenzantwort etc., und wird entsprechend den Anforderungen der Anwendung ausgewählt.

[0004] Spezieller ausgedrückt, RF-Leistungsverstärkung kann realisiert werden, indem aktive Einrichtungen (d. h. Transistoren, Vakuumröhren) benutzt werden, welche als Linearverstärker, Schaltverstärker oder als eine Kombination von beiden fungieren. Da Linearverstärker (z. B. Klassen A und B) verhältnismäßig ineffizient sind, da sie Funkfrequenz-(RF-)Ausgangssignale aus einem angelegten Signal und einer Gleichstromspannungsversorgung herstellen, ist das Betreiben einer aktiven Einrichtung als ein Linearverstärker keine ideale Lösung für Spannungsverstärkeranwendungen, welche hohe Wirkungsgrade erfordern. Vielmehr wird das Gestalten der aktiven Einrichtung, so dass diese als ein Schalter arbeitet, vorgezogen, da dieser Betriebsmodus verursacht, dass die Einrichtung sich die meiste Zeit in einem gesättigten oder einem Abschalzustand befindet und deshalb verhältnismäßig wenig Leistung verloren wird, indem die Einrichtung aus

dem viel verlustreicheren aktiven Bereich herausgehalten wird. Bei vielen Anwendungen, wie z. B. tragbaren Kommunikationseinrichtungen (z. B. Funktelefonen) und Hochleistungs-Industriegeräten (z. B. Plasmatreibern und Rundfunksendern), wo niedriger Leistungsverbrauch und niedriger Verlust entscheidend sind, sind Schaltleistungsverstärker mit hohem Wirkungsgrad aufgrund der Leistungsfähigkeit und der Kostenvorteile, welche sie bieten, eine attraktive Lösung.

[0005] [Fig. 1](#) ist ein vereinfachtes Blockschaltbild eines generischen Schaltleistungsverstärkers **6**, welcher in einem herkömmlichen RF-Übertragungssystem **1** gestaltet ist. Das System beinhaltet: einen Treiber **4**, den Leistungsverstärker **6**, welcher einen Schalter **5** und ein Lastnetz **7** aufweist, und eine Last **8**. Das Eingangssignal **2**, welches zu verstärken ist, wird an die Treiberstufe **4** eingegeben, welche die aktive Einrichtung **5** in dem Verstärker steuert. Die aktive Einrichtung agiert im Wesentlichen als ein Schalter, wenn sie geeignet durch den Treiber getrieben wird, und deshalb wird sie als ein Einzelpolschalter mit Einzelstellung dargestellt. Die aktive Einrichtung wird durch eine Gleichspannungsversorgung **3** getrieben und besitzt einen Ausgang, welcher mit dem Eingang des Lastnetzes **7** verbunden ist. Der Ausgang des Lastnetzes **7** ist mit der Last **8**, wie z. B. einer Antenne, verbunden. Da der Schalter **5** zyklisch bei der gewünschten Ausgangsfrequenz oder der Grundfrequenz f₀ betrieben wird, wird die Gleichstromenergie bei dieser Schaltfrequenz und ihren Harmonischen in eine Wechselenergie gewandelt. Im Lastnetz **7** können ein oder mehrere Filter angewendet werden, um den Leistungsverlust, welcher durch die Schaltaktion ausgelöst wird, zu steuern (d. h. die Effektivität der Einrichtung), den Pegel der harmonischen Obertöne bei der Last zu reduzieren und/oder eine Impedanzumsetzung zu liefern. Das Gestalten des Lastnetzes bestimmt das Verhalten der Spannung und der Ströme in dem Schaltverstärker **6** und demnach die Klasse des Betriebs, durch welchen der Verstärker gekennzeichnet ist.

[0006] Das Realisieren eines hocheffizienten Schaltungsbetriebes bei hohen Frequenzen ist jedoch eine Herausforderung aufgrund endlicher Schaltzeiten in der aktiven Einrichtung und parasitärer Impedanzen des Gehäuses. Nichtsdestoweniger, wenn innerhalb der bekannten Typen der Leistungsverstärker eine Anwendung hochleistungseffiziente Verstärkung bei hohen Betriebsfrequenzen erfordert, sind scheinbar die am meisten als geeignet bekannten Typen die Verstärker der Klasse-E- und -F.

Klasse-E-Verstärker

[0007] Der Klasse-E-Verstärker erreicht einen hohen Wirkungsgrad bei hohen Frequenzen indem er im Wesentlichen die dominante Ursache des Schalt-

leistungsverlustes eliminiert, welcher in anderen Typen von Schaltverstärkern auftritt, nämlich den Verlust, welcher mit einer kapazitiven Entladung verbunden ist. In virtuell jedem Leistungsverstärker vom Schaltmodus bildet eine Kapazität C_s einen Nebenschluss für den Leistungsschalter. Minimal ist diese Kapazität die inhärente parasitäre Kapazität C_{out} der Schaltkomponenten (Transistor) und der Verdrahtung; der Schaltungsgestalter kann nach Intention wünschen, zusätzliche Kapazität zu addieren. Bei anderen Typen von Schaltverstärkern (anders als die Klasse-E-Verstärker) ist diese Nebenschlusskapazität typischerweise unerwünscht. Der Grund hierfür ist, dass, falls der Schalter eingeschaltet wird, wenn die Spannung über dem Schalter und die Nebenschlusskapazität nicht null ist, die Energie, welche in der geladenen Kapazität ist, als Wärme verloren geht; die Energie ist $C_s V^2 / 2$, wobei C_s die Kapazität ist, welche für den Schalter einen Nebenschluss bewirkt und V die Spannung über dem Schalter ist (und von daher über der Kapazität), wenn der Schalter eingeschaltet wird. Falls die Schaltfrequenz f_0 ist, beträgt der Leistungsverlust $C_s V^2 f_0 / 2$. Man beachte, dass der Leistungsverlust direkt proportional zur Schaltfrequenz ist. Deshalb kann für einen Hochfrequenz-Leistungsverstärker dieser Leistungsverlust ein ernsthafter Nachteil werden, welcher häufig der vorherrschende Leistungsverlustmechanismus wird. Außerdem wird, während der Schalter diesen Kondensator entlädt, der Schalter sowohl der Kondensatorspannung als auch dem Entladestrom zur gleichen Zeit ausgesetzt. Falls die simultane Spannung und der Strom groß genug sind, können sie einen destruktiven Fehler und/oder einen Leistungsabfall des Leistungstransistors verursachen.

[0008] Diese Schwierigkeiten können vermieden werden, indem ein Nullspannungs-Schaltungs-(ZVS-)Betrieb sichergestellt wird, d. h. indem gefordert wird, dass die Spannung über dem Schalter im Wesentlichen null ist, wenn der Schalter eingeschaltet wird. Dieses Merkmal des Klasse-E-Verstärkers gestattet es dieser Klasse, schließlich die Schalteinrichtungs-Ausgangskapazität aufzunehmen, ohne in ernsthafter Weise die Leistungsfähigkeit herabzusetzen, indem diese Kapazität in dem Lastnetz benutzt wird und indem das Lastnetz so gestaltet wird, dass die Kondensatorspannung null ist, gerade vor dem Einschalten der Einrichtung.

[0009] Zusätzlich zu den Problemen beim Einschalten des Schalters ist das Ausschalten (Öffnen) eines Leistungsschalters von Natur aus einer gleichzeitig hohen Spannung und einem hohen Strom ausgesetzt (von daher einem weiteren Leistungsverlust und einer Beanspruchung für die Einrichtung). Glücklicherweise kann dieser Verlustmechanismus im Gegensatz zum Ausschaltverlust beliebig klein gemacht werden, indem eine schnellere Einrichtung gewählt wird oder indem der Treiberpegel der Einrichtung

ausreichend erhöht wird, um so die Ausschaltzeit für die Einrichtung zu reduzieren. Obwohl es möglich ist, einen Schaltverstärker zu gestalten, um ZCS-(Nullstrom-Schaltungs-)Betrieb zu erreichen, wobei der Strom der Einrichtung, gerade bevor der Transistor ausschaltet, null ist, wodurch der Ausschaltverlust eliminiert wird, nimmt man an, dass es unmöglich ist, den ZVS- und den ZCS-Zustand simultan zu erreichen. Während der Ausschaltverlust durch andere Vorgehensweisen reduziert werden kann, hängt der Einschaltverlust nur von der Schaltspannung und der Kapazität C_s ab, welche nicht willkürlich reduziert werden kann, da dies von Haus aus eine Eigenschaft der aktiven Einrichtung ist. Deshalb hat man herausgefunden, dass das ZVS-Schalten der am meisten geeignete Betrieb für hohen Wirkungsgrad ist, indem moderne Hochgeschwindigkeitseinrichtungen benutzt werden. Durch das geeignete Wählen der relativen Werte der Schaltungskomponenten (wobei die Schaltkapazität C_s , der Lastwiderstand R_L und die Lastinduktivität L_L beinhaltet sind), gestattet die Klasse E deshalb, dass das ZVS-Schalten den Schaltverlust reduziert, indem eine sehr einfache Schaltung benutzt wird.

[0010] Deshalb wird mit einer verhältnismäßig einfachen Schaltungstopologie mit dem Klasse-E-Betrieb ein niedriger Leistungsverlust und eine niedrige Belastung der Einrichtung erreicht, indem (a) die Schaltnebenchlusskapazität als ein Teil des Netzes eingebaut wird, wobei dies gestattet, dass ihre nachteiligen Effekte begründet und minimiert werden, und (b) wobei ein Resonanzlastnetz benutzt wird, dessen transientes Ansprechen nach dem Ausschalten des Schalters die Schaltspannung zurück auf null (oder nahezu null) zu der Zeit bringt, zu der der Schalter als nächster eingeschaltet wird. Ein Schema einer typischen Klasse-E-Verstärkerschaltung wird in dem vereinfachten Diagramm der [Fig. 2](#) gezeigt. Der Spannungsverstärker **10** beinhaltet eine Schalteinrichtung **12** und ein Lastnetz **20**. Die Gleichspannung wird an die Einrichtung **12** über eine Drossel **14** angelegt. Das Netz beinhaltet ein einfaches Filter **24**, welches in Reihe an einer RL-Last angeschlossen ist, welche durch L_L **26** und R_L **28** jeweils dargestellt sind. Als eine Klasse-E-Einrichtung agiert das Filter als eine Kurzschluss bzw. eine Kurzschlusschaltung bei der Grundfrequenz und als ein Leerlauf bzw. eine Leerlaufschaltung bei allen Harmonischen. Die damit zusammenhängende Nebenschlusskapazität C_{out} der aktiven Einrichtung **12** (z. B. zwischen der Anode und der Kathode eines Transistors mit drei Anschlüssen) ist in das Netz insgesamt oder als Teil des Kondensators C_s **22** beinhaltet, welcher zusätzliche Kapazität beinhalten kann, welche durch den Designer bzw. Entwickler hinzugefügt ist. Deshalb ist die in das Lastnetz schauende Impedanz Z_{in} : bei f_0 , $Z_{in} = (R_L + j\omega_0 L_L) \parallel (1/j\omega_0 C_s)$, wobei diese, wenn sie richtig gestaltet ist, eine im Wesentlichen induktive Last (d. h. eine Last, welche sowohl aus einem Widerstand als

auch einer Induktivität besteht) ist, d. h. $Z_{in} = R_{eff} + j\omega L_{eff}$, und bei allen harmonischen Obertönen $Z_{in} = 1/j\omega C_s$. Die Induktivität der Grundfrequenzlast, wenn sie in geeigneter Weise im Verhältnis zu der Kapazität C_s und dem effektiven Lastwiderstand R_{eff} dimensioniert ist, führt eine Phasenkorrektur an den grundfrequenzharmonischen Komponenten durch, wodurch gestattet wird, dass ein ZVS-Betrieb erreicht wird.

Klasse-F- und -F⁻¹-Verstärker

[0011] Die Klasse F ist eine andere gut bekannte Klasse für den Schaltmodus von Verstärkern. Bei dem Klasse-F-Verstärker leite seinen verbesserten Wirkungsgrad davon her, indem er ein Vielfachresonator-Lastnetz benutzt, um den harmonischen Inhalt der Ausgangsspannung der aktiven Einrichtung und/oder der Stromwellenformen zu steuern. Beim Realisieren einer Klasse-F-Schaltung arbeitet die Einrichtung in erster Linie als ein Schalter, und das Lastnetz ist im Allgemeinen so gestaltet, dass es Kurzschlussimpedanzen bei geradzahligen Harmonischen der Grundfrequenz erzielt und Leerlaufimpedanzen bei ungeraden Harmonischen der Grundfrequenz erzielt.

[0012] Ein effizienter Betrieb eines Klasse-F-Verstärkers wird realisiert, wenn die Ausgangsspannung der aktiven Einrichtung (des Transistors) schnell von der Sättigungs-(niedriger Widerstand) zu der Abschalt-(hoher Widerstand)Spannung getrieben wird. Im Betrieb erzeugt das Kombinieren der aktiven Einrichtung und des Ausgangsnetzes einen Strom mit halber Sinuswelle, wenn die Einrichtung gesättigt ist. Eine Resonanzschaltung mit hoher Güte, für alle ungeraden Harmonischen bis hinauf zu der N-ten Harmonischen, welche häufig aus mehreren parallelen LC-Filtern besteht, macht es möglich, dass ungeradzahlige harmonische Komponenten in der Ausgangsspannung auftreten, indem eine hohe Impedanz für die aktive Einrichtung bei diesen Frequenzen geliefert wird. Diese ungeradzahligen harmonischen Spannungen summieren sich mit der Ausgangsschaltung bei der Grundfrequenz, um effektiv die Ausgangsspannungswellenform abzuflachen. Dies führt zu einer Kombination von höherem Wirkungsgrad und höherer Ausgangsleistung. Zusätzlich werden Resonanzschaltungen bei allen geradzahligen Harmonischen bis hinauf zur N-ten Harmonischen geliefert, um die aktive Einrichtung bei diesen Frequenzen kurzzuschließen, wodurch gestattet wird, dass die aktuelle Wellenform sich einer halb sinusförmigen nähert, wobei weiterhin der Wirkungsgrad ohne einen Abfall in der Ausgangsleistung erhöht wird. Eine Schaltung mit einem Filter hoher Güte wird auf die Grundfrequenz eingestellt, um Harmonische bei der Last zurückzuweisen und um ein sinusförmiges Ausgangssignal zu erzielen. In dieser Konfiguration muss die der Einrichtung innewohnende parasi-

täre Kapazität klein gehalten werden, um das Kurzschließen der hohen Impedanz zu vermeiden, welche durch die Resonanzschaltung bei den ungeradzahligen Harmonischen dargestellt wird. Obwohl dieses Problem einigermaßen minimiert werden kann, indem diese Kapazität mit dem Lastnetz in Resonanz gebracht wird, erhöht diese Technik ferner die Komplexität des Netzes. Zusätzlich muss, falls die aktive Einrichtung sehr hart getrieben bzw. angesteuert werden muss, so dass sie sehr schnell schaltet, eine große Anzahl von Harmonischen durchgestimmt bzw. abgestimmt werden, um den Nutzen des Klasse-F-Betriebs zu erreichen. Als Folge dieser Eingrenzungen wird die Klasse F normalerweise nur bei Anwendungen benutzt, wo die Transistorgeschwindigkeit verhältnismäßig klein verglichen mit der Frequenz des Betriebes ist und wobei verhältnismäßig kleine (d. h. Niedrigkapazitäts-)Einrichtungen benutzt werden, so dass nur einige Harmonische abgestimmt werden müssen und so dass der Effekt der Kapazität gering ist.

[0013] Eine Variation des herkömmlichen Klasse-F-Verstärkers besteht darin, die Impedanzen bei den harmonischen Obertönen zu invertieren. Deshalb wird das Lastnetz so gestaltet, um Leerlaufimpedanzen bei jeder geraden Harmonischen bis hinauf zur N-ten Harmonischen und Kurzschlussimpedanzen bei jeder ungeraden Harmonischen bis hinauf zur N-ten Harmonischen zu erzielen. Ein derartiger Verstärker wird als der inverse Klasse-F- oder Klasse-F⁻¹-Verstärker bezeichnet, und eine Implementierung ist schematisch in [Fig. 3](#) gezeigt. Speziell beinhaltet dieser Klasse-F⁻¹-Verstärker **40** eine Schalteinrichtung **42** und ein Lastnetz **50**, welches ein Filter **46** in Reihe mit dem Ausgang des Schalters und die Widerstandslast **52** und ein zweites Filter **48** parallel zu der Last **52** aufweist. Das Reihenfilter **46** stellt verhältnismäßig Leerlaufimpedanzen für geradzahlige Harmonische und Kurzschlussimpedanzen für alle anderen Harmonischen dar. Das Parallelfilter **48** stellt verhältnismäßig Kurzschlussimpedanzen für alle ungeraden Harmonischen und Leerlaufimpedanzen in anderen Fällen dar. Deshalb ist die Impedanz, welche in das Lastnetz hineinschaut, Z_{in} , gleich: bei f_0 , $Z_{in} = R_i$; bei allen geradzahligen Harmonischen $Z_{in} = \infty$ (offen); und alle ungeradzahligen Harmonischen $Z_{in} = 0$ (kurzgeschlossen). Diese Verstärkerklasse hat viele Vorteile der Klasse F, und zusätzlich besitzt sie die Eigenschaft eines Nahezu-ZVS-Betriebs, obwohl diese Qualität bzw. Güte schwierig in Gegenwart einer großen parasitären Kapazität C_{out} der Einrichtung zu erreichen ist. Obwohl die Klasse F⁻¹ in breitem Maße über viele Jahre hinweg ignoriert wurde, haben einige Arbeiten in jüngster Zeit gezeigt, dass diese Klasse des Betriebs vorzugsweise mit der Klasse F vergleichbar ist, indem moderne Festkörpereinrichtungen benutzt werden.

[0014] Wenn die Klasse-E- und -F-Leistungsver-

stärker-Leistungsfähigkeiten verglichen werden, ist ein kennzeichnender Vorteil eines Klasse-E-Verstärkers gegenüber einem Klasse-F-Verstärker dessen Schaltungstopologie, welche die Schalteinrichtungsausgangs-parasitäre Kapazität als Teil seiner Schaltung beinhaltet. Deshalb verlieren Klasse-E-Verstärker nicht den Leistungswirkungsgrad aufgrund des Ladens und Entladens dieses parasitären Kondensators, wie es in den Verstärkerklassen, wie z. B. der Klasse F und Klasse F⁻¹, auftreten kann, welche nicht für die Wirkung des Kondensators verantwortlich sind, noch erfordern sie, dass Resonanzschaltungen sorgfältig ausgeführt werden, um die Wirkung dieser Kapazität zu reduzieren. Zusätzlich, wie oben gesehen wird, ist das Klasse-E-Design verhältnismäßig einfach, welches gerade aus wenigen Komponenten besteht (wenigstens ein Filter weniger als in dem Klasse-F-Design). Im Gegensatz zu den Designs der Klasse F und F⁻¹ kommen dem Klasse-E-Design die voll versprochenen Vorzüge seiner Arbeitsklasse mit dieser einfachen Schaltung zu, wohingegen die Klasse-F- und -F⁻¹-Vorgehensweisen eine zunehmende größere Anzahl von Schaltelementen beinhalten muss, um sich der idealen Leistungsfähigkeit der Klasse F zu nähern. Auf der anderen Seite, aufgrund seiner Anoden-(d. h. der Transistor-Drain- oder Kollektor-)Spannung und den Formaten der Stromwelle, liefern die Klasse-F-Verstärker signifikant höhere Leistung und versprechen einen höheren Leistungswirkungsgrad als die Klasse-E-Verstärker, wenn sie den gleichen Transistor unter den gleichen Versorgungsbedingungen benutzen. Um diesen Vorteil zu erreichen, können Klasse-F- und -F⁻¹-Schaltungen ziemlich komplex sein und können viele Komponenten mehr als die Klasse-E-Einrichtungen benutzen.

[0015] Deshalb wäre es höchst wünschenswert, einen Leistungsverstärker zu besitzen, welcher in der Lage ist, sehr effizient hohe Leistung bei hohen Frequenzen zu liefern, und welcher einige der besten Merkmale sowohl der Klasse-E- als auch der Klasse-F-Verstärker beinhaltet.

[0016] Die vorliegende Erfindung weist einen Schaltleistungsverstärker **100** mit hoher Effektivität auf, um ein Hochfrequenz-Eingangssignal zu verstärken, welches wenigstens eine Grundfrequenz besitzt, und ist geeignet, eine Last zu treiben, wobei diese aufweist:

- (a) eine aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche beinhaltet:
eine Schaltkomponente (**102**), welche im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und eine parasitäre Kapazität C_{out} parallel zu der Schaltkomponente; und
- (b) ein Lastnetz (**110**) einer E/F-Hybrid-Klasse, welches an der aktiven Einrichtung angeschlossen ist, wobei das E/F-Hybrid-Klasse-Lastnetz (**110**) so konfiguriert ist, dass es für die Schaltkomponente (**102**) darstellt:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei der Grundfrequenz des Betriebes,
- (ii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bzw. Leerlauf bei einer vorher festgelegten Anzahl von geradzahligen harmonischen Obertönen der Grundfrequenz,
- (iii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bzw. Kurzschluss bei einer vorher festgelegten Anzahl von ungeradzahligen harmonischen Obertönen der Grundfrequenz, und
- (iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen.

[0017] In einer Ausführungsform ist das E/F-Hybrid-Klasse-Lastnetz so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente der aktiven Einrichtung bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden ist, eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Leerlauf bei einer vorher festgelegten Anzahl N_E von geradzahligen harmonischen Obertönen für jede Grundfrequenz bis zu einer N-ten Harmonischen, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei einer vorher festgelegten Anzahl N_O von ungeradzahligen harmonischen Obertönen für jede Grundfrequenz bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis zu hinauf zu einer N-ten Harmonischen bietet. In dieser Ausführungsform ist N ≥ 3 und 1 < N_E + N_O ≤ N-2. Deshalb besitzt der Verstärker einige Charakteristika sowohl eines Klasse-E- als auch eines Klasse-F-Verstärkers. In einem spezielleren Beispiel, falls N_E = 1 wird N_O > 0.

[0018] Spezieller ausgedrückt, das Lastnetz beinhaltet ein Zwei-Anschluss-Filtrernetz, welches einen Eingangsanschluss und einen Ausgangsanschluss besitzt, wobei der Eingangsanschluss mit der aktiven Einrichtung parallel zu dem parasitären Ausgang der Kapazität C_{out} angeschlossen ist und der Ausgangsanschluss an die Last angeschlossen ist. Das Lastnetz kann auch so konfiguriert sein, dass es das Breitband-Abstimmen eines Eingangssignals liefert, welches einen Grundfrequenzbereich von f₁ bis f₂ besitzt, wobei f₂ < f₁ ist.

[0019] In einer weiteren breiten Implementierung der vorliegenden Erfindung ist das E/F-Hybridklasse-Lastnetz, welches an die aktive Einrichtung angeschlossen ist, so konfiguriert, dass es für die aktive Einrichtung einen im Wesentlichen Leerlauf bei einer vorher festgelegten Anzahl von geradzahligen harmonischen Obertönen der Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei einer vorher festgelegten Anzahl von ungeradzahligen harmonischen Obertönen bei der Grundfrequenz und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen darstellt.

[0020] In einer noch weiteren Implementierung der vorliegenden Erfindung ist das E/F-Hybridklasse-Lastnetz so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Betriebsgrundfrequenz, welche zu einem im Wesentlichen Nullspannungs-Schalt-(ZVS-)Betrieb der aktiven Einrichtung führt, Impedanzen, welche im Wesentlichen größer in ihrer Größe als $1/(2\pi f C_s)$ bei einer vorher festgelegten Anzahl N_E von geradzahligen harmonischen Obertönen jeder Grundfrequenz sind, Impedanzen, welche im Wesentlichen kleiner in ihrer Größe als $1/(2\pi f C_s)$ bei einer vorher festgelegten Anzahl N_o von ungeradzahligen harmonischen Obertönen jeder Grundfrequenz sind, und einer Impedanz, welche im Wesentlichen gleich zu $1/j\omega C_s$ bei den verbleibenden harmonischen Obertönen jeder Grundfrequenz ist. $C_s = C_{out} + C_{added}$, wobei $C_{added} \geq 0$ und $N_E \geq 0$, $N_o \geq 0$ ist und die Gesamtanzahl der abgestimmten harmonischen Obertöne $N_E + N_o$ ist wenigstens eins und weniger als die Gesamtzahl der harmonischen Obertonfrequenzen, welche im Wesentlichen bei wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden ist. Da das Netz nicht so betrieben werden muss, dass es im Wesentlichen Leerläufe und Kurzschlüsse liefert, wie in den vorherigen Beispielen, kann das Netz um einen signifikanten Grad vereinfacht werden.

[0021] In noch einer weiteren Implementierung der vorliegenden Erfindung wird eine vielfach aktive Einrichtung eines Schaltleistungsverstärkers mit hohem Wirkungsgrad zum Verstärken eines Eingangssignals mit hoher Frequenz veröffentlicht, welcher wenigstens eine Grundfrequenz besitzt und welcher geeignet ist, eine Last zu treiben. In diesem Fall wird geliefert: eine erste Hochgeschwindigkeits-aktive Einrichtung, welche eine parasitäre Ausgangskapazität C_{out1} besitzt und welche geeignet ist, im Wesentlichen als ein Schalter zu arbeiten, und eine zweite Hochgeschwindigkeits-aktive Einrichtung, welche eine parasitäre Ausgangskapazität C_{out2} besitzt und welche geeignet ist, im Wesentlichen als ein Schalter zu arbeiten, zusammen mit einem hybriden E/F-Klasse-Lastnetz mit drei Anschlüssen. Das Netz besitzt einen ersten Anschluss, welcher an der ersten aktiven Einrichtung angeschlossen ist, einen zweiten Anschluss, welcher an der zweiten aktiven Einrichtung angeschlossen ist, und einen dritten Anschluss, welcher an der Last angeschlossen ist, so dass, wenn die ersten und zweiten aktiven Einrichtungen in einer Gegenaktorschaltung getrieben bzw. laufengelassen werden, das Netz für die Schaltkomponente eine effektive Eingangsimpedanz darstellt, welche im Wesentlichen eine induktive Last in Reihe mit der im Wesentlichen Widerstandslast bei allen Grundfrequenzen liefert; einen im Wesentlichen Leerlauf bei einer oder

mehreren geradzahligen Harmonischen für jede Grundfrequenz bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei einer oder mehreren ungeradzahligen Harmonischen für jede Grundfrequenz bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Ober tönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen.

[0022] In einer detaillierteren Implementierung dieses Gegentaktverstärkers beinhaltet der Verstärker ferner einen Umformer bzw. Transformator, welcher an die Ausgänge der zwei aktiven Einrichtungen und der Last derart angeschlossen ist, dass die Last über den Transformator gleichstromisiert von den Ausgängen der zwei aktiven Einrichtungen ist.

[0023] In einer detaillierten Ausführungsform eines Gesichtspunktes der vorliegenden Erfindung wird ein Quasi-Klasse-E/F₃-Verstärker mit hohem Wirkungsgrad vorgestellt, um ein Eingangssignal zu verstärken, welches wenigstens eine Grundfrequenz besitzt und welches geeignet ist, eine Last zu treiben. Dieser Verstärker beinhaltet eine aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche eine Schaltkomponente aufweist, welche im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und eine parasitäre Kapazität C_{out} parallel zu der Schaltkomponente und einen LC-parallelen offenen Schwingkreis, welcher bei der zweiten Harmonischen der Grundfrequenz in Resonanz ist. Die aktive Einrichtung ist in Reihe an die Last über den LC-parallelen offenen Schwingkreis angeschlossen.

[0024] Ein Verfahren zum Verstärken eines RF-Signals mit einem Schalter einer aktiven Einrichtung wird auch veröffentlicht. Das Verfahren beinhaltet das Verstärken des Signals mit einer aktiven Einrichtung, welche eine Schaltkomponente aufweist, welche im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und eine parasitäre Kapazität C_{out} parallel zu der Schaltkomponente. Das Verfahren weist auf: Abstimmen des verstärkten Signals, um eine im Wesentlichen induktive Last für die Schaltkomponente bei der Grundfrequenz zu liefern, Abstimmen des verstärkten Signals, um einen im Wesentlichen Leerlauf für die aktive Einrichtung bei ausgewählten geradzahligen harmonischen Obertönen zu liefern, Abstimmen des verstärkten Signals, um einen im Wesentlichen Kurzschluss für die aktive Einrichtung bei ausgewählten ungeradzahligen harmonischen Obertönen zu liefern; und Liefern einer im Wesentlichen kapazitiven Belastung für die aktive Einrichtung für die nicht ausgewählten harmonischen Obertöne.

[0025] Mehrere detaillierte Implementierungen des hybriden Lastnetzes der Klasse E/F des Verstärkers der vorliegenden Erfindung werden veröffentlicht. In einer Ausführungsform ist das Netz so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen

in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 3$ ist.

[0026] In einer alternativen Implementierung ist das Netzwerk so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz; einen im Wesentlichen Kurzschluss bei der 3. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 3$ ist.

[0027] In einer dritten detaillierten Implementierung ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei der dritten Harmonischen, einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 4$ ist.

[0028] In einer vierten detaillierten Ausführungsform ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 4. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 4$ ist.

[0029] In einer fünften detaillierten Ausführungsform ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei den 2. und 4. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 4$ ist.

[0030] In einer sechsten Ausführungsform ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen Kurzschluss bei der 3. Harmonischen, einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 4. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 4$ ist.

[0031] In einer siebten detaillierten Ausführungs-

form ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei der 3. Harmonischen, einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. und 4. Harmonischen und eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 5$ ist.

[0032] In einer achten detaillierten Ausführungsform ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz; einen im Wesentlichen Kurzschluss bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 5$ ist.

[0033] In einer neunten veröffentlichten detaillierten Ausführungsform ist das hybride Lastnetz der Klasse E/F so konfiguriert, dass es für die Schaltkomponente darstellt: eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz, einen im Wesentlichen Kurzschluss bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, einen im Wesentlichen Leerlauf bei einer vorher festgelegten Anzahl N_e von geradzahligen harmonischen Obertönen für jede Grundfrequenz bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 5$ und $0 < N_e \leq (N-2)/2$ ist.

[0034] Andere Merkmale und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden aus der folgenden detaillierten Beschreibung offensichtlich, welche in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen gegeben wird, welche beispielhaft die Grundzüge der Erfindung darstellen.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0035] [Fig. 1](#) ist ein vereinfachtes Blockdiagramm eines herkömmlichen RF-Leistungsübertragungssystems, welches einen Schaltleistungsverstärker beinhaltet, welcher an eine Last angeschlossen ist;

[0036] [Fig. 2](#) ist ein konzeptionelles Blockdiagramm einer herkömmlichen Leistungsverstärkerschaltung der Klasse E;

[0037] [Fig. 3](#) ist ein konzeptionelles Blockdiagramm einer herkömmlichen Leistungsverstärkerschaltung der Klasse F⁻¹;

[0038] [Fig. 4](#) ist ein konzeptionelles Blockdiagramm, welches eine Schaltungstopologie des neu-

en Leistungsverstärkers der Klasse E/F der vorliegenden Erfindung darstellt;

[0039] [Fig. 4B](#) ist ein Schema einer bevorzugten Implementierung eines neuen Verstärkers der Klasse E/F₃, wobei zwei Resonatoren benutzt werden, um das harmonische Abstimmen zu erreichen;

[0040] [Fig. 4C](#) ist ein Schema einer bevorzugten Implementierung eines neuen Verstärkers der Klasse E/F_{2,3}, wobei zwei Resonatoren benutzt werden, um das harmonische Abstimmen zu erreichen;

[0041] [Fig. 4D](#) ist ein Schema einer bevorzugten Implementierung eines neuen Verstärkers der Klasse E/F_{2,3}, wobei ein Dual-Resonanz-Filter benutzt wird, um das harmonische Abstimmen zu erreichen;

[0042] [Fig. 5](#) ist ein konzeptionelles Schema einer bevorzugten Implementierung des neuen Verstärkers der Klasse E/F_{odd} der vorliegenden Erfindung, wobei eine Gegentakt-Verstärkerkonfiguration benutzt wird;

[0043] [Fig. 6](#) ist ein konzeptionelles Schema eines alternativen Designs bzw. einer alternativen Gestaltung der Gegentakt-Verstärkerschaltung der Klasse E/F_{odd}, welche in [Fig. 5](#) gezeigt wird, wobei die Last an die Schaltung über einen Transformator gekoppelt ist;

[0044] [Fig. 7](#) ist ein konzeptionelles Schema eines Gegentaktverstärkers der Klasse E/F_{x,odd}, welcher eine Verbesserung der Schaltung ist, welche in [Fig. 5](#) gezeigt wird, wobei das geradzahlige harmonische Abstimmen beinhaltet ist;

[0045] [Fig. 8](#) ist ein konzeptionelles Schema eines Verstärkers einer Klasse zusätzlich zur Klasse E/F_{2,odd}, welcher noch eine weitere Verbesserung der Gegentakt-Verstärkerschaltung ist, welche in [Fig. 5](#) gezeigt wird, wobei das zweite harmonische Abstimmen beinhaltet ist; und

[0046] [Fig. 9](#) ist ein konzeptionelles Schema einer neuen Verstärkerschaltung quasi der Klasse E/F, welche entsprechend der vorliegenden Erfindung gestaltet ist.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsformen

[0047] Die vorliegende Erfindung gestattet das Erreichen einer höheren Leistungsfähigkeit als die Verstärker entweder der herkömmlichen Klasse E oder der Klasse F⁻¹, indem einige der besten Merkmale der beiden in einem einzelnen Design bzw. einer einzelnen Gestaltung beinhaltet sind.

[0048] Im Allgemeinen wendet die vorliegende Erfindung die Phasenkorrekturtechnik der induktiven

Last des Verstärkers der Klasse E an, um ZVS-Schaltzustände in Gegenwart einer signifikanten Ausgangskapazität der aktiven Einrichtung zu erreichen, während gleichzeitig einige der Abstimm- bzw. Abgleichvorzüge des Verstärkers der Klasse F⁻¹ gestattet werden. Die Erfindung gestattet, dass der Wirkungsgrad und die Ausgangsleistung der aktiven Einrichtung verbessert wird, indem einige der Harmonischen wie ein Verstärker der Klasse F⁻¹ abgestimmt werden (d. h. Leerlauf für geradzahlige Harmonische, Kurzschluss für ungeradzahlige Harmonische), während gestattet wird, dass die verbleibenden, nicht abgestimmten Harmonischen kapazitiv bleiben, wie in einem Verstärker der Klasse E. Da die nicht abgestimmten Harmonischen kapazitiv sind, gestattet diese Abstimm- bzw. Abgleichstrategie, dass die Kapazität der Einrichtung leicht in der Schaltung eingebaut werden kann, wie in Klasse E, und dass die Schaltung relativ einfach verbleiben kann, da Abstimmsschaltungen nur für diejenigen Harmonischen erforderlich sind, welche auf Leerlauf oder Kurzschluss eingestellt sind. Ähnlich wie die Verstärker der Klasse E können die Verstärker der vorliegenden Erfindung einen Wirkungsgrad von 100% mit einer einfachen Schaltung erreichen, welche aus einer endlichen Anzahl von Elementen besteht, wohingegen Designs der Klasse F und der Klasse F⁻¹ nur 100% erreichen können, wenn die Anzahl der abgestimmten Harmonischen sich unendlich nähert. Zusätzlich gestattet die Erfindung den ZVS-Betrieb, indem die Grundfrequenz abgestimmt wird, um eine induktive Last (d. h. eine Last, welche sowohl aus einer Induktivität als auch einem Widerstand besteht) für die Einrichtung zu liefern, wobei die Induktivität und der Widerstand genau in Bezug auf die Kapazität C_s dimensioniert sind, um so den kapazitiven Effekt der nicht abgestimmten Harmonischen zu verstehen und die Spannung auf null zu bringen, kurz bevor der Schalter jeden Zyklus schließt. Diese Induktivität kann durch Platzieren einer geeignet dimensionierten Spule in Reihe mit der Last erzeugt werden, es können jedoch auch andere Lösungen, wie z. B. eine Nebenschlussspule oder Segmente einer Übertragungsleitung, benutzt werden und sind demnach innerhalb des Umfangs der vorliegenden Erfindung.

[0049] Die Topologie einer derart bevorzugten Ausführungsform ist in [Fig. 4](#) zu sehen. Der Schaltlastverstärker **100** beinhaltet eine aktive Einrichtung. Die aktive Einrichtung weist auf: eine Schaltkomponente **102**, welche im Wesentlichen als ein Schalter (nachfolgend wird der Term "Schalter" austauschbar zu dem Term "Schaltkomponente" benutzt, um den Teil der aktiven Einrichtung zu bezeichnen, welcher im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet) und eine parasitäre Kapazität C_{out} parallel zu der Schaltkomponente arbeitet. Es ist davon auszugehen, dass bei allen folgenden Implementierungen der vorliegenden Erfindung die gegebenen Impedanzen in Bezug auf die Schaltkomponente der aktiven Einrichtung ste-

hen und dadurch die innewohnende parasitäre Kapazität der Einrichtung beinhalten. Außerdem ist der Term "aktive Einrichtung" im breitesten Sinne zu verstehen, dass darin jegliche geeignete aktive Einrichtung mit drei Anschlüssen, wie z. B. ein FET- oder ein CMOS-Transistor, beinhaltet sind.

[0050] Die Einrichtung ist an ein Lastnetz **110** mit Ausgangsschaltung angeschlossen. Das Netz beinhaltet ein geradzahlig harmonisches Filter **108** in Reihe mit einem "negativen Kapazitäts-" Filter **107**, welches parallel zu dem Schalter **102** und der Nebenschlusskapazität ist, welche als C_3 bezeichnet ist, **106** (welche gleich zu C_{out} sein kann, der dem Schalter innewohnenden Kapazität oder welche der Kapazität $C_{out} +$ der hinzugefügten Kapazität sein kann), ein ungeradzahlig harmonisches Filter **111**, ebenfalls parallel zu dem Schalter, ein Grundfrequenzfilter **112** in Reihe zu dem Ausgang des Schalters und der Last und der hinzugefügten Induktivität L_L **114** in Reihe zu der primären Widerstandslast **116**. Das geradzahlig harmonische Filter **108** stellt im Wesentlichen einen Kurzschluss bei ausgewählten geradzahligen Harmonischen und anderenfalls einen Leerlauf dar. Demnach ist bei diesen Harmonischen das "negative Kapazitäts-"Filter **107**, welches eine Impedanz $-1/j\omega C_s$ bei diesen Harmonischen besitzt, parallel zu der Nebenschlusskapazität C_s **106** mit einer Impedanz $1/j\omega C_s$, und so ist die kombinierte Impedanz dieser zwei Elemente im Wesentlichen gleich einem Leerlauf. Das ungeradzahlig harmonische Filter **111** stellt einen Kurzschluss bei den ausgewählten ungeradzahligen Harmonischen und einen Leerlauf im anderen Falle dar, wobei es die aktive Einrichtung bei diesen Harmonischen kurzschließt. Das in Reihe liegende Grundfrequenzfilter **112** stellt für die Schaltung einen Kurzschluss bei der Grundfrequenz und einen Leerlauf im anderen Falle dar. Die Phasensteuerungsinduktivität, welche als die Spule L_L **114** bezeichnet ist, ist in Reihe zu der Widerstandslast platziert, welche als ein Widerstand R_L **116** bezeichnet ist.

[0051] Zusammengenommen, wie dies in [Fig. 4](#) zu ersehen ist, stellt dieses Netz dar: eine im Wesentlichen induktive Last bei der Grundfrequenz ($Z_{in} = (R_L + j\omega L_L) \parallel (1/j\omega_0 C_s) = R_{eff} + j\omega_0 L_{eff}$), einen im Wesentlichen Leerlauf bei irgendeiner Anzahl von vorher ausgewählten geradzahligen harmonischen Obertönen ($Z_{in} = \infty$), einen im Wesentlichen Kurzschluss gegenüber Erde bei irgendeiner Anzahl von vorher ausgewählten ungeradzahligen harmonischen Obertönen ($Z_{in} = 0$) und eine kapazitive Impedanz gegenüber Erde bei den verbleibenden Obertönen ($Z_{in} = 1/j\omega C_s$).

[0052] Leistungsverstärker, welche diese neue Technik und Topologie benutzen, werden als Verstärker der Klasse E/F klassifiziert. Da diese Topologie eine Familie von Verstärkern abdeckt, können spezielle Implementierungen als Klasse E/ $F_{n1,n2,n3,etc.}$ be-

zeichnet werden, wobei die verschiedenen tiefgestellten Zeichen Zahlen sind, welche die Harmonischen bezeichnen, für welche das Lastnetz des Verstärkers Impedanzen der Klasse F^{-1} besitzt. Beispielsweise würde die Klasse E/ $F_{2,3,5}$ einen Verstärker mit einem Lastnetz beschreiben, welcher für die aktive Einrichtung eine induktive Last bei der Grundfrequenz, einen Leerlauf bei der zweiten Harmonischen, einen Kurzschluss bei der dritten und fünften Harmonischen und eine kapazitive Last bei den verbleibenden Obertönen darstellt.

[0053] Die Vorteile dieser neuen Klasse von Verstärkern sind zahlreich und können beinhalten:

- (a) einen höheren Wirkungsgrad und/oder eine höhere Ausgangsleistung verglichen mit einem ähnlichen Verstärker der Klasse E;
- (b) eine reduzierte Schaltungskomplexität bei einem vergleichbaren oder besseren Wirkungsgrad und/oder einer vergleichbaren oder besseren Ausgangsleistung verglichen mit einem ähnlichen Verstärker der Klasse F oder der Klasse F^{-1} ;
- (c) eine reduzierte Spitzenspannung bezüglich der Gleichspannung verglichen mit einem ähnlichen Verstärker der Klasse E;
- (d) einen reduzierten Spitzenstrom, relativ zu dem Gleichstrom, verglichen mit einem ähnlichen Verstärker der Klasse E; und
- (e) gestattet das Einbauen des parasitären Kondensators des Schalters in die Schaltung, wobei gleichzeitig ein Nullspannungs-Schalten (ZVS) erreicht wird, im Gegensatz zu einem Verstärker der Klasse F oder der Klasse F^{-1} .

[0054] Außerdem kann die Anzahl von geradzahligen und ungeradzahligen harmonischen Obertönen, welche gesteuert werden, eingestellt werden. Wenn man realisiert, dass die Harmonischen höherer Ordnung eine geringere Wirkung auf den Wirkungsgrad besitzen als diejenigen niedrigerer Ordnung und dass die endliche Schaltgeschwindigkeit der aktiven Einrichtung effektiv das Erzeugen von harmonischen Hochfrequenzkomponenten reduziert, kann der Schalteinstellungsverstärker der Klasse E/F der vorliegenden Erfindung beinhalten: eine Schalteinrichtung, welche mit der Ausgangsschaltung verbunden ist, welche eine induktive Last bei der Grundfrequenz darstellt, einen Leerlauf bei ausgewählten geradzahligen harmonischen Obertönen, bis hinauf zur N-ten Harmonischen, Kurzschlüsse gegenüber Erde bei ausgewählten ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis hinauf zur N-ten Harmonischen, und kapazitive Lasten bei den verbleibenden Obertönen bis hinauf zur N-ten Harmonischen. Die Impedanzen der Ausgangsschaltung oberhalb der N-ten Harmonischen können irgendwelche Impedanzen sein, wobei N eine Anzahl gleich zu oder größer als 3 ist.

[0055] Es sollte davon ausgegangen werden, dass die Vorteile der vorliegenden Erfindung relativ zu den

Leistungsfähigkeitscharakteristika herkömmlicher Verstärker der Klasse E und der Klasse F (und/oder F⁻¹) gemessen werden. Obwohl die Leistungsfähigkeit im Allgemeinen am besten ist, wenn abgestimmte Harmonische vollständig kurzgeschlossen oder im Leerlauf sind, ist dieser Zustand gewöhnlich nicht möglich, um ihn in der Praxis zu erreichen, und der Designer bzw. Entwickler muss mit dem Reduzieren oder dem Erhöhen der Größe der Impedanz jeweils so weit als möglich zufrieden sein. Deshalb werden in der vorliegenden Erfindung in breitem Maße Lastnetze betrachtet, welche Impedanzen liefern, im Gegensatz zu jenen, welche in Verbindung mit [Fig. 4](#) beschrieben werden. Deshalb können beispielsweise die Filter 108, 110 und 112 der [Fig. 4](#) so gestaltet werden, dass sie bieten: (a) Impedanzen größer als jene, welche durch Verstärker der Klasse E bei ausgewählten geradzahligen harmonischen Obertönen ($Z_{in} > 1/j\omega C_s$) (jedoch nicht notwendigerweise unendlich) geliefert werden, (b) Impedanzen, welche kleiner als jene sind, welche durch die Verstärker der Klasse E geliefert werden ($Z_{in} < 1/j\omega C_s$) bei ausgewählten ungeradzahligen harmonischen Obertönen (Z_{in}), und kapazitive Impedanzen ähnlich der Klasse E ($Z_{in} \approx 1/j\omega C_s$) bei den verbleibenden Obertönen. Wiederum werden der Widerstand und die Induktivität der induktiven Last bei der Grundfrequenz ausgewählt, um ZVS-Schaltbedingungen zu erreichen. Derartige Verstärker können als Leistungsverstärker einer "Quasi-Klasse-E/F" klassifiziert werden. Es sollte von Fachleuten davon ausgegangen werden, dass diese Verstärker leichter zu gestalten und zu implementieren sind, als ihre ähnlichen Verstärkergegenstücke der Klasse E/F, welche in [Fig. 4](#) gezeigt werden, da bei ihnen weniger Komponenten und Komponenten mit niedrigerer Qualität benutzt werden können. Sie können sogar eine bessere Leistungsfähigkeit als Verstärker der "wahren" Klasse E/F für einige Anwendungen liefern, wie z. B. wenn Gestaltungsfaktoren (z. B. verfügbare Komponentenabmessungen, niedrige Komponentenqualitätsfaktoren, etc.) im Gegensatz zu dem Wirkungsgrad der aktiven Einrichtung und die Ausgangsleistung die Anforderungen an das Lastnetz motivieren.

Spezielle Implementierungen

[0056] Die neue Schaltungstopologie der vorliegenden Erfindung kann in einer Vielzahl von Schaltungen implementiert werden. Designs bzw. Gestaltungen einer einzelaktiven Einrichtung, wie sie beispielsweise in [Fig. 4](#) gezeigt wird, können benutzt werden, um E/F-Designs in einer unkomplizierten Weise zu liefern. Um beispielsweise einen E/F₃-Verstärker zu konstruieren, kann eine Schaltung, wie sie beispielsweise in [Fig. 4B](#) gezeigt wird, angewendet werden. Die Schaltung besteht aus der aktiven Einrichtung 102' parallel zu einer Nebenschlusskapazität C_s 106', an welche ein Reihen-LC-Resonator 111' angegeschlossen ist, welcher auf einen Kurzschluss der drit-

ten Harmonischen eingestellt ist, und einer induktiven Last über einen zweiten Reihen-LC-Resonator 112', welcher auf die Resonanz bei der Grundfrequenz eingestellt ist. Die induktive Last besteht aus der Last, welche durch R_L 116' und eine Phasenkorrekturspule L_L 114' zu betreiben ist. Eine Drossel 104' liefert die Verbindung zu der Gleichstromversorgung. Deshalb erfüllt die Schaltung die E/F₃-Bedingungen, indem sie dem Schalter liefert: einen Kurzschluss bei der dritten Harmonischen, eine induktive Last bei der Grundfrequenz und kapazitive Impedanzen bei den verbleibenden Harmonischen. Es sollte davon ausgegangen werden, dass die Kapazität C_s keine explizite Komponente sein kann, welche durch den Designer bzw. Entwickler hinzugefügt ist, sondern dass sie teilweise oder insgesamt aus der parasitären Ausgangskapazität der aktiven Einrichtung bestehen kann. Natürlich können viele Veränderungen dieser Schaltung schließlich durch einen Fachmann konstruiert werden, wie z. B. das Kombinieren der Induktivität des Grundfrequenzresonators 112' und der Phasenkorrekturspule L_L 114' in einer Komponente, wodurch die Komponentenanzahl reduziert wird.

[0057] [Fig. 4C](#) zeigt ein anderes Beispiel des Designs einer einzelaktiven Einrichtung, in diesem Fall einer E/F_{2,3}-Implementierung. Diese Schaltung besteht aus der aktiven Einrichtung 102'', welche an die Kapazität C_s angeschlossen ist, und drei Resonanzschaltungen. Die erste Resonanzschaltung ist ein Reihen-LC-Filter 111'', welches auf die dritte Harmonische so eingestellt ist, dass sie die aktive Einrichtung bei dieser Frequenz kurzschießt. Die zweite ist auch ein Reihen-LC-Resonator 113'', welcher auf die zweite Harmonische eingestellt ist, welcher an die aktive Einrichtung in Reihe mit einer Spule 115 mit einem Wert von $1/4\omega_0^2 C_s$ angeschlossen ist. Diese Schaltung wird der aktiven Einrichtung einen Leerlauf bei der zweiten Harmonischen liefern, indem sie mit der Kapazität C_s bei dieser Frequenz in Resonanz ist. Die dritte Schaltung ist ein Reihen-LC-Resonator 112'', welcher auf die Grundfrequenz eingestellt ist, an welchen eine induktive Last, welche aus einer Induktivität L_L 114'' besteht, und die Widerstandslast, welche durch R_L 116'' zu betreiben sind, angeschlossen sind. Eine Drossel 104'' liefert eine Verbindung zu der Gleichstromversorgung. Deshalb genügt die Schaltung den E/F_{2,3}-Bedingungen, indem die aktive Einrichtung bei der zweiten Harmonischen im Leerlauf betrieben wird, die aktive Einrichtung bei der dritten Harmonischen kurzgeschlossen wird, wobei eine induktive Last bei der Grundfrequenz geliefert wird, und indem kapazitive Impedanzen bei den verbleibenden Harmonischen geliefert werden. Wiederum ist davon auszugehen, dass die Kapazität C_s nicht eine explizite Komponente sein kann, welche durch den Designer hinzugefügt wird, sondern dass sie teilweise oder insgesamt aus der parasitären Ausgangskapazität der aktiven Einrichtung bestehen kann.

[0058] Derartige direkte Implementierungen, wie sie in den vorherigen beiden Beispielen gezeigt werden, sind nicht die einzigen Vorrichtungen, welche in Verstärkern der Klasse E/F zu implementieren sind. Beispielsweise zeigt [Fig. 4D](#) eine andere Implementierung für E/F_{2,3}, wobei ein Dual-Resonanz-Filter-Netz **118** benutzt wird, um sowohl die zweiten als auch dritten harmonischen Einstellungen zu erreichen. Ein derartiges Filter kann, wie in der Figur gezeigt wird, implementiert werden, wobei nur zwei Spulen L₁ und L₂ und ein Kondensator C₁ benutzt werden. Dieses Netz führt auch Gleichströme, und so kann es die Drossel ersetzen, indem sie zwischen der aktiven Einrichtung und der Gleichspannungsversorgung platziert wird. Das Grundfrequenzfilter, die Nebenschlusskapazität und die Lastinduktivität sind ähnlich zu den äquivalenten Komponenten in den [Fig. 4B](#) und [Fig. 4C](#).

[0059] Außerdem kann ein sehr breiter Bereich an E/F-Designs erreicht werden, indem Gegentakt-Techniken benutzt werden. Aufgrund der unterschiedlichen Symmetrien der geradzahligen und ungeradzahligen Harmonischen von Gegentakt-Verstärkern kann die Gegentakt-Vorgehensweise in großem Maße das selektive Durchstimmen von geradzahligen und ungeradzahligen Harmonischen vereinfachen. In einer derartigen Schaltung, welche konzeptionell in [Fig. 5](#) gezeigt wird, beinhaltet der Verstärker der Klasse E/F zwei Schalteinrichtungen **122**, **126**, welche in einer Gegentakt-Konfiguration angeschlossen sind, wobei jeder jeweils mit einem Nebenschlusskondensator **124**, **128** angeschlossen ist. So-wohl eine induktive Last **130**, welche durch einen Widerstand **132** und eine Induktivität **134** dargestellt sind, als auch eine Resonanzschaltung **140** sind zwischen den Schaltern angeschlossen. Das Filter **140** agiert (a) um die zwei Schalter zusammen für alle ungeradzahligen harmonischen Obertöne kurzzuschließen, (b) als ein Leerlauf bei der Grundfrequenz, und (c) besitzt willkürliche Impedanzen bei den verbleibenden Obertönen. Um eine Gleichspannung zu liefern, können ein oder mehrere Drosseln **142**, **144** in einer derartigen Weise platziert werden, um so Gleichstrom zu den beiden Schaltern zu gestatten.

[0060] Die Gestaltung, der Betrieb und die Leistungsfähigkeit der Schaltung, welche in [Fig. 5](#) gezeigt werden, folgen den Grundsätzen der Verstärker der zwei E/F-Klassen, welche in einer Gegentakt-Konfiguration angeschlossen sind, wobei jeder den anderen beim Liefern der geeigneten harmonischen Einstellungen unterstützt. Beide Schalter sind an die induktive Last **130** bei der Grundfrequenz in einer klassischen Gegentaktweise angeschlossen, welche die Impedanz bei dieser Frequenz an jedem Schalter gleich zur Hälfte derjenigen dieser induktiven Last macht. Die ungeradzahligen harmonischen Obertöne sind gegeneinander über das Filter kurzgeschlossen, und deshalb ist jeder gegenüber der virtu-

ellen Erde aufgrund der symmetrischen Natur des Gegentakt-Verstärkers kurzgeschlossen. Dies kann leicht ersehen werden, da die ungeradzahligen harmonischen Spannungen von aktiven Einrichtungen des Gegentaktverstärkers um 180° aus der Phase sein müssen, deshalb müssen, wenn jeder gegenüber dem anderen kurzgeschlossen ist, beide null sein. In ähnlicher Weise werden die Last und der Resonator effektiv von der Schaltung bei den geradzahligen harmonischen Obertönen aufgrund der differentiellen Symmetriebetrachtungen entfernt, wobei jede aktive Einrichtung bei diesen Frequenzen mit einer kapazitiven Last belassen wird, welche nur aus ihrer Nebenschlusskapazität C_s besteht. Dies ist so, da die geradzahligen harmonischen Spannungen eines Gegentaktverstärkers in Phase sind, da der Strom durch eine differentielle Last bei diesen Frequenzen null sein muss und die differentielle Last keine Auswirkung auf die Schaltung für diese Harmonischen besitzt. Deshalb genügt die Schaltung den Bedingungen der Verstärkung der Klasse E/F indem Kurzschlüsse für den Schalter bei allen ungeradzahligen Harmonischen, eine kapazitive Last bei allen geradzahligen Harmonischen und eine induktive Last bei der Grundfrequenz geliefert werden. Um anzusehen, dass der Verstärker ein Lastnetz besitzt, welches eine Impedanz der Klasse F⁻¹ des Kurzschließens gegenüber Erde bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen liefert, wird die Bezeichnung Klasse E/F_{odd} vorgeschlagen, wobei odd tiefgestellt angeht, dass alle ungeradzahligen harmonischen Obertöne kurzgeschlossen wurden.

[0061] Diese Schalttopologie kann mehrere Vorteile liefern. Indem nur eine verhältnismäßig kleine Anzahl von Komponenten bzw. Bauelementen benutzt wird, kann der Verstärker mit einer Leistungsfähigkeit aufgebaut werden, welche ähnlich einem Eintakt-Verstärker der Klasse E/F ist, welcher viel mehr Komponenten benötigt. Die Anzahl der Komponenten ist unabhängig von der Zahl der Ordnung der ungeradzahligen harmonischen Obertöne, welche abgestimmt werden. Eine herkömmliche Eintakt-Implementierung (d. h. ein Schaltverstärker als Einzeleinrichtung) erfordert eine größere Anzahl von abgestimmten Komponenten proportional zu der Gesamtanzahl der Obertöne, welche gesteuert werden.

[0062] Außerdem kann bei Schmalbandanwendungen der Resonator durch das Benutzen eines einfachen parallel angeschlossenen LC-Resonators aufgebaut werden. Mehrere Vorteile werden durch Benutzen dieses vereinfachten Designs geliefert. Erstens muss in diesem Fall nur eine Komponente abgestimmt werden, um alle der ungeradzahligen Obertöne kurzzuschließen. Für Eintakt-Lösungen würde dies ein Abstimmen einer Anzahl von Komponenten proportional zur Anzahl der Obertöne, welche kurzgeschlossen werden, erfordern.

[0063] Zweitens kann die belastete Güte der LC-parallelen Resonanzschaltung verhältnismäßig niedrig sein, sogar so niedrig wie eine (obwohl die dritte Harmonische in den Fällen sehr niedriger Güte nicht sehr gut kurzgeschlossen ist, was diesen Fall zu einem Design der Quasi-Klasse E/F macht). Dies gestattet das Verwenden von Spulen mit sehr niedrig belasteter Güte, was das Verwenden dieser Topologie für Anwendungen gestattet, wie z. B. Si-(Silicium-)substratbasierte integrierte Schaltungen, bei welchen eine typische Spule eine sehr niedrig unbelastete Güte von ungefähr 5 darstellt, welche das Verwenden eines Filters mit niedrig belasteter Güte zu einer Notwendigkeit macht. Eine herkömmliche Vorgehensweise, bei welcher ein Verstärker der Klasse E oder Klasse F benutzt wird, erfordert im Allgemeinen Filter mit belasteter Güte von wenigstens 3.

[0064] Drittens, die in Reihe liegende Spule in der Last kann als eine äquivalente parallele Spule dargestellt werden und in den offenen LC-Schwingkreis eingebaut sein, wodurch die Anzahl der Komponenten weiter reduziert wird.

[0065] In einer Variation zur Schaltung, welche in [Fig. 5](#) gezeigt wird, zeigt [Fig. 6](#) noch eine weitere neue Schaltungstopologie einer Leistungsverstärkerschaltung 150, welche den Verstärker der Klasse E/F mit zwei Schalteinrichtungen 152, 156 implementiert, welche in einer Gegentakt-Konfiguration angeschlossen sind, jede jeweils mit einem Nebenschlusskondensator 154, 158. Im Einzelnen sind zwischen den Schaltern sowohl der Primärkreis 170 eines Transformators als auch ein Resonanzkreis 160 angeschlossen, welche die zwei Schalter zusammen für alle ungeradzahligen harmonischen Obertöne kurzschießt, eine Leerlaufschaltung bei der Grundfrequenz darstellt und willkürliche Impedanzen bei den verbleibenden Obertönen darstellt. An den Sekundärkreis 172 des Transformators ist eine RL-Last 162 angeschlossen. Um ein Gleichspannungspotenzial zu liefern, ist eine Drossel 174 (oder mehr als eine) in einer derartigen Weise platziert, dass sie einen Gleichstrom für beide Schalter zulässt. Mehrere Variationen dieser Schaltung werden von Fachleuten erkannt werden, da die Lastinduktivität 164 und die Resonanzschaltung 160 an beiden Seiten des Transformators angeschlossen werden können, an der Primärschaltung 170 oder der Sekundärschaltung 172, nach der geeigneten Impedanztransformation. Zusätzlich kann auch die Lastinduktivität in der Resonatorinduktivität eingebaut sein. Falls gewünscht, können die parasitären Induktivitäten des Transformators als Elemente in der Resonanzschaltung 170 und für die Lastinduktivität 164 benutzt werden, wobei die Teilezahl reduziert wird und das Einbauen von Transformator-Parasitärzuständen in das Design gestattet wird.

[0066] Das Design, der Betrieb und die Leistungsfä-

higkeit derartiger Verstärker folgen exakt den Grundzügen der Gegentakt-Verstärker der Klasse E/F_{odd}, welche oben beschrieben sind. Zusätzlich zu allen Vorteilen, welche in dem Design, welches in [Fig. 5](#) gezeigt wird, beschrieben sind, ist in diesem Design: (a) die Ausgangslast gleichspannungsisiert von der Schaltung und der Versorgung; kann (b) die Ausgangslast in einer unausgeglichenen Weise angeschlossen sein; und kann (c) das Transistor-Einstellverhältnis benutzt werden, um zu helfen, die Schaltausgangsimpedanz an die Lastimpedanz anzupassen.

[0067] In einer noch weiteren Ausführungsform kann die vorliegende Erfindung zusätzliche Abstimmsschaltungen parallel zu jedem Schalter der Schaltungen benutzen, welche in [Fig. 5](#) und [Fig. 6](#) gezeigt werden, um so selektiv einen Leerlauf für eine Anzahl von geradzahligen harmonischen Obertönen zu realisieren. [Fig. 7](#) zeigt ein schematisches Diagramm einer Schaltung 180, um dies zu erreichen, ebenso wie eine mögliche Implementierungsstrategie. Indem zusätzliche Schaltungen 210/212 und 220/222 platziert werden, welche eine geeignete induktive Impedanz parallel zu den Parallelkapazitäten 184 und 188 jeweils der Schalteinrichtungen 182 und 186 bei verschiedenen geradzahligen harmonischen Obertönen liefern, kann das Verstärkerkonzept der Klasse E/F_{odd} ausgedehnt werden, um auch den Leerlauf jeglicher Anzahl von geradzahligen Harmonischen zu gestatten, indem mögliche zusätzliche Vorteile der Leistungsfähigkeit geliefert werden. Die Bezeichnung Klasse E/F_{n1,n2,...,odd} wird für derartige Verstärker vorgeschlagen, wobei die tiefgestellten Zahlen die geradzahligen harmonischen Obertöne bezeichnen, welche im Leerlauf betrieben werden. Zusätzlich zu den Vorteilen, welche in Bezug auf die Schaltungen beschrieben wurden, welche in [Fig. 5](#) und [Fig. 6](#) gezeigt wurden, bietet diese Verbesserung einen erhöhten Wirkungsgrad gegenüber der Klasse E/F_{odd}.

[0068] Es sollte von Fachleuten davon ausgegangen werden, dass als eine neue Klasse von Verstärkern die vorliegende Erfindung eine virtuell unbegrenzte Anzahl von speziellen Netzen der Klasse E/F umfasst. Jedoch aus praktischen Design-Betrachtungen heraus veröffentlicht die vorliegende Erfindung speziell mehrere Durchstimmnetze mit harmonisch niedrigerer Ordnung. Speziell beinhalten diese Netze jene, welche bieten: (a) einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. Harmonischen; (b) einen im Wesentlichen Kurzschluss bei der 3. Harmonischen; (c) einen im Wesentlichen Kurzschluss bei der 3. Harmonischen und einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. Harmonischen; (d) einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 4. Harmonischen; (e) einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. und 4. Harmonischen; (f) einen im Wesentlichen Kurzschluss bei der 3. Harmonischen und einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 4. Harmonischen; (g) einen im Wesentlichen Kurzschluss

bei der 3. Harmonischen und einen im Wesentlichen Leerlauf bei der 2. und 4. Harmonischen; (h) einen im Wesentlichen Kurzschluss bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis hinauf zur N-ten Harmonischen, wobei N größer als oder gleich zu 5 ist; und (i) einen im Wesentlichen Kurzschluss bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis hinauf zur N-ten Harmonischen, einen im Wesentlichen Leerlauf bei einer vorher festgelegten Anzahl N_E von geradzahligen harmonischen Obertönen für jede Grundfrequenz bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis hinauf zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 5$ und $0 < N_E \leq (N-2)/2$ ist. Es ist deshalb davon auszugehen, dass viele andere Netze und diesbezügliche Schaltungen, bei welchen andere Anzahlen von geradzahligen und/oder ungeradzahligen Harmonischen abgestimmt werden, innerhalb des Geistes und dem Umfang der Erfindung sind.

[0069] In einer noch weiteren Verbesserung können die Schaltungsabmessung und die Verluste des Verstärkers, welcher in [Fig. 5](#) gezeigt wird, erniedrigt werden, indem die mit Gleichspannung versorgte(n) Drossel(n) mit zwei Spulen von der Spannungsversorgung zu den jeweiligen Schalteinrichtungen ersetzt werden. Wie in [Fig. 8](#) gezeigt wird, wenn jede Spule 230, 232 so gemacht wird, dass sie bei der zweiten Harmonischen mit den Parallelkondensatoren C_s , 124' und 128' der Schalteinrichtung jeweils in Resonanz ist, zieht der sich ergebende Verstärker der Klasse E/F_{2,odd} den Nutzen aus den erniedrigten Schalterverlusten und aus den möglicherweise reduzierten Verlusten aufgrund des Reihenwiderstands der Drossel.

[0070] In einer noch weiteren Implementierung der vorliegenden Erfindung kann ein Breitbandschaltverstärker der Klasse E/F_{odd} in einer derartigen Weise konstruiert sein, dass er Impedanzen der Klasse E/F_{odd} besitzt, gegenüber dem Schalter über einen Bereich von Schaltfrequenzen von f_1 bis f_2 hinweg, wobei $f_2 < 3f_1$ ist. Die Schaltung besteht aus zwei Schalteinrichtungen, welche in einer Gegentaktkonfiguration angeschlossen sind, jede mit einem Nebenschlusskondensator, wie er in [Fig. 5](#) gezeigt wird. Zwischen den Schaltern sind sowohl eine Widerstands last als auch eine Resonanzschaltung angeschlossen, welche die zwei Schalter zusammen für alle Frequenzen größer oder gleich zu $3f_1$ kurzschließt und die erforderliche Induktivität annähert, so dass sie die ZVS-Anforderung von f_1 bis f_2 erfüllt. Um das Gleichstrompotenzial zu liefern, können eine oder mehrere Drosseln in einer derartigen Weise platziert werden, dass sie einen Gleichstrom für beide Schalter gewähren. Wenn auf diese Weise aufgebaut, arbeitet der Schalter, wie in Verbindung mit [Fig. 5](#) beschrieben, über den Schaltfrequenzbereich von f_1 bis f_2 .

[0071] [Fig. 9](#) zeigt eine neue Implementierung eines Quasi-Klasse-E/F₃-Verstärkers, welcher aus einem Schalter oder Transistor 300 mit einem parallelen Kondensator 302 besteht. Sie sind an der Versorgung über eine Drossel 304 angeschlossen. Der Schalter oder Transistor ist in Reihe an die Last 310 über eine LC-Parallel-Resonanzschaltung 306 bei der zweiten Harmonischen angeschlossen. Eine Filterschaltung kann hinzugefügt werden, um die Interferenz harmonisch höherer Ordnung gegenüber der Last zu vermeiden, wenn die Anwendung es erfordert. Nachdem die Komponentenwerte richtig eingestellt sind, liefert diese Topologie für den Schalter oder den Transistor eine induktive Last bei der Grundfrequenz, eine kapazitive Last bei der zweiten Harmonischen, eine niedrige Impedanz bei der dritten Harmonischen und ungesteuerte niedrige Impedanzen bei Harmonischen höherer Ordnung. Dies stimmt mit den Anforderungen von Quasi-Klasse-E/F-Verstärkern überein und bietet mehrere Vorteile. Als Erstes kann diese modifizierte Quasi-Klasse-E/F-Schaltung implementiert werden, indem eine verhältnismäßig kleine Anzahl von Komponenten benutzt wird. Zweitens gibt es nur eine abgestimmte Komponente in der Schaltung, verglichen mit den herkömmlichen ZVS-Verstärkern der Klasse F. Drittens kann die belastete Güte der parallelen LC-Resonanzschaltung sehr niedrig und kann so niedrig wie eins sein. Dies gestattet das Verwenden von Spulen mit sehr niedrig unbelasteter Güte, was das Verwenden dieser Topologie für Anwendungen, wie z. B. auf Si-(Silicium-)Substrat-basierten integrierten Schaltungen, wo jede typische Spule eine sehr niedrige Güte von ungefähr 5 bietet. Eine herkömmliche Vorgehensweise, welche Verstärker der Klasse E oder der Klasse F verwendet, fordert Spulen mit einer belasteten Güte von wenigstens 3. Außerdem, da der rezonante Schwingkreis eher ein paralleler LC als ein typischer Reihen-LC ist, welcher in Verstärkern der Klasse E gefunden wird, muss die Induktivität beträchtlich reduziert werden. Dies ist attraktiv, wenn die Größe der Spule der begrenzende Faktor für das Reduzieren der Größe und des Gewichtes des Verstärkers ist.

[0072] In einer noch weiteren Variation der Topologie der vorliegenden Erfindung kann der Verstärker der Klasse E/F der vorliegenden Erfindung abgestimmt werden, um in einem linearen Modus zu arbeiten, wie z. B. als Klasse A, Klasse A/B oder Klasse B bei niedrigeren Ausgangsleistungspegeln und einem E/F-Schaltmodus bei höheren Ausgangsleistungspegeln. Die Ausgangsleistung und der Betriebsmodus können durch Verändern der Eingangsleistung und/oder der Vorspannungsbedingungen variiert werden. Auf diese Weise kann ein Verstärker konstruiert bzw. aufgebaut werden, welcher die Vorteile eines hohen Wirkungsgrades der Klasse E/F bei den höheren Leistungspegeln besitzt, während er gestattet, dass die Ausgangsleistung moduliert oder variiert

wird, indem die Treiberbedingungen verändert werden.

[0073] Wenn man deshalb die beschriebenen beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung besitzt, wird offensichtlich sein, dass weitere Änderungen, Modifikationen und Verbesserungen auch bei Fachleuten auftreten werden. Außerdem ist es offensichtlich, dass die gegenwärtig beschriebene Schaltung und die Einrichtungen nicht auf einen speziellen Typ des Schaltens aktiver Schalttechnologie, Materialsysteme oder auf irgendeine spezielle Geschwindigkeit, einen Frequenzbereich oder Leistungspegel des Betriebs beschränkt sind. Vielmehr wurde eine breite Klasse von Verstärkern und den damit verbundenen Topologien beschrieben. Aktuelle Implementierungen von Schaltungen und Komponententypen und -werten werden für Fachleute offensichtlich sein. Entsprechend ist die Erfindung nur durch die folgenden Ansprüche definiert.

Patentansprüche

1. Schaltleistungsverstärker (**100**) mit hohem Wirkungsgrad zum Verstärken eines Hochfrequenz-Eingangssignals, welches wenigstens eine Grundfrequenz besitzt, und welcher geeignet ist, eine Last zu treiben, welcher aufweist:

(a) eine aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche beinhaltet:
ein Schaltbauteil (**102**), welches im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und
eine parasitäre Kapazität, C_{out} bzw. C_{aus} , parallel zu dem Schaltbauteil; und
(b) ein E/F-Lastnetz (**110**) der hybriden Klasse, welches an der aktiven Einrichtung angeschlossen ist, wobei das E/F-Lastnetz (**110**) der hybriden Klasse so aufgebaut ist, dass es dem Schaltbauteil (**102**) bietet:
(i) eine im Wesentlichen induktive Last bei der Grundfrequenz des Betriebes,
(ii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei einer vorher festgelegten Anzahl von geradzahligen harmonischen Obertönen der Grundfrequenz,
(iii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei einer vorher festgelegten Anzahl von ungeraden harmonischen Obertönen der Grundfrequenz, und
(iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen.

2. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netzwerk so aufgebaut ist, dass es für das Schaltbauteil (**102**) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung sind, bietet:

(i) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei einer vorher festgelegten Anzahl N_E von geradzahligen harmonischen Obertönen für jede Grundfrequenz bis zu einer N-ten Harmonischen,
(ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei

einer vorher festgelegten Anzahl N_O der ungeraden harmonischen Obertöne für jede Grundfrequenz bis zu einer N-ten Harmonischen, und

(iii) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzbelastung bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 3$ und $1 \leq N_E + N_O \leq N-2$ ist.

3. Verstärker nach Anspruch 2, wobei, falls $N_E = 1$, dann $N_O > 0$ ist.

4. Verstärker nach Anspruch 2, wobei das Lastnetz (**110**) ein Zwei-Tor- bzw. Zwei-Anschluss-Filternetz beinhaltet, welches einen Eingangsanschluss und einen Ausgangsanschluss beinhaltet, wobei der Eingangsanschluss mit der aktiven Einrichtung verbunden ist und der Ausgangsanschluss mit der Last verbunden ist.

5. Verstärker nach Anschluss 1, welcher ferner aufweist:

(a) eine aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche beinhaltet:
ein Schaltbauteil, welches im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und
eine parasitäre Kapazität, C_{out} , parallel mit dem Schaltbauteil; und
(b) ein E/F-Lastnetz der hybriden Klasse, welches mit der aktiven Einrichtung verbunden ist, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es für das Schaltbauteil bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden ist, bietet:
(i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz des Betriebes, welche einen im Wesentlichen Nullspannungs-Schalt-(ZVS-)Betrieb der aktiven Einrichtung ergibt,
(ii) Impedanzen, welche im Wesentlichen in der Größe größer als $1/(2\pi f C_s)$ bei einer vorher festgelegten Anzahl N_E der geradzahligen harmonischen Obertöne jeder Grundfrequenz sind,
(iii) Impedanzen, welche im Wesentlichen in ihrer Größe kleiner als $1/(2\pi f C_s)$ bei einer vorher festgelegten Anzahl N_O von ungeraden harmonischen Obertönen jeder Grundfrequenz sind, und
(iv) eine Impedanz, welche im Wesentlichen gleich zu $1/\omega C_s$ bei den verbleibenden harmonischen Obertönen jeder Grundfrequenz sind,

wobei

$$C_s = C_{out} + C_{added}, \text{ wobei } C_{added} \geq 0, \text{ bzw.}$$

$$C_s = C_{aus} + C_{addiert}, \text{ wobei } C_{addiert} \geq 0, \text{ und}$$

$N_E \geq 0$, $N_O \geq 0$ und die Gesamtanzahl der durchgestimmten harmonischen Obertöne, $N_E + N_O$, wenigstens eine und kleiner als die Gesamtanzahl der harmonischen Frequenzen sind, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einheit vorhanden sind.

6. Verstärker nach Anspruch 1, welcher ferner

aufweist:

- (a) eine erste aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche beinhaltet:
ein Schaltbauteil, welches im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und eine parasitäre Kapazität C_{out1} , parallel zu dem Schaltbauteil,
- (b) eine zweite aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche beinhaltet:
ein Schaltbauteil, welches im Wesentlichen als ein Schalter und eine parasitäre Kapazität C_{out2} arbeitet, parallel zu dem Schaltbauteil, und
- (c) ein E/F-Lastnetz einer hybriden Drei-Anschluss-Klasse, welches besitzt:
 - (i) einen ersten Anschluss, welcher an die erste aktive Einrichtung angeschlossen ist,
 - (ii) einen zweiten Anschluss, welche an die zweite aktive Einrichtung angeschlossen ist, und
 - (iii) einen dritten Anschluss, welcher an die Last angeschlossen ist,
in einer derartigen Weise, dass, wenn die ersten und zweiten aktiven Einrichtungen in einer Gegentaktkonfiguration getrieben werden, das Netz den Schaltbauteilen der aktiven Einrichtungen eine effektive Eingangsimpedanz bietet bzw. darstellt, welche liefert:
 - (i) eine im Wesentlichen induktive Last in Reihe zu der im Wesentlichen Widerstandslast bei allen Grundfrequenzen,
 - (ii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei einer oder mehreren geradzahligen Harmonischen für jede Grundfrequenz bis zu einer N-ten Harmonischen,
 - (iii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei einer oder mehreren ungeradzahligen Harmonischen für jede Grundfrequenz bis zu einer N-ten Harmonischen und
 - (iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen.

7. Verstärker nach Anspruch 6, welcher ferner einen Transformator beinhaltet, welcher an die Ausgänge der zwei aktiven Einrichtungen und die Last angeschlossen ist, so dass die Last von den zwei Ausgängen der zwei aktiven Einrichtungen über den Transformator isoliert ist.

8. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Lastnetz (110) so aufgebaut ist, dass es eine Breitbanddurchstimmung eines Eingangssignals liefert, welches einen Grundfrequenzbereich von f_1 besitzt, bis zu einer derartigen, dass $f_2 \geq f \geq f_1$, wobei $f_2 < 3f_1$ ist.

9. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es für das Schaltbauteil (102) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einheit vorhanden sind, liefert:
(i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;

- (ii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei der 2. Harmonischen, und
- (iii) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanz bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 3$ ist.

10. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netzwerk so aufgebaut ist, dass es für das Schaltbauteil (102) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei der dritten Harmonischen, und
- (iii) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 3$ ist.

11. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es dem Schaltbauteil (102) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei der 3. Harmonischen,
- (iii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei der 2. Harmonischen, und
- (iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 4$ ist.

12. Verstärker nach Anspruch 2, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es dem Schaltbauteil (102) bei allen harmonischen Frequenzen, die im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei der 4. Harmonischen, und
- (iii) eine im Wesentlichen kapazitive Last bei den verbleibenden harmonischen Obertönen bis zu einer N-ten Harmonischen, wobei $N \geq 4$ ist.

13. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es dem Schaltbauteil (102) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei den 2. und 4. Harmonischen, und
- (iii) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen,
wobei $N \geq 4$ ist.

14. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es dem Schaltbauteil (**102**) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei der Harmonischen,
- (iii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei der Harmonischen, und
- (iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen,
wobei $N \geq 4$ ist.

15. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es dem Schaltbauteil (**102**) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei der Harmonischen,
- (iii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei der 2. und 4. Harmonischen, und
- (iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen,
wobei $N \geq 5$ ist.

16. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz so aufgebaut ist, dass es für das Schaltbauteil (**102**) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis zu einer N-ten Harmonischen,
- (iii) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen,
wobei $N \geq 5$ ist.

17. Verstärker nach Anspruch 1, wobei das Netz

so aufgebaut ist, dass es für das Schaltbauteil (**102**) bei allen harmonischen Frequenzen, welche im Wesentlichen in wenigstens einer der Spannungs- und Stromwellenformen der aktiven Einrichtung vorhanden sind, bietet:

- (i) eine im Wesentlichen induktive Last bei jeder Grundfrequenz;
- (ii) eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung bei allen ungeradzahligen harmonischen Obertönen bis zu einer N-ten Harmonischen,
- (iii) eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung bei einer vorher festgelegten Anzahl N_E von geradzahligen harmonischen Obertönen für jede Grundfrequenz bis zu einer N-ten Harmonischen,
- (iv) eine im Wesentlichen kapazitive Impedanzlast bei den verbleibenden harmonischen Obertönen, bis zu einer N-ten Harmonischen,
wobei $N \geq 5$ und $0 \leq N_E \leq (N-2)/2$ ist.

18. Verstärker nach Anspruch 1, welcher ferner aufweist:

- (a) eine aktive Hochgeschwindigkeitseinrichtung, welche ein Schaltbauteil beinhaltet, welches im Wesentlichen als ein Schalter arbeitet, und eine parasitäre Kapazität C_{out} parallel zu dem Schaltbauteil, und
- (b) einen parallelen LC-Schwingkreis, welcher bei der zweiten Harmonischen der Grundfrequenz in Resonanz ist,
wobei die aktive Einrichtung in Reihe an die Last über den parallelen LC-Schwingkreis angeschlossen ist.

19. Verfahren für den Gebrauch in Verbindung mit dem Verstärker des Anspruchs 1, welches aufweist:

- Verstärken des Signals mit einer aktiven Hochgeschwindigkeitseinrichtung;
- Durchstimmen des verstärkten Signals, um eine im Wesentlichen induktive Last für die aktive Einrichtung bei der Grundfrequenz zu liefern;
- Durchstimmen des verstärkten Signals, um eine im Wesentlichen Leerlaufschaltung in der aktiven Einrichtung bei ausgewählten geradzahligen harmonischen Obertönen zu liefern;
- Durchstimmen des verstärkten Signals, um eine im Wesentlichen Kurzschlusschaltung für die aktive Einrichtung bei ausgewählten ungeradzahligen harmonischen Obertönen zu liefern; und
- Liefern einer im Wesentlichen kapazitiven Belastung für die aktive Einrichtung für die nicht ausgewählten harmonischen Obertöne.

Es folgen 11 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

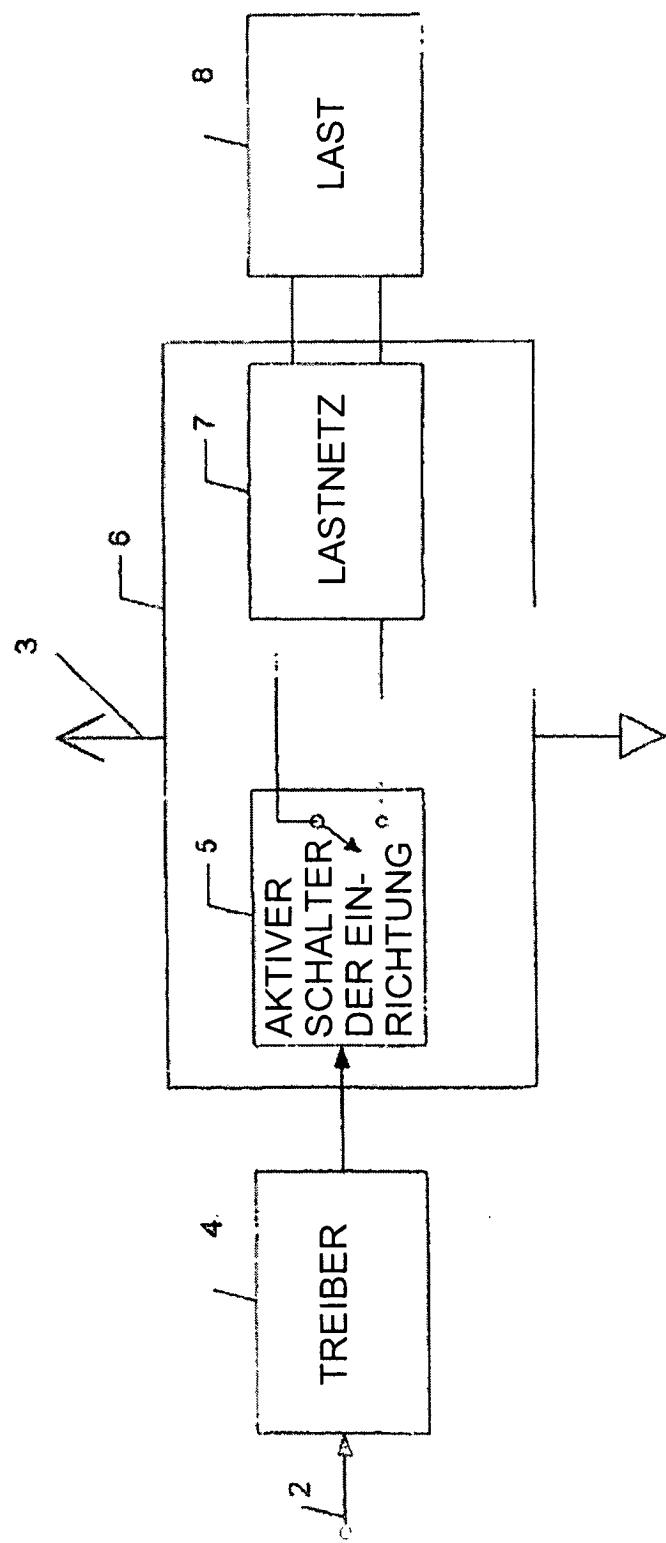


FIG. 1

Stand der Technik

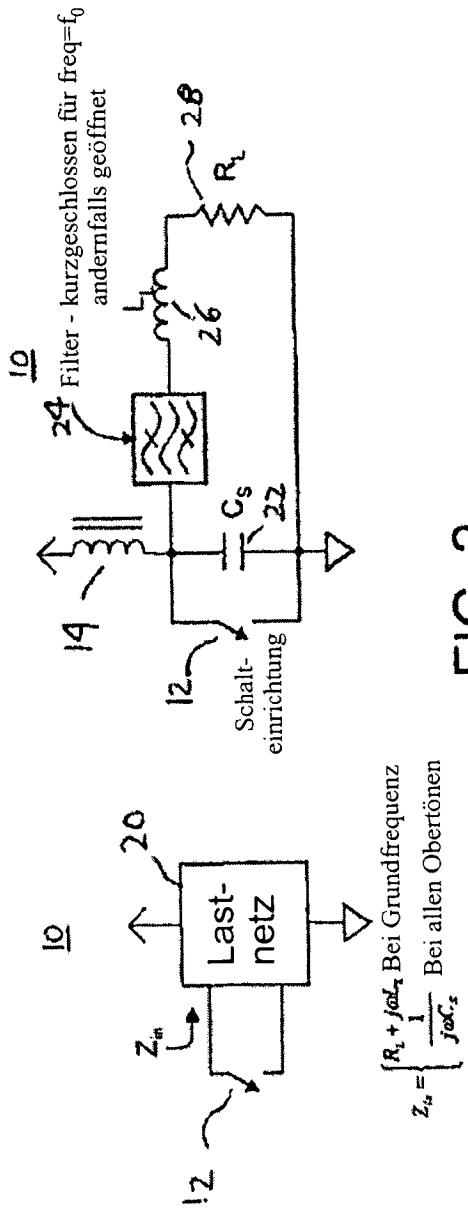


FIG. 2

Stand der Technik

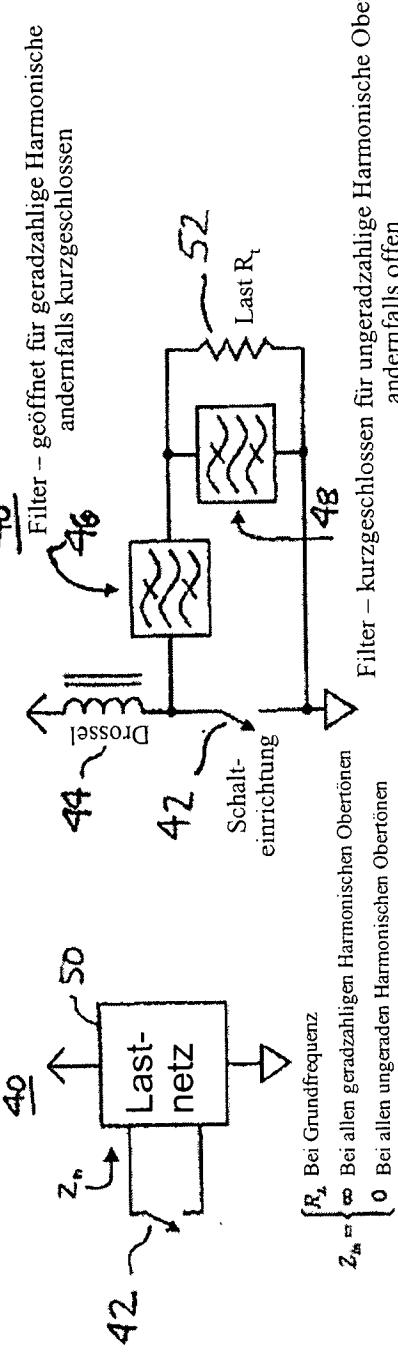


FIG. 3

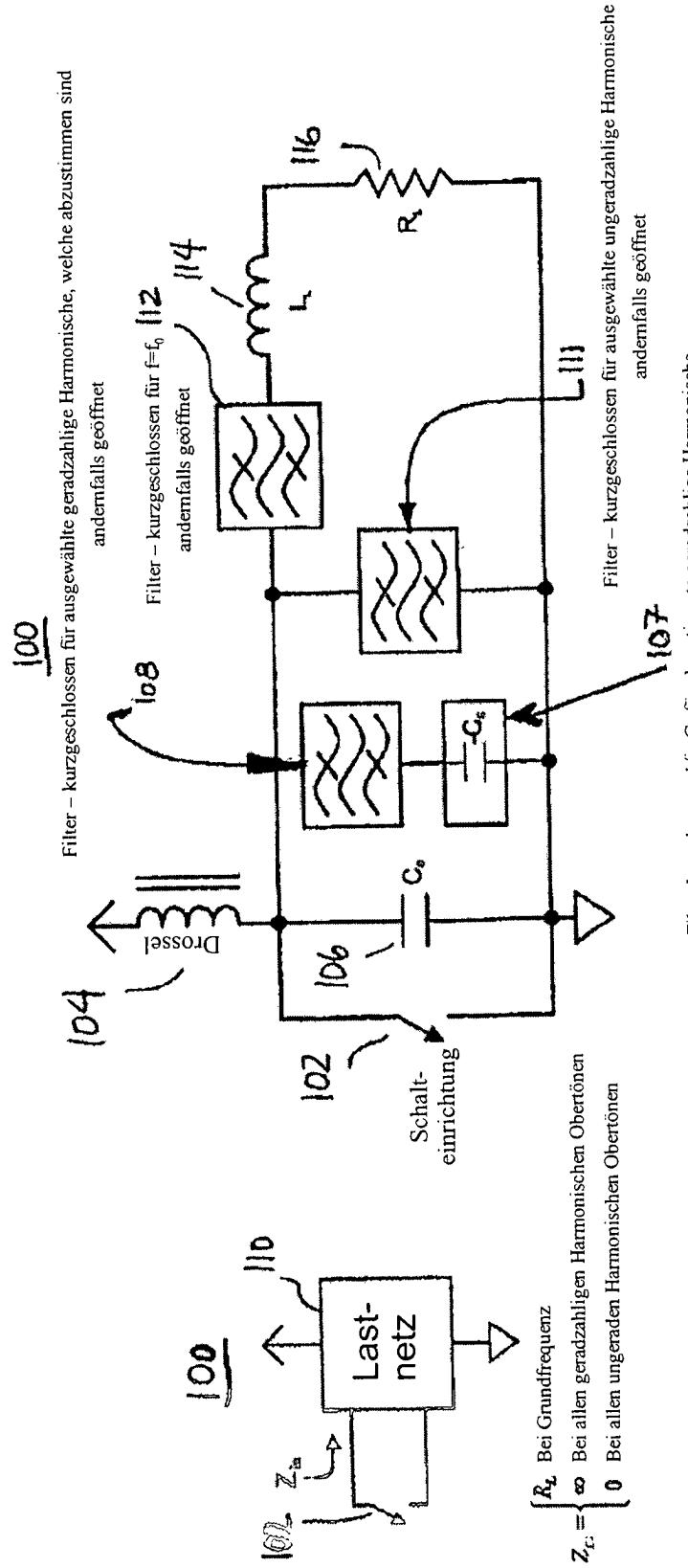


FIG. 4

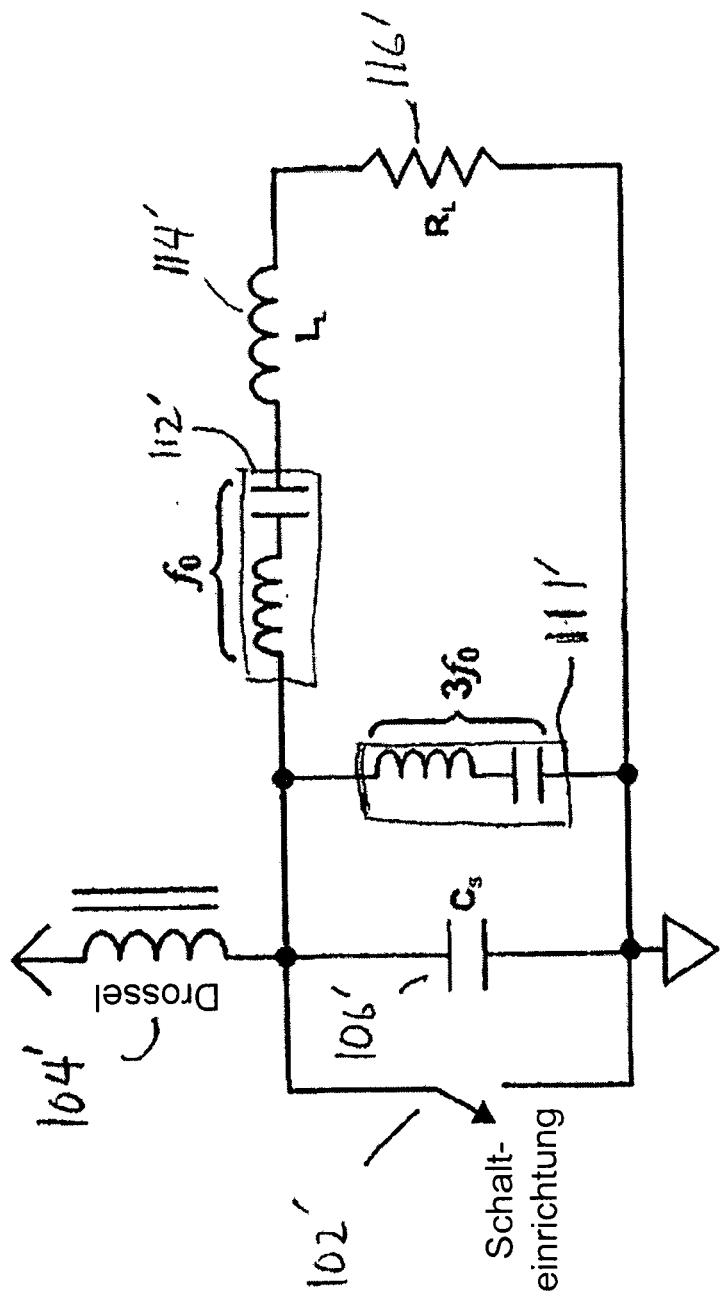


FIG. 4B

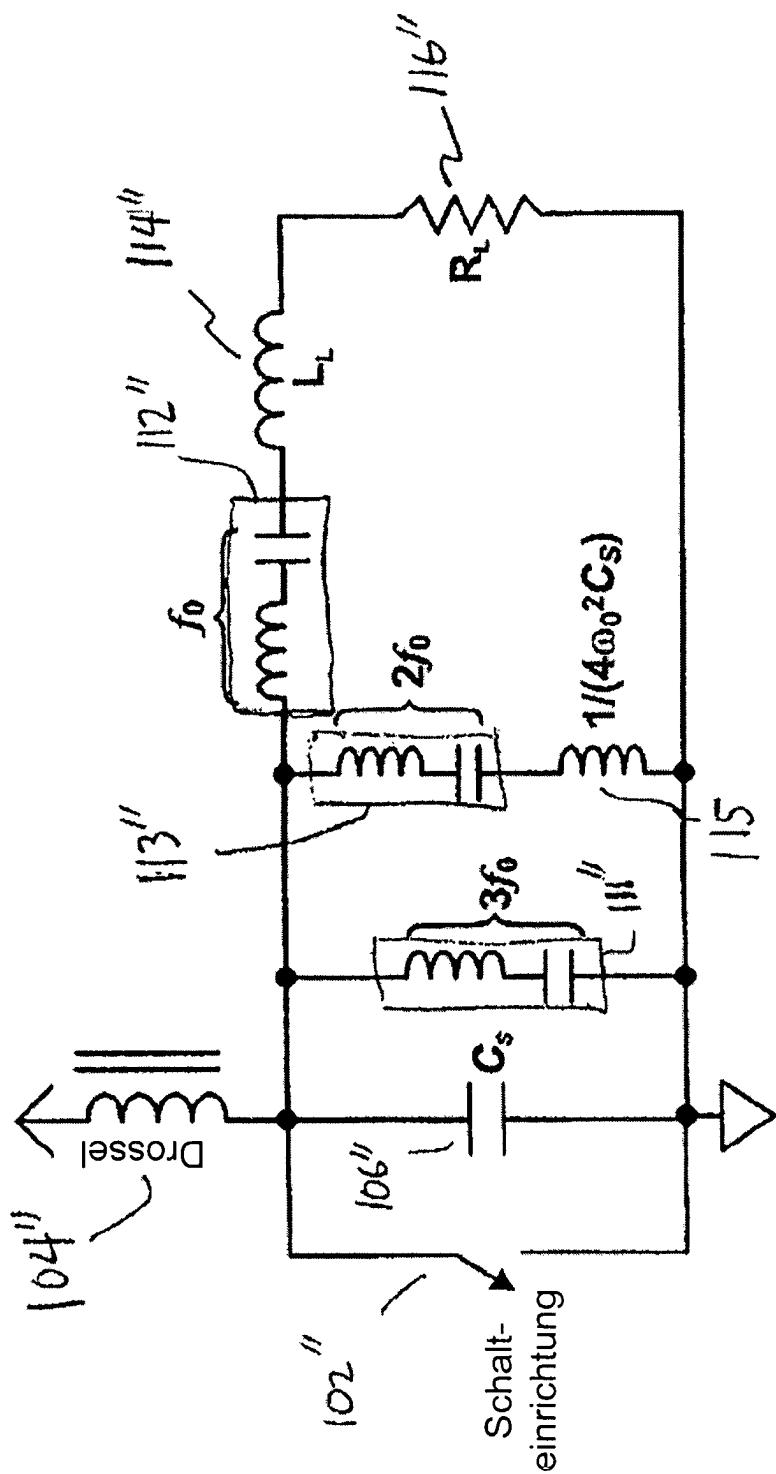


FIG. 4C

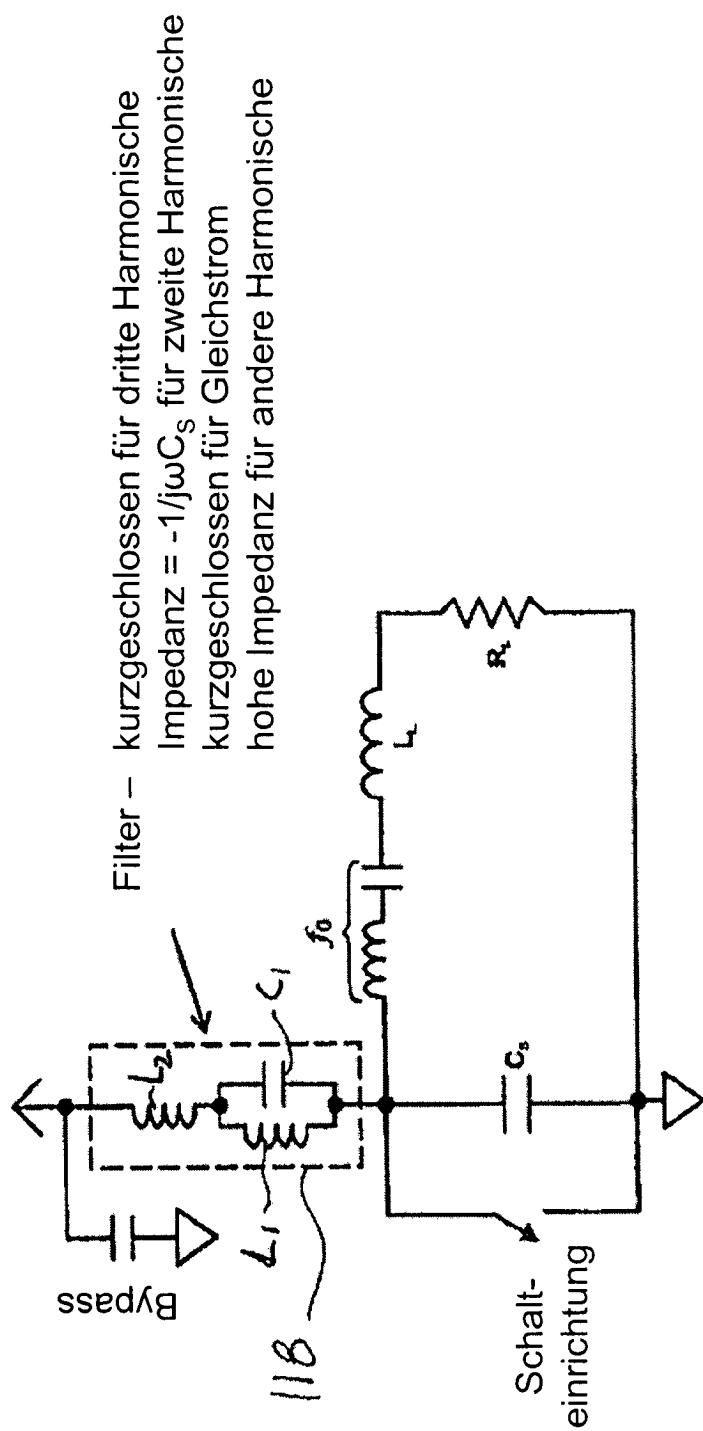


FIG. 4D

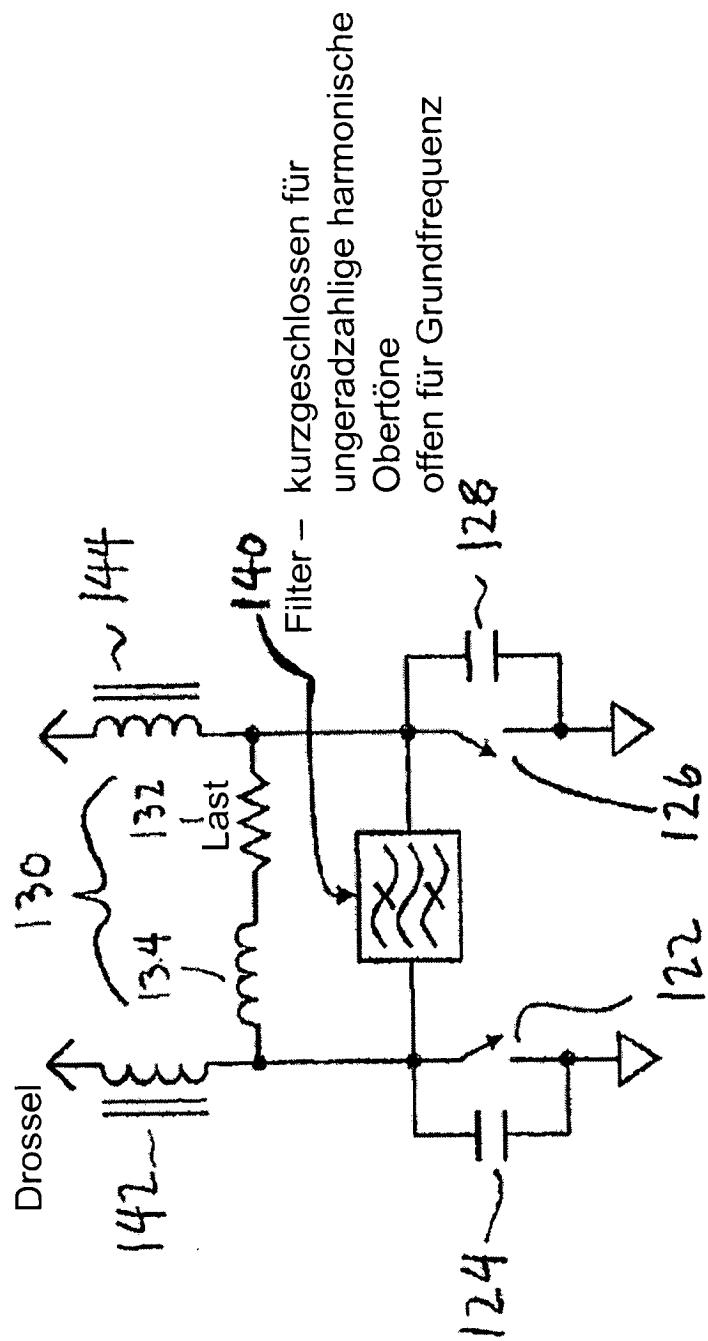


FIG. 5

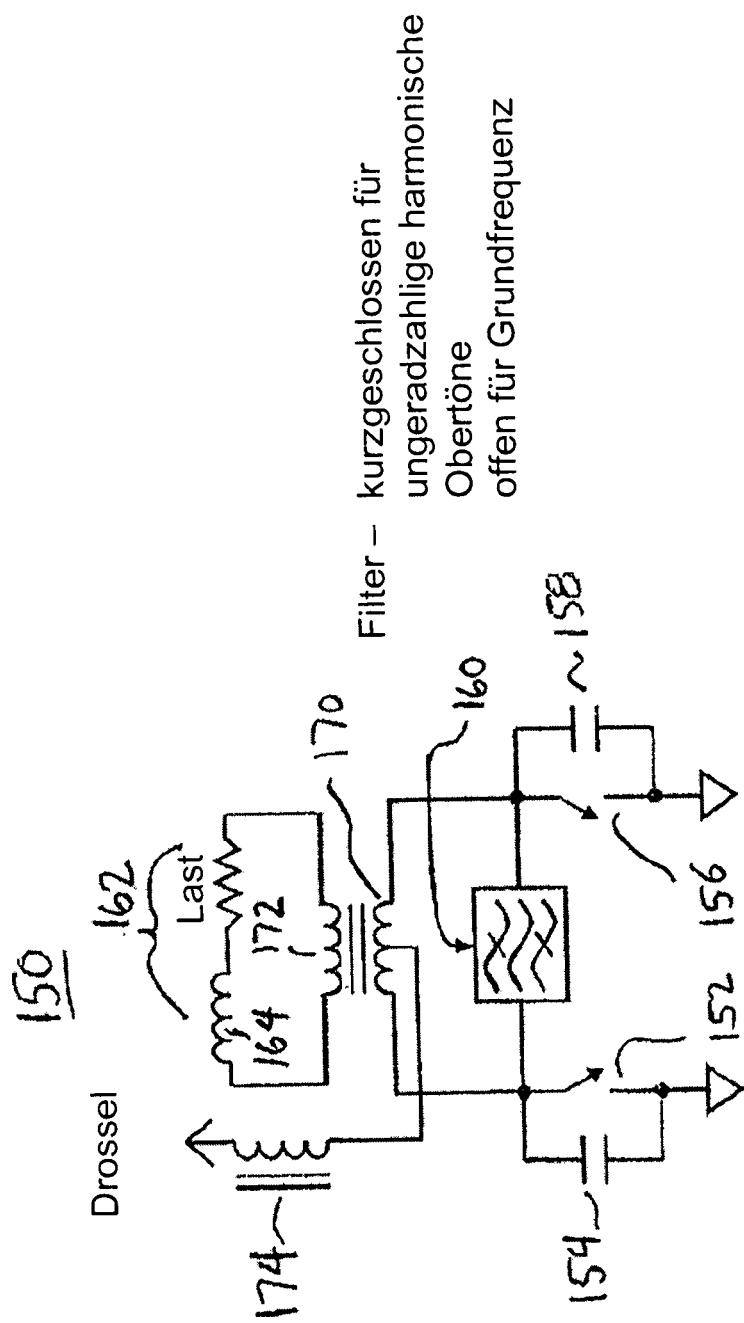


FIG. 6

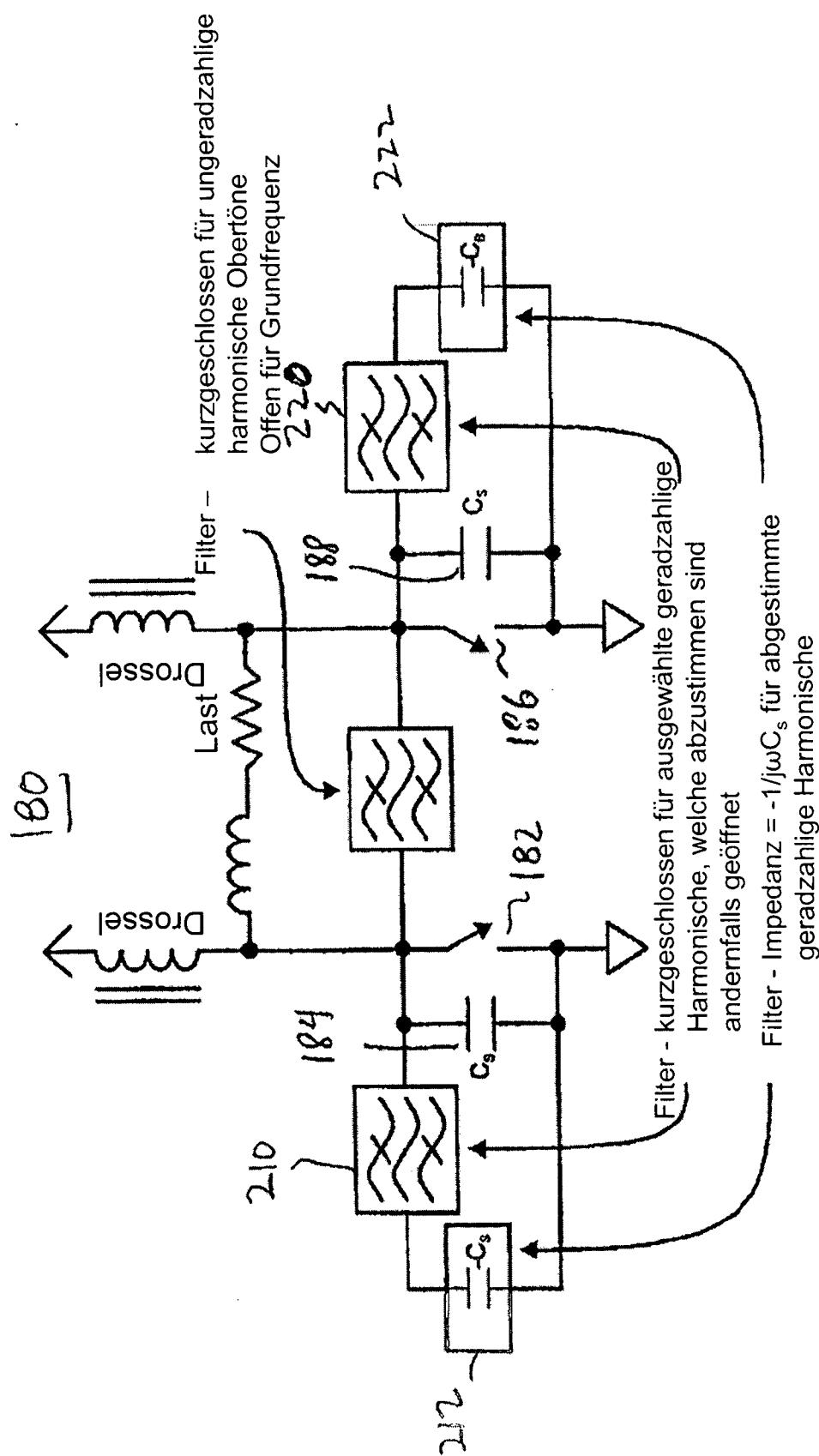


FIG. 7

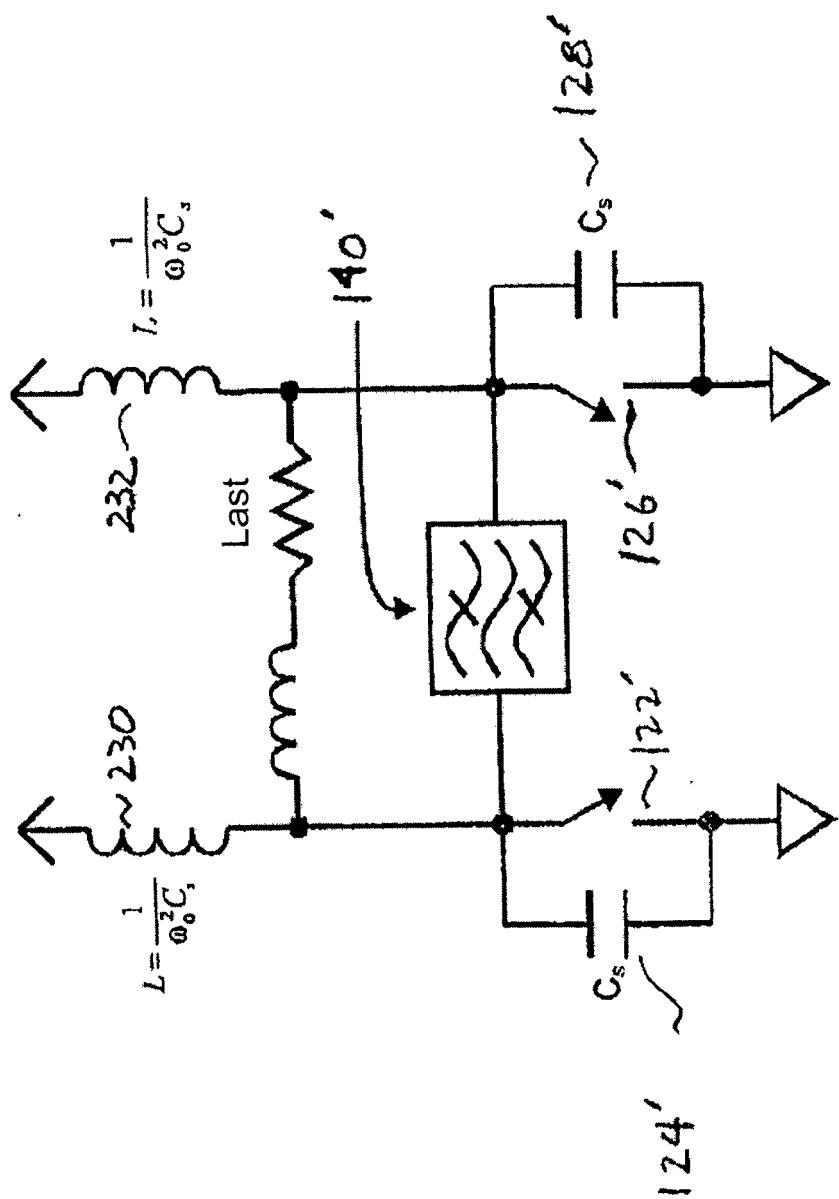


FIG. 8

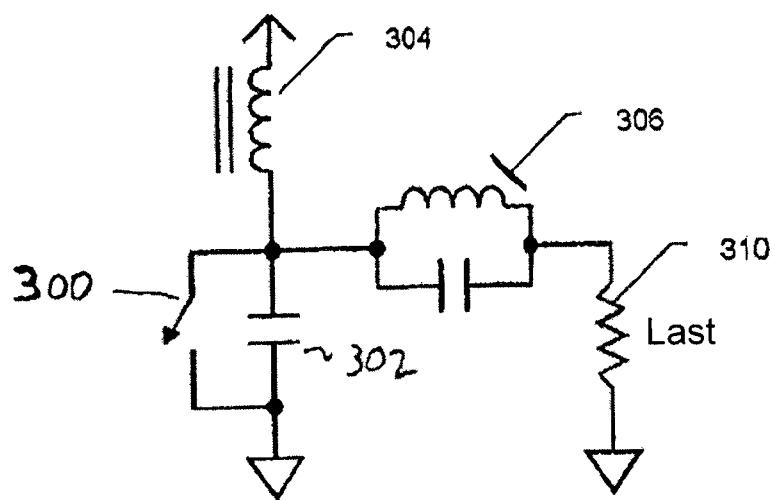


FIG. 9