



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 27 733 T2 2005.11.24**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 0 903 830 B1

(51) Int Cl.⁷: **H02J 7/02**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 27 733.3**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 117 451.9**

(96) Europäischer Anmeldetag: **15.09.1998**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **24.03.1999**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **24.11.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **24.11.2005**

(30) Unionspriorität:

| | | |
|----------|------------|----|
| 19741279 | 19.09.1997 | DE |
| 19836401 | 12.08.1998 | DE |

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(73) Patentinhaber:

Salcomp Oy, Kemijärvi, FI

(72) Erfinder:

Brockmann, Hans-Jürgen, 25130 Muurila, FI

(74) Vertreter:

**Müller-Boré & Partner, Patentanwälte, European
Patent Attorneys, 81671 München**

(54) Bezeichnung: **Ladegerät für Batterien in einer mobilen elektrischen Einheit**

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

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf eine Ladevorrichtung zum Laden von Batterien in einer mobilen elektrischen Einheit, beispielsweise einem Funktelefon, einem Schnurlostelefon oder dgl., in welcher die Energie induktiv von einer ladenden bzw. Ladeeinheit zu der durch ein wechselndes magnetisches Feld gekoppelten mobilen Einheit übertragen wird. Die Ladevorrichtung detektiert bzw. erfaßt, wenn keine Energie zum Laden auf der sekundären bzw. Sekundärseite gezogen wird oder wenn anstelle der mobilen, elektrischen Einheit ein Fremdkörper Energie von dem wechselnden magnetischen Feld bzw. magnetischen Wechselfeld zieht und schaltet dann automatisch in einen Standby- bzw. Bereitschaftsmodus mit niedriger Leistung zurück.

[0002] Die anhaltende Entwicklung in dem Gebiet von mobiler Funktechnologie hat zu besonders kompakten und leichten mobilen Funktelefonen, sogenannten "Mobiltelefonen" und schnurlosen bzw. Schnurlostelefonen geführt, welche durch Batterien mit hoher Energiedichte betrieben werden. Im Interesse eines hohen Grades von Mobilität und kontinuierlichem bzw. fortgesetztem Gebrauch müssen Batterien dieser Art eine hohe Kapazität aufweisen und müssen in einer extrem kurzen Zeit mittels öffentlicher Netzwerkergie oder der Bordspannung eines Fahrzeugs aufladbar sein. Da die Batterien auch bereits ausreichend Energie für den Sendebetrieb nach einer kurzen Ladezeit aufweisen sollten, ist eine extrem leichte und kompakte Ladeeinheit notwendig, welche für sogenannte Schnellladungen eine relativ große Menge an Ladeenergie in die mobile Einheit zuführt bzw. einspeist. Aufgrund der Kompaktheit von mobilen Funktelefonen muß die Ladeenergie so verlustfrei wie möglich sein und muß zu der Batterie mit einem Minimum an Steuer- bzw. Regelungsmittel in das Telefongerät befördert werden, d. h. die Ladeeinheit muß wenigstens eine Strombegrenzung aufweisen. Im Interesse von Zuverlässigkeit und Komfort ist für die mobile Einheit vorteilhafterweise beabsichtigt, mit der Ladeeinheit ohne elektrische Kontakte gekoppelt zu sein. Für eine fortgesetzte Erreichbarkeit durch ankommende Anrufe muß die Vorrichtung zusätzlich sogar während einem Laden bereit zum Empfang sein. Die Ladeeinheit darf nicht die Funktion der verbundenen mobilen Funkvorrichtung beeinflussen, wie es beispielsweise aufgrund von elektromagnetisch abgestrahlter Störung von den harmonischen Wellen der schaltenden bzw. Schaltpulse möglich ist und nur in konventionellen bzw. herkömmlichen schaltenden Wendlern bzw. Umformern mittels teurer Filter und Abschirmungen verhindert werden kann.

[0003] Die angeführten Erfordernisse werden besonders gut durch Ladeeinheiten erfüllt, welche einen DC-Wandler bzw. -Konverter beinhalten, welcher in L-C-Resonanzkreisen verdrahtet ist, da diese

Wandler eine geringe Interferenzemission bzw. Störstrahlung in dem Hochfrequenzbereich aufweisen und einen niedrigen Leistungsverlust. Zusätzlich wird im Vergleich mit anderen schaltenden Wendlern diese besondere Ausführungsform von schaltenden Wendlern, ein sogenannter Resonanzkonverter bzw. Resonanzwandler, keine raschen Strom- und Spannungsänderungen verursachen und kann deshalb bei höheren Schaltfrequenzen betrieben werden. Dies ermöglicht es, daß ein Transformator für den Resonanzwandler verwendet werden kann, welcher sehr klein im Volumen und Gewicht ist.

[0004] Im allgemeinen bildet bei Resonanzkonvertern wenigstens das primäre Teil des Transfornators zusammen mit einer Schaltungskapazität einen oszillierenden bzw. schwingenden Schaltkreis. Im Falle, wenn der Resonanzkonverter einen Gegentaktoszillator verwendet, verbinden zwei Schalter periodisch diesen oszillierenden Schaltkreis bzw. Stromkreis, um DC-Spannung einzugeben, so daß ein Wiederaufladen periodisch zwischen der Schaltkreiskapazität dem Primärteil stattfindet.

[0005] Bei Resonanzkonvertern gibt es jedoch ein bekanntes Problem darin, daß die Resonanzfrequenz nicht nur von der Induktanz bzw. Induktivität der primären bzw. Primärwicklung des Transfornators und der Schaltkreiskapazität abhängt, sondern auch von der sekundären Last bzw. Belastung. Bei ansteigender sekundärer Leistungsaufnahme steigt bei Resonanzkonvertern die Resonanzfrequenz. Folglich fällt die Resonanzfrequenz mit der zugeführten Steuer- bzw. Regelfrequenz nur in einem schmalen Lastbereich zusammen. Wenn der Resonanzkonverter außerhalb dieses Bereichs arbeitet, reißt entweder der Resonanzstrom vorzeitig ab oder die Schalter werden als ein Resultat der inkorrekt bsw. ungenauen Triggerzeitgebung schwer belastet. Auch können schwere Energieverluste beim Umschalten auftreten, wenn beide der Steuer- bzw. Regelelektroden der Schalter zeitweise leitend sind, beispielsweise als ein Ergebnis von parasitären Speicherkapazitäten. Um die angeführten Nachteile zu verhindern, sind zusätzliche Steuer- bzw. Regelmittel und/oder schützende Maßnahmen, wie beispielsweise Schutzdiolen, erforderlich. Die letzteren führen zu zusätzlichen Energieverlusten und steigern die Störstrahlung im Hochfrequenzbereich.

[0006] Verschiedene Ausführungsformen sind zur Verhinderung dieses Nachteils bekannt. Beispielsweise hat die Literaturstelle EP 0 293 874 B1 ein Verfahren und eine Schaltkreisanordnung zur Statussteuerung bzw. -regelung für einen oszillierenden Schaltkreis in einem Resonanzkonverter offenbart. Ein teurer Steuer- bzw. Regelschaltkreis überwacht das Strom- und/oder Spannungsverhalten in dem Resonanzschaltkreis mittels eines induktiven Strom-Spannungs-Wandlers, welcher in Serie in be-

zug auf die Primärwicklung angeordnet ist, und generiert bzw. erzeugt eine Triggerfrequenz für die Schalter, welche fortlaufend zu der wechselnden natürlichen Frequenz moduliert ist. Der Resonanzzustand bzw. die Resonanzbedingung wird über einen großen Lastbereich aufrecht erhalten.

[0007] Die Literaturstellen EP 0 589 911 B1 und EP 0 589 912 B1 haben Schaltregeleinrichtungen geoffenbart, welche einen Resonanzkonverter bzw. Resonanzwandler mit einem Gegentaktoszillator beinhaltet, welcher durch einen Vor-Regler versorgt wird, welcher mit einem Pulsbreiten-modulierten Signal abgetastet wird. Der Vor-Regler bzw. die Vor-Regel-einrichtung verringert eine intensiv fluktuierende bzw. schwankende Eingabe- bzw. Eingangsspannung und beinhaltet zwei individuelle Induktivitäten zum Entkoppeln der Einspeisung der Eingabe- bzw. Eingangsströme in die Gegentaktzweige. Mit getrennten Schaltkreiskapazitäten stellen die zwei primären Windungen bzw. Primärwicklungen eines Gegentakt-transmitors bzw. -senders, welche galvanisch von-einander getrennt sind, jede einen sekundärseitigen Resonanzschaltkreis dar. Die Schaltkreiskapazitäten legen jeweils regulierte Arbeitsströme an die Eingaben bzw. Eingänge für die Stromspeisung bzw. -zu-fuhr an und weisen DC-Potential auf. Zwei Schalter schalten abwechselnd die Primärwicklungen der Ge-gentaktäste bzw. -verzweigungen in bezug auf Masse. Zwischen den Schaltwechseln sind beide der Schalter während einer sogenannten Abstandszeit bzw. Energielücke ohne Strom. In Übereinstimmung mit der Beschreibung sollte die Abstandszeit eine Oszillation bzw. Schwingung des Gegentaktwandlers einschließlich parasitärer Wicklungskapazitäten oder kapazitiven Gleichrichtern erlauben, welche nicht im Detail erklärt sind. Eine Steuer- bzw. Regelvorrichtung erregt eindeutig die Schalter unabhängig von der Last. Die Spannungen, welche an den Schaltungskapazitäten vorhanden sind und in einem sum-mierenden Netzwerk addiert werden, und der einge-gebene bzw. Eingangsstrom des Vor-Reglers werden als Steuer- bzw. Regelkriterien für die Pulsbreiten-Modulationen verwendet. Der Eingangsstrom des Vor-Reglers wird durch einen induktiven Stromkonverter bzw. Stromwandler detektiert.

[0008] Induktive Ladevorrichtungen für mobile Funktelefone wurden ebenfalls geoffenbart. Beispielsweise hat die Literaturstelle GB 2291 291A eine nicht kontaktierende Batterieladevorrichtung zum Liefern von elektrischer Energie bzw. Leistung von einer Ladeeinheit ohne direkten Kontakt zu einer Akkumulatorbatterie in einem Funktelefon offenbart. Eine Ladeeinheit umfaßt eine primäre bzw. Primär-spule, einen Oszillator bzw. Schwingkreis zum Liefern von AC-Leistung zu der Spule und einen Oszilla-torsteuer- bzw. -regelabschnitt, welcher mit Mitteln zum Ein- und Ausschalten der Energie verbunden ist, welche dem Oszillator zugeführt wird. Das Funktele-

fon beinhaltet Schaltkreise zum Erzeugen eines Halt-signals, welches die Zufuhr von AC-Energie bzw. -Leistung automatisch über eine optische Verbindung durch einen ankommenden Anruf oder durch Betäti-gung von Tasten der Telefontastatur anhält. Dies eli-miniert die Anziehungskraft, welche durch elektromag-netische Induktion zwischen dem Funktelefon und dem Lader bzw. der Ladeeinrichtung verursacht wird, um ein leichtes Entfernen bzw. Entnehmen des Tele-fons von dem Lader zu ermöglichen. In einer beson-deren Ausführungsform der bekannten Lösung schaltet ein Kontaktschalter, welcher in einer Vertie-fung der Ladeeinrichtung angeordnet ist, die Lade-einrichtung ein, um das Funktelefon, wenn die Lade-einrichtung plaziert bzw. angeordnet ist.

[0009] Die Literaturstelle US-A-5 428 521 offenbart eine Ladeeinheit, welche induktiv elektrische Leis-tung bzw. Energie mittels eines Wechselmagnetfelds von wenigstens einer Primärwicklung zu wenigstens einer Sekundärwicklung in einer mobilen Einheit überträgt. Das Wechselmagnetfeld wird durch einen selbst-oszillierenden Gegentaktoszillator erzeugt, welcher Schalter beinhaltet.

[0010] Ladevorrichtungen des Standes der Technik übertragen nur eine niedrige bzw. geringe elektrische Ladeleistung bzw. Energie zu dem Funktelefon, das für Schnellladungen unzureichend ist, obwohl die Vor-richtungen voluminöse primäre und sekundäre Wick-lungen beinhalten. Zusätzlich weisen diese bekann-teten Ladevorrichtungen einen hohen Energiebedarf bzw. -verbrauch und eine intensive, magnetische Störstrahlung in bezug zu der übertragenen Leistung auf.

[0011] Die Betriebsart einer Ladevorrichtung mit ho-her Leistungsübertragung erzeugt ein großes Pro-blem für eine betriebliche Zuverlässigkeit, wenn die Vorrichtung nicht automatisch in einen Bereitschafts-modus mit niedriger Leistung schaltet.

[0012] Auch in dem Nicht-Ladezustand, d. h. wenn eine Ladesteuerung bzw. -regelung in der mobilen Einheit den Ladevorgang beendet hat, oder wenn die mobile Einheit von der Ladeeinheit entnommen wurde, benötigt die Ladeeinheit einen beträchtlichen Be-trag an Leistung, so daß bei fortgesetztem Betrieb zusätzliche Maßnahmen für ein fortgesetztes zuver-lässiges Ableiten von Leistung notwendig sind. Darü-ber hinaus können Fremdkörper, welche elektrisch und/oder magnetisch leitfähig sind und durch Zufall in das Wechselfeld gelangen, beispielsweise Münzen, metallisches Bürozubehör und dgl., eine Menge an Energie von dem Wechselfeld absorbieren, sich in-tensiv aufgrund induktiv erzeugter Kurzschlußströme und Wirbelströme aufheizen, und stellen eine Gefahr für die Umgebung dar. Sogar ein Mobiltelefon oder eine andere Vorrichtung, welche nicht zur induktiven Energieübertragung ausgestattet ist, kann unbeab-

sichtigt in den Bereich des Wechselfelds gelangen und möglicherweise sogar aufgrund einer fortgesetzten induktiven Aufheizung beschädigt werden. Andererseits können durch ein Verschieben der Resonanzbedingung die Fremdkörper beträchtlich den Leistungsverbrauch der Ladevorrichtung erhöhen, so daß sie zerstört wird, wenn es eine unzureichende Hitzeabfuhr gibt.

[0013] Bekannte Resonanzkonverter weisen teure Steuer- bzw. Regelschaltkreise mit zusätzlichen induktiven Komponenten auf, um präzise die Schalter in dem Last- bzw. Ladebereich von Nicht-Laden auf Voll-Laden zu steuern bzw. regeln. Darüber hinaus sind die bekannten Resonanzkonverter nur unzureichend mit Steuer- bzw. Regelmitteln ausgestattet, welche eine primärseitige Detektion bzw. Erfassung von und Reaktion auf Veränderungen in der Last mittels der sekundären erlauben, z. B. das Entfernen der mobilen Einheit, nachdem das Laden der Batterien beendet ist.

[0014] Die Erfindung stellt eine Vorrichtung zum Laden von Batterien gemäß Anspruch 1 und eine mobile Einheit gemäß Anspruch 11 zur Verfügung.

[0015] Der Gegenstand der Erfindung ist, eine Ladevorrichtung des zuvor beschriebenen Typs mit einem extrem kompakten Design herzustellen, in welcher ein DC-Wandler, welcher mit einfachen Mitteln konstruiert ist, minimale Energieverluste und minimale elektromagnetische Störstrahlung bzw. -emission im Ladebereich von Nicht-Laden zu Voll-Laden aufweist. Darüber hinaus sollte im Fall eines Nicht-Lade-Betriebs oder wenn ein Fremdkörper das Magnetfeld beeinflußt, die Ladeeinheit in einen Bereitschaftsmodus niedriger Leistung zurückschalten.

[0016] Um den Gegenstand zu erreichen, basiert die Erfindung auf einer Ladevorrichtung, in welcher eine Ladeeinheit Leistung zu einer mobilen Einheit unter Verwendung eines Wechselstromfelds überträgt. Gemäß der Erfindung wird das Wechselstromfeld durch die Primärwicklungen eines selbstoszillierenden Gegentaktoszillators mit getrennten Resonanzschaltkreisen bzw. Resonanzkreisen in jedem Gegentaktzweig erzeugt. Schalter sind in den Gegentaktzweigen angeordnet, welche durch eine positive Rückkopplung von dem gegenüberliegenden Gegentaktzweig getriggert bzw. ausgelöst werden.

[0017] Zusätzlich zu der Schaltkreiskapazität beinhaltet jeder Resonanzkreis die Induktivität einer Primärwicklung W1 oder W2, welche, wenn eine mobile Einheit MU nahe gebracht wird, mit einem Koppelfaktor k mit der jeweils gegenüberliegenden Sekundärwicklung W3 oder W4 gekoppelt ist, wobei vorzugsweise die Gleichung $0,2 \leq k \leq 0,6$ gilt. Gemäß der Erfindung sind die Primärwicklungen in der Ladeeinheit tatsächlich mit einem gemeinsamen Kern ver-

bunden, sind jedoch räumlich getrennt voneinander angeordnet, so daß jede ein Wechselstromfeld in einem unterschiedlichen räumlichen Bereich erzeugt, welcher getrennt beeinflußt sein bzw. werden kann.

[0018] Ein selbst-oszillierender Konverter bzw. Wandler hat den Vorteil, daß die Zeitgebung der Schalter präzise durch den momentanen Frequenzwert der primären Resonanzschaltkreise ohne teure Steuer- bzw. Regelmittel bestimmt ist bzw. wird.

[0019] Begründet durch getrennt angeordnete Primärwicklungen reagieren die Oszillationsschaltkreise der Gegentaktzweige unabhängig voneinander auf ungleiche Lasten der räumlichen Regionen bzw. Bereiche des magnetischen Wechselfeldes. Dies hat den Vorteil, daß in den Schaltkreis gemäß der Erfindung elektrische Betriebswerte vorhanden sind, welche in den Gegentaktzweigen abhängig von der Last unterschiedlich sind. Insbesondere sind diese Werte die Spannung durch die Schalter und der Arbeitsstrom von jedem Gegentaktzweig. In Verbindung mit diesen Arbeits- bzw. Betriebswerten können die Lasttypen in dem sekundären Teil des Wechselstromfelds, wie beispielsweise Vollast, keine Last, und unrichtige Last aufgrund eines Fremdkörpers, in der Ladeeinheit detektiert werden und entsprechende Maßnahmen können automatisch ausgelöst werden, wie beispielsweise die Reduktion oder das Abschalten der Energiezufuhr.

[0020] Die Erfindung wird unten in Verbindung mit einer beispielhaften Ausführungsform erklärt. Insbesondere zeigen die entsprechenden Zeichnungen das Folgende:

[0021] [Fig. 1](#) zeigt das Prinzip zum Übertragen von Ladeenergie bzw. -leistung gemäß der Erfindung von einer Ladeeinheit zu einer mobilen elektrischen Einheit,

[0022] [Fig. 2a](#) zeigt die primäre Schaltanordnung des Resonanzkonverters in der Ladeeinheit,

[0023] [Fig. 2b](#) zeigt eine bevorzugte Ausführungsform der sekundären Schaltkreisanordnung des Resonanzkonverters in der mobilen elektrischen Einheit,

[0024] [Fig. 3](#) zeigt die primäre Schaltkreisanordnung des Resonanzkonverters in der Ladeeinheit, verbunden mit einem Steuer- bzw. Regelschaltkreis zum Detektieren des Nicht-Ladebetriebs und von ungleichen Lasten des Wechselstromfelds,

[0025] [Fig. 4](#) zeigt eine beispielhafte Ausführungsform für einen ersten Komparator bzw. Vergleicher zum Detektieren einer ungleichen Last der primären Resonanzkreise in der Ladeeinheit,

[0026] **Fig. 5** zeigt eine beispielhafte Ausführungsform für einen zweiten Komparator zum Detektieren einer ungleichen Last der primären Resonanzschaltkreise bzw. Resonanzkreise in der Ladeeinheit.

[0027] **Fig. 1** zeigt eine Ladeeinheit CU zum Laden einer Akkumulatorbatterie B in einer mobilen elektrischen Einheit MU, welche in dem gegenwärtigen Beispiel ein Mobiltelefon ist. In der Ladeeinheit CU liefert eine Stromversorgung bzw. ein Netzgerät P5 eine Eingangs-DC-Spannung U_{IN} für einen Gegentaktoszillator, wobei jeder Serienschaltkreis aus einer primären bzw. Primärwicklung W1 oder W2 und Schaltern Q1 und Q2 in den Gegentaktzweigen besteht. Ein Steuer- bzw. Regelschaltkreis SC, welcher einerseits die Spannungen U_{D1} , U_{D2} durch die Schalter Q1, Q2 bewertet, und andererseits Spannungsabfälle an Impedanzen bzw. Scheinwiderständen R1, R2 in jedem der Gegentaktzweigen abhängig vom Arbeitsstrom I_{IN} bewertet, erzeugt bzw. generiert eine Steuer- bzw. Regelspannung U_C für einen Steuer- bzw. Regeleingangsanschluß CIN des Netzteils PS.

[0028] Für eine durch ein öffentliches Netzwerk betriebene Ladeeinheit CU ist beispielsweise das Netzteil PS ein konventioneller AC/DC-schaltender Konverter, welcher die öffentliche Netzspannung AC in eine eingegebene bzw. Eingangs-DC-Spannung U_{IN} konvertiert bzw. umwandelt, und weist einen Steuer- bzw. Regeleingangsanschluß CIN zum Abschalten der Eingangs-DC-Spannung U_{IN} auf. Der Eingang CIN ist vorteilhafterweise in einem konventionellen Schaltkreis zum Steuern bzw. Regeln des schaltenden Konverters angeordnet.

[0029] Wenn die Ladeeinheit CU zur Verwendung in einem Motorfahrzeug vorgesehen ist, dann wird der AC/DC-Schaltkonverter durch einen einfachen elektronischen Ein/Aus-Schalter zum Unterbrechen der Betriebs- bzw. Arbeitsstromversorgung versetzt.

[0030] Gemäß einer anderen Ausführungsform der Erfindung kann die Steuer- bzw. Regelspannung U_C auch zur Stummschaltung bzw. Rauschunterdrückung des Gegentaktoszillator verwendet werden.

[0031] Die Primärwicklungen W1, W2 erzeugen das für die Energieübertragung erforderliche Wechselmagnetfeld und sind vorteilhafterweise mit den Armdenen eines U-förmigen Ferritkerns F1 verbunden, welcher nahe unter der Oberfläche des Gehäuses der Ladeeinheit CU angeordnet ist.

[0032] Die sekundärseitige Schaltanordnung in der mobilen Einheit MU, welche in **Fig. 1** dargestellt und nachfolgend beschrieben ist, ist als ein illustrierendes Beispiel gegeben, welches nicht Teil der Erfindung ist.

[0033] Zusätzlich zu dem konventionellen Mobiltele-

fonteil RT und der Akkumulatorbatterie B ist für jeden Gegentaktzweig eine Sekundärwicklung W3 oder W4 in dem Gehäuse der mobilen Einheit MU beinhaltet, und in dem Beispiel sind diese Sekundärwicklungen W3, W4 parallel zu einer zusätzlichen Schaltungs Kapazität C8 angeordnet und bilden mit ihr einen sekundären Resonanzkreis. Im Interesse einer maximalen Energieübertragung zu der mobilen Einheit MU sollte die Resonanzfrequenz des Resonanzkreises C8, W3, W4 nahe bei der Oszillationsfrequenz des Gegentaktoszillators liegen. Als ein Ergebnis hat, wenn es dort einen hohen Kopplungsfaktor k gibt, die sekundärseitige Resonanz nur einen leichten bzw. geringen Einfluß auf die Leistungs- bzw. Energieübertragung. In diesem Fall ist es vorteilhaft, die Schaltkreiskapazität C8 in bezug auf die Unterdrückung von RF-Störungen bzw. RF-Interferenzen zu optimieren, welche an dem Gleichrichter D3 erzeugt werden.

[0034] In dem anderen Fall ist es für die Vermeidung einer hohen sekundären Keine-Last-Spannung vorteilhaft, den Wert der Schaltkreiskapazität C8 niedriger auszuwählen, als er für die Resonanzbedingung benötigt wird. Als ein Resultat wird einerseits an der sekundären Seite eine Spannungsbegrenzung bei niedriger bzw. Niedriglast erzeugt, während, wenn es eine hohe Last gibt und im Fall eines Kurzschlusses eine Strombegrenzung in Verbindung der erwähnten Kopplung stattfindet.

[0035] Die Sekundärwicklungen W3, W4 analog zu den Primärwicklungen W1, W2 sind in vorteilhafter Weise an den Armdenen eines zweiten U-förmigen Ferritkerns F2 angeordnet, welcher nahe unter der Oberfläche des Gehäuses der mobilen Einheit MU angeordnet ist. Es ist wichtig für die Funktion der Ladevorrichtung, daß die Sekundärwicklungen W3, W4 gleichmäßig die Primärwicklungen W1, W2 laden bzw. belasten. Ein durchschnittlicher Kopplungsfaktor k von bis zu ungefähr 0,40, zusammen mit den Daten des Resonanzkreises C8, W3, W4 erlaubt eine günstige sekundärseitige Strombegrenzung, so daß keine Leistung in der mobilen Einheit MU dafür konvertiert werden muß.

[0036] Um eine korrekte Annäherung in der mobilen Einheit MU zu der Ladeeinheit CU und somit eine optimale magnetische Kopplung zu ermöglichen, weist das Gehäuse der Ladeeinheit CU eine mechanische Führung FK und/oder Halterung auf, welche an die Form bzw. Gestalt der mobilen Einheit MU adaptiert ist.

[0037] Die Anordnung von Wicklungen an den Armdenen von U-förmigen Ferritkernen F1, F2 einerseits hat den Vorteil, daß für die effektive Leistungsübertragung die hinteren, magnetischen Flüsse bzw. Induktionsflüsse der Primärwicklungen W1, W2 und der Sekundärwicklungen W3, W4 geschlossen sind. Als ein Ergebnis machen die U-förmigen Ferritkerne

ein extrem flaches Design eines Mobiltelefons möglich. Andererseits erfordert die lokale bzw. örtliche Trennung bzw. Abgrenzung der Primärwicklungen W1, W2, daß nur eine mobile Einheit MU, welche einen entsprechenden Resonanzkreis C8, W3, W4 mit Sekundärwicklungen W3, W4 in derselben Anordnung wie die Ladeeinheit CU aufweist, die volle Energieiemenge aus dem Wechselfeld ziehen kann. In dem anderen Fall ändern sich die Resonanzbedingungen der Schaltkreise in den Gegentaktzweigen an der Sekundärseite, welches einen Einfluß auf die Spannung durch die Schalter und den Arbeitsstrom von jedem Gegentaktzweig hat.

[0038] Die Kopplung der Last mit dem sekundärseitigen Resonanzkreis C8, W3, W4 wird durch einen Ladegleichrichter D3 ausgeführt, welcher in diesem Fall ein Brückengleichrichter ist. Durch einen Ladekondensator C9 liefert dieser Ladegleichrichter D3 die Ladeausgangsspannung U_{OUT} für die Akkumulatorbatterie bzw. den Akkumulator B. Ein Lade- bzw. Ladungsteuer- bzw. Regelschaltkreis CC kann zwischen dem Ladegleichrichter D3 und der Akkumulatorbatterie B verbunden bzw. angeschlossen sein, und dieser Steuer- bzw. Regelschaltkreis CC unterbricht die Stromversorgung bzw. Leistungszufuhr zu der Akkumulatorbatterie B, wenn sie vollständig geladen ist. Auf diese Weise wird der Gegentaktoszillator vom Vollastbetrieb in Nichtlastbetrieb sogar ohne ein Entfernen der mobilen Einheit MU geschaltet.

[0039] Die Schaltanordnung des DC-Wandlers basiert auf einem an sich bekannten selbst-oszillierenden Gegentaktoszillator, in welchem in dem derzeitigen Beispiel die Schalter Q1, Q2 mit positiver Rückkopplung durch kapazitive Spannungsteiler C1, C3 oder C2, C4 von dem gegenüberliegenden Gegentaktzweig verbunden sind.

[0040] Fig. 2a zeigt den Schaltkreis des Gegentaktoszillators gemäß der Erfindung. Im Grunde genommen kann die positive Rückkopplung auch induktiv erfolgen, beispielsweise mittels einer Kopplungswicklung, welche an jedem der Armenden des gegenüberliegenden Gegentaktzweigs festgelegt ist. Im Gegensatz zu bekannten selbst-oszillierenden Gegentaktoszillatoren mit einem parallelen Oszillations-Schaltkreis, welcher aus einer Schaltungskapazität und einer Schaltungsinduktivität mit einem Mittelabgriff besteht, beinhaltet der Gegentaktoszillator, welcher in der Erfindung verwendet wird, zwei getrennte Serienschwingkreise W1, C1, C3 und W2, C2, C4, welche parallel zu der Eingangs-DC-Spannung U_{IN} angeordnet sind. Die Schaltkreis- bzw. Schaltungs-kapazitäten der Gegentaktzweige sind jede als kapazitive Spannungsteiler oder C2, C4 ausgeführt, und sind parallel zu dem Schalter Q1 oder Q2 angeordnet. Die Schaltkreis- bzw. Schaltungsinduktivität ist in Serie damit angeordnet und ist aufgrund des großen Luftspalts und vorwiegend durch die Induktivität der

Primärwicklung W1 oder W2 gebildet. Die Impedanzen bzw. Scheinwiderstände R1 und R2, welche vorteilhafter Ohm'sche Widerstände mit Widerstands-werten von bis zu einigen Ohm sind, sind in Serie zu der Primärwicklung W1 oder W2 angeordnet, in dem vorliegenden Fall an der Eingangs-DC-Spannung U_{IN} . Um hochfrequente Ströme zu filtern und insbesondere die Leistungsversorgung PS davon zu entladen, sind diese Ohm'schen Widerstände mit den Kondensatoren C5 und C6 verbunden, deren Kapazität viel größer ist als die effektive Kapazität des kapazitiven Spannungsteilers C1, C3 oder C2, C4, und diese Kondensatoren weisen deshalb nur einen sehr leichten Einfluß auf das Resonanzverhalten der primären Resonanzkreise auf.

[0041] In dem gegenwärtigen Beispiel sind die Schalter Q1, Q2 MOSFETS vom Anreicherungstyp, welche eine Gate-Source-Schwellwertspannung bzw. Steuerelektroden-Quellenelektroden-Schwellwertspannung von ungefähr 4 V erfordern, um einzuschalten bzw. durchzuschalten. Als ein Ergebnis können die Arbeitspunkte in den Schaltern Q1, Q2 auf einfache Weise eingestellt werden, nämlich mittels eines Dimensionierens der kapazitiven Spannungsteiler C1, C3 oder C2, C4 und der Widerstände R3 bis R6, so daß, nachdem ein Schalter ausgeschaltet ist bzw. wird, eine Spannung U_{D1} , U_{D2} zuerst durch die Schaltungsinduktivität wegen dieses Abschaltens bzw. Sperren des Schalters aufgebaut werden muß, bevor der gegenüberliegende Schalter einschaltet bzw. durchschaltet. Mit anderen Worten schließt nach dem Öffnen eines ersten Schalters der zweite nur, wenn die Spannung an dem Ausgang des kapazitiven Spannungsteilers, durch den ersten Schalter, die Gate-Source-Schwellwertspannung übersteigt.

[0042] Als ein Ergebnis ist in allen Lastfällen zuverlässig verhindert, daß beim Umschalten beide Schalter leitend sind.

[0043] Andererseits bleibt jeder Schalter geschlossen, so lange die Spannung am Ausgang des kapazitiven Spannungsteilers von dem anderen Gegentaktzweig die Gate-Source-Schwellwertspannung übersteigt. Wenn beispielsweise aufgrund eines Anstiegs in der Last auf der Sekundärseite und dem resultierenden Anstieg in der Resonanzfrequenz die Wiederaufladezeiten an dem offenen Schalter verkürzt sind bzw. werden, dann bleibt der andere für eine entsprechend kürzere Zeit geschlossen. Auf diese Weise bleiben, sogar wenn es ungleiche Lasten auf den Primärwicklungen W1, W2 gibt, die Schaltzeiten der Schalter immer als eine Funktion der Lastbedingungen exakt eingestellt.

[0044] Dies ist besonders wichtig, da in bezug auf Resonanzkonverter mit konventionellen Transmittern größere Frequenzwechsel auftreten. Wenn die mobi-

le Einheit MU vollständig entfernt wird, dann ist die Resonanzfrequenz am höchsten, da der Einfluß von dem sekundären Teil des magnetischen Kreises nicht vorhanden ist. Die Resonanzfrequenz ist am niedrigsten, wenn die mobile Einheit MU gekoppelt ist und der Akkumulator B geladen wird. Wenn die Akkumulatorbatterie B nicht geladen wird, liegt die Resonanzfrequenz zwischen diesen.

[0045] Die Widerstände R3 und R4 unterstützen eine zuverlässige Oszillation bzw. Schwingung des oszillierenden Schaltkreises bzw. Schwingkreises und können auch im tatsächlichen Gebrauch wegge lassen werden, wenn das Netzteil PS eine niedrige, intrinsische Impedanz aufweist und wenn es ein entsprechendes Dimensionieren der Schaltkreiskomponenten gibt, so daß ein rasches Laden des kapazitiven Spannungsteilers C1, C3 oder C2, C4 auftritt.

[0046] Da der selbst-oszillierende Gegentaktoszillator in keinem Fall zusätzliche Treiber benötigt, um die Schalter Q1, Q2 und die parasitären Kapazitäten zu steuern bzw. regeln, insbesondere die relativ große Gate-Source-Kapazität der Schalter Q1, Q2 parallel zu den Kondensatoren C1, C3 und C2, C4 der Schaltkapazitäten angeordnet ist, können diese ohne Widerstandsverluste im Vergleich zu bekannten Ausführungsformen wieder aufgeladen werden, in welchen eine Steuerung bzw. Regelung durch Ohm'sche Widerstände ausgeführt wird.

[0047] Der Gegentaktoszillator weist deshalb nur einen sehr geringen internen Verlust auf und kann leicht eine Hochfrequenzleistung von mehreren Watt mit einer Schaltfrequenz von über 500 Kilohertz übertragen, um die mobile Einheit MU zu laden.

[0048] [Fig. 2b](#) zeigt die sekundärseitige Schaltanordnung in der mobilen Einheit MU gemäß der Erfindung. Im Gegensatz zu dem Beispiel der ersten sekundärseitigen Schaltanordnung, welche in [Fig. 1](#) gezeigt wird, sind die sekundärseitigen Wicklungen W3, W4 in Serie verbunden bzw. angeschlossen. Jede der Wicklungen W3, W4 ist parallel zu einer eigenen Schaltungskapazität C8.1 oder C8.2 angeordnet und bildet einen getrennten sekundären Resonanzkreis. Die Resonanzfrequenz von beiden Resonanzkreisen C8.1, W3 und C8.2, W4 sollte ein wenig über der Oszillationsfrequenz des Gegentaktoszillators sein, wenigstens wenn das Ladegerät im Vollast-Modus arbeitet. Jeder Resonanzkreis C8.1, W3 oder C8.2, W4 ist gesondert mit einer Ladegleichrichterdiode D3.1 oder D3.2 verbunden, um eine bekannte Zweiweg-Gleichrichtung zu erzeugen.

[0049] Die leitenden bzw. leitfähigen Richtungen der Ladegleichrichterdioden D3.1 und D3.2 sind auf solche Weise angeordnet, daß nur diese Gleichrichterdiode D3.1 und D3.2 einen Vorwärtsstrom I3 oder I4 augenblicklich bzw. kurzzeitig über die entspre-

chende Sekundärwicklung W3 oder W4 führt, welche gegenüber jener Primärwicklung W1 oder W2 angeordnet ist, welche den leitenden Zustand eine kurze Zeit vorher verlassen hat. Das bedeutet beispielsweise, wenn der Schalter Q1 eingeschaltet bzw. durchgeschaltet ist bzw. wird und die Primärwicklung W1 führt einen Schaltstrom I1, dann ist die Gleichrichterdiode D3.1 blockiert. Aber wenn der Schalter Q1 blockiert, wird die Energie des Magnetfelds in elektrische Energie transformiert und lädt die primären Schaltungskapazitäten C1, C3 und die sekundäre Schaltungskapazität C8.1. Wenn die Spannungsamplitude über die sekundäre Schaltungskapazität C8.1 die Spannung den Ladekondensator C9 übersteigt, dann führt Gleichrichterdiode D3.1 einen Vorwärtsstrom I3 durch die Sekundärwicklung W3, um den Ladekondensator 9 zu laden. Eine kurze Zeit, nachdem Q1 eingeschaltet bzw. durchgeschaltet ist und der Schalter Q2 ausgeschaltet ist bzw. sperrt, leitet die Sekundärwicklung W4. Die bevorzugte Ausführungsform der sekundärseitigen Schaltungsanordnung resultiert einerseits mehr auf den magnetischen Fluß zwischen der Primärwicklung W1 oder W2 gerichtet und der entsprechenden Sekundärwicklung W3, W4, welche kurzzeitig bzw. momentan Strom führen. Andererseits jene gegenüberliegenden Wicklungen, welche augenblicklich bzw. kurzzeitig überhaupt keinen Strom führen, die Resonanz der beiden leistungsübertragenden Resonanzkreise nicht. Der Kopplungsfaktor zwischen der Primärwicklung und der Sekundärwicklung nimmt zu.

[0050] Die Ausführungsform gemäß [Fig. 2b](#) bewirkt eine Verbesserung einer Effizienz einer Leistungsübertragung zu der mobilen Einheit MU und eine bessere Stabilität der ausgegebenen bzw. Ausgangsspannung abhängig von der sekundären Last. Die Lösung zeigt die beste Transmissions- bzw. Übertragungseffizienz, wenn die Resonanzfrequenz von beiden Resonanzkreisen C8.1, W3 und C8.2, W4 nahe der Oszillationsfrequenz des Gegentaktoszillators liegt, wenigstens wenn das Ladegerät im Vollast-Modus arbeitet.

[0051] [Fig. 3](#) zeigt eine andere besonders vorteilhafte Ausführungsform der Erfindung. Entsprechend der Ausführung bzw. dem Entwurf der Erfindung ist der Primärschaltkreis des Resonanzkonverters in der Ladeeinheit CU mit den Steuer- bzw. Regelschaltkreisen SC verbunden. Dieser Steuer- bzw. Regelschaltkreis ist gedacht, um aus der Last zu detektieren, ob entweder die mobile Einheit MU nicht gekoppelt ist oder die mobile Einheit MU gekoppelt ist und die Akkumulatorbatterie B geladen wird oder eine ungleiche Belastung des Wechselmagnetfelds aufgrund von Fremdkörpern besteht. Es wird dabei angenommen, daß Fremdkörper im allgemeinen die räumlichen Bereiche der Primärwicklungen W1, W2 ungleich beeinflussen. Die Oberfläche der Ladeeinheit CU kann entsprechend geformt sein, um dies zu

realisieren bzw. verwirklichen. Ein ungleicher Einfluß bringt einerseits die Dauer der Wiederaufladezeiten an den jeweils offenen Schaltern Q1, Q2 aus dem Gleichgewicht. In diesem Fall sind die Amplituden der Spannungen U_{D1} , U_{D2} an den offenen Schaltern Q1, Q2 ungleich. Andererseits rufen Unterschiede in der Leistung, welche von den primären Resonanzkreisen gezogen wird, ebenfalls abschätzbare Abweichungen der Arbeitsströme I1, I2 in den Gegentaktzweigen hervor.

[0052] Folglich beinhaltet der Steuer- bzw. Regelschaltkreis SC einen Komparator bzw. Vergleicher COMP 1 zum Vergleichen von Spitzenspannungswerten der schaltenden bzw. Schaltspannungen U_{D1} , U_{D2} . Da die Schaltspannungen U_{D1} , U_{D2} im Gegentaktmodus auftreten, ist ein Vergleich nur möglich, wenn die Niveau- bzw. Pegel spitzen durch Spitzenvorwandler PV1, PV2 oder ähnliche Speichervorrichtungen gehalten werden. Der Komparator COMP 1 ist ein Differenzverstärker, dessen Ausgangsschaltkreis so ausgeführt ist, daß das Vergleichsresultat immer als ein Absolutwert aufscheint. Dies wird beispielsweise mit einem Schaltkreis erzielt, welcher in **Fig. 4** gezeigt ist. Die Spitzenvorwandler PV1, PV2 beinhalten Ladekondensatoren, welche durch Dioden D6, D7 aufgeladen werden. Als ein Ergebnis der Induktionsspannung sind die Spitzenspannungen über der Eingangs-DC-Spannung U_{IN} , bei ungefähr 40 V in dem vorliegenden Beispiel. Der Vergleich wird mit den Transistoren Q3, Q4 ausgeführt, welche gemeinsam mit den Emitterwiderständen R9, R10 und dem gemeinsamen Kollektorwiderstand R11 einen Differenzverstärker bilden, welcher eine DC-Spannung U_{A1} an dem Kollektorwiderstand R11 erzeugt, wenn es eine Ungleichheit der Spitzenspannungen gibt. Um Überspannungen an den Transistorelektroden zu verhindern, können die Emitterwiderstände R9, R10 als Basisspannungsteiler mit zusätzlichen Widerständen ausgeführt sein, welche mit gestrichelten Linien dargestellt sind. Die Transistoren Q3, Q4 sind kreuzweise mit negativer Rückkopplung bzw. negativem Feedback verbunden, so daß beide Transistoren blockiert sind und die Ausgangsspannung $U_{A1} = 0$, wenn die Spitzenspannungen gleich sind oder sich nur leicht von einander unterscheiden. Jedoch wird, wenn die Spitzenspannungen ungleich sind, was vorkommt, wenn es eine ungleiche Last als Ergebnis eines Fremdkörpers gegen die Primärspulen W1, W2 gibt, dann einer der Transistoren Q3, Q4 leitend und an dem Kollektorwiderstand R11 ist die Ausgangsspannung U_{A1} größer als 0. Wenn die Ausgangsspannung U_{A1} einen Referenz- bzw. Bezugswert U_{REF2} übersteigt, dann schließt ein selbsthaltender Kipp- bzw. Wechselschalter LA, welcher durch eine Entkopplungsdiode 5 verbunden ist. Dies schaltet die Eingangs-DC-Spannung U_{IN} für eine Blockierzeitdauer bzw. Blockierperiode T1 mittels des Eingangs CIN zu dem Netzteil PS ab.

[0053] Nachdem die Blockierperiode T1 abläuft,

was von der Energiereserve des blockierenden bzw. Blockierschalters LA abhängt, welcher eine interne Kapazität speichert, öffnet der Schalter LA und das Netzteil PS schaltet die Eingangs-DC-Spannung U_{IN} wieder ein. Als ein Ergebnis beginnt der Gegentaktoszillatoren zu oszillieren bzw. zu schwingen.

[0054] Wenn die Ungleichheit der Last in der Zwischenzeit nicht neutralisiert wurde, dann erzeugt bzw. generiert der Komparator COMP 1 noch einmal eine Ausgangsspannung $U_{A1} > 0$ und der Eingang CIN schaltet noch einmal die Eingangs DC-Spannung U_{IN} nach einem Intervall T2 ab.

[0055] Wenn der Steuer- bzw. Regelschaltkreis auf eine solche Weise dimensioniert ist, daß $T1 > T2$, dann kann ein Standby- bzw. Bereitschaftsmodus mit niedriger Leistung unter Verwendung einfacher Mittel realisiert werden.

[0056] Der Steuer- bzw. Regelschaltkreis SC weist einen Komparator COMP 2 zum Auswerten von Unterschieden in der gezogenen bzw. entnommenen Leistung auf. Wie in **Fig. 3** gezeigt wird, mißt dieser die Spannungen, welche die Arbeitsströme I1, I2 der Gegentaktzweige über die Impedanzen bzw. Scheinwiderstände R1, R2 erzeugen, und ist ebenfalls ein Differenzverstärker. Der Ausgangsschaltkreis ist auch so ausgeführt, daß das Vergleichsresultat immer als ein Absolutwert aufscheint. **Fig. 5** zeigt eine mögliche Ausführungsform für den Komparator. Die Schaltungsanordnung ist ähnlich zu jener in **Fig. 4**. Im Gegensatz zu dem Komparator COMP 1 gibt es zusätzlich zu der beschriebenen Differenzstufe, welche die Transistoren Q5, Q6 und die Emitterwiderstände R14, R15 aufweist, eine zusätzliche Differenzverstärkerstufe A zum Adaptieren der Komparatoreingänge an die Spannungen an den Impedanzen R1, R2.

[0057] Vorteilhafterweise wird die relativ hohe Spannung an den Spitzenvorwandler PV1, PV2 mit Widerständen R12, R13 und einem Ladekondensator gemittelt und wird durch den Komparator COMP 2 als eine Arbeitsspannung für die Differenzstufen bzw. Differenzierstufen Q5, Q6 verwendet. Der Ausgang von dem Komparator COMP 2 ist mit dem Kollektorwiderstand R11 verbunden, wie jener von COMP 1. Als ein Ergebnis wird in der beispielhaften Ausführungsform der Signaladdierer ADD, der in **Fig. 3** gezeigt ist, realisiert. Der Signaladdierer ADD bewirkt, daß die Ausgangsspannung U_{A1} eine Funktion von Ungleichheiten von sowohl den Schaltspannungen U_{D1} , U_{D2} wie auch der Arbeitsströme I1, I2 ist.

[0058] Um den Nicht-Last-Betrieb zu detektieren, werden nur die Arbeitsströme I1, I2 ausgewertet bzw. beurteilt, da diese ein Minimum im Nicht-Last-Betrieb aufweisen. Die Widerstände R7 und R8 mit einer nicht gezeigten Kapazität erzeugen den Mittelwert

der Spannungsabfälle an den Impedanzen bzw. Scheinwiderständen R1, R2. Ein bekannter Komparator COMP 3 vergleicht diesen Mittelwert mit einer Referenzspannung bzw. Bezugsspannung U_{REF1} und erzeugt eine Ausgangsspannung $U_{A2} > 0$, welche den Gegentaktoszillator zurück in den Bereitschaftsmodus mit niedriger Leistung schaltet, wenn die Arbeitsströme I1, I2 unter einem minimalen Wert aufgrund eines Nicht-Last- oder Niedrig-Last-Betriebs liegen. Zu periodischen Zeitintervallen T1 wird ein Test ausgeführt, ob ein gleichmäßiges Belasten der Primärwicklungen in der Zwischenzeit aufgetreten ist.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Laden von Batterien in einer mobilen bzw. beweglichen Einheit (MU), enthaltend eine Ladeeinheit (CU), welche induktiv elektrische Leistung mittels eines Wechselmagnetfelds von zwei Primärwicklungen (W1, W2) auf zwei Sekundärwicklungen (W3, W4) in der beweglichen Einheit (MU) überträgt, wobei das Wechselmagnetfeld durch einen selbst oszillierenden Gegentaktoszillator bzw. Push-Pulloszillator gebildet ist, welcher Schalter (Q1, Q2) enthält, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Schalter reziprok mit einer positiven Rückkopplung verbunden sind und der selbst oszillierende Gegentaktoszillator bzw. Push-Pulloszillator in jedem Gegentaktzweig eine Resonanzschaltung mit der wirksamen bzw. effektiven Induktivität von jeder entsprechenden Primärwicklung (W1, W2) und mit einer Schaltungskapazität (C1, C3, C2, C4) enthält, wobei die Primärwicklungen (W1 und W2) in der Ladeeinheit (CU) räumlich voneinander so getrennt angeordnet sind, daß jede ein Wechselmagnetfeld in einem unterschiedlichen räumlichen Bereich ausbildet und die Sekundärwicklungen (W3, W4) in der beweglichen Einheit (MU) so angeordnet sind, daß jeder räumliche Bereich gleich geladen ist.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schalter (Q1, Q2) jeweils mit einer positiven Rückkopplung über die Schaltungskapazität des gegenüberliegenden bzw. entgegengesetzten Gegentaktzweigs verbunden ist, wobei die Kapazität als ein kapazitiver Spannungsteiler (C1, C3 oder C2, C4) ausgebildet ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß, um eine Nicht-Ladetätigkeit der Ladeeinheit (CU) zu detektieren, Impedanzen (R1, R2) in den Gegentaktzweigen enthalten sind, in welchen Steuer- bzw. Regelspannungen für Steuer- bzw. Regelmittel (R7, R8, COMP 3, LA) als eine Funktion der übertragenen Leistung abfallen, und diese Steuer- bzw. Regelmittel wenigstens den Gegentaktoszillator in einen Niedrigleistungs-Standby bzw. -Wartemodus setzen bzw. einstellen, wenn das Mittel der Steuer- bzw. Regelspannungen, welche den Arbeits- bzw. Betätigungsströmen (I1, I2) in den

Gegentaktzweigen des Gegentaktoszillators entsprechen, unter einem Minimalwert (U_{REF}) liegt.

4. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß um ungleiche Ladungen des Magnetfelds mittels Fremdkörpern zu detektieren, eine Steuer- bzw. Regelschaltung (SC) Ungleichheiten in den elektrischen Betätigungs値 (I1, I2, U_{D1} , U_{D2}) in den Gegentaktzweigen detektiert und wenigstens den Gegentaktoszillator in einen Niedrigleistungs-Standby-Modus umschaltet.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß Spitzenspannungswerte, welche durch Spitzenvwert-Ausbildungseinrichtungen (PV 1, PV 2) von den Umschalt- bzw. Schaltungsspannungen (U_{D1} , U_{D2}) über die Schalter (Q1, Q2) ausgebildet sind, miteinander durch einen ersten Komparator (COMP 1) verglichen werden und daß die Steuer- bzw. Regelschaltung (SC) wenigstens den Gegentaktoszillator in den Niedrigleistungs-Standby-Modus schaltet, solange eine Ungleichheit in den Spitzenswerten vorliegt.

6. Vorrichtung nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß ein zweiter Komparator (COMP 2) die Spannungsabfälle vergleicht, die durch die Betriebsströme (I1, I2) an den Impedanzen (R1, R2) bewirkt sind, und daß die Steuer- bzw. Regelschaltung (SC) wenigstens den Gegentaktoszillator in den Niedrigleistungs-Standby-Modus schaltet, solange dort eine Ungleichheit besteht.

7. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Oberflächen der Ladeeinheit (CU) und der beweglichen Einheit (MU) in dem Bereich des Wechselmagnetfelds so geformt sind, daß nur eine entsprechend geformte mobile Einheit (MU), die nahe zu der Ladeeinheit (CU) gelangt ist, gleichmäßig beide räumlichen Bereiche des Wechselmagnetfelds lädt.

8. Vorrichtung nach Anspruch 3 und/oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Niedrigleistungs-Standby-Modus mittels einer gepulsten Zufuhr des Betriebsstroms ($I_{IN} = I1, I2$) und/oder der Eingangsgleichspannung (U_{IN}) wenigstens des Gegentaktoszillators eingestellt ist.

9. Vorrichtung nach Anspruch 3 und/oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Niedrigleistungs-Standby-Modus mittels eines Dämpfens bzw. Sperrens des Gegentaktoszillators eingestellt ist.

10. Vorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß während der Nichtlade- und/oder Niedriglade-Tätigkeit des Gegentaktoszillators oder wenn ein Fremdkörper ungleichmäßig das Wechselmagnetfeld lädt, ein selbsthaltender Kippschalter (LA) die gepulste Zufuhr des Betriebsstroms ($I_{IN} = I1$,

I2) an wenigstens dem Gegentaktoszillator so ausbildet, daß der Oszillator periodisch für einen Zeitraum (T2) eingeschaltet ist, um eine Kopplung der beweglichen Einheit (MU) für das Ziehen der Ladeenergie zu überprüfen.

11. Mobile Einheit (MU), enthaltend zwei Sekundärwicklungen (W3 und W4) zum induktiven Empfangen elektrischer Leistung mittels des Wechselmagnetfelds von den Primärwicklungen (W1 und W2), welche räumlich getrennt voneinander in der Ladeeinheit (CU) angeordnet sind, nach Anspruch 1, wobei die Sekundärwicklungen (W3 und W4) räumlich voneinander getrennt angeordnet sind und in Serie verbunden bzw. angeschlossen sind, wobei jede der Sekundärwicklungen (W3, W4) parallel zu einer jeweiligen Schaltungskapazität (C8.1 oder C8.2) angeordnet ist und eine entsprechende gesonderte sekundäre Resonanzschaltung ausbildet, wobei jede Resonanzschaltung (C8.1, W3 oder C8.2, W4) gesondert mit einer Ladungsgleichrichterdiode (D3.1 oder D3.2) verbunden ist, wobei die zwei Dioden eine bekannte Zweiweg-Gleichrichtung ausbilden.

12. Mobile Einheit (MU) nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die leitenden Richtungen der Ladungsgleichrichterdioden (D3.1 und D3.2) in einer derartigen Weise angeordnet sind, daß nur jene Gleichrichterdiode (D3.1 und D3.2) einen Vorwärtsstrom (I3 oder I4) momentan über die entsprechende Sekundärwicklung (W3 oder W4) führt, welche entgegengesetzt zu der Primärwicklung (W1 oder W2) angeordnet ist, die in dem leitenden bzw. Leitungsstand einen kurzen Zeitraum davor belassen wurde.

Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

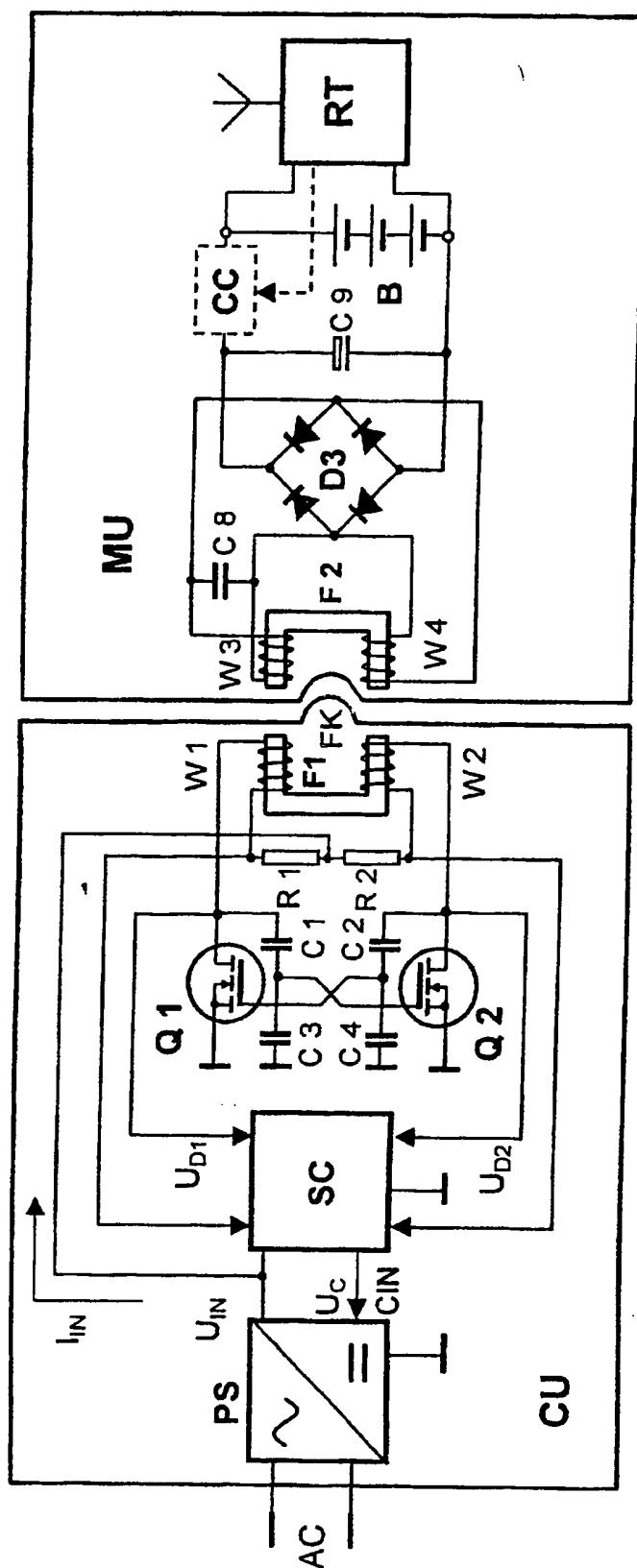


FIG. 1

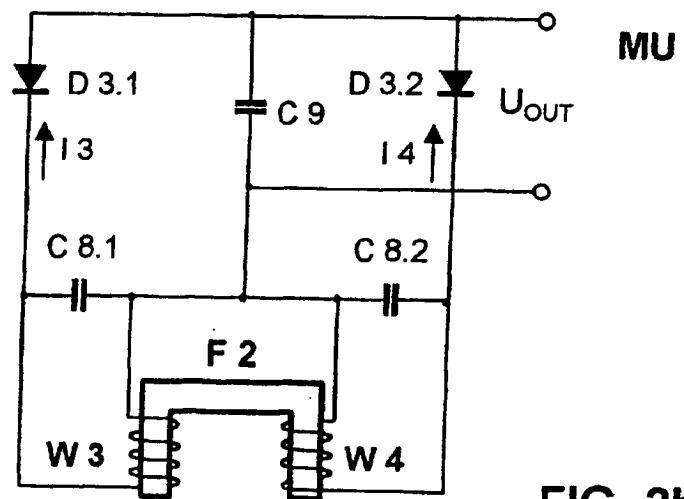


FIG. 2b

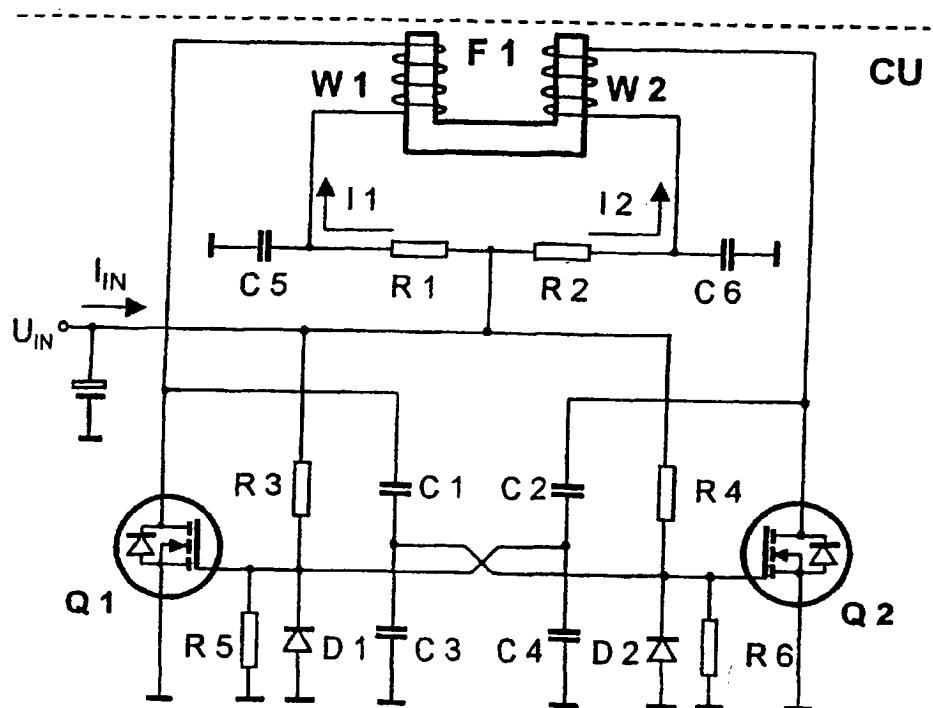


FIG. 2a

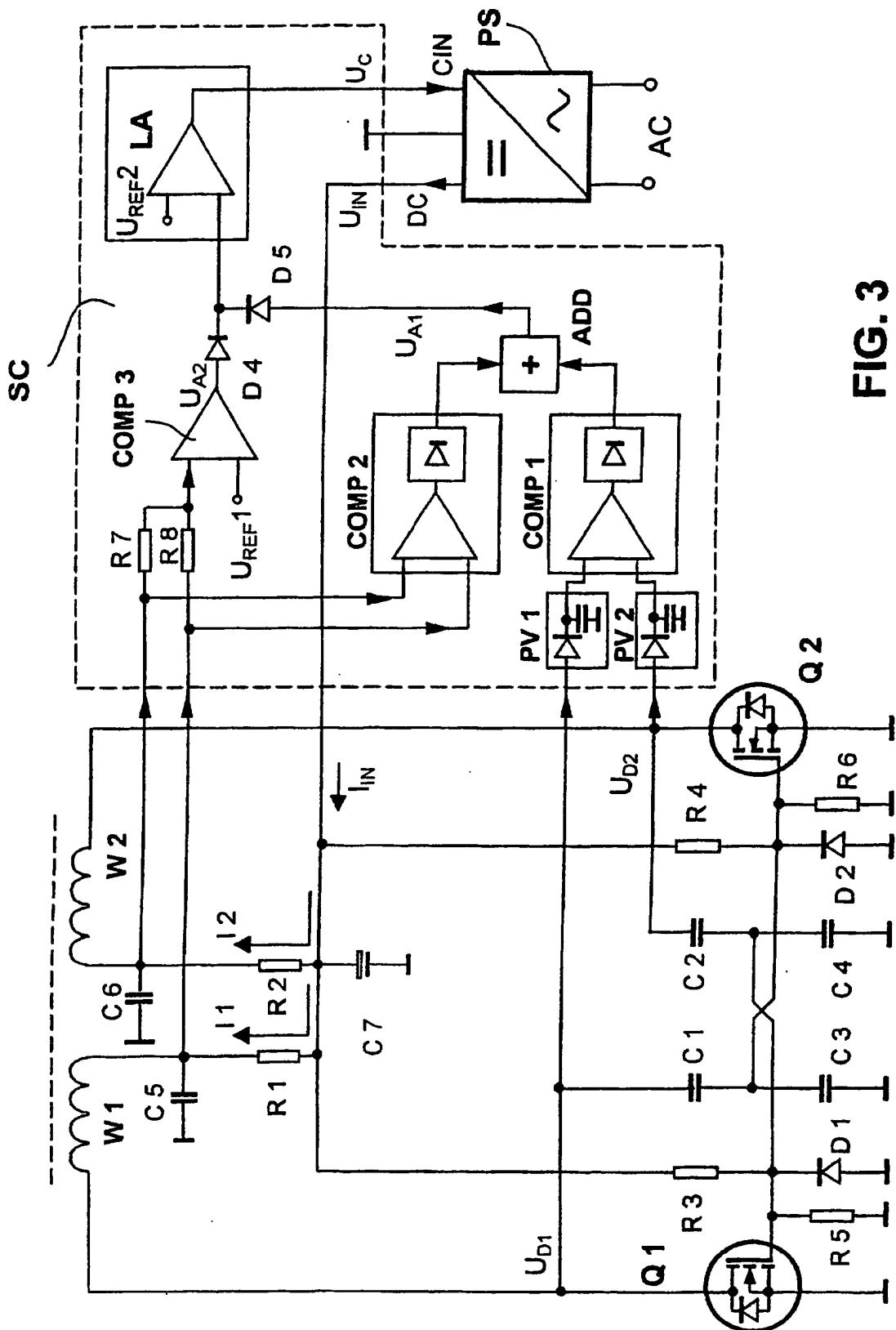


FIG. 3