

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6690609号
(P6690609)

(45) 発行日 令和2年4月28日 (2020.4.28)

(24) 登録日 令和2年4月13日 (2020.4.13)

(51) Int. Cl.	F I
HO 1 Q 7/06 (2006.01)	HO 1 Q 7/06
HO 2 M 7/48 (2007.01)	HO 2 M 7/48 A
HO 3 K 17/687 (2006.01)	HO 3 K 17/687 A

請求項の数 17 (全 32 頁)

(21) 出願番号	特願2017-142059 (P2017-142059)	(73) 特許権者	000006231
(22) 出願日	平成29年7月21日 (2017.7.21)		株式会社村田製作所
(65) 公開番号	特開2018-183028 (P2018-183028A)		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(43) 公開日	平成30年11月15日 (2018.11.15)	(74) 代理人	100101454
審査請求日	令和2年2月10日 (2020.2.10)		弁理士 山田 卓二
(31) 優先権主張番号	特願2017-85696 (P2017-85696)	(74) 代理人	100081422
(32) 優先日	平成29年4月6日 (2017.4.6)		弁理士 田中 光雄
(33) 優先権主張国・地域又は機関	日本国 (JP)	(72) 発明者	黒川 崇
			京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
			株式会社村田製作所内
早期審査対象出願		審査官	岸田 伸太郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 磁界発生回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

一次コイルと二次コイルとを含むトランスと、前記トランスの二次コイルに並列に接続された共振コンデンサとを含み、磁界を発生するトランスアンテナと、

前記トランスアンテナの一次コイルに駆動電圧として交流電圧を供給する交流電源回路と、を備え、

前記二次コイルと前記共振コンデンサで構成される並列共振回路の共振周波数が、前記交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と等しく設定され、

前記交流電源回路は、直流電圧を出力する直流電源と、前記直流電圧を所定の周波数の矩形波交流電圧に変換し、出力する駆動回路とを含む、
磁界発生回路。

【請求項 2】

前記交流電源回路は正弦波交流電圧を出力する回路である、請求項 1 記載の磁界発生回路。

【請求項 3】

前記駆動回路は、ハーフブリッジ回路、フルブリッジ回路、ダブルフォワード回路またはプッシュプル回路である

請求項 1 記載の磁界発生回路。

【請求項 4】

前記駆動回路は、前記直流電源の高圧側出力端と低圧側出力端との間に直列に接続され

た高圧側スイッチ素子及び低圧側スイッチ素子と、前記高圧側及び／または低圧側スイッチ素子と前記一次コイルとの間に挿入されたバイパスコンデンサとを含むハーフブリッジ回路であり、

前記高圧側及び／または低圧側スイッチ素子にカソードが接続され、前記一次コイルにアノードが接続されるように、前記バイパスコンデンサに並列にダイオードが接続された、

請求項 1 に記載の磁界発生回路。

【請求項 5】

前記駆動回路は、オンデューティ比が 10 % ~ 45 % の範囲内で駆動される、請求項 3 または 4 記載の磁界発生回路。

10

【請求項 6】

前記直流電源からの直流電圧を受けて、前記駆動回路へ出力する直流電圧を調整する電圧調整回路をさらに備えた、請求項 1、3 ~ 5 のいずれかに記載の磁界発生回路。

【請求項 7】

前記二次コイルに流れる共振電流を検出するための電流検出用抵抗をさらに備え、
前記電圧調整回路は、前記電流検出用抵抗による検出値に基づき前記駆動回路へ出力する直流電圧を制御する、
請求項 6 記載の磁界発生回路。

【請求項 8】

前記駆動回路は、前記直流電源の高圧側出力端と低圧側出力端との間に直列に接続された高圧側スイッチ素子と低圧側スイッチ素子と、前記高圧側及び低圧側スイッチ素子を駆動するゲート駆動回路とを備え、

20

前記ゲート駆動回路は、前記駆動回路による磁界発生動作の終了後、前記高圧側及び低圧側スイッチ素子のいずれかをオンして短絡させる、請求項 1、3 ~ 7 のいずれかに記載の磁界発生回路。

【請求項 9】

前記一次コイルの高圧側端と低圧側端との間に接続され、または、前記一次コイルの低圧側端とグラウンド電位間に接続されたスイッチと、前記スイッチを制御するスイッチ制御回路とをさらに備え、

前記スイッチ制御回路は、前記駆動回路による磁界発生動作の終了後、前記スイッチをオンして、前記一次コイルの高圧側端と低圧側端の間を短絡し、または、前記一次コイルの低圧側端をグラウンド電位に接続する

30

請求項 1、3 ~ 7 のいずれかに記載の磁界発生回路。

【請求項 10】

前記駆動回路は、グラウンドノードと、グラウンドノードに一端が接続されたスイッチ素子と、トランスアンテナの一次巻線とを含む電流経路において、放電抵抗が直列に挿入された請求項 7 ~ 9 のいずれかに記載の磁界発生回路。

【請求項 11】

一次コイルと二次コイルとを含む昇圧トランスと、
第 3 のコイルと、前記第 3 のコイルに並列接続された共振コンデンサとを含み、磁界を発生する並列共振コイルアンテナと、

40

前記昇圧トランスに駆動電圧として交流電圧を供給する交流電源回路と、を備え、
前記二次コイルと並列共振コイルアンテナで構成される共振回路の共振周波数が、前記交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と等しく設定される、
磁界発生回路。

【請求項 12】

前記交流電源回路は正弦波交流電圧を出力する回路である、請求項 11 記載の磁界発生回路。

【請求項 13】

第 1 のコイルと、

50

第2のコイルと、前記第2のコイルに並列接続された共振コンデンサとを含み、磁界を発生する並列共振コイルアンテナと、

前記並列共振コイルアンテナに駆動電圧として矩形波交流電圧を供給する交流電源回路と、を備え、

前記並列共振コイルアンテナの共振周波数が、前記交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と等しく設定される、

磁界発生回路。

【請求項14】

前記第1のコイルと前記第2のコイルは同一の閉磁路コアの外周に形成される、請求項13記載の磁界発生回路。

【請求項15】

前記交流電源回路は、直流電圧を出力する直流電源と、前記直流電圧を所定の周波数の矩形波交流電圧に変換し、出力する駆動回路とを含む、請求項11または14記載の磁界発生回路。

【請求項16】

前記駆動回路は、ハーフブリッジ回路、フルブリッジ回路、ダブルフォワード回路またはプッシュプル回路である、

請求項15記載の磁界発生回路。

【請求項17】

前記駆動回路は、オンデューティ比が10%～45%の範囲内で駆動される、請求項16記載の磁界発生回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信のための磁界を発生する磁界発生回路に関する。

【背景技術】

【0002】

自動車等のドアの解錠、施錠を遠隔操作で行うためにキーレスエントリシステムとよばれる通信システムが普及している。また近年ではリモコンが車両に近づくだけで自動的に解錠し、また離れるだけで自動的に施錠されるVLF帯やLF帯の磁界信号を使用したパッシブエントリシステムあるいはスマートエントリシステムと呼ばれる近距離通信システムが普及している。

【0003】

パッシブキーレスエントリシステムの構成例として、例えば特許文献1に示されるように、車両側からはVLF帯やLF帯の磁界信号を発信し、これを受信したリモコンから高周波(RF帯)の電波信号を送信し、高周波信号を受信した車両で解錠・施錠を行う構成がある。

【0004】

磁界信号の送信回路において、通信システムの信号周波数と直列共振周波数がほぼ等しくなるような定数を持つインダクタ(コイル)とコンデンサが直列に接続されたコイルアンテナが使用される。図40にそのような磁界信号の送信回路の例を示す。図40に示すような回路において、コイルアンテナに抵抗R1を介して交流電源AC0を接続し、共振周波数とほぼ等しい交流電圧V1が印加されると、低電圧でも大きなコイル電流を流すことが可能となり、大きな磁界出力を得ることができる。このようなコイルアンテナと駆動方式の組み合わせは磁界を利用した近距離通信システムに特に適したものとなり、ほぼ全てのパッシブキーレスエントリシステムに採用されている。

【0005】

直列共振回路の特性として、共振電流が共振周波数をピークとした周波数特性をもつことと、電流値が極大値に達するまでに時間を要することがある。

【0006】

10

20

30

40

50

直列共振回路は共振周波数で電流が極大ピークとなる周波数特性を持つ(一般に共振回路の周波数急峻特性はQ値であらわされる)。部品バラツキ等により製品の共振周波数を駆動周波数に完全に合わせることは難しく、このままでは製品の小さな特性バラツキが共振電流の大きな差異となってしまう使用が難しくなる。そこで、LC回路に直列に抵抗 R_1 (以下「ダンピング抵抗」と呼ぶ)を接続している(図40参照)。これにより前述のQ値が下がって周波数電流特性をフラットにして使い勝手を上げている。

【0007】

直列共振回路中のダンピング抵抗 R_1 の抵抗値を R_1 、コイル L_1 のインダクタンスを L_1 とすると、共振電流が極大値に増加するまでの時間(以下「立ち上がり時間」と呼ぶ)は、おおよそ L_1 / R_1 に比例する。パッシブキーレスエントリシステムにおいて、この立ち上がり時間は通信速度を決める重要な要素となる。上述のダンピング抵抗を接続することにより、立ち上がり時間を短縮することができる。ダンピング抵抗の値はシステムが要求する共振電流の周波数特性や立ち上がり時間、 L や C の特性値から総合的に決定される。

【0008】

図40の回路で $C_1 = 10\text{ nF}$ 、 $L_1 = 162\text{ }\mu\text{H}$ と設定した場合に、 R_1 をそれぞれ1と10にした場合の入力電流の周波数特性を図41に、電流過渡特性を図42に示す。図41より、ダンピング抵抗 R_1 が1においては入力電流の周波数特性が非常にピーキーとなっていることが分かる。実使用においてLC回路の特性バラツキによる電流値の変化を駆動回路にて調整することは非常に困難であり、ダンピング抵抗による制限にて電流値を安定させている。

【0009】

図42より、ダンピング抵抗 R_1 が1では、入力電流(共振電流)の立ち上りに1s以上かかっているが、ダンピング抵抗 R_1 を10とすることにより、その立ち上りが10 μs に改善されていることが分かる。

【0010】

以上より、ダンピング抵抗はVLF帯やLF帯の磁界通信システムに使用されるコイルアンテナ駆動方式において必須の部品で有ることが確認できる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0011】

【特許文献1】特開平5-156851号公報

【特許文献2】特開2001-257526号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

従来のパッシブキーレスエントリシステムにおいて、車両-リモコンキー間の通信距離としては1m程度で使用されてきたが、近年ではより遠い距離、例えば通信距離を10m程度まで延長した用途が要求されるようになってきた。例えばリモコン保持者が近付いてきたら車両の位置をランプの点滅で知らせるウェルカムライト機能や10m程度離れると自動的に施錠するウォークアウェイロック、所有者が10m程度の近距離にいることが確認できた時のみに動作する自動運転駐車機能、等がある。

【0013】

これらを実現するためには、車両側の磁界信号を大幅に増加させる必要がある。一般に直列共振回路を含むアンテナシステムにおいて磁界出力(すなわち、空間磁束密度)を増加させるためには、下記の手法が考えられる。

1) コイル電流値を増加する(空間磁界強度は電流値にほぼ比例)。

2) コイルインダクタンスを増加する(空間磁界強度はインダクタンス比の平方根にほぼ比例)。

3) コイルのコアを長くする(空間磁界強度はコイルのコアの長さにほぼ比例)。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

コイル電流を増加させるためには、前述のダンピング抵抗を小さくするか、入力電圧を上げる必要があるが、電流値の共振特性や立ち上り時間短縮のためにダンピング抵抗値を小さくすることができず、また入力電圧値は車両のシステム電圧から決定され通常は簡単に上げることができない。仮に電圧を上げることができたとしても、ダンピング抵抗での損失が電流値の2乗で増加するためにダンピング抵抗の電流容量のアップが必要となってくる。

【 0 0 1 5 】

コイルのインダクタンスを増加させた場合、電流立ち上り時間が大きくなるためにダンピング抵抗値を増加させて立ち上り時間を同程度に保つ必要があるが、この場合、電流値が減少してしまうため、結果として、磁界強度を増加させることができない。

10

【 0 0 1 6 】

以上の点から、従来、3)のコイルのコアを長くすることにより磁束密度のアップを図る方法が一般的である。1 m程度の通信の場合は40 ~ 80 mmの長さのコアでシステムが要求する磁界発生が可能であったが、10 mの中距離通信では200 mm超の長さのコアが必要となる。このため、コストの上昇 / 生産性の低下 / 部品設置スペースの増加 / 製品信頼性の低下など、様々な課題が生じる。

【 0 0 1 7 】

直流共振現象は、共振の程度、すなわち回路がもつ共振周波数とQ値及び駆動周波数の相間関係により共振電流の強度が決まる。そのため空間に発生する磁界を制御するためにはコイルに流れる電流を検知し、回路の出力電圧などを調整する、いわゆる電流制御回路を構成する必要がある。そのため回路の構成が複雑になりコストが増大することがある。このように、直列共振現象を利用したアンテナシステムにおいては上述のような問題がある。

20

【 0 0 1 8 】

本発明は、例えばキーレスエントリシステムにおける通信装置に好適な、磁界を発生する磁界発生回路を提供する。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 9 】

本発明の第1の態様の磁界発生回路は、磁界を発生するトランスアンテナと、トランスアンテナの一次コイルに駆動電圧として交流電圧を供給する交流電源回路と、を備える。トランスアンテナは、一次コイルと二次コイルを含むトランスと、トランスの二次コイルに並列に接続された共振コンデンサとを含む。二次コイルと共振コンデンサで構成される並列共振回路の共振周波数が、交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と略等しく設定される。

30

【 0 0 2 0 】

本発明の第2の態様の磁界発生回路は、一次コイルと二次コイルを含む昇圧トランスと、磁界を発生する並列共振コイルアンテナと、昇圧トランスに駆動電圧として交流電圧を供給する交流電源回路と、を備える。並列共振コイルアンテナは、第3のコイルと、第3のコイルに並列接続された共振コンデンサとを含む。二次コイルと並列共振コイルアンテナで構成される共振回路の共振周波数が、交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と略等しく設定される。

40

【 0 0 2 1 】

本発明の第3の態様の磁界発生回路は、第1のコイルと、磁界を発生する並列共振コイルアンテナと、並列共振コイルアンテナに駆動電圧として矩形波交流電圧を供給する交流電源回路と、を備える。並列共振コイルアンテナは、第2のコイルと、第2のコイルに並列接続された共振コンデンサとを含む。並列共振コイルアンテナの共振周波数が、交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と略等しく設定される。

【発明の効果】

【 0 0 2 2 】

50

本発明によれば、並列共振回路を用いて磁界を発生させる回路を構成でき、これにより直列共振回路に起因する問題を解決できる。

【図面の簡単な説明】

【0023】

【図1】本発明の実施の形態1における磁界発生回路の構成例（トランスアンテナ及び正弦波交流電源）を示す図

【図2】本発明の実施の形態におけるトランスアンテナの構成を示す図

【図3】従来の磁界発生回路と実施の形態1の磁界発生回路それぞれによる各種項目に対する測定値の比較を示した図

【図4】本発明の実施の形態2における磁界発生回路の構成例（昇圧トランス、並列共振コイルアンテナ及び正弦波交流電源）を示す図

【図5】本発明の実施の形態3における磁界発生回路の構成例を示す図

【図6】実施の形態3における磁界発生回路の駆動回路におけるスイッチ素子のタイミングチャート

【図7】実施の形態3の磁界発生回路に対するシミュレーション結果を示す図

【図8】実施の形態3の磁界発生回路に対するシミュレーション結果（各種電流波形）を示す図

【図9】実施の形態3の磁界発生回路に対するシミュレーション結果（スイッチ素子のドレイン電流）を示す図

【図10】実施の形態3の磁界発生回路と従来の磁界発生回路に対する実測結果を示す図

【図11】実施の形態3の磁界発生回路に対する実測結果を示す図

【図12】本発明の実施の形態3における磁界発生回路の別の構成例を示す図

【図13】本発明の実施の形態3における磁界発生回路の別の構成例を示す図

【図14】本発明の実施の形態3における磁界発生回路の別の構成例を示す図

【図15】本発明の実施の形態4における磁界発生回路の構成例（トランスアンテナ及びフルブリッジ回路を含む）を示す図

【図16】実施の形態4の磁界発生回路に対するシミュレーション結果（各種電流波形）を示す図

【図17】実施の形態4の磁界発生回路に対するシミュレーション結果を示す図

【図18】本発明の実施の形態5における磁界発生回路の構成例（トランスアンテナ及びダブルフォワード回路を含む）を示す図

【図19】本発明の実施の形態6における磁界発生回路の構成例（トランスアンテナ及びプッシュプル回路を含む）を示す図

【図20】本発明の実施の形態7における磁界発生回路の構成例（並列共振コイルアンテナ及びハーフブリッジ回路を含む）を示す図

【図21】本発明の実施の形態8における磁界発生回路の構成例（並列共振コイルアンテナ及びフルブリッジ回路を含む）を示す図

【図22】本発明の実施の形態9における磁界発生回路の構成例（並列共振コイルアンテナの別の構成）を示す図

【図23】本発明の実施の形態10における磁界発生回路の構成例（電圧調整回路を含む）を示す図

【図24】本発明の実施の形態10における磁界発生回路の別の構成例を示す図

【図25】本発明の実施の形態11における磁界発生回路の構成例（電流モニタ用抵抗を含む）を示す図

【図26】本発明の実施の形態12の磁界発生回路における、シミュレーション時の駆動回路のスイッチ素子のゲート信号波形を示す図

【図27】実施の形態12の磁界発生回路における、トランスアンテナの二次コイルの共振電流のシミュレーション結果を示す図

【図28】本発明の実施の形態13における磁界発生回路の構成例（短絡スイッチを含む）を示す図

10

20

30

40

50

【図 29】実施の形態 13 における磁界発生回路の別の構成例を示す図
【図 30】実施の形態 13 における磁界発生回路の別の構成例を示す図
【図 31】実施の形態 13 における磁界発生回路の別の構成例を示す図
【図 32】本発明の実施の形態 14 における磁界発生回路の構成例（バイパスコンデンサに並列接続されたダイオードを含む）を示す図
【図 33】実施の形態 14 における磁界発生回路における共振電流に対するシミュレーション結果を示す図
【図 34】実施の形態 15 における磁界発生回路の構成例（放電抵抗を含む）を示す図
【図 35】図 34 に示す磁界発生回路における共振電流に対するシミュレーション結果を示す図
【図 36】実施の形態 15 における磁界発生回路の別の構成例を示す図
【図 37】図 36 に示す磁界発生回路における共振電流に対するシミュレーション結果を示す図
【図 38】実施の形態 15 における磁界発生回路の別の構成例を示す図
【図 39】実施の形態 15 における磁界発生回路の別の構成例を示す図
【図 40】従来の直列共振を用いた磁界発生回路の構成を示す図
【図 41】図 40 に示す従来の磁界発生回路における入力電流の周波数特性を示す図
【図 42】図 40 に示す従来の磁界発生回路における入力電流の電流過渡特性を示す図
【図 43】基本的な並列共振回路の構成を示す図
【図 44】図 43 に示す並列共振回路において正弦波電圧を印加したときに得られる各種電流波形を示した図
【図 45】図 43 に示す並列共振回路において矩形波電圧を印加したとき得られる各種電流波形を示した図
【発明を実施するための形態】

10

20

以下、添付の図面を参照しながら、本発明に係る磁界発生回路の実施の形態を具体的に説明する。

【0025】

（並列共振現象を用いる際の課題）

従来、空間磁界を発生させるためのアンテナとして、一般的には、コイルとコンデンサを直列に接続し、直列共振現象を利用したコイルアンテナが使用されていた。しかし、直列共振現象を利用したコイルアンテナには、前述のとおり、高出力を得るためには回路の複雑化、高出力化が必要になりコストが増大する等の問題があった。

30

【0026】

そこで、直列共振現象に代えて並列共振現象を利用することが考えられる。しかし、従来、並列共振現象を用いた磁界装置はほとんど実現されていなかった。その理由について下記に説明する。

【0027】

図 43 に基本的な並列共振回路を示す。並列共振回路は、開磁路コアにコイルが巻回されて構成されたコイル L_1' と、コンデンサ C_1' とが並列に交流電源 AC に接続されている。並列共振において、入力電圧が V 、共振周波数が f_L の場合、 $I = V / (2 \pi f L)$ となる共振電流 I が流れる。例えば、コイル L_1' のインダクタンスが $165 \mu H$ 、駆動周波数 f が $125 kHz$ の場合に、共振電流 I が 1 アンペアの仕様要求があったときは、これを満たすためには駆動電圧として、 $130 V$ （ピークからピークまでの値）の正弦波電圧を印加する必要がある。しかし、車載システムにおいて、このような高電圧の駆動系を実現するのは非常に難しい。

40

【0028】

また並列共振を生じさせるためには正弦波電圧を印加する必要があるが、一般に用いられるブリッジ回路等による矩形波電圧を印加しても、高次成分を持つ矩形波電圧では LC 並列共振を発生させることはできない。また、LF 帯の正弦波電圧を生成するのは困難か

50

つコストもかかる。例えば、図 4 4、図 4 5 に、インダクタンスが $165 \mu\text{H}$ のコイル $L1'$ と、容量が $10 \mu\text{F}$ のコンデンサ $C1'$ との並列共振回路に対して、正弦波電圧と矩形波電圧を印加した場合のシミュレーション波形を示す。図 4 4 は、その並列共振回路に 125kHz 、 130V （ピークからピークまでの値）の正弦波電圧を印加した場合の、入力電流に流れるコイル電流の波形（図 3 0（B））、及びコイル $L1'$ に流れるコイル電流の波形（図 3 0（A））をそれぞれ示した図である。図 4 5 は、その並列共振回路に対して、 125kHz 、 130V （ピークからピークまでの値）の矩形波電圧を印加した時の入力電流及びコイル電流の波形をそれぞれ示す。図 4 4 を参照すると、正弦波電圧印加時は、共振によるコイル電流が発生していることがわかる。これに対して、図 4 5（A）、（B）を参照すると、矩形波電圧印加時は、入力電流において 60A のピーク電流が発生しているが、そのピーク電流を除き、入力電流とコイル電流はほぼ同じ値となっており、矩形波電圧では並列共振が発生していないことが分かる。

10

【0029】

以上の点が主な原因として、磁界発生回路において、従来、並列共振回路が適用されなかったと考えられる。

【0030】

以下の各実施の形態において、従来では困難であった並列共振現象を用いて磁界を発生させることを可能とする磁界発生回路（磁界通信回路）の構成を説明する。このような磁界発生回路は、例えば、自動車のキーレスエントリシステムに適用される VLF 帯や LF 帯の磁界信号を発生する通信装置に有用である。

20

【0031】

（実施の形態 1）

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における磁界発生回路の構成を示した図である。

【0032】

実施の形態 1 における磁界発生回路は、正弦波交流電圧を発生させる交流電源回路 AC1 と、一次コイル $L1$ と二次コイル $L2$ を含むトランス $T \times 1$ と、トランス $T \times 1$ の二次コイル $L2$ と共振回路を構成する共振コンデンサ $C1$ とを備える。

【0033】

トランス $T \times 1$ は、図 2 に示すように、開磁路コア Co（棒状コア）の外周に一次コイル $L1$ と二次コイル $L2$ を巻回して構成される。トランス $T \times 1$ の二次コイル $L2$ には、共振コンデンサ $C1$ が並列に接続される。トランス $T \times 1$ の二次コイル $L2$ と共振コンデンサ $C1$ は並列共振回路を構成する。その並列共振回路の共振周波数は、交流電源回路 AC1 による駆動周波数とほぼ等しくなるように設定される。このため、二次コイル $L2$ のインダクタンス（ $L2$ ）とコンデンサ $C1$ の容量（ $C1$ ）はそれぞれ、共振周波数が駆動周波数とほぼ等しくなるような値に設定される。さらに、一次コイル $L1$ への入力電圧に対して所望の二次コイル $L2$ の出力電圧が得られるように、一次コイル $L1$ と二次コイル $L2$ の巻数の比が設定されている。トランス $T \times 1$ と共振コンデンサ $C1$ は、トランス構造をもつ磁界発生用アンテナとして機能する。以下、トランス $T \times 1$ と共振コンデンサ $C1$ により構成されるアンテナを「トランスアンテナ」 $At1$ と呼ぶ。

30

【0034】

トランスアンテナ $At1$ の一次コイル $L1$ に、正弦波電圧を供給する交流電源回路 AC1 が接続される。交流電源回路 AC1 は、所定の駆動周波数の正弦波電圧を、トランスアンテナ $At1$ の一次コイル $L1$ に印加する。これにより、トランスアンテナ $At1$ は、二次コイル $L2$ に正弦波電流を発生させ、交流磁界を発生させる。このように、交流電源回路 AC1 はトランスアンテナ $At1$ の駆動回路として機能する。

40

【0035】

トランスアンテナ $At1$ の二次コイル $L2$ のインダクタンスの値と、共振電流 I の設定値とは、要求される空間磁束密度に基づき算出される。具体的には、共振電流 $I = V / (2 \pi f L)$ の関係に基づき、必要な電圧値 V を算出し、入力電圧、一次・二次結合度、二次コイル $L2$ のインダクタンスから、巻数比及び / または一次コイル $L1$ のインダクタン

50

ス値を算出する。強い空間磁束強度が要求される場合、大きな二次コイル L_2 のインダクタンス及び大きな共振電流 I が必要となるため、一次巻数を極小(1～数回)とする必要があり、一次コイル L_1 と二次コイル L_2 を配置する位置が非常に重要となってくる。

【0036】

上記の構成を有する本実施の形態の磁界発生回路は、並列共振現象を利用していることから、コイル電流の立ち上がり時間が短く、共振電流値の周波数によるバラツキが少ない。また、直列共振回路で必要であったダンピング抵抗が不要となる。このため、ダンピング抵抗での損失が無くなり、回路の効率が改善される。また、ダンピング抵抗や電流立ち上がり時間といった制約が無くなるため、コイル電流の上限は電力や損失に関する制限のみとなる。

10

【0037】

また、トランス $T \times 1$ の巻数比とインダクタンス値を適切な値に設定することにより、二次コイル L_2 の出力電圧と共振電流を最適な値にすることが可能となる。例えば、共振コンデンサやコイル自身の耐電圧性を考慮して最も適したコイル-コンデンサ電圧にて動作させることが可能となる。

【0038】

また、開磁路コア C_0 の長さを長くすることなく、コイル電流の増加により磁界出力を増加することが可能となる。同様に従来方式と同等出力を確保しつつ、開磁路コア C_0 の長さを短くすること、すなわち、小型化が可能となる。

【0039】

また、並列共振周波数と駆動周波数にずれが生じても、磁界を発生させる二次コイル共振電流変化はほとんど生じない。

20

【0040】

図3に、従来の磁界発生回路(図34)と本実施の形態の磁界発生回路(図1)それぞれによる各種想定項目に対する実測値の比較を示す。従来の磁界発生回路では、図34に示す回路構成において、 $R_1 = 10$ 、 $C_1 = 10 \text{ nF}$ 、 $L_1 = 166 \mu\text{H}$ 、コアの長さ90mmのコイルアンテナとした。実施の形態1では、図1に示す回路構成において、 $C_1 = 10 \text{ nF}$ 、 $L_2 = 166 \mu\text{H}$ 、二次コイル/一次コイルの巻数比 $N_2 / N_1 = 35$ 、開磁路コア C_0 の長さ90mmとした。測定データは各アンテナの共振周波数における値である。

30

【0041】

図3を参照すると、本実施の形態では、入力電流で従来比21%、空間磁束密度で従来比172%となり、効率、出力共に大幅に改善されていることが分かる。また、並列共振では、コイル共振電流は一定で、入力電流のみがLC並列共振の程度に合わせて減少する、という基本特性があり、入力電流にバラつきは発生するものの共振の程度にかかわらず空間磁束密度を一定に保つことが容易である。

【0042】

以上のように本実施の形態の磁界発生回路は並列共振現象を用いる。並列共振現象を用いる効果として、定出力化、高速化、ダンピング抵抗の削除による高効率化及びハイパワー化が可能となった点が上げられる。並列共振では、コイル共振電流が一定で、入力電流のみが並列共振の程度に応じて減少するという基本特性があり、共振の程度にかかわらず空間磁束密度を一定に保つことが容易であり、直列共振回路のようなダンピング抵抗は不要となる。

40

【0043】

さらに並列共振は本質的に共振電流の立ち上り速度が極めて短いという基本特性があり、ダンピング抵抗を用いることなく、コイル共振電流(=空間磁束密度)の立ち上り時間を短くすることができる。またコイルのインダクタンス値が増加しても立ち上り時間に大きな変化は発生しない。ダンピング抵抗が不要となることにより、従来方式で損失の多くを占めていたダンピング抵抗での損失が無くなるため、回路効率が極めて高くなる。

【0044】

50

またダンピング抵抗による電流制限がなく、共振電流を大きくすることが可能となる。インダクタンスを増加させても立ち上がり時間に大きな影響はない。よって従来方式では出来なかったインダクタンス値のアップ、あるいは回路共振電流のアップにより磁界出力のハイパワー化が可能となる。

【0045】

以上のように、本実施の形態の磁界発生回路によれば、並列共振を利用しているため、コイル電流の立ち上がり時間を短くでき、共振電流値の周波数によるバラツキを低減できる。また、そのためにダンピング抵抗が不要となり、ダンピング抵抗での損失を低減でき、回路の効率が改善される。また、トランスの巻数比とインダクタンス値を適切な値に設定することにより、二次コイルの出力電圧と共振電流を好適な値にすることが可能となる。例えば共振コンデンサやコイル自身の耐電圧性を考慮して好適なコイル・コンデンサ電圧にて動作させることが可能となる。また、開磁路コアC oの長さを長くすることなく、コイル電流の増加により磁界出力を増加することが可能となる。または従来方式と同等出力において小型化が可能となる。

【0046】

(実施の形態2)

本発明に係る磁界発生回路の別の構成を説明する。図4は、本発明における実施の形態2における磁界発生回路の構成を示す図である。本実施の形態の磁界発生回路は、正弦波電圧を供給する交流電源回路AC1と、昇圧トランスT×2と、並列共振コイルアンテナAt2とで構成される。並列共振コイルアンテナAt2は、コイルL3と、コイルL3に並列に接続された共振コンデンサC1とを備える。コイルL3は、トランスアンテナAt1のトランスT×1におけるリーケージインダクタンス成分の機能と同等の機能を果たす。昇圧トランスT×2は、二次コイルL2が並列共振コイルアンテナAt2と並列に接続され、一次コイルL1が駆動回路である交流電源回路AC1に接続されている。昇圧トランスT×2の二次コイルL2と並列共振コイルアンテナAt2とからなる回路の並列共振周波数は、交流電源回路AC1により供給される交流電圧の周波数である駆動周波数とほぼ等しくなるように設定される。

【0047】

交流電源回路AC1から供給される交流電圧V1は、昇圧トランスT×2の一次コイルL1に印加される。昇圧トランスT×2は、一次コイルL1と二次コイルL2の巻き数比に応じて入力電圧を変換し、並列共振コイルアンテナAt2に供給し、これにより並列共振コイルアンテナAt2から交流磁界を発生させる。

【0048】

以上の構成を有する本実施の形態の磁界発生回路は、実施の形態1の場合と同様の効果を奏するとともにさらに以下の効果を奏する。昇圧を専用のトランスT×2により行うため、既存のコイルアンテナの使用が可能となる。また、結合の良い閉磁路トランスにより巻数比(昇圧比)にてコイル入力電圧を調整できるため、コイル電流の調整が容易となる。また、実施の形態1では、トランスアンテナのトランス機能によって、LC並列共振回路に印加される電圧を昇圧させていた。これに対して、本実施の形態では、専用の昇圧トランスによって電圧を上昇させる上げることにより、同様の機能を実現している。その他の動作、作用については実施の形態1と同様であるため、ここでの説明は省略する。

【0049】

(実施の形態3)

実施の形態1では、トランスアンテナAt1を駆動する電圧として正弦波交流電圧を印加していた。これに対して本実施の形態では、トランスアンテナAt1を駆動する電圧として矩形波交流電圧を印加する磁界発生回路の構成を説明する。

【0050】

図5は、本発明における実施の形態3における磁界発生回路の構成を示す図である。本実施の形態における磁界発生回路は、トランスアンテナAt1と、直流電源DC1と、トランスアンテナAt1を駆動する駆動回路としてのハーフブリッジ回路10と、を備える

。直流電源DC1とハーフブリッジ回路10（駆動回路）とは、矩形波交流電圧を出力する交流電源回路を構成する。ハーフブリッジ回路10は、入力コンデンサC3と、直列接続された2つのスイッチ素子Q1、Q2と、スイッチ素子Q1、Q2を制御するゲート駆動回路GDとを備える。スイッチ素子Q1、Q2は例えばFETで構成される。

【0051】

トランスアンテナAt1は実施の形態1で説明したものと同様である。トランスアンテナAt1の一次コイルL1と、ハーフブリッジ回路10の出力端子とが接続される。より具体的には、トランスアンテナAt1の一次コイルL1の高圧側端子は、バイパスコンデンサC2を介してスイッチ素子Q1とQ2の接続点に接続される。

【0052】

ハーフブリッジ回路10は、直流電源DC1から入力コンデンサC3を介して直流電圧を入力し、入力した直流電圧を所望の矩形波電圧に変換し、トランスアンテナAt1に供給する。具体的には、ハーフブリッジ回路10は、2つのスイッチ素子Q1、Q2を、逆相で（排他的に）、かつ、所定のオンデューティ比にて所定の周波数で駆動することにより、直流電源DC1から所定の駆動周波数の矩形波電圧を発生させ、トランスアンテナAt1の一次コイルL1に印加する。これにより、二次コイルL2に正弦波共振電流を発生させ、空間に交流磁界を発生させる。

【0053】

特に、矩形波電圧による共振動作を可能とするため、ハーフブリッジ回路10の各スイッチ素子Q1、Q2のスイッチ動作において適切なオフ区間を設ける。具体的には、スイッチング素子のオンデューティ比を10%～45%の範囲内の値に設定している。好ましくは、スイッチング素子のオンデューティ比を10%～40%の範囲内の値に設定してもよい。より好ましくは、オンデューティ比を10%～20%の範囲内の値に設定してもよい。図6（A）、（B）はそれぞれ高圧側及び低圧側のスイッチ素子Q1、Q2のタイミングチャートである。例えば、図6に示すように、オフデューティ比を75%、すなわち、オンデューティ比を25%に設定する。本発明者は、このような範囲のデューティ比に設定することにより、矩形波電圧による並列共振動作が可能となることを発見した。また、本発明者は、トランスアンテナAt1の一次コイルL1と二次コイルL2間のリーケージインダクタンスを適切に設定し、活用することにより、ハーフブリッジ回路10から出力される電流ピーク値を大幅に減衰させることが可能となることを発見した。結果として高効率な正弦波共振電流の生成が可能となった。

【0054】

本実施の形態の構成において、ハーフブリッジ回路のスイッチ素子のオンデューティ比を適切な値、ここでは、10%～45%に設定している。例えば、オンデューティ比を25%に設定した場合、高圧側のスイッチQ1が25%、低圧側のスイッチ素子Q2が25%で短絡（オン）されるため、残りの50%の期間、一次コイルL1は入力電源からもGNDからも電氣的にフローティングした状態となる。これがトランス結合を介したトランスアンテナ二次コイルでの並列共振回路での自由振動期間となり、この自由振動期間が二次並列共振回路での並列共振の実現を可能とする。さらにトランスアンテナの一次コイルと二次コイル間に発生するリーケージインダクタンスを活用することにより、駆動回路からトランスアンテナに流入する極大のピーク電流を制限することが可能となる。

【0055】

トランスアンテナにより二次共振系に高電圧の印加が可能となり、これら4つの要素（トランスアンテナによる高電圧、自由振動期間が実現出来る回路、自由振動期間の設定、適切なリーケージインダクタンス）の組み合わせにより、初めて実用的な並列共振現象を用いた空間磁界発生回路を実現することが出来た。

【0056】

図7に、本実施の形態における磁界発生回路の構成に対するシミュレーション結果を示す。

シミュレーションは、 $L2 = 166 \mu\text{H}$ 、 $C1 = 10 \mu\text{F}$ 、巻数比 $N2 / N1 = 35$ 、

10

20

30

40

50

コア長90mmとしたトランスアンテナA t 1のサンプル(サンプル# 1)について行った。この構成において、オンデューティが25%で矩形波電圧を印加した場合のシミュレーションを行った。図8に、直流電源からハーフブリッジ回路10への入力電流(回路入力電流) I_{in} 、トランスT x 1への入力電流(以下「トランス入力電流」という) I_{tr} 、及び二次コイルL 2を流れる共振電流(以下「コイル共振電流」という) I_{coil} に対するシミュレーション結果を示す。また、図9に、高圧側のスイッチ素子Q 1と低圧側のスイッチ素子Q 2のドレイン電流及びゲート信号波形のシミュレーション結果を示す。

【0057】

図8を参照すると、二次コイルL 2のコイル共振電流 I_{coil} は正弦波となっているが、トランス入力電流 I_{tr} は正弦波とは異なる波形となっていることが分かる。このトランス入力電流 I_{tr} は、抵抗損失分やLC共振周波数と駆動周波数のズレ等による二次共振電流の減衰分をハーフブリッジ回路10から供給するための電流である。この電流の値は、スイッチ素子Q 1、Q 2から供給される電圧と二次共振電流から励磁される電圧との差で決定され、LC並列共振周波数と駆動周波数が近接する程小さな値となる。

【0058】

また、図8より、トランス入力電流 I_{tr} (Aオーダー)に対して回路入力電流 I_{in} (mAオーダー)が極めて小さくなっていることが分かる。図8の高圧側のスイッチ素子Q 1のドレイン電流の多くは、入力コンデンサC 3(図5参照)より供給され、そのドレイン電流の負部分は、入力コンデンサC 3に回生される電流となる。さらに低圧側のスイッチ素子Q 2のドレイン電流は、二次コイルのコイル共振電流 I_{coil} から供給され、ハーフブリッジ回路からのエネルギー供給は無い。結局、本回路で使用される電流は高圧側のスイッチ素子Q 1のドレイン電流の正電流分・負電流分のみであり、この結果、回路入力電流 $I_{in}=0.014\text{ Arms}$ に対して、二次コイルのコイル共振電流 $I_{coil}=0.636\text{ Arms}$ と計算されている。

【0059】

以上、シミュレーションによる結果を説明した。次に、実際の測定結果を示す。従来のコイルアンテナと、本実施の形態のトランスアンテナに対して測定を行った。本実施の形態については、シミュレーションで使用したサンプル# 1と同じ条件のサンプル(サンプル# 2)に加えて、二次インダクタンス値及び巻数比をさらに増加して、より高出力としたトランスアンテナA t 1のサンプル# 3(L 2=337 μH 、巻数比70、C 1=4.7 μF)を用意した。図10に、従来及び本実施形態のサンプル# 2、# 3に対する実測結果を示す。

【0060】

従来方式と比較して、回路入力電流がサンプル# 2では23%に、サンプル# 3では42%まで減少している。これに対して、空間磁束密度は、サンプル# 2で177%に、サンプル# 3が286%に大幅に増加していることが確認できた。また、本実施の形態による構成によれば、磁束密度の立ち上り時間も従来のものと同等程度であることが確認できた。

【0061】

また、回路入力電流とコイル共振電流の比較に関して、従来方式では、回路入力電流 I_{in} は0.147A(実効値)であり、コイル共振電流 I_{coil} は0.357A(実効値)である。よって、従来方式では、コイル共振電流 I_{coil} は回路入力電流 I_{in} の約2.4倍であった。これに対して、本実施の形態のサンプル# 2においては、回路入力電流 I_{in} は0.034A(実効値)であり、コイル共振電流 I_{coil} は0.665A(実効値)である。よって、コイル共振電流 I_{coil} は回路入力電流 I_{in} の約20倍である。一方、サンプル# 3では、回路入力電流 I_{in} は0.062A(実効値)であり、コイル共振電流 I_{coil} は0.665A(実効値)である。よって、コイル共振電流 I_{coil} は回路入力電流 I_{in} の約10.7倍である。このように、本実施の形態によれば、従来方式に比べて非常に高効率に動作できることが確認できた。

【0062】

本実施の形態の構成によれば、並列共振の特性により、駆動周波数変動に対するコイル共振電流の変動を低減できる。また入力電流についても入力コンデンサC3への電力回生が行われることから、駆動周波数変動に対する入力電流変動も比較的少なくなる。

【0063】

図11に、サンプル#2における、駆動周波数を変動させた場合の周波数特性の実測値を示す。駆動周波数を変動させた場合に、出力される磁束密度に差異がほとんど無く、出力磁束の周波数特性が極めて安定していることが確認できる。回路入力電流については、最大値/最小値で3.5倍となった。ダンピング抵抗等の抵抗成分を極力排除した共振系としては、変動が抑制されていることが確認できた。

【0064】

なお、トランスアンテナAt1に対するハーフブリッジ回路の接続方法は図5に示したものに限定されず、種々の接続方法が考えられる。例えば、図12~図14に、トランスアンテナAt1に対するハーフブリッジ回路の他の接続の例を示す。図12では、バイパスコンデンサC2が一次コイルL1の低圧側端と、ハーフブリッジ回路の低圧側出力端との間に挿入されている。図13では、トランスアンテナAt1が高圧側のスイッチ素子Q1に並列に接続され、かつ、バイパスコンデンサC2が一次コイルL1の低圧側端と、スイッチ素子Q1の低圧側端との間に挿入されている。図14では、トランスアンテナAt1が高圧側のスイッチ素子Q1に並列に接続され、かつ、バイパスコンデンサC2が一次コイルL1の高圧側端と、スイッチ素子Q1の高圧側端との間に挿入されている。

【0065】

以上説明した構成を有する磁界発生回路は、実施の形態1に説明した効果に加えてさらに以下の効果を奏する。すなわち、従来技術では困難であった、構成がシンプルで制御も簡素なハーフブリッジ回路による並列共振回路の駆動が可能となる。このため、システムとしての利便性の向上、及びコスト低減を図ることができる。また、トランス側からの回生電流と低圧側スイッチ素子の動作区間での自励共振動作により、駆動回路に実際に供給される電流を極めて少なくでき、効率を改善することが可能となる。また周波数バラツキによる入力電流バラツキも低減することが可能となる。結果として、高効率で入力電流の周波数バラツキによる差異の少ない回路を実現できる。

【0066】

(実施の形態4)

実施の形態3では、トランスアンテナAt1を駆動する駆動回路として、ハーフブリッジ回路を用いたが、この駆動回路はハーフブリッジ回路に限定されず、他の種類の駆動回路を使用してもよい。例えば、実施の形態3で示した各構成において、ハーフブリッジ回路10をフルブリッジ回路に変更してもよい。図15に、トランスアンテナAt1に対する駆動回路としてフルブリッジ回路を適用した構成を示す。

【0067】

図15に示すように、フルブリッジ回路12は、入力コンデンサC3と、4のスイッチ素子Q1~Q4と、スイッチ素子Q1~Q4を制御するゲート駆動回路GDとを備える。スイッチ素子Q1、Q2は直列に接続され、スイッチ素子Q3、Q4は直列に接続される。スイッチ素子Q1、Q2の直列回路と、スイッチ素子Q3、Q4の直列回路とは並列に接続される。トランスアンテナAt1は実施の形態1で説明したものと同様である。スイッチ素子Q1とスイッチ素子Q2の接続点は、トランスアンテナAt1の一次コイルL1の高圧側端に接続され、スイッチ素子Q3とスイッチ素子Q4の接続点は、トランスアンテナAt1の一次コイルL1の低圧側端に接続される。

【0068】

フルブリッジ回路12は、直流電源DC1からの直流電圧を入力コンデンサC3を介して入力し、スイッチ素子Q1~Q4をオン・オフ駆動することで、入力した直流電圧から所望の駆動周波数の矩形波交流電圧を生成する。生成された矩形波交流電圧はトランスアンテナAt1の一次コイルL1に印加され、これにより、二次コイルL2に正弦波共振電流を発生させ、空間に交流磁界を発生させる。フルブリッジ回路12に対しても、ハーフ

10

20

30

40

50

ブリッジ回路 10 の場合と同様に、スイッチ素子 Q 1、Q 2 および Q 3、Q 4 のオンデューティ比を適切な値、ここでは 10 % ~ 45 % に設定して駆動する。

【0069】

このとき、トランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 には、直流電源 D C 1 が供給する電圧（すなわち、回路入力電圧）の振幅の 2 倍の振幅の交流電圧が印加される。トランスアンテナ A t 1 は“トランス”としての機能を有するため、入力電圧が 2 倍になれば出力電圧も 2 倍となる。このため、本構成により、容易にコイル電流すなわち空間磁束密度を増加させることが可能となる。トランスアンテナ A t 1 の仕様を変えて出力電圧が変わらないように調整すると、逆にスイッチ素子 Q 1 ~ Q 4 一個当たりの電流は約 1 / 2 となるため、スイッチ素子 Q 1 ~ Q 4 に必要な電流値が下がり、より性能の低い仕様の（すなわち、安価な）スイッチ素子を使用することが可能となる。

10

【0070】

図 16 に、直流電源 D C 1 からゲート駆動回路 G D への回路入力電流 I_{in} 、トランス入力電流 I_{tr} 、及び二次コイル L 2 コイル共振電流 I_{coil} の電流波形のシミュレーション結果を示す。

【0071】

図 15 に示す回路構成において、オンデューティ比 25 % の矩形波電圧を印加したときのシミュレーションを行った。図 17 に、そのシミュレーション結果を示す。なお、図 17 では、実施の形態 4 の回路構成によるシミュレーション結果に加えて、比較のために、実施の形態 3 の構成によるシミュレーション計算も合わせて示している。使用したトランスアンテナ A t 1 の仕様は、二次コイル L 2 のインダクタンス値 ($L 2$) = 166 μ H、コンデンサ C 1 の容量 ($C 1$) = 10 nF、トランス T x 1 の巻数比 $N 2 / N 1 = 35$ でコアの長さ 90 mm とした。駆動回路（ハーフブリッジ回路またはフルブリッジ回路）のみが異なっている。実施の形態 3 に対して、実施の形態 4 の結果では、フルブリッジ回路 12 への入力電流比は約 340 % となっている。一方、トランスアンテナ A t 1 への入力電流比は 140 % にとどまっている。これはフルブリッジ回路 12 により各スイッチ素子 Q 1 ~ Q 4 の電流ピーク値が減少したことを示している。また空間磁束密度比は 198 % となり、大きく増加していることが確認できる。以上より、トランスアンテナ A t 1 とフルブリッジ回路 12 の組み合わせが、スイッチ素子 Q 1 ~ Q 4 の電流の電流値の低減や空間磁束密度の増加に大きな効果が有ることが確認できた。

20

30

【0072】

本実施の形態の構成によれば、実施の形態 1 及び 3 の構成による効果に加えてさらに以下の効果を奏する。フルブリッジ回路 12 を使用することにより、一次コイル L 1 に印加される電圧が、直流電源 D C 1 の電圧に対して実質的に 2 倍となる。このことから、コイル出力電流を更に増加させることが可能となる。逆に、コイル電流出力を同等とする場合、各スイッチ素子に対する最大のドレイン電流を 1 / 2 にすることが可能となり、低い性能のスイッチ素子や I C の使用が可能となり、よって、スイッチ素子等の選定が容易になる。

【0073】

（実施の形態 5）

40

実施の形態 3 で示した各構成において、トランスアンテナ A t 1 に対する駆動回路として、ハーフブリッジ回路 10 に代えてダブルフォワード回路を使用してもよい。

【0074】

図 18 に、トランスアンテナ A t 1 に対する駆動回路としてダブルフォワード回路を適用した構成を示す。ダブルフォワード回路 14 は、入力コンデンサ C 3 と、スイッチ素子 Q 1 とダイオードの直列回路と、ダイオード D 2 とスイッチ素子 Q 2 の直列回路と、スイッチ素子 Q 1、Q 2 を制御するゲート駆動回路 G D とを備える。スイッチ素子 Q 1 とダイオード D 1 の直列回路と、ダイオード D 2 とスイッチ素子 Q 2 の直列回路とは並列に接続される。トランスアンテナ A t 1 は実施の形態 1 で説明したものと同様である。スイッチ素子 Q 1 とダイオード D 1 の接続点は、トランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 の高圧

50

側端に接続される。ダイオードD2とスイッチ素子Q2の接続点は、トランスアンテナAt1の一次コイルL1の低圧側端に接続される。

【0075】

ダブルフォワード回路14は、トランスアンテナAt1を駆動する場合、実施の形態3のハーフブリッジ回路10による駆動とほぼ同様の動作を行う。すなわち、ダブルフォワード回路14に対しても、スイッチ素子Q1、Q2のオンデューティ比を適切な値（ここでは10%～45%）に設定して駆動する。本実施の形態による構成によっても、実施の形態3の構成と同様の効果を奏する。

【0076】

（実施の形態6）

実施の形態3で示した各構成において、トランスアンテナAt1に対する駆動回路として、ハーフブリッジ回路10に代えてプッシュプル回路を使用してもよい。

【0077】

図19に、トランスアンテナAt1に対する駆動回路としてプッシュプル回路16を適用した構成を示す。図19において、プッシュプル回路16は、入力コンデンサC3と、スイッチ素子Q1、Q2と、スイッチ素子Q1、Q2を制御するゲート駆動回路GDとを備える。トランスアンテナAt1のトランスTx11は、一次コイルは、第1のコイル部分L11と第2のコイル部分L12とを含む。スイッチ素子Q2は、第2のコイル部分L12の低圧側において第2のコイル部分L12と直列に接続される。スイッチ素子Q1は、一次コイルL1及びスイッチ素子Q2からなる直列回路に並列に接続される。直流電源DC1の高圧側出力端は、第1のコイル部分L11と第2のコイル部分L12の接続点に接続される。スイッチ素子Q1、Q2の低圧側端は、直流電源DC1の低圧側出力端に接続される。

【0078】

このようなプッシュプル回路16に対しても、ハーフブリッジ回路10の場合と同様に、スイッチ素子Q1、Q2のオンデューティ比を適切な値（ここでは10%～45%）に設定して駆動する。このプッシュプル回路16によっても、実施の形態4のフルブリッジ回路と同様に、トランスアンテナAt1への印加電圧を回路入力電圧の実質的に2倍にすることができる。よって、コイル出力電流を増加すること、すなわち、入力電流を低減することが可能になる。また、フルブリッジ回路と比較して、半分の数（2個）のスイッチ素子で同等の機能を実現する回路動作を実現することが可能となる。プッシュプル回路16を備えた場合の装置の動作は実施の形態4のものと同様である。

【0079】

（実施の形態7）

実施の形態2では、並列共振コイルアンテナAt2を正弦波交流電圧により駆動した。並列共振コイルアンテナAt2を、実施の形態3～6で開示したように矩形波交流電圧により駆動することもできる。すなわち、実施の形態3～6で示した構成において、トランスアンテナAt1を、実施の形態2で示した並列共振コイルアンテナAt2と昇圧トランスTx2により置き換えてもよい。このような構成であっても、実施の形態3～6と同様の効果を奏する。

【0080】

図20は、一例として、実施の形態3の図5に示す構成において、トランスアンテナAt1を並列共振コイルアンテナAt2と昇圧トランスTx2により置き換えた構成を示す図である。すなわち、図20では、並列共振コイルアンテナAt2をハーフブリッジ回路10で駆動する構成を示している。ハーフブリッジ回路10は実施の形態3と同様に動作させる。すなわち、2つのスイッチ素子Q1、Q2を、互いに逆相でかつオンデューティ比が10%～45%の範囲内で駆動する。これにより、実施の形態3と同様の効果を奏する。

【0081】

なお、本実施の形態における昇圧トランスTx2の一次コイルL1と二次コイルL2間

10

20

30

40

50

のリーケージインダクタンスは、実施の形態 3 で説明したトランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 と二次コイル L 2 間のリーケージインダクタンスと同等の作用を発揮する。

【 0 0 8 2 】

本実施の形態の構成によれば、従来のコイルアンテナにおけるコイルとコンデンサの接続を直列から並列に変更するだけで、本実施の形態の構成に適用することが可能となる。また、結合の良い閉磁路トランスにより、巻数比(昇圧比)によって、コイル入力電圧を調整できるため、コイル共振電流の調整が容易となる。

【 0 0 8 3 】

実施の形態 3 ~ 6 では、トランスアンテナ A t 1 により LC 並列共振回路に高電圧を印加していた。これに対して、本実施の形態では、昇圧トランス T x 2 を用いることにより、LC 並列共振回路に高電圧を供給することが可能となり、必要な共振電流を得ることができる。本実施の形態の磁界発生回路の駆動回路は、実施の形態 2、3 ~ 6 の場合と同様に動作させて、空間に交流磁界を発生させる。

【 0 0 8 4 】

(実施の形態 8)

実施の形態 2 に開示した並列共振コイルアンテナ A t 2 と、所定のインダクタンス値を有するコイルとを、実施の形態 3 ~ 6 に記載の各種駆動回路(すなわち、図 5、12 ~ 15、18、19 に示す駆動回路)と接続してもよい。

【 0 0 8 5 】

図 21 に、一例として、並列共振コイルアンテナ A t 2 と、所定のインダクタンス値を有するコイル L 4 とを、駆動回路の一例としてフルブリッジ回路 12 に接続した構成を示す。並列共振コイルアンテナ A t 2 の並列共振周波数は駆動周波数とほぼ等しくなるように設定される。フルブリッジ回路 12 を実施の形態 3 ~ 6 の場合と同様に動作させて、並列共振コイルアンテナ A t 2 及びコイル L 4 に対して矩形波交流電圧を供給することにより、並列共振コイルアンテナ A t 2 から空間に交流磁界を発生させることができる。

【 0 0 8 6 】

なお、本実施の形態におけるコイル L 4 のインダクタンスは、実施の形態 3 で説明したトランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 と二次コイル L 2 間のリーケージインダクタンスと同等の作用を発揮する。

【 0 0 8 7 】

上記の実施の形態では、トランスアンテナ A t 1 あるいは昇圧トランス T x 2 にて高電圧及び入力電流ピークの制限を実現してきた。一方、駆動回路への入力電圧が LC 並列共振回路にとって十分な大きさである場合、前述のような高電圧を得る方法は必要がない。よって、入力電流ピークを制限する一次コイル L 1 を、駆動回路 10、12、... と、並列共振コイルアンテナ A t 2 との間に挿入することによって、実施の形態 3 ~ 6 と同様の動作を実現することが可能となり、同様の効果を奏する。従来のコイルアンテナにおけるコイルとコンデンサの接続を直列から並列に変更するだけで、本実施の形態の構成に転用することが可能となる。

【 0 0 8 8 】

(実施の形態 9)

図 22 は、磁界発生回路の別の構成を示す図である。本実施の形態の磁界発生回路は、第 1 のコイル L 12 と第 2 のコイル L 22 を直列に接続し、第 2 のコイル L 22 と並列に共振コンデンサ C 1 を接続してなる並列共振コイルアンテナ A t 3 を備える。第 1 のコイル L 12 と第 2 のコイル L 22 は同じ閉磁路コアの外周に巻線を巻回して形成される。並列共振コイルアンテナ A t 3 には、実施の形態 3 ~ 6 で示された各種の駆動回路 10 ~ 16 が接続される。図 22 は、一例として、並列共振コイルアンテナ A t 3 に、駆動回路としてフルブリッジ回路 12 を接続した例を開示している。

【 0 0 8 9 】

並列共振コイルアンテナ A t 3 の並列共振周波数は駆動周波数とほぼ等しくなるように設定される。本実施形態においても、駆動回路は実施の形態 3 ~ 6 の場合と同様に動作し

10

20

30

40

50

、並列共振コイルアンテナ A t 3 から空間に交流磁界を発生させる。例えば、並列共振コイルアンテナ A t 3 に駆動回路としてハーフブリッジ回路が接続された場合、2つのスイッチ素子 Q 1、Q 2 は、互いに逆相でかつオンデューティ比が 10 % ~ 45 % の範囲内で駆動される。

【0090】

なお、本実施の形態における並列共振コイルアンテナ A t 3 の第 1 のコイル L 1 2 は、実施の形態 3 で説明したトランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 と二次コイル L 2 間のリーケージインダクタンスと同等の作用を発揮する。

【0091】

本実施の形態の構成によっても、実施の形態 3 ~ 6 と同様の効果がある。本実施の形態の構成において、ピーク電流制限用のコイル L 2 2 を並列共振コイルアンテナに内蔵することにより、実施の形態 8 の構成に対して、コストダウンや設置スペースの削減においてより効果がある。

【0092】

(実施の形態 10)

実施の形態 3 ~ 9 の磁界発生回路において、直流電源 D C 1 と、入力コンデンサ C 3 とスイッチ素子 Q 1 の接続点との間に、直流電源 D C 1 の出力電圧を調整する電圧調整回路を挿入してもよい。図 23 は、一例として、実施の形態 3 (図 5) の磁界発生回路の構成において電圧調整回路 20 を挿入した構成を示す。図 24 は、一例として、実施の形態 8 (図 21) の磁界発生回路の構成において電圧調整回路 20 を挿入した構成を示す。電圧調整回路 20 により出力電圧を調整することにより、トランスアンテナ A t 1 または並列共振コイルアンテナ A t 2 に流れる電流を調整し、空間に発生させる交流磁界の強度の調整を可能とする。

【0093】

実施の形態 1、2 のような正弦波の駆動電圧を供給する場合、並列共振の特徴から駆動周波数と共振周波数のずれの程度に関わらず、コイル共振電流は、アンテナへの入力電圧にほぼ比例する。さらには実施の形態 3 ~ 9 のようにブリッジ回路などを使用した駆動方式においても、駆動周波数と並列共振回路の並列共振周波数とのずれの程度に係らず、コイル共振電流はブリッジ回路などへの入力電圧にほぼ比例する(図 10 参照)。このことから本実施の形態のようにブリッジ回路等への入力電圧を電圧調整回路 20 によって調整することにより、並列共振電流すなわち空間磁界強度を調整することが可能となる。

【0094】

さらに、電圧調整回路 20 の出力電圧と空間磁界強度がほぼ比例する。このことから、あらかじめ電圧調整回路 20 の出力電圧と空間磁界強度の相関性を把握し、電圧調整回路 20 の出力電圧を所望の値に設定しておけばよい。これにより、コイル電流や空間磁界の検知とフィードバック制御をすることなく、空間磁界強度を自在に調整することが可能となる。すなわち、コイル電流や空間磁界強度の検出やフィードバックを行わずに、所望の空間磁界強度を発生させることが可能となるため、システムの簡素化やコストダウンに効果がある。

【0095】

(実施の形態 11)

本実施の形態では、電圧調整回路 20 を備えた実施の形態 10 の構成において、さらに共振電流を測定するための抵抗(以下「電流モニタ用抵抗」と呼ぶ)を備えた構成を説明する。具体的には、実施の形態 10 の構成において、トランスアンテナ A t 1 もしくは並列共振コイルアンテナ A t 2 の共振電流(コイル電流)を測定するために、トランスアンテナ A t 1 の二次コイル L 2 または並列共振コイルアンテナ A t 2 のコイルに電流モニタ用抵抗を直列に接続する。

【0096】

例えば、図 25 (A) に示すように、図 23 に示す構成において、トランスアンテナ A t 1 の二次コイル L 2 に電流モニタ用抵抗 R 1 1 を接続してもよい。電流モニタ用抵抗 R

10

20

30

40

50

11の両端電圧をモニタリングすることにより、コイル電流を測定し、その測定値を電圧調整回路20にフィードバックする。電圧調整回路20は、トランスアンテナAt1の二次コイルL2に流れる共振電流に基づき、駆動回路(図25(A)の例ではハーフブリッジ回路10)への入力電圧を制御する。これにより、より高精度なコイル電流制御を可能とする。

【0097】

なお、図25(B)に示すように、図23に示す構成において、トランスアンテナAt1を測定するために、トランスアンテナAt1の共振コンデンサC1に電流モニタ用抵抗R11を直列に接続してもよい。この場合であっても、トランスアンテナAt1の二次コイルL2に電流モニタ用抵抗R11を直列に接続した場合(図25(A))と同等の効果を得ることが出来る。

10

【0098】

または、図24に示す構成において並列共振コイルアンテナAt2の共振電流を測定するために、並列共振コイルアンテナAt2のコイルL3に電流モニタ用抵抗R11を直列に接続してもよい。この場合であっても同様の効果を得ることが出来る。

【0099】

電流モニタ用抵抗R11は、トランスアンテナAt1や並列共振コイルアンテナAt2内に配置しても、それらのアンテナAt1、At2の外部に配置してもよい。

【0100】

並列共振では入力電流と共振電流(コイル電流)の値が異なる。トランスアンテナAt1の二次コイルL2または並列共振コイルアンテナAt2もしくは共振コンデンサC1に直列に接続された電流モニタ用抵抗R11の両端電圧を測定することにより、共振電流を測定することが可能となる。なお、電流モニタ用抵抗R11には、例えば、共振電流の出力を損失の発生妨げず、かつ発生電圧が測定に適した値となるような抵抗値を有するものを使用する。

20

【0101】

(実施の形態12)

実施の形態3~11の構成において、駆動回路として、ハーフブリッジ回路、フルブリッジ回路またはダブルフォワード回路を用いている構成において、磁界発生動作の終了後に、駆動回路におけるスイッチ素子を短絡するように制御してもよい。

30

【0102】

例えば、駆動回路としてハーフブリッジ回路を使用する場合、図5及び図12に示す構成では、ゲート駆動回路GDにより、磁界発生動作終了後に、スイッチ素子Q2を短絡させる。また、図13及び図14に示す構成では、磁界発生動作終了後に、ゲート駆動回路GDによりスイッチ素子Q1を短絡させる。図15に示すようなフルブリッジ回路を使用する構成の場合、磁界発生動作終了後に、ゲート駆動回路GDによりスイッチ素子Q2、Q4を短絡させる。図18に示すような、ダブルフォワード回路を使用する構成の場合、磁界発生動作終了後に、ゲート駆動回路GDによりスイッチ素子Q2を短絡させる。このような短絡動作により、トランスアンテナAt1または並列共振コイルアンテナAt2に残存する共振電流を強制的に放電し、立ち上がり時間を大幅に短縮することが可能となる。

40

【0103】

並列共振回路がもつ課題として共振電流の立下り時間が長いという点がある。特に実施の形態3~11において駆動回路の動作が停止した状態、すなわち全てのスイッチ素子が電氣的に開放状態となると、トランスアンテナAt1あるいは昇圧トランスTx2の一次コイル端が開放されることとなり、コイル共振電流は共振系のもつ抵抗損失分のみでしか減衰しない。そのままでは一般的はLF通信システムが要求する100μs以下の時定数を満足できない。

【0104】

そこで上述のように一次コイルL1を電氣的に短絡することで、トランスアンテナAt

50

1の二次コイルL2の共振電流や並列共振コイルアンテナA t 2の共振電流が、トランスアンテナA t 1や昇圧トランスT x 2を介して、一次側で短絡放電することが可能となる。これにより共振電流を速やかに減衰させ、磁界強度の立下り時間短縮を実現される。

【0105】

図15に示す、トランスアンテナA t 1及びフルブリッジ回路12を備えた実施の形態4の構成において、本実施の形態のスイッチ素子の短絡制御を適用してシミュレーションを行った。そのシミュレーション結果を以下に示す。図26は、シミュレーションにおけるスイッチ素子Q2及びQ4のゲート信号波形を示す。磁界発生動作停止後(スイッチ素子Q1、Q2へのゲート信号オフ後)に、スイッチ素子Q2のゲート及びスイッチ素子Q4のゲートにのみ、オン信号を入力し、スイッチ素子Q2、Q4を電氣的に短絡させている。この動作例では、0.1ms~0.6msまでの期間、スイッチ素子Q2、Q4を通常のオン動作を行い、0.6ms~0.9msまでの期間、スイッチ素子Q2、Q4を放電動作(Q2、Q4のみオン)させている。なお、0.9ms経過後から次の動作が始まるまでの期間、スイッチ素子Q2、Q4をオンさせておいてもよい。すなわち、0.6ms~0.9msまでの期間においてスイッチ素子Q2、Q4をオンさせておけばよく、その後はスイッチ素子Q2、Q4はオンさせてもオフさせてもよい。

10

【0106】

図27に、トランスアンテナA t 1の二次コイルL2の共振電流のシミュレーション結果を示す。図27(A)はスイッチ素子の短絡動作がない場合を示し、図27(B)はスイッチ素子の短絡動作がある場合を示す。図27(A)に示すように、短絡動作がない場合、磁界発生動作終了時である0.6ms以降もコイル電流の共振が継続している。これに対して、図27(B)に示すように、短絡動作を実施した場合、磁界発生動作終了後、共振電流が速やかに減衰していることが分かる。

20

【0107】

(実施の形態13)

本実施の形態では、共振電流を速やかに減少させるための、実施の形態12とは異なる他の構成を説明する。

【0108】

本実施の形態では、実施の形態3, 4, 5, 7, 8, 9, 10, 11において駆動回路の出力と、トランスアンテナA t 1もしくは昇圧トランスT x 2の一次側とが接続される回路部において、電氣的あるいは機械的に短絡可能なスイッチを挿入する。図28~図31に、本実施の形態の思想を、トランスアンテナA t 1を含む磁界発生回路に適用したときの構成例を示す。スイッチは例えばFETやリレーで構成できる。

30

【0109】

図28に示す構成は、駆動回路としてハーフブリッジ回路を備える図5に示す構成において、トランスアンテナA t 1の一次コイルL1に並列にスイッチS1が接続されている。さらに、図28に示す構成において、スイッチS1のオン・オフを制御するスイッチ制御回路SCが設けられている。スイッチ制御回路SCは磁界発生回路の磁界発生動作終了後、スイッチS1をオンする。これにより、一次コイルL1が短絡され、一次コイルL1を流れる共振電流を強制的に放電できる。

40

【0110】

図29に示す構成は、駆動回路としてフルブリッジ回路を備える図15に示す構成において、トランスアンテナA t 1の一次コイルL1の高圧側端と、グランド電位(直流電源DC1の低圧側出力端)との間にスイッチS1が接続されている。また、トランスアンテナA t 1の一次コイルL1の低圧側端と、グランド電位点との間にスイッチS2が接続されている。さらに、スイッチS1、S2のオン・オフを制御するスイッチ制御回路SCが設けられている。スイッチ制御回路SCは磁界発生回路の磁界発生動作終了後、スイッチS1及びS2をオンする。これにより、一次コイルL1が短絡され、一次コイルL1を流れる共振電流を強制的に放電できる。

【0111】

50

図 30 に示す構成は、駆動回路としてフルブリッジ回路を備える図 15 に示す構成において、トランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 に並列にスイッチ S 1 が接続されている。さらに、スイッチ S 1 のオン・オフを制御するスイッチ制御回路 S C が設けられている。スイッチ制御回路 S C は磁界発生回路の磁界発生動作終了後、スイッチ S 1 をオンする。これにより、一次コイル L 1 が短絡され、一次コイル L 1 を流れる共振電流を強制的に放電できる。

【 0 1 1 2 】

図 31 に示す構成は、駆動回路としてダブルフォワード回路を備える図 18 に示す構成において、トランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 の低圧側端と、グランド電位（直流電源 D C 1 の低圧側出力端）との間にスイッチ S 1 が接続されている。さらに、スイッチ S 1 のオン・オフを制御するスイッチ制御回路 S C が設けられている。スイッチ制御回路 S C は磁界発生回路の磁界発生動作終了後、スイッチ S 1 をオンする。これにより、一次コイル L 1 の低圧側端がグランドに接続され、ダイオード D 1、一次コイル L 1、スイッチ S 1 の電流経路が形成され、この経路において共振電流を強制的に放電させることができる。

【 0 1 1 3 】

以上のような構成において、磁界発生動作終了後に、スイッチ S 1 及び S 2 を短絡させることにより、トランスアンテナ A t 1（もしくは並列共振コイルアンテナ A t 2）に残存する共振電流を強制的に放電でき、共振電流の立ち下がり時間を大幅に短縮することができる。

【 0 1 1 4 】

（実施の形態 14）

駆動回路としてハーフブリッジ回路を備え、さらに、実施の形態 12 で示したスイッチ素子の短絡制御を行う場合において、共振電流をより速やかに減衰させるために、ハーフブリッジ回路におけるバイパスコンデンサ C 2 に並列にダイオードを接続してもよい。

【 0 1 1 5 】

例えば、図 32 に示すように、バイパスコンデンサ C 2 に並列にダイオード D 1 を接続してもよい。このとき、ダイオード D 1 のカソードがハーフブリッジ回路のスイッチ素子 Q 1 とスイッチ素子 Q 2 の接続点に接続され、ダイオード D 1 のアノードがトランスアンテナ A t 1 の一次コイル L 1 の高圧側端に接続される。

【 0 1 1 6 】

上記構成を有する磁界発生回路では、実施の形態 12 で説明したように磁界発生期間が終了後に共振電流を放電するためにスイッチ素子 Q 2 を短絡する。

【 0 1 1 7 】

ここで、駆動回路としてハーフブリッジ回路 10 を使用した場合、ハーフブリッジ回路 10 とアンテナ A t 1 に直列に接続されるバイパスコンデンサ C 2 が必要となる。バイパスコンデンサ C 2 はハーフブリッジ回路 10 の動作にともない電荷を蓄積する。よって、上記のようなダイオード D 1 を設けない場合、磁界発生期間の終了後に共振電流を放電するためにスイッチ素子 Q 2 を電氣的に短絡しても、バイパスコンデンサ C 2 に充電されている電荷のために、バイパスコンデンサ C 2 と一次コイル L 1 間で直流共振現象が発生してしまい、共振電流が速やかに減衰しないという問題が発生する場合がある。本実施の形態では、ダイオード D 1 を設けることでこの課題を解決する。

【 0 1 1 8 】

磁界発生期間の終了後にスイッチ素子 Q 2 を短絡させると、バイパスコンデンサ C 2 と一次コイル L 1 により直列共振電流 I_r が発生し、バイパスコンデンサ C 2 の両端には $V = \pm I_r / 2 \pi f C 2$ のピーク値を有する正弦波交流電圧 V が発生する。ダイオード D 1 に順電圧が印加される期間に、共振電流がダイオード D 1 を介してスイッチ素子 Q 2 に放電され、一次コイル L 1 の共振電流を速やかに減衰させることが可能となる。このように、磁界発生期間の終了後にスイッチ素子 Q 2 を短絡した際に、ダイオード D 1 を介して、バイパスコンデンサ C 2 と並列共振回路間に発生する共振電流が速やかに放電される。こ

10

20

30

40

50

のため、共振電流の立下り時間を大幅に短縮することができる。

【0119】

図5に示す構成(ダイオードD1なし)と図32に示す構成(ダイオードD1あり)のそれぞれにおいて、実施の形態12で示した短絡制御を行った場合の共振電流の変化についてのシミュレーション結果を図33に示す。図33(A)は、バイパスコンデンサC2に並列に接続されたダイオードD1を有しない図5に示す構成において、実施の形態12で示した短絡制御を行った場合のシミュレーション結果である。図33(B)は、バイパスコンデンサC2にダイオードD1が並列に接続された図32に示す構成において、実施の形態12で示した短絡制御を行った場合のシミュレーション結果である。図33(A)、(B)はともに、トランスアンテナAt1の二次コイルL2の共振電流のシミュレーション結果を示す。この動作例では、0.1ms~0.6msまでの期間、通常のオン動作を行い、0.6ms~1.0msまでの期間、放電動作(スイッチ素子Q2のみオン)を行っている。図33(A)に示すように、バイパスコンデンサC2にダイオードD1が並列に接続されていない場合、磁界発生動作終了時の0.6ms以降減衰の程度が少なく、400μsかかってようやく共振電流が無くなっている。一方、図33(B)に示すように、バイパスコンデンサC2にダイオードD1が並列に接続された場合、共振電流は40μs程度の短期間で速やかに減衰していることが分かる。

10

【0120】

(実施の形態15)

図34に、図5に示すハーフブリッジ回路10とトランスアンテナAt1とを含む磁界発生回路に放電抵抗R21を追加した構成を示す。放電抵抗R21は、低圧側のスイッチ素子Q2とグラウンド電位を与えるグラウンドノードGNDの接続点(A点)と、スイッチ素子Q1とQ2の接続点(B点)と、トランスアンテナAt1の一次コイルL1とグラウンドノードGNDの接続点(C点)とを結ぶ経路上に挿入される。図34の例では、放電抵抗R21は1つしか挿入されていないが、2個以上の放電抵抗が挿入されてもよい。

20

【0121】

並列共振時にはハーフブリッジ回路10を流れる電流は非常に少なくなり、放電抵抗R21における損失も少ない。一方、信号発生期間が終了し、スイッチ素子Q1が開放となり、スイッチ素子Q2が短絡となった場合、上記の経路(A点、B点、C点を結ぶ経路)には二次共振電流の巻数比倍の電流が流れる。そのため放電抵抗R21の値が小さくても素早く放電することが可能となり、トランスアンテナAt1の二次コイルL2の共振電流は速やかに減衰することが可能となる。

30

【0122】

図35に、図34の回路構成において、放電抵抗R21が有る場合と無い場合の二次コイルL2に流れる共振電流のシミュレーション結果を示す。磁界発生期間(共振動作時)では、波形にほとんど差異が発生していないに関わらず、磁界発生期間の終了後には速やかに共振電流が減衰した。

【0123】

図36に、図15に示すフルブリッジ回路12とトランスアンテナAt1とを含む磁界発生回路に放電抵抗R21~R23を追加した構成を示す。放電抵抗R21~R23は、スイッチ素子Q2とグラウンドノードGNDの接続点(A点)と、スイッチ素子Q1とスイッチ素子Q2の接続点(B点)と、スイッチ素子Q3とスイッチ素子Q4の接続点(C点)と、スイッチ素子Q4とグラウンドノードGNDの接続点(D点)とを結ぶ電流経路上に挿入されている。ここで、放電抵抗は、前述した電流経路上に少なくとも1つ挿入されればよい。

40

【0124】

図37に、図36の回路構成において、放電抵抗R21~R23が有る場合と無い場合の二次コイルL2の共振電流のシミュレーション結果を示す。フルブリッジ回路12においても、共振時の波形にはほとんど差異が発生していないに関わらず、磁界発生期間終了後には速やかに共振電流が減衰することが分かる。

【0125】

50

図 3 8 に、図 1 8 に示す、ダブルフォワード回路 1 4 とトランスアンテナ A t 1 を含む磁界発生回路に放電抵抗 R 2 1 ~ R 2 3 を追加した構成を示す。このような回路においても、図 3 4 または図 3 6 に示す回路構成の場合と同様の効果を奏する。

【 0 1 2 6 】

図 3 9 に、図 2 8 に示す回路において、共振電流放電用のスイッチ S 1 に直列に放電抵抗 R 2 1 を挿入した磁界発生回路を示す。図 3 9 は、図 2 8 に示すハーフブリッジ回路 1 0 にスイッチ S 1 と放電抵抗 R 2 1 を挿入した構成と同じである。このような回路においても、図 3 4、図 3 6 または図 3 8 に示す回路構成の場合と同様の効果を奏する。なお、図 2 9 ~ 図 3 1 に示す回路構成においても同様に放電抵抗を挿入してもよい。

【 0 1 2 7 】

(本開示)

上記の実施の形態において以下の思想が開示されている。

【 0 1 2 8 】

(1) 上記の実施の形態において以下の第 1 の磁界発生回路が開示されている (実施の形態 1、3 ~ 6 参照)。

第 1 の磁界発生回路は、

一次コイル(L1)と二次コイル(L2)とを含むトランス(Tx1)と、トランスの二次コイル(L2)に並列に接続された共振コンデンサ(C1)とを含み、磁界を発生するトランスアンテナ(At1)と、

トランスアンテナ(At1)の一次コイル(L1)に駆動電圧として交流電圧を供給する交流電源回路(AC1,DC1+10,12,14,16)と、を備える。

二次コイル(L2)と共振コンデンサ(C1)で構成される並列共振回路の共振周波数が、交流電源回路(AC1)から供給される交流電圧の周波数と略等しく設定される。

【 0 1 2 9 】

(2) (1) の磁界発生回路において、交流電源回路は正弦波交流電圧を出力する回路(AC1)であってもよい。

【 0 1 3 0 】

(3) (1) の磁界発生回路において、交流電源回路は、直流電圧を出力する直流電源(DC1)と、前記直流電圧を所定の周波数の矩形波交流電圧に変換し、出力する駆動回路(10,12,14,16)とを含んでもよい (図 5、12 ~ 14、15、18、19 参照)。

【 0 1 3 1 】

(4) (3) の磁界発生回路において、駆動回路は、例えば、ハーフブリッジ回路(10)、フルブリッジ回路(12)、ダブルフォワード回路(14)またはプッシュプル回路(16)である (図 5、図 15、図 18、図 19 参照)。

【 0 1 3 2 】

(5) (3) の磁界発生回路において、駆動回路は、直流電源(DC1)の高圧側出力端と低圧側出力端との間に直列に接続された高圧側のスイッチ素子及び低圧側のスイッチ素子(Q1,Q2)と、高圧側及び/または低圧側のスイッチ素子と一次コイル(L1)との間に挿入されたバイパスコンデンサ(C2)とを含むハーフブリッジ回路(10)であってもよい。この場合、さらに、高圧側及び/または低圧側のスイッチ素子にカソードが接続され、一次コイル(L1)にアノードが接続されるように、バイパスコンデンサ(C2)に並列にダイオード(D1)が接続されてもよい (実施の形態 1 4 参照)。

【 0 1 3 3 】

(6) (4) または (5) の磁界発生回路において、駆動回路は、オンデューティ比が 10 % ~ 45 % の範囲内で駆動されてもよい (図 15、18、19 参照)。

【 0 1 3 4 】

(7) (3) ~ (6) のいずれかの磁界発生回路において、直流電源(DC1)からの直流電圧を受けて、駆動回路へ出力する直流電圧を調整する電圧調整回路(20)をさらに備えてもよい (実施の形態 1 0 参照)。

【 0 1 3 5 】

10

20

30

40

50

(8) (7) の磁界発生回路において、二次コイルに流れる共振電流を検出するための電流検出用抵抗(R11)をさらに備えてもよい。電圧調整回路(20)は、電流検出用抵抗による検出値に基づき駆動回路へ出力する直流電圧を制御してもよい(実施の形態 1 1 参照)。

【 0 1 3 6 】

(9) (3) ~ (8) のいずれかの磁界発生回路において、駆動回路(10,12,14,16)は、直流電源の高圧側出力端と低圧側出力端との間に直列に接続された高圧側スイッチ素子と低圧側スイッチ素子(Q1,Q2,...)と、高圧側及び低圧側スイッチ素子を駆動するゲート駆動回路(GD)とを備えてもよい。ゲート駆動回路(GD)は、駆動回路(10,12,14,16)による磁界発生動作の終了後、高圧側及び低圧側スイッチ素子のいずれかをオンして短絡させてもよい(実施の形態 1 2 参照)。

10

【 0 1 3 7 】

(1 0) (3) ~ (8) のいずれかの磁界発生回路において、一次コイルの高圧側端と低圧側端の間に接続され、または、一次コイルの低圧側端とグラウンド電位間に接続されたスイッチ(S1,S2)と、スイッチを制御するスイッチ制御回路(SC)とをさらに備えてもよい。スイッチ制御回路(SC)は、駆動回路(10,12,14)による磁界発生動作の終了後、スイッチをオンして、一次コイルの高圧側端と低圧側端の間を短絡し、または、一次コイルの低圧側端をグラウンド電位に接続してもよい(実施の形態 1 3 参照)。

【 0 1 3 8 】

(1 1) (7) ~ (9) のいずれかの磁界発生回路において、駆動回路において、グラウンド電位を与えるグラウンドノード(GND)と、グラウンドノードに一端が接続されたスイッチ素子(Q2,Q4)と、トランスアンテナの一次巻線(L1)とを含む電流経路において、放電抵抗(R21,R22,R23)が直列に挿入されてもよい(実施の形態 1 5 参照)。

20

【 0 1 3 9 】

(1 2) さらに、上記の実施の形態は下記の第 2 の磁界発生回路の構成を開示する(実施の形態 2、7 参照)。

第 2 の磁界発生回路は、

一次コイル(L1)と二次コイル(L2)とを含む昇圧トランス(Tx2)と、

第 3 のコイル(L3)と、前記第 3 のコイル(L3)に並列接続された共振コンデンサ(C1)とを含み、磁界を発生する並列共振コイルアンテナ(At2)と、

昇圧トランス(Tx2)に駆動電圧として交流電圧を供給する交流電源回路(AC1)と、を備える。

30

二次コイル(L2)と並列共振コイルアンテナ(At2)で構成される共振回路の共振周波数が、交流電源回路(AC1)から供給される交流電圧の周波数と略等しく設定される。

【 0 1 4 0 】

(1 3) (1 2) の磁界発生回路において、交流電源回路(AC1)は正弦波交流電圧を出力する回路であってもよい(実施の形態 2 参照)。

【 0 1 4 1 】

(1 4) さらに、上記の実施の形態は下記の第 3 の磁界発生回路の構成を開示する((実施の形態 8、9 参照)。

第 3 の磁界発生回路は、

第 1 のコイル(L4,L1)と、

第 2 のコイル(L3,L2)と、前記第 2 のコイル(L3,L2)に並列接続された共振コンデンサ(C1)とを含み、磁界を発生する並列共振コイルアンテナ(At2,At3)と、

並列共振コイルアンテナ(At2,At3)に駆動電圧として矩形波交流電圧を供給する交流電源回路と、を備える。

40

記並列共振コイルアンテナ(At2, At3)の共振周波数が、交流電源回路から供給される交流電圧の周波数と略等しく設定される。

【 0 1 4 2 】

(1 5) (1 4) の磁界発生回路において、第 1 のコイルと第 2 のコイルは同一の閉磁路コアの外周に形成されてもよい。

50

【 0 1 4 3 】

(1 6) (1 2) または (1 5) の磁界発生回路において、交流電源回路は、直流電圧を出力する直流電源(DC1)と、直流電圧を所定の周波数の矩形波交流電圧に変換し、出力する駆動回路(10,12,14,16)とを含んでもよい。

【 0 1 4 4 】

(1 7) (1 6) の磁界発生回路において、駆動回路は、ハーフブリッジ回路(10)、フルブリッジ回路(12)、ダブルフォワード回路(14)またはプッシュプル回路(16)であってもよい。

【 0 1 4 5 】

(1 8) (1 7) の磁界発生回路において、駆動回路は、オンデューティ比が 1 0 % ~ 4 5 % の範囲内で駆動されてもよい。 10

【 0 1 4 6 】

以上、本発明の具体的な例示として、実施の形態 1 ~ 1 5 を説明した。しかしながら、本発明は、上記実施の形態に限定されず、適宜、変更、置き換え、付加、省略などを行った実施の形態にも適用可能である。また、上記実施の形態 1 ~ 1 5 で説明した各構成要素を互いに組み合わせて、新たな実施の形態とすることも可能である。すなわち、上述の実施の形態は、本発明における技術を例示するためのものであるから、特許請求の範囲またはその均等の範囲において種々の変更、置き換え、付加、省略などを行うことができる。

【 符号の説明 】

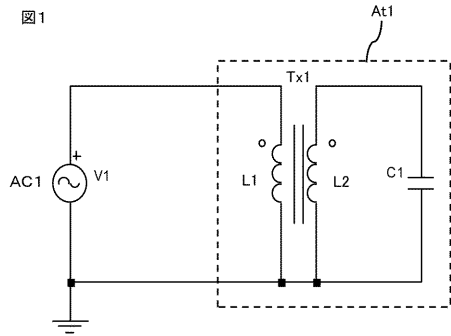
【 0 1 4 7 】

- 1 0 ハーフブリッジ回路
- 1 2 フルブリッジ回路
- 1 4 ダブルフォワード回路
- 1 6 プッシュプル回路
- 2 0 電圧調整回路
- A C 1 交流電源回路
- A t 1 トランスアンテナ
- A t 2、A t 3 並列共振コイルアンテナ
- L 1 トランスアンテナの一次コイル
- L 2 トランスアンテナの二次コイル
- C 1 共振コンデンサ
- C 2 バイパスコンデンサ
- C 3 入力コンデンサ
- D C 1 直流電源
- G D ゲート駆動回路
- R 1 1 電流モニタ用抵抗
- S C スイッチ制御回路
- Q 1 ~ Q 4 スイッチ素子
- T x 1、T x 2 トランス

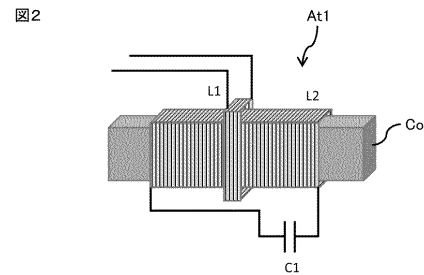
20

30

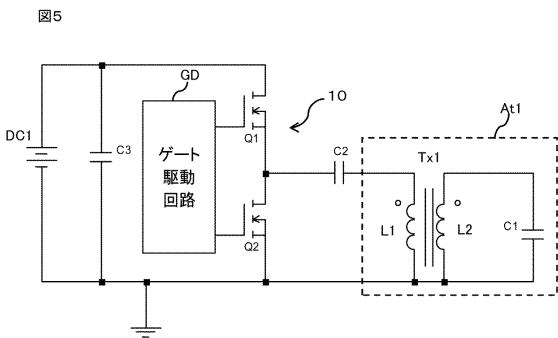
【図 1】



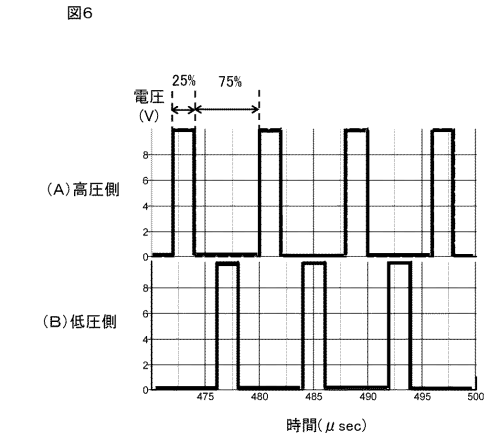
【図 2】



【図 5】



【図 6】



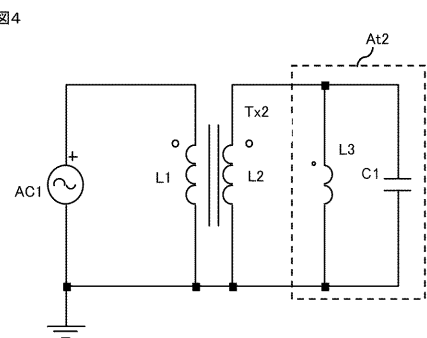
【図 3】

図3

正弦波電圧印加(実測値)

		従来	実施形態1	実施形態1 ／従来
ダンピング抵抗	Ω	10	無し	—
巻数比	—	—	35	—
インダクタンス	μH	166	166	—
共振コンデンサ	nF	10	10	—
印加電圧波形		sin波	sin波	—
駆動周波数	kHz	123	122	—
入力電圧	Vpp	12	12	100.0%
入力電流	App	1.14	0.24	21.1%
入力電力	VA	2.418305	0.509117	21.1%
コイル電流	App	1.14	1.74	152.6%
空間磁束密度at1m	nTrms	7.5	12.9	172.0%

【図 4】



【図 7】

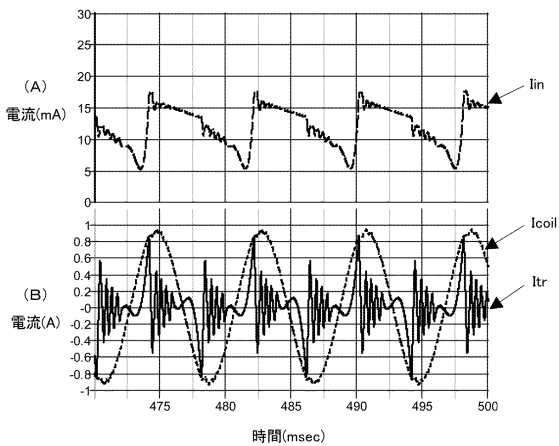
図7

ハーフブリッジ回路による動作結果駆動(シミュレーション値)

		実施形態3 (No.1)
ダンピング抵抗	Ω	無し
巻数比	—	35
インダクタンス	μH	166
共振コンデンサ	nF	10
印加電圧波形		25%矩形波
駆動周波数	kHz	125
入力電圧	Vdc	12
回路入力電流	Arms	0.014
トランス入力電流	App	1.67
	Arms	0.251
コイル電流	App	1.83
	Arms	0.636
磁束密度at1m(推定値)	nTrms	12.83

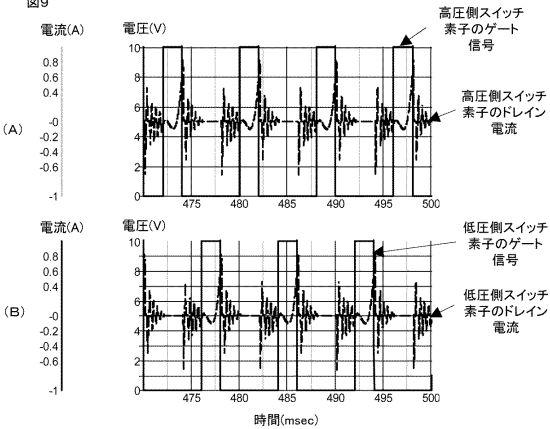
【図 8】

図8



【図 9】

図9



【図 10】

図10

ハーフブリッジ駆動回路による実測値

		従来	実施形態3 (No.2)	実施形態3 (No.3)	No.2/従来	No.3/従来
ダンピング抵抗	Ω	10	無し	無し	—	—
巻数比	—	—	27	70	—	—
インダクタンス	μH	166	166	337	—	—
共振コンデンサ	nF	10	10	4.7	—	—
駆動回路	—	ハーフブリッジ	ハーフブリッジ (図5)	ハーフブリッジ (図5)	—	—
印加電圧波形	—	30%矩形波	25%矩形波	25%矩形波	—	—
駆動周波数	kHz	123	122	126.4	—	—
入力電圧	V	12	12	12	—	—
回路入力電流	Arms	0.147	0.034	0.062	23.1%	42.2%
入力電力	VA	1.764	0.408	0.744	23.1%	42.2%
トランス入力電流	App	—	1.14	1.02	—	—
コイル電流	App	1.01	1.88	1.92	186.1%	190.1%
	Arms	0.357	0.665	0.679	186.1%	190.1%
空間磁束密度at1m	nTrms	7.44	13.18	21.3	177.2%	286.3%
磁束立ち上り時間	μs	80	70	70	87.5%	87.5%

【図 11】

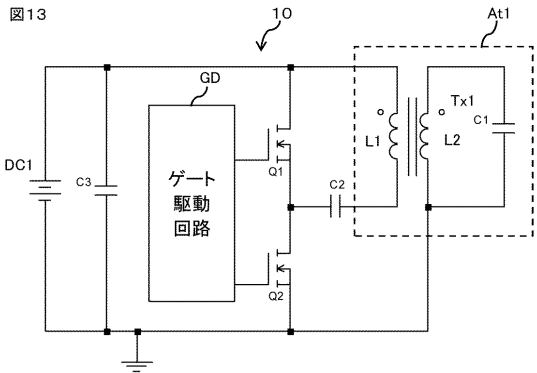
図11

ハーフブリッジ回路による駆動時の周波数特性(実測値)

		実施形態3 (No.2)	実施形態3 (No.2)	実施形態3 (No.2)
ダンピング抵抗	Ω	無し	←	←
巻数比	—	27	←	←
インダクタンス	μH	166	←	←
共振コンデンサ	nF	10	←	←
駆動回路	—	ハーフブリッジ (図5)	←	←
印加電圧波形	—	25%矩形波	25%矩形波	25%矩形波
駆動周波数	kHz	119	120.5	122
入力電圧	V	12	12	12
回路入力電流	Arms	0.119	0.068	0.034
入力電力	VA	1.428	0.816	0.408
コイル電流	App	1.64	1.82	1.88
空間磁束密度at1m	nTrms	13.2	13.1	13.3

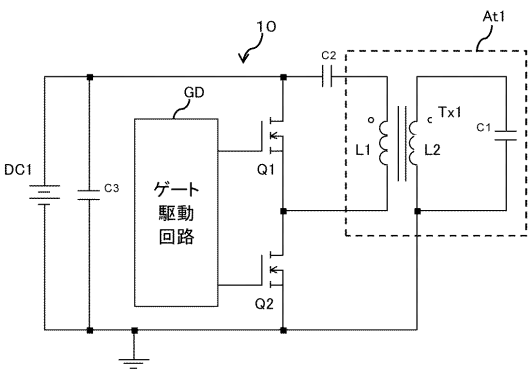
【図 13】

図13



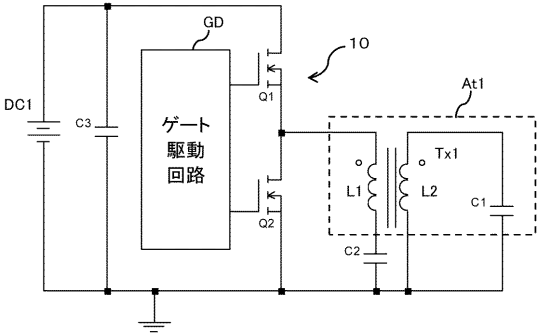
【図 14】

図14

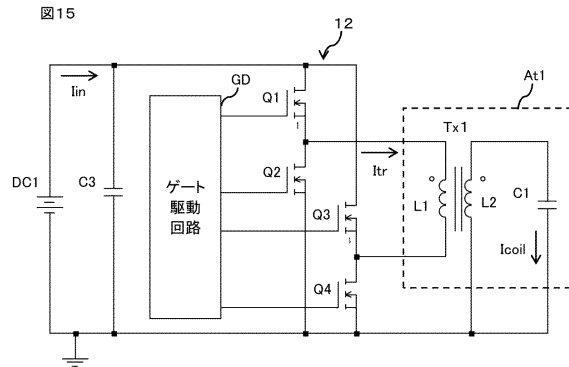


【図 12】

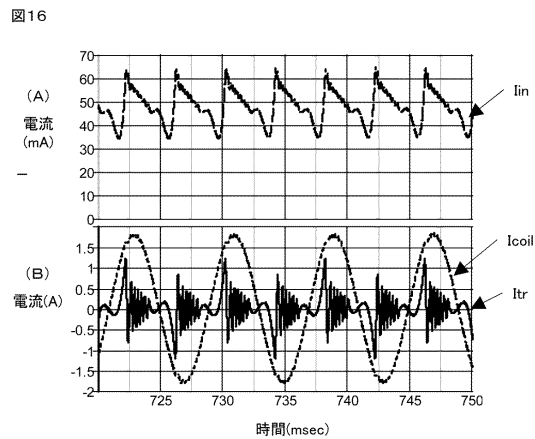
図12



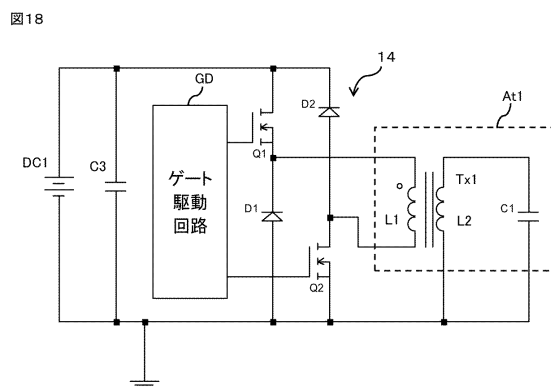
【図 15】



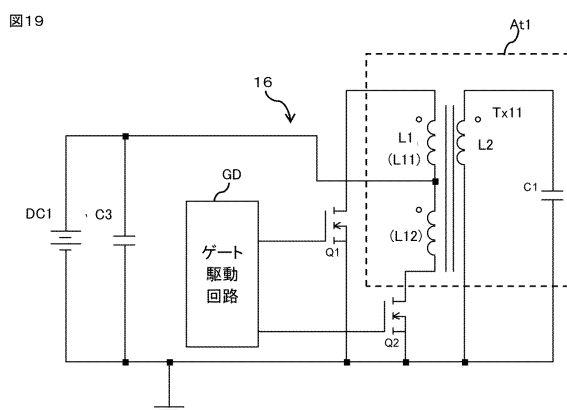
【図 16】



【図 18】



【図 19】



【図 17】

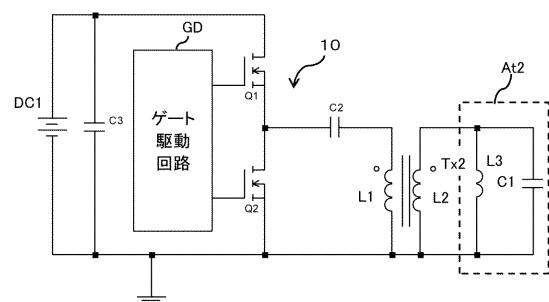
図 17

フルブリッジ回路とハーフブリッジ回路での動作比較(シミュレーション)

		実施形態3 (No.1)	実施形態4	実施の形態 3と4の比
ダンピング抵抗	Ω	10	無し	—
巻数比	—	35	35	35
インダクタンス	μH	166	166	—
共振コンデンサ	nF	10	10	—
駆動回路	—	ハーフブリッジ (図10a)	フルブリッジ (図10b)	—
印加電圧波形	—	25%矩形波	25%矩形波	—
駆動周波数	kHz	125	125	—
入力電圧	V	12	12	100.0%
回路入力電流	Arms	0.014	0.048	342.9%
入力電力	VA	0.168	0.576	342.9%
トランス入力電流	App	1.67	2.40	143.7%
	Arms	0.251	0.35	139.4%
コイル電流	App	1.83	3.618	197.7%
	Arms	0.636	1.264	198.7%
磁束密度at1m(推定値)	nTrms	12.83	25.36	197.7%

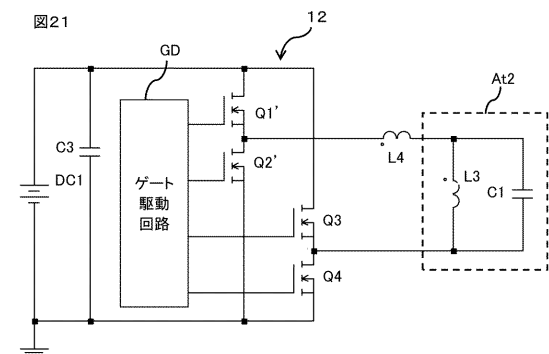
【図 20】

図20

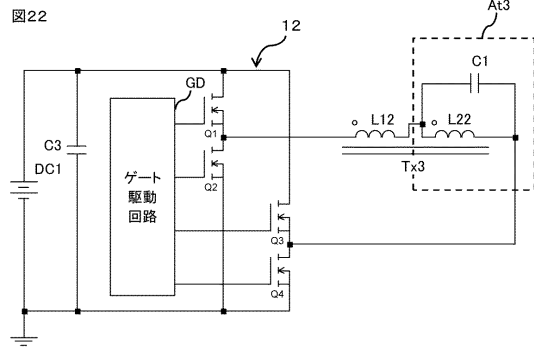


【図 21】

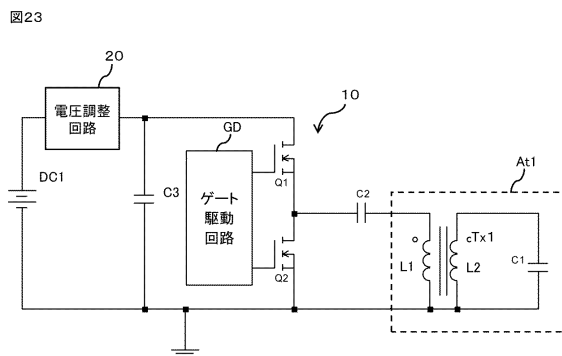
図21



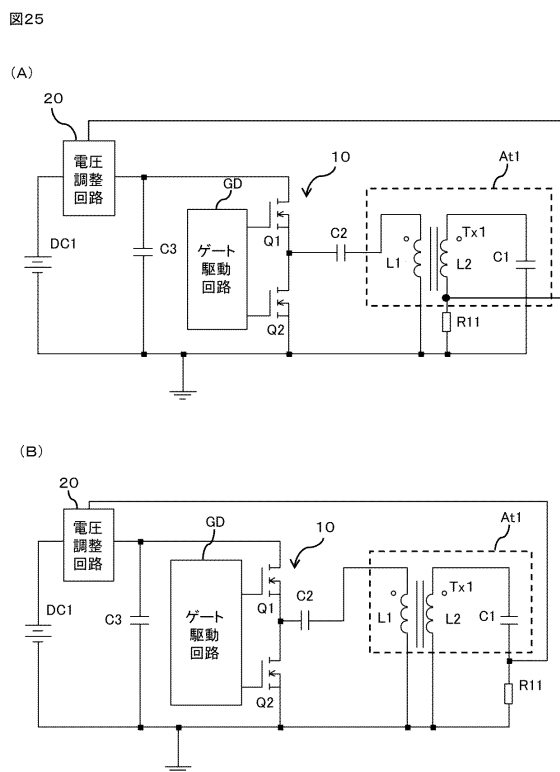
【図 2 2】



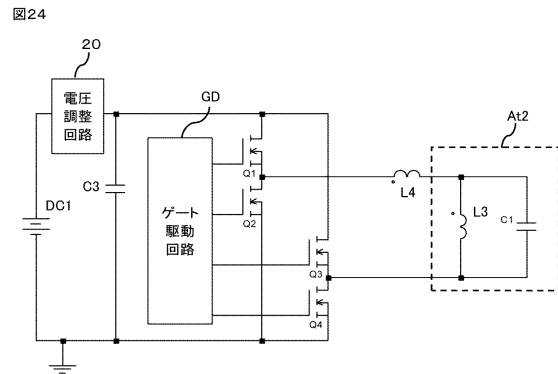
【図 2 3】



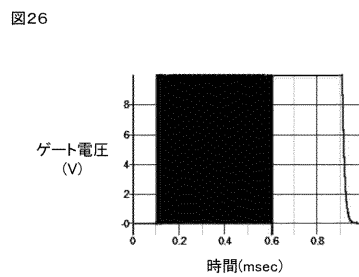
【図 2 5】



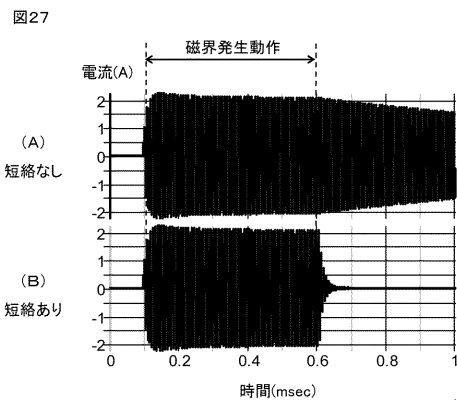
【図 2 4】



【図 2 6】

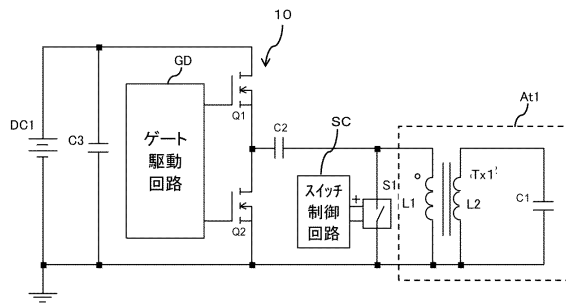


【図 2 7】



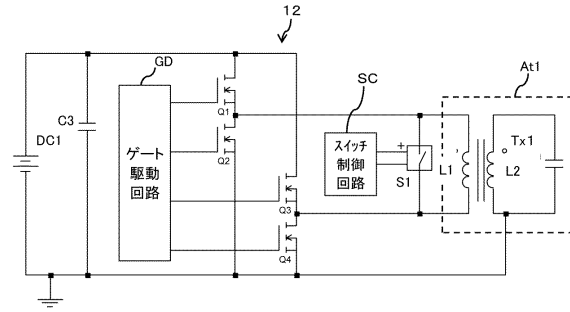
【図 28】

図28



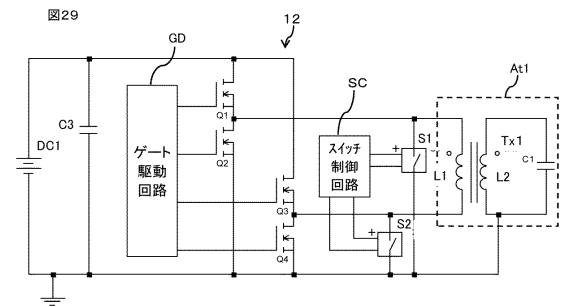
【図 30】

図30



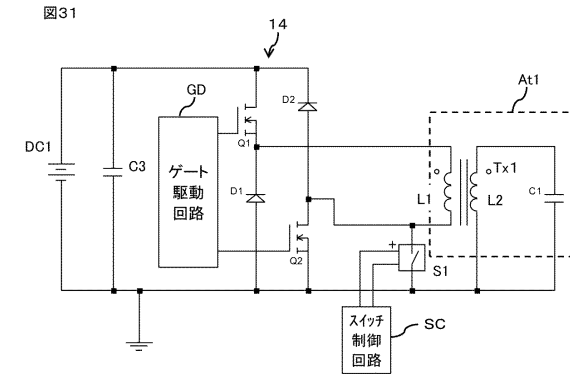
【図 29】

図29



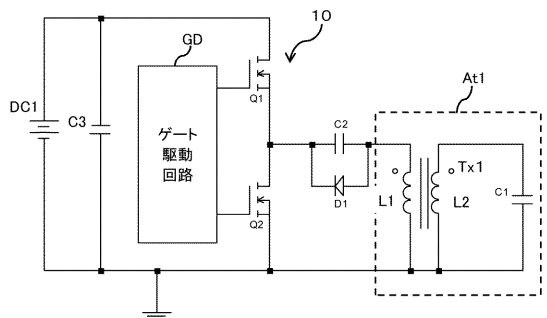
【図 31】

図31



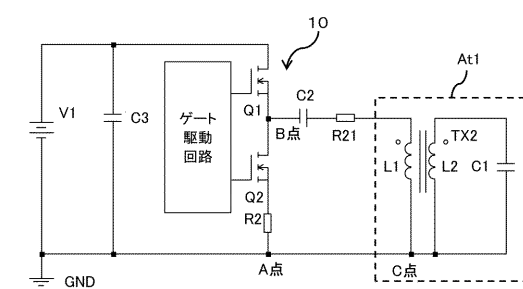
【図 32】

図32



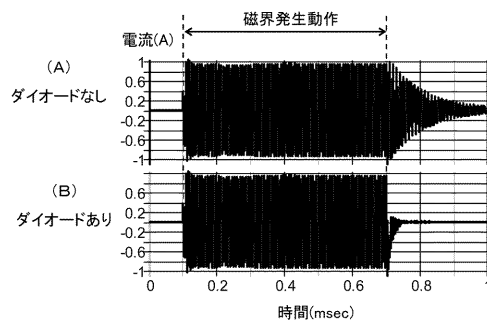
【図 34】

図34



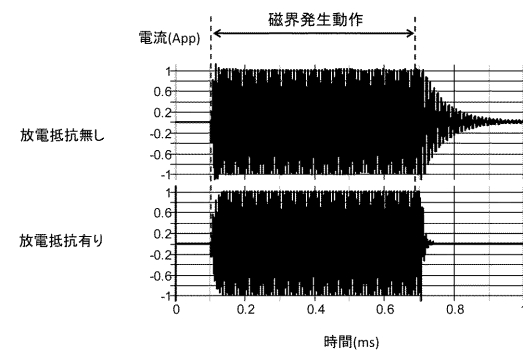
【図 33】

図33



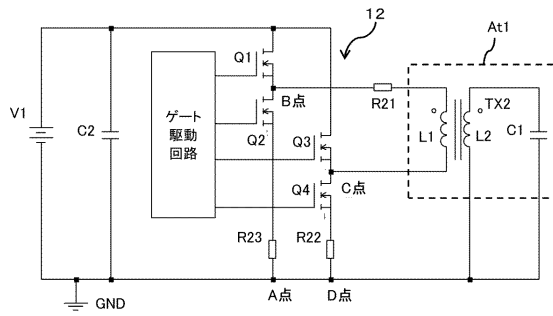
【図 35】

図35



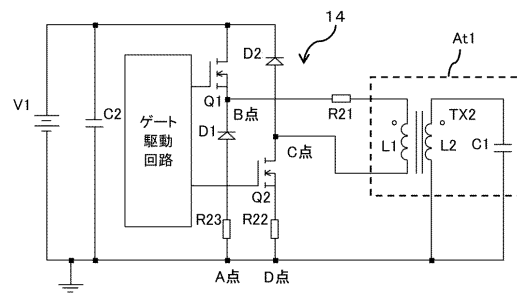
【図 3 6】

図36



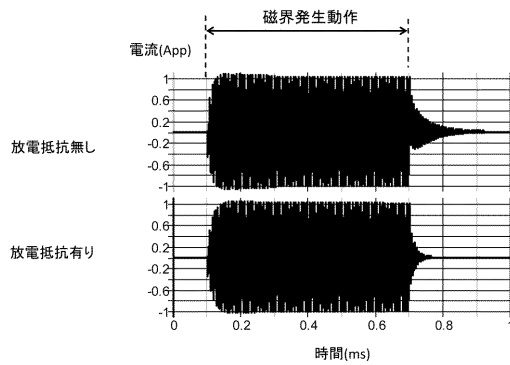
【図 3 8】

図38



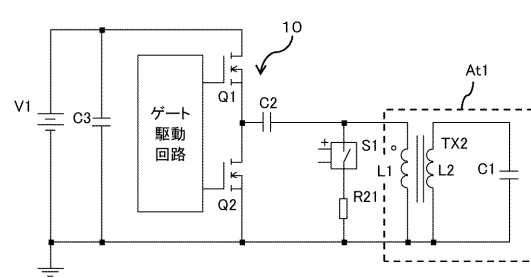
【図 3 7】

図37



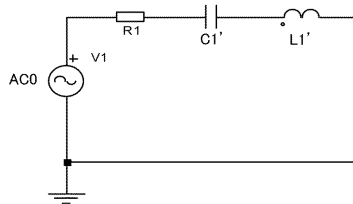
【図 3 9】

図39



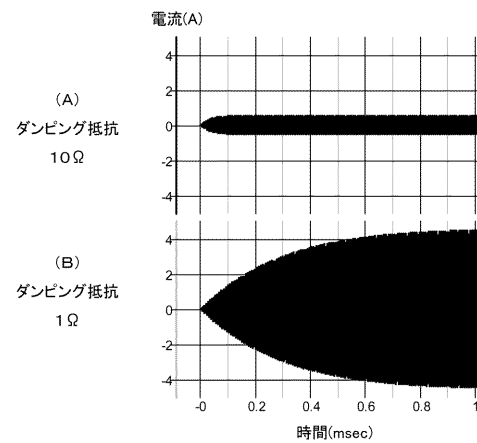
【図 4 0】

図40



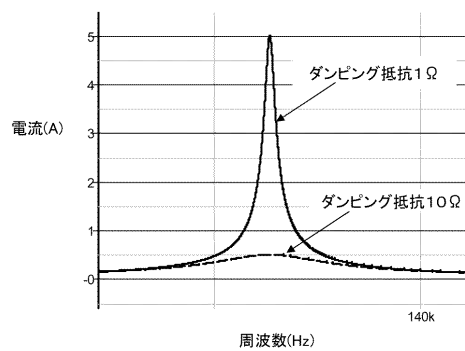
【図 4 2】

図42



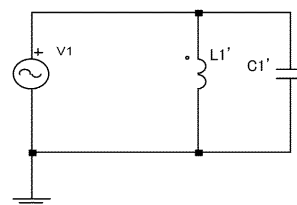
【図 4 1】

図41



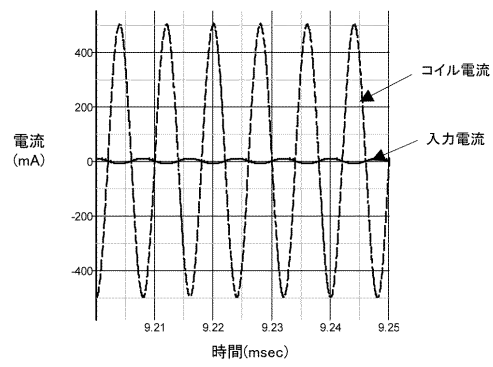
【図 4 3】

図43



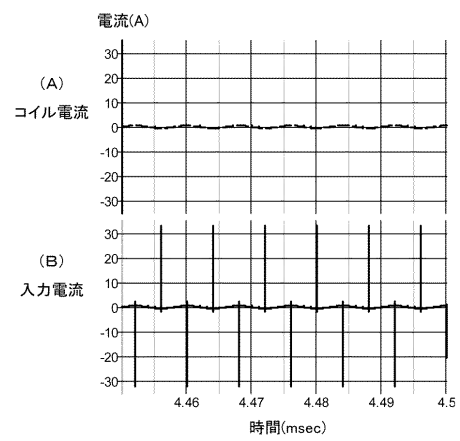
【図 4 4】

図44



【図 4 5】

図45



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 1 2 - 1 6 9 7 2 4 (J P , A)
国際公開第 2 0 1 5 / 1 2 9 4 6 0 (W O , A 1)
特開 2 0 0 6 - 0 4 1 6 5 2 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 1 Q	7 / 0 6 - 7 / 0 8
H 0 2 M	7 / 4 8
H 0 3 K	1 7 / 6 8 7