

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載

【部門区分】第 7 部門第 4 区分

【発行日】平成 29 年 6 月 29 日 (2017.6.29)

【公開番号】特開 2015-8625 (P2015-8625A)

【公開日】平成 27 年 1 月 15 日 (2015.1.15)

【年通号数】公開・登録公報 2015-003

【出願番号】特願 2014-152329 (P2014-152329)

【国際特許分類】

H 0 2 J 50/00 (2016.01)

H 0 1 Q 7/00 (2006.01)

【F I】

H 0 2 J 17/00 B

H 0 1 Q 7/00

【誤訳訂正書】

【提出日】平成 29 年 5 月 12 日 (2017.5.12)

【誤訳訂正 1】

【訂正対象書類名】明細書

【訂正対象項目名】全文

【訂正方法】変更

【訂正の内容】

【発明の詳細な説明】

【発明の名称】無線送電のためのトランスミッタ

【米国特許法第 119 条下における優先権の主張】

【0001】

この出願は、下記に対して米国特許法第 119 条 (e) 下における優先権の主張をする。

【0002】

2008 年 9 月 19 日に出願され、“MAGNETIC POWER USING A CLASS E AMPLIFIER”と表題された米国仮出願番号 61/098,742、その内容は本明細書中に参照によって組み込まれる。

【0003】

2008 年 9 月 17 日に出願され、“HIGH EFFICIENCY TECHNIQUES AT HIGH FREQUENCY”と表題された米国仮出願番号 61/097,859、その内容は本明細書中に参照によって組み込まれる。

【0004】

2009 年 1 月 24 日に出願され、“WIRELESS POWER ELECTRONIC CIRCUIT”と表題された米国仮出願番号 61/147,081、その内容は本明細書中に参照によって組み込まれる。

【0005】

2009 年 6 月 19 日に出願され、“DEVELOPMENT OF HF POWER CONVERSION ELECTRONICS”と表題された米国仮出願番号 61/218,838、その内容は本明細書中に参照によって組み込まれる。

【技術分野】

【0006】

本発明は一般には無線充電、より詳細にはポータブル無線充電システムに関するデバイス、システムおよび方法に関する。

【背景技術】

【0007】

無線電子デバイスなどの各電力供給されたデバイスはそれ自身の有線の充電器および電力源を要求し、それは通常は交流（ＡＣ）電力コンセントである。このような有線の構成は多くのデバイスが充電を必要とする時には扱いにくい。トランスミッタと充電すべき電子デバイスに結合されたレシーバとの間で無線（over-the-air）または無線（wireless）の送電を用いる取り組みが発展されつつある。受信アンテナは放射電力を集め、そして、電力をデバイスに供給するため、または、デバイスのバッテリーを充電するために、それを利用可能な電力に整流する。無線エネルギー伝送は、送信アンテナ、受信アンテナ、および電力が供給または充電されるホスト電子デバイス内に組み込まれた整流回路に基づいても構わない。送信アンテナを含むトランスミッタは、比較的小さな体積、高効率、低部品表（BOM: Bill Of Materials）および高信頼などの対立する設計制約に直面する。したがって、さまざまな目標（objects）を満足する無線送電のためのトランスミッタ設計を改善する必要がある。

【図面の簡単な説明】

【０００８】

【図１】図１は、無線送電システムの簡略化したブロック図を示す。

【図２】図２は、無線送電システムの簡略化した模式図を示す。

【図３】図３は、例示的な実施形態による、ループアンテナの模式図を示す。

【図４】図４は、例示的な実施形態による、無線送電システムの機能ブロック図を示す。

【図５】図５は、例示的な実施形態による、無線電力トランスミッタのブロック図を示す。

。

【図６Ａ】図６Ａは、例示的な実施形態による、波形を含むＥ級増幅器を示す。

【図６Ｂ】図６Ｂは、例示的な実施形態による、波形を含むＥ級増幅器を示す。

【図７】図７は、例示的な実施形態による、搭載された非対称なＥ級増幅器の回路図を示す。

【図８】図８は、例示的な実施形態による、搭載された対称なＥ級増幅器の回路図を示す。

【図９】図９は、例示的な実施形態による、搭載されたデュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器の回路図を示す。

【図１０】図１０は、例示的な実施形態による、波形を含むフィルタおよびマッチング回路の回路図を示す。

【図１１Ａ】図１１Ａは、例示的な実施形態による、中間ドライバ回路の回路図を示す。

【図１１Ｂ】図１１Ｂは、例示的な実施形態による、中間ドライバ回路の回路図を示す。

【図１２】図１２は、例示的な実施形態による、無線電力トランスミッタの部分の回路図を示す。

【図１３】図１３は、例示的な実施形態による、無線電力を送信するための方法のフローチャートである。

【図１４】図１４は、例示的な実施形態による、無線電力レシーバの回路図を示す。

【発明を実施するための形態】

【０００９】

単語“例示的な（exemplary）”は、“例（example）、事例（instance）または例証（illustration）として仕えること”を意味するために本明細書では使用される。本明細書に「例示的な」と記載されたいかなる実施形態も、必ずしも他の実施形態よりも好ましいまたは有利であるとは解釈されない。

【００１０】

添付図面に関連して以下に説明される詳細な説明は、本発明の例示的な実施形態の記述を意図しており、本発明を実施できる唯一の実施形態を示すことは意図していない。本記載の至る所で用いられた用語“例示的な（exemplary）”は、“例（example）、事例（instance）または例証（illustration）の働きをすること”を意味するために使用され、そして、必ずしも他の実施形態よりも好ましいまたは有利であるとは解釈されるべきではない。詳細な説明は、本発明の例示的な実施形態の徹底的な理解を提供することを目的とする。

具体的な詳細を含む。これらの具体的な説明がなくても当業者であれば発明の例示的な実施形態は実施できることは明らかであろう。いくつかの事例では、周知の構造およびデバイスは、ここに提示された例示的な実施形態の新規性が不明瞭になることを避けるために、ブロック図の形式で示されている。

【0011】

用語“無線電力(wireless power)”は、“物理的な電磁コンダクタ(electromagnetic conductors)を使用せずに、トランスミッタからレシーバに送信される、電場、磁場、電磁場またはその他に関連するいかなる形態のエネルギー”を意味するために本明細書では使用される。システム内の電力変換は、例えば、携帯電話、コードレスフォン、iPod(登録商標)、MP3プレイヤー、ヘッドセットなどのデバイスを無線で充電するために本明細書では述べられる。一般に、無線電力転送の基礎をなす原理は、例えば30MHzより下の周波数を用いた、磁気結合共鳴(magnetic coupled resonance)(つまり、共鳴誘導(resonant induction))である。しかしながら、例えば、135kHz(LF)より下、または、13.56MHz(HF)で比較的高い放射レベルでのライセンス免除(license-exempt)のオペレーションが許可された周波数を含む、さまざまな周波数を使用することは可能である。これらの周波数にては、通常、無線ICタグ(Radio Frequency Identification)(RFID)システム、ヨーロッパ内のEN300330または合衆国内のFCCパート15規準などの干渉および安全基準に適合しなければならないシステムによって使用される。例として、限定するものではないが、ここで使用される略語LFおよびHFは“LF”は $f_0 = 135 \text{ kHz}$ および“HF”は $f_0 = 13.56 \text{ MHz}$ である。

【0012】

図1は、さまざまな例示的な実施形態による、無線送電システム(wireless power transmission system)100を示す。入力電力102は、エネルギー移転(energy transfer)を提供するための磁場106を発生させるためのトランスミッタ104に提供される。レシーバ108は、磁場106に結合し、そして、出力電力110に結合されたデバイス(不図示)による蓄積または消費のための出力電力110を発生する。トランスミッタ104およびレシーバ108の両方は距離112だけ隔てられている。例示的な実施形態において、トランスミッタ104およびレシーバ108は、相互共鳴関係に従って構成され、そして、レシーバ108が磁場106の“近接場”中に配置された時に、レシーバ108の共鳴周波数とトランスミッタ104の共鳴周波数とがマッチした時にトランスミッタ104とレシーバ108との間の送信損失は最小となる。

【0013】

トランスミッタ104は、エネルギー送信のための手段を提供するための送信アンテナ114をさらに含み、レシーバ108は、エネルギーの受信またはカップリングのための手段を提供するための受信アンテナ118をさらに含む。前記送信および受信アンテナは、それらに関連された用途およびデバイスに従ったサイズにあわせて作られる。述べたように、効果的なエネルギー移転は、電磁波内の多くのエネルギーをファーフールドに伝搬するというよりも、送信アンテナの近接場内の大部分のエネルギーを受信アンテナに結合することにより起こる。近接場では、結合は、送信アンテナ114と受信アンテナ118との間で確立し得る。この近接場結合が起こり得る送信アンテナ114および受信アンテナ118の周りの領域をここでは結合モード領域(coupling-mode region)という。

【0014】

図2は、無線送電システムの簡略化した模式図を示す。入力電力102によって駆動されるトランスミッタ104は、発信器122、電力増幅器または電力ステージ124、および、フィルタおよびマッチング回路126を含む。前記発信器は、調整信号123に応じて調整され得る、所望の周波数を発生するように構成される。発信信号はコントロール信号125に応じる増幅量を伴う電力増幅器124により増幅されても構わない。フィルタおよびマッチング回路126は、高調波または他の不必要な周波数をフィルタし、そして、トランスミッタ104のインピーダンスを送信アンテナ114にマッチするために含まれても構わない。

【 0 0 1 5 】

電子デバイス 1 2 0 は、図 2 に示すように、バッテリー 1 3 6 を充電するための D C 電力出力を発生するためのマッチング回路 1 3 2 と整流器とスイッチング回路 1 3 4、または、前記レシーバに結合された電力電子デバイス（不図示）を含むことが可能なレシーバ 1 0 8 を含む。

【 0 0 1 6 】

図 3 に示すように、例示的な実施形態において用いられるアンテナは“ループ”アンテナとして構成されても構わなく、それはここでは“磁気 (magnetic)”、“共鳴 (resonant)”または“磁気共鳴 (magnetic resonant)”アンテナとも呼ばれ得る。ループアンテナは、空心 (air core)、またはフェライトコアなどの物理コアを含むように構成されても構わない。なお、空心アンテナは、コア領域内での他の要素 (components) の配置を可能とする。また、空心ループは、送信アンテナ 1 1 4 (図 2) の結合モード領域がより効果的になり得る送信アンテナ 1 1 4 (図 2) の面内での受信アンテナ 1 1 8 の配置をより容易に可能にし得る。

【 0 0 1 7 】

述べたように、トランスミッタ 1 0 4 とレシーバ 1 0 8 との間のエネルギーの効率的な移転は、トランスミッタ 1 0 4 とレシーバ 1 0 8 との間のマッチした又はほとんどマッチした共鳴の期間に起こる。しかしながら、トランスミッタ 1 0 4 とレシーバ 1 0 8 との間の共鳴がマッチしていないときでさえ、エネルギーはより低い効率で移転される可能性がある。エネルギーの移転は、送信アンテナからのエネルギーを自由空間に伝搬させるというよりも、送信しているアンテナの近接場からのエネルギーを、この近接場が確立した近傍内に存在している受信アンテナに結合することにより起こる。

【 0 0 1 8 】

ループアンテナの共鳴周波数はインダクタンスと容量に基づく。ループアンテナにおけるインダクタンスは一般には前記ループにより生成されるインダクタンスであるが、容量は一般には所望の共鳴周波数で共鳴構造を生成するための前記ループアンテナのインダクタンスに加えられる。限定しない例として、キャパシタ 1 5 2 およびキャパシタ 1 5 4 は、シヌソイドの (sinusoidal) または準シヌソイドの (quasi-sinusoidal) 信号を発生する共鳴回路を生成するためのアンテナに加えられても構わない。したがって、より大きな直径のループアンテナに対しては、共鳴を引き起こすために必要な容量の大きさは、ループの直径またはインダクタンスが増大するにつれて減少する。なお、ループアンテナの直径が増大するにつれて、近接場の効率的なエネルギー移転エリアは、デバイスに結合された“近傍 (vicinity)”に対して増大する。もちろん、他の共鳴回路も可能である。他の限定しない例として、キャパシタはループアンテナの二つの端子間に平行に配置されても構わない。また、当業者であれば、送信アンテナに対して共鳴信号 1 5 6 はループアンテナ 1 5 0 に入力されても構わない。

【 0 0 1 9 】

本発明の例示的な実施形態は、互いに近接場内の二つのアンテナ間に電力を結合することを含む。述べたように、近接場は、電磁場が存在し、しかし、アンテナから伝搬したり又は離れるように放射し得ないアンテナの周りの領域である。それらは典型的にはアンテナの物理的体積に近い体積に閉じ込まれる。本発明の例示的な実施形態において、アンテナを取り囲んでいる可能性があるたいていの環境は、誘電体であり、したがって、電場に比べて磁場への影響が低いので、単および多重ループアンテナなどのアンテナは送信 (Tx) および受信 (Rx) アンテナシステムの両方のために用いられる。また、“電気 (electric)”アンテナ (例えば、ダイポールおよびモノポール)、または、磁場および電場アンテナの組合せとして支配的に構成されたアンテナもまた考えられる。

【 0 0 2 0 】

Tx アンテナは、前に述べたファールフィールドおよびインダクティブアプローチによって許可された距離よりもかなり離れた距離の十分に小さいな Rx アンテナへの良好なカップリング効率 (例えば、> 1 0 %) を達成するために十分に大きなアンテナサイズで、十

分に低い周波数で動作させることができる。もし、Txアンテナが正しいサイズで作製されたら、駆動されたTxループアンテナのカップリングモード領域（例えば、近接場内または強く結合された体制（regime））内にホストデバイス上のRxアンテナが配置された時には、高カップリング効率（例えば、30%）を達成することができる。

【0021】

本明細書内に記載されるように、電力のソース（source）/シンク（sink）をアンテナ/結合のネットワークに適合するために、“近接（proximity）”結合および“近傍（vicinity）”結合は、異なるマッチングアプローチを要求しても構わない。また、さまざまな例示的な実施形態は、システムパラメータ、設計ターゲット、実施変形、および、LFおよびHF用途ならびにトランスミッタおよびレシーバのための仕様を提供する。例えば、特定の変換アプローチとのより良い適合のために、パラメータおよび仕様のいくつかは必要に応じて変更し得る。システム設計パラメータはさまざまなプライオリティおよびトレードオフを含み得る。特に、トランスミッタおよびレシーバシステムの考慮は、高送信効率、低コスト実施に帰着する回路の低複雑性を含み得る。

【0022】

図4は、例示的な実施形態による、トランスミッタとレシーバとの間の直接場結合（direct field coupling）のために構成された無線送電システムの機能ブロック図を示す。無線送電システム200は、トランスミッタ204およびレシーバ208を含む。入力電力 P_{Txin} は、エネルギー移転を提供するための、結合係数 k によって定義される直接場結合（direct field coupling）206を持つ、圧倒的な非放射場（non-radiative field）を発生するために、トランスミッタ204に供給される。レシーバ208は、非放射場206に直接的に結合し、そして、出力ポート210に結合されたバッテリーまたは負荷236による蓄積または消費のための出力電力 P_{Rxout} を発生する。トランスミッタ204およびレシーバ208の両方はある距離で隔てられている。一つの例示的な実施形態において、トランスミッタ204およびレシーバ208は相互共鳴関係に従って構成され、そして、レシーバ208によって発生された放射場（radiated field）の“近接場”中にレシーバ208が配置されている間、レシーバ208の共鳴周波数 f_0 とトランスミッタ204の共鳴周波数とがマッチした時に、トランスミッタ204とレシーバ208との間の送信損失は最小となる。

【0023】

トランスミッタ204は、エネルギー送信のための手段を提供するための送信アンテナ214をさらに含み、レシーバ208は、エネルギー受信のための手段を提供するための受信アンテナ218をさらに含む。トランスミッタ204は、少なくとも部分的にAC-ACコンバータとして機能する送信電力変換ユニット220をさらに含む。レシーバ208は、少なくとも部分的にAC-DCコンバータとして機能する受信電力変換ユニット222をさらに含む。

【0024】

もし、送信アンテナ214および受信アンテナ218の両方が共通共鳴周波数（common resonance frequency）に同調したならば、磁場を介して送信アンテナ214から受信アンテナ218にエネルギーを効率的に結合できる共鳴構造を形成する容量的に負荷されたワイヤー・ループまたは多重コイルを用いたトランスミッタの構成が、ここにおいては説明される。したがって、トランスミッタアンテナ214および受信アンテナ218が典型には30%を超えるカップリング係数に帰着する近い近接（close proximity）内にある、強く結合された体制（regime）内の電子デバイス（例えば、携帯電話）の高効率無線充電が説明される。したがって、ワイヤー・ループ/コイル・アンテナおよび送信電力変換ユニットで構成されたさまざまなトランスミッタコンセプトが、ここにおいて説明される。

【0025】

図5は、例示的な実施形態による、無線電力トランスミッタのブロック図を示す。トランスミッタ300は送信電力変換ユニット302および送信アンテナ304を含む。送信

電力変換ユニット 302 は増幅器 306 を含み、その一例は E 級 (class-E) 増幅器であり、それは送信アンテナ 304 を駆動する (drive) ために用いられる。フィルタおよびマッチング回路 308 は、負荷マッチングおよび / または増幅器 306 で発生された駆動信号のフィルタリングを提供する。なお、増幅は高い非線形であり、そして、その主目的は無線電力に対して実質的に無変調の (unmodulated) 信号を発生することなので、E 級増幅器との関連で用いられたような用語 “増幅器” はまた “インバータ”、“チョッパ” または “パワーステージ” に対応する。

【0026】

送信電力変換ユニット 302 は、今度は増幅器 306 を駆動する中間ドライバ (intermediate driver) 312 への実質的に無変調の信号を発生する発信器 310 をさらに含む。発信器 310 は、50% デューティサイクルの方形波信号を提供する安定周波数源として実施されても構わない。中間ドライバ 312 は、増幅器 306 内のトランジスタ (例えば、MOSFETs) をコントロールするための適切な駆動を提供するように構成される。発信器 310、中間ドライバ 312 および増幅器 306 によって要求される異なる動作電圧は、入力電圧 316 に応じて DC / DC 変換器 314 によって発生される。一つの例示的な実施形態において、増幅器 306 は 13.56 MHz の周波数の発信信号 318 を受信し、そして、前記発信信号を例えば 7 ワットのオーダーの電力レベルに増幅する。

【0027】

図 5 の例示的な実施形態は、減少された要素 (components) の数に基づき、そして、固定されたデューティサイクル動作のためデューティサイクルをコントロールするための追加の回路が必要ない実施を提供する。また、図 5 の例示的な実施形態は、E 級増幅器のために必要とされる共鳴負荷ネットワークによって出力信号上の低高調波に帰着する単一のトランジスタを用いて実施することができる。

【0028】

さらに実施のために、増幅器 306 の E 級実施ならびにフィルタおよびマッチング回路 308 を設計するために、増幅器 306 の E 級動作のためのアンテナ入力インピーダンス 322 および負荷インピーダンス 320 の範囲が特徴づけられる必要がある。それらのインピーダンスを決定するための測定およびモデリングをここにおけるさらなる図面および記載が開示する。

【0029】

図 6 A は、例示的な実施形態による、E 級増幅器として構成された増幅器を示す。トランスミッタの一例は、例えば 13.56 MHz で動作する無線電力トランスミッタに対して適切なさまざまな増幅器を用いて構成される。E 級増幅器 320 は、能動デバイススイッチ 330、負荷ネットワーク 322 および純粋に抵抗負荷として図示された負荷 334 を含む。図 6 A の E 級増幅器 320 はシングルエンド E 級増幅器を示す。

【0030】

負荷ネットワーク 322 は、インダクタ L1 340、キャパシタ C1 338、キャパシタ C2 336 およびインダクタ L2 334 を含んでおり、ゼロ電圧およびゼロ電流の条件下で能動デバイススイッチ 330 が切り替わるように電流および電圧波形を成形する (shape) ために用いられる。これは、非効率の主たる誘因が能動デバイススイッチ 330 内で起こっている電力損失だから、スイッチング損失を大いに低減する。さらに、能動デバイススイッチ 330 (通常は FET) の寄生容量 (不図示) はキャパシタ C1 338 の一部として用いられ、したがって、寄生容量の負の影響は除かれる。

【0031】

図 6 B は、E 級構成においてもたらされた能動デバイススイッチ 330 の電圧および電流波形を示す。スイッチを入れた瞬間 (プロットの中心)、能動デバイススイッチ 330 上の電流および電圧は、減少されたスイッチング損失に至る、ほとんどゼロである。同じことは電流が既にゼロの時だけ電圧が立ち上がるスイッチを切った瞬間 (プロットの終わり) にも当てはまる。

【0032】

E 級増幅器 3 0 6 のための要素 (components) は、下記の式に従って決定される。

【数 1】

$$L_1 = \frac{10}{\omega^2 \cdot C_1} \quad (1)$$

$$L_2 = \frac{Q_L \cdot R_{Load}}{\omega} \quad (2)$$

$$C_1 = \frac{0.2}{\omega \cdot R_{Load}} \quad (3)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega \cdot Q_L \cdot R_{Load}} \cdot \left(1 + \frac{1.11}{Q_L - 1.7879} \right) \quad (4)$$

$$P_{out} = 0.5768 \cdot \frac{(V_{CC} - V_{CEsat})^2}{R_{Load}} \quad (5)$$

$$V_{CEpeak} = 3.563 \cdot V_{CC} - 2.562 \cdot V_{CEsat} \quad (6)$$

【 0 0 3 3 】

(この式は、もとは、E 級増幅器の発明者、Nathan O. Sokal によって与えられた。いくつかのレファレンスはここで与えられるはずである (例えば、Sokal N.O., Sokal A. D., "Class E a New Class of High Efficiency Tuned Single Ended Switching Power Amplifiers" IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, No. 3, June 1975))

実施のために、負荷ネットワーク ($Q_L = L_2 / R_{Load}$) の品質ファクタ (quality factor) は 1 . 7 8 7 9 よりも大きくなければならず、さもなければキャパシタ C 2 3 3 6 は負になり、そして、E 級構成は作動しない。さらにまた、キャパシタ C 2 3 3 6 は能動デバイススイッチ 3 3 0 のコレクタ - トウ - エミッタ (collector-to-emitter) 容量または (ソース - ドレイン容量) よりも大きくなければならない。したがって、負荷ネットワークの全ての要素は R_{Load} に依存する。 R_{Load} は、レシーバへのカップリング係数 (k) のある無線送電の場合には変化するので、負荷ネットワークは、おそらくは動的に調整されなければならず、または、全ての動作条件 (operation conditions) を考慮して良いトレードオフのために設計される必要がある。

【 0 0 3 4 】

図 6 A の E 級増幅器 3 2 0 は無線送電に適用されることができる。図 7 は、例示的な実施形態による、非対称な E 級増幅器 3 5 0 の回路図を示す。送信アンテナ入力ポートでは、磁気的に結合された送信アンテナと負荷された受信アンテナとで構成された結合ネットワーク (coupling network) は、R - L 回路 (図 7 における等価抵抗 $R_{eqv} 3 6 2$ および等価インダクタンス $L_{eqv} 3 6 4$) による一次近似で表すことができる。等価インダクタンス $L_{eqv} 3 6 4$ は負荷ネットワークの一部 (図 6 A の要素インダクタンス $L 2 3 3 4$ と比べて) となり、そして、等価抵抗 $R_{eqv} 3 6 2$ は負荷抵抗となる。結局は、等価インダクタンス $L_{eqv} 3 6 4$ は、負荷ネットワークの品質ファクタを増加するための追加の直列インダクタによって補足される。品質ファクタは 1 . 7 9 よりも上であるべきであり、さもなければ E 級増幅器 3 5 0 は式 1 - 6 によって表されたようには適切に設計されることはできない。

【 0 0 3 5 】

供給電圧 3 5 2 は電力を供給し、該電力から能動デバイススイッチ 3 5 8 を駆動するコントロール信号 3 5 6 のスイッチングに基づいて RF 信号が発生される。負荷ネットワークは、インダクタ $L 1 3 5 4$ 、キャパシタ $C 1 3 6 0$ 、およびキャパシタ $C 2 3 6 8$ を含む。

【 0 0 3 6 】

E 級増幅器 350 は、アンテナ電流内に高調波を発生しても構わない。偶数次高調波 (harmonics) を除くために、対称な E 級増幅器を用いても構わない。奇数次高調波は追加のフィルタリング回路を用いてフィルタされる必要がある。図 8 は、例示的な実施形態による、E 級増幅器 400 の回路図を示す。対称な E 級増幅器 400 は、第 1 の E 級ステージ 416 および第 1 の E 級ステージ 416 のミラーとして構成された第 2 の E 級ステージ 420 を含んでいる非対称な E 級増幅器 350 の拡張である。信号発生器 406, 426 は、互いに 180° 位相がずれて動作し、そして、プッシュプル動作をもたらす 180° 位相がずれた波形でスイッチ 408, 428 をそれぞれ駆動する。

【0037】

二つのステージは、等価抵抗 R_{eqv} 412 および等価インダクタンス L_{eqv} 414 を含んでいる同じ負荷を共有する。もし、図 7 の非対称な E 級増幅器 350 に比べて、等価抵抗 R_{eqv} 412 および等価インダクタンス L_{eqv} 414 が変わりがなければ、キャパシタ $C1 - C4$ 410, 418, 430, 438 は、E 級動作を維持するために、2 倍にならなければならないであろう。これは、スイッチ 408, 428 当たりに見られる有効インダクタンスは等価インダクタンス L_{eqv} 414 の半分である (つまり、インダクタンス L_{eqv} は二つの個別の半分に分割され、そして、対称点で接地される) という事実によって説明できる。

【0038】

第 1 の E 級ステージ 416 において、供給電圧 402 は電力を供給し、該電力から能動デバイススイッチ 408 を駆動するコントロール信号 406 のスイッチングに基づいて RF 信号が発生される。負荷ネットワークは、インダクタ $L1$ 354、キャパシタ $C1$ 360、およびキャパシタ $C2$ 368 を含む。第 1 の負荷ネットワーク回路は、インダクタ $L1$ 404、キャパシタ $C1$ 410、およびキャパシタ $C2$ 418 を含む。第 2 の E 級ステージ 420 において、供給電圧 422 は電力を供給し、該電力から能動デバイススイッチ 428 を駆動するコントロール信号 416 のスイッチングに基づいて RF 信号が発生される。第 2 の負荷ネットワーク回路は、インダクタ $L2$ 424、キャパシタ $C3$ 430、およびキャパシタ $C4$ 438 を含む。

【0039】

対称な E 級増幅器 400 は、送信アンテナに供給される電流内の偶数次高調波をさらに除く。このような偶数次高調波の削減は、さもなければ補足の二次高調波のフィルタリングが必要となるであろうフィルタリング回路を減らす。加えて、もし両者が同じ供給電圧から動作されるのであれば、それは非対称な E 級ステージに比べてより高い RF 出力電力を供給することができる。

【0040】

さまざまな電子デバイス、または、電子デバイスのレシーバのさまざまな (トランスミッタとの関係においての) レシーバ位置は、異なる負荷条件を引き起こすので、E 級増幅器は望ましくは異なる負荷条件下で安定し続ける。E 級増幅器上で、その負荷ネットワークを改造すること (adapting) なく、負荷条件を変えることは、効率を減少させ、そして、ついには能動要素上のより高いストレスに至るであろう。しかし、負荷変化のタイプによっては、インパクトはより小さかったりまたは大きかったりするであろう。表 1 にリストされた要素値に従ってさまざまなテストケースがシミュレートされた。

【表 1】

表 1

Case	1	2	3	4	5
RL [Ω]	5	10	20	30	40
C1 [pF]	469	235	117	78	58
L1 [μ H]	2.9	5.9	11.7	17.6	23.5
C2 [pF]	632	316	158	105	79
L2 [μ H]	0.293	0.586	1.17	1.76	2.3
Vcc [V]	6.7	9.4	13.3	16.2	18.7

【0041】

表 1：E 級増幅器に対してのシミュレートされたテストケースおよびそれらの要素値。

(なお、RL = ターゲット負荷抵抗、Vcc = E 級増幅器に対しての供給電圧)

容量的または誘導的になるように負荷を今変えることにより、E 級増幅器に対して所望の動作領域が見つけれられることができる。回路シミュレーションは、サポートする必要がある異なるレシーバ結合条件によって生じるなどのさまざまな負荷上で効率的に動作する E 級電力ステージを設計できることを示した。

【0042】

要素値および必要とされた供給電圧は等式 1 - 6 の式を用いて計算された。計算された値はターゲット負荷（純抵抗 (pure resistive)）できるだけベストな効率を得るためにシミュレートにおいて最適化された。

【0043】

図 9 は、例示的な実施形態による、デュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器の回路図を示す。デュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器 450 は、並列タンク回路（不図示）を駆動し、そして、直列タンク回路（不図示）を駆動する、ハーフ・ブリッジ・インバータの変性デュアル回路 (transformational dual circuit) としてみなすことができる。スイッチング電圧および電流の波形 (waveforms) は、D 級回路のそれらに対して変性デュアル (transformational dual) である。E 級ステージに比べて、デュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器 450 は、追加のシャントキャパシタ、または、負荷ネットワークを補足するいかなるインダクタを必要としない。古典的なハーフ・ブリッジ・トポロジーとは対照的に、デュアル・ハーフ・ブリッジは低 dV/dt 電圧波形を提供し、そして、スイッチングはゼロ電圧の瞬間に理想的な行われる。スイッチトランジスタ接合容量 (switch transistors junction capacitance)（例えば、FET のドレイン - ソース容量）はアンテナ並列タンク回路内で共鳴を達成するために不可欠な容量と考えることができる。そういうわけで、ゼロ電圧の瞬間時でのスイッチ (switches) の開きおよび閉じのときに、接合容量の突然の充電および放電はない。しかしながら、デュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器は、等価インダクタンス L_{eqv} の変動に対してより敏感であり得、それ故に、並列タンク回路の共鳴周波数は、無線電力リンク（結合ネットワーク）内のいくつかの変化の結果として以下のように示される。ゼロ電圧スイッチングを達成または維持するために、スイッチ電圧はスイッチ電流に対して位相がそろえられる必要がある。

【0044】

一次近似では、磁氣的に結合された送信および負荷された受信アンテナからなる結合ネットワークはその入力ポートでは $L - R$ 直列回路 (L_{eqv} 470, R_{eqv} 468) によって表され得る。並列のキャパシタ C_1 466 はアンテナの誘導の部分に補償するために加えられる。負荷内のどんな非補償 (non-compensated) のリアクタンスを持つ部分 (reactive part) でも、無損失モードでトランジスタをオンオフすることを実行不可能とする位相シフトをスイッチ電圧とスイッチ電流との間に生じさせるので、デュアル・ハーフ・

ブリッジの高効率動作に帰着するようにキャパシタ C_{1466} の適切な設計および調整は重要である。もし、高効率が全ての結合および負荷条件において維持されるのであれば、レシーバ、キャパシタ C_{1466} への結合とともに変動する等価インダクタ L_{eqv470} および等価 R_{eqv468} は動的に調整されるべきである。

【0045】

供給電圧460は電力を供給し、該電力から能動デバイススイッチ4456および458をそれぞれ駆動するコントロール信号452および454のスイッチングに基づいてRF信号が発生される。第2の負荷ネットワーク回路は、インダクタ L_{2424} 、キャパシタ C_{3430} 、およびキャパシタ C_{4438} を含む。チョーク L_{2462} および L_{3464} は、能動デバイススイッチまたは負荷に実質的に一定の電流を供給し、そして、供給電圧460（図6aの L_{1340} と比べて）からRF電流をフィルタするために用いられる。無線電力レシーバの一部として正VI象限（positive VI quadrant）内で動作する同期整流器として機能するように構成されたデュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器450はまたレシーバ内で構成可能である。

【0046】

図10は、例示的な実施形態による、図5のフィルタおよびマッチング回路308の回路図およびそれぞれの周波数応答を示す。フィルタおよびマッチング回路308は、“共鳴変圧器（resonant transformer）”または“L-セクション”としても知られ、ナローバンドマッチング、および、一定の追加フィルタリング効果を実現するために有効なアプローチを提供する。高調波（例えば、27.12MHzおよび40.68MHzでの）に対して、フィルタおよびマッチング回路308が高いインピーダンスを示すので、インピーダンス勾配（gradient）は、E級増幅器として構成された増幅器306（図5）と結合するようにフィルタおよびマッチング回路308を良く適合させることに帰着する。フィルタおよびマッチング回路308のバンド幅またはQファクタは、抵抗 R_{2448} に対する抵抗 R_{1446} の比に関連している。より高いインピーダンス比はナローバンド幅に至り、そして、したがって、より高いフィルタリング効果に至る。低ターゲット負荷インピーダンス（例えば、8 Ω ）に対して設計されたE級増幅器が典型的には高入力インピーダンスを示す並列タンク（図5）であるアンテナ304にマッチされた時に、高いインピーダンス比を持ったマッチングネットワークが生じる結果となる。パッドアンテナに充電する場合において、レシーバとともに負荷された時に、このインピーダンスは700である得る。このアプローチは、低ターゲット負荷インピーダンスに対して設計された時に、低DC供給電圧から動作する必要がある、そして、典型的にはRF電力出力および効率の点でほとんど最適で実行するE級増幅器に対して特に興味深く思われる。

図11Aおよび図11Bは、例示的な実施形態による、中間ドライバ回路の回路図を示す。図5に示されるように、中間ドライバ312は増幅器306を駆動する。中間ドライバ312の選択はトランスミッタ300の効率に寄与する。中間ドライバ312の出力信号は増幅器306のスイッチング動作に影響するとともに、中間ドライバ312による電力消費は全体的な効率を減らし、それによってE級増幅器として構成された増幅器306の効率に影響を及ぼすので、中間ドライバ312の選択はトランスミッタ300の効率に寄与する。

【0047】

図11Aおよび図11Bは、二つの異なる中間ドライバのタイプを示す。図11Aは、直列タンク回路を構築する（build）ためにインダクタ480を加えることにより、トランジスタ482（例えば、MOSFET）のゲート容量に蓄えられたエネルギーを利用する、共鳴タイプ中間ドライバ312'を示す。このようなアプローチは、より高いパワーレベルおよびより低い周波数に対して適切に行うように見えるが、下のレベルに対して、例えば、13.56MHzでの10ワットに対しては、共鳴ゲート回路に対しての追加の回路（インダクタ、ダイオード、および、より複雑なコントロール信号）をと、追加の複雑さを招く可能性がある。

【0048】

図 1 1 B は、図 1 1 A の共鳴タイプ中間ドライバ 3 1 2 ' に匹敵する効率を示す非共鳴タイプ中間ドライバ 3 1 2 ' ' を示す。例として、非共鳴タイプ中間ドライバ 3 1 2 ' は、図 1 1 B に示されるように、N - チャネルトランジスタ（例えば、M O S F E T）および P - チャネルトランジスタ（例えば、M O S F E T）でのトータムボール出力ステージを含むプッシュプルゲートドライバとして構成されることが可能である。実施として、プッシュプル中間ドライバで高効率を達成するために、中間ドライバは、リングングを防ぐための低 $r_{DS(on)}$ 値、速いスイッチングスピードおよび低インダクタンスの設計を提供すべきである。ドライバ内の抵抗損失を減らすために、いくつかのプッシュプルステージを並列に用いることができる。

【 0 0 4 9 】

E 級増幅器として構成された増幅器を含むように構成された無線電力トランスミッタに対して説明してきた。さまざまな実施考慮（implementation considerations）は、一般に、与えられた容量（volume）に対して低インダクタンス値が高インダクタンス値よりも高い品質ファクタを持つように実現される具現化（realization）を含む。なお、図 5 に関して、各追加の D C - D C 変換は電力損失を導入し、電子デバイス内に追加の容量（volume）を要求するので、無線電力トランスミッタ 3 0 0 内の発信器 3 1 0、中間ドライバ 3 1 2 および他の補助要素（例えば、コントローラ）は望ましくは同じ補助電圧から動作する。さらに、設計考慮（design considerations）は、使用される M O S F E T タイプの $R_{DS(on)}$ はかなり高い可能性があり、増加されたドレイン電流（将来の半導体では変わるだろうが）に伴って高い損失をもたらすので、高いドレイン電圧（例えば 1 0 0 V タイプでは 7 5 V）および低いドレイン電流での能動デバイススイッチ（例えば、M O S F E T）のオペレーションを含む。したがって、E 級増幅器のターゲット負荷インピーダンス（L - セクションマッチング回路によって設定される）は、好ましくは与えられた電圧に対して高効率と高電力出力との間の良いトレードオフが達成される範囲内にある。例示的な実施形態による最適値は 5 から 1 5 の範囲内である。

【 0 0 5 0 】

図 1 2 は、例示的な実施形態による、無線電力トランスミッタの部分の回路図を示す。図 1 2 の E 級増幅器 3 0 6 ' は図 5 の、および図 6 A、図 7 および図 8 でさらに詳述されるような E 級増幅器の部分的な回路図を示す。特に、E 級増幅器 3 0 6 ' は能動デバイススイッチ 3 3 0、キャパシタ C 2 3 3 6 およびインダクタ L 2 3 3 4 を示す。図 1 2 はまた図 5 の、および図 1 0 に関してさらに詳述されるようなフィルタおよびマッチング回路 3 0 8 を示す。フィルタおよびマッチング回路 3 0 8 はインダクタ L F 4 7 2 およびキャパシタ C 4 7 4 を含む。

【 0 0 5 1 】

図 1 2 は、E 級増幅器 3 0 6 ' のインダクタ L 2 3 3 4 とフィルタおよびマッチング回路 3 0 8 のインダクタ L F 4 7 2 との直列構成された配置を示す。したがって、増幅器インダクタ L 2 3 3 4 とフィルタリングインダクタ L F 4 7 2 とは単一の要素インダクタンス 4 7 6 へと結びつけられても構わない。無線電力トランスミッタ 3 0 0 は、さらに、直列の損失抵抗（図 1 2 には図示せず）によってモデル化される損失を一般には含むであろうアンテナインダクタ L A 4 8 0 およびアンテナキャパシタ C A 4 8 4 を含むタンク回路として構成されたアンテナ 3 0 4 を含む。なお、回路要素 4 8 4 および 4 8 6 は、自己容量（例えば、多重ループアンテナの場合）と、例えば電気の漂遊磁界（electric stray field）による損失と、損失誘電体物質（lossy dielectric materials）の存在とのモデルに含まれる。アンテナインダクタ L A 4 8 0 と受信アンテナとの間の磁氣的結合は図 1 2 には示されていない。図 1 2 は、フィルタリングキャパシタ C 4 7 4 とアンテナキャパシタ C A 4 7 8 との並列構成された配置を示す。したがって、フィルタリングキャパシタ C 4 7 4 とアンテナキャパシタ C A 4 7 8 とは単一の要素キャパシタ 4 8 2 へと結びつけられても構わない。

【 0 0 5 2 】

したがって、図 1 2 は、いかにして送受信アンテナを、単一のインダクタ 4 7 6、単一

のキャパシタ 4 8 2 およびループアンテナ 4 8 0 に変えられた要素 (components) を用いた E 級増幅器によって、効果的に駆動できるのかを示す。よって、能動要素 (active components) の組合せを可能とする、増幅器、マッチングフィルタ、送信アンテナのコンビネーションの使用によって、ロー・ビル (low bill) の材料に帰着する無線電力トランスミッタを説明してきた。なお、増幅器、マッチングフィルタおよびトランスミッタアンテナは、同様に削減された要素の個数に帰着する能動要素のコンビネーションを可能とする。また、対称な E 級増幅器を用いた例示的な実施形態においては、アンテナ電流の二次高調波が解消される。

【 0 0 5 3 】

図 1 3 は、例示的な実施形態による、無線電力を送信するための方法のフローチャートである。無線電力を送信するための方法 5 0 0 はここに述べられたさまざまな構造および回路によってサポートされる。方法 5 0 0 はマッチング回路を通して増幅器から送信アンテナを駆動するためのステップ 5 0 2 を含む。方法 5 0 0 は、さらに、マッチング回路と共有されたキャパシタ内に実現された送信アンテナ容量に従って送信アンテナを共鳴するためのステップ 5 0 4 を含む。

【 0 0 5 4 】

無線電力レシーバの例として、図 1 4 は、例示的な実施形態による、無線電力レシーバの回路図を示す。無線電力レシーバ 6 0 8 は、例示的な実施形態による、誘導ループ (inductive loop) L_2 6 3 2 およびキャパシタ C_2 6 3 4 を含む共鳴受信アンテナ 6 1 8 と、受動ダブルダイオード全波整流器 6 0 0 とを含むこと。整流器 6 0 0 はダイオード D_{21} 6 2 8 およびダイオード D_{22} 6 3 0 を含む。整流器 6 0 0 は、さらに、高周波 (HF) チョーク L_{HFC} 6 2 4 および高周波数 (HF) キャパシタ C_{HFB} 6 2 6 を含む。DC 経路はアンテナループによって閉じられる。HF チョーク L_{HFC} 6 2 4 は電流吸込み (current sink) としてふるまい、そして、50% のダイオードコンダクション (diode conduction) サイクル D で電圧変換ファクタ M は 0.5 である。なお、基本周波数でターミナル A_2 , A_2' で見られるような入力インピーダンスは負荷抵抗 R_L 6 3 6 の約 4 倍である。

【 0 0 5 5 】

整流器 6 0 0 のためのダイオードの適切な選択は回路損失を減らし、そして、総合的な効率を増やす。整流効率のためには、ダイオードはピーク繰り返し逆電圧 (peak repetitive reverse voltage) (V_{RRM})、平均整流順方向電流 (average rectified forward current) (I_0)、最大瞬間順方向電圧 (maximum instantaneous forward voltage) (V_F) および接合容量 (C_j) を含むさまざまなパラメータに基づいて選択されても構わない。 V_{RRM} および I_0 はダイオードの最大定格 (maximum ratings) であり、 V_F および C_j は整流器の効率に影響する特性値 (characteristic value) である。

【 0 0 5 6 】

さまざまなダイオードがテストされ、そして、各ダイオードの電圧、電流、瞬間電力が各タイプのスイッチングふるまいを特徴づけるためのシミュレーションの間に計算された。最も大きい C_j (MBRA340T3) を持ったダイオードは最も悪いスイッチングふるまいを示したが、減少された順方向電圧によって最も小さいオン状態損失 (ON-state loss) を示したことを含んで、テストされたダイオードの異なるスイッチングふるまいが観察された。テストされたさまざまなダイオードに対して、オン状態損失が支配的であった。特に、スイッチング損失は接合容量とともに変化し、オン状態損失は順方向電圧とともに変化する。よって、総損失は C_j と U_F との比およびダイオードの動作点に依存し、それは負荷抵抗 R_L 6 3 6 に依存する。

【 0 0 5 7 】

二つの並列な PMEG4010EH ダイオードの構成が最も優れた選択であることが判明され、理由はこのダイオード型はスイッチング損失が小さく、そして、オン状態損失が並列構成によって減少されたからである。整流ダイオードは、伝導損 (conduction loss) を減らすために、ダブルダイオード (二つめのダイオードは仮想 (phantom) で示される) で実施されても構わない。電流は両方のダイオードで等しく分配され、それ故に単一

のダイオードの解決策に比べて各ダイオードの動作点は変わる。単一の M B R S 2 0 4 0 L T 3 も同様にうまく動作することが観察され、理由は P M E G 4 0 1 0 E H に比べて順方向電圧がかなり低く、そして、スイッチング損失が適度であるからである。よって、一つの例示的な実施形態として、約 5 0 p F の接合容量および約 3 8 0 m V @ 1 A の順方向電圧を持ったダイオードは受諾できる選択である。

【 0 0 5 8 】

コントロール情報および信号は、種々の異なる技術や手法の任意のものを用いて表され得ることが、当業者に理解されるだろう。例えば、上記記載を全体にわたって言及されるデータ、命令、コマンド、情報、信号、ビット、シンボル、およびチップは、電圧、電流、電磁波、磁界または磁性粒子、光場または光粒子、またはこれらを組み合わせたものによって表され得る。

【 0 0 5 9 】

当業者には、本明細書に開示された実施形態に関連して説明された種々の例示的な論理ブロック、モジュール、回路およびアルゴリズムステップは、電子的なハードウェア、コンピュータソフトウェアによって制御され、またはこれらの組み合わせとして実装され得ることが、さらに理解されるだろう。ハードウェアとソフトウェアが同義的であることを明確に示すために、種々の例示的な要素、ブロック、モジュール、回路、およびステップは、全般的にそれらの機能性の観点から、上記では説明してきた。そのような機能性がハードウェアで実装されるかソフトウェアで実装されるかは、個々のアプリケーションおよび全体のシステムに課せられた設計の制約に依存する。当業者は、上記の機能性を、各個別のアプリケーションにつき種々の方法で実装し得る。しかし、そのような実装の決定は、開示された方法の範囲からの逸脱を生じさせないものとして解釈されるべきでは無い。

【 0 0 6 0 】

本明細書で開示される実施形態と共に述べられる種々の例証的な論理ブロックおよび回路は、本明細書で述べられた機能を実行するように設計された汎用プロセッサ、デジタルシグナルプロセッサ (D S P)、特定用途向け集積回路 (A S I C)、フィールドプログラマブルゲートアレイシグナル (F P G A)、またはその他のプログラマブル論理デバイス、ディスクリートゲートまたはトランジスタロジック、ディスクリートハードウェア部品、またはこれらを組み合わせたものによって、コントロールされ得る。汎用プロセッサは、マイクロプロセッサであっても良いが、代わりにプロセッサは市販のプロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、またはステートマシンであっても良い。プロセッサはまた、コンピューティングデバイスを組み合わせたものとして実装されても良い。例えば、D S P とマイクロプロセッサ、複数のマイクロプロセッサ、D S P コアと接続された一つ以上のマイクロプロセッサ、またはその他のそのような構成を組み合わせたものである。

【 0 0 6 1 】

本明細書に開示された実施形態に関連して述べられた方法またはアルゴリズムのコントロールステップは、ハードウェア、プロセッシングによって実行されるソフトウェアモジュール、またはこれら 2 つを組み合わせたものによって、直接的に具体化され得る。ソフトウェアモジュールは、ランダムアクセスメモリ (R A M)、フラッシュメモリ、読取り専用メモリ (R O M)、消去可能なプログラマブル読取り専用メモリ (E P R O M)、電氣的消去可能なプログラマブル読取り専用メモリ (E E P R O M)、レジスタ、ハードディスク、リムーバブルディスク、C D - R O M、または当技術分野で知られている任意の他の形態の記憶媒体内に存在し得る。例示的な記憶媒体は、プロセッサが、記憶媒体から情報を読み出し、記憶媒体に情報を書き込むことができるようにプロセッサに結合されている。代替法では、記憶媒体は、プロセッサと一体であってよい。プロセッサおよび記憶媒体は、A S I C 内に存在してもよい。A S I C は、ユーザ端末内に存在してもよい。代替法では、プロセッサおよび記憶媒体は、ユーザ端末内でディスクリートコンポーネントとして存在してもよい。

【 0 0 6 2 】

1つまたは複数の例示の実施形態においては、説明されるコントロール機能は、ハードウェア、ソフトウェア、ファームウェア、またはそれらの適切な任意の組合せの形で実施され得る。ソフトウェアの形でインプリメントされる場合、それらの機能は、コンピュータ読取り可能媒体上に1つまたは複数の命令またはコードとして記憶され、あるいはその上で送信され得る。コンピュータ読取り可能媒体は、ある場所から別の場所へのコンピュータプログラムの転送を容易にする任意の媒体を含めて、コンピュータストレージ媒体と、通信媒体との両方を含んでいる。ストレージ媒体は、コンピュータによってアクセスされることができる任意の利用可能な媒体とすることができる。例として、限定するものではないが、そのようなコンピュータストレージ媒体は、RAM、ROM、EEPROM、CD-ROMまたは他の光ディスクストレージ、磁気ディスクストレージまたは他の磁気ストレージデバイス、もしくは命令またはデータ構造の形態で望ましいプログラムコードを搬送し、または記憶するために使用されることができ、そしてコンピュータによってアクセスされることができる他の任意の媒体、を備えることができる。また、いかなる接続(connection)もコンピュータ読取り可能媒体と適切に呼ばれる。例えば、ソフトウェアが、同軸ケーブル、光ファイバケーブル、ツイストペア(twisted pair)、デジタル加入者回線(DSL)、または赤外線、無線、マイクロ波などのワイヤレス技術を使用して、ウェブサイト、サーバ、または他のリモートソースから送信される場合、そのときには同軸ケーブル、光ファイバケーブル、ツイストペア、DSL、または赤外線、無線、マイクロ波などのワイヤレス技術は、媒体の定義の中に含まれる。ここにおいて使用されるようなディスク(Disk)およびディスク(disc)は、コンパクトディスク(compact disc)(CD)、レーザーディスク(登録商標)(laser disc)、光ディスク(optical disc)、デジタル多用途ディスク(digital versatile disc)(DVD)、フロッピー(登録商標)ディスク(floppy(登録商標) disk)、およびブルーレイディスク(blue-ray(登録商標) disc)を含み、ここでディスク(disks)は通常、データを磁氣的に再生するが、ディスク(disks)は、レーザを用いて光学的にデータを再生する。上記の組合せもまた、コンピュータ読取り可能媒体の範囲内に含まれるべきである。

【0063】

開示された例示的な実施形態の先の説明は、任意の当業者が本発明を作るかまたは使用することを可能にするために提供されている。これらの例示的な実施形態に対する種々の変更が、当業者に容易に明らかになることになり、そして、本明細書で規定される一般的な原理が、本発明の趣旨または範囲から逸脱することなく、他の実施形態に適用されてもよい。したがって、本発明は、本明細書で示す実施形態に限定されることを意図されるのではなく、添付特許請求の範囲によって規定される原理および新規な特徴に矛盾しない、考えられる最も広い範囲に一致することを意図される。

以下に、本願出願の当初の特許請求の範囲に記載された発明を付記する。

[C1]

無線電力トランスミッタは以下を具備すること：

ループインダクタおよびアンテナ容量を含む共鳴タンク(resonant tank)として構成された送信アンテナ；

前記送信アンテナを駆動するように構成された増幅器；

前記送信アンテナと前記増幅器との間に動作可能に結合されたマッチング回路；および前記アンテナ容量とマッチング回路容量とを集積する(integrating)キャパシタ。

[C2]

前記増幅器は、E級増幅器として構成されるC1のトランスミッタ。

[C3]

前記E級増幅器は、非対称なE級増幅器として構成されるC2のトランスミッタ。

[C4]

前記E級増幅器は、対称なE級増幅器として構成されるC2のトランスミッタ。

[C5]

増幅器インダクタンスおよびマッチング回路インダクタンスを集積するインダクタをさ

らに具備する C 1 のトランスミッタ。

[C 6]

前記増幅器を駆動するように構成された中間ドライバをさらに具備する C 1 のトランスミッタ。

[C 7]

前記中間ドライバは、共鳴タイプ中間ドライバまたはプッシュプル中間ドライバの一つとして構成される C 6 のトランスミッタ。

[C 8]

前記マッチング回路は、フィルタリング回路を具備する C 1 のトランスミッタ。

[C 9]

前記送信アンテナは、パッドアンテナを具備する C 1 のトランスミッタ。

[C 1 0]

無線電力トランスミッタは以下を具備すること：

ループインダクタおよびアンテナ容量を含む共鳴タンク (resonant tank) として構成された送信アンテナ；

前記送信アンテナを駆動するためのデュアル・ハーフ・ブリッジ増幅器として構成される増幅器；および

前記アンテナ容量と前記増幅器内の能動スイッチの接合容量とを集積するキャパシタ。

[C 1 1]

無線電力トランスミッタは以下を具備すること：

増幅器、送信アンテナ、および、これらの間に動作可能に結合されたマッチング回路；および

前記アンテナの容量と前記マッチング回路の容量とを含むように構成されたキャパシタ。

[C 1 2]

前記増幅器のインダクタンスと前記マッチング回路のインダクタンスとを含むように構成されたインダクタをさらに具備する C 1 1 のトランスミッタ。

[C 1 3]

無線電力を送信するための方法は以下を具備すること：

マッチング回路を通して増幅器から送信アンテナを駆動すること；および

前記マッチング回路と共有されたキャパシタ内で実現された送信アンテナ容量に従って前記送信アンテナを共鳴すること。

[C 1 4]

前記送信アンテナを駆動することは、前記マッチング回路と共有されたインダクタ内で実現された増幅器インダクタンスに従って前記マッチング回路を通して増幅器から送信アンテナを駆動することを具備する C 1 3 の方法。

[C 1 5]

共鳴を起こすように前記増幅器を駆動すること、または、前記増幅器をプッシュプル駆動することの一つをさらに具備する C 1 3 の方法。

[C 1 6]

前記増幅器は、E 級増幅器として構成される C 1 3 の方法。

[C 1 7]

無線電力を送信するための方法は以下を具備すること：

マッチング回路の容量を含むキャパシタ中に送信アンテナの共鳴容量を集積すること；および

前記送信アンテナを共鳴に至らせること。

[C 1 8]

前記マッチング回路のインダクタンスを含むインダクタ中に増幅器インダクタを集積することをさらに具備する C 1 7 の方法。

[C 1 9]

無線電力トランスミッタは以下を具備すること：

マッチング回路を通して増幅器から送信アンテナを駆動するための手段；および

前記マッチング回路と共有されたキャパシタ内で実現された送信アンテナ容量に従って前記送信アンテナを共鳴するための手段。

[C 2 0]

前記送信アンテナを駆動するための手段は、前記マッチング回路と共有されたインダクタ内で実現された増幅器インダクタンスに従って前記マッチング回路を通して増幅器から送信アンテナを駆動するための手段を具備する C 1 9 の装置。

[C 2 1]

無線電力トランスミッタは以下を具備すること：

マッチング回路の容量中に送信アンテナの共鳴容量を集積するための手段；および

前記送信アンテナを共鳴に至らせるための手段。

[C 2 2]

増幅器インダクタンスを前記マッチング回路のインダクタンス中に集積するための手段をさらに具備する C 2 1 のトランスミッタ

[C 2 3]

無線電力レシーバは以下を具備すること：

磁気近接場 (magnetic near-field) に応じて共鳴し、および、そこから無線電力に結合するように構成された並列共鳴器を含む受信アンテナ；および

前記並列共鳴器に結合された整流回路、前記整流回路は、ピーク繰り返し逆電圧、平均整流順方向電流、最大瞬間順方向電圧および接合容量の少なくとも一つを含パラメータに基づいて選択された少なくとも一つのダイオードを含むマルチダイオード整流回路 (multi-diode rectifier circuit) として構成される。

[C 2 4]

前記少なくとも一つのダイオードは、約 5 0 p F の接合容量および 1 アンペアの電流で約 3 8 0 m V の最大瞬間順方向電圧を示す C 2 3 のレシーバ。

[C 2 5]

前記少なくとも一つのダイオードは、伝導損 (conduction loss) を減らすように構成されたダブルダイオードを具備する C 2 3 のレシーバ。