

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6006238号
(P6006238)

(45) 発行日 平成28年10月12日 (2016. 10. 12)

(24) 登録日 平成28年9月16日 (2016. 9. 16)

(51) Int. Cl.	F I		
HO 2 J 50/80 (2016. 01)	HO 2 J	50/80	
HO 2 J 50/12 (2016. 01)	HO 2 J	50/12	
HO 1 F 38/14 (2006. 01)	HO 1 F	38/14	
HO 2 M 7/04 (2006. 01)	HO 2 M	7/04	E
HO 2 M 7/12 (2006. 01)	HO 2 M	7/12	A

請求項の数 17 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2013-553375 (P2013-553375)	(73) 特許権者	503447036
(86) (22) 出願日	平成24年2月15日 (2012. 2. 15)		サムスン エレクトロニクス カンパニー リミテッド
(65) 公表番号	特表2014-511097 (P2014-511097A)		大韓民国・443-742・キョンギード ・スウォンシ・ヨントンク・サムスン ーロ・129
(43) 公表日	平成26年5月1日 (2014. 5. 1)	(73) 特許権者	513205145
(86) 国際出願番号	PCT/KR2012/001126		ソンギョングァン ユニバーシティ ファ ウンデーション フォー コーポレート コラボレーション
(87) 国際公開番号	W02012/111969		大韓民国, キョンギード, スウォンシ, ジャンアング、チョンチョンードン 3 00
(87) 国際公開日	平成24年8月23日 (2012. 8. 23)	(74) 代理人	110000051
審査請求日	平成27年2月10日 (2015. 2. 10)		特許業務法人共生国際特許事務所 最終頁に続く
(31) 優先権主張番号	10-2011-0013392		
(32) 優先日	平成23年2月15日 (2011. 2. 15)		
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)		
(31) 優先権主張番号	10-2011-0091685		
(32) 優先日	平成23年9月9日 (2011. 9. 9)		
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)		

(54) 【発明の名称】 高効率可変電力送信装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

時間軸に対して一定振幅を有する高周波信号を該高周波信号のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力を出力する可変電力生成部と、

所定レベルを有する電力供給電圧に基づいて前記可変電力をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅する電力増幅器と、

電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換し、該直流電圧に基づいて前記所定レベルを有する電力供給電圧を生成し、前記所定レベルを有する電力供給電圧を前記電力増幅器に供給する電源供給部と、を備え、

前記可変電力生成部は、前記一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部と、前記可変電力を生成するために前記低周波変調信号に基づいて前記高周波信号生成器の動作を制御する制御部と、を含む、ことを特徴とする高効率可変電力送信装置。

【請求項 2】

前記増幅された可変電力を送信コイル又はアンテナを介して前記ターゲット装置に送信する送信部を更に備えることを特徴とする請求項 1 に記載の高効率可変電力送信装置。

【請求項 3】

前記電源供給部は、前記交流電圧を整流して直流電圧を生成する整流部を含むことを特徴とする請求項 1 に記載の高効率可変電力送信装置。

【請求項4】

前記電源供給部は、

前記電源ソースから受信した交流電圧を前記電力増幅器の定格電圧に対応するレベルを有する交流電圧に変圧する変圧部と、

前記電力増幅器の定格電圧に対応するレベルを有する交流電圧を整流して直流電圧を生成する整流部と、を含むことを特徴とする請求項1に記載の高効率可変電力送信装置。

【請求項5】

一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、

可変電力供給電圧に基づいて前記高周波信号をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅する電力増幅器と、

電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換し、時間軸に対して前記直流電圧を該直流電圧のターンオン及びオフにより変調して前記可変電力供給電圧を生成し、該可変電力供給電圧を前記電力増幅器に供給する可変電源供給部と、を備え、

前記可変電源供給部は、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部を含む、ことを特徴とする高効率可変電力送信装置。

【請求項6】

前記可変電源供給部は、

前記交流電圧を整流して直流電圧を生成する整流部と、

前記可変電力供給電圧を生成するために前記直流電圧が前記低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御するスイッチ制御部と、を含むことを特徴とする請求項5に記載の高効率可変電力送信装置。

【請求項7】

電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換するステップと、

前記直流電圧に基づいて所定レベルを有する電力供給電圧を生成するステップと、

前記所定レベルを有する電力供給電圧を電力増幅器に供給するステップと、

高周波信号生成器で生成される時間軸に対して一定振幅を有する高周波信号を該高周波信号のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力を出力するステップと、

前記電力増幅器を用いて前記所定レベルを有する電力供給電圧に基づいて前記可変電力をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅するステップと、を有し、

前記可変電力を出力するステップは、前記一定振幅を有する高周波信号を生成するステップと、前記ターゲットの要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成するステップと、前記可変電力を生成するために前記低周波変調信号に基づいて前記高周波信号生成器の動作を制御するステップと、を含む、ことを特徴とする高効率可変電力送信方法。

【請求項8】

電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換するステップと、

時間軸に対して前記直流電圧を該直流電圧のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力供給電圧を生成するステップと、

前記可変電力供給電圧を電力増幅器に供給するステップと、

一定振幅を有する高周波信号を生成するステップと、

前記電力増幅器を用いて前記可変電力供給電圧に基づいて前記高周波信号をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅するステップと、を有することを特徴とする高効率可変電力送信方法。

【請求項9】

前記可変電力供給電圧を生成するステップは、

前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成するステップと、

前記可変電力供給電圧を生成するために前記直流電圧が前記低周波変調信号によって変

10

20

30

40

50

調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御するステップと、を含むことを特徴とする請求項 8 に記載の高効率可変電力送信方法。

【請求項 10】

ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有するオン状態及びオフ状態を有し、前記オン状態の間に一定振幅を有する高周波信号を出力する可変電力生成部と、

固定された所定レベルを有する電力供給電圧を出力する電源供給部と、

前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧で作動し、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応する可変電力を出力するために前記高周波信号を増幅する電力増幅器と、を備え、

前記可変電力生成部は、前記一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部と、前記可変電力を生成するために前記低周波変調信号に基づいて前記高周波信号生成器の動作を制御する制御部と、含む、ことを特徴とする可変電力送信装置。

10

【請求項 11】

メタ物質で構成された送信コイル又はメタ物質で構成されたアンテナを介して前記電力増幅器から前記ターゲット装置に前記可変電力を送信する送信部を更に備えることを特徴とする請求項 10 に記載の可変電力送信装置。

【請求項 12】

前記電源供給部は、交流電圧を固定された所定レベルを有する直流電圧に変換し、該直流電圧を前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧として前記電力増幅器に供給することを特徴とする請求項 10 に記載の可変電力送信装置。

20

【請求項 13】

前記電力増幅器は、前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧によって作動するとき最大効率を有し、前記固定された所定レベル以外のレベルを有する電力供給電圧によって作動するとき前記最大効率よりも低い効率を有することを特徴とする請求項 10 に記載の可変電力送信装置。

【請求項 14】

前記変調信号生成部は、デルタ - シグマ変調を行って前記低周波変調信号を生成することを特徴とする請求項 1 又は請求項 5 に記載の高効率可変電力送信装置。

30

【請求項 15】

前記電力増幅器は、クラス D、クラス E、クラス F、クラス E / F、インバースクラス D、インバースクラス E、及びインバースクラス F からなるグループから選択されたクラスを有する増幅器として、スイッチングモード又は飽和モードで作動することを特徴とする請求項 1 又は請求項 5 に記載の高効率可変電力送信装置。

【請求項 16】

前記電力増幅器は、窒化ガリウム (Ga N) 電力デバイス、炭化ケイ素 (Si C) 電力デバイス、横方向拡散金属酸化膜半導体 (L D M O S) 電力デバイス、及び金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ (M O S F E T) からなるグループから選択された少なくとも 1 つの電力デバイスを含むことを特徴とする請求項 1 又は請求項 5 に記載の高効率可変電力送信装置。

40

【請求項 17】

前記変調信号を生成するステップは、デルタ - シグマ変調を行って前記低周波変調信号を生成することを特徴とする請求項 7 又は請求項 9 に記載の高効率可変電力送信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

50

本発明は、無線電力を用いた可変電力送信に関する。

【背景技術】

【0002】

携帯電子機器が爆発的に増加するにつれて、このような機器の有線電力供給の不便が増加している。無線電力伝送に対する研究は、有線電力供給の不便及び有限のバッテリー容量を克服するために始まった。従来型無線電力伝送技術の1つはRF素子の共振特性を用いる。

【0003】

RF素子の共振特性を用いる無線電力伝送システムは、電力を送信するソースと電力を受信するターゲットを含み、またターゲットの要求電力レベルに対応するソースからの電力を増幅する電力増幅器を含む。ターゲットで要求される電力レベルが変化する場合、電力増幅器は、要求電力レベルに対応するソースからの電力を増幅しなければならない。

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明は、上記従来技術に鑑みてなされたものであって、本発明の目的は、高効率可変電力送信装置及び方法並びに可変電力送信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0005】

上記目的を達成するためになされた本発明の一態様による高効率可変電力送信装置は、時間軸に対して一定振幅を有する高周波信号を該高周波信号のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力を出力する可変電力生成部と、所定レベルを有する電力供給電圧に基づいて前記可変電力をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅する電力増幅器と、電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換し、該直流電圧に基づいて前記所定レベルを有する電力供給電圧を生成し、前記所定レベルを有する電力供給電圧を前記電力増幅器に供給する電源供給部と、を備える。

20

【0006】

前記高効率可変電力送信装置は、前記増幅された可変電力を送信コイル又はアンテナを介して前記ターゲット装置に送信する送信部を更に備えることができる。

前記可変電力生成部は、前記一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部と、前記可変電力を生成するために前記高周波信号が前記低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御するスイッチ制御部と、を含み得る。

30

また、前記可変電力生成部は、前記一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部と、前記可変電力を生成するために前記高周波信号が前記低周波変調信号によって変調されるように論理演算を行うデジタルロジック処理部と、を含んでもよい。

或いは、前記可変電力生成部は、前記一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部と、前記可変電力を生成するために前記低周波変調信号に基づいて前記高周波信号生成器の動作を制御する制御部と、を含んでもよい。

40

前記変調信号生成部は、デルタ - シグマ変調を行って前記低周波変調信号を生成し得る。

前記電源供給部は、前記交流電圧を整流して直流電圧を生成する整流部を含み得る。

前記電源供給部は、前記電源ソースから受信した交流電圧を前記電力増幅器の定格電圧に対応するレベルを有する交流電圧に変圧する変圧部と、前記電力増幅器の定格電圧に対応するレベルを有する交流電圧を整流して直流電圧を生成する整流部と、を含み得る。

50

前記電力増幅器は、クラスD、クラスE、クラスF、クラスE/F、インバースクラスD、インバースクラスE、及びインバースクラスFからなるグループから選択されたクラスを有する増幅器として、スイッチングモード又は飽和モードで作動し得る。

前記電力増幅器は、窒化ガリウム(GaN)電力デバイス、炭化ケイ素(SiC)電力デバイス、横方向拡散金属酸化膜半導体(LDMOS)電力デバイス、及び金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)からなるグループから選択された少なくとも1つの電力デバイスを含み得る。

【0007】

上記目的を達成するためになされた本発明の他の態様による高効率可変電力送信装置は、一定振幅を有する高周波信号を生成する高周波信号生成器と、可変電力供給電圧に基づいて前記高周波信号をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅する電力増幅器と、電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換し、時間軸に対して前記直流電圧を該直流電圧のターンオン及びオフにより変調して前記可変電力供給電圧を生成し、該可変電力供給電圧を前記電力増幅器に供給する可変電源供給部と、を備える。

10

【0008】

前記可変電源供給部は、前記交流電圧を整流して直流電圧を生成する整流部と、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する変調信号生成部と、前記可変電力供給電圧を生成するために前記直流電圧が前記低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御するスイッチ制御部と、を含み得る。

20

前記変調信号生成部は、デルタ-シグマ変調を行って前記低周波変調信号を生成し得る。

前記電力増幅器は、クラスD、クラスE、クラスF、クラスE/F、インバースクラスD、インバースクラスE、及びインバースクラスFからなるグループから選択されたクラスを有する増幅器として、スイッチングモード又は飽和モードで作動し得る。

前記電力増幅器は、窒化ガリウム(GaN)電力デバイス、炭化ケイ素(SiC)電力デバイス、横方向拡散金属酸化膜半導体(LDMOS)電力デバイス、及び金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)からなるグループから選択された少なくとも1つの電力デバイスを含み得る。

【0009】

上記目的を達成するためになされた本発明の一態様による高効率可変電力送信方法は、電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換するステップと、前記直流電圧に基づいて所定レベルを有する電力供給電圧を生成するステップと、前記所定レベルを有する電力供給電圧を電力増幅器に供給するステップと、時間軸に対して一定振幅を有する高周波信号を該高周波信号のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力を出力するステップと、前記電力増幅器を用いて前記所定レベルを有する電力供給電圧に基づいて前記可変電力をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅するステップと、を有する。

30

【0010】

前記可変電力を出力するステップは、前記一定振幅を有する高周波信号を生成するステップと、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成するステップと、前記可変電力を生成するために前記高周波信号が前記低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御するステップと、を含み得る。

40

また、前記可変電力を出力するステップは、前記一定振幅を有する高周波信号を生成するステップと、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成するステップと、前記可変電力を生成するために前記高周波信号が前記低周波変調信号によって変調されるように論理演算を行うステップと、を含んでもよい。

或いは、前記可変電力を出力するステップは、高周波信号生成器を用いて前記一定振幅

50

を有する高周波信号を生成するステップと、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成するステップと、前記可変電力を生成するために前記低周波変調信号に基づいて前記高周波信号生成器の動作を制御するステップと、を含んでもよい。

前記変調信号を生成するステップは、デルタ - シグマ変調を行って前記低周波変調信号を生成し得る。

【 0 0 1 1 】

上記目的を達成するためになされた本発明の他の態様による高効率可変電力送信方法は、電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換するステップと、時間軸に対して前記直流電圧を該直流電圧のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力供給電圧を生成するステップと、前記可変電力供給電圧を電力増幅器に供給するステップと、一定振幅を有する高周波信号を生成するステップと、前記電力増幅器を用いて前記可変電力供給電圧に基づいて前記高周波信号をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅するステップと、を有する。

10

【 0 0 1 2 】

前記可変電力供給電圧を生成するステップは、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成するステップと、前記可変電力供給電圧を生成するために前記直流電圧が前記低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御するステップと、を含み得る。

前記変調信号を生成するステップは、デルタ - シグマ変調を行って前記低周波変調信号を生成し得る。

20

【 0 0 1 3 】

上記目的を達成するためになされた本発明の一態様による可変電力送信装置は、ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有するオン状態及びオフ状態を有し、前記オン状態の間に一定振幅を有する高周波信号を出力する可変電力生成部と、固定された所定レベルを有する電力供給電圧を出力する電源供給部と、前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧で作動し、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応する可変電力を出力するために前記高周波信号を増幅する電力増幅器と、を備える。

【 0 0 1 4 】

前記可変電力送信装置は、メタ物質で構成された送信コイル又はメタ物質で構成されたアンテナを介して前記電力増幅器から前記ターゲット装置に前記可変電力を送信する送信部を更に備えることができる。

30

前記電源供給部は、交流電圧を固定された所定レベルを有する直流電圧に変換し、該直流電圧を前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧として前記電力増幅器に供給し得る。

前記電力増幅器は、前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧によって作動するときに最大効率を有し、前記固定された所定レベル以外のレベルを有する電力供給電圧によって作動するときに前記最大効率よりも低い効率を有し得る。

【 0 0 1 5 】

上記目的を達成するためになされた本発明の他の態様による可変電力送信装置は、ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有するオン状態及びオフ状態を有し、前記オン状態の間に一定振幅を有する高周波信号を出力する高周波信号生成器と、ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有するオン状態及びオフ状態を有し、前記オン状態の間に固定された所定レベルを有する可変電力供給電圧を出力する可変電源供給部と、前記可変電力供給電圧で作動し、前記ターゲット装置の要求電力レベルに対応する可変電力を出力するために前記高周波信号を増幅する電力増幅器と、を備える。

40

【 0 0 1 6 】

前記可変電力送信装置は、メタ物質で構成された送信コイル又はメタ物質で構成されたアンテナを介して前記電力増幅器から前記ターゲット装置に前記可変電力を送信する送信

50

部を更に備えることができる。

前記電源供給部は、交流電圧を固定された所定レベルを有する直流電圧に変換し、前記ターゲット装置の要求電力レベルに応じて直流電圧をターンオン及びオフして前記可変電力供給電圧を生成し、該可変電力供給電圧を電力増幅器に供給し得る。

前記電力増幅器は、前記固定された所定レベルを有する電力供給電圧によって作動するときに最大効率を有し、前記固定された所定レベル以外のレベルを有する電力供給電圧によって作動するときに前記最大効率よりも低い効率を有し得る。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、無線電力伝送システムは、高効率可変電力送信装置を用いることによって、無線で電力を受信する受信機の要求電力に対応した電力量を送信することができる。

10

また、高効率可変電力送信装置は、電力増幅器に入力される高周波信号を一定振幅に維持した状態で電力が送信される時間区間を調整することによって、出力電力の平均値が低い場合でも送信機の効率が最大になるようにすることができる。

また、高効率可変電力送信装置は、電力増幅器に供給される電圧を固定することによって、電源を供給する電源供給部の構成が簡単になり、電源供給部は高い効率を有することができる。

また、高効率可変電力送信装置は、直流電圧をソースデバイスで要求される直流電圧に変換するDC/DCコンバータを用いることなく電力増幅器に電圧を供給することができる。従って、電源供給部を簡単な構造で具現することが可能になる。

20

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】一実施形態による高効率可変電力送信装置を示すブロック図である。

【図2】一実施形態による可変電力生成部を示すブロック図である。

【図3】他の実施形態による可変電力生成部を示すブロック図である。

【図4】他の実施形態による高効率可変電力送信装置を示すブロック図である。

【図5】(a)、(b)は一実施形態による高効率可変電力送信装置における電力増幅器の入力電圧及び出力電圧を示す図である。

【図6】一実施形態による高効率可変電力送信方法を示すフローチャートである。

30

【図7】他の実施形態による高効率可変電力送信方法を示すフローチャートである。

【図8】無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図9】無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図10】無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図11】無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図12】無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図13】無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図14】(a)、(b)は無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

【図15】図8に示した無線電力送信のための共振器の等価回路の一例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

40

【0019】

以下、本発明を実施するための形態の具体例を、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0020】

一般的に、無線電力伝送システムにおいて、電力増幅器(PA)に供給電圧を供給する電源供給部は、スイッチングモード電源供給装置(SMPS: Switching-Mode Power Supply)で具現される。SMPSは、110V又は220Vの交流(AC)電圧を電力増幅器の安定した動作のために要求される直流(DC)電圧に変換し、直流電圧を電力増幅器に動作電源として供給する。

【0021】

SMPSは、直流コンバータとDC/DCコンバータを含んで構成されるが、SMPS

50

のサイズが比較的大きい場合に、S M P Sを実装することが難しい。

【 0 0 2 2 】

無線電力伝送システムは、受信機の状況又は受信機の外部環境に応じて変化する電力送信を受信することが必要である。この例で、送信出力電力を変化させるために電力増幅器に入力される入力電力量を下げると、伝送効率は急激に低下する。

【 0 0 2 3 】

一定の伝送効率で可変電力を送信するために、S M P Sの出力電圧を変化させて電力増幅器の出力電力を変化させる方法がある。しかし、可変する電力供給電圧に対応して最大の効率を有するように電力増幅器を設計することは容易ではない。また、通常のS M P S回路の構成は複雑でありそのサイズも大きい。従って、可変電力を出力する新しい機能を追加する場合、S M P Sの構成はより複雑になり、S M P Sの効率も低下する。

10

【 0 0 2 4 】

電力増幅器の供給電圧又は入力電圧を一定の値に維持しながら可変電力を生成する方法を提供する実施形態を以下に説明する。以下の説明で、ソースデバイスは無線電力を送信する送信機を含む装置を意味し、ターゲット装置は無線電力を受信する受信機を含む装置を意味する。

【 0 0 2 5 】

図1は、一実施形態による高効率可変電力送信装置を示すブロック図である。

【 0 0 2 6 】

図1を参照すると、高効率可変電力送信装置は、可変電力生成部110、電力増幅器120、電源供給部130、及び送信部140を備える。

20

【 0 0 2 7 】

可変電力生成部110は、時間軸に対して一定振幅を有する高周波信号を変調する。可変電力生成部110は、高周波信号生成器111で生成された高周波信号をターンオン及びオフにより変調することで可変電力を生成する。この例で、可変電力生成部110は、高周波信号のオン及びオフ状態の持続時間(デュレーション)を決定する変調信号に基づいて高周波信号を変調することで可変電力を生成する。例えば、高周波信号は13.56 MHz又は6.78 MHzの周波数を有する。

【 0 0 2 8 】

可変電力生成部110は、高周波信号生成器111、変調信号生成部113、及びスイッチ制御部115を備える。

30

【 0 0 2 9 】

高周波信号生成器111は、一定振幅の高周波信号を生成する。高周波信号生成器111は、電力増幅器120に一定振幅を有する高周波信号を供給する。

【 0 0 3 0 】

変調信号生成部113は、ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する。変調信号生成部113は、高周波信号のオン及びオフ状態の持続時間を決定して低周波変調信号を生成する。即ち、変調信号生成部113は、所定の区間内で要求電力レベルに対応するデューティサイクルを決定して低周波変調信号を生成する。例えば、低周波変調信号は、高周波変調信号の周波数の1/100のように、高周波変調信号の周波数より低い周波数を有する。上述したように、高周波変調信号が13.56 MHzの周波数を有する一例で、低周波変調信号は0.1356 MHz又は135.6 kHzの周波数を有する。上述したように、高周波変調信号が6.78 MHzの信号を有する一例で、低周波変調信号は0.0678 MHz又は67.8 kHzの周波数を有する。所定の区間の長さは、変調信号生成部113によって低周波変調信号のデューティサイクルがどれ位の頻度で更新されるかを決定し、可変電力生成部110によって生成された可変電力がどれ位の頻度で更新されるかを決定する。所定の区間が短くなるほど、可変電力生成部110は生成される可変電力をより早く更新する。

40

【 0 0 3 1 】

例えば、変調信号生成部113は、要求電力レベルが最大電力レベルである場合、低周

50

波変調信号が所定の区間の間継続的にハイ状態に維持されるように、即ちデューティサイクルを100パーセントに決定する。この例で、高周波信号は、所定の区間の間継続して電力増幅器に入力される。従って、電力増幅器の出力電力レベルは所定の区間の間最大電力レベルになる。

【0032】

また、変調信号生成部113は、要求電力レベルが最小電力レベルである場合、低周波変調信号が所定の区間の間継続的にロー状態に維持されるように、即ちデューティサイクルを0パーセントに決定する。この例で、高周波信号は所定の区間の間電力増幅器120に入力されない。従って、電力増幅器の出力電力レベルは所定の区間の間最小電力レベルになる。

10

【0033】

変調信号生成部113は、デルタ-シグマ変調を行ってターゲットデバイスの要求電力に対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する。即ち、変調信号生成部113は、デルタ-シグマ変調を行って高周波信号のオン及びオフ状態の持続時間を決定することで低周波変調信号を生成する。

【0034】

スイッチ制御部115は、高周波信号生成器111で生成された高周波信号が変調信号生成部113で生成された低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御する。スイッチ制御部115は、低周波変調信号がハイ状態であるときにターンオンされ、低周波変調信号がロー状態であるときにターンオフされるようにスイッチを制御する。

20

【0035】

オン及びオフ状態が決定された持続時間に基づいて高周波信号が電力増幅器120に入力される。この例で、高周波信号は一定振幅を有する。即ち、一定振幅を有する高周波信号は電力増幅器に入力される。電力増幅器120から増幅されて出力される出力電力の平均値は、オン及びオフ状態の持続時間又はデューティサイクルにより変化する。即ち、電力増幅器120は、オン及びオフ状態の持続時間又はデューティサイクルに基づいて変化する可変電力を出力する。電力増幅器120は、一定振幅を有する高周波信号を受信するが、オン及びオフ状態の持続時間又はデューティサイクルに基づいて変化する平均値を有する可変電力を出力する。

30

【0036】

電力増幅器120は、所定レベルを有する電力供給電圧に基づいて可変電力生成部110で生成された可変電力をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅する。この例で、電力供給電圧は所定レベルに維持される。従って、電力増幅器120は、高い効率で可変電力生成部110から出力された可変電力を増幅することができる。

【0037】

電力増幅器120は、電力増幅器120の電力装置内の電力損失を最小化するため、クラスD、クラスE、クラスF、クラスE/F、インバースクラスD、インバースクラスE、及びインバースクラスFからなるグループから選択されたクラスを有する増幅器として、スイッチングモード又は飽和モードで作動する。

40

【0038】

また、電力増幅器120は、窒化ガリウム(GaN: gallium nitride)電力デバイス、炭化ケイ素(SiC: silicon carbide)電力デバイス、横方向2重拡散金属酸化膜半導体(LDMOS: lateral double diffused metal oxide semiconductor)電力デバイス、及び金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET: metal oxide semiconductor field effect transistor)からなるグループから選択された少なくとも1つの電力デバイスを含み、これにより電力増幅器120の効率及び電力増幅器120の出力特性を向上させることができる。

【0039】

50

電源供給部 130 は、電源ソース 21 から受信した交流電圧を直流電圧に変換する。電源供給部 130 は、直流電圧に基づいて所定レベルを有する電力供給電圧を生成する。電源供給部 130 は、所定レベルを有する電力供給電圧を電力増幅器 120 に供給する。

【0040】

電源供給部 130 は、従来の S M P S によって実現してもよい。

【0041】

或いは、電源供給部 130 は、複雑な S M P S の代わりに変圧部 131 及び整流部 133 で構成してもよい。

【0042】

変圧部 131 は、電源ソース 21 から受信した交流電圧を電力増幅器 120 の定格電圧に対応するレベルを有する交流電圧に変圧する。例えば、変圧部 131 は、220V の交流電圧を電力増幅器 120 の定格電圧に対応する低い電圧を有する交流電圧に変圧する。変圧部 131 は 1 : N 変圧器として構成される。

【0043】

整流部 133 は、電力増幅器 120 の定格電圧に対応する低い電圧を有する交流電圧を整流して直流電圧を生成する。整流部 133 で生成された直流電圧は、電力増幅器 120 に所定レベルを有する電力供給電圧として供給される。この例で、直流電圧は、所定レベルと同一の固定値を有し、電力増幅器 120 に安定して供給される。

【0044】

また、代わりに電源供給部 130 は、整流部 133 のみで構成してもよい。この例で、整流部 133 は、電源ソース 21 から受信した交流電圧を整流して直流電圧を生成する。整流部 133 で生成された直流電圧は、所定レベルを有する電力供給電圧として電力増幅器 120 に供給される。

【0045】

送信部 140 は、電力増幅部 120 によってターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅された可変電力を送信コイル又はアンテナを介してターゲット装置に送信する。送信部 140 は、電力増幅器 120 から出力された増幅された可変電力を送信コイル又はアンテナを介して送信する。

【0046】

図 2 は、一実施形態による可変電力生成部 110 を示すブロック図である。

【0047】

図 2 を参照すると、可変電力生成部 110 は、高周波信号生成器 210、変調信号生成部 220、及びデジタルロジック処理部 230 を備える。

【0048】

高周波信号生成器 210 は、一定振幅を有する高周波信号 211 を生成する。

【0049】

変調信号生成部 220 は、ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号 221 を生成する。変調信号生成部 220 は、一定振幅を有する高周波信号が低周波変調信号 221 のデューティサイクルによって変調されるように低周波変調信号 221 を生成する。高周波信号生成器 210 から出力される高周波信号は、一定振幅を維持し、低周波変調信号 211 のデューティサイクルに基づいて電力増幅器 120 に入力される。

【0050】

変調信号生成部 220 は、デルタ - シグマ変調を行って低周波変調信号 211 を生成する。

【0051】

変調信号生成部 220 は、時間軸に対してパルス幅変調 (P W M) の技術分野において通常の知識を有する者が容易に具現できる多様な方式で変調される低周波変調信号 211 を生成する。

【0052】

10

20

30

40

50

デジタルロジック処理部 2 3 0 は、高周波信号生成器 2 1 0 で生成された高周波信号 2 1 1 が変調信号生成部 2 2 0 で生成された低周波変調信号 2 2 1 によって変調されるように論理演算を行う。デジタルロジック処理部 2 3 0 は、低周波変調信号 2 2 1 がオン状態である時に高周波信号 2 1 1 が出力されて可変電力 2 3 1 を出力するように論理演算を行う。例えば、デジタルロジック処理部 2 3 0 は、単純な AND ゲートとして構成される。また、デジタルロジック処理部 2 3 0 は、単純な AND ゲートと同じ機能を行う更に複雑な論理演算を行うように構成され得る。

【 0 0 5 3 】

図 3 は、他の実施形態による可変電力生成部 1 1 0 を示すブロック図である。

【 0 0 5 4 】

図 3 を参照すると、可変電力生成部 1 1 0 は、変調信号生成部 3 1 0、制御部 3 2 0、及び高周波信号生成器 3 3 0 を備える。

【 0 0 5 5 】

変調信号生成部 3 1 0 は、ターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号 3 1 1 を生成する。変調信号生成部 3 1 0 は、高周波信号生成器 3 3 0 によって生成された一定振幅を有する高周波信号が時間軸に対して低周波変調信号 3 1 1 のオン及びオフ状態の持続時間によって変調されるように低周波変調信号 3 1 1 を生成する。高周波信号生成器 3 3 0 から出力された高周波信号 3 3 1 が電力増幅器 1 2 0 に入力される時に一定振幅を維持するため、電力伝送効率は高く維持される。

【 0 0 5 6 】

変調信号生成部 3 1 0 は、デルタ - シグマ変調を行って低周波変調信号 3 1 1 を生成する。

【 0 0 5 7 】

制御部 3 2 0 は、変調信号生成部 3 1 0 で生成された低周波変調信号 3 1 1 に基づいて高周波信号生成器 3 3 0 の動作を制御する。制御部 3 2 0 は、低周波変調信号 3 1 1 が制御部 3 2 0 に入力される時に高周波信号生成器 3 3 0 のオン及びオフ状態を電氣的に制御する。この例で、高周波信号生成器 3 3 0 は、一定振幅を有する高周波信号 3 3 1 を低周波変調信号 3 1 1 のオン状態に基づいて出力する。

【 0 0 5 8 】

図 4 は、他の実施形態による高効率可変電力送信装置を示すブロック図である。

【 0 0 5 9 】

図 4 を参照すると、高効率可変電力送信装置は、高周波信号生成器 4 1 0、電力増幅器 4 2 0、可変電源供給部 4 3 0、及び送信部 4 4 0 を備える。

【 0 0 6 0 】

高周波信号生成器 4 1 0 は、一定振幅を有する高周波信号を生成する。

【 0 0 6 1 】

電力増幅器 4 2 0 は、可変電力供給電圧に基づいて、高周波信号生成器 4 1 0 で生成された高周波信号をターゲット装置の要求電力レベルに対応するように増幅する。可変電力供給電圧の瞬間値は可変電力供給電圧のオン状態で所定レベルになり、可変電力供給電圧の平均値は、時間軸に対して可変電力供給電圧のオン / 及びオフ状態に基づく可変電力供給電圧の変調を通じて変化する。即ち、電力増幅器 4 2 0 は、可変電力供給電圧のオン状態で所定レベルを有する可変電力供給電圧を受信するため、高い効率で高周波信号を増幅することができる。

【 0 0 6 2 】

電力増幅器 4 2 0 は、電力増幅器の電力装置の損失を最小化するために、クラス D、クラス E、クラス F、クラス E / F、インバースクラス D、インバースクラス E 及びインバースクラス F からなるグループから選択されたクラスを有する増幅器として、スイッチングモード又は飽和モードで作動する。

【 0 0 6 3 】

また、電力増幅器 4 2 0 は、窒化ガリウム (Ga N) 電力デバイス、炭化ケイ素 (Si

10

20

30

40

50

C) 電力デバイス、横方向2重拡散金属酸化膜半導体(LDMOS)電力デバイス、及び金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)からなるグループから選択された少なくとも1つの電力デバイスを含み、これにより電力増幅器420の効率及び電力増幅器420の出力特性を向上させることができる。

【0064】

可変電源供給部430は、電源ソース31から受信した交流電圧を直流電圧に変換する。可変電源供給部430は、直流電圧を時間軸に対して直流電圧のターンオン及びオフにより変調する。可変電源供給部430は、変調された直流電圧によって可変電力供給電圧を生成し、生成された可変電力供給電圧を電力増幅器420に供給する。この例で、可変電源供給部430は、可変電力供給電圧のオン及びオフ状態の持続時間を決定する低周波変調信号に基づいて直流電圧を変調することで、可変電力供給電圧を生成する。

10

【0065】

可変電源供給部430は、整流部431、変調信号生成部433、及びスイッチ制御部435を備える。

【0066】

整流部431は、電源ソース31から受信した交流電圧を整流して直流電圧を生成する。

【0067】

変調信号生成部433は、ターゲット装置の要求電力に対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する。変調信号生成部433は、直流電圧のオン及びオフ状態の持続時間を決定することによって低周波変調信号を生成する。即ち、変調信号生成部433は、所定の区間内でターゲット装置の要求電力レベルに対応するようにデューティサイクルを決定することによって低周波変調信号を生成する。

20

【0068】

例えば、変調信号生成部433は、要求電力レベルが最大電力レベルである場合に、低周波変調信号を所定の区間の間継続的にハイ状態になるようにする。この例で、整流部431によって生成された直流電圧は、所定の区間の間継続して電力増幅器420に入力される。従って、所定の区間の間電力増幅器420の出力電力レベルは最大電力レベルになる。

【0069】

また、変調信号生成部433は、要求電力レベルが最小電力レベルである場合に、低周波変調信号を所定の区間の間継続的にロー状態になるようにする。この例で、整流部431によって生成された直流電圧は、所定の区間の間電力増幅器に入力されない。従って、所定の区間の間電力増幅器420の出力電力レベルは0、即ち最小電力レベルになる。

30

【0070】

変調信号生成部433は、ターゲット装置の要求電力に対応するようにデルタ-シグマ変調を行ってデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する。

【0071】

スイッチ制御部435は、整流部431で生成された直流電圧が変調信号生成部433で生成された低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御する。スイッチ制御部435は、低周波変調信号がハイ状態であるときにターンオンされ、低周波変調信号がロー状態であるときにオフされるようにスイッチを制御する。

40

【0072】

また、可変電源供給部430は、変圧部(図示していないが、図1に示した変圧部131と同様である)を備えてもよい。変圧部は、電源ソース31から受信した交流電圧を電力増幅器420の定格電圧に対応するレベルを有する交流電圧に変圧する。例えば、変圧部(図示せず)は、220Vの交流電圧を電力増幅器420の定格電圧に対応する低電圧に変圧する。変圧部(図示せず)は1:N変圧器として構成される。

【0073】

送信部440は、ターゲット装置の要求電力に対応するように電力増幅器420で増幅

50

された可変電力を送信コイル又はアンテナを介してターゲット装置に送信する。送信部 440 は、電力増幅器 420 から出力された可変電力を送信コイル又はアンテナを介して送信する。

【0074】

図5(a)及び図5(b)は、一実施形態による高効率可変電力送信装置における電力増幅器の入力電圧及び出力電圧を示す図である。

【0075】

図5を参照すると、図5(a)はターゲット装置の要求電力レベルに対応するデューティサイクルを有する変調信号を示し、図5(b)はそれぞれの変調信号に対応して可変電力が出力される場合を示す。

10

【0076】

図5(a)を参照すると、ターゲット装置の要求電力レベルが高電力(High Power)である場合510に変調信号は継続してハイ状態に維持される。相対的にターゲット装置の要求電力レベルが中電力(Medium Power)である場合520又は低電力(Low Power)である場合530、ハイ状態に維持される変調信号のオン状態の持続時間又はデューティサイクルが要求電力レベルに応じて減少する。ターゲット装置の要求電力レベルが0、即ちターンオフである場合540には無線電力を送信する必要がないため、変調信号は継続してロー状態に維持される。

【0077】

図5(b)を参照すると、一定振幅を有する高周波信号が図5(a)の各変調信号で変調された場合を示す。ターゲット装置の要求電力レベルが高電力である場合550、電力増幅器は、変調信号が継続してハイ状態に維持される区間の間持続的に電力を出力する。従って、出力電力は最大電力レベルを有する。相対的にターゲット装置の要求電力レベルが中電力560から低電力570に変化する場合、変調信号がハイ状態に維持される区間が短くなるため、出力電力の平均値が減少する。ターゲット装置の要求電力レベルが0、即ちターンオフである場合580には無線電力を送信する必要がないため、変調信号は継続してロー状態に維持され、電力増幅器は電力を出力しない。

20

【0078】

即ち、電力増幅器は、変調信号のオン状態の持続時間又は変調信号のデューティサイクルに基づいて可変電力を出力することができる。

30

【0079】

図6は、一実施形態による高効率可変電力送信方法を示すフローチャートである。

【0080】

ステップ610において、高効率可変電力送信装置は、電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換する。高効率可変電力送信装置は、整流器を用いて交流電圧を直流電圧に変換する。或いは、高効率可変電力送信装置は、AC/DCコンバータを用いて交流電圧を直流電圧に変換してもよい。

【0081】

ステップ620において、高効率可変電力送信装置は、直流電圧に基づいて所定レベルを有する電力供給電圧を生成し、所定レベルを有する電力供給電圧を電力増幅器に供給する。

40

【0082】

ステップ630において、高効率可変電力送信装置は、時間軸に対して、一定振幅を有する高周波信号を高周波信号のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力を出力する。

【0083】

一実施形態によると、高効率可変電力送信装置は、一定振幅を有する高周波信号を生成する。高効率可変電力送信装置は、ターゲット装置の要求電力に対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成する。この例で、デューティサイクルは、所定の区間で高周波信号がターンオンされる持続時間に基づいて決定される。また、高効率可変電

50

力送信装置は、可変電力を生成するために高周波信号が低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御する。

【0084】

一実施形態によると、高効率可変電力送信装置は、一定振幅を有する高周波信号を生成する。高効率可変電力送信装置は、ターゲット装置の要求電力に対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成し、可変電力を生成するために高周波信号が低周波変調信号によって変調されるように論理演算を行う。

【0085】

一実施形態によると、高効率可変電力送信装置は、高周波信号生成器を用いて一定振幅を有する高周波信号を生成し、ターゲット装置の要求電力に対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成し、可変電力を生成するために低周波変調信号に基づいて高周波信号生成器の動作を制御する。

10

【0086】

一実施形態によると、高効率可変電力送信装置は、デルタ - シグマ変調を行って低周波変調信号を生成する。

【0087】

ステップ640において、高効率可変電力送信装置は、所定レベルを有する電力供給電圧に基づいて可変電力をターゲット装置の要求電力に対応するように増幅する。

【0088】

図7は、他の実施形態による高効率可変電力送信方法を示すフローチャートである。

20

【0089】

ステップ710において、高効率可変電力送信装置は、電源ソースから受信した交流電圧を直流電圧に変換する。

【0090】

ステップ720において、高効率可変電力送信装置は、時間軸に対して直流電圧を直流電圧のターンオン及びオフにより変調することによって可変電力供給電圧を生成し、可変電力供給電圧を電力増幅器に供給する。

【0091】

一実施形態によると、高効率可変電力送信装置は、ターゲット装置の要求電力に対応するデューティサイクルを有する低周波変調信号を生成し、可変電力供給電力を生成するために直流電圧が低周波変調信号によって変調されるようにスイッチのオン及びオフ状態を制御する。

30

【0092】

一実施形態によると、高効率可変電力送信装置は、デルタ - シグマ変調を行って低周波変調信号を生成する。

【0093】

ステップ730において、高効率可変電力送信装置は、一定振幅を有する高周波信号を生成する。

【0094】

ステップ740において、高効率可変電力送信装置は、可変電力供給電圧に基づいて高周波信号をターゲット装置の要求電力に対応するように増幅する。

40

【0095】

高効率可変電力送信方法は、ヘリックス (helix) コイル構造の共振器、スパイラル (spiral) コイル構造の共振器、メタ構造 (meta-structured) の共振器などで構成されるソース共振器及び/又はターゲット共振器を用いて電力を無線で伝送する製品やシステムに適用することができる。

【0096】

以下、簡明な理解のために関連する用語を説明する。共振器を製作するために用いられる素材の一部又は全ては、固有の磁気透磁率ミュー (μ_r) (以下、単に透磁率) 及び/又は固有の誘電率イプシロン (ϵ_r) (以下、誘電率) を有する。透磁率は、当該物質で

50

所定の磁界によって生成された磁束密度と真空中で所定の磁界によって生成された磁束密度の比率である。誘電率は、当該物質で所定電界によって生成された電束密度と真空中で所定の電界によって生成された電束密度の比率である。透磁率及び誘電率は所定の周波数又は所定の波長で当該物質の伝搬定数を決定する。当該物質の電磁気的特性は誘電率及び透磁率に基づいて決定される。特に、人工的な構造及び自然状態で存在しない誘電率及び/又は透磁率を有する物質をメタ物質と称する。メタ物質の大きさが実質的に同一に保持されたとしても、共振状態はメタ物質で比較的大きい波長範囲又は比較的低い周波数範囲で容易に達成される。

【0097】

図8～図14は、無線電力送信のための共振器の実施形態を示す図である。

10

【0098】

図8は、2次元構造を有する共振器800の実施形態の一例を示す図である。

【0099】

図8を参照すると、2次元構造を有する共振器800は、第1信号導体部分811、第2信号導体部分812、及びグラウンド導体部分813を含む伝送線路と、キャパシタ820、整合器830、及び導体841、842を備える。

【0100】

キャパシタ820は、第1信号導体部分811と第2信号導体部分812との間に直列に挿入され、それによって電界がキャパシタ820に閉じ込められる。一般的に、伝送線路は、伝送線路の上部に少なくとも1つの導体、伝送線路の下部に少なくとも1つの導体を含み、伝送線路の上部にある少なくとも1つの導体を通して電流が流れ、伝送線路の下部にある少なくとも1つの導体は電氣的に接地される。伝送線路の上部にある導体を第1信号導体部分811と第2信号導体部分812に分割して呼び、伝送線路の下部にある導体をグラウンド導体部分813と呼ぶ。

20

【0101】

図8に示すように、共振器800は2次元構造を有する。伝送線路は、伝送線路の上部に第1信号導体部分811及び第2信号導体部分812を含み、伝送線路の下部にグラウンド導体部分813を含む。第1信号導体部分811及び第2信号導体部分812とグラウンド導体部分813は互いに向かい合うように配置される。電流は第1信号導体部分811及び第2信号導体部分812を通じて流れる。

30

【0102】

第1信号導体部分811の一端は導体842に接続され、第1信号導体部分811の他端はキャパシタ820に接続される。そして、第2信号導体部分812の一端は導体841に接続され、第2信号導体部分812の他端はキャパシタ820に接続される。従って、第1信号導体部分811、第2信号導体部分812、グラウンド導体部分813、及び導体841、842が互いに接続されることによって、共振器800は電氣的に閉じたループ構造を有する。「ループ構造」は、例えば円形構造、四角形構造、多角形構造などの閉じた構造であり、「ループ構造を有する」ということは電氣的に閉じたループ構造を意味する。

【0103】

図8に示すように、キャパシタ820は伝送線路の中間部に挿入される。具体的に、キャパシタ820は、第1信号導体部分811と第2信号導体部分812との間の空間に挿入される。キャパシタ820は、集中定数素子(lumped element)、分布定数素子(distributed element)などで構成される。特に、分布定数素子として構成される分布定数型のキャパシタは、ジグザグ形態の導体ラインとその導体ラインとの間に存在する比較的高い誘電率を有する誘電体を含む。

40

【0104】

キャパシタ820が伝送線路に挿入された場合、共振器800はメタ物質の特性を有する。メタ物質とは、自然界に存在しない所定の電氣的な性質を有する物質であり、人工的に設計された構造を有する。自然界に存在する全ての物質は固有の透磁率又は固有の誘電

50

率を有し、大部分の物質は正の透磁率又は正の誘電率を有する。大部分の物質で、電界、磁界、及びポインティングベクトルに対して右手法則が適用され、このような物質を RHM (Right Handed Material) という。しかし、メタ物質は、自然界に存在しない誘電率又は透磁率を有する物質であり、該当する誘電率又は透磁率の符号に基づいて、ENG (epsilon negative) 物質、MNG (mu negative) 物質、DNG (double negative) 物質、NRI (negative refractive index) 物質、LH (left-handed) 物質などに分類される。

【0105】

ここで、集中定数素子として構成されたキャパシタ820のキャパシタンスが適切に決められた場合、共振器800はメタ物質の特性を有する。キャパシタ820のキャパシタンスを適切に調整することによって、共振器800が負の透磁率を有するため、共振器800はMNG共振器800とも呼ばれる。キャパシタ820のキャパシタンスを決定する前提(criterion)は様々である。例えば、共振器800がメタ物質の特性を有する前提、共振器800が対象周波数で負の透磁率を有する前提、共振器800が対象周波数でゼロ次共振(Zeroth-Order Resonance)特性を有する前提などがあり、上記前提のうちの少なくとも1つの前提下でキャパシタ820のキャパシタンスが決定される。

10

【0106】

MNG共振器800とも呼ばれる共振器800は、伝搬定数が「0」であるときの周波数を共振周波数として有するゼロ次共振の特性を有する。MNG共振器800がゼロ次共振特性を有する場合、共振周波数はMNG共振器800の物理的なサイズに対して独立的である。キャパシタ820のキャパシタンスを適切に変更することで、MNG共振器800の共振周波数は変化する。従って、MNG共振器800の共振周波数を変更するためにMNG共振器800の物理的なサイズを変更する必要はない。

20

【0107】

近接フィールドにおいて、電界は伝送線路に挿入されたキャパシタ820に集中するため、キャパシタ820によって近接フィールドで磁界が顕著(dominant)になる。MNG共振器800は、集中定数素子のキャパシタ820を用いて比較的高いQ-ファクター(Q-Factor)を有するため、電力伝送効率を向上させることができる。Q-ファクターは、無線電力送信において抵抗損失のレベル又は抵抗に対するリアクタンスの比を表し、Q-ファクターが大きいほど無線電力伝送効率は大きくなることが理解される。

30

【0108】

MNG共振器800はインピーダンス整合のための整合器830を備える。整合器830は、MNG共振器800の磁界の強度を適切に調整し、整合器830によってMNG共振器800のインピーダンスが決定される。電流はコネクタ(図示せず)を介してMNG共振器800に流入し、またコネクタを介してMNG共振器800から流出する。コネクタはグラウンド導体部分813又は整合器830に接続される。コネクタとグラウンド導体部分813又は整合器830との間で物理的な接続を用いることなくカップリングによって電力が伝達されてもよい。

40

【0109】

より具体的に、図8に示すように、整合器830は共振器800のループ構造によって形成されるループ内に位置する。整合器830は、整合器830の物理的な形態を変更することによって共振器800のインピーダンスを調整する。例えば、整合器830は、グラウンド導体部分813から距離hだけ離れた位置にインピーダンス整合のための導体831を含み、共振器800のインピーダンスは距離hを調整することによって変更される。

【0110】

図8には示していないが、整合器830を制御するコントローラが提供される。この場

50

合、整合器 830 は、コントローラによって生成される制御信号によって整合器 830 の物理的な形態を変更する。例えば、制御信号によって整合器 830 の導体 831 とグラウンド導体部分 813 との間の距離 h が増加するか又は減少する。従って、整合器 830 の物理的な形態が変更されることで共振器 800 のインピーダンスは調整される。

【0111】

図 8 に示すように、整合器 830 は、導体部分 831 のような受動素子で構成される。実施形態によって、ダイオード、トランジスタなどのような能動素子で構成され得る。能動素子が整合器 830 に含まれる場合、能動素子はコントローラによって生成された制御信号によって駆動され、制御信号によって共振器 800 のインピーダンスは調整される。例えば、能動素子としてダイオードが整合器 830 に含まれ、制御信号の制御下でダイオードがオン状態又はオフ状態であるかに応じて共振器 800 のインピーダンスが調整される。

10

【0112】

図 8 に示していないが、MNG 共振器 800 を貫通するマグネチックコアを更に含んでもよい。マグネチックコアは電力伝送距離を増加させる機能を行う。

【0113】

図 9 は、3次元構造を有する共振器 900 の一例を示す図である。

【0114】

図 9 を参照すると、3次元構造を有する共振器 900 は、第 1 信号導体部分 911、第 2 信号導体部分 912、及びグラウンド導体部分 913 を含む伝送線路と、キャパシタ 920 を含む。キャパシタ 920 は、伝送線路の第 1 信号導体部分 911 と第 2 信号導体部分 912 との間に直列に挿入され、電界がキャパシタ 920 に閉じ込められる。

20

【0115】

図 9 に示すように、共振器 900 は 3次元構造を有する。伝送線路は、共振器 900 の上部に第 1 信号導体部分 911 及び第 2 信号導体部分 912 を含み、共振器 900 の下部にグラウンド導体部分 913 を含む。第 1 信号導体部分 911 及び第 2 信号導体部分 912 とグラウンド導体部分 913 は互いに向かい合うように配置される。電流は、第 1 信号導体部分 911 及び第 2 信号導体部分 912 を通じて x 方向に流れ、このような電流によって $-y$ 方向に磁界 $H(W)$ が形成される。或いは、図 9 に示したものと異なり、 $+y$ 方向に磁界 $H(W)$ が形成されてもよい。

30

【0116】

第 1 信号導体部分 911 の一端は導体 942 に接続され、第 1 信号導体部分 911 の他端はキャパシタ 920 に接続される。そして、第 2 信号導体部分 912 の一端は導体 941 に接続され、第 2 信号導体部分 912 の他端はキャパシタ 920 に接続される。従って、第 1 信号導体部分 911、第 2 信号導体部分 912、グラウンド導体部分 913、及び導体 941、942 が互いに接続されることによって、共振器 900 は電氣的に閉じたループ構造を有する。

【0117】

図 9 に示すように、キャパシタ 920 は、第 1 信号導体部分 911 と第 2 信号導体部分 912 との間に挿入される。具体的に、キャパシタ 920 は、第 1 信号導体部分 911 と第 2 信号導体部分 912 との間の空間に挿入される。キャパシタ 920 は、集中定数素子、分布定数素子などで構成される。特に、分布定数素子として構成される分布定数型のキャパシタは、ジグザグ形態の導体ラインとその導体ラインとの間に存在する比較的高い誘電率を有する誘電体を含む。

40

【0118】

図 8 の共振器 800 で上述したように、キャパシタ 920 が伝送線路に挿入されることによって共振器 900 はメタ物質の特性を有する。集中定数素子として構成されたキャパシタ 920 のキャパシタンスが適切に決められた場合、共振器 900 はメタ物質の特性を有する。キャパシタ 920 のキャパシタンスを適切に調整することによって、共振器 900 が負の透磁率を有するため、共振器 900 は MNG 共振器 900 とも呼ばれる。キャパ

50

シタ 920 のキャパシタンスを決定する前提は様々である。例えば、共振器 900 がメタ物質の特性を有する前提、共振器 900 が対象周波数で負の透磁率を有する前提、共振器 900 が対象周波数でゼロ次共振の特性を有する前提などがあり、上記前提のうちの少なくとも 1 つの前提下でキャパシタ 920 のキャパシタンスが決定される。

【0119】

MNG 共振器 900 とも呼ばれる共振器 900 は、伝搬定数が「0」であるときの周波数を共振周波数として有するゼロ次共振の特性を有する。MNG 共振器 900 がゼロ次共振特性を有する場合、共振周波数は MNG 共振器 900 の物理的なサイズに対して独立的である。キャパシタ 920 を適切に変更することで、MNG 共振器 900 の共振周波数は変化する。従って、MNG 共振器 900 の共振周波数を変更するために MNG 共振器 900 の物理的なサイズを変更する必要はない。

10

【0120】

近接フィールドにおいて、電界は伝送線路に挿入されたキャパシタ 920 に集中するため、キャパシタ 920 によって近接フィールドで磁界が顕著になる。特に、ゼロ次共振の特性を有する MNG 共振器 900 は磁気双極子に類似する特性を有するため、近接フィールドで磁界が顕著になる。キャパシタ 920 の挿入により比較的小さな電界が生成され、小さな電界がキャパシタ 920 に集中するため、近接フィールドでは磁界がより顕著になる。

【0121】

MNG 共振器 900 はインピーダンス整合のための整合器 930 を備える。整合器 930 は、MNG 共振器 900 の磁界の強度を適切に調整し、整合器 930 によって MNG 共振器 900 のインピーダンスが決定される。電流はコネクタ 940 を介して MNG 共振器 900 に流入するか、コネクタ 940 を介して MNG 共振器 900 から流出する。コネクタ 940 は、図 9 に示すグラウンド導体部分 913 に接続されるが、整合器 930 に接続してもよい。

20

【0122】

より具体的に、図 9 に示すように、整合器 930 は共振器 900 のループ構造によって形成されるループ内に位置する。整合器 930 は、整合器 930 の物理的な形態を変更することによって共振器 900 のインピーダンスを調整する。例えば、整合器 930 は、グラウンド導体部分 913 から距離 h だけ離れた位置にインピーダンス整合のための導体 931 を含み、共振器 900 のインピーダンスは距離 h を調整することによって変更される。

30

【0123】

図 9 には示していないが、整合器 930 を制御するコントローラが提供される。この場合、整合器 930 は、コントローラによって生成された制御信号によって整合器 930 の物理的な形態を変更する。例えば、制御信号によって整合器 930 の導体 931 とグラウンド導体部分 913 との間の距離 h が増加するか又は減少する。従って、整合器 930 の物理的な形態が変更されることで共振器 900 のインピーダンスは調整される。整合器 930 の導体 931 とグラウンド導体部分 913 との間の距離 h は様々な方式で調整される。一例として、整合器 930 に複数の導体が含まれ、導体の 1 つを適応的に活性化することによって距離 h が調整される。他の例として、導体 931 の物理的な位置を上下に調整することによって距離 h が調整される。距離 h はコントローラの制御信号によって制御され、コントローラは様々な要素を用いて制御信号を生成する。

40

【0124】

図 9 に示すように、整合器 930 は、導体部分 931 のような受動素子で構成される。実施形態によって、ダイオード、トランジスタなどのような能動素子で構成され得る。能動素子が整合器 930 に含まれる場合、能動素子はコントローラによって生成された制御信号によって駆動され、制御信号によって共振器 900 のインピーダンスは調整される。例えば、能動素子としてダイオードが整合器 930 に含まれ、制御信号の制御下でダイオードがオン状態又はオフ状態であるかに応じて共振器 900 のインピーダンスが調整され

50

る。

【 0 1 2 5 】

図 9 には示していないが、M N G 共振器として構成された共振器 9 0 0 を貫通するマグネチックコアを更に含んでもよい。マグネチックコアは電力伝送距離を増加させる機能を行う。

【 0 1 2 6 】

図 1 0 は、b u l k y タイプ共振器として構成された無線電力伝送のための共振器 1 0 0 0 の一例を示す図である。

【 0 1 2 7 】

図 1 0 を参照すると、第 1 信号導体部分 1 0 1 1 と導体 1 0 4 2 は個別に製造された後で互いに接続されるものではなく、単体として一体型で互いに接続される。同様に、第 2 信号導体部分 1 0 1 2 と導体 1 0 4 1 も単体として一体型で互いに接続される。

10

【 0 1 2 8 】

仮に、第 2 信号導体部分 1 0 1 2 と導体 1 0 4 1 が個別に製造された後で互いに接続された場合、継ぎ目 1 0 5 0 による導体損失が発生する。この導体損失を排除するために、第 2 信号導体部分 1 0 1 2 と導体 1 0 4 1 は別途の継ぎ目をを用いることなく互いに接続される。即ち、単体として一体型で継ぎ目なしに互いに接続されるため、継ぎ目 1 0 5 0 に起因する導体損失を排除することができる。これと同じ利点を達成するために、第 1 信号導体部分 1 0 1 1 とグラウンド導体部分 1 0 4 2 は、単体として一体型で継ぎ目なしに互いに接続される。そして第 1 信号導体部分 1 0 1 1 と導体 1 0 4 2 で形成されたユニット及び第 2 信号導体部分 1 0 1 2 と導体 1 0 4 1 で形成されたユニットはグラウンド導体部分 1 0 1 3 に接続される。

20

【 0 1 2 9 】

導体の損失をより減少させるために、第 1 信号導体部分 1 0 1 1、導体 1 0 4 2、グラウンド導体部分 1 0 1 3、導体 1 0 4 1、及び第 2 信号導体部分 1 0 1 2 は継ぎ目なしに単体として一体型に製造される。

【 0 1 3 0 】

図 1 0 を参照すると、少なくとも 2 つの部分 (p a r t i t i o n) が一体型で接続された継ぎ目なしの接続のタイプを「b u l k y t y p e」接続と呼ぶ。

【 0 1 3 1 】

共振器 1 0 0 0 は、第 1 信号導体部分 1 0 1 1 と第 2 信号導体部分 1 0 1 2 との間に直列に挿入されたキャパシタ 1 0 2 0、及びインピーダンス整合のための整合器 1 0 3 0 を更に備える。

30

【 0 1 3 2 】

図 1 1 は、H o l l o w タイプ共振器として構成された無線電力伝送のための共振器 1 1 0 0 の一例を示す図である。

【 0 1 3 3 】

図 1 1 を参照すると、H o l l o w タイプとして構成された共振器 1 1 0 0 の第 1 信号導体部分 1 1 1 1、第 2 信号導体部分 1 1 1 2、グラウンド導体部分 1 1 1 3、及び導体 1 1 4 1、1 1 4 2 のそれぞれは内部に空いている空間を含む。

40

【 0 1 3 4 】

所定の共振周波数において、有効電流は、第 1 信号導体部分 1 1 1 1、第 2 信号導体部分 1 1 1 2、グラウンド導体部分 1 1 1 3、及び導体 1 1 4 1、1 1 4 2 のそれぞれの全ての部分ではなく、それぞれの一部分のみを介して流れるものとしてモデリングされる。具体的に、所定の共振周波数において、第 1 信号導体部分 1 1 1 1、第 2 信号導体部分 1 1 1 2、グラウンド導体部分 1 1 1 3、及び導体 1 1 4 1、1 1 4 2 のそれぞれの厚さが該当する表皮深さ (s k i n d e p t h) よりも過度に厚い場合、表皮深さよりも過度に厚い部分は効率的ではない。過度に厚い厚さは共振器 1 1 0 0 の重さ及び製造費用を増加させる。

【 0 1 3 5 】

50

従って、所定の共振周波数において、該当する表皮深さと同じか又はそれより少しだけ深い第1信号導体部分1111、第2信号導体部分1112、グラウンド導体部分1113、及び導体1141、1142のそれぞれの表皮深さに基づいて、第1信号導体部分1111、第2信号導体部分1112、グラウンド導体部分1113、及び導体1141、1142のそれぞれの厚さが適切に決定される。第1信号導体部分1111、第2信号導体部分1112、グラウンド導体部分1113、及び導体1141、1142のそれぞれが該当する表皮深さと同じかそれより少しだけ深い適切な厚さを有する場合、共振器1100は軽くなり、共振器1100の製造費用も減少する。

【0136】

例えば、図11の拡大領域1160に示すように、第2信号導体部分1112の表皮深さは d mmであり、 d は下記の数式1により決定される。ここで、 f は周波数、 μ は透磁率、 σ は導体定数を表す。

【0137】

【数1】

$$d = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

【0138】

第1信号導体部分1111、第2信号導体部分1112、グラウンド導体部分1113、及び導体1141、1142が銅(copper)で製作され、 5.8×10^{-7} シーメンス/m ($S \cdot m^{-1}$)の導電率を有する場合、共振周波数が10 kHzにおいて表皮深さが約0.6 mmであり、共振周波数が100 MHzにおいて表皮深さは0.006 mである。

【0139】

共振器1100は、第1信号導体部分1111と第2信号導体部分1112との間に直列に挿入されたキャパシタ1120、及びインピーダンス整合のための整合器1130を更に備える。

【0140】

図12は、パラレルシートタイプ共振器として構成された無線電力伝送のための共振器1200の一例を示す図である。

【0141】

図12を参照すると、共振器1200に含まれる第1信号導体部分1211、第2信号導体部分1212、及びグラウンド導体部分1213は、それぞれ複数のパラレルシート(parallel-sheet)で構成される。

【0142】

第1信号導体部分1211、第2信号導体部分1212、及びグラウンド導体部分1213は完璧な導体ではない物質で一般的に製作されることから、抵抗成分を有する。抵抗成分によって共振器1200に抵抗損失が発生する。抵抗損失はQファクター及びカップリング効率を減少させる。

【0143】

第1信号導体部分1211、第2信号導体部分1212、及びグラウンド導体部分1213のそれぞれをパラレルシートで構成することによって、抵抗損失を減らし、Qファクター及びカップリング効率を増加させることができる。円で示した1270部分を参照すると、第1信号導体部分1211、第2信号導体部分1212、及びグラウンド導体部分1213のそれぞれは、互いに並列に配置された複数の導体ラインを含み、第1信号導体部分1211及び第2信号導体部分1212のそれぞれの先端部分で互いに接続される。

【0144】

このことは、導体ラインの抵抗成分の合計を減少させる。従って、抵抗損失を減らし、

10

20

30

40

50

Qファクター及びカップリング効率を増加させることができる。

【0145】

共振器1200は、第1信号導体部分1211と第2信号導体部分1212との間に直列に挿入されたキャパシタ1220、及びインピーダンス整合のための整合器1230を更に備える。

【0146】

図13は、分布定数型のキャパシタを含む無線電力伝送のための共振器1300の一例を示す図である。

【0147】

図13を参照すると、無線電力伝送のための共振器1300に含まれるキャパシタ1320は分布定数型のキャパシタとして構成される。集中定数素子として構成されたキャパシタは相対的に高い等価直列抵抗(ESR)を有する。集中定数素子として構成されたキャパシタのESRを減らすために様々な理論が提案されているが、本実施形態によると、分布定数素子として構成されたキャパシタ1320を用いることによってESRを減らすことができる。技術的によく知られているように、ESRによって引き起こされる損失はQファクター及びカップリング効率を減少させる。

【0148】

図13に示すように、分布定数素子として構成されたキャパシタ1320は、ジグザグ構造を有する。例えば、分布定数素子として構成されたキャパシタ1320は、ジグザグ構造の導体ライン、及び導体ライン間に比較的高誘電率を有する誘電体が含まれる。

【0149】

図13に示すように、分布定数素子として構成されたキャパシタ1320を用いることによって、ESRに起因する損失を減らすことができる。また、集中定数素子として構成された複数のキャパシタを並列に接続することによって、ESRに起因する損失を減らすことができる。なぜなら、集中定数素子として構成された並列接続されたキャパシタのそれぞれの抵抗成分が並列接続によって小さくなるため、集中定数素子として構成された並列に接続されたキャパシタの有効抵抗も小さくなり、従ってESRに起因する損失が減少する。例えば、10pFのキャパシタを1つ用いる代わりに1pFのキャパシタを10個用いることによって、ESRに起因する損失を減らすことができる。

【0150】

図14は、図8に示した2次元構造を有する共振器800で用いられる整合器830の一例、及び図9に示した3次元構造を有する共振器900で用いられる整合器930の一例を示す図である。

【0151】

具体的に、図14(a)は、整合器830を含む図8に示した2次元共振器の一部を示し、図14(b)は、整合器930を含む図9に示した3次元共振器の一部を示す。

【0152】

図14(a)を参照すると、整合器830は、導体831、導体832、及び導体833を含み、導体832及び導体833はグラウンド導体部分813及び導体831に接続される。導体831とグラウンド導体部分813との間の距離hにより2次元共振器のインピーダンスは決定され、導体831とグラウンド導体部分813との間の距離hはコントローラによって制御される(図示していないが、図8に関連して上述した)。導体831とグラウンド導体部分813との間の距離hは様々な方式を用いて調整され得る。例えば、導体831、832、及び833のいずれか1つを適応的に活性化することによって距離hを調整する方式、導体831の物理的な位置を上下に調整する方式などの様々な方式がある。

【0153】

図14(b)を参照すると、整合器930は、導体931、導体932、及び導体933を含み、導体932及び導体933はグラウンド導体部分913及び導体931に接続される。導体931とグラウンド導体部分913との間の距離hにより3次元共振器のイ

10

20

30

40

50

インピーダンスは決定され、導体 9 3 1 とグラウンド導体部分 9 1 3 との間の距離 h はコントローラによって制御される（図示していないが、図 9 に関連して上述した）。2次元構造の共振器に含まれる整合器 8 3 0 と同様に、3次元構造の共振器 9 3 0 に含まれる整合器でも、導体 9 3 1 とグラウンド導体部分 9 1 3 との間の距離 h は様々な方式を用いて調整される。例えば、導体 9 3 1、9 3 2、及び 9 3 3 のいずれか 1 つを適応的に活性化することによって距離 h を調整する方式、導体 9 3 1 の物理的な位置を上下に調整することで距離 h を調整する方式などの様々な方式がある。

【 0 1 5 4 】

図 1 4 (a) 及び図 1 4 (b) には示していないが、整合器は能動素子を含んでもよい。能動素子を用いて共振器のインピーダンスは様々な方式を用いて調整され得る。例えば、能動素子を用いて整合器を通じて流れる電流の経路を変更することで共振器のインピーダンスを調整する方式を含め、様々な方式がある。

10

【 0 1 5 5 】

図 1 5 は、図 8 に示した無線電力伝送のための共振器 8 0 0 の等価回路の一例を示す図である。

【 0 1 5 6 】

無線電力伝送のための共振器は、図 1 5 に示した等価回路でモデリングできる。図 1 5 の等価回路で、 L_R は共振器のインダクタンスを示し、 C_R は共振器 8 0 0 のキャパシタンスを示し、 C_L は図 8 の伝送線路の中間部に挿入された集中定数素子として構成されたキャパシタを示す。

20

【 0 1 5 7 】

共振器 8 0 0 は零次共振特性を有する。例えば、伝搬定数が「0」である場合、共振器 8 0 0 の共振周波数は

$$\omega_{MZR}$$

であると仮定する。共振周波数

$$\omega_{MZR}$$

30

は下記の数式 2 のように表現される。

【 0 1 5 8 】

【数 2】

$$\omega_{MZR} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (2)$$

40

【 0 1 5 9 】

数式 2 で、MZR は μ Zero Resonator を意味する。共振器 8 0 0 のキャパシタンス C_R は、集中定数素子として構成されたキャパシタの容量 C_L に比べて無視できるほど小さいため、数式 2 から除外した。

【 0 1 6 0 】

数式 2 を参照すると、共振器 8 0 0 の共振周波数

$$\omega_{MZR}$$

50

は $L_R C_L$ によって決定され、共振周波数

$$\omega_{MZR}$$

と共振器 800 の物理的なサイズは互いに独立的である。従って、共振周波数

$$\omega_{MZR}$$

10

を変更することなく、共振器 800 の物理的なサイズを小さくすることができる。

【0161】

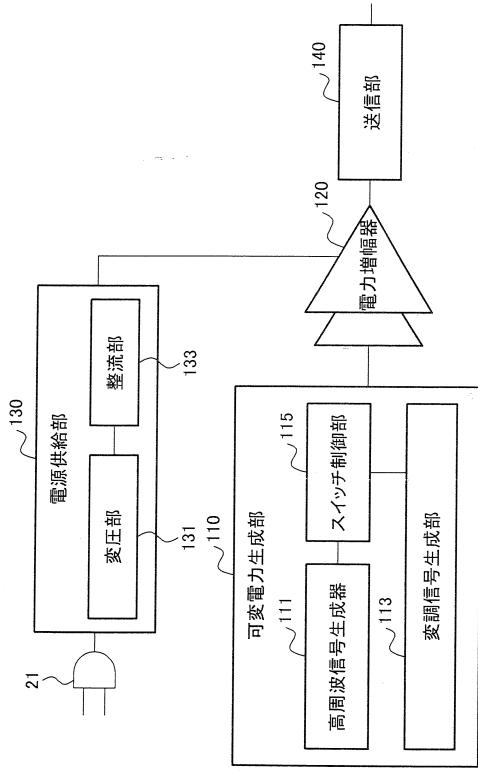
以上、本発明を実施形態及び図面によって説明したが、本発明は、上述の実施形態に限定されることなく、本発明が属する技術分野における通常の知識を有する者であれば、このような記載から多様な修正及び変形が可能である。従って、本発明の範囲は、上述の実施形態に限定されて定められるものではなく、特許請求の範囲及び特許請求の範囲と均等なものなどによって定められるものである。

【符号の説明】

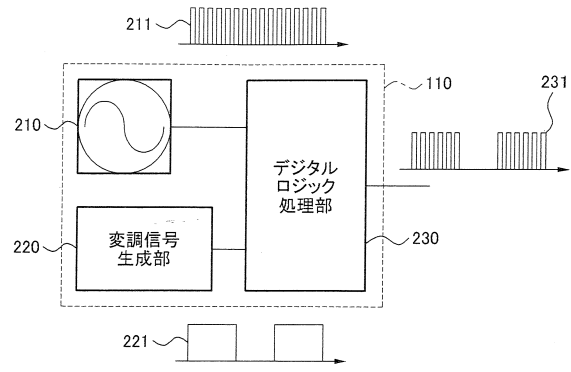
【0162】

21、31	電源ソース	20
110	可変電力生成部	
111、210、330、410	高周波信号生成器	
113、220、310、433	変調信号生成部	
115、435	スイッチ制御部	
120、420	電力増幅器	
130	電源供給部	
131	変圧部	
133、431	整流部	
140、440	送信部	
211、331	高周波信号	30
221、311	低周波変調信号	
230	デジタルロジック処理部	
231	可変電力	
320	制御部	
430	可変電源供給部	
800、900	(MNG)共振器	
811、911、1011、1111、1211	第1信号導体部分	
812、912、1012、1112、1212	第2信号導体部分	
813、913、1013、1113、1213	グラウンド導体部分	
820、920、1020、1120、1220、1320	キャパシタ	40
830、930、1030、1130、1230	整合器	
831~833、841、842、931~933、941~943、1041、1042、1141、1142	導体	
940	コネクタ	
1000	(bulkyタイプ)共振器	
1050	継ぎ目	
1100	(Hollowタイプ)共振器	
1200	(パラレルシートタイプ)共振器	
1300	共振器	

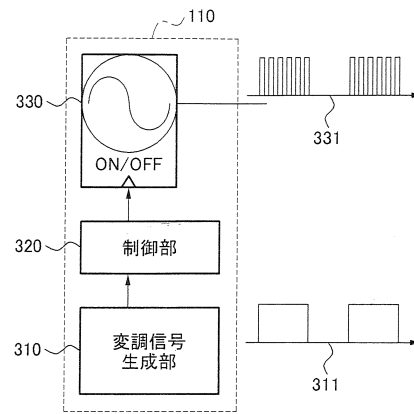
【図1】



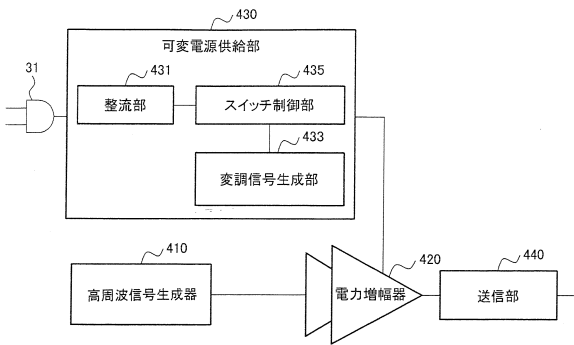
【図2】



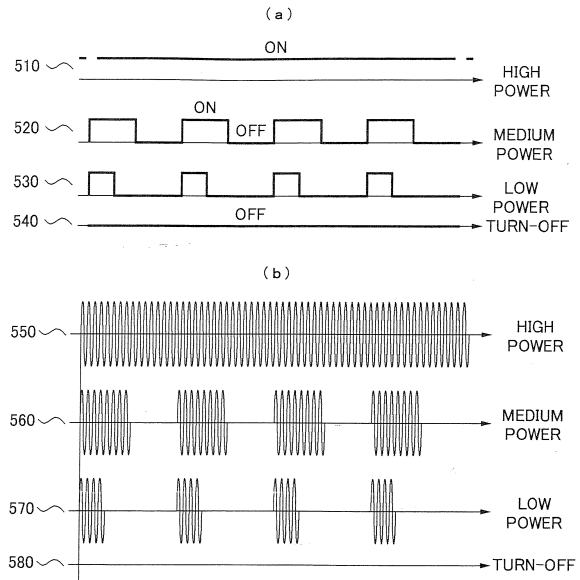
【図3】



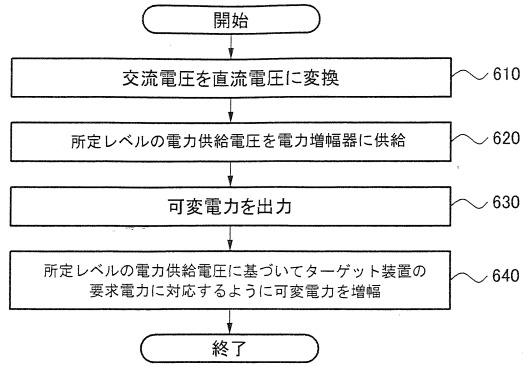
【図4】



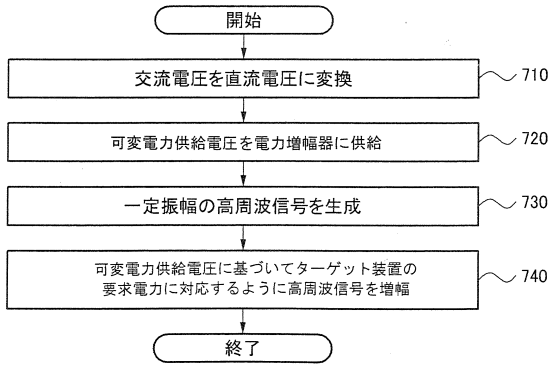
【図5】



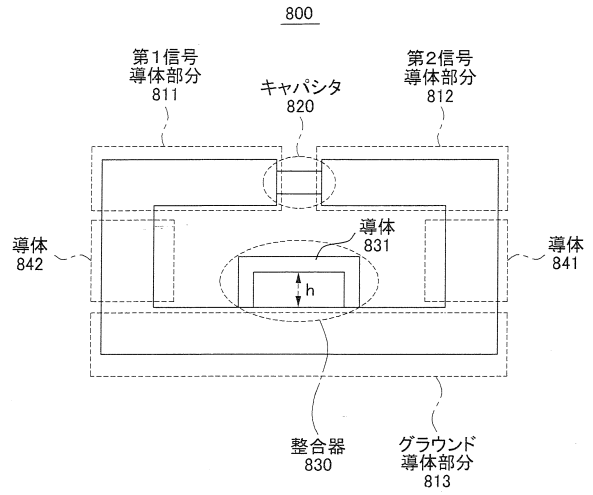
【図6】



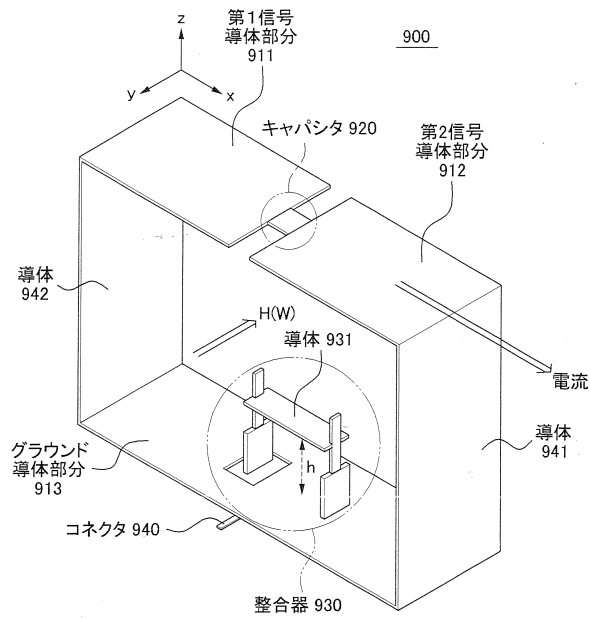
【図7】



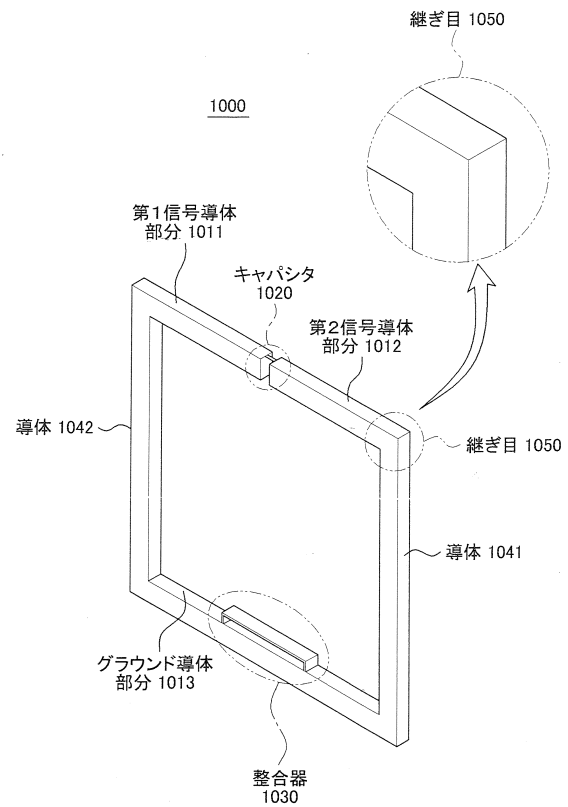
【図8】



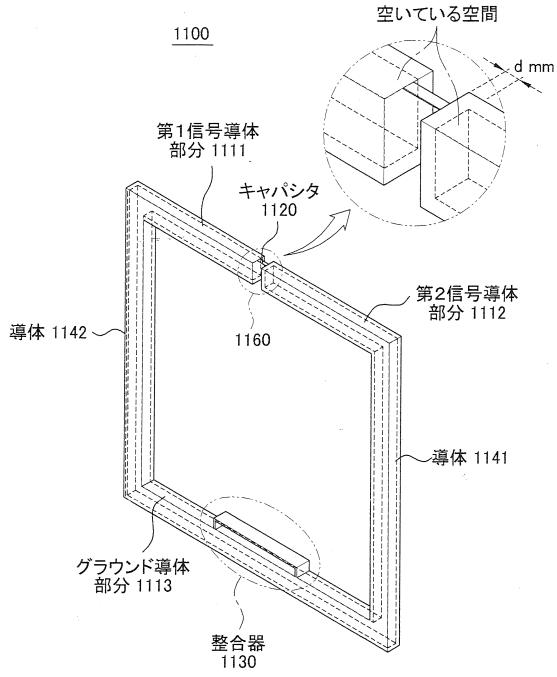
【図9】



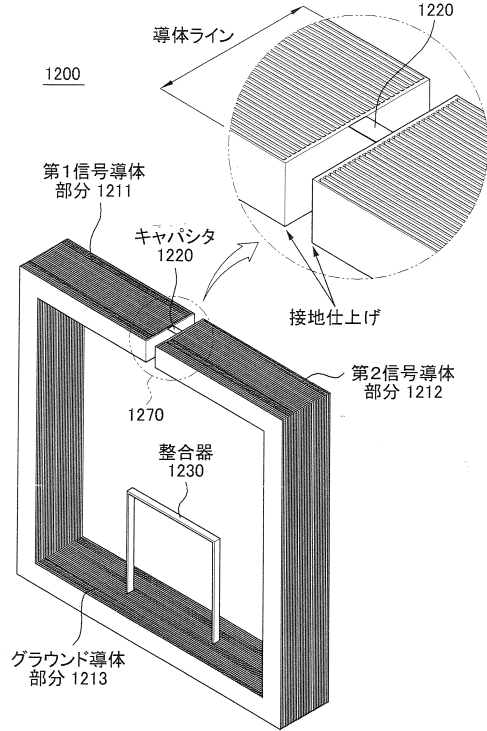
【図10】



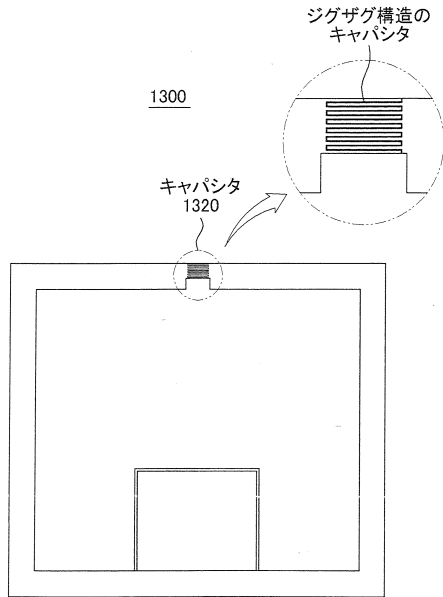
【図11】



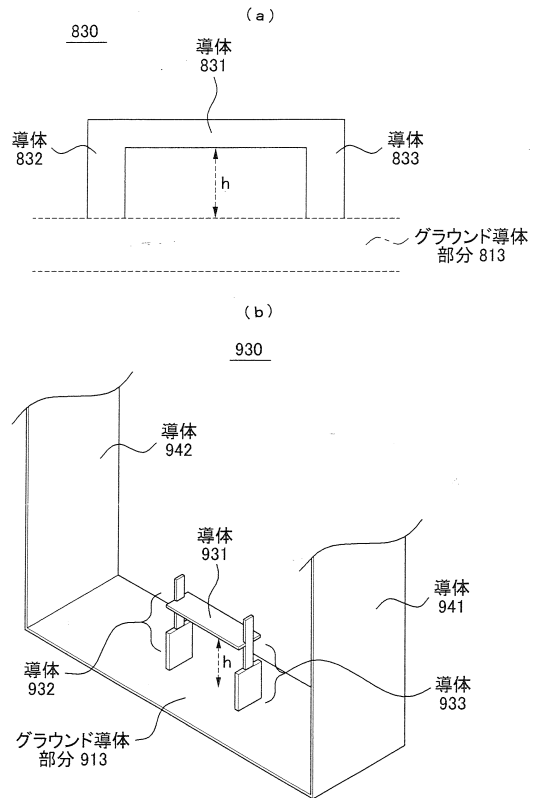
【図12】



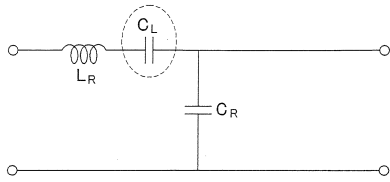
【図13】



【図14】



【 15 】



$$\omega_{MZR} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$$

フロントページの続き

- (72)発明者 チェ, ジン ソン
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 ホン, ヨン タク
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 クォン, サン ウク
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 パク, ユン クォン
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 ヤン, ヨン グー
大韓民国, ギョンギ-ド 440-746, スオン-シ, ジャンアン-グ, チョンチョン-ドン
300, ソンギュングァン ユニバーシティ, ナチュラル サイエンス キャンパス
- (72)発明者 パク, ウン ソク
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 キム, キ ヨン
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 リュ, ヨン ホ
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 キム, ナム ユン
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内
- (72)発明者 キム, ドン ソ
大韓民国, ギョンギ-ド 449-712, ヨンイン-シ, ギフン-グ, ノンソ-ドン, サン 1
4-1, サムスン アドバンスト インスティテュート オブ テクノロジー 内

審査官 竹下 翔平

- (56)参考文献 特開2004-215477(JP, A)
特開平07-031064(JP, A)
特開2002-199712(JP, A)
米国特許出願公開第2010/0007412(US, A1)
特開2000-217280(JP, A)
特表2003-516099(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01F 17/00-27/02
27/06-27/08
27/23
27/28-27/29
27/36
27/42
38/14

38 / 18
38 / 42
H02J 7 / 00 - 7 / 12
7 / 34 - 7 / 36
50 / 00 - 50 / 90
H02M 7 / 00 - 7 / 40
H04B 1 / 00
1 / 30
1 / 59
1 / 72
5 / 00 - 5 / 06
11 / 00 - 13 / 02