

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5713145号
(P5713145)

(45) 発行日 平成27年5月7日(2015.5.7)

(24) 登録日 平成27年3月20日(2015.3.20)

(51) Int. Cl.		F 1	
H03F	1/02	(2006.01)	H03F 1/02
H03F	3/24	(2006.01)	H03F 3/24

請求項の数 13 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2014-514679 (P2014-514679)	(73) 特許権者	000006231
(86) (22) 出願日	平成25年4月26日(2013.4.26)		株式会社村田製作所
(86) 国際出願番号	PCT/JP2013/062323		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(87) 国際公開番号	W02013/168598	(74) 代理人	110000970
(87) 国際公開日	平成25年11月14日(2013.11.14)		特許業務法人 楓国際特許事務所
審査請求日	平成26年11月6日(2014.11.6)	(72) 発明者	辻 仁司
(31) 優先権主張番号	特願2012-106860 (P2012-106860)		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(32) 優先日	平成24年5月8日(2012.5.8)		株式会社村田製作所内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

早期審査対象出願

審査官 柳下 勝幸

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波電力増幅回路用電源装置および高周波電力増幅装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波信号を増幅する高周波電力増幅回路へ電源電圧として供給する出力電圧を前記高周波信号の振幅変化に応じて変化させる高周波電力増幅回路用電源装置において、

入力電圧の入力部と前記出力電圧の出力部との間に設けられ、流れる共振電流の周波数を複数種備え、エネルギーの供給・回生が可能な複数の双方向コンバータと、

前記双方向コンバータの前記出力部に設けられた出力側エネルギー蓄積素子と、

前記高周波電力増幅回路への入力信号を時間軸上で周波数および信号振幅の情報を有する制御情報に変換する時間周波数解析手段と、

前記高周波信号の振幅変化を検出し、前記出力電圧が前記高周波信号の振幅変化に追従するように、前記複数の双方向コンバータの共振周波数および振幅を制御するコンバータ制御回路と、を備えた高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項2】

前記出力側エネルギー蓄積素子から回生されるエネルギーを蓄える、前記双方向コンバータの前記入力部に設けられた回生エネルギー蓄積素子を備えた、請求項1に記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項3】

前記双方向コンバータは電流共振波形の半波が供給・回生されるよう、双方向コンバータの主スイッチ素子に対して直列に逆電流防止素子を備えた、請求項1または2に記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

10

20

【請求項 4】

前記双方向コンバータの主スイッチ素子は寄生ダイオードを含まないスイッチ素子であり、前記主スイッチ素子は逆方向の電圧に対する降伏電圧が、PN接合ダイオードの順電圧より高い、請求項 1～3 のいずれかに記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 5】

双方向コンバータはインダクタのインダクタンスおよびキャパシタのキャパシタンスによって電流共振周波数が変化するコンバータであり、前記コンバータ制御回路は、前記インダクタのインダクタンスを制御するものである、請求項 1～4 のいずれかに記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 6】

前記インダクタは励磁方向および減磁方向に巻回されたコイルで構成され、前記コンバータ制御回路は、前記コイルの巻数を切り替えるものである、請求項 5 に記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 7】

双方向コンバータはインダクタのインダクタンスおよびキャパシタのキャパシタンスによって電流共振周波数が変化するコンバータであり、前記コンバータ制御回路は、前記キャパシタのキャパシタンスを制御するものである、請求項 1～6 のいずれかに記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 8】

前記コンバータ制御回路は、前記出力側エネルギー蓄積素子への印加電圧および電流を検出して、前記出力側エネルギー蓄積素子の容量を推測する出力容量推測手段を備えた、請求項 1～7 のいずれかに記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 9】

前記出力容量推測手段から得た情報を基に、前記複数の双方向コンバータの電流共振周波数を補正する手段を備えた、請求項 8 に記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 10】

前記出力部に直流のバイアス電圧を重畳する直流バイアス電圧重畳手段を備えた、請求項 1～9 のいずれかに記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 11】

前記直流バイアス電圧重畳手段は双方向コンバータおよびこの双方向コンバータが発生する前記バイアス電圧を時間軸上で変更する制御回路で構成された、請求項 10 に記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 12】

前記高周波信号の振幅変化に対する前記出力電圧の変化の遅延時間を把握する遅延時間検知回路を備え、前記コンバータ制御回路は前記高周波信号を前記遅延時間分だけ遅延させる遅延調整回路を備えた、請求項 1～11 のいずれかに記載の高周波電力増幅回路用電源装置。

【請求項 13】

高周波信号を増幅する高周波電力増幅回路と、この高周波電力増幅回路へ電源電圧として供給する出力電圧を前記高周波信号の振幅変化に応じて変化させる高周波電力増幅回路用電源装置とを備えた高周波電力増幅装置において、

入力電圧の入力部と前記出力電圧の出力部との間に設けられ、流れる共振電流の周波数を複数種備え、エネルギーの供給・回生が可能な複数の双方向コンバータと、

前記双方向コンバータの前記出力部に設けられた出力側エネルギー蓄積素子と、

前記高周波電力増幅回路への包絡線入力信号を周波数および信号振幅の情報を有する制御情報に変換する時間周波数解析手段と、

前記高周波信号の振幅変化を検出し、前記出力電圧が前記包絡線入力信号の振幅変化に追従するように、前記複数の双方向コンバータの共振周波数および振幅を制御するコンバータ制御回路と、を備えたことを特徴とする高周波電力増幅装置。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【技術分野】

【0001】

本発明は高周波電力増幅回路用の電源装置に関し、特に高周波電力増幅回路の電力効率を高めることができる電源装置および、それを備えた高周波電力増幅装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

特許文献1には、高周波増幅回路の高効率化を図るために、高周波増幅回路の電源電圧を増幅前の高周波信号の振幅変化（エンベロープ）に追従させる構成が示されている。ここでの高周波信号の振幅変化の周波数は搬送波周波数（例えば携帯電話における1～2GHz）ではなく、搬送波の振幅変化の周波数（最大で10～100MHz程度）である。低周波の増幅回路ではD級増幅回路（デジタルアンプ）があるが、高周波電力増幅回路用の電源装置においては、扱う周波数帯が高く、高速なスイッチングが要求される。

10

【0003】

図22は特許文献1に示されている高周波電力増幅回路50のブロック図である。この図22に示されている高周波電力増幅回路50は、エンベロープ検出回路54、供給電圧選択回路56、電源電圧調整回路58および高周波増幅回路52を備えている。エンベロープ検出回路54は高周波信号（RFIN）のエンベロープを検出し、供給電圧選択回路56は高周波信号（RFIN）のエンベロープに追従するように電圧源（V1～V4）を選択する。電源電圧調整回路58は選択された電圧の波形調整を行って高周波増幅回路52に電源電圧として供給する。これにより、高周波増幅回路52は高周波信号（RFIN）を増幅して高周波信号（RFOUT）を出力する。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特表2006-514472号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ところが、特許文献1の高周波電力増幅装置においては、複数の電圧源を準備しておき、これを選択して高周波信号のエンベロープに追従させる方式であるため、複数の電圧源の切り替え時の電圧差（波形段差）を修復するための複雑な回路および非常に複雑な制御が必要になる。この波形段差の修復が不完全であると波形歪が大きくなり、通信システムにおける隣接チャンネル漏洩電力比（ACPR）が大きくなり、規定範囲外周波数に悪影響を及ぼすため、許容周波数帯域が厳しい製品には適用できない、という問題が生じる。

30

【0006】

本発明は上記の回路および制御の複雑化の問題を解決して、比較的簡素な構成で、高周波増幅回路に対する電源電圧を高周波信号のエンベロープに追従できるようにした高周波電力増幅回路用電源装置および高周波電力増幅装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

40

【0007】

本発明の高周波電力増幅回路用電源装置は、高周波信号を増幅する高周波電力増幅回路へ電源電圧として供給する出力電圧を前記高周波信号の振幅変化に応じて変化させる高周波電力増幅回路用電源装置において、

入力電圧の入力部と前記出力電圧の出力部との間に設けられ、流れる共振電流の周波数を複数種備え、エネルギーの供給・回生が可能な複数の双方向コンバータと、

前記双方向コンバータの前記出力部に設けられた出力側エネルギー蓄積素子と、

前記高周波電力増幅回路への入力信号を時間軸上で周波数および信号振幅の情報を有する制御情報に変換する時間周波数解析手段と、

前記高周波信号の振幅変化を検出し、前記出力電圧が前記高周波信号の振幅変化に追従

50

するように、前記複数の双方向コンバータの共振周波数および振幅を制御するコンバータ制御回路と、を備えたことを特徴とする。

【0008】

また、本発明の高周波電力増幅装置は、高周波信号を増幅する高周波電力増幅回路と、この高周波電力増幅回路へ供給する電源電圧を前記高周波信号の振幅変化に応じて変化させる高周波電力増幅回路用電源装置とを備え、

入力電圧の入力部と前記出力電圧の出力部との間に設けられ、流れる共振電流の周波数を複数種備え、エネルギーの供給・回生が可能な複数の双方向コンバータと、

前記双方向コンバータの前記出力部に設けられた出力側エネルギー蓄積素子と、

前記高周波電力増幅回路への入力信号を時間軸上で周波数および信号振幅の情報を有する制御情報に変換する時間周波数解析手段と、

前記高周波信号の振幅変化を検出し、前記出力電圧が前記高周波信号の振幅変化に追従するように、前記複数の双方向コンバータの共振周波数および振幅を制御するコンバータ制御回路と、を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、高周波電力増幅回路に入力される入力信号の振幅に応じて電源電圧が変化するので、高周波電力増幅回路の増幅素子を常に飽和点に近い条件で動作させることができ、増幅素子で発生する損失を大幅に低減することが可能となる。

【0010】

双方向コンバータはエネルギーの供給・回生が可能であるため、双方向コンバータの内部スイッチ素子のON/OFF時間を非線形制御（パルス幅制御、周波数制御、スリープ時間およびバースト時間の組み合わせ制御など）を行うことにより、ダイナミックレンジが大きくとれ、高速制御が可能となる。このことから、低周波から高周波まで範囲を問わず、高周波入力信号と出力電圧の振幅および位相を精度よく調整することが可能となり、高周波入力信号のエンベロープに追従させることができる。

【0011】

各双方向コンバータは電流共振周波数を持つ共振コンバータであるので、共振電流の半波に相当するエネルギーを供給・回生することになり、高効率でエネルギーの供給および回生が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】図1は第1の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置101、高周波電力増幅装置201および高周波電力増幅回路100の関係を示す図である。

【図2】図2は高周波電力増幅回路100に対する電源電圧 V_{out} 、高周波電力信号 R_{Fout} およびそのエンベロープ V_e との関係を示す図である。

【図3】図3は第1の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置101の構成を示すブロック図である。

【図4】図4(A)は高周波電力増幅回路用電源装置101および、それに含まれる双方向コンバータの具体的な構成を示す図である。図4(B)は別の双方向コンバータの構成例を示す図である。

【図5】図5は高周波信号の包絡線の振幅変化 R_{Fref} （エンベロープ）、およびエンベロープ追従出力電圧 V_{out} との関係を示す図である。

【図6】図6は、複数の供給コンバータの出力と、負荷へ供給される電力との関係を示す図である。

【図7】図7は、エネルギーの供給・回生によって出力電圧を入力信号に追従させた様子を示す図である。

【図8】図8は高周波電力増幅回路用電源装置101について、その振幅変化監視回路が入力信号に追従して双方向コンバータを制御するための処理内容を示す図である。

【図9】図9は第2の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置102の構成を示すブロ

10

20

30

40

50

ック図である。

【図 1 0】図 1 0 は周波数および振幅に基づいたコンバータの振り分け処理の例を示す図である。

【図 1 1】図 1 1 は共振周波数をインダクタンス値により変更する例を示す図である。

【図 1 2】図 1 2 は可変インダクタを多層プリント基板コイルで構成した例である。

【図 1 3】図 1 3 は第 4 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 4 の構成を示すブロック図である。

【図 1 4】図 1 4 はフィードバック制御およびその他の制御ブロックの処理内容を含めて示した図である。

【図 1 5】図 1 5 は第 4 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置の出力キャパシタの容量を推測するためのサンプリングタイミングの例を示す図である。

10

【図 1 6】図 1 6 はフィードバック制御ブロックによる微調整を含めた必要な ON 時間の増減処理および共振周波数の増減処理の内容を示す図である。

【図 1 7】図 1 7 は入力信号、高周波信号、および出力電圧の関係を示す図である。

【図 1 8】図 1 8 は第 5 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 5 A および高周波電力増幅装置 2 0 5 A の構成を示すブロック図である。

【図 1 9】図 1 9 は第 5 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 5 B および高周波電力増幅装置 2 0 5 B の構成を示すブロック図である。

【図 2 0】図 2 0 (A) は第 6 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 A の構成を示すブロック図である。図 2 0 (B) は高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 A の出力電圧の波形図である。

20

【図 2 1】図 2 1 (A) は第 6 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 B の構成を示すブロック図である。図 2 1 (B) は高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 B の出力電圧の波形図である。

【図 2 2】図 2 2 は特許文献 1 に示されている高周波電力増幅回路 5 0 のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 1 3】

《第 1 の実施形態》

図 1 は第 1 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 1、高周波電力増幅装置 2 0 1 および高周波電力増幅回路 1 0 0 の関係を示す図である。

30

【0 0 1 4】

高周波電力増幅回路 1 0 0 は高周波信号 RF_{in} を入力し、電力増幅して高周波電力信号 RF_{out} を出力する。高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 1 は入力電源電圧 V_{in} を入力し、高周波信号 RF_{in} の包絡線の振幅変化（エンベロープの振幅変化）を検出し、それに追従するように出力電圧 V_{out} を変化させる。高周波電力増幅回路 1 0 0 は高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 1 の出力電圧 V_{out} を電源電圧として動作する。

【0 0 1 5】

図 2 は前記高周波電力増幅回路 1 0 0 に対する電源電圧 V_{out} 、高周波電力信号 RF_{out} およびそのエンベロープ V_e との関係を示す図である。図 2 (A) は高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 1 を作用させた場合の波形、図 2 (B) は高周波電力増幅回路 1 0 0 に対する電源電圧を一定にした場合の波形である。ここでは高周波信号のエンベロープを表す都合上、電源電圧も正負対称に表している。概ね、 V_{out} と V_e との差分が損失であるものと言える。本発明によれば、この損失が削減できる。

40

【0 0 1 6】

図 3 は第 1 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 1 の構成を示すブロック図である。入力電圧の入力部と出力電圧の出力部との間に複数の双方向コンバータ $CONV_a$ 、 $CONV_b$ 、 \dots 、 $CONV_n$ が設けられている。これらの双方向コンバータはそれぞれエネルギーの供給・回生が可能なコンバータである。入出力部の左右両方向の矢印はエネルギー移動方向を表している。図 3 において「包絡線入力信号」は高周波信号（1 ~ 2

50

GHz)のベースバンド変調信号と同じもので、該高周波信号の包絡線信号に他ならない。包絡線信号(エンベロープ信号(最大100MHz))は、直接ベースバンドで供給されるか、或いは該高周波信号を包絡線検波して得られる。振幅変化監視回路10は出力電圧が前記振幅変化信号に追従するように、双方向コンバータCONVa, CONVb...CONVnのエネルギー供給・回生を制御する。コンバータ切替回路11は複数の双方向コンバータCONVa, CONVb...CONVnのいずれかを選択して共振周波数および振幅の設定を行うとともに選択的に駆動する。振幅変化監視回路10とコンバータ切替回路11とで本発明に係る「コンバータ制御回路」を構成している。

【0017】

図4(A)は前記高周波電力増幅回路用電源装置101および、それに含まれる双方向コンバータの具体的な構成を示す図である。この高周波電力増幅回路用電源装置101において、コンバータCONV1, CONV2, CONV3はそれぞれ供給コンバータ、コンバータCONV4, CONV5, CONV6はそれぞれ回生コンバータである。これらの複数のコンバータによって全体が双方向コンバータとして作用する。

10

【0018】

コンバータCONV1~CONV6の出力部に、出力側エネルギー蓄積素子であり、共振キャパシタンスとして動作するキャパシタンスCoを備え、入力部に、回生されるエネルギーを蓄える回生エネルギー蓄積素子であるキャパシタCiを備えている。

【0019】

供給コンバータCONV1は、整流スイッチ素子(ハイサイド素子)Q11、この整流素子Q11に対してON/OFF制御信号を供給するスイッチング制御回路、転流ダイオード(ローサイド素子)D12およびインダクタL1を備えている。供給コンバータCONV2, CONV3についても同様の構成である。

20

【0020】

回生コンバータCONV4は整流ダイオードD41、転流スイッチ素子Q42、この転流スイッチ素子Q42に対してON/OFF制御信号を供給するスイッチング制御回路、およびインダクタL4を備えている。回生コンバータCONV5, CONV6についても同様の構成である。スイッチ素子Q11, Q21, Q31, Q42, Q52, Q62は、GaN(窒化ガリウム)やSiC(シリコンカーバイド)等の化合物半導体によるFET、またはIGBT(絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)であり、寄生ダイオードを含まないスイッチ素子である。前記化合物半導体によるFETは、Si半導体によるFETと比較して逆方向の電圧に対する障壁が高い。ここでFETにおける逆方向とは、ソースからドレインに向かう向きである。Si半導体によるFETは寄生ダイオードとしてPN接合ダイオードを有しており、ソースからドレインに向かう向きの電圧が印加され、PN接合ダイオードの順電圧より印加電圧が高くなると、PN接合ダイオードを介して逆方向に電流が流れる。寄生ダイオードを含まないスイッチ素子は、PN接合ダイオードの順電圧では逆方向に対して電流は流れず、つまり、逆方向の電圧に対する降伏電圧がPN接合ダイオードの順電圧よりも高い。そのため、より高電圧の電源装置を構成できる。

30

【0021】

図4(A)には表れていないが、前記スイッチング制御回路は振幅変化監視回路によって制御される。

40

【0022】

供給コンバータCONV1の共振周波数は出力キャパシタCoのキャパシタンスとインダクタL1のインダクタンスとで定まる。また、供給コンバータCONV2の共振周波数は出力キャパシタCoのキャパシタンスとインダクタL2のインダクタンスとで定まる。同様に、供給コンバータCONV3の共振周波数は出力キャパシタCoのキャパシタンスとインダクタL3のインダクタンスとで定まる。

【0023】

供給コンバータCONV1~CONV3はそれぞれ共振の半波分の電力を負荷側へ供給し、回生コンバータCONV4~CONV6はそれぞれ共振の半波分のエネルギーを入力

50

側へ回生する。これらのコンバータは共振コンバータであるのでZCS（ゼロ電流スイッチング）される。

【0024】

図4（A）に示した例では、供給コンバータと回生コンバータを分離したが、図4（B）に示すように、整流素子 Q_c と転流素子 Q_r の両方をスイッチ素子とする双方向コンバータを構成して供給コンバータと回生コンバータを兼ねてもよい。

【0025】

図5は前記高周波信号の振幅変化 R_{Fref} （エンベロープ）、およびエンベロープ追従出力電圧 V_{out} との関係を示す図である。各双方向コンバータのエネルギー供給・回生により、エンベロープ追従出力電圧 V_{out} は包絡線入力信号 R_{Fref} に追従する。この例では、図1に示した高周波電力増幅回路100に対して最高65V、最低15Vの電源電圧が印加される。図5は図2で示した V_{out} と高周波電力信号のエンベロープ（図2中の V_e 参照）との差分がゼロとなる理想的な状態を示す。

10

【0026】

各双方向コンバータのエネルギーの供給・回生動作および振幅変化監視回路の応答遅れなどに起因して、前記エンベロープ追従出力電圧 V_{out} は包絡線入力信号 R_{Fref} より遅延時間 T_d だけ遅れる。この遅延時間 T_d は例えば $1\mu s$ 以下であることが必要とされる。

【0027】

図6は、複数の供給コンバータの出力と、負荷へ供給される電力との関係を示す図である。図6（A）に示すように、供給コンバータ $CONV1$ 、 $CONV2$ 、 $CONV3$ の出力が合成されて図6（B）に示すようなエンベロープの電力が負荷に供給される。

20

【0028】

図7は、エネルギーの供給・回生によって出力電圧を包絡線入力信号に追従させた様子を示す図である。供給コンバータ $CONV1$ 、 $CONV2$ 、 $CONV3$ および回生コンバータ $CONV4$ 、 $CONV5$ 、 $CONV6$ について、横軸はこれらのコンバータのON、OFF、SLEEPのタイミングチャートである。供給コンバータにおいて「ON」は整流素子（ハイサイド素子）のON期間、「OFF」は整流素子のOFF期間である。また、回生コンバータにおいて「ON」は転流素子（ローサイド素子）のON期間、「OFF」は転流素子のOFF期間である。

30

【0029】

コンバータ切替回路11（図3参照）は包絡線入力信号に基づいて、各コンバータのスイッチング制御回路に対して、このタイミングチャートのとおりの切替信号を与える。各コンバータで電荷量の供給・回生によって出力エネルギー蓄積素子（出力端子間容量 C_o ）の充放電が行われるので、出力電圧は図7に示すように変化する。この出力電圧は入力信号に追従していることがわかる。

【0030】

図8は高周波電力増幅回路用電源装置101について、その振幅変化監視回路が包絡線入力信号に追従して双方向コンバータを制御するための処理内容を示す図である。

【0031】

まず、包絡線入力信号 R_{Fref} を、周波数解析の手法の一つであるウェーブレット変換等の時間周波数解析により、周波数および信号振幅の情報を求める。そして周波数情報を周波数レジスタ F_r 、振幅情報を振幅レジスタ A_r にそれぞれ入れる。周波数レジスタ F_r と振幅レジスタ A_r の値の組み合わせに基づいて、動作させる単一または複数のコンバータの設定を行う。周波数レジスタ F_r の値が小、中、大の区別に応じて、供給コンバータ用のデューティサイクルレジスタ $DCR1$ 、 $DCR2$ 、 $DCR3$ 、回生コンバータ用のデューティサイクルレジスタ $DCR4$ 、 $DCR5$ 、 $DCR6$ にそれぞれ値を入れる。

40

【0032】

デジタルPWM回路 $DPWM1 \sim DPWM6$ は上記デューティサイクルレジスタ $DCR1 \sim DCR6$ の値に応じたオンデューティ比の信号を出力する。デッドタイム付きコンブ

50

リメンタリ出力生成器DT&COMP1～DT&COMP6はデジタルPWM回路DPWM1～DPWM6の出力信号に応じて双方向コンバータの整流スイッチ素子および転流スイッチング素子を駆動する。

【0033】

以上のフィードフォワード制御により、包絡線入力信号R F r e fに応じた出力電圧（電力）が負荷へ供給される。

【0034】

《第2の実施形態》

図9は第2の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置102の構成を示すブロック図である。第1の実施形態で図4に示した高周波電力増幅回路用電源装置と異なり、双方向コンバータは電流共振波形の半波が供給・回生されるよう、双方向コンバータの主スイッチ素子に対して直列に逆電流防止素子を備えている。すなわち、供給コンバータCONV1, CONV2, CONV3の整流スイッチ素子Q11, Q21, Q31に対してダイオードD13, D23, D33がそれぞれ直列接続されている。また、回生コンバータCONV4, CONV5, CONV6の転流スイッチ素子Q42, Q52, Q62にダイオードD42, D52, D62がそれぞれ直列接続されている。

10

【0035】

スイッチ素子Q11, Q21, Q31, Q42, Q52, Q62は、Si半導体によるFETであり、寄生ダイオードを含む。

【0036】

上記逆流防止用のダイオードがない場合、FET（整流スイッチ素子Q11, Q21, Q31および転流スイッチ素子Q42, Q52, Q62）の寄生ダイオードにより電流共振が全波状に流れるため、不要なエネルギーの循環が発生する。

20

【0037】

第2の実施形態によれば、上記ダイオードD13, D23, D33, D42, D52, D62を備えることにより、コンバータの供給動作時と回生動作時にいずれも半波状に電流が流れるので、不要なエネルギー循環を防止できる。

【0038】

《第3の実施形態》

図10は周波数情報および振幅情報に基づいたコンバータの振り分け処理の例を示す図である。この処理は包絡線入力信号R F r e fを時間軸上で周波数と振幅の情報に分解し、周波数レジスタF_rおよび振幅レジスタA_rに入れ、周波数の範囲および振幅の範囲に応じてコンバータ毎のデューティサイクルレジスタD C Rの値を定める。

30

【0039】

この例では、周波数レジスタF_rの値が1MHz < F_r < 10MHzの範囲、10MHz < F_r < 50MHzの範囲、50MHz < F_r < 100MHzの範囲のいずれであるかを判定し、また、振幅レジスタA_rの値が0 < A_r < 10の範囲、10 < A_r < 30の範囲、30 < A_r < 50の範囲のいずれであるかを判定する。この周波数と振幅の組み合わせに応じて、供給コンバータCONV1～CONV3および回生コンバータCONV4～CONV6の共振周波数とON時間の設定を行う（振り分ける）。すなわち周波数の範囲に応じてLC調整を行い、振幅範囲に応じてON調整を行う。このようにして、コンバータ毎のデューティサイクルレジスタD C R1～D C R6の値を定める。各コンバータはデューティサイクルレジスタD C R1～D C R6の値に応じたオン時間の信号を出力する。

40

【0040】

図11は共振周波数をインダクタンス値により変更する例を示す図である。演算器（図3に示した例では、コンバータ切替回路）によってL調整レジスタに入力された値（増減すべきインダクタンス値）を読み出し、この値に応じて可変インダクタのインダクタンス値を調整する。具体的には励磁コイルL_eのタップおよび減磁コイルL_dのタップを切り替える。キャパシタンスについても切り替える場合には、演算器によってC調整レジスタに入力された値（増減すべきキャパシタンス値）を読み出し、この値に応じて可変コンデ

50

ンサのキャパシタンス値を制御する。可変コンデンサとしては、制御電圧によって容量値が変わるコンデンサを用いる、または複数のコンデンサを組み合わせ、それらのコンデンサの切替により実現する。

【 0 0 4 1 】

前記コイルはコア付きのものをはじめ、空芯コイル、基板に配線されたプリント基板コイルなど種々の形態を採り得る。

【 0 0 4 2 】

図 1 2 は前記可変インダクタを多層プリント基板コイルで構成した例である。多層プリント基板の 1 層目に励磁コイル L_e が形成されていて、2 層目に減磁コイル L_d が形成されている。励磁コイル L_e に接続されているスイッチがオフ状態であると、励磁コイル L_e のターン数は 2 ターンであるが、スイッチがオンすると励磁コイル L_e のターン数は 1 ターンとなる。同様に、減磁コイル L_d に接続されているスイッチがオフ状態であると、減磁コイル L_d のターン数は 2 ターンであるが、スイッチがオンすると減磁コイル L_d のターン数は 1 ターンとなる。このようにしてインダクタンスの増減可能な可変インダクタが構成できる。

【 0 0 4 3 】

この実施形態のように、高周波電力増幅回路用電源装置がコンバータの電流共振周波数の調整機能を有することで、少ない数のコンバータを所定共振周波数のコンバータとして利用できる。そのため、少ない数のコンバータで入力信号波形と出力電圧波形を相似形に保つことができる。

【 0 0 4 4 】

《 第 4 の実施形態 》

図 1 3 は第 4 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 4 の構成を示すブロック図である。入力電圧の入力部と出力電圧の出力部との間に、それぞれエネルギーの供給・回生が可能な複数の双方向コンバータ $CONV a$, $CONV b$ ・ ・ ・ $CONV n$ が設けられている。振幅変化監視回路 1 0 は高周波信号の振幅変化信号である入力信号を入力し、出力電圧が高周波信号の振幅変化に追従するように、双方向コンバータ $CONV a$, $CONV b$ ・ ・ ・ $CONV n$ のエネルギー供給・回生を制御する。コンバータ切替回路 1 1 は、負荷が必要とするエネルギー量を、入力信号に基づいて供給または回生する時間を切り替える。すなわち、複数の双方向コンバータのうち、どのコンバータを供給動作させるか又は回生動作させるか、を切り替える。そして、出力エネルギー蓄積素子である出力キャパシタ C_o の容量を推測する出力キャパシタ容量推測手段 1 3 を備えている。この出力キャパシタ容量推測手段 1 3 は、キャパシタ C_o の電圧および電流を入力して、キャパシタ C_o の容量を推測する。出力キャパシタ C_o の容量値 C は電圧変化量を V_{out} と電荷移動量を Q_{out} で表すと、 $C = Q_{out} / V_{out}$ により算出する。この演算実行手段は、演算機能付き集積回路 (CPU、DSP、FPGA、CPLD 等) で実現する。

【 0 0 4 5 】

コンバータ切替回路 1 1 は振幅変化監視回路 1 0 が入力した包絡線入力信号と、推測によるキャパシタ C_o の容量とに基づいて、各双方向コンバータの供給または回生する時間を切り替える。このことにより、出力キャパシタ C_o の電荷移動量の制御により出力電圧を制御する。出力キャパシタ C_o は LC 共振の一部に用いるので、出力キャパシタの容量値のばらつきが問題となる。しかしこの実施形態のように、出力キャパシタの容量を推測することにより、包絡線入力信号に基づいたフィードフォワード制御に加え、出力キャパシタ C_o の電圧、電流から推測した容量値をフィードバック制御することで、共振周波数の設定精度を高めることができ、入力信号と出力電圧の相似性を高めることができる。

【 0 0 4 6 】

図 1 4 はフィードバック制御およびその他の制御ブロックの処理内容を含めて示した図である。図 1 4 において「フィードフォワード制御ブロック」は図 8 または図 1 0 に示した構成を簡略化して表したものである。図 1 4 において「フィードバック制御ブロック」

10

20

30

40

50

では、時刻 t_0 における入力信号の振幅変化 $R_{Fref}(t_0)$ と遅延時間 T_d 後の出力電圧 $V_{out}(t_0+T_d)$ とを基にして、増幅度 V_{out} / R_{Fref} を求め、それに応じて設計上の増幅度とのずれを微調整するための共振周波数および振幅の調整量を求め、フィードフォワード制御ブロックの「共振周波数 & 振幅調整と組み合わせ」で求められる値を微調整する。

【0047】

また、「フィードバック制御ブロック」では、前回タイミングでの $V_{out}(a)$ と今回タイミングでの $V_{out}(b)$ との差分 $V_{out}(b-a)$ を算出し、前回タイミングでの出力キャパシタに流れる電流 $I_{cout}(a)$ と今回タイミングでの $I_{cout}(b)$ との差分の時間積分値 $Q_{out}(b-a)$ を算出する。そして、時刻 b での出力キャパシタの容量を算出し、設計上の容量とのずれを微調整するための共振周波数および振幅の調整量を求め、フィードフォワード制御ブロックの「共振周波数 & 振幅調整と組み合わせ」で用いられる値を微調整する。

10

【0048】

「その他の制御ブロック」では、 V_{out} が所定の上限値を超えたとき、または I_{cout} が所定の上限値を超えたときにデューティサイクルレジスタ DCR_n のオンデューティ比を制限する。これにより過電圧保護または過電流保護を行う。また、外部からの強制 ON/OFF 信号に応じてデジタル PWM 回路 $DPWM_n$ を強制的に OFF (オンデューティ 0) にする。さらに、ウォッチドッグタイマーがタイムアップすれば、外部へアラーム出力を行う。

【0049】

デジタル PWM 回路 $DPWM_n$ ($DPWM_1 \sim DPWM_6$) は上記デューティサイクルレジスタ DCR_n ($DCR_1 \sim DCR_6$) の値に応じたオンデューティ比の信号を出力する。デッドタイム付きコンプリメンタリ出力生成器 $DT \& COMP_n$ ($DT \& COMP_1 \sim DT \& COMP_6$) はデジタル PWM 回路 $DPWM_1 \sim DPWM_6$ の出力信号に応じて双方向コンバータの整流スイッチ素子および転流スイッチング素子を駆動する。

20

【0050】

図 15 は第 4 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置の出力キャパシタの容量を推測するためのサンプリングタイミングの例を示す図である。出力キャパシタ C_o の電圧と電流をデジタル量で処理する場合、出力電圧の振幅変化の周波数より高い周波数でサンプリングする場合と、低い周波数でサンプリングする場合がある。低い周波数でサンプリングする場合は、サンプリング周波数を低減し、2 点間のデータから出力キャパシタ C_o の容量を推測する。

30

【0051】

このように、サンプリング周波数が信号周波数より低くても前記 V_{out} および Q_{out} を基に、出力キャパシタ C_o の容量を算出できる。そして、サンプリング周波数を信号周波数より低くすることで、出力キャパシタ C_o の容量を算出するのに要する単位時間あたりの演算量を低減できる。

【0052】

図 16 は前記フィードバック制御ブロックによる微調整を含めた必要な ON 時間の増減処理および共振周波数の増減処理の内容を示す図である。出力電圧 V_{out} と包絡線信号の振幅変化 R_{Fref} とを比較し、出力電圧 V_{out} が低い場合には ON 時間を所定量増加し、高い場合には ON 時間を所定量減少させる。また、時刻 b の出力キャパシタ C_o の容量 C_{out} が設計値より低い場合には共振周波数 F_r を所定量だけ減少させ、設計値より高い場合には共振周波数 F_r を所定量だけ増す。

40

【0053】

《第 5 の実施形態》

図 17 は入力信号、高周波信号、および出力電圧の関係を示す図である。ここで、出力電圧の高周波成分は各双方向コンバータのスイッチング周波数成分であり、この各双方向コンバータのエネルギーの供給・回生により、出力電圧を包絡線入力信号 R_{Fref} に追従させる。

【0054】

50

各双方向コンバータのエネルギー供給・回生動作および振幅変化監視回路の応答遅れなどに起因して、エンベロープ追従出力電圧 V_{out} は入力信号（包絡線入力信号 R_{ref} ）より遅延時間 T_d だけ遅れる。

【0055】

第5の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置および高周波電力増幅装置は上記遅延時間 T_d 分の補正を行うものである。

【0056】

図18は第5の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置105Aおよび高周波電力増幅装置205Aの構成を示すブロック図である。この高周波電力増幅装置205Aは高周波電力増幅回路用電源装置105A、RF信号処理回路20および高周波電力増幅回路100を備えている。

10

【0057】

入力電圧の入力部と出力電圧の出力部との間に複数の双方向コンバータ $CONV_a$, $CONV_b$ ・・・ $CONV_n$ が設けられている。これらの双方向コンバータはそれぞれエネルギーの供給・回生が可能なコンバータである。コンバータ制御回路9は包絡線検波&ひずみ補正回路21Aから出力される包絡線信号を入力し、出力電圧が高周波信号の振幅変化に追従するように、双方向コンバータ $CONV_a$, $CONV_b$ ・・・ $CONV_n$ のエネルギー供給・回生を制御する。遅延時間検知回路12はコンバータ制御回路9により検波された包絡線信号と出力電圧信号との比較により遅延時間を検知する。

【0058】

20

包絡線検波&ひずみ補正回路21Aは高周波電力増幅回路100の出力信号から分配した信号をRF入力信号に対して帰還してひずみ補正を行う。遅延調整回路22は遅延時間検知回路12で検知された遅延時間に相当する信号を入力して、ひずみ補正回路21Aの出力信号を遅延させて高周波電力増幅回路100へ出力する。

【0059】

このように、高周波電力増幅回路用電源装置105Aの遅延時間分だけRF入力信号を遅延させて高周波電力増幅回路100へ出力することにより、高周波電力増幅回路100が増幅すべき信号に追従した電源電圧が印加されることになる。

【0060】

図19は第5の実施形態の変形例に係る高周波電力増幅回路用電源装置105Bおよび高周波電力増幅装置205Bの構成を示すブロック図である。コンバータ制御回路9に対して、外部から包絡線信号が入力されている点が高周波電力増幅回路用電源装置105Aと異なり、その他は同じである。このような構成であっても、高周波電力増幅回路用電源装置105Bの遅延時間分だけRF入力信号を遅延させて高周波電力増幅回路100へ出力することができる。上記の外部からの包絡線信号は直交変調回路のI、Q2つの変調信号から夫々の信号強度の2乗を加えて平方根を求めたものである。すなわち、I、Qのデジタル信号から計算して求めることができ、計算したデジタル信号はDA変換器でアナログ信号として取り出す。

30

【0061】

《第6の実施形態》

40

図20(A)は第6の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置106Aの構成を示すブロック図である。図20(B)は高周波電力増幅回路用電源装置106Aの出力電圧の波形図である。

【0062】

図20(A)に示すように、この高周波電力増幅回路用電源装置106Aは双方向コンバータ $CONV_a$ ~ $CONV_n$ の出力部にバイアス電圧重畳回路を設けている。このバイアス電圧重畳回路は、直流バイアス電圧を発生して、複数の双方向コンバータ $CONV_a$ ~ $CONV_n$ の出力に重畳する回路である。この直流バイアス電圧を発生する回路は単一または複数の双方向コンバータで構成する。或いは入力電圧の入力部前段に備えた電圧安定化回路より供給する。

50

【 0 0 6 3 】

図 2 0 (B) に示すように出力電圧は直流バイアス電圧を常に超える値となり、このバイアス電圧を超える範囲で包絡線入力信号に追従した出力電圧となる。この構成により、出力電圧変動範囲が狭くなり、制御範囲が限定されるので制御性が高まる。また、出力電圧変動が抑えられるので、エネルギーの供給回生量の累計が減少し、損失を低減できる。

【 0 0 6 4 】

図 2 1 (A) は第 6 の実施形態の高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 B の構成を示すブロック図である。この高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 B は、図 2 0 (A) に示した高周波電力増幅回路用電源装置のより具体的な例である。図 2 1 (B) は高周波電力増幅回路用電源装置 1 0 6 B の出力電圧の波形図である。図 2 1 (A) において、双方向コンバータ C O N V m は、入力電圧の入力部前段に備えられた双方向コンバータであり、直流バイアス電圧を供給する。

10

【 0 0 6 5 】

直流バイアス電圧を超えない範囲で、高周波電力増幅回路（出力電圧が供給される負荷）が可変抵抗性となる場合は、入力電圧と時比率によって出力電圧が一義的に決まるよう、直流バイアス電圧を発生する双方向コンバータ C O N V m の動作モードは、そのチョークコイル電流が連続的に流れる動作モードであることが好ましい。このことにより、フィードフォワードでの制御性が高まる。またこの直流バイアス電圧は必要に応じ変動させることも可能である。このことで、さらに制御性が高まり、且つ出力電圧変動が抑えられ、損失を低減できる。

20

【 0 0 6 6 】

《他の実施形態》

以上に示した各実施形態では、各コンバータのスイッチング素子を P W M 制御することで、半波の波長を一定にしたままエネルギーの伝送量を制御するようにしたが、P W M 制御以外に、スリープとバーストを組み合わせた時間制御で行ってもよい。

【 0 0 6 7 】

また、以上に示した各実施形態では、供給コンバータと回生コンバータを共に用いる例を示したが、供給コンバータのみでも必要十分な相似性が得られる場合には、回生コンバータを省略することも可能である。

30

【符号の説明】

【 0 0 6 8 】

C o ... 出力キャパシタ

C O N V a , C O N V b , C O N V n ... 双方向コンバータ

C O N V 1 , C O N V 2 , C O N V 3 ... 供給コンバータ

C O N V 4 , C O N V 5 , C O N V 6 ... 回生コンバータ

D 1 2 , D 2 2 , D 3 2 ... 転流ダイオード

D 4 1 , D 5 1 , D 6 1 ... 整流ダイオード

D C R 1 ~ D C R 6 , D C R n ... デューティサイクルレジスタ

D P W M 1 ~ D P W M n ... P W M 回路

D T ... デッドタイム付きコンプリメンタリ出力生成器

40

L 1 , L 2 , L 3 , L 4 , L 5 , L 6 ... インダクタ

L d ... 減磁コイル

L e ... 励磁コイル

Q 1 1 , Q 2 1 , Q 3 1 ... 整流スイッチ素子

Q 4 2 , Q 5 2 , Q 6 2 ... 転流スイッチ素子

Q c ... 整流素子

Q r ... 転流素子

R F i n ... 高周波信号

R F o u t ... 高周波電力信号

R F r e f ... 高周波信号の包絡線信号 (エンベロープ)

50

- 1 0 ... 振幅変化監視回路
- 1 1 ... コンバータ切替回路
- 1 2 ... 遅延時間検知回路
- 1 3 ... 出力キャパシタ容量推測手段
- 2 0 ... R F 信号処理回路
- 2 1 ... ひずみ補正回路
- 2 2 ... 遅延調整回路
- 1 0 1 ~ 1 0 5 , 1 0 6 A , 1 0 6 B ... 高周波電力増幅回路用電源装置
- 2 0 1 , 2 0 5 ... 高周波電力増幅装置

【 図 1 】

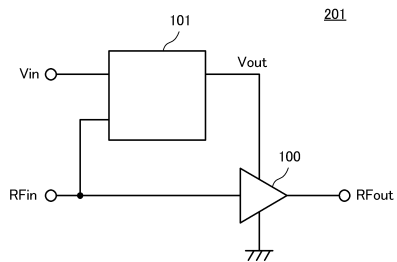


図1

【 図 2 】

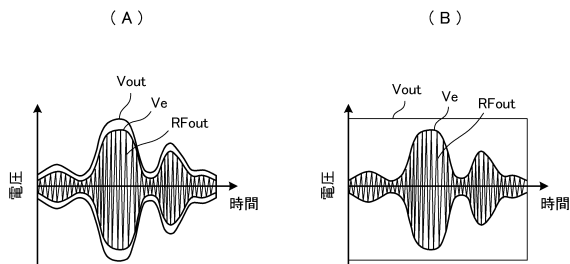


図2

【 図 3 】

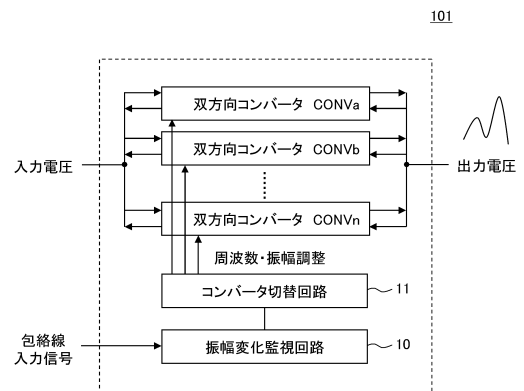


図3

【図4】

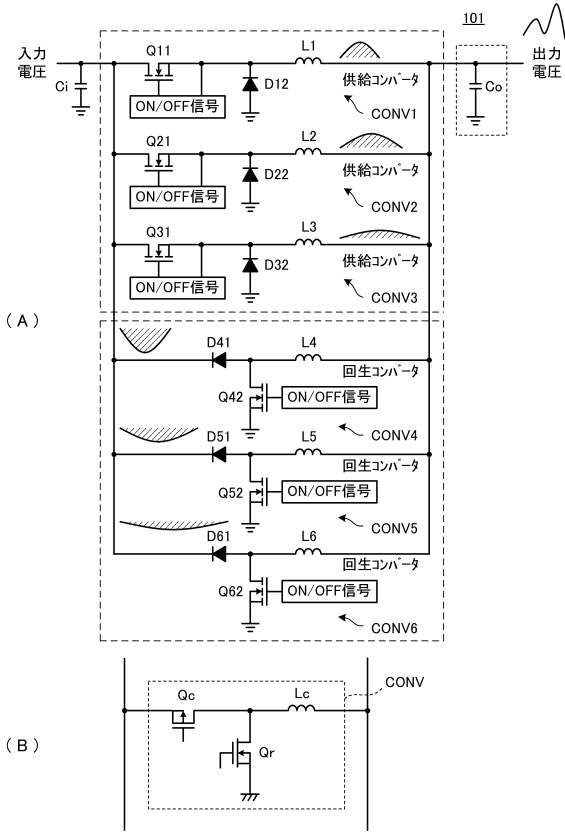


図4

【図5】

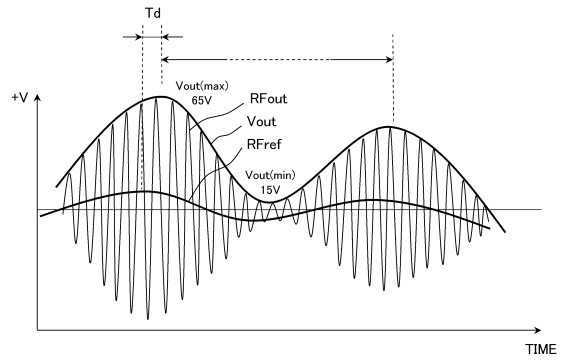


図5

【図6】

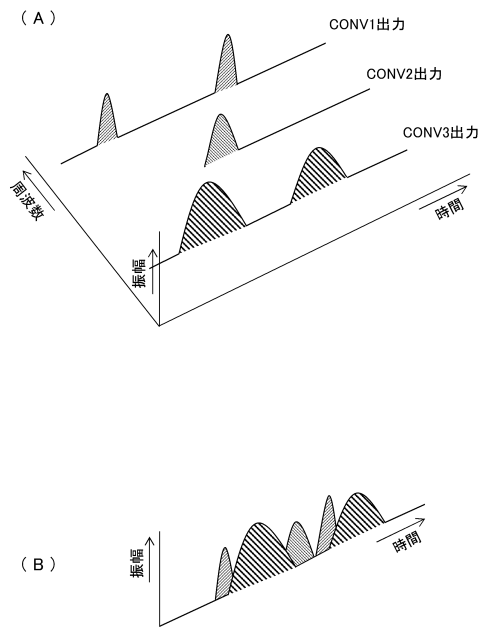


図6

【図8】

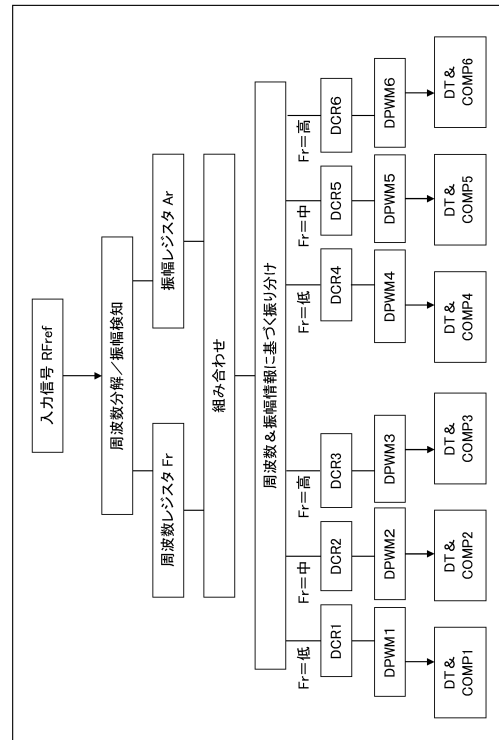


図8

【図9】

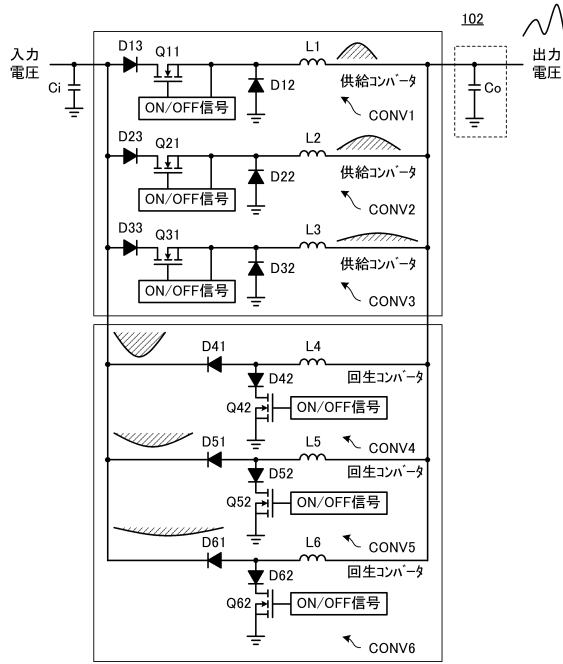


図9

【図10】

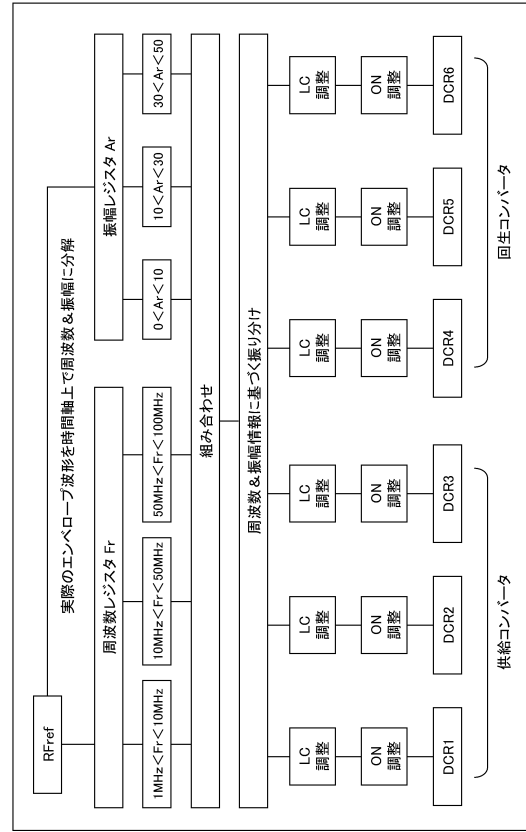


図10

【図11】

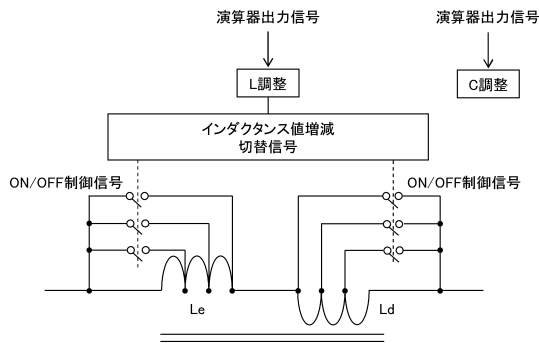


図11

【図13】

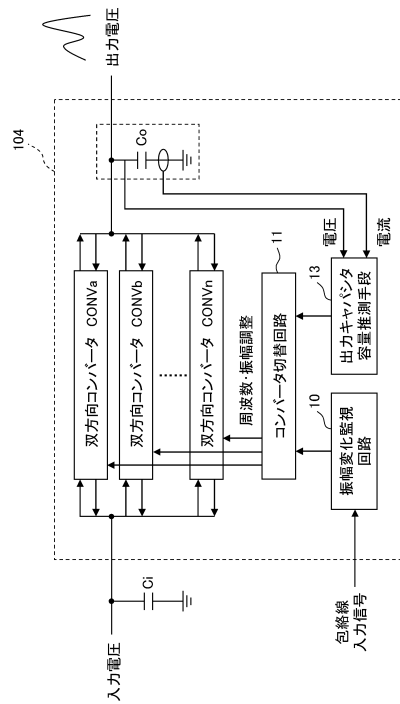


図13

【 図 14 】

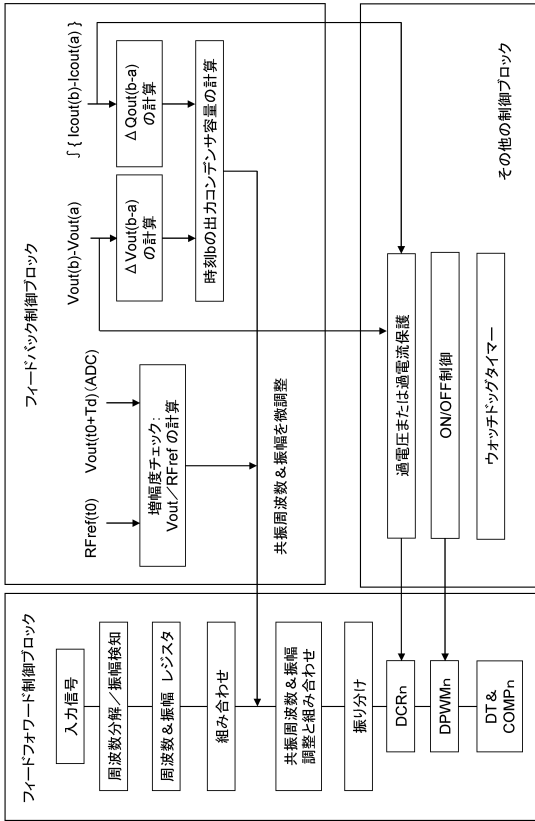


図14

【 図 15 】

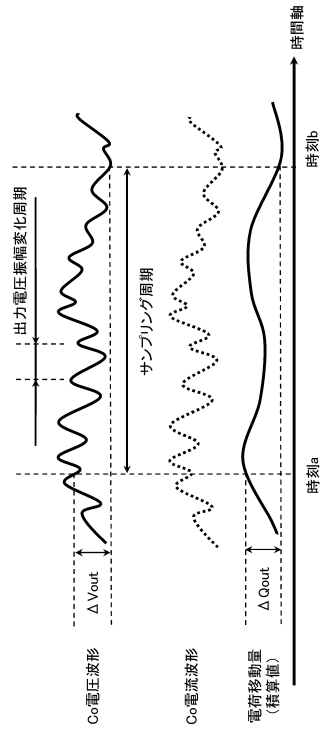


図15

【 図 16 】

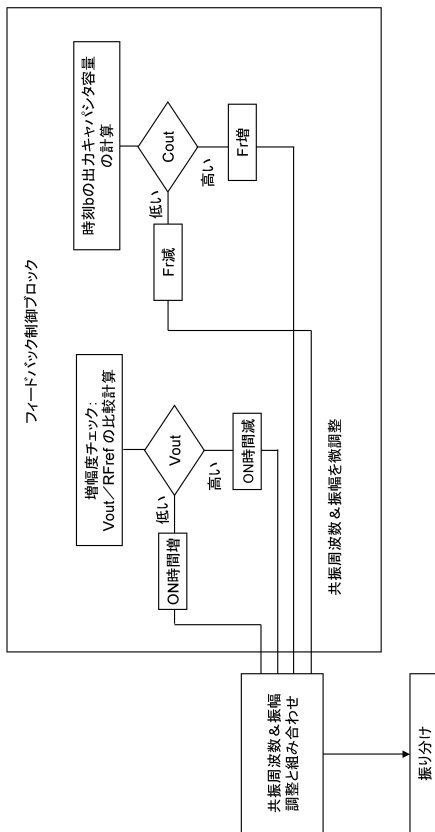


図16

【 図 17 】

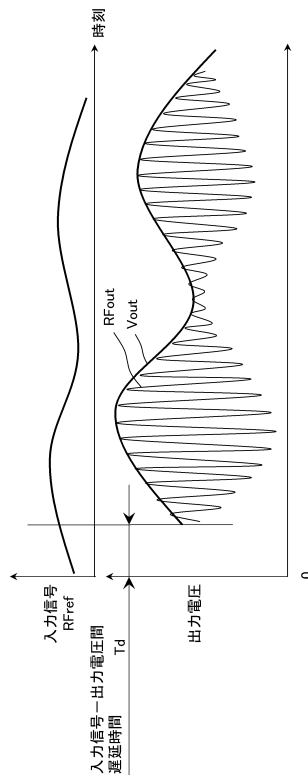


図17

【図18】

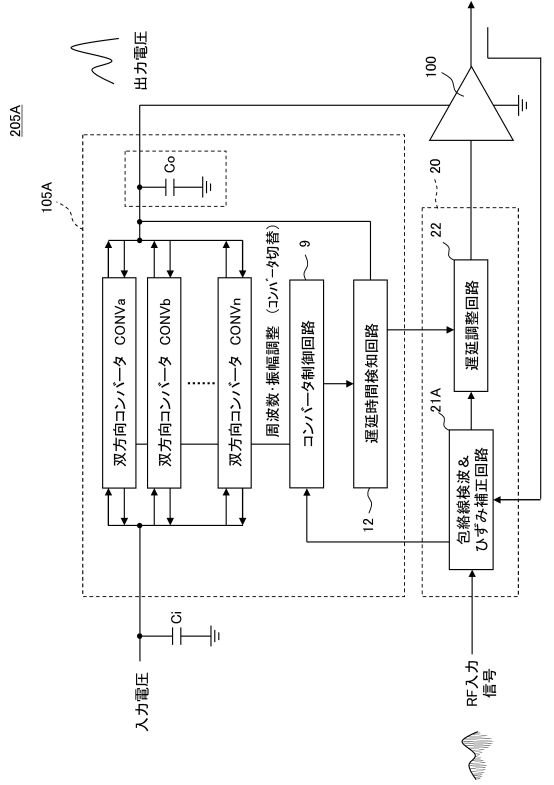


図18

【図19】

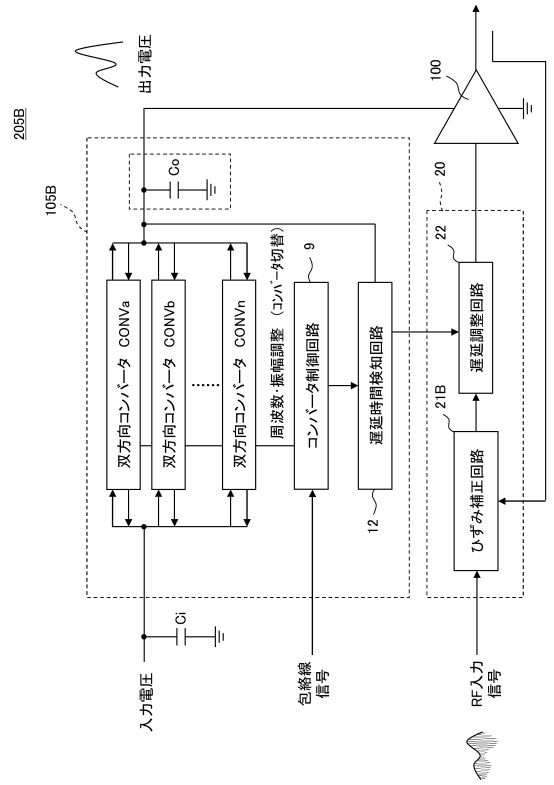


図19

【図20】

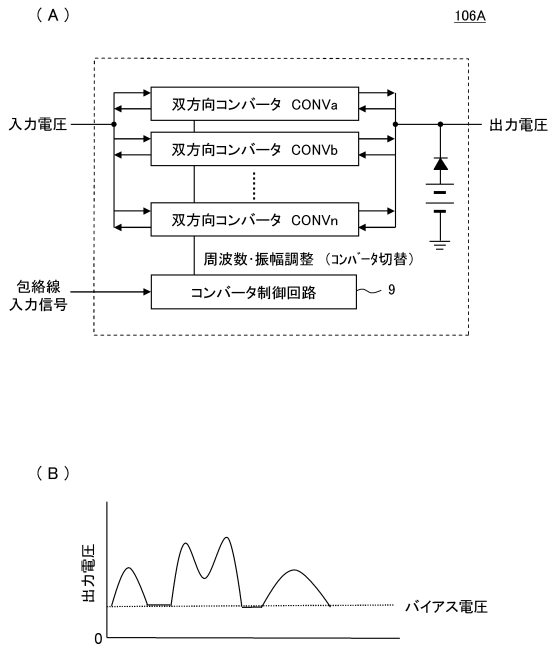


図20

【図21】

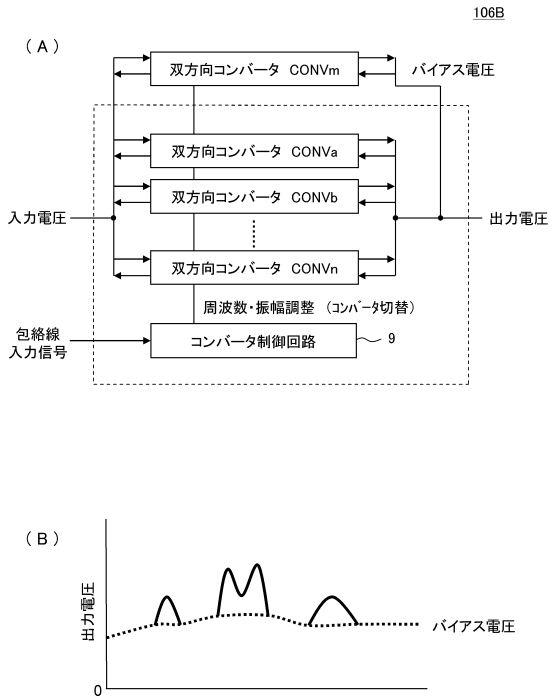
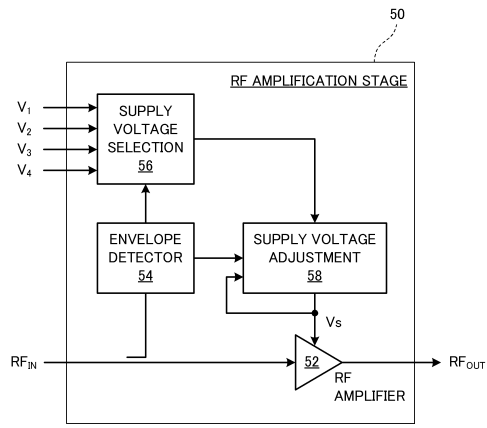


図21

【 図 22 】

図22



【 図 7 】

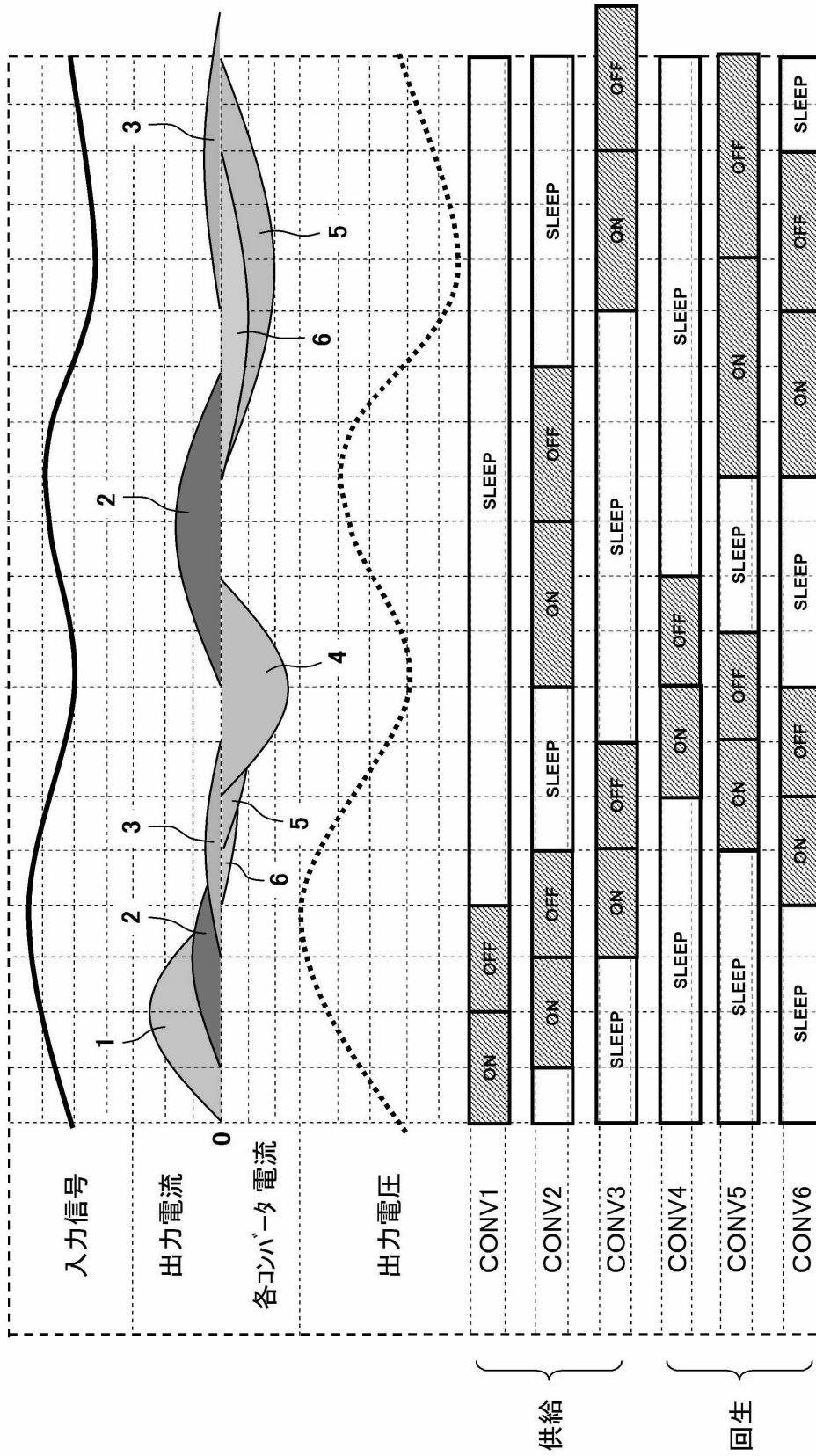
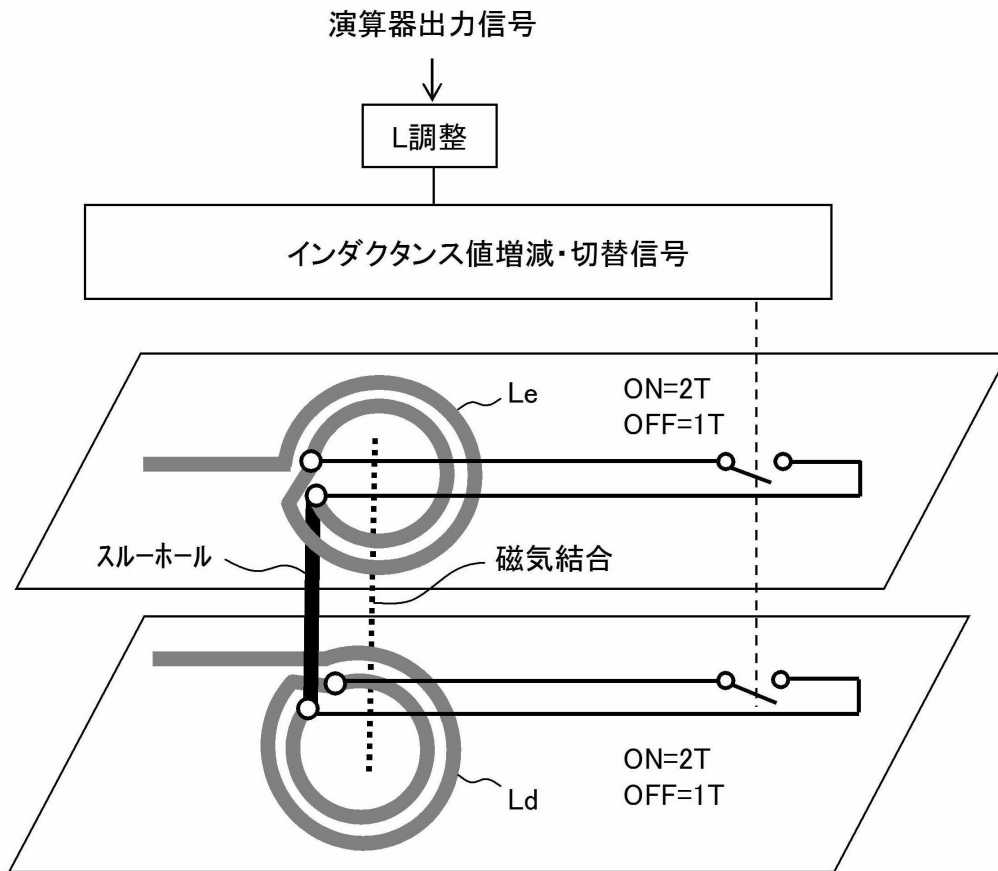


図7

【図12】

図12



フロントページの続き

- (56)参考文献 米国特許出願公開第2011/0090008(US, A1)
特開2007-215158(JP, A)
国際公開第2010/044346(WO, A1)
特開2007-97252(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/02
H03F 3/24