

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5569242号
(P5569242)

(45) 発行日 平成26年8月13日(2014.8.13)

(24) 登録日 平成26年7月4日(2014.7.4)

(51) Int. Cl. F I
H02M 3/28 (2006.01) H02M 3/28 Q

請求項の数 9 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2010-178851 (P2010-178851)	(73) 特許権者	000106276 サンケン電気株式会社 埼玉県新座市北野3丁目6番3号
(22) 出願日	平成22年8月9日(2010.8.9)	(74) 代理人	100083806 弁理士 三好 秀和
(65) 公開番号	特開2012-39794 (P2012-39794A)	(74) 代理人	100100712 弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
(43) 公開日	平成24年2月23日(2012.2.23)	(74) 代理人	100095500 弁理士 伊藤 正和
審査請求日	平成25年7月19日(2013.7.19)	(74) 代理人	100101247 弁理士 高橋 俊一
		(74) 代理人	100098327 弁理士 高松 俊雄

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源の交流電圧を整流する整流回路と、
前記整流回路からの整流電圧を平滑する入力平滑コンデンサと、
前記整流回路の出力端と前記入力平滑コンデンサとの間又は前記交流電源と前記整流回路との間に接続されたリアクトルと、

前記入力平滑コンデンサの両端に接続され、第1スイッチング素子と第2スイッチング素子とが直列に接続された第1直列回路と、

前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子との接続点と前記入力平滑コンデンサの一端とに接続され、トランスの1次巻線と第1コンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、

前記第1スイッチング素子及び前記第2スイッチング素子を交互にオン・オフさせる制御回路と、

前記トランスの2次巻線に発生する高周波電圧を整流平滑して直流出力電圧を取り出す整流平滑回路と、

前記トランスの1次巻線と前記第1コンデンサとの接続点と前記交流電源の一端との間に接続された第2コンデンサと、
を有することを特徴とするコンバータ。

【請求項2】

前記リアクトルは、前記交流電源と前記整流回路との間に接続され、前記第2コンデン

10

20

サの一端は、前記リアクトルと前記整流回路との間に接続され、前記第2コンデンサの前記一端は、前記リアクトルを介して前記交流電源の一端に接続されることを特徴とする請求項1記載のコンバータ。

【請求項3】

前記リアクトルは、前記交流電源の一端と前記整流回路の一端との間に接続され、前記第2コンデンサの一端は、前記交流電源の他端と前記整流回路の他端との間に接続されることを特徴とする請求項1記載のコンバータ。

【請求項4】

交流電源の交流電圧を整流する整流回路と、
前記整流回路からの整流電圧を平滑する入力平滑コンデンサと、
前記入力平滑コンデンサの両端に接続され、第1スイッチング素子と第2スイッチング素子とが直列に接続された第1直列回路と、

10

前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子との接続点と前記入力平滑コンデンサの一端とに接続され、トランスの1次巻線と第1コンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、

前記第1スイッチング素子及び前記第2スイッチング素子を交互にオン・オフさせる制御回路と、

前記トランスの2次巻線に発生する高周波電圧を整流平滑して直流出力電圧を取り出す整流平滑回路と、

前記トランスの1次巻線と前記第1コンデンサとの接続点と前記交流電源の一端との間に接続され、第2コンデンサとリアクトルとが直列に接続された第3直列回路と、
を有することを特徴とするコンバータ。

20

【請求項5】

前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線に接続された全波整流回路と、前記全波整流回路に接続された出力平滑コンデンサとを有することを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項記載のコンバータ。

【請求項6】

前記トランスの2次巻線は、直列に接続された第1の2次巻線と第2の2次巻線とを有し、前記整流平滑回路は、前記第1の2次巻線と前記第2の2次巻線とに接続された両波整流回路と、前記両波整流回路に接続された出力平滑コンデンサとを有することを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項記載のコンバータ。

30

【請求項7】

前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線に接続された半波整流回路と、前記半波整流回路に接続された平滑コンデンサとを有することを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項記載のコンバータ。

【請求項8】

前記制御回路は、前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子とを周波数制御することを特徴とする請求項1乃至請求項7のいずれか1項記載のコンバータ。

【請求項9】

前記制御回路は、前記第1スイッチング素子又は前記第2スイッチング素子のオン期間を一定に制御することを特徴とする請求項1乃至請求項7のいずれか1項記載のコンバータ。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、力率改善機能を有するコンバータに関する。

【背景技術】

【0002】

図18に従来のコンバータの回路構成図を示す。図18に示すコンバータは、力率改善を行うPFC部Aと、トランスにより電氣的に絶縁して電圧を変換するDC-DCコンバ

50

ータ部 B とから構成されている。PFC 部 A は、交流電源 AC からの交流電圧を整流し、昇圧チョッパ回路により入力電圧と波形が同じ入力電流となるようにスイッチング素子 Q_p をオンオフ制御するとともに、PFC 部 A の出力電圧 V_p を一定値に制御する。DC-DC コンバータ部 B は、PFC 部 A の出力電圧 V_p を、任意の出力電圧 V_o へ絶縁して変換する。DC-DC コンバータ部 B としては、例えば、半波整流型電流共振コンバータを用いている。

【0003】

上記コンバータは、以下のように動作する。交流電源 AC の正弦波電圧は、フィルタ回路 FL を介してブリッジ整流器 DB により整流されて、昇圧チョッパ回路に全波整流波形が供給される。昇圧チョッパ回路は、トランス構成のリアクトル L_1 の巻線 N_1 と MOS FET からなるスイッチング素子 Q_p と整流ダイオード D_p とで構成されている。

10

【0004】

まず、フリップフロップ FF がセットされ、図 19 に示すゲート波形（信号）によりスイッチング素子 Q_p がオンし、AC FL DB L_1 の N_1 Q_p R5 DB FL AC の経路に電流が流れて、リアクトル L_1 にエネルギーが蓄えられる。スイッチング電流は、スイッチング電流検出用抵抗 R5 により図 19 に示すように電圧 V_{R5} として検出され、コンパレータ COMP2 により目標値 V_M と比較される。

【0005】

スイッチング電流が目標値 V_M に達すると、フリップフロップ FF がリセットされ、スイッチング素子 Q_p がオフする。スイッチング素子 Q_p がオフすると、リアクトル L_1 に蓄えられたエネルギーと交流電源 AC から供給される電圧との合成により、整流ダイオード D_p を通して PFC 部 A の出力コンデンサ C_i が充電される。PFC 部 A の出力コンデンサ C_i には、供給された正弦波電圧のピーク値より高い電圧が出力される。PFC 部 A の出力コンデンサ C_i の電圧 V_p は抵抗 R6、R7 により検出され、電圧 V_p と第 2 の基準電圧 E_{S2} とはオペアンプ OTA により比較され、抵抗 R6、R7 により検出された電圧 V_p と第 2 の基準電圧 E_{S2} との誤差信号が乗算器 MUL に供給される。乗算器 MUL は、抵抗 R1、R2 により検出された全波整流波形と上記誤差信号とを乗算し、乗算出力をスイッチング電流の目標値 V_M としてコンパレータ COMP2 に供給する。

20

【0006】

リアクトル L_1 のエネルギーの放出が終了すると、臨界検出用巻線 N_2 の電圧 V_{N2} が図 19 に示すように反転する。コンパレータ COMP1 は、電圧 V_{N2} と第 1 の基準電圧 E_{S1} とを比較してフリップフロップ FF をセットする。これにより、再びスイッチング素子 Q_p がオンされる。以後この動作の繰り返しにより、スイッチング素子 Q_p の制御信号が生成され、PFC 部 A の出力コンデンサ C_i の電圧 V_p は、一定に保持されると同時に入力電流が入力電圧波形に追従した正弦波電流波形となる。PFC 部 A の出力コンデンサ C_i の電圧 V_p は、DC-DC コンバータ部 B の直流電源となる。

30

【0007】

DC-DC コンバータ部 B の制御回路 1 の一例を図 20 に示す。制御回路 1 は以下のように動作する。DC-DC コンバータ部 B の制御回路 1 の各部の波形を図 21 に示す。

【0008】

まず、発振器 OSC からパルス（図 21 に示す OSC 出力）がワンショットマルチバイブレータからなるワンショット回路 OST に出力される。ワンショット回路 OST は、発振器 OSC からのパルスにより、一定のパルス幅のパルスを出力する（図 21 に示す OST 出力）。この一定のパルス幅を持つパルスはデッドタイム生成器 DT1 に出力される。このため、パルスの立ち上がり時にデッドタイムが付加される（図 21 に示す DT1 出力）。

40

【0009】

同時にワンショット回路 OST の出力は反転回路 INV により反転され（図 21 に示す INV 出力）、デッドタイム生成器 DT2 に出力される。デッドタイム生成器 DT1 の出力は、バッファ回路 BUF1 を介してローサイドのスイッチング素子 Q_1 のドライブ信号

50

となる。デッドタイム生成器DT2の出力(図21に示すDT2出力)は、レベルシフト回路LESにより電位の異なるレベルに変換され、バッファ回路BUF2を介してハイサイドのスイッチング素子Q2のドライブ信号となる。発振器OSCの発振周波数は、フィードバック(FB)端子の流出電流で制御され、フィードバック端子電流IFBが大きくなると周波数が上昇する。

【0010】

MOSFETからなるスイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2とは、所定のデッドタイムを有して、交互にオン・オフする。DC-DCコンバータ部Bの各部の波形を図22に示す。

【0011】

スイッチング素子Q2がオンすると、Ci Q2 Lr P Cri Ciの経路で電流IQ2が流れる。この時の電流波形は、電流共振コンデンサCriと(Lr+Lp(トランスTaの1次側巻線Pのインダクタンス))との共振周波数が支配的となる。この時の共振周波数は、スイッチング周波数よりも十分に低く正弦波の一部が三角波状(図22のIQ2参照)に確認できる。この電流は、トランスTaの1次巻線Pの励磁電流でもある。

【0012】

次に、スイッチング素子Q2の電流が流れている間にスイッチング素子Q2をオフすると、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との両端の電圧は、電圧共振コンデンサCrVと電流共振コンデンサCriとの合成値とトランスTaの1次巻線PのインダクタンスLpとリーケージインダクタンスLrの合成値との電圧擬似共振波形となる。CrV<<Criの関係から、この時の共振周波数は、電圧共振コンデンサCrVにより支配的となる。

【0013】

スイッチング素子Q2に流れていた1次巻線Pの励磁電流はスイッチング素子Q1の寄生ダイオードに転流する。スイッチング素子Q1の両端電圧VQ1が、ゼロに達した後にスイッチング素子Q1をオンする。これにより、ゼロ電圧スイッチングが可能となる。その後、スイッチング素子Q1に転流した電流IQ1は、減少して極性が反転し、スイッチング素子Q1のMOSFET部に流れる。これにより、Cri P Lr Q1 Criの経路で電流IQ1が流れる。この時の電流波形は、最も共振周波数が高い電流共振コンデンサCriとリーケージインダクタンスLrとの共振周波数の共振電流と、トランスTaの1次巻線Pの励磁電流との合成電流が流れる。共振電流は、トランスTaの2次巻線S1-出力整流ダイオードD1を介して出力コンデンサCoと負荷に供給される。2次側に流れる共振電流がゼロとなり、励磁電流だけになったところでスイッチング素子Q1をオフする。

【0014】

スイッチング素子Q1がオフすると、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との両端の電圧は、電圧共振コンデンサCrVと電流共振コンデンサCriの合成値とトランスTaの1次巻線PのインダクタンスLpとリーケージインダクタンスLrの合成値との電圧擬似共振波形となる。CrV<<Criの関係から、この時の共振周波数も、電圧共振コンデンサCrVにより支配的となる。スイッチング素子Q1に流れていた1次巻線Pの励磁電流はスイッチング素子Q2の寄生ダイオードに転流する。スイッチング素子Q2の両端電圧VQ2が、ゼロに達した後にスイッチング素子Q2をオンする。これにより、ゼロ電圧スイッチングが可能となる。その後、スイッチング素子Q2に転流した電流IQ2は減少し極性が反転し、スイッチング素子Q2のMOS-FET部に流れる。以後、この動作を繰り返す。

【0015】

スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2は、デッドタイムを有して交互にオン・オフする。スイッチング素子Q1は、オン時の共振電流がゼロになるオン幅でオンすることでほぼゼロ電流スイッチングが可能となる。即ち、スイッチング素子Q1のオン時間は

10

20

30

40

50

固定とし、スイッチング素子Q2のオン時間を可変することにより、電流共振コンデンサC_{ri}の充電電圧を調節し、出力電圧V_oを制御する。

【0016】

ところで、制御回路1の一例として図20にローサイドオン幅固定、ハイサイドオン幅可変のPWM制御回路を示した。これに対して、制御回路1の他の一例として図23に周波数固定のPWM制御回路の一例を示す。この周波数固定のPWM制御回路は、スイッチング周波数を一定とし、ローサイドのスイッチング素子とハイサイドのスイッチング素子とのオン・オフ比率を制御する。図23に示す周波数固定のPWM制御回路は、発振器PWOSC、反転回路INV、デットタイム生成器DT1、DT2、レベルシフト回路LES、バッファ回路BUF1、BUF2から構成される。ローサイドのスイッチング素子のオン幅と共振期間とが適切な範囲内であれば、図20と同様に使用することができる。これは安価なPWM制御回路を利用することができる。周波数固定のPWM制御回路の各部の波形を図24に示す。

10

【0017】

ところで、近年、商用の交流電源ラインに流れる高調波電流を規制する規格が制定されており、国際規格のIEC61000-3-2などがある。高調波電流を減らすためには、入力電流波形を正弦波に近づけることが重要であり、一般には入力力率を改善することにより、高調波電流を減らしている。図18に示す従来のコンバータはこれに対応したもので、DC-DCコンバータ部Bの前段にアクティブフィルタ回路を設けている。アクティブフィルタ回路は、昇圧チョッパ回路を基本とし、交流電圧の正弦波の電圧の低い部分を昇圧し連続で入力電流を流す。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0018】

【特許文献1】特開2005-287257号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

しかしながら、図18に示すように、従来のコンバータにあっては、部品点数が多く、PFC部AとDC-DCコンバータ部Bとの各々においてスイッチングが行われるため、スイッチングロスの増大、スイッチングノイズの増大などの問題があった。

30

【0020】

本発明は、力率を改善する機能を有するとともに、高調波電流を低減でき、しかもスイッチングロス及びノイズを低減できる安価なコンバータを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0021】

上記課題を解決するために、本発明は、交流電源の交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路からの整流電圧を平滑する入力平滑コンデンサと、前記整流回路の出力端と前記入力平滑コンデンサとの間又は前記交流電源と前記整流回路との間に接続されたリアクトルと、前記入力平滑コンデンサの両端に接続され、第1スイッチング素子と第2スイッチング素子とが直列に接続された第1直列回路と、前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子との接続点と前記入力平滑コンデンサの一端とに接続され、トランスの1次巻線と第1コンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記第1スイッチング素子及び前記第2スイッチング素子を交互にオン・オフさせる制御回路と、前記トランスの2次巻線に発生する高周波電圧を整流平滑して直流出力電圧を取り出す整流平滑回路と、前記トランスの1次巻線と前記第1コンデンサとの接続点と前記交流電源の一端との間に接続された第2コンデンサとを有することを特徴とする。

40

【0022】

また、本発明は、交流電源の交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路からの整流電圧を平滑する入力平滑コンデンサと、前記入力平滑コンデンサの両端に接続され、第1

50

スイッチング素子と第2スイッチング素子とが直列に接続された第1直列回路と、前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子との接続点と前記入力平滑コンデンサの一端とに接続され、トランスの1次巻線と第1コンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記第1スイッチング素子及び前記第2スイッチング素子を交互にオン・オフさせる制御回路と、前記トランスの2次巻線に発生する高周波電圧を整流平滑して直流出力電圧を取り出す整流平滑回路と、前記トランスの1次巻線と前記第1コンデンサとの接続点と前記交流電源の一端との間に接続され、第2コンデンサとリアクトルとが直列に接続された第3直列回路とを有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0023】

本発明によれば、力率を改善する機能を有するとともに、高調波電流を低減でき、しかもスイッチングロス及びノイズを低減できる安価なコンバータを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0024】

【図1】本発明の実施例1のコンバータを示す回路構成図である。

【図2】図1に示す交流電源ACの上端が正極の時のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図3】図1に示す交流電源ACの下端が正極の時のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図4】本発明の実施例1のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図5】本発明の実施例2のコンバータを示す回路構成図である。

【図6】本発明の実施例3のコンバータを示す回路構成図である。

【図7】本発明の実施例4のコンバータを示す回路構成図である。

【図8】本発明の実施例5のコンバータを示す回路構成図である。

【図9】本発明の実施例6のコンバータを示す回路構成図である。

【図10】本発明の実施例7のコンバータを示す回路構成図である。

【図11】本発明の実施例7のコンバータ内の制御回路を示す回路構成図である。

【図12】本発明の実施例7のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図13】本発明の実施例7のコンバータのスイッチング周波数と出力電力との関係を示す図である。

【図14】本発明の実施例8のコンバータを示す回路構成図である。

【図15】図14に示す交流電源ACの上端が正極の時のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図16】図14に示す交流電源ACの下端が正極の時のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図17】本発明の実施例8のコンバータの各部の波形を示す図である。

【図18】従来コンバータを示す回路構成図である。

【図19】従来コンバータの各部の波形を示す図である。

【図20】従来コンバータ内の制御回路を示す回路構成図である。

【図21】図20に示す従来コンバータ内の制御回路の各部の波形を示す図である。

【図22】DC-DCコンバータ部の各部の波形を示す図である。

【図23】従来コンバータ内の制御回路の他の一例を示す回路構成図である。

【図24】図23に示す従来コンバータ内の制御回路の他の一例の各部の波形を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0025】

以下、本発明のコンバータの実施の形態を図面を参照しながら詳細に説明する。

【実施例1】

【0026】

図1は本発明の実施例1のコンバータを示す回路図である。図1において、交流電源A

10

20

30

40

50

Cは、交流電圧をフィルタ回路FLを介してブリッジ整流器DBに供給する。ブリッジ整流器DBの出力両端には、リアクトルLiと入力平滑コンデンサCiとの直列回路が接続されるとともに、MOSFETからなるスイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との直列回路が接続されている。

【0027】

スイッチング素子Q1のドレイン - ソース間には電圧共振コンデンサCr_vが接続されるとともに、トランスTの1次巻線Pと電流共振コンデンサCr_iとの直列回路が接続されている。L_rはトランスTの1次巻線P及び2次巻線S1間のリーケージインダクタンス又は単体のリアクトルからなる。

【0028】

トランスTの1次巻線Pと電流共振コンデンサCr_iとの接続点に帰還コンデンサCr_bの一端が接続され、帰還コンデンサCr_bの他端がブリッジ整流器DBとフィルタ回路FLとの接続点に接続されている。即ち、帰還コンデンサCr_bは、フィルタ回路FLを省略すれば、交流電源ACの一端に接続されていることになる。

【0029】

トランスTの2次巻線S1には、整流ダイオードD1と平滑コンデンサCoとの直列回路が接続されている。平滑コンデンサCoには出力端子(+Vo, -Vo)が接続されるとともに、電圧検出器3が接続されている。電圧検出器3にはフォトカプラPCのフォトダイオードが接続されている。電圧検出器3は、平滑コンデンサCoの出力電圧を検出して、検出電圧をフォトカプラPCのフォトダイオードとフォトトランジスタを介して制御回路1のフィードバック端子FBにフィードバック信号として出力する。

【0030】

制御回路1は、フィードバック端子FBからのフィードバック信号に基づき、PWM制御によりスイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2とを交互にオンオフさせる。あるいは、制御回路1は、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との一方のオン期間を一定にし、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との他方のオン期間を可変としても良い。

【0031】

このコンバータは、ブリッジ整流器DBと入力平滑コンデンサCiとの間にリアクトルLiを接続し、トランスTと電流共振コンデンサCr_iの接続点に帰還コンデンサCr_bの一端を接続し、ブリッジ整流器DBとフィルタ回路FLとの接続点に帰還コンデンサCr_bの他端を接続したことを特徴とする。即ち、図1に示すコンバータは、PFC部の昇圧チョッパ回路を削除し、新たに帰還コンデンサCr_b及びリアクトルLiを追加して構成されることを特徴とする。

【0032】

なお、実施例1のコンバータの主回路方式は、半波整流型の電流共振コンバータから構成されている。

【0033】

次に、図2を参照しながら実施例1のコンバータの動作を説明する。図2は図1に示す交流電源ACの上端が正極の時のコンバータの各部の波形を示す図である。1周期の動作は、期間T1～T8の各動作に分けられる。帰還コンデンサCr_bはドット()で示す極性に対して逆極性に充電されている。

【0034】

なお、以下の説明では、従来と同じタイミングで流れるトランスTの2次側の電流の説明、および、電圧共振コンデンサCr_vの電流および電圧擬似共振動作の説明は省略する。

【0035】

図2において、V_{AC}は交流電源ACの両端電圧、V_{Ci}は出力コンデンサCiの両端電圧、V_{Cr_i}は電流共振コンデンサCr_iの両端電圧、V_{Cr_b}は帰還コンデンサCr_bの両端電圧、I_{AC}は交流電源ACを流れる電流、I_{D_b}はダイオードD_bを流れる電

10

20

30

40

50

流、 I_{Da} はダイオード D_a を流れる電流、 I_{Ci} は入力平滑コンデンサ C_i を流れる電流、 $I_{Cr b}$ は帰還コンデンサ $C_{r b}$ を流れる電流、 I_{Q2} はスイッチング素子 Q_2 のドレインを流れる電流、 I_{Lr} はリーケージインダクタンスを流れる電流、 $I_{c r i}$ は電流共振コンデンサ $C_{r i}$ を流れる電流、 I_{Q1} はスイッチング素子 Q_1 のドレインを流れる電流、 V_{Q1} はスイッチング素子 Q_1 のドレイン - ソース間電圧を示す。

【0036】

まず、期間 T_1 では、スイッチング素子 Q_1 がオフであり、スイッチング素子 Q_2 がオンの状態である。この時の電流経路は、 $A C \quad F L \quad C_{r b} \quad P \quad L r \quad Q_2 \quad C_i \quad D b \quad F L \quad A C$ の第1経路と、 $C_{r i} \quad P \quad L r \quad Q_2 \quad C_i \quad C_{r i}$ の第2経路との2つの経路があり、電流 $I_{Cr b}$ 、 I_{Lr} 、 I_{Q2} 、 I_{Ci} 、 I_{Db} 、 $I_{c r i}$ が流れる。このため、交流電源 $A C$ から入力平滑コンデンサ C_i が充電されて、帰還コンデンサ $C_{r b}$ が充電し、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が放電する。

10

【0037】

期間 T_2 では、引き続きスイッチング素子 Q_1 がオフであり、スイッチング素子 Q_2 がオンの状態である。この時の電流経路は、 $C_i \quad Q_2 \quad L r \quad P \quad C_{r i} \quad C_i$ の経路で電流 I_{Ci} 、 I_{Q2} 、 I_{Lr} 、 $I_{c r i}$ が流れる。このため、入力平滑コンデンサ C_i が放電されて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が充電される。

【0038】

期間 T_3 では、引き続きスイッチング素子 Q_1 がオフであり、スイッチング素子 Q_2 がオンの状態である。この時の電流経路は、 $C_i \quad Q_2 \quad L r \quad P \quad C_{r i} \quad C_i$ の経路で電流 I_{Ci} 、 I_{Lr} 、 I_{Q2} 、 $I_{c r i}$ が流れて、入力平滑コンデンサ C_i が放電されて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が充電される期間と、 $C_{r b} \quad D a \quad L i \quad Q_2 \quad L r \quad P \quad C_{r b}$ の経路で電流 $I_{Cr b}$ 、 I_{Da} 、 I_{Li} 、 I_{Q2} 、 I_{Lr} が流れて、帰還コンデンサ $C_{r b}$ が放電する期間とがある。

20

【0039】

期間 T_4 では、一転して、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{r b} \quad D a \quad L i \quad C_i \quad Q_1 \quad L r \quad P \quad C_{r b}$ の経路で電流 $I_{Cr b}$ 、 I_{Da} 、 I_{Li} 、 I_{Q1} 、 I_{Ci} 、 I_{Lr} が流れて、帰還コンデンサ $C_{r b}$ が放電されて、入力平滑コンデンサ C_i が充電される期間と、 $P \quad C_{r i} \quad Q_1 \quad L r \quad P$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 I_{Q1} 、 I_{Lr} が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が充電される期間とがある。

30

【0040】

期間 T_5 では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{r b} \quad D a \quad L i \quad C_i \quad Q_1 \quad L r \quad P \quad C_{r b}$ の経路で電流 $I_{Cr b}$ 、 I_{Da} 、 I_{Li} 、 I_{Ci} 、 I_{Q1} 、 I_{Lr} が流れて、帰還コンデンサ $C_{r b}$ が放電されて、入力平滑コンデンサ C_i が充電される期間と、 $P \quad C_{r i} \quad Q_1 \quad L r \quad P$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 I_{Q1} 、 I_{Lr} が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が充電される期間と、 $A C \quad F L \quad D a \quad L i \quad C_i \quad D b \quad F L \quad A C$ の経路で電流 I_{Da} 、 I_{Li} 、 I_{Ci} 、 I_{Db} が流れて、交流電源 $A C$ から直接、入力平滑コンデンサ C_i を充電する期間とがある。

40

【0041】

期間 T_6 では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $P \quad C_{r i} \quad Q_1 \quad L r \quad P$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 I_{Q1} 、 I_{Lr} が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が充電される。

【0042】

期間 T_7 では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $A C \quad F L \quad C_{r b} \quad P \quad L r \quad Q_1 \quad D b \quad F L \quad A C$ の経路で電流 $I_{Cr b}$ 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} 、 I_{Db} が流れて、交流電源 $A C$ から帰還コンデンサ $C_{r b}$ が充電される期間と、 $C_{r i} \quad P \quad L r \quad Q_1 \quad C_{r i}$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が放電する期間とが

50

ある。

【0043】

期間T8では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、AC FL Crb P Lr Q1 Db FL ACの経路で電流ICrb、ILr、IQ1、IDbが流れて、交流電源ACから帰還コンデンサCrbが充電される期間と、Cri P Lr Q1 Criの経路で電流Icri、ILr、IQ1が流れて、電流共振コンデンサCriが放電する期間とがある。

【0044】

なお、期間T4～T7では、トランスTの2次側に電流が流れ負荷に電力が供給される

10

【0045】

図3は図1に示す交流電源ACの下端が正極の時のコンバータの各部の波形を示す図である。1周期の動作は、期間T9～T16の各動作に分けられる。帰還コンデンサCrbは正極性に充電されている。なお、以下の説明では、従来と同じタイミングで流れるトランスTの2次側の電流の説明、および、電圧共振コンデンサCrvの電流および電圧擬似共振動作の説明は省略する。

【0046】

まず、期間T9では、スイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、Crb P Lr Q2 Ci Dd Crbの経路と、Cri P Lr Q2 Ci Criの経路とがあり、電流ICrb、ILr、IQ2、ICi、IDd、Icriが流れる。このため、帰還コンデンサCrbと電流共振コンデンサCriとが放電して、入力平滑コンデンサCiが充電される。

20

【0047】

期間T10では、引き続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、Ci Q2 Lr P Cri Ciの経路で電流ICi、IQ2、ILr、Icriが流れて、入力平滑コンデンサCiが放電されて、電流共振コンデンサCriが充電される。

【0048】

期間T11では、引き続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、Ci Q2 Lr P Cri Ciの経路で電流ICi、IQ2、ILr、Icriが流れて、入力平滑コンデンサCiが放電されて、電流共振コンデンサCriが充電される期間と、AC FL Dc Li Q2 Lr P Crb FL ACの経路で電流IDc、ILi、IQ2、ILr、ICrbが流れて、交流電源ACから帰還コンデンサCrbが充電される期間とがある。

30

【0049】

期間T12では、一転して、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、AC FL Dc Li Ci Q1 Lr P Crb FL ACの経路で電流IDc、ILi、ICi、IQ1、ILr、ICrbが流れて、交流電源ACから入力平滑コンデンサCi及び帰還コンデンサCrbが充電される期間と、P Cri Q1 Lr Pの経路で電流Icri、IQ1、ILrが流れて、電流共振コンデンサCriが充電される期間とがある。

40

【0050】

期間T13では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、AC FL Dc Li Ci Q1 Lr P Crb FL ACの経路で電流IDc、ILi、ICi、IQ1、ILr、ICrbが流れて、交流電源ACから入力平滑コンデンサCi及び帰還コンデンサCrbが充電される期間と、P Cri Q1 Lr Pの経路で電流Icri、IQ1、ILrが流れて、電流共振コンデンサCriが充電される期間と、AC FL Dc Li Ci Dd FL ACの経路で電流IDc、ILi、ICi、IDdが流れて、交流電源

50

ACから入力平滑コンデンサ C_i が直接充電される期間とがある。

【0051】

期間 T_{14} では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $P \rightarrow C_{ri} \rightarrow Q_1 \rightarrow L_r \rightarrow P$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Q1} 、 I_{Lr} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が充電される。

【0052】

期間 T_{15} では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{rb} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow D_d \rightarrow C_{rb}$ の経路で電流 I_{Crb} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} 、 I_{Dd} が流れて、帰還コンデンサ C_{rb} が放電する期間と、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が放電される期間とがある。

10

【0053】

期間 T_{16} では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{rb} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow D_d \rightarrow C_{rb}$ の経路で電流 I_{Crb} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} 、 I_{Dd} が流れて、帰還コンデンサ C_{rb} が放電する期間と、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が放電される期間とがある。

【0054】

なお、帰還 $T_{12} \sim T_{15}$ では、トランス T の2次側に電流が流れ負荷に電力が供給される。

20

【0055】

このように実施例1のコンバータによれば、リアクトル L_i と帰還コンデンサ C_{rb} を追加することにより新しい電流経路ができる。このため、入力平滑コンデンサ C_i の電圧よりも交流電源ACの電圧が低い場合でも、入力平滑コンデンサ C_i を充電することができる。従って、幅広い交流電源電圧において、交流電源電流を流すことができ、図4に示すように、交流電源電圧 V_{AC} に近似した交流電源電流 I_{AC} を流すことができる。従って、力率は改善され、高調波電流が低減される。

【0056】

ところで、上記力率改善機能を有したコンバータでは、出力電圧の制御しかできないため、重負荷時と軽負荷時の昇圧エネルギーを制御できないことが多い。従って、重負荷時に十分な昇圧電圧を設定すると、軽負荷時の入力平滑コンデンサ C_i の電圧は著しく高くなり、入力平滑コンデンサ C_i の耐電圧が大きくなるばかりでなく、コンバータ回路の耐電圧が必要になる欠点があった。

30

【0057】

これに対して、実施例1のコンバータでは、新たに追加した帰還コンデンサ C_{rb} 及びリアクトル L_i へ負荷電流の一部が流れるため、負荷電流に応じて昇圧エネルギーが変化して、軽負荷時に入力平滑コンデンサ C_i の電圧が著しく高くない。このため、入力平滑コンデンサ C_i の耐電圧を大きくする必要がなくなる。

【0058】

また、コンバータは、半波整流型電流共振コンバータを基本として改良を加えたもので、従来からの電流共振および電圧擬似共振動作は維持される。これにより、効率が良くノイズの少ない力率改善機能を有したコンバータを提供できる。

40

【実施例2】

【0059】

図5は本発明の実施例2のコンバータを示す回路構成図である。図5に示す実施例2のコンバータは、図1に示す実施例1のコンバータに対して、リアクトル L_i を、フィルタ回路 FL の出力端とブリッジ整流器 DB の入力端との間に接続し、帰還コンデンサ C_{rb} の他端を交流電源ACとリアクトル L_i との間に接続したことを特徴とする。

【0060】

実施例2のコンバータによれば、図1に示す実施例1のコンバータと同様に動作し、同

50

様の効果が得られる。

【実施例 3】

【0061】

図 6 は本発明の実施例 3 のコンバータを示す回路構成図である。図 6 に示す実施例 3 のコンバータは、図 5 に示す実施例 2 のコンバータに対して、帰還コンデンサ C_{rb} の他端をリアクトル L_1 とブリッジ整流器 D_B との間に接続したものである。

【0062】

実施例 3 のコンバータによれば、図 1 に示す実施例 1 のコンバータと同様に動作し、同様の効果が得られる。

【実施例 4】

【0063】

図 7 は本発明の実施例 4 のコンバータを示す回路構成図である。図 5 に示す実施例 2 のコンバータでは、帰還コンデンサ C_{rb} の他端を交流電源 AC の一端とリアクトル L_i との間に接続したのに対して、図 7 に示す実施例 4 のコンバータは、帰還コンデンサ C_{rb} の他端を交流電源 AC の他端とブリッジ整流器 D_B の他端との間に接続したものである。

【0064】

実施例 4 のコンバータによれば、図 1 に示す実施例 1 のコンバータと同様に動作し、同様の効果が得られる。

【実施例 5】

【0065】

図 8 は本発明の実施例 5 のコンバータを示す回路構成図である。図 8 に示す実施例 5 のコンバータは、図 1 に示す実施例 1 のコンバータに対して、電流共振コンデンサ C_{ri} とリーケージインダクタンス L_r とトランス T の 1 次巻線 P との直列回路の接続位置をスイッチング素子 Q_2 のドレイン - ソース間に変更した点が異なる。ハーフブリッジ型のコンバータは、スイッチング素子 Q_1 , Q_2 が上下対象の構成となっているため、接続位置を変更することができる。

【0066】

また、この場合には、トランス T の 2 次側の整流極性に応じて、スイッチング素子 Q_1 とスイッチング素子 Q_2 との制御信号を図 1 の場合と入れ替える必要がある。実施例 5 においても、実施例 1 の効果と同様の効果が得られる。

【0067】

なお、電圧共振コンデンサ C_{rv} をスイッチング素子 Q_1 の両端から、スイッチング素子 Q_2 の両端へ移動させることもできる。

【実施例 6】

【0068】

図 9 は本発明の実施例 6 のコンバータを示す回路構成図である。図 9 に示す実施例 6 のコンバータは、図 1 に示す実施例 1 のコンバータに対して、電流共振コンデンサ C_{ri} を電流共振コンデンサ C_{ri1} と電流共振コンデンサ C_{ri2} とに分けて、電流共振コンデンサ C_{ri1} と電流共振コンデンサ C_{ri2} との直列回路を入力平滑コンデンサ C_i に並列に接続している。

【0069】

また、電圧共振コンデンサ C_{rv} も電圧共振コンデンサ C_{rv1} と電圧共振コンデンサ C_{rv2} とに分けて、電圧共振コンデンサ C_{rv1} と電圧共振コンデンサ C_{rv2} とを、スイッチング素子 Q_1 とスイッチング素子 Q_2 とに並列にそれぞれ接続している。

【0070】

この実施例 6 のコンバータの場合にも、実施例 1 のコンバータと同様の効果が得られる。

【実施例 7】

【0071】

図 10 は本発明の実施例 7 のコンバータを示す回路構成図である。図 1 に示す実施例 1

10

20

30

40

50

のコンバータでは、トランスTの2次側が半波整流であるのに対して、図10に示す実施例7のコンバータでは、直列に接続された第1の2次巻線S1と第2の2次巻線S2とをセンタータップ構成として、ダイオードD1, D2により両波整流とした両波整流回路と、両波整流回路に接続された平滑コンデンサとを用いている。

【0072】

即ち、DC-DCコンバータは、両波整流型電流共振コンバータである。両波整流型電流共振コンバータは、図1に示す半波整流型電流共振コンバータと出力電圧の制御方法が異なる。このため、制御回路1aを用いている。制御回路1aの詳細な構成図を図11に示す。制御回路1aは、発振器OSC、フリップフロップ回路FF、デットタイム生成器DT1, DT2、レベルシフト回路LES、バッファ回路BUF1, BUF2から構成される。

10

【0073】

次に、両波整流型電流共振コンバータの動作を説明する。まず、発振器OSCからの信号がフリップフロップ回路FFに入力されて、交互にオン・オフするそれぞれデューティ50%の2つのパルス信号が出力される。

【0074】

一方のパルス信号は、デットタイム生成器DT1、バッファ回路BUF1を介してローサイドのスイッチング素子Q1のゲートドライブ信号(図12のQ1g)となる。

【0075】

他方のパルス信号は、デットタイム生成器DT2、レベルシフト回路LES、バッファ回路BUF2を介して、ハイサイドのスイッチング素子Q2のゲートドライブ信号(図12のQ2g)となる。即ち、スイッチング素子Q1, Q2は、デットタイム生成器DT1, DT2によりデッドタイムを有して、交互にオン・オフする。

20

【0076】

まず、スイッチング素子Q2がオンすると、Ci-Q2-Lr-P-Cri-Ciの経路で電流IQ2が流れる。この電流IQ2は、トランスTの1次側の励磁インダクタンスLp(図示せず)に流れる励磁電流と、1次巻線P、2次巻線S2、ダイオードD2、平滑コンデンサCoを介して、出力端子+Voおよび-Voから負荷へ供給され負荷電流との合成電流となる。

【0077】

即ち、前者は、(リーケージインダクタンスLr+励磁インダクタンスLp)と電流共振コンデンサCriとの正弦波状の共振電流となり、スイッチング素子Q2のオン期間に比べて、低い共振周波数とするため、正弦波の一部が三角波状の電流として観測される。後者は、リーケージインダクタンスLrと電流共振コンデンサCriとの共振要素が現われた正弦波状の共振電流となる。

30

【0078】

スイッチング素子Q2がオフすると、トランスTに蓄えられた励磁電流のエネルギーにより、電圧擬似共振が発生する。この電圧擬似共振は、(リーケージインダクタンスLr+励磁インダクタンスLp)と電流共振コンデンサCri、電圧共振コンデンサCrvとによる電圧擬似共振であるが、容量の少ない電圧共振コンデンサCrvによる共振周波数が、スイッチング素子Q1およびスイッチング素子Q2の両端電圧として観測される。

40

【0079】

即ち、スイッチング素子Q2の電流IQ2は、スイッチング素子Q2のオフと共に電圧共振コンデンサCrvに移り、電圧共振コンデンサCrvがゼロボルトまで放電されると、スイッチング素子Q1の内蔵ダイオードにその電流が移行する。これは、トランスTに蓄えられた励磁電流によるエネルギーがスイッチング素子Q1の内蔵ダイオードを介して電流共振コンデンサCriを充電している。この期間に、スイッチング素子Q1をオンさせることによりスイッチング素子Q1のゼロボルトスイッチが可能となる。

【0080】

スイッチング素子Q1がオンすると、電流共振コンデンサCriを電源として、Cri

50

P、L_r、Q₁、C_{r i}の経路で電流I_{Q 1}が流れる。この電流は、トランスTの1次側の励磁インダクタンスL_pに流れる励磁電流と、1次巻線P、2次巻線S₁、ダイオードD₁、平滑コンデンサC_oを介して、出力端子+V_oおよび-V_oから負荷へ供給され負荷電流との合成電流となる。

【0081】

即ち、前者は、(リーケージインダクタンスL_r+励磁インダクタンスL_p)と電流共振コンデンサC_{r i}との正弦波状の共振電流となり、スイッチング素子Q₁のオン期間に比べて、低い共振周波数とするため、正弦波の一部が三角波状の電流として観測される。後者は、リーケージインダクタンスL_rと電流共振コンデンサC_{r i}との共振要素が現われた正弦波状の共振電流となる。

10

【0082】

スイッチング素子Q₁がオフすると、トランスTに蓄えられた励磁電流のエネルギーにより、電圧擬似共振が発生する。この電圧擬似共振は、(リーケージインダクタンスL_r+励磁インダクタンスL_p)と電流共振コンデンサC_{r i}、電圧共振コンデンサC_{r v}とによる電圧擬似共振であるが、容量の少ない電圧共振コンデンサC_{r v}による共振周波数が、スイッチング素子Q₁およびスイッチング素子Q₂の両端電圧として観測される。

【0083】

即ち、スイッチング素子Q₁の電流は、スイッチング素子Q₁のオフと共に電圧共振コンデンサC_{r v}に移り、電圧共振コンデンサC_{r v}が電源電圧V_{i n}まで充電されると、スイッチング素子Q₂の内蔵ダイオードにその電流が移行する。これは、トランスTに蓄えられた励磁電流によるエネルギーがスイッチング素子Q₂の内蔵ダイオードを介して入力平滑コンデンサC_iに回生されている。この期間にスイッチング素子Q₂をオンさせることによりスイッチング素子Q₂のゼロボルトスイッチが可能となる。これらの各部の波形を図12に示す。

20

【0084】

図10に示すコンバータは、制御回路1aによりスイッチング素子Q₁とスイッチング素子Q₂をデッドタイム固定し交互にオン・オフし周波数制御している。入力電圧変化に対しては、スイッチング周波数を可変制御している。これは、負荷に流れる共振電流の周波数は一定であることを利用し、周波数制御によりオン幅を広げることにより、循環電流である励磁電流を増やし、電流共振コンデンサC_{r i}の電圧の振幅を変化させ出力電圧を制御している。

30

【0085】

このスイッチング周波数と出力電力の関係を図13に示す。電圧検出器3により検出された誤差信号は、フォトカプラPCにより制御回路1aにFB端子の電流として伝えられる。制御回路1aにおいて、発振器OSCは、FB端子電流により周波数が可変する。このため、負荷変動や入力電圧変動などの様々な変動に対して、電流共振コンデンサC_{r i}には振幅電圧が発生する。即ち、この振幅電圧を帰還コンデンサC_{r b}により入力に帰還することで、入力平滑コンデンサC_iを幅広い入力電圧にて充電することができる。従って、実施例7においても、実施例1の効果と同様な効果が得られる。

【実施例8】

40

【0086】

図14は本発明の実施例8のコンバータを示す回路構成図である。図1に示す実施例1のコンバータでは、リアクトルL_iをブリッジ整流器DBと入力平滑コンデンサC_iとの間に接続したが、図14に示す実施例8のコンバータでは、リアクトルL_iの一端を帰還コンデンサC_{r b}の他端に接続し、リアクトルL_iの他端をフィルタ回路FLとブリッジ整流器DBとの間に接続したことを特徴とする。リアクトルL_iの他端は、フィルタ回路FLを省略すれば、交流電源ACの一端に接続されていることになる。

【0087】

図15は交流電源ACの上端が正極の時の実施例8のコンバータの各部の波形を示す図である。1周期の動作は、期間T₁~T₁₂の各動作に分けられる。帰還コンデンサC_r

50

bはドット()で示す極性に対して逆極性に充電されている。

【0088】

なお、以下の説明では、従来と同じタイミングで流れるトランスTの2次側の電流の説明、および、電圧共振コンデンサCrvの電流および電圧擬似共振動作の説明は省略する。

【0089】

まず、期間T1では、スイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、AC FL Li Crb P Lr Q2 Ci Db FL ACの第1経路と、Cri P Lr Q2 Ci Criの第2経路との2つの経路があり、電流ILi、ICrb、ILr、IQ2、ICi、IDb、Ic 10
rriが流れる。このため、交流電源ACから帰還コンデンサCrbと入力平滑コンデンサCiが充電されて、電流共振コンデンサCriが放電する。

【0090】

期間T2では、引き続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、AC FL Li Crb P Lr Q2 Ci Db FL ACの経路で電流ILi、ICrb、ILr、IQ2、ICi、IDbが流れて、AC FL Li Crb Cri Db FL ACの経路で電流ILi、ICrb、Ic 20
cri、IDbが流れる。このため、交流電源ACから帰還コンデンサCrbと入力平滑コンデンサCiと電流共振コンデンサCriが充電される。

【0091】

期間T3では、引き続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、AC FL Li Crb Cri Db FL ACの経路で電流ILi、ICrb、Ic 30
cri、IDbが流れて、交流電源ACから帰還コンデンサCrbと電流共振コンデンサCriとが充電される期間と、Ci Q2 Lr P Cri Ciの経路で電流ICi、IQ2、ILr、Ic 40
criが流れて、入力平滑コンデンサCiが放電されて、電流共振コンデンサCriが充電される期間とがある。

【0092】

期間T4では、引き続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、Crb Li Da Q2 Lr P Crb 30
の経路で電流ICrb、ILi、IDa、IQ2、ILrが流れて、帰還コンデンサCrbが放電する期間と、Ci Q2 Lr P Cri Ciの経路で電流ICi、IQ2、ILr、Ic 40
criが流れて、入力平滑コンデンサCiが放電されて、電流共振コンデンサCriが充電される期間とがある。

【0093】

期間T5では、一転して、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、Crb Li Da Ci Q1 Lr P Crb 30
の経路で電流ICrb、ILi、IDa、ICi、IQ1、ILrが流れて、帰還コンデンサCrbが放電し、入力平滑コンデンサCiが充電する期間と、Cri P Lr Q1 Criの経路で電流Ic 40
cri、ILr、IQ1が流れて、電流共振コンデンサCriが放電する期間とがある。

【0094】

期間T6では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、Crb Li Da Ci Q1 Lr P Crb 30
の経路で電流ICrb、ILi、IDa、ICi、IQ1、ILrが流れて、帰還コンデンサCrbが放電し、入力平滑コンデンサCiが充電する期間と、P Cri Q1 Lr Pの経路で電流Ic 40
cri、IQ1、ILrが流れて、電流共振コンデンサCri充電される期間とがある。

【0095】

期間T7では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2 50

がオフの状態である。この時の電流経路は、 $P \rightarrow C_{ri} \rightarrow Q_1 \rightarrow L_r \rightarrow P$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Q1} 、 I_{Lr} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が充電される。

【0096】

期間 T_8 では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が放電される。

【0097】

期間 T_9 では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $AC \rightarrow FL \rightarrow L_i \rightarrow C_{rb} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow D_b \rightarrow FL \rightarrow AC$ の経路で電流 I_{Li} 、 I_{Crb} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} 、 I_{Db} が流れて、交流電源 AC から帰還コンデンサ C_{rb} が充電される期間と、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が放電する期間とがある。

10

【0098】

期間 T_{10} では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $AC \rightarrow FL \rightarrow L_i \rightarrow C_{rb} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow D_b \rightarrow FL \rightarrow AC$ の経路で電流 I_{Li} 、 I_{Crb} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} 、 I_{Db} が流れて、交流電源 AC から帰還コンデンサ C_{rb} が充電される期間と、 $AC \rightarrow FL \rightarrow L_i \rightarrow C_{rb} \rightarrow C_{ri} \rightarrow D_b \rightarrow FL \rightarrow AC$ の経路で電流 I_{Li} 、 I_{Crb} 、 I_{Cri} 、 I_{Db} が流れて、交流電源 AC から電流共振コンデンサ C_{ri} が充電される期間とがある。

20

【0099】

期間 T_{11} では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $AC \rightarrow FL \rightarrow L_i \rightarrow C_{rb} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow D_b \rightarrow FL \rightarrow AC$ の経路で電流 I_{Li} 、 I_{Crb} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} 、 I_{Db} が流れて、交流電源 AC から帰還コンデンサ C_{rb} が充電される期間と、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{Cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が放電する期間とがある。

【0100】

期間 T_{12} では、引き続き、スイッチング素子 Q_1 がオンであり、スイッチング素子 Q_2 がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_1 \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q1} が流れて、電流共振コンデンサ C_{ri} が放電する。

30

【0101】

なお、期間 $T_5 \sim T_{11}$ の期間では、トランス T の2次側に電流が流れ負荷に電力が供給される。

【0102】

図16は交流電源 AC の下端が正極の時の実施例8のコンバータの各部の波形を示す図である。1周期の動作は、期間 $T_{13} \sim T_{24}$ の各動作に分けられる。帰還コンデンサ C_{rb} はドット()で示す極性に対して正極性に充電されている。

【0103】

なお、以下の説明では、従来と同じタイミングで流れるトランス T の2次側の電流の説明、および、電圧共振コンデンサ C_{rv} の電流および電圧擬似共振動作の説明は省略する。

40

【0104】

まず、期間 T_{13} では、スイッチング素子 Q_1 がオフであり、スイッチング素子 Q_2 がオンの状態である。この時の電流経路は、 $C_{rb} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_2 \rightarrow C_i \rightarrow D_d \rightarrow L_i \rightarrow C_{rb}$ の経路で電流 I_{Crb} 、 I_{Lr} 、 I_{Q2} 、 I_{Ci} 、 I_{Dd} 、 I_{Li} が流れて、 $C_{ri} \rightarrow P \rightarrow L_r \rightarrow Q_2 \rightarrow C_i \rightarrow C_{ri}$ の経路で電流 I_{Cri} 、 I_{Lr} 、 I_{Q2} 、 I_{Ci} が流れる。このとき、帰還コンデンサ C_{rb} と電流共振コンデンサ C_{ri} とが放電し、入力平滑コンデンサ C_i が充電される。

【0105】

50

期間T14では、ひき続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、Cr_b P L_r Q2 C_i D_d L_i Cr_bの経路で電流I_{Cr_b}、I_{L_r}、I_{Q2}、I_{C_i}、I_{D_d}、I_{L_i}が流れて、Cr_b C_{r_i} D_d L_i Cr_bの経路で電流I_{Cr_b}、I_{C_{r_i}}、I_{D_d}、I_{L_i}が流れて、帰還コンデンサC_{r_b}が放電し、電流共振コンデンサC_{r_i}と入力平滑コンデンサC_iとが充電される。

【0106】

期間T15では、ひき続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、Cr_b C_{r_i} D_d L_i Cr_bの経路で電流I_{Cr_b}、I_{C_{r_i}}、I_{D_d}、I_{L_i}が流れて、C_i Q2 L_r P C_{r_i} C_iの経路で電流I_{C_i}、I_{Q2}、I_{L_r}、I_{C_{r_i}}が流れる。帰還コンデンサC_{r_b}と入力平滑コンデンサC_iとが放電し、電流共振コンデンサC_{r_i}が充電される。

10

【0107】

期間T16では、ひき続きスイッチング素子Q1がオフであり、スイッチング素子Q2がオンの状態である。この時の電流経路は、AC FL D_c Q2 L_r P Cr_b L_i FL ACの経路で電流I_{D_c}、I_{Q2}、I_{L_r}、I_{Cr_b}、I_{L_i}が流れて、交流電源ACから帰還コンデンサC_{r_b}が充電される期間と、C_i Q2 L_r P C_{r_i} C_iの経路で電流I_{C_i}、I_{Q2}、I_{L_r}、I_{C_{r_i}}が流れて、入力平滑コンデンサC_iが放電されて、電流共振コンデンサC_{r_i}が充電される期間とがある。

【0108】

20

期間T17では、一転して、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、AC FL D_c C_i Q1 L_r P Cr_b L_i FL ACの経路で電流I_{D_c}、I_{C_i}、I_{Q1}、I_{L_r}、I_{Cr_b}、I_{L_i}が流れて、入力平滑コンデンサC_iと帰還コンデンサC_{r_b}が充電される期間と、C_{r_i} P L_r Q1 C_{r_i}の経路で電流I_{C_{r_i}}、I_{L_r}、I_{Q1}が流れて、電流共振コンデンサC_{r_i}が放電される期間とがある。

【0109】

期間T18では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、AC FL D_c C_i Q1 L_r P Cr_b L_i FL ACの経路で電流I_{D_c}、I_{C_i}、I_{Q1}、I_{L_r}、I_{Cr_b}、I_{L_i}が流れて、入力平滑コンデンサC_iと帰還コンデンサC_{r_b}とが充電される期間と、P C_{r_i} Q1 L_r Pの経路で電流I_{C_{r_i}}、I_{Q1}、I_{L_r}が流れて、電流共振コンデンサC_{r_i}を充電する期間とがある。

30

【0110】

期間T19では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、P C_{r_i} Q1 L_r Pの経路で電流I_{C_{r_i}}、I_{Q1}、I_{L_r}が流れて、電流共振コンデンサC_{r_i}が充電される。

【0111】

期間T20では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、C_{r_i} P L_r Q1 C_{r_i}の経路で電流I_{C_{r_i}}、I_{L_r}、I_{Q1}が流れて、電流共振コンデンサC_{r_i}が放電される。

40

【0112】

期間T21では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、Cr_b P L_r Q1 D_d L_i Cr_bの経路で電流I_{Cr_b}、I_{L_r}、I_{Q1}、I_{D_d}、I_{L_i}が流れて、帰還コンデンサC_{r_b}が放電する期間と、C_{r_i} P L_r Q1 C_{r_i}の経路で電流I_{C_{r_i}}、I_{L_r}、I_{Q1}が流れて、電流共振コンデンサC_{r_i}が放電する期間とがある。

【0113】

期間T22では、引き続き、スイッチング素子Q1がオンであり、スイッチング素子Q2がオフの状態である。この時の電流経路は、Cr_b P L_r Q1 D_d L_i C

50

$r b$ の経路で電流 $I_{Cr b}$ 、 $I_{L r}$ 、 $I_{Q 1}$ 、 $I_{D d}$ 、 $I_{L i}$ が流れて、帰還コンデンサ $C_{r b}$ が放電する期間と、 $P - C_{r i} - Q 1 - L r - P$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 $I_{Q 1}$ 、 $I_{L r}$ が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が充電される。

【0114】

期間 $T 2 3$ では、引き続き、スイッチング素子 $Q 1$ がオンであり、スイッチング素子 $Q 2$ がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{r b} - P - L r - Q 1 - D d - L i - C_{r b}$ の経路で電流 $I_{Cr b}$ 、 $I_{L r}$ 、 $I_{Q 1}$ 、 $I_{D d}$ 、 $I_{L i}$ が流れて、帰還コンデンサ $C_{r b}$ が放電する期間と、 $C_{r i} - P - L r - Q 1 - C_{r i}$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 $I_{L r}$ 、 $I_{Q 1}$ が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が放電する期間とがある。

【0115】

期間 $T 2 4$ では、引き続き、スイッチング素子 $Q 1$ がオンであり、スイッチング素子 $Q 2$ がオフの状態である。この時の電流経路は、 $C_{r i} - P - L r - Q 1 - C_{r i}$ の経路で電流 $I_{c r i}$ 、 $I_{L r}$ 、 $I_{Q 1}$ が流れて、電流共振コンデンサ $C_{r i}$ が放電される。

【0116】

なお、期間 $T 1 7 \sim T 2 3$ の間では、トランス T の2次側に電流が流れ負荷に電力が供給される。

【0117】

このように実施例8のコンバータによれば、リアクトル $L i$ を帰還コンデンサ $C_{r b}$ と直列に接続することにより新しい電流経路が形成される。このため、入力平滑コンデンサ $C i$ の電圧よりも交流電源 $A C$ の電圧が低い場合でも、入力平滑コンデンサ $C i$ を充電することができる。従って、幅広い交流電源電圧において、交流電源電流を流すことができ、図17に示すように、交流電源電圧 $V A C$ に近似した交流電源電流 $I A C$ を流すことができる。従って、力率は改善され、高調波電流が低減される。

【0118】

また、実施例1乃至8のコンバータによれば、僅かな部品の追加のみで力率改善機能を有した電流共振型コンバータを提供できる。このため、ノイズが少なく効率の良い共振型コンバータでありながら、入力力率を改善する機能を有するため、安価に高調波規制に対応した電源装置を構成できる。

【0119】

また、昇圧エネルギーを各部の定数で容易に調整できるため、必要最小限の昇圧エネルギーで力率改善が可能となり、大幅に効率が低下しない力率改善機能を有した共振型コンバータを提供できる。特に、共振型が難しい力率改善を、共振を維持しながら達成できる。

【0120】

なお、本発明は、実施例1乃至実施例8のコンバータに限定されるものではない。実施例1乃至6、8のコンバータでは、トランス T の2次側に半波整流回路及び平滑コンデンサを用い、実施例7のコンバータでは、トランス T の2次側に両波整流回路及び平滑コンデンサを用いたが、例えば、トランス T の2次側に全波整流回路及び全波整流回路に接続された平滑コンデンサを用いても良い。

【産業上の利用可能性】

【0121】

本発明は、 $A C - D C$ コンバータ、 $D C - D C$ コンバータ等のコンバータに適用可能である。

【符号の説明】

【0122】

$A C$ 交流電源

$F L$ フィルタ回路

$D B$ ブリッジ整流器

$Q 1$ 、 $Q 2$ スwitching素子

1 制御回路

3 電圧検出器

10

20

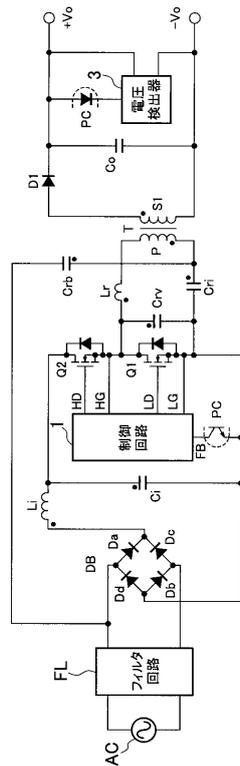
30

40

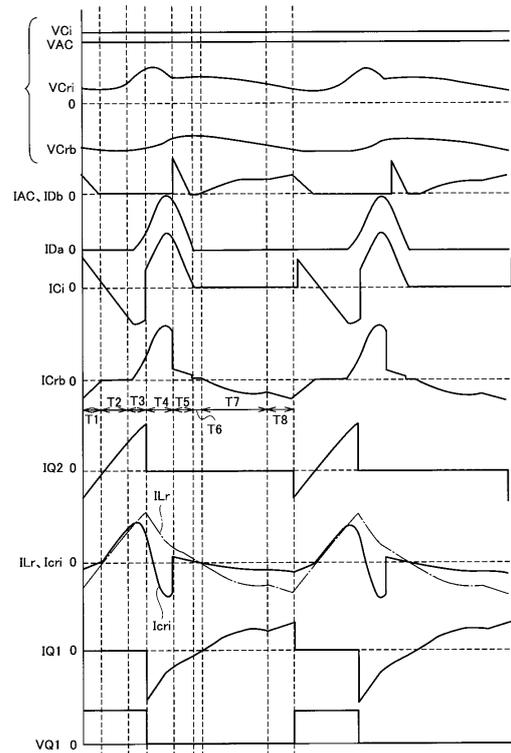
50

- C i 入力平滑コンデンサ (出力コンデンサ)
- C r i 電流共振コンデンサ
- C r v 電圧共振コンデンサ
- C r b 帰還コンデンサ
- L i リアクトル
- L r リークージンダクタンス
- T , T b トランス
- P 1次巻線
- S 1 , S 2 2次巻線
- D 1 ダイオード
- C o 平滑コンデンサ
- P C フォトカプラ
- O S C 発振器
- F F フリップフロップ
- D T 1 , D T 2 デットタイム生成器
- B U F 1 , B U F 2 バッファ回路
- L E S レベルシフト回路

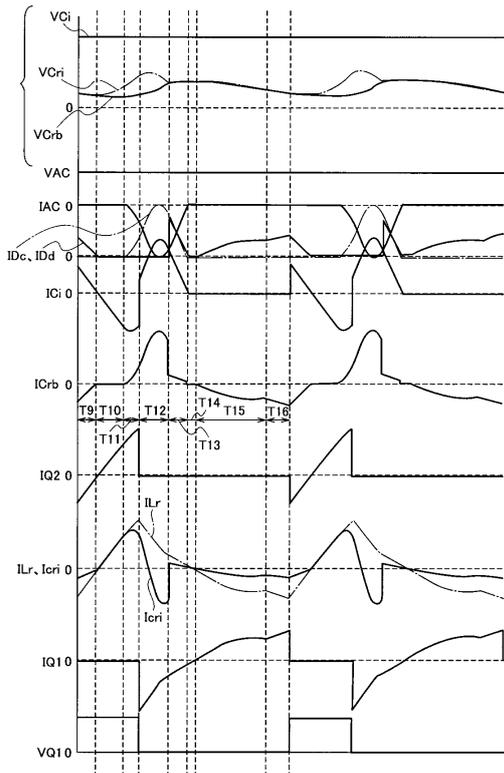
【図1】



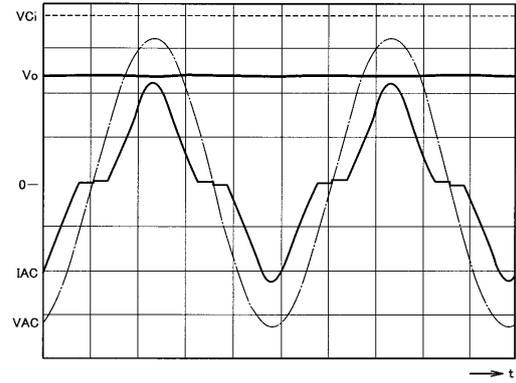
【図2】



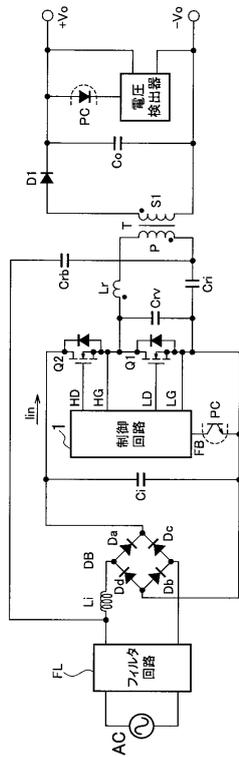
【図3】



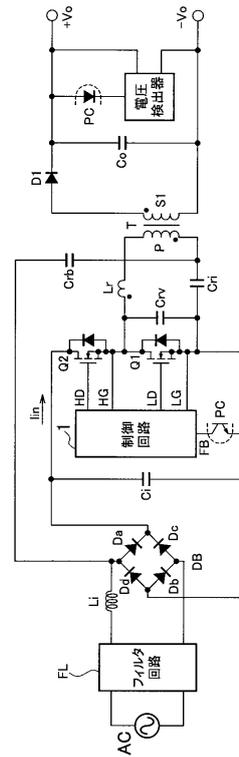
【図4】



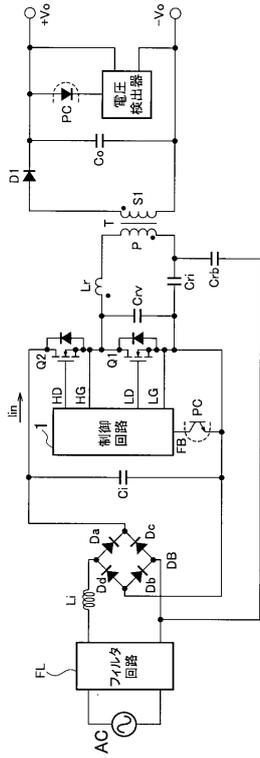
【図5】



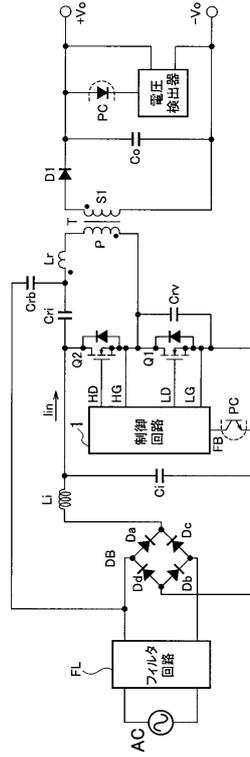
【図6】



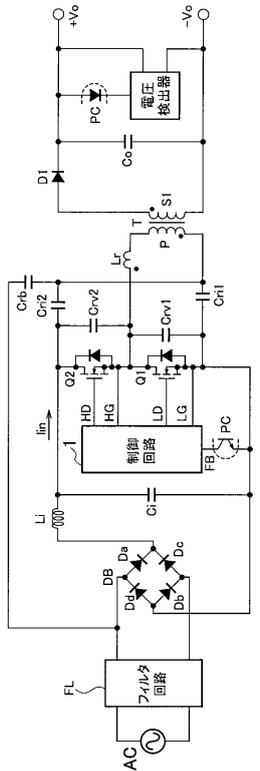
【図7】



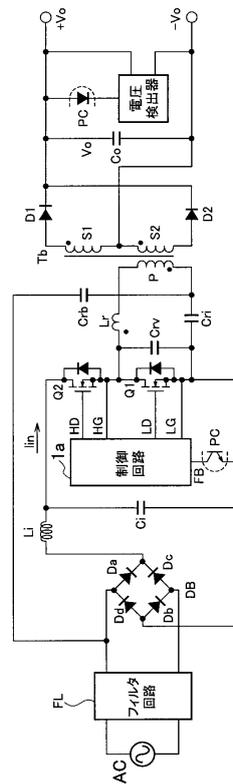
【図8】



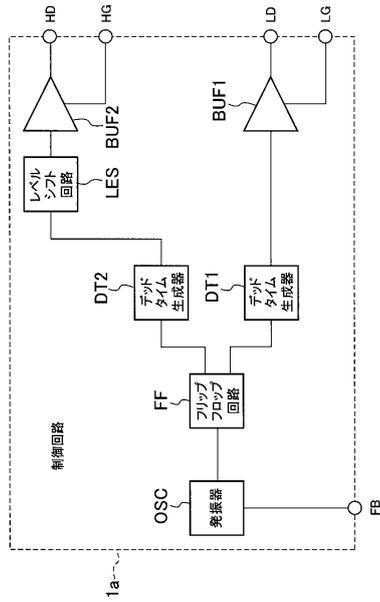
【図9】



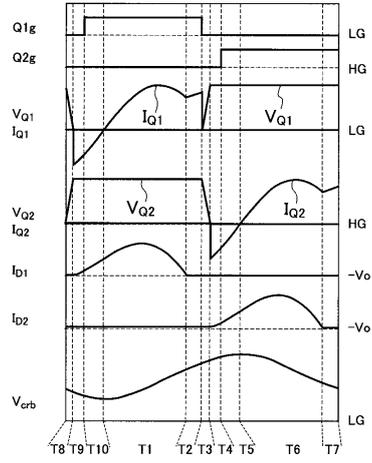
【図10】



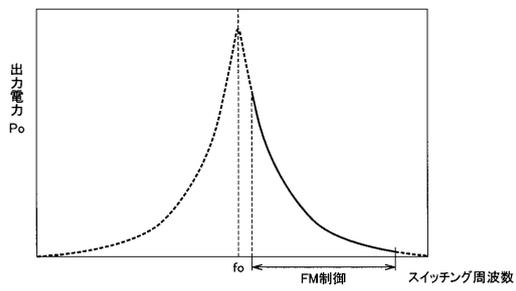
【図11】



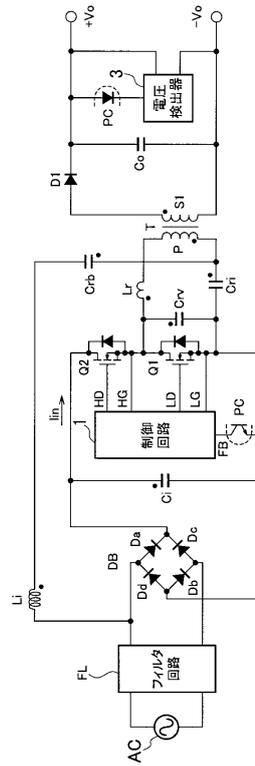
【図12】



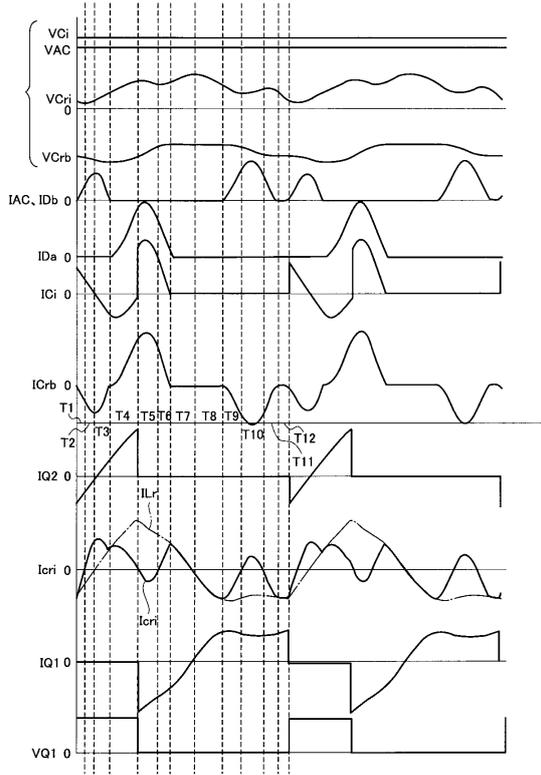
【図13】



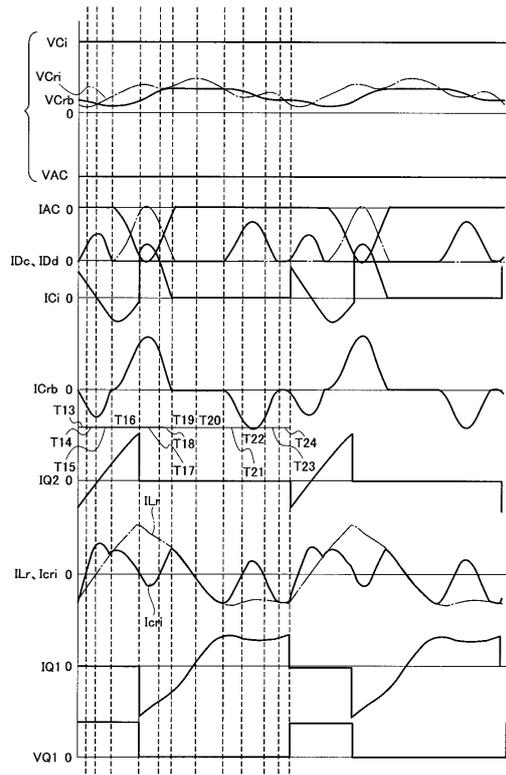
【図14】



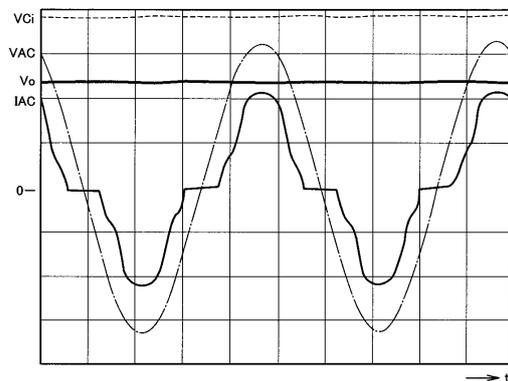
【図15】



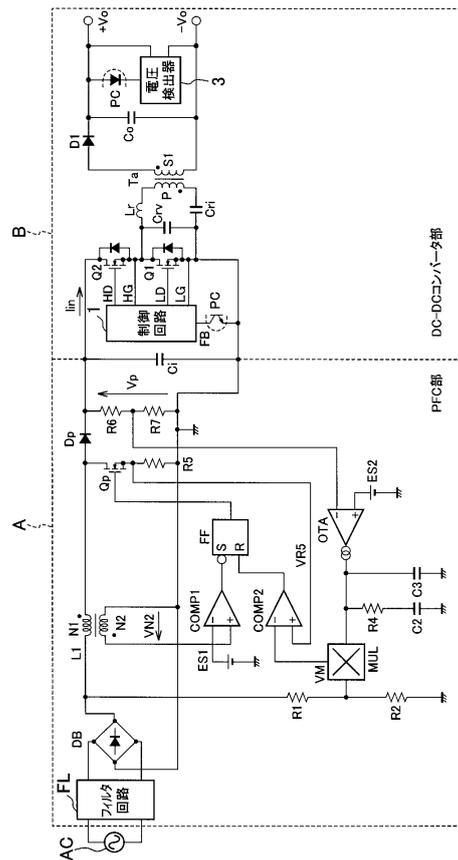
【図16】



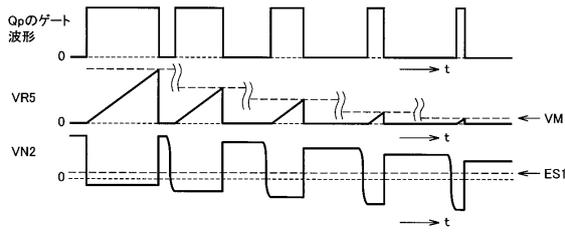
【図17】



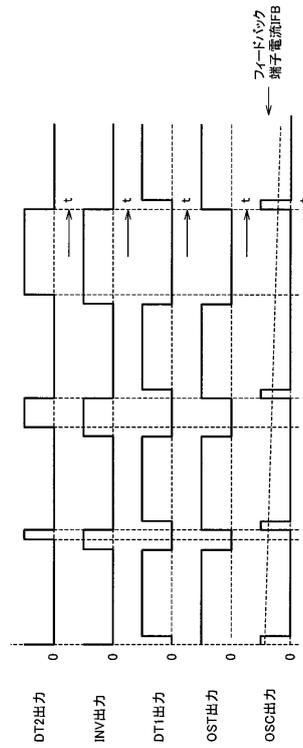
【図18】



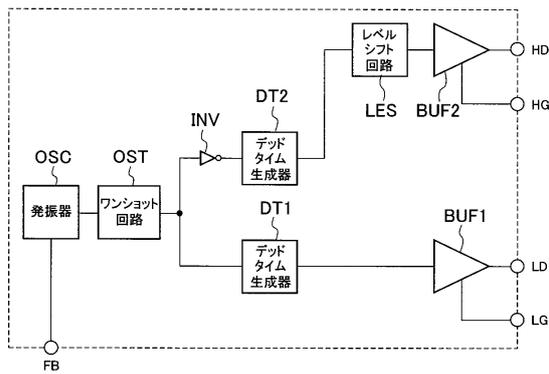
【図19】



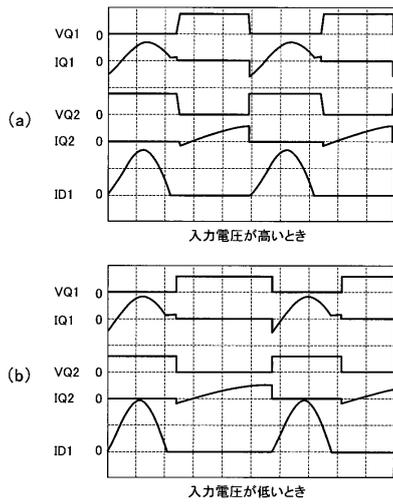
【図21】



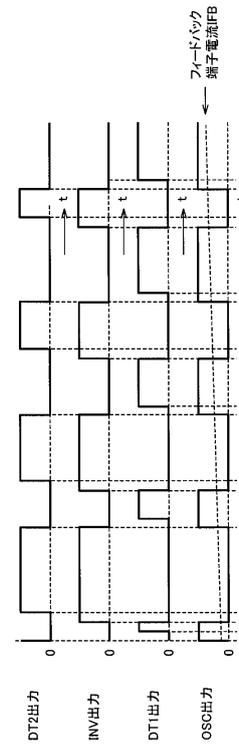
【図20】



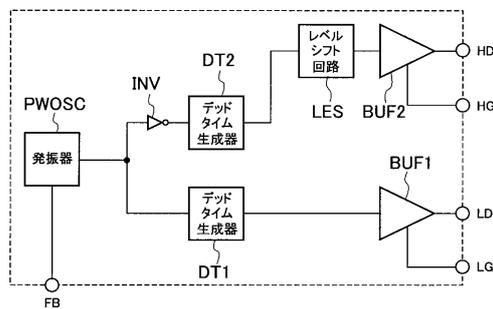
【図22】



【図24】



【図23】



フロントページの続き

(72)発明者 白井 浩

埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内

審査官 尾家 英樹

(56)参考文献 特開2005-287257(JP,A)

特開2008-067431(JP,A)

特開2003-235259(JP,A)

特開2005-051925(JP,A)

特開2012-039792(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00 - 3/44