

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4371042号
(P4371042)

(45) 発行日 平成21年11月25日(2009.11.25)

(24) 登録日 平成21年9月11日(2009.9.11)

(51) Int. Cl. F 1
HO2M 3/28 (2006.01) HO2M 3/28 Q

請求項の数 3 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2004-328117 (P2004-328117)	(73) 特許権者	000106276
(22) 出願日	平成16年11月11日(2004.11.11)		サンケン電気株式会社
(65) 公開番号	特開2006-141125 (P2006-141125A)		埼玉県新座市北野3丁目6番3号
(43) 公開日	平成18年6月1日(2006.6.1)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成18年3月2日(2006.3.2)		弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100100712
			弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
		(74) 代理人	100100929
			弁理士 川又 澄雄
		(74) 代理人	100095500
			弁理士 伊藤 正和
		(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】 スイッチング電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源の両端に、第1スイッチ素子と第2スイッチ素子とが直列に接続された第1直列回路と、

前記第1スイッチ素子の両端に、共振コンデンサと共振リアクトルとトランスの1次巻線とが直列に接続された第2直列回路と、

前記トランスの2次巻線の電圧を整流平滑する整流平滑回路と、

この整流平滑回路の出力電圧に基づき前記第1スイッチ素子と前記第2スイッチ素子とを交互にオン/オフさせる制御回路とを備え、

前記制御回路は、前記第2スイッチ素子のオン期間を前記共振リアクトルと前記共振コンデンサによる共振電流の周期の半分より長い所定の時間に設定し、前記第1スイッチ素子のオン期間を前記整流平滑回路の出力電圧に基づき制御するものであって、

前記出力電圧に応じて流れる電流によりコンデンサを充電し該コンデンサの充電電圧が第1の閾値から第2の閾値になる時までの時間により前記第1スイッチ素子をオンさせ、前記コンデンサの電荷を前記第1の閾値まで放電し、所定の電流により前記コンデンサを充電し該コンデンサの充電電圧が前記第1の閾値から前記第2の閾値になる時までの時間により前記第2スイッチ素子をオンさせることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】

直流電源の両端に、第1スイッチ素子と第2スイッチ素子とが直列に接続された第1直列回路と、

10

20

前記第 1 スイッチ素子の両端に、共振コンデンサと共振リアクトルとトランスの 1 次巻線とが直列に接続された第 2 直列回路と、

前記トランスの 2 次巻線の電圧を整流平滑する整流平滑回路と、

この整流平滑回路の出力電圧に基づき前記第 1 スイッチ素子と前記第 2 スイッチ素子とを交互にオン / オフさせる制御回路とを備え、

前記制御回路は、前記第 2 スイッチ素子のオン期間を前記共振リアクトルと前記共振コンデンサによる共振電流の周期の半分より長い所定の時間に設定し、前記第 1 スイッチ素子のオン期間を前記整流平滑回路の出力電圧に基づき制御するものであって、

前記出力電圧に応じて流れる電流により第 1 コンデンサを充電し前記第 1 コンデンサの充電電圧が充電開始時から第 1 所定電圧になる時までの時間により前記第 1 スイッチ素子をオンさせる第 1 スイッチ素子制御部と、

所定の電流により第 2 コンデンサを充電し前記第 2 コンデンサの充電電圧が充電開始時から第 2 所定電圧になる時までの前記所定の時間により前記第 2 スイッチ素子をオンさせる第 2 スイッチ素子制御部と、

を備えることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 3】

前記第 1 スイッチ素子が前記直流電源の正極に接続され、前記第 2 スイッチ素子が前記直流電源の負極に接続されていることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高効率の電流共振型のスイッチング電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の電流共振型のスイッチング電源装置を図 1 2 に示す。図 1 2 において、直流電源 1 の両端には、M O S F E T 等からなるスイッチ素子 Q_H と M O S F E T 等からなるスイッチ素子 Q_L との直列回路が接続され、スイッチ素子 Q_H の一端は、直流電源 1 の正極に接続され、スイッチ素子 Q_L の一端は、直流電源 1 の負極に接続されている。

【0003】

スイッチ素子 Q_H には並列にダイオード D_1 が接続され、スイッチ素子 Q_L には並列にダイオード D_2 が接続されている。スイッチ素子 Q_H には並列に電圧共振コンデンサ C_{rv} が接続されている。

【0004】

また、電圧共振コンデンサ C_{rv} には並列に、電流共振コンデンサ C_{ri} と共振リアクトル L_r とトランス T の 1 次巻線 L_p との電流共振回路が接続されている。電圧共振コンデンサ C_{rv} と電流共振コンデンサ C_{ri} と共振リアクトル L_r とトランス T の 1 次巻線 L_p とで共振回路を構成している。

【0005】

なお、共振リアクトル L_r は、トランス T の漏洩インダクタンス、電圧共振コンデンサ C_{rv} は、スイッチ素子 Q_H の寄生容量であっても良い。スイッチ素子に並列に接続されるダイオード D_1 , D_2 は、スイッチ素子の寄生ダイオードであっても良い。

【0006】

トランス T の 1 次巻線 L_p と 2 次巻線 L_s とは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランス T の 2 次巻線 L_s には、ダイオード R_C と平滑コンデンサ C_o とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランス T の 2 次巻線 L_s に誘起された電圧（オン / オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷 4 に出力する。

【0007】

出力電圧検出回路 5 は、平滑コンデンサ C_o の両端に接続され、平滑コンデンサ C_o の

10

20

30

40

50

出力電圧を検出し、検出された電圧と基準電圧との誤差電圧信号をフォトカプラPCを介してPWM制御回路2に出力する。PWM制御回路2は、出力電圧検出回路5からの誤差電圧信号に基づきPWM信号を生成し、このPWM信号により駆動回路3を介してスイッチ素子 Q_H とスイッチ素子 Q_L とを交互にオン/オフさせることにより、負荷4の電圧を一定電圧に制御するようになっている。この場合、スイッチ素子 Q_H とスイッチ素子 Q_L の各ゲートに電圧を印加することにより、スイッチ素子 Q_H とスイッチ素子 Q_L とを交互にオン/オフさせる。

【0008】

次に、このように構成された従来の共振型のスイッチング電源装置の動作を図13及び図14のタイミングチャートを参照しながら説明する。図13は従来のスイッチング電源装置の入力電圧低下前の各部における信号のタイミングチャートである。図14は従来のスイッチング電源装置の入力電圧低下後の各部における信号のタイミングチャートである。

10

【0009】

なお、図13及び図14において、 I_{Lp} は1次巻線 L_p に流れる電流、 V_{QL} はスイッチ素子 Q_L の両端電圧、 I_{QL} はスイッチ素子 Q_L に流れる電流、 I_{RC} はダイオードRCに流れる電流、また、共振リアクトル L_r は1次巻線 L_p の励磁インダクタンスよりも十分小さく、電圧共振コンデンサ C_{rv} は、電流共振コンデンサ C_{ri} よりも小さいものとする。

【0010】

20

まず、期間T1において、スイッチ素子 Q_L がオンすると、直流電源1の正極 電流共振コンデンサ C_{ri} 1次巻線 L_p 共振リアクトル L_r スwitch素子 Q_L 直流電源1の負極の経路で電流が流れる。このとき、ダイオードRCに電流 I_{RC} が流れて整流され、コンデンサ C_o で平滑されて、負荷4へ直流出力が供給されるので、トランスTの1次巻線 L_p には、電流共振コンデンサ C_{ri} と共振リアクトル L_r による共振電流と、1次巻線 L_p と共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} で共振した励磁電流が重畳し電流 I_{Lp} （電流 I_{QL} も同じ）として流れる。

【0011】

次に、期間T2において、スイッチ素子 Q_L はオンし続け、コンデンサ C_o が充電されて電流 I_{RC} が流れなくなると、ダイオードRCはオフする。トランスTの1次巻線 L_p には電流共振コンデンサ C_{ri} とトランスTの1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと共振リアクトル L_r による共振電流が正弦波状の電流 I_{Lp} （電流 I_{QL} も同じ）として流れる。

30

【0012】

次に、期間T3において、スイッチ素子 Q_L がオフし、スイッチ素子 Q_H がオンすると、トランスTの1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられた電荷が、スイッチ素子 Q_H により、電流共振コンデンサ C_{ri} とトランスTの1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと共振リアクトル L_r による共振電流として放出され、正弦波状の電流 I_{Lp} が流れて、トランスTのコアがリセットされる。

40

【0013】

次に、入力電圧を低くしたときには、スイッチ素子 Q_H のオン時間を広げて昇圧比を高くする。しかし、PWM制御回路2がPWM制御を行っているため、スイッチ素子 Q_H のオン時間を広げた分だけ、図14に示すように、スイッチ素子 Q_L のオン時間が、図13に示すスイッチ素子 Q_L のオン時間よりも短くなる。このため、電流共振コンデンサ C_{ri} とトランスTの1次巻線 L_p と、トランスTの1次巻線 L_p の励磁インダクタンスとによる共振電流だけが流れている時間（期間T2に相当）が短くなる。

【0014】

さらに、入力電圧を低下させると、電流共振コンデンサ C_{ri} とトランスTの1次巻線 L_p と、トランスTの1次巻線 L_p の励磁インダクタンスとによる共振電流だけが流れて

50

いる時間がなくなる。すると、トランスTの1次巻線L_pに電流共振コンデンサC_{r i}と共振リアクトルL_rによる共振電流が流れて2次側へ伝達している期間中に、1次側のスイッチ素子Q_Lをオフさせることになる。このとき、電流共振コンデンサC_{r i}と共振リアクトルL_rによる共振電流よりも急峻な電流変化が生じる。

【0015】

また、特許文献1には、半導体スイッチのハーフブリッジと、トランスの1次巻線とコンデンサを直列にしてハーフブリッジに接続した電圧変換器を、PWM制御で動作させるDC-DCコンバータが開示されている。

【0016】

また、特許文献2には、トランスの1次巻線に直列に接続したコンデンサとトランスの漏れインダクタンスによる共振周波数が、半導体スイッチの動作周波数の半分より大きくなるようにコンデンサ容量を設定してPWM制御する電圧変換器が開示されている。特許文献1, 2にも、2次側のダイオードに電流が流れている期間中に、1次側のスイッチ素子のオン/オフを切替えてPWM制御するので、電流共振コンデンサC_{r i}と共振リアクトルL_rによる共振電流よりも急峻な電流変化が生じる。

【特許文献1】米国特許5808879号

【特許文献2】特開2003-9525号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

このように、半導体スイッチをハーフブリッジにつなぎ、トランスの1次巻線とコンデンサを直列にしてハーフブリッジに接続した図12に示すような共振型のスイッチング電源装置によりPWM制御を行うと、2次側のダイオードが導通している期間中に、1次側のスイッチ素子を切替えるタイミングが発生し、トランスの1次巻線の電流(1次側のスイッチ素子に流れる電流)とダイオード電流が共振電流の変化に比べて急激に変化し、ノイズを発生させる原因になる。

【0018】

また、特許文献1, 2では、2次側にエネルギーを供給する期間に、共振リアクトルと電流共振コンデンサによる共振電流により、2次側のダイオードに電流が流れている期間中に、1次側のスイッチ素子を切替えている。このとき、1次側のスイッチ素子には、トランスの1次巻線の励磁インダクタンスと電流共振コンデンサによる共振電流と漏れインダクタンスと電流共振コンデンサによる共振電流が流れているので、トランスの1次巻線の電流(1次側のスイッチ素子に流れる電流)とダイオード電流の電流変化が大きい。このため、ノイズを発生させる原因になる。

【0019】

本発明は、入出力の変動によるノイズの増加を抑えて、高効率を図ることができる電流共振型のスイッチング電源装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0020】

本発明は、前記課題を解決するために以下の手段を採用した。請求項1の発明は、直流電源の両端に、第1スイッチ素子と第2スイッチ素子が直列に接続された第1直列回路と、前記第1スイッチ素子の両端に、共振コンデンサと共振リアクトルとトランスの1次巻線とが直列に接続された第2直列回路と、前記トランスの2次巻線の電圧を整流平滑する整流平滑回路と、この整流平滑回路の出力電圧に基づき前記第1スイッチ素子と前記第2スイッチ素子とを交互にオン/オフさせる制御回路とを備え、前記制御回路は、前記第2スイッチ素子のオン期間を前記共振リアクトルと前記共振コンデンサによる共振電流の周期の半分より長い所定の時間に設定し、前記第1スイッチ素子のオン期間を前記整流平滑回路の出力電圧に基づき制御するものであって、前記出力電圧に応じて流れる電流によりコンデンサを充電し該コンデンサの充電電圧が第1の閾値から第2の閾値になる時までの時間により前記第1スイッチ素子をオンさせ、前記コンデンサの電荷を前記第1の閾値

10

20

30

40

50

まで放電し、所定の電流により前記コンデンサを充電し該コンデンサの充電電圧が前記第1の閾値から前記第2の閾値になる時までの時間により前記第2スイッチ素子をオンさせることを特徴とする。

【0021】

請求項2の発明は、直流電源の両端に、第1スイッチ素子と第2スイッチ素子とが直列に接続された第1直列回路と、前記第1スイッチ素子の両端に、共振コンデンサと共振リアクトルとトランスの1次巻線とが直列に接続された第2直列回路と、前記トランスの2次巻線の電圧を整流平滑する整流平滑回路と、この整流平滑回路の出力電圧に基づき前記第1スイッチ素子と前記第2スイッチ素子とを交互にオン/オフさせる制御回路とを備え、前記制御回路は、前記第2スイッチ素子のオン期間を前記共振リアクトルと前記共振コンデンサによる共振電流の周期の半分より長い所定の時間に設定し、前記第1スイッチ素子のオン期間を前記整流平滑回路の出力電圧に基づき制御するものであって、前記出力電圧に応じて流れる電流により第1コンデンサを充電し前記第1コンデンサの充電電圧が充電開始時から第1所定電圧になる時までの時間により前記第1スイッチ素子をオンさせる第1スイッチ素子制御部と、所定の電流により第2コンデンサを充電し前記第2コンデンサの充電電圧が充電開始時から第2所定電圧になる時までの前記所定の時間により前記第2スイッチ素子をオンさせる第2スイッチ素子制御部とを備えることを特徴とする。

10

【0022】

請求項3の発明では、請求項1又は請求項2記載のスイッチング電源装置において、前記第1スイッチ素子が前記直流電源の正極に接続され、前記第2スイッチ素子が前記直流電源の負極に接続されていることを特徴とする。

20

【発明の効果】

【0024】

請求項1の発明によれば、制御回路は、第2スイッチ素子のオン期間を共振リアクトルと電流共振コンデンサによる共振電流の周期の半分より大きく設定するので、入出力の変動によって2次側の整流素子のオン期間が変わっても、確実に整流素子がオフしてから、即ち、2次側へ伝達される電流共振コンデンサと共振リアクトルとによる共振電流がゼロになってから、1次側のスイッチ素子の切替えが行われるため、入出力の変動によるノイズの増加が抑えられ、高効率を図ることができる。

【0025】

また、共振リアクトルと電流共振コンデンサによる共振電流の周期は、固定であるから、第1スイッチ素子のオン幅（オン期間）は、共振電流の周期の半分より大きい所定の時間に固定し、第2スイッチ素子のオン幅を調整するだけでよく、スイッチング周波数が可変し制御範囲を広くできる。

30

【0026】

また、1つのコンデンサを用いて、出力電圧に応じて流れる電流により充電されたコンデンサの電圧が第1の閾値から第2の閾値までの時間により第1スイッチ素子をオンさせ、所定の電流により充電されたコンデンサの電圧が第1の閾値から第2の閾値までの時間により第2スイッチ素子をオンさせるので、第2スイッチ素子のオン期間を固定にし、第1スイッチ素子のオン期間を可変制御できる。

40

【0027】

請求項2の発明によれば、第2スイッチ素子制御部と第2コンデンサとにより第2スイッチ素子のオン期間を固定にし、第1スイッチ素子制御部と第1コンデンサとにより第1スイッチ素子のオン期間を可変制御でき、しかも第2スイッチ素子のオフ期間を可変制御できる。

【0028】

請求項3の発明によれば、第1スイッチ素子が直流電源の正極に接続され、第2スイッチ素子が直流電源の負極に接続され、第2スイッチ素子のオン幅が固定であるので、第2スイッチ素子がオンしている期間中に、第1スイッチ素子の駆動電源を確実に生成できる。このため、直流電源の正極に接続した第1スイッチ素子を駆動するのに必要な高圧の電

50

源を別に用意する必要がなくなる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

以下、本発明のスイッチング電源装置の実施の形態を図面を参照しながら詳細に説明する。

【0030】

本発明は、第2スイッチ素子のオン期間を共振リアクトルと電流共振コンデンサによる共振電流の周期の半分より大きく設定することにより、入出力の条件に関らず、確実にダイオードがオフしてから、即ち、2次側へ伝達される電流共振コンデンサと共振リアクトルとによる共振電流がゼロになってから、1次側のスイッチ素子の切替えを行ない、出力の変動によるノイズの増加を抑え、高効率を図ることを特徴とするものである。

10

【実施例1】

【0031】

図1は実施例1のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。実施例1のスイッチング電源装置は、図12に示す従来のスイッチング電源装置に対して、PWM制御回路2に代えて、PRC(Pulse Ratio Control)制御回路2aを用いたことを特徴とし、その他の構成は、図12に示す従来の構成と同一であるので、同一部分には同一符号を付し、その詳細は省略する。ここでは、制御回路2aの構成のみを説明する。

【0032】

従来のPWM制御回路2がPWM制御を行うのに対して、実施例1のPRC制御回路2aは、PRC制御を行う。このPRC制御とは、スイッチ素子のオン幅が固定であり且つオフ幅を可変させる制御、あるいは、スイッチ素子のオフ幅が固定であり且つオン幅を可変させる制御(例えば、フライバックコンバータ等で用いられている。)である。

20

【0033】

図2はオン幅が固定でオフ幅が可変するパルス信号を生成するPRC制御回路の一例を示す回路図である。実施例1では、スイッチ素子 Q_L のオン幅が固定であり且つオフ幅を可変させるため、図2に示すようなPRC制御回路2aを用いる。

【0034】

図2において、トランジスタ Q_1 のエミッタ及びトランジスタ Q_2 のエミッタは、図示しない電源に接続され、トランジスタ Q_1 のベースとトランジスタ Q_2 のベースとトランジスタ Q_1 のコレクタとが共通接続され、トランジスタ Q_1 とトランジスタ Q_2 とは電流ミラー回路を構成している。

30

【0035】

トランジスタ Q_1 のコレクタは、抵抗 R_1 を介してフォトカプラPC-bの一端に接続され、フォトカプラPC-bの他端は接地されている。トランジスタ Q_2 のコレクタは、コンデンサ C_1 を介して接地されている。コンデンサ C_1 には並列にFET Q_3 が接続されている。

【0036】

コンパレータ11は、-端子にコンデンサ C_1 に充電された電圧を入力し、+端子に第1の閾値 V_{T1} を入力し、コンデンサ C_1 の電圧が第1の閾値 V_{T1} 未満であるときには、Hレベルをナンド回路13のリセット端子Rに出力し、コンデンサ C_1 の電圧が第1の閾値 V_{T1} 以上であるときには、Lレベルをナンド回路13のリセット端子Rに出力する。

40

【0037】

電流源CC1には直列にコンデンサ C_2 が接続され、コンデンサ C_2 には並列にFET Q_4 が接続されている。

【0038】

コンパレータ12は、-端子にコンデンサ C_2 に充電された電圧を入力し、+端子に第2の閾値 V_{T2} を入力し、コンデンサ C_2 の電圧が第2の閾値 V_{T2} 未満であるときには、Hレベルをナンド回路14のセット端子Sに出力し、コンデンサ C_2 の電圧が第2の閾

50

値 V_{T2} 以上であるときには、Lレベルをナンド回路14のセット端子Sに出力する。

【0039】

ナンド回路13とナンド回路14とはRSフリップフロップを構成し、ナンド回路13は、コンパレータ11の出力とナンド回路14の出力Qとを入力して出力Qの反転出力を出力する。ナンド回路14は、コンパレータ12の出力とナンド回路13の出力(出力Qの反転出力)とを入力して出力Qを出力する。

【0040】

ナンド回路13の出力は、FETQ3のゲートに接続されている。FETQ3のゲートとFETQ4のゲートとがノット回路15を介して接続されている。このノット回路15は、FETQ3のゲートへの入力を反転してFETQ4のゲートに出力する。ナンド回路13の出力は、バッファ16を介してPRC出力信号 V_{OUT} として駆動回路3に出力する。

10

【0041】

次にこのように構成された実施例1のPRC制御回路2aの動作を説明する。図3は図2に示すPRC制御回路の各部の動作波形を示すタイミングチャートである。

【0042】

まず、出力電圧検出回路5は、出力電圧を検出し、検出された出力電圧と基準電圧との誤差信号をフォトカプラPCを介して制御回路2aへ送る。

【0043】

制御回路2aにおいては、フォトカプラPC-bに、前記出力電圧の誤差信号が流れる。そして、トランジスタQ1、Q2と抵抗R1とで構成される電流ミラー回路により、コンデンサC1には、トランジスタQ2を介してフォトカプラPC-bに流れる電流と同じ電流IFBが流れて、コンデンサC1が充電されていき電圧 V_{C1} が直線的に上昇する(例えば図3の時刻 $t_0 \sim t_1$)。

20

【0044】

このとき、コンデンサC1の電圧は、第1の閾値 V_{T1} よりも小さいので、コンパレータ11の出力は、Hレベルとなる。同様に、コンデンサC2の電圧も第2の閾値 V_{T2} よりも小さいので、コンパレータ12の出力も、Hレベルとなる。このため、ナンド回路14の出力QはHレベルとなり、ナンド回路13の出力はLレベルとなり、FETQ3はオフする。FETQ3のオフによりノット回路15を介してFETQ4はオンする。

30

【0045】

すると、コンデンサC2の電荷はFETQ4を介して放電するので、コンデンサC2の電圧 V_{C2} はゼロである。また、ナンド回路13の出力であるLレベルは、バッファ16を介してPRC出力信号 V_{OUT} として駆動回路3に出力される。

【0046】

次に、例えば、時刻 t_1 において、コンデンサC1の電圧 V_{C1} が、第1の閾値 V_{T1} になると、コンパレータ11の出力は、HレベルからLレベルになり、ナンド回路14の出力QがLレベルとなり、ナンド回路13の出力がHレベルになるので、FETQ3はオンする。FETQ3のオンによりノット回路15を介してFETQ4はオフする。また、ナンド回路13の出力であるHレベルは、バッファ16を介してPRC出力信号 V_{OUT} として駆動回路3に出力される。

40

【0047】

また、例えば、時刻 $t_1 \sim t_2$ においては、定電流源CC1からの所定の電流でコンデンサC2が充電されていき、コンデンサの電圧 V_{C2} が直線的に上昇する。このとき、コンデンサC1の電荷はFETQ3を介して放電するので、コンデンサC1の電圧 V_{C1} はゼロである。また、コンパレータ11の出力はHレベルになる。

【0048】

次に、例えば、時刻 t_2 において、コンデンサC2の電圧 V_{C2} が、第2の閾値 V_{T2} になると、コンパレータ12の出力は、HレベルからLレベルになり、ナンド回路14の出力QがHレベルとなり、ナンド回路13の出力がLレベルになるので、FETQ3はオフ

50

する。F E T Q 3 のオフによりノット回路 1 5 を介して F E T Q 4 はオンする。また、ナンド回路 1 3 の出力である L レベルは、バッファ 1 6 を介して P R C 出力信号 V_{OUT} として駆動回路 3 に出力される。また、コンパレータ 1 2 の出力は H レベルになる。

【 0 0 4 9 】

なお、図 3 では、電流 I_{FB} が時間の経過とともに低下した場合を示しており、電流 I_{FB} が低下すると、コンデンサ C_1 に一定電荷を蓄えるために充電時間（例えば時刻 $t_0 \sim t_1$ ）が長くなる様子を示している。

【 0 0 5 0 】

以上の動作を繰り返し、フリップフロップを構成するナンド回路 1 3 の出力、即ち、P R C 出力信号 V_{OUT} は、フォトカプラ P C に流れる電流に相当する電流 I_{FB} に応じてコンデンサ C_1 の電圧 V_{C_1} を充電開始時から第 1 の閾値 V_{T_1} まで充電している時間（例えば $t_0 \sim t_1$ ）を L レベルにし、定電流源 $C C_1$ によりコンデンサ C_2 の電圧 V_{C_2} を充電開始時から第 2 の閾値 V_{T_2} になるまで充電している時間（例えば $t_1 \sim t_2$ ）を H レベルにする。

【 0 0 5 1 】

このため、P R C 出力信号 V_{OUT} の H レベルは、固定の値となり、L レベルはフォトカプラ P C に流れる電流（出力電圧の誤差信号）により可変するパルス信号になる。P R C 制御回路 2 a は、この P R C 出力信号 V_{OUT} の H レベルにより、スイッチ素子 Q_L をオンし、L レベルでスイッチ素子 Q_H をオンさせる。また、P R C 制御回路 2 a は、スイッチ素子 Q_L のオン期間を、共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} による共振電流の周期 T_a の半分 $T_a / 2$ より大きく設定する。周期 T_a は、式（1）で表される。

【 0 0 5 2 】

$$T_a = 1 / f = 2 \cdot \cdot (L_r \cdot C_{ri})^{1/2} \cdot \cdot \cdot (1)$$

なお、実際にはスイッチ素子 Q_L とスイッチ素子 Q_H がオン/オフを切替える時に、両方のスイッチ素子がオフするデッドタイムを設けている。

【 0 0 5 3 】

次に、図 2 に示す P R C 制御回路 2 a を用いて、スイッチ素子 Q_L , Q_H を P R C 制御したスイッチング電源装置の動作を図 4 に示す各部のタイミングチャートを参照しながら詳細に説明する。

【 0 0 5 4 】

なお、図 4 において、 I_{L_p} は 1 次巻線 L_p に流れる電流、 V_{Q_L} はスイッチ素子 Q_L の両端電圧、 I_{Q_L} はスイッチ素子 Q_L に流れる電流、 I_{RC} はダイオード R C に流れる電流、 V_{Q_LG} はスイッチ素子 Q_L のゲートに印加されるゲート電圧信号、 V_{Q_HG} はスイッチ素子 Q_H のゲートに印加されるゲート電圧信号である。

【 0 0 5 5 】

また、 V_{Q_LG} は図 2 に示す P R C 出力信号 V_{OUT} と同一信号であり、 V_{Q_HG} は図 2 に示す P R C 出力信号 V_{OUT} に基づいて生成された信号である。

【 0 0 5 6 】

まず、期間 T_1 において、ゲート電圧信号 V_{Q_LG} によりスイッチ素子 Q_L がオンし、ゲート電圧信号 V_{Q_HG} によりスイッチ素子 Q_H はオフしている。このとき、直流電源 1 の正極 電流共振コンデンサ C_{ri} 1 次巻線 L_p 共振リアクトル L_r スwitch素子 Q_L 直流電源 1 の負極の経路で電流が流れる。このとき、ダイオード R C に電流 I_{RC} が流れて整流され、コンデンサ C_o で平滑されて、負荷 4 へ直流出力が供給されるので、トランス T の 1 次巻線 L_p には、電流共振コンデンサ C_{ri} と共振リアクトル L_r による共振電流と、1 次巻線 L_p と共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} で共振した励磁電流が重畳し電流 I_{L_p} （電流 I_{Q_L} も同じ）として流れる。

【 0 0 5 7 】

期間 T_2 において、スイッチ素子 Q_L がオンし、スイッチ素子 Q_H はオフであるが、コンデンサ C_o が充電されて電流 I_{RC} が流れなくなると、ダイオード R C はオフする。トランス T の 1 次巻線 L_p には電流共振コンデンサ C_{ri} とトランス T の 1 次巻線 L_p の励

10

20

30

40

50

磁インダクタンスと共振リアクトル L_r による共振電流が正弦波状の電流 I_{L_p} （電流 I_{Q_L} も同じ）として流れる。

【0058】

期間 T_3 において、スイッチ素子 Q_H はオフのまま、ゲート電圧信号 V_{Q_LG} によりスイッチ素子 Q_L がオフした時である。このとき、共振リアクトル L_r と電圧共振コンデンサ C_{rv} の共振により電圧共振コンデンサ C_{rv} の電圧が減少し、スイッチ素子 Q_L の電圧 V_{Q_L} が上昇する。

【0059】

期間 T_4 において、ゲート電圧信号 V_{Q_HG} によりスイッチ素子 Q_H がオンし、スイッチ素子 Q_L はオフのままである。このとき、トランス T の1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと電流共振コンデンサ C_{ri} による共振電流が、始めにダイオード D_1 を介して減少しながら流れる。

10

【0060】

その後、トランス T の1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられた電荷が、スイッチ素子 Q_H により、電流共振コンデンサ C_{ri} とトランス T の1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと共振リアクトル L_r による共振電流として放出される。即ち、電流の方向が逆になり、スイッチ素子 Q_H を介して逆方向に増加しながら流れる。この緩やかな正弦波状の電流 I_{L_p} によって、トランス T は励磁エネルギーを放出して、リセットされる。

【0061】

20

期間 T_5 においては、ゲート電圧信号 V_{Q_HG} によりスイッチ素子 Q_H がオフし、スイッチ素子 Q_L もオフである。このとき、電圧共振コンデンサ C_{vr} とトランス T の1次巻線 L_p の励磁インダクタンスと共振リアクトル L_r の共振により電圧共振コンデンサ C_{rv} の電圧が上昇する。その後、スイッチ素子 Q_L がオンして、期間 T_1 の状態になる。

【0062】

以上の動作を繰り返して、直流電源1の直流電圧を別の直流電圧に変換する。図2に示すPRC制御回路2aにより、スイッチ素子 Q_L のオン時間（期間 T_1 +期間 T_2 の合計期間で、ゲート電圧信号 V_{Q_LG} のHレベル期間に相当）は、共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} による共振電流の周期 T_a の半分 $T_a/2$ より大きく一定値に設定され、スイッチ素子 Q_H のオン時間（期間 T_4 で、ゲート電圧信号 V_{Q_HG} のHレベル期間に相当）は、誤差信号に応じて調整され、出力電圧が制御される。

30

【0063】

図5は実施例1のスイッチング電源装置の入力電圧低下前の各部における信号のタイミングチャートであり、従来例の図13に対応する。図6は実施例1のスイッチング電源装置の入力電圧低下後の各部における信号のタイミングチャートであり、従来例の図14に対応する。

【0064】

図14では、入力電圧を低下させると、図4の期間 T_3 に相当する部分が短くなり、さらに入力電圧を低下させると、この期間 T_3 がなくなってしまう。

【0065】

40

これに対して、実施例1の図5、図6では、スイッチ素子 Q_L のオン時間 T_{on} が固定であり、且つ共振リアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} による共振電流の周期 T_a の半分 $T_a/2$ より大きく一定値に設定されているので、入力電圧の条件を変えても、図4に示す期間 T_3 に相当する部分は同じになる。また、入力電圧が低下すると、スイッチ素子 Q_H がオンしている期間が長くなり、1次巻線 L_p に流れる電流が同じになるので、スイッチ素子 Q_L がオンの時に出力に伝達されるエネルギーは同じになる。

【0066】

このように、実施例1のスイッチング電源装置によれば、スイッチ素子 Q_L のオン幅を電流共振コンデンサ C_{ri} と共振リアクトル L_r による共振電流の周期の半分より大きい時間に固定しているため、入出力の変動によって2次側のダイオードRCのオン期間が変

50

わっても、確実に2次側のダイオードRCがオフしてから、即ち、2次側へ伝達される電流共振コンデンサC_{ri}と共振リアクトルL_rとによる共振電流がゼロになってから、スイッチ素子Q_Lをオフできる。

【0067】

このため、電流は共振周波数より早い電流変化がないので、ノイズの発生が少なくなり、半導体部品のストレスも少なくなる。従って、入出力の変動によるノイズの増加が抑えられ、高効率を図ることができる。

【0068】

また、図4に示す期間T₃に相当する部分は、励磁電流を流しているのみであるので、必要以上に長くすると、効率を低下させることになるが、実施例1では、スイッチ素子Q_Lのオン幅が、固定であるので、このオン幅を最適な時間に設定することにより、効率の低下を少なくすることができる。

【0069】

図7はPRC制御でのスイッチ素子Q_Lのデューティ比と出力電圧との関係を示す図である。図8はPWM制御でのスイッチ素子Q_Lのデューティ比と出力電圧との関係を示す図である。

【0070】

図7、図8では、実施例1のPRC制御方式と従来のPWM制御方式とで入力電圧と出力電流を一定とした時の、スイッチ素子Q_Lのデューティ比(スイッチ素子Q_Lのオン時間とスイッチング周期との比)と出力電圧の関係をシュミレーションした一例である。

【0071】

図7に示す実施例1によるPRC制御方式の場合には、デューティ比の変化による出力電圧は、約2V~55Vであり、図8に示す従来のPWM制御方式の場合には、デューティ比の変化による出力電圧は、約2V~27Vである。このため、実施例1によるPRC制御方式におけるデューティ比の変化による出力電圧は、従来のPWM制御方式の約2倍の制御範囲を持つので、制御範囲を広範囲とすることができる。即ち、スイッチ素子Q_Lのオン期間を、共振電流の周期T_aの半分より大きい所定の時間に固定し、スイッチ素子Q_Hのオン幅を調整することで、スイッチング周波数が可変して制御範囲を広くできる。

【0072】

また、スイッチ素子Q_Lとスイッチ素子Q_Hとを直列に接続したハーフブリッジ構成とした場合には、プラス電位(正極電位)側のスイッチ素子Q_Hを駆動させるためには、スイッチ素子Q_Lがオフしたとき、スイッチ素子Q_Lのドレイン-ソース間に印加される電圧より高い電圧をスイッチ素子Q_Hのゲートに印加することにより、スイッチ素子Q_Hをオンすることができる。このため、例えば、図9に示すような駆動回路3aが用いられる。

【0073】

この駆動回路3aは、PRC制御回路2aとスイッチ素子Q_Lのゲートの間に接続されたスイッチS_{W_L}と、PRC制御回路2aに接続されるダイオードD₅₁とコンデンサC₅₁との整流平滑回路と、ダイオードD₅₁とコンデンサC₅₁との接続点とスイッチ素子Q_Hのゲートの間に接続されたスイッチS_{W_H}とを有して構成されている。

【0074】

この駆動回路3aにおいて、スイッチS_{W_L}が閉じると、PRC制御回路2aからの信号によりスイッチ素子Q_Lがオンする。このとき、直流電源1からダイオードD₅₁を介してコンデンサC₅₁が充電される。

【0075】

次に、スイッチS_{W_L}が開き、スイッチS_{W_H}が閉じると、コンデンサC₅₁に充電された電圧がスイッチ素子Q_Hのゲート-ソース間に印加され、スイッチ素子Q_Hがオンする。この駆動回路3aによれば、特別な電源を必要とせずにスイッチ素子Q_Hを駆動できる。

【0076】

10

20

30

40

50

しかし、この駆動回路 3 a では、スイッチ素子 Q_L がオンしたときにコンデンサ C_{51} を確実に充電する必要がある。従来の PWM 制御方式の場合には、入力電圧が低くなると、スイッチ素子 Q_H のオン幅が広がり、スイッチ素子 Q_L のオン幅が狭くなる。

【0077】

また、実施例 1 とは異なり、トランスの 2 次巻線の極性を逆にして、スイッチ素子 Q_H がオンの時に、2 次側にエネルギーを供給する制御方法では、負荷が変動すると、スイッチ素子 Q_L のオン幅を調整して出力を制御するので、軽負荷時にスイッチ素子 Q_L のオン幅が狭くなる。このような制御方法では、スイッチ素子 Q_L のオン幅が狭くなった時に、コンデンサ C_{51} を十分に充電できず、スイッチ素子 Q_H をオンするだけの電圧が確保されない場合がある。

10

【0078】

これに対して、実施例 1 のスイッチング電源装置では、スイッチ素子 Q_L のオン幅は、固定であり、電流共振コンデンサ C_{ri} と共振リアクトル L_r による共振の周期の半分より長いので、どのような条件でもコンデンサ C_{51} を確実に充電することができる。このため、スイッチ素子 Q_H を駆動できなくなることはない。

【0079】

このように、実施例 1 のスイッチング電源装置によれば、スイッチ素子 Q_L が直流電源 1 の正極に接続され、スイッチ素子 Q_H が直流電源 1 の負極に接続され、スイッチ素子 Q_L のオン幅が固定であるので、スイッチ素子 Q_L がオンしている期間中に、スイッチ素子 Q_H の駆動電源を確実に生成できる。このため、直流電源 1 の正極に接続したスイッチ素子 Q_H をオンさせるための駆動電源を別に設ける必要がなくなる。

20

【実施例 2】

【0080】

図 10 は実施例 2 のスイッチング電源装置に設けられた PRC 制御回路の他の一例を示す回路図である。実施例 2 の PRC 制御回路は、1 つのタイミング用のコンデンサを用いて、出力電圧に応じて流れる電流によりコンデンサを充電しコンデンサの充電電圧が第 1 の閾値から第 2 の閾値になる時までの時間によりスイッチ素子 Q_H をオンさせ、コンデンサの電荷を第 1 の閾値まで放電した後、所定の定電流によりコンデンサを充電しコンデンサの充電電圧が第 1 の閾値から第 2 の閾値になる時までの時間によりスイッチ素子 Q_L をオンさせ、スイッチ素子 Q_L のオン期間を固定にし、スイッチ素子 Q_H のオン期間を可変制御することを特徴とする。

30

【0081】

図 10 において、FET Q_{11} のドレイン及び FET Q_{12} のドレインは、電源 V_{cc} に接続され、FET Q_{11} のゲートと FET Q_{12} のゲートと FET Q_{11} のソースとが共通接続され、FET Q_{11} と FET Q_{12} とはカレントミラー回路を構成している。このカレントミラー回路により、コンデンサ C_t を充電し、コンデンサ C_t の電圧をシュミットトリガ回路 BUF_1 に入力するようになっている。

【0082】

FET Q_{11} のソースは、FET Q_{13} のドレインと FET Q_{14} のドレインに接続され、FET Q_{13} のソースは、電流源 CC_1 を介してグランド GND に接続されている。FET Q_{14} のソースは、電流源 CC_2 を介してグランド GND に接続されている。電流源 CC_1 は、フォトカプラ PC_1 の電流（出力電圧検出回路 5 からの誤差信号により決定される電流）に基づく電流を流す可変電流源である。電流源 CC_2 、 CC_3 は、所定の電流を流す定電流源である。

40

【0083】

FET Q_{13} のゲートには、スイッチ素子 Q_H のゲートに出力するためのゲート信号が印加され、FET Q_{14} のゲートには、スイッチ素子 Q_L のゲートに出力するためのゲート信号が印加されるようになっている。このゲート信号により、FET Q_{13} と FET Q_{14} とは、交互にオン/オフし、コンデンサ C_t の充電電流を交互に切り替えるようになっている。

50

【 0 0 8 4 】

F E T Q 1 2 のソースは、ダイオード D 3 のアノードに接続され、ダイオード D 3 のカソードは、コンデンサ C t の一端と F E T Q 1 5 のドレインとシュミットトリガ回路 B U F 1 の入力端に接続されている。コンデンサ C t の他端は、グランド G N D に接続され、F E T Q 1 5 のソースは、電流源 C C 3 を介してグランド G N D に接続されている。

【 0 0 8 5 】

シュミットトリガ回路 B U F 1 は、コンデンサ C t の電圧が第 1 の閾値 V_{t1} から第 1 の閾値 V_{t1} よりも大きい第 2 の閾値 V_{t2} まで L レベルを保持し、コンデンサ C t の電圧が第 2 の閾値 V_{t2} になると H レベルとなり、第 1 の閾値 V_{t1} になるまで H レベルを保持する。

10

【 0 0 8 6 】

シュミットトリガ回路 B U F 1 の出力端と F E T Q 1 5 のゲートとは、フリップフロップ回路 D - F F のクロック端子 C K とノット回路 N O T 1 の入力端とに接続されている。フリップフロップ回路 D - F F の反転出力は端子 D に接続されている。

【 0 0 8 7 】

アンド回路 A N D 1 は、フリップフロップ回路 D - F F の出力 Q とノット回路 N O T 1 の出力との論理積をとり、その論理積出力をスイッチ素子 Q_H のゲート信号として出力する。アンド回路 A N D 2 は、フリップフロップ回路 D - F F の反転出力とノット回路 N O T 1 の出力との論理積をとり、その論理積出力をスイッチ素子 Q_L のゲート信号として出力する。

20

【 0 0 8 8 】

次にこのように構成された実施例 2 の P R C 制御回路の動作を図 1 1 に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。

【 0 0 8 9 】

まず、時刻 t_0 前において、フリップフロップ D - F F の出力 Q が H レベルのときには、アンド回路 A N D 1 の出力、即ち、スイッチ Q_H のゲート信号が H レベルとなり、この H レベルにより F E T Q 1 3 がオンする。このため、電流源 C C 1 と F E T Q 1 1 と F E T Q 1 2 とからなるカレントミラー回路とが動作し、フォトカプラ P C の電流によりコンデンサ C t が充電される。

【 0 0 9 0 】

次に、時刻 t_0 において、コンデンサ C t の電圧が第 2 の閾値 V_{t2} になると、シュミットトリガ回路 B U F 1 の出力は反転して H レベルになる。フリップフロップ D - F F は、シュミットトリガ回路 B U F 1 からの信号により、出力が反転して、出力 Q が L レベルとなり、反転出力が H レベルとなる。アンド回路 A N D 1 の出力は、L レベルとなり、スイッチ素子 Q_H のゲート信号が L レベルとなり、スイッチ素子 Q_H をオフさせる。このとき、F E T Q 1 3 がオフし、コンデンサ C t の充電を停止する。同時に、シュミットトリガ回路 B U F 1 の出力が H レベルになるので、F E T Q 1 5 がオンする。このため、電流源 C C 3 により所定の電流でコンデンサ C t を放電する。このため、時刻 t_0 から、コンデンサ C t の電圧が直線的に低下していく。

30

【 0 0 9 1 】

次に、時刻 t_1 において、第 1 の閾値 V_{t1} に達すると、シュミットトリガ回路 B U F 1 の出力は反転して、L レベルになる。この信号は、ノット回路 N O T 1 を介してアンド回路 A N D 2 に入力されるため、アンド回路 A N D 2 は、H レベルになり、スイッチ素子 Q_L をオンさせる。同時に、F E T Q 1 4 がオンし、電流源 C C 2 と F E T Q 1 1 と F E T Q 1 2 とからなるカレントミラー回路とが動作し、電流源 C C 2 による所定の電流によりコンデンサ C t が充電される。

40

【 0 0 9 2 】

次に、時刻 t_2 において、コンデンサ C t の電圧が第 2 の閾値 V_{t2} になると、シュミットトリガ回路 B U F 1 の出力は反転して H レベルになり、フリップフロップ D - F F の出力が反転し、出力 Q が H レベル、反転出力が L レベルになる。アンド回路 A N D 2 の出

50

力は、Lレベルとなり、スイッチ素子 Q_L をオフさせ、FET Q_{14} をオフし、コンデンサ C_t の充電を停止する。同時に、シュミットトリガ回路 BUF_1 の出力がHレベルとなるため、FET Q_{15} がオンし、電流源 CC_3 により所定の電流によりコンデンサ C_t を放電する。

【0093】

次に、時刻 t_3 において、コンデンサ C_t の電圧が第1の閾値 V_{t1} になると、シュミットトリガ回路 BUF_1 の出力は反転してLレベルになる。この信号はノット回路 NOT_1 を介してアンド回路 AND_1 に入力されるため、アンド回路 AND_1 の出力は、Hレベルになり、スイッチ素子 Q_H をオンさせる。

【0094】

以上の動作を繰り返して、スイッチ素子 Q_L とスイッチ素子 Q_H とを交互にオン/オフさせることができる。

【0095】

このように実施例2のPRC制御回路によれば、1つのタイミング用のコンデンサ C_t を用いて、出力電圧に応じて流れる電流（フォトカプラ PC_1 の電流で、電流源 CC_1 の電流）によりコンデンサ C_t を充電し、コンデンサ C_t の電圧が第1の閾値 V_{t1} から第2の閾値 V_{t2} になる時までの時間（例えば時刻 $t_3 \sim t_4$ の時間）により、スイッチ素子 Q_H をオンさせ、コンデンサの電荷を第1の閾値 V_{t1} まで放電した後（例えば時刻 t_5 ）、所定の定電流（電流源 CC_2 の電流）によりコンデンサ C_t を充電し、コンデンサ C_t の電圧が第1の閾値 V_{t1} から第2の閾値 V_{t2} になる時までの時間（例えば時刻 $t_5 \sim t_6$ の時間）により、スイッチ素子 Q_L をオンさせ、スイッチ素子 Q_L のオン期間を固定にし、スイッチ素子 Q_H のオン期間を可変制御することができる。

【産業上の利用可能性】

【0096】

本発明は、DC-DCコンバータ、AC-DCコンバータ等のスイッチング電源装置に適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0097】

【図1】実施例1のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

【図2】オン幅が固定でオフ幅が可変するパルス信号を生成するPRC制御回路の一例を示す回路図である。

【図3】図2に示すPRC制御回路の各部の動作波形を示すタイミングチャートである。

【図4】実施例1のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図5】実施例1のスイッチング電源装置の入力電圧低下前の各部における信号のタイミングチャートである。

【図6】実施例1のスイッチング電源装置の入力電圧低下後の各部における信号のタイミングチャートである。

【図7】PRC制御でのスイッチ素子 Q_L のデューティ比と出力電圧との関係を示す図である。

【図8】PWM制御でのスイッチ素子 Q_L のデューティ比と出力電圧との関係を示す図である。

【図9】スイッチ素子 Q_L 及びスイッチ素子 Q_H を駆動する駆動回路の一例を示す回路図である。

【図10】実施例2のスイッチング電源装置に設けられたPRC制御回路の他の一例を示す回路図である。

【図11】図10に示すPRC制御回路の各部の動作波形を示すタイミングチャートである。

【図12】従来のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

【図13】従来のスイッチング電源装置の入力電圧低下前の各部における信号のタイミン

10

20

30

40

50

グチャートである。

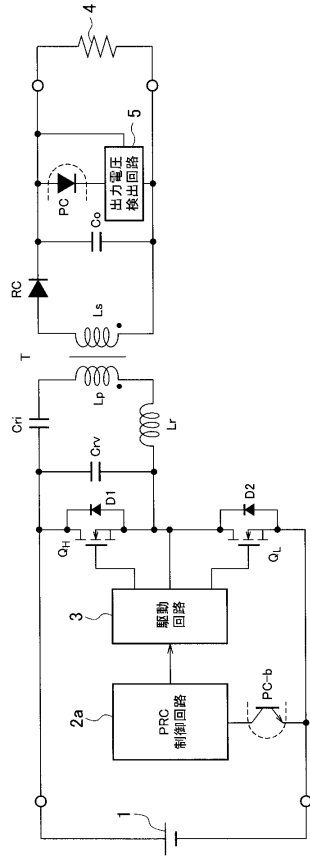
【図14】従来のスイッチング電源装置の入力電圧低下後の各部における信号のタイミングチャートである。

【符号の説明】

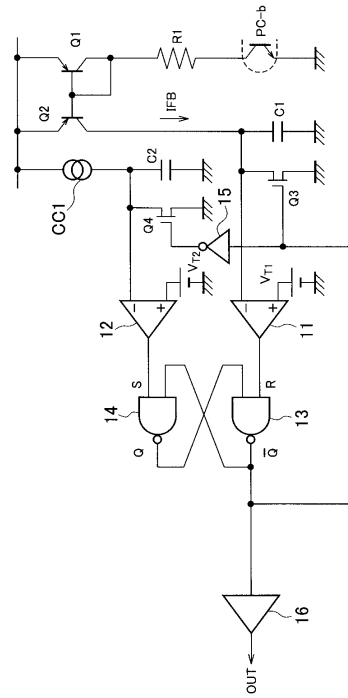
【0098】

1	直流電源	
2	PWM制御回路	
2a	PRC制御回路	
3, 3a	駆動回路	
4	負荷	10
5	出力電圧検出回路	
11, 12	コンパレータ	
13, 14	ナンド回路	
15, NOT1	ノット回路	
16	バッファ	
Q_H, Q_L	スイッチ素子	
C_{ri}	電流共振コンデンサ	
C_{rv}	電圧共振コンデンサ	
L_r	共振リアクトル	
T	トランス	20
L_p	1次巻線	
L_s	2次巻線	
D_1, D_2, D_3, RC	ダイオード	
PC	フォトカプラ	
Q_1, Q_2	トランジスタ	
$Q_3, Q_4, Q_{11} \sim Q_{15}$	FET	
C_1, C_2, C_t	コンデンサ	
R_1	抵抗	
$CC_1 \sim CC_3$	電流源	
AND1, AND2	アンド回路	30
D-FF	フリップフロップ回路	
BUF1	シュミットトリガ回路	

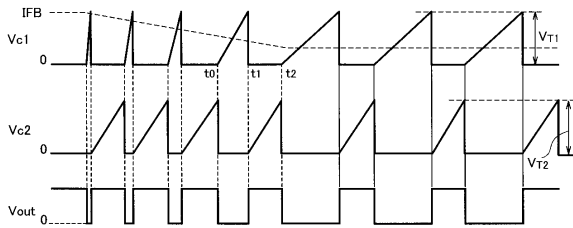
【 図 1 】



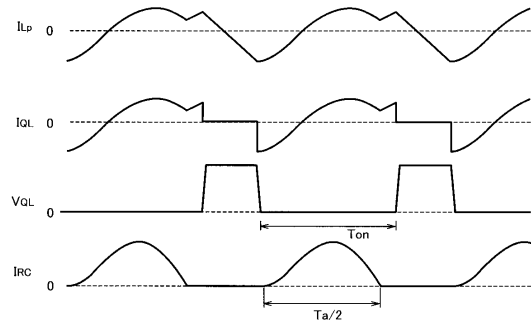
【 図 2 】



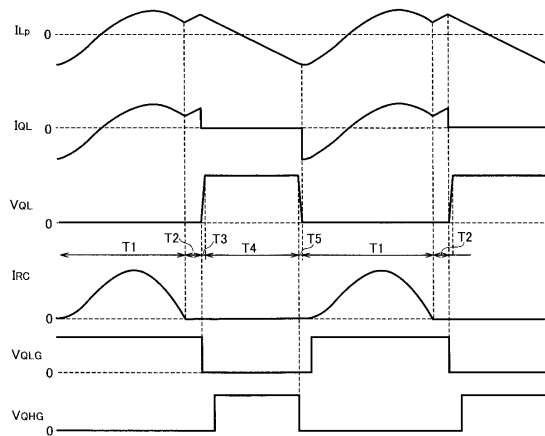
【 図 3 】



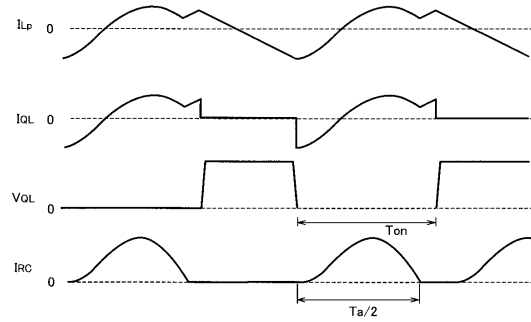
【 図 5 】



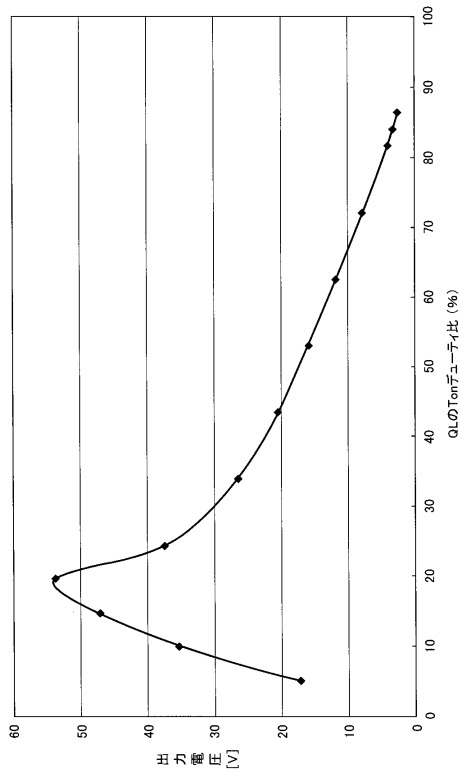
【 図 4 】



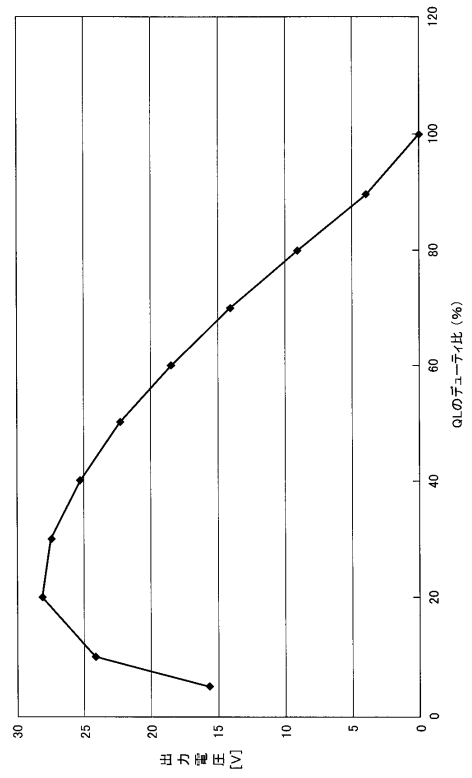
【 図 6 】



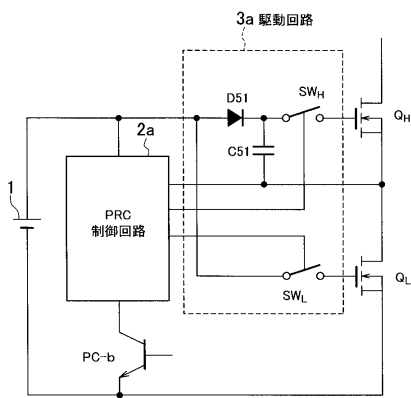
【図7】



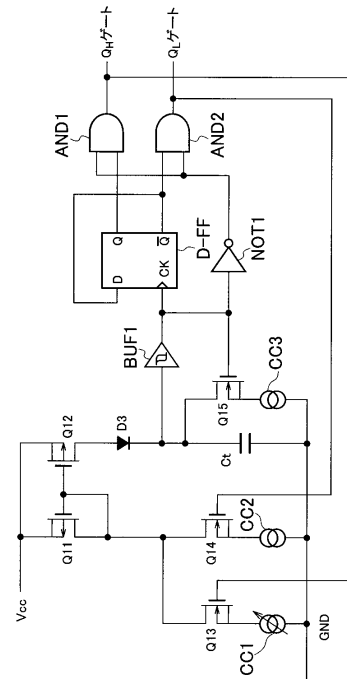
【図8】



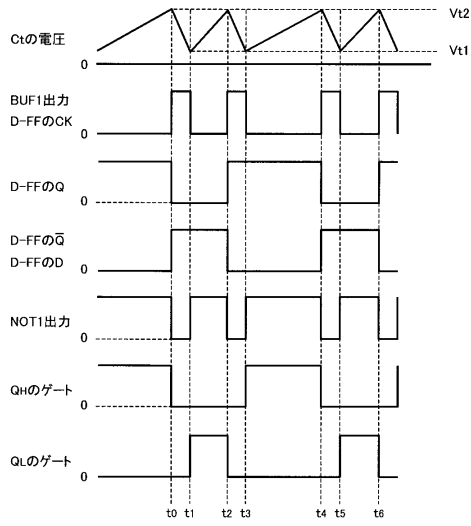
【図9】



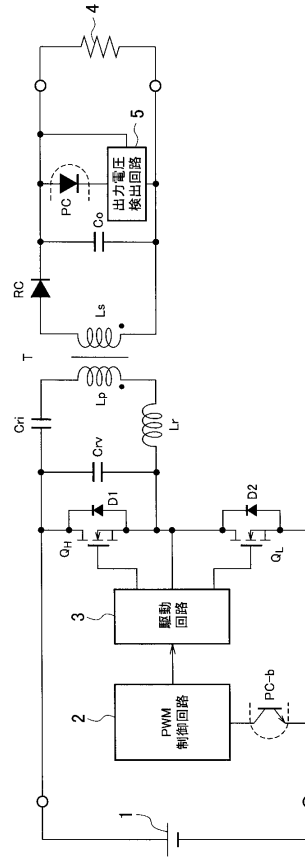
【図10】



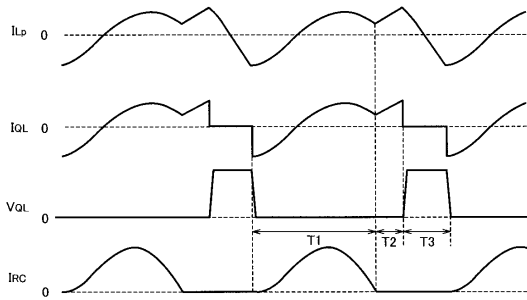
【図 1 1】



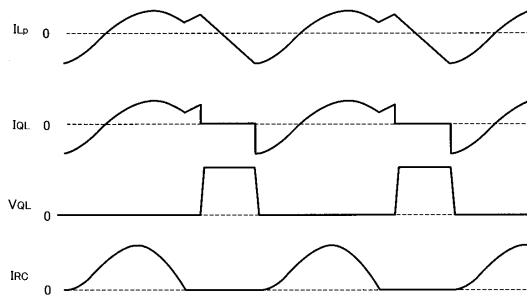
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

- (72)発明者 大坂 昇平
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
- (72)発明者 寺澤 陽一
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
- (72)発明者 京野 羊一
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 塩治 雅也

- (56)参考文献 特開2001-352755(JP,A)
特開平05-328719(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/28