

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

高電圧電源と接続される高電圧側スイッチング回路と、
低電圧電源と接続される低電圧側スイッチング回路と、
前記高電圧側スイッチング回路と前記低電圧側スイッチング回路を磁氣的に接続するトランスと、

前記高電圧側スイッチング回路に電氣的に並列に接続されたコンデンサと、を備え、
前記低電圧側スイッチング回路は、前記コンデンサの電荷を前記トランスを介して前記低電圧電源に放電することを特徴とする D C D C コンバータ。

【請求項 2】

前記低電圧側スイッチング回路は、該低電圧側スイッチング回路に印可される電圧を昇圧させて前記低電圧電源の電圧よりも大きくすることを特徴とする請求項 1 に記載の D C D C コンバータ。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の D C D C コンバータであって、
前記高電圧側スイッチング回路のスイッチング素子の ON 期間のデューティー比を前記コンデンサの電圧の減少とともに増加させ、

前記低電圧側スイッチング回路のスイッチング素子の ON 期間のデューティー比を前記高電圧側スイッチング回路のスイッチング素子の ON 期間のデューティー比に同期させることを特徴とする D C D C コンバータ。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の D C D C コンバータであって、
前記高電圧側スイッチング回路のスイッチング素子の ON 期間のデューティーを前記コンデンサの電圧の減少とともに増加させる第 1 モードと、

前記デューティーが所定値となった場合、前記低電圧側スイッチング回路の電圧が前記低電圧電源の電圧より大きくなるように前記低電圧側スイッチング回路の電圧を昇圧させる第 2 モードと、

を有する D C D C コンバータ。

【請求項 5】

請求項 1 または請求項 2 に記載の D C D C コンバータであって、
前記コンデンサの容量と、前記スイッチの電流容量に合わせて、
前記低電圧電源に出力を行う電流を制御する機能を有する D C D C コンバータ。

【請求項 6】

請求項 1 または請求項 2 に記載の D C D C コンバータであって、
前記トランスと前記低電圧側スイッチング回路と、リアクトルがセンタタップ回路を構成し、前記リアクトルを短絡するスイッチと直列にダイオードを備えた D C D C コンバータ。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、D C D C コンバータに関する。

【背景技術】**【0002】**

D C D C コンバータは、運転停止時等に、高電圧入力側に接続された高電圧バッテリーから切り離される。このとき、D C D C コンバータは、高電圧入力側のコンデンサに充電された電圧を、抵抗を使用して安全電圧まで放電している。

【先行技術文献】**【特許文献】****【0003】**

【特許文献 1】特開2015-139358号公報

10

20

30

40

50

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、抵抗による放電は、電力を熱として無駄に消費するものである。

本発明は、上記の点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、高電圧入力側のコンデンサに残存するエネルギーを、低電圧バッテリーに回収して電力の浪費を防ぐことができるDCDCコンバータを提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0005】

上記課題を解決する本発明のDCDCコンバータは、高電圧電源と接続される高電圧側スイッチング回路と、低電圧電源と接続される低電圧側スイッチング回路と、前記高電圧側スイッチング回路と前記低電圧側スイッチング回路を磁氣的に接続するトランスと、前記高電圧側スイッチング回路に電氣的に並列に接続されたコンデンサとを備え、前記低電圧側スイッチング回路は、前記コンデンサの電荷を前記トランスを介して前記低電圧電源に放電することを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0006】

本発明によれば、高電圧バッテリーから切り離れたときに高電圧入力側のコンデンサに残存するエネルギーを、低電圧バッテリーに回収して電力の浪費を防ぐことができる。なお、上記した以外の課題、構成及び効果は、以下の実施形態の説明により明らかにされる。

20

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】実施例1におけるDCDCコンバータと周辺機器の構成を説明する図。

【図2】実施例1におけるDCDCコンバータの動作状態と高電圧側コンデンサの電圧の変化を示すタイミング図。

【図3】実施例2におけるDCDCコンバータの動作状態と高電圧側コンデンサの電圧の変化を示すタイミング図。

【図4】高電圧側スイッチング回路及び低電圧側スイッチング回路の各MOSFETの動作状態を示すタイミングチャート。

【図5】DCDCコンバータの回路動作状態を示す図。

30

【図6】実施例3におけるDCDCコンバータと周辺機器の構成を説明する図。

【図7】実施例4におけるDCDCコンバータと周辺機器の構成を説明する図。

【発明を実施するための形態】

【0008】

次に、本発明の対象となるDCDCコンバータとその周辺構成および動作概要について図面を用いて説明する。

【0009】

[実施例1]

図1は、実施例1におけるDCDCコンバータとその周辺の構成を説明する図である。

DCDCコンバータ102は、入力側に高電圧バッテリー100が接続され、出力側に低電圧バッテリー104と低電圧側負荷105が接続されている。DCDCコンバータ102は、高電圧バッテリー100から供給された高電圧を低電圧に変換し、低電圧バッテリー104や低電圧側負荷105に電力を供給する。

40

【0010】

低電圧バッテリー104は、電力貯蔵媒体であり、DCDCコンバータ102から電力の供給を受け、低電圧側負荷105へ電力を供給する。低電圧側負荷105は、DCDCコンバータ102や、低電圧バッテリー104より電力の供給を受けて動作する負荷装置である。

【0011】

高電圧バッテリー100は、電力貯蔵媒体であり、DCDCコンバータ102の電力源と

50

なる。高電圧バッテリー100とDCDCコンバータ102は、車両ECU103によって制御される。車両ECU103は、電動車両の動作を制御するユニットであり、高電圧リレー101とDCDCコンバータ102に動作指令を送る。高電圧リレー101は、高電圧バッテリー100とDCDCコンバータ102との間に配置されており、車両ECU103からの制御信号に基づいて高電圧バッテリー100とDCDCコンバータ102との間の電力の流れを遮断する。

【0012】

DCDCコンバータ102は、DCDC制御装置106と、高電圧側スイッチング回路107と、低電圧側スイッチング回路108を有している。DCDC制御装置106は、車載ECU103から指令を受け、高電圧側スイッチング回路107と、低電圧側スイッチング回路108に駆動信号を与えて、DCDCコンバータ102の出力を制御する。

10

【0013】

高電圧側スイッチング回路107は、Leg1とLeg2を有している。Leg1は、MOSFET_Q1とMOSFET_Q2で構成され、MOSFET_Q1とMOSFET_Q2のON・OFF状態は反転した関係になる。同様にLeg2は、MOSFET_Q3とMOSFET_Q4で構成され、MOSFET_Q3とMOSFET_Q4のON・OFF状態は反転した関係になる。

【0014】

Leg1に対するLeg2の位相を制御し、出力電圧Voutの制御を行う。具体的には、位相を制御することにより、MOSFET_Q1とMOSFET_Q3、MOSFET_Q2とMOSFET_Q4が同時にONとなる期間を長くすることで出力を上げ、短くすることで出力を下げる。DCDC制御装置106より、スイッチング素子であるMOSFET_Q1～Q4に与えられるON・OFF駆動信号は全て固定周波数でON+OFFに対するONの比率が約50%である。

20

【0015】

高電圧側スイッチング回路107よりも高電圧側には、放電回路109と、高電圧側コンデンサC1が配置されている。放電回路109は、高電圧側コンデンサC1の電圧を放電する回路であり、抵抗R1とリレーRL1から構成される。高電圧側コンデンサC1は、DCDCコンバータ102内の高電圧入力側に配置され、電圧変動を抑制する。

【0016】

高電圧側スイッチング回路107と低電圧側スイッチング回路108との間には、リアクトルL1と絶縁トランスT1が配置されている。リアクトルL1は、共振リアクトルで高電圧側スイッチング回路107のQ1～Q4がスイッチングする際、共振電流を流し、スイッチング時の損失を低減する。絶縁トランスT1は、入力された一次側の電圧を絶縁した電圧に変換し、二次側に出力する。

30

【0017】

低電圧側スイッチング回路108よりも低電圧側には、リアクトルL2と、スイッチ110と、低電圧側コンデンサC2が配置されている。リアクトルL2と低電圧側コンデンサC2は、低電圧側スイッチング回路108が出力する、整流された矩形波電圧の平滑を行う。スイッチ110は、リアクトルL2を短絡するスイッチであり、半導体スイッチもしくは、リレーのような機械的スイッチである。

40

【0018】

電圧検出器VT1は、高電圧側スイッチング回路107よりも高電圧側に配置され、電圧検出器VT2と電流検出器CT1は、低電圧側スイッチング回路108よりも低電圧側に配置されている。電圧検出器VT1は、DCDCコンバータ102の入力電圧の検出を行う。電圧検出器VT2は、DCDCコンバータ102の出力電圧の検出を行う。電流検出器CT1は、DCDCコンバータ102の出力電流の検出を行う。

【0019】

DCDC制御装置106は、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET_Q1～Q4をスイッチングし、高電圧バッテリー100から供給された電圧を交流矩形波電圧に変

50

換し、共振リアクトル L 1 と絶縁トランス T 1 の一次側に出力させる。そして、絶縁トランス T 1 の二次側から交流矩形波電圧を受電させ、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の MOSFET __ Q 5 ~ Q 8 をスイッチングし、低損失に交流矩形波電圧の整流を行う。

【 0 0 2 0 】

ダイオード D 5 ~ D 8 と比較して、MOSFET __ Q 5 ~ Q 8 の導通損失は小さいため、ダイオード D 5 ~ D 8 に電流が流れるタイミングで MOSFET __ Q 5 ~ Q 8 を ON することで導通損失を低減している。具体的には、MOSFET __ Q 1 と MOSFET __ Q 3 が同時に ON する期間は MOSFET __ Q 5 と MOSFET __ Q 7 を ON し、MOSFET __ Q 2 と MOSFET __ Q 4 が同時に ON する期間は MOSFET __ Q 6 と MOSFET __ Q 8 を ON し、交流矩形波電圧の整流を行う。低電圧側スイッチング回路 1 0 8 から出力された、整流された矩形波電圧はリアクトル L 2 とコンデンサ C 2 にて直流平滑化され、低電圧バッテリー 1 0 4 と低電圧側負荷 1 0 5 に電力供給される。

10

【 0 0 2 1 】

DCDCコンバータ 1 0 2 が運転を停止する際は、まず、車両 ECU 1 0 3 から DCDCコンバータ 1 0 2 へ運転停止指令が送られ、高電圧側スイッチング回路 1 0 7 の MOSFET __ Q 1 ~ Q 4 及び低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の MOSFET __ Q 5 ~ Q 8 のスイッチングを停止する。そして、車両 ECU 1 0 3 からリレー遮断指令が送られ、高電圧リレー 1 0 1 が OFF 状態とされる。

【 0 0 2 2 】

DCDCコンバータ 1 0 2 の高電圧側スイッチング回路 1 0 7 の MOSFET __ Q 1 ~ Q 4 及び低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の MOSFET __ Q 5 ~ Q 8 は、高電圧リレー 1 0 1 が OFF 状態とされる前にスイッチングを停止しているため、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧は放電されず、高電圧バッテリー 1 0 0 と同等の電圧に維持される。

20

【 0 0 2 3 】

高電圧側コンデンサ C 1 が高電圧を維持することは、保守員が保守作業時に高電圧側コンデンサ C 1 に接触し感電する等、安全面で問題がある。よって、高電圧側コンデンサ C 1 の電荷を放電して電圧を安全電圧まで低下させる必要がある。

【 0 0 2 4 】

従来の高電圧側コンデンサ C 1 の電圧を放電する方法として、放電回路 1 0 9 のリレー RL 1 を ON 状態にして、高電圧側コンデンサ C 1 に対して抵抗 R 1 を並列に接続した状態としていた。したがって、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧は、抵抗 R 1 による電力消費により放電されていた。しかし、抵抗での電力消費による放電は、電力を熱として無駄に消費するという課題があった。

30

【 0 0 2 5 】

本実施例の DCDCコンバータ 1 0 2 は、上記課題に鑑みてなされたものであり、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧を、高電圧側スイッチング回路 1 0 7 で交流矩形波電圧に変換し、絶縁トランス T 1 で絶縁を行い、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 で整流を行い、リアクトル L 2、コンデンサ C 2 で平滑を行うことで低電圧に変換し、低電圧バッテリー 1 0 4 に電力を供給することで、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧の放電を行う、つまり、高電圧側コンデンサ C 1 に残存するエネルギーを低電圧バッテリー 1 0 4 で回収することで電力の浪費を防いでいる。

40

【 0 0 2 6 】

次に、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧を低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給する方法について説明する。

図 2 は、実施例 1 における DCDCコンバータの動作状態と高電圧側コンデンサの電圧の変化を示すタイミング図である。図 2 の縦軸の一番上のチャートは、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧 V_{IN} の変化を示すものである。図 2 に示す比率 D_H は、高電圧側スイッチング回路 1 0 7 の MOSFET __ Q 1 ~ Q 4 がスイッチングする周期に対して Q 1 と Q 3 および Q 2 と Q 4 が同時に ON する期間の比率であり、比率 D_L は、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の MOSFET __ Q 5 ~ Q 8 がスイッチングする周期に対する Q 5 と Q 7 お

50

よび Q 6 と Q 8 が同時に ON する期間の比率である。高電圧リレー駆動信号 SIG_{HVRLY} は、車両 ECU 103 により高電圧リレー 101 を駆動する信号であり、出力電圧 V_{OUT} は、DCDC コンバータ 102 の出力電圧、電圧 V_{LVB} は、低電圧バッテリー 104 の電圧である。

【0027】

図 2 の期間 1 では、高電圧バッテリー 100 の電圧を、高電圧側スイッチング回路 107 で交流矩形波電圧に変換し、絶縁トランス T 1 で絶縁を行い、低電圧側スイッチング回路 108 で整流を行い、リアクトル L 2、コンデンサ C 2 で平滑を行うことで低電圧に変換を行い、低電圧バッテリー 104 に電力を供給している。そして、A 点で DCDC コンバータ 102 に対して車両 ECU 103 から運転停止指令が送られると、これを受けた DCDC コンバータ 102 は、高電圧側スイッチング回路 107 と低電圧側スイッチング回路 108 に対する駆動信号の出力を停止する。期間 2 では、高電圧側スイッチング回路 107 及び、低電圧側スイッチング回路 108 は、スイッチングを停止しているが、高電圧リレー 101 は ON 状態となっている。

【0028】

次に、B 点にて、車両 ECU 103 からのリレー遮断指令により高電圧リレー 101 は OFF 状態となる。したがって、期間 3 では、高電圧側コンデンサ C 1 は放電されず、概ね高電圧バッテリー 100 の電圧を維持している。

【0029】

そして、C 点にて、高電圧側スイッチング回路 107、低電圧側スイッチング回路 108 のスイッチングが開始される。期間 4 では、スイッチングにより、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧が高電圧側スイッチング回路 107 で交流矩形波電圧に変換される。そして、絶縁トランス T 1 で絶縁を行い、低電圧側スイッチング回路 108 で整流を行い、リアクトル L 2、低電圧側コンデンサ C 2 で平滑を行うことで低電圧に変換される。そして、低電圧バッテリー 104 に電力の供給を行うことで高電圧側コンデンサ C 1 の電圧の放電を行う。

【0030】

高電圧側コンデンサ C 1 の電圧は、低電圧バッテリー 104 に電力供給を行うことで低下する。高電圧側コンデンサ C 1 の電圧低下に対して、低電圧バッテリー 104 への電力供給を継続するためには、DCDC コンバータ 102 の出力電圧 V_{OUT} を低電圧側バッテリー 104 へ電力を供給可能な高い電圧に維持する必要がある。すなわち、DCDC コンバータ 102 が低電圧バッテリー 104 に電力を供給するためには、DCDC コンバータ 102 の出力電圧 V_{OUT} を、低電圧バッテリー 104 に電力を供給できる電圧、つまり低電圧バッテリー 104 の電圧 V_{LVB} より高い値に制御する必要がある。

【0031】

高電圧側コンデンサ C 1 の電圧 V_{IN} と、高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET $Q_1 \sim Q_4$ がスイッチングする周期に対して Q_1 と Q_3 および Q_2 と Q_4 が同時に ON する期間の比率 D_H (デューティ比) と、絶縁トランス T 1 の一次側と二次側の巻き数比 N と、DCDC コンバータの出力電圧 V_{OUT} には以下 (1) 式の関係がある。

【0032】

【数 1】

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot N \cdot D_H \dots (1)$$

【0033】

高電圧側コンデンサ C 1 の電圧 V_{IN} の放電による低下 (減少) に伴い、高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET $Q_1 \sim Q_4$ がスイッチングする周期に対して Q_1 と Q_3 が同時に ON する期間の比率 D_H を大きくし (増加させ)、出力電圧 V_{OUT} を低電圧バッテリー 104 に電力供給可能な電圧に制御を行う。また、低電圧側スイッチング回路 108 の MOSFET $Q_5 \sim Q_8$ がスイッチングする周期に対する Q_5 と Q_7 が同時に ON する期間の比率 D_L は、低電圧側スイッチング回路 108 の導通損失低減のため比率

D_H に同期させる。

【0034】

つまり、絶縁トランス T1 の巻き数比 N が固定であるのに対して高電圧側コンデンサ C1 の電圧 V_{IN} が低下するが、(1) 式より V_{out} を一定に保つために、高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET __ Q1 ~ Q4 がスイッチングする周期に対する Q1 と Q3 および Q2 と Q4 が同時に ON する期間の比率 D_H を電圧 V_{in} の低下 (減少) に伴い大きくして (増加させて)、出力電圧 V_{out} を低電圧バッテリー 104 に電力供給可能な電圧に制御している (第 1 モード)。

【0035】

このとき、低電圧側スイッチング回路 108 の ON 期間は、高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET __ Q1 ~ Q4 がスイッチングする周期に対する Q1 と Q3 および Q2 と Q4 が同時に ON する期間の比率 D_H と同期させることで、低電圧側スイッチング回路 108 の導通損失を低減し、より多くの電力を低電圧バッテリー 104 に回収することができる。

【0036】

なお、D 点にて、高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET __ Q1 ~ Q4 がスイッチングする周期に対して Q1 と Q3 が同時に ON する期間の比率 D_H は最大値で飽和する。したがって、期間 5 では、低電圧側スイッチング回路 108 の MOSFET __ Q5 ~ Q8 がスイッチングする周期に対する Q5 と Q7 が同時に ON する期間の比率 D_L も同様に最大値で飽和しており、出力電圧 V_{out} を低電圧バッテリー 104 に電力を供給可能な高い電圧に制御することができず、高電圧側コンデンサ C1 の電圧の低下が進まない状態となる。かかる状態で、例えば放電回路 109 のリレー RL1 を接続して、抵抗 R1 による電力消費により高電圧側コンデンサ C1 の電圧 V_{IN} を安全電圧まで低下させることもできる。

【0037】

[実施例 2]

次に、本発明の実施例 2 について図 3 から図 5 を用いて説明する。

本実施例において特徴的なことは、期間 5 のあとに、低電圧側スイッチング回路 108 を、昇圧型コンバータとして動作する第 2 モードに切り替えて、高電圧側コンデンサ C1 の電圧 V_{IN} を安全電圧まで放電させることである。

【0038】

実施例 1 の期間 4 では、高電圧側コンデンサ C1 の電圧低下に伴い比率 D_H を大きくしていくが、比率 D_H が最大値の D 点に達すると、(1) 式より絶縁トランス T1 の巻き数比 N と高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET __ Q1 ~ Q4 がスイッチングする周期に対する Q1 と Q3 および Q2 と Q4 が同時に ON する期間の比率 D_H が最大で飽和して固定値になる。したがって、期間 5 では、高電圧側コンデンサ C1 の電圧 V_{IN} の低下に比例して DCDC コンバータ 102 の出力電圧 V_{out} は低下し、低電圧バッテリー 104 に対して電力供給が可能な高い電圧に制御することができず、高電圧側コンデンサ C1 の電圧を放電することができない状態となる。

【0039】

本実施例では、高電圧スイッチング回路 107 の MOSFET __ Q1 ~ Q4 のスイッチング周期に対する Q1 と Q3 および Q2 と Q4 が同時に ON する期間の比率 D_H が最大値に達した状態から、さらに DCDC コンバータ 102 の出力電圧 V_{out} を低電圧バッテリー 104 に電力を供給可能な高い電圧に制御するために、DCDC コンバータ 102 を昇圧型コンバータとして動作させる制御を行う。

【0040】

図 3 は、実施例 2 における DCDC コンバータの動作状態と高電圧側コンデンサの電圧の変化を示すタイミング図である。

【0041】

実施例 1 では、D 点にて高電圧側スイッチング回路 107 の MOSFET __ Q1 ~ Q4

10

20

30

40

50

がスイッチングする周期に対してQ 1とQ 3およびQ 2とQ 4が同時にONする期間の比率 D_H が最大で飽和すると、期間5ではDCDCコンバータ102は出力電圧 V_{out} を、低電圧バッテリー104に対して電力供給が可能な高い電圧に制御を行うことができず、高電圧側コンデンサC 1の電圧の放電を行うことができない状態となる。

【0042】

本実施例では、期間5において、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q 1～Q 4がスイッチングする周期に対してQ 1とQ 3およびQ 2とQ 4が同時にONする期間の比率 D_H の飽和と、高電圧側コンデンサC 1の電圧の低下率の低下を検知すると(図3のE点)、低電圧側スイッチング回路108が高電圧側スイッチング回路107に同期していた第1モードから、低電圧側スイッチング回路108が昇圧型コンバータとして動作する第2モードに切り替える。

10

【0043】

期間6の第2モードでは、昇圧型コンバータとしては不要となるリアクトルL 2を、スイッチ110をONすることで短絡させ、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q 1～Q 4は、スイッチングする周期に対するQ 1とQ 3およびQ 2とQ 4が同時にONする期間の比率 D_H を最大値で固定し、低電圧側スイッチング回路108を昇圧コンバータとして動作させる。これにより、出力電圧 V_{out} を低電圧バッテリー104に電力を供給可能な高い電圧に制御し、高電圧側コンデンサC 1の電圧の放電を行う。

【0044】

次に、第2モードについて詳細に説明する。

20

まずは、図1を用いて第2モードの回路方式の説明を行う。第2モードでは、DCDCコンバータ102を昇圧型コンバータとして動作させるために、リアクトルL 1を昇圧用リアクトルとして使用し、MOSFET__Q 6, Q 7を昇圧用スイッチング素子として使用する。そして、ダイオードD 5～D 8を昇圧用整流素子として使用し、コンデンサC 2を平滑コンデンサとして使用する。低電圧側スイッチング回路108は、低電圧側スイッチング回路108に印可される電圧を昇圧させて低電圧バッテリー104の電圧よりも大きくする。

【0045】

一方、リアクトルL 2は、第1モードでは、降圧型コンバータの平滑リアクトルとして使用していたが、昇圧型コンバータとして動作させるときには、低電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q 5～Q 8を過電圧にて破損させる可能性があるため、スイッチ110を使用して、短絡状態とする。過電圧になる原因は、リアクトルL 2を流れる電流は、MOSFET__Q 6, Q 7が昇圧動作としてON、OFFする際、ONしている期間にリアクトル電流を流す経路が無くなり、電流が連続にならず電流変化が急峻となるからである。

30

【0046】

リアクトルL 2のL値は固定値であるため、(2)式よりリアクトルL 2の電流変化率が大きくなると電圧 V_L は大きくなり過電圧の原因となる。

【0047】

【数2】

40

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad \dots(2)$$

【0048】

本実施例におけるMOSFET__Q 1～Q 8の動作について図4、図5を用いて説明を行う。

【0049】

図4(a)は、比率 D_H にて出力電圧の制御を行い、低電圧側スイッチング回路108のMOSFET__Q 5～Q 8が整流動作時の導通損失を低減するために、高電圧側スイッチング回路107のQ 1～Q 4に同期した第1モードにおいて、比率 D_H が最大の状態の

50

Q 1 ~ Q 8 の駆動信号を示している。

【 0 0 5 0 】

図 4 (a) に示す期間 1 では、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O N し、Q 2、Q 4 が O F F し、リアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に正の電圧を出力する。このとき、M O S F E T __ Q 5、Q 7 を O N し、Q 6、Q 8 を O F F し、整流を行い、低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給を行う。

【 0 0 5 1 】

そして、期間 2 では、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O F F し、Q 2、Q 4 が O N し、リアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に負の電圧を出力する。このとき、M O S F E T __ Q 5、Q 7 を O F F し、Q 6、Q 8 を O N し、整流を行い、低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給を行う。

10

【 0 0 5 2 】

図 4 (b) は、比率 D_H が最大かつ、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の M O S F E T __ Q 5 ~ Q 8 が昇圧動作を行っている第 2 モードの Q 1 ~ Q 8 の駆動信号を示している。

【 0 0 5 3 】

期間 1 では、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O N し、Q 2、Q 4 が O F F し、リアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に正の電圧を出力する。このとき、M O S F E T __ Q 6 を O N し、Q 5、Q 7、Q 8 を O F F することで絶縁トランス T 1 の二次側出力を短絡し、リアクトル L 1 に電力を蓄積する。そして、期間 2 では、期間 1 の状態から M O S F E T __ Q 6 を O F F し、期間 1 にてリアクトル L 1 にて蓄積した電力をダイオード D 5、D 7 で整流を行い、低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給を行う。

20

【 0 0 5 4 】

次いで、期間 3 では、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O F F し、Q 2、Q 4 が O N し、リアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に負の電圧を出力する。このとき、M O S F E T __ Q 7 を O N し、Q 5、Q 6、Q 8 を O F F することで絶縁トランス T 1 の二次側出力を短絡し、リアクトル L 1 に電力を蓄積する。そして、期間 4 では、期間 3 の状態から M O S F E T __ Q 7 を O F F し、期間 3 にてリアクトル L 1 にて蓄積した電力をダイオード D 6、D 8 で整流を行い低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給を行う。

30

【 0 0 5 5 】

図 5 (a) は、D C D C コンバータ 1 0 2 が比率 D_H にて出力電圧の制御を行い、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の M O S F E T __ Q 5 ~ Q 8 が高電圧側スイッチング回路 1 0 7 の Q 1 ~ Q 4 に同期した第 1 モードの回路動作を示している。

【 0 0 5 6 】

図 5 (a) は、図 4 (a) の期間 1 の回路動作に相当し、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O N し、Q 2、Q 4 が O F F しリアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に正の電圧を出力する。このとき、M O S F E T __ Q 5、Q 7 を O N し、Q 6、Q 8 を O F F し整流を行い、低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給を行う。

【 0 0 5 7 】

40

図 5 (b)、(c) は、比率 D_H が最大かつ、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の M O S F E T __ Q 5 ~ Q 8 が昇圧動作を行っている第 2 モードの回路動作を示している。図 5 (b) は、図 4 (b) の期間 1 の回路動作に相当し、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O N し、Q 2、Q 4 が O F F しリアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に正の電圧を出力する。このとき、M O S F E T __ Q 6 を O N し、Q 5、Q 7、Q 8 を O F F することで絶縁トランス T 1 の二次側出力を短絡し、リアクトル L 1 に電力を蓄積する。

【 0 0 5 8 】

図 5 (c) は、図 4 (b) の期間 2 の回路動作に相当し、M O S F E T __ Q 1、Q 3 が O N し、Q 2、Q 4 が O F F しリアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁ト

50

ランス T 1 の二次側に正の電圧を出力する。このとき、M O S F E T _ Q 6 を O N 状態から O F F にし、リアクトル L 1 に蓄積した電力をダイオード D 5、D 7 で整流を行い低電圧バッテリー 1 0 4 に電力供給を行う。

【 0 0 5 9 】

まずは、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 が高電圧側スイッチング回路 1 0 7 に同期した同期整流動作を行う第 1 モードを図 4 (a)、図 5 (a) を用いて説明する。

【 0 0 6 0 】

図 4 (a) は、M O S F E T _ Q 1 と Q 3、Q 2 と Q 4 の位相差が無く、出力を最大にしている状態である。また、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の M O S F E T _ Q 5 ~ Q 8 は、Q 1 と Q 3 が同時に O N する期間は Q 5 と Q 7 を O N し、Q 2 と Q 4 が同時に O N する期間は Q 6 と Q 8 を O N し、ダイオード D 5 ~ D 8 を使用した整流に対して導通損失を低減している。

10

【 0 0 6 1 】

図 5 (a) は図 4 (a) の期間 1 の回路動作を示している。高電圧側スイッチング回路 1 0 7 の M O S F E T _ Q 1 と Q 3 が同時に O N し、リアクトル L 1、絶縁トランス T 1 に電流を流し、絶縁トランス T 1 の二次側に正の電圧を出力し、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 の M O S F E T _ Q 5、Q 7 は同時に O N し、低損失での整流を行い低電圧バッテリー 1 0 4 に出力を行う。図 4 (a) の期間 2 は、期間 1 が絶縁トランス T 1 に印加される電圧が正に対して、絶縁トランス T 1 に印加される電圧が負になる対称動作であるため回路動作の説明は省略する。

20

【 0 0 6 2 】

次に、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 が昇圧型コンバータとして動作を行う第 2 モードを図 4 (b)、図 5 (b)、図 5 (c) を用いて説明する。

【 0 0 6 3 】

高電圧側スイッチング回路 1 0 7 は、第 1 モードの M O S F E T _ Q 1 と Q 3、Q 2 と Q 4 の位相差が無く、出力を最大にしている状態で固定とする。図 4 (b) の期間 1 にて M O S F E T _ Q 1、Q 3 が O N で絶縁トランス T 1 の一次側、二次側ともに正の電圧が印加されているときに、M O S F E T _ Q 6 を O N することで図 5 (b) に示す通り Q 6 と D 7 により絶縁トランス T 1 の二次側を短絡状態とする。この短絡によりリアクトル L 1 に電力を蓄積する。

30

【 0 0 6 4 】

次に、図 4 (b) の期間 2 にて、M O S F E T _ Q 1、Q 3 を O N にしたまま、Q 6 を O F F にする。このとき、図 5 (c) に示す通り、リアクトル L 1 に蓄積されたエネルギーが放出され、ダイオード D 5、スイッチ 1 1 0、コンデンサ C 2、ダイオード D 7 の経路で電流を流し、出力電圧 V_{out} の昇圧を行う。昇圧率を上げるためには、M O S F E T _ Q 1、Q 3 が O N しているときの M O S F E T _ Q 6 の O N 期間を長くすればよい。つまり、図 4 (b) の期間 1 を長くし期間 2 を短くする。昇圧率を下げるときは、Q 6 の O N 期間を短くすればよい。図 4 (b) の期間 3、期間 4 は、期間 1、期間 2 が絶縁トランス T 1 に印加される電圧が正に対して、絶縁トランス T 1 に印加される電圧が負になる対称動作であるため回路動作の説明は省略する。

40

【 0 0 6 5 】

なお、低電圧側スイッチング回路 1 0 8 を昇圧型コンバータとして動作させる第 2 モードでも、ダイオード D 5 ~ D 8 が導通する期間に Q 5 ~ Q 8 を O N することで同期整流を行い、導通損失を低減し、より多くの電力を低電圧バッテリー 1 0 4 に回収することも可能である。本実施例によれば、電力を熱として無駄に消費することなく、高電圧側コンデンサ C 1 の電圧 V_{in} を安全電圧まで放電させることができる。

【 0 0 6 6 】

[実施例 3]

次に、本発明の実施例 3 について図 6 を用いて説明する。

高電圧側コンデンサ C 1 の電圧の放電には、下記 (3) 式の関係がある。高電圧側コン

50

デンサC1の容量がCに対して、高電圧側コンデンサC1の電圧を $V_{IN(A)}$ から $V_{IN(B)}$ まで放電し低下させるためには、DCDCコンバータ102を高電圧側コンデンサC1の電圧と低電圧バッテリー104の電圧条件に合わせて、第1モード、および第2モードを選択して動作させ、出力電力 W_{OUT} でt秒間低電圧バッテリー104に電力供給を行う必要がある。

【0067】

出力電力 W_{OUT} は、低電圧バッテリー104の電圧と、低電圧バッテリー104に出力する電流の積である。DCDCコンバータ102は、電圧源である低電圧バッテリー104に対して出力する電流を制御することで、高電圧側コンデンサC1の電圧が $V_{IN(A)}$ から $V_{IN(B)}$ に低下する放電時間tの制御を行うことができる。

10

【0068】

【数3】

$$\frac{1}{2}C \cdot (V_{IN(A)} - V_{IN(B)})^2 = W_{OUT} \cdot t \quad \dots(3)$$

【0069】

DCDCコンバータ102に要求される放電時間tが長い場合は、出力電流を小さい値に制御し、出力電力 W_{OUT} を小さくすることで、放電時間tを長くすればよい。このとき、出力電流を小さくすることでスイッチ110に流れる電流が小さくなるため、スイッチ110の小型化と低コスト化を行う事ができる。

20

【0070】

一方、図6に示すように、高電圧バッテリー600、高電圧リレー601に対して、DCDCコンバータ602と並列にインバータ603、車載充電器604が接続されるシステムでは、DCDCコンバータ602が高電圧コンデンサC602を有するのと同様に、インバータ603は高電圧コンデンサC603を有し、車載充電器604は高電圧コンデンサC604を有する。

【0071】

従来は、DCDCコンバータ602、インバータ603、車載充電器604はそれぞれ高電圧コンデンサC602、C603、C604の放電回路を有する。これに対して本実施例では、DCDCコンバータ602にて、DCDCコンバータ602の高電圧コンデンサC602のみならず、インバータ603、車載充電器604の高電圧コンデンサC603、C604の放電を行う。

30

【0072】

高電圧コンデンサC602、C603、C604の容量の総和、要求される放電時間t、低下させるべき電圧 $V_{IN(A)} - V_{IN(B)}$ を満足できるように、低電圧バッテリー605に出力する電流の制御を行う。

【0073】

電流の制御は、以下のように行う。

上記(3)式より、コンデンサ容量と、低下させるべき電圧高電圧側コンデンサの電圧 $V_{IN(A)} - V_{IN(B)}$ の放電時間tより、出力電流指令 I_o を求める。

40

【0074】

次に、図1の電流検出器CT1より出力電流 I_o を検出し、出力電流指令 I_o と出力電流 I_o の偏差が無くなるように、比例積分演算を行い、指令値Dを求める。

【0075】

指令値Dを用いて、DCDCコンバータが第1モードで動作するとき、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q1~Q4がスイッチングする周期に対するQ1とQ3が同時にONする期間の比率 D_H に指令値Dを設定して電流の制御を行う。そして、第2モードで動作するとき、低電圧側スイッチング回路108のMOSFET__Q5~Q8がスイッチングする周期に対するQ5とQ7が同時にONする期間の比率 D_L に指令値Dを設定して電流の制御を行う。

50

【0076】

また、上記説明では、具体例として、インバータ603と車載充電器604について記載を行っているが、他の電動製品が複数接続された場合も同様に、高電圧コンデンサの容量と放電時間 t の要求に合わせて出力電流を制御し放電を行うことが可能である。例えば、高電圧側コンデンサC1のコンデンサ容量と、高電圧側スイッチング回路107の電流容量に合わせて、低電圧電源である低電圧バッテリー104に出力を行う電流を制御する機能を有している。

【0077】

高電圧バッテリー600は、電力貯蔵媒体であり、車載充電器604により充電され、DCDCコンバータ602、インバータ603の電力源となる。

10

【0078】

高電圧リレー601は、高電圧バッテリー600とDCDCコンバータ602、インバータ603、車載充電器604の間に配置され、高電圧バッテリー600とDCDCコンバータ602、インバータ603、車載充電器604との間の電力の流れを遮断する。DCDCコンバータ602は、高電圧バッテリー600から供給された高電圧を低電圧に変換し、低電圧バッテリー605と低電圧側負荷606に電力を供給する。

【0079】

インバータ603は、高電圧バッテリー600の直流電圧を交流に変換しモータ607に電力を供給する。車載充電器604は、商用系統608から交流電圧を受電し、交流を直流に変換し、高電圧バッテリー600に電力を供給する。低電圧バッテリー605は、電力貯蔵媒体であり、DCDCコンバータ602から電力の供給を受け、低電圧側負荷606へ電力を供給する。低電圧側負荷606は、DCDCコンバータ602や、低電圧バッテリー605より電力の供給を受け動作する負荷装置である。モータ607は、インバータ603から供給された電気エネルギーを機械エネルギーに変換する。

20

【0080】

商用系統608は、交流電圧源であり、車載充電器に交流電圧を供給する。高電圧側コンデンサC602は、DCDCコンバータ602内の高電圧入力側に配置され、電圧変動を抑制する。高電圧側コンデンサC603は、インバータ603内の高電圧入力側に配置され、電圧変動を抑制する。高電圧側コンデンサC604は、車載充電器604内の高電圧入力側に配置され、電圧変動を抑制する。

30

【0081】

[実施例4]

次に、本発明の実施例4について図7を用いて説明する。なお、実施例1と同様の構成要素には同一の符号を付することでその詳細な説明を省略する。

【0082】

図7は、実施例4におけるDCDCコンバータと周辺機器の構成を説明する図である。

実施例1との違いは、低電圧側スイッチング回路108aの構成と、リアクトルL2をバイパスするスイッチ110にダイオードD9が追加して設けられている点である。本実施例では、絶縁トランスT1と、低電圧側スイッチング回路108と、リアクトルL1がセンタタップ回路を構成しており、リアクトルL1を短絡するスイッチ110に直列にダイオードD9が設けられた構成を有している。

40

【0083】

低電圧側スイッチング回路108aは、絶縁トランスT1より交流矩形波電圧を受電し、MOSFET__Q6a、Q7aをスイッチングする。具体的には、MOSFET__Q1とQ3が同時にONする期間は、MOSFET__Q7aをONし、MOSFET__Q2とQ4が同時にONする期間はMOSFET__Q6aをONして、交流矩形波電圧の整流を行う。ダイオードD9は、本発明にて低電圧側スイッチング回路108aが昇圧コンバータとして動作する際、整流ダイオードとして動作を行う。

【0084】

本実施例のDCDCコンバータ102は、第1モードでは、高電圧側スイッチング回路

50

107のMOSFET__Q1～Q4をスイッチングして、高電圧側コンデンサC1の電圧を交流矩形波電圧に変換し、共振リアクトルL1と絶縁トランスT1の一次側に出力する。絶縁トランスT1は、入力された一次側の電圧を絶縁した電圧に変換し、二次側に出力する。絶縁トランスT1の二次側から交流矩形波電圧を受電した低電圧側スイッチング回路108aは、MOSFET__Q6a、Q7aをスイッチングすることで、低損失に交流矩形波電圧の整流を行う。

【0085】

ダイオードD6a、D7aを使用しての整流と比較して、MOSFET__Q6a、Q7aを使用しての整流は導通損失が小さいため、ダイオードD6a、D7aに電流が流れるタイミングでMOSFET__Q6a、Q7aをONし、Q6a、Q7aを導通経路とすることで導通損失を低減している。具体的にはMOSFET__Q1とQ3が同時にONする期間はMOSFET__Q7aをONし、MOSFET__Q2とQ4が同時にONする期間はMOSFET__Q6aをONして、交流矩形波電圧の整流を行う。

10

【0086】

低電圧側スイッチング回路108aから出力された、整流された矩形波電圧をリアクトルL2とコンデンサC2にて直流平滑化し、低電圧に変換し、低電圧バッテリー104に電力を供給することで、高電圧側コンデンサC1の電圧の放電を行う。

【0087】

高電圧側コンデンサC1の放電が進み、電圧が低下するのに対して、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q1～Q4のスイッチング周期に対するQ1とQ3、Q2とQ4が同時にONとなる期間 D_H を長くすることで、出力電圧 V_{out} を低電圧バッテリー104に電力供給可能な高い電圧に制御を行い、高電圧側コンデンサC1の電圧の放電を継続する。

20

【0088】

図3の点D点に達して、高電圧側コンデンサC1の放電による電圧低下に対して、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q1～Q4のスイッチング周期に対するQ1とQ3、Q2とQ4が同時にONとなる比率 D_H が最大で飽和すると、出力電圧 V_{out} を低電圧バッテリー104aに電力供給可能な高い電圧に制御を行うことができなくなり、高電圧側コンデンサC1の放電を継続できなくなる(図3の期間5)。

【0089】

図3の期間5にて、高電圧側スイッチング回路107のMOSFET__Q1～Q4のスイッチング周期に対するMOSFET__Q1とQ3、MOSFET__Q2とQ4が同時にONとなる比率 D_H の最大値での飽和と、高電圧側コンデンサC1aの電圧低下率の低下を検知して、図3のE点にて第2モードに切り替える。

30

【0090】

第2モードとなる図3の期間6では、スイッチ110をONすることで、リアクトルL2が接続されていた箇所にダイオードD9が接続された状態とし、高電圧側スイッチング回路107は、MOSFET__Q1～Q4のスイッチング周期に対するQ1とQ3、Q2とQ4が同時にONとなる比率 D_H を最大で固定とし、低電圧側スイッチング回路108aを昇圧型コンバータとして動作させる。

40

【0091】

低電圧側スイッチング回路108aの具体的動作を図4(b)と図7を用いて説明を行う。MOSFET__Q1とQ3が同時にONし、絶縁トランスT1に正の電圧が印加されたときには、MOSFET__Q6aをONして、絶縁トランスT1の二次巻線を短絡し、リアクトルL1に電力を蓄積する(図4(b)の期間1)。

【0092】

次に、MOSFET__Q1とQ3が同時にONし、絶縁トランスT1に正の電圧が印加された状態のままQ6aをOFFし、リアクトルL1の電力を開放し、ダイオードD9を経由して、低電圧バッテリー104に電力を供給する(図4(b)の期間2)。

【0093】

50

昇圧率を上げるためには、MOSFET__Q1、Q3がONしているときのMOSFET__Q6aのON期間を長くすればよい、つまり、図4(b)の期間1を長くし期間2を短くする。出力を下げるときは、MOSFET__Q6aのON期間を短くすればよい。

【0094】

図4(b)の期間3、期間4は、期間1、期間2が絶縁トランスT1に印加される電圧が正に対して、絶縁トランスT1に印加される電圧が負になる対称動作であるため説明は省略する。

【0095】

低電圧側スイッチング回路108aを昇圧型コンバータとして動作させる際は、ダイオードD6a、D7aが導通する期間にQ6a、Q7aをONすることで同期整流を行い、導通損失を低減し、より多くの電力を低電圧バッテリー104aに回収することも可能である。

10

【0096】

以上、本発明の実施形態について詳述したが、本発明は、前記の実施形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記載された本発明の精神を逸脱しない範囲で、種々の設計変更を行うことができるものである。例えば、前記した実施の形態は本発明を分かりやすく説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施形態の構成の一部を他の実施形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施形態の構成に他の実施形態の構成を加えることも可能である。さらに、各実施形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置換をすることが可能である。

20

【符号の説明】

【0097】

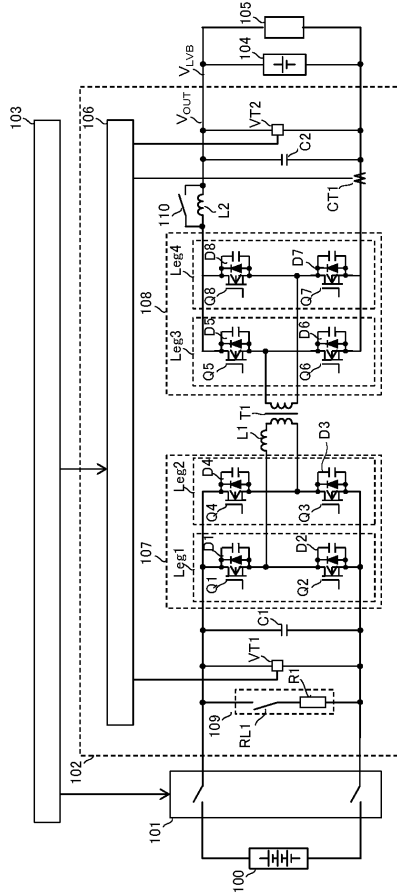
100 高電圧バッテリー
 101 高電圧リレー
 102 DCDCコンバータ
 103 車両ECU
 104 低電圧バッテリー
 105 低電圧側負荷
 106 DCDC制御装置
 107 高電圧側スイッチング回路
 108 低電圧側スイッチング回路
 109 放電回路
 110 スイッチ
 C1 高電圧側コンデンサ
 C2 低電圧側コンデンサ
 CT1 電流検出器
 D1～D9 ダイオード
 L1、L2 リアクトル
 T1 絶縁トランス
 Q1～Q8 MOSFET
 VT1、VT2 電圧検出器

30

40

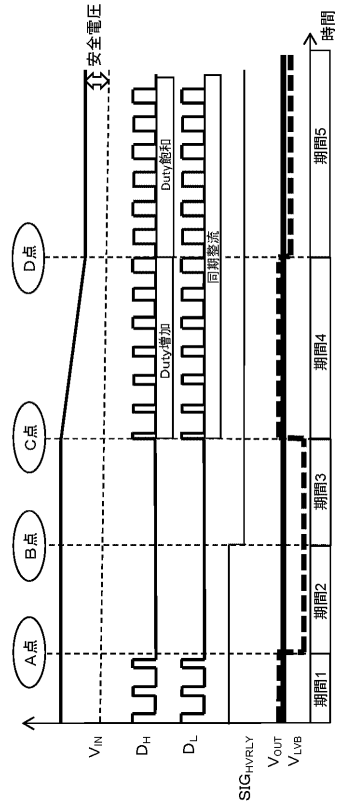
【 図 1 】

【 図1】



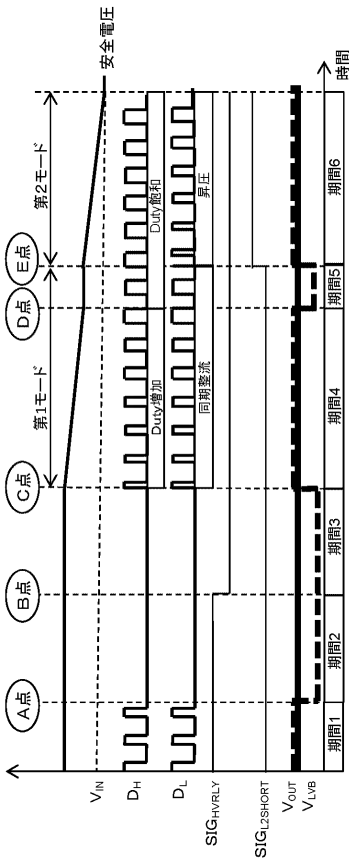
【 図 2 】

【 図2】



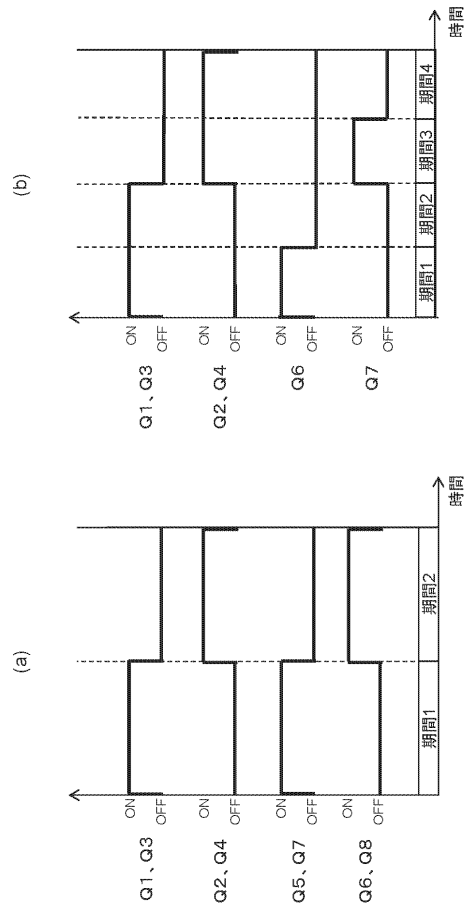
【 図 3 】

【 図3】



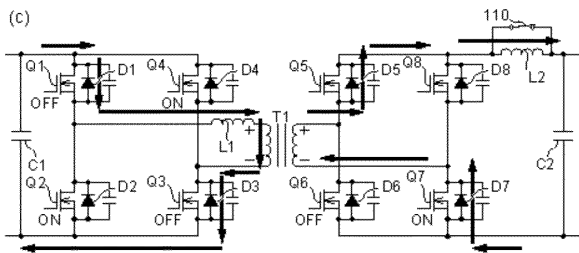
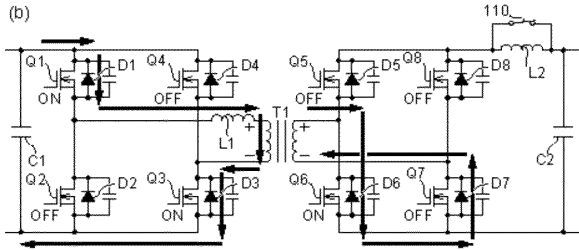
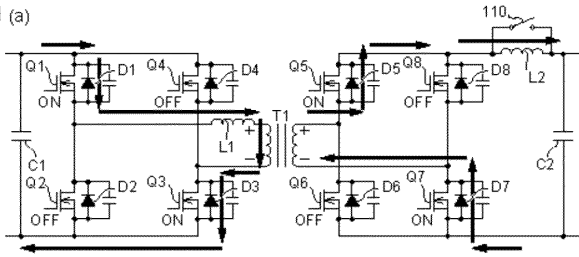
【 図 4 】

【 図4】



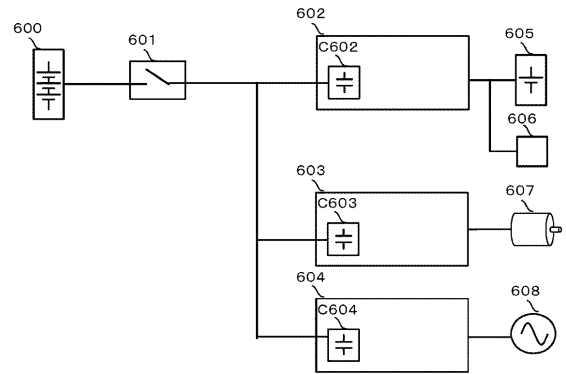
【 図 5 】

【 図 5 】 (a)



【 図 6 】

【 図 6 】



【 図 7 】

【 図 7 】

