

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公 開 特 許 公 報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2021-2902
(P2021-2902A)

(43) 公開日 令和3年1月7日(2021.1.7)

(51) Int.Cl.
H02M 3/28 (2006.01)

F I
H02M 3/28
H02M 3/28
H02M 3/28

U
J
Q

テーマコード (参考)
5H730

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2019-114341 (P2019-114341)	(71) 出願人	000004215
(22) 出願日	令和1年6月20日 (2019.6.20)		株式会社日本製鋼所
		(71) 出願人	303044642
			東京都品川区大崎一丁目11番1号
		(71) 出願人	303044642
			株式会社 サン・テクトロ
			広島県広島市安芸区船越南一丁目6番1号
		(74) 代理人	100103894
			弁理士 家入 健
		(72) 発明者	阿曾 良之
			東京都品川区大崎一丁目11番1号 株式
			会社日本製鋼所内
		(72) 発明者	光平 國昭
			広島県広島市安芸区船越南一丁目6番1号
			株式会社サン・テクトロ内

最終頁に続く

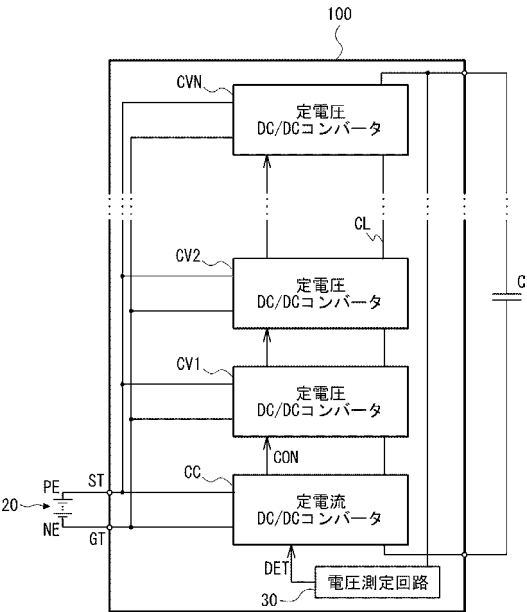
(54) 【発明の名称】 充電装置

(57) 【要約】

【課題】絶縁破壊を防止しつつ負荷コンデンサを充電する充電装置を提供する。

【解決手段】定電流DC/DCコンバータCCは、グラウンド電圧と所定の電圧との間で出力電圧が可変であり、かつ、一定の電流を出力する。定電圧DC/DCコンバータCV1～CVNは、所定の電圧を出力する。定電流DC/DCコンバータCC及び定電圧DC/DCコンバータCV1～CVNをカスケード接続することで得られる電圧によって、コンデンサCが充電される。定電流DC/DCコンバータCC及び定電圧DC/DCコンバータCV1～CVNは、一次側インダクタと二次側インダクタとが物理的に離隔して設けられた昇圧トランスで昇圧した電圧を出力する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

グラウンド電圧と所定の電圧との間で出力電圧が可変であり、かつ、一定の電流を出力する定電流 DC / DC コンバータと、

前記所定の電圧を出力する複数の定電圧 DC / DC コンバータと、を備え、

前記定電流 DC / DC コンバータ及び前記複数の定電圧 DC / DC コンバータをカスケード接続することで得られる電圧によってコンデンサを充電し、

前記定電流 DC / DC コンバータ及び前記複数の定電圧 DC / DC コンバータは、一次側インダクタと二次側インダクタとが物理的に隔離して設けられた昇圧トランスで昇圧した電圧を出力する、

充電装置。

10

【請求項 2】

前記定電流 DC / DC コンバータ及び前記定電圧 DC / DC コンバータは、

スイッチング回路と、

共振コンデンサと、

前記一次側インダクタが前記共振コンデンサを介して前記スイッチング回路と接続されるトランスと、

前記トランスの前記二次側インダクタに誘導される電圧を整流した電圧を出力する整流器と、

前記スイッチング回路のスイッチングを制御する制御回路と、を備える、

請求項 1 に記載の充電装置。

20

【請求項 3】

前記定電圧 DC / DC コンバータの前記整流器は、前記所定の電圧を出力し、

前記定電流 DC / DC コンバータは、前記スイッチング回路に入力する電圧を調整可能なチョッパ回路を更に備え、

前記定電流 DC / DC コンバータでは、前記チョッパ回路と前記スイッチング回路のスイッチングを制御することで、前記整流器から出力される電流が前記一定の電流となるように前記整流器が出力する前記電圧を制御する、

請求項 2 に記載の充電装置。

【請求項 4】

30

前記制御回路は、前記スイッチング回路のスイッチングの周波数が、前記トランスの漏れ磁束により生じた漏れインダクタンスと前記共振コンデンサとの共振周波数とほぼ一致するように、前記スイッチング回路のスイッチングを制御する、

請求項 2 又は 3 に記載の充電装置。

【請求項 5】

前記制御回路は、前記漏れインダクタンスと前記共振コンデンサとの共振により流れる電流がゼロ付近となるタイミングで、前記スイッチング回路のスイッチングを行う、

請求項 4 に記載の充電装置。

【請求項 6】

40

前記定電流 DC / DC コンバータによって前記コンデンサを定電流充電し、前記定電流 DC / DC コンバータの出力電圧が前記所定の電圧に到達した場合に前記定電流充電を停止するステップと、

前記複数の定電圧 DC / DC コンバータのうちの 1 つを動作させて、前記 1 つ定電圧 DC / DC コンバータから前記所定の電圧を出力するステップと、によって前記コンデンサを充電する、

請求項 1 乃至 5 のいずれか一項に記載の充電装置。

【請求項 7】

2 つの前記ステップを反復して行うことで、前記コンデンサを充電する、

請求項 6 に記載の充電装置。

【発明の詳細な説明】

50

【技術分野】

【0001】

本発明は、充電装置に関する。

【背景技術】

【0002】

高電圧で動作する装置用の電源として、コンデンサを高電圧蓄電器として用いることが知られている。こうした電源用コンデンサを充電する方法が提案されている。

【0003】

コンデンサの充電方法として、電流を制御しながらコンデンサを充電する手法が知られている。例えば、出力する直流電流を制限しながらコンデンサを充電することでコンデンサの充電電圧を高精度に制御する充電装置（引用文献1）が提案されている。他にも、一定の電圧でコンデンサを充電する手法（定電圧充電）、一定の電流でコンデンサを充電する手法（定電流充電）、及び、定電圧充電と定電流充電とを組み合わせた手法などの各種の充電方法が知られている。

10

【0004】

スイッチングレギュレータなどで構成されたDC-DCコンバータから出力された交流電圧を昇圧トランスで昇圧し、整流器で整流した直流電圧によってコンデンサを充電する手法も提案されている（特許文献2）。こうしたトランスを用いた構成は、絶縁型DC/DCコンバータとして知られている。この手法では、2つのインバータ回路が設けられており、1つめの初期充電用インバータで負荷コンデンサの目標電圧より少し低い初期充電電圧まで充電を行う。その後、初期充電用インバータを停止し、微調整インバータを動作させ、負荷コンデンサ10の電圧を初期充電電圧から目標電圧まで、初期充電時より緩やかに充電する。

20

【0005】

また、絶縁型DC/DCコンバータの前段にチョッパ回路を設け、チョッパ回路で変圧した電圧をインバータ回路に入力する手法が知られている（特許文献3）。この構成では、昇圧チョッパ回路が主蓄電池の電圧を昇圧して、間欠放電用蓄電池を充電する。インバータ回路は間欠放電用蓄電池の直流交流に変換して、トランスからなる昇圧変圧器に出力する。昇圧変圧器はインバータ回路からの交流を高電圧の交流に昇圧して高圧整流回路に出力する。高圧整流回路は高電圧の交流を直流に変換して、直流電圧を出力する。よって、チョッパ回路で昇圧した電圧で間欠放電用蓄電池を充電することで、間欠放電時の電圧低下及び電源装置の大型化を抑制することができる。

30

【0006】

他にも、高圧電源又はコンデンサの充電装置が、様々に提案されている（特許文献4～6、非特許文献1）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】実開昭60-111344号公報

【特許文献2】特開平10-52039号公報

【特許文献3】特開昭63-92263号公報

【特許文献4】特開平10-117478号公報

【特許文献5】特開2010-218856号公報

【特許文献6】特開2011-36063号公報

【非特許文献】

【0008】

【非特許文献1】川村 一裕、他2名、「LLC電流共振電源の回路技術」、富士電機技報 第87巻第4号、2014年12月30日発行、富士電機株式会社

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

50

【 0 0 0 9 】

上述のように、高電圧で用いる装置への電源供給を行う場合には、主電源と装置側との絶縁を確保するため、トランスによって変圧を行う絶縁型DC/DCコンバータを有する構成が用いられる。トランスによって高効率で変圧を行うには、磁束の漏れを小さくして電力を一次側から二次側に伝達するために、一次側巻線と二次側巻線とを重ねて巻くなど、巻線になるべく密に巻くこととなる。

【 0 0 1 0 】

しかし、例えば10kV以上の高圧でコンデンサを充電する場合には、一次側巻線と二次側巻線とを密に巻いてしまうと、両者の絶縁が難しくなってしまうという問題が生じる。また、高圧、高周波トランスにおいて二次側巻線の数多くすると線間の電圧が高くなり、線間の静電容量を通じて流れるリーク電流が増大して、各線が加熱するなどの問題が発生する。

10

【 0 0 1 1 】

本発明は上記の事情に鑑みて成されたものであり、絶縁破壊を防止しつつ負荷コンデンサを充電する充電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】

【 0 0 1 2 】

本発明の第1の態様である充電装置は、グラウンド電圧と所定の電圧との間で出力電圧が可変であり、かつ、一定の電流を出力する定電流DC/DCコンバータと、前記所定の電圧を出力する複数の定電圧DC/DCコンバータと、を有し、前記定電流DC/DCコンバータ及び前記複数の定電圧DC/DCコンバータをカスケード接続することで得られる電圧によってコンデンサを充電し、前記定電流DC/DCコンバータ及び前記複数の定電圧DC/DCコンバータは、一次側インダクタと二次側インダクタとが物理的に離隔して設けられた昇圧トランスで昇圧した電圧を出力するものである。これにより、コンデンサを充電するときに、定電流DC/DCコンバータ及び定電圧DC/DCコンバータでの絶縁破壊を防止すると共に、二次側巻線のリーク電流を防止して高能率の変換装置を構成することができる。

20

【 0 0 1 3 】

本発明の第2の態様である充電装置は、上記の充電装置であって、前記定電流DC/DCコンバータ及び前記定電圧DC/DCコンバータは、スイッチング回路と、共振コンデンサと、前記一次側インダクタが前記共振コンデンサを介して前記スイッチング回路と接続されるトランスと、前記トランスの前記二次側インダクタに誘導される電圧を整流した電圧を出力する整流器と、前記スイッチング回路のスイッチングを制御する制御回路と、を有することが望ましい。これにより、絶縁破壊を防止できる定電流DC/DCコンバータ及び定電圧DC/DCコンバータを構成できる。

30

【 0 0 1 4 】

本発明の第3の態様である充電装置は、上記の充電装置であって、前記定電圧DC/DCコンバータの前記整流器は、前記所定の電圧を出力し、前記定電流DC/DCコンバータは、前記スイッチング回路に inputs する電圧を調整可能なチョッパ回路を更に有し、前記定電流DC/DCコンバータでは、前記チョッパ回路と前記スイッチング回路のスイッチングを制御することで、前記整流器から出力される電流が前記一定の電流となるように前記整流器が出力する前記電圧を制御することが望ましい。これにより、定電流DC/DCコンバータ及び定電圧DC/DCコンバータの動作を実現することができる。

40

【 0 0 1 5 】

本発明の第4の態様である充電装置は、上記の充電装置であって、前記制御回路は、前記スイッチング回路のスイッチングの周波数が、前記トランスの漏れ磁束により生じた漏れインダクタンスと前記共振コンデンサとの共振周波数とほぼ一致するように、前記スイッチング回路のスイッチングを制御することが望ましい。これにより、漏れインダクタンスの影響を相殺することができる。

【 0 0 1 6 】

50

本発明の第５の態様である充電装置は、上記の充電装置であって、前記制御回路は、前記漏れインダクタンスと前記共振コンデンサとの共振により流れる電流がゼロ付近でのタイミングで、前記スイッチング回路のスイッチングを行うことが望ましい。これにより、スイッチングに起因する損失を防止できる。

【００１７】

本発明の第６の態様である充電装置は、上記の充電装置であって、前記定電流ＤＣ／ＤＣコンバータによって前記コンデンサを定電流充電し、前記定電流ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧が前記所定の電圧に到達した場合に前記定電流充電を停止するステップと、前記複数の定電圧ＤＣ／ＤＣコンバータのうちの１つを動作させて、前記１つの定電圧ＤＣ／ＤＣコンバータから前記所定の電圧を出力するステップと、によって前記コンデンサを充電する、ことが望ましい。これにより、コンデンサの充電電圧を向上させることができる。

10

【００１８】

本発明の第７の態様である充電装置は、上記の充電装置であって、２つの前記ステップを反復して行うことで、前記コンデンサを充電することが望ましい。これにより、コンデンサの充電電圧を向上させることができる。

【発明の効果】

【００１９】

本発明によれば、絶縁破壊を防止しつつ負荷コンデンサを充電する充電装置を提供することができる。

20

【図面の簡単な説明】

【００２０】

【図１】実施の形態１にかかる充電装置１００の回路構成を模式的に示す図である。

【図２】定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣの構成を模式的に示す図である。

【図３】定電圧ＤＣ／ＤＣコンバータＣＶの構成を模式的に示す図である。

【図４】実施の形態１にかかる充電装置１００の充電動作を示すフローチャートである。

【図５】コンデンサの充電電圧を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【００２１】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態について説明する。各図面においては、同一要素には同一の符号が付されており、必要に応じて重複説明は省略される。

30

【００２２】

実施の形態１

実施の形態１にかかる充電装置について説明する。図１に、実施の形態１にかかる充電装置１００の回路構成を模式的に示す。充電装置１００は、直流電源２０から電源の供給を受けて、高電圧蓄電器として設けられた高圧大容量コンデンサであるコンデンサＣを急速充電するものとして構成される。充電されたコンデンサＣは、外部の装置と接続され、高電圧電源を提供する。

【００２３】

充電装置１００は、１つの定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣ、複数の定電圧ＤＣ／ＤＣコンバータＣＶ１～ＣＶＮ及び電圧測定回路３０を有する。定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣと定電圧ＤＣ／ＤＣコンバータＣＶ１～ＣＶＮとは、共通線ＣＬにカスケード接続されている。但し、Ｎは、２以上の整数である。充電装置１００の電源端子ＳＴは直流電源２０の正極ＰＥと接続され、充電装置１００のグランド端子ＧＴは直流電源２０の負極ＮＥ、すなわちグランドと接続される。電圧測定回路３０は、コンデンサＣに出力される電圧（すなわち、充電電圧）を測定可能に構成され、測定結果ＤＥＴを定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣへ出力する。

40

【００２４】

定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣの構成について説明する。図２に、定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣの構成を模式的に示す。定電流ＤＣ／ＤＣコンバータＣＣは、電流共振型

50

D C / D C コンバータ 1、制御回路 2、降圧チョッパ回路 3、電流センサ S 1 及び S 2 を有する。

【 0 0 2 5 】

降圧チョッパ回路 3 は、トランジスタ T 3 1 及び T 3 2、平滑コンデンサ C 1 及びインダクタ L を有する。ここでは、トランジスタ T 3 1 及び T 3 2 が絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor : I G B T) であるものとして説明する。なお、トランジスタ T 3 1 及び T 3 2 は I G B T に限られるものではなく、例えば M O S F E T (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) などの他のトランジスタを用いてもよい。

【 0 0 2 6 】

トランジスタ T 3 1 及び T 3 2 は、高電圧側から低電圧側に電流を流すように極性が揃えられて、電源端子 S T とグランド端子 G T との間に縦続接続される。具体的には、トランジスタ T 3 1 のコレクタは電源端子 S T と接続され、エミッタはトランジスタ T 3 2 のコレクタと接続される。トランジスタ T 3 2 のエミッタはグランド端子 G T と接続される。また、トランジスタ T 3 1 のエミッタ及びトランジスタ T 3 2 のコレクタは、インダクタ L の一方の端部 L T 1 と接続される。また、トランジスタ T 3 1 のコレクタとトランジスタ T 3 2 のエミッタとの間には、平滑コンデンサ C 1 が接続される。

【 0 0 2 7 】

トランジスタ T 3 1 及び T 3 2 のゲートは制御回路 2 と接続される。これにより、トランジスタ T 3 1 及び T 3 2 のオン / オフ (スイッチング) は制御回路 2 によって制御される。

【 0 0 2 8 】

なお、以下では、トランジスタには還流ダイオード (フリーホイーリングダイオード) が逆並列で接続されるものとする。すなわち、還流ダイオードのアノードはトランジスタのエミッタと接続され、カソードはトランジスタのコレクタと接続される。これにより、トランジスタをオフにしたときに生じる逆流電流を、還流ダイオードを介して流すことができるので、逆流電流によるトランジスタの故障を回避することができる。

【 0 0 2 9 】

次に、電流共振型 D C / D C コンバータ 1 は、高周波インバータ回路 1 1、高周波トランス 1 2、共振コンデンサ C r、平滑コンデンサ C 2、整流器 R 1 及び R 2 を有する。

【 0 0 3 0 】

高周波インバータ回路 1 1 (スイッチング回路とも称する) は、トランジスタ T 1 ~ T 4 を有するフルブリッジ型インバータとして構成される。高周波トランス 1 2 は、一次側インダクタ L 1 と二次側インダクタ L 2 及び L 3 とが設けられた昇圧トランスとして構成される。ここでは、トランジスタ T 1 ~ T 4 が I G B T であるものとして説明する。なお、トランジスタ T 1 ~ T 4 は I G B T に限られるものではなく、例えば M O S F E T などの他のトランジスタを用いてもよい。

【 0 0 3 1 】

トランジスタ T 1 及び T 2 は、高電圧側から低電圧側に電流を流すように極性がそろえられて、降圧チョッパ回路 3 のインダクタ L の端部 L T 2 とグランド端子 G T との間に縦続接続される。具体的には、トランジスタ T 1 のコレクタはインダクタ L の端部 L T 2 と接続され、エミッタはトランジスタ T 4 のコレクタと接続される。トランジスタ T 4 のエミッタはグランド端子 G T と接続される。

【 0 0 3 2 】

トランジスタ T 3 及び T 4 は、高電圧側から低電圧側に電流を流すように極性がそろえられて、降圧チョッパ回路 3 のインダクタ L の端部 L T 2 とグランド端子 G T との間に縦続接続される。具体的には、トランジスタ T 3 のコレクタはインダクタ L の端部 L T 2 と接続され、エミッタはトランジスタ T 4 のコレクタと接続される。トランジスタ T 4 のエミッタはグランド端子 G T と接続される。

【 0 0 3 3 】

10

20

30

40

50

トランジスタ $T1 \sim T4$ のゲートは制御回路2と接続される。これにより、トランジスタ $T1 \sim T4$ のオン/オフ（スイッチング）は制御回路2によって制御される。

【0034】

降圧チョッパ回路3から高周波インバータ回路11に入力されるバンク電圧を平滑化するため、トランジスタ $T1$ 及び $T3$ のコレクタとトランジスタ $T2$ 及び $T4$ のエミッタとの間に、平滑コンデンサ $C2$ が接続されている。

【0035】

トランジスタ $T1$ のエミッタ及びトランジスタ $T2$ のコレクタは、共振コンデンサ C_r の一端と接続される。共振コンデンサ C_r の他端は、高周波トランス12の一次側インダクタ $L1$ の一端と接続される。高周波トランス12の一次側インダクタ $L1$ の他端は、トランジスタ $T3$ のエミッタ及びトランジスタ $T4$ のコレクタと接続される。

10

【0036】

本実施の形態では、一次側インダクタ $L1$ と、二次側インダクタ $L2$ 及び $L3$ とは、隔離して配置されており、漏れ磁束が生じる。この漏れ磁束によって、漏れインダクタンス L_r が生じる。図2では、共振コンデンサ C_r と一次側インダクタ $L1$ との間に、漏れインダクタンス L_r を表示している。

【0037】

二次側インダクタ $L2$ には整流器 $R1$ が接続され、二次側インダクタ $L2$ に誘導により生じた交流電圧を整流した直流電圧を、共通線 CL に出力する。二次側インダクタ $L3$ には整流器 $R2$ が接続され、二次側インダクタ $L3$ に誘導により生じた交流電圧を整流した直流電圧を、共通線 CL に出力する。

20

【0038】

整流器 $R1$ の出力と整流器 $R2$ の出力との間には、共通線 CL に出力する電圧を平滑化するため、平滑コンデンサ $C3$ が接続されている。

【0039】

次いで、制御回路2について説明する。制御回路2は、降圧チョッパ回路3の端部 $LT2$ と接続されている。これにより、高周波インバータ回路11に入力されるバンク電圧をモニタすることができる。また、降圧チョッパ回路3の端部 $LT2$ と高周波インバータ回路11の間には、電流センサ $S1$ が設けられ、高周波インバータ回路11に供給される電流を計測し、計測結果を制御回路2へ出力する。さらに、高周波トランス12の一次側インダクタ $L1$ に流れる電流を計測するために電流センサ $S2$ が設けられ、計測結果は制御回路2へ出力される。

30

【0040】

なお、後述するように、制御回路2は、定電圧 DC/DC コンバータ $CV1 \sim CVN$ の動作を制御するため、定電圧 DC/DC コンバータ $CV1 \sim CVN$ の制御回路に制御信号 CON を出力可能に構成される。

【0041】

次いで、定電圧 DC/DC コンバータ $CV1 \sim CVN$ の構成について説明する。定電圧 DC/DC コンバータ $CV1 \sim CVN$ は、同じ回路構成を有する定電圧 DC/DC コンバータ CV として構成される。図3に、定電圧 DC/DC コンバータ CV の構成を模式的に示す。

40

【0042】

定電圧 DC/DC コンバータ CV は、定電流 DC/DC コンバータ1から降圧チョッパ回路3及び電流センサ $S1$ を除去し、かつ、制御回路2を制御回路4に置換した構成を有する。高周波インバータ回路11のトランジスタ $T1$ 及び $T3$ のコレクタは電源端子 ST と接続される。これにより、直流電源20から出力される電源電圧が、高周波インバータ回路11に入力されるバンク電圧となる。

【0043】

制御回路4は、高周波インバータ回路11のトランジスタ $T1 \sim T4$ のゲートと接続され、トランジスタ $T1 \sim T4$ のオン/オフ（スイッチング）を制御する。また、電流セン

50

サ S 2 は、高周波トランス 1 2 の一次側インダクタ L 1 に流れる電流を測定し、計測結果を制御回路 4 へ出力する。制御回路 4 は、一定の電圧 V 1 が共通線 C L に出力されるように、高周波インバータ回路 1 1 のスイッチングを制御する。

【 0 0 4 4 】

制御回路 4 は、定電流 D C / D C コンバータ C C の制御回路 2 から制御信号 C O N を受け取る。これにより、定電流 D C / D C コンバータ C C の制御回路 2 は、定電圧 D C / D C コンバータ C V 1 ~ C V N のそれぞれの動作の停止及び開始を制御することが可能である。

【 0 0 4 5 】

ここで、定電流 D C / D C コンバータ C C 及び定電圧 D C / D C コンバータ C V 1 ~ C V N における高周波インバータ回路 1 1 のスイッチングについて説明する。上述のように、本構成では、高周波トランス 1 2 の一次側インダクタ L 1 と二次側インダクタ L 2 及び L 3 とは、物理的に離隔して設けられているので、漏れ磁束に起因する漏れインダクタンス L r が存在する。

【 0 0 4 6 】

そこで、本構成では、漏れインダクタンス L r の影響を相殺するため、漏れインダクタンス L r と共振コンデンサ C r との共振周波数 F にて高周波インバータ回路 1 1 のスイッチングを行う。このときの 5 0 % 交番電流を通電させる共振周波数 F は、以下の式で表される。

【 数 1 】

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad [1]$$

【 0 0 4 7 】

漏れインダクタンス L r と共振コンデンサ C r とで構成される共振回路に流れる電流がゼロになるタイミングとスイッチングのタイミングとは、電流センサ S 2 によって電流を監視している制御回路 2 及び 4 によって同期させることが可能である。

【 0 0 4 8 】

この場合、共振によって漏れインダクタンス L r と共振コンデンサ C r との合成インピーダンスがゼロとなり、漏れインダクタンス L r の影響をキャンセルすることができる。また、高周波インバータ回路 1 1 でのスイッチングは共振回路に流れる電流がゼロのときに行われるので、スイッチングによる損失を抑制することもできる。

【 0 0 4 9 】

したがって、高周波インバータ回路 1 1 のスイッチング損失を抑制しつつ、高周波トランス 1 2 のインダクタの配置に起因する漏れインダクタンスの影響を打ち消すことが可能となる。

【 0 0 5 0 】

上述では、共振回路に流れる電流がゼロのときにスイッチングが行われると説明したが、これは共振回路に流れる電流が厳密にゼロとなることを意味するものではない。すなわち、スイッチング損失を抑制できる程度まで共振回路に流れる電流が減少している状態において、換言すれば電流がゼロ付近ないしはゼロ近傍においてもスイッチングが行われることを含むものとする。

【 0 0 5 1 】

次に、充電装置 1 0 0 の動作について説明する。図 4 に、実施の形態 1 にかかる充電装置 1 0 0 の充電動作を示す。本構成では、充電対象のコンデンサ C が未充電の状態において、充電装置 1 0 0 がコンデンサ C の充電を開始する。

【 0 0 5 2 】

ステップ S T 1

10

20

30

40

50

まず、定電流 DC / DC コンバータ CC が動作を開始し、コンデンサ C に一定の電流を出力する（定電流充電）。コンデンサ C の充電が進むと、コンデンサ C の両端間の電圧が上昇する。これにともない、定電流 DC / DC コンバータ CC の出力電圧は 0 から上昇してゆく。

【 0 0 5 3 】

ステップ S T 2

定電流 DC / DC コンバータ CC の出力電圧を監視し、所定の電圧（最大出力電圧） V_1 に到達したかを判定する。定電流 DC / DC コンバータ CC の出力電圧の監視は、定電流 DC / DC コンバータ CC が自律的に行ってもよいし、電圧測定回路 30 を用いて行ってもよい。

10

【 0 0 5 4 】

ステップ S T 3

定電流 DC / DC コンバータ CC の出力電圧が最大出力電圧である V_1 に到達した場合、定電流 DC / DC コンバータ CC の動作を停止する。

【 0 0 5 5 】

ステップ S T 4

その後、定電圧 DC / DC コンバータ CV 1 ~ CV N のうちの 1 つの動作を開始する。これにより、動作を開始した定電圧 DC / DC コンバータから電圧 V_1 が出力される。

【 0 0 5 6 】

ステップ S T 5

電圧測定回路 30 は、コンデンサ C の充電電圧（共通線 CL の電圧）が目標電圧 V_T に達したかを監視する。コンデンサ C の充電電圧（共通線 CL の電圧）が目標電圧 V_T よりも小さい場合には、ステップ S T 1 に戻る。

20

【 0 0 5 7 】

ステップ S T 6

コンデンサ C の充電電圧（共通線 CL の電圧）が目標電圧 V_T 以上であれば、コンデンサ C は十分に充電されているので、充電装置 100 による充電動作を停止する。

【 0 0 5 8 】

上述の手順では、コンデンサ C の充電電圧が目標電圧 V_T になるまでの間、ステップ S T 1 ~ S T 5 が繰り返される。これにより、定電流 DC / DC コンバータ CC の出力電圧が V_1 に到達するごとに、電圧 V_1 を出力する（すなわち、動作状態の）定電圧 DC / DC コンバータの数が増えることとなる。よって、定電圧 DC / DC コンバータ CV 1 ~ CV N が全て動作状態となった場合には、コンデンサ C の充電電圧を最大で $(N + 1) \times V_1$ まで上昇させることが可能となる。

30

【 0 0 5 9 】

なお、このようにステップ S T 1 ~ S T 5 を繰り返して（反復して）コンデンサ C を充電する場合、定電流 DC / DC コンバータ CC と定電圧 DC / DC コンバータ CV 1 ~ CV N はカスケード接続されているので、充電電流は定電流 DC / DC コンバータ CC の出力電流と等しくなる。

【 0 0 6 0 】

図 5 に、コンデンサ C の充電電圧を示す。図 5 の横軸は、電圧 V_1 を出力している定電圧 DC / DC コンバータの数を示している。このように、電圧 V_1 を出力している定電圧 DC / DC コンバータ CV が多くなるにつれてコンデンサ C の充電電圧は上昇し、N 個全ての DC / DC コンバータ CV 1 ~ CV N が電圧 V_1 を出力している場合には、コンデンサ C の充電電圧が $(N + 1) \times V_1$ となることが理解できる。

40

【 0 0 6 1 】

例えば、電圧 V_1 を 2 , 8 0 0 V 程度とした場合、 $N = 3$ とすると、コンデンサ C の充電電圧を 1 1 , 2 0 0 V 程度とすることが可能となる。

【 0 0 6 2 】

以上、本構成によれば、コンデンサを高い充電電圧で充電するときに、定電流 DC / D

50

CコンバータCC及び定電圧DC/DCコンバータCV1～CVNのそれぞれが出力する電圧を抑制することができ、これらでの絶縁破壊を防止することができる。

【0063】

また、定電流DC/DCコンバータCC及び定電圧DC/DCコンバータCV1～CVNは、一次側インダクタと二次側インダクタとが物理的に離隔しているため、絶縁破壊耐性を向上させることができる。

【0064】

その他の実施の形態

なお、本発明は上記実施の形態に限られたものではなく、趣旨を逸脱しない範囲で適宜変更することが可能である。例えば、降圧チョッパ回路及び高周波インバータ回路の構成は、上述の例に限られない。上述の定電流DC/DCコンバータ及び定電圧DC/DCコンバータと同様の機能を実現できるならば、他の回路構成を有する降圧チョッパ回路及び高周波インバータ回路を用いてもよい。

10

【0065】

また、高周波トランスの構成も、上述の例に限られるものではない。一次側インダクタと二次側インダクタとが物理的に離隔して配置されている他の構成のトランスを適宜用いてもよい。また、一次側インダクタと二次側インダクタとが物理的に離隔して配置されているトランスを用いている限り、定電流DC/DCコンバータ及び定電圧DC/DCコンバータを適宜変更してもよい。

20

【符号の説明】

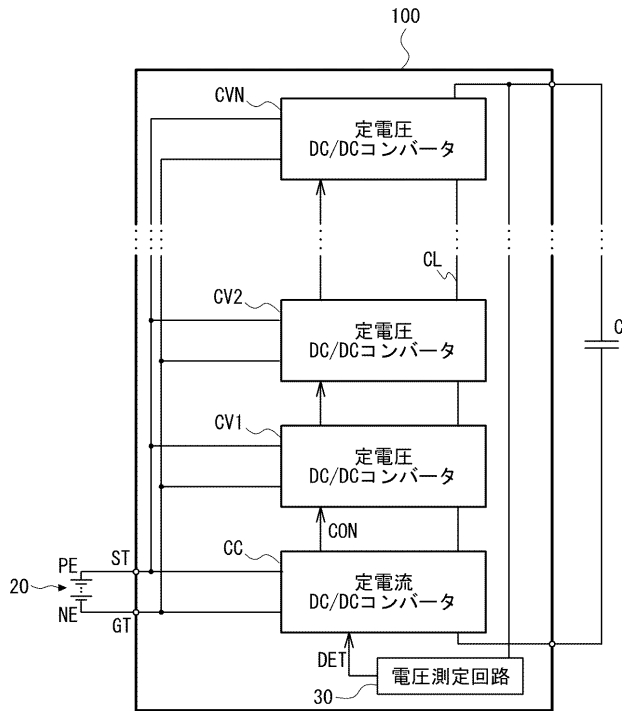
【0066】

- 1 電流共振型DC/DCコンバータ
- 2 制御回路
- 3 降圧チョッパ回路
- 4 制御回路
- 11 高周波インバータ回路
- 12 高周波トランス
- 20 直流電源
- 50 電圧測定回路
- 100 充電装置
- C コンデンサ
- CC 定電流DC/DCコンバータ
- CL 共通線
- CON 制御信号
- Cr 共振コンデンサ
- CV、CV1～CVN 定電圧DC/DCコンバータ
- GT グランド端子
- LT1、LT2 端部
- NE 負極
- PE 正極
- R1、R2 整流器
- S1、S2 電流センサ
- C1～C3 平滑コンデンサ
- ST 電源端子
- T1～T4、T31、T32 トランジスタ

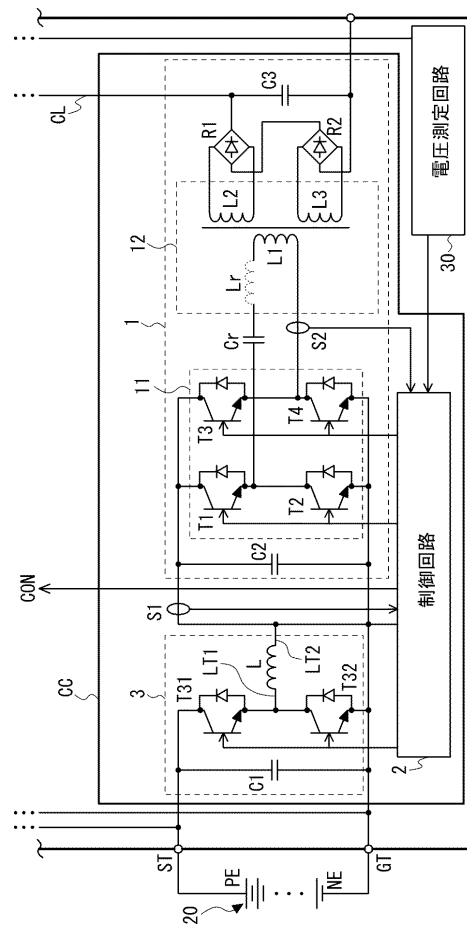
30

40

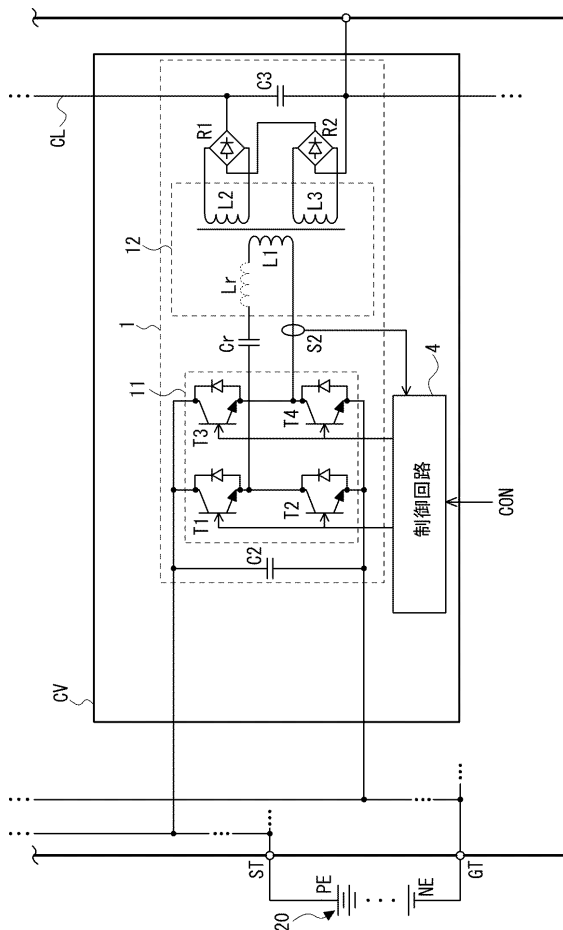
【図 1】



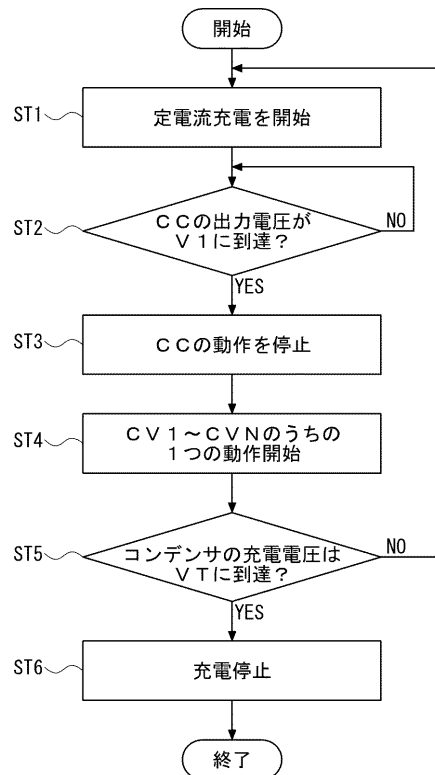
【図 2】



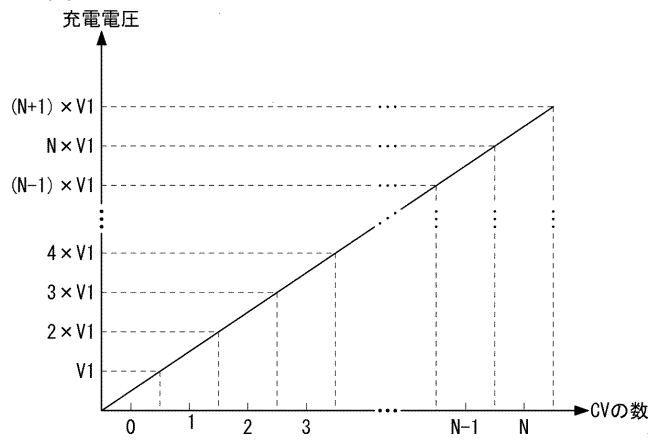
【図 3】



【図 4】



【 図 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 藤井 章伸

東京都品川区大崎一丁目 1 1 番 1 号 株式会社日本製鋼所内

(72)発明者 藤原 利彦

広島県広島市安芸区船越南一丁目 6 番 1 号 株式会社サン・テクトロ内

F ターム(参考) 5H730 AA20 AS01 AS02 AS17 BB27 BB62 BB85 DD03 DD04 DD16
EE04 EE07 EE59 FD11 FD41 FD51