(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第5883733号
(P5883733)

(45)発行日　平成28年3月15日(2016.3.15)　(24)登録日　平成28年2月12日(2016.2.12)

(51)Int.Cl.			F I		
H02M	***7/48***	***(2007.01)***	H02M	7/48	F
H02M	***7/12***	***(2006.01)***	H02M	7/12	B

請求項の数 9　(全 24 頁)

(21)出願番号　特願2012-152002(P2012-152002)
(22)出願日　平成24年7月6日(2012.7.6)
(65)公開番号　特開2014-17911(P2014-17911A)
(43)公開日　平成26年1月30日(2014.1.30)
審査請求日　平成27年1月16日(2015.1.16)

(73)特許権者　000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区丸の内一丁目６番６号
(74)代理人　100100310
弁理士　井上　学
(74)代理人　100098660
弁理士　戸田　裕二
(74)代理人　100091720
弁理士　岩崎　重美
(72)発明者　森　　和久
茨城県日立市大みか町七丁目１番１号　株式会社　日立製作所　日立研究所内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】電力変換装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
第一の電位と第二の電位とを有する直流回路と、
第一の多相交流と前記直流回路との間に接続されスイッチング素子により直流と交流との間で電力を変換する第一の変換回路と、
第二の多相交流と前記直流回路との間に接続されスイッチング素子により直流と交流との間で電力を変換する第二の変換回路と、
前記第一の変換回路と前記第二の変換回路とを制御する制御器とを有する電力変換装置において、
前記制御器は、前記第一の変換回路の２つ以上の相が前記第一の電位から前記第二の電位に同時に変化するタイミングで、前記第二の変換回路の少なくとも１つの相も前記第一の電位から前記第二の電位に変化させるよう制御することを特徴とする電力変換装置。
【請求項２】
請求項１において、
前記制御器は、前記第二の変換回路の２つ以上の相が前記第一の電位から前記第二の電位に同時に変化するタイミングで、前記第一の変換回路の少なくとも１つの相も前記第一の電位から前記第二の電位に変化させるよう制御することを特徴とする電力変換装置。
【請求項３】
請求項１において、
前記制御器は、前記第二の変換回路の２つ以上の相が前記第一の電位から前記第二の電

位に同時に変化しようとする場合に、前記第二の変換回路の１つの相のみが変化するように変化するタイミングを補正する制御をすることを特徴とする電力変換装置。
【請求項４】
請求項１から３の何れかにおいて、
前記第一の変換回路の１つの相のみが前記第一の電位から前記第二の電位に変化するタイミングでは、前記第二の変換回路の１相たりとも前記第二の電位から前記第一の電位に変化しないように制御することを特徴とする電力変換装置。
【請求項５】
請求項１から４の何れかにおいて、
前記制御器は、前記第一の変換回路と前記第二の変換回路とを周波数が同じ搬送波を用いてパルス幅変調制御することを特徴とする電力変換装置。
【請求項６】
請求項５において、
前記制御器は、前記搬送波を周波数拡散して制御に用いることを特徴とする電力変換装置。
【請求項７】
請求項１または３において、
前記制御器は、前記第一の変換回路と前記第二の変換回路とを周波数の異なる搬送波を用いてパルス幅変調制御するとともに、前記第一の変換回路の制御に用いられる搬送波の周波数は前記第二の変換回路の制御に用いられる搬送波の周波数よりも低いことを特徴とする電力変換装置。
【請求項８】
請求項１または３において、
前記制御器は、前記第一の変換回路を、変調波と搬送波とを比較してパルス幅変調制御するとともに、前記第一の変換回路の制御に用いられる各相電圧指令に正弦波またはランダムな信号の重畳成分を重畳して前記変調波とすることを特徴とする電力変換装置。
【請求項９】
請求項１から８の何れかにおいて、
前記第一の変換回路は交流側が電源に接続されるコンバータであり、前記第二の変換回路は交流側が電動機に接続されるインバータであることを特徴とする電力変換装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、スイッチング素子により構成される電力変換装置に関するものであり、特にＰＷＭ整流器とＰＷＭインバータとで構成される電力変換装置の制御に関する。
【背景技術】
【０００２】
図１２は、電力変換装置の構成の一例である。電動機の可変速駆動では、図１２に示すように交流の電源２１からコンバータ１１により直流に変換し、さらに平滑コンデンサ４１で平滑された直流電力をインバータ１２を介して可変電圧可変周波数の交流に変換し、電動機２２に変換された交流電力を供給して駆動する方式が一般的である。コンバータ１１及びインバータ１２は各相上下一対のスイッチング素子（ここではＩＧＢＴ；絶縁ゲートバイポーラトランジスタを例に記述）で構成され、上下交互にスイッチングすることで電力変換を行う。
【０００３】
ここで、ＩＧＢＴではスイッチングする際のスイッチング損失及び導通期間中の導通損失が発生する。このうちスイッチング損失はスイッチングの回数により増加するが、スイッチングによる騒音を低減するために人間の音感の強い周波数を避けるなどの理由からスイッチングの周波数は通常10kHz程度としていることが多い。このように、スイッチングの周波数は人間の音感の強い周波数よりも高く設定しているが、スイッチング損失低減に

関して、スイッチング周波数を下げても騒音の不快感を抑制する方式としては、次のような方式がある。

【０００４】

まず特許文献１では搬送波周波数に「１／ｆ ゆらぎ」を与えることでＰＷＭインバータが発生する騒音の不快感を低減している。同様に特許文献２でも搬送波周波数を拡散させることで騒音の不快感を低減している。これらの例は搬送波を変形させているのに対して、特許文献３では各相変調波に共通の成分を重畳させることでスイッチングを分散させている。変調波の方を変形させる方式ではインバータ制御マイコンなどに適用しやすい利点がある。

【０００５】

これらの騒音抑制方法はインバータに関するものであり、ＰＷＭ整流器とインバータとの両方がある場合については言及していない。コンバータとインバータとがある場合には以下のような問題がある。図１２において、電源２１の対地浮遊容量９１と電動機２２の対地浮遊容量９２が存在するため、コンバータ１１及びインバータ１２のスイッチングに起因する零相電圧の変化に応じて零相電流が流れる。この零相電流は、制御回路へのノイズを発生させる。そこで一般的に図１２に示すように、電源２１とコンバータ１１との間にリアクトル５１、５２と対地コンデンサ５３とを有するフィルタ回路５を接続して、電動機の対地浮遊容量９２を介した零相電流を対地コンデンサ５３を介して一巡させることにより電源２１まで回らないようにする方法が用いられている。ただし、零相電流の増大はフィルタ回路の大形化を招くなど好ましくない。

【０００６】

フィルタ回路５の対地コンデンサ５３が無い場合の零相回路の概略構成を図１３に示す。コンバータ側零相電圧の変化分ΔVz_cとインバータ側零相電圧の変化分ΔVz_iとの差ΔVzが存在する場合に、零相インピーダンスZzと電源２１及び電動機２２の対地浮遊容量９１及び９２を介して零相電流が流れる。

【０００７】

そこで特許文献４では、コンバータとインバータとのスイッチングを同期させることで、両者の零相電圧の変化を抑止して零相電流低減を図っている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【０００８】

【特許文献１】特開平６－１４５５７号公報
【特許文献２】特開２０１０－２５９３２６号公報
【特許文献３】特開２０１１－２１１７７７号公報
【特許文献４】特開２０１２－８０７６５号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【０００９】

特許文献４の方式では、零相電流低減には効果があるものの、インバータのスイッチングタイミングがコンバータのスイッチングタイミングによって制約されるため、騒音抑制が不十分になる。

【００１０】

本発明が解決しようとする課題は、電力変換装置において、スイッチングによって生じる零相電流の低減と、同じくスイッチングに起因する不快な騒音の抑制とを両立することである。

【課題を解決するための手段】

【００１１】

上記の課題を解決するために、本発明の電力変換装置は、例えば、第一の電位と第二の電位とを有する直流回路と、第一の多相交流と前記直流回路との間に接続されスイッチング素子により直流と交流との間で電力を変換する第一の変換回路と、第二の多相交流と前

記直流回路との間に接続されスイッチング素子により直流と交流との間で電力を変換する第二の変換回路と、前記第一の変換回路と前記第二の変換回路とを制御する制御器とを有する電力変換装置において、前記制御器は、前記第一の変換回路の２つ以上の相が前記第一の電位から前記第二の電位に同時に変化するタイミングで、前記第二の変換回路の少なくとも１つの相も前記第一の電位から前記第二の電位に変化させるよう制御することを特徴とする。

【発明の効果】

【００１２】

上記のような構成とすることで、スイッチングに伴う騒音による不快感を低減するとともに、零相電流を低減できる。

【図面の簡単な説明】

【００１３】

【図１】本発明の実施例１の構成を示す構成図。

【図２】従来例として一般的な制御方法の場合の波形を示す波形図。

【図３】従来例として一般的な制御方法の場合の動作を示す波形図。

【図４】実施例１における波形を示す波形図。

【図５】実施例１における動作を示す波形図。

【図６】比較例として特許文献４を応用した場合の波形を示す波形図。

【図７】比較例として特許文献４を応用した場合の動作を示す波形図。

【図８】本発明の効果を説明するための端子電圧のＦＦＴ解析結果を示す図。

【図９】本発明の実施例２の構成を示す構成図。

【図１０】本発明の実施例３の構成を示す構成図。

【図１１】本発明の実施例４の構成を示す構成図。

【図１２】本発明の適用分野である電力変換装置の構成の一例。

【図１３】フィルタ回路の対地コンデンサが無い場合の零相回路の概略構成。

【発明を実施するための形態】

【００１４】

本発明の実施例を、図面を参照しながら説明する。尚、各図および各実施例において、同一又は類似の構成要素には同じ符号を付し、説明を省略する。

【実施例１】

【００１５】

本発明の実施例１の構成を図１に示す。図１の電力変換装置は、例えばエレベータなどの駆動に用いることができる。図１の電力変換装置は、図１２と同じように交流の電源２１から変換回路であるコンバータ１１により直流に変換し、さらに平滑コンデンサ４１で平滑された直流電力を変換回路であるインバータ１２（変換回路）を介して可変電圧可変周波数の交流に変換し、電動機２２に変換された交流電力を供給する構成である。尚、図１では、直流回路は第一の電位と第二の電位を有している。また、電源２１と電動機２２の交流は多相交流であり、それぞれ３相である場合を例示している。電源２１とコンバータ１１との間にはフィルタ回路５が接続されている。コンバータ１１及びインバータ１２は各相上下一対のスイッチング素子（ここではＩＧＢＴ；絶縁ゲートバイポーラトランジスタを例に記述）で構成され、コンバータ１１のゲート駆動回路３１及びインバータ１２のゲート駆動回路３２によって、上下交互にスイッチングすることで電力変換を行う。ここで、コンバータ１１としてスイッチング素子を有するＰＷＭ整流器を用いることで、電動機２２からエネルギー回生が起こった場合でも回生されたエネルギーをインバータ１２で直流に変換し、コンバータ１１で直流を交流に変換して電源に回生することができる。

【００１６】

コンバータ１１及びインバータ１２はＰＷＭ制御器８（制御器）により制御される。平滑コンデンサ４１の電圧を目標値に制御するために、コンバータ制御器４２にて、電源電流を電流検出器６１によりフィードバック制御してコンバータ１１の各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_refを作成し、これによりＰＷＭ制御器８がＰＷＭ制御を行う。

【００１７】
電動機２２の速度制御は、速度指令に対して速度検出器７１を用いて速度制御器７にてフィードバック制御される。これにより速度制御器７で作成される電流指令に対して電流検出器６２を用いてインバータ制御器７２でフィードバック制御され、インバータ制御器７２はインバータ１２の各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refを作成し、これによりＰＷＭ制御器８がＰＷＭ制御（パルス幅変調制御）を行う。
【００１８】
次に、ＰＷＭ制御器８の動作について説明する。尚、ＰＷＭ制御器８は、例えばマイコン等によって構成されており、図１に示すＰＷＭ制御器８内の各機能や各ブロックはマイコンによって実行されるソフトウェアによって実現できる。
【００１９】
一般的な電力変換装置のＰＷＭ制御では、これら各相の電圧指令（各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_ref、各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_ref）を変調波として搬送波８０と比較してＰＷＭパルス信号（ゲートパルス信号Sr、Ss、St、ゲートパルス信号Su、Sv、Sw）を作成し、そのＰＷＭパルス信号に基づいてゲート駆動回路３１、３２によってＩＧＢＴのスイッチングを制御している。
【００２０】
実施例１においては、一般的な電力変換装置のＰＷＭ制御とは、次の点で相違する。
【００２１】
コンバータ１１の制御については、コンバータ制御器４２で作成される各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_refに、重畳成分生成部８１０４で生成した各相共通の重畳成分Vadd_c（各相共通の零相成分）を、加算部８１０３にて加算し、変調波Vr*、Vs*、Vt*を算出する。そして、減算部８１０２にて、変調波Vr*、Vs*、Vt*から搬送波８０を減算して、ゲートパルス信号生成部８１０１で、その大小によってゲートパルス信号Sr、Ss、Stを生成する。ゲートパルス信号Sr、Ss、Stは０または１の値をとる。ゲート駆動回路３１は、ゲートパルス信号Sr、Ss、Stに基づいて、コンバータ１１のスイッチング素子のスイッチングを制御する。ここで重畳成分Vadd_cは、例えば正弦波やランダムな信号を用いることができる。重畳成分Vadd_cを加えることで、規則的なスイッチングが分散され、コンバータ１１のスイッチングに伴う不快な騒音は低減される。尚、重畳成分生成部８１０４では、重畳された変調波が搬送波の振幅を超えないように、コンバータ制御器４２からの各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_refの大きさに応じて重畳成分Vadd_cの大きさを制限することが望ましい。尚、重畳成分Vadd_cを加えることは、コンバータ１１のスイッチングに伴う不快な騒音の低減が目的であるため、後述する零相電圧の低減やインバータ１２の騒音の低減に対しては必須な構成ではない。
【００２２】
零相電圧算出部８１０６では、生成されたゲートパルス信号Sr、Ss、Stの総和の平均からコンバータ１１の零相電圧Vz_cを算出する（Vz_c=ΣSc/3（但しSc＝Sr，Ss，St））。前回比較部８１０７では、１つ前の段階（前回）の零相電圧Vz_cの値と比較して、前回の零相電圧との差ΔVz_cを算出する。
【００２３】
前回の零相電圧との差ΔVz_cにより、今回同じ電位変化の向きにスイッチングする相の数がわかる（厳密に言えばある１相が第一の電位から第二の電位に変化し、別の１相が第二の電位から第一の電位に変化する場合には打ち消しあって零相電圧は０になるので、前回の零相電圧との差ΔVz_cは実際に同じ電位変化の向きにスイッチングする相の数とは一致しないが、２相以上が同時に同じ電位変化の向きにスイッチングするかどうかを判断するのには支障がない。また、ある１相が第一の電位から第二の電位に変化し、別の２相が第二の電位から第一の電位に同時に変化する場合には打ち消しあって零相電圧は１／３となるが、現実的にはこのようなタイミングでの変化は起こらないので同じく支障がない。）。コンバータ１１で２相以上が同時に同じ電位変化の向き（例えば第一の電位から第二の電位に変化する向き）にスイッチングする場合には、零相電圧の変化が大きくなるので

、実施例１においては、零相電圧の変化を低減するために、インバータ１２でも少なくとも１相をこれと同じタイミングで同じ電位変化の向きにスイッチングさせるよう制御する。そのために、判断部８１０８では、前回の零相電圧との差ΔVz_cに基づいて、コンバータ１１において２相以上が同時に同じ電位変化の向きにスイッチングするかどうかを判断して、該当すれば後述するようにΔVadd_iを算出する。また、該当しない場合でも、零相電圧の変化が大きくなる場合があるので、後述するように逆方向変化抑制部８３による処理を行うようにしても良い。尚、判断部８１０８は、前回の零相電圧との差ΔVz_cを用いるのではなく、ゲートパルス信号Sr、Ss、Stなど別の信号を用いて判断しても良い。

【００２４】

次に、インバータ１２の制御について説明する。インバータ１２の制御も同様に、インバータ制御器７２で作成される各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refに各相共通の重畳成分Vadd_i（各相共通の零相成分）を加算部８２０３で加算し、変調波Vu*、Vv*、Vw*を算出する。そして、そして、減算部８２０２にて、変調波Vu*、Vv*、Vw*から搬送波８０を減算して、ゲートパルス信号生成部８２０１で、その大小によってゲートパルス信号Su、Sv、Swを生成する。ゲートパルス信号Su、Sv、Swは０または１の値をとる。ゲート駆動回路３２は、ゲートパルス信号Su、Sv、Swに基づいて、インバータ１２のスイッチング素子のスイッチングを制御する。この各相共通の重畳成分Vadd_iにより、一般的な電力変換装置のスイッチングのタイミングとは異なるようにスイッチングを制御する。

【００２５】

零相電圧算出部８２０６では、生成されたゲートパルス信号Su、Sv、Swの総和の平均からインバータ１２の零相電圧Vz_iを算出する（Vz_i=ΣSi/3（但しSi＝Su，Sv，Sw））。前回比較部８２０７では、１つ前の段階（前回）の零相電圧Vz_iの値と比較して、前回の零相電圧との差ΔVz_iを算出する。

【００２６】

前回の零相電圧との差ΔVz_iにより、今回同じ電位変化の向きにスイッチングする相の数がわかる（厳密に言えば前回の零相電圧との差ΔVz_cで説明した通り例外が存在して一致しないが、支障はない）。インバータ１２で２相以上が同時に同じ電位変化の向き（例えば第一の電位から第二の電位に変化する向き）にスイッチングする場合には、零相電圧が大きくなるので、実施例１においては、零相電圧を低減するために、インバータ１２では同じ電位変化の向きに１相のみがスイッチングするように他の相のスイッチングを抑制するよう制御することが望ましい。そのために、判断部８２０８では、前回の零相電圧との差ΔVz_iに基づいて、インバータ１２において２相以上が同時に同じ電位変化の向きにスイッチングするかどうかを判断して、該当すれば後述するようにΔVadd_i0を算出する。また、該当しない場合でも、零相電圧が大きくなる場合があるので、後述するように逆方向変化抑制部８３による処理を行うようにしても良い。尚、判断部８２０８は、前回の零相電圧との差ΔVz_iを用いるのではなく、ゲートパルス信号Su、Sv、Swなど別の信号を用いて判断しても良い。

【００２７】

重畳電圧算出部８２１０は、インバータ１２で２相以上が同じ電位変化の向きに同時にスイッチングする場合（判断部８２０８で該当すると判断された場合）には、インバータ１２の１相のみが変化（スイッチング）するように変化するタイミングを補正する制御をする。具体的には、この場合には、例えば、減算部８２０２の出力を参照して、インバータ１２では同じ電位変化の向きに１相のみがスイッチングするように他の相のスイッチングが抑制されるよう、インバータ１２の制御に用いる各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refに重畳するための補正電圧ΔVadd_i0を算出する。例えば、同じ電位変化の向きに同時にスイッチングする相の減算部８２０２の出力が前回マイナスだったものがプラスに変化してそれぞれ0.1と0.2だった場合、ΔVadd_i0=-0.15とすればよい。この補正電圧ΔVadd_i0により、インバータ１２における同時スイッチングを抑制することができ、零相電圧の変化を低減して、零相電流が低減できる。

【００２８】

重畳電圧算出部８２０９は、コンバータ１１で２相以上が同じ電位変化の向きに同時にスイッチングする場合（判断部８１０８で該当すると判断された場合）には、インバータ１２の少なくとも１相が同じ電位変化の向きにスイッチングするように、例えば、減算部８２０２の出力を参照して、インバータ１２の制御に用いる各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refに重畳するための補正電圧ΔVadd_iを算出する。例えば、減算部８２０２の出力の大きさと変化方向に基づいて、補正電圧ΔVadd_iを加えた場合に次にスイッチングする予定の相が前倒しでスイッチングするような値にΔVadd_iを算出する。例えば、減算部８２０２の出力のうち、0に向かって変化している相の出力のうち0に最も近いものが0.1だった場合、ΔVadd_i=-0.11（-0.1以下の値）とすればよい。なお、前述のインバータ１２の２相同時スイッチングを抑制するために補正電圧ΔVadd_i0を重畳させる場合には、この分を考慮してΔVadd_iを算出する。この補正電圧ΔVadd_iによって、コンバータ１１と同時にインバータ１２もスイッチングするので、零相電圧の変化を低減して、零相電流を低減できる。

【００２９】

重畳電圧算出部８２０９でΔVadd_iを算出した場合には、選択部８２０５は重畳電圧算出部８２０９側を選択する。

【００３０】

加算部８２０４は、補正電圧ΔVadd_iと補正電圧ΔVadd_i0とを加算し、重畳成分Vadd_iとして出力し、前述した通り加算部８２０３にて各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refに重畳し、減算部８２０２、ゲートパルス信号生成部８２０１によって補正後のゲートパルス信号Su、Sv、Swが算出され、ゲート駆動回路３２に出力される。

【００３１】

尚、インバータ１２側はコンバータ１１側が２相以上同時に同じ電位変化の向きにスイッチングが行われた場合（判断部８１０８で該当と判定された場合）には、選択部８２０５で重畳電圧算出部８２０９で算出された補正電圧ΔVadd_iを選択し、そうではない場合（判断部８１０８で該当しないと判定された場合）には逆方向変化抑制部８３で算出された補正電圧ΔVadd_iに切り替える制御をしている。

【００３２】

逆方向変化抑制部８３は、判断部８１０８で該当しないと判定された場合、または、判断部８２０８で該当しないと判定された場合に処理が行われる。ここでは、コンバータ１１とインバータ１２とでそれぞれ１相のみが同時にスイッチングする場合でも、互いに逆方向にスイッチングする場合（一方が第一の電位から第二の電位に変化し、他方がその逆の場合）には、零相電圧の変化により零相電流が流れるため、それを抑制するべく、インバータ１２のスイッチングを抑制してスイッチングのタイミングをずらすための補正電圧ΔVadd_iを算出する処理を行っている。換言すれば、コンバータ１１側で１相のみがある電位変化の方向に変化するタイミングでは、インバータ１２側では１相たりともその逆方向に電位変化しないように制御する。

【００３３】

まず、減算部において、前回の零相電圧との差ΔVz_cから前回の零相電圧との差ΔVz_iを減算したものを零相電圧差の変化分ΔVzとして求めておく。次に、逆方向変化抑制部８３は、判断部８３２において、零相電圧差の変化分ΔVzの絶対値が所定のしきい値より大きいか否かを判断する。この所定のしきい値は、コンバータ１１とインバータ１２との一方のみにおいて、１相のみがスイッチングした場合の零相電圧の絶対値に設定しておく（この場合は１／３）。

【００３４】

零相電圧差の変化分ΔVzの絶対値は、コンバータ１１とインバータ１２とでスイッチングがない場合は０、コンバータ１１とインバータ１２との一方のみにおいて、１相のみがスイッチングした場合は１／３、コンバータ１１とインバータ１２とでそれぞれ１相のみが同時に同じ電位変化の向きにスイッチングする場合は０になるので、判断部８３２は該当しないと判断して重畳電圧設定部８３３で補正電圧ΔVadd_i=0（補正不要）に設定する

。この場合、選択部８３５は重畳電圧設定部８３３の結果を利用する。

【００３５】

また、零相電圧差の変化分ΔVzの絶対値は、コンバータ１１とインバータ１２とでそれぞれ１相のみが同時に逆の電位変化の向きにスイッチングする場合は２／３になるので、判断部８３２は該当すると判断して重畳電圧算出部８３４で、例えば、減算部８２０２の出力を参照して、インバータ１２におけるスイッチングが抑制されるように補正電圧ΔVadd_iを算出する。例えば、減算部８２０２の出力のうち、スイッチングする相の出力が0.1だった場合、ΔVadd_i=-0.11（-0.1以下の値）とすればよい。この場合、選択部８３５は重畳電圧算出部８３４の結果を利用する。

【００３６】

逆方向変化抑制部８３で求められた補正電圧ΔVadd_iは、選択部８２０５で選択された場合には加算部８２０４で加算され、あるいは、選択部８２０５で選択されなかった場合には、その値は用いられず、その後の処理が行われる。

【００３７】

以上の処理を、ゲート駆動回路３１、３２の入力のサンプリング周期に間に合うように演算して出力する。

【００３８】

ここで、搬送波８０はコンバータ１１とインバータ１２とで同一とした。これは、コンバータ１１とインバータ１２とで搬送波を同期させることで、平滑コンデンサ４１の電流を低減できる効果があるためである。

【００３９】

実施例１の効果を以下で説明する。

【００４０】

まずは零相電流の低減について比較する。ここでは簡単化のため、コンバータ１１への重畳成分Vadd_c（図１の8104）は常に０とした場合で説明する。

【００４１】

図２は、従来例として一般的な制御方法の場合の波形を示す波形図である。図３は、従来例として一般的な制御方法の場合の動作を示す波形図である。図２、図３とも、横軸は時刻ｔ［ｓ］である。ここでは、一般的なＰＷＭ制御方法である、電圧指令と三角波搬送波を比較してゲートパルス信号を生成する方法の場合を例にしている。図２（ａ）はコンバータ制御器４２からの電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_ref、図２（ｂ）はインバータ制御器７２からの電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refの波形を、搬送波８０の大きさで正規化して示している。図２（ｃ）は、コンバータ１１の前回の零相電圧との差ΔVz_cとインバータ１２の前回の零相電圧との差ΔVz_iとの差である零相電圧差の変化分ΔVzの変化を示す（ΔVz=ΔVz_c-ΔVz_i）。尚、図２（ａ）は変調率０．２５、周波数５０Ｈｚであり、図２（ｂ）は変調率０．５、周波数１０Ｈｚである。

【００４２】

図２において破線で囲む期間を拡大して、コンバータ１１側の各相電圧指令（Vr_ref、Vs_ref、Vr_ref）、ゲートパルス信号（Sr、Ss、St）及び零相電圧Vz_cを図３（ａ）に、インバータ１２側の各相電圧指令（Vu_ref、Vv_ref、Vw_ref）、スイッチングパルス（Su、Sv、Sw）及び零相電圧Vz_iを図３（ｂ）に、零相電圧Vz_cとVz_iとの差Vz（Vz=Vz_c-Vz_i）及びその変化分ΔVzを図３（ｃ）に示す。尚、図３（ａ）、図３（ｂ）では搬送波も図示した（周波数ｆｃ＝２ｋＨｚ）。

【００４３】

図３において一点鎖線で示すｔ＝Ｔ１時点ではコンバータ１１側で２相（Ｓ相とＴ相）が同時に正電位にスイッチングしたのに対して、インバータ１２側ではどの相もスイッチングしていないため、零相電圧の差Vzは２／３（２相分スイッチング）となり、ΔVzも同様となるため、１相だけのスイッチングに比べて大きな零相電流が流れると推定される。

【００４４】

次に、実施例１を適用した場合について説明する。図４は実施例１における波形を示す

波形図であり、図５は実施例１における動作を示す波形図であり、それぞれ図２、図３に対応するものがある場合は対応させて示している。

【００４５】

このときのコンバータ制御器４２からの各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_refを図４（ａ）に、インバータ制御器７２からの各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_ref、インバータ１２側の重畳成分Vadd_i、これを重畳して搬送波８０と比較する変調波Vu*、Vv*、Vw*を図４（ｂ）に示す。また、コンバータ１１側の零相電圧Vz_cとインバータ１２側の零相電圧Vz_iとの差Vzの変化分ΔVzを図４（ｃ）に示す。一般的な制御方式の例である図２（ｃ）では、ΔVz＝２／３となる時が存在したが、図４（ｃ）ではΔVz＜0.5に抑制されている。

【００４６】

図４において破線で囲んだ期間を拡大して、コンバータ１１側の各相電圧指令（Vr_ref、Vs_ref、Vr_ref）、ゲートパルス信号（Sr、Ss、St）及び零相電圧Vz_cを図５（ａ）に、インバータ１２側の電圧指令（Vu_ref、Vv_ref、Vw_ref）、ゲートパルス信号（Su、Sv、Sw）及び零相電圧Vz_iを図５（ｂ）に、零相電圧Vz_cとVz_iとの差Vz及びその変化分ΔVzを図５（ｃ）に示す。図５（ｃ）の変化分ΔVzにおいて破線で囲んだ部分が抑制され、零相電流を低減できる。

【００４７】

次に、比較例として特許文献４の方式を応用した例について説明する。図６は比較例として特許文献４を応用した場合の波形を示す波形図であり、図７は比較例として特許文献４を応用した場合の動作を示す波形図であり、それぞれ図４、図５に対応するものがある場合は対応させて示している。尚、特許文献４では補正電圧Vadd_iの計算などは示されていないため、仮に実施例１の方式を特許文献４のように「インバータ１１で少なくとも１相がスイッチングするときにコンバータ１２でも同時にスイッチングさせる」ように変形した場合（判断部８１０８で少なくとも１相の場合に補正電圧ΔVadd_iを算出させる場合）を比較例として想定した。

【００４８】

図２及び図４と同様に、コンバータ制御器４２からの各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_refを図６（ａ）に、インバータ制御器７２からの各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_ref、インバータ１２側の重畳成分Vadd_i、これを重畳して搬送波８０と比較する変調波Vu*、Vv*、Vw*を図６（ｂ）に示す。ここでは、コンバータ１１側の全てのスイッチングタイミングにおいて、同じ電位変化になるようにインバータ１２側をスイッチングさせるような補正電圧Vadd_iとしている。コンバータ１１側の零相電圧Vz_cとインバータ１２側の零相電圧Vz_iとの差Vzの変化分ΔVzを図６（ｃ）に示すが、全てのスイッチングタイミングにおいてコンバータ１１側の零相電圧の変化と合わせてインバータ１２側もスイッチングしているため零相電圧差の変化分ΔVzは常に０であり、零相電流は大幅に低減されている。

【００４９】

図６において破線で囲んだ期間を拡大して、コンバータ１１側の各相電圧指令（Vr_ref、Vs_ref、Vr_ref）、ゲートパルス信号（Sr、Ss、St）及び零相電圧Vz_cを図７（ａ）に、インバータ１２側の各相電圧指令（Vu_ref、Vv_ref、Vw_ref）、ゲートパルス信号（Su、Sv、Sw）及び零相電圧Vz_iを図７（ｂ）に、零相電圧Vz_cとVz_iとの差Vz及びその変化分ΔVzを図７（ｃ）に示す。零相電流については大幅な低減効果がある。

【００５０】

しかしながら、図６、図７に示した比較例では、スイッチングの騒音において問題がある。各方式において、騒音に寄与する電動機端子電圧（インバータ１２側の零相電圧と各相の端子電圧との差）を高調波解析（ＦＦＴ解析）した結果を図８に示す。尚、ここでもVadd_cは０としている。縦軸は振幅比、横軸は周波数ｆ［ｋＨｚ］である。図８（１）は一般的なＰＷＭ制御（電圧指令値への重畳なし）の場合で、搬送波周波数(2kHz)の２倍(4kHz)近傍及び３倍(6kHz)近傍の成分が大きく発生している。これに対して図８（２）に示

す本発明の実施例１では、 4kHz近傍の成分が低減されている。一方、図８（３）に示す特許文献４を応用した例では、4kHz近傍、6kHz近傍は低減されているものの、8kHz近傍に大きな振幅があり特定の周波数成分の騒音があるとともに、低周波成分が出る弊害がある。図８（２）の振幅比の最大値は図８（１）、図８（３）の振幅比の最大値と比べて低減されており、騒音の低減に効果があることがわかる。

【００５１】

図８（２）で騒音が低減されている理由は、補正電圧Vadd_iによりインバータ１２における規則的なスイッチングのタイミングが分散されたことによる。尚、図８（３）でも４ｋＨｚではスイッチングのタイミングの分散による騒音低減の効果が見られるが、コンバータ１１の全てのスイッチングタイミングでインバータ１２のスイッチングも同期させているためスイッチングのタイミングに制約を受け、逆に８ｋＨｚにおいて騒音が大きくなってしまうという問題がある。実施例１のようにコンバータ１１で２つ以上の相が同じ電位変化の向きに同時にスイッチングする場合にインバータ１２のスイッチングを補正することで、タイミングの制約を緩和し、零相電流低減の効果は弱まるものの、結果として騒音を低減できる。

【００５２】

このように、実施例１の電力変換装置では、零相電流低減と耳障りな騒音の低減との両立を図ることが可能である。

【００５３】

尚、実施例１において、インバータ１２で２つ以上の相が同じ電位変化の向きに同時にスイッチングする場合にコンバータ１１のスイッチングを補正するように構成しても良い。この場合、インバータ１２側ではコンバータ１１のスイッチングに伴うスイッチングのタイミングの補正は行わない。また、インバータ１２の騒音抑制のために、正弦波やランダムな信号を各相電圧指令Vu_ref、Vv_ref、Vw_refに重畳させても良い。

【実施例２】

【００５４】

本発明の実施例２を図９に示す。実施例１と同じ部分の説明は省略して相違点のみ説明する。実施例２では、コンバータ１１の搬送波８０１がインバータ１２の搬送波８０２よりも低い周波数とした。この場合でも実施例１と同様の効果が得られる。搬送波周波数の低いコンバータ１１側ではインバータ１２側のスイッチングに合わせて補正を行うと、搬送波８０１で決めたスイッチング回数よりも多くなり損失が増大する可能性があるため、搬送波周波数の高いインバータ１２側のみ、コンバータ１１のスイッチングに応じて補正電圧ΔVadd_iを加算して重畳するようにした。なお、この場合の波形としては、実施例１に比べてインバータ１２側の搬送波８０２の周波数が高くなるが効果としては同様であるため、波形の図示による説明は省略する。

【実施例３】

【００５５】

本発明の実施例３を図１０に示す。ここでは図１との相違する点のみを説明する。上記の実施例１及び実施例２では、零相電流低減のために重畳させる補正を行うのはインバータ１２側のみであったが、この例ではコンバータ１１側でもインバータ側と同様の補正を行う。すなわち、インバータ１２側が２相以上同時に同じ電位変化の向きにスイッチングをする場合、判定部８２０８で該当すると判定し、重畳電圧算出部８１０９において重畳電圧算出部８２０９と同様の方法でコンバータ１１側の補正電圧ΔVadd_cを算出する。この補正電圧ΔVadd_cを選択部８２０５と同様な選択部８１０５で選択する。そして、加算部８１０３で補正電圧ΔVadd_cを重畳成分Vadd_cとして各相電圧指令Vr_ref、Vs_ref、Vt_refに加算し、変調波Vr*、Vs*、Vt*を算出する。一方、インバータ１２側で２相以上同時に同じ電位変化の向きにスイッチングが行われない場合（判断部８１０８で該当しないと判定された場合）には逆方向変化抑制部８３の重畳電圧設定部８３１で補正電圧ΔVadd_c＝0とし、選択部８１０５では重畳電圧設定部８３１の結果を利用する。

【００５６】

この場合はコンバータ側重畳成分もインバータ１２側のスイッチングによって変化するが、その効果及び動作は図４及び図５のインバータ１２側と同じであるため詳しい説明は省略する。

【００５７】

尚、インバータ１２側の制御については、重畳電圧算出部８２１０における補正電圧ΔVadd_i0の算出は行われず、加算部８２０４も不要となり、補正電圧ΔVadd_iがそのまま重畳成分Vadd_iとして用いられる。

【実施例４】

【００５８】

本発明の実施例４を図１１に示す。これは、特許文献１、２のように搬送波周波数を拡散させて、不快な騒音を抑制した場合に、本発明を適用した例である。実施例１～３と異なる点のみ説明する。ここでは実施例１の構成をベースにして、搬送波８０を周波数拡散部８４で周波数を拡散させる。これに伴い、重畳成分生成部８１０４と加算部８１０３による重畳成分Vadd_cの重畳は不要となる。周波数拡散の方法については、特許文献１、２に記載の方法を用いればよいので説明は省略する。

【００５９】

この場合の利点は、騒音抑制のための周波数分散は搬送波８０の周波数を拡散させることで対応できるので、各相電圧指令に重畳成分Vadd_iを重畳させる目的を零相電圧差の変化分ΔVzの低減に対応させればよく、両立が図りやすいという点である。特に変調率が高い場合には、重畳する重畳成分Vadd_iの許容範囲、すなわち変調波Vu*、Vv*、Vw*の絶対値が１を超えない範囲が狭くなってしまうが、搬送波８０の周波数を拡散させる方法と各相電圧指令に重畳成分を重畳させることによる零相電流低減とを両方使えるので両立を図りやすいという利点がある。

【００６０】

この例に関しても効果は同じなので、波形図示による説明は省略する。

【００６１】

以上、本発明の実施例を説明してきたが、これまでの各実施例で説明した構成はあくまで一例であり、本発明は、技術思想を逸脱しない範囲内で適宜変更が可能である。また、それぞれの実施例で説明した構成は、互いに矛盾しない限り、組み合わせて用いても良い。

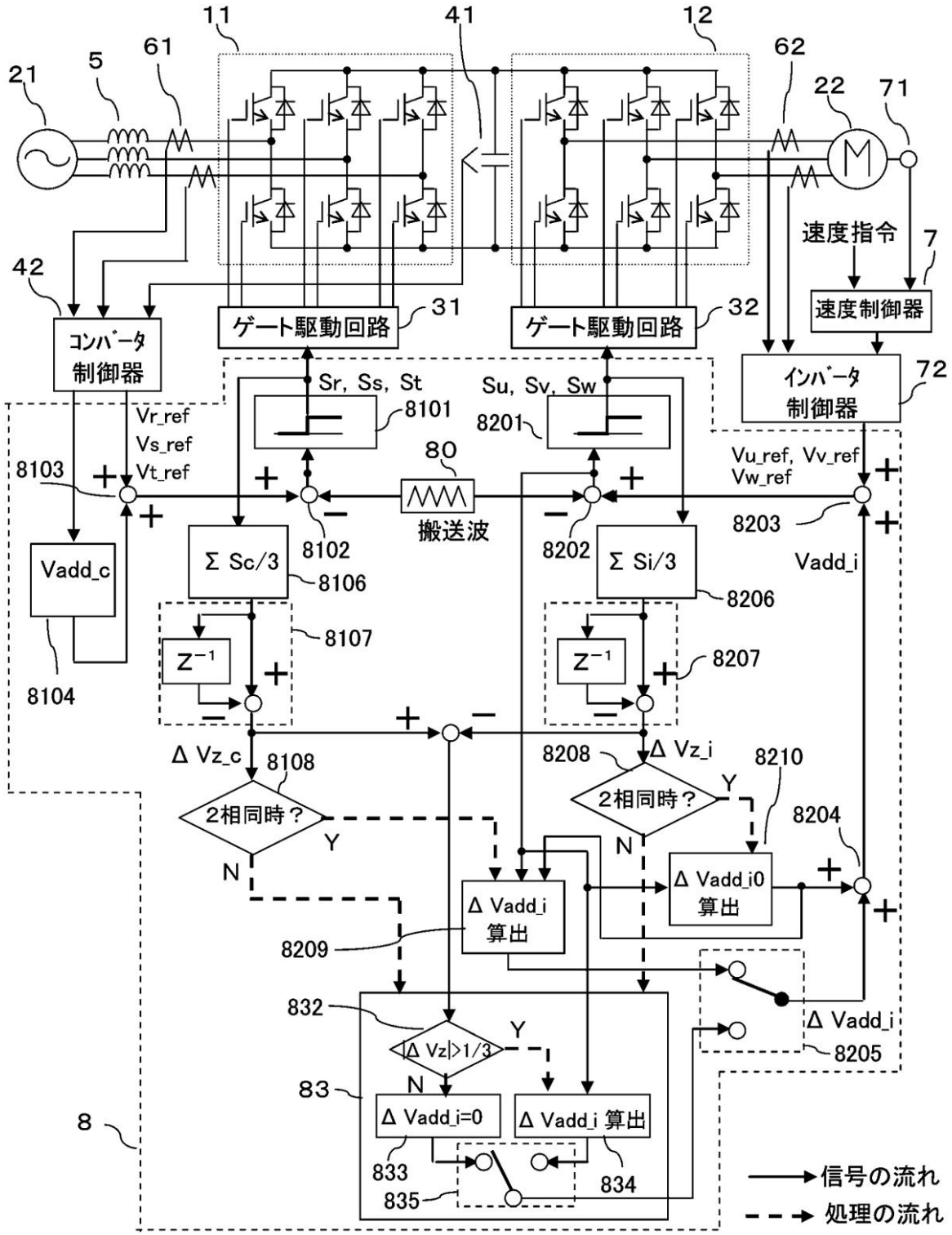
【符号の説明】

【００６２】

１１：コンバータ（変換回路）
１２：インバータ（変換回路）
２１：電源
２２：電動機
３１、３２：ゲート駆動回路
４１：平滑コンデンサ
４２：コンバータ制御器
５：フィルタ回路
５１、５２：リアクトル
５３：対地コンデンサ
６１、６２：電流検出器
７：速度制御器
７１：速度検出器
７２：インバータ制御器
８：ＰＷＭ制御器
９１、９２：対地浮遊容量

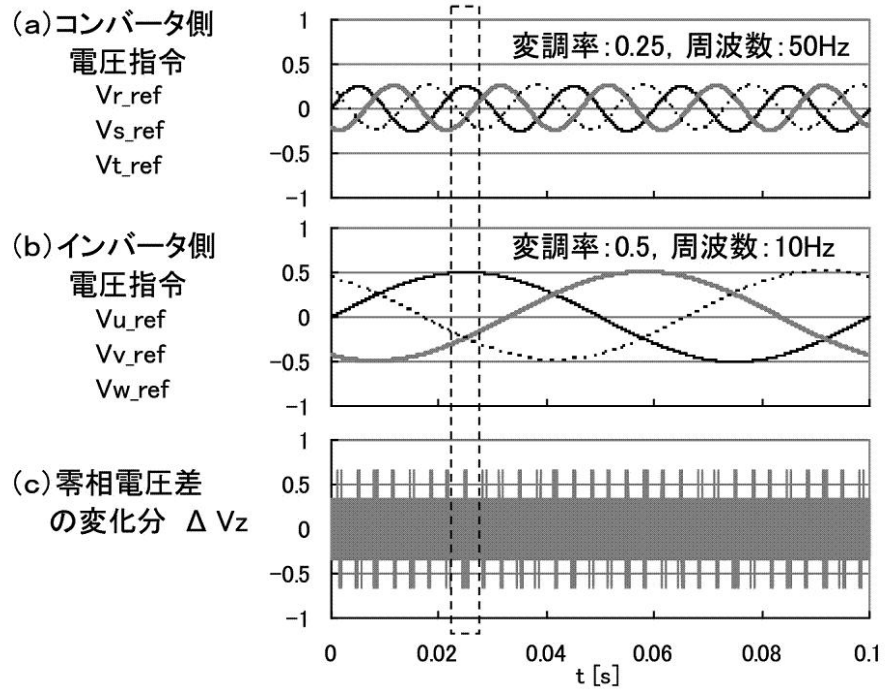
【図１】

図1


11
41
12
61
5
21
62
22
71
速度指令
7
42
ゲート駆動回路
31
ゲート駆動回路
32
速度制御器
コンバータ制御器
インバータ制御器
72
Sr, Ss, St
Su, Sv, Sw
8101
8201
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
8103
80
搬送波
Vu_ref, Vv_ref
Vw_ref
8102
8202
8203
Vadd_c
Σ Sc/3
8106
Σ Si/3
8206
Vadd_i
8107
8207
8104
Δ Vz_c
8108
Δ Vz_i
8208
8210
2相同時？
Y
N
8204
Δ Vadd_i0 算出
Δ Vadd_i 算出
8209
Δ Vadd_i
8205
832
|Δ Vz|>1/3
83
Δ Vadd_i=0
Δ Vadd_i 算出
833
834
835
8
信号の流れ
処理の流れ

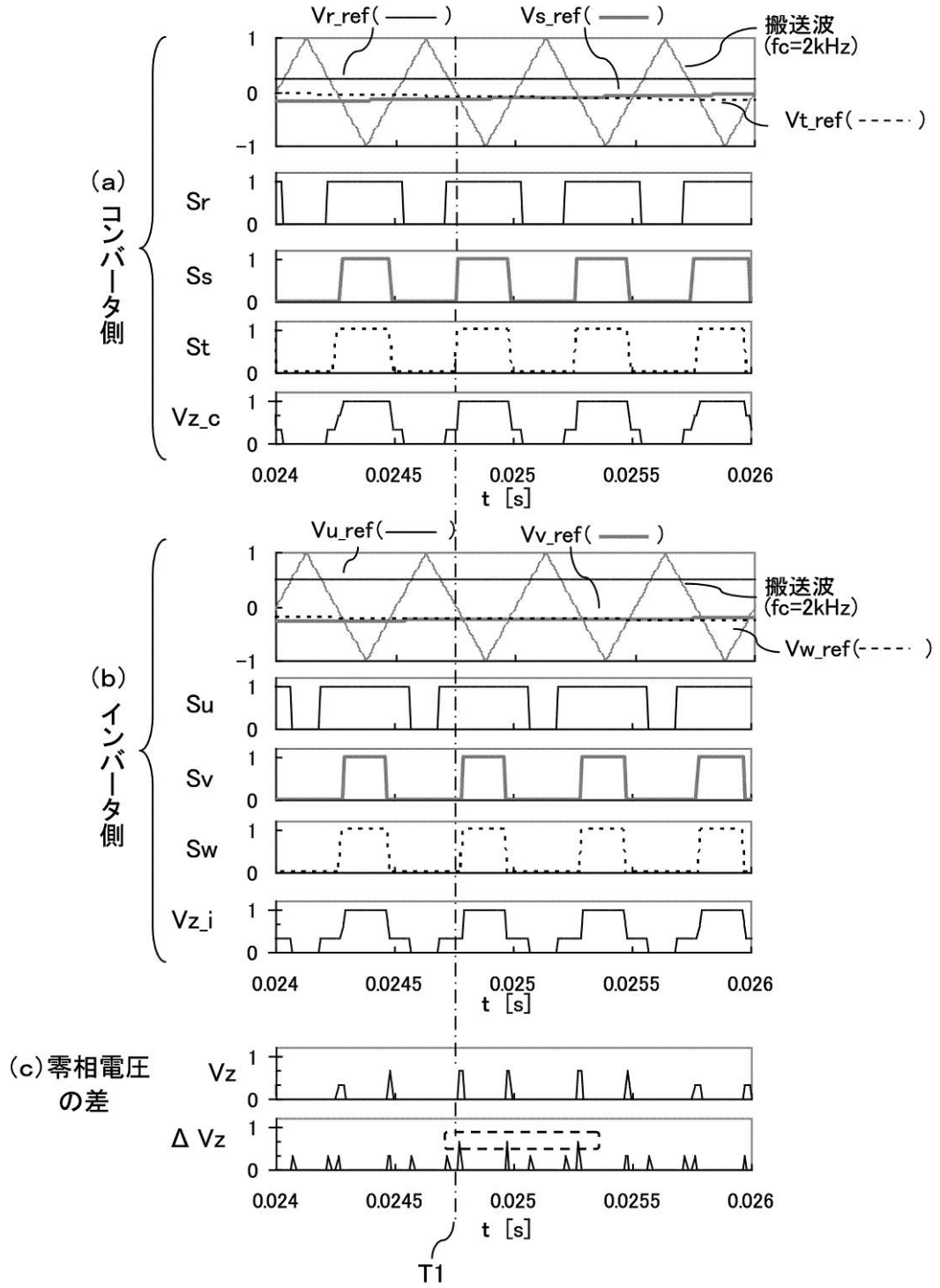
【図２】

図2


(a)コンバータ側
電圧指令
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
変調率:0.25, 周波数:50Hz
(b)インバータ側
電圧指令
Vu_ref
Vv_ref
Vw_ref
変調率:0.5, 周波数:10Hz
(c)零相電圧差
の変化分 Δ Vz
1
0.5
0
−0.5
−1
0
0.02
0.04
0.06
0.08
0.1
t [s]

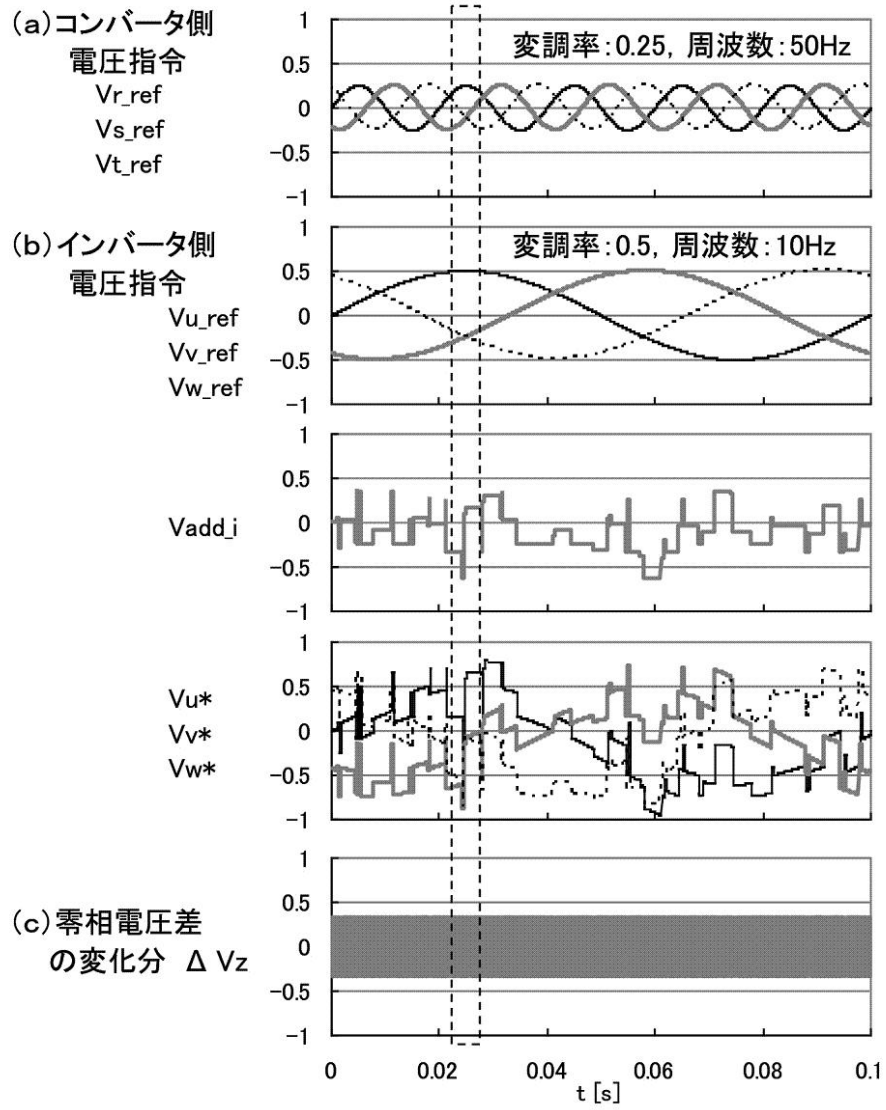
【図３】

図3


Vr_ref(———)
Vs_ref(———)
搬送波
(fc=2kHz)
Vt_ref(- - - - -)
(a) コンバータ側
Sr
Ss
St
Vz_c
1
0
−1
0.024
0.0245
0.025
0.0255
0.026
t [s]
Vu_ref(———)
Vv_ref(———)
搬送波
(fc=2kHz)
Vw_ref(- - - - -)
(b) インバータ側
Su
Sv
Sw
Vz_i
(c)零相電圧の差
Vz
Δ Vz
T1

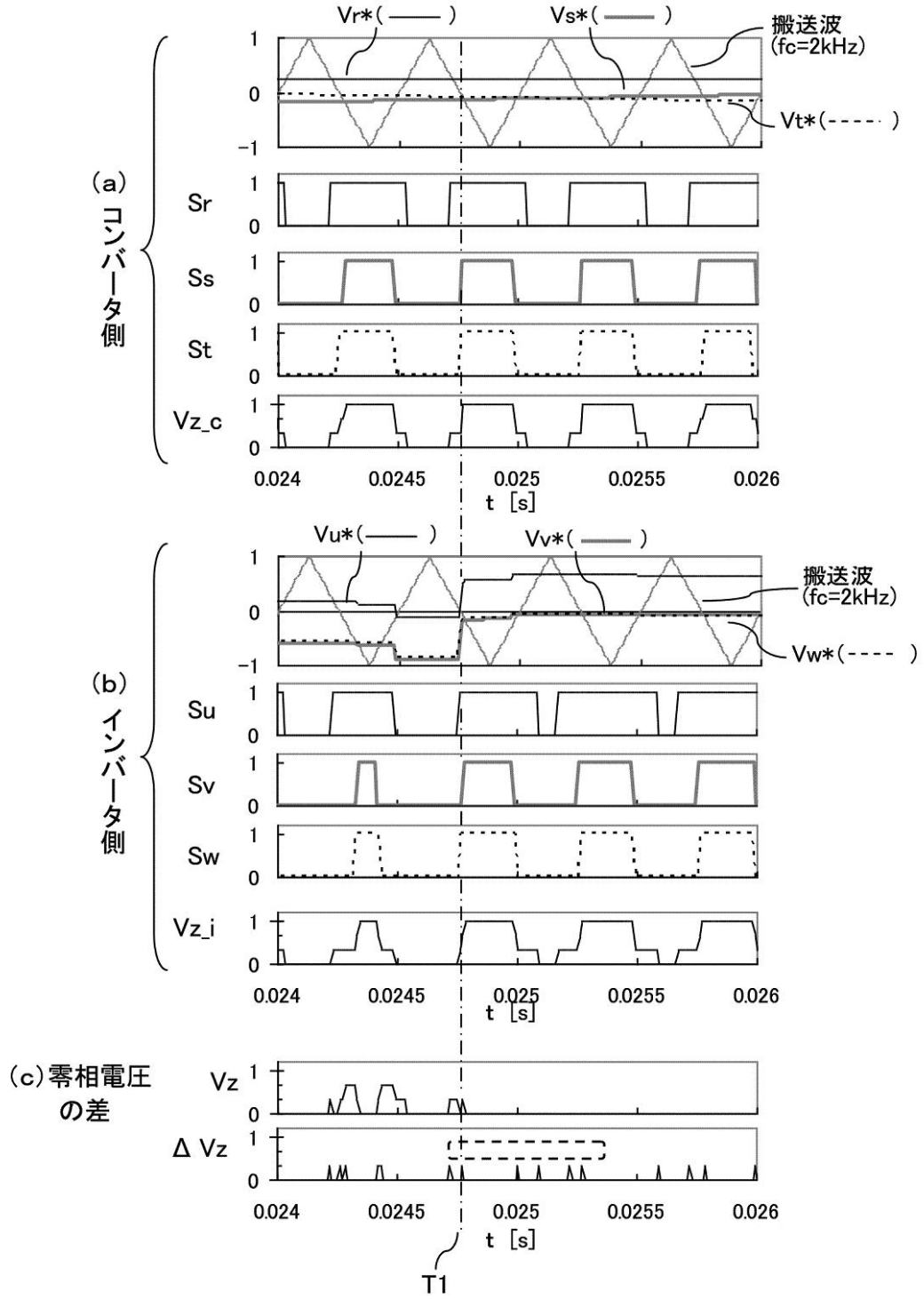
【図４】

図4


(a)コンバータ側
電圧指令
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
変調率:0.25, 周波数:50Hz
(b)インバータ側
電圧指令
Vu_ref
Vv_ref
Vw_ref
変調率:0.5, 周波数:10Hz
Vadd_i
Vu*
Vv*
Vw*
(c)零相電圧差
の変化分 Δ Vz
1
0.5
0
−0.5
−1
0
0.02
0.04
0.06
0.08
0.1
t [s]

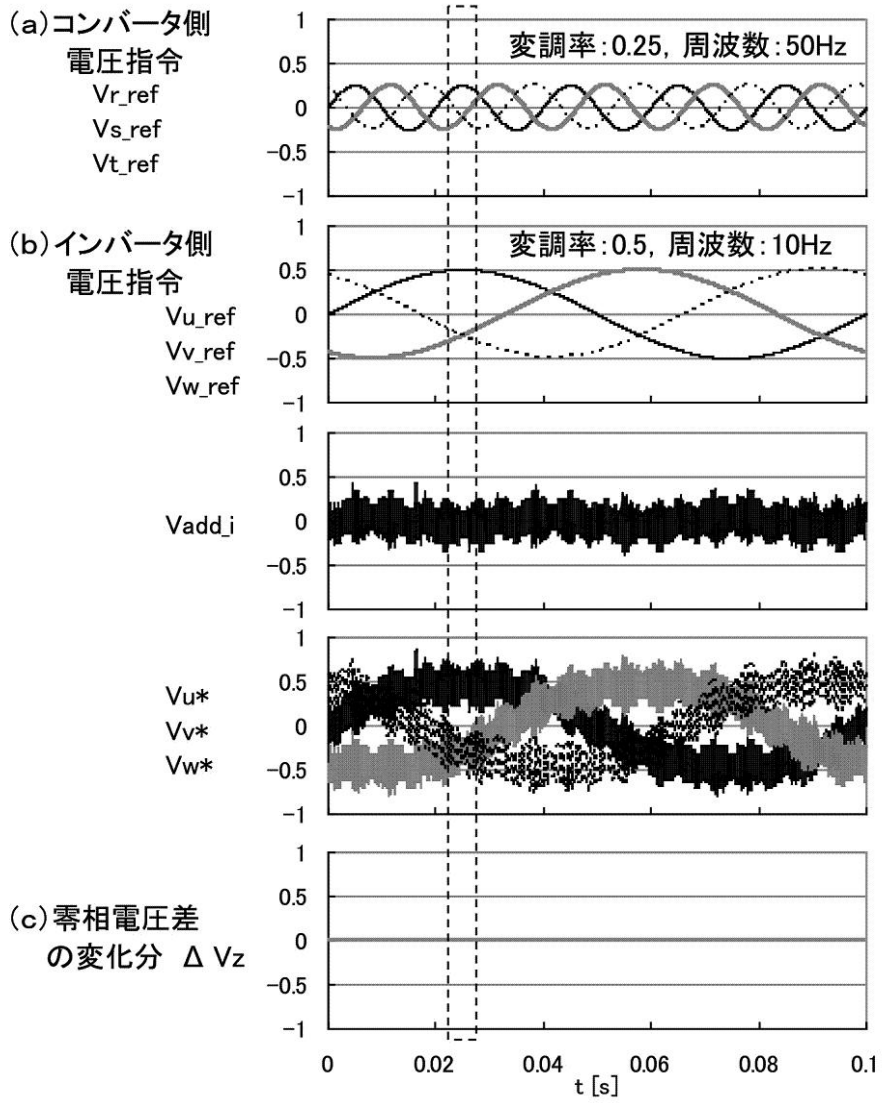
【図５】

図5


Vr*(——)
Vs*(——)
搬送波
(fc=2kHz)
Vt*(- - - - -)
(a) コンバータ側
Sr
Ss
St
Vz_c
1
0
−1
0.024
0.0245
0.025
0.0255
0.026
t [s]
Vu*(——)
Vv*(——)
搬送波
(fc=2kHz)
Vw*(- - - -)
(b) インバータ側
Su
Sv
Sw
Vz_i
(c)零相電圧の差
Vz
Δ Vz
T1

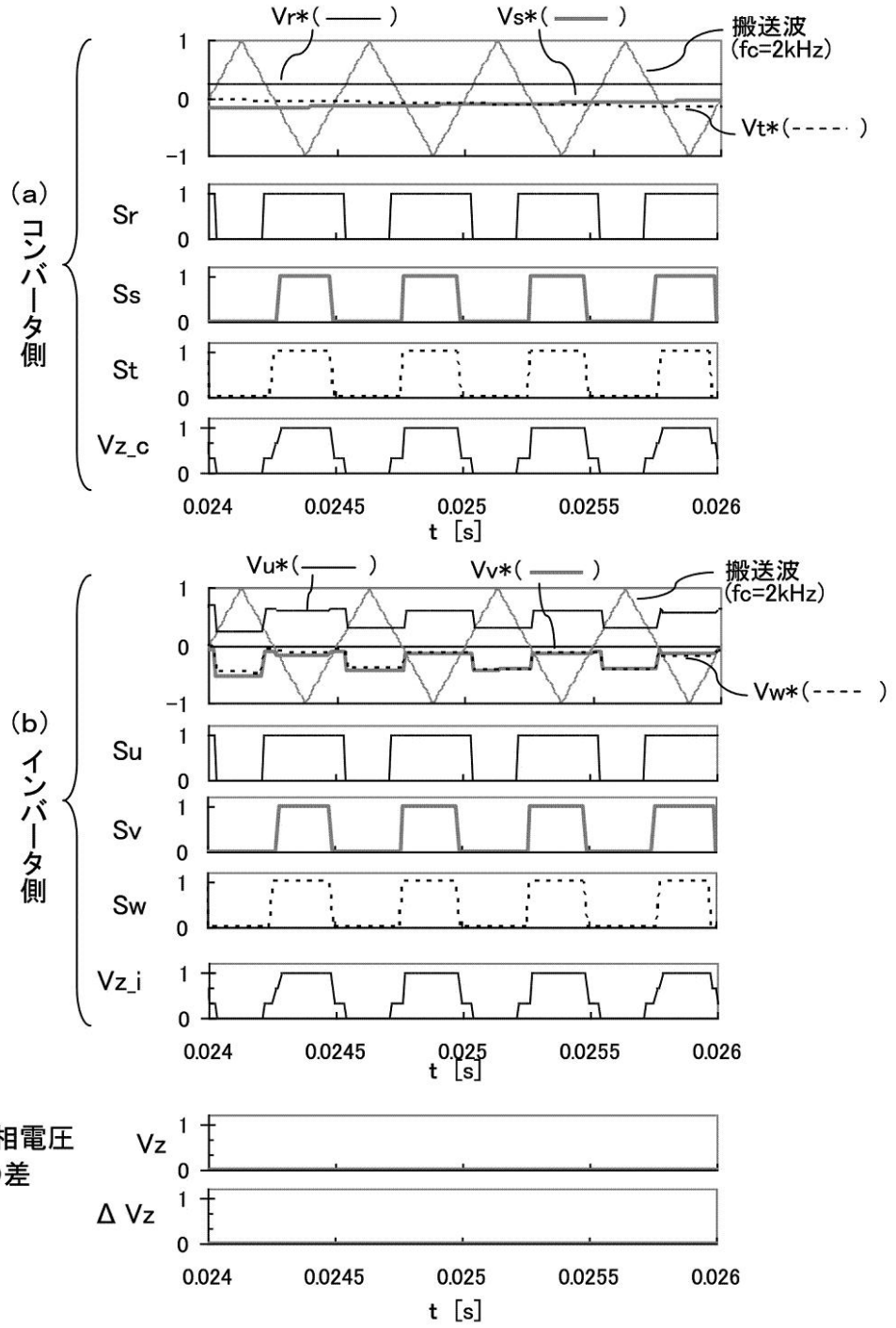
【図６】

図6


(a)コンバータ側
電圧指令
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
変調率:0.25, 周波数:50Hz
(b)インバータ側
電圧指令
Vu_ref
Vv_ref
Vw_ref
変調率:0.5, 周波数:10Hz
Vadd_i
Vu*
Vv*
Vw*
(c)零相電圧差
の変化分 Δ Vz
1
0.5
0
−0.5
−1
0
0.02
0.04
0.06
0.08
0.1
t [s]

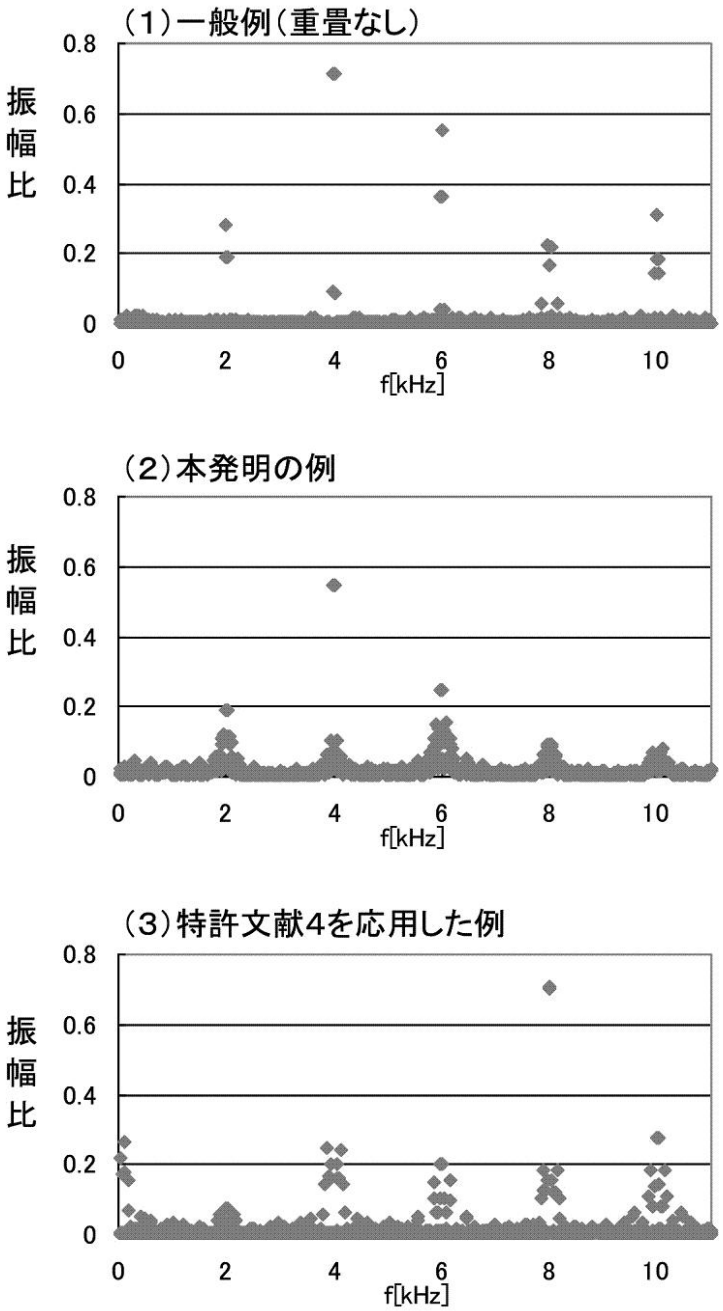
【図７】

図7


Vr*(——)
Vs*(——)
搬送波
(fc=2kHz)
Vt*(- - - - -)
(a)
コンバータ側
Sr
Ss
St
Vz_c
1
0
−1
0.024
0.0245
0.025
0.0255
0.026
t [s]
Vu*(——)
Vv*(——)
搬送波
(fc=2kHz)
Vw*(- - - -)
(b)
インバータ側
Su
Sv
Sw
Vz_i
(c)零相電圧
の差
Vz
Δ Vz

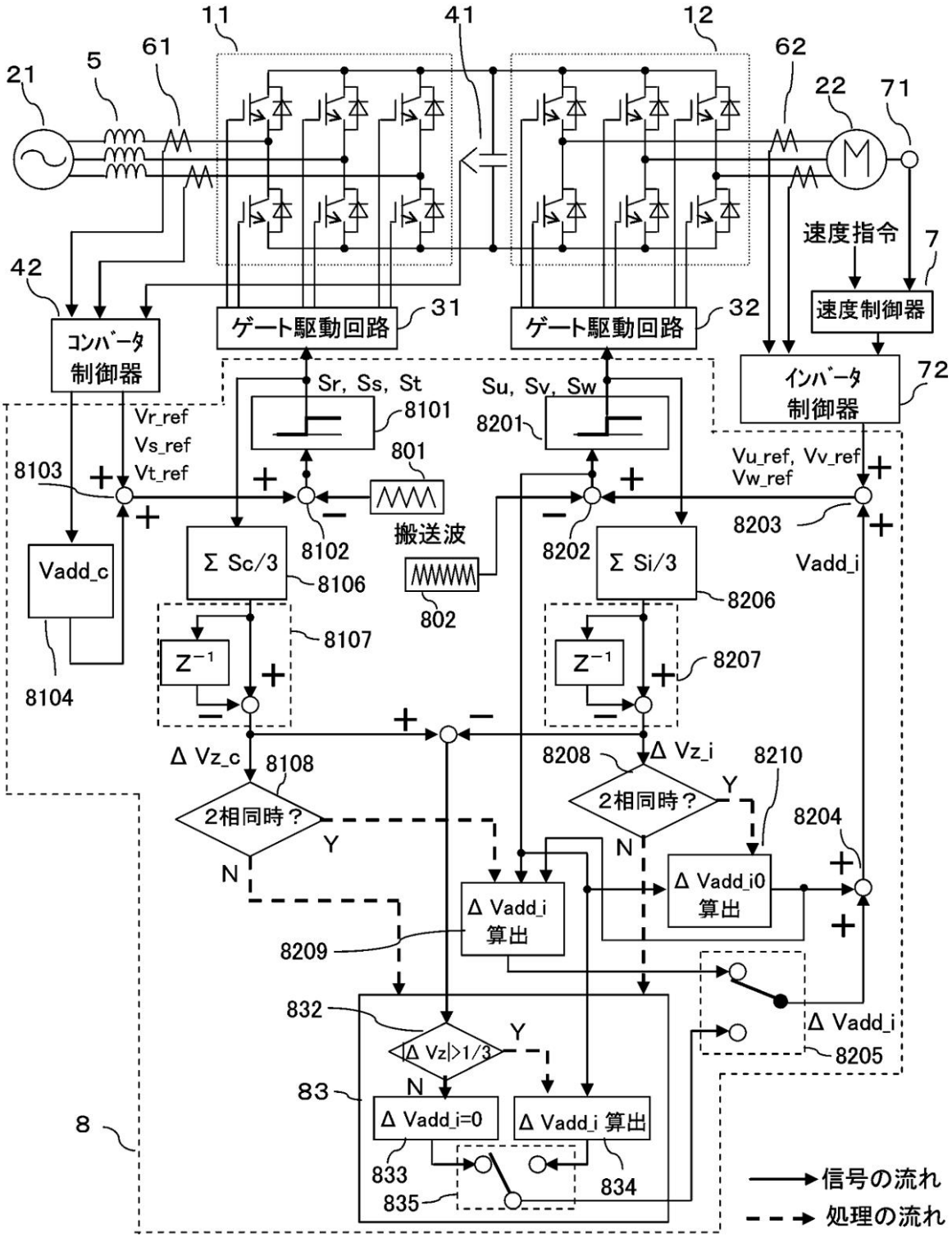
【図８】

図8


（1）一般例（重畳なし）
振幅比
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
2
4
6
8
10
f[kHz]
（2）本発明の例
振幅比
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
2
4
6
8
10
f[kHz]
（3）特許文献4を応用した例
振幅比
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
2
4
6
8
10
f[kHz]

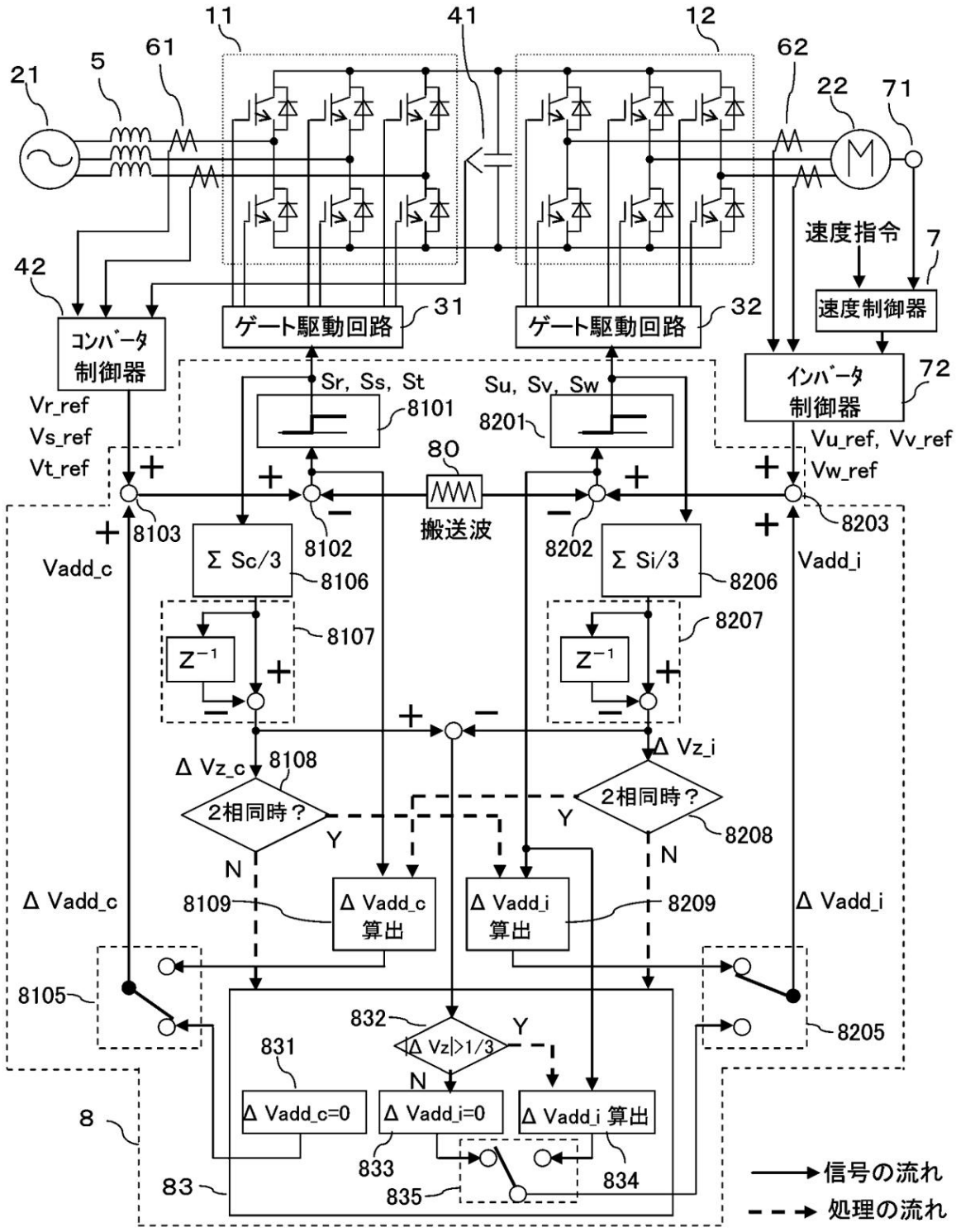
【図９】

図9


11
41
12
61
5
21
62
22
71
速度指令
7
42
ゲート駆動回路
31
ゲート駆動回路
32
速度制御器
コンバータ制御器
インバータ制御器
72
Sr, Ss, St
Su, Sv, Sw
8101
8201
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
801
8103
Vu_ref, Vv_ref
Vw_ref
搬送波
8102
8202
8203
Vadd_c
Σ Sc/3
8106
802
Σ Si/3
8206
Vadd_i
8107
Z⁻¹
8207
8104
Δ Vz_c
8108
8208
Δ Vz_i
8210
2相同時？
Y
N
8204
Δ Vadd_i0 算出
Δ Vadd_i 算出
8209
832
Δ Vadd_i
8205
|Δ Vz|>1/3
83
Δ Vadd_i=0
Δ Vadd_i 算出
8
833
834
835
信号の流れ
処理の流れ

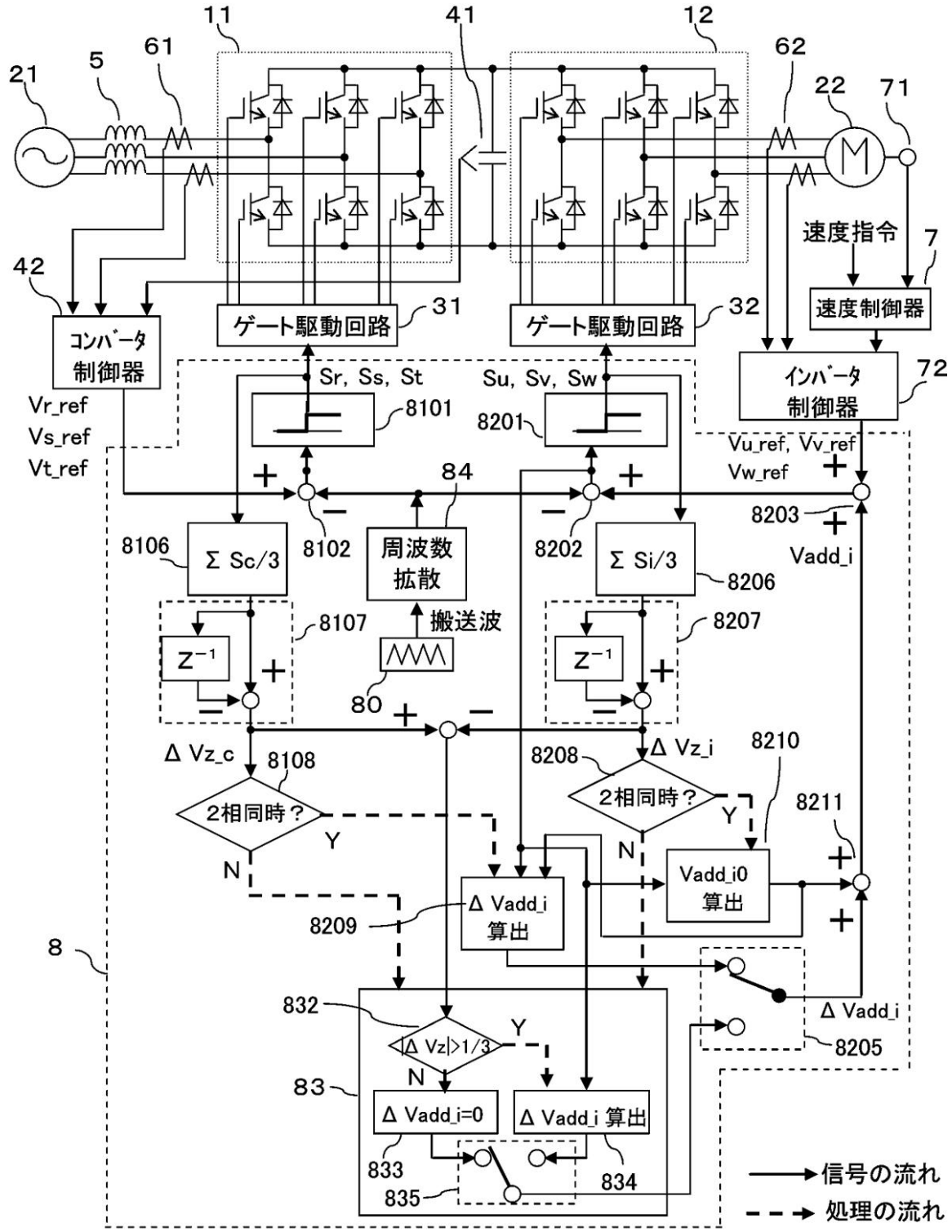
【図１０】

図10


11
41
12
21
5
61
62
22
71
速度指令
7
42
ゲート駆動回路
31
ゲート駆動回路
32
速度制御器
コンバータ制御器
インバータ制御器
72
Sr, Ss, St
Su, Sv, Sw
8101
8201
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
80
搬送波
Vu_ref, Vv_ref
Vw_ref
8103
8102
8202
8203
Vadd_c
Σ Sc/3
8106
Σ Si/3
8206
Vadd_i
8107
8207
Z⁻¹
Z⁻¹
Δ Vz_c
8108
Δ Vz_i
2相同時？
2相同時？
8208
Y
N
Δ Vadd_c
8109
Δ Vadd_c 算出
Δ Vadd_i 算出
8209
Δ Vadd_i
8105
8205
832
|Δ Vz|>1/3
831
Δ Vadd_c=0
Δ Vadd_i=0
Δ Vadd_i 算出
8
833
834
83
835
信号の流れ
処理の流れ

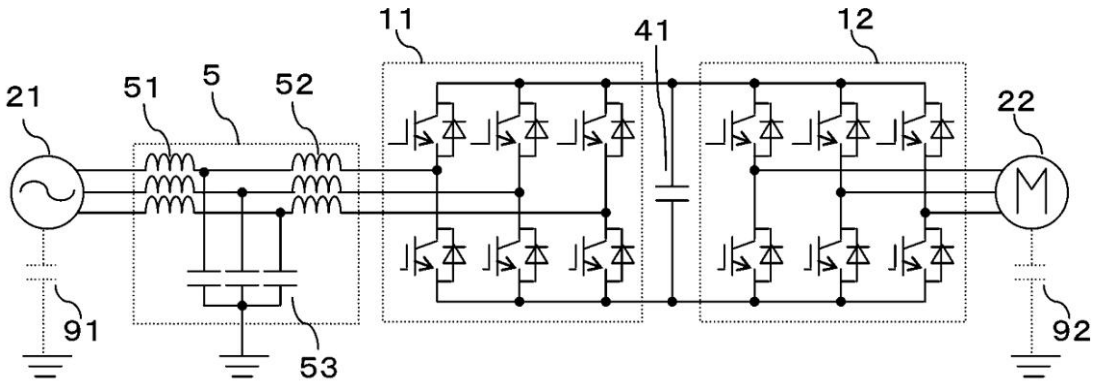
【図１１】

図11


11
41
12
61
5
21
62
22
71
速度指令
7
42
ゲート駆動回路
31
ゲート駆動回路
32
速度制御器
コンバータ制御器
インバータ制御器
72
Sr, Ss, St
Su, Sv, Sw
8101
8201
Vr_ref
Vs_ref
Vt_ref
Vu_ref, Vv_ref
Vw_ref
84
8203
Vadd_i
8106
Σ Sc/3
8102
周波数拡散
8202
Σ Si/3
8206
搬送波
8107
8207
Z⁻¹
Z⁻¹
80
Δ Vz_c
8108
8208
Δ Vz_i
8210
2相同時？
2相同時？
Y
N
8211
Vadd_i0算出
8209
Δ Vadd_i算出
8
832
|Δ Vz|>1/3
Y
N
83
Δ Vadd_i=0
Δ Vadd_i 算出
Δ Vadd_i
8205
833
834
835
信号の流れ
処理の流れ

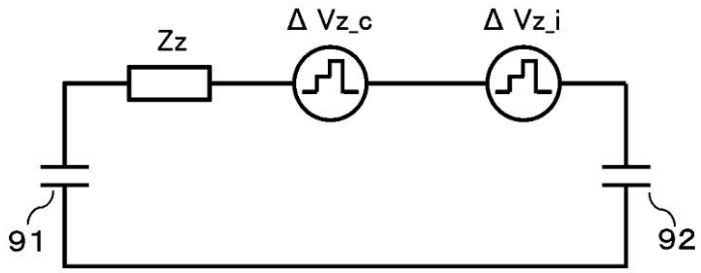
【図１２】

図12



【図１３】

図13



フロントページの続き

(72)発明者　迫田　友治
茨城県ひたちなか市市毛１０７０番地　株式会社　日立製作所　都市開発システム社内
(72)発明者　保立　尚史
茨城県ひたちなか市市毛１０７０番地　株式会社　日立製作所　都市開発システム社内
(72)発明者　藪内　達志
茨城県ひたちなか市市毛１０７０番地　株式会社　日立製作所　都市開発システム社内
(72)発明者　大沼　直人
茨城県ひたちなか市市毛１０７０番地　株式会社　日立製作所　都市開発システム社内

審査官　槻木澤　昌司

(56)参考文献　特開２０１２－０８０７６５（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－２２２４２１（ＪＰ，Ａ）
特開２０１０－２５９３２６（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－２６６９７２（ＪＰ，Ａ）
特開２０１１－２１１７７７（ＪＰ，Ａ）
米国特許第０６１８５１１５（ＵＳ，Ｂ１）
特開平０６－０１４５５７（ＪＰ，Ａ）
特開２００３－０１８８５３（ＪＰ，Ａ）
特開２００７－２９５７８６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｍ　　７／４８
Ｈ０２Ｍ　　７／１２