

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6883540号
(P6883540)

(45) 発行日 令和3年6月9日(2021.6.9)

(24) 登録日 令和3年5月12日(2021.5.12)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/12 (2006.01) HO2M 7/12 Q

請求項の数 9 (全 28 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2018-79397 (P2018-79397) (22) 出願日 平成30年4月17日 (2018.4.17) (65) 公開番号 特開2019-187220 (P2019-187220A) (43) 公開日 令和1年10月24日 (2019.10.24) 審査請求日 令和2年5月15日 (2020.5.15)</p>	<p>(73) 特許権者 000004695 株式会社 S O K E N 愛知県日進市米野木町南山500番地20 (73) 特許権者 000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 (74) 代理人 100121821 弁理士 山田 強 (74) 代理人 100139480 弁理士 日野 京子 (74) 代理人 100125575 弁理士 松田 洋 (74) 代理人 100175134 弁理士 北 裕介</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

リアクトル(13)と、駆動スイッチ(SW~SW34)と、コンデンサ(16)とを有し、交流電圧及び前記コンデンサの端子間電圧のうち、入力される一方の電圧を他方の電圧に変換して出力する電力変換装置(100)に適用される電力変換装置の制御装置(30)であって、

前記リアクトルに流れるリアクトル電流を取得する電流取得部と、

前記交流電圧を取得する交流電圧取得部と、

取得した前記交流電圧に基づいて、正弦波状のリアクトル電流の指令値を算出する指令値算出部と、

算出された前記指令値に加算する補正值を設定する電流補正部(40)と、

取得された前記リアクトル電流を、設定された前記補正值が加算された前記指令値に制御すべく、ピーク電流モード制御により前記駆動スイッチを操作する電流制御部(50, 52, 53, 150, 155, 156)と、
 を備え、

前記電流補正部は、取得した前記交流電圧に基づいて、前記補正值を、前記コンデンサの端子間電圧の変動成分を含む値に設定する電力変換装置の制御装置。

【請求項2】

前記電力変換装置は、前記交流電圧を前記コンデンサの端子間電圧に変換し、

前記電流補正部は、前記コンデンサの端子間電圧の1周期において、前記コンデンサの

端子間電圧が正極性及び負極性となる期間それぞれで極大値を1つ取り、前記正極性となる期間での極大値と前記負極性となる期間での極大値との間に極小値を1つ取るように前記補正値を設定する請求項1に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項3】

前記指令値算出部は、取得した前記交流電圧と、前記リアクトル電流の振幅を示す振幅指令値とに基づいて、前記指令値を算出し、

前記電流補正部は、前記コンデンサの端子間電圧が負極性となる期間において、前記振幅指令値が大きくなるほど、前記補正値を小さな値に設定し、前記コンデンサの端子間電圧が正極性となる期間において、前記振幅指令値が大きくなるほど、前記補正値を大きな値に設定する請求項2に記載の電力変換装置の制御装置。

10

【請求項4】

前記指令値算出部は、取得した前記交流電圧と、前記リアクトル電流の振幅を示す振幅指令値とに基づいて、前記指令値を算出し、

前記電流補正部は、前記振幅指令値が大きくなるほど、前記コンデンサの端子間電圧がゼロダウクロスするタイミングから前記補正値がその極小値となるまでの時間が短くなり、かつ前記振幅指令値が大きくなるほど、前記端子間電圧がゼロダウクロスするタイミングから前記補正値がその極大値となるまでの時間が短くなるように、前記補正値を設定する請求項2又は3に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項5】

前記電流補正部は、下記式(1)、(2)に基づいて前記補正値を算出する請求項3又は4に記載の電力変換装置の制御装置。

20

【数1】

$$I_h = \frac{|V_{ac}|}{2L} \cdot D \cdot T_{sw} + m_s \cdot D \cdot T_{sw} \quad \dots \quad (1)$$

【数2】

$$D = 1 - \frac{|V_{ac}|}{V_{dc}^* - \frac{V_{ac} \cdot I_a^*}{4\pi \cdot f \cdot V_{dc}^* \cdot C} \cdot \sin 2\theta} \quad \dots \quad (2)$$

30

ここで、 I_h は前記補正値、 D は前記駆動スイッチのデューティ比、 V_{ac} は前記交流電圧、 V_{dc}^* は変動がない場合の前記コンデンサの端子間電圧、 I_a^* は前記振幅指令値、 f は前記交流電圧の周波数、 C は前記コンデンサの静電容量、 θ は前記交流電圧の位相。

【請求項6】

前記電力変換装置は、前記コンデンサの端子間電圧を前記交流電圧に変換し、

前記電流補正部は、前記コンデンサの端子間電圧の1周期において、前記端子間電圧がゼロアップクロスするタイミングにおいて最小値を取り、時間的に隣り合う前記最小値の間に極大値を取るように前記補正値を設定する請求項1に記載の電力変換装置の制御装置。

40

【請求項7】

前記指令値算出部は、取得した前記交流電圧と、前記リアクトル電流の振幅を示す振幅指令値とに基づいて、前記指令値を算出し、

前記電流補正部は、前記コンデンサの端子間電圧が正極性となる期間において、前記振幅指令値が大きくなるほど、前記補正値を大きな値に設定し、前記コンデンサの端子間電圧が負極性となる期間において、前記振幅指令値が大きくなるほど、前記補正値を小さな値に設定する請求項6に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項8】

前記指令値算出部は、取得した前記交流電圧と、前記リアクトル電流の振幅を示す振幅指令値とに基づいて、前記指令値を算出し、

50

前記電流補正部は、前記振幅指令値が大きくなるほど、前記コンデンサの端子間電圧のゼロアップクロスタイミングから、前記補正值がその極大値となるまでの時間が短くなるように、前記補正值を設定する請求項 6 又は 7 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 9】

前記電流補正部は、下記式 (3)、(4) に基づいて前記補正值を算出する請求項 7 又は 8 に記載の電力変換装置の制御装置。

【数 3】

$$I_h = \frac{V_{dc}^* + \frac{V_{ac} \cdot I_a^*}{4\pi \cdot f \cdot V_{dc}^* \cdot C} \cdot \sin 2\theta - |V_{ac}|}{2L} \cdot D \cdot T_{sw} + m_s \cdot D \cdot T_{sw} \quad \dots \quad (3) \quad 10$$

【数 4】

$$D = \frac{|V_{ac}|}{V_{dc}^* + \frac{V_{ac} \cdot I_a^*}{4\pi \cdot f \cdot V_{dc}^* \cdot C} \cdot \sin 2\theta} \quad \dots \quad (4)$$

ここで、 I_h は前記補正值、 D は前記駆動スイッチのデューティ比、 V_{ac} は前記交流電圧、 V_{dc}^* は変動がない場合の前記コンデンサの端子間電圧、 I_a^* は前記振幅指令値、 f は前記交流電圧の周波数、 C は前記コンデンサの静電容量、 θ は前記交流電圧の位相。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置に適用される制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

例えば特許文献 1 には、リアクトルと、駆動スイッチと、コンデンサとを有し、交流電圧及びコンデンサの端子間電圧のうち、入力される一方の電圧を他方の電圧に変換して出力する電力変換装置の制御装置が開示されている。この制御装置は、リアクトルに流れるリアクトル電流を指令値に制御すべく、周知のピーク電流モード制御により駆動スイッチ

30

を操作する。また、この制御装置は、交流電圧の位相に応じて変化する補正值を指令値に加算することにより、交流電流の歪みを低減している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2015 - 198460 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

交流電圧とコンデンサの端子間電圧との間で電力を変換する電流変換装置では、コンデンサの端子間電圧の変動の影響により、リアクトルに流れるリアクトル電流が変動する場合がある。この場合、端子間電圧の変動の影響により、交流電流の歪みを好適に抑制できなくなることが懸念される。

40

【0005】

本発明は上記課題に鑑みたものであり、交流電圧及びコンデンサの端子間電圧のうち、入力される一方の電圧を他方の電圧に変換する電力変換装置に適用される制御装置において、交流電流の歪みを好適に抑制することができる電力変換装置の制御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】

【0006】

50

上記課題を解決するために本発明に係る制御装置は、リアクトルと、駆動スイッチと、コンデンサとを有し、交流電圧及び前記コンデンサの端子間電圧のうち、入力される一方の電圧を他方の電圧に変換して出力する電力変換装置に適用される電力変換装置の制御装置に適用される。制御装置は、前記リアクトルに流れるリアクトル電流を取得する電流取得部と、前記交流電圧を取得する交流電圧取得部と、取得した前記交流電圧に基づいて、正弦波状のリアクトル電流の指令値を算出する指令値算出部と、算出された前記指令値に加算する補正値を設定する電流補正部と、取得された前記リアクトル電流を、設定された前記補正値が加算された前記指令値に制御すべく、ピーク電流モード制御により前記駆動スイッチを操作する電流制御部と、を備え、前記電流補正部は、取得した前記交流電圧に基づいて、前記補正値を、前記コンデンサの端子間電圧の変動成分を含む値に設定する。

10

【0007】

コンデンサの端子間電圧の変動は、交流電圧の振幅に応じた値となる。また、リアクトルに印加されるコンデンサの端子間電圧が変動することによりリアクトル電流が変動するため、コンデンサの端子間電圧の変動周期とリアクトル電流の変動周期との間に相関があると考えられる。これらのことから、本発明者は、交流電圧に基づいて、補正値を、コンデンサの端子間電圧の変動に応じた値に設定することにより、交流電流の歪みを好適に抑制できるとの知見を得た。

【0008】

この点、上記構成では、取得された交流電圧に基づいて、正弦波状のリアクトル電流の指令値が算出される。また、取得されたリアクトル電流を、補正値が加算されたリアクトル電流の指令値に制御すべく、ピーク電流モード制御により駆動スイッチが操作される。このとき、補正値は、取得された交流電圧に基づいて、コンデンサの端子間電圧の変動成分を含む値に設定される。この場合、補正値が、端子間電圧の変動に伴うリアクトル電流の変動を加味した値に設定されることにより、交流電流の歪みを好適に抑制することができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】第1実施形態に係る電力変換装置の構成図。

【図2】制御装置の機能を説明する機能ブロック図。

【図3】交流電圧、補正前指令値、及びリアクトル電流の平均値の推移を示す図。

30

【図4】電流補正部の構成図。

【図5】高調波補正値の推移を説明する図。

【図6】乖離幅を説明する図。

【図7】ピーク電流モード制御を用いたスイッチの操作手順を示すフローチャート。

【図8】電力変換装置のタイミングチャート。

【図9】本実施形態の効果を説明する図。

【図10】第2実施形態に係る電力変換装置の構成図。

【図11】制御装置の機能ブロック図。

【図12】電力変換装置のタイミングチャート。

【図13】第2実施形態の変形例に係る電力変換装置の構成図。

40

【図14】第2実施形態の変形例に係る電力変換装置の構成図。

【図15】第3実施形態に係る電力変換装置の構成図。

【図16】制御装置の機能ブロック図。

【図17】高調波補正値の推移を説明する図。

【図18】電力変換装置のタイミングチャート。

【図19】本実施形態の効果を説明する図。

【図20】第4実施形態に係る電力変換装置の構成図。

【図21】制御装置の機能ブロック図。

【図22】電力変換装置のタイミングチャート。

【発明を実施するための形態】

50

【 0 0 1 0 】

< 第 1 実施形態 >

本実施形態に係る電力変換装置の制御装置の一態様について図を用いて説明する。本実施形態に係る電力変換装置は、交流電源から供給される交流電圧を直流電圧に変換する。

【 0 0 1 1 】

図 1 に示すように、電力変換装置 1 0 0 は、A C ・ D C 変換器 1 0 を備えている。A C ・ D C 変換器 1 0 は、第 1 交流端子 T A 1 及び第 2 交流端子 T A 2 を介して交流電源 2 0 0 に接続され、第 1 直流端子 T D 1 及び第 2 直流端子 T D 2 を介して不図示の機器に接続されている。交流電源 2 0 0 は、例えば、商用電源である。機器には、例えば、バッテリー等の直流電源及び D C ・ D C コンバータのうち少なくとも一方が含まれる。

10

【 0 0 1 2 】

A C ・ D C 変換器 1 0 は、フルブリッジ回路 1 2 と、ハーフブリッジ回路 1 5 と、リアクトル 1 3 と、コンデンサ 1 6 と、第 1 ~ 第 6 配線 L P 1 ~ L P 6 とを備えている。

【 0 0 1 3 】

フルブリッジ回路 1 2 は、第 1 ~ 第 4 ダイオード D 1 ~ D 4 を備えている。第 1 ダイオード D 1 のアノードと第 2 ダイオード D 2 のカソードとが接続され、第 3 ダイオード D 3 のアノードと、第 4 ダイオード D 4 のカソードとが接続されている。第 1 , 第 3 ダイオード D 1 , D 3 の各カソードが第 3 配線 L P 3 の第 1 端に接続され、第 2 , 第 4 ダイオード D 2 , D 4 の各アノードが第 4 配線 L P 4 の第 1 端に接続されている。

【 0 0 1 4 】

フルブリッジ回路 1 2 において、第 1 ダイオード D 1 と第 2 ダイオード D 2 との第 1 接続点 K 1 は、第 5 配線 L P 5 の第 1 端に接続されており、第 5 配線 L P 5 の第 2 端は第 1 交流端子 T A 1 に接続されている。第 3 ダイオード D 3 と第 4 ダイオード D 4 との第 2 接続点 K 2 は、第 6 配線 L P 6 の第 1 端に接続されており、第 6 配線 L P 6 の第 2 端は第 2 交流端子 T A 2 に接続されている。

20

【 0 0 1 5 】

ハーフブリッジ回路 1 5 は、第 5 ダイオード D 5 と、スイッチ S W とを備えている。スイッチ S W は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では n チャネル M O S F E T である。第 5 ダイオード D 5 のアノードと、スイッチ S W のドレインとが接続されている。第 5 ダイオード D 5 のカソードが第 1 配線 L P 1 の第 1 端に接続され、第 1 配線 L P 1 の第 2 端が第 1 直流端子 T D 1 に接続されている。スイッチ S W のソースが第 2 配線 L P 2 の第 1 端に接続され、第 2 配線 L P 2 の第 2 端が第 2 直流端子 T D 2 に接続されている。スイッチ S W は、逆並列接続された寄生ダイオードを備えている。

30

【 0 0 1 6 】

第 5 ダイオード D 5 とスイッチ S W との第 3 接続点 K 3 は、第 3 配線 L P 3 の第 2 端に接続されている。第 3 配線 L P 3 にはリアクトル 1 3 が設けられている。また、スイッチ S W のソースは、第 4 配線 L P 4 の第 2 端に接続されている。

【 0 0 1 7 】

コンデンサ 1 6 は、第 1 配線 L P 1 と第 2 配線 L P 2 との間に接続されている。

【 0 0 1 8 】

電力変換装置 1 0 0 は、第 1 電圧センサ 3 1 と、電流センサ 3 2 と、第 2 電圧センサ 3 3 とを備えている。第 1 電圧センサ 3 1 は、第 1 配線 L P 1 と第 2 配線 L P 2 との間に接続されており、コンデンサ 1 6 の端子間電圧を D C リンク電圧 V d c として検出する。本実施形態では、コンデンサ 1 6 の両端のうち、第 2 配線 L P 2 側の電位よりも第 1 配線 L P 1 側の電位が高い場合における D C リンク電圧 V d c の符号を正と定義する。電流センサ 3 2 は、第 4 配線 L P 4 に設けられており、リアクトル 1 3 に流れる電流をリアクトル電流 I L r として検出する。第 2 電圧センサ 3 3 は、第 5 配線 L P 5 と第 6 配線 L P 6 との間に接続されており、交流電源 2 0 0 の電圧を交流電圧 V a c として検出する。

40

【 0 0 1 9 】

電力変換装置 1 0 0 は、制御装置 3 0 を備えている。制御装置 3 0 が提供する各機能は

50

、例えば、実体的なメモリ装置に記録されたソフトウェア及びそれを実行するコンピュータ、ハードウェア、又はそれらの組み合わせによって提供することができる。

【0020】

図2は、制御装置30の機能を説明する機能ブロック図である。制御装置30は、周知のピーク電流モード制御により、スイッチSWをオフ状態（開状態）又はオン状態（閉状態）に操作する。本実施形態では、制御装置30は、波形生成部341と、乗算器342と、絶対値算出部343と、加算器344と、電流補正部40と、電流制御部50とを備えている。本実施形態では、波形生成部341と、乗算器342と、絶対値算出部343とが指令値算出部に相当する。

【0021】

波形生成部341は、交流電源200の変化を示す基準波形 $\sin t$ を生成する。基準波形は、交流電源200の半周期($T/2$)における電圧変化を示す値である。例えば、波形生成部341は、第2電圧センサ33により検出された交流電圧 V_{ac} が0となる点を、ゼロクロスタイミングとして検出し、交流電圧 V_{ac} が、ゼロクロスタイミングから次のゼロクロスタイミングまで変化する期間を、交流電源200の半周期($T/2$)として設定する。そして、波形生成部341は、周期 T から交流電源200の角速度($=2 \times (1/T)$)を算出する。波形生成部341は、振幅が1の正弦波信号の角速度を、算出した角速度に設定することにより、交流電圧 V_{ac} と同位相となる基準波形 $\sin t$ を算出する。

【0022】

乗算器342は、リアクトル電流 I_{Lr} の振幅指令値 I_{a*} と波形生成部341により生成された基準波形 $\sin t$ とを乗算する。振幅指令値 I_{a*} は、リアクトル電流 I_{Lr} の振幅を定める指令値であり、例えば、出力電圧であるDCリンク電圧 V_{dc} の指令値に基づいて定められる。絶対値算出部343は、乗算器342からの出力値の絶対値 $|I_{a*} \times \sin t|$ を、補正前指令電流 I_{L*} として設定する。本実施形態では、補正前指令電流 I_{L*} がリアクトル電流の指令値に相当する。

【0023】

電流補正部40は、補正前指令電流 I_{L*} を補正する電流補正值 I_c を設定する。電流補正值 I_c は、交流電流 I_{ac} の歪みを抑制するための補正值である。加算器344は、補正前指令電流 I_{L*} の絶対値に電流補正值 I_c を加算し、加算後の値を補正後指令電流 I_{La*} として設定する。

【0024】

電流制御部50は、電流センサ32により検出されたリアクトル電流 I_{Lr} と、補正後指令電流 I_{La*} とに基づいて、スイッチSWを操作するゲート信号GSを出力する。本実施形態では、電流制御部50は、周知のピーク電流モード制御によりゲート信号GSを出力する。

【0025】

電流制御部50は、DA変換器351と、コンパレータ352と、加算器353と、RSフリップフロップ357と、スロープ補償部51と、を備えている。補正後指令電流 I_{La*} は、DA変換器351によりデジタル値からアナログ値に変換される。アナログ値に変換された補正後指令電流 I_{La*} は、コンパレータ352の反転入力端子に入力される。加算器353は、リアクトル電流 I_{Lr} と、スロープ補償部51により設定されたスロープ補償信号 $Slope$ とを加算する。加算器353からの出力は、コンパレータ352の非反転入力端子に入力される。なお、スロープ補償信号 $Slope$ は、リアクトル13に流れる電流の変動に伴う発振を抑制するものである。

【0026】

コンパレータ352は、補正後指令電流 I_{La*} とスロープ補償後のリアクトル電流 I_{Lr} とを比較し、スロープ補償後のリアクトル電流 I_{Lr} が補正後指令電流 I_{La*} より小さい期間において、ローレベルの信号をRSフリップフロップ357のR端子に入力する。また、コンパレータ352は、スロープ補償後のリアクトル電流 I_{Lr} が補正後指令

10

20

30

40

50

電流 I_{La^*} より大きい期間において、ハイレベルの信号を RS フリップフロップ 357 の R 端子に入力する。更に、RS フリップフロップ 357 の S 端子には、クロック信号が入力される。クロック信号がハイレベルに切り替えられてから、クロック信号が次回ハイレベルに切り替えられるまでの期間が、スイッチ SW の 1 スイッチング周期 T_{sw} となる。

【0027】

RS フリップフロップ 357 の Q 端子は、スイッチ SW のゲートに接続されている。Q 端子からスイッチ SW のゲートに出力される信号が、ゲート信号 GS となる。

【0028】

次に、電力変換装置 100 の動作を説明する。電流制御部 50 が実施するピーク電流モード制御により、ゲート信号 GS がハイレベルとなることにより、スイッチ SW がオン状態（閉状態）となり、リアクトル 13 及びスイッチ SW を含む閉回路が形成される。また、閉回路内においてリアクトル 13 に電流が流れ、リアクトル 13 に磁気エネルギーが蓄えられる。ゲート信号 GS がローレベルとなることによりスイッチ SW がオフ状態（開状態）となり、リアクトル 13 に蓄えられた磁気エネルギーにより、第 5 ダイオード D5 を通じて第 1 直流端子 TD1 に電流が流れる。

【0029】

図 3 (a) は、交流電圧 V_{ac} の推移を示し、図 3 (b) は、補正前指令電流 I_{L^*} の推移を示す。図 3 (c) は、リアクトル電流 I_{Lr} の平均値 I_{ave} の推移を示す。図 3 では、力率を 1 とする場合の各値の推移を示している。

【0030】

図 3 (a) , (b) に示すように、補正前指令電流 I_{L^*} は、交流電圧 V_{ac} の変化に同期して正弦波の正の半波が繰り返されるように推移する。また、図 3 (c) に示すように、歪みのないリアクトル電流 I_{Lr} では、平均値 I_{ave} が補正前指令電流 I_{L^*} と同様、交流電圧 V_{ac} の変化に同期して正弦波の正の半波が繰り返されるように推移する。

【0031】

一方、実際には、リアクトル電流 I_{Lr} に歪みが生じる場合があり、この場合、平均値 I_{ave} が図 3 (c) に示した波形とならない場合がある。ピーク電流モード制御では、リアクトル電流 I_{Lr} が適正な値とならないことにより、交流電流 I_{ac} に歪みが生じる。そのため、制御装置 30 は、補正前指令電流 I_{L^*} を電流補正值 I_c で補正することにより、交流電流 I_{ac} の歪みを抑制している。

【0032】

具体的には、交流電圧 V_{ac} を DC リンク電圧 V_{dc} に変換する場合、歪みが生じているリアクトル電流 I_{Lr} の平均値 I_{ave} と補正前指令電流 I_{L^*} との差を示す乖離幅は、ゼロクロスタイミング (t_1 , t_3 , t_5) 付近において最も大きな値となる。また、乖離幅は交流電圧 V_{ac} のピークタイミング (t_2 , t_4) 付近において最も小さな値となる。そこで、電流補正值 I_c を、乖離幅に応じて設定することにより、ゼロクロスタイミング付近でのリアクトル電流 I_{Lr} を増加させている。

【0033】

ここで、リアクトル 13 に印加される DC リンク電圧 V_{dc} が変動する場合がある。DC リンク電圧 V_{dc} が変動することにより、リアクトル電流 I_{Lr} が変動し、交流電流 I_{ac} の歪みが大きくなることが懸念される。

【0034】

DC リンク電圧 V_{dc} の変動は、交流電圧 V_{ac} の振幅に応じた値となる。また、DC リンク電圧 V_{dc} の変動によりリアクトル電流 I_{Lr} が変動するため、DC リンク電圧 V_{dc} の変動周期と、リアクトル電流 I_{Lr} の変動周期との間には相関がある。例えば、AC・DC 変換器 10 では、DC リンク電圧 V_{dc} の変動周波数は、交流電圧 V_{ac} の 2 倍の周波数で変化することが知られている（竹下隆晴他著「単相 PFC コンバータの直流電圧制御と高調波電流制御」電気学会論文 D , 121 巻 10 号、平成 13 年、pp. 1041 - 1048）。これらの関係から、本発明者は、交流電圧 V_{ac} に基づいて、電流補正

10

20

30

40

50

値 I_c を、DCリンク電圧 V_{dc} の変動に応じた値に設定することにより、交流電流 I_{ac} の歪みを抑制できるとの知見を得た。また、上記文献には、変動を伴うDCリンク電圧 V_{dc} は、AC・DC変換器10に流れる電流の値に応じた値となることが記載されている。そこで、本実施形態では、制御装置30は交流電圧 V_{ac} とリアクトル電流 I_{Lr} の振幅を示す振幅指令値 I_{a*} とに基づいて、電流補正值 I_c を、DCリンク電圧 V_{dc} の変動成分を含む値に設定している。

【0035】

次に、本実施形態に係る電流補正部40の構成について説明する。図4に示す電流補正部40は、実効値算出部41と、上限値設定部42と、高調波成分生成部43と、最小値選択部44と、を備えている。

10

【0036】

実効値算出部41は、交流電圧 V_{ac} に基づいて、交流電源200の実効値 V_{rms} を算出する。

【0037】

上限値設定部42は、実効値 V_{rms} と、振幅指令値 I_{a*} とに基づいて上限値 I_{dc} を設定する。振幅指令値 I_{a*} が大きいほど、リアクトル電流 I_{Lr} の増加分が大きくなることに鑑み、本実施形態では、上限値設定部42は、振幅指令値 I_{a*} が大きいほど、上限値 I_{dc} を大きな値に設定する。

【0038】

制御装置30は、メモリ等の記憶部を備え、記憶部には、各実効値 V_{rms} 及び各振幅指令値 I_{a*} に対応付けられて上限値 I_{dc} が規定された情報である直流成分マップが記憶されている。例えば、各実効値 V_{rms} は、各国の商用電源の実効値 V_{rms} に対応している。そのため、上限値設定部42は、直流成分マップを参照することにより、実効値 V_{rms} 及び振幅指令値 I_{a*} に応じた上限値 I_{dc} を設定することができる。なお、上限値設定部42で用いられるパラメータを、交流電圧 V_{ac} の実効値 V_{rms} に代えて、交流電圧 V_{ac} の振幅としてもよい。

20

【0039】

高調波成分生成部43は、振幅指令値 I_{a*} 及び交流電圧 V_{ac} に基づいて、高調波補正值 I_h を設定する。図5は、本実施形態における、交流電圧 V_{ac} 、DCリンク電圧 V_{dc} 、及び高調波補正值 I_h の推移を説明する図である。図5では、DCリンク電圧 V_{dc} は、交流電圧 V_{ac} の2倍の周波数で変化している。具体的には、DCリンク電圧 V_{dc} は、交流電圧 V_{ac} が正極性となる第1期間 P_1 の前半 P_{11} と、交流電圧 V_{ac} が負極性となる第2期間 P_2 の前半 P_{21} とにおいて、極小値を取るように変化する。その後、DCリンク電圧 V_{dc} は、第1、第2期間 P_1 、 P_2 の後半 P_{12} 、 P_{22} において、極大値を取るように変化する。図5(c)において、高調波補正值 I_h は、点線、破線、実線の順序で対応する振幅指令値 I_{a*} が大きくなる。以下では、DCリンク電圧 V_{dc} が平均値よりも高い状態を正極性と記載し、DCリンク電圧 V_{dc} が平均値よりも低い状態を負極性と記載する。そのため、図5において、DCリンク電圧 V_{dc} が平均値よりも高い期間 P_{12} 、 P_{22} が正極性となる期間であり、DCリンク電圧 V_{dc} が平均値よりも低い期間 P_{11} 、 P_{21} が負極性となる期間である。

30

40

【0040】

高調波成分生成部43は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 P_{12} 、 P_{22} 及びDCリンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間 P_{11} 、 P_{21} それぞれで極大値を1つ取り、正極性となる期間での極大値と負極性となる期間での極大値との間に極小値を1つ取るように高調波補正值 I_h を設定する。また、高調波成分生成部43は、DCリンク電圧 V_{dc} のゼロクロスタイミングにおける高調波補正值 I_h を、振幅指令値 I_{a*} の大きさに依存しない値に設定する。具体的には、DCリンク電圧 V_{dc} が正から負となるゼロダウンスタイミングにおける高調波補正值 I_h は、振幅指令値 I_{a*} の大きさにかかわらず同じ値に設定され、DCリンク電圧 V_{dc} が負から正となるゼロアップクロスタイミングにおける高調波補正值 I_h は、振幅指令値 I_{a*} の大きさにかかわらず同じ値に設定さ

50

れる。

【 0 0 4 1 】

交流電流 I_{ac} の振幅が大きくなるほど、DCリンク電圧 V_{dc} は、その平均値からの変動幅が大きくなる。そこで、高調波成分生成部 4 3 は、DCリンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間 P_{11} , P_{21} において、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、高調波補正值 I_h を小さな値に設定する。また、高調波成分生成部 4 3 は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 P_{12} , P_{22} において、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、高調波補正值 I_h を大きな値に設定する。

【 0 0 4 2 】

高調波成分生成部 4 3 は、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、DCリンク電圧 V_{dc} がゼロダウクロスするタイミングから高調波補正值 I_h が極大値及び極小値それぞれとなるまでの時間が短くなるように高調波補正值 I_h を設定する。図 5 (c) には、値の異なる 3 つの振幅指令値 I_{a*} に対応する高調波補正值 I_h を示している。一例として、DCリンク電圧 V_{dc} がゼロダウクロスするタイミングから高調波補正值 I_h が極小値となるまでの時間として、振幅指令値 I_{a*} が大きい場合の時間 T_1 と、振幅指令値 I_{a*} が小さい場合の時間 T_2 とを示している。大きな振幅指令値 I_{a*} に対応する時間 T_1 は、小さな振幅指令値 I_{a*} に対応する時間 T_2 よりも短くなっている。なお、極大値においても、同様に、大きな振幅指令値 I_{a*} に対応する時間は、小さな振幅指令値 I_{a*} に対応する時間よりも短くなっている。

【 0 0 4 3 】

本実施形態では、制御装置 3 0 の記憶部には、各振幅指令値 I_{a*} 及び各交流電圧 V_{ac} に対応付けられて高調波補正值 I_h が規定された情報である補正值マップが記憶されている。そのため、高調波成分生成部 4 3 は、補正值マップを参照することにより振幅指令値 I_{a*} 及び交流電圧 V_{ac} に応じた高調波補正值 I_h を設定することができる。

【 0 0 4 4 】

最小値選択部 4 4 は、高調波成分生成部 4 3 により設定された高調波補正值 I_h が、上限値設定部 4 2 により設定された上限値 I_{dc} より小さい値である場合、高調波補正值 I_h をそのまま電流補正值 I_c として設定する。一方、高調波補正值 I_h が上限値 I_{dc} 以上の値である場合、上限値 I_{dc} を電流補正值 I_c として設定する。

【 0 0 4 5 】

次に、振幅指令値 I_{a*} と高調波補正值 I_h との対応関係を示す補正值マップの作成方法について図 6 を用いて説明する。

【 0 0 4 6 】

図 6 は、乖離幅 i を説明する図である。本実施形態では、乖離幅 i を、リアクトル電流 I_{Lr} の平均値 I_{ave} と補正前指令電流 I_{L*} との差として定義している。そのため、1スイッチング周期 T_{sw} におけるリアクトル電流 I_{Lr} の最大増加分を I_L とすると、乖離幅 i は、平均値 I_{ave} と最大増加分 I_L との差 ($= I_L / 2$) に、スロープ補償信号 $Slope$ の最大増加分 $Slope$ を加えた値となる。また、本実施形態では、乖離幅 i を高調波補正值 I_h として設定しており、高調波補正值 I_h は、リアクトル電流 I_{Lr} の増加時の傾き m_b と、スロープ量 m_s とを用いた下記式 (1) により算出される。下記式 (1) において、 D はデューティ比である。

【 0 0 4 7 】

$$I_h = m_b \times D \times T_{sw} / 2 + m_s \times D \times T_{sw} \quad \dots \quad (1)$$

リアクトル電流 I_{Lr} の増加時の傾き m_b は、「 $m_b = V_{ac} / L$ 」の関係があり、この関係性を上記式 (1) に代入することにより、高調波補正值 I_h は下記式 (2) により算出される。

【 0 0 4 8 】

10

20

30

40

【数 1】

$$I_h = \frac{|V_{ac}|}{2L} \cdot D \cdot T_{sw} + m_s \cdot D \cdot T_{sw} \quad \dots \quad (2)$$

電力変換装置 100 が交流電圧を直流電圧に変換する場合、デューティ比 D は下記式 (3) により算出される。なお、 V_{dc}^* は、変動が生じていない場合の DC リンク電圧である。例えば、 V_{dc}^* はコンデンサ 16 の端子間電圧の平均値である。

【0049】

【数 2】

$$D = 1 - \frac{|V_{ac}|}{V_{dc}^*} \quad \dots \quad (3)$$

10

ここで、コンデンサ 16 の端子間電圧に変動が生じる場合の DC リンク電圧 V_{dc} は、下記式 (4) により算出される。下記式 (4) において、 θ は交流電圧 V_{ac} の位相を示し、 f は交流電圧 V_{ac} の周波数を示し、 C はコンデンサ 16 の静電容量を示す。

【0050】

【数 3】

$$V_{dc} = V_{dc}^* - \frac{V_{ac} \cdot I_a^*}{4\pi \cdot f \cdot V_{dc}^* \cdot C} \cdot \sin 2\theta \quad \dots \quad (4)$$

20

そのため、DC リンク電圧 V_{dc} の変動を加味したデューティ比 D は、上記式 (3) の V_{dc}^* を上記式 (4) の右辺に置換した下記式 (5) により算出される。

【0051】

【数 4】

$$D = 1 - \frac{|V_{ac}|}{V_{dc}^* - \frac{V_{ac} \cdot I_a^*}{4\pi \cdot f \cdot V_{dc}^* \cdot C} \cdot \sin 2\theta} \quad \dots \quad (5)$$

本実施形態では、上記式 (2)、(5) を用いて、さまざまな振幅指令値 I_a^* 及び交流電圧 V_{ac} に応じた高調波補正值 I_h を算出する。そして、算出した高調波補正值 I_h を、振幅指令値 I_a^* 、及び交流電圧 V_{ac} の組合せ毎に対応付けることにより補正值マップを作成する。

30

【0052】

次に、図 7 を用いて、ピーク電流モード制御を用いたスイッチ SW の操作手順を説明する。図 7 に示す処理は、制御装置 30 により所定周期で繰り返し実施される。

【0053】

ステップ $S10$ では、電流センサ 32 により検出されたリアクトル電流 I_{Lr} を取得する。ステップ $S10$ が電流取得部に相当する。ステップ $S11$ では、第 2 電圧センサ 33 により検出された交流電圧 V_{ac} を取得する。ステップ $S11$ が交流電圧取得部に相当する。

40

【0054】

ステップ $S12$ では、振幅指令値 I_a^* に交流電圧 V_{ac} の基準波形 $\sin t$ を乗算し、その乗算値の絶対値を補正前指令電流 I_{L^*} として算出する。ステップ $S12$ が指令値算出部に相当する。

【0055】

ステップ $S13$ では、交流電圧 V_{ac} に基づいて、交流電源 200 の実効値 V_{rms} を算出する。ステップ $S14$ では、交流電圧 V_{ac} 、実効値 V_{rms} 及び振幅指令値 I_a^* に基づいて、先の図 4 に示したように、電流補正值 I_c を設定する。

【0056】

50

ステップS15では、ステップS14で設定した電流補正值 I_c を補正前指令電流 I_{L*} に加算することにより、補正後指令電流 I_{La*} を設定する。

【0057】

ステップS16では、図2を用いて説明したように、補正後指令電流 I_{La*} に基づいてピーク電流モード制御を実施する場合のゲート信号 G_S を出力する。これにより、リアクトル電流 I_{Lr} がステップS15で設定した補正後指令電流 I_{La*} に制御される。その結果、リアクトル13には交流電流 I_{ac} の歪みが抑制されたリアクトル電流 I_{Lr} が流れる。ステップS16の処理が終了すると、図7の処理を一旦終了する。

【0058】

次に、図8及び図9を用いて、本実施形態の作用効果を説明する。

10

【0059】

図8(a)は、交流電圧 V_{ac} の推移を示し、図8(b)は、DCリンク電圧 V_{dc} の推移を示す。図8(c)は、ゲート信号 G_S の推移を示し、図8(d)は、電流補正值 I_c の推移を示す。図8(e)は、リアクトル電流 I_{Lr} の推移を示し、図8(f)は、交流電流 I_{ac} の推移を示す。なお、図8(d)に示す電流補正值 I_c は、高調波補正值 I_h が上限値 I_{dc} よりも小さい場合の値であり、高調波補正值 I_h そのものである。また、図8(a)において、 t_{11} 、 t_{13} 、 t_{15} は、交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミングを示し、 t_{12} 、 t_{14} は、交流電圧 V_{ac} が正、負のピーク値となるピークタイミングを示す。

【0060】

20

電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間P11において、時刻 t_{11} 付近で極大値を取った後、時刻 t_{12} で極小値を取るように変化している。また、電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間P12において、時刻 t_{13} 付近で極大値を取るように変化している。なお、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間P21及び負極性となる期間P22においても、電流補正值 I_c は、期間P11、P12と同様に変化している。

【0061】

交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、電流補正值 I_c は、第1、第2期間P1、P2それぞれで、交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミング(t_{11} 、 t_{13} 、 t_{15})付近で極大値を取り、ピークタイミング(t_{12} 、 t_{14})付近で極小値を取るように変化している。そのため、乖離幅 i が最大となる交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミングでは、ゲート信号 G_S のデューティ比 D が電流補正值 I_c を一定とする場合と比べて大きくなる。一方、乖離幅が小さくなるピークタイミング付近では、ゲート信号 G_S のデューティ比 D が電流補正值 I_c を一定とする場合と比べて小さくなる。また、電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} の変動に応じて変化することにより、ゲート信号 G_S のデューティ比 D がDCリンク電圧 V_{dc} の変動に応じて調整されている。これにより、交流電流 I_{ac} は歪みが抑制された正弦波状の波形となる。

30

【0062】

図9(a1)、(b1)、(c1)は、本実施形態に係る電流補正值 I_c 、リアクトル電流 I_{Lr} 、交流電流 I_{ac} の推移を示す図である。図9(a2)、(b2)、(c2)は、比較例に係る電流補正值 I_c 、リアクトル電流 I_{Lr} 、交流電流 I_{ac} の推移を示す図である。なお、比較例に係る電流補正值 I_c は、交流電圧 V_{ac} の変化に応じて設定されており、DCリンク電圧 V_{dc} の変動を加味して設定されていない。

40

【0063】

比較例では、図9(a2)に示す電流補正值 I_c を用いたピーク電流モード制御により、リアクトル13には、図9(b2)に示すリアクトル電流 I_{Lr} が流れる。そのため、図9(c2)に示す交流電流 I_{ac} には歪みが生じている。例えば、比較例では、交流電流 I_{ac} の総歪率 THD は12%であった。これに対して、図9(a1)に示す電流補正值 I_c は、交流電圧 V_{ac} の変化に加えてDCリンク電圧 V_{dc} の変動を加味した値に設定されている。図9(a1)に示す電流補正值 I_c を用いたピーク電流モード制御によ

50

り、リアクトル 13 には、図 9 (b 1) に示すリアクトル電流 I_{Lr} が流れる。そのため、図 9 (c 1) に示す交流電流 I_{ac} は、図 9 (c 2) に示す交流電流 I_{ac} と比べて歪みが低減されている。例えば、図 9 (c 1) では、交流電流 I_{ac} の総合歪率 THD は 0.1 % であった。

【 0064 】

以上説明した本実施形態では、以下の効果を奏する。

【 0065 】

・制御装置 30 は、リアクトル電流 I_{Lr} を、電流補正值 I_c が加算された補正後指令電流 I_{La*} に制御すべく、ピーク電流モード制御によりスイッチ SW を操作する。このとき、制御装置 30 は、交流電圧 V_{ac} に基づいて、電流補正值 I_c を、DC リンク電圧 V_{dc} の変動成分を含む値に設定する。この場合、電流補正值 I_c は、DC リンク電圧 V_{dc} の変動に伴うリアクトル電流 I_{Lr} の変動に応じた値に設定されることにより、交流電流 I_{ac} の歪みを好適に抑制することができる。

10

【 0066 】

・制御装置 30 は、DC リンク電圧 V_{dc} が正極性及び負極性となる期間それぞれで極大値を 1 つ取り、正極性となる期間での極大値と負極性となる期間での極大値の間に極小値を 1 つ取るように電流補正值を設定する。この場合、電流補正值 I_c は、DC リンク電圧 V_{dc} の変動に伴うリアクトル電流 I_{Lr} の変動に対応しつつ、乖離幅の変化傾向に応じた値に設定されるため、交流電流 I_{ac} の歪みをいっそう抑制することができる。

【 0067 】

・制御装置 30 は、交流電圧 V_{ac} と、振幅指令値 I_{a*} とに基づいて、補正前指令電流 I_{L*} を算出する。また、制御装置 30 は、DC リンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間において、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、電流補正值 I_c を小さな値に設定し、DC リンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間において、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、電流補正值 I_c を大きな値に設定する。この場合、交流電圧 V_{ac} の増減に伴う DC リンク電圧 V_{dc} の変動傾向に応じて、電流補正值 I_c が増減されることにより、交流電流 I_{ac} の歪みをいっそう抑制することができる。

20

【 0068 】

< 第 2 実施形態 >

第 2 実施形態では、第 1 実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第 1 実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

30

【 0069 】

本実施形態では、第 1 実施形態に示す電力変換装置 100 と比べて、回路トポロジーが異なる。具体的には、本実施形態に係る電力変換装置 100 は、第 1 実施形態と異なり、ハーフブリッジ回路を備えていない。

【 0070 】

図 10 は、第 2 実施形態に係る電力変換装置 100 を示す図である。第 1 直流端子 TD1 とフルブリッジ回路 70 とは、第 1 配線 LP1 を介して接続されている。第 2 直流端子 TD2 とフルブリッジ回路 70 とは、第 2 配線 LP2 を介して接続されている。

【 0071 】

フルブリッジ回路 70 は、第 1 スイッチ SW11 及び第 2 スイッチ SW12 と、第 1、第 2 ダイオード D11、D12 とを備えている。第 1、第 2 スイッチ SW11、SW12 は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では、n チャンネル MOSFET である。第 1 ダイオード D11 のアノードと第 1 スイッチ SW11 のドレインとが接続されている。第 2 ダイオード D12 のアノードと第 2 スイッチ SW12 のドレインとが接続されている。第 1、第 2 ダイオード D11、D12 それぞれのカソードが、第 1 配線 LP1 に接続され、第 1、第 2 スイッチ SW11、SW12 それぞれのソースが第 2 配線 LP2 に接続されている。第 1、第 2 スイッチ SW11、SW12 それぞれは、逆並列接続された寄生ダイオードを備えている。

40

【 0072 】

50

第1ダイオードD11と第1スイッチSW11との第1接続点K11は、第5配線LP5の第1端に接続されており、第5配線LP5の第2端は第1交流端子TA1に接続されている。第2ダイオードD12と第2スイッチSW12との第2接続点K12は、第6配線LP6の第1端に接続されており、第6配線LP6の第2端は第2交流端子TA2に接続されている。

【0073】

第1ダイオードD11のアノードと、第1スイッチSW11のドレインとの間には、第1電流センサ34が設けられている。第1電流センサ34は、第1スイッチSW11に流れる電流を第1リアクトル電流IL1rとして検出する。また、第2ダイオードD12のアノードと、第2スイッチSW12のドレインとの間には、第2電流センサ35が設けら

10

【0074】

図11は、第2実施形態に係る制御装置30の機能を示す機能ブロック図である。制御装置30は、第1電流制御部52と、第2電流制御部53と、切替部60とを備えている。本実施形態では、制御装置30は、スローブ補償後のリアクトル電流ILrを、補正後指令電流ILa*に制御すべく、ピーク電流モード制御により第1、第2スイッチSW11、SW12を操作する。

【0075】

第1電流制御部52は、スローブ補償後の第1リアクトル電流IL1rを補正後指令電流ILa*に制御すべく、ピーク電流モード制御を実施する。第2電流制御部53は、スローブ補償後の第2リアクトル電流IL2rを補正後指令電流ILa*に制御すべく、ピーク電流モード制御を実施する。第1、第2電流制御部52、53の構成は、電流制御部50の構成と同様であるため、その説明を省略する。

20

【0076】

切替部60は、交流電圧Vacの極性に応じて、第1ゲート信号GS1又は第2ゲート信号GS2の出力を切り替える。切替部60は、極性判定部61と、第1AND回路62と、第2AND回路63とを備えている。極性判定部61の出力端子は、第1、第2AND回路62、63それぞれの入力端子に接続されている。第1AND回路62の他方の入力端子は、第1電流制御部52の出力端子に接続されている。第2AND回路63の他方の入力端子は、第2電流制御部53の出力端子に接続されている。

30

【0077】

極性判定部61は、交流電圧Vacを正極性と判定した場合に、第1AND回路62に出力する第1選択信号AQ1をハイレベルにし、第2AND回路63に出力する第2選択信号AQ2をローレベルにする。一方、極性判定部61は、交流電圧Vacを負極性と判定した場合に、第1AND回路62に出力する第1選択信号AQ1をローレベルにし、第2AND回路63に出力する第2選択信号AQ2をハイレベルにする。

【0078】

第1AND回路62は、第1スイッチSW1のゲートに接続されており、第1スイッチSW1の開閉を操作する第1ゲート信号GS1を出力する。第2AND回路63は、第2スイッチSW2のゲートに接続されており、第2スイッチSW2の開閉を操作する第2ゲート信号GS2を出力する。

40

【0079】

図12は、本実施形態に係る電力変換装置100のタイミングチャートである。図12(a)は交流電圧Vacの推移を示し、図12(b)はDCリンク電圧Vdcの推移を示す。図12(c)は第1選択信号AQ1の推移を示し、図12(d)は第2選択信号AQ2の推移を示す。図12(e)は第1ゲート信号GS1の推移を示し、図12(f)は第2ゲート信号GS2の推移を示す。図12(g)は電流補正值Icの推移を示し、図12(h)はリアクトル電流ILrの推移を示し、図12(i)は交流電流Iacの推移を示す。なお、図12(g)に示す電流補正值Icは、高調波補正值Ihが上限値Idcより

50

も小さい場合の値であり、高調波補正值 I_h そのものである。また、図 12 (a) において、 t_{21} , t_{23} , t_{25} は、交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミングを示し、 t_{22} , t_{24} は、交流電圧 V_{ac} が正、負のピーク値となるピークタイミングを示す。

【 0080 】

交流電圧 V_{ac} が正極性となる第 1 期間 P_1 では、第 1 選択信号 AQ_1 がハイレベルとなり、第 2 選択信号 AQ_2 がローレベルとなることにより、第 1 電流制御部 52 が実施するピーク電流モード制御により第 1 スイッチ SW_1 が操作される。

【 0081 】

電流補正值 I_c は、第 1 期間 P_1 において、DC リンク電圧 V_{dc} の変動に応じて変化する。このとき、電流補正值 I_c は、DC リンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間 P_{11} において時刻 t_{21} の付近で極大値を取った後、時刻 t_{22} で最小値を取るように変化する。そして、DC リンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 P_{12} において時刻 t_{23} 付近で極大値となるように変化する。交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、電流補正值 I_c は、ゼロクロスタイミング (t_{21} , t_{23}) 付近で最大値を取り、ピークタイミング (t_{22}) で最小値を取るように変化する。そのため、第 1 期間 P_1 の各ゼロクロスタイミングにおいて、第 1 ゲート信号 GS_1 のデューティ比は、電流補正值 I_c を一定とする場合と比べて大きくなり、交流電流 I_{ac} の歪みが抑制される。

【 0082 】

交流電圧 V_{ac} が負極性となる第 2 期間 P_2 では、第 1 選択信号 AQ_1 がローレベルとなり、第 2 選択信号 AQ_2 がハイレベルとなることにより、第 2 電流制御部 53 が実施するピーク電流モード制御により第 2 スイッチ SW_2 が操作される。

【 0083 】

電流補正值 I_c は、第 2 期間 P_2 において、DC リンク電圧 V_{dc} の変動に応じて変化する。このとき、電流補正值 I_c は、DC リンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間 P_{21} において時刻 t_{23} の付近で極大値を取った後、時刻 t_{24} で最小値を取るように変化する。そして、DC リンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 P_{22} において時刻 t_{25} 付近で極大値を取るように変化する。そのため、交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、電流補正值 I_c は、第 2 期間 P_2 において交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミング (t_{23} , t_{25}) 付近で極大値を取り、ピークタイミング (t_{24}) で極大値を取るように変化する。そのため、第 2 期間 P_2 の各ゼロクロスタイミングにおいて、第 2 ゲート信号 GS_2 のデューティ比は、電流補正值 I_c を一定とする場合と比べて大きくなり、交流電流 I_{ac} の歪みが抑制される。

【 0084 】

以上説明した本実施形態では、第 1 実施形態と同様の効果を奏する。

【 0085 】

< 第 2 実施形態の変形例 1 >

本実施形態では、図 13 に示すように、第 2 実施形態に対して、フルブリッジ回路 71 のトポロジーが異なる。フルブリッジ回路 71 では、第 1 スイッチ SW_{13} のソースと第 1 ダイオード D_{13} のカソードとが接続され、第 2 スイッチ SW_{14} のソースと第 2 ダイオード D_{14} のカソードとが接続されている。また、第 1 電流センサ 36 は、第 1 スイッチ SW_{13} のドレイン側に接続されており、第 1 スイッチ SW_{13} に流れる電流を第 1 リアクトル電流 I_{L1r} として検出する。第 2 電流センサ 37 は、第 2 スイッチ SW_{14} のドレイン側に接続されており、第 2 スイッチ SW_{14} に流れる電流を第 2 リアクトル電流 I_{L2r} として検出する。

【 0086 】

< 第 2 実施形態の変形例 2 >

本実施形態では、図 14 に示すように、第 2 実施形態に対して、フルブリッジ回路 72 のトポロジーが異なる。フルブリッジ回路 72 では、第 1 スイッチ SW_{15} のソースと第 2 スイッチ SW_{16} のドレインとが接続され、第 1 ダイオード D_{15} のアノードと第 2 ダイオード D_{16} のカソードとが接続されている。また、第 1 電流センサ 38 は、第 1 スイ

10

20

30

40

50

ッチSW15のドレイン側に接続されており、第1スイッチSW15に流れる電流を第1リアクトル電流 I_{L1r} として検出する。第2電流センサ39は、第2スイッチSW16のドレイン側に接続されており、第2スイッチSW16に流れる電流を第2リアクトル電流 I_{L2r} として検出する。

【0087】

<第3実施形態>

第3実施形態では、第1実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第1実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

【0088】

本実施形態の電力変換装置100は、DCリンク電圧 V_{dc} を交流電圧 V_{ac} に変換する。図15に示す電力変換装置100は、DC・AC変換器80を備えている。DC・AC変換器80は、コンデンサ16と、ハーフブリッジ回路73と、リアクトル13と、フルブリッジ回路74と、第1～第6配線LP1～LP6とを備えている。

10

【0089】

ハーフブリッジ回路73は、第1スイッチSW21と、第2スイッチSW22とを備えている。第1,第2スイッチSW21,SW22は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では、 n チャネルMOSFETである。第1スイッチSW21のソースと、第2スイッチSW22のドレインとが接続されている。第1スイッチSW21のドレインが第1配線LP1に接続され、第2スイッチSW22のソースが第2配線LP2に接続されている。第1,第2スイッチSW21,SW22それぞれは、逆並列接続された寄生ダイオードを備えている。本実施形態では、第1スイッチSW21が駆動スイッチに相当する。

20

【0090】

第1,第2スイッチSW21,SW22の第1接続点K21は、第3配線LP3の第1端に接続されている。第3配線LP3の一部には、リアクトル13が設けられている。また、第2スイッチSW22のソースは、第4配線LP4の第1端に接続されている。第3,4配線LP3,LP4それぞれの第2端は、フルブリッジ回路74に接続されている。

【0091】

フルブリッジ回路74は、第3～第6スイッチSW23～SW26を備えている。第3～第6スイッチSW23～SW26は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では n チャネルMOSFETである。第3スイッチSW23のソースと、第4スイッチSW24のドレインとが接続されている。第5スイッチSW25のソースと、第6スイッチSW26のドレインとが接続されている。第3,第5スイッチSW23,SW25それぞれのドレインが第3配線LP3に接続され、第4,第6スイッチSW24,SW26それぞれのソースが第4配線LP4に接続されている。

30

【0092】

第3スイッチSW23と第4スイッチSW24との第2接続点K22は、第5配線LP5の第1端に接続されており、第5配線LP5の第2端は第1交流端子TA1に接続されている。第5スイッチSW25と第6スイッチSW26との第3接続点K23は、第6配線LP6の第1端に接続されており、第6配線LP6の第2端は第2交流端子TA2に接続されている。

40

【0093】

図16は、本実施形態に係る制御装置30の機能を説明する機能ブロック図である。制御装置30は、ピーク電流モード制御により第1,第2スイッチSW21,SW22をオフ状態(開状態)又はオン状態(閉状態)に操作する。

【0094】

電流制御部150は、リアクトル電流 I_{Lr} と補正後指令電流 I_{La*} とに基づいて、第1スイッチSW1を操作する第1ゲート信号GS21と、第2スイッチSW2を操作する第2ゲート信号GS22とを出力する。電流制御部150は、第1スイッチSW21のゲートに接続されており、第1ゲート信号GS21を出力する。また、電流制御部150は、反転器162を介して第2スイッチSW22のゲートに接続されており、反転器16

50

2を介して第2ゲート信号GS22を出力する。

【0095】

切替部160は、極性判定部161と、反転器162, 163とを備えている。極性判定部161は、交流電圧Vacを正極性と判定した場合に、出力信号をローレベルにし、交流電圧Vacを負極性と判定した場合に、出力信号をハイレベルにする。

【0096】

極性判定部161は、第3, 第6スイッチSW23, SW26の各ゲートに接続されており、第3, 第6スイッチSW23, SW26を操作する第3, 第6ゲート信号GS23, GS26を出力する。また、極性判定部161は、反転器163を介して第4, 第5スイッチSW24, SW25の各ゲートに接続されており、反転器163を介して第4, 第5スイッチSW24, SW25を操作する第4, 第5ゲート信号GS24, GS25を出力する。第4, 第5ゲート信号GS24, GS25は、第3, 第6ゲート信号GS23, GS26を反転させた値となる。

10

【0097】

図17は、本実施形態における、交流電圧Vac, DCリンク電圧Vdc、及び電流補正值Icの推移を説明する図である。図17では、DCリンク電圧Vdcは、交流電圧Vacの2倍の周波数で変化している。電流補正值Icは、交流電圧Vacが正極性となる第1, 第2期間P1, P2それぞれの前半周期P31, P41において、極大値を取るように変化した後、第1, 第2期間P1, P2それぞれの後半周期P32, P42において、極小値を取るように変化している。

20

【0098】

DC・AC変換器80がDCリンク電圧Vdcを交流電圧Vacに変換する場合、歪みを伴うリアクトル電流ILrの平均値Iaveと補正前指令電流IL*との差を示す乖離幅iは、交流電圧Vacがゼロとなるゼロクロスタイミング付近において最も小さな値となる。また、乖離幅iは、交流電圧Vacが最大となるピークタイミング付近において最も大きな値となる。

【0099】

本実施形態では、高調波成分生成部43は、DCリンク電圧Vdcのゼロアップクロスタイミングにおける高調波補正值Ihをその最小値に設定する。具体的には、高調波成分生成部43は、DCリンク電圧Vdcのゼロアップクロスタイミングにおける高調波補正值Ihを0に設定する。また、高調波成分生成部43は、時間的に隣り合う高調波補正值Ihの最小値の間に、極大値を少なくとも1つ取るように高調波補正值Ihを設定する。また、高調波成分生成部43は、DCリンク電圧Vdcのゼロクロスタイミングにおける高調波補正值Ihを、振幅指令値Ia*の大きさに依存しない値に設定する。具体的には、DCリンク電圧Vdcのゼロアップクロスタイミングにおける高調波補正值Ihは、振幅指令値Ia*の大きさにかわらず同じ値に設定される。

30

【0100】

交流電流Iacの振幅が大きくなるほど、DCリンク電圧Vdcは、その平均値からの変動幅が大きくなる。そのため、高調波成分生成部43は、DCリンク電圧Vdcが正極性となる期間P31, P41において、振幅指令値Ia*が大きくなるほど、高調波補正值Ihを大きな値に設定し、DCリンク電圧Vdcが負極性となる期間P32, P42において、振幅指令値Ia*が大きくなるほど、高調波補正值Ihを小さな値に設定する。

40

【0101】

高調波成分生成部43は、振幅指令値Ia*が大きくなるほど、DCリンク電圧Vdcのゼロアップクロスタイミングから、高調波補正值Ihが極大値となるまでの時間が短くなるように、高調波補正值Ihを設定する。図17(c)には、値の異なる3つの振幅指令値Ia*に対応する高調波補正值Ihを示している。また、図17(c)には、DCリンク電圧Vdcがゼロアップクロスタイミングから極大値となるまでの時間として、振幅指令値Ia*が大きい場合の時間T3と、振幅指令値Ia*が小さい場合の時間T4とを示している。大きな振幅指令値Ia*に対応する時間T3は、小さな振幅指令値Ia*に

50

対応する時間 T4 よりも短くなっている。

【0102】

本実施形態においても、制御装置 30 は、交流電圧 Vac と、振幅指令値 Ia* と、電流補正值 Ic との関係を示す補正值マップを記憶部に記憶している。そのため、高調波成分生成部 43 は、この補正值マップを参照することにより、振幅指令値 Ia* 及び交流電圧 Vac に応じた高調波補正值 Ih を設定することができる。

【0103】

次に、本実施形態において、高調波補正值 Ih と交流電圧 Vac との対応関係を示す補正值マップの作成方法について説明する。

【0104】

リアクトル電流 ILr の増加時の傾き mb は、「 $mb = (Vdc - |Vac|) / L$ 」の関係がある。そのため、この関係性を上記式(1)に代入することにより、変動のない DC リンク電圧 Vdc* を交流電圧 Vac に変換する場合の高調波補正值 Ih は下記式(6)により算出される。

【0105】

【数5】

$$Ih = \frac{Vdc* - |Vac|}{2L} \cdot D \cdot Tsw + ms \cdot D \cdot Tsw \quad \dots \quad (6)$$

DC・AC 変換器 80 が変動のない DC リンク電圧 Vdc* を交流電圧 Vac に変換する場合、デューティ比 D は、下記式(7)により算出される。

【0106】

【数6】

$$D = \frac{|Vac|}{Vdc*} \quad \dots \quad (7)$$

DC・AC 変換器 80 では、脈動成分を伴う DC リンク電圧 Vdc は、下記式(8)により算出される。

【0107】

【数7】

$$Vdc = Vdc* + \frac{Vac \cdot Ia*}{4\pi \cdot f \cdot Vdc* \cdot C} \cdot \sin 2\theta \quad \dots \quad (8)$$

そのため、DC リンク電圧 Vdc の変動を加味したデューティ比 D は、上記式(7)の Vdc* を上記式(8)の右辺に置換した下記式(9)により算出される。

【0108】

【数8】

$$D = \frac{|Vac|}{Vdc* + \frac{Vac \cdot Ia*}{2\pi \cdot f \cdot Vdc* \cdot C} \cdot \sin 2\theta} \quad \dots \quad (9)$$

また、上記式(6)の Vdc* を、上記式(8)により算出される DC リンク電圧 Vdc に置換することにより、下記式(10)が算出される。

【0109】

【数9】

$$Ic = \frac{Vdc* + \frac{Vac \cdot Ia*}{4\pi \cdot f \cdot Vdc* \cdot C} \cdot \sin 2\theta - |Vac|}{2L} \cdot D \cdot Tsw + ms \cdot D \cdot Tsw \quad \dots \quad (10)$$

本実施形態では、上記式(9)、(10)を用いて、さまざまな振幅指令値 Ia* 及び

10

20

30

40

50

交流電圧 V_{ac} に応じた高調波補正值 I_h を算出する。そして、算出した高調波補正值 I_h を、振幅指令値 I_a^* 、及び交流電圧 V_{ac} の組合せ毎に対応付けることにより補正值マップを作成する。

【0110】

次に、図18を用いて電力変換装置100の動作を説明する。図18(a)は交流電圧 V_{ac} の推移を示し、図18(b)はDCリンク電圧 V_{dc} の推移を示し、図18(c)は第1ゲート信号 GS_{21} の推移を示す。なお、第2ゲート信号 GS_{22} は、第1ゲート信号 GS_{21} を反転させた値となる。図18(d)は電流補正值 I_c の推移を示し、図18(e)はリアクトル電流 I_{Lr} の推移を示す。図18(f)は交流電流 I_{ac} の推移を示す。なお、図18(d)に示す電流補正值 I_c は、高調波補正值 I_h が上限値 I_{dc} よりも小さい場合の値であり、高調波補正值 I_h そのものである。また、図18(a)において、 t_{41} 、 t_{43} 、 t_{45} は、交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミングを示し、 t_{42} 、 t_{44} は、交流電圧 V_{ac} が正、負のピーク値となるピークタイミングを示す。

10

【0111】

交流電圧 V_{ac} が正極性となる第1期間 P_1 では、第4、第5ゲート信号 GS_{24} 、 GS_{25} がハイレベルとなることにより、第4、第5スイッチ SW_{24} 、 SW_{25} がオン状態（閉状態）となる。第3、第6ゲート信号 GS_{23} 、 GS_{26} がローレベルとなることにより、第3、第6スイッチ SW_{23} 、 SW_{26} がオフ状態（開状態）となる。そのため、第1期間 P_1 において、電流制御部150が実施するピーク電流モード制御により、第1ゲート信号 GS_{21} がハイレベルとなり、第2ゲート信号 GS_{22} がローレベルとなることにより、第4、第5スイッチ SW_{24} 、 SW_{25} 、リアクトル13及び第2スイッチ SW_{22} を含む閉回路が形成される。

20

【0112】

第1期間 P_1 において、電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 P_{31} において、時刻 t_{41} 、 t_{43} それぞれで極小値を取り、時刻 t_{42} の付近で最大値を取るように変化する。また、交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、電流補正值 I_c は、ゼロクロスタイミング (t_{41} 、 t_{43}) で極小値を取り、交流電圧 V_{ac} のピークタイミング (t_{42}) 付近で最大値を取るように変化する。即ち、乖離幅 i が小さくなるゼロクロスタイミングでは、電流補正值 I_c が最小値となり、乖離幅 i が大きくなる交流電圧 V_{ac} のピークタイミング付近では、電流補正值 I_c が最大値となる。そのため、第1期間 P_1 において、交流電流 I_{ac} の歪みが抑制される。

30

【0113】

交流電圧 V_{ac} が負極性となる第2期間 P_2 では、第4、第5ゲート信号 GS_{24} 、 GS_{25} がローレベルとなることにより、第4、第5スイッチ SW_{24} 、 SW_{25} がオフ状態（開状態）となる。また、第3、第6ゲート信号 GS_{23} 、 GS_{26} がハイレベルとなることにより、第3、第6スイッチ SW_{23} 、 SW_{26} がオン状態（閉状態）となる。そのため、第2期間 P_2 において、電流制御部150により、第1ゲート信号 GS_{21} がハイレベルとなり、第2ゲート信号 GS_{22} がローレベルとなることにより、第3、第6スイッチ SW_{23} 、 SW_{26} 、リアクトル13、及び第2スイッチ SW_{22} を含む閉回路が形成される。

40

【0114】

第2期間 P_2 において、電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 P_{42} において、時刻 t_{44} 付近で最大値を取り、時刻 t_{45} で極小値を取るように変化する。交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、電流補正值 I_c は、ゼロクロスタイミング (t_{45}) で極小値を取り、ピークタイミング (t_{44}) で最大値を取るように変化する。そのため、第1期間 P_1 と同様、ゼロクロスタイミングでは、電流補正值 I_c が最小値に設定され、ピークタイミング付近では、電流補正值 I_c が最大値に設定されることにより、交流電流 I_{ac} の歪みが抑制される。

【0115】

図19(a1)、(b1)、(c1)は、本実施形態に係る電流補正值 I_c 、リアクトル

50

ル電流 I_{Lr} 、交流電流 I_{ac} の推移を示す図である。図 19 (a2), (b2), (c2) は、比較例に係る電流補正值 I_c 、リアクトル電流 I_{Lr} 、交流電流 I_{ac} の推移を示す図である。なお、本比較例では、電流補正值 I_c は、交流電圧 V_{ac} の変化に応じて設定されており、DCリンク電圧 V_{dc} の変動に応じて設定されていない。

【0116】

図 19 (a2) に示す電流補正值 I_c を用いたピーク電流モード制御により、リアクトル 13 には、図 19 (b2) に示すリアクトル電流 I_{Lr} が流れる。そのため、図 19 (c2) に示す交流電流 I_{ac} には、歪みが生じている。例えば、比較例では、交流電流 I_{ac} の総合歪率 THD は 2% であった。これに対して、図 19 (a1) に示す電流補正值 I_c は、交流電圧 V_{ac} の変化に加えて DCリンク電圧 V_{dc} の変動を加味した値に設定されている。図 19 (a1) に示す電流補正值 I_c を用いたピーク電流モード制御により、リアクトル 13 には、図 19 (b1) に示すリアクトル電流 I_{Lr} が流れる。そのため、図 19 (c1) に示す交流電流 I_{ac} は、図 19 (c2) に示す交流電流 I_{ac} と比べて歪みが低減されている。例えば、図 19 (c1) では、交流電流 I_{ac} の総合歪率 THD は 1% 以下であった。

10

【0117】

以上説明した本実施形態では、以下の効果を奏する。

【0118】

・制御装置 30 は、DCリンク電圧 V_{dc} を交流電圧 V_{ac} に変換する電力変換装置 100 に適用される。制御装置 30 は、DCリンク電圧 V_{dc} の 1 周期において、DCリンク電圧 V_{dc} がゼロアップクロスするタイミングにおいて最小値を取り、時間的に隣り合う最小値の間に極大値を取るように高調波補正值 I_h を設定する。この場合、DCリンク電圧 V_{dc} を交流電圧 V_{ac} に変換する場合においても、第 1 実施形態と同様の効果を奏することができる。

20

【0119】

・制御装置 30 は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間において、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、高調波補正值 I_h を大きな値に設定し、DCリンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間において、振幅指令値 I_{a*} が大きくなるほど、高調波補正值 I_h を小さな値に設定する。この場合、DCリンク電圧 V_{dc} を交流電圧 V_{ac} に変換する場合においても、振幅指令値 I_{a*} の増加に伴う、DCリンク電圧 V_{dc} の変動傾向に応じて、高調波補正值 I_h が増減されることにより、交流電流 I_{ac} の歪みをいっそう抑制することができる。

30

【0120】

< 第 4 実施形態 >

第 4 実施形態では、第 3 実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第 3 実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

【0121】

本実施形態では、第 3 実施形態に示す電力変換装置 100 と比べて、回路トポロジーが異なる。具体的には、本実施形態に係る電力変換装置 100 は、第 3 実施形態と異なり、ハーフブリッジ回路を備えていない。

40

【0122】

図 20 は、本実施形態に係る電力変換装置 100 の構成図である。第 1 直流端子 TD1 とフルブリッジ回路 75 とは、第 1 配線 LP1 を介して接続されている。第 2 直流端子 TD2 とフルブリッジ回路 75 とは、第 2 配線 LP2 を介して接続されている。

【0123】

フルブリッジ回路 75 は、第 1 ~ 第 4 スイッチ SW31 ~ SW34 を備えている。第 1 ~ 第 4 スイッチ SW31 ~ SW34 は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では、n チャネル MOSFET である。第 1 ~ 第 4 スイッチ SW31 ~ 34 は、第 3 実施形態の第 3 ~ 第 6 スイッチ SW23 ~ SW26 に対応しているため、フルブリッジ回路 75 の説明を省略する。

50

【0124】

第1電流センサ131は、第1スイッチSW31のドレイン側に接続されており、第1スイッチSW31に流れる電流を、第1リアクトル電流 I_{L1r} として検出する。また、第2電流センサ132は、第3スイッチSW33のドレイン側に接続されており、第3スイッチSW33に流れる電流を、第2リアクトル電流 I_{L2r} として検出する。

【0125】

図21は、第4実施形態に係る制御装置30の機能を示す機能ブロック図である。本実施形態では、制御装置30は、ピーク電流モード制御により第1～第4スイッチSW31～SW34をオフ状態（開状態）又はオン状態（閉状態）に操作する。

【0126】

制御装置30は、第1電流制御部155と、第2電流制御部156と、切替部164とを備えている。第1電流制御部155は、スロープ補償後の第1リアクトル電流 I_{L1r} を補正後指令電流 I_{La*} に制御すべく、ピーク電流モード制御を実施する。第2電流制御部156は、スロープ補償後の第2リアクトル電流 I_{L2r} を補正後指令電流 I_{La*} に制御すべく、ピーク電流モード制御を実施する。第1、第2電流制御部155、156の構成は、電流制御部50の構成と同様であるため、その説明を省略する。

【0127】

切替部164は、極性判定部165と、第1AND回路167と、第2AND回路168と、反転器166、169、170とを備えている。極性判定部165の出力端子は、第1AND回路167の一方の入力端子と、反転器166の入力端子とに接続されている。反転器166の出力端子は、第2AND回路168の一方の入力端子に接続されている。

【0128】

第1電流制御部155の出力端子は第1AND回路167の他方の入力端子に接続されており、第2電流制御部157の出力端子は第2AND回路168の他方の入力端子に接続されている。第1AND回路167は、第2スイッチSW32のゲートに接続されており、第2ゲート信号GS32を出力する。また、第1AND回路167は、反転器169を介して第1スイッチSW31のゲートに接続されており、反転器169を介して第1ゲート信号GS31を出力する。第1ゲート信号GS31は、第2ゲート信号GS32を反転させたものとなる。

【0129】

第2AND回路168は、第4スイッチSW34のゲートに接続されており、第4ゲート信号GS34を出力する。また、第2AND回路168は、反転器170を介して第3スイッチSW33のゲートに接続されており、反転器170を介して第3ゲート信号GS33を出力する。第3ゲート信号GS33は、第4ゲート信号GS34を反転させたものとなる。

【0130】

図22は、第4実施形態に係る電力変換装置100のタイミングチャートである。図22(a)は交流電圧 V_{ac} の推移を示し、図22(b)はDCリンク電圧 V_{dc} の推移を示す。図22(c)は第1選択信号AQ1の推移を示し、図22(d)は第2選択信号AQ2の推移を示す。図22(e)は第1ゲート信号GS31の推移を示し、図22(f)は第3ゲート信号GS33の推移を示す。図22(g)は電流補正值 I_c の推移を示す。図22(h)はリアクトル電流 I_{Lr} の推移を示し、図22(i)は交流電流 I_{ac} の推移を示す。なお、図22(g)に示す電流補正值 I_c は、高調波補正值 I_h が上限値 I_{dc} よりも小さい場合の値であり、高調波補正值 I_h そのものである。また、図22(a)において、 t_{51} 、 t_{53} 、 t_{55} は、交流電圧 V_{ac} のゼロクロスタイミングを示し、 t_{52} 、 t_{54} は、交流電圧 V_{ac} が正、負のピーク値となるピークタイミングを示す。

【0131】

交流電圧 V_{ac} が正極性となる第1期間P1では、第4ゲート信号GS34がハイレベルとなり、第2ゲート信号GS32がローレベルとなる。この第1期間P1では、スロー

10

20

30

40

50

補償後の第1リアクトル電流 I_{L1r} を補正後指令電流 I_{La*} に制御すべく、第1電流制御部155が実施するピーク電流モード制御により、第1ゲート信号 $GS31$ が出力される。

【0132】

第1期間 $P1$ において、電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 $P31$ において、時刻 t_{51} で極小値を取り、時刻 t_{52} 付近で最大値を取るように変化する。また、DCリンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間 $P32$ において、時刻 t_{53} で極小値を取るように変化する。そのため、交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、ゼロクロスタイミング(t_{51} , t_{53})で極小値を取り、ピークタイミング(t_{52})付近で最大値を取るように変化する。そのため、第1ゲート信号 $GS31$ のデューティ比は、電流補正值 I_c を一定とする場合よりも、ゼロクロスタイミング付近で小さくなり、ピークタイミング付近で大きくなる。その結果、第1期間 $P1$ での交流電流 I_{ac} の歪みが抑制される。

10

【0133】

交流電圧 V_{ac} が負極性となる第2期間 $P2$ では、第4ゲート信号 $GS34$ がローレベルとなり、第2ゲート信号 $GS32$ がハイレベルとなる。この第2期間 $P2$ では、スロープ補償後の第2リアクトル電流 I_{L2r} を補正後指令電流 I_{La*} に制御すべく、第2電流制御部156が実施するピーク電流モード制御により、第3ゲート信号 $GS33$ が出力される。

【0134】

20

第2期間 $P2$ において、電流補正值 I_c は、DCリンク電圧 V_{dc} が正極性となる期間 $P41$ において、時刻 t_{54} 付近で最大値を取り、DCリンク電圧 V_{dc} が負極性となる期間 $P42$ において、時刻 t_{55} で極小値を取るように変化する。そのため、交流電圧 V_{ac} の変化との関係では、ゼロクロスタイミング(t_{55})で極小値を取り、ピークタイミング(t_{54})付近で最大値を取るように変化する。そのため、第2ゲート信号 $GS32$ のデューティ比は、電流補正值 I_c を一定とする場合よりも、ゼロクロスタイミング付近で小さくなり、ピークタイミング点付近で大きくなる。その結果、第2期間 $P2$ での交流電流 I_{ac} の歪みが抑制される。

【0135】

以上説明した本実施形態では、第3実施形態と同様の効果を奏する。

30

【0136】

<その他の実施形態>

・電力変換装置100により交流電圧 V_{ac} をDCリンク電圧 V_{dc} に変換する場合の高調波補正值 I_h は、上記式(2), (5)により算出されるものに限られない。例えば、振幅指令値 I_{a*} が固定値に設定される場合、振幅指令値 I_{a*} 及び交流電圧 V_{ac} のうち、交流電圧 V_{ac} のみに基づいて高調波補正值 I_h が設定されてもよい。この場合であっても、高調波補正值 I_h は、DCリンク電圧 V_{dc} の1周期において正極性及び負極性となる期間それぞれで極大値を1つ取り、かつ負極性となる期間での極大値と正極性となる期間での極大値との間で極小値を1つ取るように変化するものであればよい。

【0137】

40

・電力変換装置100によりDCリンク電圧 V_{dc} を交流電圧 V_{ac} に変換する場合の高調波補正值 I_h は、上記式(9), (10)により算出されるものに限られない。例えば、振幅指令値 I_{a*} が固定値に設定される場合、振幅指令値 I_{a*} 及び交流電圧 V_{ac} のうち、交流電圧 V_{ac} のみに基づいて高調波補正值 I_h が設定されてもよい。この場合であっても、高調波補正值 I_h は、DCリンク電圧 V_{dc} の1周期において正極性及び負極性となる期間それぞれで最小値を1つ取り、かつ正極性となる期間での最小値と負極性となる期間での最小値との間で極大値を取るように変化するものであればよい。

【0138】

・各実施形態では、力率を1とする場合を例に説明を行った。これに換えて、力率が1未満の場合においても、本実施形態を適用することができる。この場合、波形生成部34

50

1 は、力率に応じて、交流電圧 V_{ac} から所定量だけ位相がずれた基準波形 ($= \sin(t + \quad)$) を生成する。そして、生成した基準波形に基づいて、補正前指令電流 I_{L*} を算出すればよい。この場合においても、力率に応じて設定された補正前指令電流 I_{L*} とリアクトル電流 I_{Lr} の平均値 I_{ave} との乖離幅を算出し、この乖離幅に応じて高調波補正值 I_h を設定すればよい。

【0139】

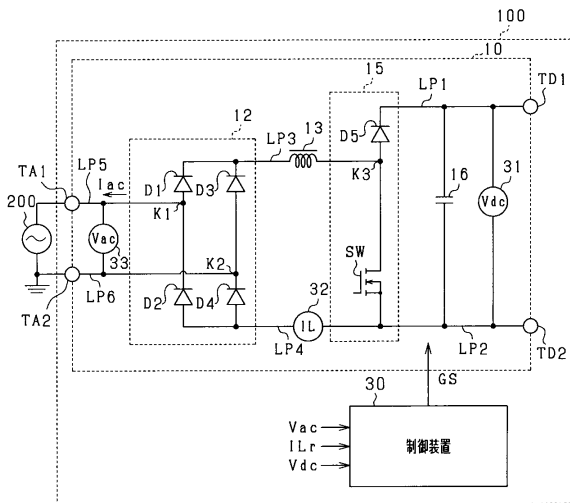
電力変換装置 100 は、交流電圧 V_{ac} と DC リンク電圧 V_{dc} との間で双方向での電力変換を行う装置であってもよい。

【符号の説明】

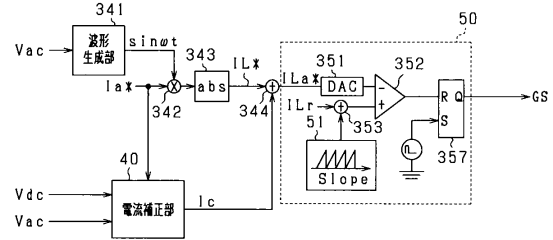
【0140】

13 ... リアクトル、30 ... 制御装置、50 ... 電流制御部、51 ... スロープ補償部、100 ... 電力変換装置、200 ... 交流電源。

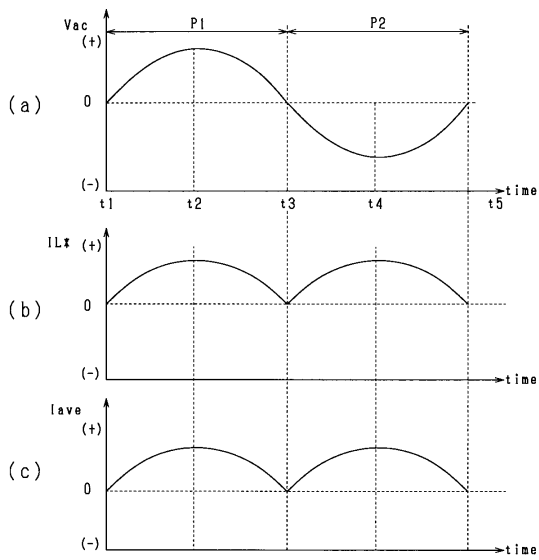
【図1】



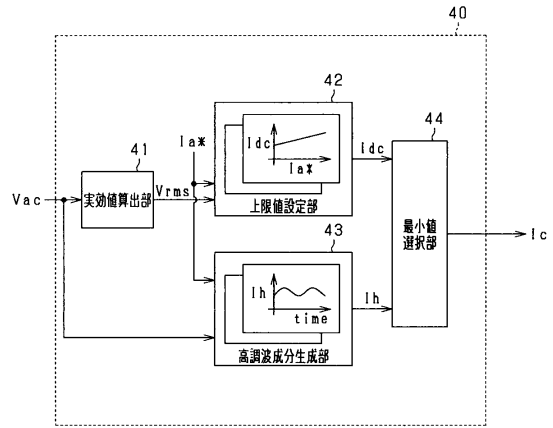
【図2】



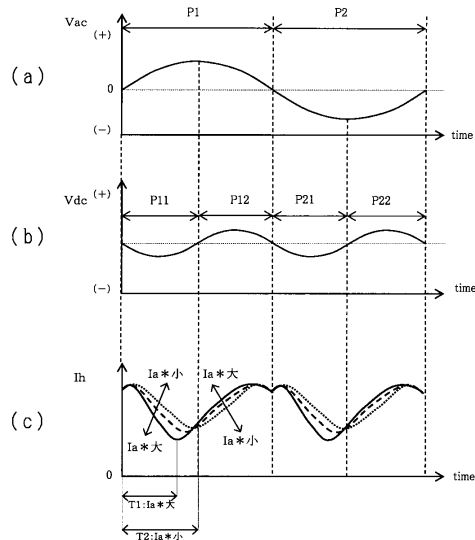
【図3】



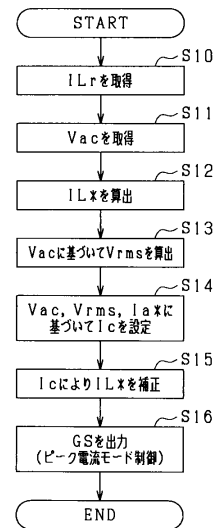
【図4】



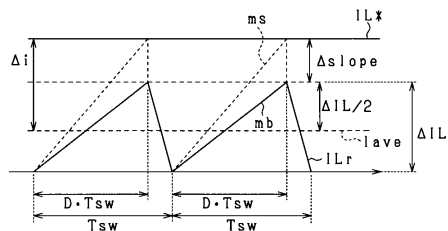
【図5】



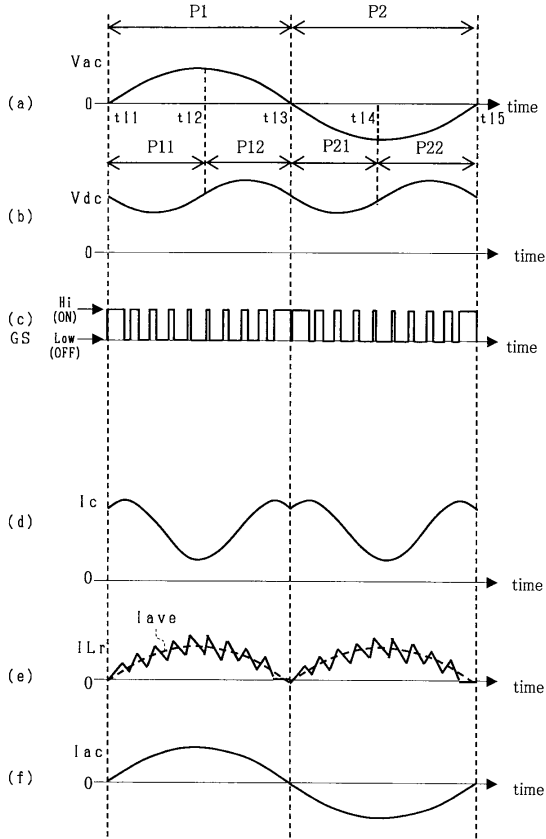
【図7】



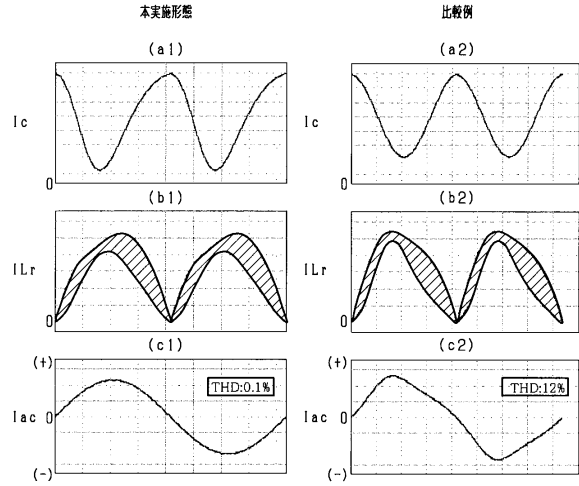
【図6】



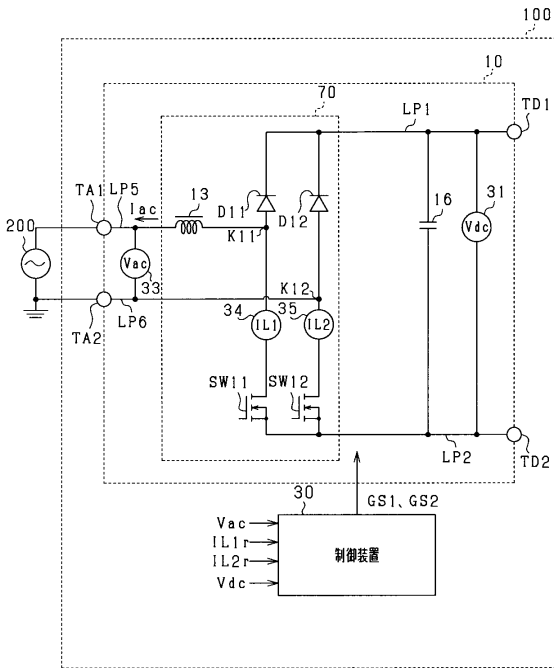
【 図 8 】



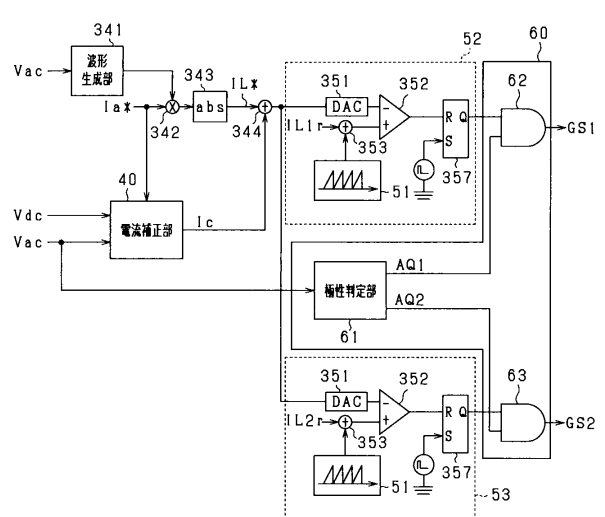
【 図 9 】



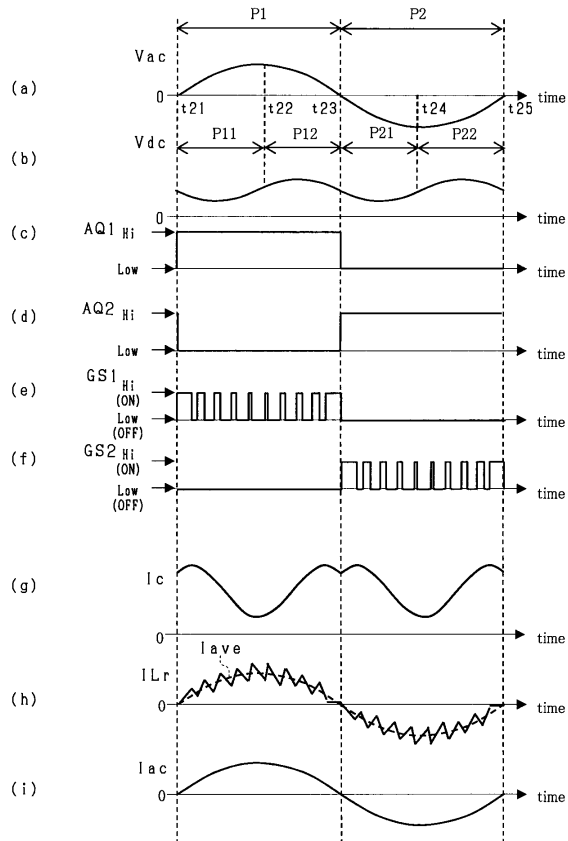
【 図 10 】



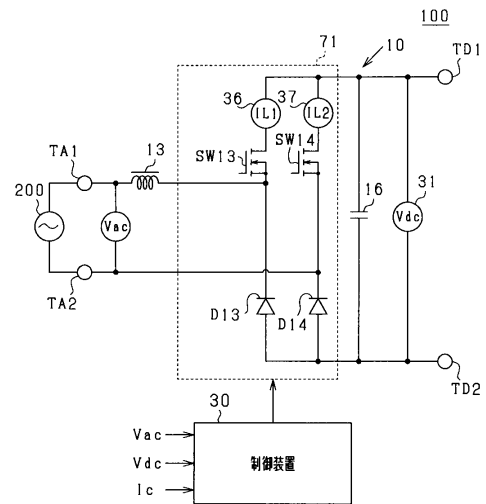
【 図 11 】



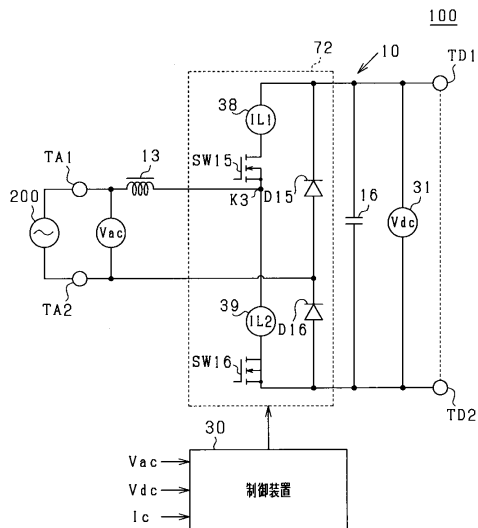
【 図 1 2 】



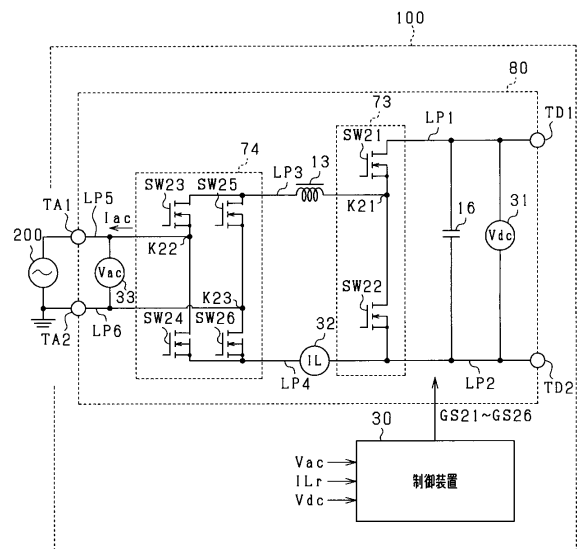
【 図 1 3 】



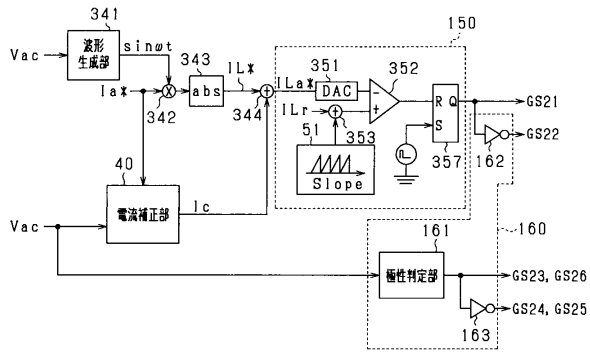
【 図 1 4 】



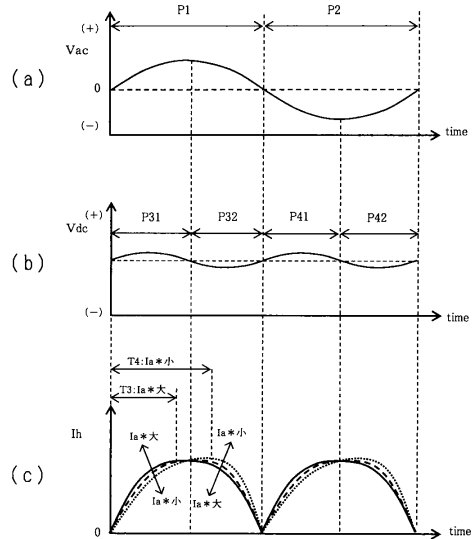
【 図 1 5 】



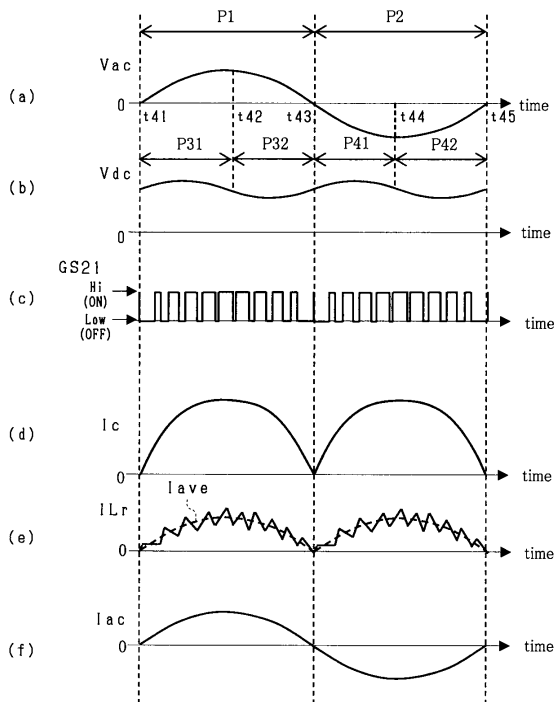
【図 16】



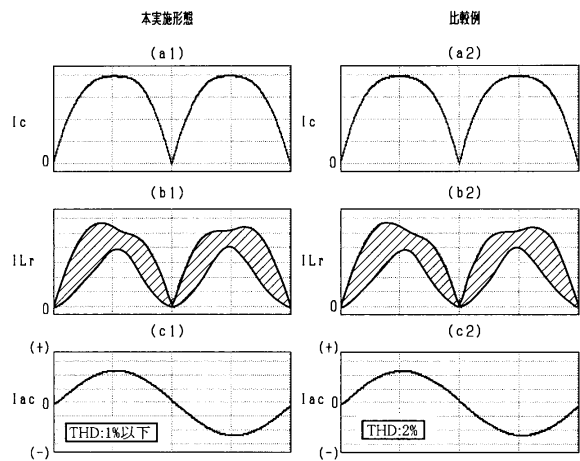
【図 17】



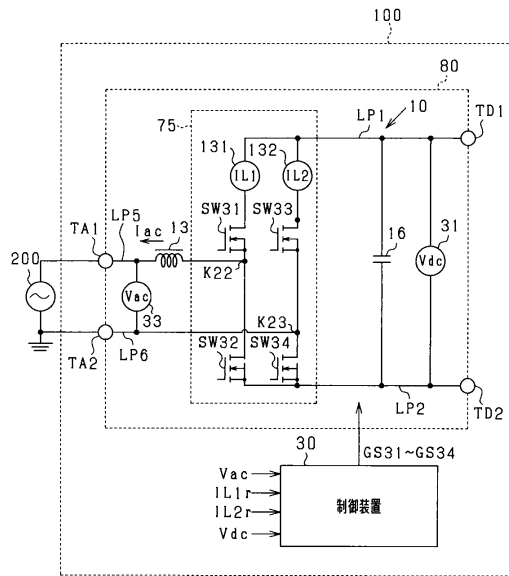
【図 18】



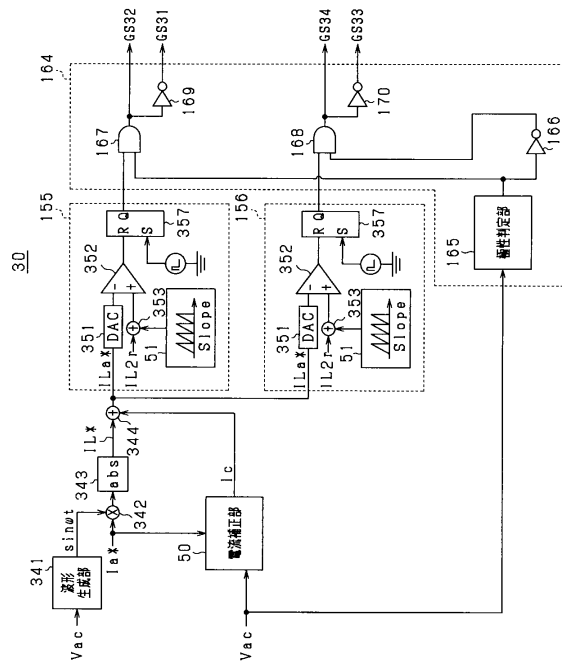
【図 19】



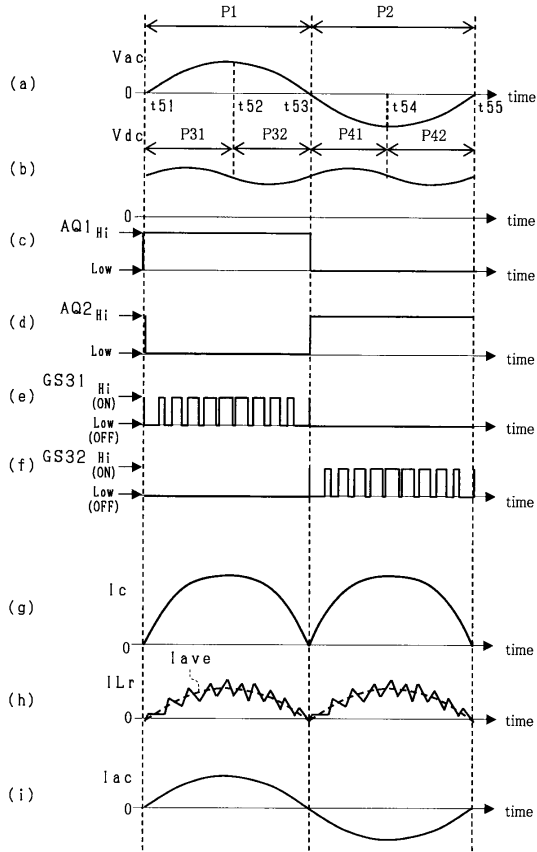
【 図 2 0 】



【 図 2 1 】



【 図 2 2 】



フロントページの続き

- (72)発明者 居安 誠二
愛知県日進市米野木町南山500番地20 株式会社SOKEN内
- (72)発明者 林 裕二
愛知県日進市米野木町南山500番地20 株式会社SOKEN内
- (72)発明者 半田 祐一
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

審査官 赤穂 嘉紀

- (56)参考文献 特開2015-198460(JP,A)
特開2015-186407(JP,A)
特開2018-137841(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00 - 3/44
H02M 7/00 - 7/98