

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5215554号
(P5215554)

(45) 発行日 平成25年6月19日 (2013. 6. 19)

(24) 登録日 平成25年3月8日 (2013. 3. 8)

(51) Int. Cl.

H02P 9/00 (2006.01)

F I

H02P 9/00

F

請求項の数 15 (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2006-336503 (P2006-336503)
 (22) 出願日 平成18年12月14日 (2006. 12. 14)
 (65) 公開番号 特開2008-154300 (P2008-154300A)
 (43) 公開日 平成20年7月3日 (2008. 7. 3)
 審査請求日 平成21年12月11日 (2009. 12. 11)

(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 100064414
 弁理士 磯野 道造
 (74) 代理人 100111545
 弁理士 多田 悦夫
 (72) 発明者 一瀬 雅哉
 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
 (72) 発明者 大原 伸也
 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】 風力発電装置、及び電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも1枚の翼が軸に取り付けられている風車と、前記軸の回転により多相交流発電する発電機と、この発電機の発電電力を調整、出力するためにPWM制御する電力変換装置とを備える風力発電装置において、

前記電力変換装置を構成する複数のスイッチング素子をそれぞれオン状態、及びオフ状態の何れかの状態に固定する制御停止期間を設け、

前記電力変換装置は、前記発電機の回転速度がスイッチング素子の発熱量によって定められる値以上となる場合に、1周期の間に相間で重複しない前記制御停止期間を各相毎に設けて前記PWM制御することを特徴とする風力発電装置。

10

【請求項 2】

請求項1に記載の風力発電装置において、

前記電力変換装置は、接続される端子電圧の周波数に基づいた指令値と三角波とを比較して前記PWM制御するものであり、

前記三角波の周波数は、前記端子電圧の周波数の6n倍（nは正の整数）であることを特徴とする風力発電装置。

【請求項 3】

請求項1に記載の風力発電装置において、

前記電力変換装置は、相間のパルス密度を変化させて前記PWM制御することを特徴とする風力発電装置。

20

【請求項 4】

請求項 1 に記載の風力発電装置において、
前記電力変換装置は、1 周期の間に前記パルス密度を 4 回変化させることを特徴とする風力発電装置。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の風力発電装置において、
前記電力変換装置は、直列接続されたスイッチング素子の短絡を防止する短絡防止期間を設けた PWM 制御を行い、
前記短絡防止期間による不足量に相当する値を各相の指令値に加算することを特徴とする風力発電装置。

10

【請求項 6】

請求項 1 に記載の風力発電装置において、
風速に基づいて前記翼の角度を変更する翼角度変更手段をさらに備えることを特徴とする風力発電装置。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の風力発電装置において、
前記発電機は、固定子側及び回転子側に巻線が巻回される巻線型誘導発電機であり、
前記電力変換装置は、交流電力と直流電力とを双方向に変換可能な第 1 の電力変換器と、前記直流電力を蓄電する蓄電器と、この蓄電器に接続され、直流電力と交流電力とを双方向に変換可能な第 2 の電力変換器とを備え、
前記巻線型誘導発電機の一方向の巻線が電力系統に接続され、他方の巻線が前記第 1 の電力変換器に接続され、
前記第 2 の電力変換器の交流側を前記電力系統に接続することを特徴とする風力発電装置。

20

【請求項 8】

請求項 7 に記載の風力発電装置において、
前記第 2 の電力変換器の交流側と前記電力系統との間には、低域通過フィルタが挿入され、
前記低域通過フィルタの入力側の相間電圧のパルス密度が変化することを特徴とする風力発電装置。

30

【請求項 9】

請求項 1 に記載の風力発電装置において、
前記発電機は、永久磁石型発電機であり、
前記電力変換装置は、交流電力と直流電力とを双方向に変換可能な第 1 の電力変換器と、前記直流電力を蓄電する蓄電器と、この蓄電器に接続され、直流電力と交流電力とを双方向に変換可能な第 2 の電力変換器とを備え、
前記永久磁石型発電機の巻線側を前記第 1 の電力変換器の交流側に接続し、前記第 2 の電力変換器の交流側を電力系統に接続することを特徴とする風力発電装置。

【請求項 10】

請求項 1 に記載の風力発電装置において、
前記発電機は、同期発電機であり、
前記電力変換装置は、交流電力と直流電力とを双方向に変換可能な第 1 の電力変換器と、
前記直流電力を蓄電する蓄電器と、この蓄電器に接続され、直流電力と交流電力とを双方向に変換可能な第 2 の電力変換器とを備え、
前記同期発電機の固定子側を前記第 1 の電力変換器の交流側に接続し、前記第 2 の電力変換装置の交流側を電力系統に接続し、
前記 1 周期は、前記電力系統の系統周波数によって定められることを特徴とする風力発電装置。

40

【請求項 11】

50

軸の回転により多相交流発電する発電機の発電電力を調整、出力するために P W M 制御する電力変換装置において、

前記電力変換装置を構成する複数のスイッチング素子をそれぞれオン状態、及びオフ状態の何れかの状態に固定する制御停止期間を設け、

該電力変換装置は、前記発電機の回転速度がスイッチング素子の発熱量によって定められる値以上となる場合に、1 周期の間に相間で重複しない前記制御停止期間を各相毎に設けて前記 P W M 制御することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 1 に記載の電力変換装置において、

前記電力変換装置は、接続される端子電圧の周波数に基づいた指令値と三角波とを比較して前記 P W M 制御するものであり、

前記三角波の周波数は、前記端子電圧の周波数の $6n$ 倍 (n は正の整数)であることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 1 3】

請求項 1 1 に記載の電力変換装置において、

該電力変換装置は、相間のパルス密度を変化させて前記 P W M 制御することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 1 4】

請求項 1 1 に記載の電力変換装置において、

前記電力変換装置は、1 周期の間に前記パルス密度を 4 回変化させることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 1 5】

請求項 1 1 に記載の電力変換装置において、

前記電力変換装置は、直列接続されたスイッチング素子の短絡を防止する短絡防止期間を設けた P W M 制御を行い、

前記短絡防止期間による不足量に相当する値を各相の指令値に加算す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、発電機と P W M 制御する多相電力変換装置とを備える風力発電装置、及び電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

風力発電装置は、風力エネルギーを回転エネルギーに変換する羽(翼)と、回転子に伝達した回転エネルギーから電力を取り出す発電機と、取り出した電力を電力系統に出力する電力変換装置とを備え、電力系統に接続される家庭や工場などの負荷に電力を供給するように構成されている。また、特許文献 1 には、多相パルス幅変調に用いる各電圧指令に、同じ補償量を加算して、スイッチング期間を少なくする技術が開示されている。

【0003】

【特許文献 1】U S 0 4 1 3 4 3 「Process of pulse duration modulation of a multi-phase converter」

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

風力エネルギーを効率よく電力に変換するためには、発電機、電力変換装置の高効率化が重要である。特に、電力変換装置に使用される I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) などのスイッチング損失が問題である。

【0005】

特許文献 1 に記載の技術を電力変換装置に用いた場合であっても、スイッチングデバイ

10

20

30

40

50

スによる短絡保護のために設定されるオンオフパルスのオンディレイ時間（デッドタイム）により、電力変換器が出力する交流電流の低次高調波電流が大きくなる。電力系統に連系して発電電力を出力する電力変換器では、電流の高調波成分を小さく抑える必要がある。また、高調波成分の存在によって鉄損及び銅損が増加する問題点がある。

【 0 0 0 6 】

そこで、本発明は、電力変換装置の損失を低減することができる風力発電装置、及び電力変換装置を提供することを課題とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

前記課題を解決するため、本発明の風力発電装置は、少なくとも1枚の翼が軸に取り付けられている風車と、前記軸の回転により多相交流発電する発電機と、この発電機の発電電力を調整出力するためにPWM制御する電力変換装置とを備える風力発電装置において、前記発電機の回転速度がスイッチング素子の発熱量によって定められる値以上となる場合に、前記電力変換装置を構成する複数のスイッチング素子をそれぞれオン状態、及びオフ状態の何れかの状態に固定する制御停止期間を設け、前記PWM制御は、1周期の間に相間で重複しない制御停止期間を各相毎に設けたことを特徴とする。

【 0 0 0 8 】

これによれば、PWM制御の制御停止期間を各相毎に設けたので、電力変換装置のスイッチング損失が低減し、高効率な風力発電装置が実現できる。このとき、制御停止期間が相間で互いに重複していないことから、一の相の制御停止期間と他の相の制御期間とが重なり、相間電圧のパルス密度は粗となる。また、一の相の制御期間と他の相の制御期間とが重なり、相間電圧のパルス密度は密となる。このため、このPWMパルス波形制御はパルス密度が変化する特徴を備える。特に、発電機として巻線型誘導発電機を用いた場合には、一方の巻線に加えられる励磁電流の周波数を制御することにより、発電周波数を他方の巻線に接続された電力系統の系統周波数に一致させることができる。なお、制御停止期間におけるスイッチング素子の発熱を回避するため電力変換器が出力する交流電圧の周波数（基本波）が高い場合に、パルス密度を変化させるPWM方式を用いることが好ましい。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

本発明によれば、電力変換装置の損失を低減することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 0 】

（第1実施形態）

本発明の第1実施形態である風力発電装置の構成を図面を用いて説明する。

図1において、風力発電装置200は、電力系統250に接続され、電力変換装置であるコンバータ（励磁装置）140、発電機110、風車120、風車制御装置130、コンバータ制御装置150、トランス170及び遮断器160とを備えている。ここで、電力系統250は、容量が大きい場合、単に電源と考えることができ、図示しない送電線を用いて、家庭やビル、工場などに送電している。

【 0 0 1 1 】

風車120は、3枚の翼120aを備え、発電機110の回転子に機械的に接続されており、発電機110はコンバータ140と電氣的に接続される。なお、必要に応じて、風車120と回転子とはギアを介して接続される。遮断器160は、風力発電装置200を電力系統250から電氣的に切り離すための機能を具備する。

【 0 0 1 2 】

風車制御装置130は、風速Uと発電機110の回転速度との値を入力し、翼120aにピッチ角指令Pchrefを出力して翼角度を制御したり、有効電力指令Prefの演算を行い、コンバータ制御装置150に有効電力指令Pref、無効電力指令Qref

10

20

30

40

50

を伝送したりする機能を備えている。

【0013】

コンバータ制御装置150は、各種指令に従ってコンバータ140をPWM制御し、発電機110が電力系統250に直接出力する電力や、発電機110が発電した電力をコンバータ140内部の蓄電器Cd(図2)を介して電力系統250に出力する電力(有効電力, 無効電力)を調整、制御する。また、コンバータ制御装置150は、ピッチ角指令Pchref及び発電機110の励磁電流の周波数をそれぞれ制御して、発電周波数を系統周波数に一致させる機能を備えている。

【0014】

次に、図2を用いて、風力発電装置200について詳しく説明する。図2は発電機110に巻線型誘導発電機を用いた構成を示す。前記したように、風力発電装置200は、コンバータ140と、発電機110と、風車120と、風車制御装置130と、コンバータ制御装置150とを備え、コンバータ140と電力系統250とはトランス170及び遮断器160を介して接続されている。

10

【0015】

コンバータ140は、双方向に交流-直流変換を行うことができる2つのコンバータ320, 330と、コンバータ320, 330の間に備えられ、直流電力を充電する蓄電器Cdと、蓄電器Cdを初期充電する初充電回路310と、コンデンサCr, Cn及びリアクトルLr, Lnと、電磁接触器301, 302と、電圧センサPTS, PTgと、電流センサCTR, CTn, CTSとを備えている。なお、蓄電器Cdには、コンデンサや蓄電池とスーパーキャパシタとの何れか一方が使用される。

20

【0016】

電磁接触器301は、動作信号Sg1によって開閉可能に構成され、一端が電磁接触器302の一端と外部の遮断器160とに接続され、他端は発電機110の固定子側巻線に接続されている。電磁接触器302の他端は、コンデンサCn、リアクトルLnで構成される交流フィルタを介して、第2の電力変換器であるコンバータ330に接続されている。

【0017】

コンバータ330の直流側とコンバータ320の直流側とは、蓄電器Cdに接続され、第1の電力変換器であるコンバータ320の交流出力は、リアクトルLr、コンデンサCrで構成される交流フィルタを介して発電機110の回転子巻線に接続される。この交流フィルタは、PWM変調されたスイッチング波形を交流波形に変換する機能を備え、回転子巻線に励磁電流を流す。

30

【0018】

蓄電池Cdに対して発電機110側に設置されたコンバータ320、及び電力系統250側に設置されたコンバータ330は、交流電力を直流電力に変換し、さらに直流電力を交流電力に変換する双方向変換機能を備え、半導体スイッチング素子であるIGBT素子を用いて構成される。なお、IGBT素子に限らず、サイリスタ, GTO, MOS-FETなどを用いることもできる。

【0019】

また、電力系統側のコンバータ330の交流出力端子に設置され、リアクトルLnとコンデンサCnとで構成された交流フィルタは、高調波電流、高調波電圧を減衰させる機能を備え、PWM変調されたスイッチング波形を交流波形に変換する。

40

【0020】

発電機110の回転子は、風車120の軸が連結されており、風車120が受ける風力によって回転する。なお、回転子と風車120との接続にギアなどを用いて回転速度を上昇させることもできる。また、回転子には、例えばエンコーダで構成される速度検出器が接続されており、この速度検出器は回転速度の値をコンバータ制御装置150及び風車制御装置130に出力する。また、風車120は、ピッチ角指令Pchrefに従って翼120aの角度(翼角度)を変更するように構成されている。風の入射方向を0度と定義

50

すると翼角度が大きくなると風を受ける面積が増すことになる。

【 0 0 2 1 】

次に、発電電力を制御するための配線及び装置について説明する。遮断器 1 6 0 の三相の系統電圧 V_s 及び系統電流 I_s は、それぞれ電圧センサ $P T_s$ 、電流センサ $C T_s$ によって低電圧の電圧検出信号、電流検出信号に変換され、これらの信号はコンバータ制御装置 1 5 0 に入力される。

【 0 0 2 2 】

また、電磁接触器 3 0 1 の二次側（電磁接触器 3 0 1 と発電機 1 1 0 の固定子との間）の電圧は、電圧センサ $P T_g$ によって検出され、検出された固定子電圧 V_g の信号がコンバータ制御装置 1 5 0 に入力される。

10

【 0 0 2 3 】

コンバータ 3 2 0 及びコンバータ 3 3 0 の直流回路に接続された蓄電器 C_d の直流電圧 E_{dc} は、電圧センサにより直流電圧信号としてコンバータ制御装置 1 5 0 に入力される。蓄電器 C_d には、電磁接触器 3 0 1 の系統電圧を用いて、充電するための初充電回路 3 1 0 が接続されている。

【 0 0 2 4 】

また、コンバータ 3 2 0 の交流側の発電機電流 I_r は電流センサ $C T_r$ により検出され、また、コンバータ 3 3 0 の交流側のコンバータ出力電流 I_n は電流センサ $C T_n$ により検出され、検出された発電機電流 I_r 及びコンバータ出力電流 I_n はコンバータ制御装置 1 5 0 に入力される。

20

【 0 0 2 5 】

風車制御装置 1 3 0 は、風速 U や回転速度 を入力して有効電力指令 P_{ref} と無効電力指令 Q_{ref} とを演算し、これらの各種指令をコンバータ制御装置 1 5 0 に送ったり、翼 1 2 0 a の角度（ピッチ角）を指令するピッチ角指令 P_{chref} を演算し、この指令を風車 1 2 0 に伝送したりする機能を備える。

【 0 0 2 6 】

コンバータ制御装置 1 5 0 は、電磁接触器 3 0 1 , 3 0 2 を、それぞれ動作信号 S_{g1} , 外部信号 S_{g2} で制御する。また、コンバータ制御装置 1 5 0 は、半導体スイッチング素子で構成されるコンバータ 3 2 0 , 3 3 0 の各々を駆動制御するパルス信号 $Pulse_{inv}$ 、 $Pulse_{cnv}$ を出力する。

30

【 0 0 2 7 】

電磁接触器 3 0 2 の開閉が外部信号 S_{g2} により指令され、電磁接触器 3 0 2 がオンすると、コンバータ 3 3 0 はパルス信号 $Pulse_{cnv}$ により運転を開始し、蓄電器 C_d の直流電圧 E_{dc} を一定に制御する。

【 0 0 2 8 】

図 3 は、コンバータ 3 3 0 の回路図である。（コンバータ 3 2 0 も同様の回路である）。コンバータ 3 3 0 は、6 個の IGBT 素子（ $S_{11} \sim S_{32}$ ）を備え、上側素子 S_{11} , S_{21} , S_{31} と下側素子 S_{12} , S_{22} , S_{32} とが各々直列接続されている。各 IGBT 素子は、パルス信号 $Pulse_{cnv}$ をゲートに入力することにより、オンオフ制御され、例えば、コンバータ制御装置 1 5 0 は、U 相の IGBT 素子 S_{11} をオンするときはパルス信号 $Pulse_{cnv_u}$ を " 1 " に設定し、オフにするときはパルス信号 $Pulse_{cnv_u}$ を " 0 " に設定する。なお、各 IGBT 素子にはクランプダイオードが付加されている。

40

【 0 0 2 9 】

このとき、U 相の下側素子である IGBT 素子 S_{12} のゲートに入力されるパルス信号 $Pulse_{cnv_{un}}$ は、上側素子である IGBT 素子 S_{11} のゲート信号 $Pulse_{cnv_u}$ の反転信号（" 1 " ならば " 0 "、" 0 " ならば " 1 "）を用いて作成される。この場合、IGBT 素子 S_{11} , S_{12} が同時にオンすると直流側が短絡してしまうため、オンするタイミングを遅らせて、IGBT 素子 S_{11} と IGBT 素子 S_{12} との双方がオフとなる期間（デッドタイムという）を設けている。また、停止中や非常時にはすべての IGBT 素子をオフするため、ゲート回路 3 4 0 が備えられ、ゲートブロック信号 G_B がパルス信号と共に

50

ORゲートに入力されている。以下、V相，W相の動作は同様であるので、説明は省略する。

【0030】

次に、図2、図4及び図5を用いてコンバータ制御装置150の機能について説明する。なお、図4及び図5の機能は、CPU，ROM，RAM及びプログラムによって実現される。

【0031】

まず、コンバータ330の制御について詳細に説明する。図2の詳細構成図において、コンバータ330が運転を開始する前に直流電圧は初充電回路310で充電され、外部信号Sg2に従って電磁接触器302が投入され、コンバータ330は電力系統250に接続される。

10

【0032】

図4において、系統電圧Vsの検出値は、位相検出器THDETと3相2相変換器32trsとに入力される。位相検出器THDETは、電力系統250（図2）の電圧に追従する位相信号THsを、例えば、位相同期ループ（PLL：Phase_Locked_Loop）方式で演算し、位相信号THs（THs：系統U相電圧を正弦波としたときの位相信号）を3相2相座標変換器32dqtrs-01、回転座標変換器dqtrs、及び2相3相座標変換器dq23trs-01に出力し、図5に記載の3相2相座標変換器32dqtrs-02、及び、励磁位相演算器SLDETに出力する。

【0033】

再び図4に戻り、電圧指令Erefと直流電圧Edcとは、直流電圧調整器DCAVR（例えば、比例積分制御器PIにより構成）に入力される。直流電圧調整器DCAVRは、入力された電圧指令Erefと直流電圧Edcとの偏差が零になるように出力のp軸電流指令（有効分電流指令）Ipnstrを調整し、電流調整器1-ACRに出力する。

20

【0034】

3相2相座標変換器32dqtrs-01は、入力されたコンバータ出力電流Inの検出値から（1）式及び（2）式に示した変換式を用いて、p軸電流検出値Ipn（有効分電流）とq軸電流検出値Iqn（無効分電流）を演算し、p軸電流検出値Ipnを電流調整器1-ACRに、q軸電流検出値Iqnを電流調整器2-ACRに出力する。

【0035】

ここで、添え字u，v，wは相を表し、例えば、コンバータ出力電流InのU相電流はInuと表記する。以降電圧なども同様である。

30

【数1】

$$\begin{pmatrix} In\alpha \\ In\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Inu \\ Inv \\ Inw \end{pmatrix} \quad \dots \quad (1)$$

【数2】

$$\begin{pmatrix} Ipn \\ Iqn \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THs) & -\sin(THs) \\ \sin(THs) & \cos(THs) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} In\alpha \\ In\beta \end{pmatrix} \quad \dots \quad (2)$$

40

【0036】

電流調整器1-ACRは、p軸電流指令Ipnstrの値とp軸電流検出値Ipnとの偏差を零にするように調整したp軸電圧指令Vpn0を加算器401に出力する。同様に、電流調整器2-ACRは、q軸電流指令（=0）とq軸電流検出値Iqnとの偏差を零にするように調整したq軸電圧指令Vqn0を加算器402に出力する。この電流調整器1-ACR，2-ACRは、例えば、比例積分制御器PIによって構成される。

【0037】

3相2相変換器32trsは、入力された系統電圧Vsの値から（3）式の変換式を用いて

50

、瞬時電圧ベクトルの成分 V_s と成分 V_s を演算する。さらに、回転座標変換器dq trsは、(4)式を用いてp軸電圧検出値(系統電圧ベクトルに一致する位相成分) V_{ps} とq軸電圧検出値(p軸電圧検出値 V_{ps} と直交する成分) V_{qs} を演算し、それぞれの値を加算器401, 402に出力する。

【数3】

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{sw} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

10

【数4】

$$\begin{pmatrix} V_{ps} \\ V_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THs) & -\sin(THs) \\ \sin(THs) & \cos(THs) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

【0038】

加算器401は、p軸電圧指令値 V_{pn0} とp軸電圧検出値 V_{ps} とを加算した加算結果 V_{pn} を2相3相座標変換器dq23trs-01に出力する。同様に加算器402は、q軸電圧指令値 V_{qn0} とq軸電圧検出値 V_{qs} を加算して2相3相座標変換器dq23trs-01に出力する。

20

【0039】

2相3相座標変換器dq23trs-01は、位相信号 THs と、各加算器の加算結果 V_{pn} , V_{qn} を入力し、(5)式、及び(6)式に示した変換式によりコンバータ330の出力する電圧指令 V_{un} , V_{vn} , V_{wn} を演算し、PWM演算器PWMnに出力する。

【数5】

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THs) & \sin(THs) \\ -\sin(THs) & \cos(THs) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pn} \\ V_{qn} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

【数6】

30

$$\begin{pmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

【0040】

PWM演算器PWMnは、電圧指令 V_{un} , V_{vn} , V_{wn} からパルス幅変調方式(PWM方式)により電力変換器310を構成するn個の半導体素子をオン・オフするパルス信号 $Pulse_cnv$ を演算し、演算結果をコンバータ330に出力する。

【0041】

40

次に、コンバータ320の制御について説明する。

【0042】

図5において、発電機110(図2)の回転速度の値は、回転位相検出器ROTDETに入力される。回転位相検出器ROTDETは、回転速度を位相に換算し、位相信号 RTH を加算器403に出力する。

【0043】

同期制御器SYNCの出力である位相信号 LTH は、加算器403で位相信号 RTH と加算されて、新たな位相信号 TH となり、位相信号 TH は位相信号 THs (図4)と共に励磁位相演算器SLDETに入力される。

【0044】

50

励磁位相演算器SLDETは、位相信号THと位相信号THsとを減算し、さらに発電機の極対数kを乗じて発電機110の回転子の電気角周波数の位相信号THr(=k(THs-TH))を演算し、3相2相座標変換器32dqtrs-03と2相3相座標変換器dq23trs-02とに出力する。

【0045】

電力演算器PQCALは、3相2相座標変換器32dqtrs-02が出力するp軸電流Ips(系統電圧VsのU相ベクトルと同じ向き)と、系統電圧のU相ベクトルと直交するq軸電流Iqsとを入力すると共に、p軸電圧検出値Vps(図4)と、q軸電圧検出値Vqs(図4)とを入力する。そして、(7)式及び(8)式により、電力系統250(図2)の有効電力Ps及び無効電力Qsを演算する。

【数7】

$$P_s = 3 (V_{ps} \times I_{ps} + V_{qs} \times I_{qs}) / 2 \quad \dots (7)$$

$$Q_s = 3 (-V_{ps} \times I_{qs} + V_{qs} \times I_{ps}) / 2 \quad \dots (8)$$

【0046】

有効電力調整器APRは、有効電力Psの換算値と風力発電装置200の有効電力指令Prefとを入力し、有効電力指令Prefと有効電力Psの換算値との偏差を零にするように有効分電流指令Ip0を出力する。また、無効電力調整器AQRは、無効電力Qsの換算値と無効電力指令Qrefとを入力し、電力指令Qrefと電力検出値Qsとの偏差を零にするように出力の励磁電流指令Iq0を出力する。なお、電力調整器APR、AQRは、例えば比例積分器によって構成される。

【0047】

有効電力調整器APRの出力する電流指令Ip0及び無効電力調整器AQRの出力する電流指令Iq0は、切換器SWに輸入される。

【0048】

切替器SWは、有効電力調整器APR及び無効電力調整器AQRの出力Ip0、Iq0を使用するか、又は、有効分電流指令に零を使用し、励磁電流指令に電圧調整器AVRの出力Iq1を使用するかを決定し、決定した指令値を電流調整器3-ACRの指令信号Ipr_r、又は電流調整器4-ACRの指令信号Iqr_rとして出力する。ここで、切替器SWは、電磁接触器301(図2)が投入される前(すなわち、発電機110(図2)の固定子電圧を検出した固定子電圧Vgを系統電圧Vsに同期させる電圧同期運転時)には、後者の設定(有効分電流指令に零、励磁電流指令に電圧調整器の出力Iq1)を使用し、電磁接触器301を投入してからは前者の設定(各電力調整器の出力Ip0、Iq0)を選択する。

【0049】

同期制御器SYNCは、系統電圧Vs(図2、図4)の瞬時電圧ベクトルの成分Vs、成分Vsにフィルタを用いて求めた振幅指令Vsrefを演算し、また固定子電圧Vgからも同様に瞬時電圧ベクトルにフィルタを用いて求めた固定子電圧振幅値Vgpkを演算する。同期制御器SYNCは、振幅指令Vsrefと、発電機110の電圧振幅Vgpkとが同期しているか否かを判定する機能と、さらに系統電圧Vs(図2、図4)と固定子電圧Vgの位相とが異なる場合は、それを補正するための位相補正信号LTHを出力する機能と、系統電圧Vsと固定子電圧Vgとの位相が所定の範囲に入り、同期しているかを判定する機能を備え、電磁接触器301(図2)の動作信号Sg1と破線で示す制御切替信号Sg0とを出力する機能を備える。

【0050】

ここで、電圧調整器AVRについて説明する。電圧調整器AVRは、固定子電圧Vgの振幅値Vgpkをフィードバック値とし、また、系統電圧Vsの振幅値にフィルタを通した振幅指令Vsrefを指令として入力することにより、固定子電圧Vgと振幅指令Vsrefの偏差を零にするような励磁電流指令Iq1を切換器SWに出力する。ここで、電圧調整器AVRは、例えば比例積分制御器により構成される。この電圧調整器AVRは、電磁接触器301が開状態で動作させ、系統電圧Vsの振幅値に発電機110の固定子電圧Vgの振幅

10

20

30

40

50

値を一致させるために、コンバータ 3 2 0 から発電機 1 1 0 の回転子側に流す励磁電流指令 I_{qr_r} を調整する。

【 0 0 5 1 】

このように、電圧調整器 AVR と切替器 S W とを同期制御器 SYNC が動作させることで、発電機 1 1 0 が電力系統 2 5 0 に接続される前に (図 2)、固定子電圧 V_g を系統電圧 V_s に位相も含めて同期させることができ、また、電力系統 2 5 0 に接続された後は、速やかに電力制御に切り替えることが可能になる。言い換えれば、風車 1 2 0 の回転速度が遅くても、回転子の励磁電流の周波数を変えることによって、固定子電圧 V_g の周波数を系統周波数に一致させることができる。

【 0 0 5 2 】

電流指令に従って、回転子の電流を制御する構成について説明する。3 相 2 相座標変換器 32dqtrs-03 は、入力された発電機電流 I_r 及び回転子の位相 THr から (9) 式及び (1 0) 式に示した変換式を用いて、q 軸電流検出値 I_{qr} (励磁電流成分) と p 軸電流検出値 I_{pr} (有効分電流成分) とを演算し、q 軸電流検出値 I_{qr} を電流調整器 4-ACR に、p 軸電流検出値 I_{pr} を電流調整器 3-ACR に出力する。

【 数 8 】

$$\begin{pmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ I_{rw} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (9)$$

【 数 9 】

$$\begin{pmatrix} I_{pr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THr) & -\sin(THr) \\ \sin(THr) & \cos(THr) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (10)$$

【 0 0 5 3 】

電流調整器 4-ACR は、q 軸電流指令 I_{q1} 又は I_{q0} と q 軸電流検出値 I_{qr} との偏差を零にするように出力の q 軸電圧指令 V_{qr} を調整する。同様に、電流調整器 3-ACR は、p 軸電流指令 I_{p1} (= 0) 又は I_{p0} と p 軸電流検出値 I_{pr} との偏差を零にするように出力の p 軸電圧指令 V_{pr} を調整する。ここで、電流調整器 3-ACR、4-ACR は、例えば比例積分器により構成できる。

【 0 0 5 4 】

p 軸電圧指令 V_{pr} と q 軸電圧検出値 V_{qr} とは 2 相 3 相座標変換器 dq23trs-02 に入力され、2 相 3 相座標変換器 dq23trs-02 は、位相信号 THr と各入力値とから、(1 1) 式及び (1 2) 式に示した変換式により電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算し、PWM 演算器 PWMr に出力する。

【 数 1 0 】

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(THr) & \cos(THr) \\ -\cos(THr) & \sin(THr) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (11)$$

【 数 1 1 】

$$\begin{pmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \\ V_{wr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (12)$$

【 0 0 5 5 】

PWM 演算器 PWMr は、入力された電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} からパルス幅変調方

10

20

30

40

50

式によりコンバータ320を構成するIGBT素子(図2)をオン・オフするm相のパルス信号Pulse_invを演算し、コンバータ320に出力する。

【0056】

次に図6を用いて、PWM演算器PWMnについて説明する。PWM演算器の三角波の振幅を±1の範囲とする。電圧指令Vun, Vvn, Vwrを(13)式及び(14)式を用いて、パルス作成用の電圧指令VunP, VvnP, VwnPに変形する。なお、図6では、U相電圧指令VunPと、三角波とを比較して作成されるパルス信号Pulse_inv_uについてのみ示している。

【数12】

$Abs(Max(Vun, Vvn, Vwn)) \leq Abs(Min(Vun, Vvn, Vwn))$ のとき、

$$\begin{pmatrix} VunP \\ VvnP \\ VwnP \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Vun \\ Vvn \\ Vwn \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A \\ A \\ A \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (13)$$

ただし、 $A = 1 - Max(Vun, Vvn, Vwn)$

【数13】

また、 $Abs(Max(Vun, Vvn, Vwn)) > Abs(Min(Vun, Vvn, Vwn))$ のとき、

$$\begin{pmatrix} VunP \\ VvnP \\ VwnP \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Vun \\ Vvn \\ Vwn \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ B \\ B \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (14)$$

ただし、 $B = -1 - Min(Vun, Vvn, Vwn)$

【0057】

ここで、パルス作成用の電圧指令の相間電圧は、

$$(VunP - VvnP) = (Vun + A) - (Vvn + A) = Vun - Vvn$$

となり、電圧指令の相間電圧に一致する。言い換えれば、相電圧に任意の値Aを加えても相間電圧は変わらない。

【0058】

図6に示したように、U相電圧指令VunPが三角波の値以上の場合には(図6(a))、IGBT素子をオンオフするパルス指令Pulse_conv_uは、オンのままになる(図6(b))。逆に、U相電圧指令が三角波の値以下の場合には、パルス指令Pulse_conv_uはオフのままになる。

このように各相の電圧指令VunP, VvnP, VwnPを三角波の値と比較することにより、その大小関係からコンバータ330のIGBT素子(図2)を動作させるパルス指令Pulse_cnv_u, Pulse_cnv_v, Pulse_cnv_wが生成される。

【0059】

このように構成されたコンバータ330の動作を簡単に説明する。図2において、コンバータ制御装置150は、系統電圧Vsの位相を検出し、検出した電圧位相と同相の電流指令を制御することで、双方向変換可能なコンバータ330と電力系統250との間で有効電力を授受し、直流電圧Edcを制御する。また、発電機側のコンバータ320が蓄電器Cdの電力を使用して、例えば直流電圧Edが低下すれば、電力系統250側のコンバータ330は交流電力を使用して蓄電器Cdを充電して直流電圧Edcを一定に保つように動作する。逆に、コンバータ320が直流電力を充電して直流電圧Edcが上昇する場合には、コンバータ330は直流電力を交流電力に変換して蓄電器Cdを放電し、直流電圧Edcを一定に保つように動作することになる。

【0060】

10

20

30

40

50

次に、図 7 の内部構成図を用いて、風車制御装置 130 の内部構成について簡単に説明する。図 7 において風車制御装置 130 は、風速 U の値が入力され、風速 U の平均値すなわち平均風速 U_{av} を一次遅れフィルタ LPF などを用いて演算する。演算した平均風速 U_{av} は、ピッチ角指令演算器 PCHCAL と電力指令演算器 PREFCAL とに入力される。

【0061】

ピッチ角指令演算器 PCHCAL では、例えば平均風速 U_{av} とピッチ角テーブルとを用いてピッチ角指令 P_{chref} を演算する。ピッチ角指令 P_{chref} は、風車 120 と、電力指令演算器 PREFCAL とに伝送される。また、電力指令演算器 PREFCAL は、平均風速 U_{av} から得られる発電目標量と回転速度目標値（周速比）とから、有効電力指令 P_{ref} を出力する。これにより、コンバータ制御装置 150（図 2）は、コンバータ 320 を PWM 制御して、回転子の回転速度を所定値に制御する。なお、風車制御装置 130（図 2）は、無効電力指令値 Q_{ref} を生成する。

【0062】

図 8 は、PWM 演算器 PWMn で作成される相間電圧のパルス波形を示す。図 8(a) は、U 相の PWM を行う電圧指令（（13）式，（14）式で作成される変調波）と三角波（搬送波）とを示し、縦軸は変調度を示し、横軸は位相（°）を示す。また、図 8(b) は図 8(a) により作成され、IGBT 素子をオンオフする U 相パルス波形を示し、縦軸はパルスレベルを示す。図 8(c)，(d) は V 相についての PWM 波形及びパルス波形を示す。また、図 8(e) は、U 相と V 相とのパルス波形から作成されるコンバータ 320，330 の相間の電圧波形を示す。U 相，V 相とも異なる期間でパルスが停止することになるので、相間の電圧波形はパルス密度が高いところと低いところとが生じ、相間電圧の 1 周期のうちに 4 回の疎密ができる。この疎密波を L_n ， C_n （図 2）の交流フィルタで濾波することにより、電力系統 250 に電力が供給され、あるいは、 $L_r C_r$ の交流フィルタで濾波することにより、発電機 110 の回転子が励磁される。

【0063】

各相でみると、パルスが停止する期間があるので、IGBT 素子のオンオフによるスイッチング損失が低減する。しかしながら、電圧指令の周波数が低下してくると、1 周期の間のオン時間が長くなるため、半導体素子の発熱が部分的に集中してしまう。このため、発熱によって定まる所定値よりも周波数が低い場合には、本 PWM 方式は適さない。

また、図からわかるように、変調波の大きな変化が 1 周期のうちに 6 点存在することから、位相ずれを防ぐために三角波のキャリア周波数（三角波周波数）は 6 の整数倍とすることが望ましい。

このように、風力発電装置 200 の電力変換器において、周波数が大きく変わらない電力系統側に接続されるコンバータ 330 に、（13）式、及び（14）式に示した PWM 変調方式を用いることで、低損失な電力変換器が実現できる。

【0064】

また、発電機側のコンバータ 320 に、（13）式、及び（14）式に示した PWM 変調方式を用いる場合は、発電機 110 の回転速度が速く（おおむね電気角周波数が系統周波数に近い範囲に）なった場合にのみ用いることで、発電機側のコンバータ 320 も低損失化を図ることができる。（つまり低速域は通常のパルス幅変調方式、高速域は（13）式、及び（14）式に示した PWM 変調方式を用いる。）また、このときのキャリア周波数（搬送波周波数）を 6 の整数倍とすることで電流歪を小さくすることができる。

【0065】

以上説明したように、本実施形態によれば、風力発電装置 200 の電力変換装置において、コンバータ 330 が出力する交流電圧の周波数（基本波）が高い場合に、相間電圧パルスの疎密が変わる PWM 変調方式を用いることで、低損失な電力変換装置が実現することができる。これにより、風力発電装置 200 はコイル L_n ， L_r 、及びコンデンサ C_n ， C_r の形状を小さくすることができる。また、風力発電装置 200 はこのときのキャリア周波数（三角波の周波数）を 6 の整数倍とすることで電流歪を小さくすることができる。また、三相の電圧指令 V_{un} ， V_{vn} ， V_{wn} にデッドタイム補償のために異なる値を

加算することで、高調波を小さくすることができる

【 0 0 6 6 】

(第 2 実施形態)

次に、図 9 乃至図 11 を用いて第 2 実施形態について説明する。本実施形態は、第 1 実施形態の電圧指令 V_{un} , V_{vn} , V_{wn} の作成方法が異なる。以下、第 1 実施形態と同様な機能を持つものは同一符号、又は同一部分を表しているので説明を省略する。

【 0 0 6 7 】

図 3 で説明したように、PWM 演算器で作成されるパルス信号により、電力変換装置を構成する IGBT 素子の上側素子と下側素子とに入力されるオンオフの指令を与えるパルスは、上側素子には ($Pulse_cnv_u$, $Pulse_cnv_v$, $Pulse_cnv_w$) を入力し、下側素子にはその反転パルス ($Pulse_cnv_un$, $Pulse_cnv_vn$, $Pulse_cnv_wn$) を入力している。ここで、パルス信号の添え字 n は、反転信号すなわち下側素子のオンオフパルスを示している。

【 0 0 6 8 】

同じ相のパルス信号において、上側パルスと下側パルスとが同時にハイレベルになると、直流電圧を短絡して過電流により IGBT 素子が破壊されてしまうため、上側パルスと下側パルスとが同時にハイレベルにならないように、パルス信号にオンディレイを入れて、確実に両方ともオフする期間 (デッドタイム) を設けている。このデッドタイムは、電圧の歪を発生させるため、高調波が増加する。

【 0 0 6 9 】

図 9 (a) は PWM 変調波、及び三角波であり、図 9 (b) は PWM パルス波形であり、図 8 (a) , (b) と同様である。図 9 (c) はデッドタイムを設定しない場合の相間電圧パルスのフーリエ解析結果であり、図 9 (d) は $5 \mu s$ のデッドタイムを設定した場合の相間電圧パルスのフーリエ解析結果である。図 9 (c) , (d) の縦軸は振幅 [%] であり、横軸は高調波の次数である。なお、図 9 (a) , (c) , (d) においては、三角波のキャリア周波数は $3 kHz$ であり、変調率は 0.8 である。図 9 (c) と図 9 (d) とを比較すれば、デッドタイムの設定により、特に、低次 (5 , 7 次) の電圧高調波が増加していることがわかる。

【 0 0 7 0 】

デッドタイムの設定により、本来出力したい電圧パルスよりも幅が狭い電圧パルスが出力され、平均電圧が低下する。このため、図 10 に示すような、デッドタイムの補償量を PWM 変調波に加算する。これにより低次 (5 , 7 次) の高調波は減少する。図 10 に示す補償量の位相は、力率 1、すなわち、電圧指令 (変調波) V_{un} と電流 I_{nu} との位相が一致している場合を示している。これに対して、力率 (電圧と電流との位相差) が変化する場合には、電流 I_{nu} の位相に追従させて補償量も変化させることにより、常にデッドタイムによる電圧歪を最小にできる。ここでは U 相を例に説明したが、各相とも各電流 I_{nv} , I_{nw} に依存したデッドタイムの補償量を加算する。

【 0 0 7 1 】

図 11 は、デッドタイム補償を用いた場合の相間電圧パルスのフーリエ解析結果を示す図である。図 9 (d) に比べ、5 次、7 次の高調波が振幅が小さくなっているのがわかる。このように、デッドタイム補償を行うことで、電流歪を低減することができる。

【 0 0 7 2 】

(第 3 実施形態)

前記各実施形態は、発電機 110 に巻線形誘導発電機 (二次励磁発電機) を用いたが、永久磁石発電機 (その他に同期発電機でもよい。) を用いることができる。

図 12 において、風力発電装置 210 は、発電機 115、風車 120、電力指令生成装置 135、コンバータ 320 , 330、コンバータ制御装置 155、トランス 170、遮断器 160、蓄電器 C_d 、コンデンサ C_r , C_n 、リアクトル L_r , L_n と、電磁接触器 302、電圧センサ P_{Ts} , P_{Tg} 、及び、電流センサ C_{Tr} , C_{Tn} を備え、電力系統 250 に接続されている。

【 0 0 7 3 】

ここで、電力指令生成装置 1 3 5 は、風速 U から電力指令 P_{ref} 、 Q_{ref} を生成するものであり、コンバータ制御装置 1 5 5 は、発電機電圧 V_r と発電機電流 I_r とから有効電力 P_s 、及び無効電力 Q_s を演算し、有効電力指令 P_{ref} 、及び無効電力指令 Q_{ref} に各々一致するように発電機側のコンバータ 3 2 0 を制御するものである。なお、図 1 2 においては、発電機 1 1 5 と電力系統 2 5 0 とが接続されておらず、コンバータ 3 2 0、3 3 0 を介して電力系統 2 5 0 に接続されている点と、コンバータ制御装置 1 5 5 が発電機電圧 V_r を検出している点とが図 2 と大きく異なる。

【 0 0 7 4 】

図 1 3 において、コンバータ制御装置 1 5 5 は、有効電力調整器 APR、無効電力調整器 AQR を用いて、有効電力指令 P_{ref} 、及び無効電力指令 Q_{ref} から、発電機電流指令 I_{qr_r} 、 I_{pr_r} を出力し、この電流指令 I_{qr_r} 、 I_{pr_r} に発電機電流 I_r の p 軸成分 I_{pr} 、 q 軸成分 I_{qr} が一致するようにコンバータ 3 2 0 の出力する電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算し、インバータ 3 2 0 を制御する。なお、コンバータ 3 3 0 は、第 1 実施形態と同様であるので、ここでは説明を省略する。第 1 実施形態と同様に、系統側のコンバータ 3 3 0 の PWM 変調方式には、(1 3) 式、(1 4) 式で示した方式を用いる。これにより、第 1 実施形態、第 2 実施形態と同様な効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 5 】

【図 1】本発明の一実施形態である風力発電装置と電力系統とを示した全体構成図である。

【図 2】本発明の一実施形態である風力発電装置の詳細構成図である。

【図 3】コンバータの回路図である。

【図 4】コンバータ制御装置の内部構成図の一部分である。

【図 5】コンバータ制御装置の内部構成図の他の部分である。

【図 6】PWM 演算方式を説明するための図である。

【図 7】風車制御装置の内部構成図である。

【図 8】PWM 制御されるコンバータの出力波形を示した図である。

【図 9】デッドタイム設定による低次高調波を説明するための図である。

【図 10】デッドタイム補償についての動作説明図である。

【図 11】デッドタイム補償適用時の高調波解析結果を示した図である。

【図 12】本発明の他の実施形態である風力発電装置の詳細構成図である。

【図 13】コンバータ制御装置の他の内部構成図である。

【符号の説明】

【 0 0 7 6 】

1 1 0, 1 1 5 発電機
 1 2 0 風車
 1 2 0 a 翼
 1 3 0 風車制御装置
 1 4 0 コンバータ (電力変換装置)
 1 5 0, 1 5 5 コンバータ制御装置
 1 6 0 遮断器
 1 7 0 トランス
 2 5 0 電力系統
 2 0 0, 2 1 0 風力発電装置
 3 0 1, 3 0 2 電磁接触器
 3 1 0 初充電回路
 3 2 0 コンバータ (第 1 の電力変換器)
 3 3 0 コンバータ (第 2 の電力変換器)
 3 4 0 ゲート回路

10

20

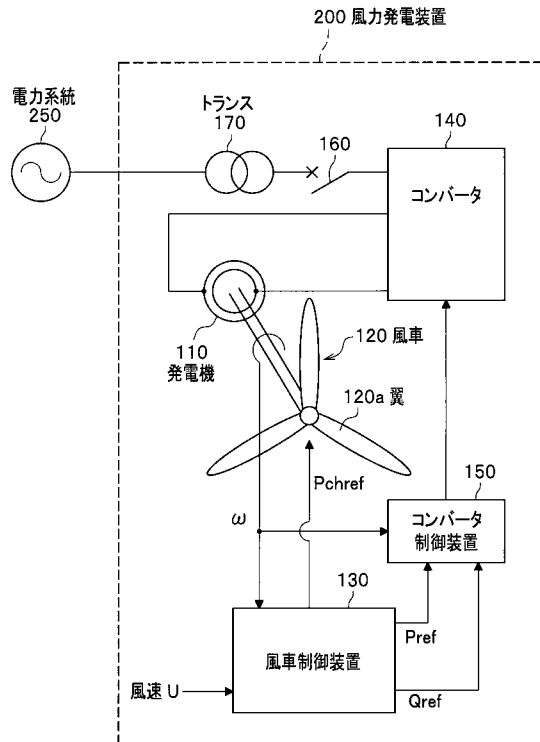
30

40

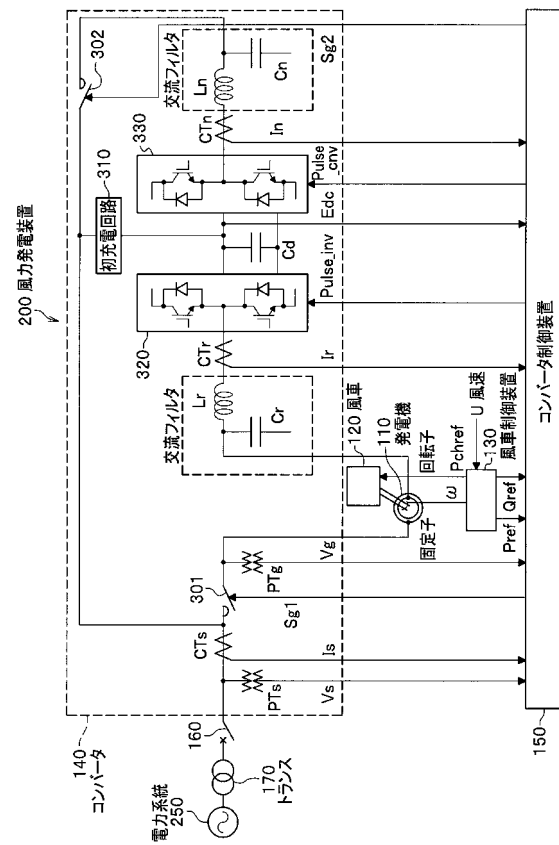
50

| | | |
|---|--------------|----|
| 4 0 1 , 4 0 2 , 4 0 3 | 加算器 | |
| S W | 切替器 | |
| L r , L n | リアクトル | |
| C r , C n | コンデンサ | |
| C d | 蓄電器 | |
| P T s , P T g | 電圧センサ | |
| C T r , C T n , C T s | 電流センサ | |
| S 1 1 , S 1 2 , S 2 1 , S 2 2 , S 3 1 , S 3 2 | I G B T 素子 | |
| PCHCAL | ピッチ角指令演算器 | |
| PREFCAL | 電力指令演算器 | 10 |
| THDET | 位相検出器 | |
| ROTDET | 回転位相検出器 | |
| SLDET | 励磁位相演算器 | |
| PQCAL | 電力演算器 | |
| SYNC | 同期制御器 | |
| dqtrs | 回転座標変換器 | |
| 32trs | 3 相 2 相変換器 | |
| APR | 有効電力調整器 | |
| AQR | 無効電力調整器 | |
| AVR | 電圧調整器 | 20 |
| DCAVR | 直流電圧調整器 | |
| dq23trs-01 , dq23trs-02 | 2 相 3 相座標変換器 | |
| 32dqtrs-01、32dqtrs-02 | 3 相 2 相座標変換器 | |
| 1-ACR , 2-ACR , 3-ACR , 4-ACR | 電流調整器 | |
| PWM n , PWM r | PWM演算器 | |
| V s | 系統電圧 | |
| V g | 固定子電圧 | |
| V r | 発電機電圧 | |
| I r | 発電機電流 | 30 |
| I s | 系統電流 | |
| I n | コンバータ出力電流 | |
| U | 風速 | |
| | 回転速度 | |
| S g 0 | 制御切替信号 | |
| S g 1 | 動作信号 | |
| S g 2 | 外部信号 | |
| T H , T H s | 位相信号 | |
| E r e f | 電圧指令 | 40 |
| E d c | 直流電圧 | |
| Q r e f | 無効電力指令 | |
| P r e f | 有効電力指令 | |
| P c h r e f | 翼角度指令 | |
| I p n s t r | p 軸電流指令 | |
| Pulse_cnv_u , Pulse_cnv_v , Pulse_cnv_w | パルス指令 | |
| U a v | 平均風速 | |
| P c h r e f | ピッチ角指令 | |
| I q r _ r , I p r _ r | 発電機電流指令 | |

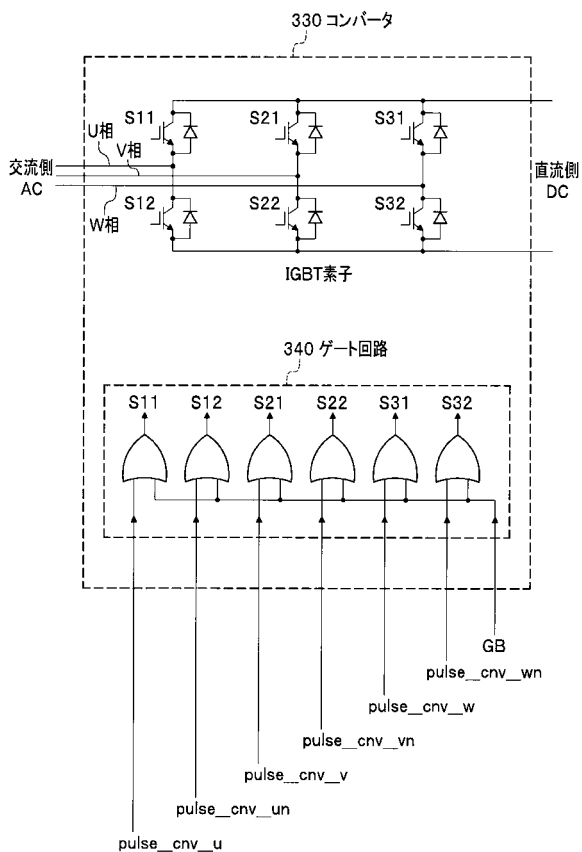
【図 1】



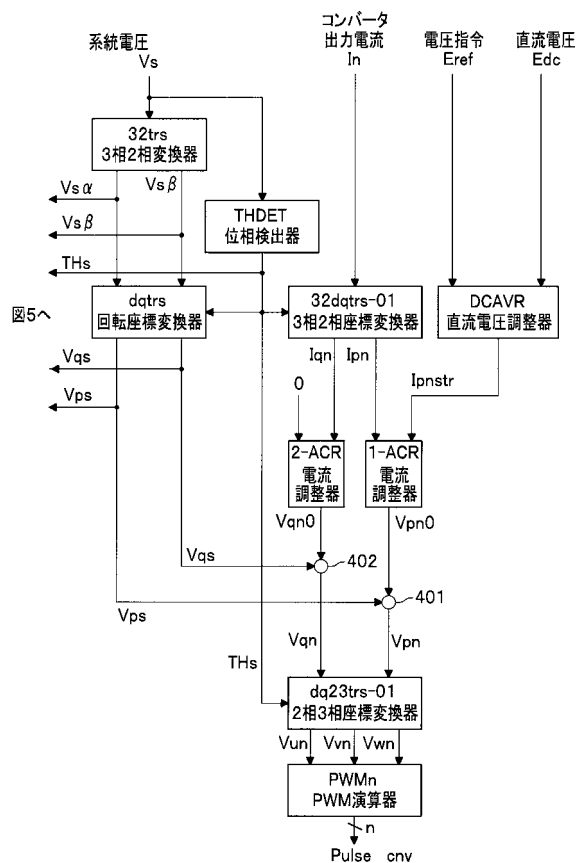
【図 2】



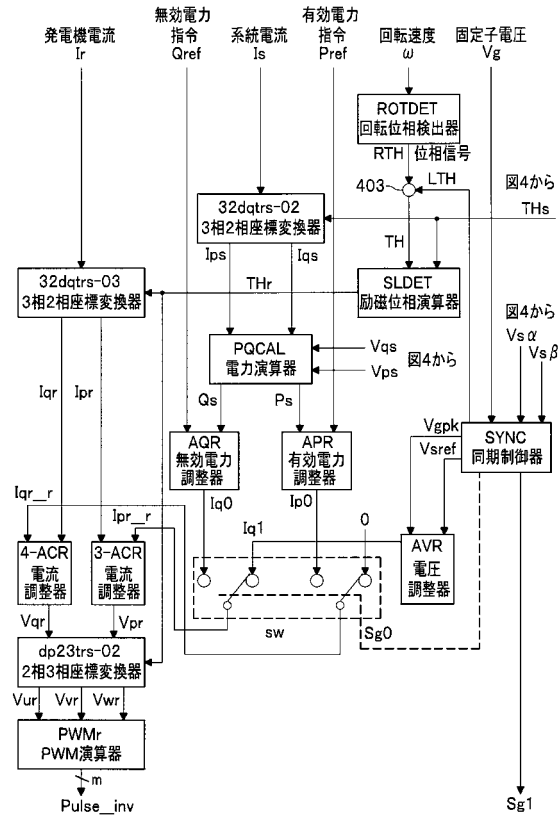
【図 3】



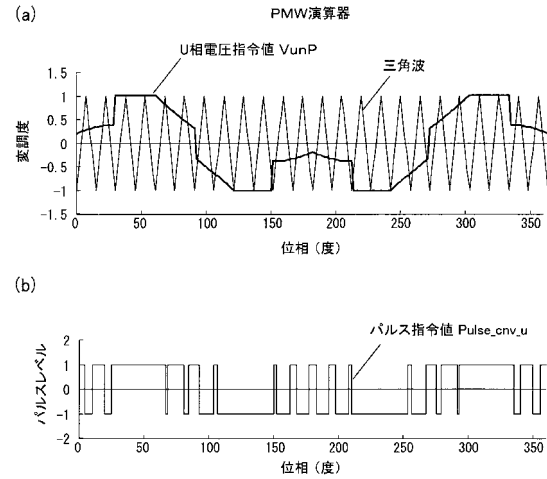
【図 4】



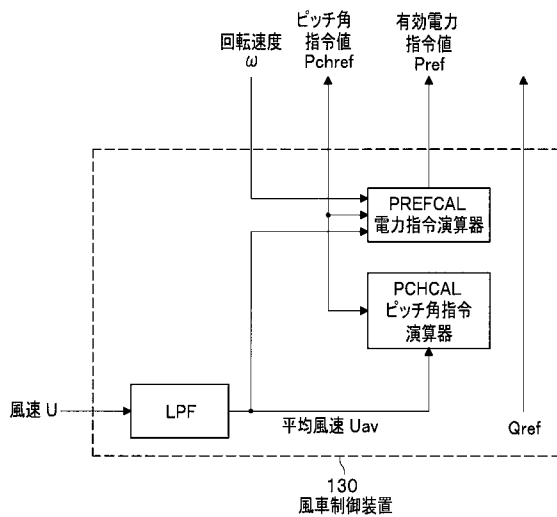
【図 5】



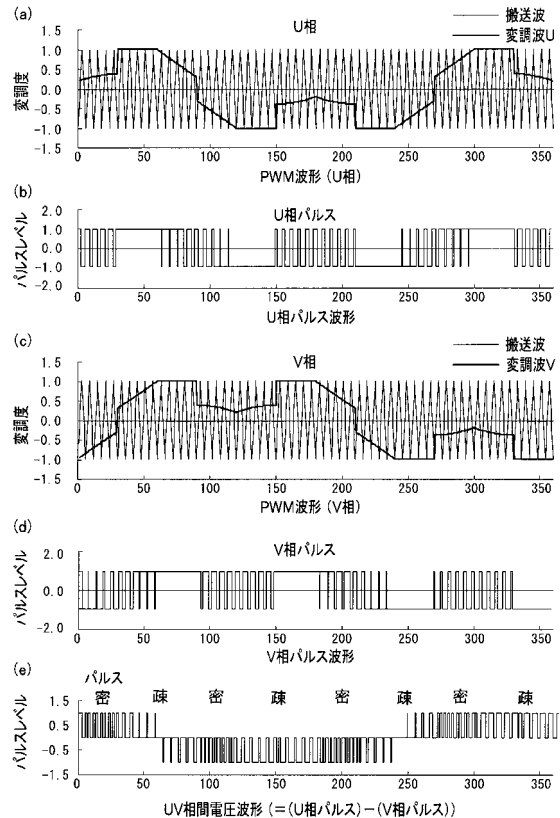
【図 6】



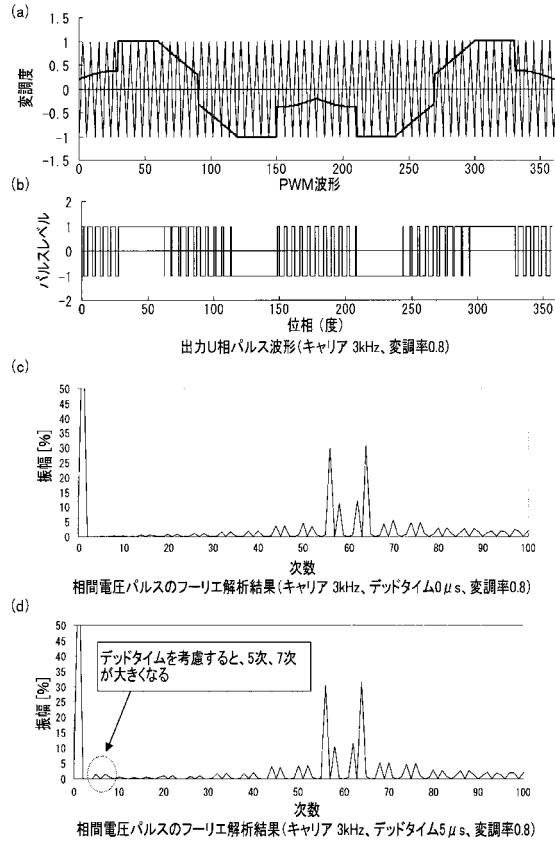
【図 7】



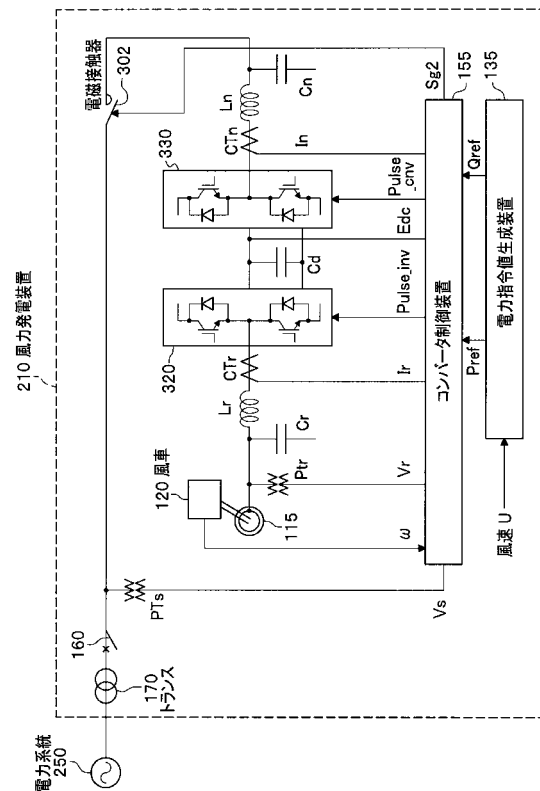
【図 8】



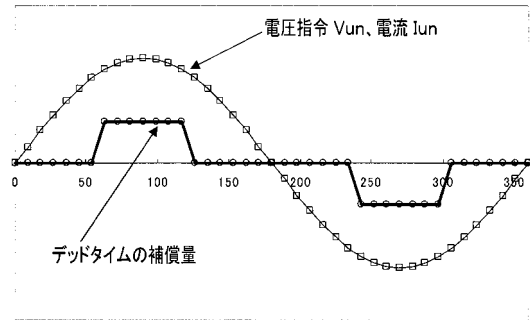
【 図 9 】



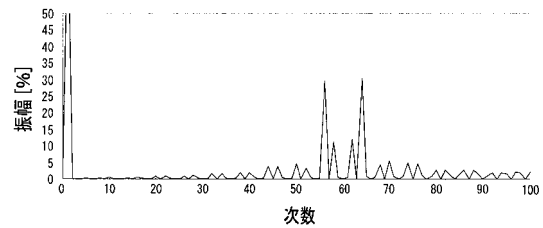
【 図 1 2 】



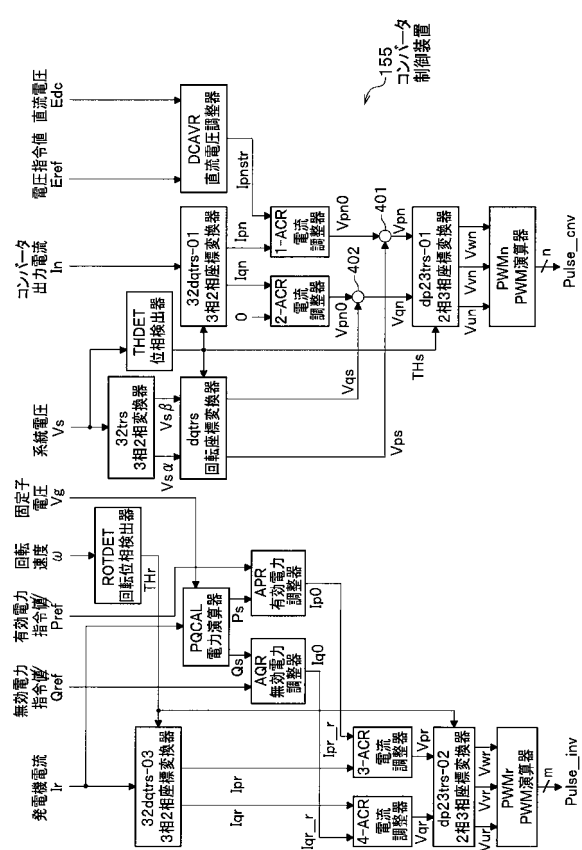
【 図 1 0 】



【 図 1 1 】



【 図 1 3 】



フロントページの続き

(72)発明者 二見 基生

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
内

株式会社日立製作所 日立研究所

(72)発明者 松竹 貢

茨城県日立市大みか町五丁目2番1号
ステム事業部内

株式会社日立製作所 情報制御シ

審査官 尾家 英樹

(56)参考文献 特開2005-229714(JP,A)

特開2004-364351(JP,A)

特開平06-038598(JP,A)

特開平08-098536(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 9/00-9/48