

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-80952
(P2004-80952A)

(43) 公開日 平成16年3月11日(2004.3.11)

(51) Int. Cl.⁷ F I テーマコード (参考)
H02M 7/12 HO2M 7/12 H 5H006
 HO2M 7/12 Q

審査請求 未請求 請求項の数 12 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2002-240274 (P2002-240274)	(71) 出願人	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成14年8月21日(2002.8.21)	(74) 代理人	100083161 弁理士 外川 英明
		(72) 発明者	結城 和明 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝 府中事業所内
		(72) 発明者	逸見 琢磨 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝 府中事業所内
		Fターム(参考)	5H006 AA02 AA04 BB05 CA01 CA07 CB08 CC01 DA02 DA04 DB02 DB07 DC02 DC04 DC05 FA04 GA04

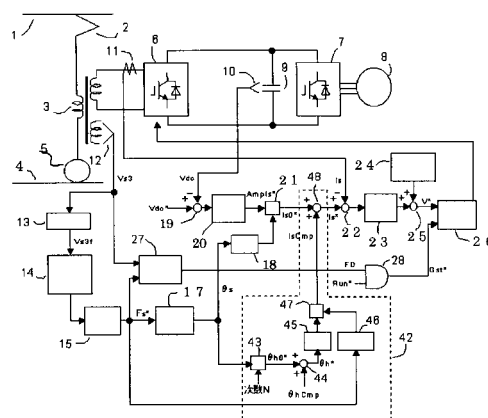
(54) 【発明の名称】 停電検知方式

(57) 【要約】

【課題】本発明の目的は、システムに悪影響を及ぼす高調波を増大することなく、電源が停電した場合には、速やかに停電を検知することの出来る停電検知方式を提供することである。

【解決手段】交流電源に接続され交流を直流に変換するコンバータにおいて、電源側に所定高調波電流を流す手段と、電源の電圧あるいは周波数を検出あるいは演算する手段と、電源の電圧あるいは周波数に基づき前記交流電源が停電状態であることを検知する停電検知手段とを備えていることを特徴とする停電検知方式。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源に接続され交流を直流に変換するコンバータと、
 電源側に所定の高調波電流を流す手段と、
 電源の電圧あるいは周波数を検出あるいは演算する手段と、
 電源の電圧あるいは周波数に基づき前記交流電源が停電状態であることを検知する停電検知手段と、
 を備えていることを特徴とする停電検知方式。

【請求項 2】

交流電源に接続され交流を直流に変換するコンバータと、
 交流電源側に誘導障害の起こらない所定の高調波電流を流す手段と、
 電源の電圧あるいは周波数を検出あるいは演算する手段と、
 電源の電圧あるいは周波数に基づき前記交流電源が停電状態であることを検知する停電検知手段と、
 を備えていることを特徴とする停電検知方式。

【請求項 3】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 電源側に所定高調波電流を流す手段が、
 コンバータの電源側の交流電流を交流電流指令値に一致させる電流制御手段と
 前記交流電流指令値に高調波成分を重畳する手段とから成ることを
 特徴とする停電検知方式。

【請求項 4】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 前記停電検知手段が、
 前記電源の電圧を検出する電源の電圧を検出する手段と、
 前記電源電圧を入力とし電源周波数基準成分のみを透過させるバンドパスフィルタ手段と、
 前記電源の電圧を検出する手段と前記バンドパスフィルタ手段の出力との差を演算する電圧偏差演算手段と、
 前記電圧偏差が所定値を超過したことに基づき停電と判断する手段とから成ることを
 特徴とする停電検知方式。

【請求項 5】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 前記停電検知手段が、
 前記電源の電圧を検出する電源の電圧を検出する手段と、
 前記電源電圧に基づき電源周波数を演算する周波数の演算手段と、
 前記電源周波数が所定範囲内にあるか否かを判断し、所定範囲外であることに基づき停電と判断する手段とから成ることを
 特徴とする停電検知方式。

【請求項 6】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 前記停電検知手段は、
 前記電源の電圧を検出する電源の電圧を検出する手段と、
 前記電源電圧に基づき電源周波数の時間的な変化量を演算する電源の周波数の変化量演算手段と、
 前記電源周波数の変化量が所定範囲内にあるか否かを判断し、所定範囲外であることに基づき停電と判断する手段とから成ることを
 特徴とする停電検知方式。

【請求項 7】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、

前記停電検知手段は、
 前記電源の電圧を検出する電源の電圧を検出する手段と、
 前記電源電圧を入力とし、所定高調波成分のみを透過させるバンドパスフィルタ手段と、
 前記バンドパスフィルタの出力が所定範囲内にあるか否かを判断し、所定範囲外であるこ
 とに基づき停電と判断する手段とから成ることを
 特徴とする停電検知方式。

【請求項 8】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 交流電源とコンバータは変圧器を介して接続され、変圧器の 1 次巻線が前記交流電源と接
 続され、変圧器の 2 次巻線がコンバータの交流側と接続され、変圧器の 1 次巻線の電圧を 10
 電源の電圧とすること
 を特徴とする停電検知方式。

【請求項 9】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 交流電源とコンバータは変圧器を介して接続され、変圧器の 1 次巻線が前記交流電源と接
 続され、変圧器の 2 次巻線がコンバータの交流側と接続され、
 変圧器は、3 次巻線を有し、
 変圧器の 3 次巻線の電圧を電源の電圧とすること
 を特徴とする停電検知方式。

【請求項 10】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 コンバータの電源側に流す高調波電流は、
 電源が停電した状態において、電源周波数が電源周波数基準から離れるように設定するこ
 とを特徴とする停電検知方式。

【請求項 11】

前記請求項 1 及び請求項 2 記載の停電検知方式において、
 前記高調波を流す手段は、コンバータの電源側に流す高調波電流の大きさを、電源周波数
 と電源周波数基準との差に応じて増加させることを
 特徴とする停電検知方式。

【請求項 12】

前記請求項 1 及び請求項 2 に記載の停電検知方式において、
 前記高調波を流す手段は、コンバータが力行・回生状態に関わらず駆動することを特徴と
 する停電検知方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、停電検知方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

交流電車の構成及びコンバータの制御回路について、図を参照し詳細に説明する。図 4 は 40
 、従来の交流電車の主変換装置の構成図である。

従来の交流電車は、架線 1 から供給される電力を受け取るパンタグラフ 2，パンタグラフ
 2 により受け取った電力の電圧を変換する主変圧器 3，レール 4 と接する車輪 5，交流電
 力を直流電力に変換するコンバータ 6，直流電力を交流電力に変換するインバータ 7，電
 動機 8，フィルターコンデンサ 9 から構成される。

このように構成された交流電車において、パンタグラフ 1 と主変圧器 3 が接続される。主
 変圧器 3 と車輪 5 及びコンバータ 6 が接続される。コンバータ 6 の直流電流側には、イン
 バータ 7 とフィルターコンデンサ 9 が接続される。インバータ 7 の交流電流側には、電動
 機 8 が接続される。

このように構成された交流電車は、交流の架線 1 からパンタグラフ 2 を介して集電し、主 50

変圧器 3 により降圧され、コンバータ 6 により電源の交流を直流に電力変換する。コンバータ 6 の直流出力側には、フィルタコンデンサ 9 を備え、電圧を平滑化する。インバータ 7 は、主変圧器 3 により降圧されとコンバータ 6 により交流電流から直流電流に変換された直流電流を交流電流に変換する。

【 0 0 0 3 】

このように構成された、交流電車において、電源である変電所が停電した場合には、保安上、速やかに車両を停止させることが要求される。停電検知において、問題となるのは、ブレーキ減速中の回生車と力行加速中の力行車とが同一の変電所（電源）に接続した条件で停電が起こった場合である。ブレーキ減速中の回生車と力行加速中の力行車とが同一の変電所すなわち電源に接続した条件で停電が起こった場合、回生車の回生有効電力と力行車の力行有効電力とが一致し、無効電力も一致してしまうことがある。回生車の回生有効電力と力行車の力行有効電力とが一致し、無効電力も一致すると、電源への電流が 0 となる。近年では、PWM コンバータの適用により、回生力率も力行力率も 1 に制御することから、無効電力が常にバランスした状態が続いてしまう。

10

このような問題を解決するために考えられた従来の PWM コンバータ 6 の制御及び停電検知方式について説明する。図 4 において、従来の PWM コンバータ 6 の制御回路はフィルタ回路 1 3 , ゼロクロス検知部 1 4 , 周波数演算部 1 5 , 外乱周波数重畳部 1 6 , 位相演算部 1 7 , 正弦波演算部 1 8 , 減算部 1 9 , 電圧制御部 2 0 , 乗算部 2 1 , 減算器 2 2 , 電流制御部 2 3 , 電圧 FF 演算部 2 4 , 加算器 2 5 , PWM 制御部 2 6 , 停電検知部 2 7 , アンド回路 2 8 により構成される。

20

【 0 0 0 4 】

このように構成された PWM コンバータ 6 の制御回路において、フィルタ回路 1 3 とゼロクロス検知部 1 4 が接続される。ゼロクロス検知部 1 4 と周波数演算部 1 5 が接続される。周波数演算部 1 5 は、停電検知部 2 7 及び外乱周波数重畳部 1 6 と接続される。外乱周波数重畳部 1 6 は、位相演算部 1 7 と接続される。

位相演算部 1 7 は、正弦波演算部 1 8 と接続される。減算部 1 9 と電圧制御部 2 0 が接続される。電圧制御部 2 0 と正弦波演算部 1 8 は、乗算部 2 1 と接続される。減算器 2 2 は、乗算部 2 1 と電流検出部 1 1 と接続される。減算器 2 2 は、電流制御部 2 3 と接続される。加算器 2 5 は、電圧 FF 演算部 2 4 及び電流制御部 2 3 と接続される。PWM 制御部 2 6 は、加算器及びアンド回路 2 8 と接続される。停電検知部 2 7 は、アンド回路 2 8

30

と接続される。このように構成された従来の PWM コンバータ 6 の制御回路において、主変圧器 3 の 3 次巻線の電圧は、電圧検出器 1 2 により検出されフィルタ回路 1 3 と停電検出部 2 7 に入力される。フィルタ回路 1 3 では、高調波分を低減した電源電圧をゼロクロス検知部 1 4 に出力する。周波数演算部 1 5 では、ゼロクロス検知部 1 4 の出力であるゼロクロス信号に応じて、電源周波数 F_s^* を外乱周波数重畳部 1 6 と停電検知部 2 7 へ演算出力する。外乱周波数重畳部 1 6 は、ある所定の外乱周波数 F_{dis} を、周波数演算部 1 5 で検出演算した電源周波数 F_s^* から減算し、補正後の電源周波数 F_s を位相演算部 1 7 へ出力する。位相演算部 1 7 は、電源周波数 F_s に基づき、それを積分して電源電圧位相 s を算出し正弦波演算部 1 8 に出力する。減算部 1 9 では、直流電圧指令 V_{dc}^* からフィルタコンデンサ 9 を電圧検出器 1 0 により検出した直流電圧 V_{dc} を減算し、電圧偏差 V_{dc} として電圧制御部 2 0 に出力する。乗算器 2 1 では、正弦波演算部 1 8 の出力である単位正弦波 $SinWave$ と電圧制御部 2 0 との出力である電流指令振幅 $AmpI_s^*$ とを乗算し、瞬時電流指令 I_s^* として減算器 2 2 へ出力する。減算器 2 2 では、電流指令 I_s^* から電流検出器 1 1 により検出された電流 I_s を減算し、電流偏差 I_s として電流制御部 2 3 へ出力する。電流制御部 2 3 では、電流偏差 I_s が零となるように次のよう

40

50

制御部 26 へ演算出力する。停電検知部 27 には、主変圧器 3 の 3 次巻線から検出した電源電圧 V_{s3} と周波数演算部 15 で演算される電源周波数 F_{s*} が入力され、停電フラグ F_D を演算しアンド回路 28 へ出力する。アンド回路 28 には、停電検知信号 F_D と運転指令 Run^* とが入力され、そのアンドをとり、ゲート指令 Gst^* として PWM 制御部 26 へ出力する。

【0005】

このように構成された PWM コンバータの制御回路において、ゼロクロス検知部 14 は、フィルタ回路 13 の出力 V_{s3f} の正負に応じて、数 1 のような出力をする。フィルタについては限定するものでなく、高調波の影響を低減し、基本波電圧を抽出しようとするものである。

10

【0006】

【数 1】

$$ZeroCross = \begin{cases} 1 & \text{if } (V_{s3f} \geq 0) \\ 0 & \text{if } (V_{s3f} < 0) \end{cases}$$

なお、電源電圧に相当する電圧を検出するため、主変圧器 3 の 3 次巻線の電圧を検出しているが、主変圧器 3 の 1 次巻線の電圧を検出する構成であってもかまわない。

20

このように構成された PWM コンバータ 6 の制御回路において、周波数演算部 15 では、ゼロクロス検知部 14 の出力であるゼロクロス信号 $ZeroCross$ に応じて、電源周波数 F_{s*} を演算出力する。すなわち、ゼロクロス信号 $ZeroCross$ の立ち上がりから、次の立ち上がりまでの時間を計測し、その逆数により、電源周波数 F_{s*} を演算する。

このように構成された PWM コンバータ 6 の制御回路において、位相演算部 17 では、後述する補正後の電源周波数 F_s に基づき、それを積分して電源電圧位相 s を算出する。ただし、前記ゼロクロス信号 $ZeroCross$ の立ち上がりにより、位相を零クリアする。

このように構成された PWM コンバータ 6 の制御回路において、正弦波演算部 18 では、

30

【0007】

【数 2】

$$SinWave = \sin(\theta s)$$

このように構成された従来の PWM コンバータ 6 の制御回路において、減算部 19 では、直流電圧指令 V_{dc}^* からフィルタコンデンサ 9 を電圧検出器 10 により検出した直流電圧 V_{dc} を減算し、電圧偏差 V_{dc} として出力する。

このように構成された従来の PWM コンバータ 6 の制御回路において、電圧制御部 20 では、減算部 19 の出力である直流電圧偏差 V_{dc} を入力し、電圧偏差が零となるように、数 3 に基づき演算を行い、電流指令振幅 $AmpI_{s*}$ を演算出力する。

40

【0008】

【数 3】

$$AmpI_{s*} = \frac{K_p AVR \cdot s + K_i AVR}{s} \cdot \Delta V_{dc}$$

50

ここに、 $K_p A V R$: 比例制御ゲイン、 $K_i A V R$: 積分制御ゲイン、 s : ラプラス演算子である。

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、乗算器21では、正弦波演算部18の出力である単位正弦波 $SinWave$ と電圧制御部20との出力である電流指令振幅 $AmpI_s^*$ とを乗算し(数4参照)、瞬時電流指令 I_s^* として出力する。ここに、電流の符号は、主変圧器3からコンバータ6へ流れる方向を正とする。

【0009】

【数4】

$$I_s^* = AmpI_s^* \cdot \sin(\theta_s)$$

10

コンバータ6の交流入力側の電流 I_s は、電流検出器11により検出する。

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、減算器21では、電流指令 I_s^* から検出電流 I_s を減算し、電流偏差 I_s として出力する。

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、電流制御部23では、電流偏差 I_s が零となるように次のように出力電圧補正值 V_ACR を数5に基づき演算する。

【0010】

【数5】

$$V_ACR = K_p ACR \cdot \Delta I_s$$

20

ここに、 $K_p ACR$: 比例制御ゲインである。

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、電圧FF演算部24は、電源電圧に相当する電圧及び主変圧器3の漏れインダクタンスによる電圧降下に相当する電圧指令を演算し、コンバータ6の出力電圧指令のフィードフォワード項となる。すなわち、次のようにフィードフォワード電圧 V_FF を数6に基づき演算するものである。

【0011】

【数6】

$$V_FF = \sqrt{2} \cdot V_s Rms \cdot \sin(\theta_s) - AmpI_s^* \cdot L \cdot 2\pi \cdot F_s 0 \cdot \cos(\theta_s)$$

30

ここに、 $V_s Rms$: 主変圧器の2次巻線の電源電圧実効値、 L : 主変圧器の漏れインダクタンス、 $F_s 0$: 電源周波数基準値 [Hz] である。

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、加算器25では、電流制御部23の出力 V_ACR と電圧FF演算部24の出力とを加算し、コンバータ6の出力電圧指令 V^* を演算出力する。

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、PWM制御部26では、ゲート指令 Gst^* と出力電圧指令 V^* を入力し、ゲート指令 Gst^* が1の場合に、出力電圧指令 V^* に相当する電圧を出力するように、コンバータ6のゲートを制御する。ゲート指令 Gst^* が0の場合には、ゲートブロックする。このPWM制御技術は周知の技術であり、詳細を省略する。

40

このように構成された従来のPWMコンバータ6の制御回路において、停電検知部27には、主変圧器3の3次巻線から検出した電源電圧 $V_s 3$ と周波数演算部15で演算される電源周波数 F_s^* が入力され、停電フラグ FD を数7に基づき演算しアンド回路28に出力する。

【0012】

【数7】

50

$$FD = \begin{cases} 1 & \text{電源有り} \\ 0 & \text{電源なし (停電)} \end{cases}$$

アンド回路 28 は、運転指令 Run* と停電検知部 27 からの停電検知信号 (停電フラグ) FD のアンドを取り、PWM 制御部 26 に出力する。

10

停電検知部 27 について図を参照して詳細に説明する。図 5 は、従来の停電検知部の構成図である。

停電検知部 27 は、一次電圧演算部 29, バンドパスフィルタ 30, 減算器 31, 絶対値演算部 32, コンパレータ 33, 減算器 34, 絶対値演算器 35, コンパレータ 36, 変化量演算部 37, 絶対値演算器 38, コンパレータ 39, オア回路 40, インバータ回路 41 により構成されている。

このように構成された停電検知部 27 において、主変圧器 3 の 3 次電圧 V_{s3} は、1 次電圧演算部 29 に入力される。1 次電圧演算部 29 は、主変圧器 3 の 3 次電圧 V_{s3} から 1 次電圧 V_{s1} を演算し、バンドパスフィルタ 30 及び減算器 31 に出力する。バンドパスフィルタ 30 は、1 次電圧演算部 29 から入力された 1 次電圧 V_{s1} から電源電圧の基準周波数成分を抽出し V_{bpf} として、減算器 31 に出力する。減算器 31 は、1 次電圧演算部 29 から入力された V_{s1} からバンドパスフィルタ 30 から入力された V_{bpf} を減算し、絶対値演算部 32 に出力する。絶対値演算部 32 は、減算器 31 から入力された値の絶対値を演算し、電源電圧偏差 V_{s1ABS} としてコンパレータ 33 へ出力する。コンパレータ 33 は、絶対値演算部 32 により入力された電源電圧偏差 V_{s1ABS} の値が、予め定められた値よりも低いときに 0 をオア回路 40 に出力し、電源電圧偏差 V_{s1ABS} の値が予め定められた値と同じまたは高いときに 1 をオア回路 40 に出力する。減算器 34 は、周波数演算部 17 から入力された電源周波数 F_{s*} から電源周波数基準 F_{s0} を減算し絶対値演算部 35 に出力する。絶対値演算部 35 は、減算器 34 から入力された値の絶対値を演算し、周波数偏差 F_{sABS} としてコンパレータ 36 に出力する。コンパレータ 36 では、周波数偏差 F_{sABS} の値が、予め定められた値よりも低いときには 0 をオア回路 40 に出力し、周波数偏差 F_{sABS} の値が予め定められた値と同じまたは高いときには 1 をオア回路 40 に出力する。変化量演算部 37 は、周波数演算部 17 から電源周波数 F_{s*} を入力される。変化量演算部 37 は、電源周波数 F_{s*} の時間的な変化量を演算し絶対値演算部 38 に出力する。絶対値演算部 38 は、変化量演算部 37 に入力された値の絶対値を演算し、周波数変化量 dF_{sABS} としてコンパレータ 39 に出力する。コンパレータ 39 では、絶対値演算部 38 から入力された周波数変化量 dF_{sABS} が、予め定められた値より低いときは 0 をオア回路 40 に出力し、周波数変化量 dF_{sABS} が、予め定められた値と同じまたは高い時には、1 をオア回路 40 に出力する。オア回路 40 では、コンパレータ 33, コンパレータ 36, コンパレータ 39 から入力された値のオアを取りインバータ回路 41 に出力する。インバータ回路 41 は、オア回路 40 から入力された値を反転し停電検知信号 FD として出力する。

20

30

40

【0013】

このように構成された停電検知部 27 において、主変圧器 3 の 3 次電圧 V_{s3} は、1 次電圧演算部 29 に入力される。1 次電圧演算部 29 では、主変圧器の 1 次巻線と 3 次巻線のターン数に基づき、3 次電圧 V_{s3} から 1 次電圧 V_{s1} を演算する。

このように構成された停電検知部 27 において、1 次電圧 V_{s1} は、バンドパスフィルタ 30 に入力される。バンドパスフィルタ 30 は、例えば、数 8 のように伝達特性を有するものである。

【0014】

50

【数 8】

$$\frac{V_{bpf}}{Vs3} = \frac{\omega_c / Q \cdot s}{s^2 + \omega_c / Q \cdot s + \omega_c^2}$$

10

ここに、 ω_c : 中心角周波数で、電源角周波数基準 F_{s0} [Hz] (実際の単位は [rad/s] であるので、 $F_{s0} \times 2\pi$) に設定する。すなわち、50 [Hz] あるいは 60 [Hz] 相当である。Q : バンドパスフィルタの尖度を表す。

このように構成された停電検知部 27 において、減算器 31 では、1 次電圧 V_{s1} からバンドパスフィルタ 30 の出力 V_{bpf} を減算する。絶対値演算部 32 では、減算器 31 の出力の絶対値を演算し、電源電圧偏差 V_{s1ABS} として出力する。

このように構成された停電検知部 27 において、コンパレータ 33 では、電源電圧偏差 V_{s1ABS} に基づき、出力 V_{sError} を数 9 により演算する。

【0015】

20

【数 9】

$$VsError = \begin{cases} 0 & \text{if } (\Delta Vs1ABS < \alpha) \\ 1 & \text{if } (\Delta Vs1ABS \geq \alpha) \end{cases}$$

ここに、 α は所定の設定値である。

このように構成された停電検知部 27 において、減算器 34 には、周波数演算部 15 で検出演算した電源周波数 F_{s*} から電源周波数基準 F_{s0} を減算出力する。絶対値演算部 35

30

では、減算器 34 の出力の絶対値を演算し、周波数偏差 F_{sABS} として出力する。このように構成された停電検知部 27 において、コンパレータ 36 では、周波数偏差 F_{sABS} に基づき、出力 F_{sError} を数 10 により演算する。

【0016】

【数 10】

$$FsError = \begin{cases} 0 & \text{if } (\Delta FsABS < \beta) \\ 1 & \text{if } (\Delta FsABS \geq \beta) \end{cases}$$

40

ここに、 β は所定の設定値である。

このように構成された停電検知部 27 において、変化量演算部 37 には、周波数演算部 15 で検出演算した電源周波数 F_{s*} が入力され、その時間的な変化量を演算出力する。時間的な変化量は、微分処理を施すことで、演算することができる。絶対値演算部 35 では、変化量演算部 37 の出力の絶対値を演算し、周波数変化量 $dFsABS$ として出力する。

このように構成された停電検知部 27 において、コンパレータ 36 では、周波数変化量 $dFsABS$ に基づき、出力 $dFsError$ を数 11 により演算する。

【0017】

50

【数 1 1】

$$dFsError = \begin{cases} 0 & \text{if } (dFsABS < \gamma) \\ 1 & \text{if } (dFsABS \geq \gamma) \end{cases}$$

ここに、 γ は所定の設定値である。

このように構成された停電検知部 27 において、オア回路 40 には、上記、VsError と FsError と dFsError とが入力され、それらのオアをとり出力する。インバータ回路 41 では、オア回路 40 の出力を反転し、停電検知信号 FD として出力する。

このように構成された停電検知部 27 において、電源が停電した場合には、コンバータ 6 から見た電源電圧、すなわち、架線 1 の電圧が低下あるいは増加したり、その周波数が変化する。電源電圧に、バンドパスフィルタ 30 を通すことで、電源電圧の基準周波数成分（バンドパスフィルタの中心周波数を基準周波数 Fs0 に設定しているため）のみが抽出できる。停電により電源周波数が変化すると、バンドパスフィルタの出力は小さくなる。よって、停電により周波数が変化した場合には、バンドパスフィルタ 30 の出力と電源電圧 Vs1 とが大きな差が生じる。これを絶対値演算部 32 とコンパレータ 33 で検出することにより、停電を検知することができる。また、周波数演算部 15 により検出した電源周波数 Fs* と基準周波数 Fs0 との差の絶対値が所定値より生じたことにより、停電を検知することも可能である。また、電源周波数 Fs* の時間的な変化量を演算し、大きな変化を示したことをもって、停電を検知することもできる。

【0018】

このように構成された停電検知部 27 において、停電検知部 27 で出力された停電検知信号 FD は、アンド回路 28 に入力される。アンド回路 28 には、停電検知信号 FD と運転指令 Run* とが入力され、そのアンドをとり、ゲート指令 Gst* として出力する。よって、運転指令 Run* が運転指令状態 (Run* = 1) にある場合でも、停電検知信号 FD が停電状態である FD = 0 の場合には、コンバータ 6 はゲートブロック状態となり、動作停止に至る。

このように構成された停電検知方式の作用について図を参照し詳細に説明する。図 6 は、従来の停電検知方式による周波数変化の作用の図である。

図 6 において、電源周波数は 50 Hz であるとし、区間 1 ~ 2 では、電源が健全状態、区間 2 ~ 5 で停電状態にあるとする。

区間 1 ~ 2 において、電源が健全であるため、コンバータ 6 が外乱周波数重畳による制御を行っても、電源周波数の検出値である電源周波数 Fs* は 50 Hz を維持する。一方、2 の時点で停電した場合、電源周波数を拘束するものがなくなるため、コンバータ 6 自身の出力周波数に応じた電源周波数が得られる。外乱周波数 Fdis による実際の電源周波数の変化を、ここでは、分かりやすく Fdis であると仮定すると、次のゼロクロス点 3 において、電源周波数 Fs* として 50 - Fdis [Hz] を検出する。これに対し、外乱周波数重畳制御により、補正後の電源周波数 Fs は 50 - 2 × Fdis [Hz] となる。次のゼロクロス点 4 において、電源周波数 Fs* として、50 - 2 × Fdis [Hz] を検出する。これに対し、外乱周波数重畳制御により、補正後の電源周波数 Fs は 50 - 3 × Fdis [Hz] となる。これらを繰り返すことにより、電源周波数 Fs* は徐々に低下していく。よって、前述の停電検知方式により、停電を速やかに判断することが可能となる。なお、この制御は回生時のみ有効となっている。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の PWM コンバータの制御方式（以下外乱周波数重畳制御方式）では、停電を検知する点で絶大なる効果を発揮するものの、コンバータ 6 の入力交流電流波形

が図6の電流指令 I_{s^*} (電流制御の効果により、電流指令 I_{s^*} と電流 I_s はほぼ一致する) のように歪みが生じる。レール5は信号機等を制御するための軌道回路の一部であり、レール5に流れる電流の特定周波数成分には許容値がある。外乱周波数重畳制御を行わない場合、奇数次の高調波しか生じないが、外乱周波数重畳を行うことで偶数次の高調波が生じる。これにより、前記周波数帯への悪影響の可能性があり、外乱周波数制御を抑制するなど、停電検知能力が十分に得られない場合がある。

本発明の目的は、システムに悪影響を及ぼす高調波を増大することなく、電源が停電した場合には、速やかに停電を検知することの出来る停電検知方式を提供することである。

【0020】

【課題を解決するための手段】

本発明に基づく停電検知方式は、交流電源と当該交流電源に接続され交流を直流に変換するコンバータにおいて、コンバータは電源側に所定高調波電流を流す手段と、電源の電圧あるいは周波数を検出あるいは演算する手段と、電源の電圧あるいは周波数に基づき前記交流電源が停電状態であることを検知する停電検知手段とを備えていることを特徴とする。

10

本発明に基づく停電検知方式は、交流電源に接続され交流を直流に変換するコンバータにおいて、交流電源側に誘導障害の起こらない高調波電流を流す手段と、電源の電圧あるいは周波数を検出あるいは演算する手段と、電源の電圧あるいは周波数に基づき前記交流電源が停電状態であることを検知する停電検知手段と、を備えていることを特徴とする。

本発明に基づく停電検知方式は、架線からパンタグラフを介して交流電力を供給され直流電力に変換するコンバータを備えた電気車において、前記コンバータの交流入力側の交流電流に、誘導障害の起きないように高調波を重畳する手段を有することを特徴とする。

20

【0021】

【発明の実施の形態】

(第1の実施の形態)

本発明に基づく第1の実施の形態の停電検知方式について、図面を参照して説明する。図1は、本発明に基づく第1の実施の形態の停電検知方式を組み込んだ主回路の構成図である。図2は、本発明に基づく第1の実施の形態の停電検知方式による高調波が重畳した電源電圧とゼロクロスの関係の図である。なお、図4及び図5及び図6に記載したものと構造上同一のものについては、同符号を付して説明を省略する。

30

本発明に基づく第1の実施形態の停電検知方式を組み込んだ主回路は、電圧検出器12、フィルター回路13、ゼロクロス検知部14、周波数演算部15、位相演算部17、正弦波演算部18、減算部19、電圧制御部20、乗算部21、減算器22、電流制御部23、電圧FF演算部24、加算器25、PWM制御部26、停電検知手段である停電検知部27、アンド回路28、高調波重畳部42により構成される従来の外乱周波数重畳制御方式の主回路から外乱周波数重畳部16を省き、高調波重畳部42を加えたものである。このように構成された停電検知方式を組み込んだ主回路において、高調波重畳部42には、電源周波数 F_{s^*} と電源位相 s とが入力され、乗算器21の出力である電流指令基準 I_{s0^*} を補正して、電流指令 I_{s^*} を生成する。

【0022】

このように構成された高調波重畳部42において、乗算器43では、電源位相 s に所定の高調波次数 N を乗算し、高調波位相基準 h_{0^*} を出力する。加算器44において、高調波位相角の補正值 h_{Cmp} を加算し、高調波位相 h^* として出力する。正弦波演算部45では、高調波位相 h^* の正弦を演算し、出力する。高調波振幅演算部46では、電源周波数 F_{s^*} に応じて、高調波振幅 $Amp_{I_{sH}}$ を演算出力する。その詳細については、後述する。なお、本明細書における高調波振幅 $Amp_{I_{sH}}$ は、正負をとり得るものであるとする。乗算器47では、正弦波演算部45の出力と高調波振幅演算部46の出力 $Amp_{I_{sH}}$ とを乗算し、電流指令補正值 I_{sCmp} として出力する。すなわち、電流指令補正值 I_{sCmp} は、数12で演算できる。

40

【0023】

50

【数 1 2】

$$I_{sCmp} = AmpI_{sH} \cdot \sin(N \cdot \theta_s + \theta_h^*)$$

加算器 4 8 では、乗算器 2 1 の出力である電流指令基準 I_{s0}^* に、前記電流指令補正值 I_{sCmp} とを加算補正し、電流指令 I_{s}^* として出力する。

このように構成された高調波重畳部 4 2 において、コンバータ 6 の交流入力電流 I_s に N 次高調波電流を重畳することができる。コンバータ 6 の交流入力電流 I_s に N 次高調波電流を重畳することができるため、システムの高調波許容値に影響が小さいように設定することができる。鉄道車両の駆動制御装置の場合、偶数次成分には、前述の軌道回路の周波数帯が設定されることがあり、奇数次に設定するのが有効である。なお、高調波位相補正值 h_{Cmp} は、重畳する高調波電流から電源電圧（ここでは架線電圧）中の高調波電圧位相までの位相特性、また、電源電圧からゼロクロス検知部 1 4 の入力までの高調波位相特性に応じて設定する必要がある。

電源電圧（架線電圧）に高調波電圧が生じたことを仮定し、それがゼロクロスに与える影響を図 2 を用いて説明する。図 2 は、高調波が重畳した電源電圧とゼロクロスの関係図である。図 2 において、重畳する高調波次数 N として 3 次とし、高調波電圧振幅は基本波電圧振幅の 50% となったと仮定する。図 2 において、 V_{s3} は電圧検出器 1 2 で検出した主変圧器 1 2 の 3 次電圧であり、 V_{s3f} はフィルタ回路 1 3 の出力である。図 2 中の (N) は、各電圧に含まれる N 次成分である。

図 2 において、3 次電圧と 1 次電圧すなわち電源電圧（架線電圧）とは基本波・3 次高調波とも位相差がないことを仮定する。図 2 において、フィルタ回路 1 3 の周波数特性として、ゲイン特性は全周波数で 1 倍、位相特性は基本波成分で位相差なし、3 次成分で 90 度遅れであると仮定する。

【0 0 2 4】

図 2 (a) は、3 次高調波電圧として、基本波位相に比べ、90 度進み位相を持つ場合である。なお、図 2 における電源電圧 V_{s3} とは、主変圧器 3 にかかる電圧のことであり、架線に存在する本来の電源すなわち変電所が停電したとしても、同架線から給電をうけるコンバータ 6 全てが、動作停止（すなわち $G_{st} = 0$ ）に至らなければ、架線電圧は失われない。ここでは、変電所が停電するもので、コンバータ 6 が運転を継続している状態を表している。

電源電圧 V_{s3} を見た場合、基本波 $V_{s3}(1)$ のゼロクロスに対し、 V_{s3} のゼロクロスは進んでいることが分かる。しかし、フィルタ回路 1 3 の出力である V_{s3f} のゼロクロスは、その基本波成分 $V_{s3f}(1)$ と比べ、位相差がない。この状態は、高調波電圧が電源電圧に重畳していても、ゼロクロスの位相が変化しないため、電源周波数 F_{s}^* が変化していかず、停電を検知しにくいことを表す。

図 2 (b) において、3 次高調波電圧として、基本波位相と位相差がない場合を示す。電源電圧 V_{s3} を見た場合、その基本波 $V_{s3}(1)$ のゼロクロスに対し、ゼロクロス点の位相差はないが、フィルタ回路 1 3 の出力である V_{s3f} のゼロクロスは、基本波 $V_{s3f}(1)$ のゼロクロスに対し遅れている。ゼロクロスの立ち上がり、あるいは、立下りの間隔により電源周波数 F_{s}^* を演算するため、周波数演算値 F_{s}^* が低下することになる（ゼロクロスの立ち上がりあるいは立下りが電源位相の原点と考えているため）。これにより、電源周波数の変化を助長し、停電を容易に検知することが可能となる。

【0 0 2 5】

このように構成された停電検知方式において、コンバータの交流入力側に、高調波電流を故意に重畳することにより、停電時における電源周波数を変化させる効果がある。これにより、迅速に停電を検知することが可能である。高調波の次数は、任意に設定が可能であ

るため、各システムに応じて、その高調波レベルが問題とならない範囲に設定することが可能であり、その高調波許容レベル以内であれば、重畳する高調波レベルを大きくとることが可能で、一層の停電検知能力を得ることができる。

本発明の第 1 の実施の形態の停電検知方式では、従来の停電検知方式のように回生中のコンバータのみが高調波電流を重畳しているが、第 1 の実施の形態の停電検知方式では、力行中のコンバータも同様な構成をとることが可能であり、力行車・回生車が同時に同停電方式を作用させることで、停電における電源周波数の変化を増加させることが可能で、より迅速な停電検知が可能となる。

(第 2 の実施の形態)

本発明に基づく第 2 の実施の形態の停電検知方式について図を参照し詳細に説明する。図 10 3 は、本発明に基づく第 2 の実施の形態の停電検知部の構成図である。

本発明に基づく第 2 の実施の形態の停電検知方式を組み込んだ主回路の構成は、本発明に基づく第 1 の実施の形態の停電検知方式を組み込んだ主回路の構成とは、停電検知部 2 7 を高調波停電検知部 5 4 に変えたものであるので主回路の構成図については、省略する。

【0026】

本発明に基づく第 2 の実施の形態の停電検知部は、高調波停電検知部 5 4 以外は、従来の停電検知部 2 7 と同様であるため、図 5 に記載したものと構造上同一であるものには、同符号を付して説明を省略する。

本発明に基づく第 2 の実施の形態の停電検知方式の停電検知部 2 7 は、一次電圧演算部 2 9 , バンドパスフィルタ 3 0 , 減算器 3 1 , 絶対値演算部 3 2 , コンパレータ 3 3 , 減算器 3 4 , 絶対値演算器 3 5 , コンパレータ 3 6 , 変化量演算部 3 7 , 絶対値演算器 3 8 , コンパレータ 3 9 , オア回路 4 0 , インバータ回路 4 1 , 高調波停電検知部 4 9 から構成されている。

高調波停電検知部 4 9 は、バンドパスフィルタ 5 0 , 絶対値演算部 5 1 , コンパレータ 5 2 からなる。

バンドパスフィルタ 5 0 には、主変圧器 3 の 3 次巻線電圧 V_{s3} が入力される。バンドパスフィルタ 5 0 は、数 1 3 に示すな伝達特性を有するものである。

【0027】

【数 1 3】

$$\frac{V_{bpf2}}{V_{s3}} = \frac{\omega_{c2}/Q2 \cdot s}{s^2 + \omega_{c2}/Q2 \cdot s + \omega_{c2}^2}$$

ここに、 ω_{c2} : 中心角周波数で、重畳する高調波周波数を設定する。 $Q2$: バンドパスフィルタの尖度を表す。絶対値演算部 5 1 ではバンドパスフィルタ 5 2 の出力である V_{bpf2} の絶対値を演算し、高調波電圧 V_{sHABS} として出力する。コンパレータ 5 2 では、高調波電圧 V_{sHABS} に基づき、出力 $V_{shError}$ を演算する。

【0028】

【数 1 4】

$$VshError = \begin{cases} 0 & \text{if } (VshABS < \delta) \\ 1 & \text{if } (VshABS \geq \delta) \end{cases}$$

ここに、 δ は所定の設定値である。

コンパレータ52の出力であるVshErrorは、オア回路40に入力される。

10

このように構成された停電検知部において、停電時には電源が無くなるため、高調波インピーダンスが変化する。コンバータ6は電流制御22の作用効果により、電流指令値Is*に一致した電流Isを流すように制御されている。よって、電流指令値Is*に高調波を含む場合、高調波インピーダンスの差異は、電源電圧の差異となって現れる。一般的には、電源が無くなると、高調波インピーダンスが増大するものなので、その結果として電源電圧の高調波成分が増大する。電源電圧より、高調波成分をバンドパスフィルタで抽出し、そのレベルが所定値を上回ったことにより、停電を容易に検知することが可能である。

本発明に基づく第2の実施の形態の停電検知方式では、コンバータが電流制御を施すため、高調波インピーダンスの変化が電源電圧に現れるとしているが、高調波電圧と高調波電流とをそれぞれ演算し、それらより、演算した高調波インピーダンスに基づき、高調波インピーダンスが所定値を超過したことにより停電と判断することも本発明に基づく停電検知装置では可能である。

20

【0029】

本発明に基づく第1の実施の形態及び第2の実施の形態の停電検知方式では、鉄道車両向けの単相交流電源の場合を例に説明しているが、本発明に基づく停電検知方式は、他の単相・3相電源システムに同様に適用できる。

【0030】

【発明の効果】

本発明により、システムに悪影響を及ぼす高調波を増大することなく、電源が停電した場合には、速やかに停電を検知することの出来る停電検知方式を提供することができる。

30

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態の主変換器の構成図

【図2】高調波が重畳した電源電圧とゼロクロスの関係

【図3】本発明に基づく第2の実施の形態の停電検知部の構成例

【図4】従来の主変換器の構成図

【図5】従来停電検知部の構成図

【図6】従来停電検知方式による周波数変化の作用

【符号の説明】

1 ... 架線

40

2 ... パンタグラフ

3 ... 主変圧器

4 ... 車輪

5 ... レール

6 ... コンバータ

7 ... インバータ

8 ... 電動機

9 ... フィルタコンデンサ

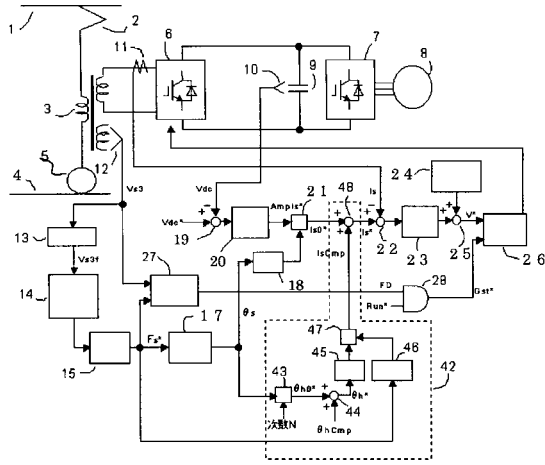
10 ... 電圧検出器

11 ... 電流検出器

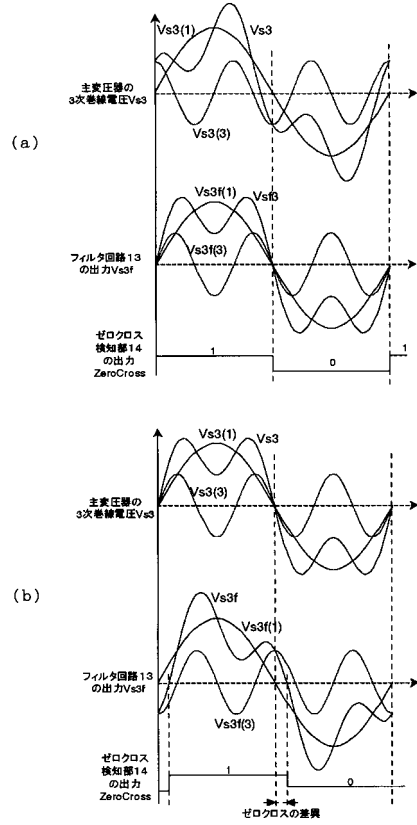
50

1 2 ... 電圧検出器	
1 3 ... フィルタ回路	
1 4 ... ゼロクロス検知部	
1 5 ... 周波数演算部	
1 6 ... 外乱周波数重畳部	
1 7 ... 位相演算部	
1 8 ... 正弦波演算部	
1 9 ... 減算器	
2 0 ... 電圧制御部	
2 1 ... 乗算器	10
2 2 ... 減算器	
2 3 ... 電流制御部	
2 4 ... 電圧フィードフォワード (F F) 演算部	
2 5 ... 加算器	
2 6 ... P W M 制御部	
2 7 ... 停電検知部	
2 8 ... アンド回路	
2 9 ... 1 次電圧演算部	
3 0 ... バンドパスフィルタ	
3 1 ... 減算器	20
3 2 ... 絶対値演算器	
3 3 ... コンパレータ	
3 4 ... 減算器	
3 5 ... 絶対値演算器	
3 6 ... コンパレータ	
3 7 ... 変化量演算部	
3 8 ... 絶対値演算器	
3 9 ... コンパレータ	
4 0 ... オア回路	
4 1 ... インバータ回路	30
4 2 ... 高調波重畳部	
4 3 ... 乗算器	
4 4 ... 加算器	
4 5 ... 正弦波演算部	
4 6 ... 高調波振幅演算部	
4 7 ... 乗算部	
4 8 ... 加算部	
4 9 ... 高調波停電検知部	
5 0 ... バンドパスフィルタ	
5 1 ... 絶対値演算部	40
5 2 ... コンパレータ	

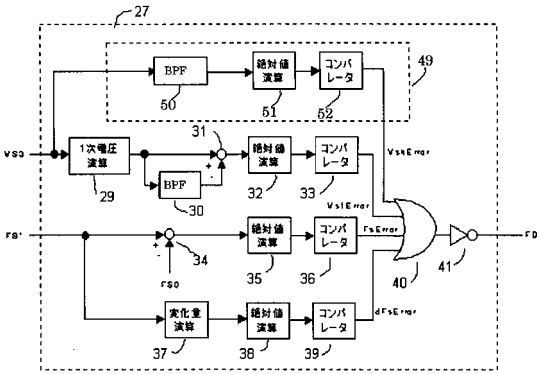
【図1】



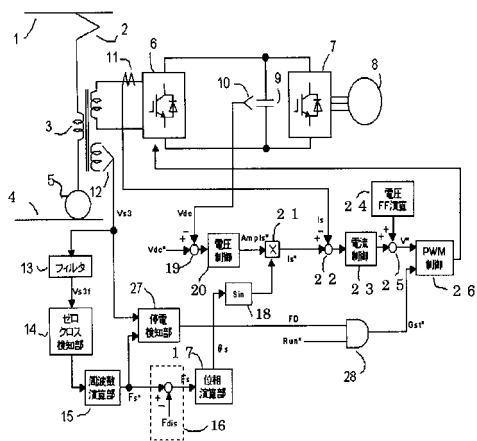
【図2】



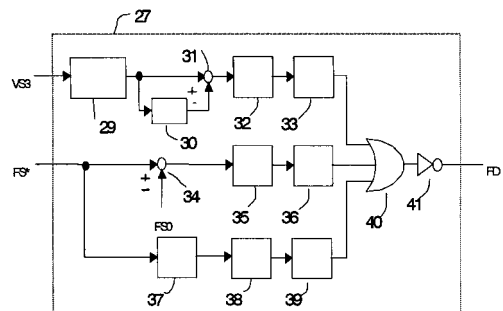
【図3】



【図4】



【図5】



【 図 6 】

