

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3758062号
(P3758062)

(45) 発行日 平成18年3月22日(2006.3.22)

(24) 登録日 平成18年1月13日(2006.1.13)

(51) Int.C1.

F 1

H02J 3/01 (2006.01)
H02M 1/12 (2006.01)H02J 3/01
H02M 1/12

B

請求項の数 1 (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平9-341901
 (22) 出願日 平成9年11月28日(1997.11.28)
 (65) 公開番号 特開平11-164481
 (43) 公開日 平成11年6月18日(1999.6.18)
 審査請求日 平成15年8月12日(2003.8.12)

(73) 特許権者 000003115
 東洋電機製造株式会社
 東京都中央区京橋2丁目9番2号
 (72) 発明者 上村 吉明
 東京都品川区東品川3-2-12 東洋電
 機製造株式会社内

審査官 矢島 伸一

(56) 参考文献 特開平06-348353 (JP, A)
 特開平02-241328 (JP, A)
 特開平09-224332 (JP, A)

(58) 調査した分野(Int.C1., DB名)
 H02J 3/00- 5/00

(54) 【発明の名称】アクティブフィルタの制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

系統電源と負荷機器間の系統ラインに設けられたアクティブフィルタと、負荷電流を検出してその出力を前記アクティブフィルタに供給する負荷電流検出用変流器とを有するアクティブフィルタの制御装置であって、該アクティブフィルタは、直流側に設けられた直流コンデンサと交流側の各相に設けられた交流リアクトルを有する三相PWMコンバータと、前記交流リアクトルと電源に並列に設けられた高周波フィルタコンデンサと、該高周波フィルタの電圧を検出する変成器と、三相PWMコンバータ電流を検出する補償電流検出用変流器と、前記三相PWMコンバータを制御する制御装置から構成され、該制御装置は、負荷電流検出用変流器と補償電流検出用変流器及び変成器のそれぞれの出力を入力し、該変成器で得られた高調波フィルタコンデンサ電圧の高調波分を電圧高調波分とすると共に、該電圧高調波分の逆符号のゲインK倍値を高調波電流とし、該高調波電流と前記負荷電流検出用変流器で得られた電流を加算して補償電流を算出し、該補償電流によって三相PWMコンバータの出力電流が追従するように、前記三相PWMコンバータのスイッチングを制御することを特徴とするアクティブフィルタの制御方法

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、負荷機器が電源系統に流出している高調波電流を補償して、電源系統の電流歪みを低減するアクティブフィルタに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

図3はアクティブフィルタを備えた系統ラインの主回路図である。図3に示すようにアクティブフィルタ41は、系統電源1と高調波電流を発生している負荷機器3との間に設けられ、負荷電流に含まれる高調波電流を電源系統に流出させないように補償電流を出力している。2は電源インピーダンスである。

アクティブフィルタ41は、高速スイッチング素子で構成される三相PWMコンバータ6と、三相PWMコンバータ6の直流側に設けた直流コンデンサ7と、三相PWMコンバータ6の交流側に設けた交流リアクトル5と、交流リアクトル5より電源側に電源と並列に設けた高周波フィルタ91と、負荷電流検出用変流器11によって検出された負荷電流に基づいて補償電流を演算し、三相PWMコンバータ6のスイッチング素子へスイッチング指令を出力する制御装置81を備えて構成される。

【0003】

変流器11で検出された負荷電流から、三相二相変換方式を用いて負荷電流の高調波電流を打ち消す補償電流指令を演算出力する方法は、公知であるので説明を省略するが、制御装置81によって演算出力された補償電流指令と、補償電流検出用変流器10で検出される補償電流とが比較され、三相PWMコンバータ6のスイッチング素子がオン、オフされ、アクティブフィルタ41の電流瞬時値が制御されるものである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

図3で説明した通り、アクティブフィルタにおいて三相PWMコンバータを構成するスイッチング素子の高速スイッチングにより、高周波リップル電流が発生し、係る高周波リップル電流を吸収するためコンデンサと抵抗器から成る高周波フィルタ91が設けられて来た。

しかしながら、このような高周波フィルタの定数選定は電源インピーダンスによって大きく左右され、フィルタ抵抗値を大きくすると損失が増え、小さすぎるとフィルコンデンサと電源インピーダンスとの間で、発生する共振現象を抑制することできず、電源電圧を大きく変動させ、リップル吸収フィルタに過大な電流を流すのみならず、系統に接続される他の機器へも悪影響を及ぼすと言う不具合があった。

本発明は上述した点に鑑みて創案されたもので、その目的とするところは、これらの欠点を解決し、三相PWMコンバータ6による高周波リップル電流を吸収する高周波フィルタ91を備えた図3の如きアクティブフィルタ41において、高周波フィルタ91内のフィルタコンデンサと他のリアクトル(電源インピーダンス2)との共振現象を抑制する制御方法を提供しダンピング抵抗を設けなくて済むアクティブフィルタの制御方法を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】

つまり、その目的を達成するための手段は、以下の如く構成したものである。系統電源と負荷機器間の系統ラインに設けられたアクティブフィルタと、負荷電流を検出してその出力を前記アクティブフィルタに供給する負荷電流検出用変流器とを有するアクティブフィルタの制御装置であって、該アクティブフィルタは、直流側に設けられた直流コンデンサと交流側の各相に設けられた交流リアクトルを有する三相PWMコンバータと、前記交流リアクトルと電源に並列に設けられた高調波フィルタコンデンサと、該高調波フィルタの電圧を検出する変成器と、三相PWMコンバータ電流を検出する補償電流検出用変流器と、前記三相PWMコンバータを制御する制御装置から構成され、該制御装置は、負荷電流検出用変流器と補償電流検出用変流器及び変成器のそれぞれの出力を入力し、該変成器で得られた高調波フィルタコンデンサ電圧の高調波分を電圧高調波分とともに、該電圧高調波分の逆符号のゲインK倍値を高調波電流とし、該高調波電流と前記負荷電流検出用変流器で得られた電流を加算して補償電流を算出し、該補償電流によって三相PWMコンバータの出力電流が追従するように、前記三相PWMコンバータのスイッチングを制御す

10

20

30

40

50

ることにある。

【0006】

その作用は、かくのごとき解決手段により、アクティブフィルタの高周波フィルタ9に並列にダンピング抵抗を接続したと同様の効果を持たせ、電源インピーダンス2と高周波フィルタ9のインピーダンスとの間の共振現象を抑制するように効用し、電源電流の高調波を減少することができる。

以下、本発明の一実施例を図面に基づいて詳述する。

【0007】

【発明の実施の形態】

図1は本発明に係わるアクティブフィルタの主回路の一例を示す構成図で、4はアクティブフィルタ、8はリップル吸収フィルタコンデンサ9の電圧検出のための変成器12の出力が入力された制御装置である。図中、図3と同符号のものは同一構成、機能を有する部分を示す。

図1において、係る一実施例のアクティブフィルタ4は、従来のアクティブフィルタ4に比較して三相PWMコンバータ6のスイッチング素子のスイッチングにより発生するリップル電流を吸収する高周波フィルタ効果を高めると共に、該高周波フィルタコンデンサ9と電源インピーダンスによって発生する共振現象も当然抑制するものであり、その機能は次の通りである。

【0008】

変流器11により検出された負荷電流と、変成器12により検出された高周波フィルタコンデンサ9の電圧とを制御装置8で加算し、三相二相変換を用いた補償電流指令演算回路で、従来の電流指令に高周波フィルタコンデンサ9の電圧の高調波分の逆符号のゲインK倍値が加算された補償電流指令値 I_c^* を演算出力する。

ここで、補償電流方式の基本的な技術思想を図2を用いて説明する。

図2はアクティブフィルタが設けられた系統ブロック図で、 V_s は系統電圧、 Z_s は系統インピーダンス、 I_s は系統インピーダンスを流れる電流、 I_l は高調波電流を含んだ負荷電流 I_l を発生する負荷機器を電流源として表したもの、 I_c は三相PWMコンバータ6による補償電流 I_c を発生する補償電流源、 Z_f は高周波フィルタ9のインピーダンスを示している。

図2において、電源電流 I_s は(1)式のように表せる。

$$I_s = Z_f (I_l + I_c) / (Z_s + Z_f) + V_s / (Z_s + Z_f) \quad (1)$$

【0009】

Z_s は sL_s 代表され、 Z_f は $1/sC_f$ であることから、(1)式は(2)式のように表すことができる。

$$I_s = \{ (I_l + I_c) / (s \cdot sL_s \times C_f + 1) \} + sC_f \times V_s / (s \cdot sL_s \times C_f + 1) \quad (2)$$

(2)式は分母にダンピング要素が無いため $(I_l + I_c)$ が零でない場合、電源電流は振動し拡大されることを表している。

そこで、高周波フィルタコンデンサ9の電圧 V_f を検出して、その高調波分 V_{fh} の符号を反転し、ゲインK倍して従来の補償電流指令 I_c^* に加えてPWMコンバータ6を制御すると、補償電流 I_c は(3)式で表せる。

【0010】

$$I_c = -G_n(s) \times (-KV_f + I_l) \quad (3)$$

ここで $G_n(s)$ は基本波に対するノッチフィルタである。従って、(1)式は(4)式のように表せる。

$$I_s = Z_f [I_l - G_n(s) \times (-KV_f + I_l)] / (Z_s + Z_f) + V_s / (Z_s + Z_f) \quad (4)$$

V_f は高周波フィルタコンデンサ9の電圧であるから、(5)式で表すことができる。

$$V_f = V_s - Z_s \times I_s \quad (5)$$

【0011】

10

20

30

40

50

以上の条件より、(4)式において高調波についてのみ着目すると、基本波はノッチフィルタで除去され、電源へ流出する高調波電流 I_{sh} は(6)式で表せる。

$$I_{sh} = I_{lh} / (1 + K \times Z_s + Z_s / Z_f) + (K + 1 / Z_f) \times V_{sh} / (1 + K \times Z_s + Z_s / Z_f) \quad (6)$$

(6)式において、 I_{lh} は負荷電流に含まれる高調波電流であって、アクティブフィルタで補償しきれなかった分であり、 V_{sh} は電源電圧にある高調波電圧を示す。

一方、 Z_s は sL_s で代表され、 Z_f は $1/sC_f$ で表せる。これを(6)式に代入すると、(7)式となる。

$$I_{sh} = I_{lh} / (1 + K \times sL_s + s \cdot sL_s \times C_f) + (K + sC_f) \times V_{sh} / (1 + K \times sL_s + s \cdot sL_s \times C_f) \quad (7)$$

この(7)式の分母には、ダンピング要素 $K \times sL_s$ が存在する。

従って、電源に流出する高調波電流によって電源インピーダンスと高調波フィルタコンデンサとの共振現象を抑制することができる。

【0012】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、アクティブフィルタのリップル吸収高周波フィルタコンデンサの電圧を検出して、その高調波分を補償電流指令値へ加えることによって、電源系統インピーダンスとアクティブフィルタの高調波フィルタコンデンサとの共振現象を抑制することができ、ダンピングのための抵抗を削減でき、これによってアクティブフィルタのリップル電流が更に良く吸収され、併せてアクティブフィルタ装置の効率もアップ出来ると言う利点が得られる。 20

【図面の簡単な説明】

【図1】図1は本発明に係わるアクティブフィルタ主回路の一実施例を示す構成図である。

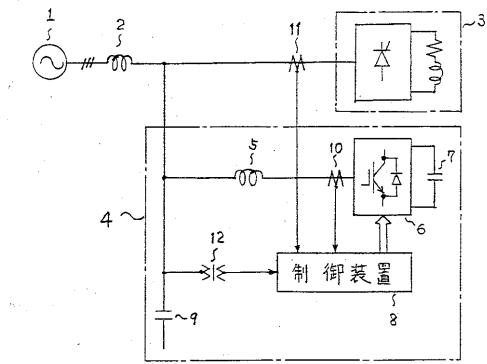
【図2】図2はアクティブフィルタが設けられた系統ラインの説明図である。

【図3】図3は従来のアクティブフィルタ主回路の一例を示す構成図である。

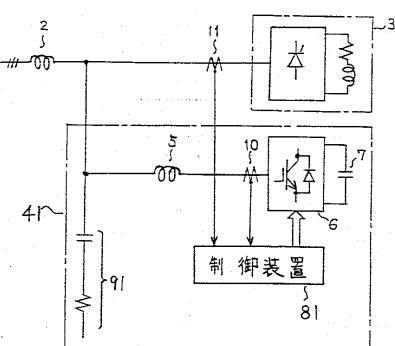
【符号の説明】

1	系統電源	
2	電源インピーダンス	
3	負荷機器	30
4 1 , 4	アクティブフィルタ	
5	交流リアクトル	
6	三相 PWM コンバータ	
7	直流コンデンサ	
8 1 , 8	制御装置	
9 1 , 9	高周波フィルタ	
10	電流検出器	
11	変流器	
12	変成器	
Ic	補償電流	40
Icc	補償電流を発生する補償電流源	
Il	負荷電流	
Ilc	負荷電流を発生する負荷電流源	
Is	系統電流	
Vs	系統電圧	
Zs	系統インピーダンス	
Ls	系統インダクタンス	
Zf	高周波フィルタのインピーダンス	
Cf	高周波フィルタコンデンサの容量	

【図1】



【図3】



【図2】

