

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7679708号
(P7679708)

(45)発行日 令和7年5月20日(2025.5.20)

(24)登録日 令和7年5月12日(2025.5.12)

(51)国際特許分類

F I

H 0 2 M 7/497(2007.01)

H 0 2 M 7/497

請求項の数 4 (全14頁)

(21)出願番号	特願2021-102938(P2021-102938)	(73)特許権者	000005234
(22)出願日	令和3年6月22日(2021.6.22)		富士電機株式会社
(65)公開番号	特開2023-1988(P2023-1988A)		神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号
(43)公開日	令和5年1月10日(2023.1.10)	(74)代理人	100107766
審査請求日	令和6年5月14日(2024.5.14)		弁理士 伊東 忠重
		(74)代理人	100070150
			弁理士 伊東 忠彦
		(72)発明者	田重田 稔久
			神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号
			富士電機株式会社内
		(72)発明者	丸山 宏二
			神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号
			富士電機株式会社内
		審査官	尾家 英樹

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

一又は直列接続された複数のコンバータセルがデルタ接続されたデルタ結線部と、前記デルタ結線部に流れる循環電流を前記デルタ結線部に含まれる複数のコンバータセルによって制御する制御装置と、を備え、
前記コンバータセルは、直列接続された複数の半導体スイッチをそれぞれ含む複数の半導体スイッチ群と、前記複数の半導体スイッチ群に並列に接続されたコンデンサとを有し、
前記制御装置は、正相と逆相の各直交 2 軸電流指令と前記循環電流の指令である循環電流指令とを用いて、前記デルタ結線部に含まれる複数のコンバータセルの電流指令を制限する、電力変換装置。

10

【請求項 2】

前記制御装置は、前記各直交 2 軸電流指令と前記循環電流指令に基づいて前記各直交 2 軸電流指令の波高値を導出し、前記波高値を用いて、前記デルタ結線部に含まれる複数のコンバータセルの電流指令を制限する、請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記制御装置は、前記各直交 2 軸電流指令と前記循環電流指令を用いて、前記デルタ結線部に含まれる複数のコンバータセルの電流指令を制限するための制限信号を生成する、請求項 1 又は 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記制御装置は、前記各直交 2 軸電流指令のうち逆相電流指令に基づいて、前記循環電

20

流指令を導出する、請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

大容量・高圧用途に適した次世代トランスレス電力変換器として、モジュラーマルチレベルコンバータ(MMC)がある。MMCは、例えば、無効電力補償装置(STATCOM)や直流送電システム(HVDC)に適用可能である。特に、デルタ結線MMCは、デルタ結線部に循環電流を流して逆相無効電流を出力できることから注目されている。デルタ結線MMCは、内部にデルタ結線部を備え、デルタ結線部の各相上には、一又は直列接続された複数のコンバータセルが設けられている(例えば、特許文献1参照)。

10

【0003】

一方、電力系統の電圧変動を抑制する無効電力補償装置において、その出力電流の瞬時値を所定値に制限するための電流制限回路が知られている(例えば、特許文献2参照)。無効電力補償装置は、逆相電流分を出力して三相不平衡運転すると、三相の各相電流のピーク値は、不揃いになる。また、三相平衡運転が行われると、相殺されていた3次高調波が出力され、電流実値のピーク値は、電流指令値のピーク値に一致しなくなる。そのため、装置保護の観点から、無効電力補償装置の出力電流実値を監視し、各相電流の何れか一つが制限設定値を越えたときには速やかに電流指令値を絞り込む必要がある。

20

【0004】

特許文献2に開示された電流制限回路は、この電流制限を行うため、無効電力補償装置の出力電流の三相全波整流信号から、無効電力補償装置の電流指令値に乘じる制限信号を生成する回路である。電流制限回路は、出力電流の三相全波整流信号が電流制限設定値を超えた場合、無効電力補償装置の電流指令値に乘じる制限信号を小さくすることにより、電流指令値を制限する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

30

【文献】国際公開第2012/099176号

【文献】特許第3334005号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

ところが、MMCでは、デルタ結線部に循環電流が流れるため、特許文献2のように電力系統への交流出力電流を制限しても、循環電流を含むコンバータセル電流(コンバータセルに流れる電流)に高調波が生じる場合がある。

【0007】

本開示は、コンバータセルに流れる高調波電流を軽減可能な電力変換装置を提供する。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

本開示の一態様では、

一又は直列接続された複数のコンバータセルがデルタ接続されたデルタ結線部と、

前記デルタ結線部に流れる循環電流を前記デルタ結線部に含まれる複数のコンバータセルによって制御する制御装置と、を備え、

前記コンバータセルは、直列接続された複数の半導体スイッチをそれぞれ含む複数の半導体スイッチ群と、前記複数の半導体スイッチ群に並列に接続されたコンデンサとを有し、

前記制御装置は、正相と逆相の各直交2軸電流指令と前記循環電流の指令である循環電流指令とを用いて、前記デルタ結線部に含まれる複数のコンバータセルの電流指令を制限

50

する、電力変換装置が提供される。

【発明の効果】

【0009】

本開示の一態様によれば、コンバータセルに流れる高調波電流を軽減できる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】一実施形態における電力変換装置の構成例を示す図である。

【図2】制御装置の構成例を示す図である。

【図3】電流指令部の構成例を示す図である。

【図4】電流指令部の動作波形例を示す図である。

10

【図5】従来の電流制限回路を示す図である。

【図6】デルタ結線MMCに適用した従来の電流制限回路の動作波形例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、本開示に係る実施形態について図面を参照して説明する。

【0012】

図1は、一実施形態における電力変換装置の構成例を示す図であり、デルタ結線MMCの回路構成の一例を示す。MMCは、例えば、無効電力補償装置(STATCOM)や直流送電システム(HVDC)に適用可能である。図1に示す電力変換装置400は、デルタ結線部402及び制御装置401を備える。

20

【0013】

デルタ結線部402は、一又は直列接続された複数のコンバータセルがデルタ接続された回路である。デルタ結線部402は、複数のクラスタ50(50UV, 50VW, 50WU)及び複数のリアクトル51(51UV, 51VW, 51WU)を備える。

【0014】

UV相のクラスタ50UVは、一対の交流出力端子a, bを介して直列に接続される複数のコンバータセル52UV₁, 52UV₂, ..., 52UV_xを有する。図1には、3つのコンバータセル52UV₁, 52UV₂, 52UV₃が例示されている。VW相のクラスタ50VWは、一対の交流出力端子a, bを介して直列に接続される複数のコンバータセル52VW₁, 52VW₂, ..., 52VW_xを有する。図1には、3つのコンバータセル52VW₁, 52VW₂, 52VW₃が例示されている。WU相のクラスタ50WUは、一対の交流出力端子a, bを介して直列に接続される複数のコンバータセル52WU₁, 52WU₂, ..., 52WU_xを有する。図1には、3つのコンバータセル52WU₁, 52WU₂, 52WU₃が例示されている。xは、各クラスタにおいてコンバータセルが直列に接続される個数を表し、1以上の整数である。つまり、一のクラスタ内のコンバータセルの数は、一つでもよい。

30

【0015】

複数のコンバータセル52(52UV₁~52UV_x, 52VW₁~52VW_x, 52WU₁~52WU_x)は、それぞれ、一対の交流出力端子a, bをそれぞれ有し、一対の交流出力端子a, bを介して直列に接続される。複数のコンバータセル52は、それぞれ、自身の第1の交流出力端子aが、自身に隣接する一方のコンバータセルの第2の交流出力端子bに接続され、自身の第2の交流出力端子bが、自身に隣接する他方のコンバータセルの第1の交流出力端子aに接続される。

40

【0016】

クラスタ50UV、クラスタ50VW、クラスタ50WUは、リアクトル51UV, 51VW, 51WUを介してデルタ結線されており、系統300に連系している。系統300への連系は、図示しない変圧器を介してもよい。デルタ結線は、デルタ結線内に循環電流が流れる。制御装置401は、デルタ結線部402に流れる循環電流を複数のコンバータセル52のスイッチングによって制御することにより、逆相無効電流を調整できる。

【0017】

50

複数のコンバータセル 5 2 は、それぞれ、複数のスイッチング素子を有する電力変換回路と、その電力変換回路を動作させる駆動回路部とを有する。複数のコンバータセル 5 2 は、互いに同一の構成を有する。スイッチング素子は、例えば、トランジスタと、そのトランジスタに逆並列に接続されるダイオードとを有する半導体スイッチである。トランジスタの具体例として、I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor)、M O S F E T (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) などが挙げられる。

【 0 0 1 8 】

各コンバータセル 5 2 は、コンデンサ 5 4 における直流電力を交流電力に変換して一対の交流出力端子 a , b に出力する機能と、一対の交流出力端子 a , b から入力される交流電力を直流電力に変換してコンデンサ 5 4 に供給する機能とを有する。

10

【 0 0 1 9 】

各コンバータセル 5 2 は、一対の交流出力端子 a , b、コンデンサ 5 4、電力変換回路 5 3 及び不図示の駆動回路部 (例えば、G D U (Gate Drive Unit) 及び給電回路など) を備える。

【 0 0 2 0 】

コンデンサ 5 4 は、一対の交流出力端子 a , b に電力変換回路 5 3 を介して接続される容量素子である。

【 0 0 2 1 】

電力変換回路 5 3 は、コンデンサ 5 4 と一対の交流出力端子 a , b との間に接続され、直流と交流との間で双方向に電力を変換するインバータ回路である。電力変換回路 5 3 は、コンデンサ 5 4 に並列に接続されている。図 1 には、複数のスイッチング素子 5 6 を有するフルブリッジ回路が例示されている。

20

【 0 0 2 2 】

電力変換回路 5 3 は、直列接続された複数の半導体スイッチをそれぞれ含む複数の半導体スイッチ群 5 5 を有する。複数の半導体スイッチ群 5 5 は、コンデンサ 5 4 に並列に接続されている。図 1 に示す電力変換回路 5 3 は、直列に接続された複数のスイッチング素子 5 6 を含む第 1 半導体スイッチ群と、直列に接続された複数のスイッチング素子 5 6 を含む第 2 半導体スイッチ群とが並列に接続されたフルブリッジ構成を有する。第 1 上アームのスイッチング素子 5 6 と第 1 下アームのスイッチング素子 5 6 との間の接続点に、第 1 の交流出力端子 a が接続されている。第 2 上アームのスイッチング素子 5 6 と第 2 下アームのスイッチング素子 5 6 との間の接続点に、第 2 の交流出力端子 b が接続されている。

30

【 0 0 2 3 】

図 1 に例示する複数のスイッチング素子 5 6 は、ダイオードが逆並列に接続された I G B T であるが、M O S F E T やサイリスタ等のスイッチング機能を有するスイッチング素子でもよい。

【 0 0 2 4 】

スイッチング素子と逆並列ダイオードとのうち少なくとも一方は、S i C (炭化ケイ素) や G a N (窒化ガリウム) や G a₂O₃ (酸化ガリウム) やダイヤモンドなどのワイドバンドギャップ半導体を含む素子であることが好ましい。ワイドバンドギャップ半導体をスイッチング素子に適用することにより、スイッチング素子の損失低減の効果が高まる。なお、スイッチング素子は、S i (シリコン) などの半導体を含む素子でもよい。同様に、ワイドバンドギャップ半導体を含む素子をダイオードに適用することにより、ダイオードの損失低減の効果が高まる。なお、ダイオードは、S i (シリコン) などの半導体を含む素子でもよい。

40

【 0 0 2 5 】

各コンバータセル 5 2 は、G D U 及び給電回路などの不図示の駆動回路部を備える。

【 0 0 2 6 】

G D U は、電力変換回路 5 3 を駆動する駆動回路であり、具体的には、電力変換回路 5 3 に構成される複数のスイッチング素子 5 6 のゲートを駆動するゲート駆動回路である。G D U は、コンデンサ 5 4 から給電回路を介して供給される電力に基づいて、電力変換回

50

路 5 3 に構成される複数のスイッチング素子 5 6 を駆動する。

【 0 0 2 7 】

G D U は、制御装置 4 0 1 からの制御信号に従って、複数のスイッチング素子 5 6 のうち対応するスイッチング素子のゲート - エミッタ間に電圧を印加することで、当該対応するスイッチング素子をオン又はオフにする。このような動作によって、コンバータセル 5 2 の一対の交流出力端子 a , b 間に矩形波状の電圧が発生する。

【 0 0 2 8 】

制御装置 4 0 1 は、複数のコンバータセル 5 2 に共通のキャリア周期 T_c (キャリア周波数の逆数) に従って、複数のスイッチング素子 5 6 をオン又はオフにする制御信号 (例えば、P W M 信号 (パルス幅変調された信号)) を生成するコントローラである。制御装置 4 0 1 は、メモリとプロセッサ (例えば、C P U (Central Processing Unit)) を有する。制御装置 4 0 1 の各機能は、メモリに記憶されたプログラムによって、プロセッサが動作することにより実現される。制御装置 4 0 1 の機能は、F P G A (Field Program mable Gate Array) 又は A S I C (Application Specific Integrated Circuit) によって実現されてもよい。

【 0 0 2 9 】

電力変換装置 4 0 0 は、制御装置 4 0 1 が複数のコンバータセル 5 2 のそれぞれに互いに異なる位相で電圧波形を出力させることで、スイッチング素子の耐圧以上の電圧を有し、且つ、高調波が低減されたマルチレベル電圧波形を出力できる。そのため、電力変換装置 4 0 0 は、例えば、特別高圧系統に直接連系する無効電力補償装置や直流送電システムなどに適用可能である。

【 0 0 3 0 】

また、M M C では、逆相電流の補償時に、定常的に零でない有効電力が各相に流入し、コンデンサ 5 4 の電圧の変動を引き起こすことがある。その対策として、電力変換装置 4 0 0 の制御装置 4 0 1 は、デルタ結線部 4 0 2 に流す循環電流 (零相電流) を制御することで、各相の交流電圧と交流電流の直交関係を保ち、コンデンサ 5 4 の電圧のバランスを維持する。

【 0 0 3 1 】

図 2 は、制御装置の構成例を示す図である。図 2 に示す制御装置 4 0 1 は、電流指令部 4 2 0 及びコンバータ制御部 4 1 0 を有する。

【 0 0 3 2 】

電流指令部 4 2 0 は、正相と逆相の各直交 2 軸電流指令 (I_d , I_q , I_{nd} , I_{nq}) から、コンバータセル電流指令 (i_{uv}^* , i_{vw}^* , i_{wu}^*) を生成する。コンバータセル電流指令は、各相の一又は複数のコンバータセル 5 2 に流れる電流 (コンバータセル電流) の指令値である。

【 0 0 3 3 】

コンバータ制御部 4 1 0 は、各相のコンバータセル電流指令と各相のコンバータセル電流の検出値との各偏差を演算し、各偏差が零になるような各相の電圧指令値を生成する。コンバータ制御部 4 1 0 は、各相の電圧指令値に従って、各コンバータセル 5 2 内の複数のスイッチング素子 5 6 をオンまたはオフにする制御信号 (例えば、P W M 信号) を各コンバータセル 5 2 に供給する。

【 0 0 3 4 】

図 3 は、電流指令部の構成例を示す図である。図 3 に示す電流指令部 4 2 0 は、d q 逆変換部 3 7 , 3 8 、循環電流指令演算部 3 9 、2 軸瞬時値演算部 4 0 、加算器 4 7 , 4 8 、乗算器 4 1 、最大値検知部 4 5 、非対称フィルタ 4 6 、除算器 4 3 及び上下限リミッタ 4 2 を有する。

【 0 0 3 5 】

電流指令部 4 2 0 は、外部の電流指令設定部により設定された正相と逆相の各直交 2 軸電流指令 (I_d , I_q , I_{nd} , I_{nq}) を取得する。電流指令部 4 2 0 は、正相電流指令 (I_d , I_q) を d q 逆変換部 3 7 により d q 逆変換して正相交流電流指令と、逆相電流指

10

20

30

40

50

令 (I_{nd}, I_{nq}) を dq 逆変換部 38 により dq 逆変換して得られた逆相交流電流指令と、循環電流指令演算部 39 により演算された循環電流指令 (i_z) とを加算器 47, 48 により加算する。電流指令部 420 は、これらを加算することで、制限前のコンバータセル電流指令 (i_{uv}, i_{vw}, i_{wu}) を導出する。電流指令部 420 は、制限前のコンバータセル電流指令 (i_{uv}, i_{vw}, i_{wu}) に制限信号 K を乗算器 41 により乗算することで、制限後のコンバータセル電流指令 $(i_{uv}^*, i_{vw}^*, i_{wu}^*)$ を導出する。次に、各信号の導出方法について説明する。

【0036】

デルタ結線部 402 の線間電圧 v_{uv}, v_{vw}, v_{wu} を、

【0037】

【数1】

$$v_{uv} = \sqrt{2}V\cos\omega t, \quad v_{vw} = \sqrt{2}V\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad v_{wu} = \sqrt{2}V\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad \dots(1)$$

10

20

とする。 V は線間電圧の振幅、 ω は角周波数、 t は時間を表す。

【0038】

デルタ結線部 402 の各相に流入する電流 i_{uv}, i_{vw}, i_{wu} を、

【0039】

【数2】

$$i_{uv} = \sqrt{2}I\cos(\omega t + \varphi), \quad i_{vw} = \sqrt{2}I\cos\left(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right), \quad i_{wu} = \sqrt{2}I\cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \dots(2)$$

30

とする。 I は線間電流の振幅、 φ は位相を表す。

【0040】

デルタ結線部 402 に流すべき循環電流の指令である循環電流指令 i_z を、

【0041】

【数3】

$$i_z = \sqrt{2}I_{z0}\cos(\omega t + \varphi_{z0}) \quad \dots(3)$$

40

とする。 I_{z0} は循環電流の振幅、 φ_{z0} は位相を表す。

【0042】

このとき、デルタ結線部 402 に循環電流を流すことにより、各相の有効電力は零になることから、この場合の I_{z0} 及び φ_{z0} は、

50

【 0 0 4 3 】

【 数 4 】

$$I_{z0} = -I \quad \dots(4)$$

$$\varphi_{z0} = -\varphi \quad \dots(5)$$

10

となる。

【 0 0 4 4 】

よって、循環電流指令 i_z は、

【 0 0 4 5 】

【 数 5 】

$$i_z = -\sqrt{2}I \cos(\omega t - \varphi) \quad \dots(6)$$

20

と表される。

【 0 0 4 6 】

次に、式(2)で表される電流 i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} を d q 逆変換 (3 相 / 2 相変換を含む) すると、

【 0 0 4 7 】

【 数 6 】

30

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2}I \cos(\omega t + \varphi) \\ \sqrt{2}I \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sqrt{2}I \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I \cos(\omega t + \varphi) \\ -\sqrt{2}I \sin(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \quad \dots(7)$$

40

$$\begin{bmatrix} I_{nd} \\ I_{nq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I \cos\varphi \\ -\sqrt{2}I \sin\varphi \end{bmatrix} \quad \dots(8)$$

が得られる。

【 0 0 4 8 】

そして、

【 0 0 4 9 】

50

【数 7】

$$i_z = A \cdot I_{nd} + B \cdot I_{nq} \quad \dots(9)$$

とすると、式(8)から、

【0 0 5 0】

【数 8】

10

$$i_z = A \cdot \sqrt{2}I \cos \varphi - B \cdot \sqrt{2}I \sin \varphi \quad \dots(10)$$

が得られる。

【0 0 5 1】

式(10)は、式(6)と等しいことから、

【0 0 5 2】

【数 9】

20

$$A = -\cos \omega t, \quad B = \sin \omega t \quad \dots(11)$$

が得られる。

【0 0 5 3】

よって、循環電流指令 i_z は、

【0 0 5 4】

【数 10】

30

$$i_z = [\cos \omega t \quad \sin \omega t] \begin{bmatrix} -I_{nd} \\ I_{nq} \end{bmatrix} \quad \dots(12)$$

と導出される。循環電流指令演算部 39 は、各直交 2 軸電流指令 (I_d, I_q, I_{nd}, I_{nq}) のうち逆相電流指令 (I_{nd}, I_{nq}) に基づき、式(12)に従って、循環電流指令 i_z を導出する。

【0 0 5 5】

したがって、制限前のコンバータセル電流指令 (i_{uv}, i_{vw}, i_{wu}) は、

【0 0 5 6】

【数 11】

40

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{uv} \\ i_{vw} \\ i_{wu} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (I_d + I_{nd}) \times \cos\omega t + (-I_q + I_{nq}) \times \sin\omega t \\ \left\{ -\frac{1}{2}(I_d + I_{nd}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(I_q + I_{nq}) \right\} \times \cos\omega t - \left\{ -\frac{1}{2}(I_q - I_{nq}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(I_d - I_{nd}) \right\} \times \sin\omega t \\ \left\{ -\frac{1}{2}(I_d + I_{nd}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(I_q + I_{nq}) \right\} \times \cos\omega t - \left\{ -\frac{1}{2}(I_q - I_{nq}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(I_d - I_{nd}) \right\} \times \sin\omega t \end{bmatrix} + i_z \\
 &= \begin{bmatrix} I_d \times \cos\omega t + (-I_q + 2I_{nq}) \times \sin\omega t \\ \left\{ -\frac{1}{2}(I_d + 3I_{nd}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(I_q + I_{nq}) \right\} \times \cos\omega t - \left\{ -\frac{1}{2}(I_q + I_{nq}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(I_d - I_{nd}) \right\} \times \sin\omega t \\ \left\{ -\frac{1}{2}(I_d + 3I_{nd}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(I_q + I_{nq}) \right\} \times \cos\omega t - \left\{ -\frac{1}{2}(I_q + I_{nq}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(I_d - I_{nd}) \right\} \times \sin\omega t \end{bmatrix} \quad \dots(13)
 \end{aligned}$$

と導出される。

【 0 0 5 7 】

2 軸瞬時値演算部 4 0 は、以上の式(13)の結果より、下記の式(14)に従って、

【 0 0 5 8 】

【 数 1 2 】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} I_{uv} \\ I_{vw} \\ I_{wu} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{(I_d)^2 + (-I_q + 2I_{nq})^2} \\ \sqrt{\left\{ -\frac{1}{2}(I_d + 3I_{nd}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(I_q + I_{nq}) \right\}^2 + \left\{ -\frac{1}{2}(I_q + I_{nq}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(I_d - I_{nd}) \right\}^2} \\ \sqrt{\left\{ -\frac{1}{2}(I_d + 3I_{nd}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(I_q + I_{nq}) \right\}^2 + \left\{ -\frac{1}{2}(I_q + I_{nq}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(I_d - I_{nd}) \right\}^2} \end{bmatrix} \quad \dots(14)
 \end{aligned}$$

指令制限前の交流電流指令の波高値 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} を導出する。このように、2 軸瞬時値演算部 4 0 は、各直交 2 軸電流指令 (I_d , I_q , I_{nd} , I_{nq}) と循環電流指令 i_z とを用いて、交流電流指令の波高値 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} を導出する。波高値 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} は、各直交 2 軸電流指令の波高値 (瞬時値) に相当する。

【 0 0 5 9 】

最大値検知部 4 5 は、交流電流指令波高値 I_{uv} , I_{vw} , I_{wu} の最大値 I_a を検知し、検知された最大値 I_a は、非対称フィルタ 4 6 に入力され、非対称フィルタ 4 6 を通して除算器 4 3 に入力される。

【 0 0 6 0 】

非対称フィルタ 4 6 は、最大値 I_a が増加傾向にあるときには小さな時定数で出力信号 I_{af} を増加させ、最大値 I_a が減少傾向にあるときには大きな時定数で出力信号 I_{af}

を減少させる。非対称フィルタ 4 6 の出力信号 I_{af} は、所定の電流指令制限値 4 4（例えば、100%）と比較される。

【0061】

除算器 4 3 は、所定の電流指令制限値 4 4 を出力信号 I_{af} で除算して得られた値（除算値 s ）を出力する。除算値 s は、上下限リミッタ 4 2 により 100 [%] ~ 0 [%] に制限され、その出力である制限信号 K は、乗算器 4 1 に入力される。上下限リミッタ 4 2 は、入力信号（この場合、除算値 s ）をその上限 100 [%] ~ 下限 0 [%] の範囲に制限するものである。

【0062】

乗算器 4 1 には、制限前のコンバータセル電流指令（ i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} ）が入力される。乗算器 4 1 は、コンバータセル電流指令（ i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} ）に制限信号 K を乗算することで（ K 倍することで）、制限後のコンバータセル電流指令（ i_{uv}^* , i_{vw}^* , i_{wu}^* ）を出力する。

10

【0063】

出力信号 I_{af} が電流指令制限値 4 4 よりも小さい場合、除算器 4 3 の出力は 1 以上となるが、上下限リミッタ 4 2 によって 100 [%] に制限される。そのため、乗算器 4 1 への制限信号 K は 100 [%] となり、乗算器 4 1 の出力は、制限前のコンバータセル電流指令（ i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} ）と等しくなる。つまり、電流指令の制限は、行われない。

【0064】

20

一方、出力信号 I_{af} が電流指令制限値 4 4 よりも大きくなった場合、除算器 4 3 の出力は、出力信号 I_{af} の大きさに応じて 1 よりも小さな値となり、上下限リミッタ 4 2 では制限されずに、1 よりも小さい制限信号 K としてそのまま乗算器 4 1 に入力される。乗算器 4 1 は、制限前のコンバータセル電流指令（ i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} ）を制限信号 K 倍して出力する。よって、制限後のコンバータセル電流指令（ i_{uv}^* , i_{vw}^* , i_{wu}^* ）は、制限前のコンバータセル電流指令（ i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} ）よりも小さな値に制限される。

【0065】

制限後のコンバータセル電流指令（ i_{uv}^* , i_{vw}^* , i_{wu}^* ）によりコンバータセル電流が制御されるので、コンバータセルに流れる高調波電流を軽減できる。

30

【0066】

図 4 は、電流指令部 4 2 0 の動作波形例を示す図である。これに対し、図 6 は、図 5 に示す従来の電流制限回路 1 0 の動作波形例を示す図であり、特許文献 2 に開示された電流制限回路 1 0 をデルタ結線 MMC に適用した場合の電流指令制限結果を示す（ I_q が 100 % から 150 % に変化）。

【0067】

図 6 に示す通り、電流指令が急峻に変化して定格電流 100 % を超過したとき、制限後の電流指令に歪み（高調波）が生じる。なお、定格電流超過時は、装置保護のため、瞬時に電流指令を制限する必要がある。そのため、図 6 では、整流信号 X_n が増加したときの非対称フィルタ 1 0 6 の時定数は、0 ms（フィルタなし）に設定され、減少したときの非対称フィルタ 1 0 6 の時定数は、10 ms に設定されている。

40

【0068】

一方、図 4 は、正相と逆相の各直交 2 軸電流指令と循環電流指令とによる電流指令制限波形を示す（ I_q が 100 % から 150 % に変化）。非対称フィルタ 4 6 の時定数は、図 6 と同様である。図 4 より、コンバータセル電流指令が急峻に変化して定格電流 100 % を超過したとき、制限後のコンバータセル電流指令に生ずる歪み（高調波）が軽減されている。

【0069】

なお、本実施形態の方式は、波高値の瞬時値から電流指令を制限するため、非対称フィルタ 4 6 を無くして制御を簡素化することも可能である。

50

【 0 0 7 0 】

以上、実施形態を説明したが、本開示の技術は上記の実施形態に限定されない。他の実施形態の一部又は全部との組み合わせや置換などの種々の変形及び改良が可能である。

【 符号の説明 】

【 0 0 7 1 】

5 0 , 5 0 U V , 5 0 V W , 5 0 W U	クラスタ	
5 1 , 5 1 U V , 5 1 V W , 5 1 W U	リアクトル	
5 2 U V ₁ , 5 2 U V ₂ , 5 2 U V _x	コンバータセル	
5 2 V W ₁ , 5 2 V W ₂ , 5 2 V W _x	コンバータセル	
5 2 W U ₁ , 5 2 W U ₂ , 5 2 W U _x	コンバータセル	10
5 3	電力変換回路	
5 4	コンデンサ	
5 5	半導体スイッチ群	
5 6	スイッチング素子	
3 0 0	系統	
4 0 0	電力変換装置	
4 0 1	制御装置	
4 0 2	デルタ結線部	
4 1 0	コンバータ制御部	
4 2 0	電流指令部	20
a , b	交流出力端子	

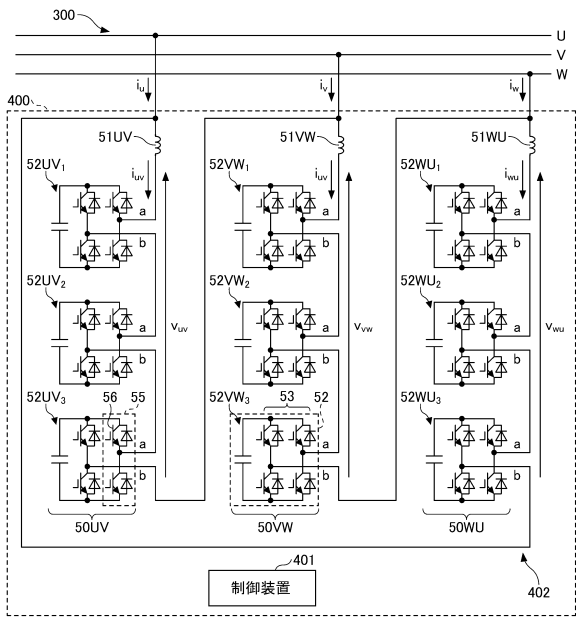
30

40

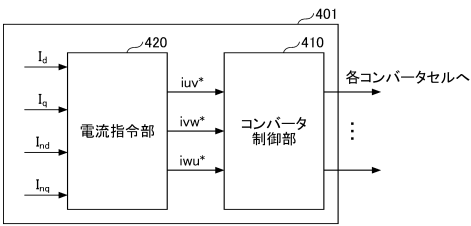
50

【図面】

【図 1】



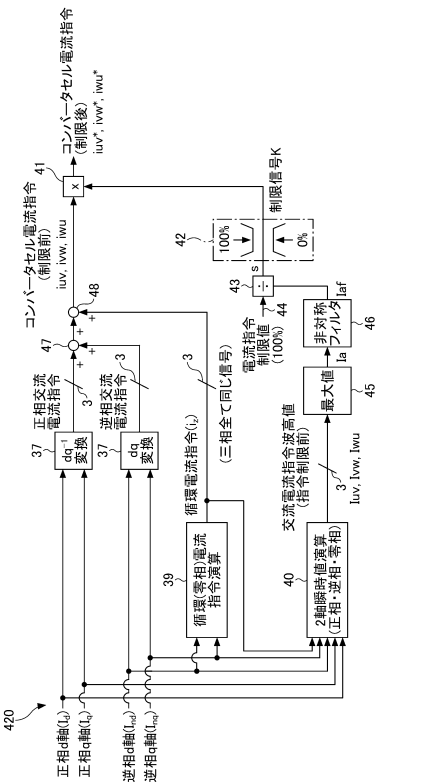
【図 2】



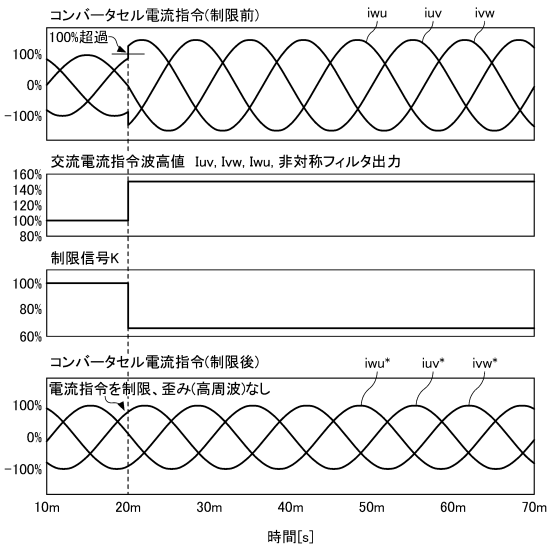
10

20

【図 3】



【図 4】

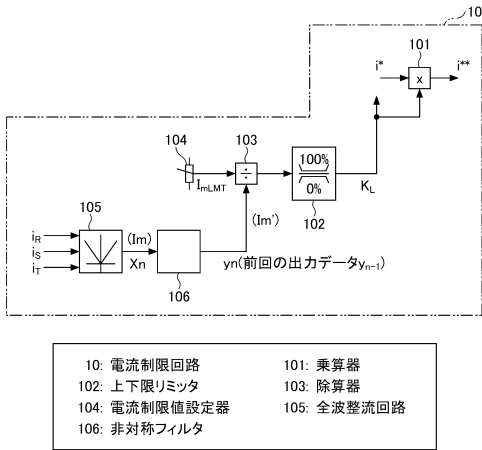


30

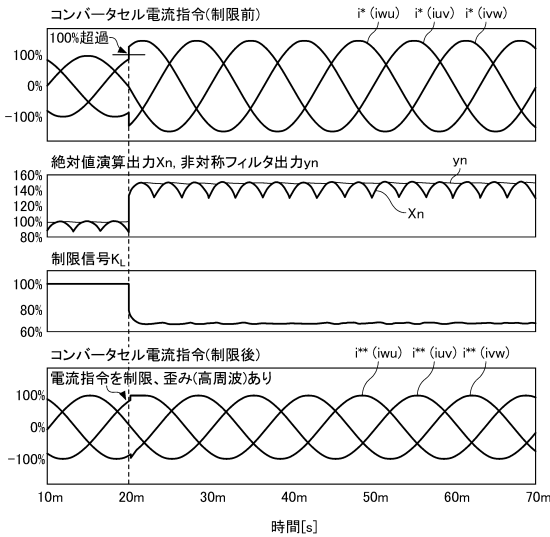
40

50

【図 5】



【図 6】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2 0 1 1 - 2 2 3 7 8 4 (J P , A)
 国際公開第 2 0 1 5 / 1 0 2 0 6 0 (W O , A 1)
 特開 2 0 1 9 - 1 4 0 7 4 3 (J P , A)
 特開平 0 7 - 0 0 7 8 5 6 (J P , A)
 米国特許出願公開第 2 0 1 8 / 0 1 4 5 5 7 9 (U S , A 1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
 H 0 2 M 7 / 4 2 - 7 / 9 8