

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)公開番号

特開2022-12104  
(P2022-12104A)

(43)公開日 令和4年1月17日(2022.1.17)

(51)国際特許分類	F I	テーマコード(参考)
H 0 2 M 3/00 (2006.01)	H 0 2 M 3/00 W	5 H 7 3 0
	H 0 2 M 3/00 U	

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全19頁)

(21)出願番号	特願2020-113668(P2020-113668)	(71)出願人	000006105 株式会社明電舎 東京都品川区大崎2丁目1番1号
(22)出願日	令和2年7月1日(2020.7.1)	(74)代理人	100086232 弁理士 小林 博通
		(74)代理人	100092613 弁理士 富岡 潔
		(74)代理人	100104938 弁理士 鶴澤 英久
		(74)代理人	100210240 弁理士 太田 友幸
		(72)発明者	小熊 功太 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会社明電舎内
		Fターム(参考)	5H730 AA16 AA20 BB82 BB85 最終頁に続く

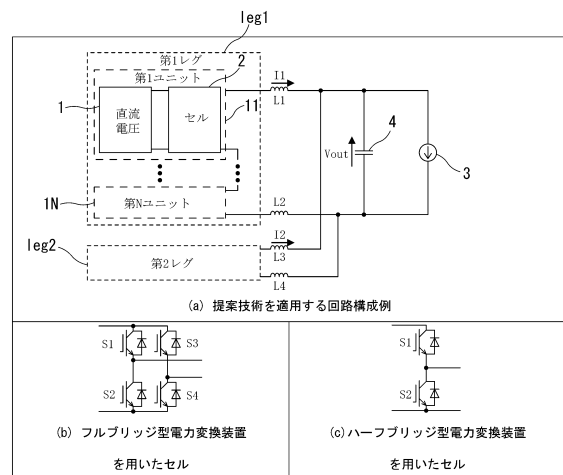
(54)【発明の名称】 直流電力変換装置及び直流電力変換装置の制御方法

(57)【要約】

【課題】直流電力変換装置において、レグ間で流れる横流の直流成分を増大させることなく、レグ間伝送電力のアンバランスを抑制する。

【解決手段】直流電力変換装置は、複数のレグ leg 1, leg 2 が並列接続される。各レグ leg 1, leg 2 内には、複数のユニット 11 ~ 1N が多段直列接続される。各セル 2 は、それぞれ直流電圧 1 とセル 2 とを有する。直流電力変換装置の制御部により、レグ leg 1, leg 2 間の位相シフト角 を制御する。

【選択図】 図 1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

並列接続された複数のレグと、  
それぞれ直流電圧とセルとを有し、各レグ内に多段直列接続された複数のユニットと、  
を備えた直流電力変換装置であって、  
前記レグ間の位相シフト角を制御する制御部を備えたことを特徴とする直流電力変換装置

## 【請求項 2】

前記複数のレグは、第 1 レグと第 2 レグの 2 つであることを特徴とする請求項 1 記載の直流電力変換装置。

## 【請求項 3】

前記セルはフルブリッジ型電力変換装置であり、  
前記制御部は、  
前記第 1 レグから前記第 2 レグへの伝送電力指令値と前記第 1 レグから前記第 2 レグへの伝送電力検出値との偏差を算出する減算器と、  
前記偏差に  $-1$  を乗算する乗算器と、  
 $-1$  を乗算した前記偏差に基づいて P I 制御を行う P I 制御部と、  
前記 P I 制御部の出力に  $/4$  を加算して前記第 1 レグに対する前記第 2 レグの位相遅れ角指令値を出力する加算器と、  
を備えたことを特徴とする請求項 2 記載の直流電力変換装置。

## 【請求項 4】

前記セルはハーフブリッジ型電力変換装置であり、  
前記制御部は、  
前記第 1 レグから前記第 2 レグへの伝送電力指令値と前記第 1 レグから前記第 2 レグへの伝送電力検出値との偏差を算出する減算器と、  
前記偏差に  $-1$  を乗算する乗算器と、  
 $-1$  を乗算した前記偏差に基づいて P I 制御を行う P I 制御部と、  
前記 P I 制御部の出力に  $/2$  を加算して前記第 1 レグに対する前記第 2 レグの位相遅れ角指令値を出力する加算器と、  
を備えたことを特徴とする請求項 2 記載の直流電力変換装置。

## 【請求項 5】

並列接続された複数のレグと、  
それぞれ直流電圧とセルとを有し、各レグ内に多段直列接続された複数のユニットと、  
を備えた直流電力変換装置の制御方法であって、  
制御部において、前記レグ間の位相シフト角を制御することを特徴とする直流電力変換装置の制御方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、複数のレグを有する直流電力変換装置のレグ間電力伝送に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

図 1 に示すような直流電力変換装置が従来から知られている。図 1 に示す直流電力変換装置は、直流電圧 1 にセル 2 を接続したものを単位ユニット（以下、ユニットと称する）としている。また、このユニット 11 ~ 1N を複数個（N 個）直列接続したものを単位レグ（以下、レグと称する）としている。第 1 レグ leg 1, 第 2 レグ leg 2 を直流電圧 1 側で 2 並列接続することで、直流負荷 3 に対して直流電力を供給する。このような直流電力変換装置において、位相シフト PWM 制御を適用することがある。

## 【0003】

ユニットの直列数を N とすると、図 1 (b) のフルブリッジ型電力変換装置を用いた構成

では、レグ内ユニット間で三角波キャリアを  $2\pi/N$  [rad] ずつ位相シフトして運転する。また、レグの並列数が 2 であるため、レグ間で三角波キャリアを  $2\pi/2N$  [rad] だけ位相シフトして運転する。

【0004】

この操作により、三角波キャリアを位相シフトしない場合に比べ、レグ電流のリプル周波数が  $N$  倍、出力コンデンサ 4 へ流入する電流リプル周波数は  $2N$  倍となる。この結果、出力コンデンサ 4 に流れる電流リプルが低減され、出力コンデンサ 4 の電圧リプルが低減される。

【0005】

図 1 (c) のハーフブリッジ型電力変換装置を用いた構成でも同様に、レグ内ユニット間で三角波キャリアを  $2\pi/N$  [rad] ずつ位相シフトして運転する。また、レグの並列数が 2 であるため、レグ間で三角波キャリアを  $2\pi/N$  [rad] だけ位相シフトして運転する。

10

【0006】

図 1 中のレグ間での伝送電力にアンバランスが発生した場合を考える。一般に、レグ電流の直流成分をレグ間でばらつかせて直流の横流を積極的に流すことで、レグ間で直流電力の伝送を行い、伝送電力をレグ間でバランスさせる。また、発熱や損失の偏りなどが発生した場合でも、レグ間で直流電力の伝送を行う。

【先行技術文献】

【特許文献】

20

【0007】

【特許文献 1】特開 2019 - 68559 号公報

【特許文献 2】特許第 6552774 号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

図 1 に示す直流電力変換装置の構成では、直流電流を用いてレグ間伝送電力のアンバランスを抑制している。この方法の場合、出力コンデンサ 4 とレグ間に接続されている直流リアクトル  $L_1 \sim L_4$  に流れる直流電流も増大し、磁気飽和による異常発熱や電流リプル増大などの影響が考えられる。

30

【0009】

以上示したようなことから、直流電力変換装置において、レグ間で流れる横流の直流成分を増大させることなく、レグ間伝送電力のアンバランスを抑制することが課題となる。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明は、前記従来の問題に鑑み、案出されたもので、その一態様は、並列接続された複数のレグと、それぞれ直流電圧とセルとを有し、各レグ内に多段直列接続された複数のユニットと、を備えた直流電力変換装置であって、前記レグ間の位相シフト角を制御する制御部を備えたことを特徴とする。

【0011】

また、その一態様として、前記複数のレグは、第 1 レグと第 2 レグの 2 つであることを特徴とする。

40

【0012】

また、その一態様として、前記セルはフルブリッジ型電力変換装置であり、前記制御部は、前記第 1 レグから前記第 2 レグへの伝送電力指令値と前記第 1 レグから前記第 2 レグへの伝送電力検出値との偏差を算出する減算器と、前記偏差に  $-1$  を乗算する乗算器と、 $-1$  を乗算した前記偏差に基づいて  $PI$  制御を行う  $PI$  制御部と、前記  $PI$  制御部の出力に  $1/4$  を加算して前記第 1 レグに対する前記第 2 レグの位相遅れ角指令値を出力する加算器と、を備えたことを特徴とする。

【0013】

50

また、他の態様として、前記セルはハーフブリッジ型電力変換装置であり、前記制御部は、前記第1レグから前記第2レグへの伝送電力指令値と前記第1レグから前記第2レグへの伝送電力検出値との偏差を算出する減算器と、前記偏差に-1を乗算する乗算器と、-1を乗算した前記偏差に基づいてPI制御を行うPI制御部と、前記PI制御部の出力に $1/2$ を加算して前記第1レグに対する前記第2レグの位相遅れ角指令値を出力する加算器と、を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、直流電力変換装置において、レグ間で流れる横流の直流成分を増大させることなく、レグ間伝送電力のアンバランスを抑制することが可能となる。

10

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】直流電力変換装置の回路構成例を示す図。

【図2】セルにフルブリッジ型電力変換装置を適用した場合のレグ間の位相シフト角の変更によるレグ間電力伝送の変化例を示す図。

【図3】第1レグ平均出力電力と位相シフト角の関係例を示す図。

【図4】実施形態1における位相シフト角の制御ブロック図。

【図5】セルにハーフブリッジ型電力変換装置を適用した場合のレグ間の位相シフト角の変更によるレグ間電力伝送の変化例を示す図。

【図6】第1レグ平均出力電力と位相シフト角の関係例を示す図。

20

【図7】実施形態2における位相シフト角の制御ブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、本願発明における直流電力変換装置の実施形態1, 2を図1~図7に基づいて詳述する。

【0017】

本明細書では、図1に示す回路構成の直流電力変換装置を例として説明する。図1に示すように、直流電力変換装置は並列接続された複数のレグを備える。図1において、複数のレグは2つの第1レグleg1と第2レグleg2である。第1レグleg1は、多段直列接続された第1ユニット11~第Nユニットを備える。第2レグleg2も同様に、N個のユニットが多段直列接続される。

30

【0018】

各ユニットは、直流電圧1と、直流電圧1に接続されたセル2とを有する。直流電圧1は、例えば、直流電源に入力コンデンサを接続したものが挙げられる。直流電圧1に接続されていない側のセル端子が多段直列接続される。

【0019】

次に、セル2について説明する。セルには、図1(b)のフルブリッジ型電力変換装置を適用した構成と、図1(c)のハーフブリッジ型電力変換装置を適用した構成がある。

【0020】

図1(b)のフルブリッジ型電力変換装置を適用したセルは、直流電圧1の一方の端子と他方の端子との間に第1, 第2半導体スイッチング素子S1, S2が直列接続される。また、直流電圧1の一方の端子と他方の端子との間に第3, 第4半導体スイッチング素子S3, S4が直列接続される。第1, 第2半導体スイッチング素子S1, S2の接続点が一方向のセル端子となり、第3, 第4半導体スイッチング素子S3, S4の接続点が他方のセル端子となる。

40

【0021】

図1(c)のハーフブリッジ型電力変換装置を適用したセルは、直流電圧1の一方の端子と他方の端子との間に第1, 第2半導体スイッチング素子S1, S2が直列接続される。第1, 第2半導体スイッチング素子S1, S2の接続点が一方向のセル端子となり、直流電圧1と第2半導体スイッチング素子S2の接続点が他方のセル端子となる。

50

## 【 0 0 2 2 】

第 1 ユニット 1 1 の一方のセル端子は直流リアクトル L 1 の一端に接続され、第 1 ユニット 1 1 の他方のセル端子は第 2 ユニット 1 2 の一方のセル端子に接続される。第 2 ユニット 1 2 から第 N ユニット 1 N までも同様にセル端子で接続される。第 N ユニット 1 N の他方のセル端子は直流リアクトル L 2 の一端に接続される。

## 【 0 0 2 3 】

第 2 レグ l e g 2 も同様に接続され、直流リアクトル L 3 , L 4 の一端に接続される。直流リアクトル L 1 ~ L 4 の他端には、出力コンデンサ 4 を介して直流負荷 3 が接続される。

## 【 0 0 2 4 】

実施形態 1 ではセル 2 として図 1 ( b ) のフルブリッジ型電力変換装置を適用した構成を対象とし、実施形態 2 ではセル 2 として図 1 ( c ) のハーフブリッジ型電力変換装置を適用した構成を対象とする。

10

## 【 0 0 2 5 】

本願発明では、レグ間位相シフト角を制御することにより、キャリア周波数の整数倍周波数の横流を制御して直流の横流を流すことなく、レグ間での直流電力伝送を行う。そのため以降では、第 2 レグ l e g 2 の電圧 V 2 の出力波形は、第 1 レグ l e g 1 の電圧 V 1 の出力波形をレグ間位相シフト角分だけ時間遅延させた波形とする。

## 【 0 0 2 6 】

また、簡単のため、以降ではレグを構成するユニットの直列接続数は 2 とする。

20

## 【 0 0 2 7 】

## [ 実施形態 1 ]

本実施形態 1 ではセル 2 に、フルブリッジ型電力変換装置を適用した場合を説明する。

## 【 0 0 2 8 】

三角波キャリアの角周波数を  $[\text{rad}/\text{s}]$ 、三角波キャリアのレグ内ユニット間位相シフト角を  $/2 [\text{rad}]$  とする。セル 2 にフルブリッジ型電力変換装置を適用する場合、第 1 レグ l e g 1 のユニット出力電圧  $V_{unit11}$  ,  $V_{unit12}$  は、三角波キャリア周波数の 2 倍周波数を基本波とする矩形波状となる。そのため、ユニット出力電圧  $V_{unit11}$  ,  $V_{unit12}$  は ( 1 ) 式 , ( 2 ) 式で表される。ただし、 $a_n$  はフーリエ係数であり、直流負荷電圧は  $V_{out}$  である。

30

## 【 0 0 2 9 】

## 【 数 1 】

$$V_{unit11} = \frac{V_{out}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(2n\omega t) \quad \dots (1)$$

40

## 【 0 0 3 0 】

## 【 数 2 】

$$V_{unit12} = \frac{V_{out}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\left\{2n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right\} \quad \dots (2)$$

50

【 0 0 3 1 】

したがって、ユニット電流の和である第 1 レグ l e g 1 の電圧  $V_1$  は、( 3 ) 式となる。

【 0 0 3 2 】

【 数 3 】

$$V_1 = V_{unit11} + V_{unit12} = V_{out} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (3)$$

10

【 0 0 3 3 】

第 2 レグ l e g 2 の電圧  $V_2$  は、第 1 レグ l e g 1 の電圧  $V_1$  を位相シフトによる遅延時間分だけずらした波形となる。位相シフト角を  $\delta$  とすると遅延時間は  $\delta / \omega$  となり、第 2 レグ l e g 2 の電圧  $V_2$  は ( 4 ) 式となる。

【 0 0 3 4 】

【 数 4 】

$$V_2 = V_{out} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\left\{2n(\omega t - \delta) - \frac{n\pi}{2}\right\} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (4)$$

20

【 0 0 3 5 】

レグ間で循環する横流  $I_{cir}$  は、上記レグ電圧の差  $V_1 - V_2$  が直流リアクトル  $L$  に印加されることで流れる。したがって、横流  $I_{cir}$  は ( 3 ) 式で表される。ただし、 $k$  は係数である。

30

【 0 0 3 6 】

【 数 5 】

$$\begin{aligned} I_{cir} &= k \int (V_1 - V_2) dt \\ &= 2k \int \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left[ \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2}\right) - \sin\left\{2n(\omega t - \delta) - \frac{n\pi}{2}\right\} \right] \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) dt \\ &= 4k \int \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \right\} \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) dt \quad \dots (5) \\ &= 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{n\omega} \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \end{aligned}$$

40

50

【 0 0 3 7 】

横流  $I_{cir}$  による第 1 レグ  $l e g 1$  の第 1 ユニット  $1 1$  の出力電力  $P_{11}$  は ( 6 ) 式となる。

【 0 0 3 8 】

【 数 6 】

$$P_{11} = V_{unit11} \times I_{cir}$$

$$= \left\{ \frac{V_{out}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(2n\omega t) \right\} \times \left\{ 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{n\omega} \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right\} \quad \dots (6) \quad 10$$

【 0 0 3 9 】

ここで、三角関数の直交性から、同一周波数成分同士の積以外は平均電力が 0 となるため、第 1 ユニット  $1 1$  の平均出力電力  $\overline{P}_{11}$  は ( 7 ) 式に変形できる。

【 0 0 4 0 】

【 数 7 】

$$\overline{P}_{11} = 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(2n\omega t) \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

$$= -k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(4n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2} + n\delta\right) \right] \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (7) \quad 20$$

【 0 0 4 1 】

さらに、平均出力電力  $\overline{P}_{11}$  は交流成分を削除して ( 8 ) 式のように変形できる。

【 0 0 4 2 】

【 数 8 】

$$\overline{P}_{11} = k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2} + n\delta\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

$$= \frac{k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \cos\left(\frac{n\pi}{2} + n\delta\right) \left\{ \sin\left(\frac{n\pi}{2} + n\delta\right) + \sin\left(n\delta - \frac{n\pi}{2}\right) \right\}$$

$$= \frac{k}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ \sin(n\pi + 2n\delta) + \sin(0) + \sin(2n\delta) - \sin(n\pi) \} \quad \dots (8) \quad 40$$

$$= \frac{k}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ (\cos(2n\delta) - 1) \times \sin(n\pi) + (\cos(n\pi) + 1) \times \sin(2n\delta) \}$$

$$= \frac{k}{2} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(2n\delta)$$

【 0 0 4 3 】

同様に、横流 I c i r による第 1 レグ l e g 1 の第 2 ユニット 1 2 の平均出力電力 P 1 2 は ( 9 ) 式となる。

【 0 0 4 4 】

【 数 9 】

$$\begin{aligned} \overline{P}_{12} &= 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\left\{2n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right\} \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= -k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(4n\omega t - \frac{3n\pi}{2} - n\delta\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \right] \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad \dots (9) \quad 10$$

【 0 0 4 5 】

さらに、平均出力電力 P 1 2 は交流成分を削除して ( 1 0 ) 式のように変形できる。

【 0 0 4 6 】

【 数 1 0 】

$$\begin{aligned} \overline{P}_{12} &= k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= \frac{k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \cos\left(\frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \left\{ \sin\left(\frac{n\pi}{2} + n\delta\right) + \sin\left(n\delta - \frac{n\pi}{2}\right) \right\} \\ &= \frac{k}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ \sin(n\pi) + \sin(2n\delta) + \sin(0) + \sin(2n\delta - n\pi) \} \\ &= \frac{k}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ (-\cos(2n\delta) + 1) \times \sin(n\pi) + (\cos(n\pi) + 1) \times \sin(2n\delta) \} \\ &= \frac{k}{2} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(2n\delta) \\ &= \overline{P}_{11} \end{aligned} \quad \dots (10) \quad 30$$

40

【 0 0 4 7 】

横流 I c i r による第 2 レグ l e g 2 の第 1 ユニット 2 1 の平均出力電力 P 2 1 は ( 1 1 ) 式となる。

【 0 0 4 8 】

【 数 1 1 】

50

$$\begin{aligned}\overline{P_{21}} &= -2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{n\omega} \sin\{2n(\omega t - \delta)\} \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (11) \\ &= k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(4n\omega t - \frac{n\pi}{2} - 3n\delta\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \right] \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)\end{aligned}$$

10

【 0 0 4 9 】

さらに、平均出力電力  $P_{21}$  は交流成分を削除して ( 1 2 ) 式のように変形できる。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 2 】

$$\begin{aligned}\overline{P_{21}} &= -k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (12) \\ &= -\overline{P_{12}} = -\overline{P_{11}}\end{aligned}$$

20

【 0 0 5 1 】

横流  $I_{cir}$  による第 2 レグ  $leg_2$  の第 2 ユニット  $2_2$  の平均出力電力  $P_{22}$  は ( 1 3 ) 式となる。

【 0 0 5 2 】

【 数 1 3 】

$$\begin{aligned}\overline{P_{22}} &= -2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{n\omega} \sin\left\{2n\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \delta\right)\right\} \sin\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (13) \\ &= k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(4n\omega t - \frac{3n\pi}{2} - 3n\delta\right) - \cos\left(-\frac{n\pi}{2} - n\delta\right) \right] \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)\end{aligned}$$

40

【 0 0 5 3 】

さらに、平均出力電力  $P_{22}$  は交流成分を削除して ( 1 4 ) 式のように変形できる。

【 0 0 5 4 】

【 数 1 4 】

50

$$\begin{aligned} \overline{P_{22}} &= -k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta) \cos\left(\frac{n\pi}{2} + n\delta\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (14) \\ &= -\overline{P_{11}} \end{aligned}$$

10

## 【 0 0 5 5 】

以上から、レグ内のユニット間では平均出力電力が一致しており、レグ間では符号反転の関係となっている。すなわち、レグ間の位相シフト角 を制御することでレグ間での電力伝送が可能である。レグ間位相シフトによるレグ平均出力電力の変化例を、図 2 に示す。

## 【 0 0 5 6 】

通常時の位相シフト角  $= \pi/4$  の場合、上記平均出力電力は 0 となり、横流による直流電力伝送は発生しない。ここで、レグ間の位相シフト角 を  $= \pi/4$  からずらす場合を考える。各平均出力電力の式に現れる級数部について、 $n = 2$  の項が支配的となるため、(15) 式のように近似できる。

## 【 0 0 5 7 】

## 【 数 1 5 】

20

$$\frac{k}{2} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(2n\delta) = \frac{a_n^2 k}{4\omega} \sin(4\delta) \quad \dots (15)$$

30

## 【 0 0 5 8 】

また、レグ間の位相シフト角 と平均出力電力の関係の例を図 3 に示す。図 3 に示すように、位相シフト角  $= \pi/4$  付近では、位相シフト角 を大きくすると第 1 レグ leg 1 の平均出力電力が単調減少する。したがって、図 4 のような制御部を用いることで、レグ間での伝送電力を制御することができる。

## 【 0 0 5 9 】

図 4 に示すように、制御部は、減算器 5 と、乗算器 6 と、P I 制御部 7 と、加算器 8 と、を備える。減算器 5 は第 1 レグ leg 1 第 2 レグ leg 2 の伝送電力指令値から第 1 レグ leg 1 第 2 レグ leg 2 の伝送電力検出値を減算して偏差を算出する。乗算器 6 は、この偏差に - 1 を乗算する。P I 制御部 7 は、- 1 を乗算した偏差に基づいて P I 制御を行う。加算器 8 は、P I 制御部 7 の出力に  $\pi/4$  を加算する。加算器 8 の出力が第 1 レグ leg 1 に対する第 2 レグ leg 2 の位相遅れ角指令値 [ rad ] となる。

40

## 【 0 0 6 0 】

以上示したように、本実施形態 1 によれば、レグ間で流れる横流の直流成分を増大させることなく、レグ間での直流電力伝送を行う。その結果、横流の直流成分が増大した場合に生じる恐れのある、直流リアクトルの磁気飽和による異常発熱や電流リップル増大を抑制することが可能となる。

## 【 0 0 6 1 】

## [ 実施形態 2 ]

本実施形態 2 では、セルにハーフブリッジ型電力変換装置を適用した場合を説明する。

50

## 【 0 0 6 2 】

三角波キャリアの角周波数を [ rad / s ]、三角波キャリアのレグ内ユニット間位相シフト角を [ rad ] とする。ハーフブリッジ型電力変換装置を適用する場合、第 1 レグ leg 1 のユニット出力電圧  $V_{unit11}$ 、 $V_{unit12}$  は、三角波キャリア周波数を基本波とする矩形波状となる。そのため、ユニット出力電圧  $V_{unit11}$ 、 $V_{unit12}$  は ( 1 6 ) 式、( 1 7 ) 式で表される。ただし、 $a_n$  はフーリエ係数であり、直流負荷電圧は  $V_{out}$  である。

## 【 0 0 6 3 】

## 【 数 1 6 】

$$V_{unit11} = \frac{V_{out}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad \dots (16)$$

10

## 【 0 0 6 4 】

## 【 数 1 7 】

$$V_{unit12} = \frac{V_{out}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\{n(\omega t - \pi)\} \quad \dots (17)$$

20

## 【 0 0 6 5 】

したがって、ユニット電流の和である第 1 レグ leg 1 の電圧  $V_1$  は、( 1 8 ) 式となる 30

## 【 0 0 6 6 】

## 【 数 1 8 】

$$V_1 = V_{unit11} + V_{unit12} = V_{out} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (18)$$

40

## 【 0 0 6 7 】

第 2 レグ leg 2 の電圧  $V_2$  は、第 1 レグ leg 1 の電圧  $V_1$  を位相シフトによる遅延時間分だけずらした波形となる。位相シフト角を とすると遅延時間は / となり、第 2 レグ leg 2 の電圧  $V_2$  は ( 1 9 ) 式となる。

## 【 0 0 6 8 】

## 【 数 1 9 】

50

$$V_2 = V_{out} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin \left\{ n(\omega t - \delta) - \frac{n\pi}{2} \right\} \cos \left( \frac{n\pi}{2} \right) \quad \dots (19)$$

【 0 0 6 9 】

10

レグ間で循環する横流  $I_{cir}$  は、上記レグ電圧の差  $V_1 - V_2$  が直流リアクトル  $L$  に印加されることで流れる。したがって、横流  $I_{cir}$  は (20) 式で表される。ただし、 $k$  は係数である。

【 0 0 7 0 】

【 数 2 0 】

$$\begin{aligned} I_{cir} &= k \int (V_1 - V_2) dt \\ &= 2k \int \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left[ \sin \left( n\omega t - \frac{n\pi}{2} \right) - \sin \left\{ n(\omega t - \delta) - \frac{n\pi}{2} \right\} \right] \cos \left( \frac{n\pi}{2} \right) dt \\ &= 4k \int \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos \left( n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2} \right) \sin \left( \frac{n\delta}{2} \right) \right\} \cos \left( \frac{n\pi}{2} \right) dt \quad \dots (20) \\ &= 4k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{n\omega} \sin \left( n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2} \right) \sin \left( \frac{n\delta}{2} \right) \cos \left( \frac{n\pi}{2} \right) \end{aligned}$$

20

30

【 0 0 7 1 】

横流  $I_{cir}$  による第 1 レグ  $Leg 1$  の第 1 ユニット 11 の出力電力  $P_{11}$  は (21) 式となる。

【 0 0 7 2 】

【 数 2 1 】

$$\begin{aligned} P_{11} &= V_{unit11} \times I_{cir} \\ &= \left\{ \frac{V_{out}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \right\} \times \left\{ 4k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{n\omega} \sin \left( n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2} \right) \sin \left( \frac{n\delta}{2} \right) \cos \left( \frac{n\pi}{2} \right) \right\} \quad \dots (21) \end{aligned}$$

40

【 0 0 7 3 】

ここで、三角関数の直交性から、同一周波数成分同士の積以外は平均電力が 0 となるため、第 1 ユニット 11 の平均出力電力  $P_{11}$  は (22) 式に変形できる。

【 0 0 7 4 】

50

【数 2 2】

$$\begin{aligned}\overline{P_{11}} &= 4k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\omega t) \sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= -2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{n\delta}{2}\right) \right] \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (22)\end{aligned}$$

10

【0075】

さらに、平均出力電力  $P_{11}$  は交流成分を削除して(23)式のように変形できる。

【0076】

【数 2 3】

$$\begin{aligned}\overline{P_{11}} &= 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \cos\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{n\delta}{2}\right) \left\{ \sin\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{n\delta}{2}\right) + \sin\left(\frac{n\delta}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \right\} \quad \dots (23) \\ &= \frac{k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ \sin(n\pi + n\delta) + \sin(0) + \sin(n\delta) - \sin(n\pi) \} \\ &= \frac{k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ (\cos(n\delta) - 1) \times \sin(n\pi) + (\cos(n\pi) + 1) \times \sin(n\delta) \} \\ &= k \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta)\end{aligned}$$

20

30

【0077】

同様に、横流  $I_{c1r}$  による第1レグ leg 1 の第2ユニット 12 の平均出力電力  $P_{12}$  は(24)式となる。

【0078】

【数 2 4】

$$\begin{aligned}\overline{P_{12}} &= 4k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\{n(\omega t - \pi)\} \sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= -2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(2n\omega t - \frac{3n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\delta}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \right] \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (24)\end{aligned}$$

40

【0079】

50

さらに、平均出力電力  $P_{12}$  は交流成分を削除して (25) 式のように変形できる。

【 0 0 8 0 】

【 数 2 5 】

$$\begin{aligned}
 \overline{P_{12}} &= 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\delta}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\
 &= k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \cos\left(\frac{n\delta}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \left\{ \sin\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{n\delta}{2}\right) + \sin\left(\frac{n\delta}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \right\} \quad \dots (25) \\
 &= \frac{k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ \sin(n\delta) + \sin(n\pi) + \sin(n\delta - n\pi) - \sin(0) \} \\
 &= \frac{k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \{ (-\cos(n\delta) + 1) \times \sin(n\pi) + (\cos(n\pi) + 1) \times \sin(n\delta) \} \\
 &= k \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta) \\
 &= \overline{P_{11}}
 \end{aligned}$$

10

20

【 0 0 8 1 】

横流  $I_{c1r}$  による第 2 レグ  $leg 2$  の第 1 ユニット 2 1 の平均出力電力  $P_{21}$  は (26) 式となる。

【 0 0 8 2 】

【 数 2 6 】

$$\begin{aligned}
 \overline{P_{21}} &= -4k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\{n(\omega t - \delta)\} \sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\
 &= 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(2n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{3n\delta}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) \right] \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad \dots (26)
 \end{aligned}$$

30

【 0 0 8 3 】

さらに、平均出力電力  $P_{21}$  は交流成分を削除して (27) 式のように変形できる。

【 0 0 8 4 】

【 数 2 7 】

40

50

$$\begin{aligned}\overline{P_{21}} &= -2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= -\overline{P_{11}}\end{aligned}\quad \dots (27)$$

【 0 0 8 5 】

10

横流 I c i r による第 2 レグ L e g 2 の第 2 ユニット 2 2 の平均出力電力 P 2 2 は ( 2 8 ) 式となる。

【 0 0 8 6 】

【 数 2 8 】

$$\begin{aligned}\overline{P_{22}} &= -4k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\{n(\omega t - \pi - \delta)\} \sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= 2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \left[ \cos\left(2n\omega t - \frac{3n\pi}{2} - \frac{3n\delta}{2}\right) - \cos\left(-\frac{n\pi}{2} - \frac{n\delta}{2}\right) \right] \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)\end{aligned}\quad \dots (28)$$

20

【 0 0 8 7 】

さらに、平均出力電力 P 2 2 は交流成分を削除して ( 2 9 ) 式のように変形できる。

【 0 0 8 8 】

30

【 数 2 9 】

$$\begin{aligned}\overline{P_{22}} &= -2k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\delta}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \\ &= -\overline{P_{12}} = -\overline{P_{11}}\end{aligned}\quad \dots (29)$$

40

【 0 0 8 9 】

以上から、レグ内のユニット間では平均出力電力が一致しており、レグ間では符号反転の関係となっている。すなわち、レグ間の位相シフト角 を制御することでレグ間での電力伝送が可能である。レグ間位相シフトによるレグ平均出力電力の変化例を、図 5 に示す。

【 0 0 9 0 】

通常時の位相シフト角 = / 2 の場合、上記平均出力電力は 0 となり、横流による直流

50

電力伝送は発生しない。ここで、レグ間の位相シフト角  $\delta$  を  $\pi/2$  からずらす場合を考える。各平均出力電力の式に現れる級数部について、 $n = 2$  の項が支配的となるため、(30)式のように近似できる。

【0091】

【数30】

$$k \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{a_n^2}{n\omega} \sin(n\delta) = \frac{a_2^2 k}{2\omega} \sin(2\delta) \quad \dots (30)$$

10

【0092】

また、レグ間の位相シフト角  $\delta$  と平均出力電力の関係の例を図6に示す。図6に示すように、位相シフト角  $\delta = \pi/2$  付近では、位相シフト角  $\delta$  を大きくすると第1レグ leg 1 の平均出力電力が単調減少する。したがって、図7のような制御部を用いることで、レグ間での伝送電力を制御することができる。

20

【0093】

図7の制御部は、減算器5と、乗算器6と、PI制御部7と、加算器9と、を備える。減算器5、乗算器6、PI制御部7は図4と同様である。加算器9は、PI制御部7の出力に  $\pi/2$  を加算する。加算器9の出力が第1レグ leg 1 に対する第2レグ leg 2 の位相遅れ角指令値 [rad] となる。

【0094】

以上示したように、本実施形態2によれば、レグ間で流れる横流の直流成分を増大させることなく、レグ間での直流電力伝送を行う。その結果、横流の直流成分が増大した場合に生じる恐れのある直流リアクトル L1 ~ L4 の磁気飽和による異常発熱や電流リップル増大を抑制することが可能となる。

30

【0095】

以上、本発明において、記載された具体例に対してのみ詳細に説明したが、本発明の技術思想の範囲で多彩な変形および修正が可能であることは、当業者にとって明白なことであり、このような変形および修正が特許請求の範囲に属することは当然のことである。

【符号の説明】

【0096】

1 ... 直流電圧

2 ... セル

3 ... 直流負荷

4 ... 出力コンデンサ

5 ... 減算器

6 ... 乗算器

7 ... PI制御部

8, 9 ... 加算器

11 ~ 1N ... , 21 ~ 2N ... 第1 ~ 第Nユニット

leg 1, leg 2 ... 第1, 第2レグ

L1 ~ L4 ... 直流リアクトル

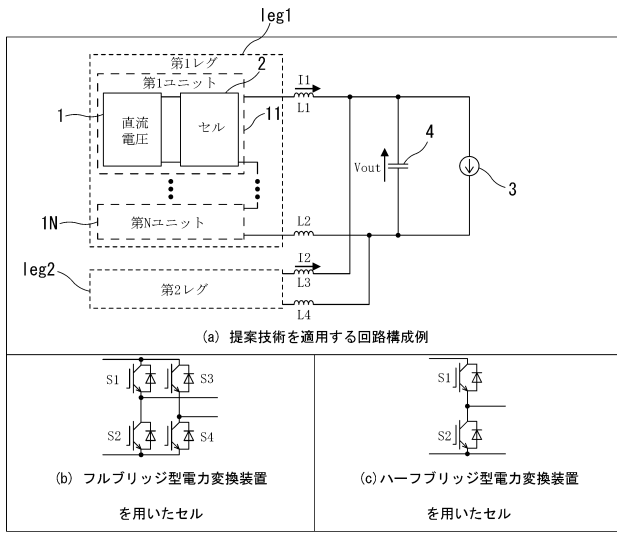
S1 ~ S4 ... 第1 ~ 第4半導体スイッチング素子

40

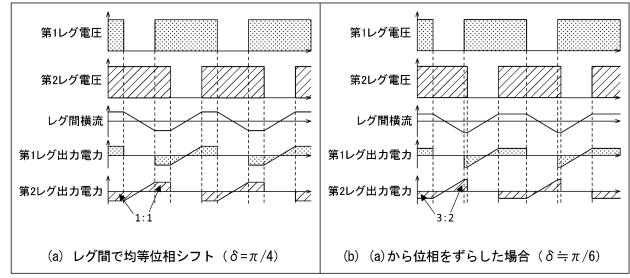
50

【 図 面 】

【 図 1 】



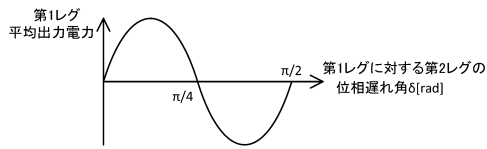
【 図 2 】



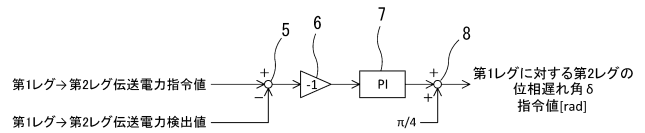
10

20

【 図 3 】



【 図 4 】



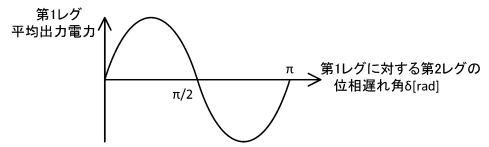
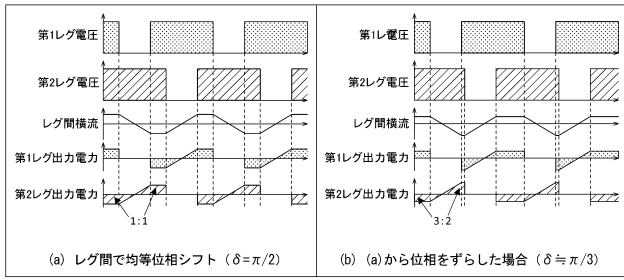
30

40

50

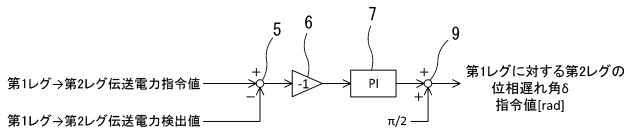
【 図 5 】

【 図 6 】



10

【 図 7 】



20

30

40

50

フロントページの続き

Fターム(参考)

BB88 CC14 DD03 FD61 FF02 FG01