

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4598334号
(P4598334)

(45) 発行日 平成22年12月15日(2010.12.15)

(24) 登録日 平成22年10月1日(2010.10.1)

(51) Int. Cl.	F I
HO2M 5/27 (2006.01)	HO2M 5/27 G
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M 5/27 J
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 3/155 H
	HO2M 7/48 E

請求項の数 52 (全 50 頁)

(21) 出願番号	特願2001-503188 (P2001-503188)	(73) 特許権者	501477163
(86) (22) 出願日	平成12年6月9日(2000.6.9)		リンベシャー、ルドルフ
(65) 公表番号	特表2003-502986 (P2003-502986A)		LIMPAECHER, Rudolf
(43) 公表日	平成15年1月21日(2003.1.21)		アメリカ合衆国 01983 マサチュー
(86) 国際出願番号	PCT/US2000/016018		セッツ州 トップスフィールド パーソネ
(87) 国際公開番号	W02000/077802		イジ レーン 45
(87) 国際公開日	平成12年12月21日(2000.12.21)	(73) 特許権者	501477174
審査請求日	平成19年5月30日(2007.5.30)		リンベシャー、エリック アール、
(31) 優先権主張番号	09/329,596		LIMPAECHER, Erik R.
(32) 優先日	平成11年6月10日(1999.6.10)		アメリカ合衆国 01983 マサチュー
(33) 優先権主張国	米国 (US)		セッツ州 トップスフィールド パーソネ
		(74) 代理人	100068755
			弁理士 恩田 博宣

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電荷転送装置及びその方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

静電荷を蓄積する電荷蓄積装置と複数の第1ノードを有する第1電力端子との間で電荷を転送するための方法であって、

前記電荷蓄積装置と前記複数の第1ノードの内の第1の第1ノードとの間で誘導部を介して電荷を交換する段階と、

前記電荷蓄積装置と第1の第1ノードとの間で制御装置により決定された選択電荷の交換が完了した時、前記第1の第1ノードから前記複数の第1ノードの内の第2の第1ノードに電氣的に切り替えるための制御信号を生成する段階と、

その後、前記電荷蓄積装置と前記第2の第1ノードとの間で誘導部を介して電荷を交換する段階と、を含むことを特徴とする方法。

10

【請求項2】

第2電力端子が複数の第2ノードを有する請求項1に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置と前記複数の第2ノードの内の第1の第2ノードとの間で前記誘導部を介して電荷を交換する段階と、

前記電荷蓄積装置と前記第1の第2ノードとの間で制御装置により決定された第2選択電荷の交換が完了した時、前記第1の第2ノードから前記複数の第2ノードの内の第2の第2ノードに電氣的に切り替える第2制御信号を生成する段階と、

前記電荷蓄積装置と前記第2の第2ノードとの間で誘導部を介して電荷を交換する段階と、

20

をさらに含むことを特徴とする方法。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の方法であって、更に、

前記第 1 電力端子を AC 電力端子として構成する段階と、

前記第 2 電力端子を AC 電力端子として構成する段階と、

を含むことを特徴とする方法。

【請求項 4】

請求項 2 に記載の方法であって、更に、

前記第 1 電力端子を AC 電力端子として構成する段階と、

前記第 2 電力端子を DC 電力端子として構成する段階と、

を含むことを特徴とする方法。

10

【請求項 5】

請求項 2 に記載の方法であって、更に、

前記第 1 電力端子を DC 電力端子として構成する段階と、

前記第 2 電力端子を DC 電力端子として構成する段階と、

を含むことを特徴とする方法。

【請求項 6】

複数の電力端子が前記第 1 電力端子と前記第 2 電力端子を含む請求項 2 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置と前記第 1 電力端子との間における前記電荷交換は、前記複数の電力端子のいずれか 1 つと前記電荷蓄積装置との間で行うことができ、

前記電荷蓄積装置と前記第 2 電力端子との間における前記電荷交換は、前記複数の電力端子のいずれか 1 つと前記電荷蓄積装置との間で行うことができることを特徴とする方法。

20

【請求項 7】

請求項 2 に記載の方法であって、

前記第 1 電力端子と前記第 2 電力端子は同じ電力端子であることを特徴とする方法。

【請求項 8】

請求項 2 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置と第 1 電力端子との間での前記電荷交換と、前記電荷蓄積装置と前記第 2 電力端子との間での前記電荷交換とは交互に行われることを特徴とする方法。

30

【請求項 9】

請求項 2 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置と第 1 電力端子との間での前記電荷交換と、前記電荷蓄積装置と前記第 2 電力端子との間での前記電荷交換とは同時に行われることを特徴とする方法。

【請求項 10】

請求項 1 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置は複数のコンデンサを含むことを特徴とする方法。

【請求項 11】

請求項 1 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置は 1 つのコンデンサを含むことを特徴とする方法。

40

【請求項 12】

請求項 1 に記載の方法であって、

前記誘導部は複数のインダクタを含むことを特徴とする方法。

【請求項 13】

請求項 1 に記載の方法であって、

前記誘導部は 1 つのインダクタを含むことを特徴とする方法。

【請求項 14】

請求項 1 に記載の方法であって、

前記誘導部は単相変圧器の巻線を含むことを特徴とする方法。

50

【請求項 15】

請求項 1 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置と前記第 1 の第 1 ノードとの間で交換が行われた前記選択電荷と時間 T だけ前記電荷蓄積装置と前記第 2 の第 1 ノードとの間で交換が行われた前記電荷との比は、当該時間 T において前記第 1 の第 1 ノードと前記第 2 の第 1 ノードから引き出される電流の絶対値の比に等しいことを特徴とする方法。

【請求項 16】

請求項 2 に記載の方法であって、

前記電荷蓄積装置と前記第 1 の第 2 ノードとの間で交換される前記第 2 選択電荷と前記電荷蓄積装置と前記第 2 の第 2 ノードとの間で交換される前記電荷の比は、前記第 1 の第 2 ノードに注入される電流と前記第 2 の第 2 ノードに注入される電流の比に等しいことを特徴とする方法。

10

【請求項 17】

誘導部と、

前記誘導部と共に共振回路を構成するために、前記誘導部に結合される電荷蓄積装置と

、
複数の第 1 ノードを有する第 1 電力端子と、

前記第 1 電力端子と前記共振回路を結合する複数の第 1 スイッチと、

第 1 電荷量を前記複数の第 1 ノードの内第 1 ノードと前記エネルギー蓄積素子との間で交換し、また第 2 電荷量を前記複数の第 1 ノードの内第 2 ノードと前記エネルギー蓄積素子との間で交換するために、前記複数の第 1 スイッチの動作を制御するための制御ユニットと

20

、
を含む電荷転送装置であって、

前記電荷蓄積装置と前記第 1 ノードとの間で交換される前記第 1 電荷量と、前記電荷蓄積装置と前記第 2 ノードとの間で交換される前記第 2 電荷量との比は、前記第 1 ノードから引き出される電流と前記第 2 ノードから引き出される電流の比に等しいことを特徴とする装置。

【請求項 18】

誘導部と、

前記誘導部と共に共振回路を構成するために、前記誘導部に結合される電荷蓄積装置と

30

、
複数の第 1 ノードを有する第 1 電力端子と、

前記第 1 電力端子と前記共振回路を結合する複数の第 1 スイッチと、

第 1 電荷量を前記複数の第 1 ノードの内第 1 ノードと前記エネルギー蓄積素子との間で交換し、また第 2 電荷量を前記複数の第 1 ノードの内第 2 ノードと前記エネルギー蓄積素子との間で交換するために、前記複数の第 1 スイッチの動作を制御するための制御ユニットと、

を含む電荷転送装置であって、

前記電荷蓄積装置と前記第 1 ノードとの間で交換される前記第 1 電荷量と、前記電荷蓄積装置と前記第 2 ノードとの間で交換される前記第 2 電荷量との比は、前記第 1 ノードから引き出される電流と前記第 2 ノードから引き出される電流の比に等しく、

40

前記電荷転送装置は、更に、

複数の第 2 ノードを有する第 2 電力端子と、

前記第 2 電力端子と前記共振回路を結合する複数の第 2 スイッチと、

を含み、前記制御ユニットは、

第 3 電荷量を前記複数の第 2 ノードの内第 1 の第 2 ノードと前記電荷蓄積装置との間で交換し、また第 4 電荷量を前記複数の第 2 ノードの内第 2 の第 2 ノードと前記電荷蓄積装置との間で交換するために、前記複数の第 2 スイッチの動作を制御し、

前記電荷蓄積装置と前記第 1 の第 2 ノードとの間で交換される前記第 3 電荷量と、前記電荷蓄積装置と前記第 2 の第 2 ノードとの間で交換される前記第 4 電荷量の比は、前記第

50

1 ノードに注入される電流と前記第 2 ノードに注入される電流の比に等しいことを特徴とする電荷転送装置。

【請求項 19】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子から前記電荷蓄積装置へ転送された電荷は、前記電荷蓄積装置から前記第 2 電力端子へ転送された電荷は交互に続くことを特徴とする装置。

【請求項 20】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子は多相電源を受けるために構成されており、また前記第 2 電力端子は多相電力負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

10

【請求項 21】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記制御ユニットは前記複数の第 2 スイッチを動作して、前記第 2 電力端子に AC 波形を復元することを特徴とする装置。

【請求項 22】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子は多相 AC 電源を受けるために構成されており、また前記第 2 電力端子は DC 負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

【請求項 23】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子は DC 電源を受けるために構成されており、また前記第 2 電力端子は多相 AC 電力負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

20

【請求項 24】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子は DC 電源を受けるために構成されており、また前記第 2 電力端子は DC 電力負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

【請求項 25】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子は多相 AC 電源を受けるために構成されており、また前記制御ユニットは前記複数の第 2 スイッチを動作させて、フーリエ級数で記述される平均電流を生成することを特徴とする装置。

30

【請求項 26】

請求項 25 に記載の電荷転送装置であって、

前記フーリエ成分の 1 つは、前記平均電流が前記多相 AC 電源の電圧と同位相であることを特徴とする装置。

【請求項 27】

請求項 25 に記載の電荷転送装置であって、

前記フーリエ成分の 1 つは、前記平均電流が前記多相 AC 電源の電圧と電気的角で 90 度だけ位相がずれていることを特徴とする装置。

【請求項 28】

請求項 25 に記載の電荷転送装置であって、

前記フーリエ成分は、前記平均電流が高調波電流成分を生成する多相 AC 電源の基本周波数の高調波であることを特徴とする装置。

40

【請求項 29】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、

前記第 1 電力端子と前記第 2 電力端子は同じであり、AC 配送配電線網に結合され、前記制御ユニットは、前記複数の第 1 スイッチと前記複数の第 2 スイッチを動作させて、前記 AC 配送配電線網の無効電流を制御することを特徴とする装置。

【請求項 30】

請求項 18 に記載の電荷転送装置であって、更に、

50

電荷蓄積装置の両端に結合されたフリーホイールスイッチを含み、前記制御ユニットは前記フリーホイールを動作させて、前記電荷蓄積装置の残留電圧を制御することを特徴とする装置。

【請求項 3 1】

エネルギーを複数の入力ノードを有する入力端子から複数の出力ノードを有する出力端子へ直接転送するための電荷転送装置であって、

前記入力ノードと結合された複数の入力スイッチと、

前記出力ノードと結合された複数の出力スイッチと、

前記複数の入力スイッチと前記複数の出力スイッチの間に直列に結合された電荷蓄積装置と、

前記電荷蓄積装置と直列に結合された誘導部であって、前記誘導部と前記電荷蓄積装置が直列共振回路を形成するようになっている前記誘導部と、

前記複数の入力スイッチと前記複数の出力スイッチを動作するための制御ユニットと、を含む前記電荷転送装置であって、

前記制御ユニットは、2つの入力ノードと2つの出力ノード間の接続が前記誘導部と前記電荷蓄積装置によって直列に形成されるのに合わせて2つの入力スイッチと2つの出力スイッチを同時にオンにし、また、前記制御ユニットにより決定された選択電荷が前記2つの入力ノードの一つから抽出された時、前記制御ユニットは第3入力スイッチをオンにして、また、充分な電荷が前記2つの出力ノードの1つに注入された時、前記制御ユニットは第3出力スイッチをオンにすることを特徴とする装置。

【請求項 3 2】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、更に、

前記誘導部の両端に結合されたフリーホイールスイッチを含み、前記制御ユニットは前記フリーホイールをオンして、前記誘導要素の残留電圧を前記出力端子へ転送することを特徴とする装置。

【請求項 3 3】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、

前記制御ユニットは、前記複数の入力スイッチと前記複数の出力スイッチを動作させて、前記入力端子から前記出力端子へ電荷を転送し、また後続の充電/放電サイクルにおいて、前記電荷蓄積装置上において電圧極性を反転させることを特徴とする装置。

【請求項 3 4】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、

前記入力端子は A C 電源を受けるために構成されており、また前記出力端子は A C 負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

【請求項 3 5】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、

前記制御ユニットは前記複数の入力スイッチと前記複数の出力スイッチを動作して、前記出力端子で A C 波形を復元することを特徴とする装置。

【請求項 3 6】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、

前記入力端子は A C 電源を受けるために構成されており、また前記出力端子は D C 負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

【請求項 3 7】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、

前記入力端子は D C 電源を受けるために構成されており、また前記出力端子は A C 負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

【請求項 3 8】

請求項 3 1 に記載の電荷転送装置であって、

前記入力端子は D C 電源を受けるために構成されており、また前記出力端子は D C 負荷を供給するために構成されていることを特徴とする装置。

10

20

30

40

50

【請求項 39】

請求項 31 に記載の電荷転送装置であって、
前記誘導要素は、前記電荷蓄積装置に結合された一次側巻線と前記複数の出力スイッチに結合された 2 次側巻線とを有する単相変圧器であることを特徴とする装置。

【請求項 40】

請求項 39 に記載の電荷転送装置であって、
前記単相変圧器は絶縁型変圧器であることを特徴とする装置。

【請求項 41】

請求項 39 に記載の電荷転送装置であって、
前記単相変圧器は単巻変圧器であることを特徴とする装置。

10

【請求項 42】

電力を複数の入力ノードを有する入力端子から複数の出力ノードを有する出力端子へ転送するための電子変圧器回路であって、

前記入力ノードと結合された複数の入力スイッチと、

前記複数の入力スイッチに結合された誘導部と、

前記誘導部に直列に結合された電荷蓄積装置と、

一次側巻線と 2 次側巻線を有する単相変圧器であって、前記一次側巻線が前記電荷蓄積装置に並列に結合されている前記単相変圧器と、

前記 2 次側巻線が直列に結合された複数の出力スイッチと、

前記複数の入力スイッチと前記複数の出力スイッチを動作するための制御ユニットと、
を含む前記電子変圧器回路であって、

20

前記制御ユニットは、前記複数の入力スイッチを交互にオンにして、電荷を前記入力端子から前記電荷蓄積装置へ転送し、また前記複数の出力スイッチをオンにして、電荷を前記電荷蓄積装置から前記単相変圧器を介して前記出力端子へ転送することを特徴とする回路。

【請求項 43】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、更に、

前記電荷蓄積装置へ並列に結合された転送スイッチを含むことを特徴とする変圧器。

【請求項 44】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、

前記入力端子は多相 AC 電源を受けるために構成されており、また前記制御装置は前記入力スイッチの内、まず 2 つのスイッチをオンにし、また所定の電荷が前記 2 つの入力ノードの内、1 つのノードから引き出された時、前記制御装置は第 3 入力スイッチをオンさせることを特徴とする変圧器。

30

【請求項 45】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、

前記出力端子は多相 AC 端子を供給するために構成されており、また前記制御装置は前記出力スイッチの内、まず 2 つのスイッチをオンにし、また十分な電荷が前記出力ノードの内、1 つのノードへ転送された時、第 3 出力スイッチをオンさせることを特徴とする変圧器。

40

【請求項 46】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、

前記入力端子は DC 電力端子として構成されていることを特徴とする変圧器。

【請求項 47】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、

前記出力端子は DC 電力端子として構成されていることを特徴とする変圧器。

【請求項 48】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、更に、

前記電荷蓄積装置の両端に結合されたフリーホイールスイッチを含み、前記制御ユニットは、前記電荷蓄積装置から前記出力端子への電荷転送の間、前記電荷蓄積装置の残留電

50

圧を制御することを特徴とする変圧器。

【請求項 49】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、
前記単相変圧器は絶縁型変圧器であることを特徴とする変圧器。

【請求項 50】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、
前記単相変圧器は単巻変圧器であることを特徴とする変圧器。

【請求項 51】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、
前記単相変圧器は昇圧変圧器であることを特徴とする変圧器。

10

【請求項 52】

請求項 42 に記載の電子変圧器であって、
前記単相変圧器は降圧変圧器であることを特徴とする変圧器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

発明の背景

発明の分野

本発明は一般的に電力変換の分野に関し、特に、交流電流から交流電流 (AC/AC) 電力変換、交流電流から直流電流 (AC/DC) 電力変換、DC/AC 反転、DC/DC 電力変換、及びボルト・アンペア無効 (VAR) 制御のための電荷転送装置と方法に関する。本発明は広い範囲の用途に適用されるが、特に電力発電所の電力配電配送システム、産業、商業及び海洋での用途に適している。

20

【0002】

従来技術の説明

非線形装置、例えば、ダイオードやサイリスタブリッジを用いた標準的な AC/DC 整流装置は、電力を装置に供給する三相 AC 電源上に高調波や無効電力を生じさせる。高調波や無効電力は入力位相の不均一な負荷によって生じる。すなわち、電流は入力 AC 位相電圧が出力 DC 電圧より大きい時その位相から引き出され、入力 AC 位相電圧が出力 DC 電圧より小さい時位相から電流は引き出されない。

【0003】

通常、所望の AC モータ電圧や周波数を得るために AC/DC に続いて DC/AC 変換を必要とする可変速モータ駆動装置やバックアップ電源の普及に伴い、AC 電源の波形の歪が新たに生じている。船舶の発電機や商用電力の送電線網等の、電源の波形が劣化するにつれて、正常な動作のために歪の無い電源を必要とする装置に異常が発生することがある。

30

従って、電力変換装置に対するニーズがあり、また従って、AC 電源の波形の歪を低減する方法のニーズがある。

【0004】

発明の概要

本発明は、このニーズに対応しようとするものであり、共振電荷転送装置 (RCTA)、差動及び順次共振電荷交換 (DSCI) 法にその根拠を置くものである。本明細書に記載した RCTA 及び DSCI 法は、従来の電力変換装置に対して、特に AC 電源の波形の歪を低減するという点において優れている。

40

【0005】

RCTA は、入力位相の電流比率に比例して、多重位相電源の全位相から電荷を引き出すことによってこの問題を解決する。これによって、高調波の無い電力を生成し、力率 1 で電力を引き出し、AC 電源へ無効電力を挿入することがない。

【0006】

更に、RCTA は双方向であるため、基本周波数で多相 AC 電源へ高調波の無い電流を注入することができると共に、所望の周波数と位相で正弦波電流波形を合成することができ

50

る。

【0007】

一般的に、R C T Aは2サイクルで動作する。第1サイクルで、所望の電荷を電源の各位相から引き出しエネルギー蓄積装置を充電する。第2サイクルで、エネルギー蓄積装置の電荷はR C T Aの出力を介して放電される。一時間当たり多数の動作サイクルによって、R C T Aは電源から電荷を抽出し、R C T Aの出力を介してその電荷を注入し、所望の出力波形を形成することができる。

【0008】

これらの電荷転送では、入力端子からの又は入力端子への実効エネルギー転送を行う場合や転送を行わない場合がある。電荷交換を繰返すことによって、実効及び被制御電力潮流が

10

【0009】

R C T Aに印加された電力は、多相A CあるいはD Cのいずれかの場合である。生成された出力波形は、所望の電圧と周波数を有する多相A Cや所望の電圧レベルと極性を有するD Cのいずれかである。変換はA CからA CあるいはD C、またD CからA CあるいはD Cである。

【0010】

電力潮流制御の場合、ほとんどの用途において、電荷蓄積装置と出力との間の電荷交換に続く電源と電荷蓄積装置との間の電荷交換によって電荷交換が起こる。しかしながら、入

20

【0011】

電荷交換プロセスを制御することによって、電流は端子から又は端子へ注入することができるが、低域通過フィルタによって平均化されれば、実際にはリップルの無い電流を生成することができる。

【0012】

本発明の利点は、自己すなわち自然整流モードで動作するハイパワーサイリスタを利用できることである。従って、絶縁ゲートバイポーラトランジスタやゲートオフ装置を用いたパルス幅変調(P W M)反転器等の開スイッチが不要である。その結果、スイッチの開制御のための回路が不要となる。

30

【0013】

本発明は、約30年間用いられてきた従来のサイリスタを用いることができる。数多くの従来のパワー電子回路と異なり、本発明に利用されているパワー電気構成要素は入手可能であり又新規開発の必要がない。また、これらの装置は最も高い電圧定格、電流定格、及びどのパワー電子スイッチよりも低い順方向電圧降下の1つを有している。これらの装置はまた損失が小さく、廉価であり、また高電圧及び高電流定格で入手可能である。従って、R C T Aは、ハイパワー及び高電圧用途に対して既存の技術で拡大が可能である。

【0014】

R C T A及びD S C I法の場合、数多くの用途がある。例えば、R C T Aは、通常の間接D Cリンク無しで電力転送が起きている状態で、A C / A C変換器に用いることができる。また、これはA C / D C整流器、D C / A C反転器、D C / D C変換器、多重ポート変換器、高調波補償器、V A R補償器、及び電子変圧器として用いることができる。

40

【0015】

R C T Aの特徴は、多相A C電力の多相A C又はD Cのいずれかへの高調波の無い変換である。これは、入力位相の電流比率に比例して、2つの入力位相から電荷蓄積装置を差動充電することによって、また引続き第3位相によって2つの位相の内、1つの位相を置き換えること(差動及び順次共振電荷交換と呼ぶ(D S C I))によって実現される。

【0016】

制御された間隔での充電を実行すると、多相A C電源の負荷をA Cサイクルの任意の部分で所望の電力レベルにすることができる。多相A C電源に均一に負荷をかけると、電力の

50

バランスを維持し又一定に保つことができる。充電を制御することによって、入力電圧と同相である入力から電流を引き出すことができ、従って、入力電力は力率1を有する。このことによって、位相角補正あるいはR C T Aの入力におけるV A Rコンデンサの必要が無くなる。この技術は三相A C電力システムに限定されるものではなく、あらゆる多相システムに拡張することができる。

【0017】

放電を制御することによって、A C / A C変換器は出力周波数と位相を合成することができる。

更に、A C / A C変換器はA C電源から発電機等の他のA C電源によって決定される周波数と位相を有するA C端子へエネルギーを転送することができる。注入された電荷は、有効A C電力を転送するために、他のA C電源の電圧と同相にすることができる。あるいは、注入された電荷は、電力転送に無効電力を含むように、他のA C電源の電圧と位相がずれた電荷の何分の1かを含むことができる。この動作モードによって、異なる位相、電圧及び周波数を有する、1つのA C電源からもう1つのA C電力へ電力の制御転送を行うことができる。

10

【0018】

A C / A C変換器の用途は、異なる電圧のシステム間の電力転送動作を制御することである。これによって、電圧、位相、及び周波数が不安定なシステムへ制御された電力潮流を供給することができる。例えば、A C / A C変換器は、所望の電力潮流を制御するためにゲートウェイ制御装置として電力配送配電線網に用いてもよい。ゲートウェイ制御装置はA C配電線によって電力潮流を制御することができ、また配電線の熱的制限範囲内に電力潮流を規制することができる。また、ゲートウェイ制御装置は、1つの領域のA C電力システムから隣接するA C電力システムへ電力を転送するために用いることができる。これによって、イースタ(E a s t e r)、テキサス(T e x a s)、メキシカン(M e x i c a n)及びカナディアン(C a n a d i a n)地域電力配送配電線網間のD Cリンクの利用を互いに乗り入れることが可能である。

20

【0019】

もう1つの用途として、ゲートウェイ制御装置は地域A C電力配送配電線網の低調波による不安定を低減するために電力潮流を制御することができる。

A C / A C変換器のもう1つの用途は、A C電源の周波数を異なる出力周波数へ変換することである。この特徴には、数多くの用途があり、その1つは可変速モータ駆動装置の用途である。A C / A C変換器は、ある特定の範囲において、そのモータに合わせて電圧、周波数、位相、有効電力、及び無効電力をダイナミックに連続的に制御することができる。A C / A C変換器は双方向電力潮流に対して制御できるため、モータはまた全四象限動作のダイナミックブレーキ動作に対して制御することができる。

30

【0020】

更に、もう1つの用途においては、単相変圧器を充電あるいは放電サイクルのいずれかに挿入した状態で、R C T Aは、出力電圧調整、周波数変更、位相制御機能を有する電子変圧器とすることができる。この入力及び出力はD CあるいはA Cのいずれでもよい。

【0021】

単相変圧器は、広い範囲で既述のA C / A C電力変換器よりも大きい入力対出力電圧比変化を提供することができる。単相変圧器は、入力電圧の昇圧又は降圧に用いることができる。更に、単相変圧器は入力と出力間の電氣的に完全な絶縁を得るために用いることができる。単相変圧器は電子変換器の高周波数部に配置されるために、磁気コアの寸法を低減することができる。

40

【0022】

更に、通常のア C変圧器は、常に負荷率とは独立に起動され、低負荷や平均負荷時、効率が大幅に低下する。本発明においては、変圧器のコアは処理電力が要求された時にのみ起動されるため、効率は相対的に一定である。

【0023】

50

変圧器は、入力スイッチと電荷蓄積装置の間に挿入して充電回路の一部にすることができ、あるいは、電荷蓄積装置と出力スイッチの間に挿入して放電回路の一部にすることができる。

【 0 0 2 4 】

単相変圧器を挿入すると、R C T A を被制御電子変圧器として利用することができる。設備用の A C 電源の電圧を降圧する必要がある場合、電子変圧器は電圧変換、出力電圧調整、及び V A R 中性化を実行するのみならず、電子回路のブレーカとして振舞い、機械的なスイッチギアの必要性を無くする。

【 0 0 2 5 】

電子変圧器のもう 1 つの用途は、A C 電源と A C 電力配送配電線網間のインターフェイスである。電力は発電機電圧から伝送電圧に昇圧することができる。発電機は A C 電力配送配電線網の電力周波数で動作する必要はないことから、柔軟性が飛躍的に大きくなる。例えば、電源はタービン、風力発電機、水力発電機であってもよい。発電機が強制的に一定の周波数で動作しない場合、風力及び水力発電機両者の場合、電力の非常に大きい割合が損なわれることは良く知られている。

10

【 0 0 2 6 】

電子変圧器の更に他の具体例は、D C 工業プロセス用の A C / D C 降圧構造や直接 D C 配電に合わせた、発電機出力の A C / D C 昇圧構造である。

D S C I 技術を A C / D C 電力整流に用いて、電力処理量を完全に調整して、最小限の D C 出力電圧リップルの十分に制御された出力を生成することができる。電荷蓄積装置のエネルギーは D C 出力端子へ共振放電される。

20

【 0 0 2 7 】

好適な実施例において、三相 A C 電源は R C T A の入力端子に印加され、正、負、又は両極性の C D 出力が出力される。標準のブリッジ整流技術とは異なり、変圧器絶縁は接地システムには不要である。更に、幾つかの整流モジュールを全個別電力処理量制御と並列に動作させてもよい。

【 0 0 2 8 】

A C / D C 整流器の特徴は、出力極性は、広い D C 電圧範囲において、ほぼ瞬時の極性反転で動作することができる。A C 入力電圧に依存して出力電圧が最大値に制限される標準の整流プロセスとは異なり、本発明の場合、出力は大幅にブーストでき、能動及び受動構成要素の選択によってのみ制限される。ブースト機能の意味するところは、数多くの動作の場合、標準電圧を用いて変圧器を無くし、また A C 電源の垂下が非常に大きい場合でも一定の出力を維持することもできるということである。この垂下は 1 サイクル程度であったり、あるいはそれより長い期間にまたがったりする。

30

【 0 0 2 9 】

数モードの電圧調整が可能であり、例えば、これに限定はされないが、以下のものが挙げられる。

a . 選択した時間間隔当りの充電及び放電サイクル数を増やすか減らすことによるパルス密度変調。

b . 電荷蓄積装置の放電サイクルの一部として通常制御される電荷蓄積装置の残留電圧調整。

40

c . 充電サイクルにおける電荷蓄積装置の充電エネルギーの制御。

d . 放電サイクルにおける電荷蓄積装置の放電エネルギーの制御。

【 0 0 3 0 】

全調整オプションの重要な特徴は、調整の大半が開スイッチを必要とせず、“ソフトスイッチング”動作の範疇に入ることである。

【 0 0 3 1 】

R C T A はまた A C / D C 動作を反転することによって、C D / A C 反転器に用いることができる。D C / A C 反転器は、A C / D C 変換器の場合で上述した利点を全て有している。

50

【 0 0 3 2 】

DC / AC反転器は、AC電源を、制御された電圧振幅、一定のあるいは可変周波数、及び選択された位相角で合成することができる。あるいは、エネルギーはDC電源から、AC電源によって決定された周波数と位相を有するAC端子へ転送することができる。DC / AC反転器は、注入された電流が電圧と同相の状態、有効電力を同時に出力するのみならず、その電流がAC電圧波形に先行又は遅れた状態で、無効電力を同時に生成することができる。

【 0 0 3 3 】

二重モードのAC / DC整流とDC / AC反転を利用する1つの用途は、バッテリーへのエネルギー蓄積である。エネルギーは、電力配送配電線網においてAC電力が利用可能な間、そのAC入力から抽出でき、また蓄積されたエネルギーは電力が必要な時AC電力配送配電線網へ返すことができる。

10

【 0 0 3 4 】

もう1つの用途は、可変速モータでの用途である。DC / AC動作によって、そのモータの有効及び無効電力需要の両者を供給することができる。AC / DC動作は、反転器がDC電源へ有効電力を出力している状態で、制御されたダイナミックブレーキングの間に適用可能である。

【 0 0 3 5 】

RCTAは、3つ以上の電力端子を電荷蓄積装置に接続し、多重ポート反転器を形成するために用いることができる。これらのポートは、双方向電力潮流を有するように全て構成してもよく、これらのポートは、AC又はDCを組み合わせ、電荷又はエネルギーをこれらのポートのいずれかから他のいずれかのポートへ転送してもよい。変圧器をそのような多重ポート反転器に組み込んでよい。これによって、電圧レベルの異なる電力端子の接続ができるようになる。多重ポート反転器には数多くの実用的な用途がある。2つの入力AC電力バスを、冗長電源を設けるために用いてもよい。あるいは、同じような3つのポートの構成を、無停電電源を形成するために電荷蓄積装置と組み合わせることができる。

20

【 0 0 3 6 】

RCTAは、静的ボルト・アンペア無効電力(VAR)制御装置、高調波補正器、電圧調整器、あるいはフリッカ制御装置として利用することができる。

本発明の他の特徴及び利点は、一部は以下の説明と添付の図面に記載し、また一部は添付の図面と共に記載された以下の詳細な説明を検討して、当業者には明らかになり、あるいは本発明を実施することによって理解されるものである。本発明の利点は、特に添付の請求項に指摘された手段とその組み合わせによって実現到達されるものである。

30

【 0 0 3 7 】

好適な実施例の説明

I. AC / AC電力変換器

a. 回路

図1は、周波数変換器と双方向電力潮流機能を有するAC / AC電力変換器5として用いられるRCTAの一実施形態の概略回路図を示す。まずAC / AC電力変換器について述べるが、これはRCTAの基本構造と動作及びRSDI方法を例示するものである。RCTAとDSCI方法にはいくつかの実施形態があるが、その各基本構造と動作は同じであるか又は類似している。

40

【 0 0 3 8 】

AC / AC電力変換器は、変圧器を使用せずAC配送配電線網に直接接続できる。これによって、変圧器損失と変圧器に必要な費用、容積、重量が省かれる。明らかなように、専用の装置が設計され又組み立てられて、異なる入力電圧が必要である場合、変圧器を用いることができる。

【 0 0 3 9 】

AC / AC電力変換器5は、三相AC電源を受けるための三相入力端子11、三相低域通過入力フィルタ10、入力スイッチ部20、入力誘導部22、電荷蓄積装置25、出力誘

50

導部 26、出力スイッチ部 30、三相低域通過出力フィルタ 40、及び出力電圧を供給するための三相出力端子 12 から構成される。

【0040】

入力フィルタ 10 によって、電流リップルは無視できる値になる。更に高周波のフィルタ処理によって、フィルタのコンデンサ値とインダクタ値の両者が低減される。入力フィルタ 10 は、“L-C”すなわち“デルタ”結線において、インダクタ L_{fi1} 、 L_{fi2} 、 L_{fi3} と、コンデンサ $C_{fi3/1}$ 、 $C_{fi2/1}$ 、 $C_{fi2/3}$ から構成される。

また、“Y”結線を用いることもできる。約 2000 Hz の切替周波数によって、約 600 Hz のカットオフ周波数が低域通過入力フィルタ用に選択される。

【0041】

入力スイッチ部 20 は、三相電源の全位相からの電荷蓄積装置 25 の充電を制御する。入力スイッチ部 20 は、6 つの入力スイッチ (S_{i1p} 、 S_{i1n} 、 S_{i2p} 、 S_{i2n} 、 S_{i3p} 、 S_{i3n}) と、各入力位相用で逆極性の 2 つのスイッチから構成される。入力スイッチは、従来のサイリスタでもよい。

【0042】

入力誘導部 22 は、電荷蓄積装置 25 で構成される共振充電回路の一部である。入力誘導部 22 は、2 つの結合インダクタ L_{a1} と L_{a2} を含む。 L_{a1} は、3 つの正入力スイッチ (S_{i1p} 、 S_{i2p} 、 S_{i3p}) と電荷蓄積装置 25 の間に直列に結合され、 L_{a2} は、3 つの負入力スイッチ (S_{i1n} 、 S_{i2n} 、 S_{i3n}) と電荷蓄積装置 25 の間に直列に結合されている。充電インダクタは 1 つだけ用いることもできるが、対称的に、2 つを示す。

【0043】

電荷蓄積装置 25 は、入力位相からの電荷を蓄積し、また蓄積された電荷を出力端子 12 へ放電する。この実施形態において、電荷蓄積装置 25 は、インダクタ L_{a1} と L_{a2} と直列に結合されるコンデンサ C_o を含む。

【0044】

出力誘導部 26 は、電荷蓄積装置 25 によって構成される共振放電回路の一部である。出力誘導部 26 は、2 つの結合インダクタ L_{b1} と L_{b2} を含む。放電インダクタは 1 つだけ用いることもできるが、対称的に、2 つを示す。

【0045】

出力スイッチ部 30 は、コンデンサ C_o の放電を制御する。出力スイッチ部 20 は、6 つの出力スイッチ (S_{o1p} 、 S_{o1n} 、 S_{o2p} 、 S_{o2n} 、 S_{o3p} 、 S_{o3n}) と、各出力位相用の 2 つの逆極性スイッチから構成される。出力スイッチは、従来のサイリスタでもよい。

【0046】

L_{b1} は、電荷蓄積装置 25 と 3 つの正出力スイッチ (S_{o1p} 、 S_{o2p} 、 S_{o3p}) の間に直列に結合され、また L_{a2} は、電荷蓄積装置 25 と 3 つの負出力スイッチ (S_{o1n} 、 S_{o2n} 、 S_{o3n}) の間に直列に結合される。

【0047】

出力フィルタ 40 は、全てのリップルを平滑にし、ほぼ高調波の無い、三相 AC 出力を生成する。出力フィルタ 40 は、“C-L-C”すなわち“Pi”結線において結合されるインダクタ L_{fo1} 、 L_{fo2} 、 L_{fo3} と、コンデンサ $C_{fa3/1}$ 、 $C_{fa2/1}$ 、 $C_{fa2/3}$ 、 $C_{fb3/1}$ 、 $D_{fb2/1}$ 、 $C_{fb2/3}$ から構成される。“Pi”入力フィルタ構成を選ぶ場合、その回路は完全な対称形になる。

【0048】

b. DSCI 動作

DSCI 動作と自己整流機能の基となる原理を検証するために、入出力の力率が 1 である動作に対する数学的理論について以下に述べる。

入出力位相電圧を以下のように定義する。

【0049】

10

20

30

40

50

【数 1】

$$V_{i1} = V_o \sin(\omega t) \quad (1a)$$

$$V_{i2} = V_o \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (1b)$$

$$V_{i3} = V_o \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (1c)$$

また、

【0050】

【数 2】

$$V_{o1} = V_{ou} \sin(\omega_{ou} t) \quad (2a)$$

$$V_{o2} = V_{ou} \sin(\omega_{ou} t - 2\pi/3) \quad (2b)$$

$$V_{o3} = V_{ou} \sin(\omega_{ou} t + 2\pi/3) \quad (2c)$$

ここで、 V_o はピーク入力位相電圧、 ω は A C 電源の周波数、 V_{i1} 、 V_{i2} 、 V_{i3} は、入力位相 1、2、3 それぞれの入力位相電圧、 V_{ou} はピーク位相出力電圧、 ω_{ou} は出力電圧の周波数、そして V_{o1} 、 V_{o2} 、 V_{o3} はそれぞれ出力位相 1、2、3 の出力位相電圧である。

【0051】

瞬時入力位相電圧は $|V_{ii}|$ 、 $|V_{ij}|$ 、 $|V_{ik}|$ の順であるとし、3つの入力位相間電圧の内2つは、 $V_s = |V_{ii} - V_{ij}|$ 及び $V_b = |V_{ii} - V_{ik}|$ として定義され、ここで i 、 j 、 k は位相 1、2、3 とすることができる。

【0052】

コンデンサ C_o を充電し、又サイリスタの自己整流を行うには、 $t' = t'_0$ において、最高及び最低絶対値位相電圧に対応するサイリスタ、すなわち入力位相 “ i ” と “ k ” のトリガがかけられる。このようにして、インダクタ L_{a1} と L_{a2} が直列の状態、差動電圧 V_b がコンデンサ C_o の両端に印加される。中間絶対値位相電圧、すなわち入力位相 “ j ” に対応付けられたサイリスタのトリガがかけられるまで、 V_b は印加される。

【0053】

$t'_0 < t' < t'_1$ である場合、充電電流とコンデンサ電圧は以下の通りである（数学的な便宜上、 t'_0 をゼロとする）。

【0054】

【数 3】

$$I_c(t') = I_o \sin(\omega_o t') \quad (3a)$$

$$V_c(t') = V_b(1 - \cos(\omega_o t')) \quad (3b)$$

ここで、

【0055】

【数 4】

$$\omega_o = 1/\sqrt{LC_o} \quad (4a)$$

$$Z = \sqrt{L/C_o} \quad (4b)$$

$$I_o = V_b/Z \quad (4c)$$

$$L = La1 + La2. \quad (4d)$$

10

20

30

40

50

である。

$t' = t'_1$ において、コンデンサ 25 の両端に V_o の差動電圧を接続するために、位相 “ j ” のサイリスタのトリガがかけられる。更に “ k ” 位相に対応付けられたサイリスタの反対側の終端に V_{ij} を印加することによって、“ k ” 位相サイリスタの自己整流が止まる。

【 0 0 5 6 】

$t' = t'_2$ において、コンデンサ C_o が差動電圧 $V_c(t'_2)$ まで完全に充電される場合、充電電流はゼロになり、充電プロセスが完了する。 $t'_1 > t' > t'_2$ 間の電圧と電流は、数式 (5) と (6) によって与えられる。

【 0 0 5 7 】

【数 5】

$$I_c(t') = I_m \sin(\omega_o(t' - t'_1) + \phi)$$

【数 6】

$$V_c(t') = V_c(t'_1) + I_m Z [\cos(\phi) - \cos(\omega_o(t' - t'_1) + \phi)]$$

ここで、

【 0 0 5 8 】

【数 7】

$$I_m = [I_1^2 Z^2 + (V_o - V_1)^2]^{1/2} / Z$$

【 0 0 5 9 】

【数 8】

$$\phi = \sin^{-1} [I_1 Z / (I_1^2 Z^2 + (V_o - V_1)^2)^{1/2}]$$

【 0 0 6 0 】

【数 9】

$$t'_2 = t'_1 + (\pi - \phi) / \omega \quad V_1 = V_c(t'_1) \quad I_1 = I_c(t'_1)$$

【 0 0 6 1 】

【数 10】

$$V_c(t_2) = V_c(t_1) + I_m Z (\cos(\phi) + 1).$$

位相 “ k ” と “ j ” から引き出される電荷は次の式によって与えられる。

【 0 0 6 2 】

【数 11】

$$Q_j = C [V_b^2 \sin^2(\omega_o t'_1) + (V_o - V_c(t'_1))^2]^{1/2} \quad (11a)$$

$$Q_k = C V_c(t'_1). \quad (11b)$$

入力から高調波の無い電力を引き出す場合、各入力位相から引き出される電荷の比率が、入力位相電流の絶対値の比率に等しくなければならない。 $Q_i = - (Q_j + Q_k)$ であるために、 t'_1 は、2つの位相 “ j ” と “ k ” から引き出される電荷の比率が、入力位相 “ j ” と “ k ” の電流の絶対値と同じ比率であるように選択される。次に、補正電荷もまた、入力位相 “ i ” から引き出される。

【 0 0 6 3 】

入力の力率が 1 である場合、電流比率は入力位相電圧比率と同じである。次に、以下の通りとなる。

【 0 0 6 4 】

【数 12】

10

20

30

40

50

$$R(\omega_1 t) = \frac{V_k(\omega_1 t)}{V_1(\omega_1 t)} = \frac{V_c(t_1)}{(\cos(\phi+1)\sqrt{V_c^2 \sin^2(\omega_0 t_1) + (V_a(\omega_1 t) - V_c(t_1))^2}}$$

数式(12)を解くと、時間 t_1 に対する各入力位相角($\theta_i t$)に対して固有値が1つ導かれる。 t_1 の値を計算して、表中に記憶し、入力位相角に従って然るべき時間にサイリスタにトリガをかける制御装置によって読み出される。

【0065】

出力の力率が1である場合、放電動作は上述の充電動作の反対となる。すなわち、2つの最高絶対値出力電圧に対応する出力サイリスタがまずトリガをかけられ、次に、最低絶対値出力電圧に対応するサイリスタのトリガがかけられ、出力位相に注入される電荷の比率が、出力位相電流の比率に等しくなる。

10

【0066】

c. DC SIの動作例

1. 力率1の場合の動作

次に、上述の充電サイクル動作について、図1に示すAC/AC電力変換器を用いた具体例を参照して述べる。本例においては、電力が力率1で消費され、従って、入力位相電圧比率は、入力位相電流比率に等しい。理解を簡単にするために、入力位相電流ではなく、入力位相電圧を用いて切替について述べる。

【0067】

入力位相角に80度(電氣的な角度)を選択する。480ボルト(V)、60ヘルツ(Hz)、三相AC入力の場合、位相電圧は、 $V_{i1} = 386V$ 、 $V_{i2} = -252V$ 、及び $V_{i3} = -134V$ である(数式1a乃至1cを参照)。

20

【0068】

充電プロセスは、 $t = t_0$ において、Si1p(最高絶対値位相電圧に対応するサイリスタ)とSi3n(最低絶対値位相電圧に対応するサイリスタ)にトリガをかけることによって開始する。従って、位相間の電圧 $V_b = 520V$ が、インダクタLa1とLa2の入力両端に印加される。コンデンサCoの初期電圧は0Vであり(数式3bを参照)、図2に示すように、コンデンサを流れる充電電流Iciはサイン波で始まる(数式3aを参照)。入力位相1の電流I1iは、充電電流Iciと同じであり、入力位相3の電流I3iは、充電サイクルの第1部分の場合、I1iと反対である。

30

【0069】

$t = t_1$ において、サイリスタSi2n(中間絶対値位相電圧に対応するサイリスタ)のトリガがかけられる。入力位相2の電圧 $-252V$ は、Si3nに帰還バイアスをかけて、オフの場合は自己整流を行う。これによって、入力位相3からの充電プロセスは終了する。

【0070】

充電サイクルの第2部分の場合、差動入力電圧は、 $V_c = 638V$ である。インダクタを流れる充電電流IciとコンデンサVc両端の電圧は瞬時に変化できないために、IciとVcは、サイリスタSi2nのトリガがかけられた時変化しない。電荷移動は継続され、コンデンサCoが最大電圧に達し、またコンデンサを流れる充電電流がゼロになった時終了する。導通状態のサイリスタSi1pとSi2nは、この時点で自己整流がオフになる。

40

【0071】

数式(12)を用いて、 $Co = 200\mu F$ 及び $La1 + La2 = 50\mu H$ とすると、サイリスタSi2nは、 $t_1 = 136\mu$ 秒においてトリガがかかり、 $t_2 = 334\mu$ 秒においてオフ状態になる。図2に示すように、正入力位相1から引き出される電流は、2つの負入力位相3と2の和であり、逆極性である。トリガがかかる時間 t_1 は、相2と3から引き出される電荷の比率が、相2と3の入力位相電圧に正比例するように選択された。またこれによって、入力から引き出されるエネルギーが入力電圧の2乗に比例するようになる。

50

【 0 0 7 2 】

次に、放電動作について述べる。本例においては、出力電力の力率は1であり、従って、出力位相電圧比率は、出力位相電流比率に等しい。理解を簡単にするために、出力位相電流ではなく、出力位相電圧を用いて、切替について述べる。

【 0 0 7 3 】

f_{ou} 及び V_{ou} と定義される出力周波数及び電圧振幅を用いて、出力電圧の必要条件を決定できる。例えば、出力位相角に170度(電氣的角度)を用いると、3つの出力位相電圧の必要条件は、 $V_{o1} = 68V$ 、 $V_{o2} = 300V$ 、及び $V_{o3} = -368V$ である(数式2 a 乃至 c を参照)。

【 0 0 7 4 】

図2に示すように、放電サイクルは、充電サイクルの後に始まる。2つの最高絶対値位相電圧が最初に放電される。図1において、 $t'_3 = 335 \mu\text{秒}$ において S_{o2p} と S_{o3n} のトリガがかかる。従って、コンデンサ C_o の全電圧が、出力位相2と3の両端に接続される。

【 0 0 7 5 】

放電電流 I_{co} は、サイン波として始まり、サイリスタ S_{o1p} のトリガがかけられ、最低絶対値位相電圧すなわち位相1にコンデンサ C_o の正端子が接続されると、 t'_4 で変化する。出力位相1の電圧は出力位相2の電圧よりも低いために、サイリスタ S_{o2p} の自己整流がオフになり、放電は出力位相1と3上で継続する。相2と1に注入される電荷の比率は、出力位相2と1の出力位相電圧に正比例する場合、本例において、 $t'_4 = 579$ である。

【 0 0 7 6 】

C_o の電圧が t_5 でゼロになった時、 C_o が逆方向に再充電されないようにフリーホイールスイッチ S_{wo29} がオンになる。従って、出力インダクタ L_{b1} と L_{b2} に蓄積された残留エネルギーは、出力位相3と1の両端に印加される。更に出カインダクタを流れる電流がゼロになった時、サイリスタ S_{o1p} 、 S_{o3n} 、 S_{wo} は自己整流の状態になり、次の充電サイクルが始まる。

【 0 0 7 7 】

2 無効電力注入と出力電圧ブースト

上述の例において、必要なエネルギーが分散した状態で、平衡状態で、高調波が無く、力率が1である出力を得るために、出力サイリスタ S_{o1p} のトリガ動作が選択された。ほとんどの負荷は無効電力を引き出し、電力変換器はその分を供給しなければならないために、これは特別な場合であって一般的ではない。更に出カ電圧の必要条件は、入力電圧の必要条件よりも大きい場合があり、その場合、コンデンサ C_o はより高い電圧に充電しなければならない。

【 0 0 7 8 】

無効電力を供給した電圧をブーストするための動作については、図3を参照し次の例において述べる。出力位相電圧比率は、無効電力出力の場合、出力位相電流比率と等しくないために、線間電流を用い切替について述べる。

【 0 0 7 9 】

有効電力成分のみが引き出されるために、充電プロセスは、前述の例と同様である。しかしながら、初期残留コンデンサ電圧によって、電圧ブーストが起こる。残留コンデンサ電圧は $-100V$ であり、ゼロではないために、サイリスタ S_{i2n} のトリガ動作は、 $t'_1 = 136 \mu\text{秒}$ から $t'_1 = 134 \mu\text{秒}$ にわずかにシフトする。

【 0 0 8 0 】

数式(2 a) 乃至(2 c) によって支配される出力電圧と30度(電氣的角度) ($\pi/6$) だけ出力電圧より位相が進んだ出力電流を用いると、出力位相電流の必要条件は以下の通りである。

【 0 0 8 1 】

【 数 1 3 】

10

20

30

40

50

$$I_{o1} = I_{om} \sin(\omega_{out} t + \pi/6) = -68.34A \quad (13a)$$

$$I_{o2} = I_{om} \sin(\omega_{out} t - 2\pi/3 + \pi/6) = 196.96A \quad (13b)$$

$$I_{o3} = I_{om} \sin(\omega_{out} t + 2\pi/3 + \pi/6) = 1-128.56A \quad (13c)$$

位相電流は、 $|I_{o2}| > |I_{o3}| > |I_{o1}|$ の順である。出力位相 2 は、最高絶対値電流の必要条件を有し、正であるために、サイリスタ S_{o2p} は放電の全期間中オン状態を維持し、 S_{o1n} と S_{o3n} はその放電期間を共有する。

【0082】

これは、無効電力の必要条件のために、前述の例とは異なる放電切替シーケンスである。前述の例においては、 S_{o3p} は放電の全期間中オン状態を維持し、 S_{o1n} と S_{o2n} はその放電期間を共有していた。

【0083】

もう一つの違いは、コンデンサ C_o が電圧 100V で始まることである。この制御された残留電圧は、以前の放電の残りであり、入力エネルギーをブーストし、そのため、電力量が増加する。

【0084】

更にもう一つの違いは、 C_o の最大電圧が 1194V から 1294V に増加することであり、この差は、残留コンデンサ電圧が負開始値によって決まる。このことによって、エネルギー量は約 18% 増加することになる。一定の変換器周波数で動作すると、電力量は同じ割合だけ増加する。

【0085】

無効電力の供給に加えて、出力電圧の必要条件是、10% 増加し位相間出力 $528V_{rms}$ になる。従って、電力はより低い電圧配送配電線網から、より高い電圧配送配電線網へ移動することができ、この場合、480V から 528V へ移すことができる。

【0086】

サイリスタ S_{o2p} は、 $t'_3 = 360\mu$ 秒でトリガがかけられる。サイリスタ S_{o3n} は、更に大きい負電圧値を有するために、それもまた t'_3 でトリガがかけられる。 $t'_4 = 578\mu$ 秒において、 S_{o1n} のトリガがかけられる。この時間が選択されるのは、出力位相 1 と 3 から引き出される電荷の比率が、相 1 と 3 の出力電流の比率に等しくなる時間であるためである。出力位相 1 の電圧 (68V) は、出力位相 3 の電圧 (-368V) よりも高いために、サイリスタ S_{o3n} は自己整流がオフ状態になる。

【0087】

$t'_5 = 704\mu$ 秒において、コンデンサ C_o は -100V まで再充電される。これは、次の充電用に選択された残留電圧であるために、フリーホイールスイッチ $29Sw_o$ のトリガがかけられて、コンデンサ電圧を固定し、コンデンサのそれ以上の再充電を防止する。負残留電圧動作の場合、 C_o と Sw_o の間にダイオードを追加して、 C_o の Sw_o を介した再充電を防止しなければならない。

【0088】

更に、スイッチ Sw_o のトリガをかけた場合、放電インダクタ L_{b1} と L_{b2} の残留エネルギーが出力に移動する。フリーホイール電流は、 $t'_6 = 760\mu$ 秒でゼロになり、サイリスタ Sw_o 、 S_{o1n} 、 S_{o2n} の自己整流がオフ状態になる。これでこの放電サイクルは終了し、前のサイクルと同じ初期条件で、すなわち残留電圧 -100V で次の充電サイクルを開始することができる。

【0089】

残留電圧の制御には多くの意味が含まれる。残留電圧は、フリーホイールスイッチ Sw_o へのトリガをより早くあるいはより遅くすることによって、小さくしたり大きくしたりすることができる。このことは、サイクル当たりのエネルギー量を増減できることを意味する。

。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 0 】

第2に、残留電圧を制御すると、エネルギーは、低い電圧電源から高い電圧端子に移動することができる。原理的には、このブーストモード動作によって、電圧をどのようなレベルにでも設定できる。実際、変圧比はサイリスタとコンデンサの定格電圧によって制限される。しかしながら、特定の電圧用に設計された電力変換器は、垂下入力電源で動作させることができ、回路要素に負荷を及ぼすことなく定格の出力電力を生成することができる。電力変換器もまた、正の残留電圧で動作することができる。このことによって、サイクル当たりのエネルギー量が下がり、小さい電力量が必要な間、電力変換器の動作は高調波レベルを制限するのに十分な周波数で行われる。

【 0 0 9 1 】

第3に、有効及び無効出力電力の必要条件は、完全に制御できる。出力電圧の位相角が同じである場合、注入される出力電流は、出力電圧と完全に同相になり、90度（電氣的角度）だけ完全に出力電圧より進むかあるいは遅れるか、又は、その中間のあらゆる角度になる。しかしながら、位相角が大きくなるにつれて、最小残留電圧も高くならなければならない。最後に、位相角の差が完全に90度になると、実エネルギーの移動が無いために、残留電圧は初期電圧と同じになるが、極性は逆になる。

【 0 0 9 2 】

第2のフリーホイールスイッチ $21Swor$ を用いて、電力変換器は、双方向電力変換器として動作できる。電力が左から右へ流れる場合、コンデンサ Co は正に充電される。反対に、電力が右から左へ流れる場合、コンデンサ Co は負に充電される。

【 0 0 9 3 】

スイッチ Swi は、充電動作において、左から右への電力潮流用の入力スイッチを開くために用いられ、一方 $Swir$ は、右から左への電力潮流用として、スイッチを開くために用いられる。

【 0 0 9 4 】

d . 一般的な動作

上述の例から、スイッチの自己整流を行なう電荷交換と切替の一般的な方法を創り出すことができる。任意の入力位相角に対する充電サイクルの一般的な方法は、以下の通りである。

【 0 0 9 5 】

1) (i) 最高絶対値を有する入力位相電流に対応し、(ii) 最高絶対値を有する入力位相電流と同じ極性の、入力サイリスタにトリガをかける。

2) 残る2つの入力位相の内、(i) 段階1においてトリガをかけられた入力サイリスタとは逆極性で、(ii) (a) その逆極性が正の場合には、より小さい正電圧値を有する出力位相に対応して、(b) その逆極性が負の場合には、より小さい負電圧値を有する出力位相に対応して、入力サイリスタにトリガをかける。

【 0 0 9 6 】

3) (i) 段階1においてトリガをかけられた入力サイリスタとは逆極性で、(ii) 残る2つの入力位相から引き出される電荷の比率が、残る2つの入力位相の入力電流比率に等しくなる時間において、残る2つの入力位相の内、もう1つの入力サイリスタにトリガをかける。

【 0 0 9 7 】

任意の出力位相角に対する放電サイクルの一般的な方法は、以下の通りである。

1) (i) 最高絶対値を有する出力位相電流に対応して、(ii) 最高絶対値を有する出力位相電流と同じ極性の、出力サイリスタにトリガをかける。

【 0 0 9 8 】

2) 残る2つの出力位相の内、(i) 段階1においてトリガをかけられた出力サイリスタとは逆極性で、(ii) (a) その逆極性が正の場合には、より大きい正電圧値を有する出力位相に対応して、(b) その逆極性が負の場合には、より大きい負電圧値を有する出力位相に対応して、出力サイリスタにトリガをかける。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 9 】

3) (i) 段階 1 においてトリガをかけられた出力サイリスタとは逆極性で、(ii) 残る 2 つの出力位相に注入された電荷の比率が、残る 2 つの出力位相の出力電流比率に等しくなる時間において、残る 2 つの出力位相の内、もう 1 つの出力サイリスタにトリガをかける。

4) コンデンサ電圧が所定の残留電圧に達した場合、フリーホイールスイッチにトリガをかける。

【 0 1 0 0 】

II. AC / DC 整流器

RCTA は、AC / DC 整流器として利用することができる。図 1 における出力は、出力位相の内、2 つの出力位相の電圧と電流が互いに同等であるが、逆極性となるように制御することができる。

10

【 0 1 0 1 】

例えば、出力位相角が 60 度 (電氣的角度) の場合、出力位相電圧は、 $V_{o1} = +0.87 V_{ou}$ 、 $V_{o2} = 0.0 V$ 、及び $V_{o3} = -0.87 V_{ou}$ である (数式 2 参照)。正電荷が第 1 出力位相に注入され、第 2 出力位相には電荷が注入されず、負電荷が第 3 出力位相に注入されるために、この出力位相角で継続する動作によって、DC 出力が生成される。第 2 位相にはエネルギーや電荷が注入されないために、無視することができ、2 端子構成でその出力が行われる。次に、出力位相 1 と出力位相 3 の間の電圧は一定電圧で維持することができ、従って、DC 電源を表す。

20

【 0 1 0 2 】

入力と出力の間には電氣的な接続が無いために、正端子と負端子のいずれかを接地することによって、正及び負 DC 電源を有することができる。2 つの端子のいずれも接地しないと、DC 電源は常に変動する。

【 0 1 0 3 】

DC 放電プロセスは、AC 放電プロセスの一部であり、上述の例の場合、放電サイクルの開始時サイリスタ S_{o1p} と S_{o3n} にトリガをかける段階を含む。コンデンサ C_o が所定の残留電圧に達すると直ちに、フリーホイールスイッチ S_{wo} は、AC 出力動作に対するようにトリガがかけられる。このことによって、コンデンサ C_o の再充電と、また出力位相 1 と 3 への出力充電インダクタ L_{b1} と L_{b2} に蓄積される残留エネルギーの移動が停止する。出力電流がゼロになると、3 つのサイリスタ S_{o1p} 、 S_{o3n} 、 S_{wo} 全ての帰還バイアスが始まり、自己整流がオフ状態になる。

30

【 0 1 0 4 】

残りのスイッチ S_{o1n} 、 S_{o2p} 、 S_{o2n} 、 S_{o3p} は使用されないため、図 1 の回路から取り去ることができる。双方向動作の場合、2 つのサイリスタ S_{o1n} 、 S_{o3p} が必要となる。

【 0 1 0 5 】

代表的な最大 DC 出力電圧は、ブーストモード動作無しで AC 入力電圧の二乗平均 (RMS) の約 60% である。ブーストモード動作において、出力電圧は、残留電圧制御で上昇する。更に出力位相は、1 放電サイクルから次のサイクルに 180 度 (電氣的角度) 変えることができ、DC 極性は完全に反転することができる。

40

【 0 1 0 6 】

この高調波の無い整流器の力率は 1 である。電力が誘導発電機から引き出される場合、その充電サイクルは、無効電力を引き出すように制御され、必要な励起電流を提供する、すなわち、電源に対して力率を改善することができる。

【 0 1 0 7 】

III. DC / AC 反転器

逆方向に AC / DC 整流器を動作すると、AC 側にブーストモード機能と無効電力制御の両方を有する DC / AC 反転器となる。

DC 充電プロセスは、AC 充電プロセス動作の一部である。AC 入力位相角を 60 度 (電

50

気的角)と仮定すると、位相電圧は、 $V_{i1} = +0.87V_0$ 、 $V_{i2} = 0.0$ 、及び $V_{i3} = -0.87V_0$ である(数式1参照)。力率が1である場合、位相2から引き出される電荷は無く、入力電圧 V_0 は $1.73V_0$ である。充電プロセスは、入力サイリスタ S_{i1p} と S_{i3n} に $t' = 0$ でトリガをかけることによって始まる。充電プロセスは、 V_b を値 $1.73V_0$ に置き換えて、数式3aと3bに基づいて進行する。充電プロセスは、充電電流が $t'_2 = \pi / \omega$ でゼロになるまで継続される。数式3bによれば、最大コンデンサ電圧は、入力位相1と3間の入力電圧の2倍となる。

【0108】

3相AC電力電源を、同一入力電圧 $1.73V_0$ を有するDC電源 V_{DC} に置き換えると、同じ充電条件を得ることができる。正DC端子は S_{i1p} の入力に、また負端子は S_{i3n} に結合される。

10

【0109】

充電プロセスにおいて他のサイリスタが使用されないために、残りの4つの入力サイリスタを取り去ることができる。しかしながら、双方向動作の場合、サイリスタ S_{i1n} と S_{i3p} が必要となる。

【0110】

IV. DC/DC変換器

図1の回路はまた、DC/DC変換器として用いることができる。DC充電プロセスは、DC/AC整流器の充電プロセスと同じであり、又DC放電プロセスは、AC/DC整流器の放電プロセスと同じである。

20

【0111】

図4は、双方向機能を有するDC/DC変換器の基本構成を示す。DC電源は、DC入力端子50に印加され、その端子は、入力フィルタ52を介して入力スイッチ部54に結合される。充電インダクタ L_{a1} と L_{a2} 、コンデンサ25、出力インダクタ L_{b1} と L_{b2} 、及びフリーホイールスイッチ21と29はそのままである。出力スイッチ部56と出力フィルタ57は、入力スイッチ部54と入力フィルタ52と同じである。

【0112】

一方向の電力潮流だけが必要な場合、サイリスタ S_{i1n} 、 S_{i2p} 、 $S_{w or}$ 、 S_{o1n} 、 S_{o2p} は、無くすことができる。更に、入出力用の負端子を同じ電位にできる場合、構成要素の全追加分と回路の下部を無くすことによって、回路を大幅に簡素化できる。

30

【0113】

2つのスイッチによる順方向の電圧降下が、最小限に規制されたDC/DC機能の主な損失である。その動作には、スイッチを開く必要が無く、サイリスタは、“ソフトスイッチング”動作と自己整流に用いることができる。

【0114】

同じ制御規則は、AC/AC変換器制御の場合のように、このDC/DC変換器にも当てはまる。電力は反転器周波数と残留電圧両者によって制御することができる。残留電圧で動作すると、電力は、低い電圧DC電源から高いDC出力へ移動することができる。入力又は出力充電インダクタのいずれかを単相変圧器と置き換えると、後の項で述べるように、大きい電圧上昇又は電圧下降を伴うDC電力移動が可能となる。電圧比率は、変圧器の巻数比と反転器の追加調整機能によって決定される。

40

【0115】

V. 多重ポート変換器

図1の電力変換器において、1つの入力部(入力フィルタ10と入力スイッチ20)と1つの出力部(出力スイッチ30と出力フィルタ40)は、電荷蓄積装置25に結合される。2つのフリーホイールスイッチ21、29を用いて、入出力部両者を、入力あるいは出力として用いることができる。これらスイッチの機能は、あるサイクルから次のサイクルへと切替えてもよい。

【0116】

電荷蓄積装置25、フリーホイールスイッチ21、29、入力誘導部22、及び出力誘導

50

部 28 は、中央部 33 を構成する。インダクタの数は、コンデンサ C_o に直列に単一インダクタを配置して、4 つから 1 つに減らして、共振充電と放電期間を同じにしてもよい。

【0117】

中央部 33 へ 3 箇所以上接続することによって、入力、出力、あるいは双方向部を追加してもよい。図 5 は、3 つの同じ入力/出力スイッチ部 20 と入力/出力フィルタ 10 を介して中央部 33 に接続される 3 つの AC 端子 62、64、66 から構成される多重ポート変換器を示す。更に、2 つの DC 端子 50、59 は、DC 電源と DC 負荷を接続する場合、入力/出力フィルタ 52、57、及び入力/出力スイッチ部 54、56 を介して中央部 33 と結合することができる。

【0118】

この構成によって、複数の電源と負荷を用いることができる。電力は、複数の電源から、時間インターリーブ方式で引き出すことができる。すなわち電力は、ある電源から次の電源へゆっくりと、あるいは、ある充電サイクルから次のサイクルに移すことができる。多重ポート変換器は、DC と AC の両電源及び負荷を用いて動作できるように、多重ポート変換器によって、動作上の柔軟性が最大になる。

【0119】

VI. 同時入出力電荷交換による電力変換器

図 6 は、同時差動及び順次電荷交換プロセスを利用した電力変換器の概略回路を示す。この回路は、AC/AC 電力変換器として構成されるが、この回路は AC/DC 整流、DC/AC 変換、及び直接 DC/DC 変換用にも同様に構成することができる。

【0120】

この回路の動作が図 1 の回路の動作と異なる点は、エネルギーが、まず入力からコンデンサに移動する代わりに入力から出力に直接移動し、また、順次動作においては、コンデンサから出力に移る点である。

【0121】

図 1 の回路との関連において述べたように、電流の向きが時計方向 (CW) の場合、この回路は、同じ入力スイッチ (S_{i1pu}、S_{i2pu}、S_{i3pu}、S_{i1nl}、S_{i2nl}、S_{i3nl})、出力スイッチ (S_{o1pu}、S_{o2pu}、S_{o3pu}、S_{o1nl}、S_{o2nl}、S_{o3nl})、及びスイッチ動作を用いる。しかしながら、第 2 組の入力スイッチ (S_{i1nu}、S_{i2nu}、S_{i3nu}、S_{i1pl}、S_{i2pl}、S_{i3pl}) と出力スイッチ (S_{o1nu}、S_{o2nu}、S_{o3nu}、S_{o1pl}、S_{o2pl}、S_{o3pl}) によって、反時計方向 (CCW) の電流の向きを制御できる。

【0122】

CW 動作において、正位相は、サイリスタ S_{i1pu}、S_{i2pu}、S_{i3pu} の内 1 つを用いて、上部の中間入力端子 P_{iu} に切替えられ、一方、上部の中間出力端子 P_{ou} は、サイリスタ S_{o1pu}、S_{o2pu}、S_{o3pu} の内 1 つを用いて、出力位相の 1 つに切替られる。回路を完全に接続すると、下部の中間出力端子 P_{ol} は、戻りサイリスタ S_{o1nl}、S_{o2nl}、S_{o3nl} の内 1 つを介して、別の出力位相に接続され、一方、サイリスタ S_{i1nl}、S_{i2nl}、S_{i3nl} の内 1 つは、下部中間入力端子 P_{il} への 1 入力位相の内、第 2 の入力位相に接続される。これによって、直列共振回路を構成する直列コンデンサ C_{su} とインダクタ L_{b1} を介した回路が完成する。第 2 コンデンサ C_{s1} と第 2 インダクタ L_{b2} はオプションであるが、対称回路を構成するために追加し、また用途によっては、絶縁を追加できる等の他の利点がある。

【0123】

第 1 の 2 つの入力サイリスタと、第 1 の 2 つの出力サイリスタの選択は、それぞれの充電及び放電動作に対する図 1 の回路の選択と同じである。

2 つのコンデンサ C_{su} と C_{s1} の極性が図示された状態で、時計方向の電流によって、2 つの接続入力位相からのエネルギーの抽出が行われ、2 つの接続出力位相にそのエネルギーが直接蓄積される。入力位相の 1 つから引き出される電流が十分な場合、第 3 入力位相が、選択された入力スイッチによって接続され、充電プロセスが継続される。

10

20

30

40

50

【 0 1 2 4 】

同様に、所望の電荷が出力位相の1つに注入された場合、第3出力位相が接続され、充電プロセスが継続される。第3入力スイッチの切替は、第3出力スイッチの切替の前あるいは後で行うことができるが、この切替は入出力位相角に依存している。時計方向の充電プロセスが継続されるにつれて、図示されたコンデンサの極性は反転し、電荷移動が停止する。電荷移動は初期コンデンサ電圧の関数であり、次に、サイクル当たりの電荷とエネルギー移動は、電圧振幅を用いて制御できる。

【 0 1 2 5 】

出力電圧が入力電圧よりも低い場合、基本的な理論とモデル化によって、最終コンデンサ電圧振幅が大きくなると予測される。この電圧上昇を制御するために、フリーホイールスイッチ S_{ofwc} にトリガがかけられ、それ以上の再充電を停止し、残りのインダクタエネルギーを出力に移す。電流がゼロになると直ちに、残る3つのスイッチは自己整流をオフ状態にする。入力スイッチは、 S_{ofwc} にトリガがかけられるとオフ状態になる。

10

【 0 1 2 6 】

出力電圧が入力電圧よりも高い場合、最終コンデンサ電圧は、プロセスが完了できる場合、低くなる。引き続き動作を行うためにコンデンサの電圧振幅を同一に維持するために、インダクタ電流がゼロになる前に、ブーストスイッチ S_{iqcc} にトリガがかけられる。これによって、更なる出力放電は終結するが、適時トリガがかけられる場合、所望の値までコンデンサの充電が行われる。スイッチ S_{ofwc} 、 S_{iqcc} によって、コンデンサ電圧を制御することができ、それによって電力潮流も制御できる。

20

【 0 1 2 7 】

電流が停止して、コンデンサの極性が反転した状態で、CCW動作は、上部の中間入力端子 P_{iu} 用の S_{i1nu} 、 S_{i2nu} 、又は S_{i3nu} 、上部の中間出力端子 P_{ou} 用の S_{o1nu} 、 S_{o2nu} 、又は S_{o3nu} 、下部の中間出力端子 P_{ol} 用の S_{o1pl} 、 S_{o2pl} 、又は S_{o3pl} 、及び下部の中間入力端子 P_{il} 用の S_{i1pl} 、 S_{i2pl} 、又は S_{i3pl} 、の選択されたスイッチの1つにトリガをかけることによって開始する。2つのサイリスタ S_{ofwcc} 、 S_{iqcc} は、反時計方向動作においてフリーホイールと電圧制御を行う。

【 0 1 2 8 】

図2で述べたものと同じ条件である場合、入力位相角80度及び出力位相角170度(電氣的角度)で、480VのAC電源に対する瞬時入出力電圧は、 $V_{i1} = 386V$ 、 $V_{i2} = -252V$ 、 $V_{i3} = -134V$ 、 $V_{ou1} = 68V$ 、 $V_{ou2} = 300V$ 、及び $V_{ou3} = -368V$ である。前述のものと同じ方法を用いて、スイッチ S_{i1pu} 、 S_{i3nl} 、 S_{o2pu} 、 S_{o3nl} は、CWシーケンスを開始するためにトリガがかけられる。電流は、正入力位相1から正出力位相2に流れ、負出力位相3から負入力位相3に戻る。

30

【 0 1 2 9 】

コンデンサとインダクタによって同じ共振期間が定義された状態で、サイリスタ S_{i2nl} は、約136 μ 秒でトリガがかけられ、サイリスタ S_{i3nl} がオフ状態になる。約300 μ 秒で放電状態となり、正出力サイリスタ S_{o1np} のトリガがかかり、サイリスタ S_{o2pu} がオフ状態になる。

40

【 0 1 3 0 】

これらの位相角において入力電圧が出力電圧よりも高い ($|V_{i1}| > |V_{ou3}|$) ために、フリーホイールスイッチ S_{ofwc} のトリガがかけられて2つのコンデンサの再充電が停止する。この時点で、入力サイリスタはオフ状態になる。約334 μ 秒でエネルギー移動期間になり、出力電流がゼロになり、残りのスイッチはオフ状態になる。これでCW動作が終了する。

【 0 1 3 1 】

CCW動作では、入力からのエネルギー抽出量と出力へのエネルギー送出量が同一であり、また各位相接続に対して逆極性のサイリスタが用いられる。このプロセスにおいて、電流はCCWであり、コンデンサ極性はその最初の状態に充電される。

50

【 0 1 3 2 】

周期性の動作によって、ほぼ 100% の負荷周期の電力伝達が可能となる。動作周波数とコンデンサ電圧両者によって、電力量を制御する。電圧を広い範囲にわたり制御できるために、サイクル当たりの量は、能動及び受動構成要素の電圧と電流限界によってのみ制限される。電力は、コンデンサ電圧を選択することによって全体的に制御できることから、この回路によって、電力量に依存しない高い反転器周波数の動作が可能になる。これには、要求される電力量が小さい場合、入出力両方でリップル周波数を低い状態に維持するという利点がある。このようにリップル周波数が低いことによって、出力電力をゼロに維持することができ、システムは、無効電力の必要量のみを伝達することによって、出力フィルタにおいて要求電圧を維持する。

10

【 0 1 3 3 】

この回路を、後述する図 7 の動的 V A R 補償器 (D V C) 回路と比較すると、この回路は、出力サイリスタを用いず、D V C として動作してもよい。明らかに拡張された点は、システムが、電力量のみならず、無効入力電力の制御も完全に行うことができることである。

【 0 1 3 4 】

VII . 高調波補償器

図 2 に示す充電動作の下で、A C / A C 電力変換器は、出力位相電圧と同相の正弦波電流を出力する。図 3 に示す充電動作の下で、電荷移動は、出力電流のある成分が、出力電圧 (有効電力) と同相であり、また出力電流の第 2 の成分が、出力電圧 (無効電力) と位相がずれるように行われる。

20

【 0 1 3 5 】

電流成分は、A C 出力位相電圧との関係で変更できる。一般的に、現代のマイクロプロセッサとプログラム可能論理デバイスの制御下で、あらゆる反復性出力電流波形は、A C / A C 電力変換器の復元分解能の範囲内で構成できる。

【 0 1 3 6 】

構成できる最も一般的な電流波形は、第 1 出力位相電流に対するフーリエ級数によって与えられる。

【 0 1 3 7 】

【 数 1 4 】

$$I_{o1} = \sum_{n=1}^{n=\infty} [A_n \cos(n\omega_{out}t) + B_n \sin(n\omega_{out}t)]$$

30

他の 2 つの位相は、同じ電流の数式によって定義されるが、それぞれ 120 度、140 度 (電気的角) シフトされる。全ての三相電流の組によって、出力位相のあらゆる点 ($\omega_{out}t$) において、3 つの出力位相全てに要求される電荷伝達量が供給される。

【 0 1 3 8 】

従って、A C / A C 電力変換器は、 B_1 がゼロの状態では有効電力を伝達するように構成でき、また A_1 がゼロの状態では V A R 補償器として構成できる。

R C T A は、高調波補償器として構成でき、システムの他の負荷によって発生するラインの高調波を無効にする。そのような高調波補償器を構成する方法は幾つかある。例えば、高調波補償器は、電源に接続される入力端子あるいは他の何らかのエネルギー蓄積装置、及び補正が必要な高調波を有する A C 電力システムと結合された出力端子を有することができる。高調波補正システムによって、A C サイクル中に、実高調波エネルギー変動量が供給される。更に、高調波電流は、入力電力と同時に引き出すことができる。

40

【 0 1 3 9 】

VIII . V A R 補償器

R C T A もまた、動的 V A R 補償器 (D V C) として利用できる。D V C は、無効電力要求量の変化に応じる機能を有する V A R 補償器、あるいは A C サイクルの一部分における V A R である。D V C は、A C 電源の 10 分の 1 サイクルより小さい時間で、全先行から全遅延まで、無効電力の流れを切替ることができる。この速さによって、フリッカ制御、

50

電圧調整、及び標準的なV A R補償を行うためのV A R補償器としてD V Cを用いることができる。

【0140】

D V Cは、A Cライン周波数よりもかなり高い内部周波数で動作する。小さい低周波カットオフフィルタと組み合わせて、D V Cによって引き出される電流は、高調波が無く、I E E E 5 1 9 - 1 9 9 2とI E C 5 5 5 - 2の両者に完全に準拠している。

【0141】

回路動作は、“ソフトスイッチング”とサイリスタの自己整流を行うが、スイッチを開く必要は無く、必要な $d I / d t$ は比較的小さい。高電圧・大電力の性能を有する標準的S C Rが使用できるために、必要な $d I / d t$ が小さいということは重要である。そのような装置は既に存在しており、高D C電圧送電や他の用途に電力会社において1970年以來使用されている。高電圧・大電力サイリスタを利用できることによって、工業用途のみならず、マルチメガワットの高電圧を実用用途にとっても、D V Cトポロジの使用が可能となる。

【0142】

更に、これまでS C Rは、最廉価のパワーエレクトロニクスデバイスであり、伝導損失も最も少なく、メガボルト動作のスイッチを構成するために簡単に直列に設置することができる。そのようなスイッチ組立品のトリガは、直接トリガや光ファイバによるトリガに対しても完璧に開発されている。

【0143】

また残りの構成要素は、標準仕様品であり、更に技術的な発展の必要は無い。D V Cは、上述のA C / A C電力変換器と同じ共振D S C Iの原理で動作する。A C / A C電力変換器の場合、第1の電荷交換は、電源から引き出されたエネルギーによるコンデンサC oの充電動作であった。第2の電荷交換の場合、コンデンサの電荷は、出力端子に放電された。D V C動作もまた、2つの同様の電荷交換を有するが、定常状態の条件下では、実エネルギーが、コンデンサC oとA C電力端子の間を移動することはない。実効的な効果は、3つのA Cライン間のエネルギー変化である。

【0144】

図7は、動的V A R補償器の概略回路図を示す。この回路にはいくつか変更があるが、基本動作は、同じあるいは類似している。

D V Cは、変圧器を用いることなく、A C配送配電線網70に直接接続できる。このことによって、変圧器損失と、絶縁変圧器の費用、容積、重量が省かれる。変圧器は、異なる入力電圧が必要な場合、用いることができる。

【0145】

内部動作周波数は、性能の最適化と、構成要素及び動作費用の最小限化に基づき選択する。動作周波数が2400Hz付近の状態、約600Hzのカットオフ周波数を低域通過入力フィルタ72用を選択して、電流リップルはほとんど無視できる値になる。高い周波数をフィルタ処理することによって、フィルタコンデンサ値とインダクタ値の両者が低減される。フィルタ構成要素は、C f iコンデンサとL f iインダクタから成る。フィルタコンデンサは、“デルタ”結線で構成されるが、“Y”結線を用いることもできる。

【0146】

中央部構成要素はコンデンサC o74である。一般的に、このコンデンサは、充電サイクルの開始時、残留電圧まで充電される。電荷交換部は2つあり、コンデンサの両側に示してある。“a”電荷交換部76は左側に、又“b”電荷交換部78は右側にある。これら2つの電荷交換部は、コンデンサC oの電圧極性を交互に反転させ、その過程で、3つのA C位相70から無効電流を引き出す。

【0147】

“a”電荷交換は、コンデンサC o両端に負残留電圧が印加された状態で始まる。充電動作は、入力スイッチ82の第1スイッチ及び第2スイッチにトリガをかけ、コンデンサC o両端に、A C電源の第1位相及び第2位相を接続することによって開始する。電荷転送

10

20

30

40

50

期間は、インダクタ L_a の値によって決まる (C_o は、他に検討によって決めたように固定する)。“a”電気交換部インダクタ L_a は、2つのインダクタ L_{a1} 84と L_{b2} 96として示す。“b”電気交換部インダクタ L_b は、2つのインダクタ、すなわち L_{b1} 87と L_{b2} 88として示す。4つのインダクタは全て、コンデンサ C_o と直列な1つのインダクタと置き換えることができる。

【0148】

電荷転送は、正弦波の半分で始まる。“a”電荷交換の途中で、第2位相の所望の電荷が転送され、その後第3位相用のサイリスタにトリガがかかる。充電シーケンスの選択は、第3位相サイリスタの起動によって、第2位相サイリスタに帰還バイアスがかけられて、自己整流がオフ状態になるように行われる。電荷転送は継続し、コンデンサを流れる電流がゼロになると終了する。この時点で、2つの導通状態のサイリスタは、自己整流がオフ状態になり、充電サイクルを完了する。

10

【0149】

“b”電荷交換は、充電サイクルの後に始まる。“b”電荷交換部は、“a”電荷交換部76のように、AC配送配電線網と、同じ電荷交換を行うように構成される。“b”電荷交換部78回路が“a”電荷交換部76と異なる点は、そのコンデンサ C_o 80との接続が“a”電荷交換部76のそれに対して反転されているということである。このように接続が反転されているために、コンデンサ C_o 電圧は、完全に極性が反転する。従って、コンデンサ C_o のエネルギーは変わらないことから、実電力が消費されたり又配送配電線網に移ったりすることはない。

20

【0150】

図8は、図7に示す動的VAR補償器動作の2サイクル分の典型的な電荷交換波形のグラフを示す。その構成要素は、総電荷交換周波数4000Hz用に選択され、“a”及び“b”電荷交換両方に対して毎秒2000サイクルを実行する。この動作は、 $C_o = 100 \mu F$ と $L_a + L_b = 40 \mu F$ で得られる。選択されたAC電圧は480Vであり、図8に示す交換波形は、入力位相角40度(電気的角度)の場合である。図7に示すフリーホイールスイッチ Sw_a 、 Sw_b はその動作には必要ない。にもかかわらず、スイッチは、コンデンサ C_o に並列(Sw_{a1} と Sw_{b1})又は C_o と直列(Sw_{a2} と Sw_{b2})となっており、制御の自由度を高める。

30

【0151】

入力電圧と無効電流は、以下の数式によって定義される。

$$V_1 = V_0 \sin(t) = 252 V$$

$$I_{r1} = I_{r0} \cos(t) = 39.7 A$$

$$V_2 = V_0 \sin(t - 2/3) = -386 V$$

$$I_{r2} = I_{r0} \cos(t - 2/3) = 59.6 A$$

$$V_3 = V_0 \sin(t + 2/3) = 134 V$$

$$I_{r3} = I_{r0} \cos(t + 2/3) = -99.3 A$$

【0152】

コンデンサ C_o の残留電圧を $-1200 V$ と仮定すると、先の動作から、あるいは入力波形での事前充電によって、電荷交換は以下の通り行われる。

40

一般化された充電方法を用いて、入力サイリスタ S_{a2p} 、 S_{a3n} は、 $t' = 0$ でトリガをかけられ、コンデンサ C_o の両端に位相電圧 V_2 、 V_3 を接続する。図8に示すように、インダクタ L_{a1} 、 L_{a2} の電流 I_c が形成され、位相2から電荷を引き出し、同じ電荷を位相3に注入する。

【0153】

充電サイクルの途中で、 t'_1 において、サイリスタ S_{a1p} のトリガがかかる。 V_1 は V_2 よりも正であるために、サイリスタ S_{a2p} は帰還バイアスをかけられ、自己整流がオフ状態になる。電荷交換は、位相1と位相3で継続される。 $t'_2 = 244 \mu$ 秒において、電流はゼロに減衰し、2つの導通状態のサイリスタ、すなわち S_{a1p} 、 S_{a3n} は、帰還バイアスをかけられ、オフ状態になる。

50

【 0 1 5 4 】

t'_{1} でのトリガによって、3つの位相の無効電流、すなわち I_{r1} 、 I_{r2} 、 I_{r3} の振幅が決まる。 $t'_{1} = 134 \mu$ 秒でのトリガによって、無効電流の必要量に比例する電荷移動が起こり、コンデンサ電圧が、逆極性ではあるが初期残留電圧と等しくなる。

【 0 1 5 5 】

S a 1 pの早期のトリガによって、コンデンサがより高電圧まで充電され、無効電力に加えて、有効電力も引き出されるものがある。D V C周波数を変更する必要なく、構成要素の損失を補償するために、また無効電力潮流を増加するという目的のために、このコンデンサ電圧の増加は望ましい。一方、トリガが遅れると、コンデンサエネルギーの一部がA C電力システムに移動する。実際のシステムの場合、時間 t'_{1} は、リアルタイムで計算してもよいし、あるいは予め計算して参照表に記憶してもよい。記憶された値は、入力位相角とコンデンサ電圧の関数である。

10

【 0 1 5 6 】

“ b ”電荷交換部の場合、同一の一般的な充電方法が用いられる。“ b ”電荷交換は、サイリスタS b 2 p、S b 3 nにトリガをかけ、 $t'_{3} = 250 \mu$ 秒で始まる。これによって、適切な極性で位相2と位相3の両端にコンデンサC oを再接続される。“ b ”動作との相違は、コンデンサを流れる電流が逆極性であることだけである。図8に示すように、“ b ”放電交換中の位相への電流量は、“ a ”電荷交換中、引き出される電流量と同じであり、A C電源から移動する実エネルギーは無い。

【 0 1 5 7 】

放電サイクルの開始から 134μ 秒、すなわち $t'_{4} = 384 \mu$ 秒において、サイリスタS b 1 pのトリガがかけられ、S b 2 pは強制的にオフ状態になり、S b 3 nはオン状態のままである。放電プロセスは、電流がゼロに減衰し、S b 1 pとS p 3 nがオフ状態になり、コンデンサが元の電圧状態になった時、約 $t'_{5} = 494 \mu$ 秒まで継続する。

20

【 0 1 5 8 】

電荷転送が連続する場合、ライン電圧及び電流必要量は周期的に変化する。従って、トリガをかけるシーケンスとタイミングは、電流の位相角に基づいて決定しなければならない。平均無効電流量とは、電荷転送間の時間間隔中に供給される電荷である。次に、無効電流は動作の周波数によって制御できる。更に、無効電流もまた、コンデンサC oの残留電圧の関数である。原理的に、この電圧はどのような値にでも増やすことが可能であり、サイリスタとコンデンサC oの電圧と電流定格によってのみ制限される。一般的に、V A Rの必要量はライン電圧が垂下するに従って増加するために、これが主な利点となる。単純なコンデンサバンクを用いると、V A R電流は電圧垂下と比例し、一方D V Cでは、無効電流はライン電圧と独立で増加させることができる。

30

【 0 1 5 9 】

効率の観点から言えば、無効電流は、位相当たり1組のサイリスタだけを流れる。このことによって、簡素化と高信頼性がもたらされるのみならず、損失を最小限に抑えられる。

【 0 1 6 0 】

IX. 電子A C変圧器

a. A C / A C動作

図1に示すA C / A C電力変換器によって、電圧、周波数、出力位相の要求条件を満たす出力電圧波形を提供できる。出力周波数が入力周波数と同じ場合、A C / A C電力変換器は、調整型A C電源として用いることができる。

40

【 0 1 6 1 】

可変速A Cモータ等、いくつかの応用例の場合、出力周波数と出力電圧を変化させることが望ましい。A C / A C電力変換器は、低い電圧端子から高い電圧端子にエネルギーを移すことができるが、その電圧の“変圧”には制限がある。標準的なA C変圧器は、A C入力又はA C出力に接続して、電圧変圧を伴う調整又は制御型A C出力を生み出すことができる。しかしながら、そのようなシステムにはなお、閉回路中の3相A C変圧器が大きいという不利な点がある。

50

【 0 1 6 2 】

図 9 は、周波数制御を電圧変圧と組み合わせる電子変圧器の概略回路図を示す。この図は、斜線の数が位相又は端子の数を表わす単線図として描かれている。電子変圧器は、図 1 に示す AC / AC 電力変換器と同じ原理で動作する。主な違いは、単相変圧器が出力インダクタと置き換わることである。

【 0 1 6 3 】

AC 電源は、入力端子 1 0 2 に印加され、その入力端子は、入力フィルタ 1 0 4 と入力スイッチ部 1 0 6 を介してコンデンサ C o 2 5 に結合される。入力インダクタ 1 0 8、1 1 0 の値によって、充電時間が決定される (C o は、他の検討によって決まったまま固定される)。

10

【 0 1 6 4 】

入力部充電動作は、図 1 に示す AC / AC 電力変換器の動作と同じである。放電部は、図 1 に示す AC / AC 電力変換器の放電部と同様であり、出力フィルタ 1 1 9 を介して出力端子 1 2 0 に結合される出力スイッチ部 1 1 8 を有する。放電インダクタ L b 1、L b 2 は、変圧器 1 1 7 と置き換えられており、インダクタンスを提供する。更に、一次側出力サイリスタ S d c h 1 1 4 が追加されており、これによって充電サイクル中、コンデンサ C o と変圧器 1 1 7 の接続を解除する。

【 0 1 6 5 】

出力変圧器 1 1 7 の一次側対二次側の巻数比は、AC 入力電圧と AC 出力電圧間の所望の電圧比率と一致するように選択される。更に、変圧器の一次側から見た漏れインダクタンスは、図 1 に示す L b 1 と L b 2 の出力インダクタ値と一致するように選択される。

20

【 0 1 6 6 】

変圧器 1 1 7 の並列インダクタンスは、漏れインダクタンスより相当大きくなるように選択できる。従って、並列インダクタンスは、ほとんどの回路動作に対して無視できる。巻線のインダクタンスの和は、実効変圧器漏れインダクタンスであり、又 C o と共に、放電期間を規定する。

【 0 1 6 7 】

コンデンサエネルギーは、AC / AC 電力変換器と同様の方法で、AC 出力位相に放電される。

一般的な方法放電を用いて、サイリスタ S d c h 1 1 4 は、最高出力電圧要求値と 2 番目に高い出力電圧要求値を有する位相の、正サイリスタ S o p と負サイリスタ S o n と同時にトリガがかけられる (出力力率を 1 と仮定する)。このことによって、コンデンサ C o は、出力フィルタ 1 1 9 と変圧器 1 1 7 を介して出力位相と結合される。十分なエネルギーが、2 番目に高い出力電圧要求値を有する出力位相に移動する場合、最低の出力電圧要求値を有するサイリスタにトリガがかける。このことによって、2 番目に高い出力用のサイリスタはオフ状態になり、充電は、最高及び最低出力要求値を有するラインに対して継続される。

30

【 0 1 6 8 】

コンデンサ C o の再充電を防ぐために、あるいはコンデンサ C o の残留電圧を選択するために、フリーホイールサイリスタ S w o p 1 1 6 のトリガをかけることができる。このトリガによって、漏れインダクタンス中のエネルギーが出力に移る。電流がゼロになると、整流動作中のサイリスタはオフ状態になり、その放電サイクルが完了する。

40

【 0 1 6 9 】

電圧変圧は、降圧、昇圧、あるいは絶縁が可能である。その動作によって、周波数変化、位相変化、あるいはその両方が可能となる。その出力を制御して、入力が有効電力のみを引き出すように好適に限定された状態で、有効及び無効電力の制御が可能である。従って、電子変圧器は、電圧調整器と V A R 補償器の役割を同時に果たすことができる。更にこの変圧器は、出力が平衡状態にない場合であっても、平衡状態の入力を引き出すことができる。単相変圧器は高い周波数で動作するために、その断面は、標準的な 5 0 又は 6 0 H z 変圧器の断面と比較して大幅に低減できる。磁束が各放電サイクルに対して反転され

50

ば、変圧器の効率がより高くなる場合がある。いくつかの取り組み方が利用可能である。例えば、6つの出力サイリスタを追加した2つの入力部によって、ほぼ完全な変圧器負荷周期を生み出す。

【0170】

この種の変圧器には、他の利点がいくつか追加されている。この変圧器によって、重量と容積を大幅に低減し、従来の電力変圧器が提供できない動作上の利点が付加される。連続的に磁化電流を引き出す通常の変圧器とは異なり、この変圧器は電力転送中にのみ磁化される。このことが意味することは、サイリスタと変圧器の損失が、常に瞬時処理量のほんのわずかな量であることである。ほとんどの実用化されている変圧器はピーク負荷率の30%未満の平均負荷率を有することから、電子変圧器は、その電圧調整によって電力品質を向上させ負荷からVARを制圧するのみならず、多くの用途の場合、より高い効率を提供する。

10

【0171】

b. AC/DC動作とDC/AC動作

図9の電子変圧器構成によって、AC出力を復元できる。上記のAC/DC整流器で述べたように、正電圧はある出力位相上で、負電圧はもう1つの位相上で復元されて、出力にDC電源を提供できる。

【0172】

AC/DC整流器を用いて可能なように、変圧器の二次側のある出力スイッチを省くことができる。更に、出力切替えはサイリスタSdchによって変圧器の一次側で実行されるために、2つの出力スイッチをダイオードで置き換えることができる。変圧器二次側出力の電圧が、二重入力モジュール動作で反転される場合、出力の半波整流が完全な単相ブリッジ整流構成と置き換わる。

20

【0173】

DC/AC動作の場合、入力回路に対する修正は、前の段落において述べた通りである。このことによって、DC電源の利用、AC波形の復元、あるいはAC電源への電力注入が可能となる。

【0174】

変圧器によって、入力と出力の間でかなり高い電位差を生じさせることができる。昇圧率又は降圧率は、単相変圧器の巻数比によって選択可能である。

30

本回路の次の拡張は、DC入力電圧からDC出力電圧への広い範囲にわたる直接DC/DC変換を実行することである。

更に、変圧器を利用することによって、上述した全変換プロセスに対する入力と出力の間の完璧な電氣的絶縁が可能になる。

【0175】

X. 同時入力及び出力電荷交換用電子変圧器

図9に示す電子変圧器は、2つの多重端子DSCI動作を用いており、1つはCoを充電するために、続く1つはCoを放電するために用いられている。その動作は交互に行われるために、電子変圧器の負荷周期は約50%である。ほぼ半分の時間が充電に利用され、他の半分が放電に利用される。更に、位相当たりの電荷は、平均して2.5個のサイリスタを介して移動する。

40

【0176】

図10は、電子変圧器のもう1つの実施形態を示す。この変圧器は、電力処理量(スループット)を大幅に増大させる。負荷周期はほぼ100%となり、電力は1つ少ないサイリスタを通過し、更に高い効率を生み出す。

【0177】

この改良型変圧器は、充電動作と放電動作を同時に行うという点において、前述の電子変圧器とは異なる。AC入力端子から引き出された電荷は、AC出力端子に直接移される。

【0178】

この改良型電子変圧器は、図6の“同時入出力電荷交換”電力変換器に基づいており、図

50

9の電子変圧器のように、出力インダクタが単相変圧器で置き換えられている。単相変圧器によって入力と出力の間に完全に電氣的絶縁が行われるために、図9に示す改良型電子変圧器には1つのコンデンサが備えられている。単相変圧器は、電圧変圧に必要な巻数比を有するだけでなく、図6におけるLb1とLb2の共振機能と重複する漏れインダクタンスを有するように設計されている。

【0179】

図6の回路の場合と同様に、入力及び出力動作は同じサイクルで行われ、これによって、先行するDSCI動作を同時に実行する。入力及び出力サイリスタ両者に対するトリガのシーケンスは前述の通りである。

【0180】

図10の単相変圧器は、電圧変圧に必要な巻数比を提供し、またコンデンサCsと共に、共振及びエネルギー転送期間を決定する漏れインダクタンスが所望通りに生成されるように選択する。

【0181】

2組のサイリスタが入力及び出力端子に各々接続される。先の検証例の如く入力位相角80度と出力位相角170度と、図示したCsに対する負極性を用いて、同じ入力サイリスタSi1pu、Si3n1は、2つの出力サイリスタSo2pu、So3n1と同時に、トリガをかけられてCW動作を開始する。転送期間の途中で、Si2n1はトリガをかけられてSi3n1はオフ状態になり、一方、適切な時間にSo1npのトリガをかけると、出力サイリスタSo2puがオフ状態になる。ここでもフリーホイールスイッチSfwcは、Csの再充電電圧を制御し、単相変圧器の漏れインダクタンスのエネルギーを出力に転送できる。

【0182】

変圧器の巻数比を適切に選択した状態では、図6に示すスイッチSiqcc、Siqccの機能を省き、必要な構成要素の数を低減できるが、これは、変圧器の一次側から見た場合、入力電圧が実効出力電圧よりも大きいためである。

【0183】

CWエネルギー転送の終了時、コンデンサ極性が反転し、またサイリスタは全てオフ状態になる。その時点で、CCW電流は同じ手順に従って流れ始めるが、入力電圧、出力電圧、及び変圧器の磁束は反転している。高い反転器周波数で動作し、また磁束が反転することによって、単相変圧器の大きさや重量が低減する。更に、電力要求量を低減するために、反転器周波数あるいはコンデンサ電圧をより小さくなるように選択してもよい。その結果、磁化損失が変わらない通常の変圧器とは異なり、この変圧器の損失は、電力転送要求量と共に低減される。電子変圧器の全負荷係数範囲において効率がほぼ一定であるということが最終的な結果である。

【0184】

AC/DC動作の場合、同じ回路を適用することができ、また必要な出力端子は2つだけである。出力位相1の電圧が正で、出力位相3の電圧が負の場合、出力サイリスタとして必要なものは、So1pu、So1pl、So3nu、So3n1のみであり、残る8つの出力サイリスタは取り除くことができる。

【0185】

DC/AC又はDC/DC動作の場合と同様に、入力サイリスタとして必要なものは、Si1pu、Si1pl、Si3nu、Si3n1だけである。CWサイクルの場合、サイリスタSo1pu、So3n1はトリガをかけられ、CWサイクルの間はオンのままであり、一方サイリスタSo1pl、So3nuはCCWの場合に用いられる。これらのサイリスタは、充電及びエネルギー転送サイクル各々の終了時に整流がオフ状態になる。

【0186】

以上のことをまとめると、図6の直列コンデンサ共振回路を改良して、図10の電子変圧回路を創り出すことができる。この回路によって、適切な制御状態で、高調波の無い電流の引き出しと高調波の無い電力の出力が可能になる。AC電力を用いると、有効電力が制

10

20

30

40

50

御されるだけでなく、無効電力も同時に引き出されて、選択的に入力電流を進めたり遅らせたりすることができる。単相変圧器の巻数比によって、出力電圧の昇圧や降圧が可能になる。通常のAC変圧器とは異なり、出力はAC入力周波数や位相に制限されず、また出力電圧は制御可能である。更に、入出力はACに限定されず、DC/AC、AC/DC、並びにDC/DCの直接動作が可能になる。

【0187】

XI. 交互動作構成における電力変換器

a. 回路と単方向性動作

DSOI法は、単一コンデンサ電荷蓄積装置、三相入力、あるいは三相出力に限定されない。DSOI動作は、標準的な共振電荷交換構成すなわち各入力端子又は出力端子と対をなすコンデンサで利用できる。標準的な共振電荷交換技術については、例えば、米国特許第5、764、501号に記載されている。

10

【0188】

図11は、AC/AC電力変換器のもう1つの実施形態を示す概略回路図である。三相電力電源は、低域通過入力フィルタ150と結合されており、各位相毎に、直列インダクタ L_{fi} と並列コンデンサ C_{fi} から構成される。コンデンサは、“Y”あるいは“デルタ”結線のどちらで接続してもよい。出力側では、同様の低域通過出力フィルタ168が用いられる。ここで示すものは、 C_{fa} 、 L_{fo} 、 C_{fb} から成る一般的な“パイ”フィルタである。

【0189】

電力変換器動作は、2つの動作サイクルから成る。最初のサイクルは、充電サイクルであり、AC電源からエネルギーを抽出し、コンデンサ160($C1$ 、 $C2$ 、 $C3$)を充電する。このために、入力スイッチ部152の6つの入力サイリスタ($Si1p$ 、 $Si2p$ 、 $Si3p$ 、 $Si1n$ 、 $Si2n$ 、 $Si3n$)が用いられる。

20

【0190】

入力スイッチ部152は、低域通過フィルタ150とインダクタ $Li p$ 、 Lin を有する入力誘導部158の間に結合されており、AC電源ラインから引き出される電力を選択する。入力スイッチ部152のこれらのサイリスタは、以下、入力スイッチと呼ぶ。

【0191】

コンデンサ選択部154における第2組の6つのサイリスタ($Sc1p$ 、 $Sc2p$ 、 $Sc3p$ 、 $Sc1n$ 、 $Sc2n$ 、 $Sc3n$)は、入力誘導部158とコンデンサ $C1$ 、 $C2$ 、 $C3$ を有するコンデンサ部160の間に結合される。これらのサイリスタは、以下、コンデンサ選択スイッチと呼ぶ。コンデンサ選択スイッチは、コンデンサ $C1$ 、 $C2$ 、 $C3$ が充電される極性と電圧レベルを決定する。コンデンサ選択部をサイリスタとして示すが、他のスイッチを用いても良い。重要な事として、この回路においてはスイッチを開く必要はないが、スイッチを開くことによって、費用の増大とスイッチ損失という代価を払っていくつかの動作を簡略化してもよい。

30

【0192】

通常のAC/AC電力変換器の場合、力率1で高調波の無い入力電力を引き出すことが望ましい。従って、瞬時入力電圧の2乗に比例するエネルギーが、各入力ラインから抽出される。高い周波数でこのプロセスを繰返すことによって、入力ライン周波数に対抗するように、入力フィルタは、電力潮流を平均化し、正弦波入力電流と入力電力を生成する。

40

【0193】

またスループット電力は、動作周波数を変えることによって調整できる。その手順は、1サイクル又は可能な限りいくつかの充電サイクルの間に、平均電力出力が入力電圧の2乗に比例するようにエネルギー量を抽出することである。エネルギー抽出要求量は、入力位相角 t の関数であり、ここで t は入力ライン角周波数である。正弦波出力を復元する場合、動作中の3つのコンデンサを各々、出力位相角 t によって定義される出力波形に比例する電圧に充電する必要がある。ここで t は出力角周波数である。数サイクルの範囲で、充電プロセスによって、ゼロ乃至360度(電気的角)の角度で入力からエネルギーを抽出し、ゼロ乃至360度(電気的角)の全ての出力位相角を表す電圧と極性までコン

50

デンサを充電しなければならない。このプロセスについては図 1 1 と、図 1 2 に示す電圧及び電流波形と、表 1 を参照して述べる。

【 0 1 9 4 】

図示の目的で、瞬時入力角に 8 0 度（電氣的角度）が、出力角に 1 7 0 度（電氣的角度）が選択される。三相 4 8 0 V の A C システムの場合、入力位相電圧を表 1 に示す。第 1 入力ラインは正、一方他の 2 ラインは負であり、3 つの電圧の和はゼロである。3 つの電圧の和は、平衡ラインでは常にゼロであり、同じことが電流にも適用される。高調波の無い電力が引き出される。ライン当たりの充電エネルギーは、全充電エネルギーに対する割合として、列 3 に示す。しかしながら、低域通過フィルタを用いると、任意に数サイクルの範囲で電流を平均化することができる。

10

【 0 1 9 5 】

負荷電圧要求量の例を、瞬時位相角が 1 7 0 度（電氣的角度）である 4 8 0 V 三相システム出力波形の場合として、表 1、列 4 に示す。この例において、第 1 の 2 つの出力位相は正であり、第 3 出力位相は負である。ここでも 3 つの出力位相の和はゼロである。

【 0 1 9 6 】

コンデンサに適切に充電し、平衡電力潮流を得る場合、3 つのコンデンサにおけるエネルギーは、所定の出力電圧の 2 乗によって互いに関連付けなければならない。この充電エネルギーは表 1 の最後の列に与えられている。一般的に、充電済みコンデンサから出力フィルタに全て放電できるようにする場合、コンデンサの極性は、出力電圧の極性と同じでなければならない。各コンデンサの充電電圧は、3 倍以上で且つ対応する出力位相の電圧要求量に比例すべきである。充電電圧が充分高くない場合、全放電が起こらない場合もある。

20

【 0 1 9 7 】

以下の動作は、出力位相角が一致した 1 組の 3 つのコンデンサに入力端子から充電する場合を示す。トリガをかけて開く必要がないスイッチを用いることができることから、この動作シーケンスを選択する。その回路によって、帰還バイアスをかけられた後にオフ状態になるサイリスタ等の素子の自己整流が可能である。

【 0 1 9 8 】

位相 1 が最高絶対値位相電圧を有していることから、一般的な充電方法を用いて、サイリスタ S i 1 p にトリガをかける。サイリスタ S i 3 n は、サイリスタ S i 1 p とは逆極性であり、また負電圧がより小さいために、残る 2 つの入力位相の内、サイリスタ S i 3 n にトリガをかける。このことによって、上部のインダクタ L i p 1 5 6 の入力 + 3 8 5 . 9 V になり、一方、下部の入力インダクタ L i n 1 5 8 は - 1 3 4 . 0 V になる。

30

【 0 1 9 9 】

【表 1】

入出力電圧及びエネルギー

	8 0 度での入力電圧	入力エネルギー (%)	1 7 0 度での出力電圧	出力エネルギー (%)
位相 1	3 8 5 . 9 V	6 4 . 7 %	6 8 . 1 V	2 . 0 %
位相 2	- 2 5 1 . 9 V	2 7 . 5 %	3 0 0 . 2 V	3 9 . 1 %
位相 3	- 1 3 4 . 0 V	7 . 8 %	3 6 8 . 3 V	5 8 . 9 %

40

コンデンサ C 3 には最高絶対値電圧が必要であり、また負であるために、サイリスタ S c 3 n はトリガをかけられて、コンデンサ C 3 を負インダクタ L i n に結合する。次に C 1 か C 2 のいずれかは正インダクタ L i p に接続できる。充電時間を短くした最高電力動作の場合、より低い出力エネルギーを必要とするコンデンサが接続される。本例の場合、S c 1 p にトリガがかけられて、コンデンサ C 3 と直列にコンデンサ C 1 が結合される。

【 0 2 0 0 】

サイリスタスイッチの復帰時間を最大にするために、交互に S c 2 p のトリガをかけることができる。いずれにしる、サイリスタの自己整流はオフ状態になる。

【 0 2 0 1 】

50

第4スイッチ S_{c1p} を閉じることによって、位相1と3の間に共振LC回路が結合される。インダクタ値は、 L_{ip} と L_{in} の和であり、コンデンサは直列に接続されているために、コンデンサ値は、個々のコンデンサ値の半分である。電圧と電流については、以下の数式を用いて時間の関数として記述される。

【0202】

【数15】

$$I_c(t) = I_o \sin(\omega_o t)$$

ここで、

$$I_o = (V_{p1} - V_{p3}) \sqrt{C_o / 2(L_{ip} + L_{in})}$$

また、

$$\omega_o = 1 / \sqrt{C_o Li / 2}$$

【数16】

$$V_{c1}(t) = -V_{c3}(t) = (V_{p1} - V_{p3})(1 - \cos(\omega_o t)) / 2$$

ここで、

$$\omega_o = 1 / \sqrt{C_o Li / 2}$$

コンデンサ充電電圧と充電電流は、正確に計算できる。コンデンサが所望の電圧に達するために要する時間は、逆三角関数を用いて計算できる。

【0203】

このスイッチの選択によって、コンデンサC1は、出力位相1の電圧要求量の約2倍に充電される。表2に示すように、この電圧は、 $t_1 = 66 \mu\text{秒}$ で得られ、その時、インダクタ定格は $80 \mu\text{H}$ 、コンデンサ定格は $100 \mu\text{F}$ である。

【0204】

t_1 において、正コンデンサ選択スイッチ S_{c2p} にトリガをかける。コンデンサC2の充電が開始され、一方、C3の充電が続く。電力は、同じ2つの入力位相1、3から引き続き抽出される。

【0205】

コンデンサC2の電圧は、コンデンサC1の電圧よりも低いために、スイッチ S_{c1p} には帰還バイアスがかかり、また、このスイッチがサイリスタ等の単方向スイッチである場合、導通状態がオフになる。従って、トリガをかけてオフにする必要があるスイッチの代わりにシリコン制御整流器(SCR)を用いることができる。

【0206】

【表2】

切替え時間、電流、及びコンデンサ電圧

時間 (μ 秒)	電流 (A)	V_{c1} (V)	V_{c2} (V)	V_{c3} (V)	入力 スイッチ	セレクト スイッチ
0+	0	0	0	0	S_{i1p} - S_{i3n}	S_{c1p} - S_{c3n}
66	360.1	131	0	-131	S_{i1p} - S_{i3n}	S_{c2p} - S_{c3n}
93	455.4	131	111	-242	S_{i1p} - S_{i2n}	S_{c2p} - S_{c3n}
222	0	131	574	-705		

10

20

30

40

50

図12は、コンデンサ電圧波形 V_{c1} 、 V_{c2} 、 V_{c3} 、及び充電電流波形 I_{ch} を示す。放電の最初の部分からの電流と最初の充電部分からのコンデンサ $C3$ の電圧を初期条件として用いた状態で、充電電流とコンデンサ電圧の計算は同じ数値演算に従う。

【0207】

$t_2 = 93 \mu$ 秒において、入力位相3から抽出されたエネルギー（充電電流と入力位相3電圧の積の積分）は、所定の値に達し、入力スイッチ S_{i2n} にトリガをかける。入力位相2電圧は入力位相3電圧よりも更に負であるために、入力スイッチ S_{i3n} は帰還バイアスをかけられ、SCRの自己整流がオフ状態になる。ここで、充電電圧は、入力位相1と入力位相2の電圧間の差である。 t_2 での新規の初期条件によって、 $C2$ と $C3$ に対して残りの電流と充電電圧が決まる。

10

【0208】

$t_3 = 222 \mu$ 秒において、充電電流はゼロになり、4つのスイッチ S_{i1p} 、 S_{i2n} 、 S_{c2p} 、 S_{c3n} は全て、帰還バイアスをかけられて、自己整流がオフ状態になる。トリガポイント t_1 、 t_2 は、充電されるコンデンサのエネルギー比率が、出力電圧比率の2乗に比例するように計算される。

【0209】

入力側では、選択されたトリガシーケンスとトリガタイミング t_1 、 t_2 は、3つの全ての位相における適切な入力エネルギーを定義する。充電エネルギーは、所定の入力位相角において、平衡三相ラインの瞬時電力に比例する。入力エネルギーの分布は、第3入力充電スイッチ（この例では、 t_2 において S_{i2n} ）のトリガ時間によって決定される。コンデンサの適切な電荷分布は、第3コンデンサ選択スイッチ（この例では、 t_1 において S_{c2p} ）のタイミングによって決定される。

20

【0210】

同じ手順が、他の入力位相角、ゼロ乃至360度（電気的角度）及び他の出力位相角に用いられる。いかなる場合においても、 t_0 、 t_1 、 t_2 におけるスイッチのトリガ動作は、入力又は出力位相電圧のいずれかがゼロになる場合を除いて必要である。前述の例においては、分配部の切替えは、入力部の切替え前に行われた。これは、その時間の50%の間だけ発生するが、一方、他の時間では、入力位相が切替わった後コンデンサも切替わる。トリガ時間 t_1 と t_2 の計算は、リアルタイムで行うこともできるし、タイミングを、入出力位相角の行列として2次元の参照表に記憶することもできる。

30

【0211】

コンデンサが充電された状態で、出力部162の出力スイッチに同時にトリガをかけて、3つのコンデンサを出力位相へ共振させて放電することができる。放電期間は、放電インダクタ L_{o1} 、 L_{o2} 、 L_{o3} と共にコンデンサの値によって決まる。当然ながら、正電荷と負電荷の和は等しくなるために、3つのコンデンサを中性点に結合する必要はない。3つのコンデンサの電圧が、出力端子電圧の約2倍の値と同じである場合、コンデンサ電圧がゼロに減衰するのと同時に放電電流はゼロになる。

【0212】

この状態が実現されることはめったにないために、フリーホイールスイッチ部164の6つのフリーホイールスイッチの内3つにトリガがかけられる。これによって、コンデンサが再充電されず、3つの出力インダクタに蓄積された残りのエネルギーを出力位相に転送する。同時に、出力スイッチは、自己整流がオフ状態になり、スイッチが完全に復帰した後、コンデンサの再充電ができる。次の充電及び放電プロセスの場合、入力位相角と出力位相角は両者共、時間増分 t に応じて変化する。ここで、 t は、連続する充電又は放電イベント間の時間である。

40

【0213】

この充電シーケンスを用いて、入力から抽出されるエネルギーは、平衡負荷条件のエネルギーに比例する。3つの別々の入力ラインから3つの個別のコンデンサを充電するのとは異なり、総充電エネルギーが常に同じである場合、その充電シーケンスによって、ある充電からその次の充電までの全充電エネルギーのわずかな差が生じる。充電当たりのエネルギーは、以

50

下のように記述できる。

【 0 2 1 4 】

【 数 1 7 】

$$E(V_{rms}, \omega, \omega') = \Gamma(\omega, \omega') E(V_{rms})$$

ここで、

【 0 2 1 5 】

【 数 1 8 】

$$E(V_{rms}) = 2C_o V_{rms}^2$$

10

である。

パラメータ (,) は、 と ' 両者の関数であり、フィルタ処理しない整流された出力 DC 電圧と同様の振幅変動を有する。

【 0 2 1 6 】

その平均出力電力は、以下の数式によって与えられる。

【 0 2 1 7 】

【 数 1 9 】

$$P(V_{rms}, f) = E(V_{rms}) f / \Gamma(\omega, \omega')$$

ここで、f は、平均充電又は放電周波数である。パラメータ (,) は、入力及び出力位相角の連続関数であり、計算で求めることも、又 t₁、t₂、及び充電シーケンスとして同じ参照表に記憶することもできる。

20

【 0 2 1 8 】

放電サイクル間の時間間隔は、以下の数式のように平均電力の関数として与えられる。

【 0 2 1 9 】

【 数 2 0 】

$$\Delta t = E(V_{rms}, \omega, \omega') / (P_o \Gamma(\omega, \omega'))$$

処理電力と出力周波数はある充電サイクルから次のサイクルにかけて変更できることから、その変更は AC サイクルの何分の 1 かで起こる。制限要因は、低域通過入力及び出力フィルタの応答性である。

30

【 0 2 2 0 】

充電期間を 2 2 0 μ 秒、また放電時間を 1 8 0 μ 秒とすると、変換器は、周波数 2 5 0 0 Hz で動作できる。所定のコンデンサ値の場合、これによって 1 1 5 kW の処理電力が生成される。

【 0 2 2 1 】

入力あるいは復元された出力位相周波数と比較して高い変換器周波数で動作すると、小さい低域通過入 / 出力フィルタによって、変換器の中間充電プロセスの波形が滑らかになる。図 1 3 は両者共、変換器周波数 1 8 0 0 Hz での簡単な L - C 入力フィルタによる三相電流及び電圧を示す。フィルタの構成要素には、リップル電流が I E E E 5 1 9 と I E C 5 5 5 - 2 ガイドラインによって勧告されているものより大幅に小さくなるように、限定された入力電力を引き出せるように選択した。

40

【 0 2 2 2 】

図に示すように、通常の動作条件は、入力サイクルの 4 分の 1 未満で得られる。電流は、変換器周波数において低いレベルリップルを除き正弦波である。

入力電流は、正弦波であるだけでなく、入力電圧とほぼ同相でもあり、入力の力率がほぼ 1 となる。入力フィルタ部によってもたらされる位相変位はほんのわずかである。後の項において述べるが、入力電流波形は改良することができ、また、制御するには若干複雑な動作において、変換器は、制御された有効及び無効電力成分の両者を引き出す。

【 0 2 2 3 】

50

低域通過“ π ”フィルタは、出力フィルタとして選択した。そのフィルタは、LC入力フィルタよりも減衰が大きいが、各位相に対して2つのフィルタコンデンサを必要とする。図14は、図13に示す入力条件に対する復元周波数での出力端子電圧を示す。電圧波形と電流波形は、ほぼ同じである。出力位相電圧には、認識可能な高調波が含まれている。モータ等の出力負荷には、回転している発電機によって生成されるかのような滑らかな端子電圧が印加される。現在用いられている標準的なモータは特殊なモータと置き換えて可変速駆動装置と共に稼動する必要は無いために、このことは相対的に重要である。

【0224】

b. 残留電圧制御による双方向電力潮流

自然界のほとんどの物理的プロセスは、エネルギー損失が無視できる限り、可逆的である。このことは、この種の変換器にもあてはまることである。図11において、3つのコンデンサC1、C2、C3の充電は、3つの順方向にバイアスされたサイリスタのトリガをかけることによって右側にある位相電圧端子を介して実行できる。インダクタLoxとコンデンサCxは、共振回路を形成し、コンデンサをライン端子電圧の2倍に充電する。これは上述の放電サイクルの逆である。使用されない構成要素はフリーホイールスイッチのみである。電力潮流は反対方向であるために、明らかに、この出力位相角の場合、同じ位相角でまた反対動作方向の電力でアイドル状態であった位相角が用いられる。コンデンサは、入力位相のように同じ極性に充電される。この電荷は、左側にあるAC端子の位相角(電気的角)の電圧を反映する。

【0225】

これらのコンデンサを放電するために、逆のプロセスを用いる。図12と表2において、最も高い正に充電されたコンデンサC2を下部のインダクタLinにSc2nのトリガをかけることによって接続し、また負コンデンサC3をSc3pのトリガをかけることによって上部のインダクタLipに接続する。同時に、Si1nとSi2pのトリガをかけて、正位相1と負位相2にエネルギーを蓄積が、ここで同じ左側位相角は80度であると仮定する。位相2に蓄積したエネルギーがその所定の値に達すると直ちに、Si3pのトリガをかけて、負位相3を接続し、Si2pに帰還バイアスをかける。コンデンサC2の電圧がゼロになり、第2正コンデンサがスイッチSc1nによってつながったすぐ後、放電は継続され、平衡ラインで開始したために、両コンデンサの電圧は同時にゼロになる。2つのインダクタにエネルギーを追加した状態で、LipとLin両端に結合されるスイッチSwaのトリガをかける。これによって、2つのインダクタ部が接続され、コンデンサの部分的再充電を防止する。電流がゼロになると、このスイッチの整流がオフ状態になり、次のコンデンサ充電サイクルを開始することができる。

【0226】

電力処理量を増加させるために、コンデンサC2の電圧が、例えば、その入力位相電圧の30%の負電圧まで再充電される。更に、スイッチSwaのトリガ動作が遅れ、C1とC3のコンデンサ電圧もまた、各入力電圧について同じ割合まで逆充電される。この残留電圧は次の充電サイクルに対する初期電圧となり、また入力充電エネルギーを増加させる。既に示したように、この残留電圧を制御することによって、与えられた反転器周波数比で処理電力を調整できるようになる。更に、電力は、より低い電圧三位相システムからより高い三位相システムへ転送してもよい。

【0227】

図15に、同じ入力位相角80度と出力位相角170度の場合の、コンデンサ電圧と充電電流を示す。図12に示すように、この結果は、同じ位相角において残留電圧の無い条件と比較されるべきものである。そのタイミングは同じであり、入力端子から抽出されるエネルギーは、30%増加する。コンデンサ電圧が高くなると、エネルギーはより高い出力端子に転送することができる。反転器の構成要素を選択し、最大周波数を定義すると、電力処理量は最大になる。しかしながら、残留電圧制御を行うことによって、出力のブーストが可能である。ブースト率は、選択された構成要素の電圧及び電流限界によってのみ制限される。

10

20

30

40

50

【0228】

電圧が入力で50%垂下した場合、電氣的構成要素へのストレスを限定した状態で、ブーストモード動作によって出力電圧及び電力を維持することができる

以上のことをまとめると、フリーホイールスイッチを加えて状態で、反転器はどちらの方向で動作してもよい。残留電圧を制御することによって、低い電圧端子からより高い電圧端子に電力を制御して転送できる。次に、この構成は、フルパワーで動的ブレーキングを提供する可変速モータに用いてもよい。

【0229】

c. 多重ポート動作

この電力変換器は、3つのコンデンサC1、C2、C3から成る中央部を有する。左に、入/出力ポートが、一部連続プロセスを用いる3つのコンデンサに接続されている。この回路を連続ポート(SP)と呼ぶ。これは低域通過フィルタ部を含む。全てのコンデンサの充電あるいは放電を優先的に同時に実行することから、右側には並列ポート(PP)部がある。いくつかのSP又はPPポートにコンデンサを接続できる。これによって、いくつかの電源並びに負荷を同じ共通接点に接続できる。電力は、いずれかのSPからPPへ、あるいはPPからSPへと選択的に制御し、これを多重ポート反転器となすことができる。入出力が同相でない限り、波形はPPにおいてPP電源から復元できない。この制御は、UPS等いくつかの実際の用途にとって重要である。

【0230】

XII. 交互電氣的構成

AC/AC電力変換器の別の実施形態を図16に示す。図11に示すAC/AC電力変換器の利点は、スイッチ損失を低減することである。

図11の電力変換器の場合、正電流と負電流の両者は、充電サイクルに対して2つのサイリスタを通過する必要がある。標準的なサイリスタは、順方向電圧降下が1.6Vであるために、通常のサイリスタ損失は、4.8V程度である。これによって、480VのAC/AC電力変換器の場合、サイリスタ損失は1.5%になる。電流が2つではなく1つのサイリスタを流れることから、図16に示す実施形態によって、充電損失は2分の1になる。このように効率を向上させることによって、サイリスタ損失は1.5%から1.0%になる。100kW変換器の場合、これらの低減された損失は、500ワットの電力になる。現在の価格を10ドル/ワットとすると、20年以上稼動する装置の場合、5000ドルを節約することができる。

【0231】

図11の実施形態と図16の実施形態を比較すると、サイリスタの数が12個から18個になることから、費用が上昇することがわかる。しかしながら、サイリスタの数は誤解を招くものである。サイリスタの大きさもまた、サイリスタ表面積の関数である。サイリスタの電力消費が80ワット/cm²に制限されることから、この構成の場合には、入力サイリスタ面積の必要値は、13cm²から6.5cm²に減少する。トリガシステムを6つ追加したシステムの費用は増加するが、サイリスタ組立品の大きさは増加せず、装置全体の費用は変わらない。

【0232】

損失が低減されることを除いて、図16の実施形態は、図11で述べた回路に動作の点で同じである。入力位相角と出力位相角が同じ場合、サイリスタS1p1、S3n3のトリガをかけて、正入力位相1をコンデンサC1に、負入力位相3をコンデンサC3に接続することによって、その動作が始まる。t₁ = 66μ秒において、コンデンサC1は、要求された電圧に充電され、C2は、サイリスタS1p2のトリガをかけることによって正入力位相1に接続される。t₂ = 93μ秒において、位相3から要求されたエネルギーが抽出される。従って、S2n3のトリガをかけて、負入力位相2をコンデンサC3に結合する。

【0233】

図11の回路と異なるもう1つの点は、インダクタ毎に密接に結合された3つの巻線を有

する2つの結合されたインダクタ L_i と L_{in} を用いることである。充電サイクル中に、下部 L_{in} の配線 (6) のみが用いられ、一方上部インダクタスイッチ上では、 t_1 で配線 (1) から配線 (2) 切替えが行われる。配線入力電圧 (2) との配線 (1) の結合インダクタンスのために、 S_{1p1} は強制的にオフ状態になる。

【0234】

上部又は下部充電インダクタを流れる総電流は、この2つの構成の場合変わらず、またインダクタ重量はほとんど影響を受けない。

この電力変換器の出力に対する変化は、フィルタインダクタと第2フィルタコンデンサを無くすことによって発生した。この出力フィルタ構成は、フィルタとしてモータのインダクタンスを一部利用することによって可変速駆動装置の場合に費用効率が良い。フィルタの一部を無くすことによって、変調深度約15%の基本反転器周波数で電圧リップルが生じるが、これは、PWM反転器の場合よりも振幅が一桁小さく、 dV/dt で数桁小さいために、可変速駆動装置として十分な性能をもたらす。

放電動作は、図11で述べた動作と同じである。この反転器もまた、反対方向に動作できるが、フリーホイールスイッチを追加する必要がある。

【0235】

XIII. 有効及び無効電力潮流制御

a. 序文

前項において述べたように、並列ポート (PP) 部の作用コンデンサへのエネルギーは、残留コンデンサ電圧を制御することによって増減が可能である。連続ポート部にも同じことがいえる。並列ポート部は、入力部と出力部両者として動作できることから、並列ポート部の有効及び無効電力潮流制御は、入力及び出力ポートの両者として述べることにする。この理論的な具体例では、回路の自由度のみならず、誘導モータ等の有効負荷に対する有効及び無効電力潮流制御要求値を満たすために必要な専用の技術についても述べる。以下の説明は、並列ポート部が3端子AC電源に接続されていると仮定して、有効電力潮流制御から始める。しかしながら、PPは双方向であるために、この制御はSP出力部にもまた適用される。

【0236】

有効電力潮流制御放電サイクルの後、残留電圧は、三相システムの電圧と同相または180度だけ位相がずれている。この位相角のものと異なる残留電圧分布によって、無効電力が引き出される。

【0237】

b. 初期電圧制御を用いた有効電力潮流制御

数式 (21) によって与えられる第1位相の入力電圧と、数式 (22) によって与えられる入力電流から説明を始める。

【0238】

【数21】

$$V_A = V_o \sin(\omega t)$$

【0239】

【数22】

$$I(t) = I \sin(\omega t).$$

$I = I_0 (1 + \quad)$ とし、ここで I_0 は電流振幅、 \quad は残留コンデンサ電圧の高さを表すパラメータである。コンデンサの初期電圧がゼロ電圧の状態、要求された電流が、数式23によって与えられる反転器周波数の制御で得られる。

【0240】

【数23】

$$I_0 = 2CfV_o.$$

数式(22)は以下のようになる。

【0241】

【数24】

$$I(t) = I_o(1 + \gamma)\sin(\omega t) \quad (24)$$

$$I(t) = 2V_A Cf(1 + \gamma)\sin(\omega t). \quad (24a)$$

値は、数式(25)が与える入力電圧によって初期コンデンサ電圧を定義する。このことは全ての入力位相に対して適用される。

【0242】

【数25】

$$V_i(\omega t) = -\gamma V_A \sin(\omega t)$$

次に、電力処理量は以下の数式によって与えられる。

【0243】

【数26】

$$P(t) = I(t)V_m(t) = 2Cf(1 + \gamma)V_o^2 \sin^2(\omega t) = P_o(t)(1 + \gamma)$$

数式(25)と(26)によれば、電力処理量は、反転器周波数fを変えずに、コンデンサの初期電圧を調整することによって制御できる。総処理量が時間と独立である他の2つの位相についても同じことがいえる。重要なことは、出力を広い範囲にわたって変えることが可能なことである。電力動作が増えると、の値が正になり、電力ブーストが起こり、数式(25)によって、負残留電圧が要求される。電力動作が減ると、負の値が必要になる。これによって、数式(26)に従って処理電力が低減され、入力電圧として同じ極性の残留電圧が必要になる。が-1になると、残留電圧は入力電圧と同じになり、電力の流れは起こらない。次に、 $-1 < < 0$ の範囲の場合、処理電力は、出力高調波を選択値に限定する動作条件によって制限される反転器周波数で調整できる。最大反転器周波数で動作するこの電力範囲の上限側すなわち > 0 では、電力ブーストモードで動作し、電力出力を増やすことができる。このブーストモードもまた、より低い電圧端子からより高い電圧端子に電力を転送するために用いられる。

【0244】

c. 複合化有効及び無効電力潮流制御

前項において、バック及びブーストモードは、 < 0 と > 0 について、それぞれ述べた。値を $= r \cos(\)$ と定義する場合、ブーストモード残留電圧条件は $=$ 及び $r = V_i / V_o$ で $= -r$ と定義でき、一方、バックモードは $= 0$ で $= r$ として与えられる。

【0245】

値がゼロ及びであると、無効電力がゼロの状態での有効電力潮流制御になる。値は初期電圧と入力電圧の間の位相角である。

分布の再構成中に位相角を制御できることから、オプションとして、あらゆる位相角に対して総残留エネルギーを再分布構成できる。

【0246】

3つのコンデンサの残留電圧は以下のように定義される。

【0247】

【数27】

$$E_r = 3CV_r^2 = 3CV_o^2 r^2.$$

第1位相の初期電圧は以下のように与えられる。

【0248】

【数28】

10

20

30

40

50

$$V_A(t) = V_o r \sin(\omega t + \beta).$$

次に、コンデンサと入力端子間の電荷交換は以下の式によって与えられる。

【 0 2 4 9 】

【 数 2 9 】

$$\Delta Q = C(V_f - V_i) = 2CV_o(\sin(\omega t) - r \sin(\omega t + \beta)).$$

第 2 項に反転器周波数 f を掛けると、以下の平均ライン電流が得られる。

【 0 2 5 0 】

【 数 3 0 】

$$I(t) = 2CV_o f ((1 - r \cos(\beta)) \sin(\omega t) - r \sin(\beta) \cos(\omega t)).$$

第 1 電流項は、入力電圧と同相であり、また残留電圧比率 r と位相角 β 両者の関数であることがわかる。第 2 項は、入力電圧と位相がずれており、無効電流を表し、残留電圧と比例している。位相角ゼロと $\beta = \pi$ において、無効電力はゼロであるため、ブーストモードとバックモード動作がそれぞれ得られる。

【 0 2 5 1 】

電流に電圧を掛け、3つの全ての項を足すと、以下の有効電力潮流が得られる。

【 0 2 5 2 】

【 数 3 1 】

$$P(r, \beta) = 3VCV_o^2 f (1 - r \cos(\beta)).$$

これによって、 $\beta = 0$ のバックモードの電力潮流と $\beta = \pi$ のブーストモードの電力潮流になる。

【 0 2 5 3 】

数式 3 0 と 3 1 から、有効電流も得られ、有効電力項は以下の場合ゼロになる。

【 0 2 5 4 】

【 数 3 2 】

$$\beta = \cos^{-1}(1/r).$$

第 2 電流項はゼロではないことから、無効電力のみが引き出され、また 3 つの全コンデンサの総エネルギーは不変である。これによって、静的 V A R 補償器の動作が生じる。

【 0 2 5 5 】

位相毎の無効電力項は、以下の数式によって与えられる。

【 0 2 5 6 】

【 数 3 3 】

$$Q_f = -2CV_o^2 f (2 \sin(\beta) \sin(\omega t) \cos(\omega t)).$$

更に、この制御と性能は、高調波を生成することなく得られる。図 1 7 に、ゼロから 2 . 0 までの r の範囲の関数としての有効電力潮流を示す。負電力潮流は、電力の反転を意味する。それによって双方向電力潮流制御が可能になる。位相角がゼロの場合、電力は、ゼロから 1 の残留電圧比率で完全に制御できることがわかる。残留電圧比率 r が大きくなるにつれて、電力潮流は逆方向となる。位相角 180 度において、理論的に、出力はあらゆる値にブーストできる。

【 0 2 5 7 】

図 1 8 は、無効電力量を位相角の関数として示す。残留エネルギーが同じ場合、再分布角を選択することによって、無効電力制御を全先行から全遅延まで切替えることができる。疑問点は、無効電力を制御することがなぜ重要かということである。その重要な理由の 1 つは、瞬時電力出力を要求する場合がある発電機又はフライホイールモータ等の回転誘導装置では、電圧を上昇し、フルパワーに達するには長い時間がかかるということである。

10

20

30

40

50

しかしながら、電力の引き出しが多いことを見越してこの装置に無効電力を注入すると、フル出力電力は瞬時に引き出すことができる。無効電力がその装置の巻線に流れていない場合、オプションとして、バッテリー等の別の電源からの電力を用いて、数サイクルで無効電力を上げ、それによって、誘導発電機から高速増加する有効出力電力を得ることができる。

【0258】

位相角と残留/初期電圧比 r の両者は、有効及び無効電力に対する制御因子であるために、有効電力は、図19において無効電力の関数としてプロットした。そこからわかるように、 r 及び θ 値を適切に選択して、あらゆる有効及び無効電力量を同時に制御してもよい。 $r = 0$ における点 $(0, 1)$ は通常モードの動作を表し、ここで電力処理量は反転器周波数で制御される。真直ぐ上方への移動は、 $\theta = 0$ でのブーストモード動作を表す。下方への移動は、 $\theta = 0$ でのバックモード動作を表す。 x 軸に沿って移動すると、無効電力量制御のみの状態を得る。これは、数式33の解に対応している。図19は、発電機又はその他あらゆる多重端子システムのいずれかから引き出される所望の入力電力に対する入力電力量制御が与えられる。パラメータ r と位相角 θ は、内部反転器コンデンサ上の電圧及び位相構成に対応している。これによって、負荷によって要求される所望の処理電力を連続制御し、また発電機から無効電力を同時に引き出して最適な動作条件を得ることができる。電力発電所のオペレータは、発電機の励起電圧を発電機位相角と整合するように設定し、また配送配電線網の無効電力需要量を供給する選択権を有する。誘導発電機の場合はそうではなく、誘導発電機は調整不可能なため、最適な性能を得るために負荷を誘導発電機に整合させることが望ましい。このモードの動作において、変換器の入力端もまた、制御可能なVAR発電機として動作する。

【0259】

AC/AC電力変換器又はDC/AC反転器の出力端は、AC/AC電力変換器の入力あるいはAC/DC変換器の入力と同じように動作する。同じ動力学があてはまるが、正電力転送を簡単にするために、コンデンサ電圧は出力ライン電圧よりも高くなければならない。 r を初期コンデンサ電圧と等しくし、出力ライン電圧に対して正規化すると、同様のグラフが得られる。また出力位相角とコンデンサ分布角間の角度になるように角度 θ を定義すると、有効及び無効電力転送グラフを生成できる。図20は、 R の様々な初期値に対する有効及び無効電力転送のグラフを示す。有効電力量が正であるグラフの部分だけが重要であるが、他の部分もまた双方向流れに適用可能である。これは図19と同じグラフであり、 x 軸を中心にして対称である。

【0260】

正の y 軸上で、位相角 θ が 0 で、 $R = 1$ の場合、電力は転送されない。 $R = 2$ 及び $\theta = 0$ で、全エネルギーが放電され、全電力が転送される。コンデンサ電圧を上げると、転送は直線的に増加し、一方、蓄積されたエネルギーは、電圧すなわち V の2乗で増加する。エネルギーの差は、コンデンサ上に残留電圧として残り、次の充電サイクルの初期条件として用いてもよい。 $r > 2$ の場合、コンデンサの残留電圧は初期電圧の逆になる。 $1 > r > 2$ の場合、完全なコンデンサエネルギー転送はエネルギー的に不可能であり、残留電圧は、初期電圧と同じ極性を有する。この残留電圧は、次の充電サイクルで新たなエネルギーの引き出しに利用でき、より高い電圧を生成し大きな電力転送を可能にする。

【0261】

有効電力 > 1 の場合の動作は、フリーホイール動作を用いることで改良できる。コンデンサ電圧がゼロに達するにつれて、あるいは後の時間において、コンデンサの再充電を防ぐあるいは止めることができると、出力インダクタのエネルギーは、出力端子に完全に転送できる。適切な時間でトリガ動作によって、次に予定される充電サイクルに対する残留電圧と初期エネルギーを選択できる。これによって、所望の処理電力制御及び入力無効電力制御機能が得られる。

【0262】

負荷が純粋に抵抗だけであることは極めてまれであるため、所定の角度 θ で前の充電サイ

10

20

30

40

50

クルで残っている総エネルギーを再分布することによって、有効及び無効電力の両者を出力することが現実的である。この角度は、正の y 軸を基準に測定される角度に対応し、反時計方向に増加する。角度が増加するにつれて、無効電力は増加し、一方、有効電力処理量は減少する。有効電力がゼロになる点は 2 つあり、反転器は、先行又は遅延位相角のいずれかの無効電力のみを生成する。充電サイクルと放電サイクルの両者の動作を調和する必要がある。動作の制御は、リアルタイムの制御で実行できる。しかしながら、必要な計算は、予め計算された参照表を用いると大幅に低減できる。最適な制御構成は、制御アルゴリズムの選択、コンピュータ、及び選択された動作要求の複雑さによって決まる。

【 0 2 6 3 】

XIV . 他の回路トポロジによる D S C I 動作

R C T A と D S C I 方法は汎用性があり、図 1 1 に示すように多くのエネルギー蓄積装置に、あるいは図 9 と 1 0 に示すように変圧器に用いることができる。R C T A と D S C I 方法は、そのようなハイブリッド回路の入力又は出力の一部として利用できる。実際に、R C T A と D S C I 方法は、あらゆる伝送ラインやパルス形成回路の充電源となり得る。同様に、R C T A と D S C I 方法は、多くの電圧通倍器 / 分割器と共に用いることができ、直接あるいは磁気的に結合された装置を介して、そのような装置を充電できる。エネルギー蓄積装置は、図 1 のような単一コンデンサでもよく、あるいは図 1 0 の直列接続構成であってもよく、又は、他の受動及び能動電気又は電子素子と一体化した複数のコンデンサから構成することも可能である。

【 0 2 6 4 】

D S C I トポロジの優れた特徴は、多くの電圧通倍回路と組み合わせられることである。電圧通倍器回路によって A C 入力波形が大きく歪むと、R C T A は、力率 1 又は選択された力率で高調波の無い電力を引き出す。更に D S C I 回路は、更に高い周波数で、通倍回路に電力を出力し、そのために、通倍器回路の電気的な構成要素をより多く利用し、このために、任意の電力レベルに対してそのような回路の重量及び容積要求値を低減する。高調波の無い電力入力と高い構成要素の利用状況を組み合わせることによって、D S C I 改良型電圧通倍器はより大電力の用途に適用できるようになる。

【 0 2 6 5 】

特に實際上重要なことは、D S C I 回路トポロジと、出願又は係争中のリンパッカ (L i m p a e c h e r) の特許に記載されている回路を一体化することである。D S C I は、これらの回路において充電又は放電動作の一部であってもよい。また中間装置サイクル動作の一部として用いてもよい。

【 0 2 6 6 】

固体スイッチのトリガをかける必要がある D S C I 回路トポロジを用いる装置に対して、この技術は比較的先進的なものであり、アナログ、デジタル、あるいはハイブリッド制御回路トポロジのほぼ無限の組み合わせを選択してもよい。多くの用途の場合、入力、出力、及び詳細な回路の動作状態を監視して、性能を最適化し、故障が発生した場合には是正処置をとることが望ましい。通信機能を追加して、遠隔制御の動作状態報告ができることが望ましい。

【 0 2 6 7 】

XV . 整流制御

図 1 に示す回路の両三相充電及び放電サイクルの場合、1 つのサイリスタのみが完全な半波正弦波を有する。最大 $d I / d t$ は、半波正弦波の開始時又は終了時であり、 I_o を与える。最大電流振幅 I_o が $1 k A$ 、また共振充電期間が 250μ 秒の場合、 $d I / d t = 12.6 A / \mu$ 秒である。推奨の反復 $d I / d t$ は $200 A / \mu$ 秒であり、これは最大 $d I / d t$ が $500 A / \mu$ 秒のサイリスタの範囲内に充分収まる。他 2 つの導通状態のサイリスタ電流は、同じ正弦波の何分の 1 かであり、図 8 の電流線は、 t'_{1} において 1 つのサイリスタから他のサイリスタに瞬時に導通状態が移行することを示す。これによって、サイリスタに損傷を与え、またサイリスタ損失を増大させる大きいオン及びオフの $d I / d t$ が生成される。図 2 1 に示すように、整流用インダクタ L_m を実装することによ

10

20

30

40

50

て、AC/DCとDC/AC変換におけるサイリスタ整流を実験的に制御した。

【0268】

各出力位相に対して、小さな整流インダクタ L_m が、サイリスタ組立品と出力フィルタコンデンサの間に実装される。これらのインダクタは、通常出力インダクタ L_b の20%程度であり、それらの内2つは、常に共振放電回路の一部である。これらのインダクタを実装した状態で、整流 dI/dt は $V/(2L_m)$ で与えられる。ここで、 V は、整流プロセスに含まれる出力コンデンサにおける2つの電圧間の電位差である。その制御システムには、整流時間を考慮する必要がある、整流期間の半分早めに最後のサイリスタにトリガをかける。先行トリガ時間は、単に $t_{pr} = L_m * I_{dc} / V$ と表され、ここで、 I_{dc} は、整流時間における放電電流である。この方法を用いると、 dI/dt を50A/μ秒に容易に制限する小さなインダクタが必要である。

10

【0269】

フリーホイールサイリスタの dI/dt も、小さなインダクタを直列に接続することによって制限できる。通常、全振幅の何分の1かのフリーホイール電流によって、この整流インダクタを小さくできる。更に、反復パルスサイリスタ仕様の最大 dI/dt により近いサイリスタ dI/dt を選択して、コンデンサ C_o の電圧反転を制限することが好ましい。フリーホイール回路インダクタンスのこの dI/dt 及びサイリスタのオフ遅延によって、コンデンサ C_o の与えられた電圧反転が生じる。これは無視できるものではないが、これらの影響を制御アルゴリズムによって考慮すると、問題になることはない。

【0270】

20

XVI. 制御

処理量を制御するために、反転器周波数制御と残留電圧制御について述べた。周波数制御によって、電力又は電流の処理量は、エネルギーの比率あるいは電荷交換サイクル毎に行われる電荷交換を増やすことによって増加する。通常、パルス間期間すなわち連続する放電動作間の時間によって分割される電荷サイクル当りのエネルギーによって、所望の電力処理量が生成される。

【0271】

一方、残留電圧制御によって、次の電荷交換動作のエネルギー量又は電荷交換量が制御できる。残留電圧制御によって、あらゆる反転器周波数で電力処理量を残留電圧によって制御できるように、充電サイクル当りの電荷エネルギーを制御できる。

30

【0272】

動作の両モードを組み合わせ、最も柔軟性のある制御機能を得てもよい。制御動作は、開スイッチではない固体素子を用いて実行でき、その動作は、“ソフトスイッチング”として分類でき、ここでは、オン状態とオフ状態の両者が電流ゼロにおいて発生する。通常、ソフトスイッチング動作によって、切替えの損失が低減され、スパイク電圧抑制回路の必要が無くなり、回路及びスイッチの dI/dt 要求値が低減される。これによって、高い動作電圧、大きい動作電流定格、及び低損失で、市販されているものや開発中のいかなるスイッチよりも低価格で高信頼性が証明された、確かで高度に開発されたサイリスタを用いることができる。開及び閉の両機能を有するスイッチは、閉スイッチ動作機能として、回路のあらゆるスイッチ動作を置き換えることができる。実際、高速度、新しい制御の柔軟性、あるいは迅速なスイッチの復帰を得るためにそのようなスイッチが望まれる用途が出現するであろう。

40

【0273】

その制御は、周波数又は残留電圧制御に制限されるものではない。電荷交換動作が入力スイッチを用いて直接制御される場合、既述の回路全てにおいて新規の制御を行えることが、当業者には理解されるであろう。入力エネルギー又は電荷交換量の制御を行うことで、電力又は電流量も同様に制御できる。ほとんどの場合、この種類の制御には、被制御開スイッチを用いる必要がある、“被ソフトスイッチング”動作とはならない。しかしながら、新規の制御柔軟性あるいは他の有益な動作によって、新規の入力スイッチ部制御の優先的な選択をもたらすことができる。

50

【0274】

動作を制御するには、変換器電圧及び電流条件に加えて、入出力端子を監視する制御装置が正確にスイッチを動作するために必要である。この制御機能は、例えば、アナログ回路、デジタル制御装置、あるいはマイクロプロセッサのいずれによっても実行できる。好ましい実施形態の1つとして、デジタル照合表と一体化したプログラム可能論理素子（PLD）が用いられる。これらの照合表は、PLDによって用いることができる重要なタイミングの大部分を含んでいる場合がある。マイクロプロセッサは、動作の監視に用いることができ、入出力アナログパラメータを計測する。そのようなマイクロプロセッサは、リアルタイム制御に対する計算を全て実行できるが、その大部分の動作は、照合表に記憶できる。照合表のデータは、多次元表の形態あるいは照合表値の生成に用いることができる多項式の係数等の形態であってもよい。

10

【0275】

充電サイクルの正確な動作は、単一スイッチの正確なタイミングにのみ依存する。一旦充電サイクルが完了すると、プロセッサは、そのトリガイベントの誤りを厳密に決定できる。放電動作の場合も同様に、正確なタイミングは、トリガがかけられる第3出力スイッチに主に依存し、更に、正確な残留電圧はフリーホイールスイッチの正確なトリガ動作に依存する。一旦放電が完了すると、マイクロプロセッサは、測定された電荷転送及び残留コンデンサ電圧に基づいて、2つのスイッチ動作の誤りを計算できる。実際、厳密な性能は、事前に計算することが難しい場合があり、また受動電力構成要素の温度の影響や、能動スイッチの遅れや他のパラメータの変化に伴い変動する場合がある。マイクロプロセッサは、性能を監視し、記憶された照合表を修正して、連続的に入力、出力、あるいは内部変換器動作条件の変化に対する誤りを能動的に最小限に抑えることができ、リアルタイムで、記憶されているものより大幅に高い分解能を有する洗練された照合表を生成する。

20

【0276】

本発明は好適な実施形態について述べたが、それに改良を加えてもよいことは、当業者には明らかであろう。従って、本発明の範囲は、以下の請求項によって決定されるものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 周波数変換器と双方向電力潮流機能を有する電力変換器の概略回路図を示す。

【図2】 入出力力率1で動作する図1に示す電力変換器の代表的な電荷交換波形のグラフを示す。

30

【図3】 入出力力率1で動作し、また無効電力を供給し電圧ブーストを行う図1に示す電力変換器のもう1つの代表的な電荷交換波形のグラフを示す。

【図4】 双方向電力潮流機能を有するDC/DC変換器の基本構成の概略回路図を示す。

【図5】 ACとDC入力及びACとDC出力を有する多重ポート変換器のブロック図を示す。

【図6】 同時入出力動作機能を有するもう1つの実施例による電力変換器の概略回路を示す。

【図7】 動的VAR補償器の概略回路図を示す。

【図8】 図7に示す動的VAR補償器動作の2サイクル分の典型的な電荷交換波形のグラフを示す。

40

【図9】 周波数制御を電圧変圧と組み合わせる電子変圧器の概略回路図を示す。

【図10】 同時入出力動作機能を有する電子変圧器の概略回路図を示す。

【図11】 3つのコンデンサを用いた電力変換器を示す概略回路図である。

【図12】 通常の充電プロセスに対して、図11に示す、3つのコンデンサを用いた電力変換器のコンデンサ電圧と充電電流のグラフを示す。

【図13】 図11に示す電力変換器の数サイクルの電圧及び電流入力のグラフを示す。

【図14】 図11に示す電力変換器のACサイクル数サイクル分の出力電圧グラフを示す。

【図15】 残留電圧がコンデンサに存在する状態での通常の充電プロセスに対して、図

50

11に示す、3つのコンデンサを用いた電力変換器のコンデンサ電圧と充電電流を示す。

【図16】 3つのコンデンサを用いた電力変換器の更に別の実施形態を示す。

【図17】 図11及び16に示す、3つのコンデンサを用いた電力変換器に対して、残留電圧位相角の関数として、有効電力における一組のパラメータ動作曲線のグラフを示す。

【図18】 図11及び16に示す、3つのコンデンサを用いた電力変換器に対して、残留電圧位相角の関数として、無効電力における一組のパラメータ動作曲線のグラフを示す。

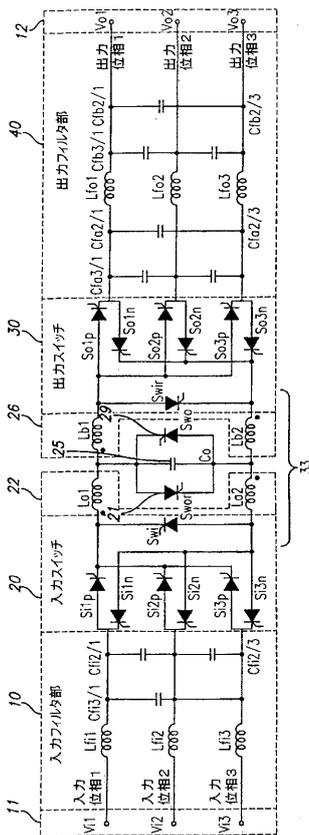
【図19】 図11及び16に示す、3つのコンデンサを用いた電力変換器に対して、有効電力潮流角の関数として無効電力が与えられた場合の、入力電力潮流制御に対する一組のパラメータ動作曲線のグラフを示す。

10

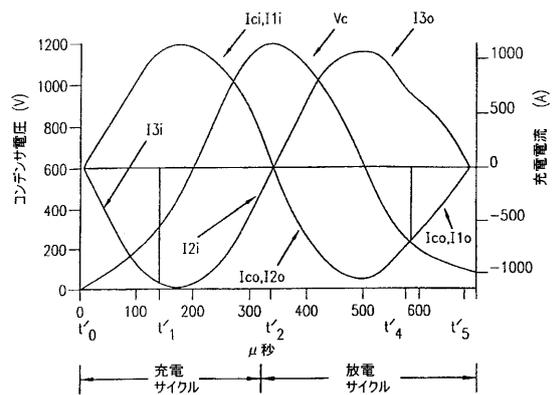
【図20】 図11及び16に示す、3つのコンデンサを用いた電力変換器に対して、有効電力潮流角の関数として無効電力が与えられた場合の、出力電力潮流制御に対する一組のパラメータ動作曲線のグラフを示す。

【図21】 整流スイッチの電流変化率を低減するために整流インダクタを追加した電力変換器出力部の基本構造の概略回路図を示す。

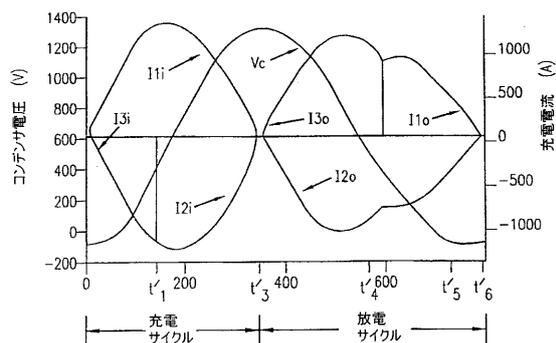
【図1】



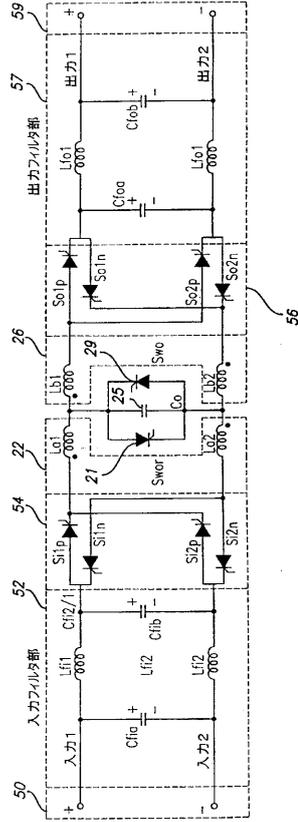
【図2】



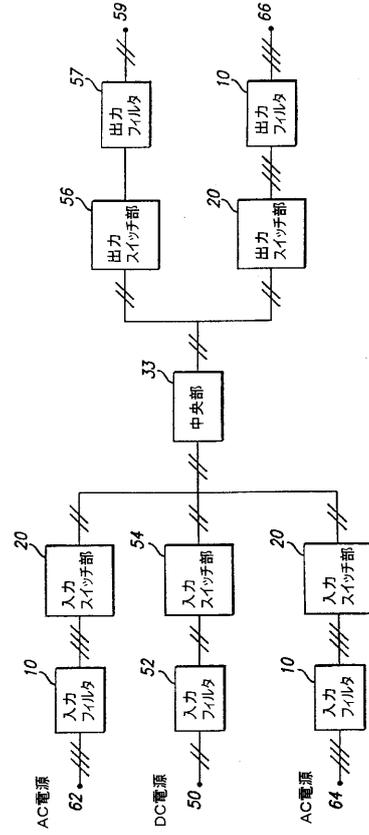
【図3】



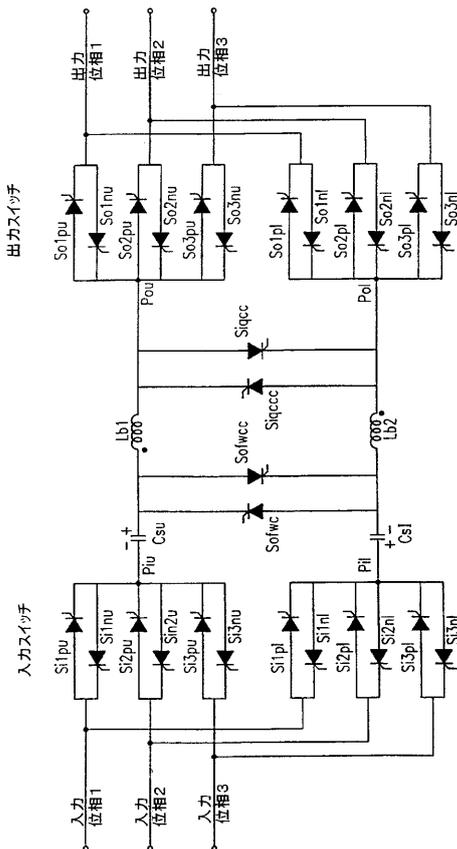
【図4】



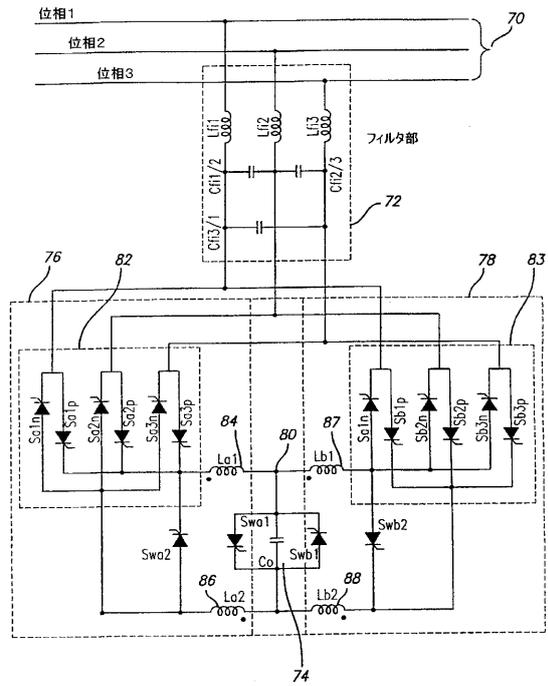
【図5】



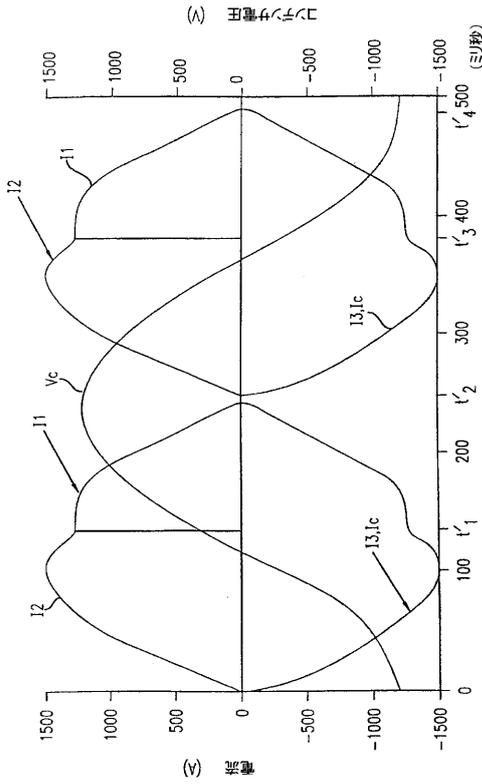
【図6】



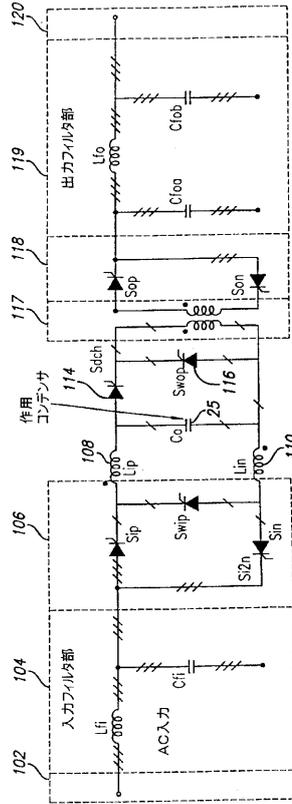
【図7】



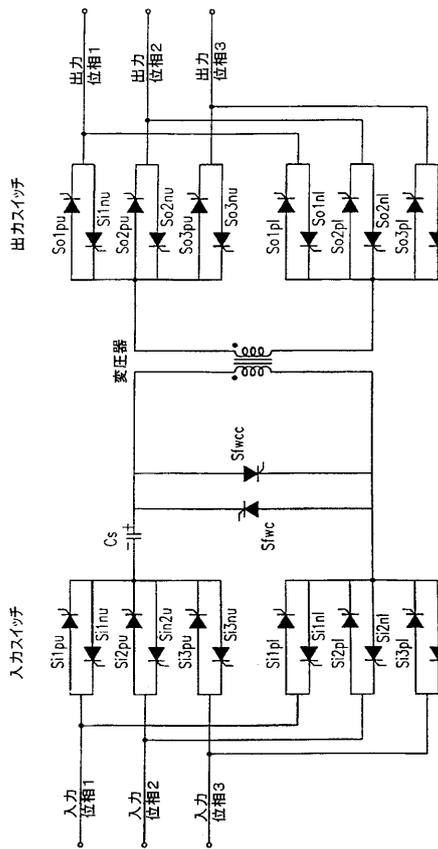
【図 8】



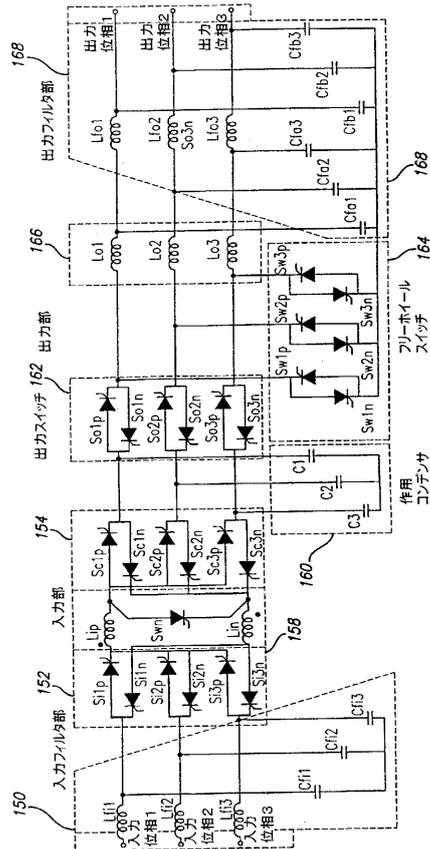
【図 9】



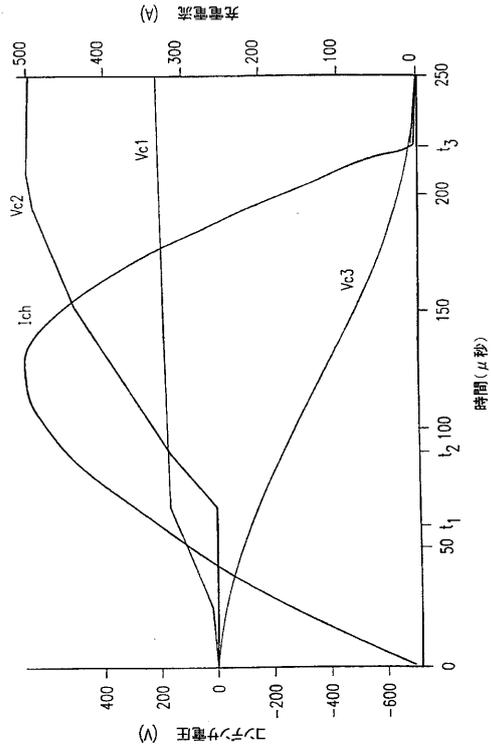
【図 10】



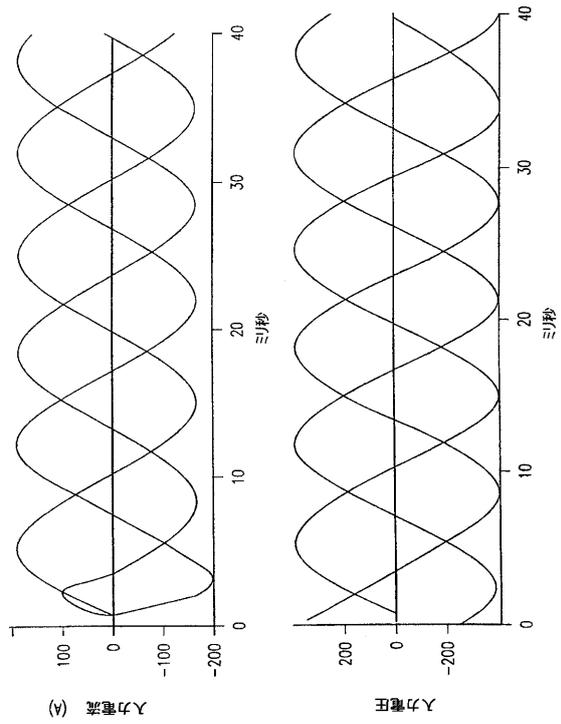
【図 11】



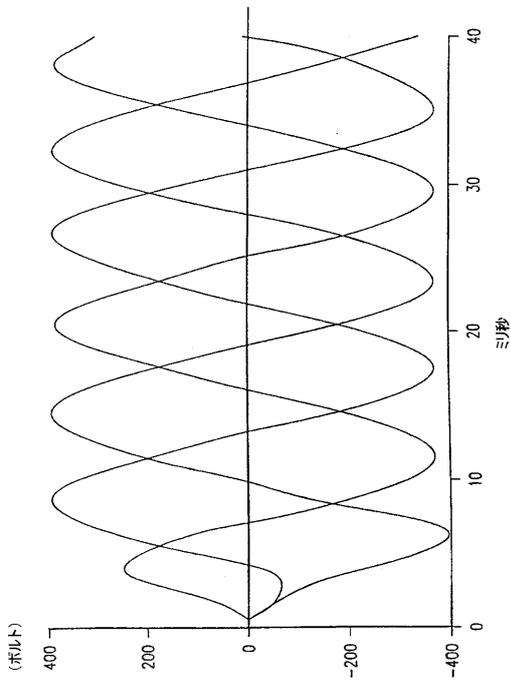
【図12】



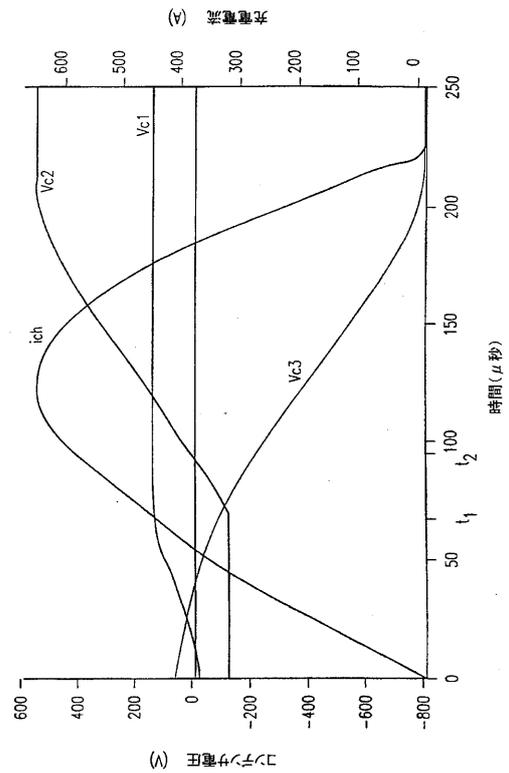
【図13】



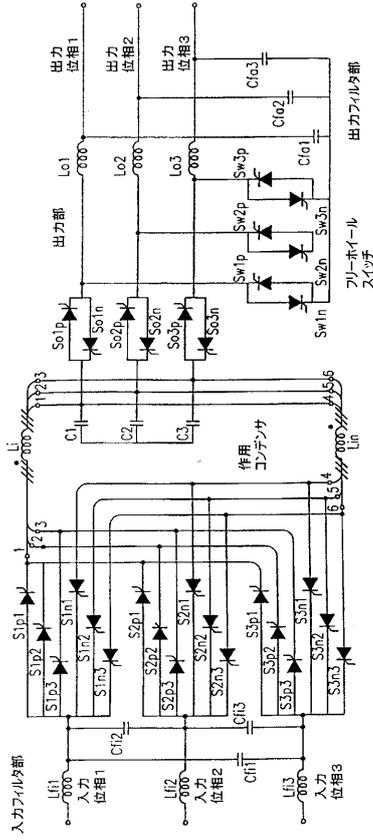
【図14】



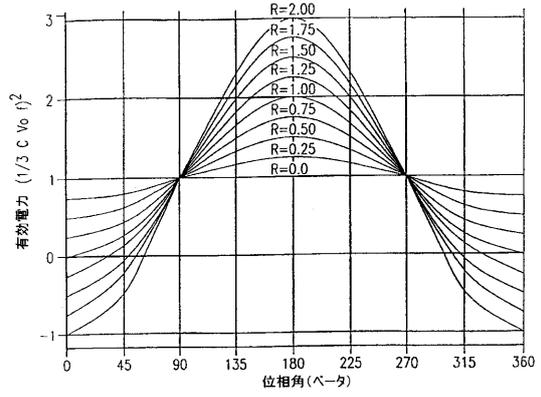
【図15】



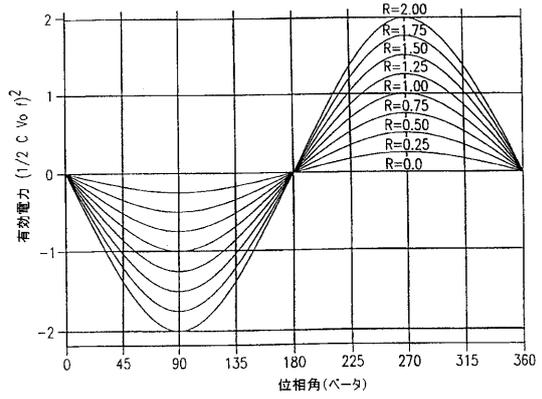
【図16】



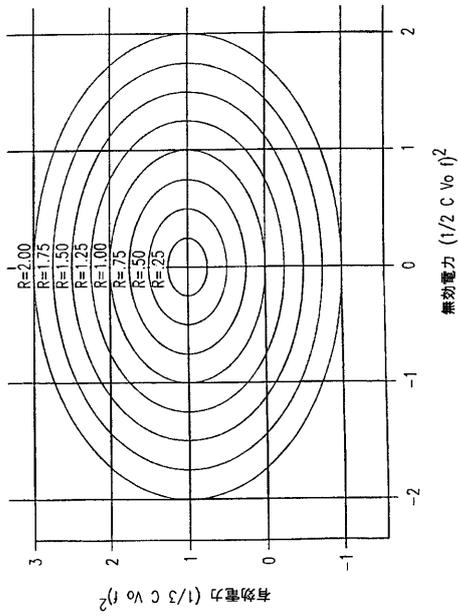
【図17】



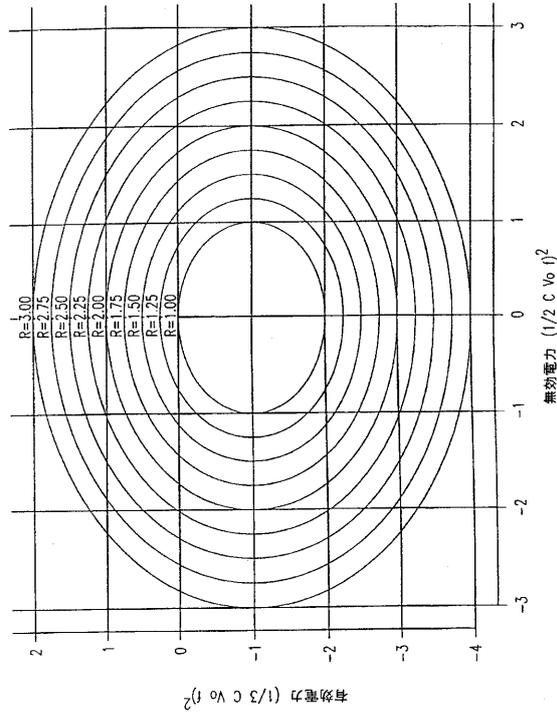
【図18】



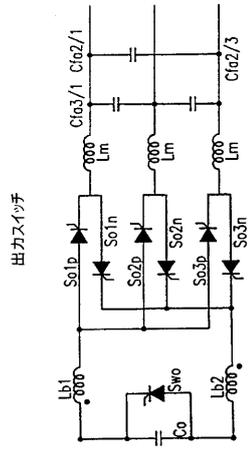
【図19】



【図20】



【 図 2 1 】



フロントページの続き

(74)代理人 100105957

弁理士 恩田 誠

(72)発明者 リンペシャー、ルドルフ

アメリカ合衆国 01983 マサチューセッツ州 トップスフィールド パーソネイジ レーン
45

(72)発明者 リンペシャー、エリック アール

アメリカ合衆国 01983 マサチューセッツ州 トップスフィールド パーソネイジ レーン
45

審査官 櫻田 正紀

(56)参考文献 米国特許第04096557(US, A)

米国特許第05270914(US, A)

米国特許第03982167(US, A)

国際公開第99/019974(WO, A1)

Chatterjee et al, A Novel High Power Self-Commutated Static Var Compensator for Load Compensation, POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS, 1997. PROCEEDINGS., 1997 INTERNATIONAL CONFERENCE ON SINGAPORE 26-29 MAY 1997, 1997年 5月26日, pages 65-71

Bellar et al, A Review of Soft-Switched DC-AC Converters, IEEE Transactions on Industry Applications, 1998年 7月, vol.34, no.4, pages 847-860

Byeong-Ok Woo et al, ZERO VOLTAGE SWITCHING AC/DC/AC CONVERTER USING MODIFIED HIGH FREQUENCY DC-LINK, CONFERENCE RECORD OF THE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING. SEATTLE, OCT.7-12,1990, 1990年10月 7日, pages 1243-1250

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 5/00-5/48

H02M 3/00-3/44

H02M 7/00-7/98