

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5851501号
(P5851501)

(45) 発行日 平成28年2月3日(2016.2.3)

(24) 登録日 平成27年12月11日(2015.12.11)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2M	7/06	(2006.01)	HO2M	7/06	G
HO2M	7/219	(2006.01)	HO2M	7/219	
HO2M	3/28	(2006.01)	HO2M	3/28	F
			HO2M	3/28	Q

請求項の数 38 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2013-517629 (P2013-517629)	(73) 特許権者	510051303
(86) (22) 出願日	平成23年6月28日 (2011.6.28)		ブルサ エレクトロニック アーゲー
(65) 公表番号	特表2013-530673 (P2013-530673A)		スイス ゼンヴァルト ノイドルフ 14
(43) 公表日	平成25年7月25日 (2013.7.25)	(74) 代理人	100122426
(86) 国際出願番号	PCT/IB2011/052841		弁理士 加藤 清志
(87) 国際公開番号	W02012/001627	(72) 発明者	クラウゼ アクセル
(87) 国際公開日	平成24年1月5日 (2012.1.5)		スイス ネスラウ ビュール
審査請求日	平成26年5月22日 (2014.5.22)		審査官 安食 泰秀
(31) 優先権主張番号	61/359,793		
(32) 優先日	平成22年6月29日 (2010.6.29)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
(31) 優先権主張番号	10167766.4		
(32) 優先日	平成22年6月29日 (2010.6.29)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電圧変換器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

1個又は複数個の一次巻線(WP1, WP2)及び複数個の二次分巻巻線(WS1, WS2)を有する変圧器(TR1)と、

入力交流電圧(U_E)より周波数が高い交流電圧をその入力交流電圧(U_E)に応じ変圧器の一次巻線(WP1, WP2)上に発生させる手段と、

を備え、入力電圧(U_E)を出力直流電圧(U_A)に変換する電圧変換器(1a~1g)であって、

その入力端を介し変圧器(TR1)内の対応する二次分巻巻線(WS1, WS2)の第1端に接続されており、出力端が出力直流電圧(U_A)の供給に使用されるフルブリッジ型の第1二次整流器(GS1)と、

第1二次整流器(GS1)の入力端同士を結ぶ直列接続体が二次分巻巻線(WS1, WS2)との協働で形成されるよう二次分巻巻線(WS1, WS2)の第2端間に挿入された第1二次コンデンサ(CS1)と、

その入力端に第1二次コンデンサ(CS1)及び各二次分巻巻線(WS1, WS2)の第2端が接続される一方、その出力が第1二次整流器(GS1)のそれと同極性になるよう、第1二次整流器(GS1)に並列接続されたフルブリッジ型の第2二次整流器(GS2)と、

を備えることを特徴とする電圧変換器。

【請求項2】

10

20

請求項 1 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、
 上掲の変圧器 (T R 1) に備わる一次巻線の個数が 2 個 (W P 1 , W P 2) であり、
 それら一次巻線 (W P 1 , W P 2) 上に交流電圧を発生させる手段が、
 入力交流電圧 (U_E) を整流するフルブリッジ型又はセンターポイント型の第 1 一次整
 流器 (G P 1) と、

その出力端を介し変圧器 (T R 1) 内の対応する一次分巻巻線 (W P 1 , W P 2) に接
 続されたフルブリッジ型の一次インバータ (W R 1) と、

一次インバータ (W R 1) の出力端間を結ぶ直列接続体が一次巻線 (W P 1 , W P 2)
 との協働で形成されるよう一次巻線 (W P 1 , W P 2) 間に挿入された第 1 一次コンデン
 サ (C P 1) と、

その入力端を介し第 1 一次コンデンサ (C P 1) 、出力端を介し一次インバータ (W R
 1) の入力端に接続されており、一次インバータ (W R 1) に対し逆並列なフルブリッジ
 型の第 2 一次整流器 (G P 2) と、

を有することを特徴とする電圧変換器。

【請求項 3】

請求項 2 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、一次インバータ (W R 1) を駆動
 する第 1 制御変圧器 (T R 2) を備えることを特徴とする電圧変換器。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれか一項記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、第 2 二次コ
 ンデンサ (C S 2) 及び 1 個又は複数個のスイッチング素子からなる直列接続体を介し第
 1 二次整流器 (G S 1) の入力端間が接続されたことを特徴とする電圧変換器。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 3 のいずれか一項記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、第 2 二次コ
 ンデンサ (C S 2) 、 2 個のトランジスタ (T 2 , T 3) 、並びにそのトランジスタ (T
 2 , T 3) それぞれに逆並列接続された内蔵又は外付けのダイオード (D 5 , D 6) から
 なる直列接続体を介し第 1 二次整流器 (G S 1) の入力端間が接続されており、それらト
 ランジスタ (T 2 , T 3) 間で順バイアス方向が逆なことを特徴とする電圧変換器。

【請求項 6】

請求項 4 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、上掲のスイッチング素子を駆動す
 る第 2 制御変圧器 (T R 3) を備えることを特徴とする電圧変換器。

【請求項 7】

請求項 5 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、上掲のトランジスタ (T 2 , T 3
) を駆動する第 2 制御変圧器 (T R 3) を備えることを特徴とする電圧変換器。

【請求項 8】

請求項 4 又は 6 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、第 1、第 2 又はその双方の
 二次整流器 (G S 1 , G S 2) が非作動状態であるとき上掲のスイッチング素子を暫時オ
 ン状態にするコントローラ (C T R 1 , C T R 2) を伴うことを特徴とする電圧変換器。

【請求項 9】

請求項 5 又は 7 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、第 1、第 2 又はその双方の
 二次整流器 (G S 1 , G S 2) が非作動状態であるとき上掲のトランジスタ (T 2 , T 3
) を暫時オン状態にするコントローラ (C T R 1 , C T R 2) を伴うことを特徴とする電
 圧変換器。

【請求項 10】

請求項 2 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、そのセンタータップが第 1 一次整
 流器 (G P 1) の出力端に接続された単巻変圧器 (T R 4) と、単巻変圧器 (T R 4) に
 備わるエンドタップの接続先を一次巻線 (W P 1 , W P 2) 及び第 1 一次コンデンサ (C
 P 1) を孕む直列接続体と中間回路内正電位部位との間で随時切替可能なスイッチング素
 子と、を備えることを特徴とする電圧変換器。

【請求項 11】

請求項 2 記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、第 1 一次コンデンサ (C P 1) に

10

20

30

40

50

対し補助第 1 一次コンデンサ (C P 1 ')、第 1 二次コンデンサ (C S 1) に対し補助第 1 二次コンデンサ (C S 1 ')、第 2 二次コンデンサ (C S 2) に対し補助第 2 二次コンデンサ (C S 2 ') を随時並列接続可能なことを特徴とする電圧変換器。

【請求項 1 2】

請求項 1 乃至 1 1 のいずれか一項記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、上掲の変圧器 (T R 1) が磁界漏れ変圧器であることを特徴とする電圧変換器。

【請求項 1 3】

請求項 1 乃至 1 1 のいずれか一項記載の電圧変換器 (1 a ~ 1 g) であって、上掲の変圧器 (T R 1) が密結合型の変圧器であり、その一次巻線 (W P 1 , W P 2)、二次分巻巻線 (W S 1 , W S 2) 又はその双方に外部チョーク (L 1 , L 2 , L 3 , L 4) が接続されたことを特徴とする電圧変換器。

10

【請求項 1 4】

1 個又は複数個の一次巻線並びに第 1 及び第 2 二次分巻巻線を有し、それらの巻線がめいめいに第 1 及び第 2 端を有する変圧器と、

入力交流電流をより高周波の交流電流に変換して変圧器の一次巻線に供給する A C / A C 変換回路と、

その第 1 入力端を介し第 1 二次分巻巻線の第 1 端、第 2 入力端を介し第 2 二次分巻巻線の第 1 端に接続されており、出力端が出力直流電圧の供給に使用されるフルブリッジ型の第 1 二次整流器と、

その第 1 端を介し第 1 二次分巻巻線の第 2 端、第 2 端を介し第 2 二次分巻巻線の第 2 端に接続された第 1 二次コンデンサと、

20

その第 1 入力端を介し第 1 二次分巻巻線の第 2 端及び第 1 二次コンデンサの第 1 端、第 2 入力端を介し第 2 二次分巻巻線の第 2 端及び第 1 二次コンデンサの第 2 端に接続されており、出力端に第 1 二次整流器のそれと同極性の出力が現れるフルブリッジ型の第 2 二次整流器と、

を備える電圧変換器。

【請求項 1 5】

請求項 1 4 記載の電圧変換器であって、更に、

その第 1 端を介し第 1 二次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 1 二次整流器の第 2 入力端に接続された第 2 二次コンデンサと、

30

第 2 二次コンデンサに直列接続されたスイッチと、

を備える電圧変換器。

【請求項 1 6】

請求項 1 5 記載の電圧変換器であって、更に、

上掲のスイッチたる第 1 トランジスタと、

第 1 トランジスタに逆並列接続された第 1 ダイオードと、

を備える電圧変換器。

【請求項 1 7】

請求項 1 6 記載の電圧変換器であって、更に、

第 2 二次コンデンサの第 2 端に接続された第 2 トランジスタと、

40

第 2 トランジスタに逆並列接続された第 2 ダイオードと、

を備え、第 1 トランジスタ、第 2 二次コンデンサ及び第 2 トランジスタを有する直列接続体に沿い第 1・第 2 トランジスタ間で順バイアス方向が異なる電圧変換器。

【請求項 1 8】

請求項 1 7 記載の電圧変換器であって、更に、第 1、第 2 又はその双方の二次整流器が非作動状態であるとき第 1 及び第 2 トランジスタを制御するコントローラを備える電圧変換器。

【請求項 1 9】

請求項 1 7 記載の電圧変換器であって、更に、第 1 及び第 2 トランジスタを可制御的に駆動する制御変圧器を備える電圧変換器。

50

【請求項 20】

請求項 19 記載の電圧変換器であって、更に、制御変圧器の二次巻線が第 1 及び第 2 トランジスタの制御入力端に接続された電圧変換器。

【請求項 21】

請求項 14 記載の電圧変換器であって、更に、第 1 又は第 2 二次分巻巻線に直列接続された 1 個又は複数個のチョークを備える電圧変換器。

【請求項 22】

請求項 14 記載の電圧変換器であって、更に、第 1 二次コンデンサに対し並列になるよう第 1 二次分巻巻線の第 2 端と第 2 二次分巻巻線の第 2 端との間に随時挿入される補助第 1 二次コンデンサを備える電圧変換器。

10

【請求項 23】

請求項 22 記載の電圧変換器であって、更に、
その第 1 端を介し第 1 二次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 1 二次整流器の第 2 入力端に接続された第 2 二次コンデンサと、
第 2 二次コンデンサに直列接続されたスイッチと、
第 2 二次コンデンサに対し並列になるよう第 1 二次整流器の第 1 端・第 2 端間に随時挿入される補助第 2 二次コンデンサと、
を備える電圧変換器。

【請求項 24】

請求項 23 記載の電圧変換器であって、更に、
上記スイッチとして第 2 二次コンデンサの第 1 端に接続された第 1 トランジスタと、
第 2 二次コンデンサの第 2 端に接続された第 2 トランジスタと、
を備え、第 1 トランジスタ、第 2 二次コンデンサ及びそれと並列な補助第 2 二次コンデンサ、並びに第 2 トランジスタを有する直列接続体に沿い第 1・第 2 トランジスタ間で順バイアス方向が異なる電圧変換器。

20

【請求項 25】

その一次側に第 1 及び第 2 一次分巻巻線、二次側に第 1 及び第 2 二次分巻巻線を有し、それらの巻線がめいめいに第 1 及び第 2 端を有する変圧器と、
入力交流電流を整流する第 1 一次整流器と、
その第 1 出力端を介し第 1 一次分巻巻線の第 1 端、第 2 出力端を介し第 2 一次分巻巻線の第 1 端に接続されており、入力端が第 1 一次整流器からの整流済電流受入に使用されるフルブリッジ型の一次インバータと、
その第 1 入力端を介し第 1 一次分巻巻線の第 2 端、第 2 入力端を介し第 2 一次分巻巻線の第 2 端、出力端を介し一次インバータの入力端に接続された第 2 一次整流器と、
その第 1 端を介し第 1 一次分巻巻線の第 2 端及び第 2 一次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 2 一次分巻巻線の第 2 端及び第 2 一次整流器の第 2 入力端に接続された第 1 二次コンデンサと、
その第 1 入力端を介し第 1 二次分巻巻線の第 1 端、第 2 入力端を介し第 2 二次分巻巻線の第 1 端に接続されており、出力端が出力直流電圧の供給に使用されるフルブリッジ型の第 1 二次整流器と、
その第 1 端を介し第 2 二次分巻巻線の第 1 端、第 2 端を介し第 2 二次分巻巻線の第 2 端に接続された第 1 二次コンデンサと、
その第 1 入力端を介し第 1 二次分巻巻線の第 2 端及び第 1 二次コンデンサの第 1 端、第 2 入力端を介し第 2 二次分巻巻線の第 2 端及び第 1 二次コンデンサの第 2 端に接続されており、出力端に第 1 二次整流器のそれと同極性の出力が現れるフルブリッジ型の第 2 二次整流器と、
を備える電圧変換器。

30

40

【請求項 26】

請求項 25 記載の電圧変換器であって、更に、一次インバータを可制御的に駆動する第 1 制御変圧器を備える電圧変換器。

50

【請求項 27】

請求項 26 記載の電圧変換器であって、更に、
その第 1 端を介し第 1 二次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 1 二次整流器の第 2 入力端に接続された第 2 二次コンデンサと、
第 2 二次コンデンサに直列接続されておりその第 2 二次コンデンサの第 1 端に接続された第 1 トランジスタを有するスイッチと、
第 2 二次コンデンサの第 2 端に接続された第 2 トランジスタと、
第 1 及び第 2 トランジスタを可制御的に駆動する第 2 制御変圧器と、
を備える電圧変換器。

【請求項 28】

請求項 27 記載の電圧変換器であって、更に、
そのセンタータップが第 1 一次整流器の出力端に接続されており、且つ第 1 及び第 2 エンドタップを有する単巻変圧器と、
単巻変圧器の第 1 エンドタップを第 1 一次分巻巻線の第 1 端、第 2 エンドタップを第 2 一次分巻巻線の第 1 端に可制御的に接続させる 1 個又は複数個の単巻変圧器制御スイッチと、
を備える電圧変換器。

【請求項 29】

請求項 27 記載の電圧変換器であって、更に、
一次側及び二次側のうち一次側に第 1 一次整流器の出力端が接続された絶縁変圧器と、
絶縁変圧器の二次側を第 1 及び第 2 一次分巻巻線の第 1 端に可制御的に接続させる 1 個又は複数個の絶縁変圧器制御スイッチと、
を備える電圧変換器。

【請求項 30】

請求項 25 記載の電圧変換器であって、更に、
そのセンタータップが第 1 一次整流器の出力端に接続されており、且つ第 1 及び第 2 エンドタップを有する単巻変圧器と、
単巻変圧器の第 1 エンドタップを第 1 一次分巻巻線の第 1 端、第 2 エンドタップを第 2 一次分巻巻線の第 1 端に可制御的に接続させる 1 個又は複数個の単巻変圧器制御スイッチと、
を備える電圧変換器。

【請求項 31】

請求項 25 記載の電圧変換器であって、更に、
一次側及び二次側のうち一次側に第 1 一次整流器の出力端が接続された絶縁変圧器と、
絶縁変圧器の二次側を第 1 及び第 2 一次分巻巻線の第 1 端に可制御的に接続させる 1 個又は複数個の絶縁変圧器制御スイッチと、
を備える電圧変換器。

【請求項 32】

請求項 25 記載の電圧変換器であって、更に、第 1 又は第 2 一次分巻巻線に直列接続された 1 個又は複数個のチョークを備える電圧変換器。

【請求項 33】

請求項 32 記載の電圧変換器であって、更に、
第 1 又は第 2 一次分巻巻線に直列接続された 1 個又は複数個の補助チョークを備え、
上掲の変圧器が密結合型である電圧変換器。

【請求項 34】

請求項 25 記載の電圧変換器であって、更に、上掲の変圧器として磁界漏れ変圧器を備える電圧変換器。

【請求項 35】

請求項 25 記載の電圧変換器であって、更に、第 1 一次コンデンサに対し並列になるよう第 1 一次分巻巻線の第 2 端と第 2 一次分巻巻線の第 2 端との間に随時挿入される補助第

10

20

30

40

50

1 一次コンデンサを備える電圧変換器。

【請求項 3 6】

請求項 3 5 記載の電圧変換器であって、更に、第 1 二次コンデンサに対し並列になるよう第 1 二次分巻巻線の第 2 端と第 2 二次分巻巻線の第 2 端との間に随時挿入される補助第 1 二次コンデンサを備える電圧変換器。

【請求項 3 7】

請求項 3 6 記載の電圧変換器であって、更に、
その第 1 端を介し第 1 二次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 1 二次整流器の第 2 入力端に接続された第 2 二次コンデンサと、
第 2 二次コンデンサに直列接続されたスイッチと、
第 2 二次コンデンサに対し並列になるよう第 1 二次整流器の第 1 入力端・第 2 入力端間に随時挿入される補助第 2 二次コンデンサと、
を備える電圧変換器。

10

【請求項 3 8】

その一次側に第 1 及び第 2 一次分巻巻線、二次側に第 1 及び第 2 二次分巻巻線を有し、それらの巻線がめいめいに第 1 及び第 2 端を有する変圧器と、
入力交流電流を整流する第 1 一次整流器と、
その第 1 出力端を介し第 1 一次分巻巻線の第 1 端、第 2 出力端を介し第 2 一次分巻巻線の第 1 端に接続されており、入力端が第 1 一次整流器からの整流済電流受入に使用されるフルブリッジ型の一次インバータと、
その第 1 入力端を介し第 1 一次分巻巻線の第 2 端、第 2 入力端を介し第 2 一次分巻巻線の第 2 端、出力端を介し一次インバータの入力端に接続された第 2 一次整流器と、
その第 1 端を介し第 1 一次分巻巻線の第 2 端及び第 2 一次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 2 一次分巻巻線の第 2 端及び第 2 一次整流器の第 2 入力端に接続された第 1 一次コンデンサと、
その第 1 入力端を介し第 1 二次分巻巻線の第 1 端、第 2 入力端を介し第 2 二次分巻巻線の第 1 端に接続されており、出力端が出力直流電圧の供給に使用されるフルブリッジ型の第 1 二次整流器と、
その第 1 端を介し第 1 二次整流器の第 1 入力端、第 2 端を介し第 1 二次整流器の第 2 入力端に接続された第 2 二次コンデンサと、
第 2 二次コンデンサに直列接続されており第 1 トランジスタを有するスイッチと、
第 1 トランジスタに逆並列接続された第 1 ダイオードと、
第 2 二次コンデンサの第 2 端に接続された第 2 トランジスタと、
第 2 トランジスタに逆並列接続された第 2 ダイオードと、
を備え、第 1 トランジスタ、第 2 二次コンデンサ及び第 2 トランジスタを有する直列接続体に沿い第 1 及び第 2 トランジスタ間で順バイアス方向が異なる電圧変換器。

20

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本願は、2010年6月20日付米国暫定特許出願第61/359793号及びそれに対応する非暫定特許出願並びに2010年6月20日付欧州特許出願第10167766号に基づく優先権主張を伴う出願であるので、米国暫定特許出願第61/359793号及び欧州特許出願第10167766号の全内容を、この参照を以て且つあらゆる意図及び目的において明示的に本願に繰り入れ、本願に全く同一の記載があるかの如く扱うことにする。

40

【0002】

本発明は、1個又は複数個の一次巻線及び複数個の二次分巻巻線を有する変圧器と、入力交流電圧より周波数が高い交流電圧をその入力交流電圧に応じ一次巻線上に発生させる手段と、を備え、入力交流電圧又は直流電圧を出力直流電圧に変換する電圧変換器に関する。

50

【背景技術】

【0003】

交流回路網で直流電圧出力に使用される高効率電圧変換器に対しては、多数の国際標準化規則に合致すること、ひいては他装置の作動を邪魔しないことや入力電圧（主電圧）に質的劣化を及ぼさないことが求められる。特に、電気自動車用充電装置等で必要とされるkW域大出力で重視されるのは、入力電流（主電流）内高調波成分が少ないことである。

【0004】

理想的なケースでは、電圧変換器が回路網内で抵抗のように振る舞い、その回路網への流入電流がどの瞬間でも入力電圧に比例する値となる。入力電圧が通例の如く正弦波であるなら流入電流もまた純粋な正弦波、即ち高調波を全く含まない波形になろう。

10

【0005】

しかし、負荷がオーミックな抵抗であることは少なく、大抵はインダクタンス成分やキャパシタンス成分を含んでいる。例えば、純粋なコンデンサを整流器経由で交流回路網に接続した場合、流入電流は急峻なパルスとなり多くの高調波が生じる。

【0006】

これを防ぐ手段としては、整流器・コンデンサ間に力率補正（PFC）回路が挿入されることが多い。その簡略な例は昇圧変換器であり、その制御を通じ、回路網への流入電流を入力電圧と同様の波形、例えば正弦波に近づけることができる。

【0007】

電気自動車用充電装置には、更に、小型、軽量且つ頑丈であるのに回路網からバッテリーへとほぼ損失無しでエネルギーを供給できる、という条件も課される。安全性及び電磁適合性（EMC）を満たすため、回路網・バッテリー間を電圧分離する策も講ずるべきである。

20

【0008】

これらの条件を踏まえしばしば狙われるのがPFC段階の省略である。加えて、電圧変換器には、できるだけ簡略でエネルギー変換効率が高いことが求められる。課される軽量小型条件を満たせる策が高周波クロックの使用しかない場合も多い。しかし、クロック周波数を高めると電力半導体素子でのスイッチング損失が増大してしまう。それを避ける上で有効なのが共振型の回路構成、即ち共振回路を用い半導体素子のスイッチングを無電流又は無電圧で行いスイッチング損失を抑える回路構成である。

【0009】

その種の電圧変換器としては、入力直流電圧を出力直流電圧に変換するDC/DC共振変換器、例えば特許文献1記載のものが知られている。この変換器では、フルブリッジ型のインバータが、変圧器内一次分巻巻線それぞれに接続されている。それら一次分巻巻線間にはコンデンサが挿入され、インバータの出力端同士が当該一次分巻巻線及びコンデンサからなる直列接続体で接続されている。更に、その直列接続体にはフルブリッジ型の整流器が接続されており、その入力端が当該コンデンサ、出力端がインバータの入力端に接続されている。二次側には、インバータ出力電圧を出力直流電圧に変換するセンターポイント型の整流器がある。

30

【0010】

また、特許文献2に記載のDC/DC共振変換器には、ブリッジを伴う入力端や、複数個の出力端が備わっている。また、この変換器では、共振インダクタンス及び共振キャパシタンスによって共振回路が形成されている。更に、この変換器には変圧器が備わっており、その一次巻線が上掲のブリッジ、二次巻線が整流器に接続されている。加えて、この変換器には、上掲の共振回路から見て下流に位置するよう昇圧段が設けられている。上掲の共振回路は付随するスイッチング素子の働きで短絡されているが、そのスイッチング素子が開くと共振インダクタンス内に貯留済のエネルギーが解放される。

40

【0011】

これらを含め従来型の回路には、バックコンバータとしての容量内で作動しうる場合が、基本的に、入力電圧を変圧器巻数比に従い変換して得られる電圧が出力電圧より高い場合に限られるため、整流交流回路網で動作させたときに高調波電流が発生する、という難

50

点がある。出力電圧より高い電圧にしないと、入力交流電圧ゼロクロス点の近傍で大規模な「電流不足」が発生する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0012】

【特許文献1】独国特許第2716445号明細書

【特許文献2】欧州特許出願公開第2144359号明細書(A2)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

本発明はこれに鑑みなされたものであり、より優れた電圧変換器、特に入力電圧が低めの場合でも電力を搬送可能で高調波電流があまり生じない電圧変換器を実現することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0014】

この目的に鑑み、本発明では、技術分野の欄に記載の電圧変換器に、更に、その入力端を介し変圧器内の対応する二次分巻巻線の第1端に接続されており、出力端が出力直流電圧の供給に使用されるフルブリッジ型の第1二次整流器と、

第1二次整流器の入力端同士を結ぶ直列接続体が二次分巻巻線との協働で形成されるよう二次分巻巻線の第2端間に挿入された第1二次コンデンサと、

その入力端に第1二次コンデンサ及び各二次分巻巻線の第2端が接続される一方、その出力が第1二次整流器のそれと同極性になるよう、第1二次整流器に並列接続されたフルブリッジ型の第2二次整流器と、

を設ける。

【0015】

本発明に係る構成では、第1二次整流器及び第1二次コンデンサを通じ二次分巻巻線同士を直列に作動させることや、第2二次整流器を通じ二次分巻巻線同士を並列に作動させることができる。

【0016】

二次分巻巻線同士を並列接続すると入出力電圧間変圧比がかなり高まるので、入力電圧ゼロクロス点の近傍での電流不足が有意に低減されることとなる。入力電圧がより高い期間で作動させても、この並列接続体は顕著な損失増加や有意なパルス減衰時間長期化をもたらさない。

【0017】

特記すべき長所の一つは、二次分巻巻線間直並列接続切替に付加的手段が必要ない点、即ち制御信号供給が必要ない点である。第1二次コンデンサの電圧によって切替がトリガされ、二次分巻巻線に誘起する交流電圧によってその第1二次コンデンサが持続的に充電される結果、周期的な切替が引き起こされるからである。なお、本願では、「スイッチ」「スイッチング」「切替可能」等の語を、回路遮断型スイッチによる物理的切替を示唆する意味で、また電流方向の切替や反転を包含する意味で使用している。そのため、「スイッチ」「スイッチング」「切替可能」等の語を「切替」と読み替えることもできる。

【0018】

このように、本件技術分野で既知の回路に比べ電流不足継続期間がかなり短縮され、高調波成分が有意に低減されるので、PFC条件をより充足させやすくなる。

【0019】

本発明の有益な実施形態及び更なる展開形態については、従属形式請求項及び明細書に概記されているので、それらに関する図面と併せ参照されたい。

【0020】

本発明の電圧変換器では、更に、

上掲の変圧器に備わる一次巻線の個数を2個とし、また

10

20

30

40

50

それら一次巻線に交流電圧を発生させる手段として、
入力交流電圧を整流するフルブリッジ型又はセンターポイント型の第1一次整流器と、
その出力端を介し変圧器内の対応する一次巻線に接続されたフルブリッジ型の一次イン
バータと、

一次インバータの出力端同士を結ぶ直列接続体が一次巻線との協働で形成されるよう一
次巻線間に挿入された第1一次コンデンサと、

その入力端を介し第1一次コンデンサ、出力端を介し一次インバータの入力端に接続さ
れており、一次インバータに対し逆並列なフルブリッジ型の第2一次整流器と、

を設けるのが望ましい。

【0021】

この構成では、一次側に形成される共振回路の働きで一次インバータ内トランジスタが
無電力切替される。そのため、この電圧変換器は高い動作時エネルギー効率及び良好なEM
C挙動を呈する。

【0022】

本発明の電圧変換器には、更に、一次インバータを駆動する第1制御変圧器を設けるの
が望ましい。互いに対角配置されているトランジスタそれぞれをオンオフさせるための信
号であるので、一次インバータ駆動用の制御信号は対称的な信号となる。第1制御変圧器
の二次巻線は、一次インバータを比較的簡略な技術的手段で駆動できるよう、一次インバ
ータ内トランジスタのうち相応の極性を有するものの制御入力端に接続するのが望まし
い。

【0023】

本発明の電圧変換器は、特に、第2二次コンデンサ及び1個又は複数個のスイッチング
素子からなる直列接続体を介し第1二次整流器の入力端間が接続される形態にするのが望
ましい。この形態では、その二次分巻巻線に生じる周期的な短絡に伴い、変圧器の漏れイ
ンダクタンスが一種のチョークとして働き昇圧変換が生じる。第2二次コンデンサは、こ
の昇圧変換による出力電圧過剰が原因で第1、第2又はその双方の二次整流器が導通停止
状態になったときに「仮想負荷」として働く。従って、その又はそれらの二次整流器で
電流不足が現に生じても電流が流れ続ける。即ち、PFC条件が次善の形態で充足される。
第2二次コンデンサで新たに共振回路が形成され、スイッチング素子に流れる電流が当該
スイッチング素子の開放に先立ち0まで減衰するので、昇圧変換段階でのスイッチング損
失はかなりの程度回避されることとなる。

【0024】

本発明の電圧変換器では、また、第2二次コンデンサ、2個のトランジスタ、並びにそ
れらトランジスタそれぞれに対し逆並列な内蔵又は外付けのダイオードからなる直列接続
体を介し第1二次整流器の入力端間を接続し、それらトランジスタ間で順バイアス方向を
逆にするのが望ましい。この実施形態では、上掲の実施形態におけるスイッチング素子が
、2個のトランジスタとそれに対応する内蔵又は外付けダイオードとの逆並列接続で形成
される。そのため高周波での切替が可能である。

【0025】

本発明の電圧変換器、特に直前に述べた2個の実施形態には、上掲のスイッチング素子
例えばトランジスタを駆動する第2制御変圧器を設けるのが望ましい。この第2制御変圧
器の二次巻線は、そのスイッチング素子例えば対応する極性のトランジスタを(上掲の一
次インバータ内のそれに倣い)比較的簡略な技術的手段で駆動できるよう、そのスイッ
チング素子の制御入力端に接続するのが望ましい。

【0026】

本発明の電圧変換器には、特に、第1、第2又はその双方の二次整流器が非作動状態
あるとき上掲のスイッチング素子例えばトランジスタを暫時オン状態にするコントロー
ラを付設するのが望ましい。この形態でも、その二次分巻巻線が短絡すると変圧器の漏れ
インダクタンスが一種のチョークとして働き昇圧変換が生じる。コントローラは、好適なこ
とに、この昇圧変換による出力電圧過剰が原因で第1、第2又はその双方の二次整流器に

10

20

30

40

50

生じる導通停止状態を検知する。例えば、そうした状態の予兆である入力電圧不足等を検知し、上掲のスイッチング素子例えばトランジスタをオン状態にすることで、その予兆を克服し変圧器の二次分巻巻線に電流を供給させる。この場合、そのスイッチング素子例えばトランジスタの動作は一次インバータに同期する。導通停止状態の予兆検知は、第1、第2又はその双方の二次整流器に流れる電流の計測で行える。これに代え、入出力電圧を計測し、その結果が限界値に達したときにそのスイッチング素子例えばトランジスタをオンさせるようにしてもよい。スイッチング素子例えばトランジスタがオンになるのは、二次分巻巻線間の直並列接続切替を伴わない実施形態では

$$U_E < U_A / \dot{u}$$

が、伴う実施形態では

$$U_E < U_A / (2\dot{u})$$

が成り立っているときである。なお、 U_E は入力電圧、 U_A は出力電圧、

\dot{u}

(以下、便宜上 u と表示する。電子出願機で表示出来ないため)は変圧器の変圧比のことである。

【0027】

本発明の電圧変換器には、また、そのセンタータップが第1一次整流器の出力端に接続された単巻変圧器と、単巻変圧器に備わるエンドタップの接続先を一次巻線及び第1一次コンデンサを孕む直列接続体と中間回路内正電位部位との間で随時切り替えるスイッチング素子と、を設けるのが特に望ましい。単巻変圧器のエンドタップが一次巻線及び第1一次コンデンサを孕む直列接続体に接続されているときには、入力電圧が単巻変圧器での昇圧後に中間回路に印加される。これに対し、単巻変圧器のエンドタップが中間回路内正電位部位に接続されているときには、入力電圧がそのまま中間回路に印加される。従って、入力電圧が低いときでも入力電流を大きくすることができる。大電力が要求されていないときに、単巻変圧器のエンドタップを中間回路内正電位部位に接続させることもできる。その場合、単巻変圧器内巻線が互いに並列となり入力側フィルタチョークとして働く。好適なことに、インバータで常用されるIGBT(絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)の並列ダイオードやMOSFET(金属-酸化物-半導体電界効果トランジスタ)のボディダイオードを利用すること、即ちそれらダイオードに二役を担わせることが可能であるので、この形態は半導体デバイスの追加無しで実施することができる。

【0028】

こうした巻線切替を実行できるのは単巻変圧器に限られない。単巻変圧器の代わりに絶縁変圧器を用いることも可能である。そうした実施形態では、入力側・中間回路間も電圧分離することができる。

【0029】

本発明の電圧変換器は、また、第1一次コンデンサに対し補助第1一次コンデンサ、第1二次コンデンサに対し補助第1二次コンデンサ、第2二次コンデンサに対し補助第2二次コンデンサを並列に挿入可能な形態にするのが望ましい。この実施形態では、入力電圧が低いときでも入力電流を大きくすること、またそれを大型且つ重量な単巻変圧器無しで実現することができる。

【0030】

本発明の電圧変換器では、上掲の変圧器として磁界漏れ変圧器を使用するのが望ましい。この形態では一次側・二次側間が疎結合になる。磁界漏れ変圧器の漏れインダクタンスは同変圧器の主インダクタンスに対し直列であるので、共振変換器としての共振周波数を当該漏れインダクタンスで概ね決めることができる。

【0031】

そして、本発明の電圧変換器では、上掲の変圧器として密結合型の変圧器を使用し、その一次巻線、二次分巻巻線又はその双方に外部チョークを直列接続することもできる。即ち、密結合変圧器を磁界漏れ変圧器に代え使用することができる。密結合変圧器では主インダクタンス及び漏れインダクタンスが共に小さめになるので、変圧器の一次巻線、二次

10

20

30

40

50

分巻巻線又はその双方に対し直列にチョークを設け、共振変換器としての共振周波数をそのチョークで画定するのが有益である。

【 0 0 3 2 】

上述した諸構成及びそれらの変形構成は任意に組み合わせることができる。本明細書、別紙特許請求の範囲及び別紙図面の読者にはご理解頂けるように、語「つなぐ」及び「接続する」は、回路素子の接続に留まらず通電可能な種々の電氣的接続を包含する意味で使用されている。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 3 3 】

【図 1】従来型電圧変換器を示す図である。

10

【図 2】図 1 に示した電圧変換器の一部における電流経路を強調して示す図である。

【図 3】図 1 に示した電圧変換器への入力電圧及び入力電流を示す図である。

【図 4】第 1 実施形態に係る電圧変換器を示す図である。

【図 5】図 4 に示した電圧変換器の一部における電流経路を強調して示す図である。

【図 6】図 4 に示した電圧変換器への入力電圧及び入力電流を示す図である。

【図 7】第 2 実施形態に係る電圧変換器を示す図である。

【図 8】第 3 実施形態に係る電圧変換器を示す図である。

【図 9】図 8 に示した電圧変換器への入力電圧及び入力電流を示す図である。

【図 10】出力電圧に比し入力電圧が遙かに低い場合に関し、図 8 に示した電圧変換器にて一次及び二次コンデンサに加わる電圧及び変圧器に流れる一次電流の時間的推移を示す図である。

20

【図 11】入力電圧が若干高い場合に関し図 10 に倣い示す図である。

【図 12】出力電圧に比し入力電圧が高い場合に関し図 10 に倣い示す図である。

【図 13】第 4 実施形態に係る電圧変換器を示す図である。

【図 14】図 13 に示した電圧変換器の一部における電流経路を強調して示す図である。

【図 15】図 4 の類例として、変圧器が密結合で一次側に別個のチョークがある電圧変換器を示す図である。

【図 16】図 4 の類例として、二次側に別個のチョークがある電圧変換器を示す図である。

【図 17】挿抜可能なコンデンサが付加された実施形態を示す図である。

30

【図 18】図 7 の類例として、トランジスタにコントローラを接続した構成を示す図である。

【図 19】図 8 の類例として、制御変圧器にコントローラを接続した構成示す図である。

【図 20】図 13 の類例として、単巻変圧器に代え絶縁変圧器を備える構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 3 4 】

以下、諸模式図に示した諸実施形態を参照し本発明について詳細に説明する。それらの図中、同一の部材には同一の参照符号を付す一方、類似した機能を有する別々の部材及び構成には（特に断らない限り）添え字違いで同一の参照符号を付してある。

40

【 0 0 3 5 】

図 1 に、従来型電圧変換器の一例として、特許文献 1 記載の共振変換器と同じ仕組みで入力交流電圧 U_E を出力直流電圧 U_A に変換する共振型の電圧変換器 1 a を示す。

【 0 0 3 6 】

この図の回路には、入力交流電圧 U_E を整流して中間回路コンデンサ C_Z に印加するフルブリッジ型（センターポイント型でもよい）の第 1 一次整流器 GP_1 が設けられている。その整流器 GP_1 にはフルブリッジ型の一次インバータ WR_1 が接続されており、そのインバータ WR_1 の出力端は対応する変圧器 TR_1 内一次分巻巻線 WP_1 , WP_2 に接続されている。それら巻線 WP_1 ・ WP_2 間には一次コンデンサ CP_1 が挿入されており、それと巻線 WP_1 , WP_2 とからなる直列接続体によってインバータ WR_1 の出力端間が

50

接続されている。そのインバータWR1にはフルブリッジ型の第2一次整流器GP2が逆並列接続されており、その整流器GP2の入力端はコンデンサCP1、出力端はインバータWR1の入力端に接続されている。この図の回路には、更にフルブリッジ型の第1二次整流器GS1が設けられ、その入力端が対応する変圧器TR1内二次分巻巻線WS1, WS2に接続される一方、その出力端が出力直流電圧 U_A の供給に使用されている。そして、この回路の出力端にはフィルタコンデンサCAが設けられている。

【0037】

次に、その一部及び電流経路を示す図2を参照し、図1に示した電圧変換器1aの働きについて詳細に説明する。ここからの説明は、いずれも定常状態に関するものである。

【0038】

まず、あるサイクルの冒頭で一次コンデンサCP1が中間回路電圧 U_{CZ} まで充電されていて($U_{CP1} = U_{CZ}$)電流が流れていなかったとする。次いで、一次インバータWR1内トランジスタT1のうち左下のもの及び右上のものを作動させたとする。すると、キルヒホッフの第2法則(メッシュ則)に従い一次分巻巻線WP1, WP2に電圧が加わり($U_{WP1} = U_{WP2} = U_{CZ}$)、電流が流れてコンデンサCP1の再充電が始まる。このときの電流経路は図2に太線で示す経路となる。

【0039】

この再充電動作の終了時点には、一次コンデンサCP1の電圧が中間回路電圧 U_{CZ} と同値で逆極性の電圧になる。通常、この時点で、共振回路の電流がダイオードDP2のうち左下のもの及び右上のものを通る破線沿いの経路で流れ始め、変圧器TR1の漏れ磁界内貯留エネルギーがフィルタコンデンサCAへと輸送されてゆく。このパルス輸送が終わった時点が前半サイクルの終了時点である。次いで、一次インバータWR1内トランジスタT1のうち左下のもの及び右上のものから右下のもの及び左上のものへの切替を行うと、逆方向の電流及び電圧条件下で上述した動作が反復される。その終了時点が1サイクルの終了時点であり、その時点から次のサイクルが始まる。これらパルス同士の間任意長の一時停止期間を挿入することもできる。

【0040】

この構成では、一次コンデンサCP1に加わる電圧が、その過渡変動幅が中間回路電圧 U_{CZ} に等しく、周波数が共振回路の動作及びトランジスタT1のスイッチング周波数で決まる交流電圧となる。同構成との関連では、一次側・二次側間結合を疎結合にすべく、一般に磁界漏れ変圧器が変圧器TR1として使用されることに留意すべきである。磁界漏れ変圧器の漏れインダクタンスが図中の分巻巻線WP1, WP2, WS1, WS2による主インダクタンスに対し直列となるため、上述したパルスの継続時間や共振周波数は、変圧器TR1の漏れインダクタンスで大きく左右される。

【0041】

第2一次整流器GP2の役目は一次コンデンサCP1の電圧 U_{CP1} を制限することである。電圧 U_{CP1} が図示極性である場合、オーバシュートが原因で電圧 U_{CP1} の値が中間回路電圧 U_{CZ} を超過すると整流器GP2内ダイオードDP2のうち右下のもの及び左上のものが導通し始め、そのダイオードDP2が理想的ダイオードならば電圧 U_{CP1} が電圧 U_{CZ} による制限を受ける($U_{CP1} = U_{CZ}$)。電圧 U_{CP1} の極性が逆の場合は、図2中に破線で示した電流経路からもわかるように、整流器GP2内ダイオードDP2のうち左下のもの及び右上のものが導通し始め、電圧 U_{CP1} が同様の、但し逆方向の制限を受ける。この動作には、コンデンサCP1に貯留されるエネルギー即ち

$$E = 2 \cdot C_{P1} \cdot U_{CZ}^2$$

の如く常に電圧 U_Z の値で決まるエネルギーEが出力側に余さずパルス輸送される、という効果がある。この式によれば、パルスのエネルギーEは電圧 U_{CZ} の自乗に従い増大する。そのため、上述したサイクルの反復周波数がfならば、輸送される電力Pは

$$P = 4 \cdot f \cdot C_{P1} \cdot U_{CZ}^2$$

となる。従って、その入力端から見た電圧変換器の振る舞いは抵抗Rのような振る舞いとなり、その値は

10

20

30

40

50

$$P = U_{CZ}^2 / R$$

$$R = 1 / (4 \cdot f \cdot C P 1)$$

の如く周波数 f に応じた値となる。これは、入力電圧が正弦波なら入力電流もまた正弦波になる、ということである。

【 0 0 4 2 】

一次コンデンサ $C P 1$ にこうして交流電圧が印加されると、そのコンデンサ $C P 1$ に加え一次分巻巻線 $W P 1$, $W P 2$ に交流電流が流れ、相応する電流が同変圧器 $T R 1$ の変圧比 u に従い二次分巻巻線 $W S 1$, $W S 2$ 上に誘導される。なお、以下の諸例では、簡略化のため $u = 1$ であるとする。この誘導で巻線 $W S 1$, $W S 2$ に誘起された電圧は、第 1 二次整流器 $G S 1$ で整流され、フィルタコンデンサ $C A$ でフィルタリングされた後に、出力電圧 U_A として利用される。

10

【 0 0 4 3 】

しかしながら、第 1 二次整流器 $G S 1$ が導通するのは、二次分巻巻線 $W S 1$, $W S 2$ に誘起された電圧が出力電圧 U_A を上回る場合のみである。このことは、電圧 U_A のゼロクロス点近傍で電流不足、特に入力電圧 U_E に比例し電圧 U_A が上昇するにつれ増大する電流不足が生じる原因であり、変圧器 $T R 1$ の変圧比 u もこれに寄与している。

【 0 0 4 4 】

図 3 に、その半サイクル長が 10 ms 即ち一般的な入力周波数 $f = 50 \text{ Hz}$ に相当する値である場合に関し、時刻 t による入力電圧 U_E 及び入力電流 I_E の推移を示す。図示の通り、 $U_E < U_A / u$ になると電流不足が始まり、上述の通り出力電圧 U_A の上昇につれ増大していき、電圧 U_E の低下に反し電流不足が増し電流 I_E 内の高調波成分が増大するため、入力側からの不本意なバックラッシュが増大していく。

20

【 0 0 4 5 】

容易にご理解頂けるように、こうした電流不足は変圧器 $T R 1$ の変圧比

$$u = n_2 / n_1$$

が高く設定されているほど少なくなる。しかし、変圧比 u が

$$u_{\max} = 2 U_A / U_E (\text{eff})$$

を上回るほどであると、電流パルスが顕著に大きくなって電力損失が有意に増大する。電流パルスの減衰に費やされる時間も長くなり、それにつれ最高周波数の低下ひいては最大電力の減少が生じる。

30

【 0 0 4 6 】

図 4 に、本発明の好適な実施形態に係りこれらの難点を抑圧可能な構成を示す。本実施形態では、それら巻線 $W S 1$, $W S 2$ 及びコンデンサ $C S 1$ からなる直列接続体が二次整流器 $G S 1$ (以下「第 1」を冠する) の入力端間に形成されるよう、二次分巻巻線 $W S 1$ ・ $W S 2$ 間に二次コンデンサ $C S 1$ が挿入されており、またその整流器 $G S 2$ の入力端間にコンデンサ $C S 1$ 、出力端に整流器 $G S 1$ の出力端がつながるよう、整流器 $G S 1$ にフルブリッジ型の第 2 二次整流器 $G S 2$ が並列接続されている。ことに好適なことに、コンデンサ $C P 1$ ・ $C S 1$ 間関係には次の式

$$C S 1 = C P 1 / u^2$$

が適用されている。但し、詳細には、寄生効果及び寄生キャパシタンスを補償する目的で、コンデンサ $C S 1$ のキャパシタンスはこの式で定まる値より約 5 ~ 10 % 大きめの値に設定されている。

40

【 0 0 4 7 】

次に、同図に示した共振型電圧変換器 1 b の機能に関し、その一部における電流経路を示す図 5 を参照してより詳細に説明する。以下の説明も定常状態下でのものである。

【 0 0 4 8 】

この図に示した電圧変換器 1 b の一次側は図 1 に示したそれと同じであり、その動作も図 1 を参照して説明したものと同様の動作になる。二次側では、図 5 に示すように二次コンデンサ $C S 1$ が充電されている状態で、二次分巻巻線 $W S 1$, $W S 2$ に電圧 U_{WS1} , U_{WS2} が誘起される。これに応じ、第 1 二次整流器 $G S 1$ 内ダイオード $D S 1$ のうち左下のも

50

の及び右上のものに電流が流れる。この電流は太線で示す経路を辿る。コンデンサ C_{S1} はその電流で再充電される。この再充電によって電圧 U_{CS1} の極性が反転しその値が出力電圧 U_A を超過すると、第2二次整流器 $GS2$ 内ダイオード $DS2$ のうち左上のもの及び右下のものが導通する。これに伴い、電流経路は破線で示した経路に変化する。ご理解頂けるように、これによって巻線 $WS1 \cdot WS2$ 間接続が直列接続から並列接続へと付加的手段無し即ち制御信号無しで切り替わる。

【0049】

二次分巻巻線 $WS1$, $WS2$ にて電圧 U_{WS1} , U_{WS2} の極性反転が生じた後の後半サイクルでは、これまで作動していなかったダイオード $DS1$, $DS2$ に逆方向の電圧が加わり導通する点を除き、それまでと同様の動作が実行される。その終了後は次のサイクルが開始される。

10

【0050】

$U_E < U_A / u$ の領域で電力輸送が生じない従前通りの状況で、主に二次分巻巻線 $WS1 \cdot WS2$ 間接続の並列化を通じ変圧比 u が略倍加する構成であるため、損失の顕著な増大やパルス減衰時間の顕著な延長が生じない。その結果、図1に示した変換器に比べ電流不足の継続期間が略半減されて高調波成分が大きく削減される。即ち、図6に示す電圧変化及び電流変化から明瞭に読み取れるように、電流不足が顕著に削減される。

【0051】

この構成との関連では、二次整流器 $GS1$, $GS2$ 内ダイオード $DS1$, $DS2$ を全く任意なまとまりで提供できる点に留意すべきである。例えば、ハーフブリッジ4個を並列に設け、それらブリッジ内のダイオードそれぞれをダイオード $DS1$ 又は $DS2$ として使用する形態でもよい。或いは、ダイオード $DS1$, $DS2$ のうち左側4個をあるフルブリッジ整流器、右側4個を別のフルブリッジ整流器で提供する形態でもよい。回路の機能が変わらなければよい。

20

【0052】

電流不足削減の結果入力電流 I_E 内高調波成分が減少するものの、許容限界値をなお上回る状況が多々あることも確かである。そうした状況を防ぐには、入力電圧が非常に低い場合例えばほぼ0の場合でも作動するよう変換器を構成すればよい。図7に、本発明の他の実施形態として、この点を踏まえ昇圧変換機能を導入した形態を示す。

【0053】

この図の回路では、図4に示した回路と違い、第1二次整流器 $GS1$ の入力端間が、第2二次コンデンサ $CS2$ 及び1個又は複数個のスイッチング素子からなる直列接続体を介し接続されている。具体的には、図示の通り、整流器 $GS1$ の入力端間が、コンデンサ $CS2$ 、2個のトランジスタ $T2$, $T3$ 、並びにそれらトランジスタ $T2$, $T3$ に対し逆並列な内蔵又は外付けのダイオード $D5$, $D6$ を孕む直列接続体を介し接続されている。トランジスタ $T2$, $T3$ の順バイアス方向は互いに逆である。

30

【0054】

本実施形態の機能は以下の通りである。まず、本実施形態では、トランジスタ $T2$, $T3$ の働きで二次分巻巻線 $WS1$, $WS2$ が周期的に短絡され、変圧器 $TR1$ の漏れインダクタンスが昇圧変換チョークとして働く状態になる。更に、第2二次コンデンサ $CS2$ が

40

$$|U_E| < U_A / u \quad \text{又は} \quad |U_E| < U_A / (2u)$$

であるとき「仮想負荷」として作動する。この負荷には、先に説明した従来例及び実施形態ならば電流不足が生じる期間でも電流が流れ続ける。その結果、PFC条件が好適に満たされることとなる。

【0055】

こうした電圧変換器1cを入力側から見ると、電圧源からの入力電圧 U_E が小さい領域でも、その値 R が

$$P = U_E^2 / R$$

ひいては

50

$$R = 1 / (4 \cdot f \cdot C_{P1})$$

で表される抵抗の如き振る舞いとなる。第2二次コンデンサCS2の働きで更なる共振回路が形成され、半導体スイッチ(T2, T3)に流れる電流がその開放前に0まで減衰するため、昇圧変換段階でのスイッチング損失は概ね回避されることとなる。

【0056】

第2二次コンデンサCS2としては、好適にもそのキャパシタンスが

$$C_{S2} = C_{S1} / 4 = C_{P1} / (4u^2)$$

であるものが追加されている。但し、詳細には、寄生容量及び寄生キャパシタンスを補償する目的で、コンデンサCS2のキャパシタンスはこの式で定まる値より約5~10%大きめに設定されている。

10

【0057】

図18に、一次インバータWR1内トランジスタT1やトランジスタT2, T3を制御するコントローラCTR1を、図7に示した電圧変換器1cに付加した構成を示す。

【0058】

この構成との関連では、図1に示した電圧変換器1aにも昇圧変換機能を付加しうる点に留意すべきである。その構成は、第2二次整流器GS2や二次コンデンサCS1(以下「第1」を冠する)がない構成となる。この構成の方が回路構成が単純であるが、昇圧変換機能で克服すべき電流不足の量は多くなる。

【0059】

図8に、本発明の他の実施形態として、一次側及び二次側の電力スイッチ(T1~T3)を直接駆動できるように2個の制御変圧器TR2, TR3を追加した形態を示す。本実施形態では、対称的な制御信号を使用することで、変圧器TR2, TR3の二次巻線以外をトランジスタT1~T3の制御入力端に接続する必要がないようにしている。

20

【0060】

輸送される電力は、一次インバータWR1内に対角配置されているトランジスタT1それぞれでのスイッチング周波数をfとした場合、概略

$$P = 4 \cdot f \cdot C_{P1} \cdot U_E^2$$

で与えられる。このように、本変換器で輸送される電力Pは駆動周波数fに正比例する。制御変圧器TR2, TR3が低周波で飽和するのを防ぐため、パルス幅は相応の制限を受けている。

30

【0061】

図19に、制御変圧器TR2, TR3を使用し一次インバータWR1内トランジスタT1やトランジスタT2, T3を制御するコントローラCTR2を、図8に示した電圧変換器1dに付加した構成を示す。

【0062】

図9に制御信号推移の好適例を示す。図示例では、一次インバータWR1や制御変圧器TR2, TR3のスイッチング周波数が入力周波数に比べ高くなっている。図示する都合上、ここではスイッチング周波数が実際よりかなり低めに描かれていることに留意されたい。また、明示されている通り、制御変圧器TR3の働きでトランジスタT2, T3が作動するのは入力電圧UEのゼロクロス域内、即ち次の式

$$|U_E| < U_A / u \quad \text{又は} \quad |U_E| < U_A / (2u)$$

が成り立つ域内だけである。図10~図12に、インバータWR1がパルス動作している期間に関し且つ三通りの動作条件に亘り、コンデンサCP1, CS1, CS2に加わる電圧UCP1, UCS1, UCS2や一次電流IPの典型的な推移例を示す。

40

【0063】

図10に示したのは、入力電圧UEの過渡変動幅が出力電圧UAのそれに比べ狭い例である。この例では、電圧UEの過渡変動幅が60V、電圧UAのそれが160Vに設定されている。図示の通り、電流が減衰して0に達するより先に電圧UCP1の絶対値が60Vに達し第2一次フルブリッジ整流器GP2による制限を受けるため、コンデンサCP1, CS1は上下60Vの範囲内ではしか充電されていない。他方、第2二次コンデンサCS2は -

50

160Vから+160Vまでの範囲内で充電されている。これは、コンデンサCS2及びトランジスタT2, T3により提供される昇圧変換機能が作動していることを表している。

【0064】

図11に示したのは、入力電圧 U_E の過渡変動幅が出力電圧 U_A のそれに比べやはり狭いけれども、図10に示した例に比べれば広い例である。この例では、電圧 U_E の公称的な過渡変動幅が120V、電圧 U_A のそれが160Vに設定されている。図示の通り、この例でも、第1一次コンデンサCP1の電圧過渡変動幅が第2一次整流器GP2による制限を受けているが、第1二次コンデンサCS1は120Vより若干広い過渡変動幅で充電されている。第2二次コンデンサCS2は、この例でも-160Vから+160Vまでの範囲内で充電されているが、その速度は図10に比べ有意に高まっている。即ち、コンデンサCS2及びトランジスタT2, T3により提供される昇圧変換機能がなおも作動している。

10

【0065】

図12に示したのは、入力電圧 U_E の過渡変動幅が出力電圧 U_A のそれに比べ広い例である。この例では、電圧 U_E の公称的な過渡変動幅が180V、電圧 U_A のそれが160Vに設定されている。図示の通り、第1二次コンデンサCS1の電圧過渡変動幅が第2二次整流器GS2による160V制限を受ける一方、第1一次コンデンサCP1は180Vの過渡変動幅で充電されており、パルスの終わりに非常に近くなるまで第2一次整流器GP2による制限を受けていない。こうした場合、第2二次コンデンサCS2及びトランジスタT2, T3により提供される昇圧変換機能はもはや作動しない。

20

【0066】

更に、こうした変換器を例えば240V入力電圧仕様で設計し、より低い入力電圧例えば米国で使用される120Vで作動させた場合、出力電力はその「抵抗特性」によって有意に抑えられてしまう。入力電圧が半分であれば輸送される電力は1/4になる。この難点は、入力電圧が低いときにそれを倍加する単純な手段を設けることで克服することが可能である。

【0067】

図13に、本発明の他の実施形態として、そのセンタータップが第1一次整流器GP1の出力端に接続されている単巻変圧器TR4や、その変圧器TR4に備わるエンドタップの接続先を一次分巻巻線WP1, WP2及び第1一次コンデンサCP1からなる直列接続体と中間回路内正電位部位との間で随時切り替えるスイッチング素子S1, S2や、それらの素子S1, S2を駆動する巻線SP1を備える電圧変換器1eを示す。

30

【0068】

次に、この単巻変圧器TR4で追加された機能に関し、簡明化のため一次インバータWR1内トランジスタT1を省き対応する逆並列ボディダイオードDT1のみを示した図14を参照して説明する。この種のダイオードDT1は、対応するトランジスタT1で想定されているのとは逆の方向に電流が流れよう、同種のインバータで一般的なMOSFET、IGBT等に付設されるものである。同類のダイオードDT1が元々備わっていない場合でも、相応のダイオードを逆並列に外付けすることで、本実施形態のそれと同様の回路機能を実現することができる。

40

【0069】

まず、トランジスタT1のうち左下のものがオンし、単巻変圧器TR4の左側分巻巻線に加わる電圧 U_{TR4a} が入力電圧 U_E に等しくなっているとすると($U_{TR4a} = U_E$)。また、単巻変圧器TR4の変圧比が1:2であるため($u = 1 : 2$)電圧分布が対称的で、右側分巻巻線に加わる電圧 U_{TR4b} が電圧 U_E に等しくなっているとすると($U_{TR4b} = U_E$)。無論、変圧比 u をまた違う値にすることもできる。こうした電圧が加わると、トランジスタT1のうち右上のものに係る逆並列ボディダイオードDT1が導通するため、図中太線で示す電流経路に沿い、電圧 U_E の倍に当たる電圧が中間回路コンデンサCZに加わることとなる。従って、この電圧変換器1eでは、半分の電圧 U_E でも全電力を輸送し相応に大きな

50

入力電流を流すことが可能である。ダイオードDT1が図14の如く元々備わっている場合は、このスイッチング動作を実行するための半導体素子を追加する必要もない。

【0070】

大電力が必要とされない場合は、単巻変圧器内分巻巻線の接続先を中間回路内正電位部位へと切り替える。この状態では、それら2個の分巻巻線が並列化され入力側フィルタチャークとして作動する。

【0071】

図20に、図13に示した電圧変換器1eと類似するが絶縁変圧器TR5を備える点で異なる電圧変換器1gを示す。このように単巻変圧器TR4に代えて絶縁変圧器TR5を設け、その一次側を第1一次整流器GP1の出力端に接続する一方、二次側の接続先を一次分巻巻線WP1、WP2及び第1一次コンデンサCP1からなる直列接続体と中間回路内正電位部位との間でスイッチング素子により随時切り替えるようにした構成でも、同様の効果を得ることができる。

10

【0072】

図15に、図4に示した電圧変換器1bの変形例を示す。この変形例では、変圧器TR1として、漏れインダクタンス(図4では図示を省略)を利用できる磁界漏れ変圧器に代え、漏れインダクタンスの少ない密結合変圧器が使用されている。それに伴い、この図の変換器1bでは別個のチョークL1、L2が設けられ、図2に示したものに類する共振回路の形成が図られている。その意味では、この図の回路は図4に示した変換器1bの別表現、即ち磁界漏れ型の変圧器TR1に現る漏れインダクタンスを半分ずつチョークL1、L2で表した表現であるともいえる。

20

【0073】

図16に、図4に示した電圧変換器1bの二次側に別個のチョークL3、L4を設けた例を示す。その役目はお察しの通り図15中のチョークL1、L2と類似している。即ち、このチョークL3、L4は密結合型の変圧器TR1を補うためのものであると同時に、磁界漏れ変圧器の漏れインダクタンスを明示的に示したものであるともいえる。

【0074】

この図の例でチョークL3、L4が互いに結合されていることからわかるように、図15に示した例でチョークL1、L2を互いに結合させることも可能である。チョークL1・L2間結合やチョークL3・L4間結合は、例えば同一コアへの巻回という手段で、ひいてはかなり小型且つ単純な構成で実現することができる。

30

【0075】

そして、図17に、本発明の他の実施形態として、図13に示した電圧変換器1eと同じく半分の入力電圧 U_E でも全電力を輸送可能な電圧変換器1fを示す。本実施形態では、単巻変圧器TR4を不要化するため、第2制御巻線SP2によって制御される第3スイッチS3の働きで第1一次コンデンサCP1に随時並列接続されるよう、補助第1一次コンデンサCP1'がコンデンサCP1に付設されている。同様に、第3制御巻線SP3によって制御される第4スイッチS4の働きで第1二次コンデンサCS1に随時並列接続されるよう、補助第1二次コンデンサCS1'がコンデンサCS1に付設されている。更に、第3制御巻線SP3によって制御される第5スイッチS5の働きで第2二次コンデンサCS2に随時並列接続されるよう、補助第2二次コンデンサCS2'がコンデンサCS2に付設されている。

40

【0076】

スイッチS3～S5を閉ざしたときにキャパシタンスが倍加されるので、入力電圧 U_E ひいては電圧 U_{CP1} が半減しても、

$$P = I_E \cdot U_E \quad \text{及び} \quad P = 4 \cdot f \cdot C_{P1} \cdot U_E^2$$

の関係により変圧器の一次分巻巻線WP1、WP2に流れる電流が同じ値に保たれる。なお、ここでいう周波数fは、中間回路コンデンサCZ、第1一次コンデンサCP1及び一次分巻巻線WP1、WP2で形成される発振回路の発振周波数ではなく、一次インバータWR1のスイッチング周波数のことである。

50

【 0 0 7 7 】

また、第 1 一次コンデンサ $C P 1$ に対する並列コンデンサ付設はスイッチングパルス継続時間の延長につながるが、図 10 ~ 図 12 に示した通り入力電圧 U_E の低下がスイッチングパルス継続時間の短縮につながるため、前者による延長分は後者による短縮分によって大なり小なり補償されることとなる。

【 0 0 7 8 】

図 13 に示した電圧変換器 1 e や図 17 に示した電圧変換器 1 f を使用すれば、同一の装置を、欧州における商用電圧と米国におけるそれとの違いによらず、同一の装置に給電することができる。その意味では、並列コンデンサ付設でキャパシタンスが倍加する構成が望ましいものの、補助的なコンデンサ $C P 1'$ 、 $C S 1'$ 、 $C S 2'$ のキャパシタンス、厳密には対応するコンデンサに対するキャパシタンス比は、必要に応じ別の値に設定することも可能である。そして、留意すべきことに、スイッチ $S 3 \sim S 5$ を電気機械式のスイッチではなく固体スイッチにすることも可能である。

10

【 0 0 7 9 】

総じて、上述した電圧変換器 1 a ~ 1 f は本発明の多様な実施形態の例に過ぎず、本発明の適用範囲がそれらによって制限されるわけではないことに留意すべきである。例えば、上掲の諸実施形態で想定されている I G B T に代え他種トランジスタ、例えば M O S F E T を使用することも可能である。特に、一次側共振回路は、それなりの長所を有するものの、本発明の機能を実現する上で必須のものではない。原則として、変圧器 $T R 1$ 向け交流電圧の生成には任意の手法を使用することができる。それによって二次側回路の機能が影響を受けることはない。本件技術分野で習熟を積まれた方々（いわゆる当業者）ならば、本発明の保護範囲から逸脱することなく、めいめいの需要に応じ本発明を適用することができよう。そして、図示した装置の諸部分が独立した発明の基礎にもなりうることをご理解頂きたい。

20

【 符号の説明 】

【 0 0 8 0 】

1 a ~ 1 g 電圧変換器、 $C A$ フィルタコンデンサ、 $C P 1$ 第 1 一次コンデンサ、 $C P 1'$ 補助第 1 一次コンデンサ、 $C S 1$ 第 1 二次コンデンサ、 $C S 1'$ 補助第 1 二次コンデンサ、 $C S 2$ 第 2 二次コンデンサ、 $C S 2'$ 補助第 2 二次コンデンサ、 $C T R 1$ 、 $C T R 2$ コントローラ、 $C Z$ 中間回路コンデンサ、 $D 5$ 、 $D 6$ ダイオード、 $D P 1$ $G P 1$ 内ダイオード、 $D P 2$ $G P 2$ 内ダイオード、 $D S 1$ $G S 1$ 内ダイオード、 $D S 2$ $G S 2$ 内ダイオード、 $D T 1$ $W R 1$ 内ダイオード、 $G P 1$ 第 1 一次整流器、 $G P 2$ 第 2 一次整流器、 $G S 1$ 第 1 二次整流器、 $G S 2$ 第 2 二次整流器、 I 電流、 I_E 入力電流、 I_P 一次電流、 $L 1 \sim L 4$ チョーク、 $S 1 \sim S 5$ スイッチ、 $S P 1 \sim S P 3$ 制御巻線、 t 時刻、 $T 1$ $W R 1$ 内トランジスタ、 $T 2$ 、 $T 3$ トランジスタ、 $T R 1$ 変圧器、 $T R 2$ 第 1 制御変圧器、 $T R 3$ 第 2 制御変圧器、 $T R 4$ 単巻変圧器、 $T R 5$ 絶縁変圧器、 U 電圧、 U_A 出力電圧、 $U_{C P 1}$ $C P 1$ 電圧、 $U_{C S 1}$ $C S 1$ 電圧、 $U_{C S 2}$ $C S 2$ 電圧、 $U_{C Z}$ 中間回路電圧、 U_E 入力電圧、 u 変圧比、 $U_{T R 2}$ $T R 2$ 電圧、 $U_{T R 3}$ $T R 3$ 電圧、 $U_{T R 4 a}$ $T R 4$ 内左側分巻巻線電圧、 $U_{T R 4 b}$ $T R 4$ 内右側分巻巻線電圧、 $U_{W P 1}$ $W P 1$ 電圧、 $U_{W P 2}$ $W P 2$ 電圧、 $U_{W S 1}$ $W S 1$ 電圧、 $U_{W S 2}$ $W S 2$ 電圧、 $W P 1$ 、 $W P 2$ $T R 1$ 内一次分巻巻線、 $W R 1$ インバータ、 $W S 1$ 、 $W S 2$ $T R 1$ 内二次分巻巻線。

30

40

【 図 1 】

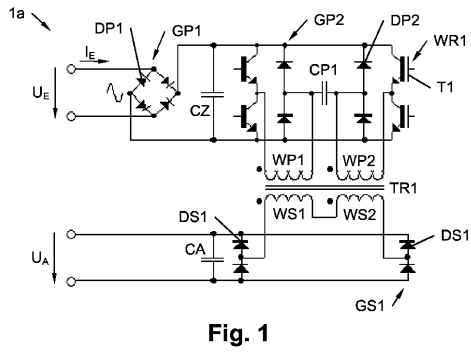


Fig. 1

【 図 2 】

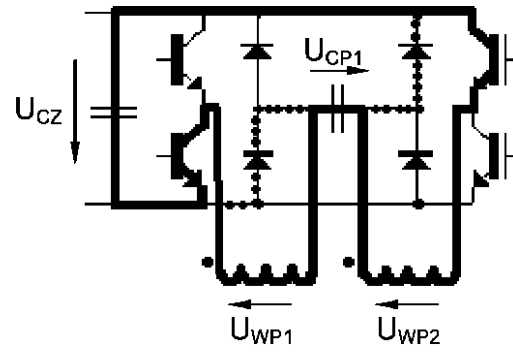


Fig. 2

【 図 3 】

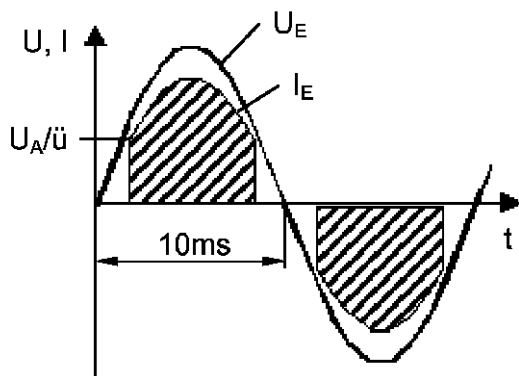


Fig. 3

【 図 4 】

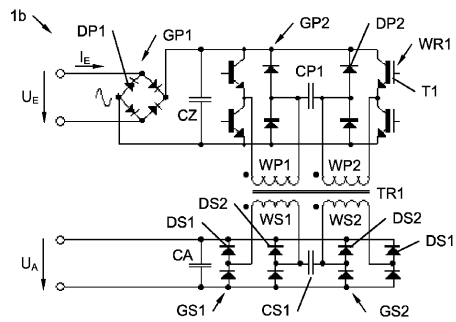


Fig. 4

【 図 5 】

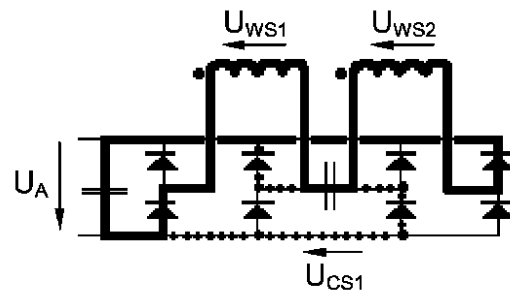


Fig. 5

【 図 6 】

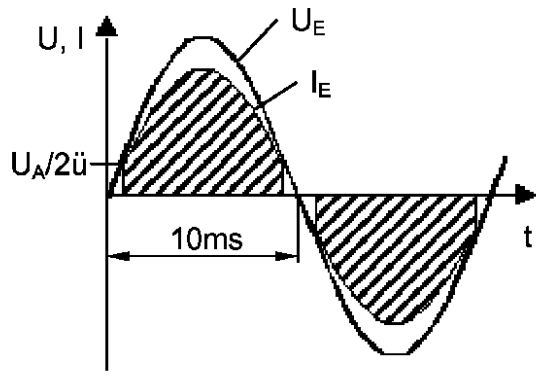


Fig. 6

【 図 7 】

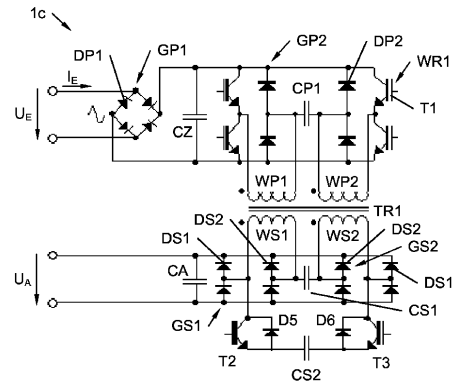


Fig. 7

【 図 8 】

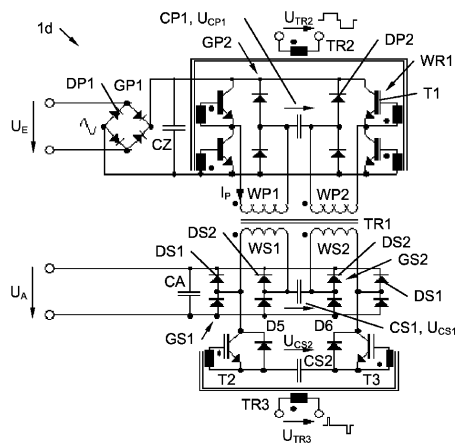


Fig. 8

【 図 9 】

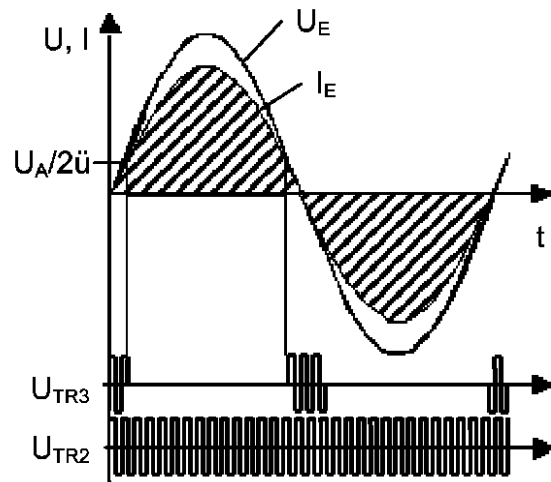


Fig. 9

【 図 1 0 】

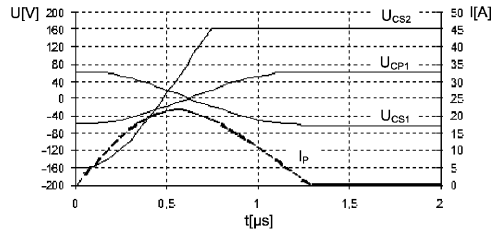


Fig. 10

【 図 1 1 】

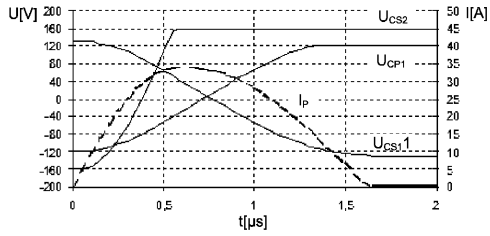


Fig. 11

【 図 1 2 】

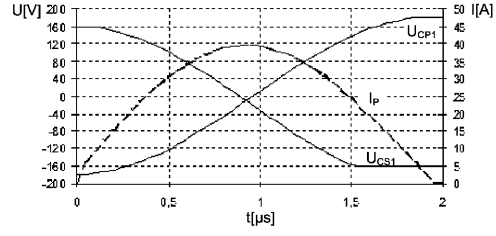


Fig. 12

【 図 1 3 】

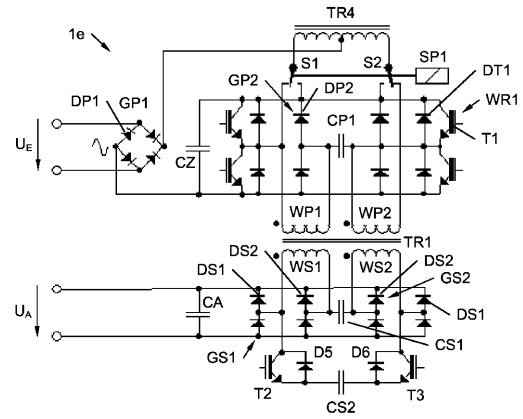


Fig. 13

【 図 1 4 】

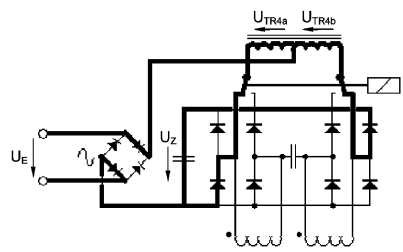


Fig. 14

【 図 1 6 】

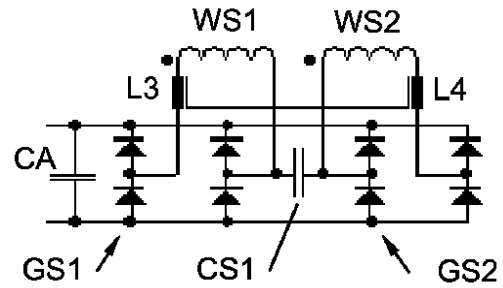


Fig. 16

【 図 1 5 】

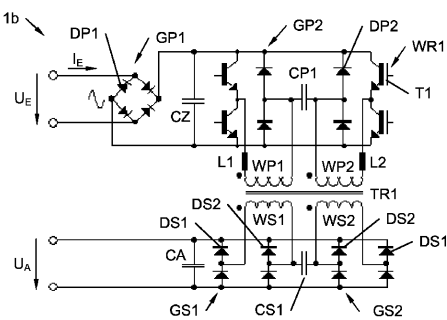


Fig. 15

【 17 】

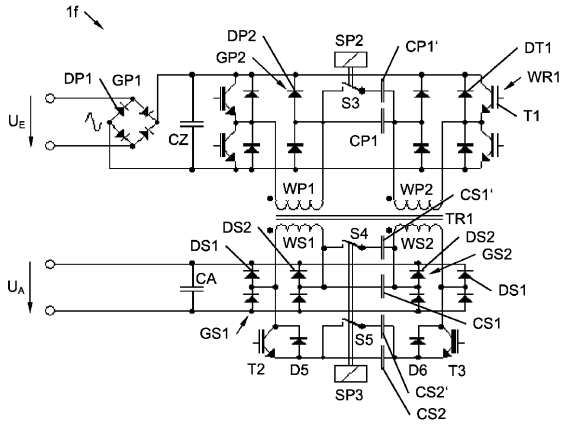


Fig. 17

【 18 】

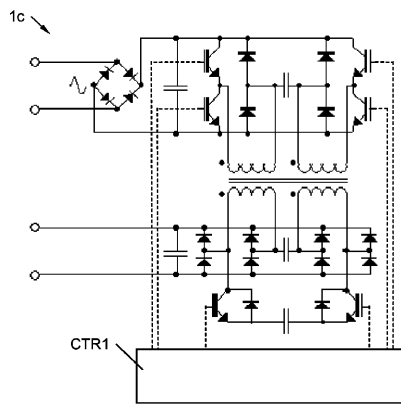


Fig. 18

【 19 】

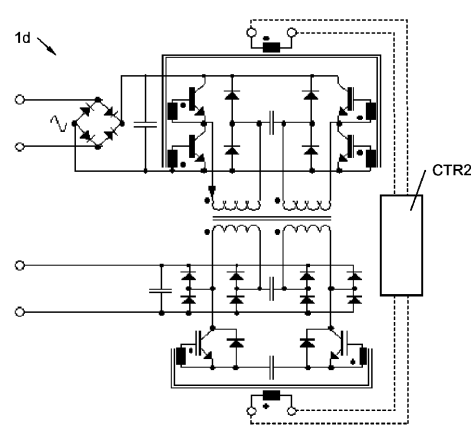


Fig. 19

【 20 】

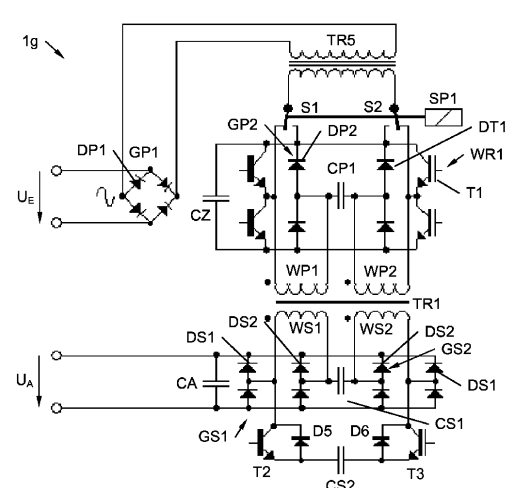


Fig. 20

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2002-112548(JP,A)
特開昭53-008724(JP,A)
特開2005-051925(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M	7/06
H02M	3/28
H02M	7/219