

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

**特許第4517116号
(P4517116)**

(45) 発行日 平成22年8月4日(2010.8.4)

(24) 登録日 平成22年5月28日(2010.5.28)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/493 (2007.01) HO2M 7/493
HO2M 7/5387 (2007.01) HO2M 7/5387 A

請求項の数 4 (全 33 頁)

(21) 出願番号 特願平11-343242
 (22) 出願日 平成11年12月2日(1999.12.2)
 (65) 公開番号 特開2001-169559(P2001-169559A)
 (43) 公開日 平成13年6月22日(2001.6.22)
 審査請求日 平成18年11月30日(2006.11.30)

(73) 特許権者 390033950
 学校法人東京電機大学
 東京都千代田区神田錦町2の2
 (74) 代理人 100064458
 弁理士 田中 正治
 (72) 発明者 宮下 収
 埼玉県比企郡鳩山町石坂 学校法人東京電
 機大学理工学部内
 (72) 発明者 大貫 俊哉
 埼玉県比企郡鳩山町石坂 学校法人東京電
 機大学理工学部内
 審査官 杉浦 貴之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 正弦波インバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

(A) (i) 直流電源と、(ii) その直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第1及び第2のスイッチング素子の直列回路とを有し、(iii) 上記直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点が、平滑用インダクタ及び平滑用コンデンサを通じて、上記直流電源の中点に接続され、(v) 上記平滑用コンデンサの両端から対の出力端子が導出されているとともに、

(B) (i) 参照用正弦波電圧を発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(ii) 上記対の出力端子間の電圧を負荷電圧として検出する負荷電圧検出手段と、(iii) 上記平滑用コンデンサに流れる電流をコンデンサ電流として検出するコンデンサ電流検出手段と、(iv) 上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する参照用正弦波電圧と上記負荷電圧検出手段が検出する負荷電圧との差に応じた電流と上記コンデンサ電流検出手段が検出するコンデンサ電流との差を制御電流として生成出力する制御電流生成出力手段と、(vi) ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を、上記直列回路の第1及び第2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波単相インバータにおいて、

(C) (i) 上記直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御さ

れる第3及び第4のスイッチング素子の他の直列回路を有し、(i i) 上記他の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点が、他の平滑用インダクタ及び上記平滑用コンデンサを通じて、上記直流電源の midpoint に接続されているとともに、

(D) (i) 上記対の出力端子に流れる電流を負荷電流として検出する負荷電流検出手段と、(i i) 上記他の平滑用インダクタに流れる電流をインダクタ電流として検出するインダクタ電流検出手段と、(i i i) 上記負荷電流検出手段が検出する負荷電流と上記インダクタ電流検出手段が検出するインダクタ電流との差を他の制御電流として生成出力する他の制御電流生成出力手段と、(i v) とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記他の制御電流が0になるように制御されている第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第4のスイッチング用信号を、上記第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する他のスイッチング用信号生成出力手段とを有することを特徴とする正弦波単相インバータ。

10

【請求項2】

(A) (i) 直流電源と、(i i) その直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第1及び第2のスイッチング素子の第1の直列回路と、(i i i) 上記直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第3及び第4のスイッチング素子の第2の直列回路とを有し、(i v) 上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点が、平滑用インダクタ及び平滑用コンデンサを通じて、上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点に接続され、(v) 上記平滑用コンデンサの両端から対の出力端子が導出されているとともに、

20

(B) (i) 参照用正弦波電圧を発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(i i) 上記対の出力端子間の電圧を負荷電圧として検出する負荷電圧検出手段と、(i i i) 上記平滑用コンデンサに流れる電流をコンデンサ電流として検出するコンデンサ電流検出手段と、(i v) 上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する参照用正弦波電圧と上記負荷電圧検出手段が検出する負荷電圧の差に応じた電流との差を制御電流として生成出力する制御電流生成出力手段と、(v i) とともに2値表示で「0」及び「1」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を、上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第1のスイッチング用信号生成出力手段と、(v i i) とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとる第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第4のスイッチング用信号を上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第2のスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波単相インバータにおいて、

30

(C) (i) 上記直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第5及び第6のスイッチング素子の第3の直列回路を有し、(i i) 上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子の接続中点が、他の平滑用インダクタ及び上記平滑用コンデンサを通じて上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点に接続されているとともに、

40

(D) (i) 上記対の出力端子に接続される負荷に流れる電流を負荷電流として検出する負荷電流検出手段と、(i i) 上記他の平滑用インダクタに流れる電流をインダクタ電流として検出するインダクタ電流検出手段と、(i i i) 上記負荷電流検出手段が検出する負荷電流と上記インダクタ電流検出手段が検出するインダクタ電流との差を他の制御電流として生成出力する他の制御電流生成出力手段と、(i v) とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれ2値表示の「1」及び「0」の期間が上記他の制御電流が0になるように

50

制御されている第5及び第6のスイッチング用信号を生成し、それら第5及び第6のスイッチング用信号を、上記第5及び第6のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第3のスイッチング用信号生成出力手段とを有することを特徴とする正弦波単相インバータ。

【請求項3】

(A)(i) 直流電源と、(ii) その直流電源の両端間に接続されている第1及び第2のスイッチング素子の第1の直列回路と、(iii) 上記直流電源の両端間に接続されている第3及び第4のスイッチング素子の第2の直列回路と、(iv) 上記直流電源の両端間に接続されている第5及び第6のスイッチング素子の第3の直列回路とを有し、(v) 上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点、上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点、及び上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子の接続中点が、第1、第2、及び第3の平滑用インダクタをそれぞれ通じて、第1、第2、及び第3の平滑用コンデンサの一端にそれぞれ接続され、(vi) 上記第1、第2、及び第3の平滑用コンデンサの他端が、互に接続され、または上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、上記第3の平滑用インダクタ及び上記第3の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点にそれぞれ接続され、(vii) 上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点、上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第3の平滑用インダクタ及び上記第3の平滑用コンデンサの接続中点から、第1、第2、及び第3の出力端がそれぞれ導出されているとともに、

(B)(i) 第1の参照用正弦波電圧と、その第1の参照用正弦波電圧と同じ周波数を有するがその第1の参照用正弦波電圧との間で 120° の位相差を有する第2の参照用正弦波電圧と、上記第1の参照用正弦波電圧と同じ周波数を有するがその第1の参照用正弦波電圧との間で 240° の位相差を有する第3の参照用正弦波電圧とを発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(ii) 上記第1及び第2の出力端間、上記第2及び第3の出力端間、及び上記第3及び第1の出力端間の電圧、または上記第1、第2、及び第3の平滑用コンデンサの両端間電圧をそれぞれ第1、第2、及び第3の負荷電圧としてそれぞれ検出する第1、第2及び第3の負荷電圧検出手段と、(iii) 上記第1、第2、第3の平滑用コンデンサにそれぞれ流れる電流を、それぞれ第1、第2、及び第3のコンデンサ電流としてそれぞれ検出する第1、第2、及び第3のコンデンサ電流検出手段と、(iv) 上記参照用正弦波電圧発生手段で発生する第1の参照用正弦波電圧と上記第1の負荷電圧検出手段が検出する第1の負荷電圧との差に応じた電流と上記第1のコンデンサ電流検出手段が検出する第1のコンデンサ電流との差を第1の制御電流として生成出力する第1の制御電流生成出力手段と、(v) 上記参照用正弦波電圧発生手段で発生する第2の参照用正弦波電圧と上記第2の負荷電圧検出手段が検出する第2の負荷電圧との差に応じた電流と上記第2のコンデンサ電流検出手段が検出する第2のコンデンサ電流との差を第2の制御電流として生成出力する第2の制御電流生成出力手段と、(vi) 上記参照用正弦波電圧発生手段で発生する第3の参照用正弦波電圧と上記第3の負荷電圧検出手段が検出する第3の負荷電圧との差に応じた電流と上記第3のコンデンサ電流検出手段が検出する第3のコンデンサ電流との差を第3の制御電流として生成出力する第3の制御電流生成出力手段と、(vii) ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第1の制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を、上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第1のスイッチング用信号生成出力手段と、(viii) ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第2の制御電流が0になるように制御されている第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第

10

20

30

40

50

4のスイッチング用信号を上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第2のスイッチング用信号生成出力手段と、(ix)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第3の制御電流が0になるように制御されている第5及び第6のスイッチング用信号を生成し、それら第5及び第6のスイッチング用信号を、上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第3のスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波3相インバータにおいて、

(C)(i)上記直流電源の両端間に接続されている第7及び第8のスイッチング素子の第4の直列回路と、(ii)上記直流電源の両端間に接続されている第9及び第10のスイッチング素子の第5の直列回路と、(iii)上記直流電源の両端間に接続されている第11及び第12のスイッチング素子の第6の直列回路とを有し、(iv)上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子の接続中点、上記第5の直列回路の第9及び第10のスイッチング素子の接続中点、及び上記第6の直列回路の第11及び第12のスイッチング素子の接続中点が、第4、第5、及び第6の平滑用インダクタをそれぞれ通じて、上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点、上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第3の平滑用インダクタ及び上記第3の平滑用コンデンサの接続中点にそれぞれ接続されているとともに、

(D)(i)上記第1、第2及び第3の出力端にそれぞれ流れる電流をそれぞれ第1、第2及び第3の負荷電流としてそれぞれ検出する第1、第2及び第3の負荷電流検出手段と、(ii)上記第4、第5及び第6の平滑用インダクタにそれぞれ流れる電流をそれぞれ第1、第2及び第3のインダクタ電流としてそれぞれ検出する第1、第2及び第3のインダクタ電流検出手段と、(iii)上記第1の負荷電流検出手段が検出する第1の負荷電流と上記第1のインダクタ電流検出手段が検出する第1のインダクタ電流との差を第4の制御電流として生成出力する第4の制御電流生成出力手段と、(iv)上記第2の負荷電流検出手段が検出する第2の負荷電流と上記第2のインダクタ電流検出手段が検出する第2のインダクタ電流との差を第5の制御電流として生成出力する第5の制御電流生成出力手段と、(v)上記第3の負荷電流検出手段が検出する第3の負荷電流と上記第3のインダクタ電流検出手段が検出する第3のインダクタ電流との差を第6の制御電流として生成出力する第6の制御電流生成出力手段と、(vi)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第4の制御電流が0になるように制御されている第7及び第8のスイッチング用信号を生成し、それら第7及び第8のスイッチング用信号を上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第4のスイッチング用信号生成出力手段と、(vii)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第5の制御電流が0になるように制御されている第9及び第10のスイッチング用信号を生成し、それら第9及び第10のスイッチング用信号を、上記第5の直列回路の第9及び第10のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第5のスイッチング用信号生成出力手段と、(viii)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第6の制御電流が0になるように制御されている第11及び第12のスイッチング用信号を生成し、それら第11及び第12のスイッチング用信号を、上記第6の直列回路の第11及び第12のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第6のスイッチング用信号生成出力手段とを有することを特徴とする正弦波3相インバータ。

【請求項4】

10

20

30

40

50

(A)(i) 直流電源と、(ii) その直流電源の両端間に接続されている第1及び第2のスイッチング素子の第1の直列回路と、(iii) 上記直流電源の両端間に接続されている第3及び第4のスイッチング素子の第2の直列回路とを有し、(iv) 上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点、及び上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点が、第1の平滑用インダクタ及び第1の平滑用コンデンサ、及び第2の平滑用インダクタ及び第2の平滑用コンデンサをそれぞれ通じて、上記直流電源の中点にともて接続され、(v) 上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点、上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記直流電源の中点から、第1、第2、及び第3の出力端がそれぞれ導出されているとともに、

10

(B)(i) 第1の参照用正弦波電圧と、その第1の参照用正弦波電圧と同じ周波数を有するがその第1の参照用正弦波電圧との間で 120° の位相差を有する第2の参照用正弦波電圧とを発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(ii) 上記第1及び第3の出力端間、及び上記第2及び第3の出力端間の電圧を、それぞれ第1、及び第2の負荷電圧としてそれぞれ検出する第1、及び第2の負荷電圧検出手段と、(iii) 上記第1及び第2の平滑用コンデンサにそれぞれ流れる電流を、それぞれ第1及び第2のコンデンサ電流としてそれぞれ検出する第1及び第2のコンデンサ電流検出手段と、(iv) 上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する第1の参照用正弦波電圧と上記第1の負荷電圧検出手段が検出する第1の負荷電圧との差に応じた電流と上記第1のコンデンサ電流検出手段が検出する第1のコンデンサ電流との差を第1の制御電流として生成出力する第1の制御電流生成出力手段と、(v) 上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する第2の参照用正弦波電圧と上記第2の負荷電圧検出手段が検出する第2の負荷電圧との差に応じた電流と上記第2のコンデンサ電流検出手段が検出する第2のコンデンサ電流との差を第2の制御電流として生成出力する第2の制御電流生成出力手段と、(vi) とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」が上記第1の制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第1のスイッチング用信号生成出力手段と、(vii) とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」が上記第2の制御電流が0になるように制御されている第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第4のスイッチング用信号を上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第2のスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波3相インバータにおいて、

20

30

(C)(i) 上記直流電源の両端間に接続されている第5及び第6のスイッチング素子の第3の直列回路と、(ii) 上記直流電源の両端間に接続されている第7及び第8のスイッチング素子の第4の直列回路とを有し、(iii) 上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子の接続中点、及び上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子の接続中点が、第3、及び第4の平滑用インダクタをそれぞれ通じて、上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点にそれぞれ接続されているとともに、

40

(D)(i) 上記第1及び第2の出力端にそれぞれ流れる電流をそれぞれ第1及び第2の負荷電流としてそれぞれ検出する第1及び第2の負荷電流検出手段と、(ii) 上記第3及び第4の平滑用インダクタにそれぞれ流れる電流をそれぞれ第1及び第2のインダクタ電流としてそれぞれ検出する第1及び第2のインダクタ電流検出手段と、(iii) 上記第1の負荷電流検出手段が検出する第1の負荷電流と上記第1のインダクタ電流検出手段が検出する第1のインダクタ電流との差を第3の制御電流として生成出力する第3の制御電流生成出力手段と、(iv) 上記第2の負荷電流検出手段が検出する第2の負荷電流

50

と上記第2のインダクタ電流検出手段が検出する第2のインダクタ電流との差を第4の制御電流として生成出力する第4の制御電流生成出力手段と、(v)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第3の制御電流が0になるように制御されている第5及び第6のスイッチング用信号を生成し、それら第5及び第6のスイッチング用信号を上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第3のスイッチング用信号生成出力手段と、(vi)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第4の制御電流が0になるように制御されている第7及び第8のスイッチング用信号を生成し、それら第7及び第8のスイッチング用信号を、上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第4のスイッチング用信号生成出力手段とを有することを特徴とする正弦波3相インバータ。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直流電源から得られる直流を正弦波の交流に変換する正弦波インバータに関する。

【0002】

20

【従来の技術】

[従来例1]

従来、図6を伴って次に述べる正弦波単相インバータが提案されている。

すなわち、直流電源1と、その直流電源1の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御されるスイッチング素子A1及びA2の直列回路Hとを有し、そして、その直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2の接続中点が、平滑用インダクタL及び平滑用コンデンサCを通じて、直流電源1の midpoint に接続され、また、平滑用コンデンサCの両端から、対の出力端子T1及びT2が導出されている。

【0003】

この場合、直列回路Hにおいて、スイッチング素子A1を直列回路Hの直流電源1の正極端側に接続される端側とし、また、直列回路Hのスイッチング素子A2が直列回路Hの直流電源1の負極端側に接続される端側としている。

30

【0004】

また、直列回路Hにおいて、スイッチング素子A1及びA2のそれぞれには、ともに、例えばnチャンネル型の電界効果トランジスタ2を用い得、ただし、その電界効果トランジスタ2が、「オン」に制御された期間において、ソース側からドレイン側に向けての順方向電流を流すとともに、ドレイン側からソース側に向けての逆方向電流を順方向電流と同様に流す電界効果トランジスタである場合、スイッチング素子A1及びA2のそれぞれには、その電界効果トランジスタ2のみを用いるだけでよいが、電界効果トランジスタ2が上述した順方向電流は流すが、上述した逆方向電流は実質的に流さない電界効果トランジスタである場合は、スイッチング素子A1及びA2のそれぞれに、電界効果トランジスタ2と、それと並列に接続されたダイオード3とを用いればよい。

40

【0005】

なお、この場合、直列回路Hを、スイッチング素子A1に用いる電界効果トランジスタ2のドレインがスイッチング素子A2に用いる電界効果トランジスタ2のソースに接続され、スイッチング素子A1に用いる電界効果トランジスタ2のソース及びスイッチング素子A2に用いる電界効果トランジスタ2のドレインから直流電源1の正極端及び負極端にそれぞれ接続される端が導出されている構成とし、また、スイッチング素子A1及びA2にダイオード3を用いる場合、スイッチング素子A1に用いるダイオード3は、アノード側をスイッチング素子A2側とする極性とし、また、スイッチング素子A2に用いるダイオ

50

ード3は、アノードをスイッチング素子A1側とは反対側とする極性とすればよいし、さらに、ダイオード3は、スイッチング素子A1及びA2に用いる電界効果トランジスタ2が、そのソース・ドレイン間に、ダイオード3に対応している寄生ダイオードを有している(通常は有している)場合は、その寄生ダイオードとし得る。

【0006】

また、周波数 f_r を有する参照用正弦波電圧 v_r を出力する参照用正弦波電圧発生手段4を有する。

【0007】

さらに、上述した平滑用コンデンサCの両端から導出されている対の出力端子T1及びT2間で得られる電圧を、負荷電圧 v_0 として検出する負荷電圧検出手段VDを有する。

10

【0008】

また、上述した平滑用コンデンサCに流れる電流を、コンデンサ電流 i_c として検出するコンデンサ電流検出手段ICDを有する。

【0009】

さらに、参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r と、負荷電圧検出手段VDが検出する負荷電圧 v_0 と、コンデンサ電流検出手段ICDが検出するコンデンサ電流 i_c とにもとづき、 $(Y(v_r - v_0) - i_c)$ で与えられる(ただし、Yは0よりも大きな値を有するアドミタンス)制御電流 i_g を生成出力する制御電流生成出力手段CGを有する。

【0010】

20

この場合、制御電流生成出力手段CGを、(a)参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r と、負荷電圧検出手段VDが検出する負荷電圧 v_0 とから、それらの差電圧 $(v_r - v_0)$ を出力する差回路5と、(b)その差回路5が出力する差電圧 $(v_r - v_0)$ から、それにアドミタンスYを乗じた $Y(v_r - v_0)$ で与えられる電流 $(Y(v_r - v_0))$ を出力する乗算回路6と、(c)その乗算回路6が出力する電流 $(Y(v_r - v_0))$ と、コンデンサ電流検出手段ICDが検出するコンデンサ電流 i_c とから、それらの差電流 $(Y(v_r - v_0) - i_c)$ を制御電流 i_g として出力する差回路7とを有する構成とし得る。

【0011】

さらに、ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段CGが生成出力する制御電流 i_g によって当該制御電流 i_g が0になるように制御されているスイッチング用信号SW1及びSW2を生成し、それらスイッチング用信号SW1及びSW2を、上述した直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段SGを有する。

30

【0012】

この場合、スイッチング用信号生成出力手段SGを、(a)基準直流電流 I_r (例えば $I_r = 0$)を発生する基準直流電流発生手段8と、(b)その基準直流電流発生手段8が発生する基準直流電流 I_r と制御電流生成出力手段CGが生成出力する制御電流 i_g とを入力し、制御電流 i_g が、基準直流電流 I_r より大すなわち $i_g > I_r$ (または基準直流電流 I_r 以上、すなわち $i_g \geq I_r$)であれば2値表示で「1」をとり、基準直流電流 I_r 以下、すなわち $i_g < I_r$ (または基準直流電流 I_r 未満すなわち $i_g < I_r$)であれば、2値表示で「0」をとる比較出力SCを出力する比較回路9と、(c)参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r に比し十分高い周波数 f_H を有するトリガ用パルス列PLを発生するトリガ用パルス列発生手段9と、(d)トリガ用パルス列発生手段9が発生するトリガ用パルス列PLが供給されるトリガ端子11と比較回路9から出力される比較出力SCが供給される信号端子12と肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14とを有し、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14からそれぞれ出力される出力を、それぞれスイッチング用信号

40

50

SW1及びSW2として出力する、いわゆるD型と称されるフリップフロップ回路15とを有する構成とし得る。

【0013】

なお、いわゆるD型と称されるフリップフロップ回路15は、(a)(i)信号端子12に供給される比較出力SCが2値表示で「1」をとっている状態でトリガ端子11に供給されるトリガ用パルス列PLの1つのパルスが到来すれば、そのとき、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14に2値表示で「0」及び「1」をそれぞれとる出力がそれぞれ出力されていれば、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14に2値表示で「1」及び「0」をそれぞれとる出力をそれぞれ出力するが、(ii)トリガ用パルス列PLの1つのパルスが到来しても、そのとき、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14に2値表示で「1」及び「0」をそれぞれとる出力がそれぞれ出力されていれば、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14にいままでの2値表示で「1」及び「0」をそれぞれとる出力をそれぞれ出力している状態を継続し、また、(b)(i)信号端子12に供給される比較出力SCが2値表示で「0」をとっている状態でトリガ端子11に供給されるトリガ用パルス列PLの1つのパルスが到来すれば、そのとき、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14に2値表示で「1」及び「0」をそれぞれとる出力が出力されていれば、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14に2値表示で「0」及び「1」をそれぞれとる出力をそれぞれ出力するが、(ii)トリガ用パルス列PLの1つのパルスが到来しても、そのとき、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14に2値表示で「1」及び「0」をそれぞれとる出力がそれぞれ出力されていれば、肯定(または否定)出力端子13及び否定(または肯定)出力端子14にいままでの2値表示で「1」及び「0」をそれぞれとる出力をそれぞれ出力している状態を継続する、という動作を行うものである。

【0014】

以上が、従来提案されている正弦波インバータの第1の例の構成である。

このような構成を有する従来の正弦波インバータの第1の例によれば、スイッチング用信号生成出力手段SGが生成出力するスイッチング用信号SW1及びSW2が、ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとるので、直流電源1の両端間に接続されている直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2が、スイッチング用信号SW1及びSW2によってそれぞれ制御されて、それぞれ互に逆関係に「オン」及び「オフ」を順次繰り返す。

【0015】

そして、直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態であれば、平滑用インダクタLと平滑用コンデンサCとの直列回路の両端間に、直流電源1の正極端及び中点間による、平滑用インダクタLのスイッチング素子A1及びA2の接続中点側を正とする直流電源が接続されている状態で、スイッチング素子A1を通じて、平滑用インダクタLと平滑用コンデンサCとの直列回路に電流が流れる状態になり、また、直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になれば、平滑用インダクタLと平滑用コンデンサCとの直列回路の両端間に、直流電源1の中点及び負極端間による、平滑用インダクタLのスイッチング素子A1及びA2の接続中点側を負とする直流電源が接続されている状態で、スイッチング素子A2を通じて、平滑用インダクタLと平滑用コンデンサCとの直列回路に電流が流れる状態になるので、出力端子T1及びT2間に、交流電圧が得られることになる。

【0016】

よって、直流電源1から得られる直流を、交流に変換して出力端子T1及びT2間に出力する、というインバータ機能が得られる。

【0017】

ところで、この場合、スイッチング用信号生成出力手段SGが、そこで生成出力するスイッチング用信号SW1及びSW2が順次繰り返してとる2値表示の「1」及び「0」の期

10

20

30

40

50

間をして、制御電流生成出力手段CGが生成出力する参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r と負荷電圧検出手段VDが検出する負荷電圧 v_0 とコンデンサ電流検出手段ICDが検出するコンデンサ電流 i_c とにもとづく、アドミタンスYを用いた、 $(Y(v_r - v_0) - i_c)$ で与えられるまたはそれに応じた(以下、簡単のため、 $(Y(v_r - v_0) - i_c)$ で与えられると述べる)制御電流 i_g によって、その制御電流 i_g が0になるように、すなわち、

$$Y(v_r - v_0) - i_c = 0 \quad \dots\dots\dots (1)$$

になるように制御され、すなわち、いわゆるスライディングモードに制御される。

【0018】

このため、出力端子T1及びT2間に得られる負荷電圧 v_0 が、参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r と周波数上からみてもまた波形上からみても同じ正弦波になるように得られ、よって、上述したインバータ機能が、出力端子T1及びT2間に、負荷電圧 v_0 が、参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r と同じ正弦波になるように得られる、という態様で得られる。

10

【0019】

[従来例2]

また、従来、図7を伴って次に述べる正弦波単相インバータも提案されている。

図7において、図6との対応部分には同一符号を付して示す。

【0020】

図7に示す従来の正弦波単相インバータは、次の事項を除いて、図6に示す従来の正弦波単相インバータの場合と同様の構成を有する。

20

【0021】

すなわち、直流電源1の両端間に接続されている、図6に示す従来の正弦波単相インバータの直列回路Hに準じた、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイッチング素子A1及びA2の直列回路Hを有する。

【0022】

この場合、直列回路Hにおいて、直列回路Hにおけるのに準じて、スイッチング素子A1を、直列回路Hの直流電源1の正極端側に接続される端側とし、また、直列回路Hのスイッチング素子A2を、直列回路Hの直流電源1の負極端側に接続される端側としている。

30

【0023】

また、直列回路Hにおいて、そのスイッチング素子A1及びA2には、図示されてはいないが、直列回路Hにおけると同様に、nチャンネル型の電界効果トランジスタのみを用い得るとともに、電界効果トランジスタとそれに並列に接続されたダイオードとを用い得る。

【0024】

そして、直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2の接続中点が、平滑用インダクタL及び平滑用コンデンサCを通じて直流電源1の midpoint に接続されている図6に示す従来の正弦波単相インバータの場合に代え、平滑用インダクタL及び平滑用コンデンサCを通じて、直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2の接続中点に接続されている。

40

【0025】

また、ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとるスイッチング用信号SW1及びSW2を生成し、それらスイッチング用信号SW1及びSW2を、直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段SGを有する。

【0026】

この場合、スイッチング用信号生成出力手段SGを、(a)基準直流電圧(例えば接地電圧)と参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r とを比較して、参照用正弦波電圧 v_r と等しい周波数 f_r を有するパルス列をスイッチング用信号SW1

50

として出力する比較回路 16 と、比較回路 16 からパルス列を入力し、それと逆極性のパルス列をスイッチング用信号 SW2 として出力するノット回路 17 とを有する構成、(b) その構成において、その比較回路 16 を、参照用正弦波電圧発生手段 4 が発生する参照用正弦波電圧 v_r と鋸歯状波電圧発生手段 18 から参照用正弦波電圧 v_r の周波数 f_r と同じ周波数の鋸歯状波電圧とを比較して、上述した(a)の構成における比較回路 16 が出力するのと同様のパルス列を出力するように変更したことを除いて、(a)の構成と同様の構成、(c) 上述した(a)または(b)の構成の比較回路 16 が出力するパルス列と同様のパルス列をスイッチング用信号 SW1 として発生するパルス列発生回路 19 とその出力であるパルス列を入力してそのパルス列と逆極性のパルス列をスイッチング用信号 SW2 として出力するノット回路 17 とを有する構成などの構成とし得る。

10

以上が、従来提案されている正弦波単相インバータの他の例の構成である。

【0027】

このような構成を有する従来提案されている正弦波単相インバータによれば、直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 が、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータで述べたように、スイッチング用信号生成出力手段 SG が生成出力するスイッチング用信号 SW1 及び SW2 によってそれぞれ制御されて、それぞれ互に逆関係に「オン」及び「オフ」を順次繰り返し、また、スイッチング用信号生成出力手段 SG が生成出力するスイッチング用信号 SW1 及び SW2 が、ともに 2 値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ 2 値表示の「1」及び「0」を互に逆関係をとるので、直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 も、スイッチング用信号 SW1 及び SW2 によってそれぞれ制御されて、それぞれ互に逆関係に「オン」及び「オフ」を順次繰り返す。

20

【0028】

そして、(a) 直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になり且つその「オン」及び「オフ」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になれば、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路の両端間に、直流電源 1 が、その正極端を平滑用インダクタ L のスイッチング素子 A1 及び A2 の接続中点側として接続されている状態で、スイッチング素子 A1 及び A2 と通じて、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路に電流が流れる状態になり、また、(b) 直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になり且つその「オフ」及び「オン」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になれば、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路の両端間に、直流電源 1 が、その負極端を平滑用インダクタ L のスイッチング素子 A1 及び A2 の接続中点側として接続されている状態で、スイッチング素子 A2 及び A1 を通じて、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路に電流が流れる状態になり、さらに、(c) 直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になり且つその「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)の期間と重複している態様で、直列回路 H のスイッチング素子 A1 及び A2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になれば、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路の両端に直流電源 1 の正極端(または負極端)の電位が与えられ、その状態で、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路に電流が流れる状態になるので、出力端子 T1 及び T2 間に、交流電圧が得られることになる。

30

40

【0029】

そして、この場合、スイッチング用信号 SW1 及び SW2 をそれぞれ生成出力するスイッチング用信号生成出力手段 SG が、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータで述べたと同様に制御されているので、詳細説明は省略するが、インバータ機能が、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの場合と同様に、出力端子 T1 及び T2 間に、負荷電圧 v_o が、参

50

照用正弦波電圧発生手段 4 が発生する参照用正弦波電圧 v_r と同じ正弦波になるように得られる、という態様で得られることは明らかである。

【 0 0 3 0 】

[従来例 3]

さらに、従来、図 8 を伴って次に述べる正弦波 3 相インバータも提案されている。すなわち、直流電源 1 の両端間に接続されている、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの場合の直列回路 H と同様の、スイッチング素子 A 1 及び A 2 を有する直列回路 H 1 と、スイッチング素子 A 3 及び A 4 を有する直列回路 H 2 と、スイッチング素子 A 5 及び A 6 との直列回路 H 3 とを有する。

【 0 0 3 1 】

この場合、直列回路 H 1、H 2 及び H 3 において、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの場合に準じて、スイッチング素子 A 1、A 3 及び A 5 を直流電源 1 の正極端側に接続される端側とそれぞれし、スイッチング素子 A 2、A 4 及び A 6 を直流電源 1 の負極端側に接続される端側とそれぞれしている。

【 0 0 3 2 】

また、直列回路 H 1、H 2、及び H 3 において、それらのスイッチング素子 A 1 及び A 2、A 3 及び A 4、及び A 5 及び A 6 には、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの場合の直列回路におけると同様に、n チャンネル型電界効果トランジスタのみを用い得るとともに、電界効果トランジスタとそれに並列に接続されたダイオードとを用い得る。

【 0 0 3 3 】

そして、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 の接続中点、及び直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 の接続中点が、平滑用インダクタ L 1、L 2、及び L 3 をそれぞれ通じて、平滑用コンデンサ C 1、C 2、及び C 3 の一端にそれぞれ接続され、一方、平滑用コンデンサ C 1、C 2 及び C 3 の他端が互に接続されている。

【 0 0 3 4 】

この場合、平滑用コンデンサ C 1、C 2 及び C 3 の他端を、点線図示のように、ともに接地し、これに応じて、直流電源 1 の中点を接地し得る。

【 0 0 3 5 】

また、平滑用インダクタ L 1 及び平滑用コンデンサ C 1 の接続中点、平滑用インダクタ L 2 及び平滑用コンデンサ C 2 の接続中点、及び平滑用インダクタ L 3 及び平滑用コンデンサ C 3 の接続中点から、出力端子 T 1、T 2 及び T 3 がそれぞれ導出されている。

【 0 0 3 6 】

さらに、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの参照用正弦波電圧発生手段 4 が発生する参照用正弦波電圧 v_r と同様の周波数 f_r を有する参照用正弦波電圧 v_{r1} と、その参照用正弦波電圧 v_{r1} と同じ周波数 f_r を有するがその参照用正弦波電圧 v_{r1} との間で 120° の位相差を有する参照用正弦波電圧 v_{r2} と、参照用正弦波電圧 v_{r1} と同じ周波数 f_r を有するがその参照用正弦波電圧 v_{r1} との間で 240° の位相差を有する参照用正弦波電圧 v_{r3} とを発生する参照用正弦波電圧発生手段 4 を有する。

【 0 0 3 7 】

また、上述した出力端子 T 1 及び T 2 間、出力端子 T 2 及び T 3 間、及び出力端子 T 3 及び T 1 間の電圧を、それぞれ負荷電圧 v_{012} 、 v_{023} 及び v_{031} としてそれぞれ検出する負荷電圧検出手段 V D 1 2、V D 2 3、及び V D 3 1 を有する。

【 0 0 3 8 】

さらに、上述した平滑用コンデンサ C 1、C 2、及び C 3 にそれぞれ流れる電流をそれぞれコンデンサ電流 i_{c1} 、 i_{c2} 、及び i_{c3} としてそれぞれ検出するコンデンサ電流検出手段 I C D 1、I C D 2、及び I C D 3 を有する。

【 0 0 3 9 】

また、(a) 上述した参照用正弦波電圧発生手段 4 が発生する参照用正弦波電圧 v_{r1} と、負荷電圧検出手段 V D 1 2 が検出する負荷電圧 v_{012} と、コンデンサ電流検出手段 I C

10

20

30

40

50

D1が検出するコンデンサ電流 i_{c1} とにもとづき、 $(Y_1(v_{r1} - v_{012}) - i_{c1})$ で与えられる(ただし、 Y_1 は0よりも大きな値を有するアドミタンス)制御電流 i_{g1} を生成出力する制御電流生成出力手段CG1と、(b)参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_{r2} と、負荷電圧検出手段VD12が検出する負荷電圧 v_{023} と、コンデンサ電流検出手段ICD2が検出するコンデンサ電流 i_{c2} とにもとづき、 $(Y_2(v_{r2} - v_{023}) - i_{c2})$ で与えられる(ただし、 Y_2 は0よりも大きな値を有するアドミタンス)制御電流 i_{g2} を生成出力する制御電流生成出力手段CG2と、(c)参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_{r3} と、負荷電圧検出手段VD13が検出する負荷電圧 v_{031} と、コンデンサ電流検出手段ICD3が検出するコンデンサ電流 i_{c3} とにもとづき、 $(Y_3(v_{r3} - v_{031}) - i_{c3})$ で与えられる(ただし、 Y_3 は0よりも大きな値を有するアドミタンス)制御電流 i_{g3} を生成出力する制御電流生成出力手段CG3とを有する。

10

【0040】

この場合、制御電流生成出力手段CG1、CG2及びCG3を、図6に示す従来の正弦波単相インバータの制御電流生成出力手段CGに準じた構成とし得る。

【0041】

また、(a)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆相関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段CG1が生成出力する制御電流 i_{g1} によって当該制御電流 i_{g1} が0になるように制御されているスイッチング用信号SW1及びSW2を生成し、それらスイッチング用信号SW1及びSW2を上述した直列回路H1のスイッチング素子A1及びA2に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段SG1と、(b)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆相関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段CG2が生成出力する制御電流 i_{g2} によって当該制御電流 i_{g2} が0になるように制御されているスイッチング用信号SW3及びSW4を生成し、それらスイッチング用信号SW3及びSW4を上述した直列回路H2のスイッチング素子A3及びA4に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段SG2と、(c)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆相関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段CG3が生成出力する制御電流 i_{g3} によって当該制御電流 i_{g3} が0になるように制御されているスイッチング用信号SW5及びSW6を生成し、それらスイッチング用信号SW5及びSW6を上述した直列回路H3のスイッチング素子A5及びA6に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段SG3とを有する。

20

30

【0042】

この場合、スイッチング用信号生成出力手段SG1、SG2及びSG3は、図6に示す従来の正弦波単相インバータのスイッチング用信号生成出力手段SGに準じた構成とし得る。

以上が、従来提案されている正弦波3相インバータの例である。

40

【0043】

このような構成を有する従来の正弦波3相インバータによれば、図6及び図7に示す従来の正弦波単相インバータの場合で述べたところから明らかになるであろうから、詳細説明は省略するが、図6及び図7に示す従来の正弦波単相インバータの場合の直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2の場合に準じて、直列回路H1のスイッチング素子A1及びA2、直列回路H2のスイッチング用信号A3及びA4、及び直列回路H3のスイッチング素子A5及びA6が、スイッチング用信号生成出力手段SG1、SG2、及びSG3がそれぞれ生成出力するスイッチング用信号SW1及びSW2、SW3及びSW4、及びSW5及びSW6によってそれぞれ制御されて、それぞれ互に逆関係に「オン」及び「オフ」を順次繰り返す。

50

【 0 0 4 4 】

そして、(i) (a) 平滑用インダクタ L 1 と平滑用コンデンサ C 1 と平滑用コンデンサ C 2 と平滑用インダクタ L 2 との直列回路に、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になり且つその「オン」及び「オフ」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になれば、スイッチング素子 A 1 及び A 4 を通じて電流が流れ、また、(b) 平滑用インダクタ L 1 と平滑用コンデンサ C 1 と平滑用コンデンサ C 2 と平滑用インダクタ L 2 との直列回路に、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になり且つその「オフ」及び「オン」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になれば、スイッチング素子 A 2 及び A 3 を通じて電流が流れ、さらに、(c) 平滑用インダクタ L 1 と平滑用コンデンサ C 1 と平滑用コンデンサ C 2 と平滑用インダクタ L 2 との直列回路に、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になり且つその「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になっても、電流が流れ、また、(i i) (a) 平滑用インダクタ L 2 と平滑用コンデンサ C 2 と平滑用コンデンサ C 3 と平滑用インダクタ L 3 との直列回路に、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になり且つその「オン」及び「オフ」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になれば、スイッチング素子 A 3 及び A 6 を通じて電流が流れ、また、(b) 平滑用インダクタ L 2 と平滑用コンデンサ C 2 と平滑用コンデンサ C 3 と平滑用インダクタ L 3 との直列回路に、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になり且つその「オフ」及び「オン」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になれば、スイッチング素子 A 4 及び A 5 を通じて電流が流れ、さらに、(c) 平滑用インダクタ L 2 と平滑用コンデンサ C 2 と平滑用コンデンサ C 3 と平滑用インダクタ L 3 との直列回路に、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になり且つその「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になっても、電流が流れ、さらに、(i i i) (a) 平滑用インダクタ L 3 と平滑用コンデンサ C 3 と平滑用コンデンサ C 1 と平滑用インダクタ L 1 との直列回路に、直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になり且つその「オン」及び「オフ」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になれば、スイッチング素子 A 5 及び A 2 を通じて電流が流れ、また、(b) 平滑用インダクタ L 3 と平滑用コンデンサ C 3 と平滑用コンデンサ C 1 と平滑用インダクタ L 1 との直列回路に、直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 がそれぞれ「オフ」及び「オン」した状態になり且つその「オフ」及び「オン」の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」した状態になれば、スイッチング素子 A 6 及び A 1 を通じて電流が流れ、さらに、(c) 平滑用インダクタ L 3 と平滑用コンデンサ C 3 と平滑用コンデンサ C 1 と平滑用インダクタ L 1 との直列回路に、直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になり且つその「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)の期間と時間的に重複している態様で、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「オン」及び「オフ」(または「オフ」及び「オン」)した状態になっても、電流が流れるので、出力端子 T 1 及び T 2 間、出力端子 T 2 及び T 3 間、及び出力端子 T 3 及び T 1 間に交流電圧がそれぞれ

10

20

30

40

50

得られる。

【 0 0 4 5 】

そして、この場合、スイッチング用信号 $SW1$ 及び $SW2$ 、 $SW3$ 及び $SW4$ 、 $SW5$ 及び $SW6$ をそれぞれ生成出力するスイッチング用信号生成出力手段 $SG1$ 、 $SG2$ 、及び $SG3$ が、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータにおけるスイッチング用信号生成出力手段 SG の場合で述べたのに準じて、制御電流生成出力手段 $CG1$ 、 $CG2$ 、及び $CG3$ が生成出力する制御電流 i_{g1} 、 i_{g2} 、及び i_{g3} によって、いわゆるスライディングモードに制御されるようになされているので、詳細説明は省略するが、インバータ機能が、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの場合に準じて、出力端子 $T1$ 及び $T2$ 間、出力端子 $T2$ 及び $T3$ 間、及び出力端子 $T3$ 及び $T1$ 間に、負荷電圧 v_{012} 、 v_{023} 、及び v_{031} が、参照用正弦波電圧発生手段 4 が発生する参照用正弦波電圧 v_{r1} 、 v_{r2} 、及び v_{r3} とそれぞれ同じ正弦波になるように得られる、という態様で得られることは明らかである。

10

【 0 0 4 6 】

[従来例 4]

また、従来、図 9 を伴って次に述べる正弦波 3 相インバータも提案されている。図 9 において、図 8 との対応部分には同一符号を付して示し、詳細説明は省略する。

【 0 0 4 7 】

図 9 に示す従来の正弦波 3 相インバータは、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータにおいて、平滑用コンデンサ $C1$ 、 $C2$ 及び $C3$ の、平滑用インダクタ $L1$ 、 $L2$ 及び $L3$ がそれぞれ接続している側とは反対側の端が、互に接続されているのに代え、平滑用インダクタ $L2$ 及び平滑用コンデンサ $C2$ の接続中点、平滑用インダクタ $L3$ 及び平滑用コンデンサ $C3$ の接続中点、及び平滑用インダクタ $L1$ 及び平滑用コンデンサ $C1$ の接続中点にそれぞれ接続されていることを除いて、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータの場合と同様の構成を有する。

20

【 0 0 4 8 】

このような構成を有する従来の正弦波 3 相インバータによれば、上述した事項を除いて、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータと同様の構成を有し、このため、平滑用コンデンサ $C1$ 、 $C2$ 、及び $C3$ が、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータにおける、平滑用コンデンサ $C1$ 及び $C2$ の直列回路、平滑用コンデンサ $C2$ 及び $C3$ の直列回路、及び平滑用コンデンサ $C3$ 及び $C1$ の直列回路でそれぞれなることを除いて、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータの場合と同様の構成を有する、という図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータとの関係性を有するので、詳細説明は省略するが、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータの場合と同様の作用・効果が得られることは明らかである。

30

【 0 0 4 9 】

[従来例 5]

さらに、従来、図 10 を伴って次に述べる正弦波 3 相インバータも提案されている。図 10 において、図 8 との対応部分には同一符号を付して示し、詳細説明は省略する。

【 0 0 5 0 】

図 10 に示す従来の正弦波 3 相インバータは、次の事項を除いて、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータの場合と同様の構成を有する。

40

【 0 0 5 1 】

すなわち、(a) 図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータにおいて、その直列回路 $H3$ 、平滑用インダクタ $L3$ 、平滑用コンデンサ $C3$ 、制御電流生成出力手段 $CG3$ 、負荷電圧検出手段 $VD12$ 、コンデンサ電流検出手段 $ICD3$ 、及びスイッチング用信号生成出力手段 $SG3$ が省略され、これに応じ、(b) 平滑用コンデンサ $C1$ 及び $C2$ (平滑用コンデンサ $C3$ は、上記 (a) で省略されている) の互に接続されている端が、ともに直流電源 1 の中点に接続され、従って、直列回路 $H1$ のスイッチング素子 $A1$ 及び $A2$ の接続中点、及び直列回路 $H2$ のスイッチング素子 $A3$ 及び $A4$ の接続中点が、平滑用インダクタ $C1$ 、及び $C2$ をそれぞれ通じて、直流電源 1 の中点とともに接続され、そして、平滑用インダクタ $L1$ 及び平滑用コンデンサ $C1$ の接続中点、平滑用インダクタ $L2$ 及び平滑用

50

コンデンサC 2の接続中点、及び直流電源1の中点から、出力端子T 1、T 2、及びT 3がそれぞれ導出され、(c)制御電流生成出力手段CG 1が、参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_{r1} と負荷電圧検出手段VD 3 1が検出する負荷電圧 v_{o31} と、コンデンサ電流検出手段ICD 1が検出するコンデンサ電流 i_{c1} とにもとづき、 $(Y_1(v_{r1} - v_{o31}) - i_{c1})$ で与えられる制御電流 i_{g1} を生成出力するようになされている、という構成を有する。

以上が、従来提案されている正弦波3相インバータの他の例の構成である。

【0052】

このような構成を有する正弦波3相インバータによれば、それが上述した事項を除いて、図8に示す従来の正弦波3相インバータと同様の構成を有し、そして、平滑用インダクタL 1と平滑用コンデンサC 1との直列回路が直流電源1に、直列回路H 1のスイッチング素子A 1及びA 2を通じて接続される構成、及び平滑用インダクタL 2と平滑用コンデンサC 2との直列回路が直流電源1に直列回路H 2のスイッチング素子A 3及びA 4を通じて接続される構成が、図6に示す従来の正弦波単相インバータにおいて、平滑用インダクタLと平滑用コンデンサCとの直列回路が直流電源1に接続される構成に対応しているので、平滑用インダクタL 1と平滑用コンデンサC 1との直列回路、及び平滑用インダクタL 2及び平滑用コンデンサC 2との直列回路に、図6に示す従来の正弦波単相インバータの平滑用インダクタLと平滑用コンデンサCとの直列回路に流れるのに準じた電流が流れ、それでいて、直列回路H 1のスイッチング素子A 1及びA 2、及び直列回路H 2のスイッチング素子A 3及びA 4が、図8に示す従来の正弦波3相インバータの場合に準じて制御されるので、詳細説明は省略するが、出力端子T 1及びT 2間、出力端子T 2及びT 3、及び出力端子T 3及びT 1間に、負荷電圧 v_{o12} 、 v_{o23} 、及び v_{o31} が、図8に示す従来の正弦波3相インバータの場合と同様に、参照用正弦波電圧 v_{r1} 、 v_{r2} 及び v_{r3} とそれぞれ同じ正弦波になるように得られる。

【0053】

【発明が解決しようとする課題】

図6に示す従来の正弦波単相インバータの例の場合、スイッチング用信号生成出力手段SGが生成出力するスイッチング用信号SW 1及びSW 2が2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとる、その最大周波数、従って、直流電源1の両端間に接続されている直列回路Hを構成しているスイッチング素子A 1及びA 2が、スイッチング用信号SW 1及びSW 2によってそれぞれ制御されて「オン」及び「オフ」を順次繰り返す、すなわちスイッチングするとする、その最大周波数(以下、これを最大スイッチング周波数 f_{s-max} とする)(スイッチング用信号生成出力手段SGが、上述したように、トリガ端子1 1にトリガ用パルス列発生手段1 0からの周波数 f_H を有するトリガ用パルス列PLが供給されるようになされているとともに信号端子1 2に比較回路9からの比較出力SCが供給されるようになされ且つ肯定(または否定)出力端子1 3及び否定(または肯定)出力端子1 4の出力をスイッチング用信号SW 1及びSW 2として出力する、いわゆるD型と称されるフリップフロップ回路1 5を有する構成を有するとする場合、トリガ用パルス列PLの周波数 f_H の1/2倍)が、高ければ高いほど、出力端子T 1及びT 2間に外部接続される負荷(図示せず)が変動する場合でも、また出力端子T 1及びT 2間に外部接続される負荷を非線形負荷とする場合でも、出力端子T 1及びT 2間に、負荷電圧 v_o が、参照用正弦波電圧 v_r と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得られる。

【0054】

一方、出力端子T 1及びT 2間に接続される負荷が大電流(大電力)を要求するとすれば、それに応じ、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2として、それに流し得る電流の容量(以下、これを電流容量という)が大きいスイッチング素子(スイッチング素子A 1及びA 2を電界効果トランジスタ2とする場合、その電界効果トランジスタ2として、それにソース及びドレインを通して流し得る電流の容量が大きい電界効果トランジスタ)を用いれば、その負荷の要求を満足し得る。

【0055】

10

20

30

40

50

しかしながら、一般に、スイッチング素子は、それを電界効果トランジスタとする場合で見れば明らかなように、電流容量が大きければ大きいほど、スイッチング動作を行い得る最大スイッチング動作周波数が低いという特性を有する。

【0056】

このため、負荷が大電流（大電力）を要求するとすれば、スイッチング素子A1及びA2が、スイッチング用信号SW1及びSW2によってそれぞれ制御されてスイッチングするとする、その最大スイッチング周波数 f_{s-max} を低くするのを余儀なくされ、そして、この場合、最大スイッチング周波数 f_{s-max} が低いので、出力端子T1及びT2間に接続される負荷に大電流（大電力）を供給することができても、負荷が接続される出力端子T1及びT2間に、負荷電圧 v_0 を、参照用正弦波電圧 v_r と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得る、ということができず、また、最大スイッチング周波数 f_{s-max} が低くても、スイッチング素子A1及びA2に流れる電流が大きいので、スイッチング素子A1及びA2のスイッチングによって生じるのを余儀なくされる電力損失が大きく、よって、インバータとしての機能である直流を交流に変換するとする、その変換効率を低くしかとれない。

10

【0057】

このようなことは、上述したところから明らかになるであろうから、詳細説明は省略するが、図7に示す従来の正弦波単相インバータの場合でも、また、図8、図9及び図10に示す従来の正弦波3相インバータの場合でも、同様である。

【0058】

上述したところから明らかなように、従来の正弦波インバータによれば、出力端子間に接続される負荷が大電流（電力）を要求するとすれば、これに応じ得るとしても、出力端子間の負荷電圧（ v_0 （ v_{012} 、 v_{023} 、 v_{031} ）など）を、負荷が変動したりすれば、参照用正弦波電圧と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得ることができず、且つ用いるスイッチング素子（A1及びA2、A3及びA4、A5及びA6など）に大きな電力損失を伴わせ、よって、高い変換効率を得られない、という欠点を有していた。

20

【0059】

よって、本発明は、上述した欠点のない、すなわち、出力端子間に接続される負荷が大電流（大電力）を要求しても、これに応じることができ、それでいて、出力端子間の負荷電圧を、負荷が変動したりしても、参照用正弦波電圧と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得ることができ、且つ用いるスイッチング素子に大きな電力損失を伴わせなくすることができ、従って、高い変換効率を得ることができる、という新規な正弦波インバータを提案せんとするものである。

30

【0060】

【課題を解決するための手段】

本願第1番目の発明による正弦波単相インバータは、(A)(i)直流電源と、(ii)その直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第1及び第2のスイッチング素子の直列回路とを有し、(iii)上記直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点が、平滑用インダクタ及び平滑用コンデンサを通じて、上記直流電源の中点に接続され、(v)上記平滑用コンデンサの両端から対の出力端子が導出されているとともに、(B)(i)参照用正弦波電圧を発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(ii)上記対の出力端子間の電圧を負荷電圧として検出する負荷電圧検出手段と、(iii)上記平滑用コンデンサに流れる電流をコンデンサ電流として検出するコンデンサ電流検出手段と、(iv)上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する参照用正弦波電圧と上記負荷電圧検出手段が検出する負荷電圧との差に応じた電流と上記コンデンサ電流検出手段が検出するコンデンサ電流との差を制御電流として生成出力する制御電流生成出力手段と、(vi)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を、上記直列回路の第1及び第

40

50

2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波単相インバータにおいて、(C)(i)上記直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第3及び第4のスイッチング素子の他の直列回路を有し、(ii)上記他の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点、他の平滑用インダクタ及び上記平滑用コンデンサを通じて、上記直流電源の中点に接続されているとともに、(D)(i)上記対の出力端子に流れる電流を負荷電流として検出する負荷電流検出手段と、(ii)上記他の平滑用インダクタに流れる電流をインダクタ電流として検出するインダクタ電流検出手段と、(iii)上記負荷電流検出手段が検出する負荷電流と上記インダクタ電流検出手段が検出するインダクタ電流との差を他の制御電流として生成出力する他の制御電流生成出力手段と、(iv)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記他の制御電流が0になるように制御されている第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第4のスイッチング用信号を、上記第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する他のスイッチング用信号生成出力手段とを有する。

10

【0061】

本願第2番目の発明による正弦波単相インバータは、(A)(i)直流電源と、(ii)その直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第1及び第2のスイッチング素子の第1の直列回路と、(iii)上記直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第3及び第4のスイッチング素子の第2の直列回路とを有し、(iv)上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点、平滑用インダクタ及び平滑用コンデンサを通じて、上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点に接続され、(v)上記平滑用コンデンサの両端から対の出力端子が導出されているとともに、(B)(i)参照用正弦波電圧を発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(ii)上記対の出力端子間の電圧を負荷電圧として検出する負荷電圧検出手段と、(iii)上記平滑用コンデンサに流れる電流をコンデンサ電流として検出するコンデンサ電流検出手段と、(iv)上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する参照用正弦波電圧と上記負荷電圧検出手段が検出する負荷電圧の差に応じた電流との差を制御電流として生成出力する制御電流生成出力手段と、(vi)ともに2値表示で「0」及び「1」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を、上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第1のスイッチング用信号生成出力手段と、(vii)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとる第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第4のスイッチング用信号を上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第2のスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波単相インバータにおいて、(C)(i)上記直流電源の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御される第5及び第6のスイッチング素子の第3の直列回路を有し、(ii)上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子の接続中点、他の平滑用インダクタ及び上記平滑用コンデンサを通じて上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点に接続されているとともに、(D)(i)上記対の出力端子に接続される負荷に流れる電流を負荷電流として検出する負荷電流検出手段と、(ii)上記他の平滑用インダクタに流れる電流をインダクタ電流として検出するインダクタ電流検出手段と、(iii)上記負荷電流検出手段が検出する負荷電流と上記インダクタ電流検出手段が検出するインダクタ電流との差を他の制御電流として生成出力する他の制御電流生成出力手段と、(iv)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「

20

30

40

50

0」を互に逆関係にとり且つそれぞれ2値表示の「1」及び「0」の期間が上記他の制御電流が0になるように制御されている第5及び第6のスイッチング用信号を生成し、それら第5及び第6のスイッチング用信号を、上記第5及び第6のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第3のスイッチング用信号生成出力手段とを有する。

【0062】

本願第3番目の発明による正弦波3相インバータは、(A)(i)直流電源と、(ii)その直流電源の両端間に接続されている第1及び第2のスイッチング素子の第1の直列回路と、(iii)上記直流電源の両端間に接続されている第3及び第4のスイッチング素子の第2の直列回路と、(iv)上記直流電源の両端間に接続されている第5及び第6のスイッチング素子の第3の直列回路とを有し、(v)上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子の接続中点、上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子の接続中点、及び上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子の接続中点が、第1、第2、及び第3の平滑用インダクタをそれぞれ通じて、第1、第2、及び第3の平滑用コンデンサの一端にそれぞれ接続され、(vi)上記第1、第2、及び第3の平滑用コンデンサの他端が、互に接続され、または上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、上記第3の平滑用インダクタ及び上記第3の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点にそれぞれ接続され、(vii)上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点、上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第3の平滑用インダクタ及び上記第3の平滑用コンデンサの接続中点から、第1、第2、及び第3の出力端がそれぞれ導出されているとともに、(B)(i)第1の参照用正弦波電圧と、その第1の参照用正弦波電圧と同じ周波数を有するがその第1の参照用正弦波電圧との間で 120° の位相差を有する第2の参照用正弦波電圧と、上記第1の参照用正弦波電圧と同じ周波数を有するがその第1の参照用正弦波電圧との間で 240° の位相差を有する第3の参照用正弦波電圧とを発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(ii)上記第1及び第2の出力端間、上記第2及び第3の出力端間、及び上記第3及び第1の出力端間の電圧、または上記第1、第2、及び第3の平滑用コンデンサの両端間電圧をそれぞれ第1、第2、及び第3の負荷電圧としてそれぞれ検出する第1、第2及び第3の負荷電圧検出手段と、(iii)上記第1、第2、第3の平滑用コンデンサにそれぞれ流れる電流を、それぞれ第1、第2、及び第3のコンデンサ電流としてそれぞれ検出する第1、第2、及び第3のコンデンサ電流検出手段と、(iv)上記参照用正弦波電圧発生手段で発生する第1の参照用正弦波電圧と上記第1の負荷電圧検出手段が検出する第1の負荷電圧との差に応じた電流と上記第1のコンデンサ電流検出手段が検出する第1のコンデンサ電流との差を第1の制御電流として生成出力する第1の制御電流生成出力手段と、(v)上記参照用正弦波電圧発生手段で発生する第2の参照用正弦波電圧と上記第2の負荷電圧検出手段が検出する第2の負荷電圧との差に応じた電流と上記第2のコンデンサ電流検出手段が検出する第2のコンデンサ電流との差を第2の制御電流として生成出力する第2の制御電流生成出力手段と、(vi)上記参照用正弦波電圧発生手段で発生する第3の参照用正弦波電圧と上記第3の負荷電圧検出手段が検出する第3の負荷電圧との差に応じた電流と上記第3のコンデンサ電流検出手段が検出する第3のコンデンサ電流との差を第3の制御電流として生成出力する第3の制御電流生成出力手段と、(vii)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第1の制御電流が0になるように制御されている第1及び第2のスイッチング用信号を生成し、それら第1及び第2のスイッチング用信号を、上記第1の直列回路の第1及び第2のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第1のスイッチング用信号生成出力手段と、(viii)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第2の制御電流が0になるように制

10

20

30

40

50

御されている第3及び第4のスイッチング用信号を生成し、それら第3及び第4のスイッチング用信号を上記第2の直列回路の第3及び第4のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第2のスイッチング用信号生成出力手段と、(ix)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第3の制御電流が0になるように制御されている第5及び第6のスイッチング用信号を生成し、それら第5及び第6のスイッチング用信号を、上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第3のスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波3相インバータにおいて、

(C)(i)上記直流電源の両端間に接続されている第7及び第8のスイッチング素子の第4の直列回路と、(ii)上記直流電源の両端間に接続されている第9及び第10のスイッチング素子の第5の直列回路と、(iii)上記直流電源の両端間に接続されている第11及び第12のスイッチング素子の第6の直列回路とを有し、(iv)上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子の接続中点、上記第5の直列回路の第9及び第10のスイッチング素子の接続中点、及び上記第6の直列回路の第11及び第12のスイッチング素子の接続中点が、第4、第5、及び第6の平滑用インダクタをそれぞれ通じて、上記第1の平滑用インダクタ及び上記第1の平滑用コンデンサの接続中点、上記第2の平滑用インダクタ及び上記第2の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第3の平滑用インダクタ及び上記第3の平滑用コンデンサの接続中点にそれぞれ接続されているとともに、

(D)(i)上記第1、第2及び第3の出力端にそれぞれ流れる電流をそれぞれ第1、第2及び第3の負荷電流としてそれぞれ検出する第1、第2及び第3の負荷電流検出手段と、(ii)上記第4、第5及び第6の平滑用インダクタにそれぞれ流れる電流をそれぞれ第1、第2及び第3のインダクタ電流としてそれぞれ検出する第1、第2及び第3のインダクタ電流検出手段と、(iii)上記第1の負荷電流検出手段が検出する第1の負荷電流と上記第1のインダクタ電流検出手段が検出する第1のインダクタ電流との差を第4の制御電流として生成出力する第4の制御電流生成出力手段と、(iv)上記第2の負荷電流検出手段が検出する第2の負荷電流と上記第2のインダクタ電流検出手段が検出する第2のインダクタ電流との差を第5の制御電流として生成出力する第5の制御電流生成出力手段と、(v)上記第3の負荷電流検出手段が検出する第3の負荷電流と上記第3のインダクタ電流検出手段が検出する第3のインダクタ電流との差を第6の制御電流として生成出力する第6の制御電流生成出力手段と、(vi)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第4の制御電流が0になるように制御されている第7及び第8のスイッチング用信号を生成し、それら第7及び第8のスイッチング用信号を上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第4のスイッチング用信号生成出力手段と、(vii)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第5の制御電流が0になるように制御されている第9及び第10のスイッチング用信号を生成し、それら第9及び第10のスイッチング用信号を、上記第5の直列回路の第9及び第10のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第5のスイッチング用信号生成出力手段と、(viii)ともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第6の制御電流が0になるように制御されている第11及び第12のスイッチング用信号を生成し、それら第11及び第12のスイッチング用信号を、上記第6の直列回路の第11及び第12のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第6のスイッチング用信号生成出力手段とを有する。

【0063】

本願第4番目の発明による正弦波3相インバータは、(A)(i)直流電源と、(ii

10

20

30

40

50

) その直流電源の両端間に接続されている第 1 及び第 2 のスイッチング素子の第 1 の直列回路と、(i i i) 上記直流電源の両端間に接続されている第 3 及び第 4 のスイッチング素子の第 2 の直列回路とを有し、(i v) 上記第 1 の直列回路の第 1 及び第 2 のスイッチング素子の接続中点、及び上記第 2 の直列回路の第 3 及び第 4 のスイッチング素子の接続中点が、第 1 の平滑用インダクタ及び第 1 の平滑用コンデンサ、及び第 2 の平滑用インダクタ及び第 2 の平滑用コンデンサをそれぞれ通じて、上記直流電源の midpoint にともに接続され、(v) 上記第 1 の平滑用インダクタ及び上記第 1 の平滑用コンデンサの接続中点、上記第 2 の平滑用インダクタ及び上記第 2 の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記直流電源の midpoint から、第 1、第 2、及び第 3 の出力端がそれぞれ導出されているとともに、

(B) (i) 第 1 の参照用正弦波電圧と、その第 1 の参照用正弦波電圧と同じ周波数を有するがその第 1 の参照用正弦波電圧との間で 120° の位相差を有する第 2 の参照用正弦波電圧とを発生する参照用正弦波電圧発生手段と、(i i) 上記第 1 及び第 3 の出力端間、及び上記第 2 及び第 3 の出力端間の電圧を、それぞれ第 1、及び第 2 の負荷電圧としてそれぞれ検出する第 1、及び第 2 の負荷電圧検出手段と、(i i i) 上記第 1 及び第 2 の平滑用コンデンサにそれぞれ流れる電流を、それぞれ第 1 及び第 2 のコンデンサ電流としてそれぞれ検出する第 1 及び第 2 のコンデンサ電流検出手段と、(i v) 上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する第 1 の参照用正弦波電圧と上記第 1 の負荷電圧検出手段が検出する第 1 の負荷電圧との差に応じた電流と上記第 1 のコンデンサ電流検出手段が検出する第 1 のコンデンサ電流との差を第 1 の制御電流として生成出力する第 1 の制御電流生成出力手段と、(v) 上記参照用正弦波電圧発生手段が発生する第 2 の参照用正弦波電圧と上記第 2 の負荷電圧検出手段が検出する第 2 の負荷電圧との差に応じた電流と上記第 2 のコンデンサ電流検出手段が検出する第 2 のコンデンサ電流との差を第 2 の制御電流として生成出力する第 2 の制御電流生成出力手段と、(v i) ともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次繰り返してとるがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「 1 」及び「 0 」が上記第 1 の制御電流が 0 になるように制御されている第 1 及び第 2 のスイッチング用信号を生成し、それら第 1 及び第 2 のスイッチング用信号を上記第 1 の直列回路の第 1 及び第 2 のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第 1 のスイッチング用信号生成出力手段と、(v i i) ともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次繰り返してとるがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「 1 」及び「 0 」が上記第 2 の制御電流が 0 になるように制御されている第 3 及び第 4 のスイッチング用信号を生成し、それら第 3 及び第 4 のスイッチング用信号を上記第 2 の直列回路の第 3 及び第 4 のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第 2 のスイッチング用信号生成出力手段とを有する正弦波 3 相インバータにおいて、(C) (i) 上記直流電源の両端間に接続されている第 5 及び第 6 のスイッチング素子の第 3 の直列回路と、(i i) 上記直流電源の両端間に接続されている第 7 及び第 8 のスイッチング素子の第 4 の直列回路とを有し、(i i i) 上記第 3 の直列回路の第 5 及び第 6 のスイッチング素子の接続中点、及び上記第 4 の直列回路の第 7 及び第 8 のスイッチング素子の接続中点が、第 3、及び第 4 の平滑用インダクタをそれぞれ通じて、上記第 1 の平滑用インダクタ及び上記第 1 の平滑用コンデンサの接続中点、及び上記第 2 の平滑用インダクタ及び上記第 2 の平滑用コンデンサの接続中点にそれぞれ接続されているとともに、(D) (i) 上記第 1 及び第 2 の出力端にそれぞれ流れる電流をそれぞれ第 1 及び第 2 の負荷電流としてそれぞれ検出する第 1 及び第 2 の負荷電流検出手段と、(i i) 上記第 3 及び第 4 の平滑用インダクタにそれぞれ流れる電流をそれぞれ第 1 及び第 2 のインダクタ電流としてそれぞれ検出する第 1 及び第 2 のインダクタ電流検出手段と、(i i i) 上記第 1 の負荷電流検出手段が検出する第 1 の負荷電流と上記第 1 のインダクタ電流検出手段が検出する第 1 のインダクタ電流との差を第 3 の制御電流として生成出力する第 3 の制御電流生成出力手段と、(i v) 上記第 2 の負荷電流検出手段が検出する第 2 の負荷電流と上記第 2 のインダクタ電流検出手段が検出する第 2 のインダクタ電流との差を第 4 の制御電流として生成出力する第 4 の制御電流生成出力手段と、(v) ともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を

10

20

30

40

50

順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第3の制御電流が0になるように制御されている第5及び第6のスイッチング用信号を生成し、それら第5及び第6のスイッチング用信号を上記第3の直列回路の第5及び第6のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第3のスイッチング用信号生成出力手段と、(vi)とともに2値表示で「1」及び「0」を順次繰り返してとるがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が上記第4の制御電流が0になるように制御されている第7及び第8のスイッチング用信号を生成し、それら第7及び第8のスイッチング用信号を、上記第4の直列回路の第7及び第8のスイッチング素子に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力する第4のスイッチング用信号生成出力手段とを有する。

10

【0064】

【発明の実施の形態1】

次に、図1を伴って、本発明による正弦波インバータの第1の実施の形態を、図6に示す従来の正弦波単相インバータの場合と同様の正弦波単相インバータの実施の形態で述べよう。

図1において、図6との対応部分には同一符号を付して示す。

【0065】

図1に示す本発明による正弦波単相インバータは、図6を伴って上述した従来の正弦波単相インバータにおいて、その直流電源1の両端間に接続されている、互に逆関係にオン・オフ制御されるスイッチング素子A1及びA2の直列回路Hを有し、そして、その直列回路Hのスイッチング素子A1及びA2の接続中点が、平滑用インダクタL及び図6に示す従来の正弦波単相インバータで述べた平滑用コンデンサCを通じて、直流電源1の midpoint に接続されている。

20

【0066】

この場合、直列回路Hにおいて、直列回路Hにおけるのに準じて、スイッチング素子A1を、直列回路Hの直流電源1の正極端側に接続される端側とし、また、スイッチング素子A2を、直列回路Hの直流電源1の負極端側に接続される端側としている。

【0067】

また、直列回路Hにおいて、そのスイッチング素子A1及びA2のそれぞれには、直列回路Hにおけるのと同様に、nチャンネル型の電界効果トランジスタ2のみを用い(この場合の電界効果トランジスタ2は、「オン」に制御された期間において、順方向電流及び逆方向電流の双方を流し得る電界効果トランジスタである)得るとともに、電界効果トランジスタ2とそれに並列して接続されたダイオード3とを用い(この場合、電界効果トランジスタ2は、「オン」に制御された期間において、順方向電流及び逆方向電流を実質的に流さない電界効果トランジスタである)得る。

30

【0068】

また、出力端子T1及びT2に流れる電流を、例えば図示のように出力端子T1側において、負荷電流 i_0 。(出力端子T1及びT2に実際に流れる電流またはこれに応じた電流)として検出する負荷電流検出手段IODを有する。

40

【0069】

さらに、平滑用インダクタLに流れる電流を、インダクタ電流 i_L (平滑用インダクタLに実際に流れる電流またはこれに応じた電流)として検出するインダクタ電流検出手段ILDを有する。

【0070】

また、負荷電流検出手段IODが検出する負荷電流 i_0 と、インダクタ電流検出手段ILDが検出するインダクタ電流 i_L とにもとづき、($i_L - i_0$)で与えられるまたはこれに応じた(以下、簡単のため、($i_L - i_0$)で与えられると述べる)制御電流 i_g を生成出力する制御電流生成出力手段CGを有する。

【0071】

50

この場合、制御電流生成出力手段CG を、インダクタ電流検出手段ILDが検出するインダクタ電流 i_L と、負荷電流検出手段IODが検出する電流 i_o とから、それらの差($i_L - i_o$) またはそれに応じた電流を制御電流 i_g として出力する差回路7 を有する構成とし得る。

【0072】

さらに、ともに2値表示で「1」及び「0」を順次とることを繰り返すがそれぞれ2値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの2値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段CG が生成出力する制御電流 i_g によって当該制御電流 i_g が0になるように制御されているスイッチング用信号SW1 及びSW2 を生成し、それらスイッチング用信号SW1 及びSW2 を、上述した直列回路H のスイッチング素子A1 及びA2 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段SG を有する。

10

【0073】

この場合、スイッチング用信号生成出力手段SG を、スイッチング用信号生成出力手段SG に準じて、(a) 基準直流電流 I_r (例えば $I_r = 0$) を発生する基準直流電流発生手段8 と、(b) その基準直流電流発生手段8 が発生する基準直流電流 I_r と制御電流生成出力手段CG が生成出力する制御電流 i_g とを入力し、制御電流 i_g が、基準直流電流 I_r より大、すなわち $i_g > I_r$ (または基準直流電流 I_r 以上、すなわち $i_g \geq I_r$) であれば2値表示で「1」をとる、基準直流電流 I_r 以下、すなわち $i_g < I_r$ (または基準直流電流 I_r 未満、すなわち $i_g < I_r$) であれば2値表示で「0」をとる比較出力SC を出力する比較回路9 と、(c) 参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r の周波数 f_r に比し十分高いが、スイッチング用信号生成出力手段SGを構成しているトリガ用パルス列発生手段10が発生するトリガ用パルス列PLの周波数 f_H よりも低い周波数 f_L を有するトリガ用パルス列PL を発生するトリガ用パルス列発生手段10 と、(d) トリガ用パルス列発生手段10が発生するトリガ用パルス列PL が供給されるトリガ端子11 と比較回路9 から出力される比較出力SC が供給される信号端子12 と肯定(または否定)出力端子13 及び否定(または肯定)出力端子14 とを有し、肯定(または否定)出力端子13 及び否定(または肯定)出力端子14 からそれぞれ出力される出力を、それぞれスイッチング用信号SW1 及びSW2 として出力する、いわゆるD型と称されるフリップフロップ回路15 とを有する構成とし得る。

20

30

なお、上述したフリップフロップ回路15 は、詳細説明は省略するが、フリップフロップ回路15について述べたのに準じた動作を行うものである。

【0074】

以上が、本発明による正弦波インバータの第1の実施の形態としての正弦波単相インバータの実施の形態の構成である。

このような構成を有する本発明による正弦波単相インバータによれば、直流電源1の両端間に、スイッチング素子A1 及びA2 の直列回路H が接続され、そのスイッチング素子A1 及びA2 の接続中点が、平滑用インダクタL と、図6に示す従来の正弦波インバータにおける直流電源1の両端間に接続されている直列回路Hのスイッチング素子A1 及びA2 の接続中点がインダクタL 及びコンデンサCを通じて直流電源1の midpoint に接続されているとする、その平滑用コンデンサCを通じて、直流電源1の midpoint に接続されている、という構成を有するとしても、図6に示す従来の正弦波単相インバータの構成を有し、そして、その構成によれば、詳細説明は省略するが、図6に示す従来の正弦波インバータの場合で述べた動作を行うので、図6に示す従来の正弦波インバータで述べたインバータ機能が、図6に示す従来の正弦波インバータの場合と同様に、出力端子T1 及びT2 間に、負荷電圧 v_o が、参照用正弦波電圧発生手段4が発生する参照用正弦波電圧 v_r と同じ正弦波になるように得られる、という態様で得られることは明らかである。

40

【0075】

また、図1に示す本発明による正弦波単相インバータによれば、上述したように、直流電

50

源 1 の両端間に、スイッチング素子 A 1 及び A 2 の直列回路 H が接続され、そのスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点が、平滑用インダクタ L と、図 6 に示す従来の正弦波インバータにおける直流電源 1 の両端間に接続されている直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点がインダクタ L 及びコンデンサ C を通じて直流電源 1 の中点に接続されているとする、その平滑用コンデンサ C とを通じて、直流電源 1 の中点に接続されている、という構成を有し、そして、そのような構成によれば、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータの構成による、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータで述べたのに準じた、次の動作を行う。

【 0 0 7 6 】

すなわち、スイッチング用信号生成出力手段 S G が生成出力するスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 が、スイッチング用信号生成出力手段 S G が生成出力するスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 と同様に、ともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次繰り返してとるがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係をとるので、直流電源 1 の両端間に接続されている直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 が、直流電源 1 の両端間に接続されている直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 と同様に、それぞれ互に逆関係に「 オン 」及び「 オフ 」を順次繰り返す。

10

【 0 0 7 7 】

そして、スイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「 オン 」及び「 オフ 」した状態になれば、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路の両端間に、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「 オン 」及び「 オフ 」したのに準じて、直流電源 1 の正極端及び中点間による、平滑用インダクタ L のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点側を正とする直流電源が接続している状態で、スイッチング素子 A 1 を通じて、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路に電流が流れる状態になり、また、スイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「 オフ 」及び「 オン 」した状態になれば、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路の両端間に、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 がそれぞれ「 オン 」及び「 オフ 」した場合に準じて、直流電源 1 の中点及び負極端間による、平滑用インダクタ L のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点側を負とする直流電源が接続している状態で、スイッチング素子 A 2 を通じて、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C との直列回路に電流が流れる状態になる。

20

30

【 0 0 7 8 】

ところで、この場合、スイッチング用信号生成出力手段 S G が、そこで生成出力するスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 が順次繰り返してとる 2 値表示の「 1 」及び「 0 」の期間をして、制御電流生成出力手段 C G が生成出力する、負荷電流検出手段 I O D が検出する負荷電流 i_o とインダクタ電流検出手段 I L D が検出するインダクタ電流 i_L とにもとづく、 $(i_L - i_o)$ で与えられる制御電流 i_g によって、それが 0 になるように、すなわち、

$$i_L - i_o = 0 \quad \dots \dots \dots (2)$$

になるように制御され、いわゆる、スライディングモードに制御される。

【 0 0 7 9 】

このため、出力端子 T 1 及び T 2 に接続される負荷が要求する電流が負荷電流 i_o に反映し、その反映された負荷電流 i_o が、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 のスイッチングによって平滑用インダクタ L に流れるインダクタ電流 i_L に反映するので、負荷が要求する電流が大きくても、そのほとんどが、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 に、それらのスイッチングによって流れる電流によって、供給されることになる。

40

【 0 0 8 0 】

このため、負荷が大電流（電力）を要求するとしても、直列回路 H において、そのスイッチング素子 A 1 及び A 2 にそれらのスイッチングによって流れる電流が、十分小さく、従って、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 として、電流容量が小さいスイッチン

50

グ素子を用いることができ、よって、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2がスイッチングするとする、その最大スイッチング周波数 f_{s-max} を、十分高くすることができ、この分、出力端子T 1及びT 2間に、負荷電圧 v_0 を、参照用正弦波電圧 v_r と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得ることができる。

【0081】

また、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2においてそれに電流が流れることによる電力損失を伴うとしても、上述したように、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2に流れる電流が十分小さいので、その電力損失を十分小さくすることができる。

【0082】

さらに、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2においも、それに電流が流れることによる電力損失を伴うとしても、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2がスイッチングするとする、その最大スイッチング周波数 f_{s-max} （スイッチング用信号生成出力手段SGが、上述したように、トリガ端子11にトリガ用パルス列発生手段10からの周波数 f_L を有するトリガ用パルス列PLが供給されるようになされているとともに信号端子12に比較回路9からの比較出力SCが供給されるようになされ且つ肯定（または否定）出力端子13及び否定（または肯定）出力端子14の出力をスイッチング用信号SW 1及びSW 2として出力する、いわゆるD型と称されるフリップフロップ回路15を有する構成を有するとする場合、トリガ用パルス列PLの周波数 f_L の1/2倍）を十分低くすることができる（スイッチング用信号生成出力手段SGが、上述したように、トリガ端子11にトリガ用パルス列発生手段10からの周波数 f_L を有するトリガ用パルス列PLが供給されるようになされているとともに信号端子12に比較回路9からの比較出力SCが供給されるようになされ且つ肯定（または否定）出力端子13及び否定（または肯定）出力端子14の出力をスイッチング用信号SW 1及びSW 2として出力する、いわゆるD型と称されるフリップフロップ回路15を有する構成を有するとする場合、トリガ用パルス列PLの周波数 f_L を十分低くすることで）ので、その電力損失も十分小さくすることができる。

【0083】

以上のことから、図1に示す本発明による正弦波単相インバータによれば、出力端子T 1及びT 2間に接続される、負荷が大電流（大電力）を要求しても、それに応じることができ、それでいて、出力端子T 1及びT 2間の負荷電圧 v_0 を、負荷が変動したりしても、参照用正弦波電圧 v_r と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得ることができ、且つ用いるスイッチング素子A 1及びA 2、A 1及びA 2に大きな電力損失を伴わせなくすることができ、従って、高い変換効率を得ることができる。

【0084】

このような、図1に示す本発明による正弦波単相インバータの優れた作用・効果が得られることは、ちなみに、直列回路H、及びHのスイッチング素子A 1及びA 2、及びA 1及びA 2としてnチャンネル型の電界効果トランジスタを用い、直流電源1の電圧を160Vとし、参照用正弦波電圧発生手段4が出力する参照用正弦波電圧 v_r の電圧及び周波数 f_r をそれぞれ80V及び50Hzとし、平滑用インダクタL及びLのインダクタンスをそれぞれ3.0mH及び0.3mHとし、平滑用コンデンサCの容量を40 μ Fとし、スイッチング用信号生成出力手段SG及びSGを前述したトリガ用パルス列PL及びPLによってそれぞれトリガされるフリップフロップ回路15及び15を有する構成を有するものとし、それらトリガ用パルス列PL及びPLの周波数 f_H 及び f_L をそれぞれ500kHz及び62.6kHzとし、これに応じ、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2がスイッチングするとする、その最大スイッチング周波数を250kHz（トリガ用パルス列PLの周波数の1/2倍）とし、また、直列回路Hのスイッチング素子A 1及びA 2がスイッチングするとする、その最大スイッチング周波数を31.3kHz（トリガ用パルス列PLの周波数の1/2倍）とし、制御電流生成出力手段CGが出力する制御電流 i_g を決めるアドミタンスYを2.0Sとした場合においても、確認された。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 5 】

【 発明の実施の形態 2 】

次に、図 2 を伴って、本発明による正弦波インバータの第 2 の実施の形態を、正弦波単相インバータの第 2 の実施の形態で述べよう。

図 2 において、図 1 及び図 7 との対応部分には同一符号を付して示し、詳細説明を省略する。

【 0 0 8 6 】

図 2 に示す本発明による正弦波単相インバータは、図 7 に示す従来の正弦波単相インバータにおいて、直流電源 1 の両端間に接続されている、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの直列回路 H に準じた、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイッチング素子 A 1 及び A 2 の直列回路 H を有し、その直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点が、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、平滑用インダクタ L 及び平滑用コンデンサ C を通じて、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点に接続されている。

【 0 0 8 7 】

また、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合と同様に、(a) 出力端子 T 1 及び T 2 に流れる電流を、負荷電流 i_o として検出する負荷電流検出手段 I O D と、(b) 平滑用インダクタ L に流れる電流をインダクタ電流 i_L として検出するインダクタ電流検出手段 I L D と、(c) 負荷電流検出手段 I O D が検出する負荷電流 i_o と、インダクタ電流検出手段 I L D が検出するインダクタ電流 i_L とにもとづき、($i_L - i_o$) で与えられる制御電流 i_g を生成出力する制御電流生成出力手段 C G と、(d) ともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次とることを繰り返すがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「 1 」及び「 0 」の期間が制御電流生成出力手段 C G が生成出力する制御電流 i_g によって当該制御電流 i_g が 0 になるように制御されているスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 を生成し、それらスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 を、上述した直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段 S G とを有する。

【 0 0 8 8 】

以上が、本発明による正弦波単相インバータの第 2 の実施の形態の構成である。
 このような構成を有する本発明による正弦波単相インバータによれば、図 6 に示す従来の正弦波単相インバータにおいて、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、直流電源 1 の両端間に、スイッチング素子 A 1 及び A 2 の直列回路 H が接続され、そのスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点、平滑用インダクタ L と平滑用コンデンサ C とを介して直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点に接続され、そして、直列回路 H のスイッチング素子 A 1 及び A 2 が、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合と同様に制御されたスイッチング用信号生成出力手段 S G が生成出力するスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 によってそれぞれ制御されるようになされているので、詳細説明は省略するが、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合と同様の優れた作用・効果を得ることができることは明らかである。

【 0 0 8 9 】

【 発明の実施の形態 3 】

次に、図 3 を伴って、本発明による正弦波インバータの第 3 の実施の形態を、正弦波 3 相インバータの第 1 の実施の形態で述べよう。

図 3 において、図 1 及び図 8 との対応部分には同一符号を付して示す。

【 0 0 9 0 】

図 3 に示す本発明による正弦波 3 相インバータは、図 8 に示す従来の正弦波 3 相インバータにおいて、直流電源 1 の両端間に接続されている、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの直列回路 H に準じて、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイ

ッチング素子 A 1 及び A 2 の直列回路 H 1 と、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイッチング素子 A 3 及び A 4 の直列回路 H 2 と、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイッチング素子 A 5 及び A 6 の直列回路 H 3 とを有し、そして、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点、直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 の接続中点、及び直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 の接続中点が、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、平滑用インダクタ L 1 、 L 2 、及び L 3 をそれぞれ通じて、平滑用コンデンサ C 1 、 C 2 、及び C 3 の一端に接続されている。

【 0 0 9 1 】

また、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、(a) 出力端子 T 1 、 T 2 、及び T 3 にそれぞれ流れる電流を、それぞれ負荷電流 i_{01} 、 i_{02} 、及び i_{03} として検出する負荷電流検出手段 I O D 1、I O D 2、及び I O D 3 と、(b) 平滑用インダクタ L 1 、 L 2 、及び L 3 にそれぞれ流れる電流をインダクタ電流 i_{L1} 、 i_{L2} 、及び i_{L3} としてそれぞれ検出するインダクタ電流検出手段 I L D 1、I L D 2、及び I L D 3 と、(c - 1) 負荷電流検出手段 I O D 1 が検出する負荷電流 i_{01} と、インダクタ電流検出手段 I L D 1 が検出するインダクタ電流 i_{L1} とにもとづき、($i_{L1} - i_{01}$) で与えられる制御電流 i_{g1} を生成出力する制御電流生成出力手段 C G 1 と、(c - 2) 負荷電流検出手段 I O D 2 が検出する負荷電流 i_{02} と、インダクタ電流検出手段 I L D 2 が検出するインダクタ電流 i_{L2} とにもとづき、($i_{L2} - i_{02}$) で与えられる制御電流 i_{g2} を生成出力する制御電流生成出力手段 C G 2 と、(c - 3) 負荷電流検出手段 I O D 3 が検出する負荷電流 i_{03} と、インダクタ電流検出手段 I L D 3 が検出するインダクタ電流 i_{L3} とにもとづき、($i_{L3} - i_{03}$) で与えられる制御電流 i_{g1} を生成出力する制御電流生成出力手段 C G 3 と、(d - 1) とともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次とることを繰り返すがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「 1 」及び「 0 」の期間が制御電流生成出力手段 C G 1 が生成出力する制御電流 i_{g1} によって当該制御電流 i_{g1} が 0 になるように制御されているスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 を生成し、それらスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 を、上述した直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段 S G 1 と、(d - 2) とともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次とることを繰り返すがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「 1 」及び「 0 」の期間が制御電流生成出力手段 C G 2 が生成出力する制御電流 i_{g2} によって当該制御電流 i_{g2} が 0 になるように制御されているスイッチング用信号 S W 3 及び S W 4 を生成し、それらスイッチング用信号 S W 3 及び S W 4 を、上述した直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段 S G 2 と、(d - 3) とともに 2 値表示で「 1 」及び「 0 」を順次とることを繰り返すがそれぞれ 2 値表示の「 1 」及び「 0 」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「 1 」及び「 0 」の期間が制御電流生成出力手段 C G 3 が生成出力する制御電流 i_{g3} によって当該制御電流 i_{g3} が 0 になるように制御されているスイッチング用信号 S W 5 及び S W 6 を生成し、それらスイッチング用信号 S W 5 及び S W 6 を、上述した直列回路 H 3 のスイッチング素子 A 5 及び A 6 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段 S G 3 とを有する。

【 0 0 9 2 】

以上が、本発明による正弦波 3 相インバータの第 1 の実施の形態の構成である。このような構成を有する本発明による正弦波 3 相インバータによれば、図 8 に示す従来の正弦波単相インバータにおいて、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、直流電源 1 の両端間に、スイッチング素子 A 1 及び A 2 の直列回路 H 1 、スイッチング素子 A 3 及び A 4 の直列回路 H 2 、及びスイッチング素子 A 5 及び A 6 の直列回路 H 3 が接続され、それら直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及

10

20

30

40

50

びA 2 の接続中点、直列回路H 2 のスイッチング素子A 3 及びA 4 の接続中点、及び直列回路H 3 のスイッチング素子A 5 及びA 6 の接続中点が、平滑用インダクタL 1 、L 2 、及びL 3 をそれぞれ通じて平滑用コンデンサC 1、C 2、及びC 3の一端に接続され、そして、直列回路H 1 のスイッチング素子A 1 及びA 2 、直列回路H 2 のスイッチング素子A 3 及びA 4 、及び直列回路H 3 のスイッチング素子A 5 及びA 6 が、図1に示す本発明による正弦波単相インバータのスイッチング用信号生成出力手段S Gの場合と同様に制御されたスイッチング用信号生成出力手段S G 1、S G 2、及びS G 3 がそれぞれ生成出力するスイッチング用信号S W 1 及びS W 2、S W 3 及びS W 4、及びS W 5 及びS W 6 によってそれぞれ制御されるようになされているので、詳細説明は省略するが、図1に示す本発明による正弦波単相インバータの場合で述べたのに準じた、正弦波3相インバータとしての優れた作用・効果を得ることができることは明らかである。

10

【0093】

【発明の実施の形態4】

次に、図4を伴って、本発明による正弦波インバータの第4の実施の形態を、正弦波3相インバータの第2の実施の形態で述べよう。

図4において、図3及び図9との対応部分には同一符号を付して示す。

【0094】

図4に示す本発明による正弦波3相インバータは、図3に示す本発明による正弦波3相インバータにおいて、平滑用コンデンサC 1、C 2、及びC 3の他端が互に接続されているのに代え、それぞれ出力端子T 2、T 3、及びT 1に接続されていることを除いて、図3に示す本発明による正弦波3相インバータの場合と同様の構成を有する。

20

【0095】

以上が、本発明による正弦波3相インバータの第2の実施の形態の構成である。

このような構成を有する本発明による正弦波3相インバータによれば、それが、上述した事項を除いて、図3に示す本発明による正弦波3相インバータの場合と同様の構成を有するので、詳細説明は省略するが、図3に示す本発明による正弦波3相インバータの場合で述べたと同様の、正弦波3相インバータとしての優れた作用・効果を得ることができることは明らかである。

【0096】

30

【発明の実施の形態5】

次に、図5を伴って、本発明による正弦波インバータの第5の実施の形態を、正弦波3相インバータの第3の実施の形態で述べよう。

図5において、図3及び図10との対応部分には同一符号を付して示す。

【0097】

図5に示す本発明による正弦波3相インバータは、図10に示す従来の正弦波3相インバータにおいて、直流電源1の両端間に接続されている、図3に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイッチング素子A 1 及びA 2 の直列回路H 1 と、互に逆関係に「オン」及び「オフ」制御されるスイッチング素子A 3 及びA 4 の直列回路H 2 とを有し、そして、直列回路H 1 のスイッチング素子A 1 及びA 2 の接続中点、及び直列回路H 2 のスイッチング素子A 3 及びA 4 の接続中点が、図3に示す本発明による正弦波3相インバータの場合に準じて、平滑用インダクタL 1、及びL 2 をそれぞれ通じて、平滑用コンデンサC 1、及びC 2の一端にそれぞれ接続されている。

40

【0098】

また、図3に示す本発明による正弦波3相インバータの場合に準じて、(a)出力端子T 1及びT 2にそれぞれ流れる電流を、それぞれ負荷電流 i_{o1} 、及び i_{o2} として検出する負荷電流検出手段I O D 1、及びI O D 2と、(b)平滑用インダクタL 1、及びL 2にそれぞれ流れる電流をインダクタ電流 i_{L1} 、及び i_{L2} としてそれぞれ検出するインダクタ電流検出手段I L D 1、及びI L D 2と、(c-1)負荷電流検出手段I O D 1が

50

検出する負荷電流 i_{o1} と、インダクタ電流検出手段 I L D 1 が検出するインダクタ電流 i_{L1} とにもとづき、 $(i_{L1} - i_{o1})$ で与えられる制御電流 i_{g1} を生成出力する制御電流生成出力手段 C G 1 と、 $(c - 2)$ 負荷電流検出手段 I O D 2 が検出する負荷電流 i_{o2} と、インダクタ電流検出手段 I L D 2 が検出するインダクタ電流 i_{L2} とにもとづき、 $(i_{L2} - i_{o2})$ で与えられる制御電流 i_{g2} を生成出力する制御電流生成出力手段 C G 2 と、 $(d - 1)$ とともに 2 値表示で「1」及び「0」を順次とることを繰り返すがそれぞれ 2 値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段 C G 1 が生成出力する制御電流 i_{g1} によって当該制御電流 i_{g1} が 0 になるように制御されているスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 を生成し、それらスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2 を、上述した直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段 S G 1 と、 $(d - 2)$ とともに 2 値表示で「1」及び「0」を順次とることを繰り返すがそれぞれ 2 値表示の「1」及び「0」を互に逆関係にとり且つそれぞれの 2 値表示の「1」及び「0」の期間が制御電流生成出力手段 C G 2 が生成出力する制御電流 i_{g2} によって当該制御電流 i_{g2} が 0 になるように制御されているスイッチング用信号 S W 3 及び S W 4 を生成し、それらスイッチング用信号 S W 3 及び S W 4 を、上述した直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 に、それらをそれぞれオン・オフ制御すべく、それぞれ出力するスイッチング用信号生成出力手段 S G 2 とを有する。

【0099】

以上が、本発明による正弦波 3 相インバータの第 3 の実施の形態の構成である。
 このような構成を有する本発明による正弦波 3 相インバータによれば、図 10 に示す従来の正弦波単相インバータにおいて、図 3 に示す本発明による正弦波単相インバータの場合に準じて、直流電源 1 の両端間に、スイッチング素子 A 1 及び A 2 の直列回路 H 1、及びスイッチング素子 A 3 及び A 4 の直列回路 H 2 が接続され、それら直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2 の接続中点、及び直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 の接続中点が、平滑用インダクタ L 1、及び L 2 をそれぞれ通じて平滑用コンデンサ C 1、及び C 2 の一端にそれぞれ接続され、そして、直列回路 H 1 のスイッチング素子 A 1 及び A 2、及び直列回路 H 2 のスイッチング素子 A 3 及び A 4 が、図 3 に示す本発明による正弦波単相インバータのスイッチング用信号生成出力手段 S G 1 及び S G 2 の場合と同様に制御されたスイッチング用信号生成出力手段 S G 1、及び S G 2 がそれぞれ生成出力するスイッチング用信号 S W 1 及び S W 2、及び S W 3 及び S W 4 によってそれぞれ制御されるようになされているので、詳細説明は省略するが、図 3 に示す本発明による正弦波 3 相インバータの場合で述べたと同様の、正弦波 3 相インバータとしての優れた作用・効果を得ることができるとは明らかである。

【0100】

【発明の他の実施の形態】

なお、上述においては、本発明のわずかな実施の形態を示したに留まり、例えば、図 1 に示す本発明による正弦波単相インバータにおいて、出力端子 T 1 及び T 2 に流れる負荷電流 i_o を、平滑用コンデンサ C に流れる電流を含まない電流でなるものとして、負荷電流検出手段 I O D によって検出するのに代え、図 1 において点線図示のように、平滑用コンデンサ C に流れる電流を含む電流でなるものとして検出し、それを、制御電流生成出力手段 C G で用いるようにすることもでき、もちろん、そのような負荷電流検出手段によって検出する負荷電流に関することは、図示しないが、図 2 に示す本発明による正弦波単相インバータ、及び図 3、図 4 及び図 5 に示す本発明による正弦波 3 相インバータにおいて準用し得るとは明らかである。

【0101】

また、図 3 及び図 4 に示す本発明による正弦波 3 相インバータにおいて、出力端子 T 1 及び T 2 間、T 2 及び T 3 間、及び T 3 及び T 1 間の電圧を、それぞれ負荷電圧検出手段 V

10

20

30

40

50

D 1 2、V D 2 3、及びV D 3 1によって、負荷電圧 v_{012} 、 v_{023} 、及び v_{031} としてそれぞれ検出するのに代え、点線図示のように、平滑用コンデンサC 1、C 2、及びC 3の両端電圧を、それぞれ負荷電圧検出手段V D 1、V D 2、及びV D 3によって、負荷電圧 v_{012} 、 v_{023} 、及び v_{031} としてそれぞれ検出し、それらを、それぞれ制御電流生成出力手段C G 1、C G 2、及びC G 3において用いるようにすることもでき、もちろん、そのようなことを、図5に示す本発明による正弦波3相インバータにおいても、点線図示のように、適用することもでき、その他、本発明の精神を脱することなしに種々の変型、変更をなし得るであろう。

【0102】

【発明の効果】

本発明による正弦波インバータによれば、出力端子間に接続される負荷が大電流（大電力）を要求しても、それに応じることができ、それでいて、出力端子間の負荷電圧を、負荷が変動したりしても、参照用正弦波電圧と、より高い同じさを以って、同じ正弦波になるように得ることができ、且つ用いるスイッチング素子に大きな電力損失を伴わせなくすることができ、従って、高い変換効率を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による正弦波インバータの第1の実施の形態を、正弦波単相インバータの第1の実施の形態を以って示す接続図である。

【図2】本発明による正弦波インバータの第2の実施の形態を、正弦波単相インバータの第2の実施の形態を以って示す接続図である。

【図3】本発明による正弦波インバータの第3の実施の形態を、正弦波3相インバータの第1の実施の形態を以って示す接続図である。

【図4】本発明による正弦波インバータの第4の実施の形態を、正弦波3相インバータの第2の実施の形態を以って示す接続図である。

【図5】本発明による正弦波インバータの第5の実施の形態を、正弦波3相インバータの第3の実施の形態を以って示す接続図である。

【図6】従来の正弦波単相インバータを示す接続図である。

【図7】従来の他の正弦波単相インバータを示す接続図である。

【図8】従来の正弦波3相インバータを示す接続図である。

【図9】従来の他の正弦波3相インバータを示す接続図である。

【図10】従来のさらに他の正弦波3相インバータを示す接続図である。

【符号の説明】

1	直流電源	
2	電界効果トランジスタ	
3	ダイオード	
4、4	参照用正弦波電圧発生手段	
5、5	差回路	
6、6	乗算回路	
7、7	差回路	
8、8	基準直流電流発生手段	40
9、9	比較回路	
10、10	トリガ用パルス列発生手段	
11、11	トリガ端子	
12、12	信号端子	
13、13	肯定出力端子	
14、14	否定出力端子	
15、15	フリップフロップ回路	
16	比較回路	
A 1 ~ A 6、A 1	~ A 4 A 1 及び A 2	スイッチング素子
C、C 1 ~ C 3		平滑用コンデンサ

10

20

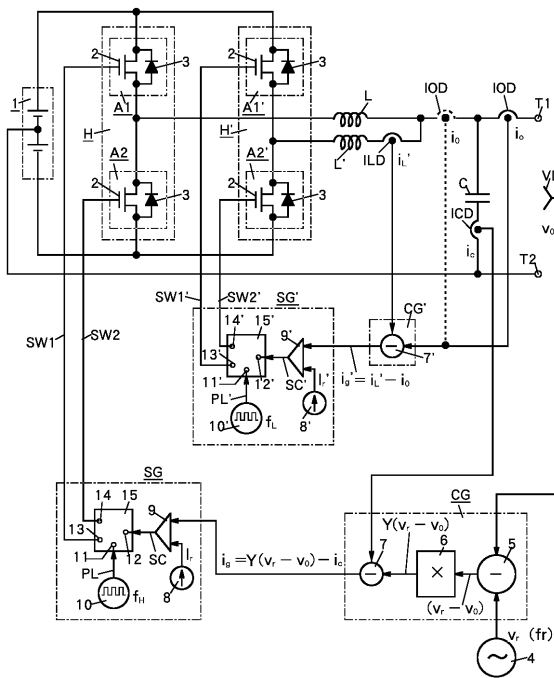
30

40

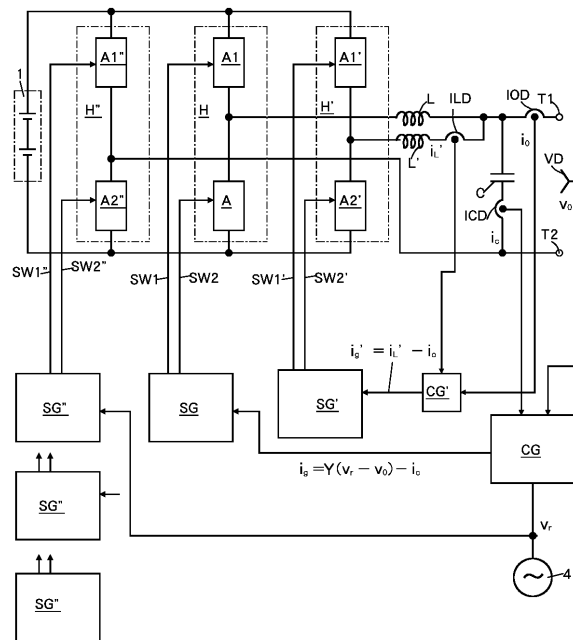
50

CG、CG1 ~ CG3、CG1 ~ CG3	制御電流生成出力手段
D1、D2	ダイオード
H、H、H、H1 ~ H3、H1 ~ H3	直列回路
ICD、ICD1 ~ ICD3	コンデンサ電流検出手段
ILD、ILD1 ~ ILD3	インダクタ電流検出手段
IOD、IOD1 ~ IOD3	負荷電流検出手段
L、L1 ~ L3、L1 ~ L3	平滑用インダクタ
SG、SG1 ~ SG3、SG1 ~ SG3	スイッチング用信号生成出力手段
T1 ~ T3	出力端子
VD、VD12、VD23、VD31	負荷電圧検出手段

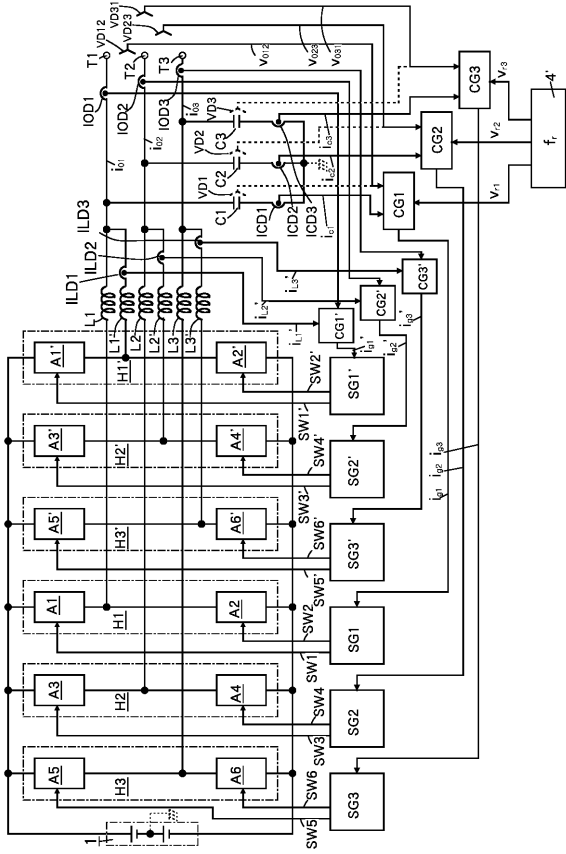
【図1】



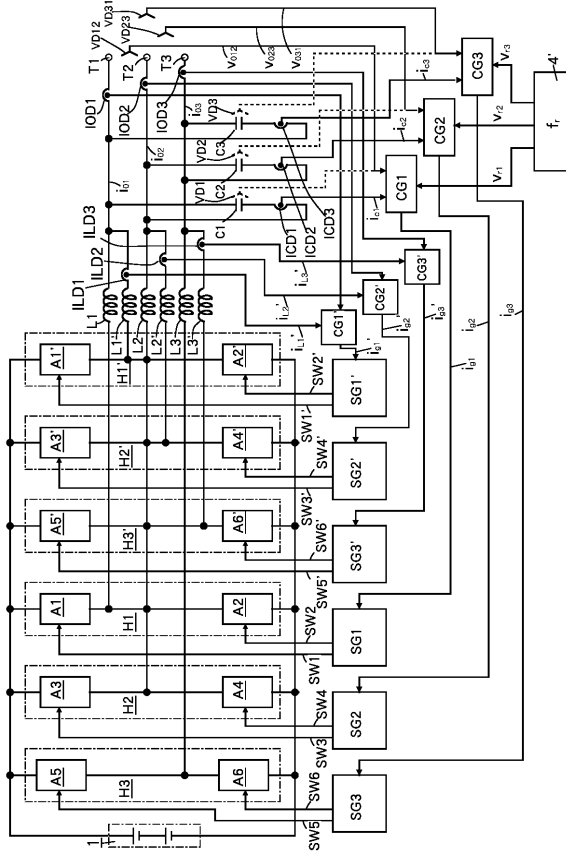
【図2】



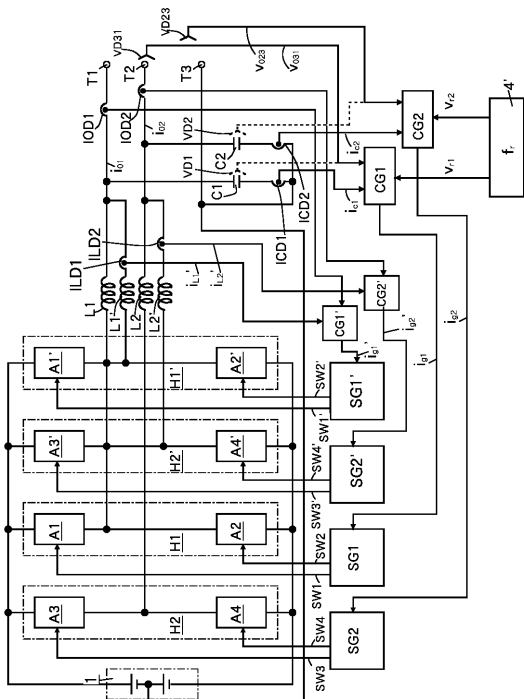
【 図 3 】



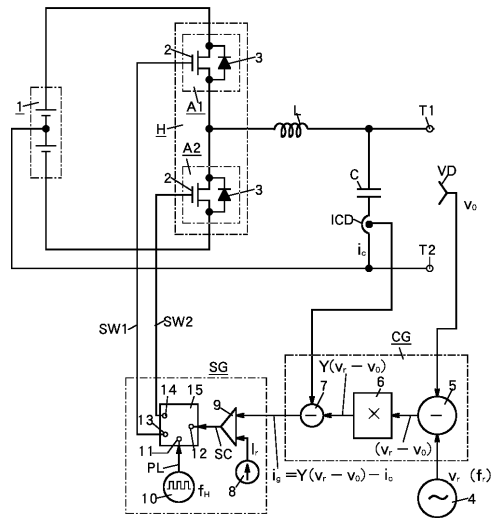
【 図 4 】



【 図 5 】



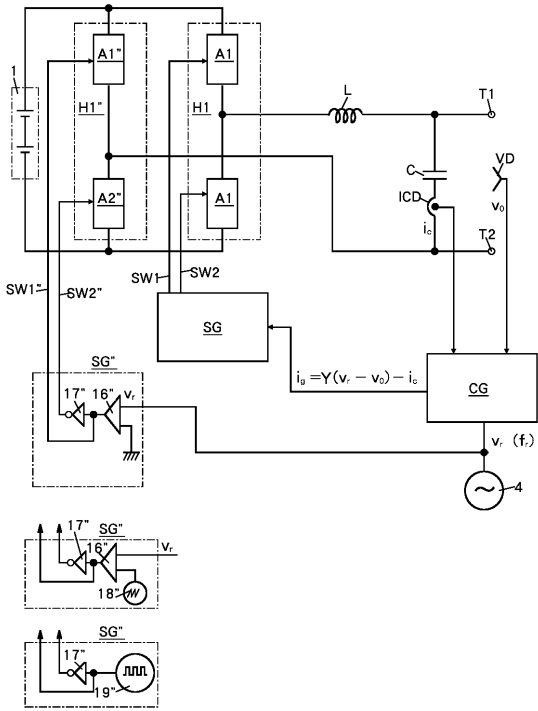
【 図 6 】



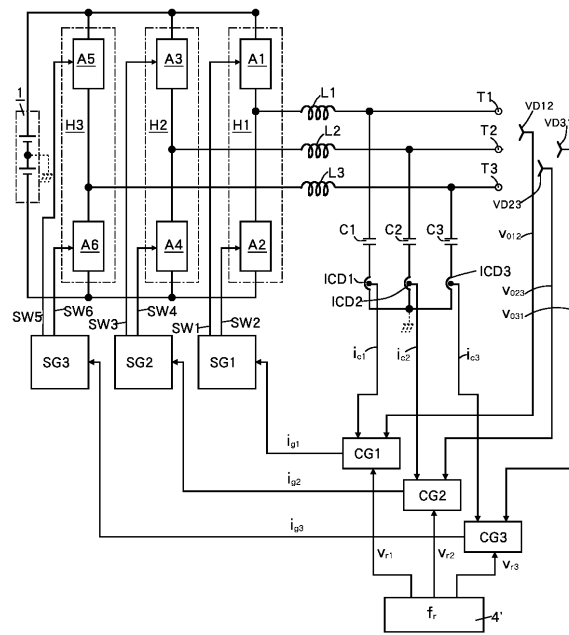
$$s = Y(v_r - v_o) - i_c$$

$$v_r = Y(v_r - v_o) - i_c$$

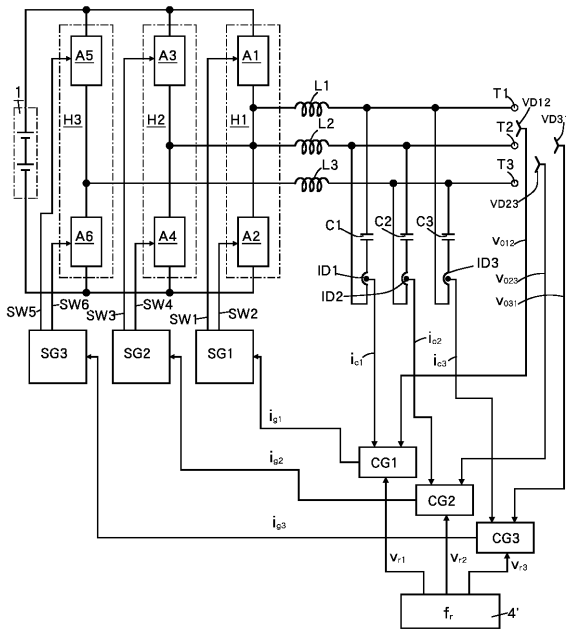
【 図 7 】



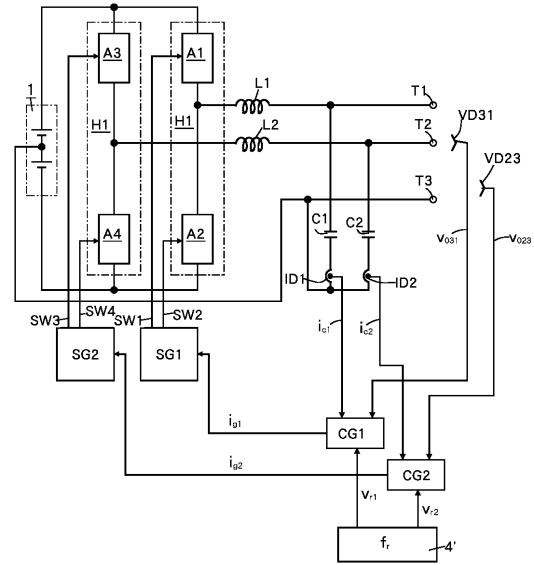
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開昭63-015672(JP,A)
特開平08-098543(JP,A)
特開平11-089096(JP,A)
特開平07-163153(JP,A)
特開平09-009633(JP,A)
特開平11-187670(JP,A)
特開平06-178546(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/493
H02M 7/5387