

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4591007号
(P4591007)

(45) 発行日 平成22年12月1日 (2010. 12. 1)

(24) 登録日 平成22年9月24日 (2010. 9. 24)

(51) Int. Cl.

F I

H02M 7/12 (2006.01)

H02M 7/12 Q

G05F 1/10 (2006.01)

G05F 1/10 301B

H02M 7/48 (2007.01)

H02M 7/48 Y

請求項の数 1 (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2004-274693 (P2004-274693)
 (22) 出願日 平成16年9月22日 (2004. 9. 22)
 (65) 公開番号 特開2006-94596 (P2006-94596A)
 (43) 公開日 平成18年4月6日 (2006. 4. 6)
 審査請求日 平成19年9月5日 (2007. 9. 5)

(73) 特許権者 000002853
 ダイキン工業株式会社
 大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
 梅田センタービル
 (74) 代理人 100084146
 弁理士 山崎 宏
 (74) 代理人 100100170
 弁理士 前田 厚司
 (74) 代理人 100122286
 弁理士 仲倉 幸典
 (72) 発明者 森本 友成
 滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の
 2 ダイキン工業株式会社滋賀製作所内

審査官 松本 泰典

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コンバータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源 (3) からの交流電力を直流電力に変換する整流部 (DB1, C1, C2, C3) と、

上記交流電源 (3) と上記整流部 (DB1, C1, C2, C3) を接続する交流電力ラインの一方に直列に接続されたインダクタンス素子 (5) と、

上記インダクタンス素子 (5) を介して、オン時に上記交流電源 (3) を短絡するスイッチング部 (DB2, Tr) と、

上記スイッチング部 (DB2, Tr) のオンオフを制御するスイッチング制御部 (8) と、

上記整流部 (DB1, C1, C2, C3) から出力された直流電流の値 (I_{dc}) と、
 上記スイッチング制御部 (8) が上記スイッチング部 (DB2, Tr) を駆動するデューティ比 (D_{on}) に基づいて、上記交流電源 (3) から供給される交流電流の推定値 (I_{ac}) を算出する推定値算出部 (8) と
 を備えたコンバータ装置において、

上記交流電流の推定値 (I_{ac}) は、下記の式によって求められることを特徴とするコンバータ装置。

$$I_{ac} = A \times I_{dc} / (1 - C \times D_{on}) + B$$

ここで、 I_{ac} は交流電流の推定値であり、 I_{dc} は整流部から出力された直流電流値であり、 D_{on} はスイッチング部が駆動されるデューティ比であり、A、BおよびCは定

数である。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば空気調和機のインバータ装置に直流電力を供給するコンバータ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、例えば空気調和機では、交流電源から受けた交流電力をコンバータ装置で直流電力に変換し、この直流電力をインバータ装置で所定の周波数の交流電力に変換して圧縮機に供給して、この圧縮機の回転数を制御している。上記空気調和機では、交流電源から供給される交流電流の値を検出し、この検出値が所定値を越えた場合、上記インバータ装置を垂下制御して、電力消費量が最も大きい上記圧縮機への供給電力を低減する。これにより、上記交流電源からの交流電流値を低減して、この交流電源のブレーカの作動を防止している。

10

【0003】

従来の空気調和機では、上記交流電源とコンバータ装置との間にカレントトランス（以下、CTという）を設け、このCTで上記交流電源からの交流電流値を測定していた。

【0004】

しかしながら、上記CTを用いると、空気調和機のコストアップを招くという問題があった。また、空気調和機の回路構成が複雑になるという問題があった。

20

【0005】

そこで、従来、CTを削除すると共に、コンバータ装置の出力電圧値および出力電流値に基づいて、交流電源からの交流電流値をマイクロコンピュータ（以下、マイコンという）で推定するようにした空気調和機が提案されている（例えば特開2003-254591号公報：特許文献1，特開2004-153889号公報：特許文献2参照）。

【0006】

この空気調和機のマイコンは、コンバータ装置が出力する直流電圧および直流電流の値と、交流電源の交流電圧の値と、力率および回路効率とを以下の式（1）に代入して演算を行って、上記交流電源からの交流電流値を推定している。

30

$$I_{ac} = I_{dc} \times (V_{dc} / (V_{ac} \times \cos \theta \times \eta)) \cdots (1)$$

ここで、 I_{ac} は交流電源の交流電流値であり、 V_{ac} は交流電源の交流電圧値であり、 I_{dc} はコンバータ装置からの直流電流値であり、 V_{dc} はコンバータ装置からの直流電圧値であり、 $\cos \theta$ は力率であり、 η は回路効率である。なお、上記交流電源の交流電圧値 V_{ac} は、実測値ではなくて、上記交流電源の定格値、または、上記コンバータ装置からの直流電圧値に基づいて算出した演算値である。

【0007】

しかしながら、上記従来の空気調和機は、定格値または演算値である上記交流電圧値 V_{ac} の誤差が比較的大きいので、上記式（1）による交流電流の推定値 I_{ac} は、誤差が比較的大きいという問題がある。したがって、上記式（1）の推定値 I_{ac} に基づいて、空気調和機の運転範囲を、交流電源のブレーカが作動しない範囲に設定すると、上記推定値 I_{ac} の約85%以下の範囲に設定する必要がある場合がある。つまり、上記従来の空気調和機は、現実交流電源のブレーカを作動させないで運転可能な範囲に対して、約85%の範囲にしか運転範囲を設定できない場合がある。したがって、上記従来の空気調和機は、現実有する性能を十分に発揮できず、また、実際に必要な性能に対して過大な性能が与えられる場合があるという問題がある。

40

【特許文献1】特開2003-254591号公報

【特許文献2】特開2004-153889号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

50

【 0 0 0 8 】

そこで、本発明の課題は、交流電源から供給される交流電流値を高精度に推定できるコンバータ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

上記課題を解決するため、本発明のコンバータ装置は、交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流部と、

上記交流電源と上記整流部を接続する交流電力ラインの一方に直列に接続されたインダクタンス素子と、

上記インダクタンス素子を介して、オン時に上記交流電源を短絡するスイッチング部と、

上記スイッチング部のオンオフを制御するスイッチング制御部と、

上記整流部から出力された直流電流の値と、上記スイッチング制御部が上記スイッチング部を駆動するデューティ比に基づいて、上記交流電源から供給される交流電流の推定値を算出する推定値算出部と

を備えたコンバータ装置において、

上記交流電流の推定値は、下記の式によって求められることを特徴としている。

$$I_{a.c.} = A \times I_{d.c.} / (1 - C \times D_{o.n.}) + B$$

ここで、 $I_{a.c.}$ は交流電流の推定値であり、 $I_{d.c.}$ は整流部から出力された直流電流値であり、 $D_{o.n.}$ はスイッチング部が駆動されるデューティ比であり、A、BおよびCは定数である。

【 0 0 1 0 】

上記構成によれば、交流電源からの交流電力が整流部で整流されて直流電力に変換される。この変換された直流電力を、例えばインバータ装置等に供給し、このインバータ装置で所定周波数の交流電力に変換して、この交流電力が供給される例えば空気調和機の圧縮機を駆動する。このとき、スイッチング部をオンさせて、オン時にインダクタンス素子を介して交流電源を短絡することによって、力率が制御される。上記整流部からの直流電流の値と、上記スイッチング部をスイッチング制御部がオンオフ制御するときのデューティ比に基づいて、上記交流電源から供給される交流電流の推定値が、推定値算出部によって算出される。この推定値は、上記直流電流とデューティ比とに基づいて算出されるので、従来のように比較的大きな誤差を含む交流電圧値に基づいて算出された推定値よりも、誤差が比較的小さい。したがって、このコンバータ装置を用いて例えば空気調和機を構成した場合、この空気調和機の運転範囲を、現実に交流電源のブレーカが作動しない限りなく最大の範囲に設定することができる。

【 0 0 1 1 】

また、上記推定値は、上記直流電流とデューティ比との2つのパラメータに基づいて算出されるので、従来のようにコンバータ装置が出力する直流電圧値、直流電流値、および、交流電源の交流電圧との3つのパラメータに基づいて推定値を算出するよりも、推定値算出部の処理負担を軽減できる。したがって、推定値算出部を構成する例えばマイコン等のプログラムの縮小化や、処理能力が低くて安価なマイコンを使用してコストダウンを図ることができる。また、テーブルを用いて推定値を算出する場合においても、メモリ等の記憶部に予め格納するテーブルを小規模にできるから、このテーブルの記憶部における占有割合を低減でき、また、上記記憶部を小型にできる。

【 0 0 1 2 】

さらに、上記式により、整流部から出力された直流電流値およびスイッチング部が駆動されるデューティ比から、交流電流の値を推定することができる。

【発明の効果】

【 0 0 1 3 】

以上のように、本発明のコンバータ装置は、交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流部と、上記交流電源と上記整流部を接続する交流電力ラインの一方に直列に接続

10

20

30

40

50

されたインダクタンス素子と、上記インダクタンス素子を介して、オン時に上記交流電源を短絡するスイッチング部と、上記スイッチング部のオンオフを制御するスイッチング制御部と、上記整流部から出力された直流電流の値と、上記スイッチング制御部が上記スイッチング部を駆動するデューティ比に基づいて、下記の式によって上記交流電源から供給される交流電流の推定値を算出する推定値算出部とを備えるので、従来のように比較的大きな誤差を含む交流電圧値に基づいて算出された推定値よりも、交流電流の推定値の誤差を小さくできる。したがって、このコンバータ装置を用いて例えば空気調和機を構成した場合、この空気調和機の運転範囲を、現実交流電源のブレーカが作動しない限りなく最大の範囲に設定することができる。

$$I_{a.c.} = A \times I_{d.c.} / (1 - C \times D_{o.n.}) + B$$

ここで、 $I_{a.c.}$ は交流電流の推定値であり、 $I_{d.c.}$ は整流部から出力された直流電流値であり、 $D_{o.n.}$ はスイッチング部が駆動されるデューティ比であり、 A 、 B および C は定数である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、本発明を図示の実施の形態により詳細に説明する。

【0015】

図1は、本発明の実施形態のコンバータ装置を用いた空気調和機の室外機を示す概略図である。

【0016】

この空気調和機の室外機は、单相の交流電力を供給する交流電源3に、リレースイッチ4を介して接続されたコンバータ部1と、このコンバータ部1から直流電力が供給されるインバータ部7と、このインバータ部7から三相交流電力が供給される圧縮機9とを備える。上記コンバータ部1およびインバータ部7は、制御部8に接続されて、動作が制御されるようになっている。

【0017】

上記コンバータ部1は、上記交流電源3の一方の出力ラインに、インダクタンス素子としてのリアクトル5を接続している。このリアクトル5の他端にダイオードブリッジDB1の交流入力端子の一方を接続し、このダイオードブリッジDB1の交流入力端子の他方を、交流電源3の他方の出力ラインに接続している。上記ダイオードブリッジDB1の正極側直流出力端子をインバータ部7の正極側入力端子に接続し、ダイオードブリッジDB1の負極側直流出力端子をインバータ部7の負極側入力端子に接続している。また、上記ダイオードブリッジDB1の正極側直流出力端子と負極側直流出力端子との間に、平滑用コンデンサC1を接続している。さらに、上記ダイオードブリッジDB1の正極側直流出力端子と負極側直流出力端子との間に、2つの倍電圧用コンデンサC2、C3を直列に接続している。上記ダイオードブリッジDB1と平滑用コンデンサC1および倍電圧用コンデンサC2、C3で整流回路を構成している。

【0018】

また、上記2つの倍電圧用コンデンサC2、C3の間の接続点（中性点）に、ダイオードブリッジDB2の交流入力端子の一方を接続すると共に、このダイオードブリッジDB2の交流入力端子の他方を、交流電源3の他方の出力ラインに接続している。上記ダイオードブリッジDB2の正極側直流出力端子に、NPN型のトランジスタTrのコレクタを接続し、ダイオードブリッジDB2の負極側直流出力端子にトランジスタTrのエミッタを接続している。上記トランジスタTrのベースに、制御部8の出力端子を接続している。上記ダイオードブリッジDB2とトランジスタTrでスイッチング部を構成している。

【0019】

上記インバータ部7は、複数のスイッチング素子からなるインバータ回路を備え、このインバータ回路は、制御部8の出力端子に接続されている。

【0020】

上記制御部8は、上記コンバータ部1のトランジスタTrを駆動する駆動信号を出力す

10

20

30

40

50

ると共に、上記インバータ部 7 のインバータ回路を駆動する駆動信号を出力する。このインバータ回路の駆動信号に基づいて、コンバータ部 1 の駆動信号を生成することにより、力率の好適化を行うようになっている。

【0021】

また、上記制御部 8 は、上記交流電源 3 からコンバータ部 1 に供給される交流電流の値を推定する推定値算出部として機能する。すなわち、上記制御部 8 は、プロセッサとメモリを含むマイコンを有し、このマイコンのメモリに、以下の式(2)を演算するプログラムと定数を格納している。

$$I_{ac} = A \times I_{dc} / (1 - C \times D_{on}) + B \cdots (2)$$

ここで、 I_{ac} は交流電源 3 から供給される交流電流の推定値であり、 I_{dc} はコンバータ部 1 から出力された直流電流値であり、 D_{on} はコンバータ部 1 のトランジスタ Tr が駆動されるデューティ比であり、A、B および C は定数である。

10

【0022】

また、制御部 8 は、上記コンバータ部 1 から出力される直流電流を検出する電流検出回路を含み、この電流検出回路によって直流電流値 I_{dc} を検出する。また、上記コンバータ部 1 のトランジスタ Tr に出力する駆動信号に基づいて、この駆動信号のデューティ比 D_{on} を算出する。この制御部のマイコンにより、上記直流電流値 I_{dc} およびデューティ比 D_{on} を式(2)に代入して演算を行って、交流電源からの交流電流値 I_{ac} を推定するようになっている。この制御部 8 およびコンバータ部 1 により、本発明のコンバータ装置を構成している。

20

【0023】

上記構成のコンバータ装置を備える空気調和機は、以下のように動作する。

【0024】

まず、空気調和機が起動されると、リレースイッチ 4 がオンになり、交流電源 3 から所定の定格電圧および周波数の交流電力がコンバータ部 1 に供給される。制御部 8 は、室内温度等の負荷に対応して、インバータ部 7 から圧縮機 9 に供給すべき交流電力の周波数および電圧値等を算出し、この周波数等に基づいて、インバータ回路に駆動信号を出力する。また、上記インバータ部 7 にコンバータ部 1 から供給すべき直流電力の電圧値等を算出し、この算出値に基づいて、上記コンバータ部 1 のトランジスタ Tr の駆動信号を出力する。

30

【0025】

上記コンバータ部 1 は、制御部 8 からの駆動信号に基づいて、トランジスタ Tr が交流電源の半サイクル毎に短期間オンして、2つの倍電圧用コンデンサ C2、C3の間の接続点(中間点)と、交流電源 3 の他方の出力ラインとを短絡する。これにより、交流電源 3 とリアクトル 5 を介して閉回路を形成して、力率を制御する。このように、上記制御部 8 は、スイッチング制御部として機能する。

【0026】

また、上記インバータ部 7 では、制御部 8 からの駆動信号に基づいて、インバータ回路のスイッチング素子がオンオフして、所定周波数の三相交流電力を出力する。

【0027】

40

図 2 は、上記コンバータ部 1 が交流電源 3 から供給される交流電力と、上記コンバータ部 1 が受ける駆動信号を示す図である。図 2 に示すように、交流電圧 V_{ac} が半周期 T_2 で変動すると共に、交流電流 I_{ac} がコンバータ部 1 のトランジスタ Tr の動作に対応して変動する。この交流電流 I_{ac} の値は、上記制御部 8 によって推定される。すなわち、制御部 8 のマイコンのプロセッサが、上記式(2)を演算するプログラムを実行し、この式(2)に、メモリに予め格納された定数 A、B および C を代入する。これと共に、制御部 8 の電流検出回路で検出された直流電流値 I_{dc} と、コンバータ部 1 のトランジスタ Tr に出力する駆動信号のデューティ比 D_{on} を式(2)に代入して演算を行い、交流電流 I_{ac} の値を算出する。なお、図 2 は、交流電源 3 が定格 100V である場合の交流電流 I_{ac} の変動を示しており、この場合、デューティ比 D_{on} は、 T_1 を交流電流 I_{ac} の

50

半周期として、 T_{on} / T_1 により算出する。なお、 T_1 は交流電圧 V_{ac} の半周期である。

【0028】

上記制御部 8 は、交流電源 3 からの交流電流 I_{ac} の値を、コンバータ部 1 が出力する直流電流値 I_{dc} と、コンバータ部 1 の駆動信号のデューティ比 D_{on} に基づいて推定するので、この推定値は、従来のように比較的大きい誤差を含む交流電圧値に基づいた推定値よりも、誤差が比較的小さい。図 3 は、入力交流電流値 I_{dc} (mA) を縦軸とすると共に、直流電流値 I_{dc} とデューティ比 D_{on} とで求められる変数 $I_{dc} / (1 - C \times D_{on})$ を横軸とする座標に、式 (2) を表す直線 F を記した図である。この座標には、上記コンバータ部 1 への交流電流値の実測値 $A_1, A_2, A_3 \dots$ を、重ねて記している。図 3 から分かるように、式 (2) は、直流電流値 I_{dc} とデューティ比 D_{on} に基づいて、交流電流値 I_{ac} を少ない誤差で推定することができる。このように、本願発明者は、交流電流値 I_{ac} に対して、直流電流値 I_{dc} とデューティ比 D_{on} とで求められる変数 $I_{dc} / (1 - C \times D_{on})$ が比例関係を有することを発見し、この発見に基づいて本発明がなされたのである。

10

【0029】

図 3 によれば、式 (2) による推定値 I_{ac} の誤差は、現実の電流値の 2.5% 以内であることが分かった。したがって、上記制御部 8 によって制御されるコンバータ部 1 は、上記交流電源 3 のブレーカが作動する電流値の 97.5% の範囲まで、この交流電源 3 から電力供給を受けることができることになる。したがって、この空気調和機の運転範囲を、交流電源 3 のブレーカが作動しない現実の範囲に対して、97.5% まで近づけることができるので、従来のような性能の無駄や、過大な性能を与える等の不都合を防止できる。

20

【0030】

また、上記推定値 I_{ac} は、直流電流値 I_{dc} と、コンバータ部 1 の駆動信号のデューティ比 D_{on} との 2 つのパラメータに基づいて算出されるので、従来のようにコンバータ装置が出力する直流電圧値、直流電流値、および、交流電源の交流電圧との 3 つのパラメータに基づいて算出するよりも、マイコンの処理負担を軽減できる。したがって、マイコンのプログラムの縮小化や、処理能力が低いマイコンを使用してコストダウンを図ることができる。

30

【0031】

図 4 は、本発明のコンバータ装置を用いて構成した他の空気調和機の室外機を示す図である。この空気調和機の室外機は、コンバータ部 1 の回路構成のみが、図 1 の空気調和機の室外機と相違する。図 4 において、図 1 の空気調和機の室外機と同一の構成部分には、同一の参照番号を付して詳細な説明を省略する。

【0032】

図 4 の室外機のコンバータ部 1 は、リアクトル 5 の他端に、ダイオードブリッジ DB 2 の交流入力端子の一方を接続すると共に、このダイオードブリッジ DB 2 の交流入力端子の他方を、交流電源 3 の他方の出力ラインに接続している。上記ダイオードブリッジ DB 2 の正極側直流出力端子と負極側直流出力端子に、NPN 型のトランジスタ Tr のコレクタとエミッタをそれぞれ接続すると共に、このトランジスタ Tr のベースに制御部 8 の出力端子を接続している。上記ダイオードブリッジ DB 2 とトランジスタ Tr でスイッチング部を構成している。また、ダイオードブリッジ DB 1 の交流入力端子の一方をリアクトル 5 に接続すると共に、ダイオードブリッジ DB 1 の交流入力端子の他方を、2 つの倍電圧用コンデンサ C 2, C 3 の間の接続点 (中性点) に接続している。

40

【0033】

図 4 の空気調和機の室外機のコンバータ部 1 は、制御部 8 からの駆動信号に基づいて、トランジスタ Tr が交流電源の周期毎に短期間オンする。これにより、リアクトル 5 を介して交流電源 3 の出力ラインを短絡して、力率を制御する。

【0034】

50

図４のコンバータ装置もまた、図１のコンバータ装置と同様に、制御部８のマイコンが式（２）を演算して、コンバータ部１が出力する直流電流値 I_{dc} と、コンバータ部１の駆動信号のデューティ比 D_n に基づいて、交流電流 I_{ac} の値を推定する。したがって、従来よりも高精度に交流電流値 I_{dc} を推定できるので、この空気調和機の運転範囲を、交流電源３のブレーカが作動しない範囲に近づけることができる。その結果、従来のような性能の無駄や、過大な性能を与える等の不都合を防止できる。

【００３５】

なお、上記実施形態では、制御部８で式（２）を演算して、交流電流 I_{ac} の値を推定したが、直流電流値 I_{dc} とデューティ比 D_n とに対応づけて交流電流 I_{ac} の値を記載したテーブルを、マイコン等のメモリに予め格納してもよい。このテーブルを、上記電流検出回路で検出した直流電流値 I_{dc} と、上記コンバータ部１に出力する駆動信号のデューティ比 D_n とに基づいて参照して、交流電流値 I_{ac} を読み出して推定してもよい。この場合においても、パラメータが直流電流値 I_{dc} とデューティ比 D_n とで従来よりも少ないので、メモリに予め格納するテーブルを小規模にできるから、このテーブルのメモリの占有割合を低減でき、また、メモリを小型にできる。

【００３６】

また、上記実施形態では、本発明のコンバータ装置を用いて空気調和機の室外機を構成したが、例えば冷凍装置、照明装置、画像表示装置、あるいは、輸送装置等のような他の装置を構成してもよい。また、本発明のコンバータ装置は、直流電力をインバータに供給するのみに限られず、他の負荷に直流電流を供給することができる。

【図面の簡単な説明】

【００３７】

【図１】本発明の実施形態のコンバータ装置を用いた空気調和機の室外機を示す概略図である。

【図２】コンバータ部が交流電源から供給される交流電力と、コンバータ部が受ける駆動信号とを示す図である。

【図３】交流電流の推定式と実測値を座標上に記した図である。

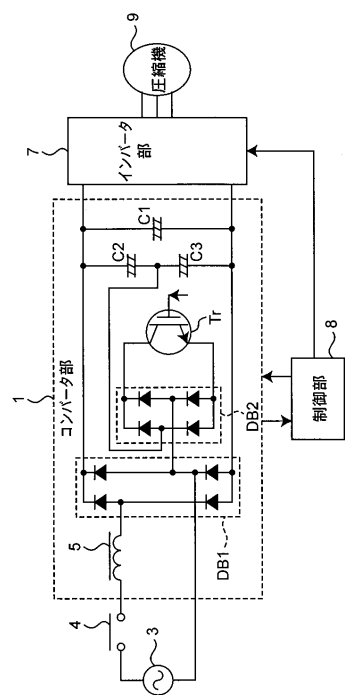
【図４】本発明のコンバータ装置を用いた他の空気調和機の室外機を示す概略図である。

【符号の説明】

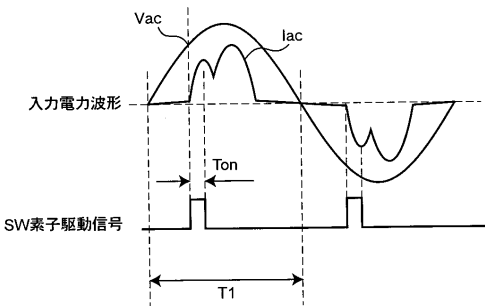
【００３８】

- １ コンバータ部
- ３ 交流電源
- ４ スイッチ
- ５ リアクトル
- ７ インバータ部
- ８ 制御部
- ９ 圧縮機
- DB１，DB２ ダイオードブリッジ
- C１ 平滑用コンデンサ
- C２，C３ 倍電圧用コンデンサ
- Tr トランジスタ

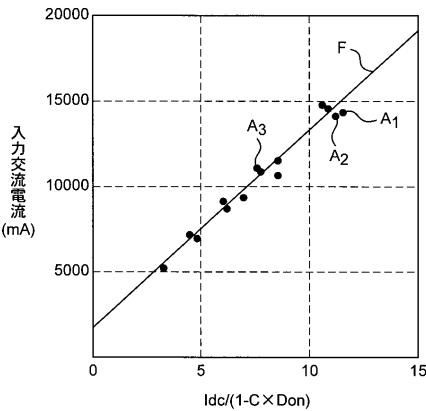
【図 1】



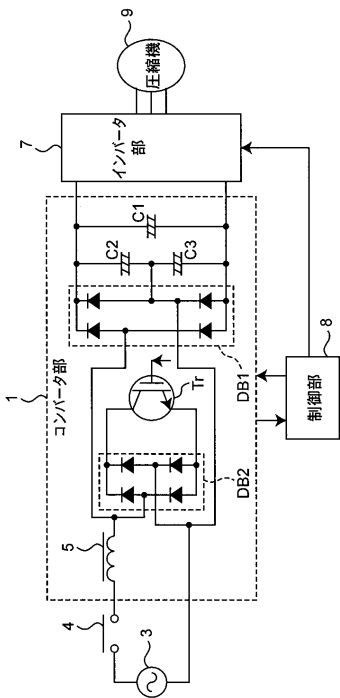
【図 2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2004-153889(JP,A)
特開2003-254591(JP,A)
特開2002-165384(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M	7/12
G05F	1/10
H02M	7/48