

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公 開 特 許 公 報(A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2012-157242  
(P2012-157242A)

(43) 公開日 平成24年8月16日 (2012.8.16)

(51) Int.Cl.

F I

テーマコード (参考)

HO2P 27/06 (2006.01)

HO2P 7/63 3O2R

5H007

HO2M 7/48 (2007.01)

HO2M 7/48 Y

5H505

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 17 頁)

|              |                                     |          |                     |
|--------------|-------------------------------------|----------|---------------------|
| (21) 出願番号    | 特願2012-110502 (P2012-110502)        | (71) 出願人 | 302038844           |
| (22) 出願日     | 平成24年5月14日 (2012.5.14)              |          | 東芝シュネデール・インバータ株式会社  |
| (62) 分割の表示   | 特願2006-130554 (P2006-130554)<br>の分割 | (71) 出願人 | 503242958           |
| 原出願日         | 平成18年5月9日 (2006.5.9)                |          | シュネデール トウシバ インヴェルテル |
| (31) 優先権主張番号 | 特願2005-378805 (P2005-378805)        |          | ウーロッパ エス アー エス      |
| (32) 優先日     | 平成17年12月28日 (2005.12.28)            |          | SCHNEIDER TOSHIBA I |
| (33) 優先権主張国  | 日本国 (JP)                            |          | NVERTER EUROPE SAS  |
|              |                                     | (74) 代理人 | 110000567           |
|              |                                     |          | 特許業務法人 サトー国際特許事務所   |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ装置

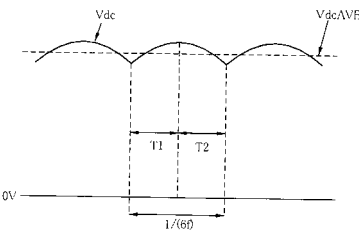
(57) 【要約】

【課題】インバータ装置における入力電源電流の高調波成分を抑制し、且つ整流回路の出力母線に接続した回路素子の過電圧による破損を防止する。

【解決手段】三相交流電源から供給を受けた交流電圧を所定電圧、所定周波数の三相交流電圧に変換して負荷である三相交流モータに供給するインバータ装置であって、三相全波整流器と平滑用コンデンサで構成したコンデンサ入力型三相全波整流回路と、その整流回路の出力する直流電圧をスイッチングして三相交流電圧に変換するインバータ回路とを備えて構成され、三相交流電源の電源電圧を  $V_{ac}$ 〔V〕、三相交流モータの消費電力を  $P_m$ 〔W〕としたとき、平滑用コンデンサの容量  $C$ 〔F〕を、次式を満足する値とする。

$$4.43 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2 \leq C \leq 1.829 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2$$

【選択図】図2



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

三相交流電源から供給を受けた交流電圧を所定電圧、所定周波数の三相交流電圧に変換して負荷である三相交流モータに供給するインバータ装置であって、

三相全波整流器と平滑用コンデンサで構成したコンデンサ入力型三相全波整流回路と、該整流回路の出力する直流電圧をスイッチングして前記三相交流電圧に変換するインバータ回路とを備えて構成され、

前記三相交流電源の電源電圧を  $V_{ac}$  [V]、前記三相交流モータの消費電力を  $P_m$  [W] としたとき、前記平滑用コンデンサの容量  $C$  [F] を、次式を満足する値としたことを特徴とするインバータ装置。

$$443 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2 \leq C \leq 1829 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2$$

10

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記三相全波整流器の入力側に抵抗を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記三相全波整流器と平滑用コンデンサとの間に抵抗を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置。

## 【請求項 4】

請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記消費電力  $P_m$  [W] に代えて該インバータ装置の定格出力  $P_r$  [W] を使用したことを特徴とするインバータ装置。

20

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、交流モータを負荷とする電圧型インバータ装置に関し、特に電源電流中の高調波成分を低減させると共に、非常停止、運転停止等によりインバータ装置がスイッチング動作を停止した時に平滑用コンデンサが破壊されないようにする技術に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

従来、入力交流電力を整流して得た直流電力をスイッチングして可変電圧、可変周波数の三相交流電力に変換し、その電力で三相交流モータを可変速制御するインバータ装置が広く利用されている。図 11 は、そのようなインバータ装置の構成例を示したものである。インバータ装置 100 は、商用電源 101 から供給を受けた三相交流電圧を全波整流して直流電圧に変換する整流回路 102 と、その直流電圧をスイッチングして三相交流電圧に変換して負荷である三相モータ 107 に供給するインバータ回路 103 から構成される。

30

## 【0003】

インバータ回路 103 はインバータ主回路 104 とゲート駆動回路 105 とから構成され、ゲート駆動回路 105 はインバータ主回路 104 内の各スイッチング素子を制御してその出力端子 106 から指定された周波数の三相交流電圧を負荷モータ 107 に出力させる。

40

## 【0004】

このインバータ装置 100 において、入力交流電圧を直流電圧に変換する整流回路 102 には、図に示したようなコンデンサ入力型の整流回路が最も多く採用される。このコンデンサ入力型の整流回路 102 の出力側に接続されたコンデンサ 108 は、整流回路 102 の出力電圧を平滑化させる。

## 【0005】

従来、コンデンサ 108 の容量は、インバータ装置 100 に最大負荷をかけた場合における整流回路 102 の出力電圧リップルが 10% 以内に納まるようにするため、 $20000 \times 10^{-6} \times P_m / V_{ac}^2 \sim 45000 \times 10^{-6} \times P_m / V_{ac}^2$  [F] ( $P_m$  はモータの消費電力、 $V_{ac}$  は商用電源の電圧) の範囲の非常に大きな値にされてきた。これはコ

50

ンデンサ 108 に使用する電解コンデンサのリプル電流耐量による制限や、モータ駆動性能の向上を図るためである。しかしながら、このような大容量のコンデンサの採用は、電源電流中の高調波成分の増大、力率の悪化、実効値電流及びピーク電流の上昇などの負の効果をもたらす。

#### 【0006】

その対策として、三相交流電圧を電源とするコンデンサレス・インバータ装置と呼ばれる装置が開発された（例えば、特許文献 1 参照）。このコンデンサレス・インバータ装置では、コンデンサ 108 として小容量のフィルムコンデンサを使用する。コンデンサ 108 の容量が小さいためインバータ主回路 104 には脈動を含む直流電圧が供給される。脈動を含む直流電圧をそのままスイッチングしては、負荷モータ 107 には脈動を含む三相交流電圧が出力されてしまう。

10

#### 【0007】

そこで、ゲート駆動回路 105 で脈動を含む直流電圧の値を検出し、その値を基にインバータ主回路 104 内のスイッチング素子に与える PWM 変調のためのタイミング信号に補正を加える。それにより、負荷モータ 107 には脈動の影響を受けない振幅一定の三相交流電圧を出力するようにしている。

#### 【0008】

コンデンサレス・インバータ装置には、このように平滑用コンデンサの容量を小さくできる利点がある。しかしながら、負荷である負荷モータ 107 や電源供給線はインダクタンスを有する。そのため平滑用コンデンサの容量を小さくし過ぎると、インバータ主回路 104 が停止した時に、そのインダクタンス蓄えられていたエネルギーにより平滑用コンデンサが過電圧となって破壊されることがある。

20

#### 【先行技術文献】

#### 【特許文献】

#### 【0009】

【特許文献 1】特開昭 56 - 49693 号公報

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0010】

本発明はこのような事情を考慮してなされたもので、その課題は、従来のような大容量のコンデンサを使用することなく入力電源電流中の高調波成分を抑制し、且つ放電回路や過電圧抑制回路を設けることなく整流回路の出力母線に接続した回路素子の過電圧による破損を防止できるインバータ装置を提供することにある。

30

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0011】

前記課題を解決するための請求項 1 に記載の発明は、三相交流電源から供給を受けた交流電圧を所定電圧、所定周波数の三相交流電圧に変換して負荷である三相交流モータに供給するインバータ装置であって、三相全波整流器と平滑用コンデンサで構成したコンデンサ入力型三相全波整流回路と、該整流回路の出力する直流電圧をスイッチングして前記三相交流電圧に変換するインバータ回路とを備えて構成され、前記三相交流電源の電源電圧を  $V_{ac}$  [V]、前記三相交流モータの消費電力を  $P_m$  [W] としたとき、前記平滑用コンデンサの容量  $C$  [F] を、次式を満足する値としたことを特徴とするインバータ装置である。

40

$$4.43 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2 \leq C \leq 1.829 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2$$

#### 【0012】

このような構成のインバータ装置によれば、平滑用コンデンサの容量が小さいにも関わらず入力電流中の高調波成分を少なくすることができる。且つ、インバータ回路の動作停止直後に直流母線間に発生する過電圧により直流母線間に接続した回路素子が破壊されることを防止することができる。

#### 【0013】

50

また、請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記三相全波整流器の入力側に抵抗を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置である。

このような構成のインバータ装置によれば、コンデンサ入力型三相全波整流回路の出力電圧が不安定になることを防止することができる。

【0014】

また、請求項 3 に記載の発明は、請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記三相全波整流器と平滑用コンデンサとの間に抵抗を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置である。

このような構成のインバータ装置によれば、コンデンサ入力型三相全波整流回路の出力電圧が不安定になることを防止することができる。

【0015】

また、請求項 4 に記載の発明は、請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記消費電力  $P_m$  [W] に代えて該インバータ装置の定格出力  $P_r$  [W] を使用したことを特徴とするインバータ装置である。

このような構成としても請求項 1 に記載の発明と同様の効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図 1】第 1 の実施形態に係るインバータ装置の回路構成である。

【図 2】コンデンサ入力型三相全波整流回路 2 が出力する直流電圧  $V_{dc}$  の波形例である。

【図 3】コンデンサ C の平均エネルギーがモータ 13 の必要とするエネルギーより大きくなった場合の直流電圧  $V_{dc}$  の波形例である。

【図 4】 $K_k$  の値を変化させた場合における電流ひずみ率 THD の変化のシミュレーション結果である。

【図 5】モータ電流  $I_m$  のフェザー図である。

【図 6】第 2 の実施形態に係るインバータ装置の回路構成である。

【図 7】図 6 に示したインバータ回路の直流回路部の解析モデルである。

【図 8】図 6 に示したインバータ回路の変形実施形態である。

【図 9】第 3 の実施形態に係るインバータ装置の回路構成である。

【図 10】第 4 の実施形態に係るインバータ装置の回路構成である。

【図 11】従来技術に係る図 1 相当図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

以下、本発明に係るインバータ装置の実施形態の例を形態別に図面を参照して説明する。

(第 1 の実施形態)

図 1 は、第 1 の実施形態に係るインバータ装置の回路構成をブロック図を交えて示したものである。本実施形態のインバータ装置 1 は、コンデンサ入力型整流回路 2 とインバータ回路 3 より構成される。そのインバータ回路 3 はインバータ主回路 4 とインバータ制御回路 5 より構成される。

【0018】

コンデンサ入力型整流回路 2 は三相全波整流回路として構成してあり、6 個のダイオード  $D_1 \sim D_6$  により構成した三相全波整流器 7 の出力側に平滑用のコンデンサ C を接続して構成してある。整流器 7 は、三相交流電源 9 からインダクタンス  $L_s$  をもつ系統を経て供給される入力電流  $I_s$  を整流し、その出力に接続した直流母線 10、11 を介してコンデンサ C に供給する。コンデンサ C は整流された直流電流による充電を受け、平滑化した直流電圧  $V_{dc}$  をインバータ主回路 4 に供給する。

【0019】

インバータ主回路 4 はフリーホイールダイオードを逆並列接続した 6 個のスイッチング素子  $Q_1 \sim Q_6$  により構成した周知のブリッジ回路であり、整流回路 2 より供給を受けた直流電圧  $V_{dc}$  をスイッチングして三相交流電圧に変換する。そして、出力端子 8 より負荷

10

20

30

40

50

である三相交流モータ 13 に供給する。三相交流モータ 13 は等価回路で表わしてある。

【 0 0 2 0 】

インバータ制御回路 5 は、インバータ主回路 4 を構成するスイッチング素子 Q 1 ~ Q 6 のゲート駆動信号を生成するゲート駆動回路であり、インバータ主回路 4 からパルス幅変調された指定周波数の三相交流電圧が出力されるように制御する。

【 0 0 2 1 】

ところでこのような構成のインバータ装置 1 では、インバータ主回路 4 が供給を受ける直流電圧 Vdc の値が変動すると出力の三相交流電圧の振幅も変動する。しかし、一般的にファンやポンプ等に使用するモータでは振幅が変動しても大きな問題は生じない。また、直流電圧 Vdc の変動を検出して出力の三相交流電圧の振幅を補正する方法も考案されている。そこで、本実施形態のインバータ装置 1 では次のような考え方により、コンデンサ C の容量を「背景技術」で述べたような種々の問題を引き起こすことの少ない小さな値に決定する。

【 0 0 2 2 】

図 2 は、コンデンサ入力型三相全波整流回路 2 が出力する直流電圧 Vdc の波形の一部を描いたものである。三相交流電源 9 の周波数を f とすると、直流電圧 Vdc には周波数 6 f の電圧リップルが含まれる。リップルの周期は図に示すように  $1 / (6 f)$  である。リップルの前半 (図の期間 T 1) ではコンデンサ C への充電電流が放電電流を上回って直流電圧 Vdc は上昇する。反対に後半 (図の期間 T 2) では逆となって直流電圧 Vdc は降下する。

【 0 0 2 3 】

図 2 においてリップルの後半半分の電圧減少期間 T 2 におけるコンデンサ C の平均エネルギーがモータ 13 の必要とするエネルギーより大きくなった場合、図 3 に示すように直流電圧 Vdc が交流入力電圧を超える時間が延びる。そして、ダイオード D 1 ~ D 6 の通流時間が短くなり、後述のように高調波電流成分が急激に増加する。

【 0 0 2 4 】

従って、コンデンサ C 内のエネルギーは、リップルの周期  $1 / (6 f)$  の半分の電圧減少期間 T 2 において負荷であるモータ 13 が必要とするエネルギー以下となるようにコンデンサ C の容量を決定する。

【 0 0 2 5 】

直流電圧 Vdc の平均値 VdcAVG は、三相交流電源 9 の線間実効値電圧を Vac とすると次の式で表わされる。

$$V_{dcAVG} = 1.35 \cdot V_{ac}$$

コンデンサ C の平均蓄積エネルギー E c は次式で表わされる。

$$E_c = (1/2) \cdot C \cdot V_{dcAVG}^2$$

【 0 0 2 6 】

リップルの周期  $1 / (6 f)$  の半分の電圧減少期間 T 2 においてモータ 13 が必要とするエネルギー E p は、モータ 13 の消費電力を P m として次のように表わされる。

$$E_p = P_m \cdot (1 / (6 f)) \cdot (1 / 2)$$

従って、

$$E_c \leq E_p$$

となるようにするには、

$$(1/2) \cdot C \cdot (1.35 \cdot V_{ac})^2 \leq P_m \cdot (1 / (6 f)) \cdot (1 / 2)$$

これより、

$$C \leq P_m / (10.935 \cdot f \cdot V_{ac}^2) \quad (1) \text{式}$$

となる。即ち、コンデンサ C の容量をこのように決定すれば高調波発生量を少なくすることができる。

【 0 0 2 7 】

次に、モータ 13 の運転中に過電圧や過電流等でインバータ装置 1 を非常停止、運転停止等により停止させた場合を検討する。その場合、モータ 13、途中の配線などのインダ

10

20

30

40

50

クタンスに蓄えられていたエネルギーはコンデンサCに移り、その充電電圧である直流電圧Vdcを上昇させる。直流電圧Vdcが上昇し過ぎると、直流母線10、11間に接続した回路素子が損傷を起こす。従って、その電圧値が回路素子の定格電圧を超えないようにコンデンサCの容量を決めておく必要がある。

#### 【0028】

図1に示した本実施形態のインバータ装置1において、非常停止、運転停止等によりインバータ主回路4がスイッチング動作を停止する直前に電源インダクタンスLsに蓄えられているエネルギーをEs、平滑用のコンデンサCに蓄えられているエネルギーをEc、モータ13のインダクタンスに蓄えられているエネルギーをEmとする。すると、各エネルギーEs、Ec、Emは下記の式で表わされる。

$$E_s = (1/2) \cdot (2 \cdot L_s) \cdot I_s^2 \quad (2) \text{式}$$

$$E_c = (1/2) \cdot C \cdot V_{dcSTA}^2 \quad (3) \text{式}$$

$$E_m = (1/2) \cdot (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{mo}^2 + (1/2) \cdot (3/2) \cdot (L_1 + L_2) \cdot I_{ml}^2 \quad (4) \text{式}$$

ここに、Lsは電源インダクタンス、Isは入力電流、L1はモータ13の一次漏れインダクタンス、L2はモータ13の二次漏れインダクタンス、Mはモータ13の励磁インダクタンス、Imoはモータ13の励磁電流、Imlはモータトルク発生に寄与するq軸電流、VdcSTAは動作停止させる前の直流母線10、11間の直流電圧Vdcのピーク値である。

#### 【0029】

これらのエネルギーは、インバータ主回路4が動作停止した後にすべてコンデンサCに移る。動作停止後にコンデンサCに蓄えられているエネルギーをEcp、その時のコンデンサCの充電電圧(直流母線10、11間の電圧)をVdcPEAKとすると、エネルギーEcpは次のように表わされる。

$$E_{cp} = (1/2) \cdot C \cdot V_{dcPEAK}^2 \quad (5) \text{式}$$

#### 【0030】

この電圧VdcPEAKが直流母線10、11間に接続された回路素子の定格電圧を超えないようにしておく必要がある。従って、電圧VdcPEAKの値が回路素子の定格電圧に等しいとして(5)式により計算されるエネルギーEcpの値が、コンデンサCに蓄えられる最大許容エネルギーとなる。以後、電圧VdcPEAKは回路素子の定格電圧に等しいとして回路素子定格電圧と呼び、その値に基づき(5)式により計算されるエネルギーEcpを最大許容エネルギーと呼ぶことにする。

#### 【0031】

ここで、インバータ主回路4の動作停止時にモータ13のインダクタンスに蓄えられている(4)式のエネルギーEmのうち、右辺第2項のエネルギー $(1/2) \cdot (3/2) \cdot (L_1 + L_2) \cdot I_{ml}^2$ は、すべてモータ13内で消費されるエネルギーである。従って、上記の最大許容エネルギーEcpと、動作停止後にコンデンサCに移るエネルギーとの間には次の条件で成立している必要がある。

$$E_{cp} \geq E_s + E_c + E_m \quad (6) \text{式}$$

#### 【0032】

これに(2)~(5)式を代入する。但し、EmについてはコンデンサCに移る分のみを考慮する。すると、次の関係が得られる。

$$(1/2) \cdot C \cdot V_{dcPEAK}^2 \geq (1/2) \cdot (2 \cdot L_s) \cdot I_s^2 + (1/2) \cdot C \cdot V_{dcSTA}^2 + (1/2) \cdot (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{mo}^2 \quad (7) \text{式}$$

#### 【0033】

更に、 $V_{dcSTA} = V_{ac} \cdot \sqrt{2}$ の関係にあるので、これを(7)式に代入して整理すると

10

20

30

40

50

コンデンサ C の容量 C について次の関係式が得られる。

$$C = \frac{(2 \cdot L_s \cdot I_s^2 + (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{m0}^2)}{(V_{dcPEAK}^2 - 2 \cdot V_{ac}^2)} \quad (8) \text{式}$$

【0034】

コンデンサ C の容量 C が (8) 式を満たせば、インバータ主回路 4 の動作停止後における直流母線 10、11 間の直流電圧 V<sub>dc</sub> が回路素子定格電圧 V<sub>dcPEAK</sub> を超えることはない。即ち、右辺の値がインバータ主回路 4 の動作停止後に回路素子が過電圧とならないためのコンデンサ C の最小値となる。

【0035】

(1) 式と (8) 式とからコンデンサ C の容量 C は次のようになる

$$C = \frac{(2 \cdot L_s \cdot I_s^2 + (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{m0}^2)}{(V_{dcPEAK}^2 - 2 \cdot V_{ac}^2)} \cdot \frac{P_m}{(10.935 \cdot f \cdot V_{ac}^2)} \quad (9) \text{式}$$

【0036】

高調波が含まれる全体量を表わすファクターとしてひずみ率がある。電源高調波の一般的な定義は基本波に対して 2 倍以上、40 倍程度までの整数倍の周波数を持つ正弦波であり、電流ひずみ率 THD はそれらの成分に基づいて次式により定義される。

【数 1】

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left( \frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (10) \text{式}$$

【0037】

ところで、前述の (1) 式における  $1 / (10.935 \cdot f)$  を K<sub>k</sub> とおくと、(1) 式は次のようになる。

$$C = (P_m / V_{ac}^2) \cdot K_k \quad (11) \text{式}$$

この式によればコンデンサ C の容量はモータ 13 の消費電力 P<sub>m</sub> [W] に比例し、電源電圧 V<sub>ac</sub> [V] の 2 乗に反比例する。仮に K<sub>k</sub> を変化させ (10) 式の定義による電流ひずみ率 THD をシミュレーションした結果を図 4 に示す。

【0038】

この結果によると、コンデンサ C の平均蓄積エネルギー E<sub>c</sub> が直流電圧 V<sub>dc</sub> のリップル 1 周期 (1 / (6 · f)) の放電期間 T<sub>2</sub> においてモータ 13 が必要とするエネルギーを上回ると電流ひずみ率 THD は急に増加することがわかる。急増加する点は電源周波数 f (Hz) が 50 Hz の場合で K<sub>k</sub> = 1.829 × 10<sup>-6</sup>、60 Hz の場合で K<sub>k</sub> = 1.524 × 10<sup>-6</sup> となる。

【0039】

以上のことから、本実施形態のインバータ装置 1 におけるコンデンサ C の容量は (9) 式を満足するように決めてある。コンデンサ C の容量をこのような値にしておけば、高調波発生量を少なく、且つインバータ主回路 4 の動作停止による回路素子の破壊を防止することができる。

【0040】

次に、(8) 式を変形して一般的な値に置き換える。cos φ<sub>m</sub> をモータ力率、η<sub>mot</sub> をモータ効率、η<sub>inv</sub> をインバータ効率とすると、それらの一般的数値は、それぞれ cos φ<sub>m</sub> = 0.9、η<sub>mot</sub> = 0.9、η<sub>inv</sub> = 0.95 である。

また、電源インダクタンスを L<sub>s</sub>、定格電流時の電源インダクタンス L<sub>s</sub> による電圧低下率を %V<sub>l</sub> とすると、

$$\%V_l = \sqrt{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s \cdot I_s} / V_{ac}$$

であり、その電圧低下率 %V<sub>l</sub> の一般値は 1 % である。

【0041】

一般的に電源電圧が AC 200 V 系統に接続されるインバータ装置のスイッチング素子

10

20

30

40

50

の耐圧はDC 600V、AC 400V系統に接続されるスイッチング素子の耐圧はDC 1200Vとされる。従って、次式で計算される電圧裕度Mmは2.1とする。

$$Mm = V_{dcPEAK} / (V_{ac} \cdot \sqrt{2})$$

ここに、V<sub>dcPEAK</sub>は先に述べたように直流母線10、11に接続される回路素子の定格電圧、V<sub>ac</sub>は交流電源電圧である。

#### 【0042】

これらの一般値を用いて電源インダクタンスL<sub>s</sub>に蓄積されるエネルギーE<sub>s</sub>を算出するため(2)式を変形する。まず、入力電流I<sub>s</sub>、電源インダクタンスL<sub>s</sub>は次のように計算される。

$$I_s = (P_m / V_{ac}) / ((1 - \%V_l) \cdot \sqrt{2} \cdot \eta_{inv} \cdot \eta_{mot}) \quad 10$$

$$L_s = (V_{ac}^2 / P_m) \cdot ((1 - \%V_l) \cdot \%V_l \cdot \sqrt{2} \cdot \eta_{inv} \cdot \eta_{mot}) / (\sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)$$

#### 【0043】

ここで、コンデンサCの容量が十分に小さく、整流器7の出力電流I<sub>dc</sub>が連続であると入力電流I<sub>s</sub> = I<sub>dc</sub>となることから、電源インダクタンスL<sub>s</sub>に蓄積されるエネルギーE<sub>s</sub>はこれらの関係式を(2)式に代入して次のように求められる。

$$E_s = P_m \cdot K_1 \quad (12) \text{式}$$

但し、

$$K_1 = \%V_l / (2 \cdot \sqrt{6} \cdot \pi \cdot f \cdot (1 - \%V_l) \cdot \eta_{inv} \cdot \eta_{mot})$$

#### 【0044】

同様に、モータ13のインダクタンスに蓄えられていたエネルギーE<sub>m</sub>を算出するため(4)式を変形する。まず、モータ13の一次漏れインダクタンスをL<sub>1</sub>、励磁インダクタンスをMとしてL<sub>mo</sub> = L<sub>1</sub> + Mとする。そしてモータ電流をI<sub>m</sub>、モータ13の相電圧をV<sub>m</sub>、モータ励磁電流をI<sub>mo</sub>とすると、モータ電流I<sub>m</sub>のフェザー図が図5に示すようになることから、

$$I_m = (P_m / V_{inv}) \cdot (1 / (\sqrt{3} \cdot \cos \phi_m \cdot \eta_{mot}))$$

$$V_{inv} = V_{ac} \cdot (1 - \%V_l)$$

従って、モータ13の励磁電流I<sub>mo</sub>は、

$$I_{mo} = I_m \cdot (1 - \cos^2 \phi_m)^{1/2}$$

$$= (P_m / V_{ac}) \cdot (1 - \cos^2 \phi_m)^{1/2} / (\sqrt{3} \cdot \cos \phi_m \cdot \eta_{mot} \cdot (1 - \%V_l)) \quad (13) \text{式} \quad 30$$

#### 【0045】

また、

$$L_{mo} = (V_{inv} / \sqrt{3}) \cdot 1 / (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot 1 / I_{mo} \quad (14) \text{式}$$

ここで、I<sub>mo</sub>は正弦波実効値であるので、その最大値I<sub>mp</sub>は、

$$I_{mp} = \sqrt{2} \cdot I_{mo} \quad (15) \text{式}$$

#### 【0046】

インバータ主回路4が動作停止する前にモータ13のインダクタンスに蓄えられていたエネルギーのうち、動作停止後にコンデンサCに移るエネルギーE<sub>m</sub>は(4)式の右辺第1項である。その右辺第1項に(13)、(14)、(15)式を代入して変形するとエネルギーE<sub>m</sub>が次のように求まる。

$$E_m = P_m \cdot K_2 \quad (15a) \text{式}$$

但し、

$$K_2 = (1 - \cos^2 \phi_m)^{1/2} / (4 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos \phi_m \cdot \eta_{mot})$$

#### 【0047】

以上より、(6)式の関係を使用してコンデンサCの容量を計算する。まず、(6)のE<sub>c</sub>、E<sub>cp</sub>はそれぞれ(3)式、(5)式で表わされることから、

$$(1/2) \cdot C \cdot V_{dcPEAK}^2 = E_s + (1/2) \cdot C \cdot V_{dcSTA}^2 + E_m$$

従って、コンデンサCの容量は次のようになる。

$$C = 2 \cdot (E_s + E_m) / (V_{dcPEAK}^2 - V_{dcSTA}^2) \quad (16) \text{式} \quad 50$$

## 【 0 0 4 8 】

ここで、 $V_{dcPEAK}$ 、 $V_{dcSTA}$ は次のように計算される。

$$V_{dcPEAK} = V_{ac} \cdot \sqrt{2} \cdot M_m \cdot (1 - \%V_L)$$

$$V_{dcSTA} = V_{ac} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 - \%V_L)$$

これらを ( 1 6 ) 式に代入するとコンデンサ C の容量は次のようになる。

## 【 0 0 4 9 】

$$C = (E_s + E_m) / (V_{ac}^2 \cdot K_3) \quad (17) \text{式}$$

但し、

$$K_3 = (M_m^2 - 1) \cdot (1 - \%V_L)^2$$

## 【 0 0 5 0 】

$E_s$  は ( 1 2 ) 式で計算され、 $E_m$  は ( 1 5 a ) 式で計算される。それらを ( 1 7 ) 式に代入してコンデンサ C の容量は次のようになる。

$$C = (P_m \cdot K_1 + P_m \cdot K_2) / (V_{dc}^2 \cdot K_3) \\ (P_m / V_{ac}^2) \cdot K_n \quad (18) \text{式}$$

但し、

$$K_n = (K_1 + K_2) / K_3 \\ = (\%V_L / (2 \cdot \sqrt{6} \cdot \pi \cdot f \cdot (1 - \%V_L) \cdot \eta_{inv} \cdot \eta_{mot}) \\ + (1 - \cos^2 \phi_m)^{1/2} / (8 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos \phi_m \cdot \eta_{mot})) \\ / ((M_m^2 - 1) \cdot (1 - \%V_L)^2)$$

## 【 0 0 5 1 】

ここに、前記一般値を代入すると  $K_n$  は次ようになる。

$$K_n = 443 \times 10^{-6} \quad (19) \text{式}$$

従って、この ( 1 8 ) 式と ( 1 1 ) 式とからコンデンサ C の容量  $C [F]$  は、

$$K_n \cdot (P_m / V_{ac}^2) = C \cdot K_k \cdot (P_m / V_{ac}^2)$$

となる。 $K_n$  として ( 1 9 ) 式の数値を、 $K_k$  として電源周波数  $f [Hz]$  が  $50 Hz$  の場合の数値  $K_k = 1829 \times 10^{-6}$  を用いると次のようになる。

$$443 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2 = C \cdot 1829 \cdot 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2 \quad (20) \text{式}$$

## 【 0 0 5 2 】

$K_k$  として電源周波数  $f [Hz]$  が  $60 Hz$  の場合の数値  $K_k = 1524 \times 10^{-6}$  を用いた場合は次のようになる。

$$443 \times 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2 = C \cdot 1524 \cdot 10^{-6} \cdot P_m / V_{ac}^2$$

$60 Hz$  の場合の  $K_k$  の数値に対応する電流ひずみ率  $THD$  の値と、 $50 Hz$  の場合の  $K_k$  の数値に対応する電流ひずみ率  $THD$  の値との差は図 4 に示したように大きくはない。従って、( 2 0 ) 式を満たすようにコンデンサ C の容量  $C [F]$  を決めておけばよい。

コンデンサ C の容量をこのように決めておけば、高調波発生量を少なく、且つインバータ主回路 4 が動作停止した際の回路素子の破壊を防止することができる。

## 【 0 0 5 3 】

( 第 2 の実施形態 )

次に、前述した第 1 の実施形態を変形した第 2 の実施形態について説明する。( 9 ) 式あるいは ( 2 0 ) 式を満足するようにコンデンサ C の容量を小さくした場合、電源インピーダンスや電源からインバータ装置 1 までの配線の条件によっては、整流回路 2 の出力直流電圧  $V_{dc}$  が多少、不安定になる心配がある。

## 【 0 0 5 4 】

図 6 は、そのような心配を解消したインバータ装置の構成例である。このインバータ装置 1 a は、図 1 に示したインバータ装置 1 の整流回路 2 に抵抗 R を追加したものである。抵抗 R は整流器 7 とコンデンサ C との間に直列に接続してある。

## 【 0 0 5 5 】

ここで、このような抵抗 R を追加することによって直流回路部の動作が安定化し、整流回路 2 の出力直流電圧  $V_d$  が安定化することを回路解析により説明する。電源及び配線イ

10

20

30

40

50

ンピーダンスの和を直流回路部に変換した定数として表わしたものが図 7 に示す直流回路部の解析モデルである。各部を流れる電流を図中に示すように定義すると、回路方程式は次のように表現できる。

$$v_S = L \cdot (d/dt) i_S + R \cdot i_S + v_{dc} \quad (21) \text{式}$$

$$i_S - i_i = C \cdot (d/dt) v_{dc} \quad (22) \text{式}$$

この回路方程式に基づいて入力電圧を表わす  $v_S$  から直流回路部の出力としての電流  $i_i$  までの伝達関数を求め、その極を調べることで直流回路部の安定性を考察する。

【0056】

このときモータ 13 へ電力を供給する電圧形インバータ回路 3 は、電力一定の負荷と近似して考えることができる。即ち、

$$i_i \cdot v_{dc} = P_0 = \text{一定}$$

これは、インバータ制御回路 5 による出力電圧補正が動作している場合、直流電圧  $v_{dc}$  が変化してもモータ 13 への出力電圧が変化しないように変調率あるいはパルス幅が調整されるからである。

【0057】

このような前提で伝達関数を求めていく。ある動作点として以下の状態を考える。

$$i_i = I_0, \quad v_{dc} = V_0$$

この動作点において、線形近似を行なうと  $v_{dc}$  と  $i_i$  には次の関係がある。

$$i_i = (P_0 / V_0^2) \cdot (2V_0 - v_{dc}) \quad (23) \text{式}$$

まず、(22) 式と (23) 式とから  $v_{dc}$  を消去して次の関係が導かれる。

$$i_i = (P_0 / V_0^2) \cdot (2V_0 - (1/C) \int (i_S - i_i) dt)$$

【0058】

両辺を時間微分すると、

$$(d/dt) i_i = - (1/C) \cdot (P_0 / V_0^2) \cdot (i_S - i_i)$$

これをラプラス変換すると以下の関係が得られる。 $i_S$ 、 $I_i$  はそれぞれ  $i_S$ 、 $i_i$  をラプラス変換したものである。

$$(s - (1/C) \cdot (P_0 / V_0^2)) \cdot I_i = - (1/C) \cdot (P_0 / V_0^2) \cdot I_S \quad (24) \text{式}$$

【0059】

また、(21) 式と (22) 式にて  $v_{dc}$  を消去してラプラス変換すると次の関係が得られる。

$$V_S = L \cdot s \cdot I_S + R \cdot I_S + (1/(C \cdot s)) \cdot (I_S - I_i) \quad (25) \text{式}$$

(24) 式と (25) 式から  $I_i$  を消去して整理すると次のようになる。

$$V_S = ((C \cdot (L \cdot s + R) \cdot (s - (1/C) \cdot (P_0 / V_0^2)) + 1) / (C \cdot (s - (1/C) \cdot (P_0 / V_0^2)))) \cdot I_S \quad (26) \text{式}$$

【0060】

(24) 式と (26) 式にて  $I_S$  を  $I_i$  に置き換えると以下の関係が導かれる。

$$I_i / V_S = ((1/(L \cdot C)) \cdot (P_0 / V_0^2)) / (s^2 + (1/L) \cdot (R - (L/C) \cdot (P_0 / V_0^2)) \cdot s + (1/(L \cdot C)) \cdot (1 - R \cdot (P_0 / V_0^2)))$$

以上により、 $v_{dc}$  から  $i_i$  への伝達関数が導かれたことになる。

【0061】

伝達関数の極が左半面に存在すれば安定であるので、そのための条件を求める。

$$s^2 + (1/L) \cdot (R - (L/C) \cdot (P_0 / V_0^2)) \cdot s + (1/(L \cdot C)) \cdot (1 - R \cdot (P_0 / V_0^2)) = 0$$

上記を満たす  $s$  (複素数) を  $\alpha$  と  $\beta$  としたとき、 $\alpha$  と  $\beta$  の双方が複素平面の左半面、即ち、実数部がマイナスであれば安定であることは良く知られている。そのための条件は以下のように考えられる。

$$\alpha + \beta > 0 \quad \text{かつ} \quad \alpha \cdot \beta > 0$$

【0062】

10

20

30

40

50

これは等価的に次の(27)、(28)式を同時に満たせばよいことになる。

$$\alpha + \beta = - (1/L) \cdot (R - (L/C) \cdot (P_0/V_0^2)) = 0 \quad (27) \text{式}$$

$$\alpha \cdot \beta = (1/(L \cdot C)) \cdot (1 - R \cdot (P_0/V_0^2)) = 0 \quad (28) \text{式}$$

これを整理すると次のようになる。

【0063】

$$1 - (L/(R \cdot C)) \cdot (P_0/V_0^2) = 0 \quad (29) \text{式}$$

$$1 - R \cdot (P_0/V_0^2) = 0 \quad (30) \text{式}$$

(30)式は、 $P_0 = I_0 \cdot V_0$ の関係を用いると以下のように変形できる。

$$V_0 = I_0 \cdot R \quad (31) \text{式}$$

【0064】

また、入力電圧の動作点を  $V_{so}$  とし、定常状態であると仮定すると以下の関係がある。

$$V_{so} = V_0 + I_0 \cdot R \quad (32) \text{式}$$

(31)、(32)式から以下の関係が導かれる。

$$V_{so}/2 = I_0 \cdot R \quad (33) \text{式}$$

【0065】

以上、(33)式の結果から電源インピーダンスや電源からインバータ装置までの配線の条件に関わらず安定に運転できるためには、抵抗  $R$  での電圧低下が電源電圧の半分より小さいことが必要条件である。単相入力の場合などはコンデンサ容量を小さくして全波整流すると平均電圧が大きく減少するので(15)式が安定運転できるための条件となる。これに対し三相入力の場合は、電圧降下量という点からは(15)式はいつも満たされる。

【0066】

(29)式を変形すると次のようになる。

$$R = (L/C) \cdot (P_0/V_0^2) \quad (34) \text{式}$$

従って、図6に示した抵抗  $R$  の値は(34)式を満たす値にしておけばよい。

【0067】

図6では抵抗  $R$  を整流器7とコンデンサ  $C$  との間に直列接続したが、抵抗は図8に示すように整流器7の入力側(交流回路部)に直列接続してもよい。この場合の抵抗は(34)で計算した値の1/2の抵抗値( $R/2$ )を持つ抵抗を各相に接続すればよい。このようにすることで直流回路部を一層安定させることができる。

【0068】

(第3の実施形態)

次に、前述した第1の実施形態を変形した第3の実施形態について、図9に示した構成図を参照して説明する。このインバータ装置1cは、図1に示したインバータ装置1とはコンデンサ入力型整流回路2の入力側に三相の交流リアクトル6を追加してある点が異なる。追加した交流リアクトル6のインダクタンスを  $L_{ac}$  とする。

【0069】

この構成の場合には、インバータ装置1が停止した時には電源系統のインダクタンス  $L_s$  に加えて交流リアクトル6のインダクタンス  $L_{ac}$  に蓄えられていたエネルギーもコンデンサ  $C$  に移り、その充電電圧である直流電圧  $V_{dc}$  を上昇させる。インバータ装置1が停止する直前に交流リアクトル6に蓄えられているエネルギーを  $E_{ac}$  とすると、その値は次式で表わされる。

$$E_{ac} = (1/2) \cdot (2 \cdot L_{ac}) \cdot I_s^2 \quad (35) \text{式}$$

【0070】

第1の実施形態で述べたように、直流母線10、11間に接続した回路素子がインバータ装置1の停止直後に過電圧により損傷するのを防ぐには、停止直後の直流母線10、11間のピーク電圧値が回路素子の定格電圧を超えないようにコンデンサ  $C$  の容量を決めておく必要がある。

【0071】

第1の実施形態の場合と同様に、直流母線10、11間に接続された回路素子の定格電

10

20

30

40

50

圧を  $V_{dcPEAK}$  とする。この場合、直流母線 10、11 間電圧が  $V_{dcPEAK}$  に等しい時にコンデンサ C に蓄えられているエネルギー  $E_{cp}$  は、前述の (6) 式で表わされる。回路素子の破壊を防止するには、このエネルギー  $E_{cp}$  の値が、インバータ主回路 4 の動作停止直後にコンデンサ C に移るエネルギーより大きくしておく必要がある。そのための条件である前述の (7) に相当する式は、本実施形態では次式のようになる。

$$E_{cp} = E_s + E_{ac} + E_c + E_m \quad (36) \text{ 式}$$

【0072】

この (36) 式に前述の (2) ~ (5) 式及び (35) 式を代入する。但し、 $E_m$  についてはコンデンサ C に移る分のみを考慮する。すると、次の関係が得られる。

$$\begin{aligned} (1/2) \cdot C \cdot V_{dcPEAK}^2 &= (1/2) \cdot (2 \cdot L_s + 2 \cdot L_{ac}) \cdot I_s^2 \\ &+ (1/2) \cdot C \cdot V_{dcSTA}^2 + (1/2) \cdot (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{mo}^2 \end{aligned} \quad (37) \text{ 式}$$

10

【0073】

更に、 $V_{dcSTA} = V_{ac} \cdot \sqrt{2}$  の関係にあるので、これを (37) 式に代入して整理するとコンデンサ C の容量 C について次の関係式が得られる。

$$C = \frac{(2 \cdot (L_s + L_{ac}) \cdot I_s^2 + (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{mo}^2)}{(V_{dcPEAK}^2 - 2 \cdot V_{ac}^2)} \quad (38) \text{ 式}$$

コンデンサ C の容量 C が (38) 式を満たせば、インバータ主回路 4 の動作停止後における直流母線 10、11 間の直流電圧  $V_{dc}$  が回路素子定格電圧  $V_{dcPEAK}$  を超えることはない。即ち、右辺の値がインバータ主回路 4 の動作停止後に回路素子が過電圧とならないためのコンデンサ C の最小値となる。

20

【0074】

(1) 式と (38) 式とからコンデンサ C の容量 C は次のようになる

$$C = \frac{(2 \cdot (L_s + L_{ac}) \cdot I_s^2 + (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{mo}^2)}{(V_{dcPEAK}^2 - 2 \cdot V_{ac}^2)} = \frac{P_m}{(10.935 \cdot f \cdot V_{ac}^2)} \quad (39) \text{ 式}$$

以上のことから、本実施形態のインバータ装置 1b におけるコンデンサ C の容量は (39) 式を満足するように決めてある。コンデンサ C の容量をこのような値にしておけば、高調波発生量を少なく、且つインバータ主回路 4 の動作停止による回路素子の破壊を防止することができる。

【0075】

30

(第4の実施形態)

次に、前述した第3の実施形態を変形した第4の実施形態について、図10に示した構成図を参照して説明する。このインバータ装置 1d が図9に示したインバータ装置 1b と異なる点は、三相の交流リアクトル 6 に代えて直流リアクトル 12 を用いた点である。直流リアクトル 12 は、コンデンサ入力型整流回路 2 内の三相全波整流器 7 と平滑用のコンデンサ C との間に接続してある。

【0076】

直流リアクトル 12 のインダクタンスを  $L_{dc}$  とすると、インバータ主回路 4 がスイッチング動作を停止する直前に直流リアクトル 12 に蓄えられているエネルギー  $E_{dc}$  は次式で表わされる。

40

$$E_{dc} = (1/2) \cdot L_{dc} \cdot I_s^2 \quad (40) \text{ 式}$$

【0077】

この場合の平滑用コンデンサ C の容量は、前記 (35) 式の  $E_{ac}$  代わりに (40) 式の  $E_{dc}$  を用いて計算すればよい。従って、(39) 式に相当する式は次のようになる。

$$C = \frac{(2 \cdot (L_s + L_{dc}/2) \cdot I_s^2 + (3/2) \cdot (L_1 + M) \cdot I_{mo}^2)}{(V_{dcPEAK}^2 - 2 \cdot V_{ac}^2)} = \frac{P_m}{(10.935 \cdot f \cdot V_{ac}^2)} \quad (41) \text{ 式}$$

コンデンサ C の容量をこの (41) を満足する値に決めておけば、電源電流中の高調波成分を低減させると共に、インバータ主回路 4 の動作停止による回路素子の破壊を防止することができる。

【0078】

50

ここで、図 9 の回路構成で用いる交流リアクトル 6、図 10 の回路構成で用いる直流リアクトル 12 の取り付け方について説明する。それらのリアクトルは、インバータ装置 1、1a をコンパクトに製作するためにコンデンサ入力型整流回路 2 やインバータ回路 3 と主に同じ筐体内に収納することが好ましい。

【0079】

更に、それらの交流リアクトル 6、直流リアクトル 12 は、専用に製作されたリアクトルを用いるのではなく、配線を利用して構成することもできる。図 9 の回路構成で用いる交流リアクトル 6 の場合には、三相交流電源の入力端子とコンデンサ入力型整流回路 2 の入力端子との間の配線をコイル状に巻いて構成する。交流リアクトル 6 のインダクタンス  $L_{ac}$  の値としては、それ程大きな値を必要としないのでそのようにしても構成することができる。そのような構成とすれば、特別の交流リアクトルを取り付ける必要がなくなり、装置の小型化、製造コスト低減に効果がある。

10

【0080】

図 10 の回路構成で用いる直流リアクトル 12 の場合には、コンデンサ入力型整流回路 2 における三相全波整流器 7 と平滑用コンデンサとの間の配線をコイル状に巻いて構成する。そのような構成とすれば、特別の直流リアクトルを取り付ける必要がなくなり、装置の小型化、製造コスト低減に効果がある。

【0081】

なお、通常のインバータ装置には、適用するモータに対する定格出力や定格入力電流が定められている。従って、前記第 1 ～ 第 4 の実施形態における消費電力  $P_m$  [W] としては、モータの消費電力の代わりにインバータ装置の定格出力  $P_r$  [W] を使用してもよい。同様に、三相交流電源からの入力電流  $I_s$  [A] に代えてインバータ装置の定格入力電流  $I_r$  (A) を使用してもよい。

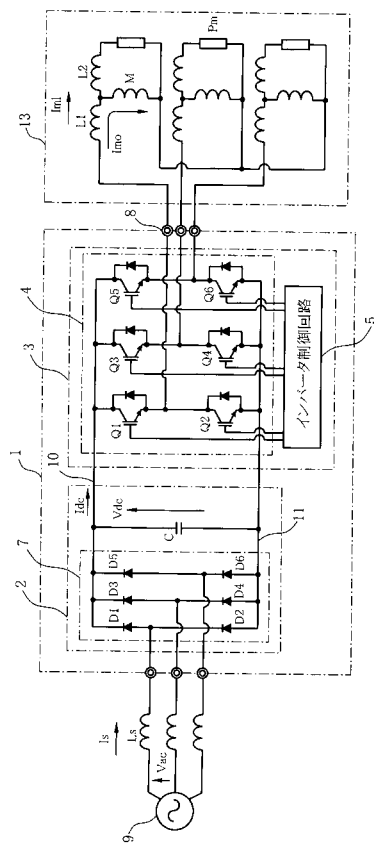
20

【符号の説明】

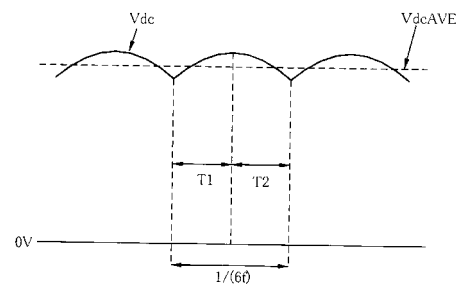
【0082】

図面中、1、1a、1b、1c、1d はインバータ装置、2 はコンデンサ入力型三相全波整流回路、3 はインバータ回路、4 はインバータ主回路、5 はインバータ制御回路、6 は交流リアクトル、7 は三相全波整流器、9 は三相交流電源、12 は直流リアクトル、13 は三相交流モータ、C は平滑用コンデンサ、R は抵抗を示す。

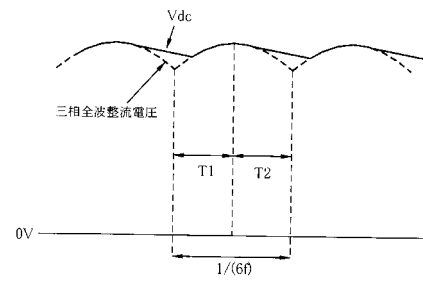
【図 1】



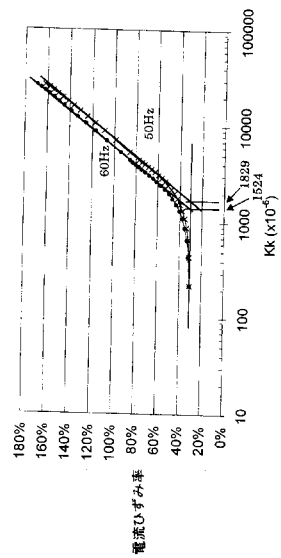
【図 2】



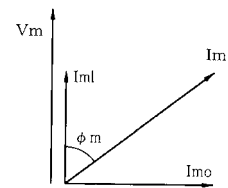
【図 3】



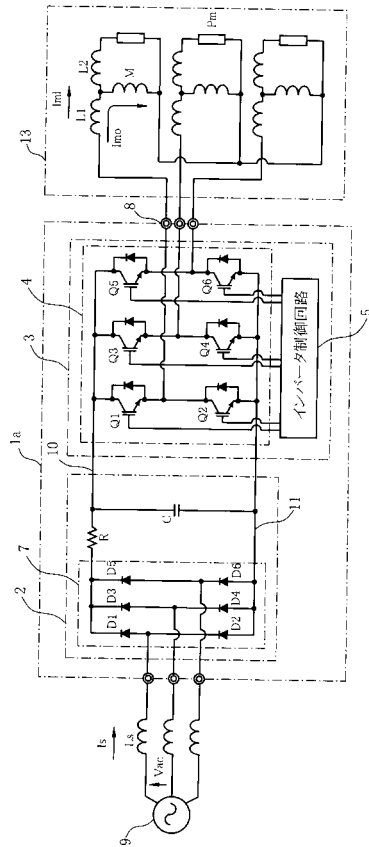
【図 4】



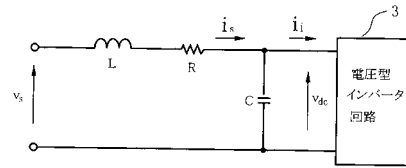
【図 5】



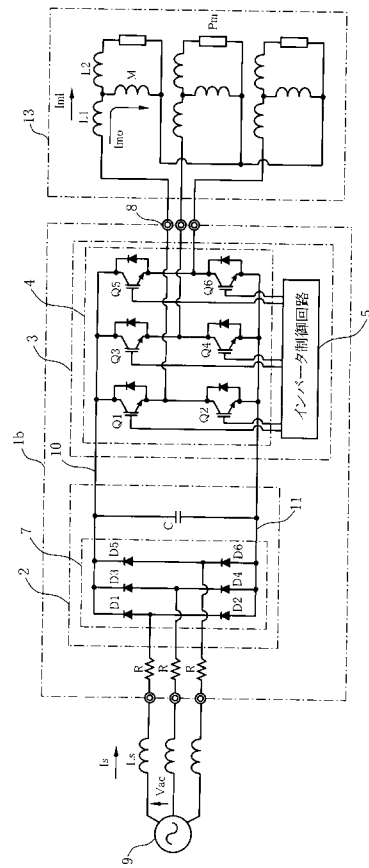
【図 6】



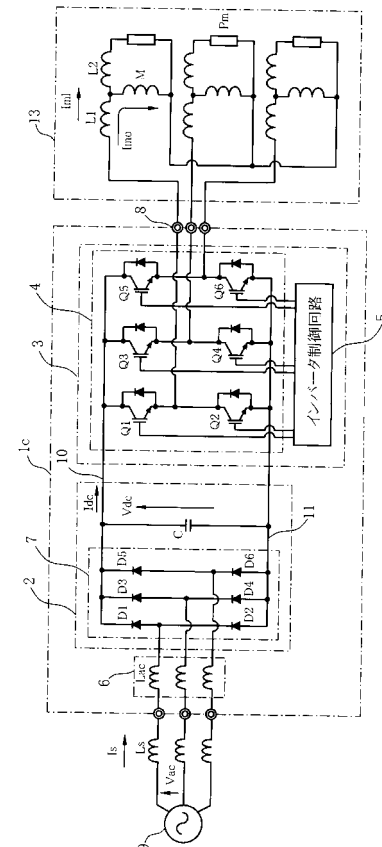
【図 7】



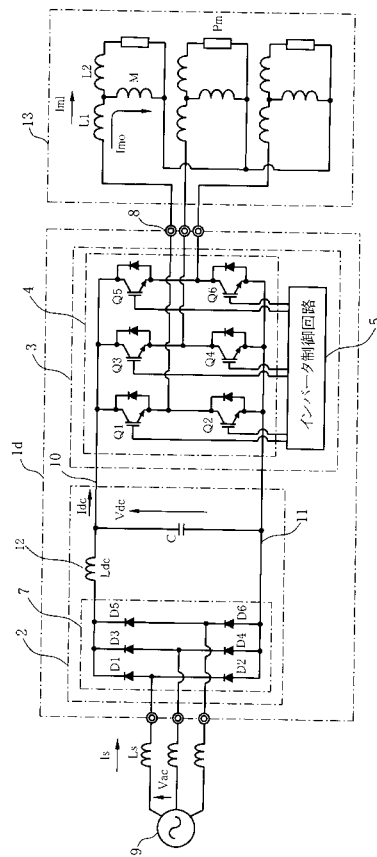
【図 8】



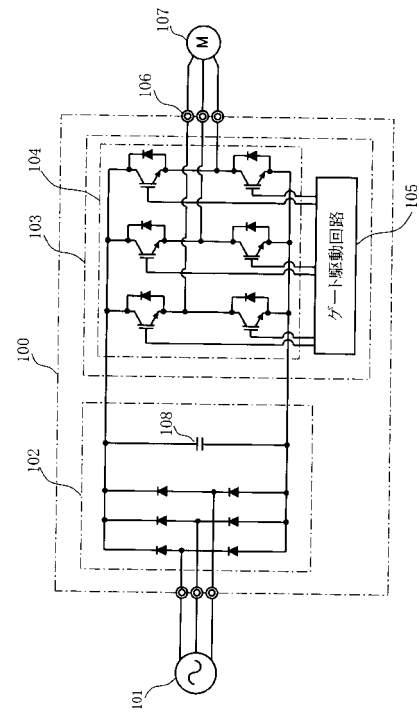
【図 9】



【図 10】



【図 11】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 横井 修  
三重県三重郡朝日町大字縄生 2 1 2 1 番地 東芝シュネデール・インバータ株式会社内
- (72)発明者 一ノ関 雅章  
東京都府中市晴見町 2 丁目 2 4 番地の 1 東芝 I T コントロールシステム株式会社内
- (72)発明者 後藤 智宏  
三重県三重郡朝日町大字縄生 2 1 2 1 番地 東芝シュネデール・インバータ株式会社内
- (72)発明者 郷司 陽一  
三重県三重郡朝日町大字縄生 2 1 2 1 番地 東芝シュネデール・インバータ株式会社内
- (72)発明者 西村 博道  
三重県三重郡朝日町大字縄生 2 1 2 1 番地 東芝シュネデール・インバータ株式会社内
- F ターム(参考) 5H007 AA02 BB06 CA01 CB05 CC01 CC23 DA03 DA06 DB01  
5H505 BB01 BB10 CC05 DD05 DD06 EE49 HA01 HA03 HA05 HA10  
HA16 HB02 MM03