

(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2015-171226

(P2015-171226A)

(43) 公開日 平成27年9月28日(2015.9.28)

| (51) Int. Cl.               | F I             | テーマコード (参考) |
|-----------------------------|-----------------|-------------|
| <b>H02M 7/48 (2007.01)</b>  | H02M 7/48 E     | 3L260       |
| <b>H02M 1/08 (2006.01)</b>  | H02M 1/08 C     | 5H007       |
| <b>F25B 49/02 (2006.01)</b> | F25B 49/02 D    | 5H740       |
| <b>F24F 11/02 (2006.01)</b> | F24F 11/02 1O2W |             |

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 9 頁)

|           |                            |            |                                |
|-----------|----------------------------|------------|--------------------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2014-44286 (P2014-44286) | (71) 出願人   | 000006013                      |
| (22) 出願日  | 平成26年3月6日 (2014.3.6)       |            | 三菱電機株式会社                       |
|           |                            |            | 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号              |
|           |                            | (74) 代理人   | 100089118                      |
|           |                            |            | 弁理士 酒井 宏明                      |
|           |                            | (72) 発明者   | 伊藤 典和                          |
|           |                            |            | 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三            |
|           |                            |            | 菱電機株式会社内                       |
|           |                            | F ターム (参考) | 3L260 AB01 BA42 BA49 CB04 CB77 |
|           |                            |            | 5H007 AA01 BB06 CA01 CA02 CB02 |
|           |                            |            | CB05 CC23 DB01 DB03 DB09       |
|           |                            |            | DB12 DC02 DC05 EA02            |
|           |                            |            | 5H740 AA05 BA11 BA12 BB05 BB09 |
|           |                            |            | BB10 BC01 BC02 HH05 KK01       |

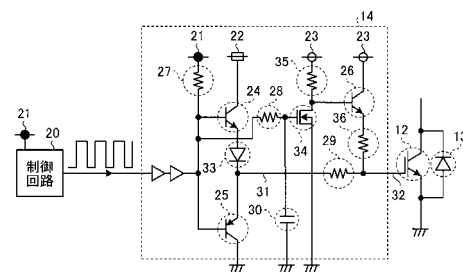
(54) 【発明の名称】 インバータ装置及び空気調和機

(57) 【要約】

【課題】負荷電流の大きさに合わせて発生ノイズとスイッチング損失のトレードオフを最適にすることが可能なインバータ装置を得ること。

【解決手段】交流電源を直流に変換する整流回路、整流回路の後段に接続された平滑化部、交流電源の力率を改善するリアクトルを介して交流電源を短絡する短絡部、平滑化部からの直流を交流に変換するインバータ部及びインバータ部を制御する制御部を備えたインバータ装置であって、インバータ部のスイッチング素子のゲート端子にはゲート駆動回路 1 4 がそれぞれ接続されており、ゲート駆動回路 1 4 は第 1 のゲート電圧線 2 2 と第 1 のゲート電圧線 2 2 より電圧値の高い第 2 のゲート電圧線 2 3 を備え、第 1 のゲート電圧線 2 2 の電圧値はインバータ装置の動作中にも可変である。

【選択図】図2



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

交流電源を直流電源に変換する整流回路、該整流回路の後段に接続された平滑化部、前記交流電源の力率を改善するリアクトルを介して前記交流電源を短絡する短絡部、前記平滑化部からの直流を交流に変換するインバータ部及び該インバータ部を制御する制御部を備えたインバータ装置であって、

前記インバータ部の各スイッチング素子のゲート端子にはゲート駆動回路がそれぞれ接続されており、

前記ゲート駆動回路は第 1 のゲート電圧線と該第 1 のゲート電圧線より電圧値の高い第 2 のゲート電圧線を備え、

前記第 1 のゲート電圧線の電圧値は前記インバータ装置の動作中にも可変であることを特徴とするインバータ装置。

**【請求項 2】**

前記第 1 のゲート電圧線は負荷電流に応じて制御されることを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

**【請求項 3】**

前記第 1 のゲート電圧線の電圧は前記第 2 のゲート電圧線から生成されることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のインバータ装置。

**【請求項 4】**

請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載のインバータ装置を備え、

前記インバータ装置がモータを回転駆動させることを特徴とする空気調和機。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は、インバータ装置及び空気調和機に関する。

**【背景技術】****【0002】**

従来様々な電気機器（例えば空気調和機）にインバータ装置が搭載されている。インバータ装置が有するスイッチング素子のターンオンのスピードを変えることができれば、負荷電流の大きさに合わせて発生するノイズとスイッチング損失のトレードオフを最適にすることが可能である。

**【0003】**

例えば、特許文献 1 には、スイッチングスピードの切替をスイッチング素子のゲート端子に接続する抵抗を切り替えることによって行う技術が開示されている。

**【先行技術文献】****【特許文献】****【0004】**

【特許文献 1】特開 2002 - 199700 号公報

**【発明の概要】****【発明が解決しようとする課題】****【0005】**

しかしながら、上記従来技術によれば、ゲート回路の接続をスイッチにより切り替える必要がある。そのため、インバータ動作を一旦停止し、または、各スイッチング素子がオフする極めて短い時間に回路を切り替えなければならないため実現が難しい、という問題があった。

**【0006】**

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、インバータ動作を停止することなく、スイッチングのスピードを変えることができ、負荷電流の大きさに合わせて発生ノイズとスイッチング損失のトレードオフを最適にすることが可能なインバータ装置を得ることを目的とする。

10

20

30

40

50

## 【課題を解決するための手段】

## 【0007】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、交流電源を直流電源に変換する整流回路、該整流回路の後段に接続された平滑化部、前記交流電源の力率を改善するリアクトルを介して前記交流電源を短絡する短絡部、前記平滑化部からの直流を交流に変換するインバータ部及び該インバータ部を制御する制御部を備えたインバータ装置であって、前記インバータ部の各スイッチング素子のゲート端子にはゲート駆動回路がそれぞれ接続されており、前記ゲート駆動回路は第1のゲート電圧線と該第1のゲート電圧線より電圧値の高い第2のゲート電圧線を備え、前記第1のゲート電圧線の電圧値は前記インバータ装置の動作中にも可変であることを特徴とする。

10

## 【発明の効果】

## 【0008】

本発明によれば、インバータ動作を停止することなく、スイッチングのスピードを変えることができ、負荷電流の大きさに合わせて発生ノイズとスイッチング損失のトレードオフを最適にすることが可能なインバータ装置を得ることができる、という効果を奏する。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0009】

【図1】図1は、実施の形態1にかかるインバータ装置の構成の一例を示す回路図である。

【図2】図2は、実施の形態1にかかるインバータ装置におけるゲート駆動回路の構成を示す回路図である。

20

【図3】図3は、実施の形態1にかかるインバータ装置におけるトランジスタのオンオフ及び電圧の変化を示す第1のタイムチャートである。

【図4】図4は、実施の形態1にかかるインバータ装置におけるトランジスタのオンオフ及び電圧の変化を示す第2のタイムチャートである。

【図5】図5は、実施の形態1にかかるインバータ装置におけるトランジスタのオンオフ及び電圧の変化を示す第3のタイムチャートである。

【図6】図6は、実施の形態2にかかるインバータ装置の第1のゲート電圧線（電圧可変）の電圧を生成する回路図の一例を示す図である。

【図7】図7は、実施の形態3にかかる空気調和機の室外ユニットの概略を示す図である。

30

## 【発明を実施するための形態】

## 【0010】

以下に、本発明にかかるインバータ装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

## 【0011】

実施の形態1.

図1は、本発明にかかるインバータ装置の実施の形態1の構成の一例を示す回路図である。図1に示すインバータ装置は、商用電源が供給されて所望の電圧及び周波数を出力するインバータ装置の一例であるが、本発明のインバータ装置はこれに限定されるものではない。

40

## 【0012】

図1に示すインバータ装置は、交流電源1を単相交流電源とし、力率を改善するリアクトル2を介して交流電源1を短絡する短絡部3と、直列に接続された2つのコンデンサ5a, 5bにより構成された平滑化部5と、短絡部3と平滑化部5との間に設けられた整流回路4と、を備える。

## 【0013】

整流回路4は、ダイオード4a～4dを有し、交流電源1を直流に変換する。短絡部3は、ダイオード17a～17dをブリッジ接続した短絡用の整流回路部及び電源を短絡するIGBT16を有する。交流電源1を短絡する場合には、位相によって短絡部3に流れ

50

る電流の向きが異なる。平滑化部 5 は、直列に接続されたコンデンサ 5 a , 5 b を有する。スイッチ 7 は、全波整流と倍電圧整流とを切り替えるスイッチであり、交流電源 1 の出力の一方と、コンデンサ 5 a , 5 b の間（中位点）と、に接続されている。

【 0 0 1 4 】

平滑化部 5 は、2 つのコンデンサ 5 a , 5 b により構成されており、リアクトル 2 が接続されている端子のほうが高電位である場合、短絡用スイッチがオフしていると、コンデンサ 5 a が充電される。リアクトル 2 が接続されている端子のほうが低電位である場合、コンデンサ 5 b が充電され、インバータ部 6 に印加される電圧は全波整流のときの 2 倍となる。そして、短絡部 3 に設けられたスイッチ 7 がオンすると、短絡部 3 に電流が流れる。このように、図 1 に示すインバータ装置は、全波整流と倍電圧整流の切り替えを行うことができる。そして、平滑化部 5 は、インバータ部 6（3 相のインバータ回路）に接続され、インバータ部 6 の 3 相出力はモータ 8 に接続されている。

【 0 0 1 5 】

電流検出部 9 は、抵抗 1 5 の電流値を検出することで、図 1 に示すインバータ装置に流れる母線電流を検出する。電圧検出部 1 0 は、直列に接続されたコンデンサ 5 a , 5 b の両端の電圧を検出する。電流検出部 9 及び電圧検出部 1 0 は、検出値をそれぞれ制御部 1 1 へ出力する。制御部 1 1 は、インバータ部 6 内の 6 つのスイッチング素子 1 2 a ~ 1 2 f のオンオフを制御して、所望の電圧を供給する。

【 0 0 1 6 】

スイッチング素子 1 2 a ~ 1 2 f は、IGBT ( Insulated Gate Bipolar Transistor ) または MOSFET ( Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ) 等の電圧駆動型スイッチング素子である。回生用のダイオード 1 3 a ~ 1 3 f は、スイッチング素子 1 2 a ~ 1 2 f と逆並列に接続されている。スイッチング素子 1 2 a ~ 1 2 f のゲート端子には、ゲート駆動回路 1 4 a ~ 1 4 f が接続されている。

【 0 0 1 7 】

図 2 は、本発明にかかるインバータ装置におけるゲート駆動回路の実施の形態 1 の構成を示す回路図である。すなわち、図 1 に示すゲート駆動回路 1 4 a ~ 1 4 f（代表してゲート駆動回路 1 4 と記載）を示す回路図である。図 2 には、制御回路 2 0、スイッチング素子 1 2、ダイオード 1 3 及びゲート駆動回路 1 4 が示されている。なお、スイッチング素子 1 2 は、図 1 に示すスイッチング素子 1 2 a ~ 1 2 f のいずれかであり、ダイオード 1 3 は、図 1 に示すダイオード 1 3 a ~ 1 3 f のいずれかである。

【 0 0 1 8 】

制御回路 2 0 は、インバータ装置を駆動するための PWM ( Pulse Width Modulation ) 信号を出力する制御回路であり、例えばマイコンである。また、図 2 には、直流電源線 2 1、第 1 のゲート電圧線 2 2 及び第 2 のゲート電圧線 2 3 が示されている。

【 0 0 1 9 】

直流電源線 2 1 は、制御回路 2 0 を動作させる直流電源を供給する電源線である。第 1 のゲート電圧線 2 2 は、スイッチング素子 1 2 のゲートを駆動するゲート電圧線である。第 2 のゲート電圧線 2 3 は、スイッチング素子 1 2 のゲートを駆動するゲート電圧線である。なお、第 2 のゲート電圧線 2 3 の電圧  $V_{cc2}$  は、第 1 のゲート電圧線 2 2 の電圧  $V_{cc1}$  よりも高くする。

【 0 0 2 0 】

ゲート駆動回路 1 4 は、トランジスタ 2 4 , 2 5 , 2 6 , 3 4 ( Tr 1 , Tr 2 , Tr 3 , Tr 4 ) と、抵抗 2 7 , 2 8 , 2 9 , 3 5 , 3 6 と、コンデンサ 3 0 と、ダイオード 3 3 と、を備える。抵抗 2 7 の抵抗値  $R_1$  及び抵抗 2 8 の抵抗値  $R_2$  は、それぞれゲート駆動回路 1 4 が動作可能な値に設定されている。トランジスタ 3 4 は、nMOS トランジスタである。コンデンサ 3 0 は、抵抗 2 8 の抵抗値  $R_2$  とコンデンサ 3 0 の容量値  $C_1$  の積が適切な所定の時定数（主スイッチング素子のターン音時間の 1 ~ 1 0 倍）となるよう

10

20

30

40

50

に容量値  $C_1$  を設定する。ゲート抵抗である抵抗 29 (抵抗値  $R_G$ ) は、スイッチング素子 12 のゲート端子にノード 32 により接続されており、抵抗値  $R_G$  は、抵抗 36 の抵抗値の 2 ~ 10 倍とする。なお、ゲート駆動回路 14 は、スイッチング素子 12 の 1 つを駆動する。

#### 【0021】

次に、本実施の形態のインバータ装置の動作について説明する。図 1 に示すインバータ装置では、制御回路 20 がオン信号 (ハイレベル) を出力すると、トランジスタ 24 がターンオンし、第 1 のゲート電圧線 22 によって、ゲート抵抗 29 を介してスイッチング素子 12 のゲート端子を充電する。

#### 【0022】

ゲート電圧がしきい値電圧以上になるとスイッチング素子 12 はターンオンするが、このスピードはゲート電圧によって決まる。よって、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を制御することによりトランジスタ 24 がターンオンするスピードを所望のスピードにすることができる。

#### 【0023】

次に、トランジスタ 26 がターンオンすると、第 2 のゲート電圧線 23 によって、スイッチング素子 12 のゲート端子が充電される。このとき、 $R$ 、 $C$  の回路定数は、ミラー効果が終わった後にトランジスタ 26 がオンするように設定する。そして、上記したように、第 2 のゲート電圧線 23 の電圧は第 1 のゲート電圧線 22 の電圧よりも高く設定されている (例えば、15V) ため、ターンオンしたスイッチング素子 12 は、オン直後のわずかな時間には活性化領域で動作するが、すぐに飽和領域に移行するため発生損失を抑えることができる (図 3 を参照)。図 3 は、本実施の形態にかかるインバータ装置におけるトランジスタのオンオフ及び電圧の変化を示す第 1 のタイムチャートである。図 3 にはトランジスタ 24 ( $Tr_1$ ) 及びトランジスタ 26 ( $Tr_3$ ) がオンするタイミングと、ノード 31 ( $N_1$ ) の電圧  $V_{N_1}$  の変化と、ノード 32 ( $N_2$ ) の電圧  $V_{N_2}$  の変化と、トランジスタ 12 のコレクタ - エミッタ間電圧  $V_{CE}$  の変化と、が示されている。なお、図 4、5 も同様である。

#### 【0024】

ところで、スイッチング素子 12 のターンオンのスピードを遅くしたいときには、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を低く設定すればよい (例えば、8V)。これにより、スイッチング素子 12 のゲート端子に充電を開始してからスイッチング素子 12 のしきい値電圧に達するまでの時間を遅くすることができ、ミラー効果の時間が長くなり、ターンオンのスピードを遅くすることができる (図 4 を参照)。図 4 は、本実施の形態にかかるインバータ装置におけるトランジスタのオンオフ及び電圧の変化を示す第 2 のタイムチャートである。このようにスイッチングのスピード (ターンオンのスピード) を遅くすると、その間にインバータ装置が発生する総スイッチングロスが大きくなるが、インバータ装置が発生する高周波ノイズを小さくすることができる。

#### 【0025】

逆に、ターンオンのスピードを速くしたいときには第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を高く設定すればよい (例えば、12V)。これにより、スイッチング素子 12 のゲート端子に充電を開始してからスイッチング素子 12 のしきい値電圧に達するまでの時間を速くすることができ、ミラー効果の時間が短くなり、ターンオンのスピードを速くすることができる (図 5 を参照)。図 5 は、本実施の形態にかかるインバータ装置におけるトランジスタのオンオフ及び電圧の変化を示す第 3 のタイムチャートである。このようにスイッチングのスピード (ターンオンのスピード) を速くすると、その間にインバータ装置が発生する高周波ノイズは大きくなるが、インバータ装置が発生する総スイッチングロスを小さくすることができる。

#### 【0026】

また、スイッチング素子 12 は、オフ状態からターンオンする短い時間を除けば、第 2 のゲート電圧線 23 によって飽和領域でターンオンしており、インバータ動作中に第 1 の

10

20

30

40

50

ゲート電圧線 22 の電圧を変化させてもスイッチング時間が変わるだけであり、スイッチング素子 12 の駆動能力には影響しない。そのため、インバータ動作を停止しなくても第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を所望の電圧値に変化させることができ、スイッチングスピード（ターンオンのスピード）をインバータ装置の動作中に変化させることができる。

【0027】

以上説明したように、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を可変として、インバータ装置の動作を停止させることなくスイッチング素子のスイッチングのスピードを変化させることができるため、インバータ装置を備える電気機器を停止させることなく、運転状態に応じて発生ノイズと損失のトレードオフを最適にしつつインバータ駆動を行うことができる。そのため、電気機器の使用の快適性を損なわずに最適なインバータ駆動を行うことができる。

10

【0028】

すなわち、発生ノイズ量が大きいとき（インバータ運転電流（負荷電流）が大きい）ときには、電圧可変の第 1 のゲート電圧線 22 の電圧が低くなるように制御してスイッチングのスピードを遅くすると、発生する最大ノイズ量を抑えることができる。そして、インバータ運転電流（負荷電流）が小さいときには、電圧可変の第 1 のゲート電圧線 22 の電圧が高くなるように制御してスイッチングのスピードを速くすると、総スイッチングロスを抑えることができる。

【0029】

本実施の形態によれば、インバータ動作を停止することなく、スイッチングのスピードを変えることができ、負荷電流の大きさに合わせて発生ノイズとスイッチング損失のトレードオフを最適にすることが可能なインバータ装置を得ることができる。

20

【0030】

このように、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を可変として運転状態に応じて制御することで、例えば、空気調和機のように軽負荷で運転している時間の割合が全体の運転時間に対して大きい電気機器では年間の総消費電力量を抑えることができ、且つ機器に組み込むノイズ対策部品を削減することができるので、製造コストを抑えることができる。

【0031】

実施の形態 2 .

図 6 は、本発明にかかるインバータ装置の実施の形態 2 における第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を生成する回路図の一例を示す図である。

30

【0032】

第 2 のゲート電圧線 23 の電圧  $V_{cc2}$  は第 1 のゲート電圧線 22 の電圧  $V_{cc1}$  よりも高く設定されている。コンデンサ 40 には、第 2 のゲート電圧線 23 の電圧  $V_{cc2}$  の電荷が蓄積されている。第 2 のゲート電圧線 23 の電圧  $V_{cc2}$  と第 1 のゲート電圧線 22 の電圧  $V_{cc1}$  は基準電位 GND が共通であり、降圧コンバータ等の簡易的な回路により第 1 のゲート電圧線 22 の電圧  $V_{cc1}$  が生成される。なお、第 2 のゲート電圧線 23 の電圧  $V_{cc2}$  は、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧  $V_{cc1}$  よりも高電圧であればよく、第 2 のゲート電圧線でなくてもよい。

【0033】

40

図 6 において、抵抗 43 , 44 , 45 のそれぞれの抵抗値  $R_3$  ,  $R_4$  ,  $R_5$  は適当な値に設定されている。トランジスタ 41 , 42 がオンオフすることにより、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧  $V_{cc1}$  及び第 2 のゲート電圧線 23 の電圧  $V_{cc2}$  が生成される。

【0034】

本実施の形態のインバータ装置では、制御回路 20 が、インバータ回路に流れる電流を監視して電流情報を生成し、この電流情報に基づいてトランジスタ 41 へのパルス信号のデューティ比を変化させることで、第 1 のゲート電圧線 22 の電圧を制御することができる。本実施の形態にて説明したように、簡単な構成の回路でスイッチングのスピードを制御することができる。

【0035】

50

実施の形態 3 .

図 7 は、本実施の形態にかかる空気調和機の室外ユニットの概略を示す図である。図 7 には、室外ユニット 50、ファン 51、圧縮機 52 及びインバータ装置 53 が示されている。インバータ装置 53 は、実施の形態 1 にて説明したインバータ装置であり、室外ユニット 50 内の上部に取り付けられており、圧縮機 52 内のモータ（図 1 におけるモータ 8）を制御することができる。

【0036】

図 7 に示すように、実施の形態 1 のインバータ装置は空気調和機に適用することができ、実施の形態 1 のインバータ装置を適用することで、安価で高性能な空気調和機を得ることができる。

10

【0037】

本発明に係るインバータ装置は、同じ基準電位の電圧値の違うゲート電圧が 2 つ設定され、スイッチング素子 12 のターンオンのときに所望のタイミングで順番にゲートに電圧を印加することで、インバータ動作を停止することなくスイッチング素子 12 のターンオンのスピードを制御することができる。

【産業上の利用可能性】

【0038】

以上のように、本発明にかかるインバータ装置は、軽負荷で運転している時間の割合が全体の運転時間に対して大きい電気機器に有用であり、特に、空気調和機に適している。

20

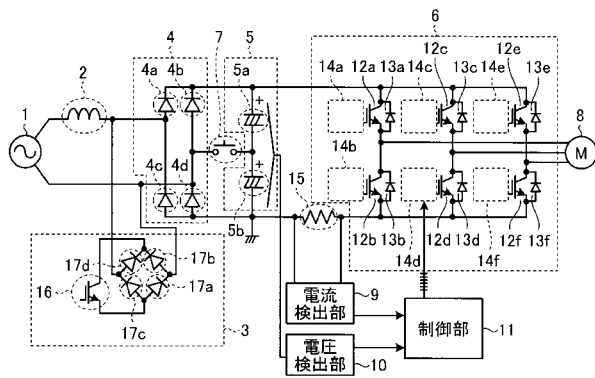
【符号の説明】

【0039】

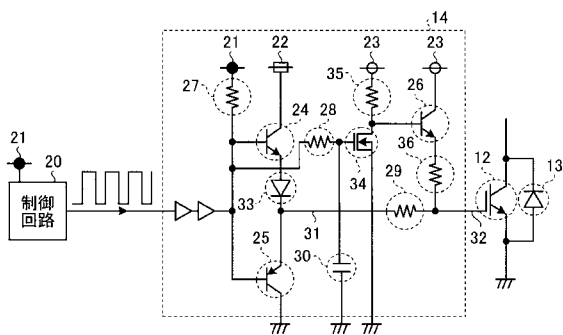
1 交流電源、2 リアクトル、3 短絡部、4 整流回路、4a ~ 4d, 13, 13a ~ 13f, 17a ~ 17d, 33 ダイオード、5 平滑化部、5a, 5b, 30, 40 コンデンサ、6 インバータ部、7 スイッチ、8 モータ、9 電流検出部、10 電圧検出部、11 制御部、12, 12a ~ 12f スwitching素子、14, 14a ~ 14f ゲート駆動回路、15, 27, 28, 35, 36, 43, 44, 45 抵抗、16 IGBT、20 制御回路、21 直流電源線、22 第1のゲート電圧線、23 第2のゲート電圧線、24, 25, 26, 34, 41, 42 トランジスタ、29 ゲート抵抗、31, 32 ノード、50 室外ユニット、51 ファン、52 圧縮機、53 インバータ装置。

30

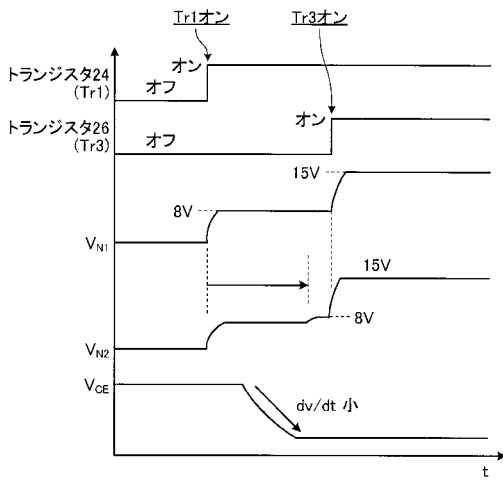
【図 1】



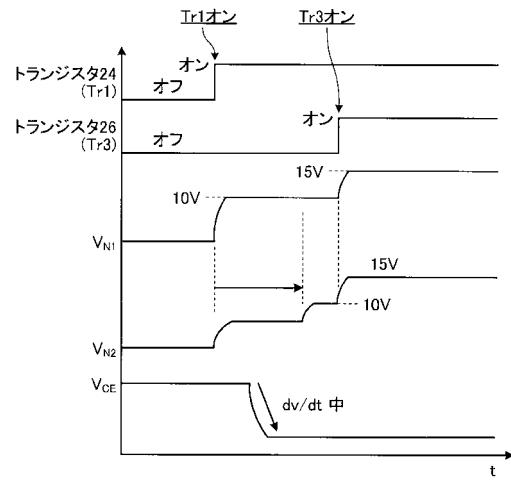
【図 2】



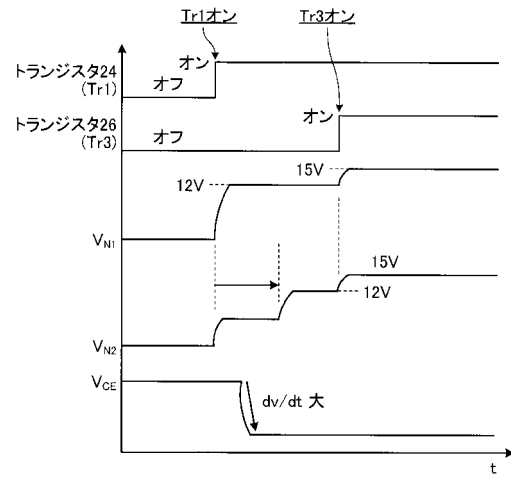
【図 4】



【図 3】

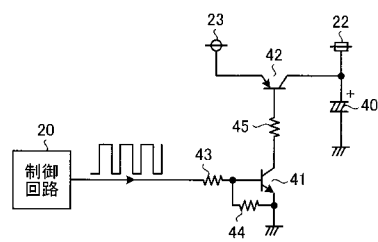


【図 5】





【 図 6 】



【 図 7 】

