

(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2015-154658  
(P2015-154658A)

(43) 公開日 平成27年8月24日(2015.8.24)

(51) Int.Cl.

HO2P 7/29 (2006.01)

F 1

HO2P 7/29

テーマコード(参考)

G 5H571

B

審査請求 未請求 請求項の数 12 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号

特願2014-28249 (P2014-28249)

(22) 出願日

平成26年2月18日 (2014.2.18)

(71) 出願人 000002369

セイコーエプソン株式会社

東京都新宿区西新宿2丁目4番1号

(74) 代理人 100095728

弁理士 上柳 雅善

(74) 代理人 100116665

弁理士 渡辺 和昭

(72) 発明者 井上 勝己

長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコ  
ーエプソン株式会社内

(72) 発明者 山田 敦史

長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコ  
ーエプソン株式会社内

F ターム(参考) 5H571 AA20 BB02 BB10 GG04 HA09

HD02 JJ16 JJ17 LL22 LL23

LL35 MM06 MM08 MM12

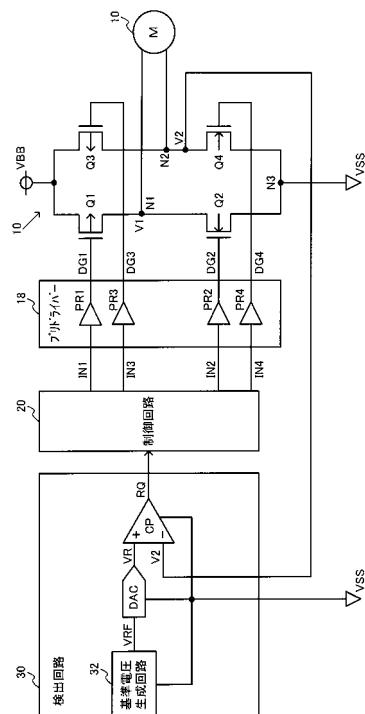
(54) 【発明の名称】回路装置及び電子機器

## (57) 【要約】

【課題】センス抵抗を不要にすることで低消費電力化や部品点数の削減等を実現できる回路装置及び電子機器等の提供。

【解決手段】回路装置は、ハイサイド側のトランジスターQ1、Q3とローサイド側のトランジスターQ2、Q4とを有するブリッジ回路10と、ローサイド側のトランジスターQ4及びハイサイド側のトランジスターQ1の少なくとも一方のトランジスターのオン電流とオン抵抗によって設定される検出電圧V2(V1)と、基準電圧VRとを比較して、検出結果を出力する検出回路30と、ハイサイド側のトランジスターQ1、Q3及びローサイド側のトランジスターQ2、Q4のオン・オフ制御を行い、検出回路30での検出結果に基づいて、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを行う制御回路20を含む。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

ハイサイド側のトランジスターとローサイド側のトランジスターとを有するブリッジ回路と、

前記ローサイド側のトランジスター及び前記ハイサイド側のトランジスターの少なくとも一方のトランジスターのオン電流とオン抵抗とによって設定される検出電圧と、基準電圧とを比較して、検出結果を出力する検出回路と、

前記ハイサイド側のトランジスター及び前記ローサイド側のトランジスターのオン・オフ制御を行い、前記検出回路での前記検出結果に基づいて、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを行う制御回路と、

を含むことを特徴とする回路装置。

**【請求項 2】**

請求項 1において、

前記基準電圧は、前記検出電圧の第 1 の温度特性を補償する第 2 の温度特性を有し、前記検出回路は、

前記検出電圧と、前記第 2 の温度特性の前記基準電圧とを比較して、前記検出結果を出力することを特徴とする回路装置。

**【請求項 3】**

請求項 2において

温度検出部からの温度検出結果に基づいて、前記基準電圧の温度特性を前記第 2 の温度特性に設定する温度補償回路を含むことを特徴とする回路装置。

**【請求項 4】**

請求項 3において、

前記温度検出部は、

前記温度検出結果として第 3 の温度特性の温度検出電圧を出力し、

前記温度補償回路は、

前記第 3 の温度特性の前記温度検出電圧に基づいて、前記基準電圧の温度特性を前記第 2 の温度特性に設定する補正処理を行うことを特徴とする回路装置。

**【請求項 5】**

請求項 3 又は 4において、

前記温度検出部を有し、過熱保護動作を行う過熱保護回路を含み、

前記温度補償回路は、

前記過熱保護回路の前記温度検出部からの前記温度検出結果に基づいて、前記基準電圧の温度特性を前記第 2 の温度特性に設定することを特徴とする回路装置。

**【請求項 6】**

請求項 3 乃至 5 のいずれかにおいて、

前記検出回路は、

チャージ期間からディケイ期間の切り替えの判定に用いられるチョッピング電流を可変に設定するための D / A 変換回路を含み、

前記温度補償回路は、

前記 D / A 変換回路の設定により前記 D / A 変換回路から出力される電圧である前記基準電圧の温度特性を、第 2 の温度特性に設定することを特徴とする回路装置。

**【請求項 7】**

請求項 2 乃至 6 のいずれかにおいて、

前記基準電圧の温度特性を前記第 2 の温度特性に設定するための補正データを記憶する記憶部を含むことを特徴とする回路装置。

**【請求項 8】**

請求項 2 乃至 7 のいずれかにおいて、

前記第 1 の温度特性及び前記第 2 の温度特性は正の温度特性であることを特徴とする回路装置。

**【請求項 9】**

請求項 1 乃至 8 のいずれかにおいて、

前記検出回路は、

前記検出電圧である前記ローサイド側トランジスターのドレイン電圧と、前記基準電圧とを比較して、前記検出結果を出力することを特徴とする回路装置。

**【請求項 10】**

請求項 1 乃至 8 のいずれかにおいて、

前記検出回路は、

前記検出電圧である前記ハイサイド側のトランジスターのドレイン電圧と、前記基準電圧とを比較して、前記検出結果を出力することを特徴とする回路装置。

10

**【請求項 11】**

請求項 1 乃至 10 のいずれかにおいて、

前記制御回路は、

前記検出電圧が前記基準電圧を超えた場合に、前記チャージ期間から前記ディケイ期間への切り替えが行われるように、前記ハイサイド側のトランジスター及び前記ローサイド側のトランジスターのオン・オフ制御を行うことを特徴とする回路装置。

**【請求項 12】**

請求項 1 乃至 11 のいずれかに記載の回路装置を含むことを特徴とする電子機器。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】**

20

**【0001】**

本発明は、回路装置及び電子機器等に関する。

**【背景技術】****【0002】**

直流モーターを駆動するモータードライバーとして、チョッピング電流を制御することによりモーターの駆動を制御する手法が知られている。この手法では、Hブリッジ回路に流れる電流をセンス抵抗により電流／電圧変換し、得られた電圧を基準電圧と比較することでチョッピング電流を検出する。そして、その検出結果を制御回路にフィードバックし、ブリッジ回路の駆動信号をPWM制御することでモーターを一定の速度で回転させる。このようなモータードライバーの従来技術としては特許文献1、2に開示される技術が知られている。

30

**【0003】**

このモータードライバーのブリッジ回路は、駆動用の第1～第4のトランジスター（スイッチ素子）を有し、第1、第4のトランジスターと第2、第3のトランジスターとは、モーターに対して電気的に対角に接続される。そしてチャージ期間では、第1、第4のトランジスターがオンになる。これによりモーターの正極側端子（+端子）が高電位の電圧に設定され、負極側端子（-端子）が低電位の電圧に設定される。一方、ディケイ期間では、第2、第3のトランジスターがオンになる。これによりモーターの正極側端子が低電位の電圧に設定され、負極側端子が高電位の電圧に設定される。

40

**【先行技術文献】****【特許文献】****【0004】**

【特許文献1】特開2008-42975号公報

【特許文献2】特開2010-12873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、従来のモータードライバーでは、ブリッジ回路と低電位電源（GND）との間に電流検出用のセンス抵抗を設け、ブリッジ回路を流れる電流が、センス抵抗を流れる際に発生する電圧をモニターして、ブリッジ回路のトランジスターのオン・オフを制

50

御していた。従って、センス抵抗において無駄な電力が消費されてしまい、低消費電力化の妨げとなっていた。また、センス抵抗を回路装置（I C）の外付け部品として設けていたため、回路装置が組み込まれる電子機器の部品点数が増加し、コスト増等の問題を招いていた。

#### 【0006】

本発明の幾つかの態様によれば、センス抵抗を不要にすることで低消費電力化や部品点数の削減等を実現できる回路装置及び電子機器等を提供できる。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0007】

本発明の一態様は、ハイサイド側のトランジスターとローサイド側のトランジスターとを有するブリッジ回路と、前記ローサイド側のトランジスター及び前記ハイサイド側のトランジスターの少なくとも一方のトランジスターのオン電流とオン抵抗とによって設定される検出電圧と、基準電圧とを比較して、検出結果を出力する検出回路と、前記ハイサイド側のトランジスター及び前記ローサイド側のトランジスターのオン・オフ制御を行い、前記検出回路での前記検出結果に基づいて、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを行う制御回路と、を含む回路装置に関係する。10

#### 【0008】

本発明の一態様によれば、ローサイド側のトランジスター及びハイサイド側のトランジスターの少なくとも一方のトランジスターのオン電流とオン抵抗とによって設定される検出電圧と、基準電圧とが比較される。そして、その比較の検出結果に基づいて、チャージ期間からディケイ期間への切り替えが行われる。このようにすれば、センス抵抗を設けなくても、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを実行できるようになるため、センス抵抗を不要にすることによる低消費電力化や部品点数の削減等を実現できる。20

#### 【0009】

また本発明の一態様では、前記基準電圧は、前記検出電圧の第1の温度特性を補償する第2の温度特性を有し、前記検出回路は、前記検出電圧と、前記第2の温度特性の前記基準電圧とを比較して、前記検出結果を出力してもよい。

#### 【0010】

このようにすれば、例えばトランジスターのオン抵抗の温度特性等により、検出電圧が第1の温度特性を有する場合にも、基準電圧に第2の温度特性を持たせることで、この第1の温度特性を温度補償できるようになる。従って、温度が変化した場合にも、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを適切に実行できるようになる。30

#### 【0011】

また本発明の一態様では、温度検出部からの温度検出結果に基づいて、前記基準電圧の温度特性を前記第2の温度特性に設定する温度補償回路を含んでもよい。

#### 【0012】

このようにすれば、温度検出部により温度を検出し、その温度検出結果に基づいて、基準電圧の温度特性を第2の温度特性に設定できるようになる。

#### 【0013】

また本発明の一態様では、前記温度検出部は、前記温度検出結果として第3の温度特性の温度検出電圧を出力し、前記温度補償回路は、前記第3の温度特性の前記温度検出電圧に基づいて、前記基準電圧の温度特性を前記第2の温度特性に設定する補正処理を行ってもよい。40

#### 【0014】

このようにすれば、温度検出電圧の第3の温度特性を、例えば温度補償回路により変換等することで、基準電圧の温度特性を第2の温度特性に設定できるようになる。

#### 【0015】

また本発明の一態様では、前記温度検出部を有し、過熱保護動作を行う過熱保護回路を含み、前記温度補償回路は、前記過熱保護回路の前記温度検出部からの前記温度検出結果に基づいて、前記基準電圧の温度特性を前記第2の温度特性に設定してもよい。50

## 【0016】

このようにすれば、過熱保護回路に設けられている温度検出部を有効活用して、基準電圧の温度特性を第2の温度特性に設定できるようになる。

## 【0017】

また本発明の一態様では、前記検出回路は、チャージ期間からディケイ期間の切り替えの判定に用いられるショッピング電流を可変に設定するためのD/A変換回路を含み、前記温度補償回路は、前記D/A変換回路の設定により前記D/A変換回路から出力される電圧である前記基準電圧の温度特性を、第2の温度特性に設定してもよい。

## 【0018】

このようにすれば、チャージ電流を可変に設定するためのD/A変換回路を有効活用して、基準電圧の温度特性を第2の温度特性に設定できるようになる。 10

## 【0019】

また本発明の一態様では、前記基準電圧の温度特性を前記第2の温度特性に設定するための補正データを記憶する記憶部を含んでもよい。

## 【0020】

このようにすれば、記憶部に補正データを記憶しておくことで、この補正データを用いて基準電圧の温度特性を第2の温度特性に設定できるようになる。

## 【0021】

また本発明の一態様では、前記第1の温度特性及び前記第2の温度特性は正の温度特性であってもよい。 20

## 【0022】

また本発明の一態様では、前記検出回路は、前記検出電圧である前記ローサイド側トランジスターのドレイン電圧と、前記基準電圧とを比較して、前記検出結果を出力してもよい。

## 【0023】

また本発明の一態様では、前記検出回路は、前記検出電圧である前記ハイサイド側のトランジスターのドレイン電圧と、前記基準電圧とを比較して、前記検出結果を出力してもよい。

## 【0024】

また本発明の一態様では、前記制御回路は、前記検出電圧が前記基準電圧を超えた場合に、前記チャージ期間から前記ディケイ期間への切り替えが行われるように、前記ハイサイド側のトランジスター及び前記ローサイド側のトランジスターのオン・オフ制御を行ってもよい。 30

## 【0025】

また本発明の他の態様は、上記のいずれかに記載の回路装置を含む電子機器に関する。 。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0026】

## 【図1】本実施形態の回路装置の構成例。

## 【図2】図2(A)、図2(B)はブリッジ回路の動作説明図。 40

## 【図3】ショッピング動作の制御手法の説明図。

## 【図4】本実施形態の比較例の回路装置の構成例。

## 【図5】本実施形態の回路装置の詳細な構成例。

## 【図6】トランジスターのオン抵抗の温度特性例。

## 【図7】過熱保護回路及び温度検出部の構成例。

## 【図8】温度検出電圧の温度特性例。

## 【図9】DAC設定用の補正テーブルの例。

## 【図10】DAC設定用の補正テーブルの例。

## 【図11】本実施形態の回路装置の変形例。

## 【図12】電子機器の構成例。 50

【発明を実施するための形態】

【0027】

以下、本発明の好適な実施の形態について詳細に説明する。なお以下に説明する本実施形態は特許請求の範囲に記載された本発明の内容を不当に限定するものではなく、本実施形態で説明される構成の全てが本発明の解決手段として必須であるとは限らない。

【0028】

1. 回路装置の回路構成

図1に本実施形態の回路装置の回路構成例を示す。本実施形態の回路装置は、ブリッジ回路10、制御回路20、検出回路30を含む。またブリードライバー18を含むことができる。なお本実施形態の回路装置は図1の構成に限定されず、その構成要素の一部を省略したり、他の構成要素を追加するなどの種々の変形実施が可能である。10

【0029】

ブリッジ回路10は、ハイサイド側のトランジスターQ1、Q3とローサイド側のトランジスターQ2、Q4を有する。ブリッジ回路10は、モーター100（例えば直流モーター）への駆動電流を出力する回路であり、図1ではHブリッジの回路構成となっている。ハイサイド側のトランジスターQ1、Q3は例えばP型（広義には第1導電型）のトランジスターであり、ローサイド側のトランジスターQ2、Q4は例えばN型（広義には第2導電型）のトランジスターである。ハイサイド側のトランジスターとは、ローサイド側のトランジスターよりも高電位電源側に接続されるトランジスターである。ローサイド側のトランジスターとは、ハイサイド側のトランジスターよりも低電位電源側に接続されるトランジスターである。なおトランジスターQ1、Q2、Q3、Q4の全てがN型のトランジスターであってもよい。またQ1、Q2、Q3、Q4のソース・ドレイン間には図示しないボディーダイオード（寄生ダイオード）が存在する。20

【0030】

ハイサイド側のトランジスターQ1、Q3のソースは、高電位側の電源VBB（第1の電源）のノードに接続される。ローサイド側のトランジスターQ2、Q4のソースは、低電位側の電源VSS（GND）のノードに接続される。

【0031】

トランジスターQ1のドレインとトランジスターQ2のドレインは、モーター100（広義には駆動対象）の一端に接続されるノードN1に接続される。モーター100は例えば回路装置の外部に設けられ、ノードN1とモーター100の一端は、例えば回路装置（IC）の端子（パッド）を介して電気的に接続される。30

【0032】

トランジスターQ3のドレインとトランジスターQ4のドレインは、モーター100の他端に接続されるノードN2に接続される。ノードN2とモーター100の他端は、例えば回路装置の端子（パッド）を介して電気的に接続される。

【0033】

検出回路30は、ブリッジ回路10に流れる電流を検出し、検出結果を出力する。例えば検出回路30は検出結果として検出結果信号RQを制御回路20に出力する。

【0034】

検出回路30は、基準電圧生成回路32とD/A変換回路DACと比較回路CP（コンパレーター）を含む。基準電圧生成回路32は、定電圧の基準電圧VRFを生成する。この基準電圧生成回路32は例えばバンドギャップリファレンス回路等により実現される。40

【0035】

D/A変換回路DACは、基準電圧VRFを受けて、設定データに基づき可変に変化する基準電圧VRを生成する。具体的にはD/A変換回路DACは、チャージ期間からディケイ期間の切り替えの判定に用いられるショッピング電流を可変に設定するために、基準電圧VRを変化させる。D/A変換回路DACとしては、例えばラダー抵抗回路を用いたD/A変換回路などを採用できる。

【0036】

比較回路 C P は、第 1 の入力端子（非反転入力端子）に基準電圧 V R が入力され、第 2 の入力端子（反転入力端子）に、検出電圧 V 2 が入力され、検出結果信号 R Q を出力する。例えば後述するようにショッピング電流は、比較回路 C P に入力される基準電圧 V R により決まるため、D / A 変換回路 D A C を用いて基準電圧 V R を変化させることで、モーター 100 のトルク等を制御できる。

#### 【0037】

制御回路 20 は、検出回路 30 での検出結果に基づいて、ハイサイド側のトランジスター Q 1、Q 3 及びローサイド側のトランジスター Q 2、Q 4 のオン・オフ制御を行う。具体的には、検出回路 30 からの検出結果信号 R Q に基づいて、PWM 信号である制御信号 I N 1、I N 2、I N 3、I N 4 を生成する。これらの制御信号 I N 1、I N 2、I N 3、I N 4 によりチャージ期間の長さが制御される。10

#### 【0038】

プリドライバー 18 は、制御回路 20 からの制御信号 I N 1、I N 2、I N 3、I N 4 をバッファリングして、駆動信号 D G 1、D G 2、D G 3、D G 4 をトランジスター Q 1、Q 2、Q 3、Q 4 のゲートに出力する。プリドライバー 18 は、制御信号 I N 1、I N 2、I N 3、I N 4 をバッファリングして駆動信号 D G 1、D G 2、D G 3、D G 4 を出力するドライバー回路 P R 1、P R 2、P R 3、P R 4 を有する。

#### 【0039】

そして本実施形態では、検出回路 30 は、ローサイド側のトランジスター（Q 1、Q 3）及びハイサイド側のトランジスター（Q 2、Q 4）の少なくとも一方のトランジスターのオン電流とオン抵抗とによって設定される検出電圧 V 2 と、基準電圧 V R とを比較して、検出結果を出力する。20

#### 【0040】

例えば図 1 では、検出電圧 V 2 は、ローサイド側のトランジスター Q 4 のドレイン電圧（ドレイン・ソース間電圧）である。例えばトランジスター Q 4 のオン電流を I O N 4、その時のオン抵抗を R O N 4 とした場合に、検出電圧 V 2 は、 $V_2 = I_{ON4} \times R_{ON4}$  と表すことができる。検出回路 30 は、この検出電圧 V 2 と、基準電圧 V R とを比較して、検出結果である検出結果信号 R Q を、制御回路 20 に出力する。なお検出電圧はローサイド側のトランジスター Q 2 のドレイン電圧であってもよい。

#### 【0041】

また、後述する図 11 の変形例では、ハイサイド側のトランジスター Q 1 のドレイン電圧（ドレイン・ソース間電圧）が検出電圧 V 1 になっている。例えばトランジスター Q 1 のオン電流を I O N 1、その時のオン抵抗を R O N 1 とした場合に、検出電圧 V 1 は、 $V_1 = I_{ON1} \times R_{ON1}$  と表すことができる。検出回路 30 は、この検出電圧 V 1 と、基準電圧 V R とを比較して、検出結果を出力する。なお検出電圧はハイサイド側のトランジスター Q 3 のドレイン電圧であってもよい。30

#### 【0042】

そして制御回路 20 は、ハイサイド側のトランジスター Q 1、Q 3 及びローサイド側のトランジスター Q 2、Q 4 のオン・オフ制御を行い、検出回路 30 での検出結果に基づいて、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを行う。40

#### 【0043】

例えば検出回路 30 は、ローサイド側のトランジスター Q 4 のドレイン電圧である検出電圧 V 2 が基準電圧 V R を越えたか否かを判定することで、ブリッジ回路 10 に流れる電流がショッピング電流に達したか否かを検出する。そして検出電圧 V 2 が基準電圧 V R を越えて、ブリッジ回路 10 に流れる電流がショッピング電流に達した場合に、検出結果信号 R Q をアクティブにする。すると、この検出結果信号 R Q を受けた制御回路 20 が、チャージ期間からディケイ期間に切り替わるように、ハイサイド側のトランジスター Q 1、Q 3 及びローサイド側のトランジスター Q 2、Q 4 のオン・オフ制御を行う。このように本実施形態では制御回路 20 は、検出電圧 V 2 が基準電圧 V R を超えた場合に、チャージ期間から前記ディケイ期間への切り替えが行われるように、ハイサイド側のトランジスタ50

- Q 1、Q 3 及びローサイド側のトランジスター Q 2、Q 4 のオン・オフ制御を行う。

【0044】

この場合に基準電圧 V R は、検出電圧 V 2 の第 1 の温度特性を補償する第 2 の温度特性を有することが望ましい。そして検出回路 30 は、検出電圧 V 2 と、第 2 の温度特性の基準電圧 V R とを比較して、検出結果を出力する。ここで検出電圧 V 2 の第 1 の温度特性と、基準電圧 V R の第 2 の温度特性は例えば共に正の温度特性である。

【0045】

例えば図 1 では検出電圧 V 2 は、ローサイド側のトランジスター Q 4 のドレイン電圧（ドレイン・ソース間電圧）であるため、トランジスター Q 4 のオン抵抗 R ON 4 に比例する。そしてオン抵抗 R ON 4 は正の温度特性を有するため、検出電圧 V 2 の第 1 の温度特性も正の温度特性になる。即ち、温度が上昇するにつれて検出電圧 V 2 も上昇する。

10

【0046】

そこで本実施形態では、基準電圧 V R を、検出電圧 V 2 の正の第 1 の温度特性を補償する正の第 2 の温度特性に設定する。例えば温度が上昇して、検出電圧 V 2 が上昇した場合に、それに対応して基準電圧 V R も上昇させる。こうすることで、温度が変化した場合にも、チャージ期間からディケイ期間に切り替える際のショッピング電流を一定（略一定）にすることが可能になる。

【0047】

この場合の基準電圧 V R の第 2 の温度特性は、例えば後述する図 5 の温度補償回路 50 が、D / A 変換回路 D A C の設定を行うことで実現できる。例えば温度補償回路 50 は、温度が上昇するにつれて、D / A 変換回路 D A C が出力する基準電圧 V R が上昇するよう、補正データに基づいて D / A 変換回路 D A C を設定する。或いは、基準電圧生成回路 32 が、例えば第 2 の温度特性に対応する温度特性の基準電圧 V R F を生成して出力するようにしてもよい。即ち、検出電圧 V 2 の温度特性を補償するような温度特性の基準電圧 V R F を生成する。具体的には基準電圧生成回路 32 が、温度が上昇するにつれて高くなる基準電圧 V R F を生成する。こうすることで、D / A 変換回路 D A C が出力する基準電圧 V R も、温度が上昇するにつれて高くなり、検出電圧 V 2 の温度特性を補償（相殺）できるようになる。

20

【0048】

次に図 2 (A)、図 2 (B) を用いて本実施形態の回路装置のブリッジ回路 10 の動作について説明する。

30

【0049】

図 2 (A) に示すように、チャージ期間では、トランジスター Q 1、Q 4 がオンになる。これにより、高電位側の電源 V BB からトランジスター Q 1、モーター 100 (モーターコイル)、トランジスター Q 4 を介して低電位側の電源 V SS (GND) に、チャージ電流 I C が流れる。

【0050】

一方、ディケイ期間では、図 2 (B) に示すように、トランジスター Q 2、Q 3 がオンになり、電源 V SS からトランジスター Q 2、モーター 100、トランジスター Q 3 を介して電源 V BB に、ディケイ電流 I D が流れる。これらのチャージ電流 I C、ディケイ電流 I D は、いずれもモーター 100 の正極側端子から負極側端子へと流れることになる。

40

【0051】

そして図 1 に示すように、トランジスター Q 4 のドレインノードの電圧が検出電圧 V 2 として、検出回路 30 に入力されている。そして比較回路 C P が、検出電圧 V 2 と基準電圧 V R とを比較する。そして図 3 に示すように、制御回路 20 は、ブリッジ回路 10 に流れるショッピング電流 I CP を一定に保つショッピング動作の制御を行う。具体的には制御回路 20 は、ショッピング電流 I CP が一定になるように PWM 信号 (IN 1 ~ IN 4) のパルス幅を制御し、その PWM 信号に基づいて、トランジスター Q 1 ~ Q 4 のオン・オフが制御される。

【0052】

50

例えば図3のタイミング $t_0$ でモーター100の駆動が開始されると、図2(A)に示すチャージ期間となり、トランジスターQ1、Q4がオンになり、トランジスターQ2、Q3がオフになる。これにより、電源VBBからトランジスターQ1、モーター100、トランジスターQ4を介して電源VSSへと、駆動電流(チャージ電流IC)が流れる。そしてタイミング $t_1$ で、モーター100の駆動電流がチョッピング電流ICPに達すると、ディケイ期間TD1に切り替わる。具体的には、駆動電流が大きくなり、検出電圧V2が基準電圧VRを超えると、比較回路CPの比較結果信号RQがローレベルからハイレベルになり、タイミング $t_1$ でディケイ期間TD1に切り替わる。このタイミング $t_1$ でのモーター100の駆動電流がチョッピング電流ICPであり、検出電圧V2の検出によりチョッピング電流ICPが検出されたことになる。

10

#### 【0053】

ディケイ期間TD1に切り替わると、図2(B)に示すように、トランジスターQ2、Q3がオンになり、トランジスターQ1、Q4がオフになる。これにより、電源VSSからトランジスターQ2、モーター100、トランジスターQ3を介して電源VBBへと、駆動電流(ディケイ電流ID)が流れる。このディケイ期間TD1では、図3に示すようにモーター100の駆動電流は時間経過とともに減少していく。

#### 【0054】

そして制御回路20は、例えばタイマー(カウンター回路)等を用いて、ディケイ期間TD1の開始から所定時間が経過したことを検出し、ディケイ期間TD1からチャージ期間TC1に切り替える。チャージ期間TC1では、モーター100の駆動電流が増加し、チョッピング電流ICPに達すると、再びディケイ期間TD2に切り替わる。以降、これを繰り返すことで、駆動電流のピーク電流であるチョッピング電流ICPが一定になるような制御が行われて、モーター100の回転速度が一定に保たれる。

20

#### 【0055】

なお、以上では、ブリッジ回路10がHブリッジ型である場合について説明したが、本実施形態はこれに限定されず、ブリッジ回路10はハーフブリッジ型であってもよい。この場合にはブリッジ回路10としてトランジスターQ3、Q4は設けられず、トランジスターQ1、Q2が設けされることになる。また、以上では、回路装置が、モーター100を駆動するモータードライバーである場合を例にとり説明したが、本実施形態の回路装置の駆動対象はモーター100には限定されず、インダクター(コイル)を有する様々な素子、デバイスを駆動対象とすることができます。

30

#### 【0056】

図4に本実施形態の比較例の回路装置を示す。図4の比較例では、ブリッジ回路10のローサイド側のトランジスターQ2のソースとトランジスターQ4のソースが接続されるノードN3と、低電位側の電源VSS(GND)との間にセンス抵抗RSが設けられている。即ち、センス抵抗RSの一端はノードN3に接続され、他端は電源VSSのノードに接続される。具体的には、ブリッジ回路10のノードN3は、図示しない回路装置の端子(パッド)を介して、外付け部品であるセンス抵抗RSの一端に接続される。

#### 【0057】

そして検出回路31は、センス抵抗RSの一端の電圧VSを検出することで、チャージ期間でのチャージ電流を検出する。即ち、検出回路31の比較回路CPが、基準電圧VRと電圧VSを比較し、電圧VSが基準電圧VRを超えた場合に、検出結果信号RQをアクティブにする。これにより制御回路21が、チャージ期間からディケイ期間に切り替わるようにブリッジ回路10のトランジスターQ1～Q4のオン・オフ制御を行う。

40

#### 【0058】

ここで、センス抵抗RSとしては、例えば一般的に1程度の抵抗が用いられる。一方、図2(A)のチャージ期間においてトランジスターQ1、Q4にチャージ電流IC(オン電流)が流れる際のトランジスターQ1、Q4のオン抵抗も、例えば1程度になる。従って、トランジスターQ1及びQ4で消費される電力の約半分が、センス抵抗RSにおいて消費されてしまう。例えばチャージ電流ICが500mA～1Aである場合に、トランジスターQ1、Q4のオン抵抗が1mΩである場合、センス抵抗RSの消費電力は約500mW～1Wとなる。

50

ンジスター Q 1 及び Q 4 において合計で 1 W ~ 2 W の電力が消費される一方で、センス抵抗 R S において 500 mW ~ 1 W の電力が消費されてしまう。従って、回路装置が組み込まれる電子機器等の低消費電力化の妨げとなる。

#### 【 0 0 5 9 】

また、センス抵抗 R S としては、抵抗値の精度が高く温度変化に対する抵抗値の変動も少ない高性能の抵抗が用いられる。従って、センス抵抗 R S は一般的には回路装置の外付け部品となる。例えばセンス抵抗 R S は、回路装置が実装される回路基板に外付け部品として実装される。このため、センス抵抗 R S を用いると、回路装置が組み込まれる電子機器の部品点数が増加してしまう。またセンス抵抗 R S が回路基板に実装されると、その実装面積の分だけ回路基板がセンス抵抗 R S により占有されてしまう。また高性能のセンス抵抗 R S は電子機器のコスト増加も招く。

10

#### 【 0 0 6 0 】

そこで本実施形態では、このようなセンス抵抗 R S を用いることなく、ブリッジ回路 10 に流れる電流を検出して、チャージ期間からディケイ期間への切り替える手法を採用している。例えば図 1 では、トランジスター Q 4 に流れるオン電流を検出して、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを実行する。具体的にはトランジスター Q 4 のオン電流を、トランジスター Q 4 のドレイン電圧である検出電圧 V 2 により検出する。

20

#### 【 0 0 6 1 】

例えば温度が一定である場合にはトランジスター Q 4 のオン抵抗 R ON 4 は一定（略一定）になるため、検出電圧 V 2 は、トランジスター Q 4 のオン電流 I ON 4 に比例する。そして、トランジスター Q 4 のオン電流 I ON 4 は、図 2 (A) のチャージ電流 I C に相当する。従って、検出電圧 V 2 をモニターすることで、トランジスター Q 4 のオン電流 I ON 4 に相当するチャージ電流 I C が、図 3 のチョッピング電流 I CP に達したか否かを判定できるようになる。即ち検出電圧 V 2 が基準電圧 V R を超えた場合に、チャージ電流 I C がチョッピング電流 I CP に達したと判定して、チャージ期間からディケイ期間に切り替える。

20

#### 【 0 0 6 2 】

このようにすれば、図 4 のセンス抵抗 R S を用いることなく、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを実現できるようになる。従って、センス抵抗 R S で消費される電力を節約できるため、低消費電力化を図れる。また外付け部品であるセンス抵抗 R S が不要になるため、その分だけ部品点数を減らすことができ、電子機器の低コスト化等を図れるようになる。

30

#### 【 0 0 6 3 】

##### 2 . 温度補償

図 5 に本実施形態の回路装置の詳細な構成例を示す。図 5 の構成例では、比較回路 C P に入力される基準電圧 V R に温度特性（第 2 の温度特性）を持たせることで、検出電圧 V 2 の温度特性（第 1 の温度特性）を補償（相殺）している。なお本実施形態の回路装置は図 5 の構成に限定されず、その構成要素の一部を省略したり、他の構成要素を追加するなどの種々の変形実施が可能である。

40

#### 【 0 0 6 4 】

例えば図 6 にトランジスターのオン抵抗 R ON の温度特性を示す。図 6 に示すようにトランジスターのオン抵抗 R ON は正の温度特性を有する。従って、モーター 100 の駆動によりブリッジ回路 10 自体が発熱すると、その発熱に伴い、ブリッジ回路 10 のトランジスターのオン抵抗 R ON も上昇する。従って、図 2 (A) のチャージ期間においては、チャージ電流 I C ( オン電流 ) が流れるトランジスター Q 4 のオン抵抗 R ON 4 が上昇し、この結果、検出電圧 V 2 も上昇する。従って、何ら工夫を施さなければ、検出回路 30 の比較回路 C P において適正な比較動作を実行できなくなるおそれがある。

#### 【 0 0 6 5 】

そこで図 5 では、基準電圧 V R の温度特性を設定する温度補償回路 50 を設けている。例えば温度補償回路 50 は、基準電圧 V R の温度特性を、検出電圧 V 2 の第 1 の温度特性

50

を補償する第2の温度特性に設定する。具体的には温度補償回路50は、温度検出部72からの温度検出結果(DT)に基づいて、基準電圧VRの温度特性を第2の温度特性に設定する。こうすることで、温度が変化することでトランジスターQ4のオン抵抗が変化し、検出電圧V2が変化した場合にも、この検出電圧V2の変化を補償するように基準電圧VRを変化させることが可能になる。これにより、検出回路30の比較回路CPにおいて適正な比較動作を実行できるようになり、図3のチョッピング電流ICPを適正に検出できるようになる。

#### 【0066】

例えば本実施形態では、図3で説明したチャージ期間からディケイ期間の切り替えの判定に用いられるチョッピング電流ICPを可変に設定するためD/A変換回路DACが設けられている。温度補償回路50は、このD/A変換回路DACの設定によりD/A変換回路DACから出力される電圧である基準電圧VRの温度特性を、第2の温度特性に設定する。例えば温度補償回路50は、D/A変換回路DACの出力電圧である基準電圧VRが、温度に応じた所与の変化率(後述する図10等)で変化するように、D/A変換回路DAC(出力補正用のD/A変換回路)を設定する。そして検出回路30は、第1の温度特性の検出電圧V2と、第2の温度特性の基準電圧VRとを比較して、検出結果(RQ)を出力する。

10

#### 【0067】

例えば図5では過熱保護回路70(サーマルシャットダウン回路)が回路装置に設けられている。この過熱保護回路70は、温度検出部72を有し、過熱保護動作を行う。例えば過熱保護回路70は、温度検出部72の温度検出結果に基づいて、過熱保護動作の設定温度(例えば175度)に達したと判断される場合に、シャットダウン信号STDを制御回路20に出力する。そして、シャットダウン信号STDを受けた制御回路20は、例えばブリッジ回路10のトランジスターQ1～Q4をオフにする制御を行って、ブリッジ回路10をシャットダウンして、過熱保護を実現する。このようにすることで、何らかの事情により、ブリッジ回路10等での発熱が異常に高くなった場合に、ブリッジ回路10を適切にシャットダウンできるようになる。

20

#### 【0068】

そして図5では、温度補償回路50は、過熱保護回路70の温度検出部72からの温度検出結果に基づいて、基準電圧VRの温度特性を第2の温度特性に設定している。例えば温度検出部72は、温度検出結果として第3の温度特性の温度検出電圧DTを出力する。例えば後述する図8に示すような負の第3の温度特性の温度検出電圧DTを出力する。そして温度補償回路50は、第3の温度特性の温度検出電圧に基づいて、基準電圧VRの温度特性を第2の温度特性に設定する補正処理を行う。例えば、記憶部60の補正データ(補正テーブル)に基づいて第3の温度特性を第2の温度特性に変換するための補正処理を行う。例えば、負の温度特性である第3の温度特性を、正の温度特性である第2の温度特性に変換する補正処理を行うことで、基準電圧VRの温度特性を第2の温度特性に設定する。

30

#### 【0069】

具体的には図5の記憶部60は、基準電圧VRの温度特性を第2の温度特性に設定するための補正データ(補正テーブル)を記憶している。この補正データは、例えばインターフェース部80を介して外部から記憶部60に書き込むことができる。そして温度補償回路50は、この記憶部60の補正データ(補正テーブル)と、第3の温度特性の温度検出電圧DTとにに基づいて、基準電圧VRを第2の温度特性に設定するための補正処理を行う。ここで記憶部60は、例えばOTP(One Time Programmable read Only memory)等の不揮発性メモリーにより実現できる。なお記憶部60をOTP以外の不揮発性メモリー(EPROM等)により実現したり、ヒューズ回路等により実現してもよい。

40

#### 【0070】

例えば温度補償回路50は、処理部52とA/D変換回路ADCを有する。A/D変換回路ADCは、温度検出部72からの温度検出電圧DTをA/D変換して、デジタルの温

50

度検出データに変換する。そして処理部 52 は、このデジタルの温度検出データと記憶部 60 からの補正データに基づいて、基準電圧 VR の温度特性を第 2 の温度特性に設定する。具体的には、調整データ DCM に基づいて、基準電圧 VR の温度特性が第 2 の温度特性になるように、D/A 変換回路 DAC の出力電圧を設定する。

#### 【0071】

図 7 に過熱保護回路 70 の構成例を示す。図 7 の過熱保護回路 70 は、温度検出部 72 と比較回路 CPB (コンパレーター) を含む。温度検出部 72 は、高電位側の電源 VDD のノードと温度検出部 72 の出力ノード NB1 との間に設けられた電流源 IS (電流源回路) と、出力ノード NB1 と低電位側の電源 VSS のノードとの間に直列に設けられたバイポーラートランジスター BP1、BP2 を含む。これらのバイポーラートランジスター BP1、BP2 は、そのコレクターとベースが接続されるダイオード接続となっている。

10

#### 【0072】

図 8 に、BP1、BP2 の各バイポーラートランジスターをダイオード接続することで得られる各バイポーラートランジスターのベース・エミッター間電圧 Ebe の温度特性の例を示す。この温度特性は、温度検出部 72 の第 3 の温度特性に対応するものであり、負の温度特性となっている。例えばバイポーラートランジスター BP1、BP2 のベース・エミッター間電圧を Ebe1、Ebe2 とすると、 $Ebe1 = Ebe2 = Ebe$  となる。従って、温度検出電圧 DT は、 $DT = Ebe1 + Ebe2 = 2 \times Ebe$  になる。

20

#### 【0073】

比較回路 CPB は、温度検出電圧 DT と基準電圧 VR2 を比較する。例えば比較回路 CPB の第 1 の入力端子 (反転入力端子) に温度検出電圧 DT が入力され、第 2 の入力端子 (非反転入力端子) に基準電圧 VR2 が入力される。そして比較回路 CPB は、温度が高くなり、温度検出電圧 DT が基準電圧 VR2 を下回った場合に、シャットダウン信号 STD をアクティブ (例えばハイレベル) にする。シャットダウン信号 STD がアクティブになると、制御回路 20 はブリッジ回路 10 の全てのトランジスター Q1 ~ Q4 をオフにするシャットダウン動作を実行する。

30

#### 【0074】

例えば過熱保護回路 70 の過熱検出の設定温度が 175 度であり、温度が 175 度である時のベース・エミッター間電圧 Ebe が 0.3V であったとする。この場合には例えば基準電圧は VR2 = 0.6V に設定される。そして温度が 175 度よりも低い場合には、温度検出電圧 DT = 2 × Ebe は、基準電圧 VR2 = 0.6V よりも大きいため、比較回路 CPB が出力するシャットダウン信号 STD は非アクティブ (例えばローレベル) になる。そして、温度が 175 度を超えると、負の温度特性を有する温度検出電圧 DT = 2 × Ebe は、基準電圧 VR2 = 0.6V よりも小さくなるため、比較回路 CPB が出力するシャットダウン信号 STD はアクティブになり、過熱保護によるシャットダウン動作が実行される。

30

#### 【0075】

次に本実施形態の温度補償手法の詳細について説明する。図 9、図 10 は、記憶部 60 に記憶される補正テーブル (補正データ) の例である。

40

#### 【0076】

ブリッジ回路 10 のトランジスターのオン抵抗にはサンプル間のバラツキがある。そこで、図 9 の補正テーブルを用いて、このオン抵抗のバラツキの影響を低減 (吸収) するための補正処理を行う。

#### 【0077】

具体的には、出荷検査時の温度 25 度でのオン抵抗 RON に合わせた DAC 設定を行う。前述したように本実施形態では、D/A 変換回路 DAC の設定により、図 3 のチョッピング電流 ICP の設定値を可変にできる。例えば図 9 では、DAC 設定により、チョッピング電流 ICP の設定値を、50mA、100mA ··· 700mA、750mA というように可変にできる。具体的には D/A 変換回路 DAC には、チョッピング電流 ICP を設定するための例えば 4 ビットの設定データが入力される。そして設定データが 000

50

1 の場合にはチョッピング電流 I C P を 50 mA に設定する基準電圧 V R を出力し、0 0 1 0 の場合にはチョッピング電流 I C P を 100 mA に設定する基準電圧 V R を出力し、· · · · 1 1 1 1 の場合にはチョッピング電流 I C P を 750 mA に設定する基準電圧 V R を出力する。

#### 【0078】

そして例えば温度が 25 度である場合に通常（ティピカル値）は 1 であるオン抵抗 R ON が、製品の出荷検査時に 0.8 であると検出された場合を想定する。この場合には図 9 の A 1 に示すように、オン抵抗 R ON が 0.8 と想定したときに、50 mA、100 mA · · · 700 mA、750 mA の各チョッピング電流 I C P を適正に検出できるように、D / A 変換回路 D A C の設定を行う。

10

#### 【0079】

例えばチョッピング電流 I C P の設定値が 100 mA であったとする。すると、温度が 25 度の場合に 100 mA のチョッピング電流 I C P がトランジスター Q 4 に流れると、検出電圧 V 2 は  $100 \text{ mA} \times 0.8 = 0.080 \text{ V}$  になると考えられる。即ち、前述のように製品出荷時においてトランジスター Q 4 のオン抵抗は 0.8 であると検出されているため、トランジスター Q 4 のドレイン電圧である検出電圧 V 2 は、 $100 \text{ mA} \times 0.8 = 0.080 \text{ V}$  になる。従って、この場合には、図 9 の A 1 に示すように D / A 変換回路 D A C は、 $V_R = 0.080 \text{ V}$  となる基準電圧 V R を出力する。このようにすれば、チョッピング電流 I C P が 100 mA に達した時に、チャージ期間からディケイ期間に適切に切り替えることが可能になる。

20

#### 【0080】

また、例えばチョッピング電流 I C P の設定値が 700 mA であったとする。すると、温度が 25 度の場合に 700 mA のチョッピング電流 I C P がトランジスター Q 4 に流れると、検出電圧 V 2 は  $700 \text{ mA} \times 0.8 = 0.560 \text{ V}$  になると考えられる。従って、この場合には、図 9 の A 1 に示すように D / A 変換回路 D A C は、 $V_R = 0.560 \text{ V}$  となる基準電圧 V R を出力する。このようにすれば、チョッピング電流 I C P が 700 mA に達した時に、チャージ期間からディケイ期間に適切に切り替えることが可能になる。

#### 【0081】

図 10 はモーター駆動時の温度変化に対する補正テーブルの例である。この補正テーブルでは、例えば 25 度を基準とした温度変動に対するオン抵抗の変化率を演算した補正データが記憶されている。

30

#### 【0082】

例えば図 10 の B 1 に示すように、温度が 25 度のときの温度検出電圧が  $D T = 1.288 \text{ V}$  であったとする。そして、チョッピング電流 I C P = 50 mA、100 mA · · · 700 mA、750 mA に対応する基準電圧 V R を、初期値 I 0 5 0、I 1 0 0 · · · I 7 0 0、I 7 5 0 とする。これらの初期値 I 0 5 0、I 1 0 0 · · · I 7 0 0、I 7 5 0 は、図 9 の A 1 に示す  $R_{ON} = 0.8$  の場合の基準電圧 V R に設定される。そして図 10 の補正テーブルでは、これらの初期値 I 0 5 0、I 1 0 0 · · · I 7 0 0、I 7 5 0 に対するオン抵抗（基準電圧 V R ）の変化率が補正データとして記憶される。

#### 【0083】

例えば図 10 の B 2 に示すように、温度検出電圧が  $D T = 1.391 \text{ V}$  であり、温度が 0 度であると検出された場合に、オン抵抗の変化率は 85.5 % になると演算されている。従って、基準電圧 V R についても、初期値 I 0 5 0、I 1 0 0 · · · I 7 0 0、I 7 5 0 の 85.5 % になるように、D / A 変換回路 D A C が設定される。

40

#### 【0084】

一方、図 10 の B 3 に示すように、例えば温度検出電圧が  $D T = 0.977 \text{ V}$  であり、温度が 100 度であると検出された場合に、オン抵抗の変化率は 158.6 % になると演算されている。従って、基準電圧 V R についても、初期値 I 0 5 0、I 1 0 0 · · · I 7 0 0、I 7 5 0 の 158.6 % になるように、D / A 変換回路 D A C が設定される。

#### 【0085】

50

このようにすることで、温度変動に対するトランジスターQ4のオン抵抗の変動についても適正に温度補償できるようになる。

#### 【0086】

なお図9、図10の補正テーブルによるD/A変換回路DACの設定は、例えば下記のようにして実現できる。例えばD/A変換回路DACとして、第1のD/A変換回路(メインD/A変換回路)と第2のD/A変換回路(補正用D/A変換回路)を設ける。第1のD/A変換回路は、チョッピング電流の設定データ(例えば4ビットのデータ)に基づいて、設定された各チョッピング電流(50mA、100mA・・・700mA、750mA)に対応する基準電圧VR'を出力する。一方、第2のD/A変換回路は、記憶部60に記憶される補正データ(補正テーブル)に基づいて、第1のD/A変換回路が出力する基準電圧VR'の補正を行って、補正後の電圧を基準電圧VRとして出力する。この場合の補正是、図10の補正テーブルに記憶される変化率に基づいて実現できる。10

#### 【0087】

例えばDT=1.391Vであり、温度が0度である場合には、図9のA1で設定された電圧(0.040V、0.080V・・・0.560V、又は0.600V)に対して、図10のB2に示す変化率(85.5%)を乗算した電圧が基準電圧VRとなるように、補正を行う。またDT=0.977Vであり、温度が100度である場合には、図9のA1で設定された電圧(0.040V、0.080V・・・0.560V、又は0.600V)に対して、図10のB3に示す変化率(158.6%)を乗算した電圧が基準電圧VRとなるように、補正を行う。この補正是、例えば第1のD/A変換回路が出力した基準電圧VR'を、抵抗を用いて電圧分割するラダー抵抗回路(第2のD/A変換回路)などにより実現できる。20

#### 【0088】

##### 3. 变形例

図11に本実施形態の回路装置の变形例を示す。図1では検出回路30は、ローサイド側トランジスターQ4のドレイン電圧を検出電圧V2として、この検出電圧V2と基準電圧VRとを比較して、検出結果を出力していた。これに対して図11の变形例では検出回路30は、ハイサイド側トランジスターQ1のドレイン電圧を検出電圧V1として、この検出電圧V1と基準電圧VRとを比較して、検出結果を出力している。即ち、図11の变形例では、ハイサイド側トランジスターQ1のドレイン・ソース電圧を検出して、チャージ期間からディケイ期間への切り替えを実行している。30

#### 【0089】

例えば図11では、検出回路30は、基準電圧生成回路32、演算增幅器OPA、D/A変換回路DAC、比較回路CPを含む。そして高電位側の電源VBBは、ブリッジ回路10に加えて、演算增幅器OPA、D/A変換回路DAC、比較回路CPに供給される。また、これらの演算增幅器OPA、D/A変換回路DAC、比較回路CPには、ハイサイド側GND用のバイアス電圧HBGが供給されている。即ち、これらの回路は、バイアス電圧HBGを低電位側電源として動作する。例えばVBB=42Vである場合に、バイアス電圧HBGは例えば37Vに設定される。こうすることで、演算增幅器OPA、D/A変換回路DAC、比較回路CPは、VBB=42Vを高電位側電源とし、HBG=37Vを低電位側電源として動作するようになる。40

#### 【0090】

演算增幅器OPAはボルテージフォロワー接続されており、その第1の入力端子(非反転入力端子)には基準電圧生成回路32からの基準電圧VRが入力され、第2の入力端子(反転入力端子)には演算增幅器OPAの出力が接続される。これにより、基準電圧VRが、HBGを低電位側電源電圧とする基準電圧VRF2に変換されて、D/A変換回路DACに入力される。そしてD/A変換回路DACが、HBGを低電位側電源電圧とする基準電圧VRを出力し、比較回路CPが、基準電圧VRと検出電圧V1の比較動作を行い、比較結果信号RQをレベルシフター38に出力する。

#### 【0091】

10

20

30

40

50

レベルシフター 3 8 は、例えば H B G ~ V B B = 3 7 V ~ 4 2 V の電圧範囲の検出結果信号 R Q のレベルシフト動作を行い、例えば 0 V ~ 5 V の電圧範囲の検出結果信号 R Q L を制御回路 2 0 に出力する。制御回路 2 0 は、この検出結果信号 R Q L に基づいてブリッジ回路 1 0 のトランジスター Q 1 ~ Q 4 のオン・オフ制御を行う。

#### 【 0 0 9 2 】

例えば、比較回路 C P は、V B B を高電位側電源とし、H B G を低電位側電源として動作する。そして比較回路 C P には、H B G を低電位側電源電圧とする基準電圧 V R が入力され、この基準電圧 V R と検出電圧 V 1 を比較する。一方、ハイサイド側のトランジスター Q 1 のソースには高電位側電源 V B B が供給され、比較回路 C P に入力される検出電圧 V 1 は、このトランジスター Q 1 のドレイン電圧である。従って、図 1 1 の変形例によれば、ハイサイド側のトランジスター Q 1 のドレイン・ソース間電圧をモニターして、トランジスター Q 1 のオン電流であるチャージ電流が、ショッピング電流に達した場合に、チャージ期間からディケイ期間に切り替える回路動作が可能になる。

10

#### 【 0 0 9 3 】

##### 4 . 電子機器

図 1 2 に、本実施形態の回路装置 2 0 0 (モータードライバー) が適用された電子機器の構成例を示す。電子機器は、処理部 3 0 0 、記憶部 3 1 0 、操作部 3 2 0 、入出力部 3 3 0 、回路装置 2 0 0 、これらの各部を接続するバス 3 4 0 、モーター 2 8 0 を含む。以下ではモーター駆動によりヘッドや紙送りを制御するプリンターを例にとり説明するが、本実施形態はこれに限定されず、種々の電子機器に適用可能である。

20

#### 【 0 0 9 4 】

入出力部 3 3 0 は例えば U S B コネクターや無線 L A N 等のインターフェースで構成され、画像データや文書データが入力される。入力されたデータは、例えば D R A M 等の内部記憶装置である記憶部 3 1 0 に記憶される。操作部 3 2 0 により印刷指示を受け付けると、処理部 3 0 0 は、記憶部 3 1 0 に記憶されたデータの印刷動作を開始する。処理部 3 0 0 は、データの印刷レイアウトに合わせて回路装置 2 0 0 (モータードライバー) に指示を送り、回路装置 2 0 0 は、その指示に基づいてモーター 2 8 0 を回転させ、ヘッドの移動や紙送りを行う。

#### 【 0 0 9 5 】

なお、上記のように本実施形態について詳細に説明したが、本発明の新規事項および効果から実体的に逸脱しない多くの変形が可能であることは当業者には容易に理解できるであろう。従って、このような変形例はすべて本発明の範囲に含まれるものとする。例えば、明細書又は図面において、少なくとも一度、より広義または同義な異なる用語と共に記載された用語は、明細書又は図面のいかなる箇所においても、その異なる用語に置き換えることができる。また本実施形態及び変形例の全ての組み合わせも、本発明の範囲に含まれる。また回路装置の構成、動作や温度補償手法も、本実施形態で説明したものに限定されず、種々の変形実施が可能である。

30

#### 【 符号の説明 】

#### 【 0 0 9 6 】

Q 1 、 Q 3 ハイサイド側トランジスター、 Q 2 、 Q 4 ローサイド側トランジスター、  
P R 1 ~ P R 4 ドライバー回路、 D A C D / A 変換回路、 O P A 演算増幅器、

40

C P 、 C P B 比較回路、 A D C A / D 変換回路、 O P A 演算増幅器、  
D G 1 ~ D G 4 駆動信号、 I N 1 ~ I N 4 制御信号、

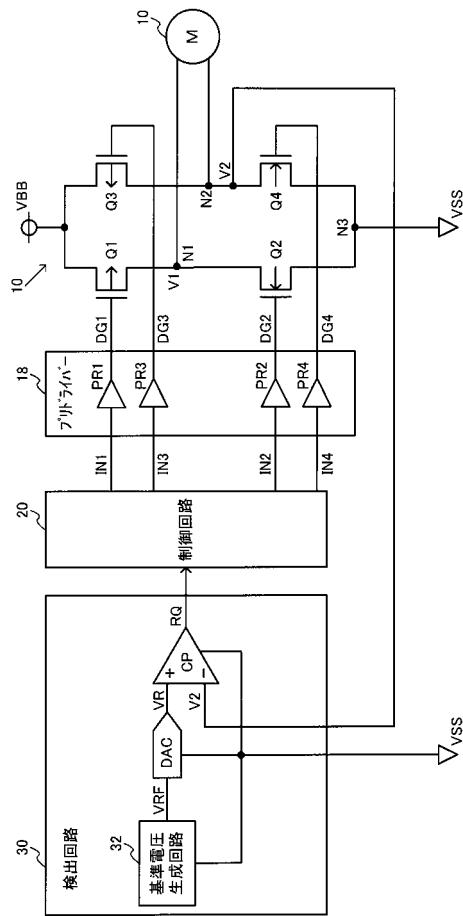
1 0 ブリッジ回路、 1 8 プリドライバー、 2 0 制御回路、 3 0 検出回路、

3 2 基準電圧生成回路、 3 8 レベルシフター、 5 0 温度補償回路、 5 2 処理部、  
6 0 記憶部、 7 0 過熱保護回路、 7 2 温度検出部、

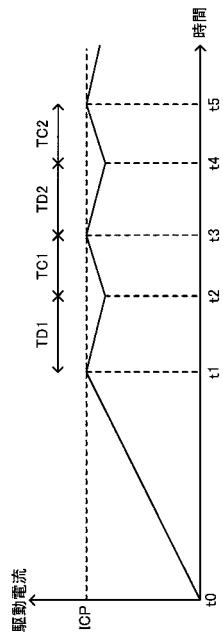
1 0 0 モーター、 2 0 0 回路装置、 3 0 0 処理部、 3 1 0 記憶部、

3 2 0 操作部、 3 3 0 入出力部、

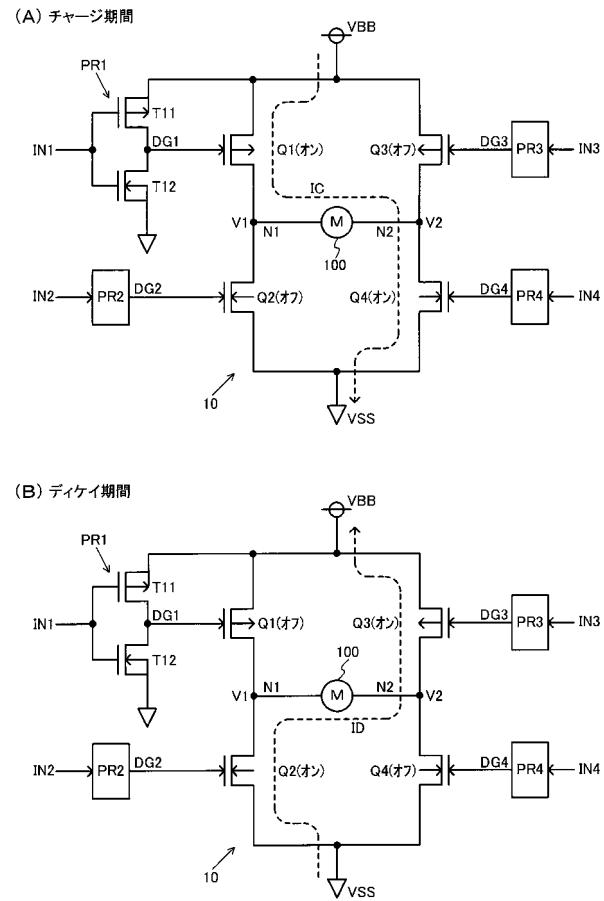
【図1】



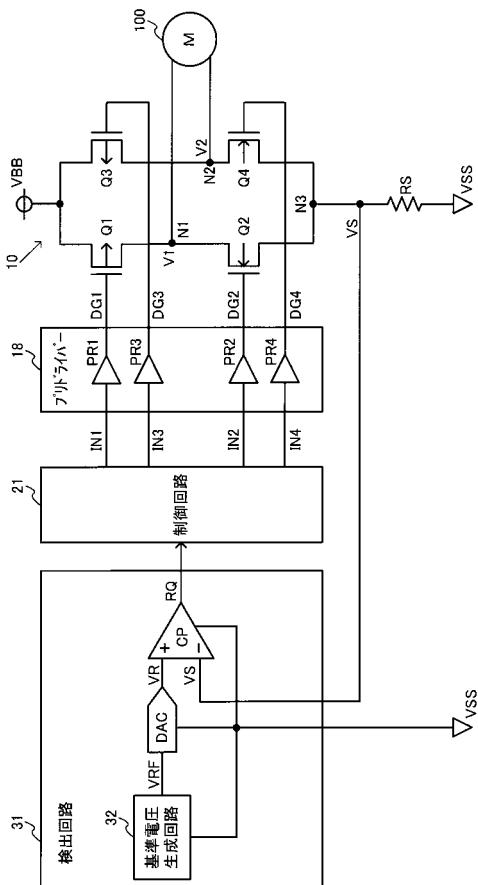
【図3】



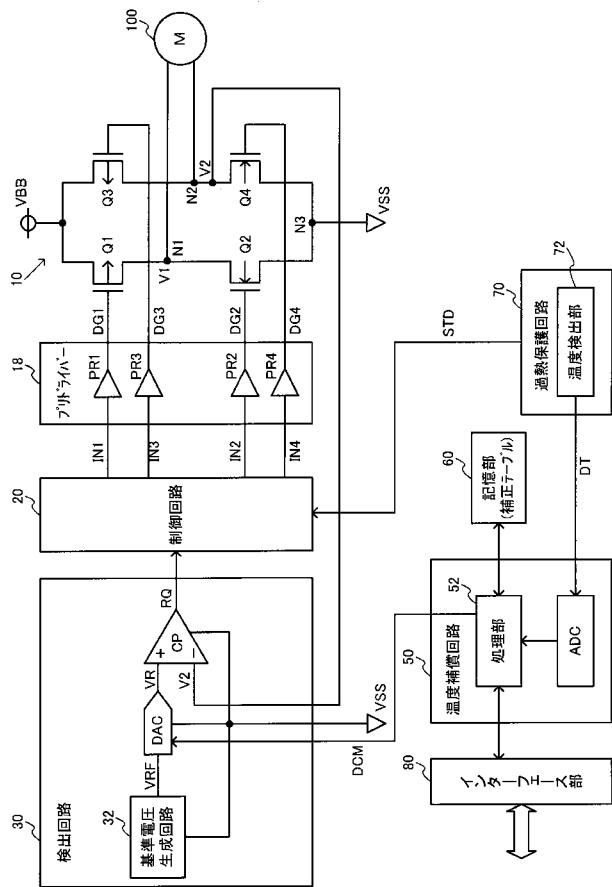
【図2】



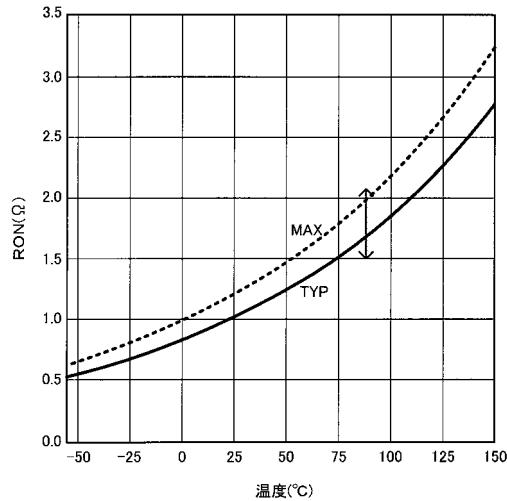
【図4】



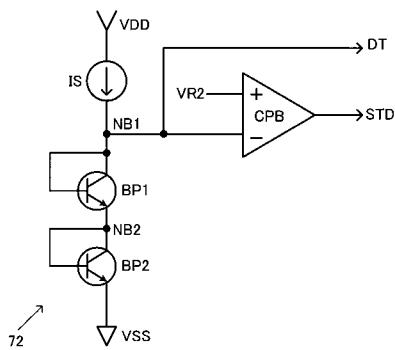
【図5】



【図6】



【図7】

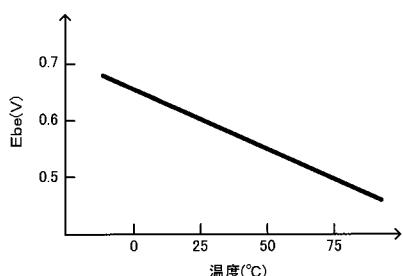


【図9】

A1 →

R <sub>ON</sub> [Ω]	DAC設定					
	50mA	100mA	2	.....	14	15
0.70	0.035	0.070	.....	.....	0.496	0.525
0.75	0.038	0.075	.....	.....	0.525	0.563
0.80	0.040	0.080	.....	.....	0.560	0.600
0.85	0.043	0.085	.....	.....	0.595	0.638
0.90	0.045	0.090	.....	.....	0.630	0.675
0.95	0.048	0.095	.....	.....	0.665	0.713
1.00	0.050	0.100	.....	.....	0.700	0.750
1.05	0.053	0.105	.....	.....	0.735	0.788
1.10	0.055	0.110	.....	.....	0.770	0.825
1.15	0.058	0.115	.....	.....	0.805	0.863
1.20	0.060	0.120	.....	.....	0.840	0.900

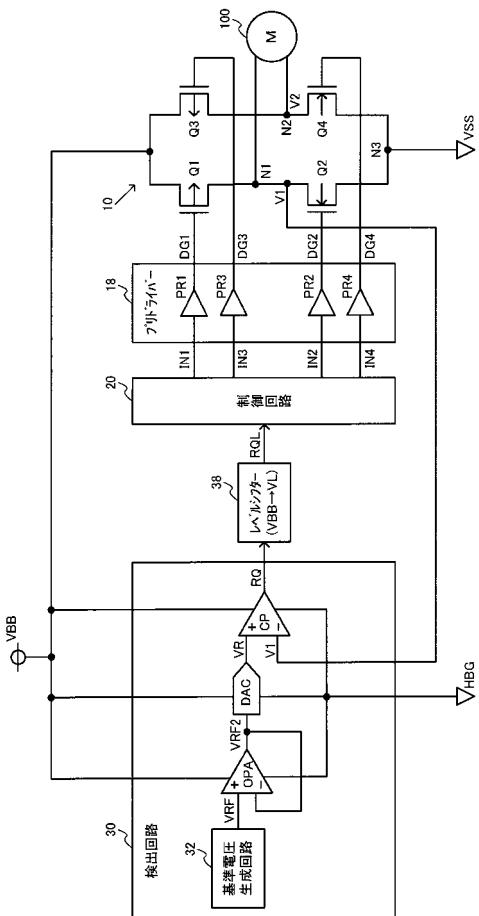
【図8】



【図10】

DT[V]	温度[°C]	DAC設定				
		1 50mA	2 100mA	.....	14 700mA	15 750mA
1.490	-25	72.5%	72.5%	72.5%	72.5%	72.5%
1.474	-20	70.9%	70.9%	70.9%	70.9%	70.9%
1.453	-15	74.6%	74.6%	74.6%	74.6%	74.6%
1.432	-10	78.2%	78.2%	78.2%	78.2%	78.2%
1.411	-5	81.9%	81.9%	81.9%	81.9%	81.9%
1.391	0	85.5%	85.5%	85.5%	85.5%	85.5%
1.370	5	89.2%	89.2%	89.2%	89.2%	89.2%
1.349	10	92.8%	92.8%	92.8%	92.8%	92.8%
1.328	15	96.5%	96.5%	96.5%	96.5%	96.5%
1.308	20	99.9%	99.9%	99.9%	99.9%	99.9%
1.288	25	I050	I100	.....	I700	I750
1.266	30	107.4%	107.4%	107.4%	107.4%	107.4%
1.245	35	111.1%	111.1%	111.1%	111.1%	111.1%
1.224	40	114.7%	114.7%	114.7%	114.7%	114.7%
1.204	45	118.4%	118.4%	118.4%	118.4%	118.4%
1.183	50	122.0%	122.0%	122.0%	122.0%	122.0%
1.162	55	125.7%	125.7%	125.7%	125.7%	125.7%
1.141	60	129.4%	129.4%	129.4%	129.4%	129.4%
1.120	65	133.0%	133.0%	133.0%	133.0%	133.0%
1.100	70	136.7%	136.7%	136.7%	136.7%	136.7%
1.079	75	140.3%	140.3%	140.3%	140.3%	140.3%
1.058	80	144.0%	144.0%	144.0%	144.0%	144.0%
1.042	85	140.9%	140.9%	140.9%	140.9%	140.9%
1.017	90	151.3%	151.3%	151.3%	151.3%	151.3%
0.996	95	154.9%	154.9%	154.9%	154.9%	154.9%
0.977	100	158.6%	158.6%	158.6%	158.6%	158.6%
0.954	105	162.2%	162.2%	162.2%	162.2%	162.2%
0.933	110	165.9%	165.9%	165.9%	165.9%	165.9%
0.913	115	169.5%	169.5%	169.5%	169.5%	169.5%
0.892	120	173.2%	173.2%	173.2%	173.2%	173.2%
0.874	125	176.8%	176.8%	176.8%	176.8%	176.8%
0.850	130	180.5%	180.5%	180.5%	180.5%	180.5%
0.829	135	184.1%	184.1%	184.1%	184.1%	184.1%
0.809	140	187.8%	187.8%	187.8%	187.8%	187.8%
0.788	145	191.4%	191.4%	191.4%	191.4%	191.4%
0.765	150	200.4%	200.4%	200.4%	200.4%	200.4%

【図11】



【図12】

