

1群(信号・システム) - 7編(電子回路)

5章 電源回路

(執筆者: 三添公義)[2010年9月受領]

概要

電子回路を安定に動作させるには必ず安定した電圧を供給する電源が必要になる。もし電圧が一定でない電源で線形アナログ電子回路を動作させたならば、回路の動作点が変動し信号に歪が発生する。そして、電圧源として商用電力の交流電源とそこから整流回路で変換される直流や電池などは電圧が安定していなく、そのままでは電源として使用できないので、様々な電子機器の電子回路には必ず安定化電源が入っている。

その安定化電源は、非安定な電源などの電圧源や電子回路の形態と安定化電源に求められる性能や性質によって最適な電源回路の形態を決定する必要がある。それは、電子回路を動かすための電圧だけでなく、電子回路がアナログ回路なのか、デジタル回路なのかで選ぶ電源回路の形態が異なるということである。

例えば、アナログ回路であれば、電源電圧変動が少なく電圧精度のよいシリーズレギュレータが適し、デジタル回路であれば、低電圧・大電流が供給できるスイッチングレギュレータが適している。よって、電源回路を決定するにあたって、上流の電圧源や下流の電子回路が必要とする電源電圧をはじめとして、出力電圧精度、最大出力電流、リップル特性、効率、負荷過渡変動特性などの電源として必要な性能を考慮しなければならない。

昨今では、電子機器には環境エネルギー問題に配慮するために電源の性能として効率が重視され、効率のよいスイッチングレギュレータを採用することが多くなってきている。一方、リアレギュレータは、効率は高くないが出力電圧精度がよく安価で使いやすいという利点があり、適材適所に使用されスイッチングレギュレータとすみ分けがされている。特に、リアレギュレータに分類される低飽和型(LDO: Low Drop-Out)シリーズレギュレータは入出力間電位差が小さく、変換効率が従来の三端子レギュレータより高くできるので、低電圧や大電流出力用途、LSIへの集積化など研究開発が継続して行なわれている。

【本章の構成】

本章では、まず電源全般について電源回路の種類と特徴、そして安定した電圧を得るための電源回路の基本構成を述べ、次に様々な電源回路のうち線形動作する回路で構成されるリアレギュレータであるシャントレギュレータとシリーズレギュレータの回路と動作について説明し、最後に電源の出力電圧を得るのに必要な基準電圧回路の構成と特性を説明する。

電源回路の基礎(5-1節)

安定化電源回路(5-2節)

基準電源(5-3節)

1群-7編-5章

5-1 電源回路の基礎

(執筆者：三添公義)[2010年9月受領]

図5・1のように直流で動作する電子回路を動作させるためには、交流である商用電源から整流・平滑により直流にする交流—直流変換の電圧源や電池など、不安定な直流電圧を安定化電源により安定した電圧に変換して供給する。

本節では、直流—直流変換の電源回路（安定化電源）の種類と特徴を解説し、交流から直流に変換する整流・平滑回路について説明する。

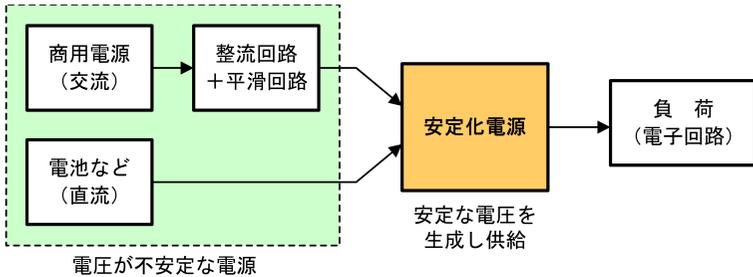


図5・1 負荷である電子回路への電源構成

5-1-1 電源回路の種類と特徴

不安定な直流電圧から安定した直流電圧に変換する安定化電源は、図5・2に示すように方式や回路構成によって分類できる。

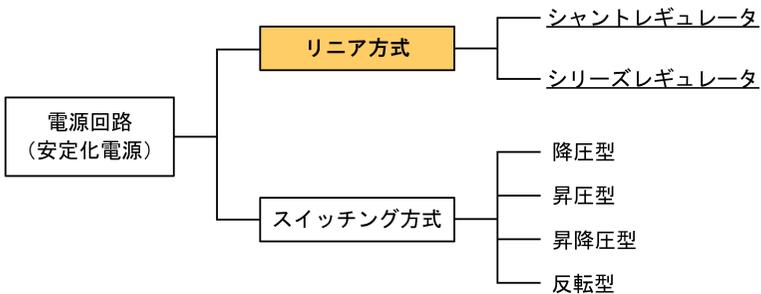


図5・2 電源回路（安定化電源）の分類

また、電源回路の基本的な構成は図5・3のようになり、出力の電圧検出回路の出力と基準電圧回路の出力を制御回路により比較して、出力トランジスタなどのエネルギー変換素子を制御することで出力電圧 V_O を一定にする。

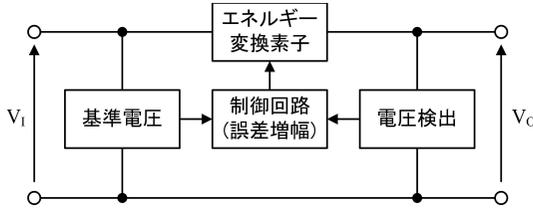


図 5-3 電源回路の基本構成

(1) リニア方式及びスイッチング方式の特徴

図 5-2 のリニア方式とスイッチング方式についてそれぞれの特徴を述べる。

(a) リニア方式

リニア方式は、制御回路とエネルギー変換素子である出力トランジスタは線形アナログ動作領域のみで動作して一定の出力電圧を発生する。回路構成によりシャントレギュレータとシリーズレギュレータに分けられる。リニア方式の電源は次のような特徴がある。

- 高い電源電圧から低い出力電圧に変換する降圧型のみである。
- 出力電流 = 入力電流となるため、電力損失は入力と出力との電圧差に比例する。
- 出力トランジスタを線形アナログ動作領域で制御するため出力にノイズが発生しない。
- 出力トランジスタとトランジスタを中心に構成した制御回路や基準電圧で回路を構成できるため半導体に集積可能である。

(b) スイッチング方式

スイッチング方式は、エネルギー変換素子としてインダクタやキャパシタと出力トランジスタを用い、制御回路により入力側電源からの電流を出力トランジスタでオン・オフさせることでインダクタやキャパシタに蓄積するエネルギーを制御して、一定の電圧を出力する。スイッチング方式は出力トランジスタをオン・オフさせて制御することから非線形回路となる。そしてエネルギー変換素子部分の構成により、入力電源電圧に対して低い電圧を出力する降圧型、逆に高い電圧を出力する昇圧型、降圧型と昇圧型の両方の動作をする昇降圧型、入力電源電圧に対して逆の極性の電圧を出力する反転型に分けられる。なお、詳細な内容は本編第 6 章にゆずる。スイッチング方式の電源は次のような特徴がある。

- 入力電力と出力電力をほぼ等しくすることができて電力損失が少なく高効率である。
- 出力トランジスタのオン・オフにより出力にノイズが生ずる。
- エネルギー変換素子としてインダクタやキャパシタを使用するので半導体に集積するのは容易ではなく、電源回路構成によっては複雑になる。

(2) 電源の性能を評価する項目

主に以下の項目で電源の性能を評価する．

- ラインレギュレーション：静的動作時において入力電圧変動に対して出力電圧変動の度合いを評価する．
- ロードレギュレーション：静的動作時において負荷電流変動に対して出力電圧変動の度合いを評価する．
- リプル：静的動作時において出力電圧の変動幅（出力電圧の最大・最小の差）を評価する．
- 効率：入力電力と出力電力の比率（出力電力／入力電力）を評価する．

このほか、出力抵抗、負荷過渡応答回復時間などがある¹⁾．

5-1-2 整流回路と平滑回路

交流電源から直流電源へ変換する回路として一般的に整流回路＋平滑回路が用いられる．整流回路は半波整流回路と全波整流回路があり、平滑回路はコンデンサを用いる方式とインダクタを用いる方式がある²⁾．ここでは、各整流回路にコンデンサを用いた平滑回路を組み合わせる交流電源から直流電源に変換する回路の動作を説明する．

各整流回路のトランスにおいて、トランスの巻き線比で1次側の交流入力電圧 v_{ac} から2次側電圧 v_1 に同位相で変換する．

(1) 半波整流回路＋コンデンサ平滑回路

図5.4の回路において、平滑コンデンサ C がない場合は、ダイオード D_1 により v_1 の正電圧のみ導通し半波整流となり、図5.5の黒線のような波形になる．平滑コンデンサ C を接続すると、 v_1 が上昇して出力電圧 v_o よりダイオード D_1 の順方向電圧より大きくなるとダイオード D_1 が導通して平滑コンデンサ C を充電し、 v_1 が下降し始めて v_o より v_1 が D_1 の順方向電圧より小さくなると D_1 の導通は止まり、 v_o は負荷抵抗 R_L に対するコンデンサの放電により電圧が下降する．再度、 v_1 が上昇して v_o より D_1 の順方向電圧より高くなると、平滑コンデンサ C を充電する．結果、図5.5の青線のような直流電圧が出力する．出力波形において最大電圧と最小電圧の差がリップル電圧である．

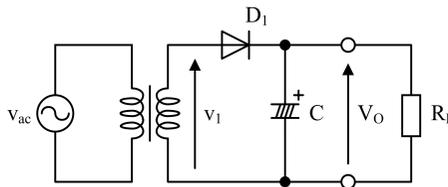


図 5.4 半波整流回路＋コンデンサ平滑回路

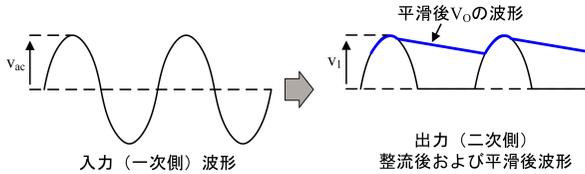


図 5-5 半波整流回路及び平滑回路の出力波形

(2) 全波整流回路 + コンデンサ平滑回路

図 5-6 の回路において，平滑コンデンサ C がない場合は， v_1 が正のときはダイオード D_1 と D_3 が導通し， v_1 が負のときはダイオード D_2 と D_4 が導通することで全波整流となり，図 5-7 の黒線のような波形になる．平滑コンデンサ C を接続すると， v_1 が正のときは D_1 のアノードが v_o より順方向電圧分高くなると D_1 が導通して平滑コンデンサ C を充電し， v_1 が下降して D_1 の導通がなくなると，負荷抵抗 R_L に電流が流れ放電する．次に v_1 が負のときは D_4 のアノードが v_o より順方向電圧分高くなると D_4 が導通し平滑コンデンサ C を充電する．結果，図 5-7 の青線のような直流電圧が出力し，半波整流回路よりリップル電圧は小さくなる．

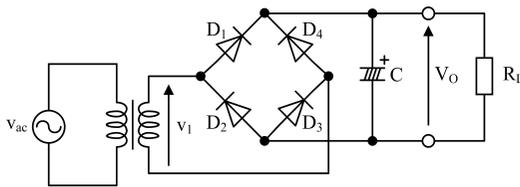


図 5-6 全波整流回路 + コンデンサ平滑回路

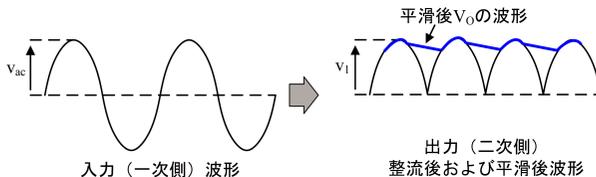


図 5-7 全波整流回路及び平滑回路の出力波形

参考文献

- 1) 外山峻, 梅都二三寿, “電源入門講座,” pp.161-187, 電波新聞社, 2005.
- 2) 戸川治朗, “実用電源回路設計ハンドブック,” pp.14-27, pp.53-54, CQ 出版, 1998.

1群-7編-5章

5-2 安定化電源回路

(執筆者：三添公義)[2010年9月受領]

本節では、リニア方式の安定化電源回路としてシャントレギュレータとシリーズレギュレータについて説明する。また、シリーズレギュレータは出力パワートランジスタの形により2種類の回路形式があり、それぞれのシリーズレギュレータの安定性を含めて動作を説明する。

5-2-1 シャントレギュレータ

シャントレギュレータの回路構成は図5・8のようになる。出力電圧 V_O を抵抗 R_1 と抵抗 R_2 で分圧して検出し、分圧した電圧と基準電圧を誤差増幅器で比較して出力トランジスタ Q_1 にコレクタ電流を流すように制御して出力電圧 V_O を一定にする。

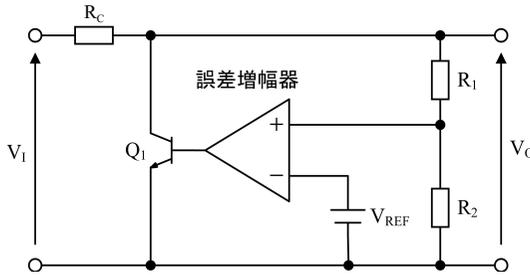


図5・8 シャントレギュレータ

誤差増幅器は、抵抗 R_1 と抵抗 R_2 の分圧した電圧と基準電圧 V_{REF} が等しくなるように出力トランジスタ Q_1 を制御するので、次の式が成り立つ。

$$V_{REF} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_O \quad (5.1)$$

従って、出力電圧 V_O は次のようになる。

$$V_O = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_{REF} \quad (5.2)$$

ここで基準電圧 V_{REF} は、バンドギャップ基準電圧回路など電圧の温度変動が少ない回路を用いる。また、出力に負荷がない場合の出力トランジスタ Q_1 のコレクタ電流 I_{C1} は、おおよそ

$$I_{C1} = \frac{V_I - V_O}{R_C} \quad (5.3)$$

となる。

シャントレギュレータは、出力の負荷電流の小さい場所に適用され、主に定電圧回路とし

て用いられる。

5-2-2 シリーズレギュレータ

シリーズレギュレータは出力トランジスタの接続方法により二つの形態に分かれる。出力トランジスタがバイポーラトランジスタとすると、エミッタ出力の場合は三端子レギュレータとなり、コレクタ出力の場合は低飽和 (LDO: Low Drop-Out) レギュレータとなる。

(1) 三端子レギュレータ

三端子レギュレータの基本的な回路構成は図 5・9 となり、出力電圧 V_O を抵抗 R_1 と抵抗 R_2 で分圧して検出し、分圧した電圧と基準電圧を誤差増幅器で比較して入出力間に接続した出力トランジスタ Q_1 のコレクタ電流を負荷電流に追従して制御することで出力電圧 V_O を一定にする。この三端子レギュレータは出力トランジスタ Q_1 を NPN トランジスタとしエミッタを出力側にするので、エミッタフォロア動作し出力抵抗は小さい。ただし、出力トランジスタを動作させるためには入出力間電圧はベース—エミッタ間電圧 V_{BE} (0.6 V) 以上にしなければならない。入出力間電圧と出力電流で三端子レギュレータの損失が決まり、負荷電流が大きいほど損失は増える。なお、市販品の三端子レギュレータは出力トランジスタがダーリントン接続となっているため入出力間電位差は 1 V 以上必要である¹⁾。

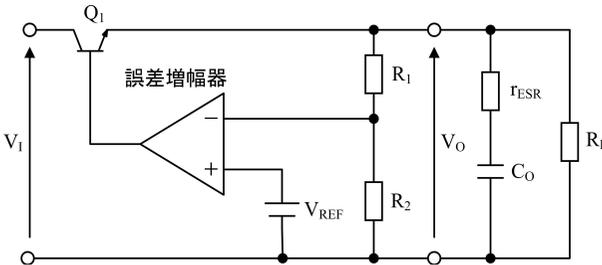


図 5・9 三端子レギュレータ

出力には負荷 R_L の変動に対して出力電圧 V_O が一定になるようコンデンサ C_O を接続する。コンデンサ C_O には等価直列抵抗 r_{ESR} が存在しており、負荷に対する応答性やレギュレータの安定性に影響を与える。

(2) 低飽和型 (LDO: Low Drop-Out) レギュレータ

図 5・10 に基本的な低飽和型レギュレータを示す。三端子レギュレータと異なり出力トランジスタ Q_1 は PNP トランジスタになり、コレクタが出力側となるので出力トランジスタ Q_1 はエミッタ接地動作となる。このため、ベース—エミッタ間電圧 V_{BE} は入出力間電位差に制限されないため、最小入出力間電位差を出力トランジスタの最小飽和電圧とすることができる。従って、出力電圧からおおよそ 0.2 V 加算した電圧まで入力電圧を下げられ、最低入力電圧で動作するときの損失を三端子レギュレータより小さくすることができる。ただし、エミッタ接地のため出力抵抗は三端子レギュレータより大きくなる。

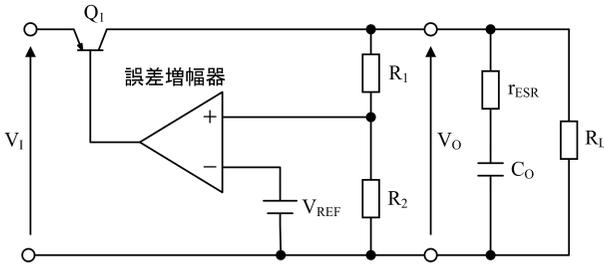


図 5・10 低飽和型 (LDO) レギュレータ

最近の電子機器では、低電圧かつ大電流を供給する電源を必要とする LSI の使用が増えてきているため、損失を下げるためにシリーズレギュレータのほとんどが低飽和型レギュレータとなっている。

(3) シリーズレギュレータの安定性

シリーズレギュレータは、出力抵抗 r_o や出力に接続するコンデンサ C_O 、及びコンデンサの等価直列抵抗 r_{ESR} 、また負荷 R_L により安定性が変化する²⁾。

三端子レギュレータのように出力トランジスタ Q_1 がエミッタフォロアとなる場合、レギュレータの利得—位相周波数特性は図 5・11 のようになる。主ポール f_{p1} は内部位相補償で決まり、第 2 ポール f_{p2} は出力抵抗 r_o と出力コンデンサ C_O により決まる。出力抵抗 r_o が小さいので第 2 ポール f_{p2} はループ利得が 0 dB になる周波数 f_c 以上になり、位相余裕 ϕ_m が確保できるので安定する。

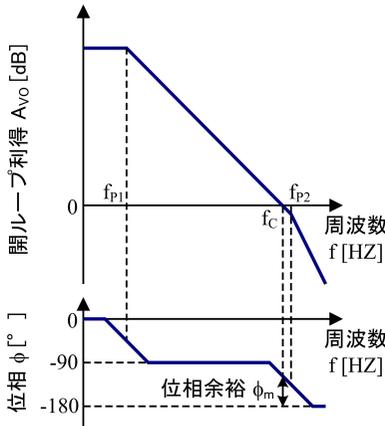


図 5・11 三端子レギュレータの利得 - 位相周波数特性

低飽和型レギュレータのように出力トランジスタ Q_1 がエミッタ接地の場合、レギュレータの利得—位相周波数特性は図 5・12 のように、三端子レギュレータに比べポールやゼロが増え、複雑になる。主ポール f_{p1} は出力抵抗 r_o と出力コンデンサ C_O で、第 2 ポール f_{p2} は内部位相補償によって決まる。この二つのポールは周波数 f_c より低い周波数で現れる。そして、出力コンデンサ C_O の等価直列抵抗 r_{ESR} により第 2 ポール f_{p2} より高い周波数でゼロ f_z が生ずる。等価直列抵抗 r_{ESR} が数 $10\text{ m}\Omega$ 程度の大きさであればゼロ f_z の効果により位相が戻されて位相余裕 ϕ_m が確保できて安定する。しかし、等価直列抵抗 r_{ESR} がほとんどないと赤点線のようにゼロ f_z の効果はなく、第 2 ポール f_{p2} により位相は 180° 回って不安定になり出力に発振現象が見られる。よって、低飽和型レギュレータを扱う場合には、発振しないよう注意が必要である。

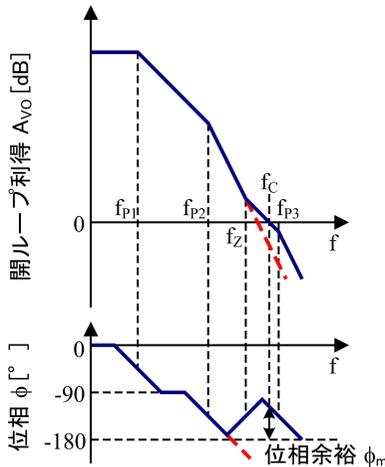


図 5・12 低飽和型レギュレータの利得 - 位相周波数特性

5-2-3 過電流保護回路

シリーズレギュレータの出力トランジスタにおける電力損失は熱によって消費されるが、負荷短絡などにより出力電流が大きくなりすぎ、出力トランジスタの許容電流を超えて過熱すると出力トランジスタの破壊や、樹脂モールドされている IC では発煙や発火が起きる。また、負荷の回路に対して再起不能な故障を発生させる。このことを防ぐためにシリーズレギュレータには過電流保護回路を内蔵しており、ここでは、垂下型過電流保護回路と帰還（フの字）型過電流保護回路について説明する。

(1) 垂下型過電流保護回路

負荷異常となったときに出力電流を定電流で制限をかけ、出力電圧を低下させる特性を持つ垂下型過電流保護回路を図5・13に示す。この回路は、センス抵抗 R_S にて出力電流 I_O を検出し、センス抵抗 R_S 間の電圧が基準電圧 V_S に達したときに、センスアンプにより出力トランジスタ Q_1 は制限電流 $I_{LIM} (= V_S/R_S)$ の定電流制御動作となる。出力電流 I_O が制限電流 I_{LIM} になったときの負荷抵抗 R_C より小さい負荷抵抗 R_L では出力電圧が $V_O = I_{LIM} \times R_L$ となり、出力電圧と出力電流の特性は図5・14のように垂下の形になる。なお、出力トランジスタ Q_1 は定常時には5-2-2項で示した回路における誤差増幅器で制御されている。

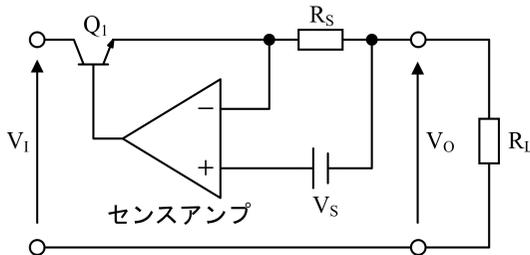


図5・13 垂下型過電流保護回路

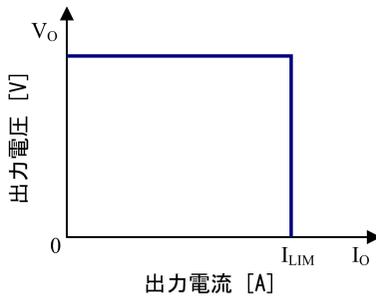


図5・14 垂下型過電流保護回路の出力電圧・電流特性

(2) 帰還(フの字)型過電流保護回路

負荷異常になったときに出力電流に制限をかけ、出力電圧が低下するにしたがいその出力電流をフの字のように低下させていくという特性を持つ帰還(フの字)型過電流保護回路を図5・15に示す。この回路は、センス抵抗 R_S にて出力電流 I_O を検出するが、出力電流 I_O が制限電流 I_{LIM} に達すると、垂下型過電流保護回路と異なりセンス抵抗 R_S の一端の電圧 V_1 を抵抗 R_5 と R_6 により分圧した電圧と基準電圧 V_S を比較することで、図5・16の特性のようにセンスアンプは出力電圧 V_O が下がると出力電流 I_O が減少するように出力トランジスタ

Q_1 を制御する．この動作を式で表すと式 (5.4) のようになる．なお，垂下型過電流保護回路と同様に，定常動作時は誤差増幅器が出力トランジスタ Q_1 を制御する．

$$V_O = \frac{R_6}{R_5} R_S \cdot I_O - \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) V_S \quad (5.4)$$

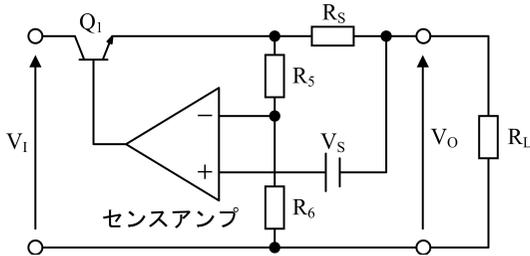


図 5.15 帰還型過電流保護回路

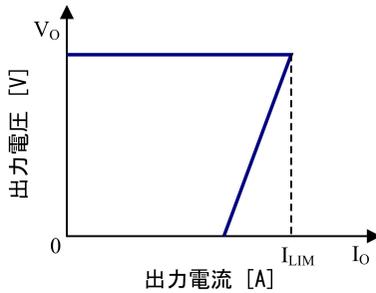


図 5.16 帰還型過電流保護回路の出力電圧・電流特性

参考文献

- 1) 戸川治朗, “実用電源回路設計ハンドブック,” pp.14-27, pp.53-54, CQ 出版, 1998.
- 2) 馬場清太郎, “電源回路設計成功のかぎ,” pp.85-98, CQ 出版, 2009.

1群-7編-5章

5-3 基準電源

(執筆者：三添公義)[2010年9月受領]

リニアレギュレータやスイッチングレギュレータなどの安定化電源回路の制御部に用いられる基準電源は、安定化電源回路の出力電圧精度に影響するので、ばらつきや温度変動などの少ない電圧が得られる精度のよい回路を用いなければならない。

本節では、安定化電源回路の基準電源として最適なバンドギャップ基準電圧回路について述べる。

5-3-1 バンドギャップ基準電圧回路

図5・17は、バンドギャップ基準電圧回路の一構成である。出力である基準電圧 V_{REF} は、NPN トランジスタ Q_3 のベース—エミッタ間電圧 V_{BE3} と抵抗 R_2 の電圧の和であり、NPN トランジスタ Q_1 と Q_2 のトランジスタ比を 1 対 n 、抵抗 R_1 と R_2 の関係を $R_1 = R_2$ に、NPN トランジスタ Q_1 と Q_2 のコレクタ電流を $I_{Q1} = I_{Q2} = I_{R2}$ とすると、以下の式で表すことができる。

$$V_{REF} = V_{BE3} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln(n) \quad (5.5)$$

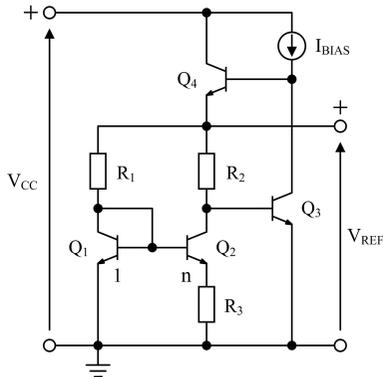


図5・17 バンドギャップ基準電圧回路

ベース—エミッタ間電圧 V_{BE3} は約 $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ の負の温度特性を持っており、第2項の熱電圧 V_T は温度に正比例するので、熱電圧 V_T の定数となる抵抗 R_2 と R_3 、及びトランジスタ比 n の値をベース—エミッタ間電圧 V_{BE3} の温度特性を打ち消すように設定すると、図5・18のように基準電圧 V_{REF} を温度に対してほぼ平坦な特性にすることができる¹⁾。また、ベース—エミッタ間電圧 V_{BE3} と熱電圧 V_T は半導体の物理定数で決まるので半導体プロセスに対して安定な電圧となる。

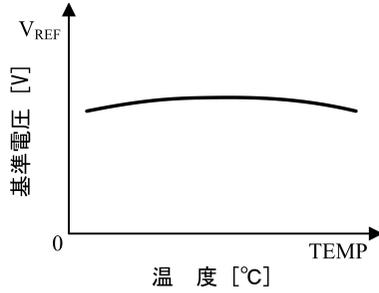


図 5-18 バンドギャップ基準電圧の温度特性

参考文献

- 1) 青木英彦, “アナログ IC の機能回路設計入門,” pp.114-116, CQ 出版, 1992.