

電源電圧や温度の変動に強い基準電圧回路

著者：祖父江達也、峰野太喜

定電圧を出力する基準電圧 IC は、数多く市販されています。ただ、既存の製品ではコスト的に許容できなかったり、社内で使用可能な部品として登録されていなかったり、登録済みでも入手が困難であったりといったケースも少なからず存在します。そこで本稿では、簡単に構成できるにもかかわらず、電源電圧や温度の変化の影響を受けにくく、一定の電圧を安定に出力可能な高精度の基準電圧回路を紹介します。

安定した基準電圧の重要性

物事の判断には、何かしらの「基準」が必要です。電子回路でもそれは同じ。例えば、コンパレータ回路によって、入力電圧が基準電圧よりも高いか低いかを判断したい場合には、安定した基準電圧を供給しなければなりません。基準になる電圧がふらついてしまえば、判断の結果も揺れてしまうからです。では、そのような基準電圧をどのようにして生成するのかと云えば、それはやはり何らかの電気/電子回路で実現することになります。そして、その回路は、温度や電源電圧などが変動しても、安定して一定の電圧を生成できるものでなければなりません。これを実現するものが、基準電圧源です。

実際の回路設計では、基準電圧源として、定電圧を出力する市販の基準電圧用 IC を使うことが多いかもしれません。しかし、そうした IC の採用がコスト的に許容できない場合もあるでしょう。あるいは、その IC が、皆さんの社内で使用可能な部品として登録されていなかったり、登録済みであっても入手が困難であったりすることもあるかもしれません。

そのような場合には、ツェナー・ダイオード（定電圧ダイオード）を使って簡易的な定電圧回路を構成する手があります。しかし、定電圧を発生させるためには高い電圧（ツェナー電圧や降伏電圧と呼ばれる電圧）を印加します。また、ツェナー・ダイオードによる定電圧回路は、その原理上、ノイズが多いという大きな弱点を抱えています。

そこで本稿では、オペアンプに数個のトランジスタを組み合わせることで簡単に構成できる高精度の定電圧回路を紹介しましょう。

シリコンの物性を利用

本稿で紹介するのは、「バンドギャップ・リファレンス (Band-Gap Reference : BGR) 」と呼ばれている回路です。この回路では、トランジスタの材料として使われるシリコンの「バンドギャップ電圧」という物性を利用します。このバンドギャップ電圧を基に、温度や電源電圧の変動に対して安定な一定の電圧値を生成します。

図 1 に示した BGR の機能ブロックをご覧ください。この回路では、温度特性の傾きが同じで向きが正負逆の 2 つの電圧値（図中の V_{BE} と KV_T 。詳細は後述）を足し合わせます。それにより両者の温度特性が打ち消し合い、最終的に温度依存性のない安定した電圧（図中の V_{out} ）が出力されます。このようにすれば、高精度な定電圧源を実現することが可能です。

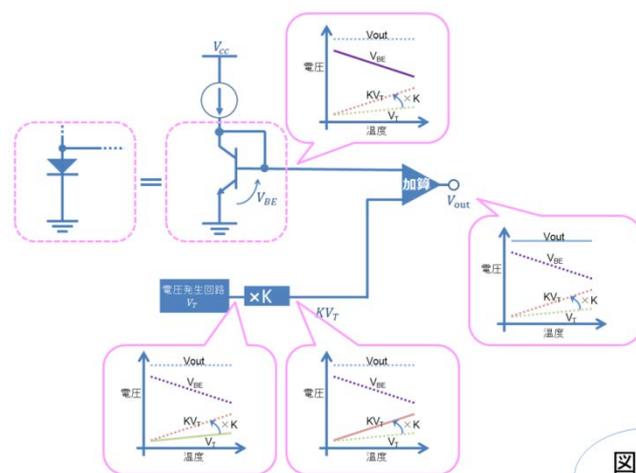


図 1 BGR の機能ブロック図

具体的な回路例を図 2 に示しました。オペアンプを 1 個、トランジスタを 2 個、抵抗を 3 個使って構成した回路です。2 個のトランジスタはいずれもベースとコレクタをショートさせており（いわゆるダイオード接続）、それぞれが 1 個のダイオードとして機能します。この回路では出力電圧が約 1.4V になり、ツェナー・ダイオードを使った定電圧源に比べて低い電圧を安定して得ることができます。

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。
©2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

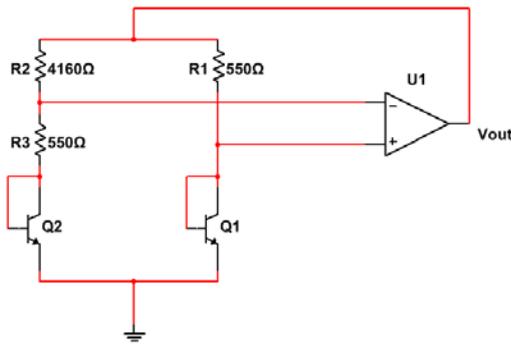


図2 BGRの回路例

ここで、図2と図1を見比べてみてください。図1における定電流源を図2では抵抗R1で置き換えています。図1でベース-エミッタ間電圧VBEを作り出しているダイオード接続のトランジスタは、図2ではQ1に相当します。図1の電圧発生回路の機能は、図2ではトランジスタQ2と抵抗R3で実現しており、その出力の増幅率に相当するKは、R1とR2、R3の比によって決まります。

部品の選び方

続いて、BGRを構成する部品の選び方について詳細に説明していきます。

まずはトランジスタから。BGRは、トランジスタのpn接合の温度特性(順方向のバイアスがかった際に負の温度係数を持つ)をうまく利用して、安定した電圧を作り出す回路です。図2の回路構成では、2個のトランジスタの温度係数が一致していることが前提となります。また、両者の飽和電流ISや直流電流増幅率hFEに差がないことも必要です。したがって、1個の半導体チップ上に2個のトランジスタを形成しており、熱的/電氣的な特性がそろっている(平衡特性が高い)、いわゆる「ワンチップ・デュアルタイプ」のトランジスタを使用することを強くお勧めします。具体的な製品としては、「2SC3381」やアナログ・デバイセズの「MAT-01」などが利用できるでしょう。

やむを得ずディスクリートのトランジスタを2個使う場合には、両者の電氣的な特性がそろっていることに加え、両者を熱的に結合させることが重要です。パッケージがTO-92の品種を選択した場合、できれば電氣的な特性の観点から選別を行ったうえで、2個のパッケージを背中合わせに貼り付けて使用します。パッケージがSOTの製品の場合には、2個のパッケージを可能な限り近づけて配置し、プリント基板上のパターンを広めにとって熱伝導性を高めておくとういでしょう。

次はオペアンプICです。これについては、単電源で動作し、低い入力電圧を扱うことができ、入力オフセット電圧が小さい製品を選んでください。入力端子に接続されるトランジスタのコレクタ電流に影響を与えないように、バイアス電流が小さく、入力抵抗が大きいことも不可欠な条件です。例えば、単電源動作でレール・ツー・レール入出力に対応できる「ADA4091」(アナログ・デバイセズ製)などを使用できます。

最後は抵抗です。図1の機能ブロック図で示したKの値は、先述したように図2で言えばR1、R2、R3の値の比によって決ま

ります。またこの回路では、トランジスタの温度特性は考慮していませんが、抵抗の温度特性は無視していません。実際には抵抗にも温度係数があり、温度が変化すれば抵抗値が変化してKの値に影響が及びます。そのため、仮定した条件になるべく近づけられるように、金属皮膜タイプの抵抗など、温度特性の優れたものを選ぶ必要があります。抵抗値によっても温度係数が変わるので、同じ値の抵抗を使えるところは同じ値にするほうがよいでしょう。図2の例では、R1とR3を同じ抵抗値としています。

出力電圧と抵抗値を求める

続いて、図2の回路で得られる出力電圧を計算によって求めてみます。併せて、Kの値を決めるR1、R2、R3の値の選び方も示します。なお、以下では導出過程の一部を省いて示しました。詳しくは、『はじめてのトランジスタ回路設計—回路を設計製作しSPICEで検証!』(著者:黒田 徹、発行:CQ出版社)などを参照してください。

図2の回路では、次の3つの項目が成り立ちます。

- R3にかかる電圧は、Q1とQ2それぞれのVBEの差(ΔVBE)になる
- R2とR3には、同じ大きさの電流が流れる
- 出力電圧Voutは、R3にかかる電圧ΔVBEと、R2にかかる電圧の和になる

以上のことから、VoutはQ1のベース-エミッタ間電圧VBE1と熱電圧VTを用いて、次式のように表わすことができます。

$$V_{out} = V_{BE1} + KVT \quad (式1)$$

ここで、ボルツマン定数をk、絶対温度をT、電子の電荷(素電荷の定数)をqとすると、VTは以下の式で表すことができます。

$$VT = kT/q \quad (式2)$$

詳しい導出過程は省きますが、Kは以下の式で表すことが可能です。

$$K = R2/R3 \times \ln(R2/R1 \times IS2/IS1) \quad (式3)$$

lnは自然対数、IS1はQ1の飽和電流、IS2はQ2の飽和電流です。先述したように、Q1とQ2としては同一特性のトランジスタを選んでいきますので、飽和電流も同一と見なすことができます。したがって、IS2/IS1=1と考えることができます。結論として、Kは以下の式で表すことが可能です。

$$K = R2/R3 \times \ln(R2/R1) \quad (式4)$$

また、Voutは温度の関数として以下のように記述できます。

$$V_{out} = V_{BE1} + KVT = V_{g0} - VT[(r-1)\ln T - \ln E - \ln G] + KVT \quad (式5)$$

$$G = kR2/(qR1R3) \ln(R2/R1) \quad (式6)$$

ここで、Vg0はシリコンのバンドギャップ電圧、r、Eはトランジスタ素子固有のパラメータで、rは半導体の真性少数キャリア

密度から導かれる値、Eはそのほかの温度に依存しない定数をまとめたものです。ここでは、rの値は3.019、lnEの値は11.173、Vg0の値は1.109Vであるとしました。詳しくは付録をご参照ください。

以上に加えて、25°C (T0 = 300 K)においてVoutが一定、つまり温度微分が0という条件を追加すると、次のような関係が成り立ちます。

$$K = (r - 1)\ln T_0 + r - 1 - \ln E - \ln G$$

この条件を満たすようにR1、R2、R3を選択します。先述したとおり、抵抗としてはなるべく同じ値のものを使ったほうがよいので、R1とR3を同じ値にするといった前提で値を決めるとよいでしょう。

図2のBGRの温度特性をシミュレータで解析した結果を図3に示します。0~50°Cでの出力電圧Voutの変化率は、14 ppm/°C程度に抑えられていることが読み取れます。

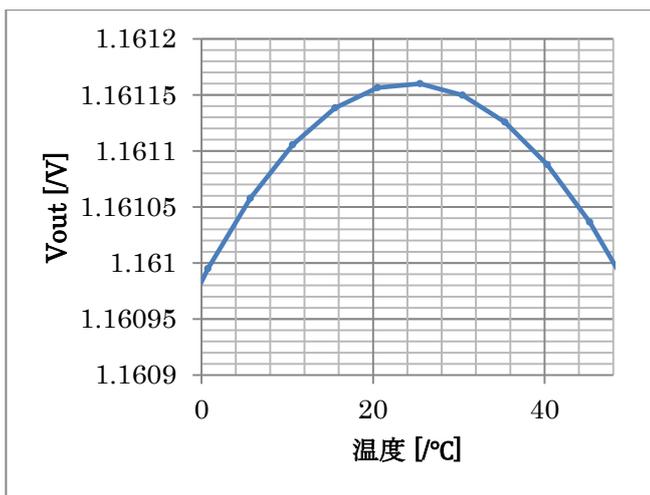


図3 出力電圧の温度特性をシミュレーションで解析した結果

さらなる応用も

図2の例では出力電圧は1.161Vでした。これとは違う値の定電圧を得たい場合には、図2のオペアンプの後段にオペアンプ回路を追加する方法（増幅回路などを構成する）が考えられます。その際使用するオペアンプと抵抗としては、いずれも高精度のものを選択してください。図2のオペアンプU1がデュアルチャネル品であれば、残りの1つを用いることができるでしょう。

また、今回紹介したBGRの回路は、「温度に影響されず常に安定した基準電圧を作る」ことを目的としたものです。これを逆にとらえて、「わずかな温度変化を検知する温度センサー」としてこの回路を利用することも可能です。すなわち、抵抗値を変えることで、温度に対して任意の傾きを持った電圧出力を設定することができるということです。例えば、R1を小さく設定すれば、出力電圧は温度に反比例して低下します。逆にR1を大きく設定

すれば、出力電圧は温度に比例して高くなります。このようにすれば、システムの温度補正などに利用することができるでしょう。

Appendix

本文では書ききれなかった詳細の部分について説明します。

詳しくは (P. R. グレイ, R. G. メイヤー, アナログ集積回路設計技術 上, 培風館, 1990) をご参照ください。

まず、トランジスタの温度特性について考えると、トランジスタにおいて、ベース-エミッタ間電圧が十分高い場合、すなわち

$$\exp(qV_{BE}/(kT)) \gg 1 \quad \text{式 A-1}$$

を満たす場合、VBEとコレクタ電流ICの関係は以下の様になります。

$$V_{BE} = V_T \ln(IC/IS) \quad \text{式 A-2a}$$

$$V_T = kT/q \quad \text{式 A-2b}$$

ここで、飽和電流ISは次のように定義されます。

$$IS = B n_i^2 T \mu_n \quad \text{式 A-3a}$$

$$\mu_n = C T^{-n} \quad \text{式 A-3b}$$

$$n_i^2 = D T^3 \exp(-V_{g0}/V_T) \quad \text{式 A-3c}$$

ここでB、C、Dは温度に依存しない定数、 μ_n は電子の移動度、 n_i は真性キャリア濃度、 V_{g0} はバンドギャップです。

これらから、VBEは

$$V_{BE} = V_T \ln(IC Tr E \exp(V_{g0}/V_T)) \quad \text{式 A-4a}$$

$$r = 4 - n \quad \text{式 A-4b}$$

$$E = 1/(BCD) \quad \text{式 A-4c}$$

よって、

$$q(V_{BE} - V_{g0})/(kT) + r \ln T - \ln E = \ln IC \quad \text{式 A-5}$$

となります。

ここで、r、Vg0、Eはトランジスタごとに依存する定数であるため、これらを決定するにはトランジスタのIC (またはVBE)の温度特性を知る必要があります。

多くの場合、トランジスタのデータシートには温度-ICまたはVBE特性が記載されていないため、SPICEモデルを用いてシミュレーションを行った結果を用いたいと思います。

たとえば、Multisimの仮想トランジスタモデルの温度特性は図aのようになります。

このデータをもとに、非線形回帰分析を行うと式A-5の定数はそれぞれ表a

のようになります。

式 A-5 をシミュレーション結果に対してフィッティングした曲線は非常によく一致するため、式 A-5 のようなモデルが有効であることが確認できます。

V_{Go} [V]	γ	$\ln E$
1.109	3.019	11.173

表 a

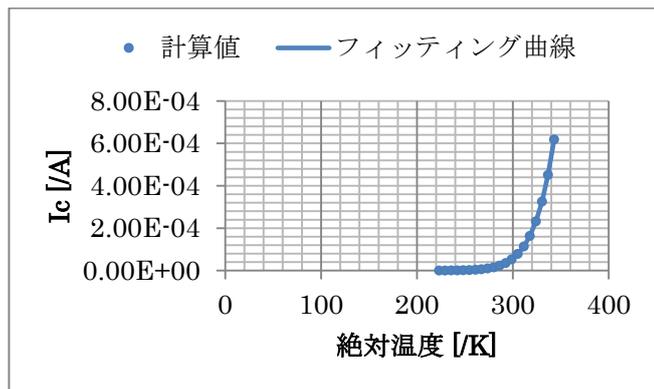


図 a トランジスタモデルの温度特性、
VBE = 700 mV のダイオード接続で測定

さて、今回用いたリファレンス電圧回路(図 b)から、Q1 に流れるコレクタ電流は以下の様にあらわされます。

$$I_{C1} = kTR_2 / (qR_1R_3) \ln(R_2/R_1) = GT \quad \text{式 A-6}$$

これより、出力電圧 V_{out} は

$$V_{out} = V_{g0} - V_T(r-1) \ln T + V_T(K + \ln(EG)) \quad \text{式 A-7}$$

$$K = (R_2/R_3) \ln R_2/R_1 \quad \text{式 A-8}$$

となります。今、 $T_0 = 300 \text{ K}$ (= 27°C) で安定した電圧を得たいとすると、 V_{out} はこの温度で微分が 0 とならなければなりません。この拘束条件を追加すると、

$$K + \ln(EG) = (r - 1) \ln T_0 + r - 1 \quad \text{式 A-9}$$

という関係が成立するため、これを満たす R_1 、 R_2 、 R_3 を選択すれば良いのです。