

お客様各位

カタログ等資料中の旧社名の扱いについて

2010 年 4 月 1 日を以って NEC エレクトロニクス株式会社及び株式会社ルネサステクノロジが合併し、両社の全ての事業が当社に承継されております。従いまして、本資料中には旧社名での表記が残っておりますが、当社の資料として有効ですので、ご理解の程宜しくお願い申し上げます。

ルネサスエレクトロニクス ホームページ (<http://www.renesas.com>)

2010 年 4 月 1 日
ルネサスエレクトロニクス株式会社

【発行】ルネサスエレクトロニクス株式会社 (<http://www.renesas.com>)

【問い合わせ先】 <http://japan.renesas.com/inquiry>

ご注意書き

1. 本資料に記載されている内容は本資料発行時点のものであり、予告なく変更することがあります。当社製品のご購入およびご使用にあたりましては、事前に当社営業窓口で最新の情報をご確認いただきますとともに、当社ホームページなどを通じて公開される情報に常にご注意ください。
2. 本資料に記載された当社製品および技術情報の使用に関連し発生した第三者の特許権、著作権その他の知的財産権の侵害等に関し、当社は、一切その責任を負いません。当社は、本資料に基づき当社または第三者の特許権、著作権その他の知的財産権を何ら許諾するものではありません。
3. 当社製品を改造、改変、複製等しないでください。
4. 本資料に記載された回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報は、半導体製品の動作例、応用例を説明するものです。お客様の機器の設計において、回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報を使用する場合には、お客様の責任において行ってください。これらの使用に起因しお客様または第三者に生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
5. 輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」その他輸出関連法令を遵守し、かかる法令の定めるところにより必要な手続を行ってください。本資料に記載されている当社製品および技術を大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的その他軍事用途の目的で使用しないでください。また、当社製品および技術を国内外の法令および規則により製造・使用・販売を禁止されている機器に使用することができません。
6. 本資料に記載されている情報は、正確を期すため慎重に作成したのですが、誤りが無いことを保証するものではありません。万一、本資料に記載されている情報の誤りに起因する損害がお客様に生じた場合においても、当社は、一切その責任を負いません。
7. 当社は、当社製品の品質水準を「標準水準」、「高品質水準」および「特定水準」に分類しております。また、各品質水準は、以下に示す用途に製品が使われることを意図しておりますので、当社製品の品質水準をご確認ください。お客様は、当社の文書による事前の承諾を得ることなく、「特定水準」に分類された用途に当社製品を使用することができません。また、お客様は、当社の文書による事前の承諾を得ることなく、意図されていない用途に当社製品を使用することができません。当社の文書による事前の承諾を得ることなく、「特定水準」に分類された用途または意図されていない用途に当社製品を使用したことによりお客様または第三者に生じた損害等に関し、当社は、一切その責任を負いません。なお、当社製品のデータ・シート、データ・ブック等の資料で特に品質水準の表示がない場合は、標準水準製品であることを表します。
標準水準： コンピュータ、OA 機器、通信機器、計測機器、AV 機器、家電、工作機械、パーソナル機器、産業用ロボット
高品質水準： 輸送機器（自動車、電車、船舶等）、交通用信号機器、防災・防犯装置、各種安全装置、生命維持を目的として設計されていない医療機器（厚生労働省定義の管理医療機器に相当）
特定水準： 航空機器、航空宇宙機器、海底中継機器、原子力制御システム、生命維持のための医療機器（生命維持装置、人体に埋め込み使用するもの、治療行為（患部切り出し等）を行うもの、その他直接人命に影響を与えるもの）（厚生労働省定義の高度管理医療機器に相当）またはシステム等
8. 本資料に記載された当社製品のご使用につき、特に、最大定格、動作電源電圧範囲、放熱特性、実装条件その他諸条件につきましては、当社保証範囲内でご使用ください。当社保証範囲を超えて当社製品をご使用された場合の故障および事故につきましては、当社は、一切その責任を負いません。
9. 当社は、当社製品の品質および信頼性の向上に努めておりますが、半導体製品はある確率で故障が発生したり、使用条件によっては誤動作したりする場合があります。また、当社製品は耐放射線設計については行っておりません。当社製品の故障または誤動作が生じた場合も、人身事故、火災事故、社会的損害などを生じさせないようお客様の責任において冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計等の安全設計およびエージング処理等、機器またはシステムとしての出荷保証をお願いいたします。特に、マイコンソフトウェアは、単独での検証は困難なため、お客様が製造された最終の機器・システムとしての安全検証をお願いいたします。
10. 当社製品の環境適合性等、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問合せください。ご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用される環境関連法令を十分調査のうえ、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
11. 本資料の全部または一部を当社の文書による事前の承諾を得ることなく転載または複製することを固くお断りいたします。
12. 本資料に関する詳細についてのお問い合わせその他お気付きの点等がございましたら当社営業窓口までご照会ください。

注 1. 本資料において使用されている「当社」とは、ルネサスエレクトロニクス株式会社およびルネサスエレクトロニクス株式会社がその総株主の議決権の過半数を直接または間接に保有する会社をいいます。

注 2. 本資料において使用されている「当社製品」とは、注 1 において定義された当社の開発、製造製品をいいます。

1. バイアスの基本回路

トランジスタ回路では周囲条件によってバイアスが変動しやすく、しかも良好な動作をするためのバイアスの許容範囲が真空管の場合よりも狭いという問題があります。このためバイアスの設計はトランジスタの各種の応用の中で共通な、そして基本的な問題なので、ここにバイアスに関する基礎的なことから述べます。

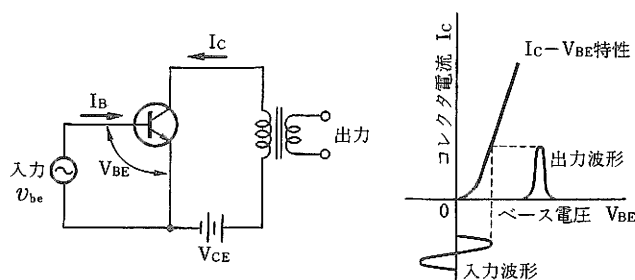


図1 トランジスタの0バイアスの動作

1.1 バイアスの意味

トランジスタでは、コレクタに正規の電圧 (NPN 形では正, PNP 形では負) を加えても、ベース・エミッタ間電圧 0 の状態ではコレクタ電流はわずかの漏れ電流しか流れません。

したがって、ベース・エミッタ間 0 バイアスで信号入力をベースに入れば、トランジスタはベースにある値の順方向電圧が加えられた時に動作するので、図 1 のように信号の半サイクルの一部分の期間だけコレクタ電流が流れることになり、C 級動作になってしまいます。真空管回路での 0 バイアスでの動作は図 2 のようになっていて、バイアスを加えないときにもあるプレート電流が流れています。そして真空管では、通常 A 級動作ではコントロールグリッドに $-V_G$ の負バイアスを与えています。これはグリッド電流を流さないためですが、その $-V_G$ の値は信号の全サイクルにわたってプレート電流が流れ、かつグリッドが正にならないように決めてあります。図 3 はその様子を示すもので、 I_P-V_g 特性曲線のカットオフ電圧のほぼ半分のところにバイアス電圧を決め、 $-V_G$ だけ負の方向に動作点を追いこんであります。

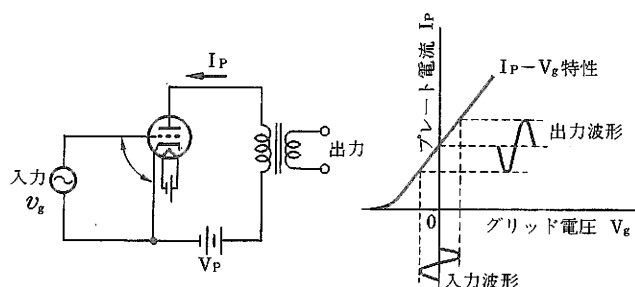


図2 真空管の0バイアスの動作

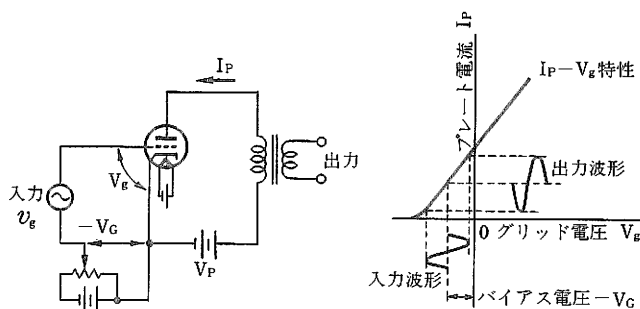


図3 $-V_G$ のバイアスをかけた A 級動作真空管回路

トランジスタでは 0 バイアスでコレクタ電流が流れませんから、コレクタ電流を入力信号の全サイクルにわたって流すためには、ベース・エミッタ間接合にごくわずかの順方向電圧をあらかじめ加えておかなければなりません。すなわち、ベース・エミッタ間に順バイアス V_{BE} を与えておくことになります。トランジスタでは真空管の場合とは反対に、コレクタ電流がよく流れるところまで動作点を V_{BE} だけ移してあり、この上に入力信号を重ねて入れることになります。このベース・エミッタ間の順バイアスは、図 4 に例を示したようにゲルマニウムトランジスタでは $0.1 \sim 0.2V$ 、シリコントランジスタでは $0.6 \sim 0.7V$ 程度の値です。

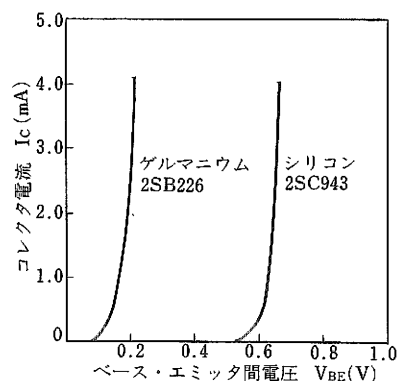


図4 ゲルマニウムトランジスタとシリコントランジスタの V_{BE} の違い

ベース・エミッタ間接合に順バイアスということから、NPN トランジスタではエミッタに対してベースに正の電圧を、PNP トランジスタではベースに負の電圧を加えることになります。図5は NPN トランジスタの例を示したものです。

トランジスタの入力抵抗は小さいので、ベース・エミッタ間に順バイアス V_{BE} を加えればベース電流 I_B が流れ、その I_B の h_{FE} 倍されたコレクタ電流 I_C がコレクタ回路に流れます。そして、その I_C とほぼ等しい大きさのエミッタ電流 I_E がエミッタ回路に流れることになります。 h_{FE} はトランジスタのエミッタ接地電流増幅率です。

したがって、トランジスタのバイアスとは、この V_{BE} 、 I_B 、 I_C 、 I_E のどれを指してもよいのですが、通常はコレクタ電流 I_C またはエミッタ電流 I_E をバイアスの代表的なものとしています。

また、コレクタに加える電圧によっては、トランジスタ特性はコレクタ電流ほど大きく左右されませんが、やはりコレクタ・ベース間電圧 V_{CB} またはコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} をバイアス条件の1つとして考えることが多いのです。

トランジスタカタログなどで特性、規格を表示する時のバイアス条件は、電圧は V_{CB} または V_{CE} 、電流は I_C または I_E を使うのが大部分です。

1.2 最適バイアス点の考え方

トランジスタにどれだけのバイアスを加えておくか、いいかえればどれだけのコレクタ電流を流した状態で使うかは、まずトランジスタの動作の種類により異なります。すなわち、

- (1) C級増幅では、原理的には特別なバイアス回路を必要としません。
- (2) B級増幅では、 I_C - V_{BE} 特性曲線の立上り点のところまでバイアスします。
- (3) A級増幅では、 I_C - V_{BE} 特性曲線の立上り点を越えて、さらに大きく順方向バイアスを加え、無信号時に適当なコレクタ電流が流れているようにします。これらの様子は図6に示したようになります。

最も基本となるA級小信号増幅について考えてみると、そのバイアス点は、最大の利得という考え方からすれば

コレクタ電流は h_{fe} が最大になる点に選ぶことになるのかも知れません。ここで h_{fe} はエミッタ接地小信号電流増幅率です。しかし実際には、電池の消費、トランジスタの発熱など他の条件から制約を受けて0.5～3mA程度で使う場合が大部分です。逆にトランジスタメーカーではトランジスタを設計する際に、小信号A級増幅用トランジスタとしては、 h_{fe} が数mAのコレクタ電流で最大となるように設計することになります。また、とくに高入力インピーダンスあるいは低雑音とするためなどで、利得そのものは低くなるのを承知のうえでコレクタ電流を数10 μ Aの程度まで下げる場合もあります。この場合、数10 μ Aで100～200程度の h_{fe} が得られるトランジスタでは、一般に数mA辺のバイアスでは500～1,000程度の値になることも珍しくありません。

コレクタ電圧については、とくに低くない限り特性に大きく響かないことから、電池または電源のつごうで数Vの値に落ちつくことが多いようです。

A級増幅であってもある程度出力電力を取出すようなドライバ段などでは、バイアス点はその出力に見合うだけ大きくしていかなければならないのはもちろんです。

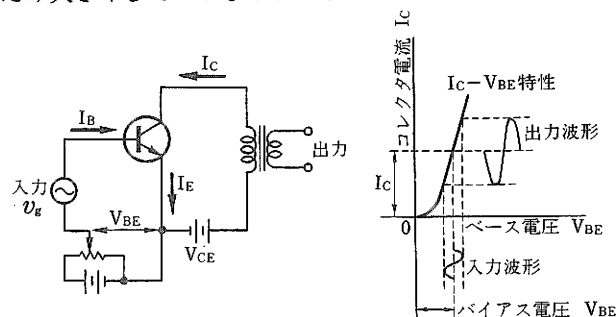


図5 NPN トランジスタのバイアス

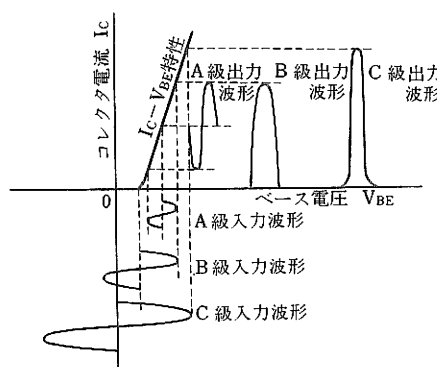


図6 動作の種類によるバイアス点の決め方

したがって、このような場合には、そのバイアス点と信号スイングに対して h_{fe} が十分な値をもつトランジスタを選ぶことになります。

低周波大出力用のB級プッシュプル動作では、原理的には I_C - V_{BE} 特性曲線のカットオフ点にまでバイアスするだけで、無信号時にコレクタ電流を流す必要はありませんが、低電流付近での非直線性によるひずみを軽減させるため、わずかながらバイアスとして無信号時にコレクタ電流を流しています。これを無信号時バイアス電流とか、アイドリング電流とか呼んでいます。

用途およびトランジスタ動作の種類が決まった場合、そのバイアスとしての適当なコレクタ電流とはまず信号レベル、電力レベルによって異なりますが、トランジスタによっても異なり、最適動作をさせるためのコレクタ電流が少なくてもよいものもあり、かなり大きく必要とするものもあります。トランジスタがどれだけのコレクタ電流を流したときにより特性を発揮するかは、そのトランジスタがどの程度の信号レベルあるいは電力レベルで使われるかによって、トランジスタメーカー側が設計したもののなのです。

図7は、各種のトランジスタのコレクタ電流 I_C に対する h_{FE} の変化を示します。かなり歴史的な製品である成長接合系のトランジスタは、低電流での立上りが早く、1~2 mAに最大点を作ることができますが、大電流用にはまったく適しません。合金接合系および拡散接合系のトランジスタは、電極面積によって最大点がある程度希望の値に設計することができますから、小信号用、中電力用、大電力用と用途により異なった設計をとることができます。小信号用は小電流での立上りが早い代りに、大電流での h_{FE} 低下にはあまり気を使いません。大電力用は低電流での立上りは遅いのですが、大電流での h_{FE} 低下が少なく、大きなコレクタ電流を流すことができるものです。したがって、大きな電力を扱うことのできるトランジスタは小さなコレクタ電流の状態ではまだよい特性が出ないことが多く、必ずしも大は小を兼ねません。また、トランジスタの h_{FE} はあるコレクタ電流で最大となり、大きなコレクタ電流のもとでは h_{FE} は低下します。このため小電流用のトランジスタを大電流で使うとひずみが増えるのでやはり不適当になります。

このほかトランジスタ回路のバイアスは、トランジス

タ動作の最適点に決められるよりは、電源（たとえば電池の種類、個数あるいは他の装置との共通電源など）に影響されることが非常に多いのも事実です。また、A級小信号増幅では、 h_{fe} の最大となるコレクタ電流が10数 mA あるにもかかわらず、バイアス値を1 mA 付近で使うことが多くあります。これは1 mA 付近で十分な電力利得が得られるので、必要以上にバイアス点を上げて電力消費を増し、またその電力による発熱を招かないためです。

1.3 実際のバイアス回路とバイアスの計算式

図8はNPNトランジスタを使った代表的な低周波増幅回路を示したものです。C₁は前段との結合用コンデンサ、C₂は電源のバイパスコンデンサ、C_Eはエミッタ回路のバイパスコンデンサです。出力側はトランス結合として次段とのインピーダンスマッチングを行っています。この図の中でバイアスに関係する直流の回路だけを抜き出してみると、図9のようになります。いままではコレクタとベースを別の電源として原理的な説明を

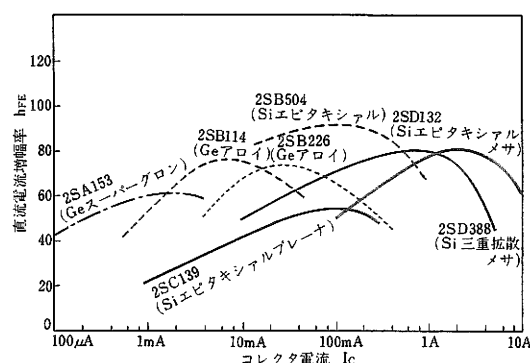


図7 トランジスタの電流増幅率の電流依存性

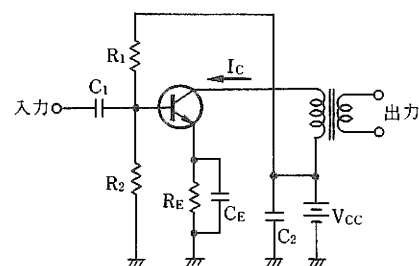


図8 代表的な低周波増幅回路

しましたが、実際回路ではこのように1電源で構成することがほとんどです。

このバイアス方式は電流帰還方式あるいはブリーダ方式などと呼ばれるもので、最も一般的にみられるものです。

I_B の h_{FE} 倍が I_C ですから、バイアスとして必要な I_C を流すためには、 I_C/h_{FE} だけの I_B をベースに流すようなバイアス回路を作ればよいことになります。しかしトランジスタでは、この I_B のほかに I_C に影響するものとして、ベース・コレクタ間に流れる漏れ電流 I_{CBO} と、ベース・エミッタ間電圧降下である V_{BE} を考慮しなければなりません。

トランジスタのパラメータの、直流電流増幅率を h_{FE} 、ベース・エミッタ間電圧を V_{BE} 、コレクタ・エミッタ間断電流を I_{CBO} とすると、バイアスであるコレクタ電流 I_C を表す式はつぎのようになります。

$$I_C = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} + \left(R_E + \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{CBO}}{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{(R_1 + R_2) h_{FE}}}$$

これより、回路素子 R_1 , R_2 , R_E を固定しても、トランジスタのパラメータ h_{FE} , V_{BE} , I_{CBO} の影響を受けることが分ります。この式は $h_{FE} \gg 1$ として求めたもので、実験とよく一致します。この式によってバイアス回路設計をする時は、 h_{FE} , V_{BE} , I_{CBO} をトランジスタカタログの値をそのまま使うのではなく、実際に使用するバイアス点近くでの値を用いるべきです。 h_{FE} , V_{BE} , I_{CBO} のいずれもが電圧、電流によって変化するものであり、その変化の傾向はカタログにカーブが示されていることが多いので、これによって換算してから用います。計算の際、ゲルマニウムトランジスタでは V_{BE} の項を省略してよい場合が多く、シリコントランジスタでは逆に V_{BE} の項を無視できませんが、 I_{CBO} の項は大体省略できます。

R_1 , R_2 はブリーダとなっていて、ベース電流にはほぼ無関係な電位をベースに与えるようにしてあります。この意味で、このバイアス回路をブリーダ方式と呼ぶのです。

R_1 , R_2 , R_E の選び方は、ゲルマニウムトランジスタでは温度安定度の点からは R_1 , R_2 は小さいほどよく、

R_E は大きいほどよいといえます。とくに、 R_E は電流帰還の作用をもつものなので、この R_E は大きいほど温度安定度がよく、 I_C のバラツキが少なく、また減電圧特性もよくなります。しかし一方、 R_E を大きくするにつれて、 R_E での電圧降下が増し、トランジスタのコレクタ・エミッタ間に実効的にかかる電圧が下ってしまうので、コレクタ電流の大きい場合やコレクタ電流が大幅に変化する場合（B級やC級増幅回路など）などにはあまり大きくすることができません。

シリコントランジスタでは、温度安定度の点からは R_1 , R_2 , R_E いずれも大きいほどよいといえます。

1.4 固定バイアス、自己バイアス

図10はブリーダ方式のバイアス回路を変形し、 $R_2 = \infty$, $R_E = 0$ としたもので、固定バイアスと呼ばれるものです。バイアス抵抗 R_1 の値はベース・エミッタ間電圧降下 V_{BE} を無視すると、

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{I_B} = \frac{V_{CC} \times h_{FE}}{I_C}$$

として計算することができます。最も簡単なバイアス回路ですが温度安定度は悪くなり、とくにゲルマニウムトランジスタのように I_{CBO} の大きいトランジスタでは、周囲温度の上昇あるいは自身の発熱によってランナウェイを起こす危険がでえます。固定バイアスではまた、

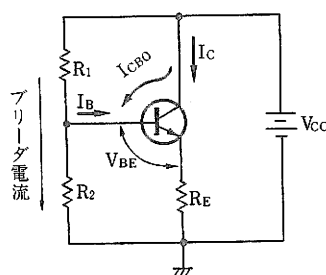


図9 バイアスに係する直流回路だけ抜きだしたもの

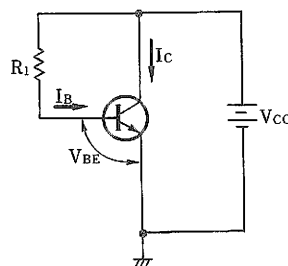


図10 固定バイアス回路

I_C のバラツキが広がって、 h_{FE} バラツキと同じだけの広がりをもつようになります。このため、この固定バイアス方式は、バイアスである I_C の値が少々バラついても差しつかえがなく、またランナウェイも起こしにくい小信号、小電力の回路の応用には実用可能ということになります。

この固定バイアス回路は、電源電圧が低下したときのバイアス低下の度合い、つまり減電圧特性の点でブリーダ方式のバイアス回路よりも優れています。シリコントランジスタでは V_{BE} が大きいゲルマニウムトランジスタよりも減電圧特性は悪くなる宿命があり、これをいくらかでも救済するため、この固定バイアス回路を採用する場合があります。この際、固定バイアスでは h_{FE} バラツキと同じだけの I_C バラツキがあるため、あらかじめトランジスタの h_{FE} を I_C バラツキの許容できる割合と同じ比に細区分しておく必要があります。

コレクタ側に負荷抵抗がある時（トランス結合であってもトランスの巻線抵抗があれば）は、図11のようにバイアス抵抗 R_1 を電源からでなく、コレクタ側からとることで I_C バラツキも温度安定度も改善されます。これ

は自己バイアスと呼ばれるものです。もし I_C が何らかの原因で増加傾向をもつと、負荷抵抗 R_L によって電圧降下が大きくなり、 V_{CE} が下って I_B を減少させ、 I_C の増加を抑える方向に働いてくれます。このような働きは R_1 と R_L による一種の負帰還ともいえます。自己バイアスでは信号に対しても R_1 による負帰還がかかるため利得は低下しますが、固定バイアスよりは実用的なバイアス回路です。図12は、トランジスタのバイアスに関してここに述べた3とおりのバイアス回路方式の特長をまとめたものです。

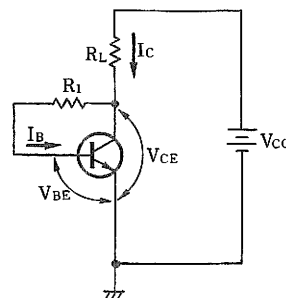


図11 自己バイアス回路

	バイアス回路	I_C , V_{CE} の式	特 長	適 応 回 路
(a)	固定バイアス 	$I_C = \frac{h_{FE}(V_{CE} - V_{BE})}{R_1} + h_{FE} \cdot I_{CBO}$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_L$	- 回路が簡単 - 電力消費が少ない - 温度安定度悪い I_C バラツキ大	- 安価にしたいとき - 電圧、電流が小さいとき - 温度はあまり高くないとき - バイアスの少々の変動は問題としない - 減電圧特性をよくするとき（とくにSiのとき） h_{FE}により R_1を調節できる
(b)	自己バイアス 	$I_C = \frac{h_{FE}(V_{CC} - V_{BE})}{R_1 + h_{FE} \cdot R_L} + h_{FE} \cdot I_{CBO}$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_L$	- 回路が簡単 - 電力消費が少ない - 温度安定度は(a)よりはよい I_C バラツキは(a)より少ない - 入出力インピーダンスが低くなる - ひずみは少なくなる - 利得は(a)よりは下がる	- 同上および - 入力インピーダンスを低くしたいとき - ひずみ率改善
(c)	電流帰還バイアス 	$I_C = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} + \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{CBO}}{R_E + \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) h_{FE}}$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_1 + R_L)$	- 回路素子が多く複雑 - 温度安定度はよい I_C バラツキ小 - 電力消費が多い R_EにバイパスCが必要 R_Eを大きくしないと減電圧特性悪い（とくにSiのとき）	- 温度安定度をよくしたいとき I_C バラツキを小さくしたい（広い幅の h_{FE} を使いたい） C_Eをはずすと高入力インピーダンスとなる

図12 各バイアス回路の特長

1.5 トランジスタの極性

これまでのバイアス回路は、便宜上 NPN トランジスタについて実際回路の中からバイアスに関係する直流回路だけをぬき出して考えてきました。しかし、実際に使用されている装置の中では PNP と NPN のトランジスタが混用されることも多く、このため接地点のとり方やバイアスの極性によって、実際回路を眺めてもどれがバイアスの回路なのか分りにくいこともあります。

トランジスタの極性は最も初歩的なことからですが、真空管回路にはなかったトランジスタに特有なことから、ここに付け加えて説明しておきます。

トランジスタに与えるバイアスは、NPN と PNP すなわち極性によって図13に示すようにまったく反対になります。バイアス電圧、電流の極性表示は、電圧については接地電極を基準にして、電流についてはトランジスタに流れこむ方向を正、流れ出す方向を負と約束します。エミッタ電流で比較すると、NPN 形では I_E はトランジスタから流れ出す方向なので負の値で表示し、PNP 形ではトランジスタに流れこむ方向なので正の値で表示します。トランジスタの記号でエミッタ電極の矢印がエミッタ電流の流れる方向と一致しています。

このように極性の反対のものが存在するということは真空管にはなかったトランジスタの1つの大きな長所で、直結多段回路や位相反転のいらないプッシュプル回路など真空管では考えられなかったような回路が実現できました。

しかし、それほど極性の違いを有効に利用しない場合には、かえって NPN と PNP を混用したためにバイアス回路が複雑になることは避けられません。

2. バイアスの温度安定度

シリコントランジスタはゲルマニウムトランジスタよりも高温まで安定であるといわれますが、このいい方はあまり正確ではありません。

シリコントランジスタでは I_{CBO} が小さく、トランジスタとして動作することのできる最大接合部温度 T_j も高く、実際に高温あるいは大電力で寿命試験をしてみても確かに安定です。しかしそれはトランジスタ単体の話であって、実際の回路の中では回路設計が正しくないとせっかくのシリコントランジスタの特性を発揮できなくなる場合があるからです。

ここでは前述のバイアスの基本回路にひきつづき、バイアス回路設計での最も大きな問題、すなわちバイアスの温度安定度を、代表的なバイアス回路方式について解説し、バイアス回路設計上の注意を述べます。

2.1 バイアスの温度安定度

温度によってトランジスタの諸定数が変化してしまうことは、トランジスタが半導体を材料としているものである限りある程度避けられないことです。しかし実際の回路応用の上でのもっと大きな影響は、温度変化につれてバイアス点が変動し、そのためにトランジスタの諸定

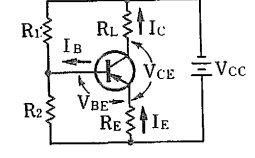
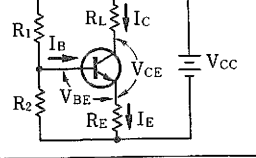
極 性	PNP	NPN
トランジスタの名称	2SA……または 2SB……	2SC……または 2SD……
記 号	ベース  コレクタ エミッタ	ベース  コレクタ エミッタ
バイアスのかけ方		
コレクタ電圧 V_{CE} (エミッタに対して)	-	+
ベース電圧 V_{BE} (エミッタに対して)	-	+
コレクタ電流 I_C	-(トランジスタから流れ出す方向)	+(トランジスタに流れこむ方向)
ベース電流 I_B	-(トランジスタから流れ出す方向)	+(トランジスタに流れこむ方向)
エミッタ電流 I_E	+(トランジスタに流れこむ方向)	-(トランジスタから流れ出す方向)

図13 トランジスタの極性によるバイアスの比較

数が変化してしまうことのほうが大きいのです。そこで温度の変化に対してバイアス点の変動が少ないようにバイアス回路を設計することも大切で、これをバイアスの温度安定度といいます。

温度上昇につれてトランジスタの I_{CBO} は増加し、 V_{BE} は減少し、また一般に h_{FE} も増加するので、このいずれの影響を考慮してもバイアスであるコレクタ電流 I_C は高温では増加し、低温では減少することになります。

図14および図15はシリコントランジスタのバイアスによる h パラメータの変化の例を示すものですが、温度によってバイアス点が動くと、入力インピーダンス、出力インピーダンス、利得がみな変化してしまいます。

このようにトランジスタのパラメータはバイアスとともに大幅に変化するものなので、周囲温度、電源などの条件の変化につれてバイアス点が変わると、当初機器設計の際に期待した特性とはかけはなれたものになってしまうこともあり得ます。さらにこれが大振幅動作の場合には、図16に示すように常温で最適バイアス点に設定しても高温ではバイアス点が上って出力波形の片側に早くクリップが起こり、また低温ではバイアス点が下ってやはり出力波形の片側に早くクリップが起こる結果、ひずみ率が悪くなります。またさらにひどい場合には高温で熱暴走（Thermal Runaway、サーマルランナウェイ、または単にランナウェイともいいます）を起こしてトランジスタを破壊してしまうこともあります。

2.2 温度安定度の数式的解析

トランジスタのバイアスとしてコレクタ電流 I_C を考えて、この変化分を dI_C とすると、

$$dI_C = \left(\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right) dI_{CBO} + \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right) dV_{BE} + \left(\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right) dh_{FE} \quad (1)$$

のように表すことができます。

この式は、何らかの原因で I_{CBO} 、 V_{BE} 、 h_{FE} がそれぞれ dI_{CBO} 、 dV_{BE} 、 dh_{FE} だけ変化した時の I_C の変化分を示しているものです。

この式の中で（ ）で示した部分はそれぞれ I_{CBO} 、 V_{BE} 、 h_{FE} に対する安定係数で、つぎのように定義します。

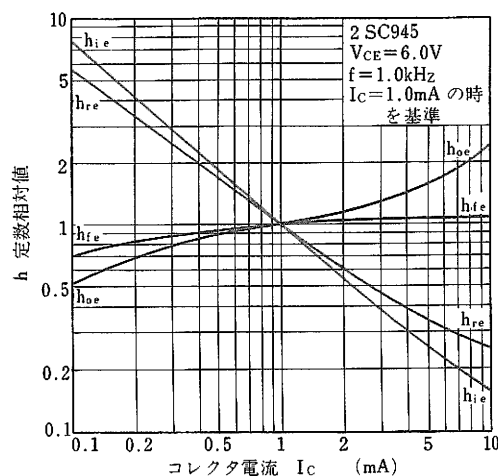


図14 コレクタ電流による h パラメータの変化の例

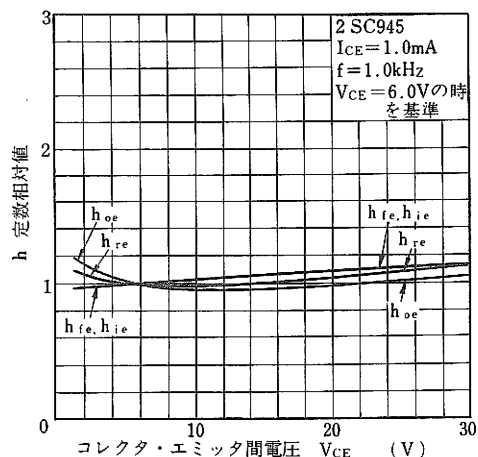


図15 コレクタ電圧による h パラメータの変化の例

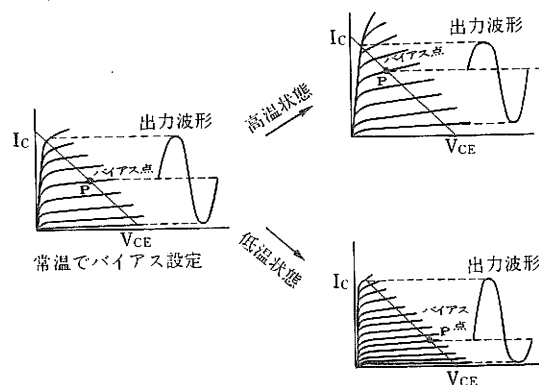


図16 温度変化によるバイアス点のずれと出力波形ひずみ

$$S_1 = \left(\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right) I_{CBO} \text{ に対する安定係数} \quad (2)$$

$$S_2 = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right) V_{BE} \text{ に対する安定係数} \quad (3)$$

$$S_3 = \left(\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right) h_{FE} \text{ に対する安定係数} \quad (4)$$

バイアスを狂わせる原因のうち、一番大きく利くのは温度と考えて、温度変化 dt に対する I_C の変化 dI_C はつぎのように表すことができます。

$$\frac{dI_C}{dt} = S_1 \frac{dI_{CBO}}{dt} + S_2 \frac{dV_{BE}}{dt} + S_3 \frac{dh_{FE}}{dt} \quad (5)$$

温度による I_{CBO} の変化率 dI_{CBO}/dt , V_{BE} の変化率 dV_{BE}/dt , h_{FE} の変化率 dh_{FE}/dt はいずれもトランジスタによって決まります。したがって使用するトランジスタが決ると、温度による I_C の変化率 dI_C/dt をできるだけ小さくするには、3つの安定係数 S_1 , S_2 , S_3 をできるだけ小さくするようなバイアス回路を設計することになります。

安定係数である S_1 , S_2 , S_3 は、第(2), (3), (4)式の定義から、バイアスであるところの I_C を求める式をそれぞれ I_{CBO} , V_{BE} , h_{FE} で偏微分することで計算できます。

図17は電流帰還方式の最も一般的なバイアス回路で、この回路についてバイアス電流 I_C を求める簡略式は、

$$I_C = \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} - V_{BE} + \left(R_E + \frac{R_1 \times R_2}{R_1+R_2} \right) I_{CBO}}{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{(R_1+R_2)h_{FE}}} \quad (6)$$

となりますから、 I_C の式について3つの安定係数 S_1 , S_2 , S_3 を計算してみると、

$$S_1 = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = \frac{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{R_1+R_2}}{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{(R_1+R_2)h_{FE}}} \quad (7)$$

$$S_2 = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{-1}{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{(R_1+R_2)h_{FE}}} \quad (8)$$

$$= \frac{-S_1}{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{R_1+R_2}} \quad (9)$$

$$S_3 = \frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} = \frac{S_1(I_C - I_{CBO})}{h_{FE}^2} \quad (10)$$

のように計算できます。

これらの式から直感的に分ることは、 S_1 , S_2 , S_3 を小さくするにはすべて S_1 を小さくすることに帰着しますが、さらに詳細にみると表1のようになります。

このようにバイアス回路の安定度は3つの安定係数 S_1 , S_2 , S_3 で知ることができますが、バイアスを狂わせる原因である I_{CBO} , V_{BE} , h_{FE} の3つは同じように利く訳ではありません。ゲルマニウムトランジスタでは I_{CBO} が大きいので V_{BE} や h_{FE} に比べて I_{CBO} の影響が支配的で、もっぱら S_1 を小さくすることをバイアス回路設計の主眼とします。このためゲルマニウムトランジスタの回路では I_{CBO} の変化に対する I_C の変化の割合である dI_C/dI_{CBO} , つまり前記の S_1 をバイアスの温度安定度指数(スタビリティファクタ)と名付け、 S の記号を用いていました。シリコントランジスタでは小信号用のトランジスタでは I_{CBO} は無視できるほど小さい場合が多く、一般にバイアスを狂わせる原因は I_{CBO} よりも V_{BE} のほうが支配的です。

表1 回路定数が安定係数におよぼす影響

	R_1, R_2	R_E	h_{FE}
S_1 を小さくするには	小さいほうがよい	大きいほうがよい	小さいほうがよい
S_2 を小さくするには	大きいほうがよい	大きいほうがよい	小さいほうがよい
S_3 を小さくするには	小さいほうがよい	大きいほうがよい	大きいほうがよい

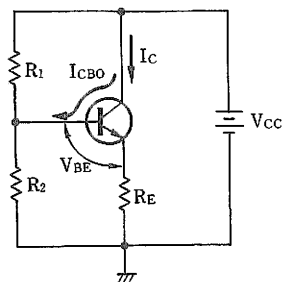


図17 電流帰還方式のバイアス回路

ゲルマニウムトランジスタの バイアスの温度安定度

ゲルマニウムトランジスタでは一般に I_{CBO} は数 μA あり、一方 V_{BE} は $0.1 \sim 0.2V$ であるため、この V_{BE} にくらべて十分大きい電圧降下を R_E 両端でとることができれば、 V_{BE} の温度依存性による効果は省略して、 I_{CBO} の温度依存性だけに着目して考えることができます。そこで $S_1 = \partial I_C / \partial I_{CBO}$ をスタビリティファクタ S と呼び、 S の値が小さいほどバイアスは温度に対して安定です。

前述の第(7)式から S の値が分れば、 I_{CBO} の変化量 ΔI_{CBO} に対するコレクタ電流 I_C の変化量 ΔI_C を、

$$\Delta I_C = S \cdot \Delta I_{CBO} \quad (11)$$

として計算することができます。トランジスタが半導体を材料とする限り温度による I_{CBO} の変化を避けることができませんが、 I_{CBO} が変化してもバイアスである I_C におよぼす影響をできるだけ少なくすることはバイアス回路の設計によって可能で、それがどれだけ達成されたかが、 S の値で分る訳です。最も安定な状態は $S = 1$ で、この時 I_C の変化分は I_{CBO} の変化分だけです。

S を左右するものはバイアス抵抗 R_1 , R_2 , R_E と、トランジスタの h_{FE} とですが、図18は S を求める第(7)式を変形して、

$$S = \frac{1 + X}{1 + \frac{X}{h_{FE}}} \quad (12)$$

$$X = \frac{R_1 \times R_2}{R_E (R_1 + R_2)}$$

として、バイアス抵抗とトランジスタの h_{FE} によって S の値が簡単に求められるようにした図です。

バイアス抵抗を一定とすると (第(12)式で X が一定)、 S は h_{FE} が大きいほど大きく、したがって温度安定度は悪いことになります。このためバイアスの温度安定度という観点からは、 h_{FE} の大きいものほどよいトランジスタということはいえないことになります。

ゲルマニウムトランジスタのバイアス回路では、 I_{CBO} の変化量 ΔI_{CBO} が分れば、バイアス回路から計算した安定度指数 S 、すなわち S_1 とから、第(11)式を用いてバイアスであるコレクタ電流の変化量 ΔI_C を求めること

ができます。トランジスタの I_{CBO} はきわめて大きい温度依存性がある、図19のようにほぼ $8 \sim 10^\circ C$ の温度上昇に対して2倍になります。装置の環境条件として予想される温度変化に、コレクタに入る電力 (コレクタ電圧 $\times$ コレクタ電流) による温度上昇を加えただけの温度変化量からの I_{CBO} 変化量 ΔI_{CBO} を求め、これに対応する ΔI_C がバイアスの許容変化範囲に入るような S となるバイアス回路を設計する訳です。 S を小さくするためにはエミッタ回路の抵抗 R_E が大きく利いていて、電源電圧に余裕がある時、コレクタ電流があまり大きくない時はできるだけ大きな R_E を使うことによって、 S の小さな、温度安定度のよいバイアス回路を作ることができます。もし固定バイアスのようにベース側のバイアス抵

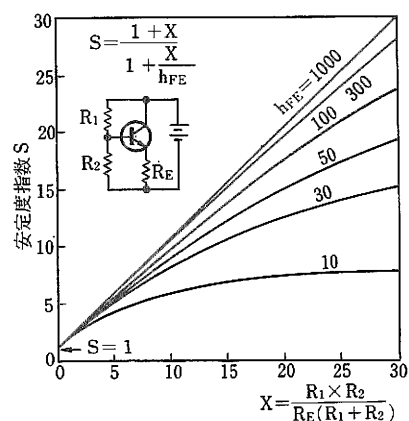


図18 バイアス抵抗および h_{FE} と S との関係

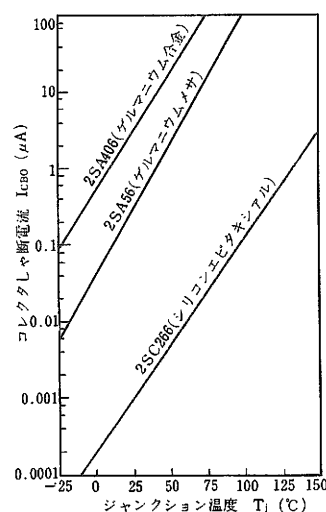


図19 I_{CBO} の温度依存性の例

抗1本として、 $R_E = 0$ 、 $R_2 = \infty$ とすると

$$S_1 = h_{FE}$$

となり、 I_{CBO} の変化が h_{FE} 倍されてコレクタ電流 I_C に影響をおよぼすことになります。

2.3 実際のバイアス回路での温度安定度の例

図20はゲルマニウムトランジスタ 2SB326 を用いた CR 結合低周波増幅回路の例です。この回路では図21の動作図のように $V_{CC} = 12V$ 、 $I_C = 2.8mA$ に設定されていますが、 $h_{FE} = I_C / I_B \approx 56$ という値（この h_{FE} の値はカタログに表示された値とは測定条件が異なるため同じ値とはならない）と、バイアス回路の回路定数である $R_1 = 8k\Omega$ 、 $R_2 = 4k\Omega$ 、 $R_E = 1.4k\Omega$ を第(7)式に代入して S_1 を計算すると、

$$S_1 = \frac{1.4k\Omega + \frac{8k\Omega \times 4k\Omega}{8k\Omega + 4k\Omega}}{1.4k\Omega + \frac{8k\Omega \times 4k\Omega}{(8k\Omega + 4k\Omega) \times 56}} \approx 2.8$$

となります。一方 2SB326 のカタログによると、 $25^\circ C$ における I_{CBO} は最大値（最悪値）で $10\mu A$ なので、この回路を $25 \pm 30^\circ C$ の範囲を考えた時の ΔI_{CBO} は約 $80\mu A$ となり、コレクタ電流 I_C の最大の変化量 ΔI_C は $2.8 \times 80\mu A = 224\mu A$ となって、 ΔI_C の I_C に対する変化は 8 % となることが計算できます。

同じ 2SB326 を用いて $I_C = 2.8mA$ とした図22のような固定バイアス回路では、

$$S_1 = h_{FE} = 56$$

となり、 ΔI_C は $56 \times 80\mu A = 4.48mA$ となって $25^\circ C$ における設計点の $I_C = 2.8mA$ からとんでもない大きな値に動いていってしまうことが分ります。

2.4 熱暴走（ランナウェイ）

トランジスタ回路では温度上昇につれてバイアスである I_C が増加しますが、この I_C の増加によって必然的にトランジスタに入る直流電力が増加し、それが再びトランジスタのコレクタ接合部の温度 T_j を上昇させることになります。このためバイアス回路の作り方によっては、周囲温度の上昇または何らかの原因による I_C の増加がきっかけになって図23のようなサイクルでコレクタ電流が際限なく増加していき、ついにはトランジスタ

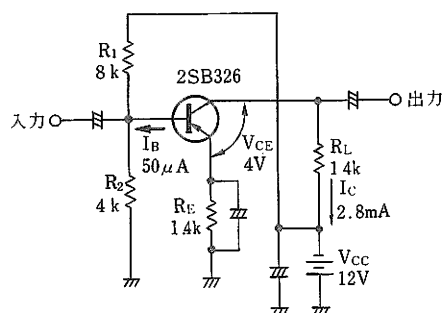


図20 ゲルマニウムトランジスタ 2SB326 による CR 結合低周波増幅回路

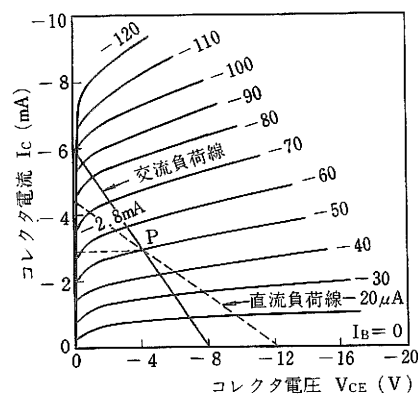


図21 I_C - V_{CE} 特性上でのバイアス設定点と動作図

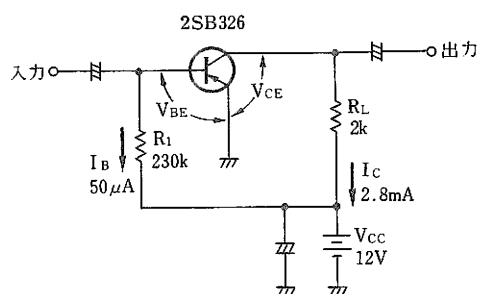


図22 固定バイアスによる回路

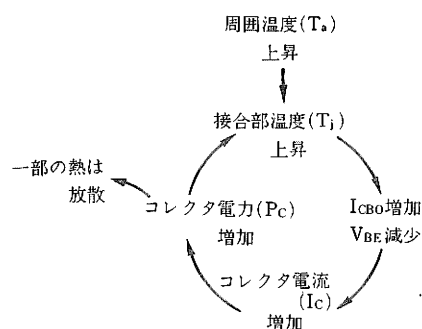


図23 熱暴走を起こす原因

を破壊してしまう現象が起こります。これを熱暴走またはランナウェイと呼び、大きな電力を扱うトランジスタ回路のバイアスを設計する上で最も注意しなければならない点です。

熱暴走を起こすかどうかの条件は、トランジスタに入る電力によって起こる温度上昇（これは熱抵抗とも呼ばれる）と、温度上昇によって起こる入力電力の増加の逆数のいずれが大きいかによって決まります。バイアス回路設計の上からみると、熱暴走を起こさせないためには、温度上昇によってトランジスタに入る直流入力電力が増加する割合を極力抑えることが必要であり、これには S を小さくすることが要点になります。

なお、ゲルマニウムトランジスタでは温度上昇によって I_{CBO} が大きくなるため I_C が増加して熱暴走に至りますが、シリコントランジスタでも温度上昇によって V_{BE} が小さくなるため、やはり I_C が増加していった熱暴走を起こします。このため、熱暴走を起こさせないためには、ゲルマニウムトランジスタでは S_1 を、シリコントランジスタでは S_2 を小さく設計することになります。

2.5 シリコントランジスタのバイアスの温度安定度

トランジスタのバイアス回路で温度安定度を考える場合、厳密には温度依存性をもつ I_{CBO} 、 V_{BE} 、 h_{FE} のすべての影響を考えなければならないのですが、それではひどく複雑になってしまいます。そこでゲルマニウムトランジスタの場合に I_{CBO} だけを考慮して他の影響を省略したように、シリコントランジスタの場合でも温度安定度に最も影響の大きいものだけを取上げて他は省略して考えてみます。

シリコントランジスタでは、パワートランジスタなどでは I_{CBO} が数 nA から数 mA という例もありますが、バイアス回路を考えるような小信号トランジスタでは一般に I_{CBO} は数 nA のオーダーのきわめて小さい値なので、バイアス回路設計の際には I_{CBO} の項は省略して考えることにします。

シリコントランジスタでは直流ベース電圧 V_{BE} が $0.6 \sim 0.7V$ と、ゲルマニウムトランジスタの約3倍位大きいことに着目します。このため、ゲルマニウムトランジスタのバイアス回路設計で無視して考えていた V_{BE} を無視することができなくなります。 V_{BE} の温度に対す

る変化の様子は図24のようにほぼ温度に対して並行移動で、その変化率 δ は $1^\circ C$ 当り約 $-2 mV$ です。

$I_C - V_{BE}$ 特性が非常に急な立ち上がり方をし、しかも温度変化につれて並行移動しますから、温度変化がやはりバイアスを狂わせ、条件によっては熱暴走を起こします。

h_{FE} の温度による変化は図25の例のように $1^\circ C$ 当り $0.1 \sim 1\%$ 程度で、この影響をまったく無視してしまうのは少々乱暴とは思いますが、変数を1つに集約して計算を簡略化するために最もバイアスの温度安定度に影響の大きいパラメータとして V_{BE} をとることにします。

そこでシリコントランジスタの温度安定度を示す尺度として、 V_{BE} の変化に対する I_C の変化の $S_2 = \partial I_C / \partial V_{BE}$ を用いることにすると、 V_{BE} の変化量 ΔV_{BE} に対するコレクタ電流の変化量 ΔI_C は、

$$\Delta I_C = S_2 \cdot \Delta V_{BE} \quad (13)$$

として計算することができます。

あるいは温度変化量 ΔT に対して、

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta T} = S_2 \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \quad (14)$$

として計算することができます。ここで $\Delta V_{BE} / \Delta T$ は

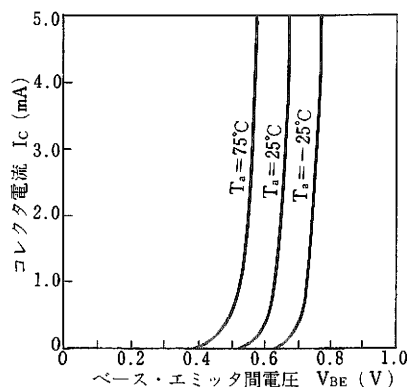


図24 $I_C - V_{BE}$ 特性の温度依存性の例 (2SC943)

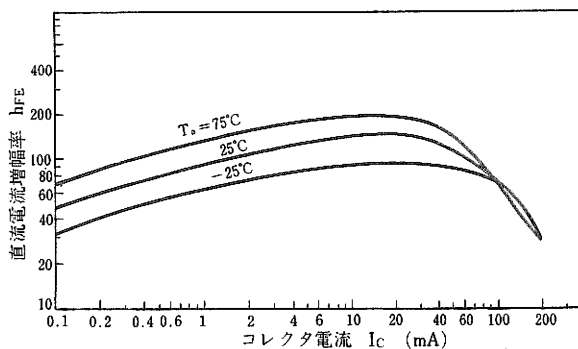


図25 h_{FE} の温度依存性の例 (2SC943)

V_{BE} の温度変化率 δ で、シリコントランジスタでは $\delta = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ になります。

2.6 実際のバイアス回路での温度安定度の例

図26はシリコントランジスタを使ったバイアス回路の例で、バイアスに関係する直流回路だけを抜き出して書いてあります。トランジスタは 2SC943 でカタログより $I_C = 1 \text{ mA}$ での h_{FE} は約90であり、 I_C を約 1 mA とするようなバイアス回路として $R_1 = 6.8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$, $R_E = 3 \text{ k}\Omega$ となっています。

このバイアス回路について V_{BE} に対する安定係数 S_2 を計算してみると第(8)式より、

$$S_2 = \frac{-1}{3 \text{ k}\Omega + \frac{6.8 \text{ k}\Omega \times 4.7 \text{ k}\Omega}{(6.8 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega) \times 90}}$$

$$\approx -0.33 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

となります。これは V_{BE} に 1 mV の変化があれば I_C はそれによって $-0.33 \text{ }\mu\text{A}$ 変化することを意味しています。もし温度を $25 \pm 30^\circ\text{C}$, つまり ΔT として 60°C の範囲を考えれば $\delta = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ を用いて $\Delta V_{BE} = -120 \text{ mV}$ となり、

$\Delta I_C = -0.33 \times 10^{-3} \times (-120 \times 10^{-3}) = 39.6 \text{ }\mu\text{A}$ となって、 ΔI_C の I_C に対する変化は約4%です。

3. 減電圧特性とバラツキ

バイアスの計算式とバイアス回路設計の最も大きな問題である温度安定度について述べてきたので、こんどはバイアス回路設計のつぎのテーマである減電圧特性とバラツキについて説明します。

3.1 バイアスの減電圧特性

電池を電源とする装置では、電源電圧の低下につれて特性が大きく変化してしまわないように考慮しておく必要があります。電源電圧が低下するとバイアスとしてのコレクタ電圧は低下し、バイアス回路定数（バイアス抵抗）が固定されている場合には同時にコレクタ電流も減少していきます。コレクタ電圧の低下に対するトランジスタ特性の変化は比較的わずかなので、電源電圧が低下した時の特性変化は主としてコレクタ電流が減少することによって起こります。トランジスタのバイアス回路で、

そのコレクタ電流の変化の割合は、バイアス回路に非線形素子を使うような特別な配慮をしない場合には一般に電源電圧の変化の割合よりも大きくなるのがふつうです。この様子は図27のようになりますが、バイアス回路を構成する抵抗が直線抵抗だけの場合（たとえばサーミスタやバリスタを使わない時）には、電源電圧の低下の割合よりもコレクタ電流の減少の割合のほうが大きくなることは避けられません。バイアス回路設計の際に、この電源電圧の低下の割合に対してコレクタ電流の減少の程度をできるだけ小さくし、1:1 関係に近づけることが要求されます。これをバイアスの減電圧特性といいます。

図28はブリーダ方式のバイアス回路で、この場合のコレクタ電流 I_C を求める式は、前出の(6)式となりますが、ここで電源電圧 V_{CC} の低下がコレクタ電流 I_C にどのように影響するかを考えてみると、 $R_2 \times V_{CC} / (R_1$

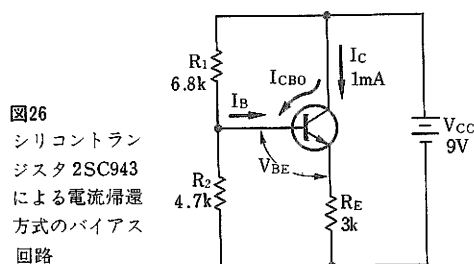


図26
シリコントランジスタ 2SC943
による電流分圧
方式のバイアス
回路

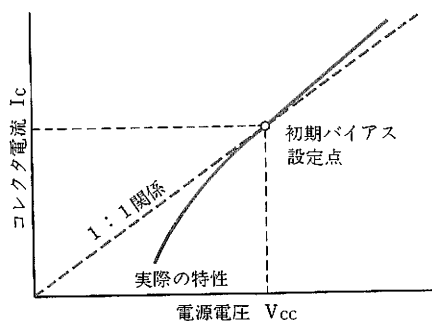


図27 電源電圧変化とコレクタ電流変化との割合

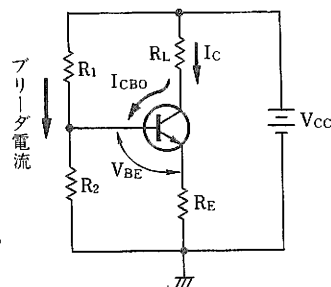


図28
ブリーダ方式の
バイアス回路

$+R_2$)が V_{BE} にくらべて大きいほど良いことがわかります。そしてもし、 $R_2 \times V_{CC} / (R_1 + R_2) \gg V_{BE}$ で、 V_{BE} を無視することができれば、コレクタ電流の変化の割合は電源電圧 V_{CC} の変化の割合とほぼ一致する筈です。この関係を数式的に表現してみると、 I_C を求める式である(6)式を V_{CC} について微分して、

$$\frac{dI_C}{dV_{CC}} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_E + \frac{R_1 \times R_2}{(R_1 + R_2)h_{FE}}} \quad (15)$$

とし、これを I_C である(6)式で割って dI_C/I_C をつぎのように変形して、

$$\frac{dI_C}{I_C} \div \frac{dV_{CC}}{V_{CC}} = \frac{1}{1 - \frac{V_{BE}}{V_{CC}} \times \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}} \quad (16)$$

としてみると、 I_C の変化の割合は V_{CC} の変化の割合よりも大きく、 $R_2 \times V_{CC} / (R_1 + R_2) \gg V_{BE}$ の条件が満足されれば、 dI_C/I_C は dV_{CC}/V_{CC} に限りなく近づくことがわかります。シリコントランジスタでは一般に、 V_{BE} が無視できないほど大きく、これがゲルマニウムトランジスタよりも減電圧特性が悪くなる宿命となっています。減電圧特性改良のため $R_2 / (R_1 + R_2)$ を大きくするという事は、ブリーダ方式のバイアス回路ではエミッタ点の電位を上げることを意味していますから、 R_E を大きく選ぶことに相当し、温度安定度の良いバイアス回路は減電圧特性も良いということが出来ます。

3.2 実際のバイアス回路での減電圧特性

図29は同一のバイアス回路について、ゲルマニウムトランジスタとシリコントランジスタとの減電圧特性を比較したものです。初期電圧12Vでコレクタ電流を1mAに設定しておいてから電源電圧を低下させた時に、コレクタ電流がどのように減少していくかを示すものです。ゲルマニウムトランジスタには2SB226、シリコントランジスタには2SC943を用いましたが、他のトランジスタでも同様の結果が得られます。

シリコントランジスタでは V_{BE} が大きいためゲルマニウムトランジスタよりも減電圧特性が悪くなりますが、この傾向は図30の例のようにエミッタ抵抗 R_E を大きくすることで軽減することができます。以上は最も一般的なブリーダ方式のバイアス回路についての例を示しました。

このほか減電圧特性を良くする他の方法として $R_2 = \infty$ である固定バイアス方式を検討してみます。図31はこの例ですが、固定バイアス方式は明らかに減電圧特性が良いといえます。これは、ベース側の電流を供給する電圧とトランジスタの V_{BE} の大きさとの関係が減電圧特

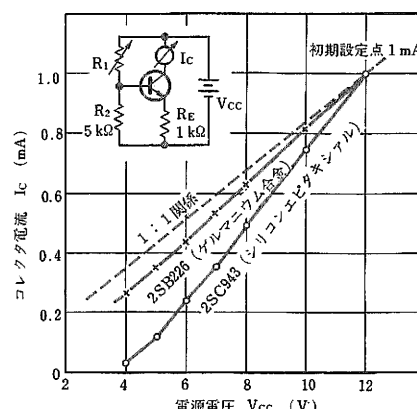


図29 シリコントランジスタとゲルマニウムトランジスタの減電圧特性の比較

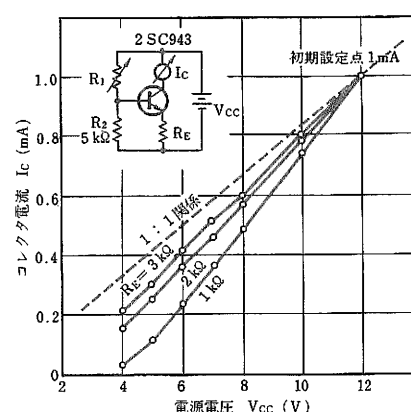


図30 R_E の大きさによる減電圧特性の変化

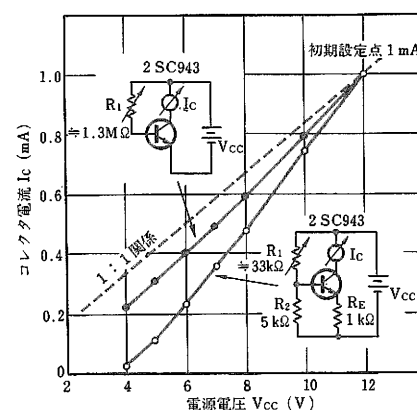


図31 ブリーダ方式と固定バイアス方式の減電圧特性の比較

性を決めているので、ブリーダ方式ではベース側の電圧は電源電圧を R_1 と R_2 で分圧しているのに対し、固定バイアス方式では電源電圧 V_{CC} そのものに接続されているからです。このように固定バイアス方式は、電源電圧が低いため R_E をあまり大きくできない時に、減電圧特性を良くする一つの方法です。その代り、固定バイアス方式ではコレクタ電流のバラツキはブリーダ方式より大きくなるので、バイアス抵抗 R_1 をトランジスタに合わせてカットアンドトライで決めるか、あるいは h_{FE} をいくつかのグループに分類しておき、それぞれに合うバイアス抵抗を何通りか用意して使いわけるという方法をとります。

3.3 バリスタダイオードによるバイアス回路

ブリーダ方式と固定バイアス方式のバイアス回路は、それぞれ減電圧特性とコレクタ電流のバラツキとで一長一短がありますが、この2つの問題点を両方解決してシリコントランジスタに最も適していると思われるバイアス回路は、バリスタダイオードを用いる回路です。図32がその基本回路で、コレクタ電流は I_{CBO} の影響を省略するとつぎのように表せます。

$$I_C = \frac{V_F - V_{BE}}{R_E} \quad (17)$$

ここで V_F はバリスタダイオードの順方向電圧です。

バリスタダイオードは図33のようなごくふつうの半導体ダイオードなので、バリスタと称していないものでも大抵の半導体ダイオードは使えます。大切な特性は順方向電圧とその温度係数で、順方向電流 I_F の広い範囲でほぼ一定の順方向電圧 V_F となる特性を利用するものです。このバリスタダイオードにトランジスタのベース電流 I_B よりも十分大きい順方向電流 I_F を流し、電源電圧の低下につれてバリスタ電流 I_F が減少してもベースへの電源として V_F にあまり変化がないようにするものです。ブリーダ方式のバイアス回路では電源電圧の低下にはほぼ比例して R_2 の両端の電圧が低下していきますから、トランジスタの V_{BE} を無視できない場合には、コレクタ電流の減少の割合は電源電圧低下の割合よりもいっそうひどくなります。この様子を図34で説明すると、一例として I_C 初期値 1 mA 、 $R_E = 1\text{ k}\Omega$ とした場合、エミッタ・アース間の電圧 a は $R_E \times I_E = 1\text{ k}\Omega \times 1\text{ mA}$

$= 1\text{ V}$ ですから、ベース・アース間の電圧 b ではこれにさらにトランジスタの $V_{BE} = 0.6\text{ V}$ を加えて 1.6 V となるようにベース側のブリーダの抵抗値を設定してあります。図の 1.6 V の点から $R_E = 1\text{ k}\Omega$ に相当する傾斜で引いた直線がトランジスタの $I_C - V_{BE}$ カーブと $I_C = 1\text{ mA}$ のところで交わっているのは、これを表しています。この状態で電源電圧を初期値の $\frac{1}{2}$ に低下させると、ブリーダ電流はほぼこれに比例して $\frac{1}{2}$ に減少しますから、トランジスタのベース・アース間電圧、すなわち R_2 両端の電圧 b も初期値の $\frac{1}{2}$ である 0.8 V となり、 R_E の値は

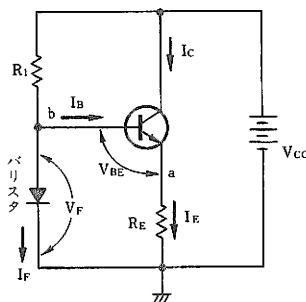


図32 バリスタダイオードのバイアス回路

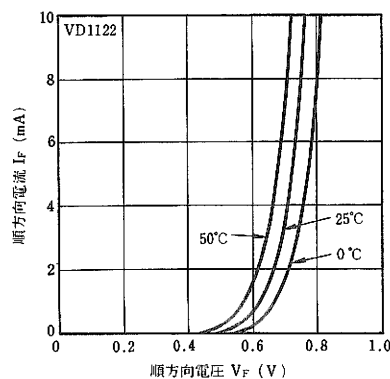


図33 バリスタダイオードの特性

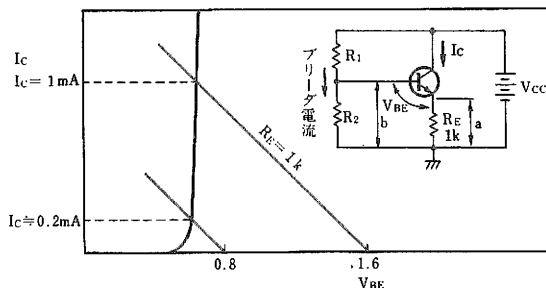


図34 V_{CC} が $\frac{1}{2}$ に低下した時の I_C の減少の図的説明

変化がないので 0.8V の点から 1kΩ の傾斜で引いた直線とトランジスタの I_C-V_{BE} カーブとの交点が電源電圧を $\frac{1}{2}$ に低下させた時の I_C を表すことになります。この値は図より約 0.2mA となって、初期値 1mA からみると $\frac{1}{2}$ よりもはるかに大きく減少しています。

ところが R_2 の代りに抵抗でなくバリスタダイオードを使うと、ブリーダ電流すなわちバリスタダイオードの順方向電流 I_F が $\frac{1}{2}$ に減少しても、バリスタダイオードの両端の電圧 V_F は元の値といくらも変らない値を維持するので、コレクタ電流をほぼ一定に保つことができる訳です。図35はこの様子を示すものです。実際にはバリスタダイオードの端子間電圧 V_F は、その順方向電流の減少につれて多少低下しますから、電源電圧の低下につれてトランジスタのコレクタ電流はわずかに減少します。しかしブリーダ方式のバイアスにくらべると、その減少の程度は非常に小さいものです。

なお、バイスタダイオードを使うバイアス方式での温度安定度は、

$$S_2 = -\frac{1}{R_E} \quad (18)$$

となります。この式からバリスタダイオード方式のバイアス回路では R_E が大きいほど熱的に安定であることがわかります。バリスタダイオード1個あたりの V_F はシリコンダイオードでも 0.6V 程度ですから、 R_E を大きくするという事は R_E 両端の電圧降下にトランジスタの V_{BE} を加えたb 点の電圧が大きくなり、何個かのバリスタダイオードを直列にして必要な電圧にしなければなりません。したがってコストの点からバリスタダイオードは2～3個とすると、 R_E の値としては数100～1kΩ 程度となり、ブリーダ方式や固定バイアス方式よりも温度特性は一般に悪くなります。

3.4 コレクタ電流のバラツキ

トランジスタのカatalogにはいろいろなパラメータが書いてありますが、トランジスタ1本をとり出して測定してみると、その値は必ずしもカatalogの標準値（あるいは中心値）と一致しません。大量のトランジスタを調べてみると、トランジスタの特性はカatalogの標準値に近いところを中心にして必ずある幅をもっています。これを特性のバラツキといいます。このようなトランジス

タをある決められたバイアス回路に入れると、バイアスであるコレクタ電流も一定値とならず、ある幅、すなわちバラツキをもつようになります。

バイアス回路でのコレクタ電流 I_C を左右するトランジスタパラメータは I_{CBO} , V_{BE} , h_{FE} ですが、シリコン拡散形系統のトランジスタでは一般に V_{BE} のバラツキの幅は非常に小さいので、コレクタ電流 I_C のバラツキは h_{FE} のバラツキだけを考えれば良いことになります。一般的なブリーダ方式のバイアス回路について考えてみると、 I_C を示す(6)式で分子をすべて定数とみることになるので分母が I_C バラツキを左右することになり、 R_E が $R_1 \times R_2 / (R_1 + R_2) \cdot h_{FE}$ にくらべて大きいほど I_C のバラツキが小さくなることがわかります。

I_C に対する h_{FE} の利き方を数式的に調べるには、(6)式を h_{FE} について微分して S_3 である dI_C/dh_{FE} を求め、つぎにこれを変形して $dI_C/I_C = dh_{FE}/h_{FE}$ の式

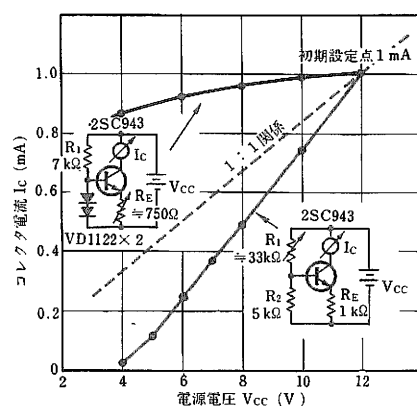


図35 バリスタダイオードを使ったバイアス回路の減電圧特性

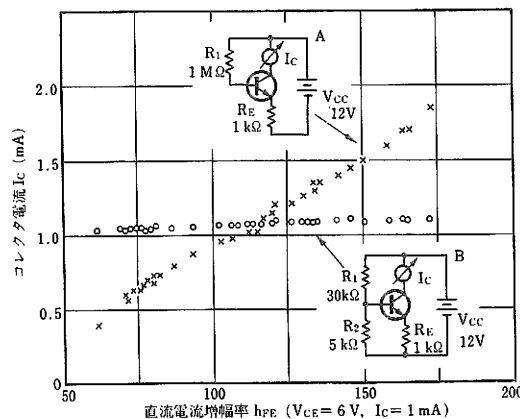


図36 実際回路によるコレクタ電流のバラツキの例

として表せばわかります。この過程はかなり複雑なので結果だけを示すつぎのようです。

$$\frac{dI_C}{I_C} = \frac{dh_{FE}}{h_{FE}} \cdot \frac{S_1}{h_{FE}} \quad (19)$$

これより、 I_C バラツキを軽減するためには回路定数としては R_E を大きくするほど、トランジスタとしては h_{FE} は大きいほど良いことがわかります。

トランジスタの h_{FE} はトランジスタを作ったままではいろいろの製造ロットを総合すると最小値と最大値では10倍程度になります。このままではバイアスのバラツキが大きくて使いにくいので、この h_{FE} をいくつかの範囲に区分することが行われます。これをランク区分などといいます。以前はこれはカタログに公表されていない場合が多く、半導体メーカーと大口ユーザーとの間での販売契約として明らかにされていただけだったので、最近このランク区分をカタログやデータブックに公表することが多くなってきました。その場合 h_{FE} 区分のしかたをたとえば 30~60, 50~100, 80~160, 125

~250, 200~300 というように、最小値と最大値との比を2倍幅にとる場合が多いようです。バイアスや増幅器特性の h_{FE} の利き方から考えて h_{FE} 区分を等差にするよりはこのように等比にするほうが合理的なのですが、バイアスのバラツキだけについて考えれば h_{FE} の大きいほうでは小さいほうでの2倍幅よりも広い h_{FE} 幅を許容できる筈です。

バイアス回路の定数、つまり R_1 , R_2 , R_E がコレクタ電流のバラツキにどのように利くかを実際例で示すと、図36のようです。Aの回路は固定バイアス回路、Bの回路はブリーダ方式のバイアス回路でともに h_{FE} がほぼ100のところではコレクタ電流が約1 mAになるように回路定数を決めてあります。トランジスタは 2SC943 で、 h_{FE} ランクの全部について実測したものです。回路Aでは×印で、回路Bでは○印で示してあり、ブリーダ方式で R_E を大きくしてバイアスの温度安定度指数 S_1 を小さくすることによって、コレクタ電流のバラツキが非常に小さくなる様子がわかります。

NEC 日本電気株式会社

本 社	東京都港区芝五丁目33番1号(日本電気本社ビル) 〒108 東京(03)454-1111
半 導 体 販 売 事 務 部	東京都港区芝五丁目29番11号(日本電気住生ビル) 〒108 東京(03)456-6111
関 西 支 社 半 導 体 販 売 部	大阪府北区堂島浜一丁目2番6号(新大阪ビル) 〒530 大阪(06)348-1461 大阪(06)348-1466
中 部 支 社 電 子 デ バ イ ス 販 売 部	名古屋市中区栄四丁目15番32号(日建住生ビル) 〒460 名古屋(052)262-3611

北 海 道 支 社	札幌(011)231-0161	甲 府 支 店	甲府(0552)24-4141
東 北 支 社	仙台(0222)61-5511	府 支 店	府(0988)66-5611
東 山 支 店	山形(0249)23-5511	立 川 支 店	立川(0425)26-0911
郡 山 支 店	平野(0246)21-5511	千 葉 支 店	千葉(0472)27-5441
い ち け 支 店	新潟(0252)47-6101	静 岡 支 店	静岡(0542)55-2211
新 潟 支 店	新潟(0292)26-1717	浜 松 支 店	浜松(0534)53-0178
戸 田 支 店	新潟(0298)23-6161	北 沢 支 店	北沢(0762)23-1621
神 奈 川 支 店	横浜(045)662-1621	富 山 支 店	富山(0764)31-8461
群 馬 支 店	高崎(0273)26-1255	中 山 支 店	中山(082)247-4111
太 田 支 店	太田(0276)46-4011	岡 山 支 店	岡山(0862)25-4455
宇 都 宮 支 店	宇都宮(0286)21-2281	高 松 支 店	高松(0878)22-4141
宇 野 支 店	宇野(0262)35-1444	松 山 支 店	松山(0899)45-4111
長 野 支 店	長野(0263)35-1666	九 州 支 店	九州(092)713-5151
上 野 支 店	上野(0266)53-5350	北 九 州 支 店	北九州(093)541-2887