

トランジスタ・メーターの製作と測定

勝部 雅稔 (コンサルティング・エンジニア)

ビジネス・フィールド:

- 半導体の品質問題解決支援サービス
- 電子回路設計

自著:

題名: オペアンプ スペックと活用

本書は、オペアンプのスペックと、その測定方法や活用方法を示しています。本書が扱うスペックの範囲は、直流/交流/雑音です。「スペックの活用」には、応用回路上で発生する誤差計算方法が挙げられます。また本書では、理想モデルからは正確な計算が難しい場合の計算方法や測定方法を提案しています。「ノウハウ」とも言い得ます。本文は452ページです。

連絡先:

名前: 勝部 雅稔 (かつべ まさとし)

所在地: 〒215-0017 神奈川県 川崎市 麻生区 王禅寺西5-3-5-302

e-mail: mkatsube@juno.dti.ne.jp

ホームページ: <http://www.juno.dti.ne.jp/~mkatsube/Home.html>



トランジスタ・メーター(トランジスタ特性試験装置)を作りましたので紹介します。直流特性と、270~1000[Hz]での交流特性の測定ができます。バイポーラー・トランジスタ(BJT)のほか、接合型電界効果トランジスタ(JFET)や、MOS 電界効果トランジスタ(MOSFET)や、デュアルゲートFETも測定できます。

本装置の特徴は、被測定トランジスタを負帰還回路に取り込むことで、自動的に適正なバイアスを与えられるところです。また、発振器を内蔵させ、動作条件に微小な変化を与えて、トランジスタのパラメーターを測定しています。測定結果からは、 h パラメーターや相互コンダクタンス(gm)な

を求めることができます。FET では、順方向アドミタンス ($|y_{fs}|$) などが測定できます。

小電力 BJT や FET の用途は、集積化が進む中で限られてきました。具体的な用途としては、汎用性の高い部品が好まれるライフサイクルの長い製品や特殊な用途向け製品が挙げられます。また自動車のイグニッションや静電気放電などのように、高電圧の危険にさらされるなどの環境で採用されます。極限までコスト低減を追求する場合にも、安価な素子は魅力的です。

トランジスタを採用しようとデータシートを見ると、僅かな特性データしかありません。また、それら多くの特性の上・下限値が設定されてないのも特徴です。この対処策として、ユーザー側で素子の実力を測定し・許容範囲を設定し、使っていく中で情報を蓄積することが考えられます。問題(性能不良)が発生すれば、当該素子の性能が測定環境が整っていれば問題解決もスムーズです。このようなトランジスタを使っていく上での道具が、このトランジスタ・メーターです。

なお本装置の実現は、初心者には難しいかもしれません。配線に間違いが無ければそれなりに動作しますが、浮遊静電容量やそれを介した結合による誤差の見極めが必要だからです。

また現在のところ商品化は考えておりませんが、ビジネスのご提案などがございましたらご連絡をいただければ幸いです。

本資料では、製作に重点をおきます。例えば「測定値から h パラメーターへの算出」などは、別に発表の機会を設けたいと思います。

なお、本装置・本資料に関係し生じたあらゆる不利益・損害・不都合にも、著者・著作権者は一切の負担・責任を負わないものとします。不正確・欠陥に起因した場合も同様に、一切の負担・責任を負わないものとします。

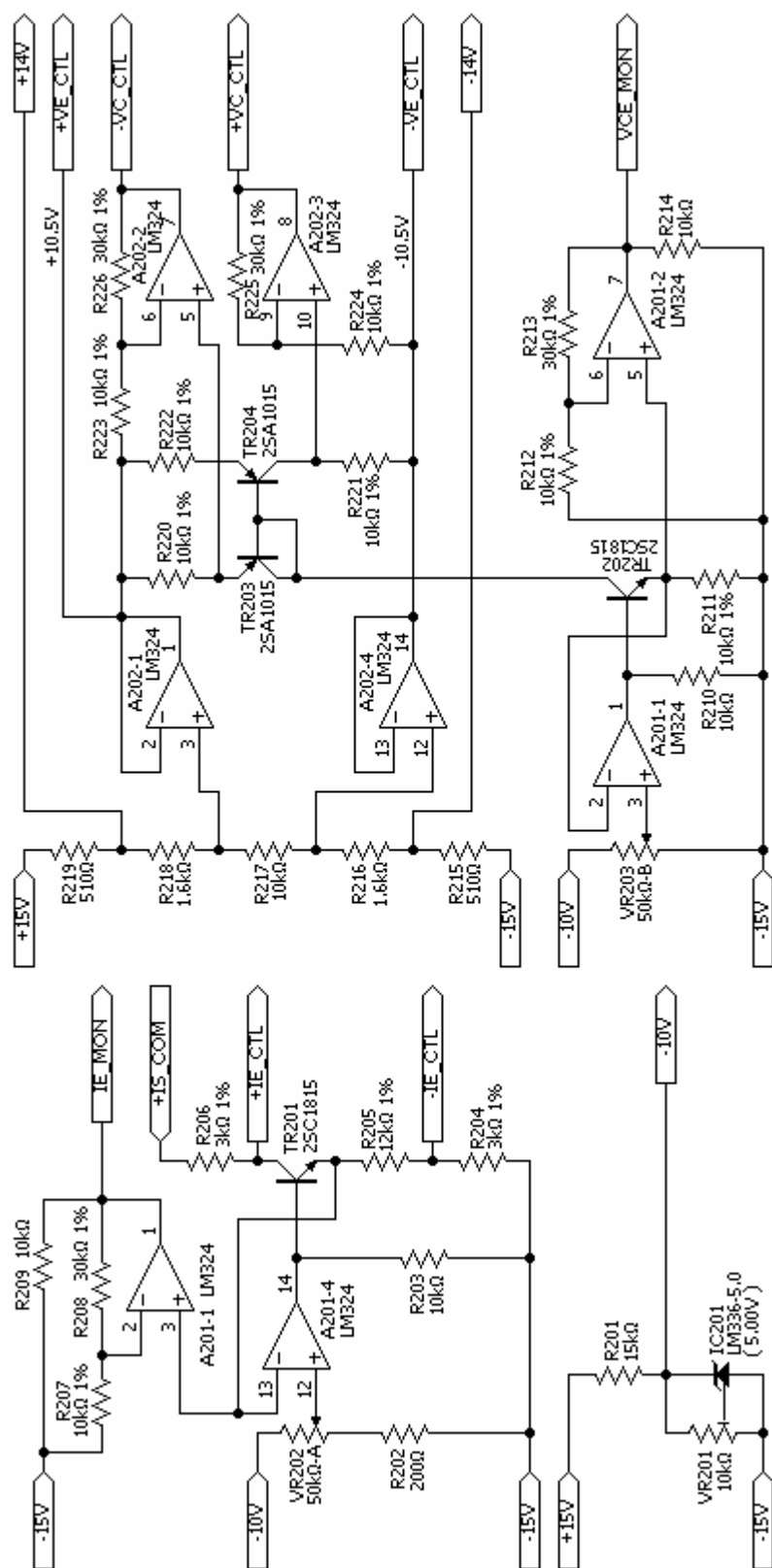


图2 電流/電圧源制御回路

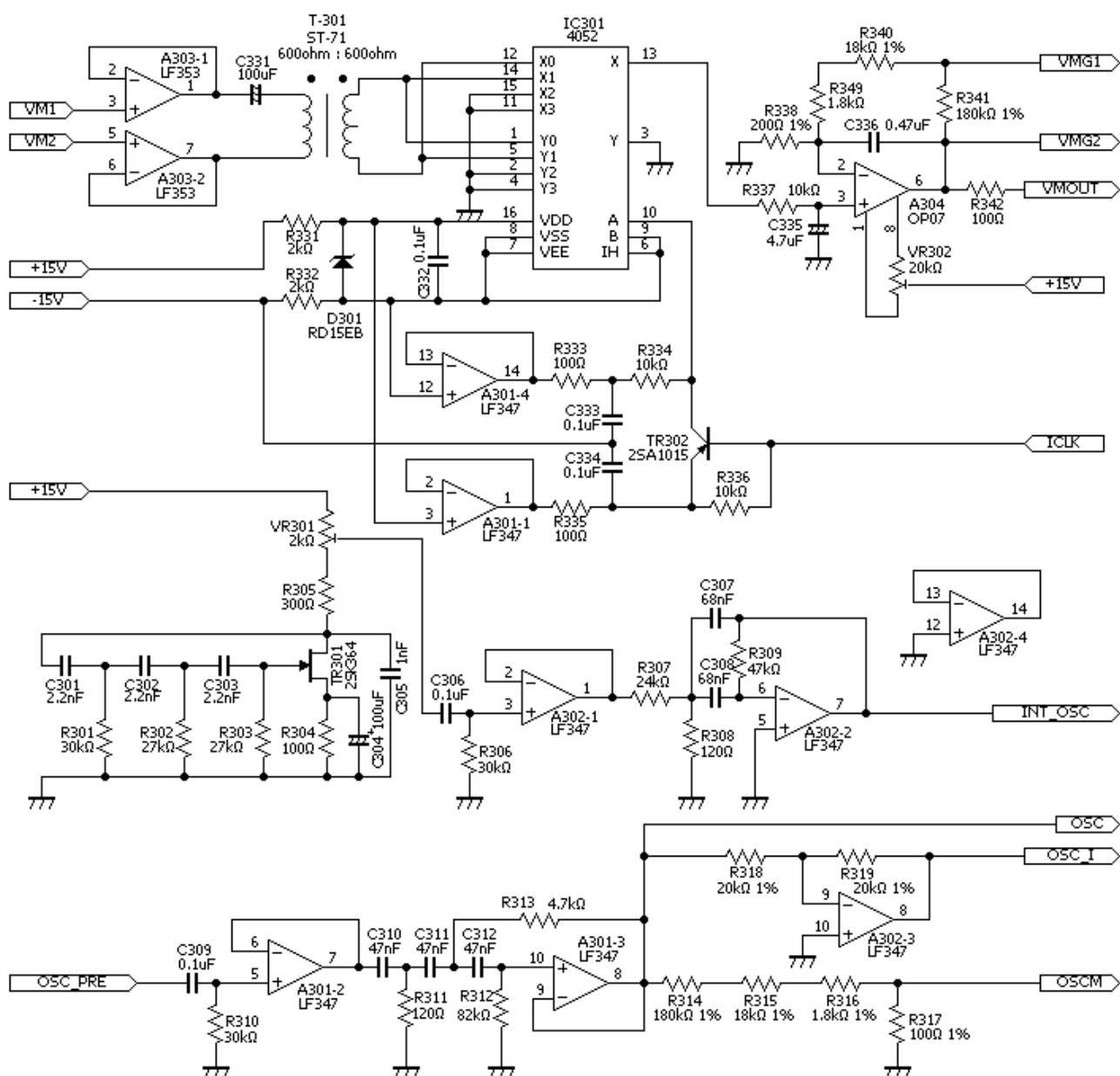


図3 AC測定回路

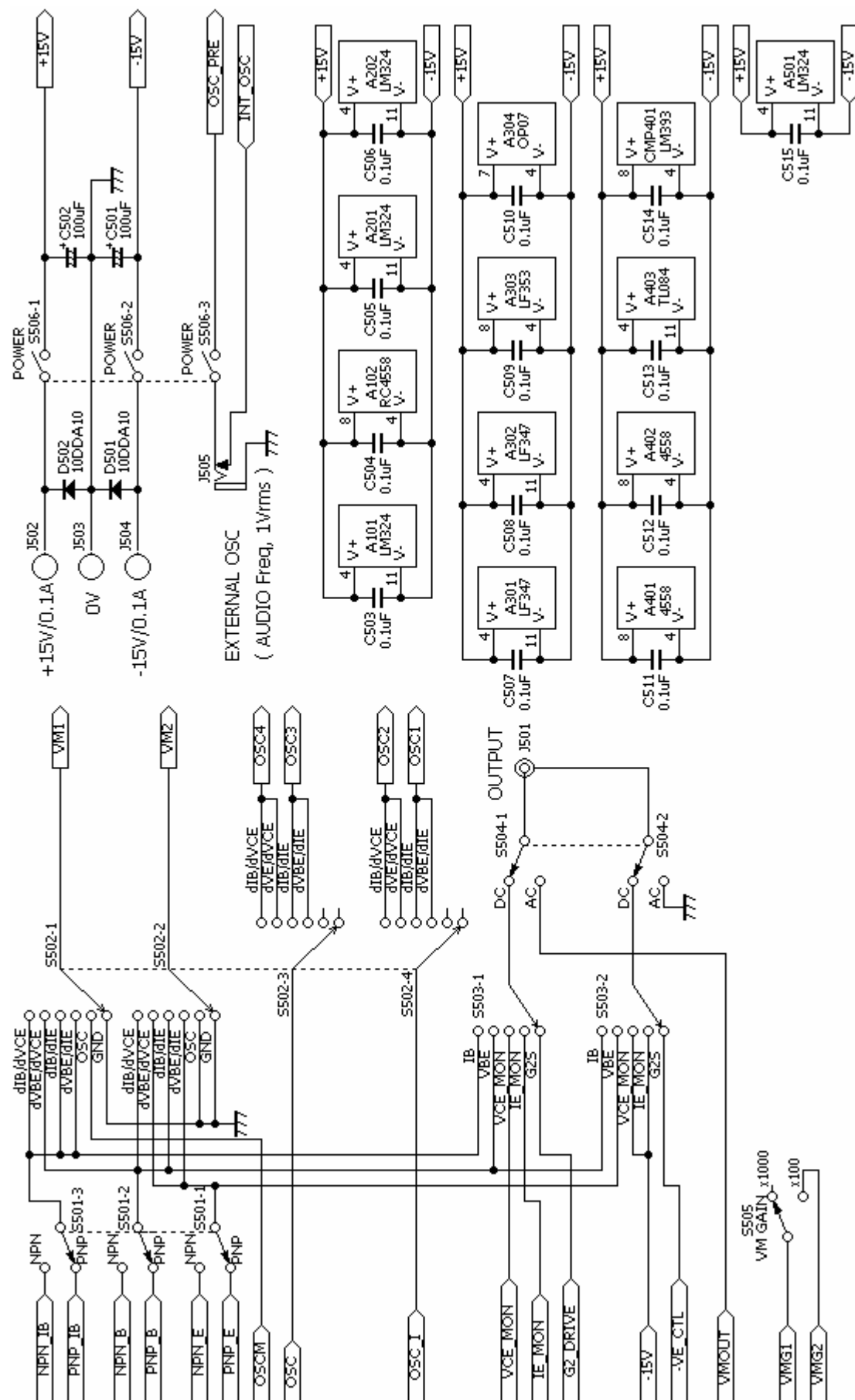


図5 スイッチ・電源回路

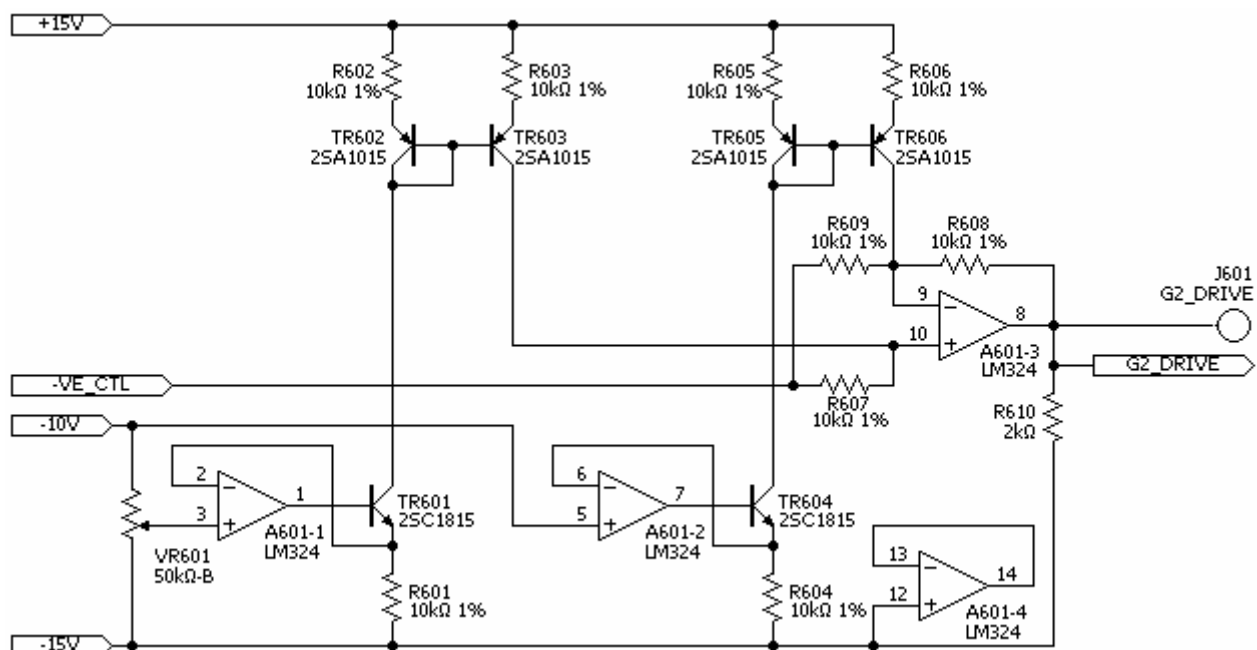


図6 FET ゲート駆動回路

動作原理

図1～6が、ここで紹介する試験装置の全回路図です。回路図の部品番号は、原則として百の位が図の番号と一致するようにしています。また本文では、この原則に従う部品は、図の番号を示していませんのでご了承ください。部品定数では、マイクロはuで表し、ナノ(n)も使っています。

図7 a・bを用いて、動作原理を説明します。

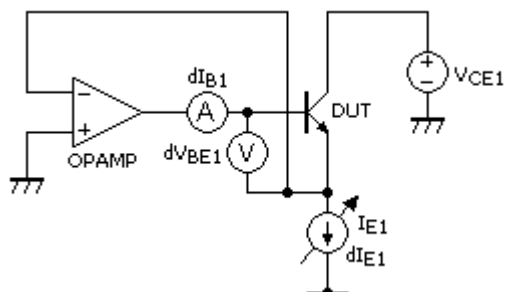


図7 a. エミッタ電流変化に対する測定

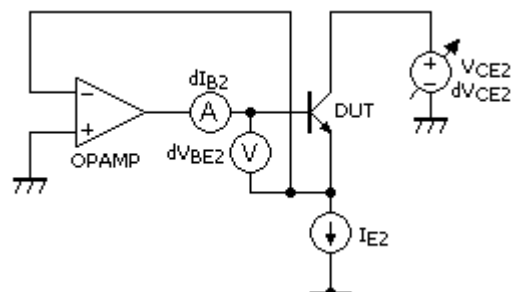


図7 b. コレクタ電圧変化に対する測定

図7 a・b は、動作条件に微小な変化を与えて、ベース入力電流とベース－エミッタ間電圧を測定する回路であることを示しています。もちろん、微小な変化を与えずに・直流動作でベース入力電流やベース－エミッタ間電圧を測定することもできます。測定回路の説明の前に、この回路における DUT (Device Under Test) の動作から説明します。

図7 a・b の回路は、オペアンプの帰還回路に DUT のベース－エミッタが入っているだけの回路です。安定状態でオペアンプの反転入力端子電圧(=DUT のエミッタ電圧)は、非反転入力電圧(=0[V])に等しくなります。0[V]を基準電位としてコレクタ電圧(V_{CE1} , V_{CE2})を与えていますから、これら電圧は「コレクターエミッタ間電位差」を意味します。エミッタには、電流源(I_{E1} , I_{E2})を接続します。以上より、エミッタを 0[V]にして、エミッタ電流を定めることができます。

ベースは、オペアンプの出力に接続されています。このようにすると、ベースは負帰還作用により自動的に最適な状態で安定します。メカニズムは、次の通りです。トランジスタは、「 V_{CE} と I_E が定まれば、 V_{BE} と I_B も一意的に定まる」といえる性質を持っています。それぞれのパラメーターが、独立に定まる(定められる)わけではないのです。ここで図7に帰れば、「 V_{CE} や I_E を定めた状態で安定する」ということは、「 I_B も V_{BE} もそれらから定まる値になっている」ことを意味します。この性質から本装置では、負帰還回路を利用してベースの電位を自動的に定めているものです。

図7 a では、エミッタ電流に微小な変化(dI_E)を与え(具体的には、20[μ A])、ベース電流変化(dI_B)と、ベース－エミッタ間電圧変化(dV_{BE})を測定しています。図7 b では、コレクタ電圧に微小な変化(dV_{CE})を与え(具体的には、0.25[V])、 dI_B と、 dV_{BE} を測定しています。変化を与えて測定するのは、この4種(dI_{B1}/dI_{E1} , dV_{BE1}/dI_{E1} , dI_{B2}/dV_{CE2} , dV_{BE2}/dV_{CE2})だけです。例えば、BJT の h パラメーターを求める場合は、これら4種の測定結果から算出します。

図8は、2SC1815GR の測定結果から h パラメーターを算出した結果です。2SC1815 のデータシートのデータと同じフォーマットにしましたので、比較が容易です。

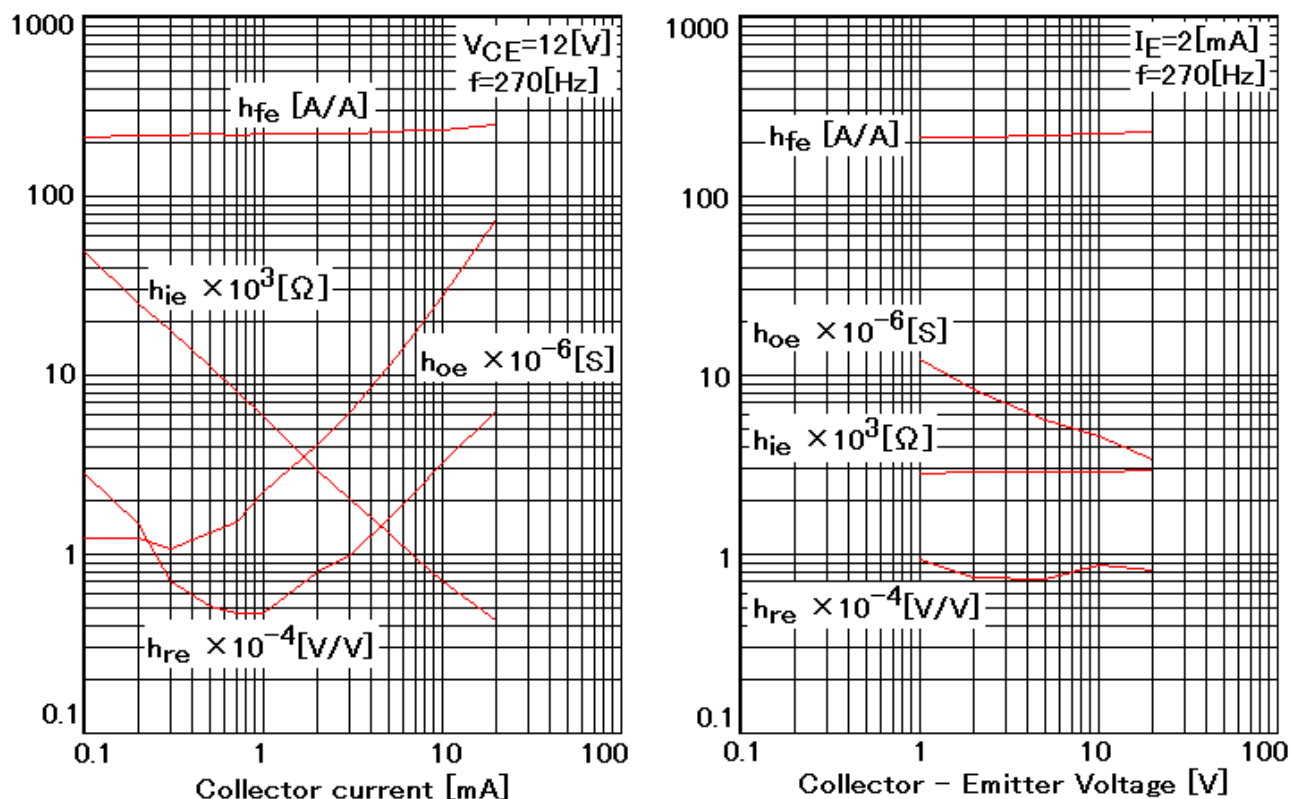


図8 2SC1815GR 交流 h パラメーター測定結果

概ね同様のデータが得られていますが、相違点も見られます。例えば、データシートでは右図の $V_{CE}=1[V]$ 付近に見られる h_{re} や h_{oe} の急峻な立ち上がりが、図8にはありません。これは、 V_{CE} に重畳させる交流電圧の振幅の違いから来ているのだと思います。本装置では $0.25[V]$ を採用しています。このために $V_{CE}=1[V]$ であっても V_{CE} に余裕があり、特性の悪化(急峻な立ち上がり)が無いのだと思います。本装置でも、 V_{CE} をさらに小さくして $V_{CE}=0.7[V]$ 付近ではデータシートと同様な特性の悪化が見られます。

このほかにも詳細に見ると、細かな相違点が見られます。いくつか理由はありますが、h パラメーターを正確に測定するには、やはり h パラメーターと同一の回路構成が必要なのだと思います(本装置の回路構成と、h パラメーターのそれとは異なります)。本装置の目標は、「手軽に BJT や FET の特性が測定できる」ことにおきましたので、多少の誤差は許容するものとします。

h パラメーター以外にも、SPICE モデルのパラメーターの一部が測定できます。また、gm や出直抵抗など様々なパラメーターが任意の条件で測定できます。より精度の高いアナログ回路などで用いられる定電流駆動回路への応用では、本装置により直接的なパラメーターが得られます。

交流測定回路

4種(dI_{B1}/dI_{E1} , dV_{BE1}/dI_{E1} , dI_{B2}/dV_{CE2} , dV_{BE2}/dV_{CE2})の交流測定における信号の流れと動作を、回路図を追いながら説明します。

まず、DUTを含む負帰還回路は、**図1**にあります。A102-1(PNP-BJT、またはPch-FET用)、A102-2(NPN-BJT、またはNch-FET用)とDUTがそれです。**図1**から、NPNとPNPは独立した回路で動作していることがわかります。測定の際に、S501で測定回路の接続をNPNまたはPNPに切り替えますが、DUTはNPNもPNPも常に通電状態にあります。

A102-1の非反転入力端子電圧(DUTのエミッタ電圧に同じ)は、+10.5[V]で、A102-2のそれは-10.5[V]です(GND電位を基準として)。これで ± 15 [V]の電源電圧で、 V_{CE} が0~20[V]まで設定できます。

図7の dI_{B1} や dI_{B2} の電流測定は、R110, R138(10[k Ω])の電圧降下を測定して行います。DUTのベース-エミッタ間電圧は、そのまま測定します。それぞれ測定回路へは、1[k Ω]の緩衝抵抗器を介して接続します。

V_{CE} は、A101-1(NPN-BJT、またはNch-FET用)と、A101-4(PNP-BJT、またはPch-FET用)で、ブースト・トランジスタを駆動して生成しています。

V_{CE} の設定範囲は、0~20[V]です(エミッタ電位基準)。VR203で設定します。PNP/NPNとも、VR203で調整します。このことから、NPNとPNPの V_{CE} を独立に設定することはできません。

dV_{CE} は、正弦波交流電圧をA101-1のOSC2やA101-4のOSC4(**図1**)に加えて生成します。正弦波交流電圧は、TR301、または**図5**のEXTERNAL OSCから得ます。OSC2, OSC4において、1[V]の正弦波交流電圧です。この電圧の1/4である0.25[V]が位相反転されて、 dV_{CE} になります。

I_E は、A101-3(NPN-BJT、またはNch-FET用)と、A101-2(PNP-BJT、またはPch-FET用)で、TR101やTR135を駆動して生成しています。

I_E の設定範囲は、0.1~20[mA]です。PNP/NPNとも、VR202で調整します。このことから、NPNとPNPの I_E を独立に設定することはできません。

dI_E は、正弦波交流電圧をA101-3のOSC1やA101-2のOSC3(**図1**)に加えて生成します。正弦波交流電圧の供給源は、 V_{CE} のそれと同じです。加わった1[V]の正弦波交流電圧は、R104||R105またはR142||R143の50[k Ω]で20[μ A]の正弦波交流電流に変換されます。

図3は、正弦波発振器と交流電圧測定回路です。

発振器は、TR301の移相型発振回路を使っています。この発振器は、定められた周波数で、きれいな正弦波を得ようとする調整などで少々時間がかかります。

次の理由から、デューティ比50%の方形波でもよいかもしれません。当初、この発振出力をバッファアンプを通して使う予定でしたが、いくつかの問題解決のために後段にBPF(Band Pass Filter)を接続しています。BPFの性能評価で入力信号に方形波を与えてみたところ、使用上問題の無いレベルの正弦波が得られました。このことから、水晶発振器出力を分周したクロックでも良いと思うわけです。

また他に発振器があれば、内蔵発振回路はあきらめても良いでしょう。

発振器の周波数には、980[Hz]を選んでいきます。1000[Hz]ではなく980[Hz]とする理由は、AC

電源の高調波を避けるためです。後に説明しますが、測定する交流電圧はマイクロボルトのオーダーですから、このような配慮をしています。

発振器の振幅は、VR301 で 1[V] に調整します。

発振器出力は、A302-1 のバッファアンプを経て A302-2 の BPF(Band Pass Filter)を通します。BPF を通す理由は、次の通りです。本装置は、微小交流電圧測定のために、同期検波を採用しています。この場合に、発振器出力電圧の正負非対称は誤差要因になります。そこで、きれいな正弦波を得るために、BPF を通すものです。BPF の Q は、10 に設定しています。この正負対象性は、外部発振器を図5の EXTERNAL OSC に接続する場合でも必要です。1[kHz] 以外に、270[Hz] も特性測定に用いられる周波数です。270[Hz] で設計した BPF(Q=10)の回路図を図9に示しておきます。

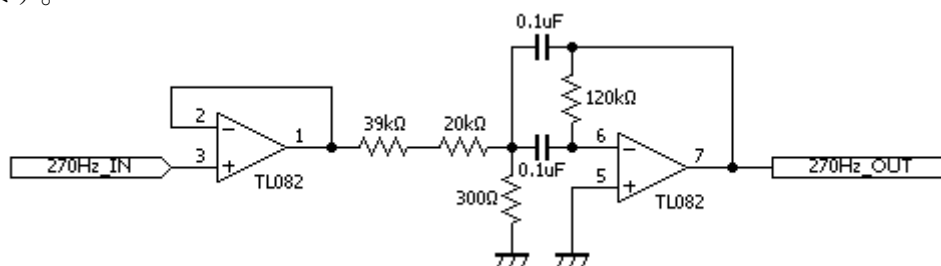


図9 270[Hz] BPF 回路図

BPF を通した発振器出力は、図5の EXTERNAL OSC のジャックを経て、A301-2 のバッファ・アンプに入ります。A301-2 出力は、A301-3 の 3 次 HPF(High Pass Filter)に入ります(カットオフ周波数は 200[Hz])。これは、外部発振器出力に重畳した AC 電源雑音を取り除くことを目的にしています。発振器出力に AC 電源雑音为重畳すると、同期検波のクロックのジッターとなり、測定誤差や測定範囲に影響が現れます。

A301-3 出力は、A302-3 で反転出力を生成して、図1の OSC1, OSC2, OSC3, OSC4 へ供給します。いずれに供給するかは、S502-3, S502-4 で選択します。A302-3 の反転出力は、発振器の正の半周期が、 dI_E や dV_{CE} が絶対値として大きくなる方向にそろえるためです。また A301-3 出力は、R314～R317 の 1/1000 分圧器から S502-1 を経て、図3の交流電圧測定回路へ入ります。発振器の出力振幅を、DUT 測定と同じ回路で測定するために分圧しています。

A303 を入力増幅器にするのが、交流電圧測定回路です。この測定回路は、同期検波を使っているので、複雑になっています。同期検波を使う理由は、例えば dV_{BE}/dV_{CE} の特性測定では、数マイクロボルトの交流電圧を測定することになります。マルチメータの交流電圧レンジでは、雑音に埋もれてしまいます。また、本装置の測定方法では、被測定電圧・電流の位相が必要です。これら解決策として、同期検波を使います。同期検波を使えば、希望信号だけを浮かび上がらせることができ、位相も測定でき、しかも直流電圧を測定すればよいので使いやすくなります。

同期検波の原理を、図3の回路図で説明します。発振器出力は DUT に与えますが、同時に図4の位相シフト回路にも加わります。位相シフト回路の入・出力信号は、入力が正弦波電圧で、出力は方形波電流です。位相シフト量の設定は、VR401 で行います。入力の位相を基準として、出力の位相を $\pm 90^\circ$ の範囲で連続的に・直線的に変化できます。最終的に位相シフト回路出力は、TR403 で方形波電流になります。この方形波電流で、TR302 を駆動します。TR302 は、

IC301(4052)の電源電圧の振幅を持つ方形波電圧を生成しIC301を駆動します。

IC301はアナログスイッチであり、TR302のH-LでON-OFFします。これで、Hのときはそのままの位相で、Lのとき位相が反転するようにアナログスイッチを動作させるわけです。具体的には、T301の2次側を位相に応じて接続を切り替えているわけです。すると出力(IC301のPin13-3間)には、図10のような波形が得られます。図10は、発振器出力を分圧器(R314, R315)を介して測定したときのものです。

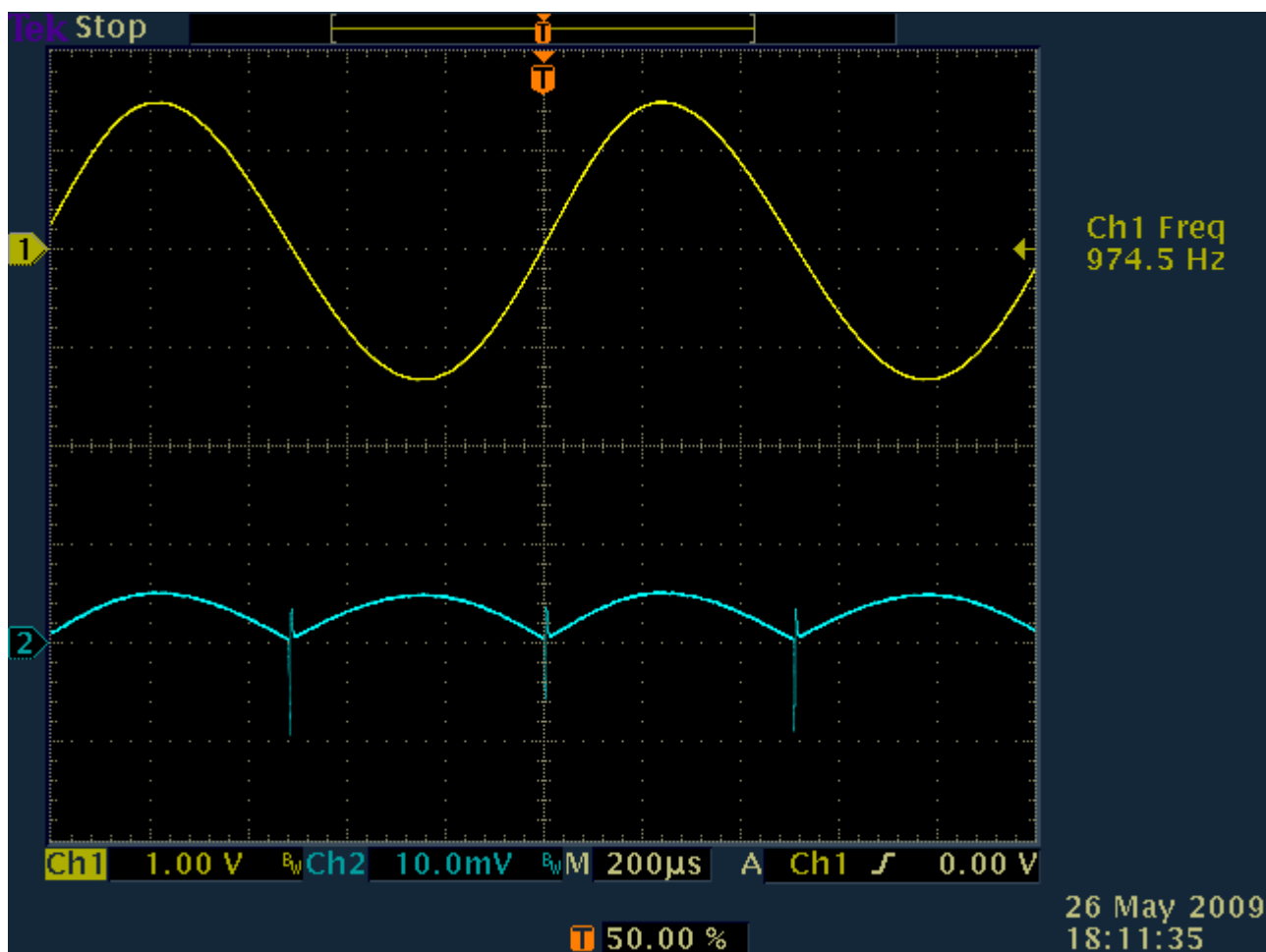


図10 被測定電圧(上)と、同期検波出力(下)

このようにすると、同期した電圧だけが直流に変換され、直流電圧を含めて同期しない電圧は交流電圧に変換されます。そこでカットオフ周波数の十分低い低域通過フィルター(R337とC335で、カットオフ周波数は3.4[Hz])を使って、直流成分を取り出します。低域フィルターによって、雑音が十分低減され、希望信号が直流電圧となって浮かび上がるというわけです。このようにすると、マイクロボルトの交流電圧も安定に測定できます。

なお、同期検波出力電圧(直流)は、交流電圧の平均値として与えられますから、ピーク電圧に $2/\pi$ (~ 0.637)を乗算した数値になります。

ここで、「トランス(T301)を使って、測定精度は保てるのか？」と疑問に感じるかもしれません。電圧振幅の「絶対値」が必要であれば、トランスの精度が直接影響します。しかし、本装置で重要なのは「相対値」なのです。相対値とは、同一の電圧計で測定した発振器出力振幅を基準として、被測定振幅との比を求める方法です。例えば h_{re} であれば入・出力電流の振幅比が、 g_m であれ

ば入力電圧と出力電流の振幅比が大切です。振幅比の測定が正確であれば、絶対値は多少誤差があっても大した問題にならないわけです。他のパラメーターも同様に算出します。

このようにして、微小交流電圧を直流電圧に変換して、さらに A304 の 1000[V/V] (または 100[V/V]) の電圧増幅器に通します。S505 を x1000 側 (=1000[V/V]) にして、S504-1, S504-2 を AC にすれば、A304 出力が出力コネクタ (J501) に現れます。S505 で、x100 (=100[V/V]) が選べます。これは、x1000 では A305 が飽和する場合に用います。大抵のトランジスタの順方向特性は、x1000 で測定できます。

以上が、図7 a・b の4種 (dI_{B1}/dI_{E1} , dV_{BE1}/dI_{E1} , dI_{B2}/dV_{CE2} , dV_{BE2}/dV_{CE2}) の測定での信号の流れです。

直流測定回路

発振器出力は、S502-1, S502-2 のポジションで OSC や GND にすると、DUT に交流信号は加わらず完全な直流動作になります。NPN または PNP の測定器の接続切り替えは、S501 で行います。この状態で、S504-1, S504-2 を DC にして、S503-1, S503-2 で DUT 動作条件の設定や、直流特性の測定をします。

S503-1, S503-2 の各ポジションについて説明します。

G2S (S503) は、図6で供給するデュアルゲート FET の V_{GS2} を設定するために使います (V_{GS1} は、図7 a・b の OPAMP 出力に接続します)。なお、デュアルゲート FET は、N チャネルのみ対応できます。G2S のポジションで J501(OUTPUT)に現れるのは、A601-3 出力－DUT ソース間の電圧です。また、DUT が接続されていなくても測定できます。

図6の回路はやや複雑になっていますが、理由は基準電圧源を IC201 に求めたためです。VR501 に直線特性の B カーブを使い、ツマミを中央に設定すると $V_{G2S}=0[V]$ になります。負側は、負電源電位 $+0.6[V]$ 程度まで下がり $V_{G2S}=-4[V]$ 程度、正側は $V_{G2S}=+5[V]$ です。これら数値は、多くの MOSFET では問題ないのですが、3SK28 のような JFET では不足を感じます。

IE_MON (S503) は、「エミッタ電流 (FET では、ソース電流) モニター」の略です。測定するのは A201-1 出力－負電源ライン間電圧で、 $0.1-20[mA]$ を $0.1-20[V]$ に変換して出力します (基準電位は $-15[V]$)。また DUT が接続されていなくても、測定できます。

VCE_MON (S503) は、「コレクターエミッタ間電圧モニター」の略です。測定するのは、A201-2 出力－負電源ライン間電圧で、 $0-20[V]$ をそのまま表示します。また DUT が接続されていなくても、測定できます。

VBE (S503) は、DUT のベース－エミッタ間電圧がそのまま出力されます。電圧計は、DUT に $1[k\Omega]$ を介して接続されますから (図1)、使用する電圧計の入力抵抗はこれらが無視できるほど高いことが必要です。

IB (S503) は、ベース電流と R110 (NPN) または R138 (PNP) で生じる電圧降下が $1[k\Omega]$ を介して出力されます。電圧計は、R110 や R138 の $10[k\Omega]$ に並列に接続されますから (図1)、電圧計の入力抵抗はこれらが無視できるほど高いことが必要です。

測定事例

共通事項

電源の ON/OFF は、S505 で行います。測定回路を含めて、全ての電源を ON/OFF します。このことから、発振器などのウォームアップ・ドリフトなどが生じます。DUT の交換を手早く行い、DUT のウォームアップと兼ねるようにすれば、大きな問題はありません。DUT だけを切り離すスイッチを取り付けると、そのための配線が静電容量結合を生じるなどで誤差要因にもなります。トランジスタの交流特性測定では、1[pF]のような微小静電容量が測定結果に影響を与えます。

外部発振器は、J505 に接続します。発振器は、出力電圧調整が出来るものがよいでしょう。発振出力は、電源スイッチの S505 で ON/OFF されますから、装置の ON/OFF に伴う発振器の ON/OFF は必要ありません。

連続した測定でなければ、S502 (交流測定選択スイッチ) は、GND ポジションが良いでしょう。このポジションでは、通電後も DUT に交流電圧・電流は加わりません。

S505 は、x1000 (1000[V/V]) にセットすればよいでしょう。

直流電圧計を J501 に接続します。直流電圧計は、デジタルメーター・アナログメーターとも利用できます。ただアナログメーターの選定で注意すべきは、入力抵抗値です。直流ベースバイアス電流は、センス抵抗器である R110 や R138 の両端電圧を、そのまま電圧計で測定します。これらは 10[k Ω] ですから、電圧計の入力抵抗はその 100 倍の 1[M Ω] がほしいところです。これを満たすアナログメーターは少数派ですから、選定に注意が必要というわけです。しかし、直流ベース・バイアス電流測定を行わなければ、大抵のアナログメーターが使えます。

コレクターエミッタ電圧 (V_{CE}) やエミッタ電流 (I_E) は、DUT の接続の有無に関係なく設定できます。

V_{CE} の調整は、VR203 で行います。S503 を VCE_MON のポジションにして、S504 を DC にすれば、J501 に V_{CE} に対応した電圧が現れます。例えば、 $V_{CE}=10[V]$ であれば、J501 に接続される電圧計の指示値が 10[V] になるように VR203 を調整します。図7の V_{CE2} には交流電圧 (dV_{CE2}) が重畳できますが、 dV_{CE2} の振幅は 0.25[V] の固定です。しかし、発振器の電圧振幅などによって変化します。

I_E の調整は、VR202 で行います。S503 を IE_MON のポジションにして、S504 を DC にすれば、J501 に I_E に対応した電圧が現れます。例えば、 $I_E=10[mA]$ であれば、J501 に接続される電圧計の指示値が 10[V] になるように VR202 を調整します。つまり、ボルトをミリアンペアに読み換えます。図7の I_{E1} には交流電流 (dI_{E1}) が重畳できますが、 dI_E の振幅は 20[μA] の固定です。しかし、発振器の電圧振幅などによって変化します。

V_{G2S} (デュアルゲート FET の第2ゲートソース間電圧) の調整は、VR601 で行います。S503 を G2S のポジションにして、S504 を DC にすれば、J501 に V_{G2S} に対応した電圧が現れます。例えば、 $G2=-1[V]$ であれば、J501 に接続される電圧計の指示値が -1[V] になるように VR601 を調整します。

測定前の調整は以上のとおりですが、DUT の接続は電源を切って行うことを勧めます。DUT

の駆動にオペアンプを使っていることから、DUT の接続をしていない場合、飽和状態にあります。この状態で DUT を接続すると、DUT に過度なストレスが加わる可能性があるものです。

交流測定では、DUT の有無に関係なく「オフセット電圧」と「発振器出力電圧」が測定できます。発振器出力電圧は、内部発振器でも外部発振器であっても同様に測定できます。

オフセット電圧とは、交流電圧測定回路のそれで、周波数依存性があります。同期検波回路スイッチング時の雑音などの影響があるものと思われます。しかし、同期検波回路の位相調整 (S401 の位置) には影響しません。オフセット電圧測定は、S502 を GND ポジションに・S504 を AC にして、J501 に接続した直流電圧計の指示値を読みます。その指示値を A304 の増幅度で除算した値が、オフセット電圧です。A304 の増幅度は、S505 で 1000[V/V] と 100[V/V] が選べます。

発振器の出力電圧は、S502 を OSC ポジションに・S504 を AC にして、J501 に接続した直流電圧計の指示値を読みます。この測定では、同期検波回路の位相が関係します。そこで、VR401 を調整しながら正の最大電圧を探します。また、そのときの VR401 の位置を 0° とします (位相の基準)。直流電圧計の指示値を A304 の増幅度で除算し・オフセット電圧を差し引いた値が、発振器出力電圧です。A304 の増幅度は、S505 で 1000[V/V] と 100[V/V] が選べます。

BJT の測定

2SC1815GR の実測例を挙げて説明します。

データシートより 270[Hz] が測定周波数ですから、外部発振器を接続して測定します。このとき波形品質が悪ければ、図9の BPF を通します。

動作条件を $V_{CE}=10[V]$, $I_E=2[mA]$ として設定します。

S506(電源スイッチ)を ON にします。2SC1815 は NPN-BJT ですから、S501 で NPN を選択します。S503 を V_{BE} に・S504 を DC にして、J501 に接続した直流電圧計で V_{BE} を確認します。0.7[V] 程度の値が得られれば、DUT を含めた負帰還回路は正常であると判断できます。ここで V_{BE} は、トランジスタの自己発熱による温度上昇に伴い変化しますから、測定をするのであればウォーミングアップをします。AC パラメーターを先に測定して、最後に測定しても良いでしょう。

S504 を AC に・S505 を $\times 1000$ にして、次のように AC パラメーターを測定します。

- S502 を GND にして、直流電圧計の指示値を記録します。+26[mV] でした。
- S502 を OSC にして、VR401 で位相調整をして・正の最大電圧を探し、直流電圧計の指示値と位相を記録します。+1.02[V], 0° でした。
- S502 を dV_{BE}/dI_E にして、VR401 で位相調整をして・正の最大電圧を探し、直流電圧計の指示値と位相を記録します。+286[mV], 0° でした。
- S502 を dI_B/dI_E にして、VR401 で位相調整をして・正の最大電圧を探し、直流電圧計の指示値と位相を記録します。+919[mV], 0° でした。
- S502 を dV_{BE}/dI_{VCE} にして、VR401 で位相調整をして・負の最大電圧を探し、直流電圧計の指示値と位相を記録します。-7[mV], -18° でした。この数値は、ベース幅変調効果(アーリー効果)により、負の数値になります。
- S502 を dI_B/dI_{VCE} にして、VR401 で位相調整をして・負の最大電圧を探し、直流電圧計の指示値と位相を記録します。-25[mV], $+12^\circ$ でした。この数値は、ベース幅変調効果(アーリー効果)により、負の数値になります。

記録した数値から、 dV_{BE}/dI_E , dI_B/dI_E , dV_{BE}/dI_{VCE} , dI_B/dI_{VCE} の正規化値を求めます。計算は、複素数計算です。手計算でもできますが、要素数が膨れ上がりますので、表計算ソフトを使う方法で話を進めます。このほか、電卓を使っても良いでしょう。

まず、記録した電圧値 $A[V]$ と位相 $P[degree]$ は、次の計算で複素数 Re , Im に変換できます。

$$Re = A \times \cos\left(\frac{\pi}{180} \times P\right), \quad Im = A \times \sin\left(\frac{\pi}{180} \times P\right)$$

表計算ソフトでは、三角関数がラジアンで計算されますので、それを含めて上記の計算方法にしています。この計算式を表計算ソフトの関数で書き表すと、次のようになります。

$$=COMPLEX(A * \cos(\pi/180 * P), A * \sin(\pi/180 * P))$$

$COMPLEX(Re, Im)$ とすれば、表計算ソフトの一つのセルの中に複素数として記憶されます。 $COMPLEX$ 関数以外に、次に挙げる関数をよく用います。

$IMSUM$, $IMSUB$, $IMPRODUCT$, $IMDIV$, $IMABS$

四則演算と絶対値表示です。それぞれの詳細は、表計算ソフトのヘルプで確認してください。

以上の基礎知識を基に、具体的な計算に移ります。
表計算ソフトは、先の測定結果を含めて図11のように表示されているとします。

	A	B	C	D	E
1	Vos@x1000	2.60E-02			
2	OSC	1.02E+00	0.00E+00	0.994	9.94E-01
3	dVBE/dIE	2.86E-01	0.00E+00	13.0784706	2.60E-04
4	dIB/dIE	9.19E-01	0.00E+00	4.4919517	8.93E-08
5	dVBE/dVCE	-7.00E-03	-1.80E+01	-1.262972	3.30E-05
6	dIB/dVCE	-2.50E-02	1.20E+01	-2.0074658	5.10E-09

図11 表計算ソフトの表示

A 列は、各行のタイトルです。B 列が先に測定した電圧値[V]で、C 列がその位相[degree]です。
D 列は、B・C 列から計算した dVBE/dIE, dIB/dIE, dVBE/dVCE, dIB/dVCE の正規化値であり、複
素数です。E 列は、D 列の絶対値です。

D 列は、/dIE では 1[A]あたりに・dVCE では 1[V]あたりの数値に正規化しています。正規化す
る理由は、これら数値を使った応用計算で計算式が簡素化できるためです。

続く表計算ソフトの各セルの計算では、各セルのアドレス方法があります。各セルのアドレスは、
表計算ソフトのルールに従い、次のようにします。「Vos@x1000」と書き込んでいるセルは A1 で、
その数値である「2.60E-02」と入力しているセルは B1 です。「列アドレス・行アドレス」の書式です。

D2 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMPRODUCT(IMDIV(COMPLEX((B2-B1)*COS(PI()/180*C2), (B2-B1)*SIN(PI()/180*C2)),
COMPLEX(1000, 0)), COMPLEX(1000, 0))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$Re=\frac{(B2-B1)\times\cos(\frac{\pi}{180}\times C2)}{1000}\times1000 \quad , \quad Im=\frac{(B2-B1)\times\sin(\frac{\pi}{180}\times C2)}{1000}\times1000$$

D2 の意味は、A301-3・A302-3 の発振器出力電圧です。
(B2-B1)は、測定値(B2)からオフセット電圧(B1)を取り除いています。
分母は、A304 の電圧増幅度(1000[V/V])です。
分数式の乗数は、1/1000 の分圧器(R314～R317)で構成の逆数です。

E2 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMABS(D2)

E2 の意味は、D2 の絶対値です。図11の E2 には、9.94E-1 と表示しています。これは、発振器

出力である A301-3・A302-3 の出力電圧が、994[mV]であることを意味します。

D3 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMDIV(IMDIV(COMPLEX((B3-B1)*COS(PI()/180*(C3-C2)), (B3-B1)*SIN(PI()/180*(C3-C2))), COMPLEX(1000, 0)), IMDIV(D2, COMPLEX(50000, 0)))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$Re = \frac{(B3-B1) \times \cos\left(\frac{\pi}{180} \times (C3-C2)\right)}{\frac{1000}{\frac{D2}{50E3}}} \quad , \quad Im = \frac{(B3-B1) \times \sin\left(\frac{\pi}{180} \times (C3-C2)\right)}{\frac{1000}{\frac{D2}{50E3}}}$$

D3 の意味は、dIE=1[A]のときの dVBE/dIE です(正規化値)。

(B3-B1)は、測定値(B3)からオフセット電圧(B1)を取り除いています。

(C3-C2)は、測定値(C3)から発振器の位相(C2)を取り除いています。

分母の「1000」は、A304 の電圧増幅度(1000[V/V])です。

分母の「D2/50E3」は、B3 測定時の dIE です。これは発振器出力電圧(D2)を、R104||R105(または R142||143)の 50[kΩ]で除算して求めています。

E3 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMABS(IMPRODUCT(D3, IMDIV(D2, COMPLEX(50000, 0))))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$|dV_{BE}| = \left| D3 \times \frac{D2}{50E3} \right|$$

E3 の意味は、B3 測定時の dVBE/dIE であり、絶対値です。図11の E3 には、2.60E-4 と表示しています。これは、図7 a の dIE が約 20[μA]のとき、dVBE が 260[μV]であったことを意味します。

D4 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMDIV(IMDIV(COMPLEX((B4-B1)/10000*COS(PI()/180*(C4-C2)), (B4-B1)/10000*SIN(PI()/180*(C4-C2))), COMPLEX(1000, 0)), IMDIV(D2, COMPLEX(50000, 0)))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$Re = \frac{\frac{B4-B1}{10E3} \times \cos\left(\frac{\pi}{180} \times (C4-C2)\right)}{\frac{1000}{\frac{D2}{50E3}}}, \quad Im = \frac{\frac{B4-B1}{10E3} \times \sin\left(\frac{\pi}{180} \times (C4-C2)\right)}{\frac{1000}{\frac{D2}{50E3}}}$$

D4 の意味は、dIE=1[A]のときの dIB/dIE です(正規化値)。

(B3-B1)は、測定値(B3)からオフセット電圧(B1)を取り除いています。

これを 10E3 で除算していますが、10E3 は R110(または R138)の 10[kΩ]を意味します。

(C4-C2)は、測定値(C4)から発振器の位相(C2)を取り除いています。

分母の「1000」は、A304 の電圧増幅度(1000[V/V])です。

分母の「D2/50E3」は、B4 測定時の dIE です。これは発振器出力電圧(D2)に、R115/R114(または R134/R135)の 0.25 を乗算して得ます。

E4 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMABS(IMPRODUCT(D4, IMDIV(D2, COMPLEX(50000, 0))))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$|dI_B| = \left| D4 \times \frac{D2}{50E3} \right|$$

E4 の意味は、B4 測定時の dIB/dIE であり、絶対値です。図11の E4 には、8.93E-8 と表示しています。これは、図7 a の dIE が約 20[μA]のとき、dIB が 89.3[nA]であったことを意味します。

D5 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMDIV(IMDIV(COMPLEX((B5-B1)*COS(PI()/180*(C5-C2)), (B5-B1)*SIN(PI()/180*(C5-C2))), COMPLEX(1000, 0)), IMPRODUCT(D2, COMPLEX(0.25, 0)))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$Re = \frac{\frac{(B5-B1) \times \cos\left(\frac{\pi}{180} \times (C5-C2)\right)}{1000}}{D2 \times 0.25}, \quad Im = \frac{\frac{(B5-B1) \times \sin\left(\frac{\pi}{180} \times (C5-C2)\right)}{1000}}{D2 \times 0.25}$$

D5 の意味は、dVCE=1[V]のときの dVBE/dVCE です(正規化値)。

(B5-B1)は、測定値(B5)からオフセット電圧(B1)を取り除いています。

(C5-C2)は、測定値(C5)から発振器の位相(C2)を取り除いています。

分母の「1000」は、A304 の電圧増幅度(1000[V/V])です。

分母の「D2×0.25」は、B5 測定時の dVCE です。これは発振器出力電圧(D2)に、R115/R114(または R134/R135)の 0.25 を乗算して得ます。

E5 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMABS(IMPRODUCT(D5, IMPRODUCT(D2, COMPLEX(0.25, 0))))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$|dV_{CE}| = |D5 \times (D2 \times 0.25)|$$

E5 の意味は、B5 測定時の dV_{BE}/dV_{CE} であり、絶対値です。図11の E5 には、3.30E-5 と表示しています。これは、図7 b の dV_{CE} が約 0.25[V] のとき、 dV_{BE} が 33[μV] であったことを意味します。E5 は絶対値ですから符号がつきませんが、ベース幅変調効果(アーリー効果)より V_{CE} の変化に対して負の数値になります。

D6 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMDIV(IMDIV(COMPLEX((B6-B1)/10000*COS(PI()/180*(C6-C2))), (B6-B1)/10000*SIN(PI()/180*(C6-C2))), COMPLEX(1000, 0)), IMPRODUCT(D2, COMPLEX(0.25, 0)))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$Re = \frac{\frac{\frac{B6-B1}{10E3} \times \cos\left(\frac{\pi}{180} \times (C6-C2)\right)}{1000}}{D2 \times 0.25}, \quad Im = \frac{\frac{\frac{B6-B1}{10E3} \times \sin\left(\frac{\pi}{180} \times (C6-C2)\right)}{1000}}{D2 \times 0.25}$$

D6 の意味は、 $dV_{CE}=1[V]$ のときの dI_B/dV_{CE} です(正規化値)。

(B6-B1)は、測定値(B6)からオフセット電圧(B1)を取り除いています。

これを 10E3 で除算していますが、10E3 は R110(または R138)の 10[kΩ]を意味します。

(C6-C2)は、測定値(C6)から発振器の位相(C2)を取り除いています。

分母の「1000」は、A304 の電圧増幅度(1000[V/V])です。

分母の「 $D2 \times 0.25$ 」は、B6 測定時の dV_{CE} です。これは発振器出力電圧(D2)に、R115/R114(または R134/R135)の 0.25 を乗算して得ます。

E6 には、次のデータを書き込んでいます。

=IMABS(IMPRODUCT(D6, IMPRODUCT(D2, COMPLEX(0.25, 0))))

このデータは、次の計算式から来ています。

$$|dI_B| = |D6 \times (D2 \times 0.25)|$$

E6の意味は、B6測定時のdIB/dVCEであり、絶対値です。図11のE6には、5.10E-9と表示しています。これは、図7bのdVCEが約0.25[V]のとき、dIBが5.1[nA]であったことを意味します。E6は絶対値ですから符号がつきませんが、ベース幅変調効果(アーリー効果)よりVCEの変化に対して負の数値になります。

以上が、BJTの交流測定要領です。次に、直流測定要領を説明します。

測定した2SC1815GRはNPN-BJTですから、S501をNPNに切り替えます。S502をGNDまたはOSCにして、S504をDCにして、S503の切り替えでVBEとIBが測定できます。

VBEは、S503をVBEにして・J501(OUTPUT)に接続された直流電圧計の指示値がそのままVBEです。VBEは、エミッタ電位を0[V]としています。ですから、NPN-BJTでは正の値を・PNP-BJTでは負の値を取ります。

2SC1815GRの実測結果は、VCE=+10[V], IE=-2[mA]のとき+0.658[V]を得ました。

先に触れましたが、VBE測定では自己発熱に注意が必要です。VBEは、ICの(IE=IC*(1+1/hFE))であり、hFEが十分大きければIE=IC)対数値に比例します。このことから、ICが大きくなるほど、VBEの変化は小さくなります。ここで、自己発熱の影響が絡みます。ICが大きくなると、自己発熱も大きくなり、温度が上昇するとVBEが減少します。例えば2SC1815では、ICが10[mA]付近を最大値として、それ以上ではVBEが減少します。このことから、VBE測定では自己発熱に注意が必要です。

VBE測定を正確に行うためには、ICを一瞬大きくして、発熱の影響が現れる前にVBEを測定します。これを「パルス測定法」などと呼びますが、本装置にその機能は持たせていません。しかし、交流測定でdVBE/dIEでは交流測定周波数(270[Hz]~1[kHz])に温度変化が追いつかないため、ICが10[mA]を超えても正の数値であることが確認できます。

IBは、S503をIBにして・J501(OUTPUT)に接続された直流電圧計の指示値を読みます。その指示値を、電流センス抵抗器R110(またはR138)の10[kΩ]で除算して求めます。IBの符号は、トランジスタに入る方向の電流を正とします。これらは、IC・IEもNPN・PNPの違いを問わず同じです。このことから、NPN-BJTでは正の値を・PNP-BJTでは負の値を取ります。

2SC1815GR(NPN-BJT)の実測結果は、VCE=+10[V], IE=-2[mA]のとき+91.5[mV]を得ました。10[kΩ]で除算して、9.15[μA]です。さらに直流電流増幅率(hFE)を求めてみると、

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{-I_E - I_B}{I_B} = \frac{-I_E}{I_B} - 1 = \frac{-(-2E-3)}{9.15E-6} - 1 = 219 \quad [A/A]$$

を得ます。同じ2SC1815GRのhfe(交流電流増幅率@270[Hz])は、図11のdIB/dIEの正規化値であるD4の数値(複素数)の逆数から、1を差し引いた値です。結果は222[A/A]です。このように、両者の測定結果はほぼ一致します。

このほかに BJT の測定では、 I_B を一定に保って直流 V_{CE} に対する I_C などがあります。本装置に I_B を一定に保つ機能はありませんが、 V_{CE} を設定し・ I_B が規定値になるような I_E を VR202 で調整して、その I_E を S503 を IE_MON にして直流電圧計の指示値([V]を[mA]に読み換える)から読みます。そうして、 $-I_E$ から I_B を差し引けば I_C が得られます。少し面倒ですが、このようにして測定できます。

JFET・MOSFETの測定

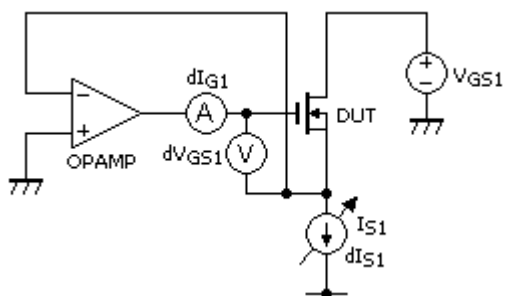


図12 a. ソース電流変化に対する測定

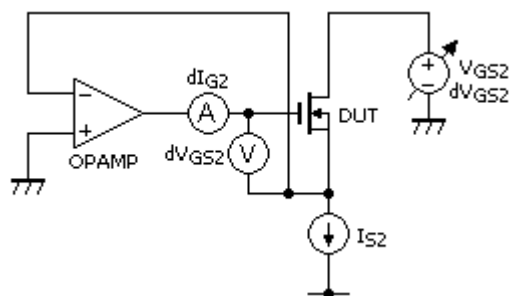


図12b. ドレイン電圧変化に対する測定

図12 a・b に、(シングル・ゲート)FET の接続を示します。図7 a・b と比較すれば、BJT を FET に置き換えただけであることがわかります。ベースをゲートに、コレクタをドレインに、エミッタをソースに接続します。図12は、MOSFET ですが、JFET の場合も同様に接続して測定できます。

FETの直流ゲート漏れ電流を、本装置で正確に測定することは困難です。しかし、交流測定では静電容量結合に伴う電流が現れます。そのほかの計算要領などは、BJTを応用すればよいでしょう。

FET の特性には、 I_{DSS} ($V_{GS}=0[V]$ のときの I_D) があります。これは、S502 を GND または OSC にして、S504 を DC にして・S503 を VBE にして、J501 (OUTPUT) に直流電圧計を接続します。また、 V_{DS} に規定の電圧を与えます。この状態で、VR202 (I_S) を、直流電圧計の指示値 (V_{GS}) が $0[V]$ になるように調整します。そうして、S503 を IE_MON にして、再び直流電圧計の指示値を読みます。この電圧値は、 $[V]$ を $[mA]$ と読み換えればソース電流値になります。実用的には「ソース電流＝ドレイン電流」ですから、この状態のソース電流値が、 I_{DSS} になります。同様な方法で、 V_{GS} - I_D 特性も測定できます。

2SK364BL (N-JFET) の I_{DSS} 実測例を示します。S501 を NPN にして、S504 を DC に・S503 を VCE_MON にして、J501 (OUTPUT) に直流電圧計を接続します。VR203 で +10[V] に設定すれば、 V_{DS} = +10[V] になります。S503 を VBE にして、VR202 を直流電圧計の指示値 (V_{GS}) が 0[V] になるように調整します。そうして S503 を IE_MON に切り替えて、直流電圧計の指示値が +6.86[V] でしたから、 I_{DSS} = 6.86[mA] となります。

デュアルゲート FET の測定

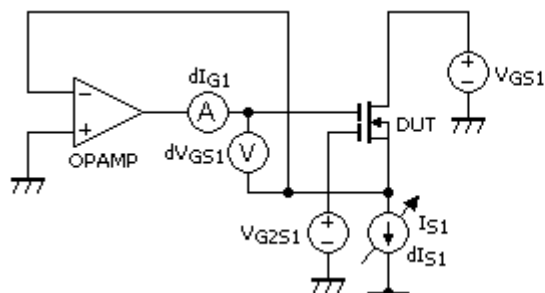


図13 a. ソース電流変化に対する測定

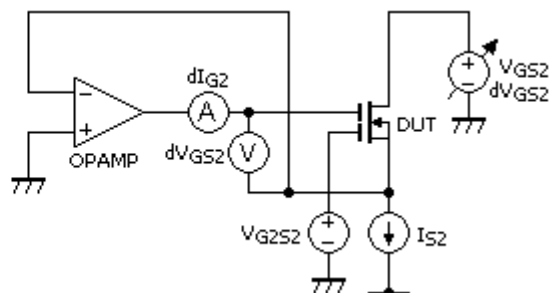


図13 b. ドレイン電圧変化に対する測定

図13 a・b に、デュアルゲート FET の接続を示します。J601 (G2_DRIVE) が、図13の V_{G2S1} や V_{G2S2} にあたります。デュアルゲート FET では、トランジスタ・メーカーが G1, G2 を決めています。しかし本装置では、G1・G2 を入れ替えた測定もできます。具体的には、メーカー指定の G1 を G2_DRIVE に接続して、G2 をオペアンプ出力に接続して V_{GS} など交流測定ができます。

デュアルゲート FET は、N チャネルのみ対応します。また、G2_DRIVE の電圧可変範囲は、-4 ~ +5[V] (ソース電位を 0[V] とする) です。

製作上のポイント

ここでは、製作する際のポイントを説明します。

実装の際に最も注意すべきは、交流測定に用いる交流電圧と DUT のベース(またはゲート)との静電容量結合です。例えば、コレクタ(またはドレイン)には交流電圧を重畳させます。このことから、コレクタの配線にはシールド線を使います。また図4の位相シフト回路には、20[V]を超える交流電圧があり(TR401, TR402 のコレクタ)、シールドする必要があります。さらに、図3では、発振回路と測定回路を同じ図面内に描いていますが、発振回路と測定回路は個別にシールドしたほうが良いでしょう。

どの程度のシールドが必要なのか?を数値で考えます。BJT の C_{ob} (コレクターベース間静電容量)を 1[pF]とします。コレクタ電圧に重畳させる交流電圧振幅は 0.25[V]です。このとき、ベースに通じる電流は、

$$I_b = \frac{V}{Z_c} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi f C}} = 1 \times 2\pi \times 1E3 \times 1E-12 = 6.28 \quad [\text{nA}]$$

となります。BJT 入力抵抗が高くなるコレクタ電流が小さな領域では、十分に検出できます。DUT 以外の要因でこの程度の電流が通じれば、誤差要因になるわけです。しかし、普通のシールドで実用的な性能が得ることがができますから、実装時の配慮が肝要です。

DUT を含む帰還回路の配線は、極力短くします。帰還回路はユニティゲイン動作であり、静電容量負荷に敏感ですから、シールド線が使い難い場所です。そこで他との結合を断つには、物理的に短い配線で行うより他ありません。私はオペアンプを、DUT の接続端子の側近に取り付けています。

ロータリースイッチの配線には、シールドできずに露出する配線がありますから、できる限り短くなる組み合わせを考えて実装します。

使用する抵抗器は、許容誤差の記載の無いものは 5[%]のカーボン抵抗器でよいでしょう。1[%]の抵抗器は、金属皮膜抵抗器がよいでしょう。

フィルターや発振回路などに用いるコンデンサは、5[%]のフィルム・コンデンサを使います。

C403 には、2[mA]の交流電流が通じます。コンデンサの寿命を大きく縮めるほどの電流ではありませんが、できればコンデンサメーカーの資料で通じる電流と寿命を確認することを勧めます。

VR201 (基準電圧調整)と VR301 (発振出力電圧調整)には、回転角が 300°の半固定抵抗器でよいでしょう。

VR302 (A304 のオフセット調整)には、10 回転の半固定抵抗器を使います。

VR401 (位相調整)と VR601 (V_{G2S} 電圧調整)には、直線特性を持つ B カーブの可変抵抗器を使います。

VR202 (I_E 調整)と VR203 (V_{CE} 調整)には、A カーブを使います。多回転の採用も良いと思います。

調整

調整に当たっては、事前に15分程度のウォームアップをするとよいでしょう。

VR201 は、IC201 の出力電圧が 5.00[V]で 10[mV]の範囲に収まるように調整します。IC201 の出力電圧は、 V_{CE} や I_E や V_{G2S} の基準に使用しています。

VR302 は、次のように調整します。S502 を GND に・S504 を AC にして、J501 (OUTPUT)に現れる A304 の直流出力電圧が 0[mV]になるように調整します。なお、この調整は、発振周波数に依存します。

VR301 は、次のように調整します。S502 を OSC に・S504 を AC にして、J501 (OUTPUT)に現れる直流電圧が最大になるように、VR401 (位相調整)をセットします。このとき、VR401 は、ほぼ中央付近になるはずで、この状態で、VR301 で 1[V]になるように調整します。

フィルターは、許容差 5[%]の抵抗器・コンデンサを使用することで、調整は不要でしょう。

発振回路は、やや複雑ですから、別に解説します。

できあがった後の評価ですが、いくつかサンプルを用意して、測定結果をデータシートと比べてみると良いでしょう。そのサンプルに帰還静電容量(ドレインーゲート間・静電容量)の小さな FET を入れると、dIB/dVCE の測定で不要な静電容量結合がわかります。その際の現象は、発振器出力と 90°の位相差を持つゲート電流が流れます。

発振器の調整

TR301 による発振器の調整では、オシロスコープを用意します。また、ブレッドボードで予備実験をして、使った部品をそのまま基板に乗せるようにします。

ブレッドボードでの予備実験の目的は、安定で波形品質の良い信号を得ることです。移相型発振回路は、電気回路的な解析ができることから、大抵の電子回路の教科書に載っています。簡単そうに見えるのですが、やや面倒な一面があります。例えば、発振条件で示される増幅度よりも高い増幅度を持つと、発振波形に歪が現れます。また増幅に使う素子の増幅度が大きいと、意図する発振動作とは異なるモードで発振するなどします。以下に、私の製作事例を挙げて説明します。

図3の回路で、VR301 (2[kΩ])と R305(300[Ω])は「私の製作例」です。R305 の僅か 300[Ω]が無ければ、電圧増幅度が低下することで発振は不安定になります。VR301 を 5[kΩ]に交換すると、電圧増幅度が大き過ぎて波形が歪みます。VR301 (2[kΩ]) の両端抵抗値を実測したところ、1.85[kΩ]でした。R305 を 1[kΩ]まで大きくすると、発振波形は劣化します。R305 は 150[Ω]～470[Ω]くらいが良い感じでした。そこで 300[Ω]にしたものです。こんな感じの調整が必要になります。

C305 は、教科書には出てこないコンデンサです。これが無い場合、他のモードで発振しました。もちろん、発振周波数は意図する周波数からかけ離れています。

これら発振波形の品質を良好にした上で、次の発振周波数調整をします。

発振周波数には、980[Hz]を選びました。AC 電源の周波数である 50/60[Hz]の高調波を避ける目的です。

移相回路のコンデンサには、安定な特性のものを選びます。私は、ポリプロピレン・フィルム・コンデンサを使っています。周波数は、僅かな部品の誤差で変化します。CR は合計6個ですが、それらを入れ替えるだけで周波数が無視できないほど動きます。私は、最終調整で 150[pF]程度のセラミック・コンデンサを並列に取り付けて 980[Hz]を得ました。基板にハンダづけした後は、安定に動作しています。

教科書に出てくる発振周波数の計算式は、次の通りです。

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR}$$

なお、C305も出力インピーダンスとの組み合わせで位相回転を生じますから、計算した周波数は実際よりもやや低くなります。

最後に

今回、製作したトランジスタ・メーターは、私にとってトランジスタ専用測定器としては最初の作品です。リニア IC やミックスド・シグナル IC などの試験装置は製作してきましたが、トランジスタは機会がありませんでした。

反省点として、コンパクトなケースに収めたことで、浮遊静電容量による僅かな結合が取りきれないことが挙げられます。効果的な改善には、実装や基板の分割など基本構成からの考え直しが必要だろうと考えています。この反省から、本装置を製作する場合には、分割した基板を個別に金属ケースに収め、それらを大きなケースに組み込むような感じが良いと思います。ちょうど、高周波測定器のようにです。

回路面では、「簡素な回路で、実用的で、必要十分な性能を得る」とした目標が達成でき、満足しています。本装置にもカレントミラーなどトランジスタ回路を使っていますが、その回路の性能評価なども本装置があれば手早くできたことでしょう。

測定に使える周波数が $270 \sim 1000[\text{Hz}]$ と狭いのは、位相シフト回路などが制約要因になりました。オーディオ周波数帯であれば同じ測定原理が使えますが、適切な設計が必要になります。今回は、レンジ切り替え無しに扱える周波数範囲にしました。

h パラメーターなど応用計算方法は、別に発表の機会を設けたいと思います。今回の製作では、トランジスタの測定にあたって、半導体物理などを含めて調査しました。できれば半導体物理と h パラメーターの関係など、回路設計者に分かりやすい解説ができればと思います。SPICE モデリングなどで役立つと思います。

他にこれまでの実験で、高周波用トランジスタの測定で発振対策などの必要がありました。それらも、後日発表させていただきたいと思います。

August/15/2009