

デジタルポテンショメータを使用した遠隔操作可能な 可変抵抗器・コンデンサの製作と増幅回路実験での実用試験

桑田 正行*, 藁科 崇**

Production of Remotely Controllable Variable Resistor / Capacitor using Digital Potentiometers and Practical Test of Those Devices in Amplifier Circuit Experiment

Masayuki KUWADA*, Takashi WARASHINA**

Abstract

We are developing remote student laboratory equipment. If these facilities are in operation, students can take experimental lessons by operating laboratory equipment located in a laboratory at a remote location via a personal computer at home. In designing, manufacturing, and verification experiments of transistor amplifier circuits, which is one of the experimental tasks, students need to use elements (resistors and capacitors) having values according to their design results. Using digital potentiometers for this purpose, we produced variable resistors and variable capacitors which can remotely control the value of the elements. Applications for operating variable elements are implemented by LabVIEW development system.

The bipolar transistor single stage voltage amplifier circuit assembled using prototype remotely controllable variable resistor and variable capacitor has been able to achieve the target of the assumed amplification characteristic under the conditional range limited by the performance of the prototype variable elements. Currently, we are improving the performance of prototype variable elements.

Keywords : Remotely Controllable Variable Resistor and Variable Capacitor, digiPot,
Digital Potentiometer, Remote Education Laboratory, LabVIEW

1. はじめに

われわれは、実験授業の予習復習や再履修のための時間外利用などを目的として、インターネットを介した遠隔実験授業を可能とする設備[1]を開発してきた。遠隔実験サービスを提供する側には、課題ごとの実験設備、遠隔制御装置、遠隔実験コンテンツの配信および遠隔制御通信の管理を行うサーバを備え、学生側には基本的にインターネットに接続する市販のパソコン（以下、PC）による操作環境だけを想定している。学生側のPCの環境で、実験室で実験する際に必要となる判断や作業の局面

を極力再現することをめざしてきた。学生実験課題の一つにトランジスタ増幅回路の設計・製作・検証実験があり、学生は自らが設計した値を持つ抵抗器あるいはコンデンサを得る必要がある。遠隔実験においてその必要に供するため、我々は値の遠隔制御が可能な可変抵抗器および可変コンデンサを試作している。今回試作した可変素子の実用性を確認するため、この試作品を受動部品として使用し、実験課題の増幅回路の組み立てとその動作確認を行った。測定精度などの詳細な評価は行っていないが、限定された電圧範囲と周波数の条件範囲では、実験課題目標をほぼ達することができており、試作可変素

Received on September 6, 2017.

* 大学教育センター

** 元実験実習支援センター

子の適応条件範囲を拡大するための改良の見通しを得ることもできた。以下、試作遠隔制御可変素子、実働試験用実験システム、実働試験と評価、今後の課題、について報告する。

2. 増幅回路課題の遠隔実験化について

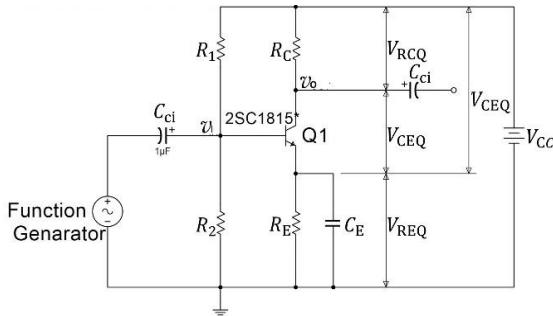


図1 課題回路

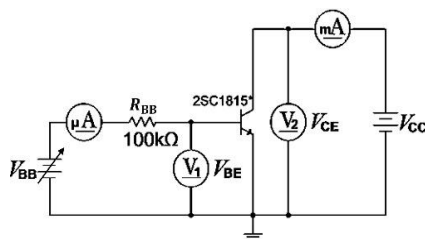


図2 直流特性測定回路

トランジスタ増幅回路の課題では図1に示す回路の設計・製作・動作検証を次の実験手順で行っている。

- 1) 図2の回路を製作、無作為に選択したバイポーラトランジスタ素子の直流特性を測定する。
- 2) 定められた目標仕様に図1の回路の特性を合致させるため、1)の測定結果を参照し、示された設計計算手順に則り回路中の各受動素子に必要とされる値を決定する。
- 3) E12系列で用意された抵抗器またはコンデンサの選択と組み合わせにより、2)で決定した値を各素子について実現する。
- 4) 1)~3)によって用意したトランジスタ素子と受動素子を使用して図1の回路を製作する。
- 5) 4)で製作した回路の諸特性を測定し、目標仕様値との比較を行うことによって目標達成の成否を検証する。

以上の実験手順の遠隔実験化には以下A)~C)の遠隔操作機能が必要となる。

- A) 1)、5)の手順での電源電圧設定と測定器の操作をする。
- B) 1)、4)、5)の手順において図1、図2の回路切り替えおよび電源と測定器の接続点の設定をする。
- C) 3)の手順での各受動素子の値の設定をする。

機能A)についてはすでに外部制御可能なプログラマブル電源装置とデータアキュジションシステム[2]が学生実験室において実働している。機能B)は機能C)とともに、スイッチマトリクスによって任意の回路ノード間接続の選択切り替え機能を実装すれば、原理的には実現可能である。しかし、機能C)を含めるためには、E12系列値のそれぞれから複数回の選択も可能とする必要を生じるため、装置の実装が大規模化して現実的ではない。必要なスイッチマトリクスを制限して装置規模を抑えるため、実物の素子の使用は主題のバイポーラトランジスタに留め、各受動素子の値の設定は、値の遠隔制御可能な可変受動素子によって実現することとし、遠隔制御可変抵抗器および遠隔制御可変コンデンサを試作開発することにした。

3. 遠隔制御可変抵抗器の試作

遠隔制御可変抵抗器(以下、遠隔VR)構造を図3に示す。端子T1、T2間を電圧電流極性対称な可変抵抗器として使用できる。 R_V はデジタルポテンショメータ(以下、デジポット[3])AD5293-100による可変抵抗値、S1、S2はT1、T2間の抵抗値の可変範囲を切り替えるためのアナログスイッチ、U1、U2は電流増強のためのオペアンプである。 $R_{L1} = R_{L2} = R_L$ 、 $R_{H1} = R_{H2} = R_H$ 、 $R_{S1} = R_{S2} = R_S$ であり、S1、S2は二者が同じ側(L側またはH側)へ接続する。分圧枝 $R_{H1} - R_{L1} - R_V - R_{L2} - R_{H2}$ に流れる電流が無視できればT1、T2間の抵抗値 R_T は式(1)で表される。

$$R_T = v_T / i_T = (2R_H + 2R_L + R_V)R_S / R_D \quad (1)$$

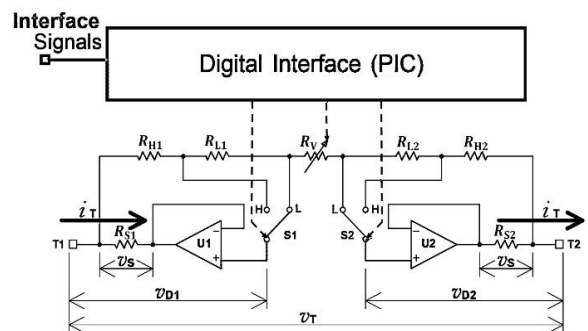


図3 遠隔VR構造

式(1)において、S1、S2の接続がH側の場合 $R_D = R_H$ 、同L側の場合 $R_D = R_L + R_H$ となる。S1、S2の切り替えおよび R_V の設定はデジタルインタフェースを介して制御できる。遠隔VR試作回路のアナログ部を図4に示す。図中J4のT1、T2が可変抵抗器としての両端子である。J3のA、W、Bは、デジタルインタフェース部にあるデジポットのA、W、B端子へ接続している。

課題回路の構成素子間の配線長などによる影響を通常部品を使用した場合と同等程度に抑えるため、試作可変

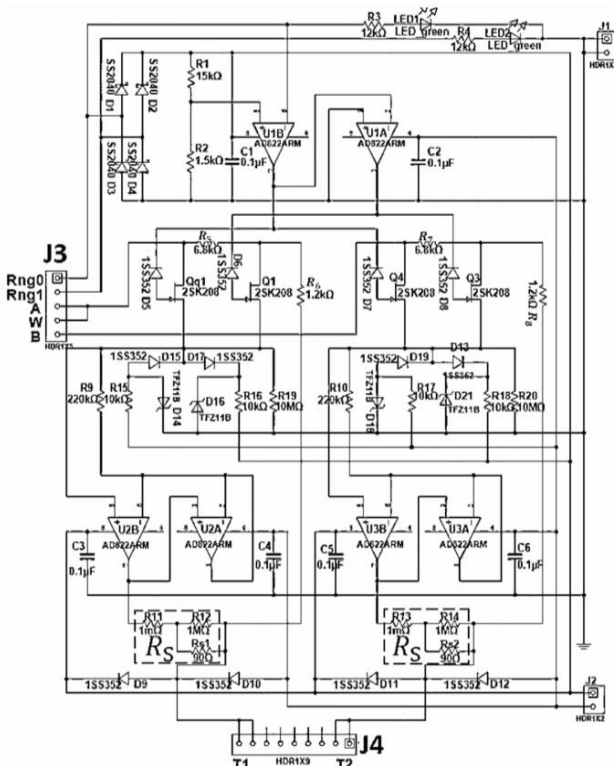


図 4 遠隔 VR 試作回路

素子自体の実装の小形化を試みている。実装上やむなく分圧枝 $R_6 - R_5 - R_V - R_7 - R_8$ への分流の影響を無視できるものとするための電圧フォロアを省略した。そのため式 (1) による抵抗値可変範囲を満たしていない。可変範囲が十分でないため図 1 の課題回路におけるそれぞれの抵抗素子を担当する遠隔 VR ごとに可変範囲の設定を変えている。可変範囲は図 4 中の R_S を変えることにより設定できる。それぞれの可変範囲を表 1 に示す。その他使用電位範囲にも約 $\pm 8.5V$ の制限がある。

実装外観を図 5 に示す。電流増強用のオペアンプと抵抗値範囲切り替えのためのアナログスイッチ(FET)、S1、S2 はアナログ部基板に実装されている。デジタルインタフェース回路はほぼ PIC[4]により機能しておりデジタルとともデジタル部基板に実装されている。

表 1 試作遠隔 VR 可変範囲

課題回路を構成する素子	$R_S[\Omega]$	L レンジ		H レンジ	
		最小値 [k Ω]	最大値 [k Ω]	最小値 [k Ω]	最大値 [k Ω]
R_1	1000	1.78	12.9	7.26	52.3
R_2	250	494	3.58	2.80	20.3
R_C	235	457	3.31	2.61	19.0
R_E	90	0.178	1.29	1.11	8.10

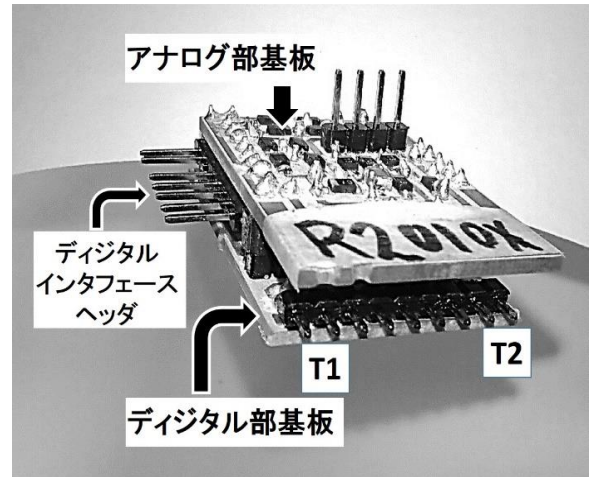


図 5 遠隔 VR 実装外観

4. 遠隔制御可変コンデンサの試作

遠隔制御可変コンデンサ (以下、遠隔 VC) 構造を図 6 に示す。

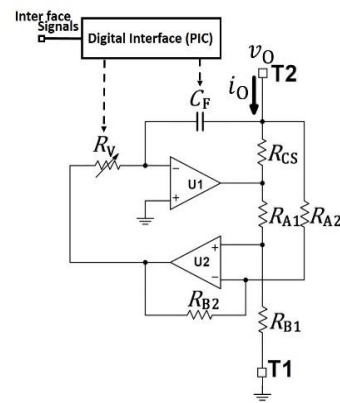


図 6 遠隔 VC 構造

図 6 において、端子 T1、T2 間を可変コンデンサとして使用できる。T2 端子電流 i_0 の R_{CS} による降下電圧を検出するための差動増幅回路と、オペアンプ U1、 R_V 、 C_F による積分回路で構成されている。T1 は GND 接続されなければならない。T1、T2 間の静電容量を C とすると式(2)が成り立つ。

$$v_0 = (1/C) \int i_0 dt \tag{2}$$

よって、 $R_{A1} = R_{A2} = R_A$ 、 $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ とすれば、 C の値は次式(3)で表される。

$$C = (R_V R_A / R_{CS} R_B) C_F \tag{3}$$

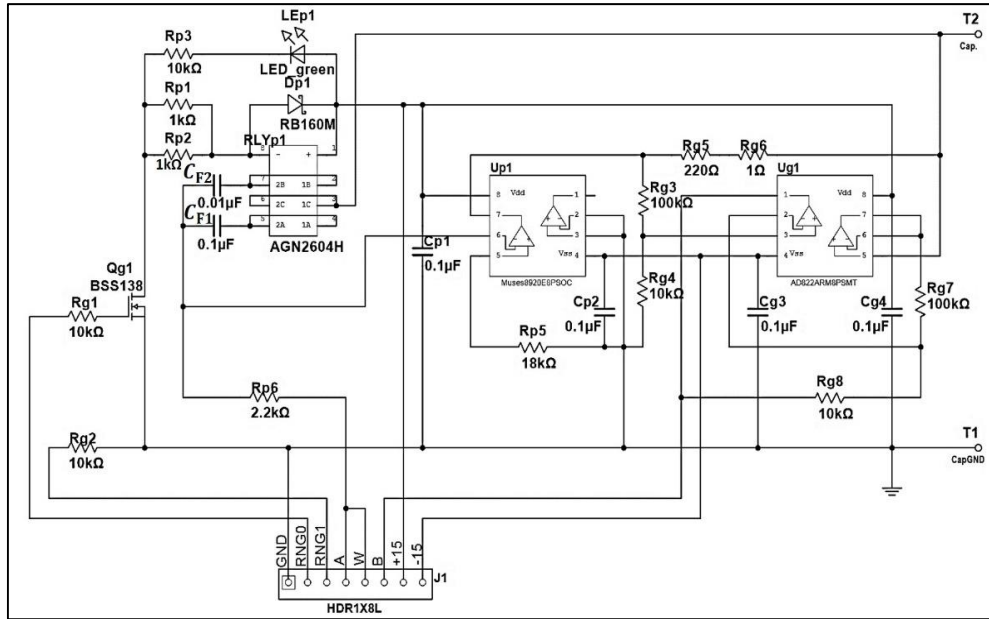


図7 遠隔 VC 試作回路

図7に示す試作回路において式(2)の C_F は、 $C_{F1} = 0.1\mu\text{F}$ 、 $C_{F2} = 0.01\mu\text{F}$ の二者の固定値から選択できる。この選択と R_V の設定はデジタルインタフェースを介して制御できる。現状で静電容量値 C は $0.1\mu\text{F} \sim 100\mu\text{F}$ の間で設定できる。遠隔 VC の実装外観を図8に示す。

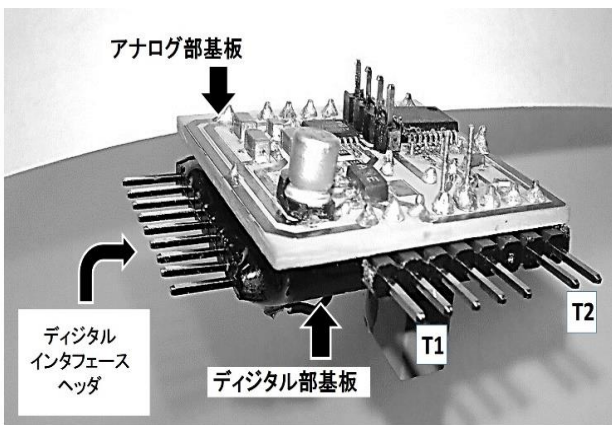


図8 遠隔 VC 実装外観

5. 実働試験装置システム

5.1 構成

試作遠隔可変素子の実働試験を行った装置全体の概要を図9に示す。「(T)試験回路実装部」で用意される値 R_1 、 R_2 、 R_C 、 R_E 、 C_E はそれぞれ今回試作した可変素子に対応し、「PC」上のアプリケーション「(A-1)Tr 遠隔実験 Test Panel」によって操作できる。試作可変素子群は、電子回路組み立て基板(付録注1)の表面に実装している。同基板上の回路接続を切り替えるためのリレー (RLY0~RLY3)を含め互いに結線して実装している。図9中、今回(T)に実装した回路、(A-1)、(A-5)以外は実験室のほとんどの実験台に既設であり、そのまま利用している。(A-1)、

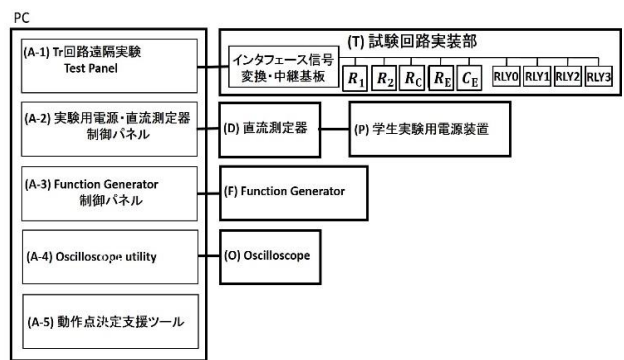


図9 動作試験設備概要

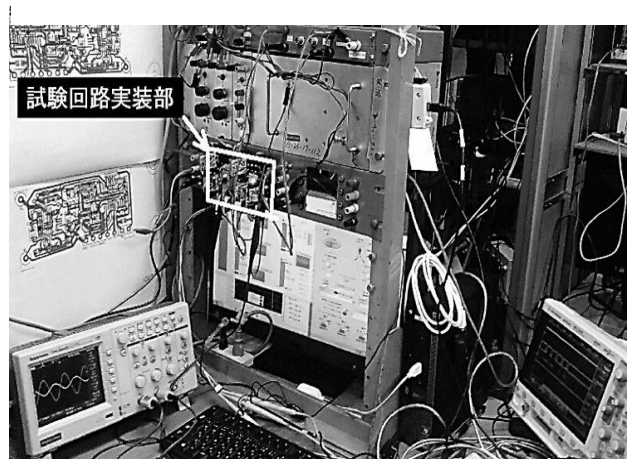


図10 動作試験設備外観

(A-2)、(A-3)、(A-5)は LabVIEW 開発システム[5]を使用して開発・実装している。(A-5)のツールのエクセル版が各実験台に既設であるが、本実働試験には使用していない。

動作試験設備の外観を図10に示す。ディスプレイ上に「(A-1)Tr 遠隔実験 Test Panel」などが表示されており、マ

ウスとキーボードの操作で「(T)試験回路実装部」上の課題回路接続と素子値を設定して実験することができる。

5.2 試験回路実装部

試験回路実装部の構成を図 11 に示す。RLY0～3 と、 R_1 、 R_2 、 R_C 、 R_E 、 C_E に対応する遠隔可変素子のアナログ回路部は、互いの接続により課題回路を構成している。RLY0～3の接点接続をすべて M 側とした場合、図 1 の電流帰還バイアス式一段増幅回路が構成され、B 側とした場合、図 2 のトランジスタの直流特性測定回路が構成される。各可変素子のデジタルインタフェース部と各 RLY は臨時に作成した「インタフェース変換基板」にシリアルインタフェース信号線などを介して接続しており、値設定や回路切り替えのため制御を受ける。「インタフェース変換基板」は入力 6 ビット出力 6 ビットの並列 TTL 互換信号線によって PC 側と接続し、可変素子側のシリアルインタフェース信号との間の変換中継を行う回路基板であり、電子回路組み立て基板の裏面に取り付けられている。図 11 中の R_{BB} 、 C_{Cl} 、 C_{CO} には、実験課題で用意している金属皮膜抵抗器およびアルミ電解コンデンサを使用している。

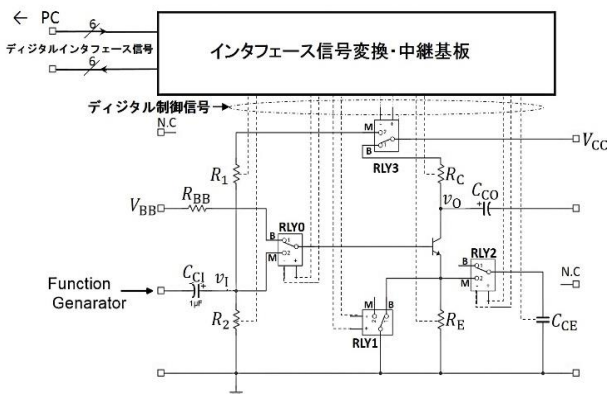


図 11 試験回路実装部構成

試験回路実装部の外観を図 12 に示す。 R_1 、 R_2 、 R_C 、 R_E 、 C_E を与える試作可変素子は電子回路組み立て基板上に臨時に取り付けたソケットに挿入され、課題回路はソ

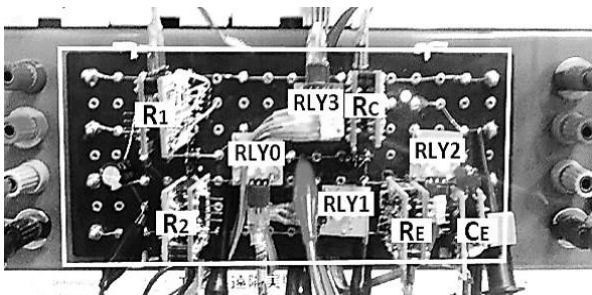


図 12 試験回路実装部外観

ケット間の結線で構成されている。リレーRLY0～RLY3には LED があり、接続状態を表示している。

6. 実働試験

6.1 試験方法

前節の実験装置システムを使用し、2015 年度までの「先端工学基礎課程 専門基礎実験 A・B アナログ回路実験」[6] (以下、課題)におけるトランジスタ増幅回路課題に準拠して増幅回路実験を行うことで試作可変素子の実働試験とした。図 1 に示す課題回路の設計目標仕様を表 2 に示す。

表 2 設計目標仕様

(1) 電圧増幅率	$ A_V $	150±10%
(2) A_V の下限周波数	f_0	120Hz
(3) 入力インピーダンス	Z_i	1kΩ 以上
(4) 出力インピーダンス	Z_o	2kΩ
(5) 電源電圧	V_{CC}	8.5V 以下

(2) は課題で 100Hz としているが、試作可変コンデンサの最大容量値 (100μF) で可能な値に修正した。

(4) は課題では E12 系列値の 2.2kΩ としている。

(6) は課題では 15V 以下、マンガン乾電池電圧 1.5V の整数倍としているが、試作可変素子の使用電位範囲の制限により修正した。

試作回路素子実働試験のために修正された課題回路の設計手順を次の(1)～(14)に示す。

- (1) 部品として使用するトランジスタ 2SC1815-Y[7]の直流特性「ベース電流 I_B 対ベース電圧 V_{BE} 」、「ベース電流 I_B 対コレクタ電流 I_C 」を測定する。
 $0\text{mA} \leq I_C \leq 5\text{mA}$ の範囲とし、 $V_{CE} = 5\text{V}$ 一定として測定する。
- (2) $I_C - I_B$ 特性データ中の I_C の最大値を I_{CMax} 、これに対応する I_B を I_{BMax} として、 $h_{FE} = I_{CMax}/I_{BMax}$ とし、測定範囲内で $h_{fe} = \partial I_C / \partial I_B = h_{FE}$ 一定とみなす(付録注 2)。
- (3) 表 2 の出力インピーダンス Z_o の仕様値より $R_C = 2\text{k}\Omega$ とする(付録注 3)。
- (4) 表 2 の電圧増幅率の仕様値 $|A_V| = 150$ を満足する h_{ie} を式(3)によって求める(付録注 3)。
$$h_{ie} = h_{FE} R_C / |A_V| \quad (3)$$
- (5) $V_{BE} - I_B$ 特性(付録注 2)において $\partial V_{BE} / \partial I_B$ が式(3)で求めた h_{ie} となる点での I_B を求め、その値を直流バイアスベース電流値 I_{BQ} とする。また、 I_{BQ} での V_{BE} を直流バイアスベース電圧 V_{BEQ} とする。
- (6) $I = I_{BQ} h_{FE}$ をコレクタ直流バイアス電流値 I_{CQ} とする。

(7) 図1の回路において $V_{RCQ} = R_C I_{CQ}$ とする。

(8) 図1の回路の入力インピーダンス Z_i を表2の値とするために、 R_1 と R_2 の並列合成抵抗値 R_{12} の値を式(4)によって決める。

$$R_{12} = Z_i h_{ie} / (h_{ie} - Z_i) \quad (4)$$

(9) h_{fe} が最悪 $-50\% \sim +100\%$ 変化しても、表2の設計目標仕様での電圧増幅率 $|A_V|$ の変動幅が許容幅 $\pm 10\%$ 以内となるための最小の V_{REQ} を式(5)により決定する(付録注4、注5)。

$$V_{REQ} = (R_{12} \Delta I_{BQ} + \Delta V_{BEQ}) / 0.1 \quad (5)$$

式(5)において、

$$\Delta I_{BQ} = 2I_{BQ} - I_{BQ} = I_{BQ} \quad (h_{fe} \rightarrow 0.5h_{fe}).$$

$V_{BE} - I_B$ 特性のグラフより

$$\Delta V_{BEQ} = (2I_{BQ} \text{ での } V_{BE} \text{ の値}) - (I_{BQ} \text{ での } V_{BE} \text{ の値}) \text{ とする。}$$

(10) V_{CEQ} を式(6)によって決める(付録注6)。

$$V_{CEQ} = V_{CC} - V_{RCQ} - V_{REQ} \quad (6)$$

試作素子の使用可能電位範囲の制限より $V_{CC} = 8.5V$ とする。

(11) R_E を式(7)によって決める。

$$R_E = V_{REQ} / I_{EQ} \approx V_{REQ} / I_{CQ} \quad (7)$$

(12) 式(8)によってベース回路電圧源の値 V_{BB} を求める。

$$V_{BB} = R_{12} I_{BQ} + V_{BEQ} + V_{REQ} \quad (8)$$

(13) R_1 、 R_2 を式(9)、(10)によって求める

$$R_1 = R_{12} / (V_{BB} / V_{CC}) \quad (9)$$

$$R_2 = R_{12} / \{1 - (V_{BB} / V_{CC})\} \quad (10)$$

(14) 表2の下限周波数の仕様を満足するための静電容量 C_E を式(11)により求める。

$$C_E \geq 1 / \{2\pi f_{\min} h_{ie} / (h_{fe} + 1)\} \quad (11)$$

6.2 試験結果

はじめに試験回路実装部を図2に示す回路に設定し、課題回路に使用するトランジスタ 2SC1815-Y の直流特性を測定した。測定結果(直流特性測定時の接合部温度変化による影響を補正する前の値)を表3に示す。

表3の値の温度補正後の値に基づいて課題回路各部の電圧・電流値および各受動素子の値を設計した結果は次のとおりである。

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= 14.1\mu A, \quad V_{BEQ} = 0.67V, \quad I_{CQ} = 2.14mA, \\ V_{RCQ} &= 4.29V, \quad V_{REQ} = 0.477V, \quad V_{CEQ} = 3.73V, \quad V_{CC} = 8.5V, \\ R_{RE} &= 0.22k\Omega, \quad R_1 = 14.3k\Omega, \quad R_2 = 2.29k\Omega, \end{aligned}$$

式(9)により $C_E = 100\mu F$ 。

表3 使用した 2SC1815-Y の直流特性(室温: 28°C)

I_B [μA]	I_C [mA]	V_{BE} [V]	V_{CE} [V]
0.003	0.008	0.099	5.01
0.012	0.007	0.202	5.01
0.021	0.008	0.301	5.01
0.032	0.007	0.399	5.01
0.077	0.012	0.505	5.01
0.431	0.062	0.571	5.00
1.14	0.169	0.599	4.99
1.95	0.295	0.614	4.99
3.68	0.561	0.632	4.97
8.30	1.28	0.653	4.89
13.0	2.02	0.665	4.89
18.5	2.90	0.673	4.86
23.5	3.7	0.68	4.87
28.4	4.49	0.686	4.86
33.4	5.27	0.689	4.87

試験回路実装部を図13に示す課題回路特性測定用接続に設定し、課題回路を構成する各受動素子にこれらの設計値を設定した。

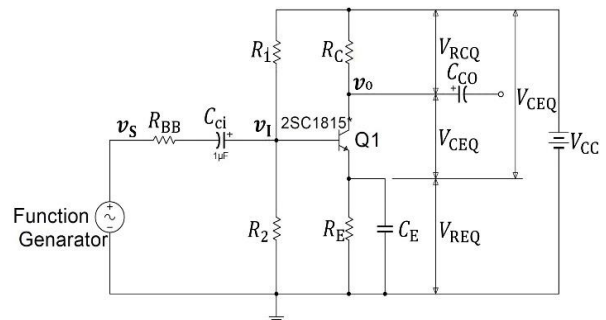


図13 課題回路特性測定用接続

図13において、トランジスタのベース信号電位の交流分を入力信号 v_1 とし、同じくコレクタ信号電位の交流分を出力信号 v_o としている。 v_s は正弦波信号源の出力電圧である。課題においては $v_1 = 15mV_{P-P}$ 前後に調整して実験を行っているが、ここでは突発雑音の影響を受けにくい実効値表示で $5.3mV_{RMS}$ 前後に調整している。各電圧値はデジタルオシロスコープ Tektronix TDS 2002B(60MHz 1GS/s)の実効値表示機能による表示値を参照して測定している。測定入力 CH1により入力インピーダンス $1M\Omega$ の 1:1 プローブを介して v_1 を測定し、CH2により入力インピーダンス $10M\Omega$ の 10:1 プローブを介して v_o または v_s を測定した。

これらの設定により次の 1)、2)の測定結果を得た。

- 1) 周波数 1kHz における入力インピーダンスの測定値
1kHz における v_S 、 v_I の測定値より、

$$Z_I = v_I / (v_S - v_I) / R_{BB}$$

$$= 5.38\text{mV} / (554\text{mV} - 5.38\text{mV}) / 100\text{k}\Omega = 981\Omega$$

- 2) 電圧増幅率 A_V の周波数特性

図 14(a)に実測値と(b)等価回路による計算値を示し、
図 15 に 1kHz 時の v_I 、 v_O の観測波形を示す。

測定精度の確認評価は行っていないが、実測値では周波数 1kHz において $|A_V| = 152$ であり、同周波数での入力インピーダンス $Z_I = 981\Omega$ とともに課題での設計目標値に対して $\pm 2\%$ 以内の実現値を得ている。ただし、図 14 によれば電圧増幅率 $|A_V|$ の上限周波数が約 20kHz となっている。この実験課題では通常 100kHz まで平坦な結果が得られており、この上限周波数の低下は試作可変素子のインピーダンスの周波数特性によるものと考えている。

以上により、これら試作可変素子の適用可能な電位範囲、周波数範囲を十分拡大できれば、この実験課題において、これら遠隔実験用可変素子は実使用可能である。

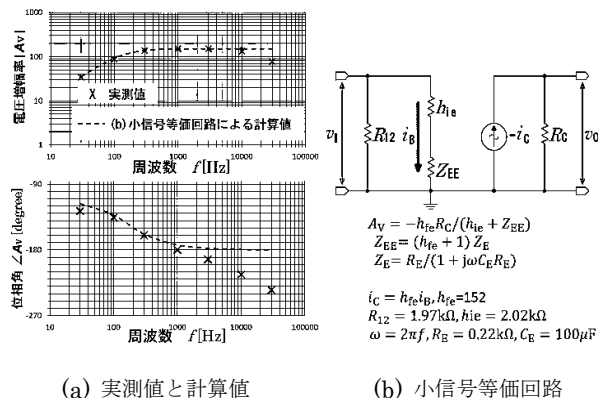


図 14 課題回路の電圧増幅率 A_V の周波数特性

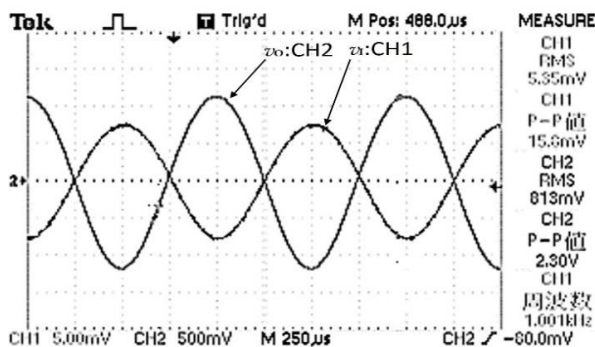


図 15 1kHz 時の v_I 、 v_O の観測波形

7. 今後の課題

試作可変素子の使用可能な電位の範囲に制限を生じているが、この制限は分圧切り替えスイッチ素子とオペア

ンプの同相入力の使用可能な電位範囲の制限に起因している。これは使用部品の変更によって電位範囲を $-15\text{V} \sim +15\text{V}$ まで拡大可能である。現在の部品を使用しても電源系の GND 点を -5V 移動することで $0\text{V} \sim 15\text{V}$ の範囲で対応可能となる。使用可能な周波数範囲の上限は、デジポット AD5293-100 端子の寄生容量 (抵抗端子両端でそれぞれ 85pF 、仮想摺動端子 65pF) により生じる時定数を小さくすることで引き上げ可能である。加えて精度も確保するために回路方式を変更し試作中である。今後はこれらの改良とともに、学生実験室での課題回路実装計画・実施や測定器接続点の操作についても、遠隔操作可能な設備機能の実現をめざしたい。

8. おわりに

トランジスタ増幅回路の課題を遠隔実験化するため抵抗器およびコンデンサの値を遠隔操作する手段として遠隔制御可変抵抗器と同可変コンデンサを試作し、改良の必要は残るものの実用化の見通しが得られた。

最後に、試作にあたり PIC プログラミングの指導および部品調達に尽力いただいた実験実習支援センター落合隆夫学術技師、実験設備の提供と有益な助言をいただいた同センター高田亨副統括学術技師、高橋光男テクニカルスタッフ、早川義彦主任学術技師、矢崎和幸学術技師、和田紀子学術技師、の各氏に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] 柏崎 謙: LabVIEW を用いたアナログ電子回路遠隔実験システムに関する研究, 平成 25 年度情報通信工学科卒業論文 (2014.1.31).
- [2] 藁科崇: 学生実験用 PC 制御直流測定器の開発, 機器・分析技術研究会 実験・実習技術研究会 in 琉球 報告書, 機器・分析技術研究会 実験・実習技術研究会 in 琉球 実行委員会 (2010.3.4).
- [3] Analog Devices, Inc.: Single-Channel, 1024-Position, 1% R-Tolerance Digital Potentiometer (Rev.B) (2017.2.23).
- [4] 後閑哲也: 電子工作のための PIC16F1 ファミリー活用ガイドブック, 株式会社技術評論社 (2013.5.15).
- [5] Robert H. Bishop (日本ナショナルインスツルメンツ株式会社監訳): LabVIEW 2010 プログラミングガイド, アスキーメディアワークス (2011).
- [6] 桑田正行: 2015 年度先端工学基礎課程 専門基礎実験 A・B アナログ回路実験, 電気通信大学実験実習支援センター (2015.4.1).
- [7] 東芝: 東芝トランジスタ シリコン NPN エピタキシャル形 (PCT 方式), 2SC1815 (2007.11.1).

付 録

以下、参考文献[7]のページを参照するために、参7p.N(ここで、Nは該当ページ)のように表記する。

注1：ハンダ付け式の電子回路試作用基板。180x80x3mmのベークライト製で、部品リードをハンダ付け固定するためのハトメが横・縦10mm間隔に取り付けられている。基板の両短辺に各4本のフクラシプラグを備え、フクラシジャックを備えた実験ラックパネルに着脱して使用できる。

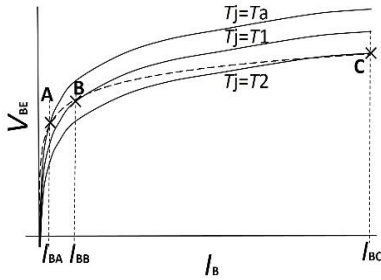


図 A1 T_j と $V_{BE} - I_B$ 特性測定データ

注2：本文表3の直流特性データは、測定中の接合部温度 T_j の変化による特性の変化を補正する前の値であり、補正後の値を設計計算に使用している。その補正計算について説明する。接合部温度 T_j の変動が $V_{BE} - I_B$ 特性測定データに及ぼす影響について図A1に示す。3本の実線の曲線はそれぞれ T_j 一定で $T_a < T_1 < T_2$ であり、参7p.2「 $I_B - V_{BE}$ 」のとおりに I_B 一定で T_j 増大により V_{BE} は減少する。図A1において、 I_B 昇順で測定し最初の測定点で $T_j = T_a$ とすればコレクタ損失 $P_C = V_{CE} I_C = V_{CE} h_{FE} I_B$ の増大とともに測定点は順次 A、B、C となり、同じ I_B では、 T_j 一定の他の曲線の傾きに対して曲線 A-B-C での接線の傾きは小さくなる。また参7p.2「 $h_{FE} - I_C$ 」のとおりに h_{FE} は T_j 増大とともに増大するため、同じ I_B では、 T_j 一定の曲線の I_C および接線の傾きに対して $I_C - I_B$ 特性測定データの曲線での I_C および接線の傾きは大きくなる。増幅回路は動作点で定まる T_j でのトランジスタの特性曲線上で動作するので、その条件での T_j 一定における曲線となるように補正したデータより、 h_{ie} 、 h_{FE} の値を得たい。そこで参7p.2「 $V_{BE} - I_B$ 」より、異なる T_j でも一定であれば同じ I_B での $h_{ie} = \partial V_{BE} / \partial I_B$ は変わらないとみなせるものとし、直流特性測定開始時の $T_j = T_a$ 一定における特性曲線へ補正することに代えている。また同資料より、 T_j が ΔT_j 変化した場合の V_{BE} の変化率 $\rho_{TY} = V_{BE}(T_j + \Delta T_j) / V_{BE}(T_j)$ は T_j によらず一定とみなせるものとし、 $\Delta T_j = 1K$ での ρ_{TY} の値を得た。次に参7p.2「 $h_{FE} - I_C$ 」において T_j が ΔT_j 変化した場合の h_{FE} の変化率 $\rho_{TB} = h_{FE}(T_j + \Delta T_j) / h_{FE}(T_j)$ は T_j によらず一定とみなせるものとし、 $\Delta T_j = 1K$ での ρ_{TY} の値を得た。これらの ρ_{TB} 、 ρ_{TY} を本文表3の直流特性データに適用し、式(A1)、(A2)によって $T_j = T_a$ 一定の特性曲線の推測値を得ている。以上により、 $V_{BE} - I_B$ 特性データ中の補正前の V_{BE} を V_{BEM} 、 $I_C - I_B$ 特性データ中の補正前の I_C の最大値を I_{CMM} とすれば、補正後の V_{BE} と、 I_{CMM} の補正後の値 I_{CMax} は

$$V_{BE} = V_{BEM} / \rho_{TY}^{\Delta\psi_Y} = V_{BEM} / (0.9974^{\Delta\psi_Y}) \tag{A1}$$

$$I_{CMax} = I_{CMM} / \rho_{TB}^{\Delta\psi_{\beta M}} = I_{CMM} / (1.0056^{\Delta\psi_{\beta M}}) \tag{A2}$$

式(A1)、(A2)において

$\Delta\psi_Y = \Delta T_j [K] / 1K$ 、 $\Delta\psi_{\beta M} = \Delta T_{jM} [K] / 1K$ 、 ΔT_{jM} は I_{CMM} 測定時での ΔT_j である。

・参7p.2「 $I_B - V_{BE}$ 」より $T_{j1} = -25^\circ C = 248K$ 、 $T_{j2} = 100^\circ C = 373K$ によって、 $\psi_Y = (T_{j2} - T_{j1}) [K] / 1K = 125$ として

$$\rho_{TY} = \sqrt[\psi_Y]{V_{BE}(T_{j2}) / V_{BE}(T_{j1})} = \sqrt[125]{0.51 / 0.71} = 0.9974$$

・参7p.2「 $h_{FE} - I_C$ 」より $T_{j1} = -25^\circ C = 248K$ 、 $T_{j2} = 100^\circ C = 373K$ によって、 $\psi_I = (T_{j2} - T_{j1}) [K] / 1K = 125$ として

$$\begin{aligned} \rho_{TB} &= \sqrt[\psi_I]{I_C(T_{j2}) / I_C(T_{j1})} = \sqrt[\psi_I]{h_{FE}(T_{j2}) I_B / h_{FE}(T_{j1}) I_B} \\ &= \sqrt[\psi_I]{h_{FE}(T_{j2}) / h_{FE}(T_{j1})} = \sqrt[125]{200 / 100} = 1.0056 \end{aligned}$$

・各測定点における ΔT_j の計算は次の通りである。

接合部-雰囲気間の熱抵抗を θ_{ja} とすれば $\Delta T_j = I_C V_{CE} \theta_{ja}$ 、

同様に $\Delta T_{jM} = I_{CMM} V_{CE} \theta_{ja}$ 。参7p.1「絶対最大定格

$T_a = 25^\circ C$ 」より $T_{stg} = 125^\circ C$ 、 $P_C = 400mW$ 。

よって $\theta_{ja} = (T_{stg} - 25) / P_C = 250^\circ C / W$ 。

注3： h_{RE} 、 h_{OE} および C_E の ESR の値は十分小さく無視できるものとする。

注4：PN 接合ダイオードの順方向特性の近似式 $I = A \exp(BV)$ の逆関数 $V = a \ln(bI)$ により a 、 b を定数として $V_{BE} - I_B$ 特性を近似するなら、 $V_{BE} = a \ln(b I_B)$ より $h_{ie} = \partial V_{BE} / \partial I_B = a / |I_B|$ 。よって、

$$\begin{aligned} A_V &= h_{FE} R_C / h_{ie} = (I_{CQ} / I_{BQ}) R_C / (a / |I_{BQ}|) \\ &= (R_C / a) I_{CQ} \approx (R_C / a) I_{EQ} = (R_C / a) V_{REQ} / R_E \end{aligned} \tag{A3}$$

式(A3)において R_C 、 a 、 R_E は定数なので、 V_{REQ} の変動範囲を $\pm 10\%$ 以内に抑えることができれば A_V の変動範囲も同程度となることが期待できる。

注5： ΔI_{BQ} は I_{BQ} の変動分、 ΔV_{BEQ} は ΔI_{BQ} による V_{BEQ} の変動分である。課題においてこれらの変動はトランジスタの交換により h_{fe} が最悪 $-50\% \sim +100\%$ の間で異なる値となることにより生じると想定している(参7p.2より2SC1815のYランクの h_{FE} の範囲は $120 \sim 240$)。

注6：課題の設計手順では $V_{CEQ} = (1/2) V_{CCE}$ 、 V_{CC} はマンガン乾電池 $1.5V$ の整数倍で最大 $15V$ としているが、現状の試作可変素子の使用可能な電位の範囲が約 $-8.5V \sim +8.5V$ であることから、本動作試験では V_{CC} を最大限の $8.5V$ としている。そのため十分な V_{CCE} の確保が難しくなる場合を想定し、 V_{REQ} を必要最小限の値とすることで $V_{CEQ} = V_{CC} - V_{RCQ} - V_{REQ}$ を最大限の値としている。