

第3章 高周波増幅回路

古橋 武

3.1 組み立て

3.2 直流特性

3.4 小信号特性

3.3 直流特性_コレクタ電流変動値の推定

3.5 1 [MHz]以下の周波数領域の特性

3.6 1 [MHz]以上の周波数領域の特性 (概要)

3.6.1 エミッタの拡散容量の影響

3.6.2 コレクタ・ベース間の接合 (空乏層) 容量の影響 (ミラー効果)

3.6.3 ミラー効果の精度のよい近似

3.7 プローブ, ブレッドボードの影響 (概要)

3.7.1 FET ソースフォロワ回路

3.7.2 プローブの静電容量の影響

3.7.3 ブレッドボードの漂遊容量の影響

本稿の Web ページ

http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio_note/index.html

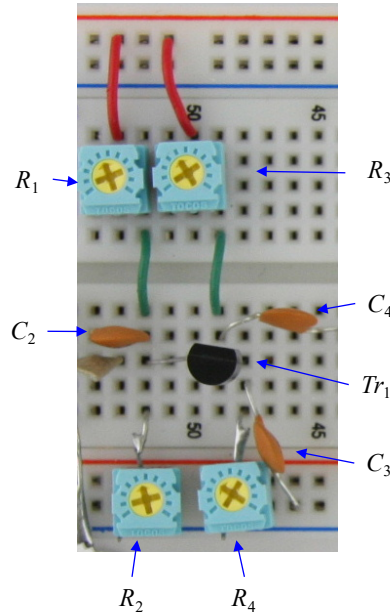
3.1 組み立て

図 1.1.1, 図 1.1.2 のストレートラジオの組み立て図, 立体配線図の高周波増幅回路の部分抜粋して図 3.1.1 に示す. コンデンサ C_2, C_4 はそれぞれ前段の同調回路, 後段の復調回路との間の結合コンデンサである.

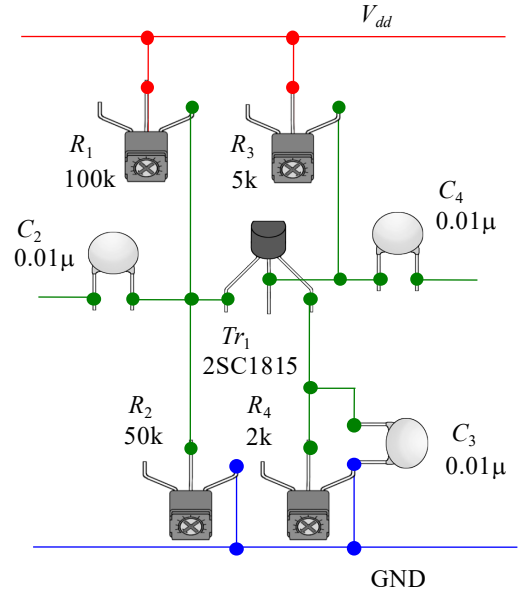
図 3.1.2 はトランジスタ Tr_1 の写真と記号である. NPN 型トランジスタの 2SC1815 は (2009 年 10 月の時点で) 読者にとって最も入手の容易なトランジスタの一つである. 電極は, 図示の方向にトランジスタを見

たときに, 上からエミッタ(E: Emitter), コレクタ (C: Collector), ベース(B: Base) である. データシートによると 2SC1815 には直流電流増幅率 h_{FE} に応じて O, Y, GR, BL の 4 タイプがある. 写真は Y

タイプのものである. 図 3.1.3 はセラミックコンデンサの写真と記号である. 静電容量の表記は $103 \rightarrow 10 \times 10^3 \text{ [pF]} = 0.01 \text{ [\mu F]}$ である. 図 3.1.4 は可変抵抗器の写真, 構造と記号である. 電極は抵抗器の下面にある. 上面からはこれらの電極は見えないが, 上面から見た写真において各電極を時計方向に a, b, c としてある. このように電極に記号をつけると,



(a) 組み立て図



(b) 立体配線図

図3.1.1 高周波増幅回路

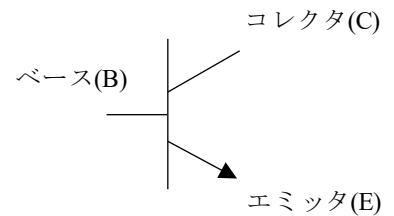
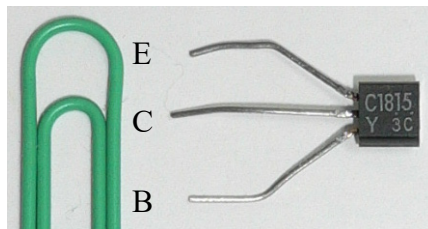
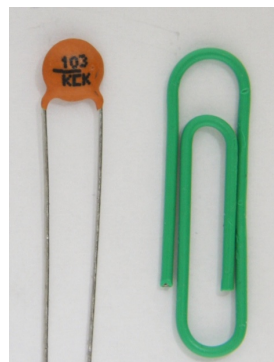


図3.1.2 トランジスタ(2SC1815)

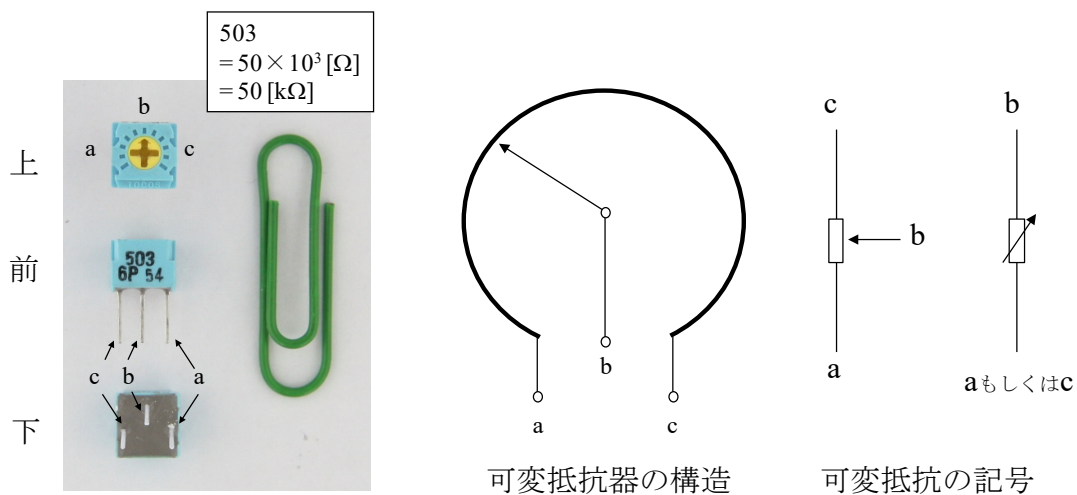


103
= $10 \times 10^3 \text{ [pF]}$
= 10000 [pF]
= 0.01 [\mu F]



図3.1.3 セラミックコンデンサ

ラベルのある面を前面とすると、a, c 電極は左右反転するので注意されたい。抵抗値の表記は $503 \rightarrow 50 \times 10^3 [\Omega] = 50 [\text{k}\Omega]$ である。電極 a-c 間の抵抗値は表記の値（この例では $50 [\text{k}\Omega]$ ）で一定である。電極 b は抵抗器上面の黄色い回転部分を回転させることで a-c 間をスライドする。回転部分を反時計方向いっぱい回したときに a-b 間の抵抗値がほぼゼロとなる。図 3.1.1 の可変抵抗 R_2, R_4 は電極 b にすずメッキ線もしくは他の部品のリード線の切れ端をハンダづけすることで、ブレッドボードに挿入可能としている。図 3.1.5 にその様子を示す。また、電極 c は折り曲げて、ブレッドボードには挿入しない。



可変抵抗器の構造

可変抵抗の記号

図3.1.4 可変抵抗器

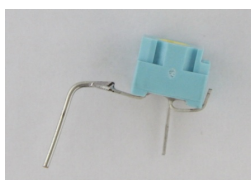


図3.1.5 リード線の延長

3.2 直流特性

図 1.1.3 の高周波増幅回路は、**電流帰還バイアス回路**をもつ**エミッタ接地型**のトランジスタ増幅回路である。図 3.2.1 は直流成分にのみ着目した回路である。同図の電圧測定値はトランジスタに GR タイプを用いた場合の結果である。直流電圧・電流を考える場合、コンデンサ $C_2 \sim C_4$ は絶縁物を挟んで電極が向き合っているだけなので無視できる。図中には実際にラジオ放送を受信できている回路の各部の抵抗値と直流電圧の測定結果を記入してある。各部の電圧は**グラウンド(GND)**に対する値である。ただし、**ベース・エミッタ間電圧**はベースとエミッタの電極間の電圧であり、測定値から算出した。グラウンドに対する 4 箇所の電位が分かれば、各部の電流を求めることができる。測定時の室温は約 20°C であった。トランジスタの**直流電流増幅率 h_{FE}** は

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0.634[\text{mA}]}{2.6[\mu\text{A}]} \approx 240 \quad (3.2.1)$$

と求められた。

図 3.2.2 は 2SC1815 のデータシートから写し取ったベース・エミッタ間電圧対ベース電流特性である。図 3.2.1 の回路の動作点を図中に**青丸**で示す。なお、

電流帰還バイアス回路の最大の特徴はトランジスタの特性の違いに対して回路が頑健であることである。試しに、図 3.1.1 の回路においてトランジスタを

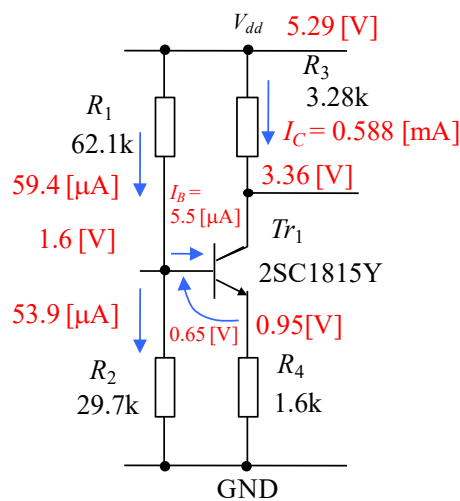


図3.2.3 直流回路 (2SC1815Y)

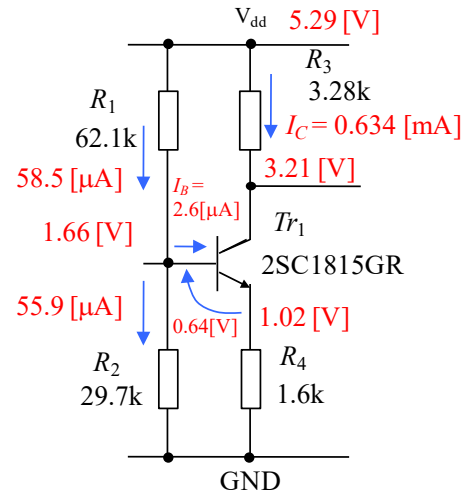


図3.2.1 直流回路 (2SC1815GR)

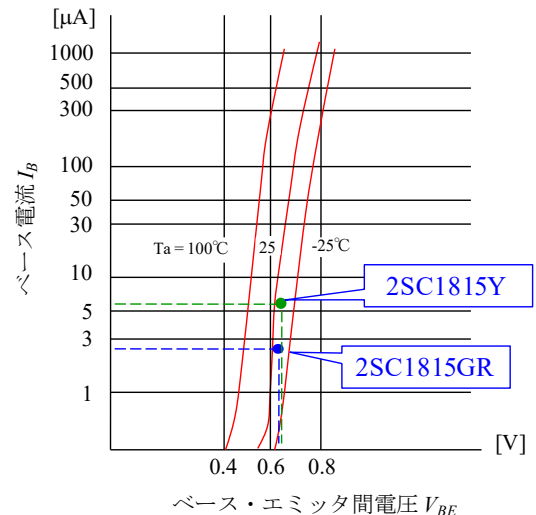


図3.2.2 ベース・エミッタ間電圧対ベース電流特性

2SC1815G

R から 2SC1815Y

に差し替えてみた。それでもラジオは十分に聞こえた。データシートによると 2SC1815Y の h_{FE} は 120~240 の範囲にある (2SC1815GR では $h_{FE} = 200 \sim 400$)。

図 3.2.1 の電流帰還バイアス回路において、直流電流増幅率 h_{FE} の変化の影響が抑えられる仕組みは

h_{FE} 減少

→ I_C, I_E 減少

→ V_{EG} (R_4 の電圧降下) 減少, このとき V_{BG} はほぼ不変

- V_{BE} 増大
- I_B 増大
- I_C, I_E の減少抑制.

である.

直流電流増幅率 h_{FE} の変化に対するコレクタ電流 I_C の感度は次のように求められる. ☒

3.2.5(a)の回路において,

$$I_C = \frac{h_{FE}(V_B - V_{BE})}{R_B + R_4(1 + h_{FE})} \quad (3.2.2)$$

が成立する. ここで, h_{FE} の変化に対する直流回路の感度を, 安定係数 S_{hFE} として以下に定義する.

$$S_{hFE} = \frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \quad (3.2.3)$$

電流帰還バイアス回路の安定係数 S_{hFE} は

$$S_{hFE} \approx \frac{(V_B - V_{BE})R_B}{R_4^2 h_{FE}^2} \quad (3.2.4)$$

と求められる. ただし, $R_B \gg R_4, h_{FE} \gg 1, R_4 h_{FE} \gg R_B$ の関係を用いている. ☒ 3.2.1 の回路では, $R_4 = 1.6 \text{ [k}\Omega\text{]}, h_{FE} = 240$ より

$$S_{hFE} = \frac{(1.71 - 0.64) \text{ [V]} \times 20.1 \text{ [k}\Omega\text{]}}{1.6 \text{ [k}\Omega\text{]}^2 240^2} \approx 1.5 \times 10^{-7} \quad (3.2.5)$$

である. この値が小さいことを示すには, 比較対象の回路の値を示さなければ分からない. ☒ 3.2.6 の固定バイアス回路の安定係数 S_{hFE} は

$$S_{hFE} = \frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} = \frac{V_{dd} - V_{BE}}{R_1} \quad (3.2.6)$$

と求められる. 抵抗 R_1 を $1.9 \text{ [M}\Omega\text{]}$ のとき

$$S_{hFE} = \frac{5.3 \text{ [V]} - 0.64 \text{ [V]}}{1.9 \text{ [M}\Omega\text{]}} = 2.4 \times 10^{-6} \quad (3.2.7)$$

である. 固定バイアス回路と電流帰還バイアス回路の安定係数 S_{hFE} の比はおおよそ 16:1 であった.

☒ 3.2.6 にはトランジスタに 2SC1815GR を用いた場合の各部の電圧・電流値を示してある. トランジスタを 2SC1815Y に差し替えた場合の電圧・電流値を ☒ 3.2.7 に示す. 固定バイアス回路では h_{FE} の違いによりトランジスタの動作点 (コレクタの対グラウンド電位) が $3.3 \text{ [V]} \rightarrow 4.5 \text{ [V]}$ へと大きく変化してしまっている. 一方, 電流帰還バイアス回路ではこの値は ☒ 3.2.1, ☒ 3.2.3 の回路において $3.2 \text{ [V]} \rightarrow$

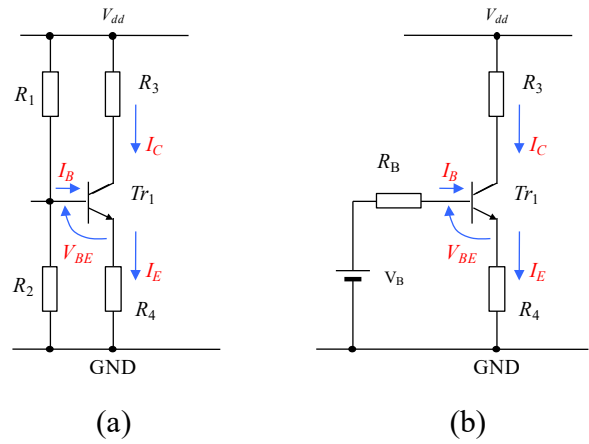


図3.2.5 直流回路

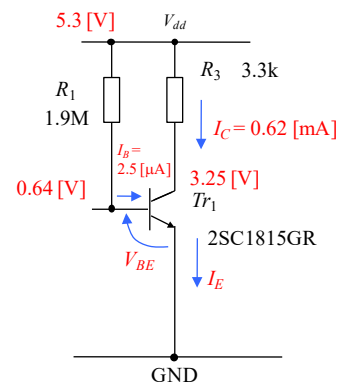


図3.2.6 固定バイアス回路 (2SC1815GR)

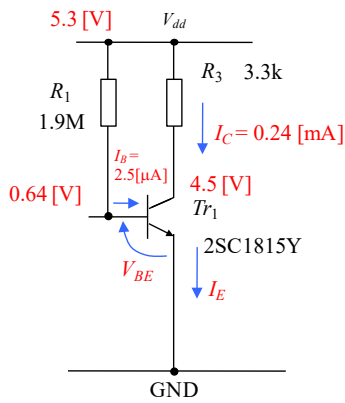


図3.2.7 固定バイアス回路
(2SC1815Y)

は抵抗 R_4 の存在である。抵抗 R_4 は熱、製品のばらつき等によるトランジスタの特性の変化に対して、動作点の変動を抑えることができる。

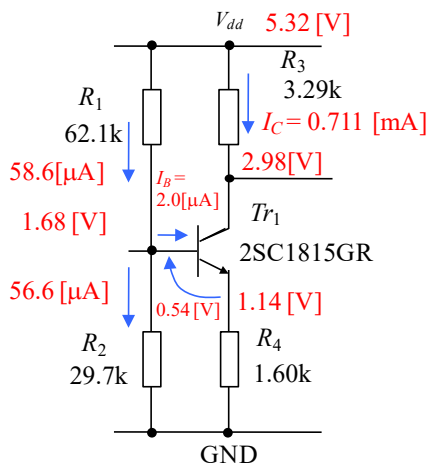


図3.2.8 直流回路
(加熱時)

3.4[V]と比較的小きな変化で済んでいる。

図3.2.1の回路において、トランジスタを2SC1815GRにもどし、ラジオ放送を受信中のトランジスタにヘアドライヤーで熱風を吹きかけてしばらく加熱し、各部の直流電圧を測定した結果を図3.2.8に示す。回路の(ベース・エミッタ間電圧対ベース電流特性における)推定動作点を図3.2.9中に青丸で示す。ヘアドライヤーによる加熱でトランジスタの接合温度は70°C近くにもなっていたと推定される。この状態でも、音量は小さくなったが、ラジオ放送を聴くことができた。

電流帰還バイアス回路と固定バイアス回路の大きな違い

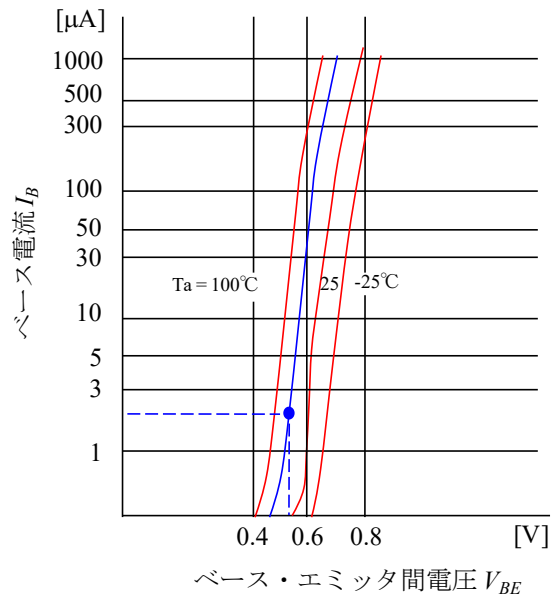


図3.2.9 ベース・エミッタ間電圧
対ベース電流特性 (加熱時)

3.4 小信号特性

図 3.4.1(a)は図 1.1.3 のストレートラジオの高周波増幅回路部分の抜粋である。同図(b)は放送波に着目した小信号等価回路である。コンデンサ $C_2 \sim C_4$ のリアクタンス X_C は NHK 名古屋第一 (729 [kHz]) の場合

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = 22 [\Omega] \quad (3.4.1)$$

であり、 R_1, R_2, h_{ie} の抵抗値と比べてとても小さい。また、電源 E は静電容量のとても大きなコンデンサと見なすことができる。図 3.4.1(b)ではコンデンサ $C_2 \sim C_4$ および電源 E は放送波に対しては短絡であるとして省略してある。また、同調回路側は信号源で表し、電圧を v_s としである。放送信号は 1 [MHz] 前後であるので厳密にはトランジスタの寄生容量などを考慮しなければいけないが、とりあえず無視する。

図 3.4.2 は 2SC1815 のデータシートから写し取った h パラメータである。用いたトランジスタは GR タイプである。コレクタ電流 $I_C = 0.6$ [mA]、周囲温度 $T_a = 20^\circ\text{C}$ 付近では電流増幅率 $h_{fe} \approx 250$ 、入力抵抗 $h_{ie} \approx 10$ [k Ω] と読める。ただし、動作周波数、周囲温度の条件が違い、さらにトランジスタの個体差もあるので、実際がこのままの値ではないが、一応の目安を得ることができる。

図 3.4.1(c)はトランジスタを h -パラメータにより置き換えた等価回路である。さらにこの回路を見やすくしたのが同図(d)である。

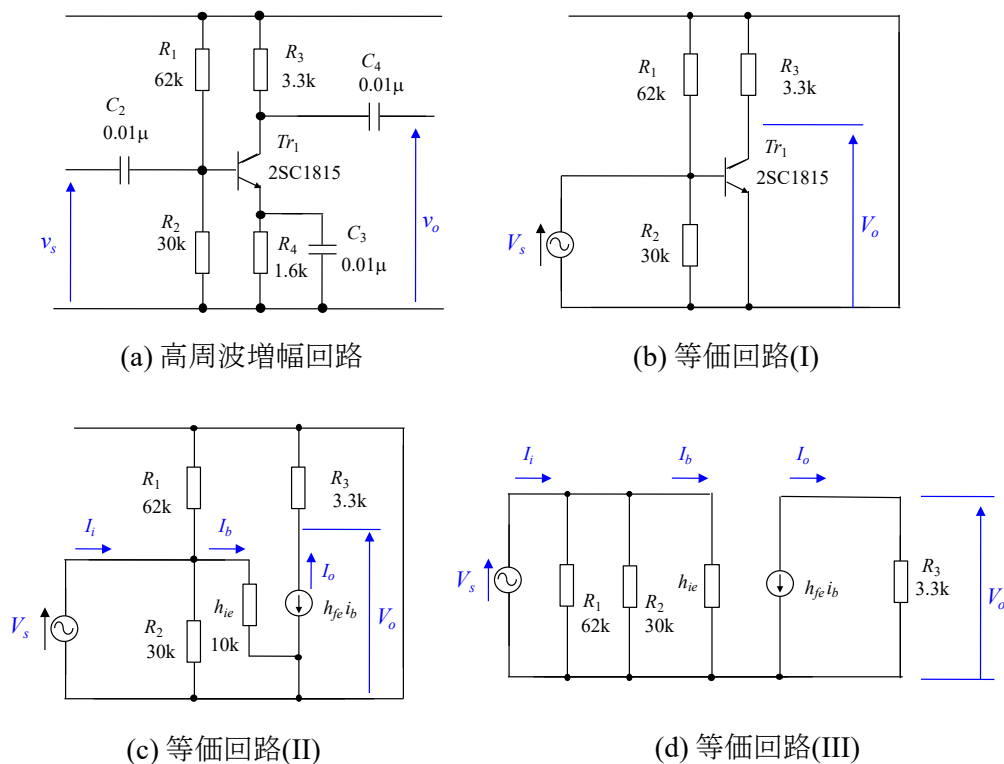


図3.4.1 高周波増幅回路の小信号等価回路

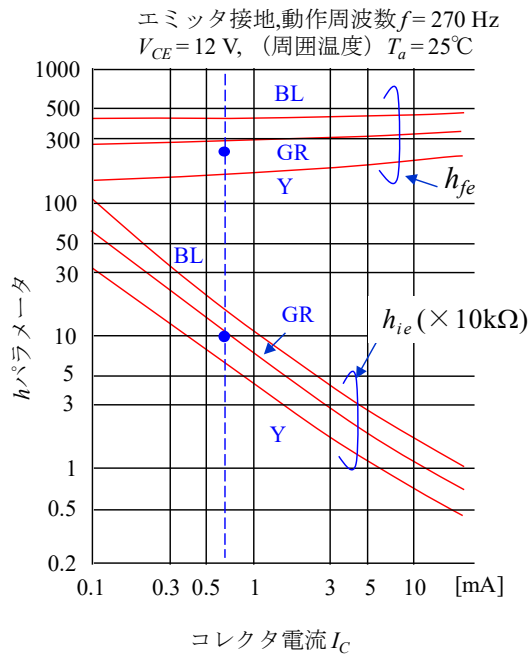


図3.4.2 hパラメータ

高周波増幅回路の入力抵抗 R_{1i} は

$$R_{1i} = \frac{V_s}{I_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{ie}}} \approx 6.7[\text{k}\Omega] \quad (3.4.2)$$

である. 電圧増幅度 A_v は

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_3 I_o}{h_{ie} I_b} = \frac{-R_3 h_{fe} I_b}{h_{ie} I_b} = \frac{-R_3 h_{fe}}{h_{ie}} \approx -83 \quad (3.4.3)$$

である.

図 3.4.3 は高周波増幅回路に振幅 $V_{sm} = 5\sqrt{2}$ [mV], 周波数 $f_i = 500$ [kHz]の信号電圧 v_s を印加したときの実験結果である. 出力電圧の信号成分 v_o はほぼ正弦波である. 出力電圧 v_o の波形は直流成分を除去して信号成分のみを表示してある.

出力電圧 v_o の振幅 $V_{om} \approx 330\sqrt{2}$ [mV]であった. 電圧増幅度 A_v の実測値は66であった.

図 3.4.4 はNHK 名古屋第一を受信したときの高周波増幅回路の出力電圧の信号成分 v_o の波形例である. デジタルオシロスコープで捉えた瞬間のAM信号である.

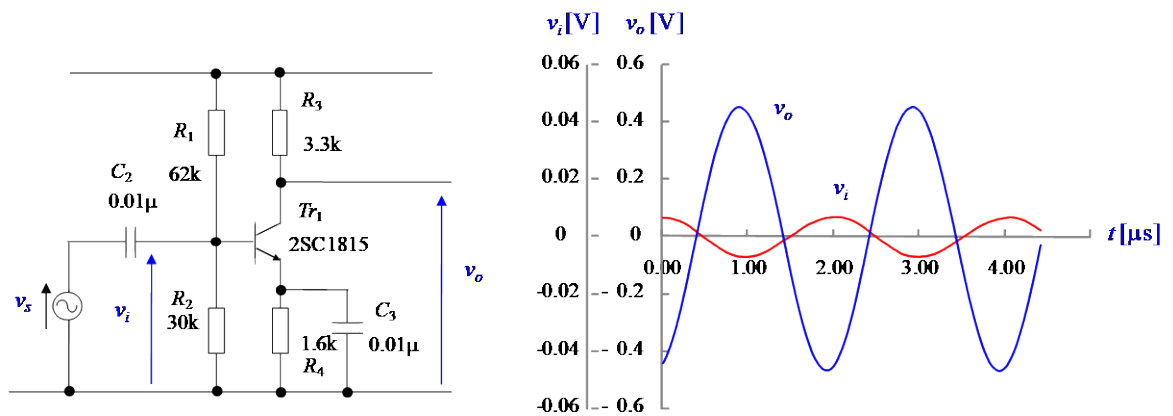


図3.4.3 高周波増幅回路の入出力波形例

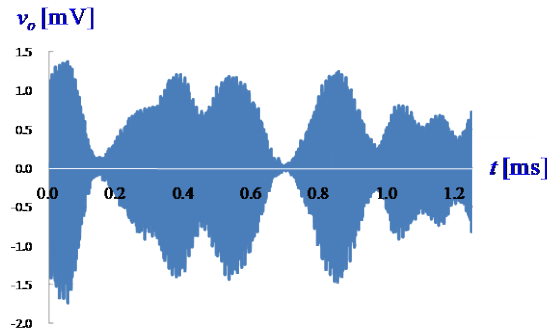


図3.4.4 高周波増幅回路の出力波形例

図 3.4.5 は図 3.1.1, 図 3.4.1 の高周波増幅回路の周波数特性の測定結果を示す. 入力電圧 v_i , 出力電圧 v_o は信号成分である. それぞれの実効値 V_i , V_o の比 (増幅度) をデシベル表示してある. ○印が実測値であり, 青線が図 3.4.1 の等価回路による計算値である. 等価回路では周波数特性は考慮されていないため, 計算値は一定値となっている.

何だ, この違いは! ?

と疑問と興味を持った読者は本節の解説にじっくりつきあっていただきたい. 長い長い旅路となるが, 本章の終わりまでたどり着けば様々な疑問に対する答が得られよう.

まず, いくつかの疑問を挙げる.

- i) なぜ 1 [MHz]以下では周波数の低下とともに増幅度が低下するのか?
- ii) なぜ, 1 [MHz]以上の高域におけるカットオフ周波数が 1.6MHz しかないのか?

図 3.4.6 は 2SC1815 のデータシートからの抜粋である. この表によるとコレクタ電流 $I_C = 0.6$ [mA]ではトランジション周波数 $f_T = 100$ [MHz]であることが分かる. 通常, 増幅回路はトランジション周波数の 1/10 程度を上限の目安として設計するようにいわれている. 図 3.1.1 の回路のカ

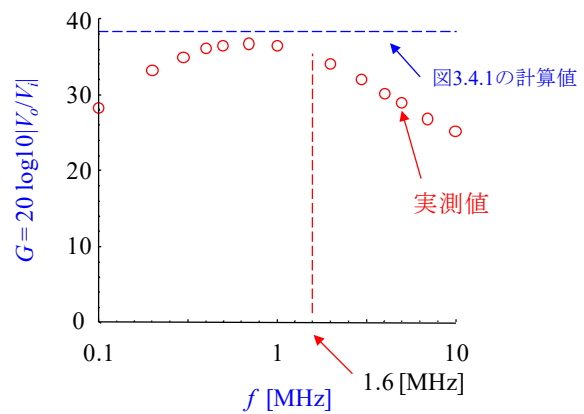


図3.4.5 高周波増幅回路の周波数特性

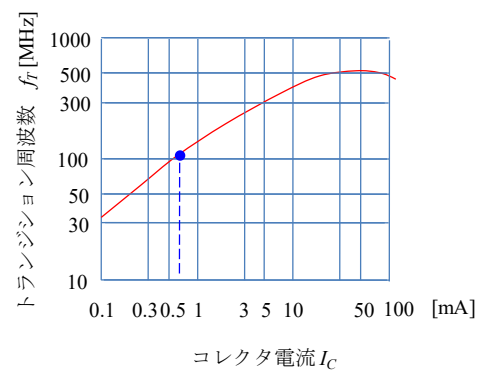


図3.4.6 2SC1815のトランジション周波数

ットオフ周波数は図 3.4.5 で 1.6 [MHz]である。目安の 10 [MHz]よりはるかに低い値である。

- iii) ブレッドボードは高周波増幅回路には不向きなのは？
- iv) オシロスコープのプローブの影響はどの程度あるのか？

本稿では高周波増幅回路の導入を記してあります。以降の内容は

[「電子回路の基礎 I \(同調回路, 高周波増幅回路\) 改訂版」 kindle 版](#)
にまとめて、Amazon より出版しています。

[\$\alpha\$ カットオフ角周波数](#)

[\$\beta\$ カットオフ角周波数](#)

[\$h_{fe}\$ の周波数特性](#)

[T形等価回路](#)

[安定係数](#)

[エミッタ拡散容量](#)

[エミッタ接地型](#)

[エミッタの内部抵抗](#)

[空乏層容量](#)

[グラウンド](#)

[固定バイアス回路](#)

[コレクタ出力容量](#)

[小信号等価回路](#)

[静電容量の表記](#)

[接合容量](#)

[ソースフォロワ回路](#)

[直流電流増幅率](#)

[直流特性](#)

[抵抗値の表記](#)

[電圧増幅度](#)

[電流帰還バイアス回路](#)

[電流増幅率](#) [電流増幅率](#)

[動作点](#)

[トランジション周波数](#)

[入力インピーダンス](#)

[入力抵抗](#)

[ブレッドボードの漂遊容量](#)

[プローブの静電容量](#)

[ベース・エミッタ間電圧](#)

[ベース拡がり抵抗](#)

[鳳ーテブナンの定理](#)

[ミラー効果](#)

著者

古橋武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻

Furuhashi at nuee.nagoya-u.ac.jp

本稿の内容は、著作権法上で認められている例外を除き、著者の許可なく複写することはできません。