

## カスコード増幅回路

ーエミッタ接地増幅回路のミラー効果を抑えた回路ー

本稿掲載の Web ページ

[http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio\\_note/index.html](http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio_note/index.html)

古橋 武

まえがき

ラジオノート 第20章 ベース接地増幅回路とミラー効果

[http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio\\_note/](http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio_note/)

にベース接地回路のミラー効果に関する考察を掲載しました。同稿の結論は

1. ミラー効果はエミッタ接地増幅回路でもベース接地増幅回路でも同等に起きている。
2. ベース接地増幅回路では信号源の内部抵抗が負帰還の働きをすることで、周波数特性が良くなる。

でした。

本稿では、同稿の解析手法をカスコード増幅回路に適用し、以下の結論が得られることを、実験、シミュレーション、理論により示します。

1. 信号電圧源の内部抵抗  $R_s = 0$  の場合、エミッタ接地増幅回路とベース接地増幅回路の周波数特性は一致する。この周波数特性は電圧増幅度、カットオフ周波数が共に高い良好な特性である。
2. カスコード増幅回路の特徴は、 $R_s > 0$  でありながら、 $R_s = 0$  の場合のエミッタ／ベース接地増幅回路と同程度の良好な周波数特性を持つことである。
3. この特徴は、前段のエミッタ接地増幅回路でミラー効果が抑えられること、そして、後段のベース接地増幅回路で、等価的に  $R_s = 0$  となることによる。

皆さんの参考になれば幸いです。

令和5年11月改訂

古橋武

工学博士，名古屋大学名誉教授

furuhashi.takeshi\*

\*に@gmail.com を付けてください。

# 目次

第1章 信号源の内部抵抗 $R_s$ の影響	3
1.1 シミュレーション	3
1.2 理論	6
1.2.1 エミッタ接地増幅回路	6
1.2.2 ベース接地増幅回路	7
1.3 まとめ	9
第2章 カスコード増幅回路	10
2.1 特徴	10
2.1.1 回路構成	10
2.1.2 実験	11
2.1.3 シミュレーション	15
2.2 動作原理	17
第3章 まとめ	19
参考文献	20

# 第1章 信号源の内部抵抗 $R_S$ の影響

## 1.1 シミュレーション

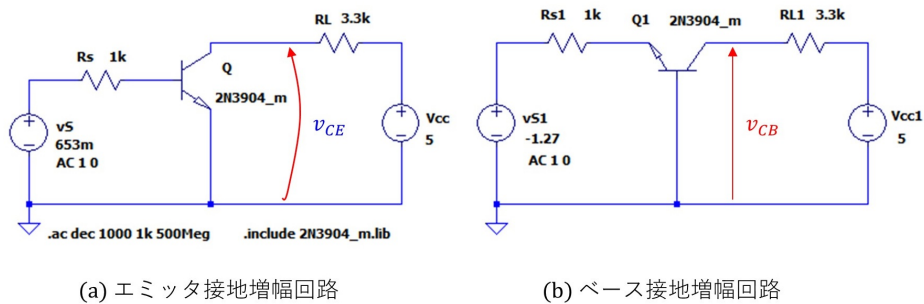


図 1.1: 信号源が電圧源である増幅回路

図 1.1 は信号源が電圧源である増幅回路です。 (a) がエミッタ接地増幅回路, (b) がベース接地増幅回路です。 電圧源の直流電圧値 653 [mV], -1.27 [V] は, コレクター-エミッタ間電圧  $v_{CE}$  の直流成分  $\bar{v}_{CE}$ , および, コレクター-ベース間電圧  $v_{CB}$  の直流成分  $\bar{v}_{CB}$  が

$$\bar{v}_{CE} \approx \bar{v}_{CB} \approx 3 \text{ [V]} \quad (1.1)$$

となるように調整しました。

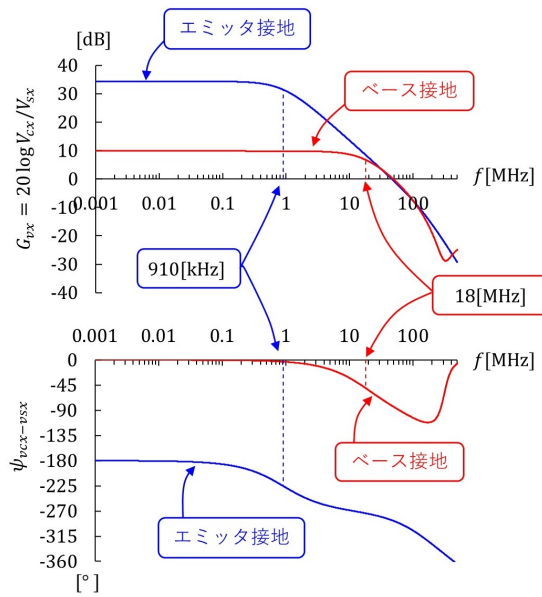


図 1.2: 信号源が電圧源である増幅回路の周波数特性

図 1.2 は得られた周波数特性です。エミッタ接地増幅回路と比較して、ベース接地増幅回路では、電圧増幅度は小さいですが、カットオフ周波数が高くなっています。幅広い周波数域でフラットな増幅度が得られます。

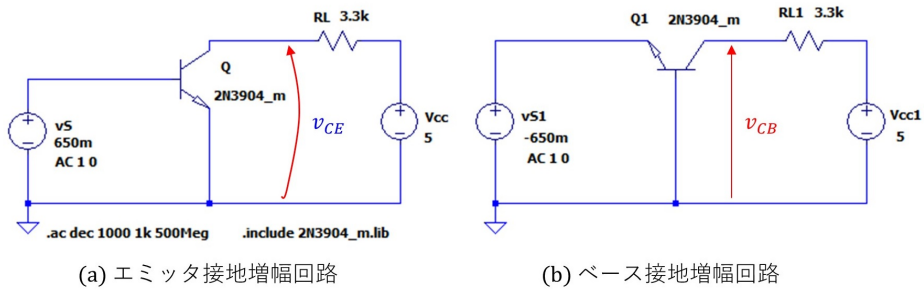


図 1.3: 信号源の内部抵抗  $R_s = 0$  の増幅回路

次に、図 1.1 の回路の内部抵抗  $R_s = R_{s1} = 0[\Omega]$  としてみましょう。図 1.3 がその回路です。電圧源の直流電圧値  $\pm 650$  [mV] は、 $\bar{v}_{CE}, \bar{v}_{CB}$  が

$$\bar{v}_{CE} \approx \bar{v}_{CB} \approx 3 \text{ [V]} \tag{1.2}$$

となるように調整しました。

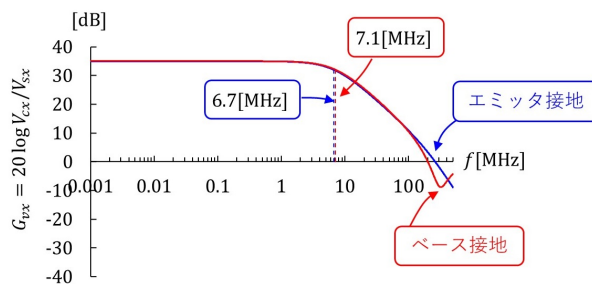


図 1.4: 信号源の内部抵抗  $R_s = 0$  の増幅回路の周波数特性

図 1.4 は得られた周波数特性です。ほぼ同じ特性になりました。

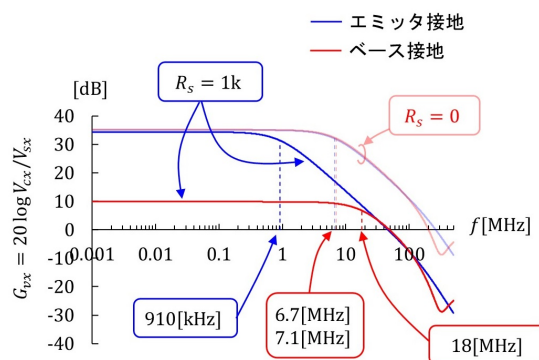


図 1.5: 信号源の内部抵抗  $R_s = 0[\Omega]$  と  $1[k\Omega]$  の場合の周波数特性

図 1.5 は、図 1.2 と図 1.4 の電圧増幅度特性を重ねたグラフです。青線がエミッタ接地増幅回路、赤線がベース接地増幅回路の特性です。  $R_s = 1[k\Omega]$  のとき、エミッタ接地増幅回路では、カットオフ周波数が低く、ベース接地増幅回路では、電圧増幅度が小さく、カットオフ周波数が高いです。  $R_s$  を小さくしていくと、両回路の特性は近づいていき、  $R_s = 0$  のとき、両回路の特性はほぼ一致します。エミッタ接地増幅回路では、  $R_s = 0$  のときに最も良い周波数特性を示し、ベース接地増幅回路では、電圧増幅度が大きくなりますが、カットオフ周波数は低下します。

## 1.2 理論

### 1.2.1 エミッタ接地増幅回路

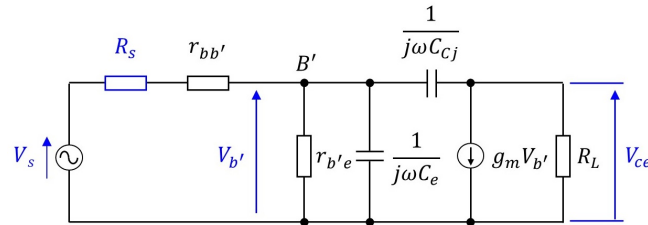


図 1.6: エミッタ接地増幅回路の等価回路

図 1.6 はエミッタ接地増幅回路の等価回路です。記号は複素数表記です。  $V_{ce}$  と  $V_s$  の関係は、文献 [1](6.9) 式より、

$$V_{ce} \approx \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}} + j\omega(r_{bb'} + R_s)(C_e + C_{mill})} V_s$$

$$C_{mill} = C_{Cj} \left( 1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'} + R_s} \right) \quad (1.3)$$

です。  $C_{mill}$  は、ミラー効果による  $C_{Cj}$  の増加項です。

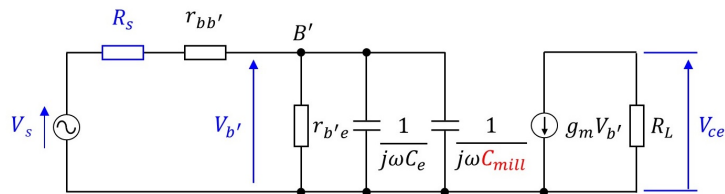


図 1.7: エミッタ接地増幅回路の簡略等価回路

図 1.7 は、(1.3) 式が表している簡略等価回路です。

これより、低周波域の電圧増幅度  $G_{ve0}$ 、カットオフ周波数  $f_{ce}$  は

$$G_{ve0} = 20 \log_{10} \frac{g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}$$

$$f_{ce} = \frac{1}{2\pi(r_{bb'} + R_s) \frac{C_e + C_{mill}}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}} \quad (1.4)$$

となります。

等価回路の各定数を図 1.8 に示します。これらの値を (1.4) 式に代入すると

$$G_{ve0} = 33.8[\text{dB}]$$

$$f_{ce} = 1.0[\text{MHz}] \quad (1.5)$$

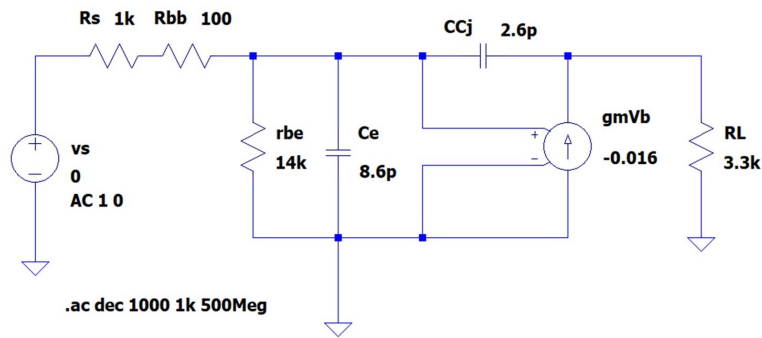


図 1.8: エミッタ接地増幅回路の等価回路のシミュレーションモデル

です。  $R_s = 0$  とすると

$$\begin{aligned} G_{ve0} &= 34.4[\text{dB}] \\ f_{ce} &= 6.8[\text{MHz}] \end{aligned} \tag{1.6}$$

となります。図 1.5 のエミッタ接地（トランジスタモデル）のシミュレーション結果に近い値が得られました。

### 1.2.2 ベース接地増幅回路

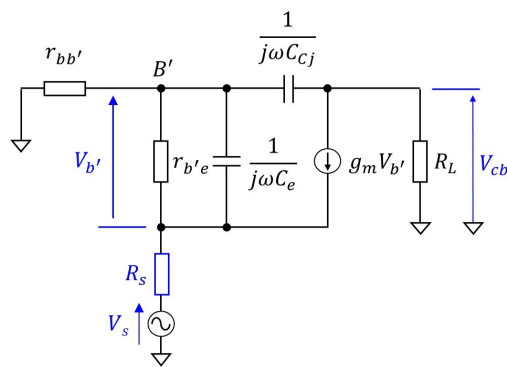


図 1.9: ベース接地増幅回路の等価回路

図 1.9 はベース接地増幅回路の等価回路です。記号は複素数表記です。  $V_{ce}$  と  $V_s$  の関係は、文献 [1](6.21) 式より、

$$\begin{aligned} V_{cb} &\approx \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}} + j\omega(r_{bb'} + R_s)(C_e + C_{mill})} V_s \\ C_{mill} &\approx C_{Cj} \left( 1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'} + R_s} \right) \end{aligned} \tag{1.7}$$

です。



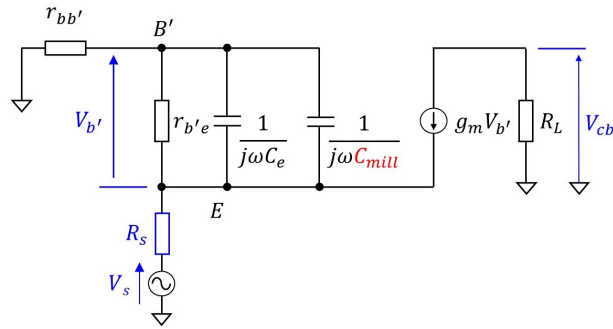


図 1.10: ベース接地増幅回路の簡略等価回路

図 1.10 は, (1.7) 式が表している簡略等価回路です.

これより, 低周波域の電圧増幅度  $G_{vb0}$ , カットオフ周波数  $f_{cb}$  は

$$G_{vb0} = 20 \log_{10} \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}$$

$$f_{cb} = \frac{1}{2\pi (r_{bb'} + R_s) \frac{C_e + C_{mill}}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}}$$
(1.8)

となります. エミッタ接地増幅回路の  $G_{ve0}, f_{ce}$  との違いは,  $g_m R_s$  の項です.

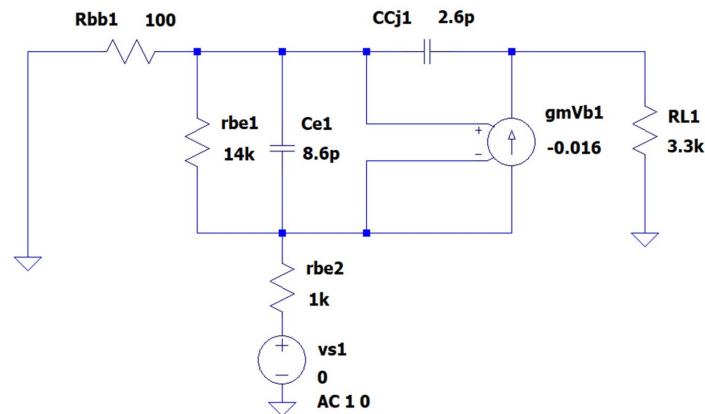


図 1.11: ベース接地増幅回路の等価回路のシミュレーションモデル

等価回路の各定数を図 1.11 に示します. これらの値を (1.8) 式に代入すると

$$G_{vb0} = 9.8[\text{dB}]$$

$$f_{cb} = 16[\text{MHz}]$$
(1.9)

です.  $R_s = 0$  とすると

$$G_{vb0} = 34[\text{dB}]$$

$$f_{cb} = 6.8[\text{MHz}]$$
(1.10)

となります. 図 1.5 のベース接地 (トランジスタモデル) のシミュレーション結果に近い値が得られました.

### 1.3 まとめ

本章のまとめです。

1. 信号源の内部抵抗  $R_s$  により，ベース接地増幅回路では，エミッタ接地増幅回路と比較して，増幅度がフラットである周波数域が高周波域まで延びて広がる。
2.  $R_s$  が減少すると，エミッタ接地では  $G_{ve0}$  は変わらず， $f_{ce}$  が高くなり，ベース接地では  $G_{vb0}$  が増加し， $f_{cb}$  が低くなる． $R_s = 0$  では， $G_{ve0} \approx G_{vb0}$ ， $f_{ce} \approx f_{cb}$  となる。

## 第2章 カスコード増幅回路

以上で、準備が整いました。「カスコード増幅回路」の動作原理に切り込みましょう。

### 2.1 特徴

#### 2.1.1 回路構成

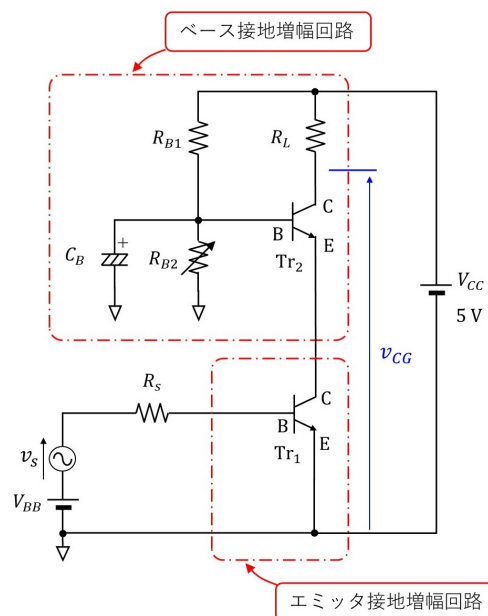


図 2.1: カスコード増幅回路

図 2.1 はカスコード増幅回路です。トランジスタを 2 個使い、前段が  $Tr_1$  によるエミッタ接地増幅回路、後段が  $Tr_2$  によるベース接地増幅回路です。Cascode は Cascaded Triodes (縦続接続された 3 極真空管回路) の省略表現です。

信号源  $v_s$  は内部抵抗  $R_s$  を持つ電圧源です。  $V_{BB}$  は  $Tr_1$  のベース・バイアス電源です。  $Tr_1$  のコレクタに  $Tr_2$  のエミッタが直接つながっています。  $Tr_1$  のコレクターエミッタ間電圧が、次段のベース接地増幅回路の入力電圧となります。抵抗  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  が  $Tr_2$  のベース・バイアス回路です。コンデンサ  $C_B$  により、  $Tr_2$  のベースは交流成分に対して短絡されます。これにより、次段の回路がベース接地増幅回路として働きます。  $R_L$  は負荷抵抗、  $v_{CG}$  の変化分  $v_{cg}$  がカスコード増幅回路の出力です。

### 2.1.2 実験

#### 実験回路

カスコード増幅回路の特徴を知るために、実験をしましょう。

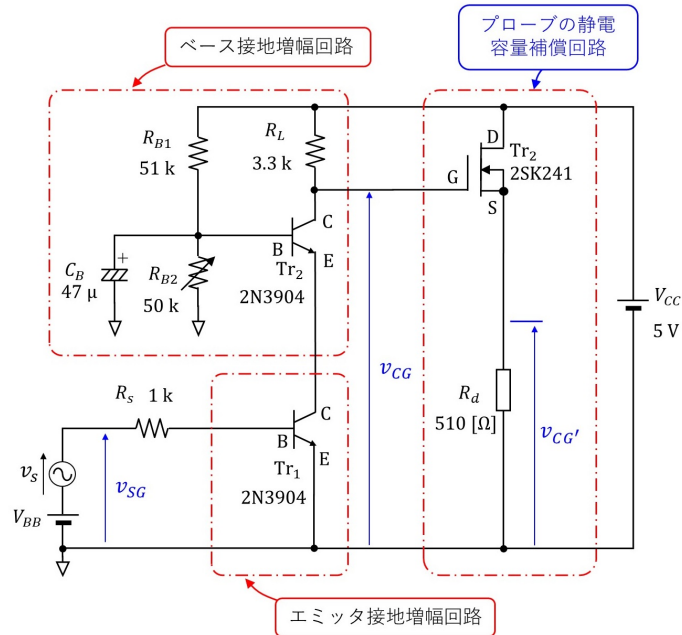


図 2.2: カスコード増幅回路の実験回路

図 2.2 はカスコード増幅回路の実験回路です。図 2.1 の回路に **プローブの静電容量補償回路** をつないであります。カスコード増幅回路の出力電圧は、この補償回路を通して計測します。補償回路の出力電圧を  $v_{CG'}$  とします。交流成分に注目すると、カスコード増幅回路の出力電圧  $V_{cg}$  に対して、 $V_{cg'}$  は約 2 [dB] 低下します。補償回路の詳細は文献 [1] 3.1 節を参照してください。

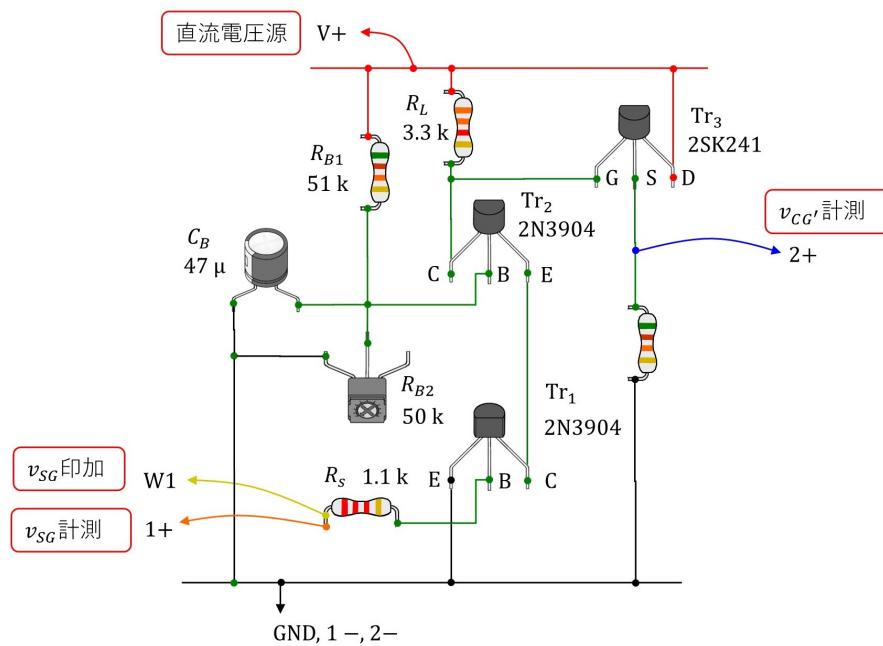


図 2.3: カスコード増幅回路の実験回路の立体配線図

図 2.3 は実験回路の立体配線図です。W1, 1+, 2+, V+, GND, 1-, 2-は、いずれも ADALM2000 (USB 計測器) の端子記号です。ADALM2000 の使い方は文献 [1] を参照してください。

## 実験結果

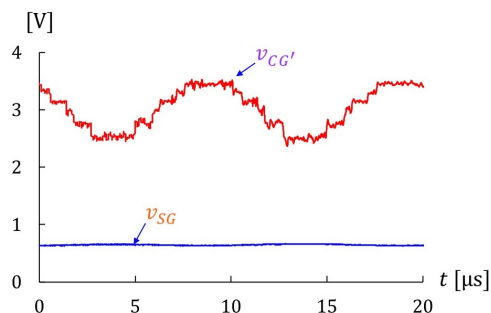


図 2.4: カスコード増幅回路の実験波形例

図 2.4 は実験波形例です。筆者の実験では、 $v_{SG}$  を

$$\begin{aligned}
 v_{SG} &= v_s + V_{BB} \\
 &= 10 \sin 2\pi ft + 640 \text{ [mV]} \\
 f &= 100 \text{ [kHz]}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

としました。出力電圧  $v_{CG'}$  が、

$$v_{CG'} \approx 0.5 \sin 2\pi ft + 3 \text{ [V]} \tag{2.2}$$

となるように、 $v_s$  と  $V_{BB}$  を調整しました。 $v_{CG'}$  は階段状の波形となりました。これは、元々の  $v_{SG}$  が階段状の波形であるためです。ADALM2000 のシグナル・ジェネレータは、12 ビットの D/A 変換器を用いて、 $\pm 5$  [V] の範囲の電圧を出力します。振幅 10 [mV] の交流電圧は、この D/A 変換器が出力可能な最小電圧単位に近い値です。

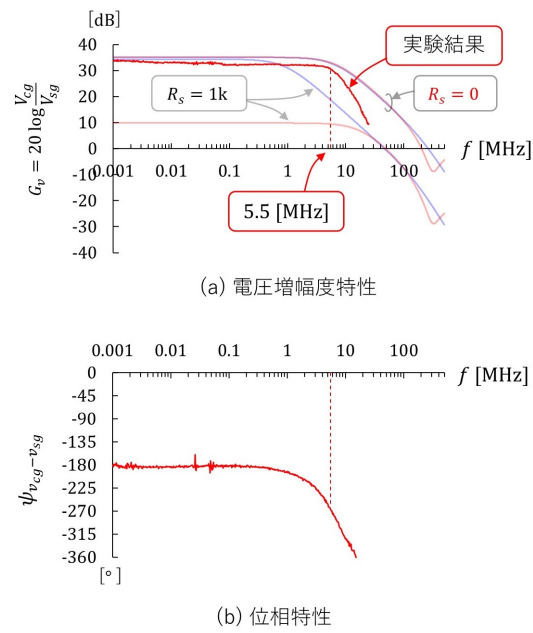


図 2.5: カスコード増幅回路の周波数特性 (実験結果)

図 2.5 は実験回路の周波数特性です。濃い赤線で示してあります。プローブの静電容量補償回路による減衰分  $-2[\text{dB}]$  は補正してあります。カットオフ周波数は  $5.5 [\text{MHz}]$  でした。参考に、電圧増幅度特性には図 1.5 のシミュレーション結果を薄い実線で併記しました。

カスコード増幅回路は、信号源が内部抵抗  $R_s = 1[\text{k}\Omega]$  を持つ電圧源でありながら、 $R_s = 0[\Omega]$  の場合に近い増幅度特性を持っています。

2.1.3 シミュレーション

トランジスタモデル

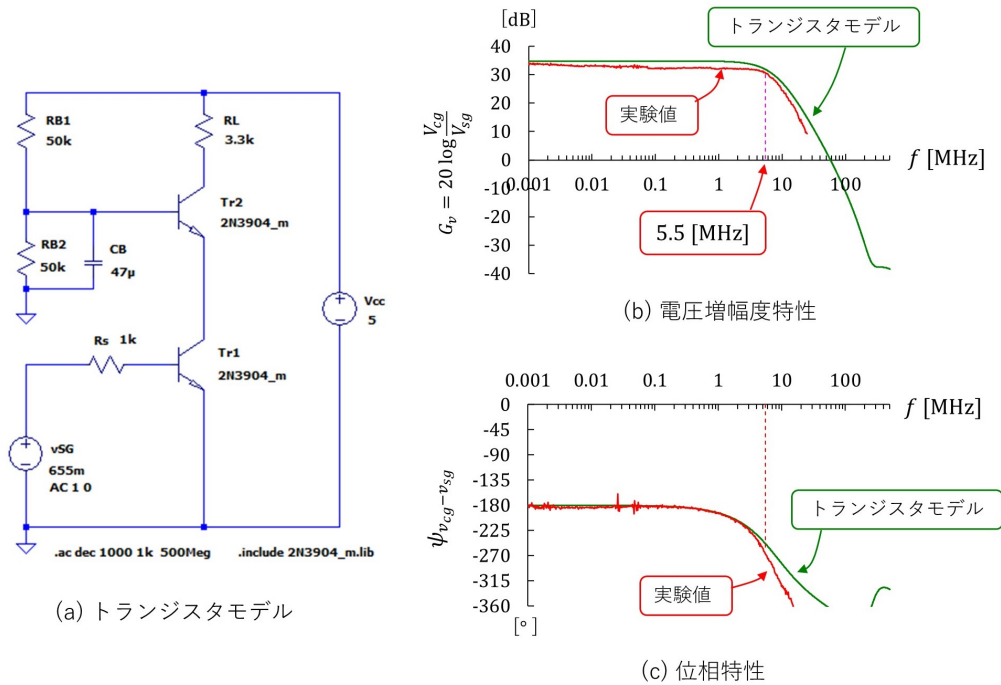


図 2.6: カスコード増幅回路の周波数特性 (トランジスタモデルのシミュレーション結果)

図 2.6 はトランジスタモデルとそのシミュレーション結果です。各特性には実験結果を併記してあります。シミュレーション結果は実験結果に良く合いました。



等価回路

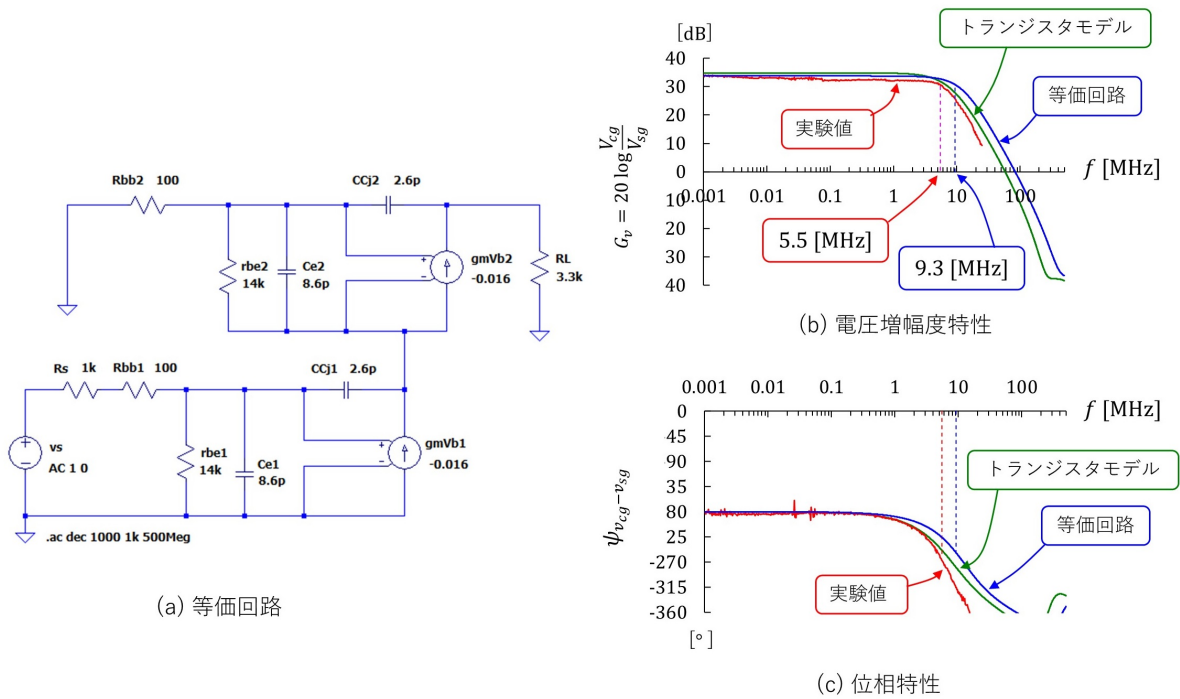


図 2.7: カスコード増幅回路の周波数特性 (等価回路のシミュレーション結果)

図 2.7 は等価回路とそのシミュレーション結果です。シミュレーション結果は実験結果と少しずれました。このずれは、今後の課題としておきます。

## 2.2 動作原理

さて、エミッタ接地増幅回路とベース接地増幅回路を従属接続すると、なぜ、 $R_s = 0[\Omega]$ の場合に近い特性が得られるのでしょうか？

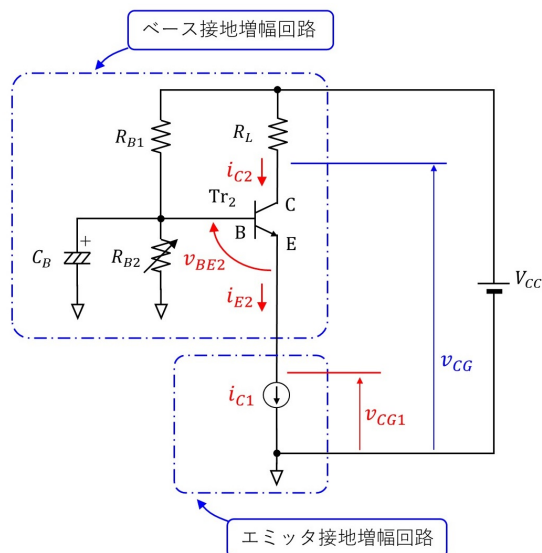


図 2.8: カスコード増幅回路の等価回路

図 2.8 はカスコード増幅回路の等価回路です。エミッタ接地増幅回路の出力回路を電流源  $i_{C1}$  で表してあります。ベース接地増幅回路の特徴の一つは、入力電流  $i_{E2}$  と出力電流  $i_{C2}$  がほぼ等しいことです。このため、

$$i_{C2} \approx i_{C1} \tag{2.3}$$

です。カスコード増幅回路の出力電圧  $v_{CG}$  の交流成分  $v_{cg}(= R_L i_{c2})$  は、カスコード接続しない場合のエミッタ接地増幅回路単独の出力電圧の交流成分  $R_L i_{c1}$  と変わりません。従って、低周波域の出力電圧増幅度は、カスコード接続によって変わることはありません。

ベース接地増幅回路の入力には電流源  $i_{C1}$  がつながっています。これにより、 $Tr_2$  のベース-エミッタ間電圧  $v_{BE2}$  には、 $i_{E2} = i_{C1}$  を流す電圧が発生します。エミッタ接地増幅回路のコレクタ-グラウンド間電圧  $v_{CG1}$  の交流成分  $v_{cg1}$  は、 $v_{BE2}$  の交流成分  $v_{be2}$  と

$$v_{cg1} \approx -v_{be2} \tag{2.4}$$

の関係にあるので、 $v_{cg1}$  の振幅はとて小さくなります。なぜなら、 $v_{be2}$  の振幅は、 $Tr_1$  のベース-エミッタ間電圧  $v_{be1}$  の振幅とほぼ同じになるからです。 $v_{be2}$  が  $i_{c2} \approx i_{e2}$  を流し、 $v_{be1}$  が  $i_{c1}$  を流し、 $i_{e2} = i_{c1}$  です。

$v_{cg1}$  の振幅が  $v_{be1}$  の振幅ほど小さくなると、エミッタ接地増幅回路内でミラー効果がほとんど働かなくなります。(1.3) 式において、簡単のため  $C_{mill} \approx C_{Cj}$  と近似すれば、

$$f_{ce} \approx 14[\text{MHz}] \tag{2.5}$$

となります。

一方、ベース接地増幅回路の入力に電流源  $i_{C1}$  が直接つながれて、 $v_{BE2}$  が発生する状態は、ベース接地の入力に、内部抵抗の無い信号電圧源  $v_{be2} = v_{cg1}$  と直流電圧源  $\bar{v}_{CG1}$  が接続されたことと等価です。(1.8)式において、 $R_s = 0$  を代入すると、

$$f_{cb} = 6.8[\text{MHz}] \quad (2.6)$$

です。

以上のカットオフ周波数  $f_{ce}, f_{cb}$  を用いて、図 2.8 の交流電圧成分  $v_{cg1}, v_{cg}$  の複素数表記  $V_{cg1}, V_{cg}$  を、

$$\begin{aligned} V_{cg1} &= \frac{V_{cg10}}{1 + j\frac{f}{f_{ce}}} \\ V_{cg} &= \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_{cb}}} V_{cg1} \end{aligned} \quad (2.7)$$

と近似表現できます。 $V_{cg10}$  は低周波域の  $V_{cg1}$  の実効値です。 $V_{cg}$  が 3 [dB] ダウンとなるカットオフ周波数を  $f_1$  とすると

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_{ce}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f_{cb}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.8)$$

です。この式を解くと

$$f_1 = \sqrt{\frac{\sqrt{f_{ce}^4 + 6f_{ce}^2 f_{cb}^2 + f_{cb}^4} - (f_{ce}^2 + f_{cb}^2)}{2}} \quad (2.9)$$

と求まります。(2.5)式、(2.6)式の値を代入すると

$$f_1 = 5.7[\text{MHz}] \quad (2.10)$$

となります。図 2.5 の実験結果のカットオフ周波数 5.5 [MHz] に近い値が得られました。

## 第3章 まとめ

本稿のまとめです.

1. 信号電圧源の内部抵抗  $R_s = 0$  の場合, エミッタ接地増幅回路とベース接地増幅回路の周波数特性は一致する. この周波数特性は電圧増幅度, カットオフ周波数が共に高い良好な特性である.
2. カスコード増幅回路の特徴は,  $R_s > 0$  でありながら,  $R_s = 0$  の場合のエミッタ/ベース接地増幅回路と同程度の良好な周波数特性を持つことである.
3. この特徴は, 前段のエミッタ接地増幅回路でミラー効果が抑えられること, そして, 後段のベース接地増幅回路で, 等価的に  $R_s = 0$  となることによる.

## 参考文献

- [1] 古橋武「ラジオノート 第20章 ベース接地増幅回路とミラー効果」
- [2] Marc Thompson, “Intuitive Analog Circuit Design, 2nd Edition,” Elsevier, Kindle 版, 2014.
- [3] 浅田邦博「アナログ電子回路 – VLSI 工学へのアプローチ」昭晃堂, 1998.
- [4] 岩田聡編著「電子回路」Ohmsha, 2008.
- [5] 押山, 相川, 辻井「電子回路」コロナ社, 1970.
- [6] 藤井信生「アナログ電子回路 (第2版) – 集積回路化時代の –」昭晃堂, 2019.
- [7] 藤原修編著「電子回路A」Ohmsha, 1996.
- [8] 古橋武「電子回路の基礎I 同調回路, 高周波増幅回路 改訂2版」アマゾン Kindle, 2021.
- [9] 柳沢健「基礎電子回路I」丸善株式会社, 1978.