

ベース接地増幅回路とミラー効果(改訂版)

本稿掲載の Web ページ

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

古橋 武

改訂版のまえがき

旧版に対して、以下の点を書き改めました。

- ミラー効果の定義を明記しました。
- オシロスコープのプローブが持つ静電容量の影響を低減して、再実験を行いました。

旧版では、ミラー効果の定義を周知のこととして、論を進めてしまいました。「ミラー効果」を明確にすべきと、反省しました。

旧版の多くの実験結果では、プローブの静電容量によるカットオフ周波数が、ミラー効果によるカットオフ周波数よりも低周波域にありました。このため、ミラー効果の影響が分かり難くなっていました。改訂版では、FETのソースフォロワ回路を、測定点とプローブの間に入れ、プローブの静電容量の影響を低減して、実験をやり直しました。

旧版の結論に変更はありませんが、本改訂により、論旨を明確にすることができました。

令和4年11月1日

まえがき

座学・実験一体型講義 (http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/zagaku_jikken/index.html) 用の教科書として「電子回路」を実験しながら書き進めていると、かつて紙と鉛筆だけで学んだ内容に実はろくに理解していなかったことを多々見つけ、改めて電子回路解析に興じています。

インターネットのいくつかのサイトには、「エミッタ接地回路にはミラー効果があり、この回路の周波数特性は良くない。一方、ベース接地回路ではミラー効果が抑制され、この回路の周波数特性はエミッタ接地回路より良い。」と、書かれています。筆者は電子回路の入門書を執筆しようとして、これらの回路を組み実験を行いました。すると、

エミッタ接地回路とベース接地回路の周波数特性がほとんど同じ

となる結果を得ました。ベース接地回路においてミラー効果が抑制されていない結果です。筆者の実験のやり方が間違っていると思い、LTspiceによるシミュレーションと等価回路による計算を行いました。これらの結果は筆者の実験結果を支持するものでした。

では、インターネット情報は間違いなのでしょうか？筆者は電子回路の教科書、解説書を30冊ほど当たりました。その中で、「ベース接地回路の周波数特性が良い」の記述が2冊 ([3], p.68), ([4], p.42) にありました。「ベース接地等価回路」の紹介は5冊 ([1], Fig.7.37), ([4], p.44), ([2], p.101), ([6], p.70), ([8], p.88) にありました。ベース接地回路の周波数特性解析は文献 [1], [2] にありました。

筆者の実験結果を説明するために、文献 [1], [2] を参考にして、等価回路を基に深掘りしました。そして、

1. ベース接地増幅回路はミラー効果を抑制しない。
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し、これにより周波数特性がエミッタ接地増幅回路より良くなる。

結果を得ました。おそらく知る人ぞ知ることなのでしょうが、筆者には新鮮な発見でした。

せっかく解析したので、メモとしてアップしておきます。

令和3年5月1日

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	ミラー効果とは	5
第2章	実験機材	7
2.1	電子部品	7
2.1.1	トランジスタ	7
2.1.2	抵抗	8
2.1.3	ブレッドボード	8
2.1.4	ジャンパ線	9
2.2	USB計測器	11
第3章	周波数特性測定実験	13
3.1	プローブの静電容量補償回路	13
3.1.1	プローブの静電容量による見かけ上の周波数特性劣化	13
3.1.2	補償回路の効果	14
3.2	エミッタ接地増幅回路	15
3.2.1	実験回路	15
3.2.2	Scopy	17
3.2.3	実験結果	19
3.3	ベース接地増幅回路	21
3.3.1	実験回路	21
3.3.2	実験結果	22
3.4	まとめ	23
第4章	LTspiceによる周波数特性シミュレーション	24
4.1	エミッタ接地増幅回路	24
4.1.1	トランジスタモデル	24
4.1.2	等価回路	27
4.2	ベース接地増幅回路	31
4.2.1	トランジスタモデル	31
4.2.2	等価回路	33
4.3	まとめ	35
第5章	周波数特性解析	36
5.1	エミッタ接地増幅回路	36
5.2	ベース接地増幅回路	41

	4
5.3 まとめ	44
第6章 信号源の内部抵抗の周波数特性への影響	45
6.1 実験	45
6.1.1 エミッタ接地増幅回路	45
6.1.2 ベース接地増幅回路	46
6.1.3 本節のまとめ	47
6.2 シミュレーション	48
6.2.1 エミッタ接地増幅回路	48
6.2.2 ベース接地増幅回路	49
6.2.3 本節のまとめ	50
6.3 周波数特性解析	50
6.3.1 エミッタ接地増幅回路	50
6.3.2 ベース接地増幅回路	54
6.3.3 本節のまとめ	58
第7章 あとがき	60
付録A Scopyの設定	62
A.1 波形観測	62
A.1.1 Scopyの起動	62
A.1.2 直流電源の設定	63
A.1.3 関数発生器の設定	64
A.1.4 オシロスコープの設定	66
A.1.5 オシロスコープ画面の保存	71
A.2 周波数特性計測	73
A.2.1 ネットワークアナライザの設定	73
A.2.2 ネットワークアナライザ計測値の保存	77
付録B 参考文献	78
付録C 索引	80

第1章 ミラー効果とは

本稿の最初にミラー効果の定義を紹介します。

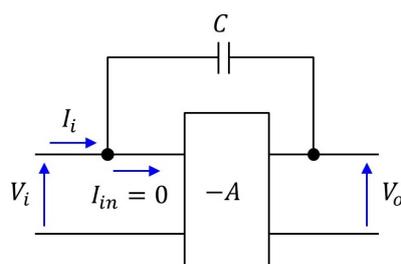


図 1.1: 増幅度 $-A$ の増幅回路の入出力間に接続されたコンデンサの影響

図 1.1 は増幅回路とその入出力間にコンデンサ C が接続された回路です。この回路の入力インピーダンス $Z_i (= V_i/I_i)$ を求めてみましょう。増幅回路の増幅度を $-A$ ，入力インピーダンスを無限大（入力電流 $I_{in} = 0$ ）とします。回路の入力電流 I_i は

$$I_i = j\omega C(V_i - V_o) \quad (1.1)$$

です。

$$V_o = -AV_i \quad (1.2)$$

なので、

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{V_i}{I_i} \\ &= \frac{1}{j\omega(1+A)C} \end{aligned} \quad (1.3)$$

と得られます。

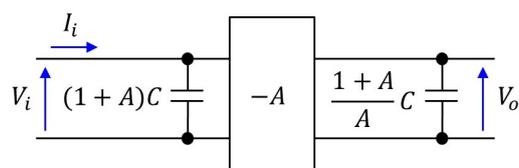


図 1.2: ミラー効果

入力側から見ると、図 1.2 のように $(1+A)C$ のコンデンサが並列に接続されたことと等価になります。これを **ミラー効果** といいます。(なお、出力側から見ると、 $C(1+A)/A \approx C$ のコンデンサがつながったことと等価です。)

本稿では、この定義に基づき、トランジスタのコレクタ-ベース間接合容量 C_{Cj} が入力側のベース（仮想点）-エミッタ間に大きな値となって働く効果をミラー効果と呼んで論を進めます。

第2章 実験機材

2.1 電子部品

2.1.1 トランジスタ

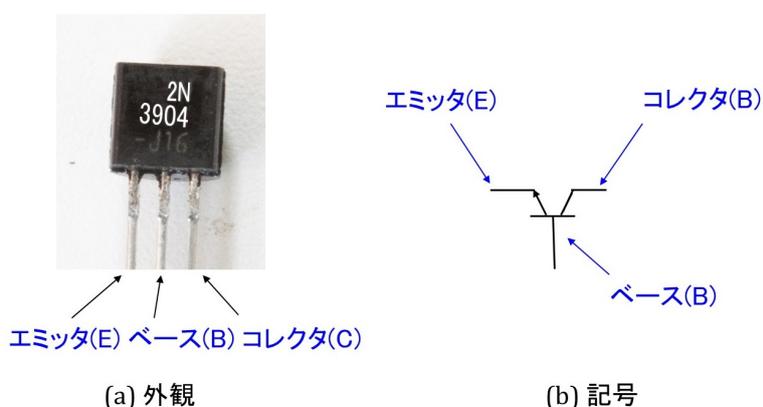


図 2.1: トランジスタ (2N3904)

図 2.1 はトランジスタの外観と記号です。NPN 形のバイポーラトランジスタ 2N3904 です。電子工作の定番であった 2SC1815 が生産停止となったため、海外で有名な 2N3904 を使用することにしました。ネット通販 (例えば秋月電子通商) により容易に入手できます。ピン配置はトランジスタを写真の向きに見たときに、左から**エミッタ** (E: Emitter), **ベース** (B: Base), **コレクタ** (C: Collector) です。同図 (b) は NPN 形トランジスタの記号です。ピン配置を写真に対応づけて示してあります。

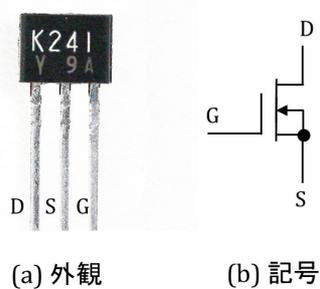


図 2.2: FET(2SK241)

図2.2は電界効果トランジスタ (FET) の外観と記号です。nチャネル MOSFET 2SK241です。このトランジスタも電子工作の定番でしたが、生産停止となりました。まだ、ネット通販で購入できます。2SK303が、秋月電子通商で販売されているので、使えないか試しましたが、プローブの静電容量低減効果は高くありません。

ピン配置は、FETを写真の向きに見て、左からドレイン(D)、ソース(S)、ゲート(G)です。

2.1.2 抵抗

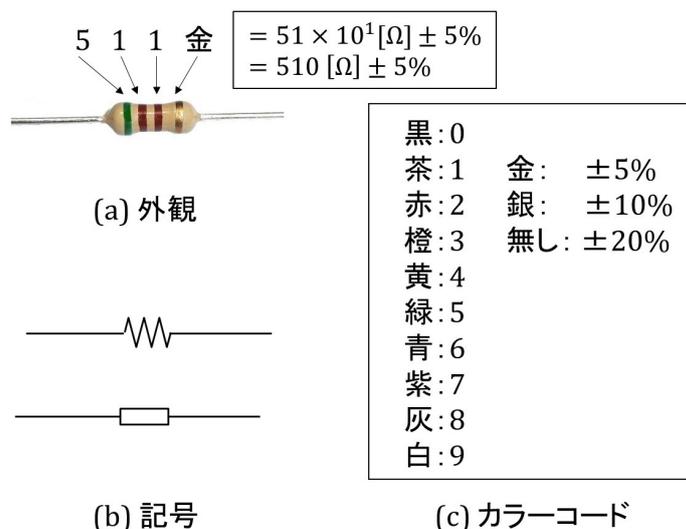


図 2.3: 抵抗

図2.3は抵抗の外観、記号とカラーコードです。写真は炭素皮膜抵抗 (1/4 [W]) です。同図(b)は抵抗の記号です。2種類あります。本稿では下側の長方形の記号を主に用います。LTspiceでは上側の記号が用いられています。抵抗値は抵抗表面に印刷した帯の色で表します。写真の例では左から緑、茶、茶、金です。同図(c)はカラーコード表です。黒色が0、茶色が1、…と対応づけられています。緑、茶、茶 = 511 です。抵抗値は

$$511 \rightarrow 51 \times 10^1 = 510[\Omega] \tag{2.1}$$

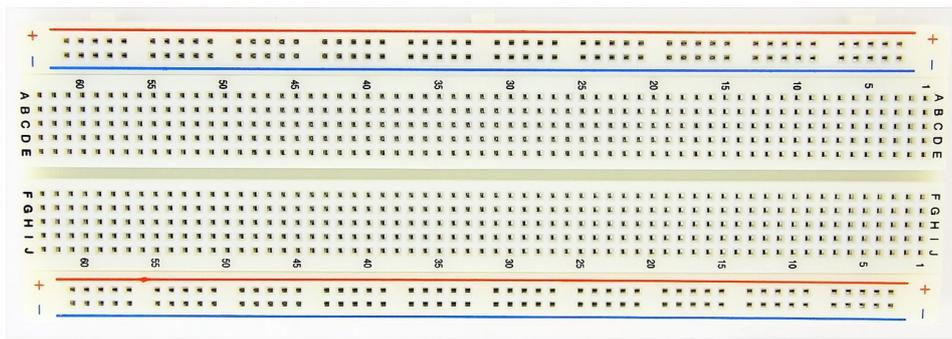
です。右端の金色は抵抗値の誤差を表します。抵抗を購入すると、その抵抗値 R は

$$R = 510 \pm 5\%[\Omega] \tag{2.2}$$

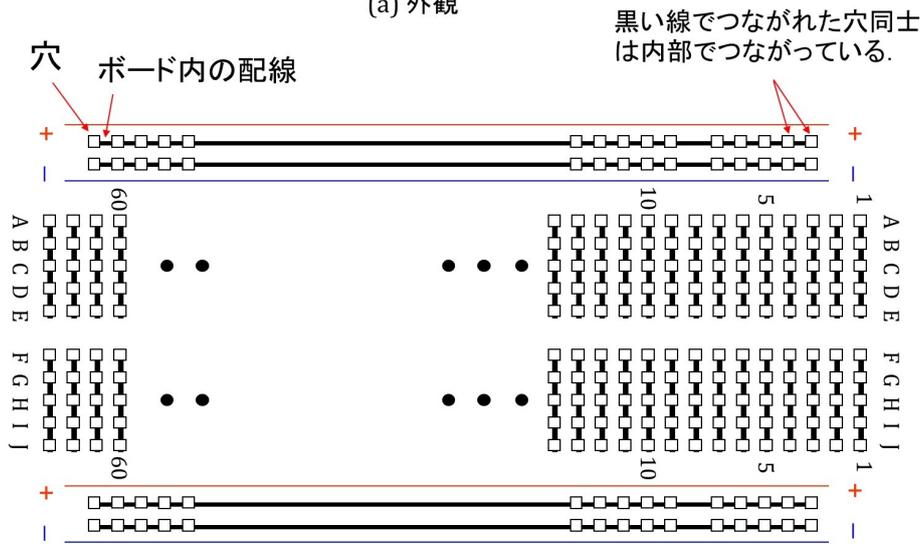
の範囲内にあります。

2.1.3 ブレッドボード

図2.4はブレッドボードの外観と穴同士のつながりの様子です。電子回路の配線は、このブレッドボードにトランジスタや抵抗を差し込んで行います。同図(b)において、□の



(a) 外観



(b) ブレッドボードの穴のつながりの様子

図 2.4: ブレッドボード

記号が穴に対応します。黒い太線がブレッドボード内部における配線です。黒線でつながれた穴同士が内部でつながっています。ボードの最上段の2行と最下段の2行にはそれぞれ50個の穴があり、50個全てが内部でつながっています。これら4行をそれぞれ電源線として利用すると回路の配線がし易くなります。これら4行の穴に挟まれて、63列の穴があります。各列には10個の穴があり、上側A~Eの5個と、下側F~Iの5個がそれぞれ内部でつながっています。A~EとF~I間は切れています。

2.1.4 ジャンパ線

図 2.5 はジャンパ線です。同図 (a) がオス-オスジャンパ線、(b) がオス-メスジャンパ線です。オス-オスジャンパ線はブレッドボードの穴同士の配線に使い、オス-メスジャンパ線は後述の USB 計測器とブレッドボード間の配線に使います。



(a) オス-オスジャンパー線

(b) オス-メス・ジャンパー線

図 2.5: ジャンパ線

2.2 USB計測器



図 2.6: USB 計測器 (ADALM2000)

図 2.6 は USB 計測器です。ANALOG DEVICES 社製の ADALM2000 です。令和 3 年 4 月時点の最適な計測器として取り上げます。価格はおよそ 20,000 円です。これ 1 台に関数発生器、オシロスコープ、スペクトル解析器、ネットワークアナライザ、ロジックアナライザ、電圧計、直流電源の機能が搭載されています。特筆すべきは、12 ビット A/D 変換器 2 個、12 ビット DA 変換器 2 個を持ち、それぞれの動作周波数が 100 [Msps] であることです。これにより、関数発生器、オシロスコープ、スペクトル解析器、ネットワークアナライザの性能が電子回路の基礎実験に使えるレベルにあります。

USB ケーブルによりパソコンとつないで使用します。USB 給電式です。写真手前の側面に 30 本の入出力ピンがあります。ここにジャンパー線のメス側を挿入します。ジャンパー線には ADALM2000 に付属の 10 芯もしくは 20 芯の専用ジャンパー線を用いてもよいし、図 2.5 のオス-メスジャンパー線を用いても良いです。

ADALM2000 の使い方は、本稿内にて必要に応じて説明します。

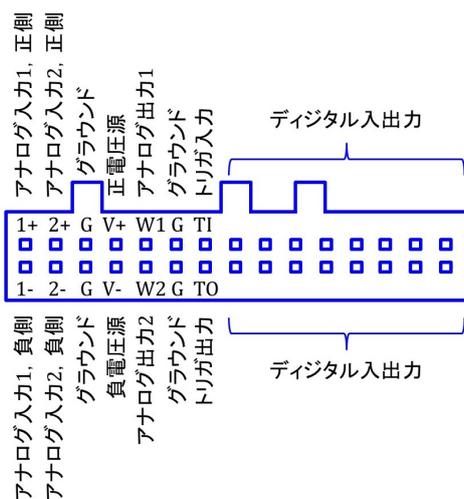


図 2.7: 入出力ピン配置

図 2.7 は入出力ピン配置です。1+, 1- のペアと 2+, 2- のペアがそれぞれ AD 変換器の入力ピンです。1+ と 1- の差電圧がチャンネル 1 (CH1) の入力となり、2+ と 2- の差電圧がチャンネル 2 (CH2) の入力となります。CH1, CH2 は、オシロスコープ、スペクトル解析器、ネットワークアナライザの入力チャンネルです。G はグラウンド (アース) ピンです。V+, V- が直流電源の出力ピンです。V+ が G ピンに対して正の電圧を出力し、V- が G ピンに対して負の電圧を出力します。W1 と G ピン、W2 と G ピンにそれぞれ 1 台の DA 変換器の出力端子がつながられています。W1 がチャンネル 1 (CH1)、W2 がチャンネル 2 (CH2) です。これら CH1, CH2 は関数発生器の出力チャンネルです。T1, T2 ピンは、それぞれオシロスコープのトリガ (掃引開始) 信号の入力用ピン、出力用ピンです。本稿の実験では使用しません。残りの 32 ピンはデジタル信号の入出力用ピンです。これらのピンも本稿では使いません。

第3章 周波数特性測定実験

3.1 プロブの静電容量補償回路

3.1.1 プロブの静電容量による見かけ上の周波数特性劣化

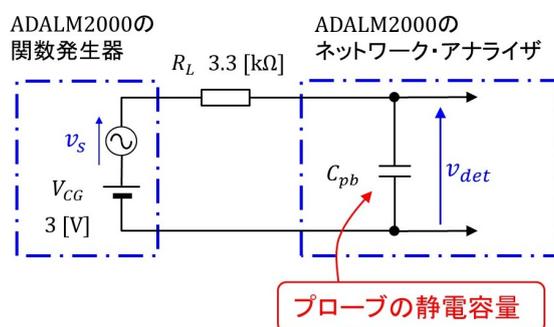


図 3.1: プロブの静電容量による周波数特性計測回路

増幅回路の周波数特性を ADALM2000 のネットワーク・アナライザにより計測します。ネットワーク・アナライザのプロブ（オシロスコープのプロブ兼用です）は、静電容量を持つため、増幅回路の周波数特性計測に際しては、この静電容量による見かけの特性劣化に注意しなければなりません。そこで、この劣化の度合いを知るために、増幅回路の出力模擬回路を用いて、周波数特性計測実験を行います。図 3.1 は、ネットワーク・アナライザのプロブが持つ静電容量による周波数特性を計測する回路です。USB 計測器 (ADALM2000) の関数発生器を信号源とし、抵抗 R_L を介して、信号電圧を計測します。 R_L は増幅回路の負荷抵抗を想定しています。信号源は高周波電圧源 v_s と直流電圧源 V_{CG} からなります。ネットワーク・アナライザのプロブの静電容量を C_{pb} とします。

図 3.2 は、図 3.1 の回路の周波数特性です。横軸は周波数、縦軸はゲイン $G_{v_{det}}$ です。

$$G_{v_{det}} = 20 \log_{10} \frac{V_{det}}{V_s} \quad [\text{dB}] \quad (3.1)$$

です。 V_{det} は検出電圧 v_{det} の実効値、 V_s は信号電圧 v_s の実効値です。

ゲインは、100 [kHz] 辺りまでは $G_{v_{det}} = 0$ [dB] ですが、100 [kHz] を越えた辺りから低下し始めています。この低下が 3 [dB] のときの周波数を **カットオフ周波数** と呼び、周波数特性の目安とします。図 3.1 の回路のカットオフ周波数 $f_{c1} = 1.16$ [MHz] でした。 f_{c1} から

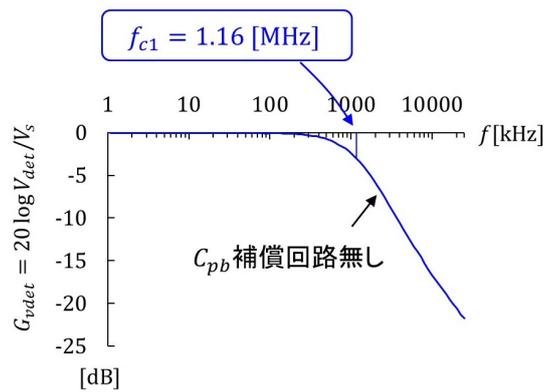


図 3.2: 図 3.1 の回路の周波数特性

C_{pb} を逆算すると

$$\begin{aligned}
 C_{pb} &= \frac{1}{2\pi \times 3300 \times 1.16 \times 10^6} \\
 &= 42 \text{ [pF]}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

と求まります。

増幅回路の周波数特性は、 f_{c1} よりも高い領域において、劣化して見えます。

3.1.2 補償回路の効果

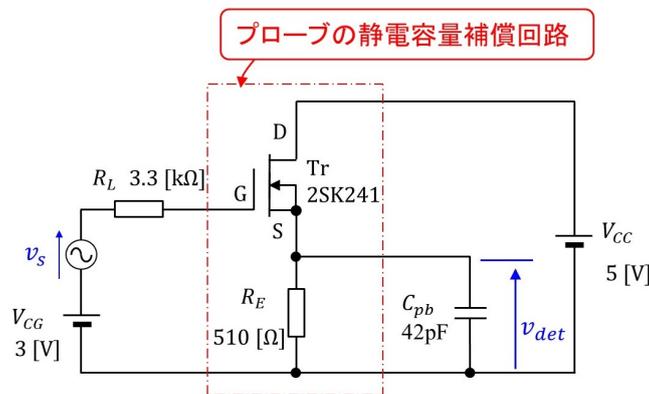


図 3.3: プローブの静電容量補償回路

図 3.3 はプローブの静電容量補償回路です。ソースフォロワ回路により、 R_L に直列につながる等価静電容量を低減させます。

図 3.4 は補償回路を用いた場合の周波数特性です。この回路のカットオフ周波数 $f_{c2} = 16.7$ [MHz] でした。 f_{c2} から R_L に直列につながる等価静電容量 $C_{pb'}$ を求めると

$$\begin{aligned}
 C_{pb'} &= \frac{1}{2\pi \times 3300 \times 16.7 \times 10^6} \\
 &= 2.9 \text{ [pF]}
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

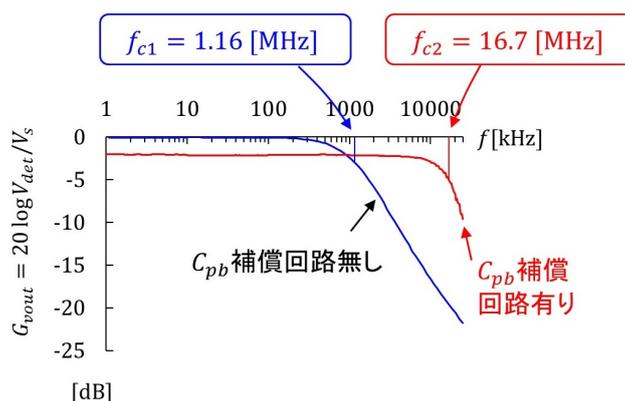


図 3.4: 図 3.3 の回路の周波数特性

でした。

ソースフォロワ回路により、42 [pF] の静電容量を、等価的に 2.9 [pF] へと低減できました。この補償回路を介して計測することで、増幅回路の周波数特性には、10 [MHz] 辺りまで見かけ上の劣化が起きません。

3.2 エミッタ接地増幅回路

3.2.1 実験回路

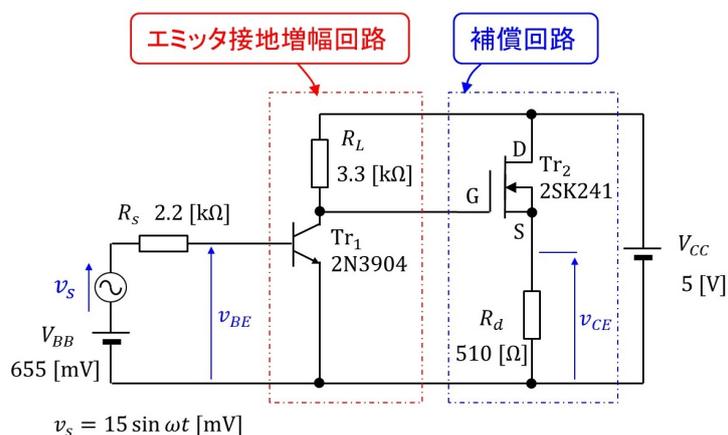


図 3.5: エミッタ接地増幅回路（実験回路）

図 3.5 はエミッタ接地増幅回路を用いた実験回路です。NPN トランジスタ 2N3904 (Tr_1) の特性を計測します。 V_{BB} , V_{CC} は直流電圧源です。 v_s が信号電圧源です。 R_s が信号源の内部抵抗, R_L が負荷抵抗です。 Tr_2 と R_d はプローブの静電容量補償回路です。

図 3.6 は実験回路と ADALM2000 の接続の様子を示します。直流電圧源 V_{BB} と信号電圧源 v_s に ADALM2000 の関数発生器を使用します。W1 ピンと G ピンをそれぞれ抵抗 R_s とエミッタに接続します。関数発生器は直流電圧 + 交流電圧を出力できます。 V_{CC} には

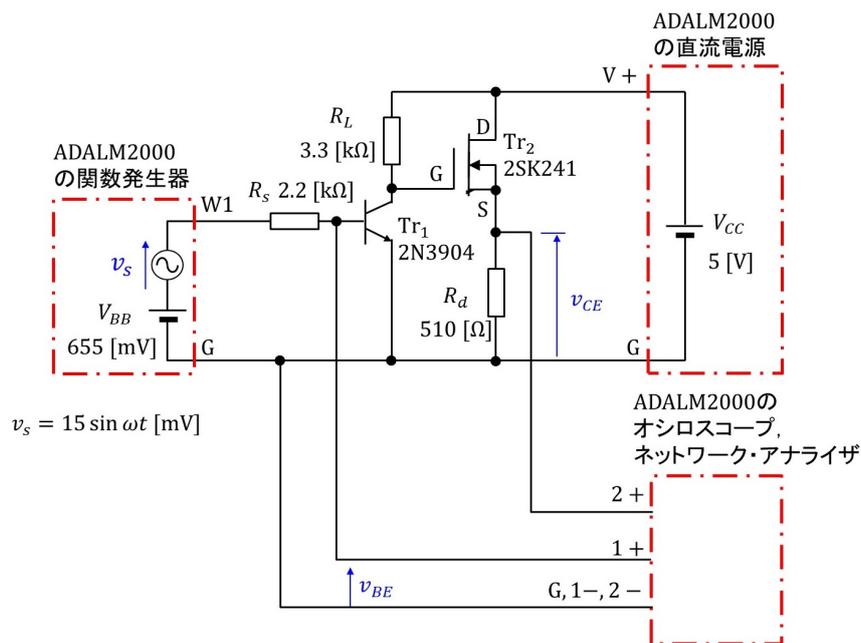


図 3.6: エミッタ接地増幅回路と ADALM2000 の接続

ADALM2000 の直流電源を使います。V+ピンを負荷抵抗 R_L と Tr_2 のドレインに接続します。G ピンは関数発生器と共通です。ADALM2000 のオシロスコープによりベース-エミッタ間電圧 v_{BE} 、(補償回路を介して) コレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} を計測します。 v_{BE} を 1+, G ピン間の入力とし、 v_{CE} を 2+, G ピン間の入力とします。G ピンは関数発生器、直流電源と共通です。 v_{BE}, v_{CE} を測るためには、1-, 2- ピンは必要ないので、ノイズを拾わないように G ピンにつないでおきます。

なお、本稿では**電圧**、**電流の記号表記**において大文字、小文字を次のように使い分けます。

- 全瞬時値 (直流成分+交流成分) 小文字大文字：例 v_{BE}, v_{CE}
- 直流成分 大文字大文字：例 V_{BB}, V_{CC}
- 交流成分の瞬時値 小文字小文字：例 v_s, v_{be}, v_{ce}
- 交流成分の複素数 大文字小文字：例 V_s, V_{be}, V_{ce}

図 3.7 はエミッタ接地増幅回路と ADALM2000 の配線図です。ADALM2000 のピン配置を用いて図 3.6 の接続を表しています。

図 3.8 は立体配線図です。ブレッドボード上に配線した例です。ブレッドボードの最下行をグラウンドラインとし、ここに G, 1-, 2- の各ピンをつなぎます。

図 3.9 は実際にブレッドボード上に作成した実験回路の写真です。 R_L および Tr_2 のドレイン電極 D とブレッドボードの最上行 (V+ライン) 間は赤線、 Tr_1 のコレクタ電極 C と Tr_2 のゲート電極 G 間は緑線、そして、エミッタ電極 E とブレッドボードの最下行 (グラウンド (G) ライン) の間は黒線の単芯耐熱通信機器用ビニル電線をつないであります。

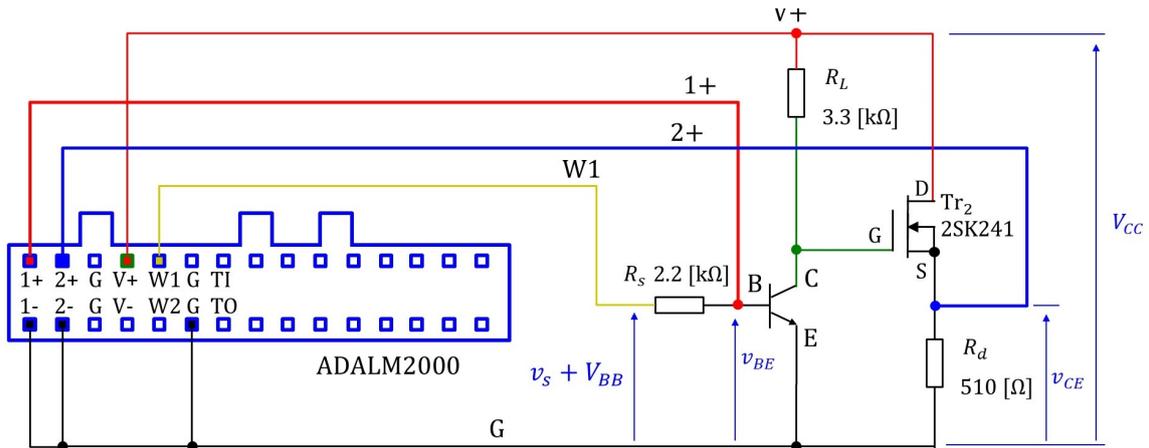


図 3.7: エミッタ接地増幅回路と ADALM2000 の配線図

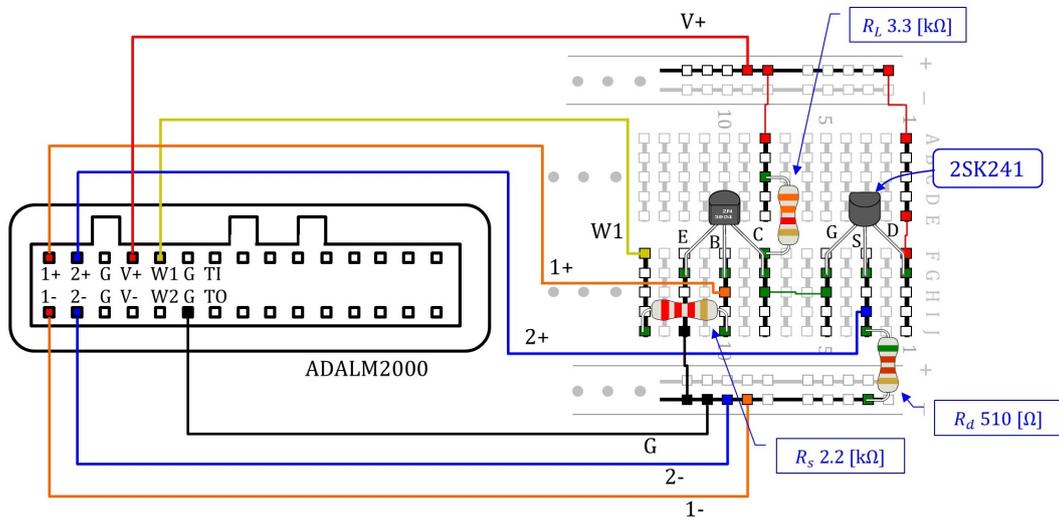


図 3.8: エミッタ接地増幅回路と ADALM2000 の立体配線図

3.2.2 Scopy

Scopy はオシロスコープ、スペクトル解析器、ネットワークアナライザ、関数発生器、ロジックアナライザ、パターン発生器、ロジックアナライザ、電圧計、直流電源からなるソフトウェアのツールセットです。ADALM2000 のドライバと Scopy のインストールは [ADALM2000 Quick Start](#) を参照してください。無事インストールが済めば、デスクトップ上に Scopy のアイコンが作られます。このアイコンにカーソルを合わせてマウスの左ボタンを2回クリック（左ダブルクリックと呼びます。）することで Scopy を起動できます。Scopy の設定例を付録 A.1 に載せておきます。

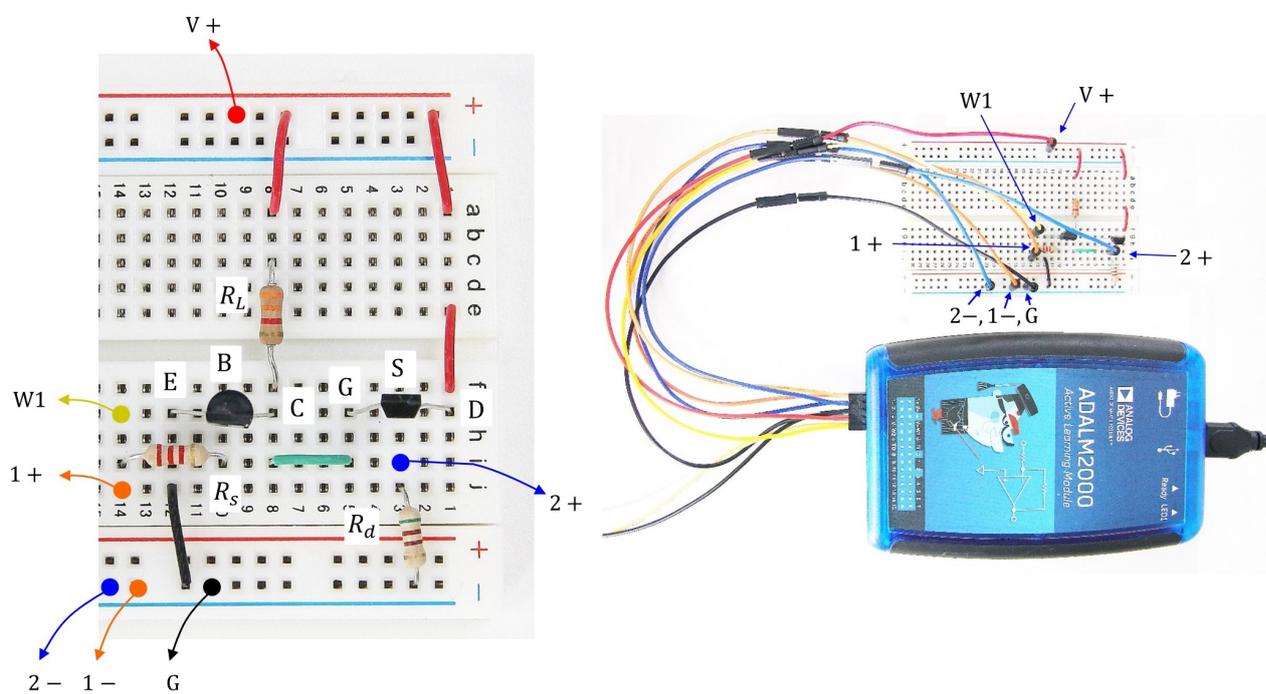


図 3.9: ブレッドボード上のエミッタ接地増幅回路と ADALM2000 との配線例

3.2.3 実験結果

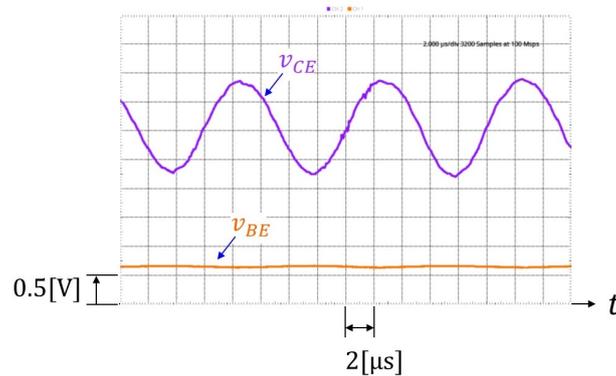


図 3.10: エミッタ接地増幅回路の電圧波形例

図 3.10 はベース-エミッタ間電圧 v_{BE} とコレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} の実験波形例です。Scopy のオシロスコープ画面の print 結果です。波形観測のための Scopy の設定例は付録 A.1 節にあります。画面の保存方法は A.1.5 項を参照してください。

$$\begin{aligned} v_s &= 15 \sin 2\pi ft \text{ [mV]} \\ f &= 100 \text{ [kHz]} \end{aligned} \quad (3.4)$$

としました。画面の横軸は $2 \text{ } [\mu\text{s}/\text{div}]$ です。 v_{CE} の変化分の 1 周期は $T = 10 \text{ } [\mu\text{s}]$ です。縦軸は $0.5 \text{ [V}/\text{div}]$ です。 v_{BE}, v_{CE} ともに画面の最下端が 0 [V] です。 v_{BE} は約 0.66 [V] を中心にわずかに変動し、 v_{CE} は約 3 [V] を中心に大きく変動しています。エミッタ接地増幅回路により電圧増幅が行われている様子が観測されました。

v_{BE}, v_{CE} の交流成分の実効値をそれぞれ V_{be}, V_{ce} とし、エミッタ接地増幅回路の電圧増幅度 A_{ve} を

$$A_{ve} = \frac{V_{ce}}{V_{be}} \quad (3.5)$$

と定義します。電圧増幅度の定量化にネットワークアナライザが使えます。

図 3.11 はネットワークアナライザにより得られたエミッタ接地増幅回路の周波数特性例です。ネットワークアナライザの設定例は A.2.1 項を参照してください。横軸は周波数 $f \text{ [kHz]}$ です。上図は電圧増幅度 G_{ve} のグラフ、下図は位相差 ψ_{ve} のグラフです。これらのグラフは A.2.2 項の手順により保存した csv ファイルのデータを Excel により作成しました。エミッタ接地増幅回路の場合、電圧増幅度 G_{ve} の定義は

$$\begin{aligned} G_{ve} &= 20 \log_{10} A_{ve} \\ &= 20 \log_{10} \frac{V_{ce}}{V_{be}} \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (3.6)$$

です。単位は $[\text{dB}]$ (デシベル) です。位相差 ψ_{ve} は v_{CE} の交流成分の v_{BE} の交流成分に対する位相差です。単位は度数法を採用し、 $[\text{ }^\circ]$ です。

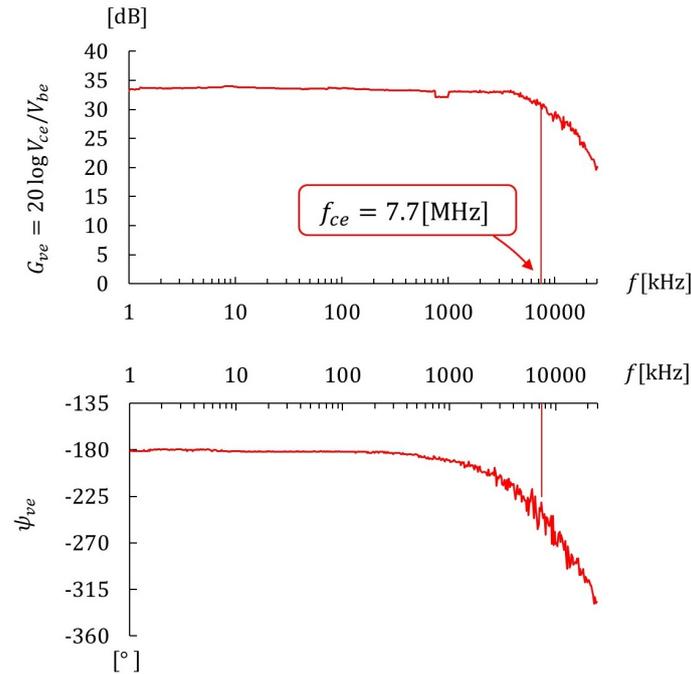


図 3.11: エミッタ接地増幅回路の周波数特性例

グラフより、 G_{ve} が 3 [dB] 減衰する周波数（カットオフ周波数 f_{ce} ）は

$$f_{ce} \approx 7.7[\text{MHz}] \tag{3.7}$$

でした。また、この周波数における位相差 ψ_{ve} はほぼ $-225[^\circ]$ でした。

$f \ll f_{ce}$ にて、電圧増幅度 G_{ve0} は

$$G_{ve0} \approx 33[\text{dB}] \tag{3.8}$$

でした。これより、電圧増幅度 A_{ve0} は

$$\begin{aligned} A_{ve0} &\approx 10^{\frac{G_v}{20}} \\ &= 10^{\frac{33}{20}} \\ &= 45 \end{aligned} \tag{3.9}$$

でした。ただし、補償回路により約 2 [dB] 低下しています。この低下分を考慮すると、 $A_{ve0} \approx 56$ です。位相差 ψ_{ve0} は $-180 [^\circ]$ と表示されていますが、これは v_{CE} の交流成分が v_{BE} の交流成分に対して正負反転していることによります。 v_{CE} の交流成分を正負反転した位相差は 0 です。

3.3 ベース接地増幅回路

3.3.1 実験回路

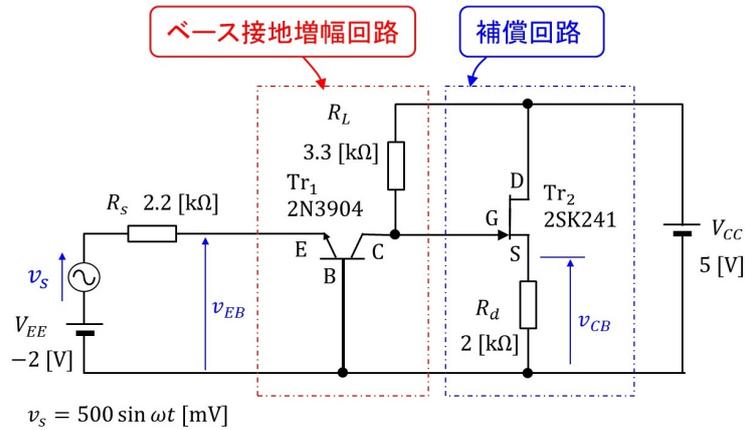


図 3.12: ベース接地増幅回路 (実験回路)

図 3.12 はベース接地増幅回路を用いた実験回路です。 V_{EE} , V_{CC} が直流電圧源です。 V_{EE} は負電圧です。 v_s が信号電圧源です。 R_s が信号源の内部抵抗, R_L が負荷抵抗です。

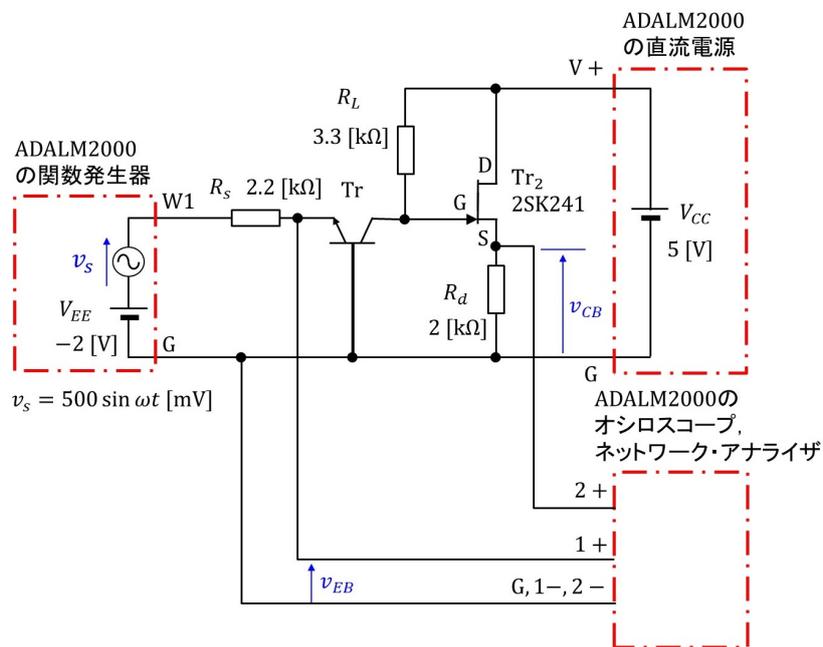


図 3.13: ベース接地増幅回路と ADALM2000 の接続

図 3.13 は実験回路と ADALM2000 の接続の様子を示します。 直流電圧源 V_{EE} と信号電圧源 v_s に ADALM2000 の関数発生器を使用します。 W1 ピンと G ピンをそれぞれ抵抗 R_s とベースに接続します。 ADALM2000 のオシロスコープとネットワーク・アナライザによ

リエミッター-ベース間電圧 v_{EB} , (補償回路を介して) コレクタ-ベース間電圧 v_{CB} を計測します. v_{EB} を 1+, G ピン間の入力とし, v_{CB} を 2+, G ピン間の入力とします.

3.3.2 実験結果

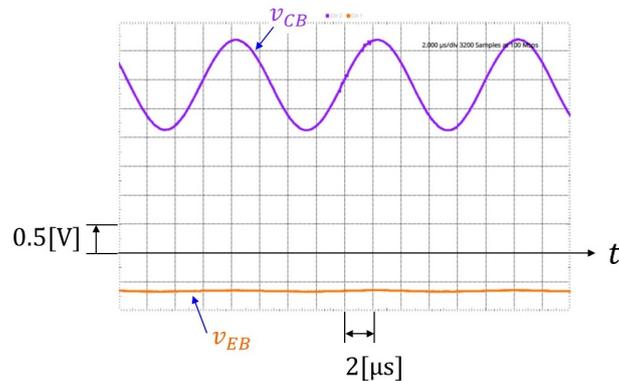


図 3.14: ベース接地増幅回路の電圧波形例

図 3.14 はエミッター-ベース間電圧 v_{EB} とコレクタ-ベース間電圧 v_{CB} の実験波形例です.

$$\begin{aligned} v_s &= 500 \sin 2\pi ft \text{ [mV]} \\ f &= 100 \text{ [kHz]} \end{aligned} \quad (3.10)$$

としました. v_{EB}, v_{CB} ともに画面の下から 2 目盛目が 0 [V] です. v_{EB} は約 -0.65 [V] を中心にわずかに変動し, v_{CB} は約 3 [V] を中心に大きく変動しています. ベース接地増幅回路により電圧増幅が行われている様子が観測されました.

v_{EB}, v_{CB} の交流成分の実効値をそれぞれ V_{eb}, V_{cb} とし, ベース接地増幅回路の電圧増幅度 A_{vb} を

$$A_{vb} = \frac{V_{cb}}{V_{eb}} \quad (3.11)$$

と定義します.

図 3.15 はベース接地増幅回路の周波数特性例です. ベース接地増幅回路の場合, 電圧増幅度 G_{vb} は

$$\begin{aligned} G_{vb} &= 20 \log_{10} A_v \\ &= 20 \log_{10} \frac{V_{cb}}{V_{eb}} \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (3.12)$$

です. 位相差 ψ_{vb} は v_{CB} の交流成分の v_{EB} の交流成分に対する位相差です.

グラフより, カットオフ周波数 f_{cb} は

$$f_{cb} \approx 6.8 \text{ [MHz]} \quad (3.13)$$

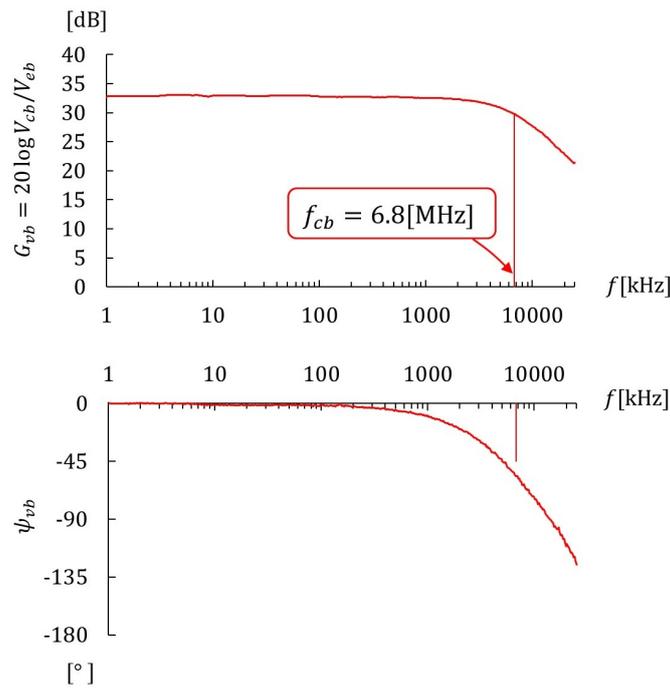


図 3.15: ベース接地増幅回路の周波数特性例

でした。

$f \ll f_{cb}$ にて、電圧増幅度 G_{vb0} は

$$G_{vb0} \approx 33[\text{dB}] \quad (3.14)$$

でした。また、位相差 ψ_{vb0} は 0 でした。

3.4 まとめ

本章では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測定実験を行いました。その結果をまとめます。

1. エミッタ接地増幅回路とベース接地増幅回路はほぼ同じ周波数特性を示し、ベース接地増幅回路の方が周波数特性が良い（カットオフ周波数が高い）と言われているような結果ではありませんでした。

第4章 LTspiceによる周波数特性シミュレーション

LTspice を用います。LTspice の使い方は多くの Web サイトで紹介されているので、本稿では省略します。

4.1 エミッタ接地増幅回路

4.1.1 トランジスタモデル

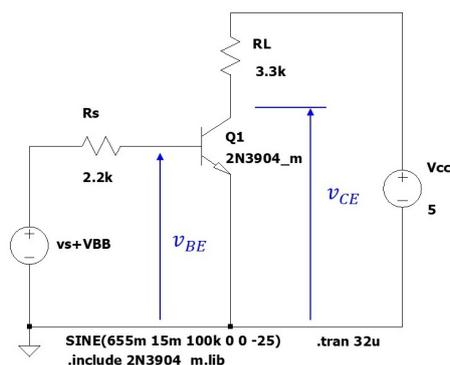


図 4.1: トランジスタモデルを用いたシミュレーション用エミッタ接地増幅回路

図 4.1 は LTspice を使って描いた回路図です。トランジスタモデル Q1 には、LTspice に登録されている 2N3904 を以下のとおりに修正しました。モデル名を 2N3904_m として、.include により読み込みます。

```
.model 2N3904_m NPN(IS=3.7E-12 NF=1.33 NR=1.33 VAF=100 BF=220 IKF=0.4
XTB=1.5 BR=4 CJC=4E-12 CJE=8.6E-12 RB=100 RC=0.1 RE=0.1 TR=250E-9
TF=350E-12 ITF=1 VTF=2 XTF=3 Vceo=40 Icrating=200m mfg=NXF)
```

R_s , R_L はそれぞれ信号源の内部抵抗，負荷抵抗です。抵抗値は実験に用いた値 2.2 [k Ω], 3.3 [k Ω] と同じです。 V_{CC} は直流電源です。実験値と同じ 5 [V] に設定しました。 $v_s + V_{BB}$ は信号源と直流電源です。

```
SINE(655m 15m 100k 0 0 -25)
```

は正弦波と直流電圧の設定です. 655mにより, 655 [mV]の直流電圧を設定し, 15m, 100k, -25により

$$v_s = V_M \sin(2\pi ft + \theta) \quad (4.1)$$

の正弦波において, $V_M = 15$ [mV], $f = 100 \times 10^3$ [Hz], $\theta = -25[^\circ] \times \pi/180$ [rad]と設定します. 直流電圧 655 [mV]は, 増幅回路の出力電圧 v_{CE} の直流成分が約 3 [V]となる値としました. θ は, v_{CE} の交流成分が実験波形に近い位相となるように設定しました. 直流電圧 V_{BB} に信号電圧 v_s が重畳されます.

.tran 32u

は過渡応答 (Transient Response) 解析時間を設定します. 32uは 32 [μ s]です. この時間はシミュレーション結果が実験波形の期間と同じになるように設定しました.

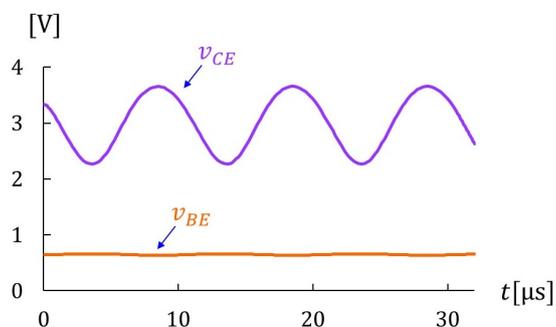


図 4.2: トランジスタモデルを用いたエミッタ接地増幅回路のシミュレーション結果例

図 4.2 はシミュレーション結果です. 図 3.10 と類似の結果が得られました. (類似の結果となるように, 2N3904_m のパラメータ (IS, NF) を調整しました.)

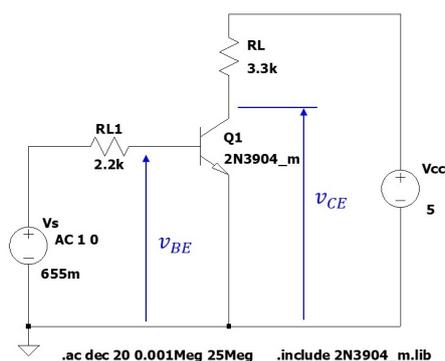


図 4.3: トランジスタモデルを用いたシミュレーション用エミッタ接地増幅回路 (周波数解析設定)

図 4.3 は図 4.1 の増幅回路を周波数解析用に設定変更したものです. $v_s + V_{BB}$ は直流値 655mV とし, 信号成分は周波数解析においては振幅 1, 位相 0 とします.

```
.ac dec 20 0.001Meg 25Meg
```

により, 0.001 ~ 25 [MHz](1 ~ 25000 [kHz]) の区間を対数目盛として, 1桁の区間を20等分した周波数ごとにシミュレーションを実施します。

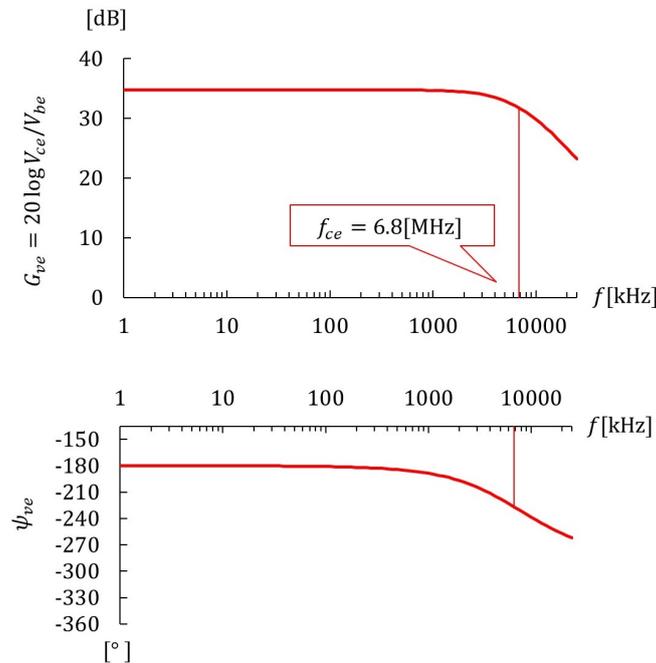


図 4.4: トランジスタモデルを用いたエミッタ接地増幅回路のシミュレーション結果例 (周波数特性)

図 4.4 は得られた周波数特性です。電圧増幅度 G_{ve} は v_{CE} の交流成分の実効値 V_{ce} と v_{BE} の交流成分の実効値 V_{be} の比

$$G_{ve} = 20 \log \frac{V_{ce}}{V_{be}} \quad (4.2)$$

です。

カットオフ周波数 f_{ce} は

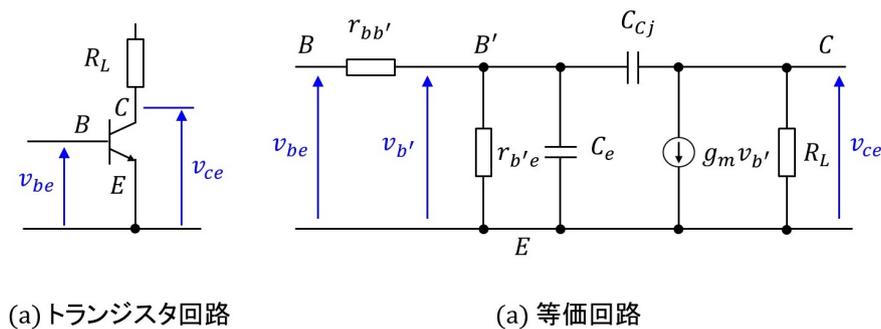
$$f_{ce} \approx 6.8 [\text{MHz}] \quad (4.3)$$

でした。

$f \ll f_{ce}$ にて,

$$G_{ve0} \approx 35 [\text{dB}] \quad (4.4)$$

でした。図 3.11 の実験結果では $f_{ce} \approx 7.7$ [MHz], $G_{ve0} \approx 35$ [dB](補償回路の減衰分も含む) でした。シミュレーションにより, 実験値に近い結果が得られました。(近い結果となるように, 2N3904_m のパラメータ (CJC, RB) を調整しました。)

図 4.5: トランジスタの π 形等価回路

4.1.2 等価回路

図4.5はトランジスタの π 形等価回路です。文献 [2](p.95), [4](p.44), [8](p.83), [5](p.89), [7](Fig. 3.32), [1](Fig. 5.6)を参照してください。回路内の記号は文献により異なるので、本稿では拙稿 [7]の記号を用います。トランジスタの電極は B :ベース, C :コレクタ, E :エミッタです。 v_{be} , v_{ce} はそれぞれベース-エミッタ間, コレクタ-エミッタ間の交流電圧成分です。 B' はベース内の仮想点, $v_{b'}$ は B' と E 間の交流電圧成分です。 $r_{bb'}$ はベース拡がり抵抗, $r_{b'e}$ はエミッタ内部抵抗の $B' - E$ 間への換算値, C_e はエミッタ拡散容量, C_{Cj} はコレクタ-ベース間接合容量, g_m は相互コンダクタンス, R_L は負荷抵抗です。

文献 [1]の(4.20), (4.21)式に $r_{bb'}$ の求め方が解説されていますが、データシートにコレクタ-ベース時定数が与えられていることが前提です。あいにく、2N3904のデータシートにはこの時定数は見当たりません。同文献にはこの文献の著者がMITの学生であったときに配られた資料に記されていた推定値($r_{bb'} = 100[\Omega]$)を用いるとあります。本稿ではこの文献の値を用います。なお、シミュレータのトランジスタモデルでは $RB=100$ が対応します。シミュレーション結果が実験結果に近づくように、 RB の値を振ってみました。筆者の実験結果に対しては、 $RB=100$ が適していました。

この他のパラメータは同文献のFig. 5.5の上段に、

トランジション周波数 $f_T = 300$ [MHz]

小信号電流増幅率 $h_{fe0} = 150$

コレクタ-ベース間接合容量 $C_{Cj} = 2$ [pF]

とあります。筆者の実測定では $h_{fe0} = 220$ でした。また、 $C_{Cj} = 2.6$ [pF]とします。コレクタ-ベース間電圧 V_{CB} が引用文献の場合より低いからです。ただし、 C_{Cj} の V_{CB} 低下による増加率は不明です。等価回路の結果が実験結果に近くなる値を、試行を通して決めました。なお、シミュレータのトランジスタモデルで対応するパラメータはCJCです。これはPN接合間電圧が0[V]の時の値です。 $V_{CB} > 0$ のときの変化率の設定が見つからないので、CJCと RB の値を振って、シミュレータと等価回路および実験結果が近くなるように、CJC=4E-12, $RB=100$ としました。

拙稿 [7]3.6.1項と同様にして等価回路内の各定数を求めます。まず、コレクタ電流の直

流成分 I_C を求めます。図 3.10 の実験では v_{CE} の直流成分 $\bar{v}_{CE} \approx 3$ [V] なので、実験回路の I_C は

$$\begin{aligned} I_C &\approx \frac{V_{CC} - \bar{v}_{CE}}{R_L} \\ &\approx \frac{5 - 3}{3300} \\ &\approx 0.6[\text{mA}] \end{aligned} \quad (4.5)$$

です。エミッタ内部抵抗 r_e は文献 [2]((4.2) 式), [5]((2.49) 式) などより

$$\begin{aligned} r_e &\approx \frac{mkT/q}{I_C} \\ &\approx \frac{1.44 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 298}{1.60 \times 10^{-19} \times 0.6 \times 10^{-3}} \\ &\approx 62[\Omega] \end{aligned} \quad (4.6)$$

と求まります。ただし、 m は理想係数で、筆者の測定では 1.44、 q は電子の電荷量で 1.60×10^{-19} [C]、 k はボルツマン定数 1.38×10^{-23} [J/ K]、 T は絶対温度 [K] ($25[^\circ\text{C}] = 298$ [K]) です。よって、この値の $B' - E$ 間への換算値 $r_{b'e}$ は [7]((3.59) 式) より

$$\begin{aligned} r_{b'e} &= (1 + h_{fe0})r_e \\ &\approx (1 + 220) \times 62 \\ &= 14[\text{k}\Omega] \end{aligned} \quad (4.7)$$

です。エミッタ拡散容量 C_e は [2]((8.5) 式), [5]((4.20) 式) などより

$$\begin{aligned} C_e &= \frac{1}{2\pi f_T r_e} \\ &\approx \frac{1}{2 \times \pi \times 300 \times 10^6 \times 62} \\ &= 8.6[\text{pF}] \end{aligned} \quad (4.8)$$

と得られます。相互コンダクタンス g_m は [7]((3.68) 式) より

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{h_{fe0}}{r_{b'e}} \\ &= \frac{220}{14 \times 10^3} \\ &\approx 0.016 \end{aligned} \quad (4.9)$$

と求まります

図 4.6 はトランジスタの等価回路を用いたエミッタ接地増幅回路です。小信号等価回路は交流成分の応答を表す回路なので、直流電源は含みません。

SINE(0 15m 100k 0 0 -25)

により、直流電圧を 0 [V] に設定します。

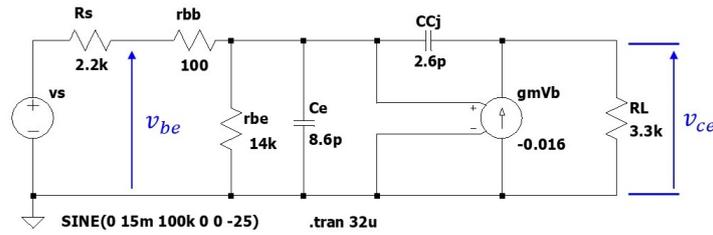


図 4.6: トランジスタの等価回路を用いたシミュレーション用エミッタ接地増幅回路

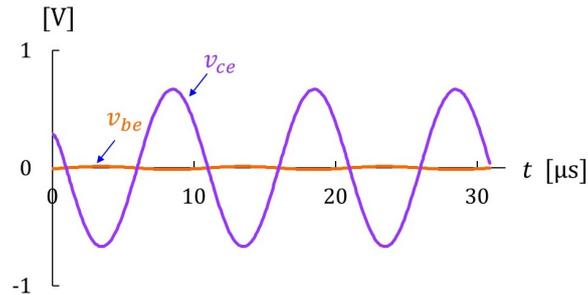


図 4.7: トランジスタの等価回路を用いたエミッタ接地増幅回路のシミュレーション結果例

図 4.7 はシミュレーション結果例です。交流成分だけに着目すれば、図 3.10 の実験結果と類似の波形が得られました。

図 4.8 は周波数解析設定です。vs は交流成分だけなので、直流電圧を 0 [V] に設定します。

図 4.9 は得られた周波数特性です。カットオフ周波数 f_{ce} は

$$f_{ce} \approx 6.9[\text{MHz}] \tag{4.10}$$

でした。

$f \ll f_{ce}$ にて、電圧増幅度 G_{ve0} は

$$G_{ve0} \approx 34[\text{dB}] \tag{4.11}$$

でした。図 3.11 の実験結果では、 $f_{ce} \approx 7.7$ [MHz], $G_{ve0} \approx 35$ [dB](補償回路の減衰分を含む) でした。図 4.4 のトランジスタモデルによるシミュレーション結果では、 $f_{ce} \approx 6.8$ [MHz], $G_{ve0} \approx 35$ [dB] でした。

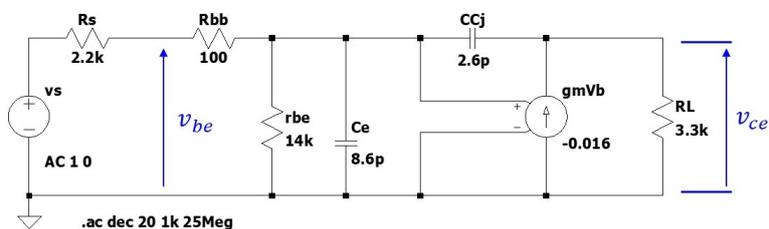


図 4.8: トランジスタの等価回路を用いたシミュレーション用エミッタ接地増幅回路（周波数解析設定）

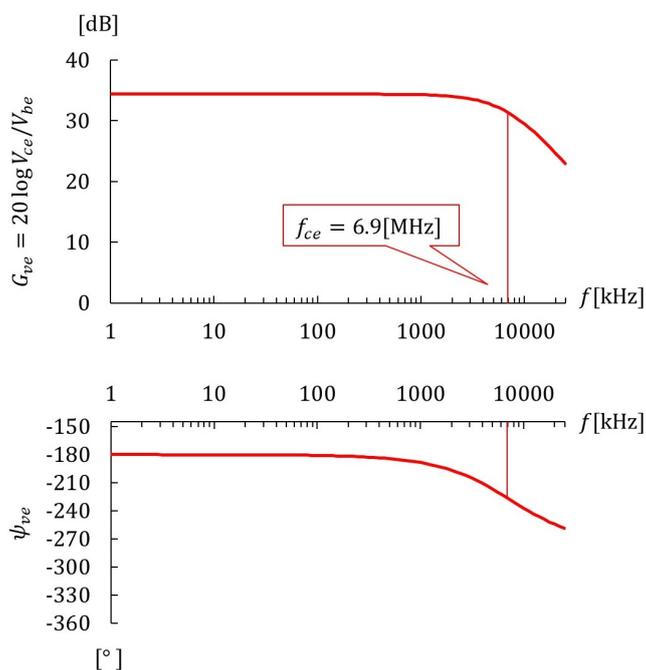


図 4.9: トランジスタの等価回路を用いたエミッタ接地増幅回路のシミュレーション結果例（周波数特性）

4.2 ベース接地増幅回路

4.2.1 トランジスタモデル

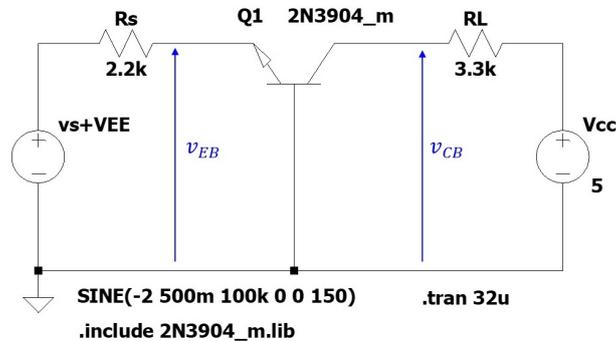


図 4.10: トランジスタモデルを用いたシミュレーション用ベース接地増幅回路

図 4.10 はトランジスタモデルを用いたシミュレーション用ベース接地増幅回路です。直流電源 V_{EE} と信号源 v_s を

$$\text{SINE}(-2 \ 500\text{m} \ 100\text{k} \ 0 \ 0 \ 150)$$

により設定します。-2 により、-2 [V] の直流電圧を設定し、500m, 100k, 150 により

$$v_s = V_M \sin(2\pi ft + \theta) \quad (4.12)$$

の正弦波において、 $V_M = 500$ [mV], $f = 100 \times 10^3$ [Hz], $\theta = 150^\circ \times \pi/180$ [rad] と設定します。直流電圧 -2 [V] は、増幅回路の出力電圧 v_{CB} の直流成分が約 3 [V] となる値としました。 θ は、 v_{CB} の交流成分が実験波形に近い位相となるように設定しました。

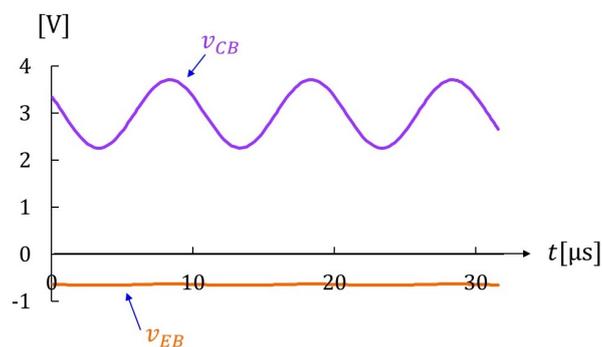


図 4.11: トランジスタモデルを用いたベース接地増幅回路のシミュレーション結果例

図 4.11 はシミュレーション結果です。図 3.14 と類似の結果が得られました。

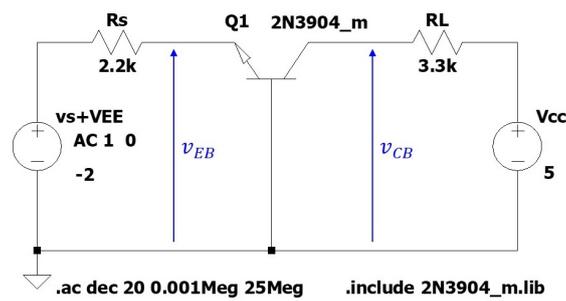


図 4.12: トランジスタモデルを用いたシミュレーション用ベース接地増幅回路（周波数解析設定）

図 4.12 は図 4.10 の増幅回路を周波数解析用に設定変更したものです。 $v_s + V_{EE}$ の直流電圧は -2 [V] としました。

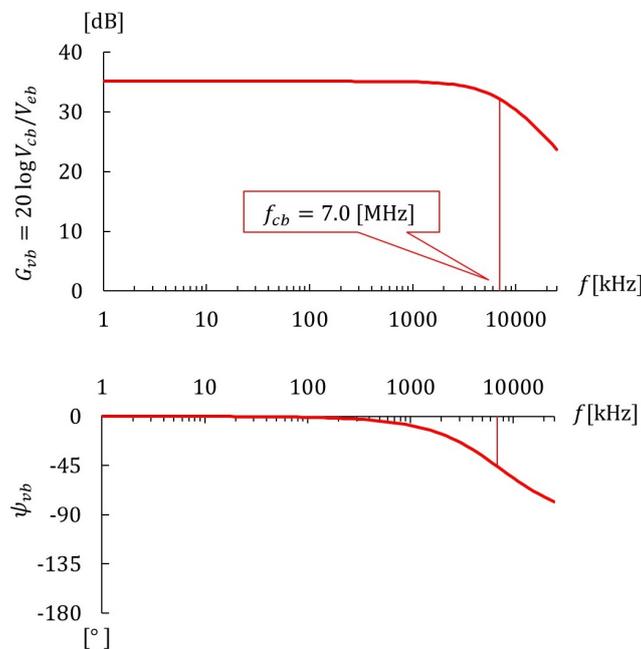


図 4.13: トランジスタモデルを用いたベース接地増幅回路のシミュレーション結果例（周波数特性）

図 4.13 は得られた周波数特性です。電圧増幅度 G_{vb} は v_{CB} の交流成分の実効値 V_{cb} と v_{EB} の交流成分の実効値 V_{eb} の比

$$G_{vb} = 20 \log \frac{V_{cb}}{V_{eb}} \tag{4.13}$$

です。カットオフ周波数 f_{cb} は

$$f_{cb} \approx 7.0[\text{MHz}] \tag{4.14}$$

でした。 $f \ll f_{cb}$ にて電圧増幅度 G_{vb0} は

$$G_{vb0} \approx 35[\text{dB}] \tag{4.15}$$

でした。図 3.15 の実験結果では $f_{cb} \approx 6.8$ [MHz], $G_{vb0} \approx 35$ [dB](補償回路の減衰分を含む) でした。

4.2.2 等価回路

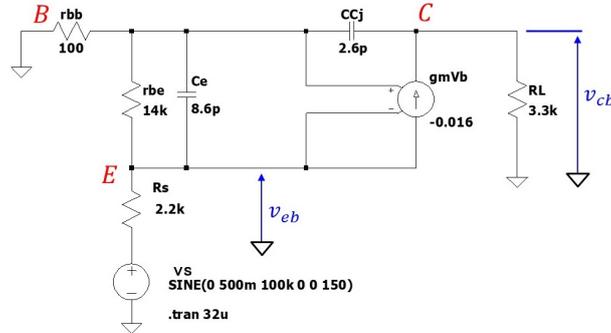


図 4.14: トランジスタの等価回路を用いたシミュレーション用ベース接地増幅回路

図 4.14 はトランジスタの等価回路を用いたベース接地増幅回路です。図 4.6 からの変更点は、信号源 v_s と信号源の内部抵抗 R_s をエミッタ電極 E とグラウンド間に接続し、ベース電極 B を直接グラウンドに接続した点です。

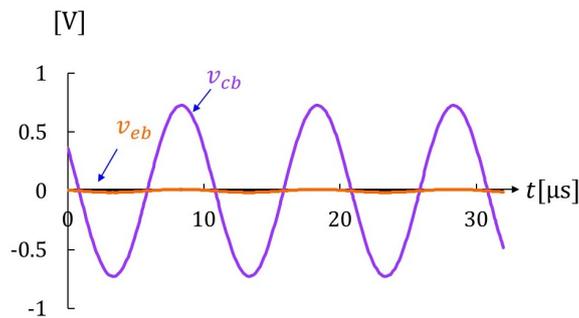


図 4.15: トランジスタの等価回路を用いたベース接地増幅回路のシミュレーション結果例

図 4.15 はシミュレーション結果例です。交流成分だけに着目すれば、図 3.14 の実験結果と類似の波形が得られました。

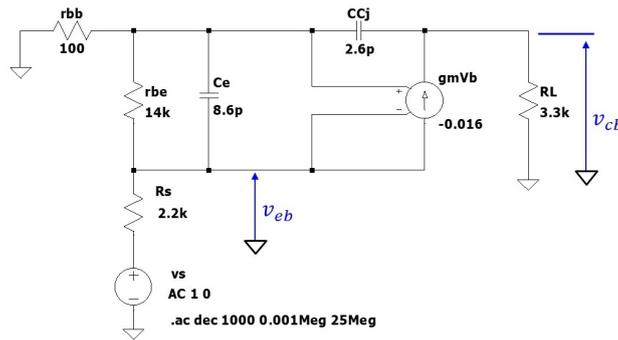


図 4.16: トランジスタの等価回路を用いたシミュレーション用ベース接地増幅回路（周波数解析設定）

図 4.16 は周波数解析設定です。

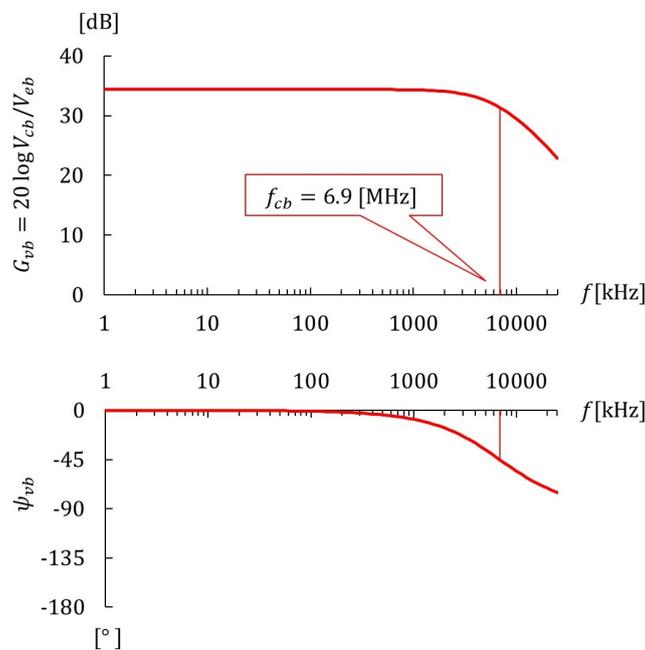


図 4.17: トランジスタの等価回路を用いたベース接地増幅回路のシミュレーション結果例（周波数特性）

図 4.17 は得られた周波数特性です。カットオフ周波数 f_{cb} は

$$f_{cb} \approx 6.9[\text{MHz}] \tag{4.16}$$

でした。 $f \ll f_{cb}$ にて、電圧増幅度 G_{vb0} は

$$G_{vb0} \approx 34[\text{dB}] \tag{4.17}$$

でした。図 3.15 の実験結果では、 $f_{cb} \approx 6.8$ [MHz], $G_{vb0} \approx 35$ [dB] でした。図 4.13 のトランジスタモデルによるシミュレーション結果では、 $f_{cb} \approx 7.0$ [MHz], $G_{vb0} \approx 35$ [dB] でした。

4.3 まとめ

本章ではLTspiceを用いてエミッタ接地増幅回路とベース接地増幅回路のシミュレーションを行いました。その結果をまとめると以下の通りです。

1. 実験結果とシミュレーション結果は概ね一致しました。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が同じとなった筆者の実験結果は間違いではありませんでした。

第5章 周波数特性解析

5.1 エミッタ接地増幅回路

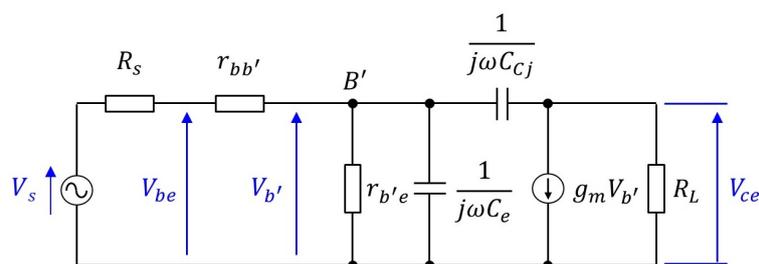


図 5.1: エミッタ接地増幅回路の小信号等価回路

図 5.1 はエミッタ接地増幅回路の小信号等価回路です。複素数表記です。

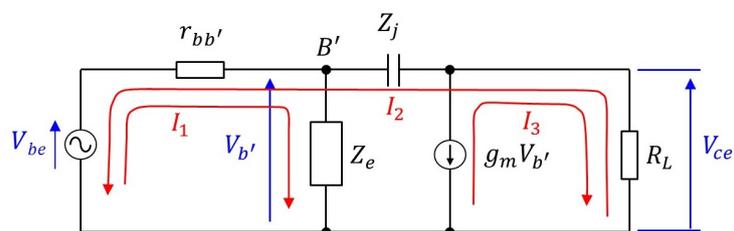


図 5.2: 小信号等価回路内の網目電流

図 5.2 は等価回路内に網目電流 I_1, I_2, I_3 を定義しています。ベース-エミッタ間電圧 V_{be} とコレクタ-エミッタ間電圧 V_{ce} の関係に着目するため、両電圧間の等価回路を抜き出してあります。表記の簡単化のため、 $B' - E$ 間抵抗 $r_{b'e}$ とエミッタ拡散容量 $1/j\omega C_e$ をまとめてインピーダンス Z_e とし、コレクタ-ベース間接合容量 $1/j\omega C_{Cj}$ を Z_j とします。この回路において次式が成立します。

$$\begin{aligned} V_{be} &= (r_{bb'} + Z_e)I_1 - r_{bb'}I_2 \\ -V_{be} &= -r_{bb'}I_1 + (r_{bb'} + Z_j + R_L)I_2 - R_L I_3. \end{aligned} \quad (5.1)$$

また,

$$\begin{aligned} I_3 &= -g_m V_{b'} \\ &= -g_m Z_e I_1 \end{aligned} \quad (5.2)$$

です。これより,

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_{be} \\ -V_{be} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} r_{bb'} + Z_e & -r_{bb'} \\ -r_{bb'} + g_m Z_e R_L & r_{bb'} + Z_j + R_L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{Z} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

とまとめられます。

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} r_{bb'} + Z_e & -r_{bb'} \\ -r_{bb'} + g_m Z_e R_L & r_{bb'} + Z_j + R_L \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

です。よって,

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{|\mathbf{Z}|} \begin{vmatrix} V_{be} & -r_{bb'} \\ -V_{be} & r_{bb'} + Z_j + R_L \end{vmatrix} \\ I_2 &= \frac{1}{|\mathbf{Z}|} \begin{vmatrix} r_{bb'} + Z_e & V_{be} \\ -r_{bb'} + g_m Z_e R_L & -V_{be} \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (5.5)$$

と得られます。

$$\begin{aligned} |\mathbf{Z}| &= (r_{bb'} + Z_e)(r_{bb'} + Z_j + R_L) - r_{bb'}(r_{bb'} - g_m Z_e R_L) \\ &= r_{bb'} R_L + (r_{bb'} + R_L + r_{bb'} g_m R_L) Z_e + r_{bb'} Z_j + Z_e Z_j \end{aligned} \quad (5.6)$$

です。増幅回路の出力電圧 V_{ce} は、図 5.2 より

$$V_{ce} = (-I_2 + I_3) R_L \quad (5.7)$$

(5.2) 式を代入すると

$$V_{ce} = -(I_2 + g_m Z_e I_1) R_L \quad (5.8)$$

となります。(5.5) 式, (5.6) 式より,

$$\begin{aligned} V_{ce} &= \frac{1}{|\mathbf{Z}|} \{(1 + g_m R_L) Z_e - g_m Z_e (Z_j + R_L)\} R_L V_{be} \\ &= \frac{Z_e - g_m Z_e Z_j}{r_{bb'} R_L + (r_{bb'} + R_L + r_{bb'} g_m R_L) Z_e + r_{bb'} Z_j + Z_e Z_j} R_L V_{be} \end{aligned} \quad (5.9)$$

と求まります。ここで,

$$\begin{aligned} Z_j &= \frac{1}{j\omega C_{Cj}} \\ Z_e &= \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_e r_{b'e}} \end{aligned} \quad (5.10)$$

であったので、これらを上式に代入すると、

$$V_{ce} = \frac{\frac{r_{b'e}}{1+j\omega C_e r_{b'e}} - g_m \frac{r_{b'e}}{1+j\omega C_e r_{b'e}} \frac{1}{j\omega C_{Cj}}}{r_{bb'} R_L + (r_{bb'} + R_L + r_{bb'} g_m R_L) \frac{r_{b'e}}{1+j\omega C_e r_{b'e}} + r_{bb'} \frac{1}{j\omega C_{Cj}} + \frac{r_{b'e}}{1+j\omega C_e r_{b'e}} \frac{1}{j\omega C_{Cj}}} R_L V_{be}$$

となります。分母、分子に $(1 + j\omega C_e r_{b'e}) j\omega C_{Cj}$ をかけ

$$V_{ce} = \frac{j\omega C_{Cj} r_{b'e} - g_m r_{b'e}}{r_{bb'} R_L j\omega C_{Cj} (1 + j\omega C_e r_{b'e}) + (r_{bb'} + R_L + r_{bb'} g_m R_L) r_{b'e} j\omega C_{Cj} + r_{bb'} (1 + j\omega C_e r_{b'e}) + r_{b'e}} R_L V_{be},$$

分母、分子それぞれを実部、虚部にまとめると

$$V_{ce} = \frac{-g_m R_L (1 + j\omega C_{Cj} / g_m)}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} - \omega^2 C_{Cj} C_e r_{bb'} R_L + j\omega r_{bb'} \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'}} + \frac{R_L}{r_{b'e}} \right) \right\}} V_{be} \quad (5.11)$$

と得られました。複雑な式なので、具体的な数値を計算して、簡略化します。

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi C_{Cj} / g_m} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 2.6 \times 10^{-12} / 0.016} \\ &= 980 \text{ [MHz]} \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} f_2 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{Cj} C_e r_{bb'} R_L}} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{2.6 \times 10^{-12} \times 8.6 \times 10^{-12} \times 100 \times 3.3 \times 10^3}} \\ &= 59 \text{ [MHz]} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} f_3 &= \frac{1}{2\pi r_{bb'} \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'}} + \frac{R_L}{r_{b'e}} \right) \right\}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 100 \times (8.6 \times 10^{-12} + 226 \times 10^{-12})} \\ &= 6.8 \text{ [MHz]} \end{aligned} \quad (5.14)$$

より、 $f_3 \ll f_2 \ll f_1$ なので、 $j\omega C_{Cj} / g_m$ 、 $\omega^2 C_{Cj} C_e r_{bb'} R_L$ の項を省略します。また、

$$\frac{1}{r_{bb'}} = \frac{1}{100} \gg \frac{1}{r_{b'e}} = \frac{1}{14 \times 10^3} \quad (5.15)$$

より、 $\frac{R_L}{r_{b'e}}$ の項を省略します。以上より

$$\begin{aligned} V_{ce} &\approx \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} + j\omega r_{bb'} \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'}} \right) \right\}} V_{be} \\ &= \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} + j\omega r_{bb'} (C_e + C_{mill})} V_{be} \end{aligned} \quad (5.16)$$

なる簡略式を得ることができました。ただし、

$$C_{mill} = C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'}} \right) \quad (5.17)$$

です。これは文献 [7] の (3.89) 式と同じです。

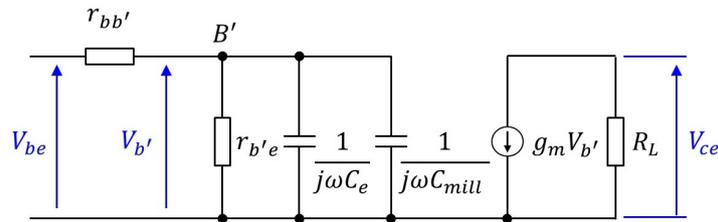


図 5.3: エミッタ接地増幅回路の簡略小信号等価回路

図 5.3 は (5.16) 式に対応する簡略等価回路です。コレクタ-ベース間接合容量 C_{Cj} が $1 + g_m R_L + R_L/r_{bb'} = 87$ 倍されて C_{mill} としてエミッタ拡散容量 C_e に付加されています。これによりエミッタ接地増幅回路のカットオフ周波数 f_{ce} は、 $r_{bb'}/r_{b'e} \ll 1$ なのでこれを無視すると、

$$\begin{aligned} f_{ce} &\approx f_3 \\ &= \frac{1}{2\pi r_{bb'}(C_e + C_{mill})} \\ &= 6.8[\text{MHz}] \end{aligned} \quad (5.18)$$

となります。(5.16) 式より、 $f \ll f_{ce}$ において、電圧増幅度 G_{ve} は

$$\begin{aligned} G_{ve} &\approx 20 \log \frac{V_{ce}}{V_{be}} \\ &= 20 \log g_m R_L \\ &= 34[\text{dB}] \end{aligned} \quad (5.19)$$

です。

このように、コレクタ-ベース間接合容量 C_{Cj} が等価的に入力側の大きな静電容量となって働く効果が、発見者の名前にちなんでミラー効果 (Miller effect) と呼ばれます。

(5.16) 式をさらに簡略化すると

$$V_{ce} \approx \frac{-g_m R_L}{1 + j\omega r_{bb'}(C_e + C_{mill})} V_{be} \quad (5.20)$$

となります。この式から、エミッタ接地増幅回路では、負荷抵抗 R_L を大きくすると、 $f \ll f_{ce}$ における電圧増幅度 G_{ve} を上げられますが、ミラー効果による静電容量 C_{mill} を大きくするため、カットオフ周波数 f_{ce} が低くなることが、見通しよくわかります。

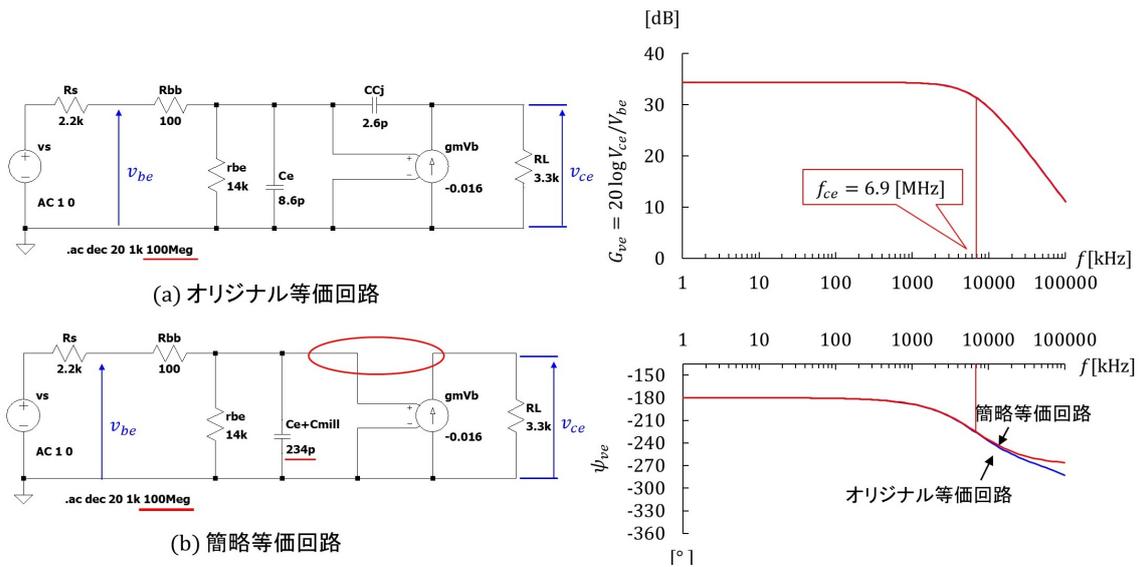


図 5.4: エミッタ接地増幅回路の簡略小信号等価回路の周波数特性 (オリジナル等価回路との比較)

図 5.4 は簡略等価回路の周波数特性のシミュレーション結果を図 4.8 のオリジナル等価回路の結果と比較して示します。周波数範囲を 1 [kHz] ~ 100 [MHz] に拡げてあります。図 5.4(a) はオリジナル等価回路, (b) が簡略等価回路です。 $C_{mill} = C_{Cj}(1 + g_m R_L + R_L/r_{bb'})$ です。同図右が周波数特性です。赤線が簡略等価回路の周波数特性, 青線がオリジナル等価回路の周波数特性です。右上の電圧増幅度 G_{ve} の特性は両者がほとんど一致し, カットオフ周波数 f_{ce} は

$$f_{ce} = 6.9[\text{MHz}] \tag{5.21}$$

でした。

また, $f \ll f_{ce}$ における電圧増幅度 G_{ve} は

$$G_{ve} = 34[\text{dB}] \tag{5.22}$$

でした。

位相差 ψ_{ve} の特性では 10 [MHz] を超えた高周波域で差が見られます。簡略化において無視した $\omega^2 C_{Cj} C_e r_{bb'} R_L$ の項が無視できない値となることによります。この項が影響し始める周波数の目安は, $r_{bb'}/r_{be} \ll 1$ の場合, (5.13) 式の 59 [MHz] です。

5.2 ベース接地増幅回路

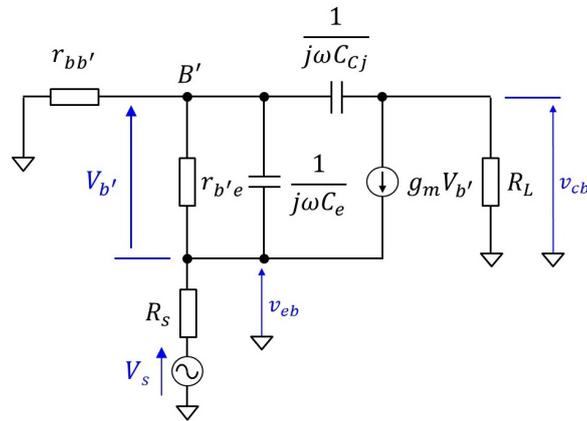


図 5.5: ベース接地増幅回路の小信号等価回路

図 5.5 はベース接地増幅回路の小信号等価回路です。複素数表記です。

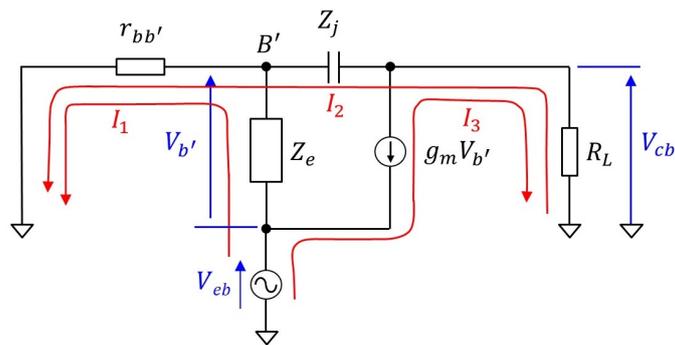


図 5.6: ベース接地増幅回路の小信号等価回路内の網目電流

図 5.6 は等価回路内に網目電流 I_1, I_2, I_3 を定義しています。エミッタ-ベース間電圧 V_{eb} とコレクタ-ベース間電圧 V_{cb} の関係に着目するため、両電圧間の等価回路を抜き出しています。この回路において次式が成立します。

$$\begin{aligned} V_{eb} &= (r_{bb'} + Z_e)I_1 + r_{bb'}I_2 \\ 0 &= r_{bb'}I_1 + (r_{bb'} + Z_j + R_L)I_2 - R_L I_3. \end{aligned} \quad (5.23)$$

また,

$$\begin{aligned} I_3 &= -g_m V_{b'} \\ &= g_m Z_e I_1 \end{aligned} \quad (5.24)$$

です。これより,

$$\begin{pmatrix} V_{be} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{bb'} + Z_e & r_{bb'} \\ r_{bb'} - g_m Z_e R_L & r_{bb'} + Z_j + R_L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

とまとめられます。エミッタ接地増幅回路の場合と同様にして、

$$V_{cb} = \frac{g_m R_L \{1 - \omega^2 C_{Cj} C_e r_{bb'} / g_m + j\omega C_{Cj} r_{bb'} (1 + 1/g_m r_{b'e})\}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} - \omega^2 C_{Cj} C_e r_{bb'} R_L + j\omega r_{bb'} \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'}} + \frac{R_L}{r_{b'e}} \right) \right\}} V_{eb} \quad (5.26)$$

となります。具体的な数値を代入すると、

$$\begin{aligned} f_4 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{Cj} C_e r_{bb'} / g_m}} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{2.6 \times 10^{-12} \times 8.6 \times 10^{-12} \times 100 / 0.016}} \\ &= 430 \text{ [MHz]} \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned} f_5 &= \frac{1}{2\pi C_{Cj} r_{bb'} \left(1 + \frac{1}{g_m r_{b'e}} \right)} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 2.6 \times 10^{-12} \times 100 \times \left(1 + \frac{1}{0.016 \times 14 \times 10^3} \right)} \\ &= 610 \text{ [MHz]} \end{aligned} \quad (5.28)$$

より、

$$\begin{aligned} V_{cb} &\approx \frac{g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} + j\omega r_{bb'} \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'}} \right) \right\}} V_{eb} \\ &= \frac{g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} + j\omega r_{bb'} (C_e + C_{mill})} V_{eb} \end{aligned} \quad (5.29)$$

なる簡略式を得ることができました。ただし、 C_{mill} は(5.17)式と同じです。(5.16)式のエミッタ接地増幅回路の簡略等価回路と符号が異なるだけで全く同じ式が導出されました。

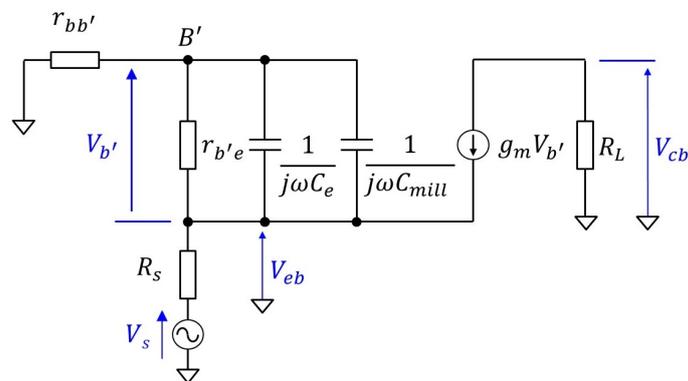


図 5.7: ベース接地増幅回路の簡略小信号等価回路

図 5.7 は (5.29) 式に対応する簡略等価回路です。

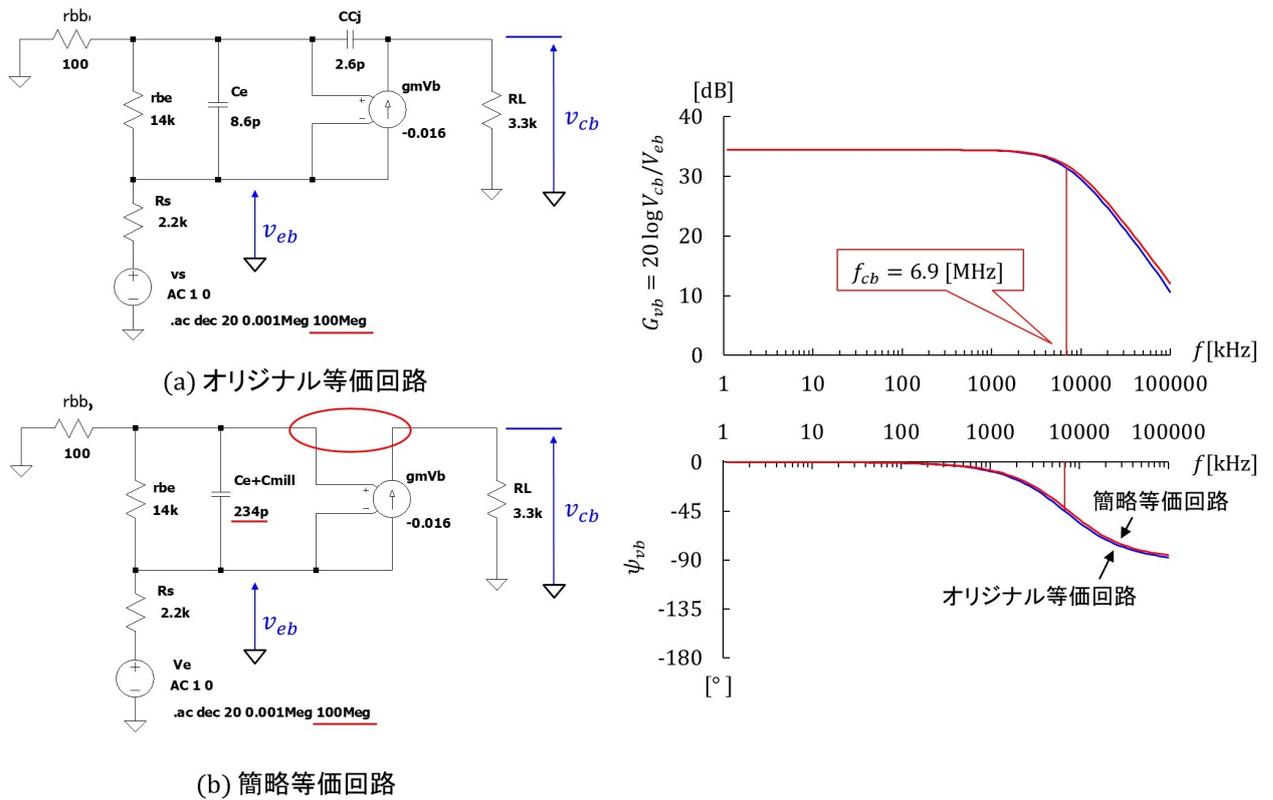


図 5.8: ベース接地増幅回路の簡略小信号等価回路の周波数特性（オリジナル等価回路との比較）

図 5.8 は簡略等価回路の周波数特性のシミュレーション結果を図 4.16 のオリジナル等価回路の結果と比較して示します。図 5.8(a) はオリジナル等価回路，(b) が簡略等価回路です。同図右が周波数特性です。赤線が簡略等価回路の周波数特性，青線がオリジナル等価回路の周波数特性です。カットオフ周波数 f_{cb} は

$$f_{cb} = 6.9[\text{MHz}] \tag{5.30}$$

でした。

また， $f \ll f_{cb}$ における電圧増幅度 G_{vb} は

$$G_{vb} = 34[\text{dB}] \tag{5.31}$$

でした。

5.3 まとめ

本章では等価回路を基に周波数特性解析を行いました。その結果をまとめます。

1. ベース接地増幅回路においてもエミッタ接地増幅回路と同じミラー効果があります。
2. 本章のベース接地増幅回路ではミラー効果は抑制されていません。

ようやく、以下の問いかけに対する答えを出せる段階にきました。

ベース接地増幅回路の周波数特性がエミッタ接地増幅回路より良くなる使い方は？

第6章 信号源の内部抵抗の周波数特性への影響

6.1 実験

6.1.1 エミッタ接地増幅回路

これまでの実験，シミュレーション，解析では信号源の内部抵抗 R_s を除いてきました。内部抵抗の無い信号源は現実には存在しないので，本章からは信号源の内部抵抗が増幅回路の周波数特性に与える影響を調べます。

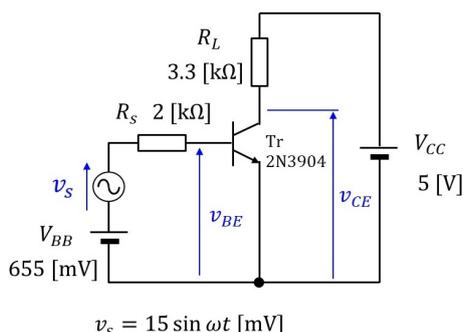


図 6.1: エミッタ接地増幅回路の周波数特性実験回路（信号源の内部抵抗を含む場合）

図 6.1 はエミッタ接地増幅回路の周波数特性実験回路です。図 3.5 と同じ回路です。増幅回路の入力側の電圧をベース-エミッタ間電圧 v_{be} ではなく信号電圧 v_s とする点のみが異なります。 v_s の実効値を V_s ，コレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} の交流成分 v_{ce} の実効値を V_{ce} とします。電圧増幅度 G_{ves} を

$$G_{ves} = 20 \log \frac{V_{ce}}{V_s} \quad (6.1)$$

と定義します。位相差 ψ_{ves} は v_{ce} の v_s に対する位相差とします。

図 6.2 は実験結果です。赤線が信号源の内部抵抗を含む場合，青線が含まない場合です。カットオフ周波数 f_{ces} は

$$f_{ces} \approx 490 [\text{kHz}] \quad (6.2)$$

でした。 $f \ll f_{ces}$ にて，電圧増幅度 G_{ves0} は

$$G_{ves0} \approx 32 [\text{dB}] \quad (6.3)$$

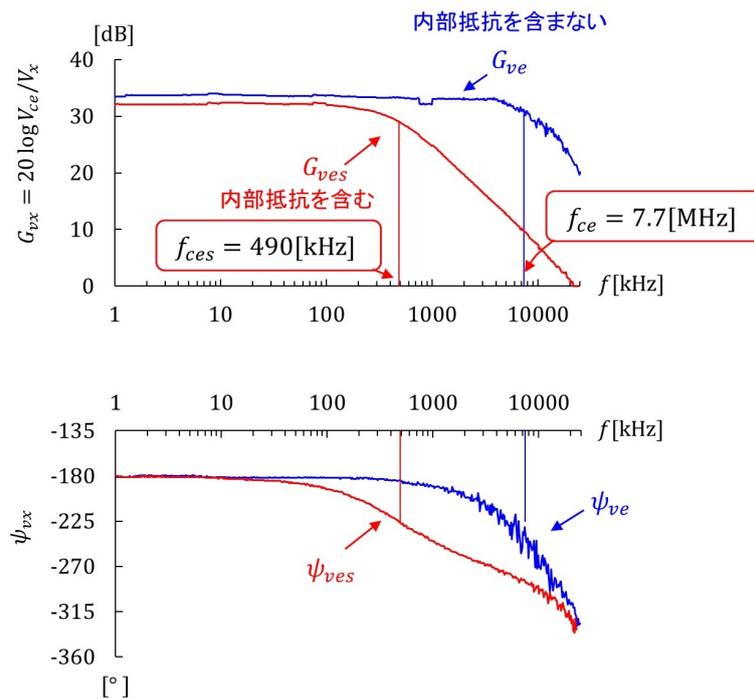


図 6.2: エミッタ接地増幅回路の周波数特性実験結果（信号源の内部抵抗を含む場合と含まない場合の比較）

でした。図 3.11 の V_{ce} と V_{be} 間の実験結果では $f_{ce} \approx 7.7$ [MHz], $G_{ve0} \approx 33$ [dB] でした。電圧増幅度 G_{ves0} は G_{ve0} とあまり変わらず、カットオフ周波数が低くなりました。

6.1.2 ベース接地増幅回路

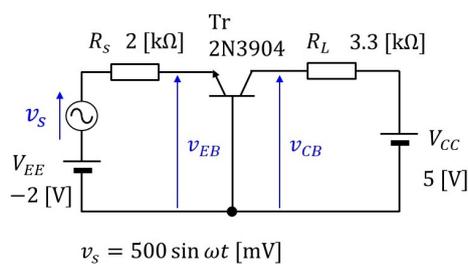


図 6.3: ベース接地増幅回路の周波数特性実験回路（信号源の内部抵抗を含む場合）

図 6.3 はベース接地増幅回路の周波数特性実験回路です。図 3.12 と同じ回路です。増幅回路の入力側の電圧をエミッタ-ベース間電圧 v_{eb} ではなく信号電圧 v_s とする点のみが異なります。増幅回路の電圧増幅度 G_{vbs} を

$$G_{vbs} = 20 \log \frac{V_{cb}}{V_s} \tag{6.4}$$

と定義します。位相差 ψ_{vbs} は v_{cb} の v_s に対する位相差とします。

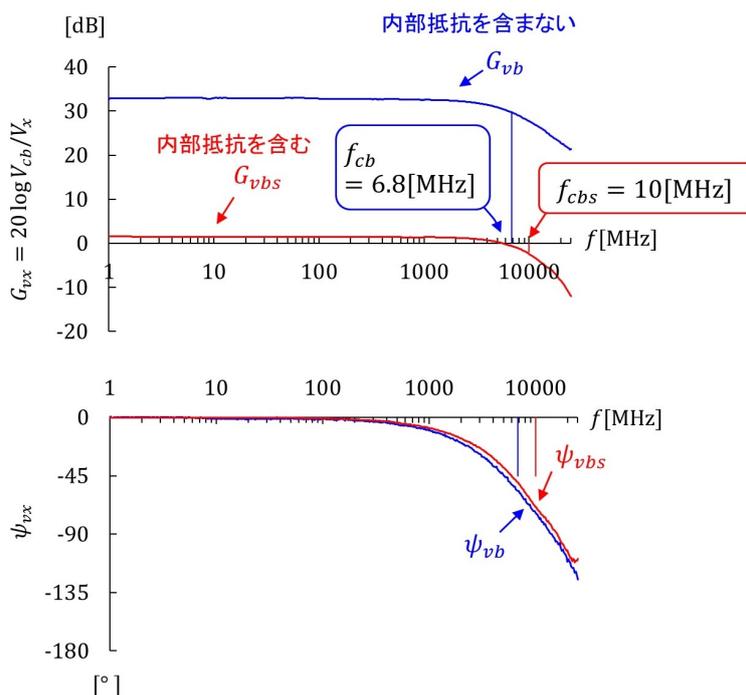


図 6.4: ベース接地増幅回路の周波数特性実験結果（信号源の内部抵抗を含む場合と含まない場合の比較）

図 6.4 は実験結果です。赤線が信号源の内部抵抗を含む場合、青線が含まない場合です。カットオフ周波数 f_{cbs} は

$$f_{cbs} \approx 10[\text{MHz}] \quad (6.5)$$

でした。 $f \ll f_{cbs}$ にて、電圧増幅度 G_{vbs0} は

$$G_{vbs0} \approx 2[\text{dB}] \quad (6.6)$$

でした。図 3.15 の V_{cb} と V_{eb} 間の実験結果では、 $f_c \approx 6.8$ [MHz]、 $G_{vb0} \approx 33$ [dB] でした。 G_{vbs0} は G_{vb0} から大きく低下し、 f_{cbs} が高くなりました。

6.1.3 本節のまとめ

本節では、信号源の内部抵抗 R_s を含めて、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測定実験を行い、 R_s を含めない場合と比較しました。その結果をまとめます。

1. エミッタ接地増幅回路では電圧増幅度はあまり変わらずに、**カットオフ周波数が低くなりました。**
2. ベース接地増幅回路では電圧増幅度が大幅に低下しましたが、**カットオフ周波数が高くなりました。**

6.2 シミュレーション

6.2.1 エミッタ接地増幅回路

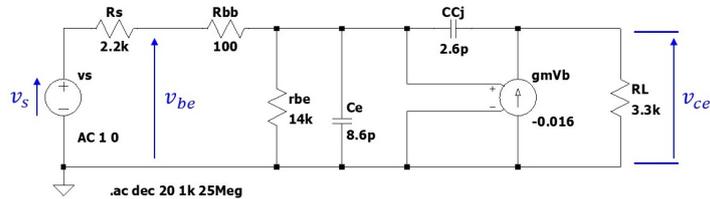


図 6.5: エミッタ接地増幅回路の周波数特性シミュレーション回路（信号源の内部抵抗を含む場合）

図 6.5 はエミッタ接地増幅回路のシミュレーション回路です。

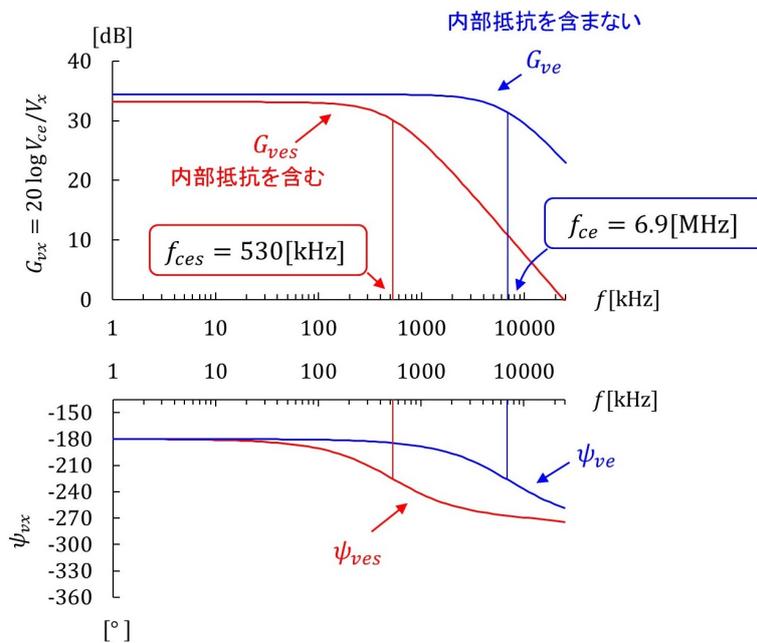


図 6.6: エミッタ接地増幅回路の周波数特性シミュレーション結果（信号源の内部抵抗を含む場合と含まない場合の比較）

図 6.6 はシミュレーション結果です。赤線が R_s を含む場合、青線が含まない場合です。図 6.2 の実験結果と比較すると、電圧増幅度 G_{ves} はあまり変わらず、カットオフ周波数 f_{ces} が低下する傾向が一致しました。

6.2.2 ベース接地増幅回路

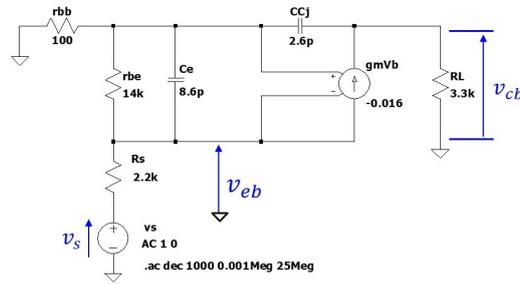


図 6.7: ベース接地増幅回路の周波数特性シミュレーション回路（信号源の内部抵抗を含む場合）

図 6.7 はベース接地増幅回路のシミュレーション回路です。

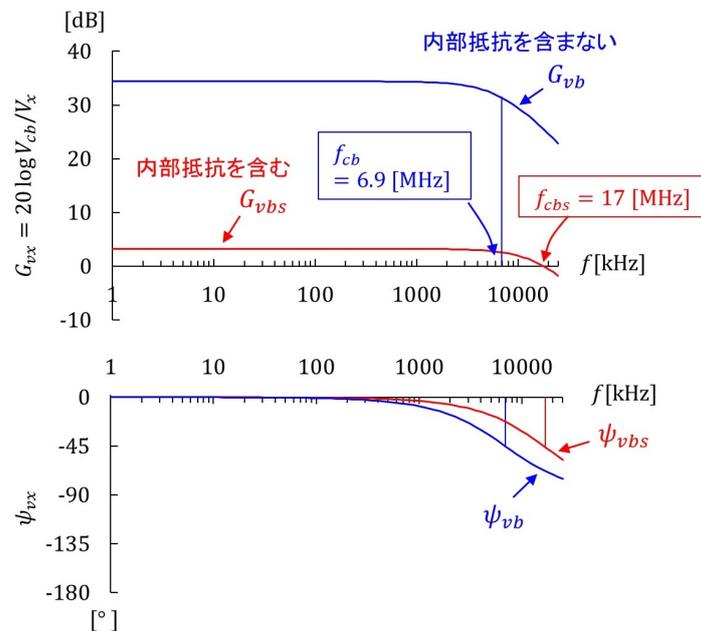


図 6.8: ベース接地増幅回路の周波数特性シミュレーション結果（信号源の内部抵抗を含む場合と含まない場合の比較）

図 6.8 はシミュレーション結果です。赤線が R_s を含む場合、青線が含まない場合です。図 6.4 の実験結果と比較すると、電圧増幅度 G_{vbs} が大きく低下し、カットオフ周波数 f_{cbs} が高くなる傾向が一致しました。ただし、シミュレーション結果の $f_{cbs} = 17[\text{MHz}]$ は、実験回路では、プローブの静電容量補償回路が補償しきれない周波数域にあったため、そこまでの特性は実測できませんでした。

6.2.3 本節のまとめ

LTspiceにより、信号源の内部抵抗を含めて、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のシミュレーションを行いました。その結果をまとめます。

1. シミュレーション結果と実験結果は傾向が一致しました。

6.3 周波数特性解析

6.3.1 エミッタ接地増幅回路

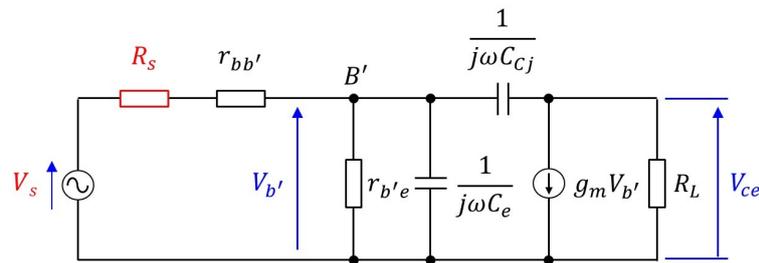


図 6.9: エミッタ接地増幅回路の小信号等価回路（信号源の内部抵抗を含む場合）

図 6.9 は信号源の内部抵抗を含む場合のエミッタ接地増幅回路の小信号等価回路です。図 5.1 と同じ回路です。本節では信号電圧 V_s とコレクタ-エミッタ間電圧 V_{ce} 間の周波数特性解析を行います。解析の中に**信号源の内部抵抗 R_s が含まれます。**

(5.11) 式の $r_{bb'}$ を $r_{bb'} + R_s$ に置き換えると

$$V_{ce} = \frac{-g_m R_L (1 + j\omega C_{Cj} / g_m)}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}} - \omega^2 C_{Cj} C_e (r_{bb'} + R_s) R_L + j\omega (r_{bb'} + R_s) \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'} + R_s} + \frac{R_L}{r_{b'e}} \right) \right\}} V_s \quad (6.7)$$

となります。具体的数値を代入すると

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi C_{Cj} / g_m} \\ &= 980 \text{ [MHz]} \\ f_{2'} &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{Cj} C_e (r_{bb'} + R_s) R_L}} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{2.6 \times 10^{-12} \times 8.6 \times 10^{-12} \times (100 + 2200) \times 3.3 \times 10^3}} \\ &= 12 \text{ [MHz]} \\ f_{3'} &= \frac{1}{2\pi (r_{bb'} + R_s) \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'} + R_s} + \frac{R_L}{r_{b'e}} \right) \right\}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times (100 + 2200) \times (8.6 \times 10^{-12} + 144 \times 10^{-12})} \\ &= 450 \text{ [kHz]} \end{aligned} \quad (6.8)$$

より, $f_{3'} \ll f_{2'} \ll f_1$ なので, $f_1, f_{2'}$ の項を省略すると, (6.7) 式は

$$V_{ce} \approx \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}} + j\omega(r_{bb'} + R_s) \left\{ C_e + C_{Cj} \left(1 + g_m R_L + \frac{R_L}{r_{bb'} + R_s} + \frac{R_L}{r_{b'e}} \right) \right\}} V_s \quad (6.9)$$

と簡略化できます. さらに,

$$\begin{aligned} g_m R_L &= 53 \\ R_L / (r_{bb'} + R_s) &= 1.4 \\ R_L / r_{b'e} &= 0.24 \end{aligned} \quad (6.10)$$

なので, $R_L / (r_{bb'} + R_s), R_L / r_{b'e}$ の項を省略すると,

$$V_{ce} \approx \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}} + j\omega(r_{bb'} + R_s) (C_e + C_{Cj} g_m R_L)} V_s \quad (6.11)$$

と得られます.

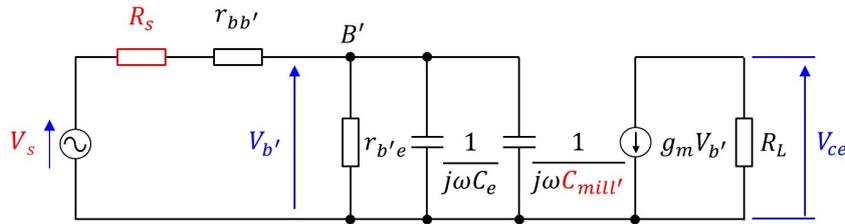


図 6.10: エミッタ接地増幅回路の簡略化小信号等価回路 (信号源の内部抵抗を含む場合)

図 6.10 は (6.11) 式が表している簡略化等価回路です. ただし, $C_{mill'}$ はミラー効果の項:

$$C_{mill'} \approx C_{Cj} g_m R_L \quad (6.12)$$

です.

$$V_{ce} = \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}} \times \frac{1}{1 + j\omega(r_{bb'} + R_s) \frac{C_e + C_{mill'}}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}} V_s \quad (6.13)$$

とまとめられ, カットオフ周波数 f_{ces} は

$$\begin{aligned} f_{ces} &= \frac{1}{2\pi(r_{bb'} + R_s) \frac{C_e + C_{mill'}}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}} \\ &= 550[\text{kHz}] \end{aligned} \quad (6.14)$$

と得られます. $C_{mill'} = 137$ [pF] であり, (5.17) 式の $C_{mill} = 226$ [pF] より小さくなっています. さらに, 電圧増幅度低下成分 $1 + (r_{bb'} + R_s) / r_{b'e} = 1.2$ の影響を受けますが,

$r_{bb'} + R_s = 2300$ の項が $r_{bb'}$ から 23 倍に増加した影響を受けて、カットオフ周波数は (5.18) 式の値 6.8 [MHz] から 550 [kHz] へと大きく低下しています。

概略の傾向をつかむため、さらなる簡略化をします。少し強引ですが、 $(r_{bb'} + R_s)/r_{b'e} \ll 1$ と見なすと、(6.13) 式は

$$V_{ce} \approx \frac{-g_m R_L}{1 + j\omega(r_{bb'} + R_s)(C_e + C_{mill'})} V_s \quad (6.15)$$

と得られます。この式より、 $r_{bb'}$ と $C_e + C_{mill'}$ からなる一時遅れ回路に、 R_s が加わることで、この回路のカットオフ周波数が大きく低下することが、見通しよくわかります。

(6.13) 式にもとって、 $f \ll f_{ces}$ にて、電圧増幅度 G_{ves0} は

$$\begin{aligned} G_{ves0} &= 20 \log \frac{g_m R_L}{1 + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}} \\ &= 20 \log \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{bb'} + R_s} g_m R_L \\ &\approx 33[\text{dB}] \end{aligned} \quad (6.16)$$

と求められます。 v_s は $r_{b'e}, r_{bb'}, R_s$ によって分圧され、 $r_{b'e}$ の両端電圧 $v_{b'}$ が増幅されて V_{ce} に出力されます。 R_s が加わったことで、 $r_{b'e}$ への分圧比が小さくなり、その分出力電圧が低下するため G_{ves0} が下がります。

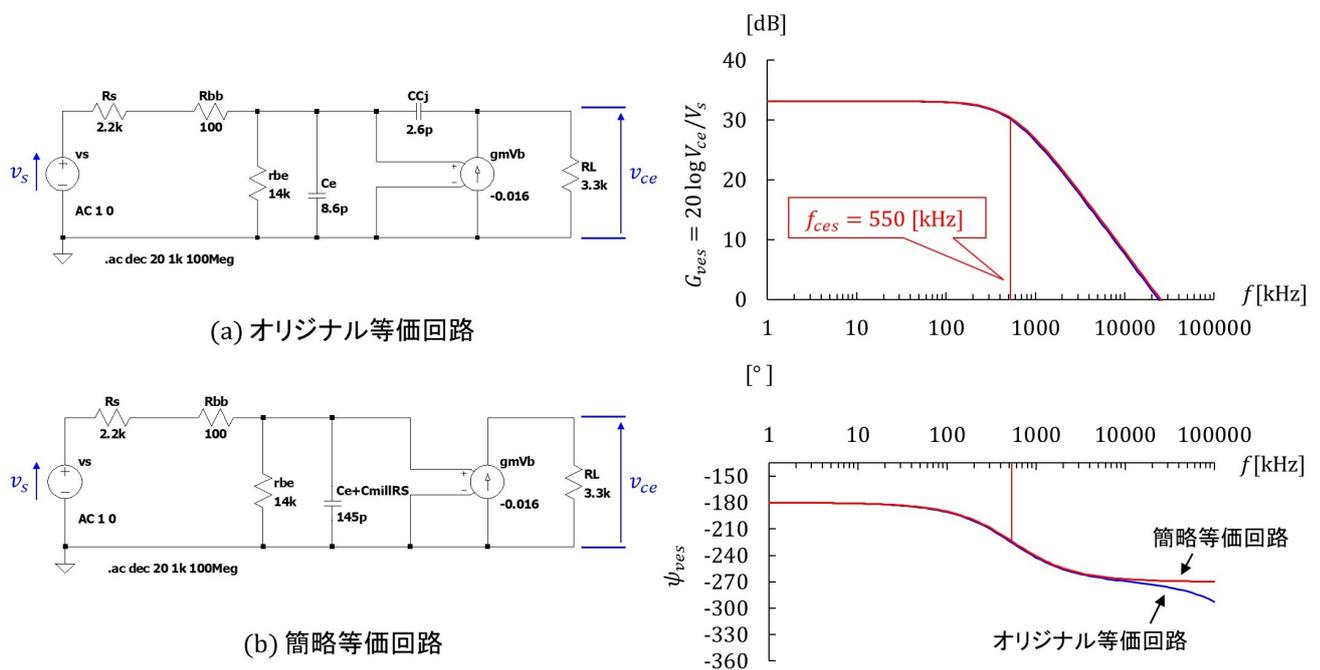


図 6.11: エミッタ接地増幅回路の等価回路と簡略等価回路の周波数特性 (信号源の内部抵抗を含む場合)

図 6.11 は信号源の内部抵抗を含む場合の等価回路と簡略等価回路の周波数特性シミュレーション結果です。赤線が簡略等価回路の特性、青線がオリジナル等価回路の特性です。

カットオフ周波数 f_{ces} は簡略等価回路では

$$f_{ces} \approx 550[\text{kHz}] \quad (6.17)$$

でした。また、 $f \ll f_{ces}$ にて、電圧増幅度 G_{ves0} は

$$G_{ves0} \approx 33[\text{dB}] \quad (6.18)$$

でした。

6.3.2 ベース接地増幅回路

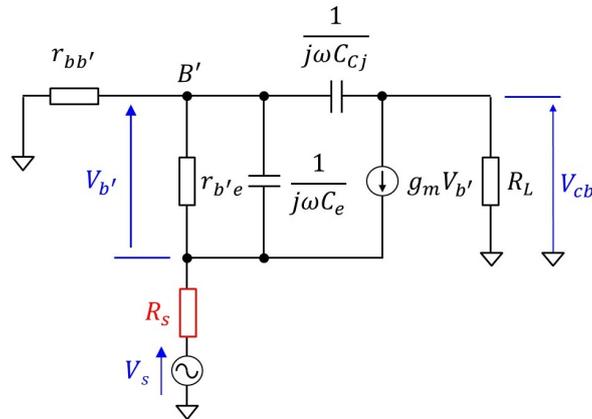


図 6.12: ベース接地増幅回路の小信号等価回路 (信号源の内部抵抗を含む場合)

図 6.12 はベース接地増幅回路の小信号等価回路です。図 5.5 と同じ回路です。ここでは信号電圧 V_s と出力電圧 V_{cb} の関係に着目します。

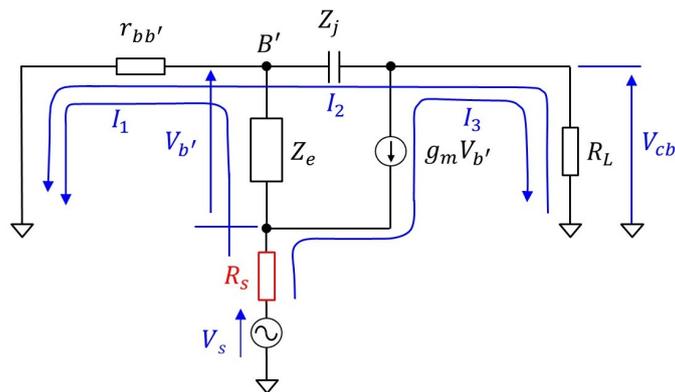


図 6.13: ベース接地増幅回路の小信号等価回路内の網目電流 (信号源の内部抵抗を含む場合)

図 6.13 は等価回路内に網目電流 I_1, I_2, I_3 を定義しています。図 5.6 との違いは、信号源の内部抵抗 R_s を含む点です。この回路において次式が成立します。

$$\begin{aligned} V_s &= (R_s + r_{bb'} + Z_e)I_1 + r_{bb'}I_2 + R_s I_3 \\ 0 &= r_{bb'}I_1 + (r_{bb'} + Z_j + R_L)I_2 - R_L I_3. \end{aligned} \tag{6.19}$$

また、

$$\begin{aligned} I_3 &= -g_m V_{b'} \\ &= g_m Z_e I_1 \end{aligned} \tag{6.20}$$

です。以降, 5.2節と同様にして

$$V_{cb} \approx \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}} + j\omega(r_{bb'} + R_s)(C_e + C_{mill''})} V_s \quad (6.21)$$

と近似式が得られます。 $\omega^2 C_{Cj} C_e r_{bb'}/g_m$, $j\omega C_{Cj} r_{bb'}(1+1/g_m r_{b'e})$, $\omega^2 C_{Cj} C_e \{r_{bb'}(R_s + R_L) + R_s R_L\}$ の項は注目している周波数域では無視できるとして省略しています。

$$C_{mill''} = C_{Cj} \left(g_m R_L + \frac{(1 + g_m R_s)r_{bb'} + R_L}{r_{bb'} + R_s} + \frac{r_{bb'} R_s + r_{bb'} R_L + R_s R_L}{(r_{bb'} + R_s)r_{b'e}} \right) \quad (6.22)$$

です。

$$\begin{aligned} g_m R_L &= 53 \\ \frac{(1 + g_m R_s)r_{bb'} + R_L}{r_{bb'} + R_s} &= 3.0 \\ \frac{r_{bb'} R_s + r_{bb'} R_L + R_s R_L}{(r_{bb'} + R_s)r_{b'e}} &= 0.24 \end{aligned} \quad (6.23)$$

なので,

$$C_{mill''} \approx C_{Cj} g_m R_L \quad (6.24)$$

と近似できます。

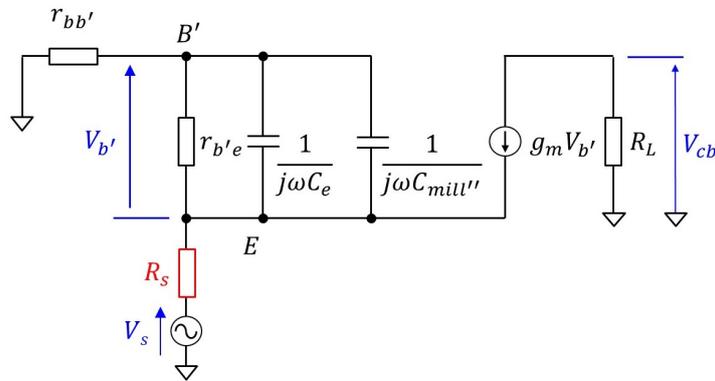


図 6.14: ベース接地増幅回路の簡略小信号等価回路 (信号源の内部抵抗を含む場合)

図 6.14 は (6.21) 式が表している等価回路です。 (6.21) 式は

$$V_{cb} \approx \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}} \frac{1}{1 + j\omega \frac{(r_{bb'} + R_s)(C_e + C_{mill''})}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}} V_s \quad (6.25)$$

と変形できます。カットオフ周波数 f_{cbs} は

$$\begin{aligned} f_{cbs} &= \frac{1}{2\pi \frac{(r_{bb'} + R_s)(C_e + C_{mill''})}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}}} \\ &= 17[\text{MHz}] \end{aligned} \quad (6.26)$$

と計算されます。(5.30) 式の R_s を含まない場合のカットオフ周波数 $f_{cb} = 6.9$ [MHz] より高い結果が得られました。

概略の傾向をつかむため、さらなる簡略化をします。 $g_m R_s \gg 1, g_m R_s \gg (r_{bb'} + R_s)/r_{b'e}, R_s \gg r_{bb'}$ と見なすと、(6.25) 式は

$$V_{cb} \approx \frac{g_m R_L}{g_m R_s} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_e + C_{mill}}{g_m}} V_s \tag{6.27}$$

と得られます。 R_s が (上記の近似が成り立つ程度に) 大きくなると、カットオフ周波数 f_{cbs} は R_s に無関係となります。電圧増幅度は $1/g_m R_s$ 倍になります。

(6.25) 式にもどって、 $f \ll f_{cbs}$ にて、電圧増幅度 G_{vbs0} は

$$\begin{aligned} G_{vbs0} &= 20 \log \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s + \frac{r_{bb'} + R_s}{r_{b'e}}} \\ &= 20 \log \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + g_m R_s r_{b'e} + r_{bb'} + R_s} g_m R_L \\ &= 3.2[\text{dB}] \end{aligned} \tag{6.28}$$

です。(5.31) 式の R_s を含まない場合の値 34 [dB] より大幅に小さくなりました。 $V_{b'}$ は $r_{b'e}$ と $g_m R_s r_{b'e} + r_{bb'} + R_s$ の比で V_s が分圧されて得られます。ベース接地増幅回路では、エミッタ接地増幅回路と異なり、コレクタ電流 $g_m V_{b'}$ が R_s を流れることで、分圧比に $g_m R_s r_{b'e}$ の項が加わっています。これにより $V_{b'}$ はとても小さくなり、電圧増幅度 G_{vbs} が大きく低下します。

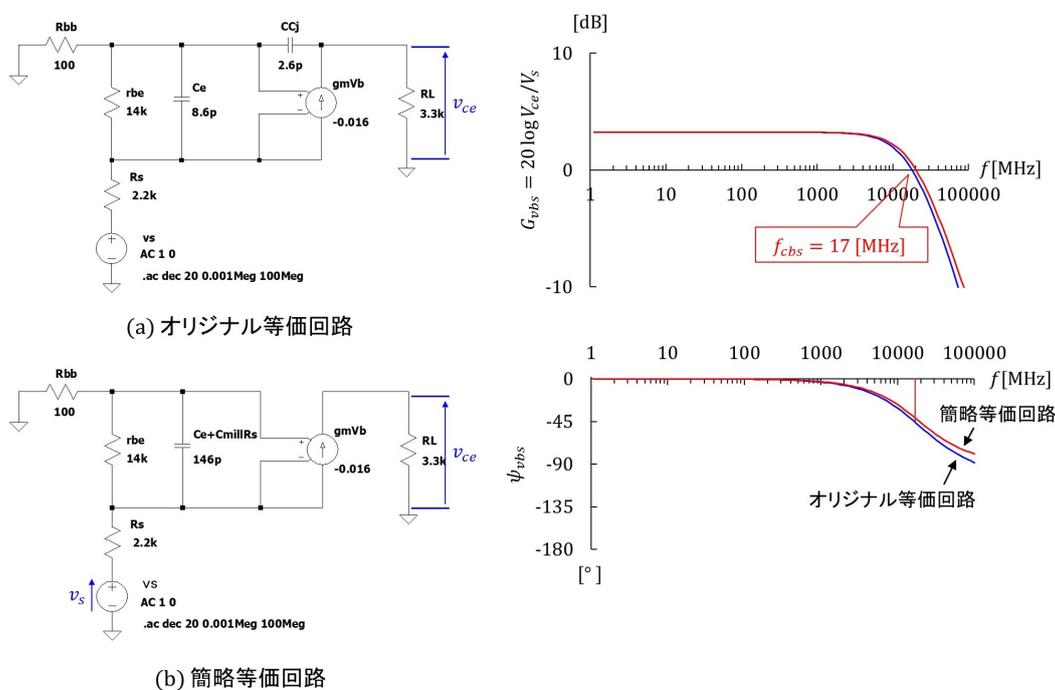


図 6.15: ベース接地増幅回路の等価回路と簡略等価回路の周波数特性 (信号源の内部抵抗を含む場合)

図 6.15 は信号源の内部抵抗を含む場合のベース接地増幅回路の周波数特性です。(a) がオリジナル等価回路, (b) が簡略等価回路です。右図がシミュレーション結果です。赤線が簡略等価回路の特性, 青線がオリジナル等価回路の特性です。カットオフ周波数 f_{cbs} は, 簡略等価回路では

$$f_{cbs} \approx 17[\text{MHz}] \quad (6.29)$$

でした。また, $f \ll f_{cbs}$ にて, 電圧増幅度 G_{vbs0} は

$$G_{vbs0} \approx 0.24[\text{dB}] \quad (6.30)$$

でした。

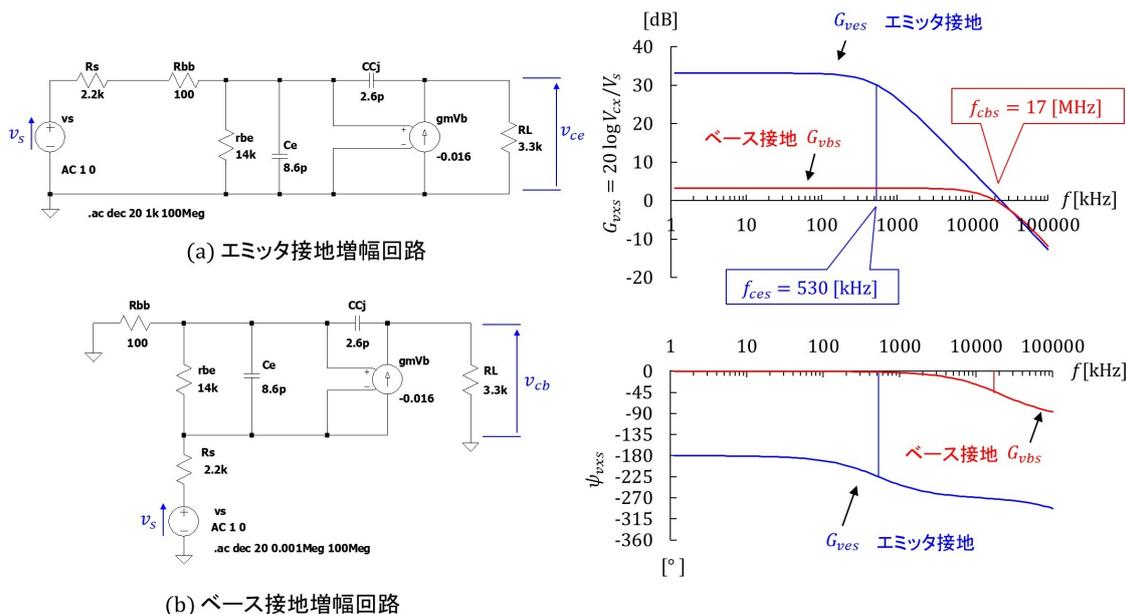


図 6.16: エミッタ接地増幅回路とベース接地増幅回路の周波数特性（信号源の内部抵抗を含む場合）

図 6.16 はエミッタ接地増幅回路（図 6.11）とベース接地増幅回路（図 6.15）の周波数特性を比較して示します。青線がエミッタ接地増幅回路の特性、赤線がベース接地増幅回路の特性です。いずれも信号源の内部抵抗 R_s を含む場合です。ベース接地とすることで、信号源の内部抵抗 R_s により負帰還がかかっていると見ることができます。この負帰還により電圧増幅度が低下して、カットオフ周波数が増加しています。

6.3.3 本節のまとめ

前節では等価回路を基に、信号源の内部抵抗 R_s を含めて、周波数特性解析を行いました。その結果をまとめます。

1. ミラー効果の項は、エミッタ接地増幅回路の (6.12) 式とベース接地増幅回路の (6.24) 式より、両増幅回路でほぼ同じです。ベース接地増幅回路がミラー効果を抑制するという説を支持していません。
2. エミッタ接地増幅回路では、 R_s が増幅回路入力側の一時遅れ回路に加わることで、カットオフ周波数が大きく低下します。
3. ベース接地増幅回路では、 R_s にコレクタ電流が流れることで、この電圧降下により電圧増幅度が下がり、カットオフ周波数は低下しません。

信号源の内部抵抗をゼロにすることはできません。内部抵抗を含むエミッタ接地増幅回路の周波数特性を基準に考えると、ベース接地増幅回路について以下のことが言えます。

4. 信号源をエミッタにつなぎ換えることで、信号源の内部抵抗にコレクタ電流が流れます。コレクタ電流による大きな電圧降下は負帰還として働き、増幅回路の電圧増幅度を下げ、カットオフ周波数を高くします。

第7章 あとがき

学生時代に「 α カットオフ周波数 f_α と β カットオフ周波数 f_β の間には $f_\alpha \gg f_\beta$ の関係がある。よって高周波増幅回路ではベース接地の方が有利になる。」との講義を聴き、なんとなく理解した気になっていました。50年近い歳月が過ぎ、今度は自分で電子回路の教科書を執筆しています。電子回路の基礎理論は50年経っても変わりません。変わったのは学生が講義中に利用できる教材です。安価なUSB計測器が電子回路の基礎実験に使えるレベルに達しました。ブレッドボードを使えば半田づけ作業が要らないので、ノートパソコン+USB計測器+ブレッドボードにより講義室内でも手軽に実験ができます。学生各自が座学の内容をその場で確認できる環境が整いました。電子回路は自分で組んで動かすと実に楽しいです。…と筆者は実感しています。そこで、座学と実験を一体にした講義・学習をガイドする教科書を書いています。しかし、電子回路の基本である接地回路の実験でいきなりとまどいました。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に違いが無かったからです。思えば、筆者が両増幅回路の比較実験をしたのは今回が初めてでした。

インターネット上の「ベース接地ではコレクタ-ベース間の静電容量が直接接地されるためミラー効果は起きない」という説明には納得していませんでした。なぜならば、ベース接地増幅回路の等価回路がそうはなっていないからです。コレクタ-ベース間接合容量 C_{Cj} とグラウンドとの間にはベース拡がり抵抗 $r_{bb'}$ があり、 C_{Cj} を流れる電流のほとんどは $r_{bb'}$ を通ります。この $r_{bb'}$ における電圧降下がミラー効果を引き起こします。ベース接地回路ではミラー効果は起きてはいるが、周波数特性への影響が小さいのだろうと実験前にはモヤモヤと考えていました。実験をしたことでミラー効果は抑制すらされていないことが分かりました。

本稿では

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。

という結論を導き出しました。本稿の解析方法でカスコード増幅回路の周波数特性 ([ラジオノート 第22章 カスコード増幅回路](#)) も説明できるので、間違いではないと思います。

しかし、「 α カットオフ周波数 f_α と β カットオフ周波数 f_β の間には $f_\alpha \gg f_\beta$ の関係がある。よって高周波増幅回路ではベース接地の方が有利になる。」を実現する使い方が依然分かっていません。筆者の検討が片手落ちであることを怖れているとともに、読者の皆さま

んからのフィードバックにより、さらに電子回路の理解が進めばと楽しみにしています。

令和3年5月1日

令和4年11月1日改訂

古橋武

furuhashi.takeshi*

*に @gmail.com を入れてください。

付録A Scopyの設定

A.1 波形観測

A.1.1 Scopyの起動



図 A.1: Scopy の立ち上げ画面

図 A.1 は Scopy が立ち上がったときの画面です。ADALM2000 を USB ケーブルでパソコンに接続すると、自動的に図のような ADALM2000 のシンボルが現れます。このシンボルにカーソルを合わせてマウスの左ボタンを 1 回クリック（左クリックと呼びます。）します。

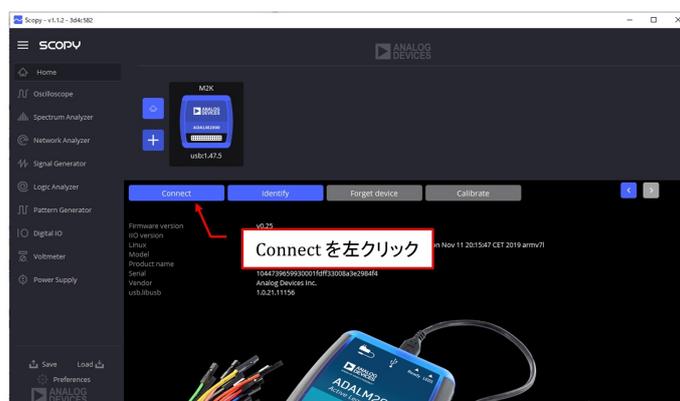


図 A.2: ADALM2000 との接続

すると、図 A.2 の ADALM2000 との接続 (Connect) ボタンが現れます。このボタンを左クリックすると、Scopy は ADALM2000 に接続して、校正 (Calibration) をします。Connect ボタンが Disconnect ボタンに変われば準備完了です。なお、Disconnect ボタンを押せば Scopy を ADALM2000 から切り離せます。

以下、直流電源 (Power Supply)、関数発生器 (Signal Generator)、オシロスコープ (Oscilloscope) の設定手順を説明します。Scopy の設定は、初めての人には煩雑ですが、慣れればこの USB 計測器は電気電子回路を理解するための強力な武器となります。まずは、じっくりと頑張ってください。

A.1.2 直流電源の設定



図 A.3: 直流電源の設定

図 A.3 は直流電源 (Power Supply) の設定手順を示します。以下、順に説明します。

1. Power Supply を左クリック

Power Summpy の文字を左クリック (マウスの左ボタンをクリック) すると Scopy の中央画面は直流電源の出力電圧設定値と検出値の画面に切り替わります。

2. Positive output を 5 Volts に設定

直流電源はオペアンプ用に供されるように、0 ~ +5 [V] の電圧を出力できる Positive output (図 2.7 の V+ ピンと G ピン間) と -5 ~ 0 [V] の電圧を出力できる Negative output (同 V- ピンと G ピン間) があります。ここでは、+5 [V] の直流電源を使用する設定とします。画面中央の最上段に設定電圧が表示されます

3. Enable を左クリック

Enabel ボタンを左クリックすると、図 A.4 のように、ボタンの色が緑からオレンジに変わり、画面中央の上から 2 段目に V+ピンの出力電圧計測値が表示されます。

オレンジ色に変わった Disable ボタンを左クリックすれば、出力電圧は 0 [V] になります。

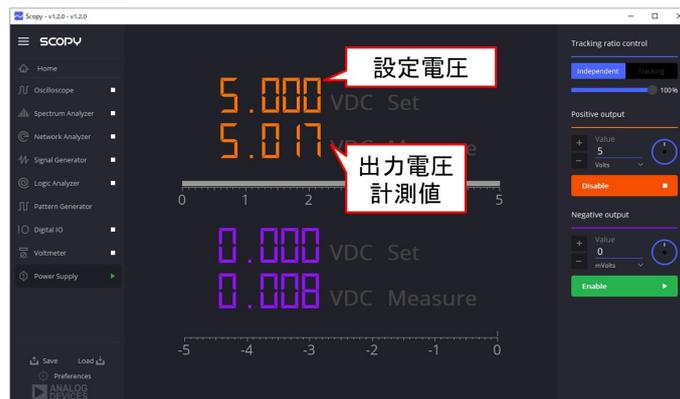


図 A.4: 直流電源の設定 (その 2)

A.1.3 関数発生器の設定

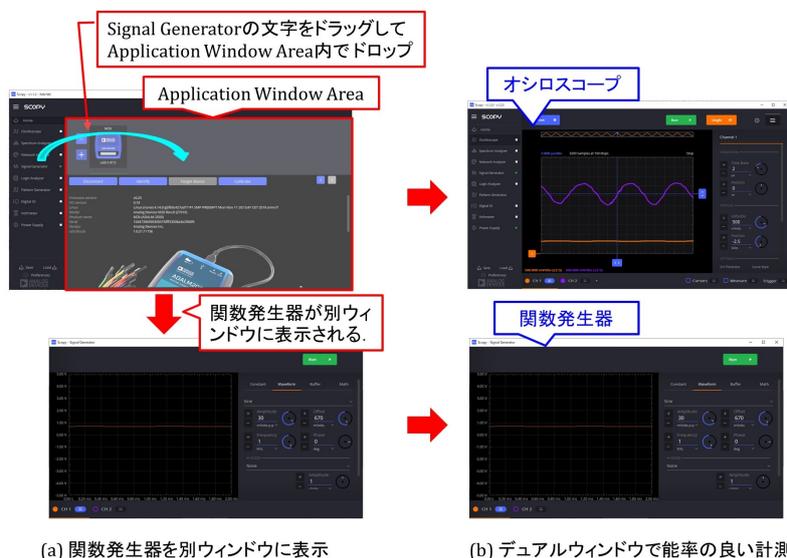


図 A.5: オシロスコープと関数発生器をデュアルウィンドウに表示

関数発生器を別ウィンドウに開くことができます。図 A.5(a) に示すように、Signal Generator の文字をドラッグして Application Window Area 内にドロップします。すると、図のように関数発生器 (Signal Generator) が別ウィンドウに表示されます。こうすると、例えば図 (b) のように、元ウィンドウにオシロスコープを表示することで、**デュアルウィンドウ**による能率のよい計測ができます。シングルウィンドウでは関数発生器の出力電圧の波形、振幅、周波数などを変えるたび2つの画面を切り替えなければなりません。デュアルウィンドウでは画面の切り替えは不要です。このドラッグ&ドロップの方法の他に、Signal Generator を左ダブルクリックすることでも、別ウィンドウを開くことができます。事前に (Signal Generator などの機器メニューの下にある) **References** ボタンを左クリックして、**Double click to detach a tool** にチェックを入れておくことで、左ダブルクリックによる起動・窓開けができます。

なお、関数発生器に限らず、オシロスコープ、スペクトラムアナライザ等もそれぞれ別ウィンドウに開いて、マルチウィンドウで計測ができます。



図 A.6: 正弦波形測定実験における関数発生器の設定

図 A.6 は関数発生器 (Signal Generator) の設定手順を示します。以下、順に説明します。

1. CH 1 をオン

CH 1 左の丸印が○であれば CH 1 オフ、●であればオンです。○を左クリックして、CH 1 をオンにします。この丸印を繰り返し左クリックすると、オン／オフが切り替わります。

なお、CH 2 はオフにしておきます。CH 2 左の丸印が○で CH 2 オフ、●でオンです。この丸印を左クリックして、CH 2 のオン／オフを切り換えます。

2. CH 1 設定画面を表示

CH 1 右のボタンを左クリックすると、Scopy の右側画面に CH 1 設定画面が現れます。もう一度左クリックすると、設定画面は隠れます。

3. Waveform を左クリック

関数発生器は、一定値 (Constant)、正弦波 (Sine)、三角波 (Triangle) などの定形波形 (Waveform)、ユーザが自由に作れる任意波形 (Buffer)、計算機能を利用した波形 (Math) を出力できます。ここでは定形波形を選択します。

4. Sine を選択

図中の Sine の箇所を左クリックするとプルダウンメニューが現れ、正弦波 (Sine)、矩形波 (Square)、三角波 (Triangle)、台形波 (Trapezoidal)、右上がりのこぎり波 (Rising sawtooth)、右下がりのこぎり波 (Falling sawtooth) の中から波形を選択できます。ここでは Sine を選択します。

5. (Peak) Amplitude を 30 mVolts p-p に設定

出力電圧のピーク - ピーク間電圧を設定します。振幅 $V_M = 15$ [mV] とするためには、(Peak) Amplitude (ピーク - ピーク間電圧) を 30 mVolts p-p に設定します。p-p は peak to peak を意味します。Scopy ではピーク - ピーク間電圧を単に Amplitude と呼んでいるので注意してください。

この設定により、関数発生器の出力 (図 2.7 の W1 ピンと G ピン間) を図 3.5 の信号電圧源 v_s とします。

ピーク - ピーク間電圧値の設定方法には 2 通りがあります。一つは数字左横の + / - ボタンを左クリックする方法です。これにより一定量ずつ増 / 減させられます。数字右横の回転式インジケータを左クリックすると、円の中心に橙色のドットが点灯 / 消灯します。橙色の点灯時は増減幅が細かく、消灯時は大まかです。もう一つは、キーボードにより数字を直接書き込む方法です。

6. Offset を 660 mVolts に設定

ここでは直流成分 (Offset) を 660 mVolts とします。

この設定により、関数発生器の出力 (図 2.7 の W1 ピンと G ピン間) に図 3.5 の直流電圧源 V_{BB} を加えます。

7. Phase を 0 に設定

位相 (Phase) は、例えば、CH 2 の出力電圧との間の位相差を設定する場合に有効ですが、ここでは CH 1 しか使わないので、0 とします。

8. 100 kHz に設定

出力電圧の周波数 (Frequency) を設定します。ここでは 100 kHz とします。周波数の設定方法にも、電圧振幅の設定方法と同様に、+ / - ボタンを左クリックする方法と、数字を直接書き込む方法の 2 通りがあります。

9. NOISE には None を選択

出力電圧にノイズを重畳させることができます。正弦波の実験では必要ありませんので、無し (None) とします。

10. Run

関数発生器を起動 (Run) します。Signal Generator 右横の □ ボタン、もしくは画面右上の Run ボタンを左クリックすると、W1 ピンと G ピン間に設定電圧が出力されます。

A.1.4 オシロスコープの設定

図 A.7 はオシロスコープのトリガ (Trigger) 設定画面のスナップショットです。トリガは、オシロスコープ画面に波形を描画開始することを意味します。この設定により図 A.8

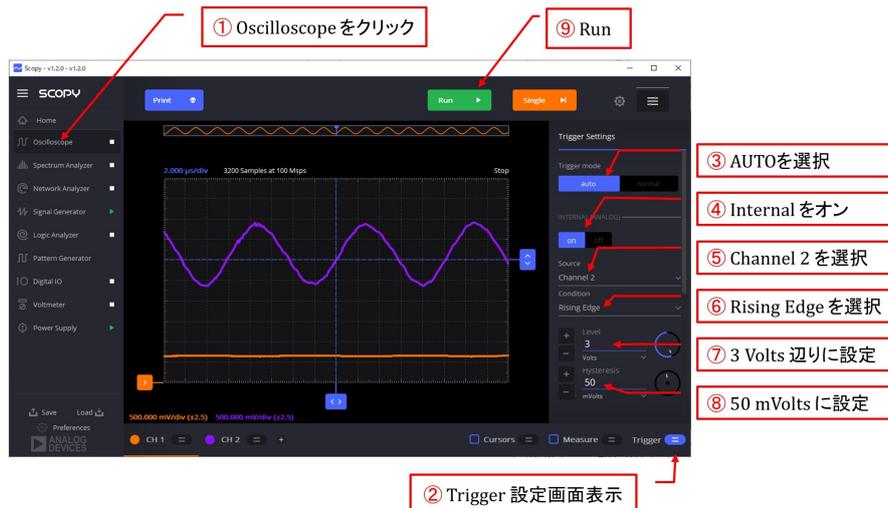


図 A.7: オシロスコープのトリガ設定

のように横軸の中央を $t = 0$ にします。設定の要点はトリガ条件 (Trigger Condition) を立ち上がり波形 (Rising Edge) とし、トリガ水準 (Level) を 3 [V] 付近にすることです。オシロスコープのトリガ設定は以下の手順で行います。

1. Oscilloscope を左クリック

Oscilloscope の文字を左クリックすると Scopy の中央画面がオシロスコープ用画面に切り替わります。

2. Trigger 設定画面を表示

画面右下の Trigger 右のボタンを左クリックすると Trigger 設定画面が表示されます。

3. Trigger mode は auto を選択

トリガモード (Trigger mode) には **auto** と **normal** があります。auto では、描画タイミングの判定をオシロスコープが自動で切り替えます。トリガ信号がトリガ条件を満たすと、その時点前後の所定時間幅の波形を描画します。トリガ条件は、例えば、トリガ信号波形が 0 [V] を負側から正側に横切ることです。波形の描画開始位相がいつも同じであるため、波形は画面上に止まって見えます。

トリガ信号が条件を満たさない状態が続くと、オシロスコープは一定時間間隔で波形を描画します。この時間間隔は波形の周期とは無関係に設定されているため、波形の描画開始位相が毎回異なり、波形は横方向に移動して見えます。

波形の描画時間幅はオシロスコープ設定 13 の横軸 (HORIZONTAL) の s/Div (Time Base) により設定できます。

normal は、トリガ信号が条件を満たしているときには auto と同じ波形を描画します。トリガ信号が条件を満たしていないときは、描画を停止して、停止直前に描画した波形を保持し続けます。

4. INTERNAL を on にします。

トリガ信号源はCH 1, CH 2 の他に **TI ピン**からの信号 (TI とします) を選択することができます。ここでは CH 1, CH 2 を**内部 (INTERNAL) 信号源**と呼び、TI を**外部 (External) 信号源**と呼びます。TI をトリガ信号源とするには INTERNAL を off にし、Trigger Settings 画面を下にスクロールして、DIGITAL を on にし、それ以下の Source, Condition を設定します。

5. Source は Channel 2 を選択

トリガ信号源 (Trigger Source) に CH 2 を選択します。プルダウンメニューにより Channel 1 もしくは Channel 2 を選択できます。

6. Condition は Rising Edge を選択

トリガ条件 (Trigger Condition) は**立ち上がり波形 (Rising Edge)**を選択します。これにより、トリガ信号電圧がトリガ水準 (Trigger Level) を下から上へと横切った時点前後の波形が描画されます。

トリガ条件には、Rising Edge の他に**立ち下がり波形 (Falling Edge)**、**水準より低い電圧 (Low)**、**水準より高い電圧 (High)**があります。Falling Edge では、トリガ信号電圧が水準を上から下へと横切った時点前後の波形が描画されます。Low では、トリガ信号電圧が水準より低くなった時点前後の波形、High では水準より高くなった時点前後の波形が描画されます。

7. Level を 3 Volts 辺りに設定

トリガ条件の続きとして、**トリガ水準 (Trigger Level)**を 3 [V] 辺りに設定します。Rising Edge 設定と合わせて、トリガ信号電圧がトリガ水準を下から上へと横切った時点前後の波形が描画されます。

8. Hysteresis を 50 mVolts に設定

トリガ条件の3番目は、**ヒステリシス (Hysteresis)**の設定です。ここでは 50 [mV] に設定しています。これは、トリガ信号源にノイズが載っている場合に、Rising Edge および Falling Edge 設定において有効です。

9. Run

Oscilloscope 右の□ボタンもしくは画面右上の Run ボタンを左クリックすると、オシロスコープが起動 (Run) されます。□ボタンは右三角ボタンに変わります。

トリガ設定が済んだので、続いて CH 1 の設定です。図 A.8 は CH 1 の設定画面です。

10. CH 1 をオン

CH 1 左の橙色のボタンを左クリックして、CH 1 をオンとします。

11. CH 1 設定画面表示

CH 1 右のボタンを左クリックして、CH 1 設定用画面を表示させます。



図 A.8: オシロスコープ設定

12. CH 2 をオフ

CH 2 はオンでも良いのですが、とりあえずオフにしておきます。

13. 横軸 (HORIZONTAL) の s/Div (Time Base) を $2 \mu\text{s}$ に設定

オシロスコープ横軸の1目盛り毎の時間幅 (Time Base) を設定します。DivはDivision (目盛) です。Scopy のオシロスコープ画面の横軸は16分割されていて、各分割幅を1目盛とします。s/Div (Time Base) を $2 \mu\text{s}$ とすると、1目盛り $2 \mu\text{s}$ となり、横軸全体で $32 [\mu\text{s}]$ です。

14. トリガ時点 (Position) を 0 ns に設定

トリガ時点 (Position) は波形がトリガ条件を満たした時点の画面上における位置を決めます。この値が0のとき、トリガ条件を満たした時点が図 A.8 に示すように横軸の中央となります。この値が0の場合は単位は ns, μs , ms, ... のいずれでも良いです。横軸の左端をトリガ時点とするには Position を $16 \mu\text{s}$ に設定します。オシロスコープ設定 13 にて、横軸の Time Base を $2 \mu\text{s}$ としたので、横軸中央から8目盛分前 (左側) へトリガ時点を移動させることができます。

15. 縦軸 (VERTICAL) の Volts/Div を 500 mVolts に設定

Volts/Div は1目盛り (Division) 当りの電圧値です。この設定により、描画画面の縦軸は $500 [\text{mV}/\text{Div}]$ となり、次の Vertical Position を -2.5 Volts とすることで、 $0 \sim 5 [\text{V}]$ の範囲の波形を描画できます。

16. 信号電圧 $0 [\text{V}]$ の縦軸上の位置 (Vertical Position) を -2.5 Volts に設定

$0 [\text{V}]$ の位置は、デフォルトで縦軸の中央にあります。Volts/Div を 500 mVolts とし、縦軸上の位置 (Vertical Position) を -2.5 Volts とすると、画面の一番下へと $0 [\text{V}]$ の位置が移動します。縦軸の下端が $0 [\text{V}]$ 、上端が $5 [\text{V}]$ になります。

図 A.9 はオシロスコープ設定の続きの画面です。

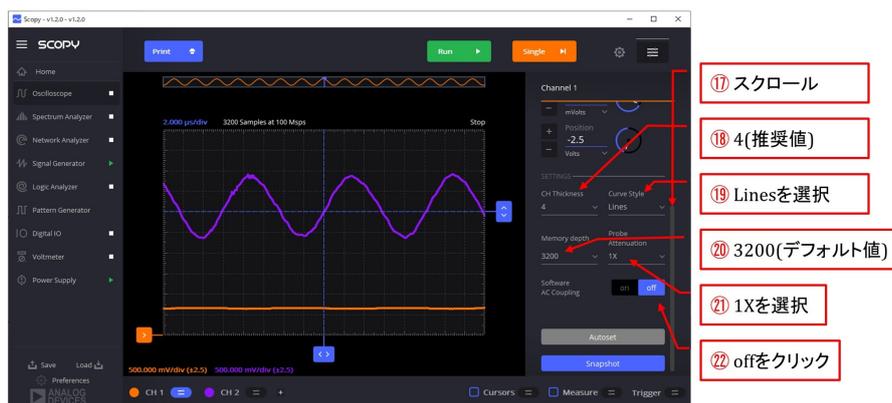


図 A.9: オシロスコープ設定 (その 2)

17. スクロール

Channel 1 の画面を下方へとスクロールしていくと、図 A.9 の設定画面が現れます。

18. 線の太さ (CH Thickness) は 4 がお勧めです。

線の太さは 0.5 ~ 5 の間を 0.5 刻みで選択できます。4 は単に筆者の好みです。画面上部にある Print ボタンを左クリックすると、画面の波形を電子ファイル（例えば pdf ファイル）に変換できます。ppt などに貼り付けたときの線の見やすさから、4 を選択しています。

19. 線のスタイル (Curve Style) に 直線補間 (Lines) を選択

デジタルオシロスコープは入力信号電圧を一定時間（サンプル周期）ごとに A/D (Analog/Digital) 変換して採取（サンプリング）し、サンプル値を画面に描画します。サンプル値の間を補間する線のスタイル (Curve Style) をプルダウンメニューにより選択できます。メニューには直線補間 (Lines)、点 (Dots、(補間しない))、階段 (Stairs)、棒グラフ (Sticks)、滑らか補間 (Smooth) があります。

20. 使用メモリ量 (Memory depth) は 3200 (デフォルト値) となる。

オシロスコープ設定 13 にて、s/Div (Time Base) を 2 [μ s] に設定しました。このとき使用メモリ量 (Memory depth) は 3200 となります。描画画面の左上に 3200 Samples at 100Mpsps と表示されます。これはサンプリング速度 100 [Mpsps, Mega sample per second] (サンプリング周期 10 [ns]) で 3200 個のサンプル値がメモリに保存され、Scopy 内での計算に使用されることを意味します。描画画面の左端から右端までの波形データのサンプル数が 3200 個であることも意味します。

関数発生器の設定 8 にて、関数発生器の出力正弦波の周波数を 100 [kHz] に設定しました。オシロスコープのサンプリング速度 100 [Mpsps] では、正弦波 1 周期の間に 1000 個のサンプル値があります。正弦波の観測には十分なサンプル数です。

21. プローブ減衰比 (Probe Attenuation) は 1X を選択

図3.9のADALM2000とエミッタ接地増幅回路間はジャンパーワイヤでつないでいて、プローブは用いていません。プローブによる信号電圧の減衰が無いので、減衰比は1倍(1X)です。高電圧/低電圧を観測する場合には高電圧用/低電圧用のプローブを用い、それに応じて減衰比を設定します。この設定に応じて縦軸のVolts/Divの値が変わります。

22. ソフトウェア AC 結合 (Software AC Coupling) は off を左クリック

このボタンを off にすると信号が直流成分を含む場合にも、直流成分を含んだままの波形が描画されます。on にすると、交流 (AC) 成分のみの波形が描画されます。

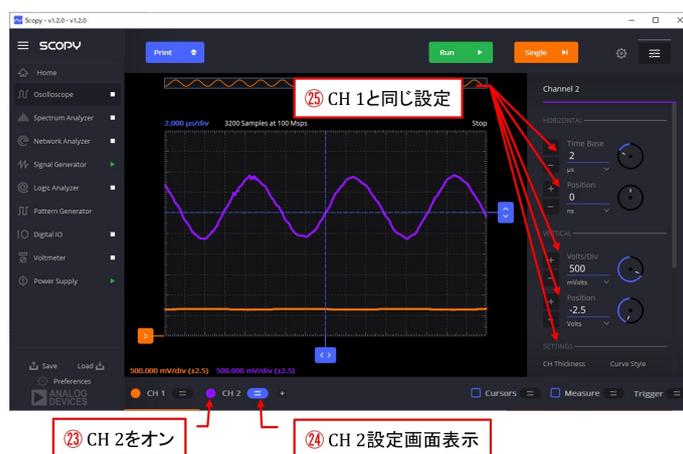


図 A.10: オシロスコープの設定 (その3)

図 A.10 は CH 2 の設定画面です。本実験課題では CH 1 と全く同じ設定をします。

A.1.5 オシロスコープ画面の保存



図 A.11: オシロスコープ画面の保存

前項までの設定により、オシロスコープ画面に実験課題の波形を描くことができます。図 A.11 のように画面左上の **Print** ボタンを左クリックすることで波形画面を pdf ファイル、jpg ファイルなどにして保存できます。図 3.10 の実験結果は pdf ファイルに保存した波形画面です。

A.2 周波数特性計測

A.2.1 ネットワークアナライザの設定

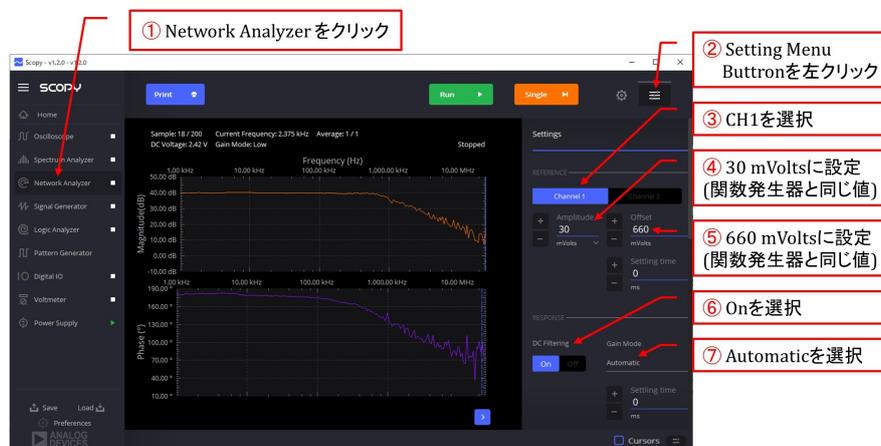


図 A.12: ネットワークアナライザの設定 1

Fig. A.12 はネットワークアナライザの設定画面です。以下の手順で設定を進めます。

1. Network Analyzer を左クリック

2. Settings Menu Button を左クリック

3. REFERENCE に Channel 1 を選択

ベース-エミッタ間電圧 v_{BE} をネットワークアナライザの REFERENCE とします。

4. Amplitude を 30 mVolts に設定

W1 ピンと G ピン間にピーク-ピーク間電圧 $V_{p-p} = 30$ [mV] の電圧を出力します。関数発生器のピーク-ピーク間電圧設定 5 と同じにします。

5. Offset を 660 mVolts に設定

W1 ピンと G ピン間の出力電圧に 660 mVolts の直流電圧を重畳させます。関数発生器の Offset 設定 6 と同じにします。

6. DC Filtering を On にする。

デフォルト設定は Off です。1+ ピンと G ピン間電圧, 2+ピンと G ピン間電圧に直流成分が重畳している場合には DC Filtering を On にします。その際には Settling Time を長くするほど直流成分の除去が確実にできますが、掃引時間が長くなります。

7. Gain Mode に Automatic を選択

デフォルトは Automatic です。Low と High の選択肢があります。Automatic の場合掃引開始の瞬間だけ表示値が大きくなる場合があります。信号レベルに応じて Low/High を使い分けることで、この開始時の表示ずれをなくすることができます。

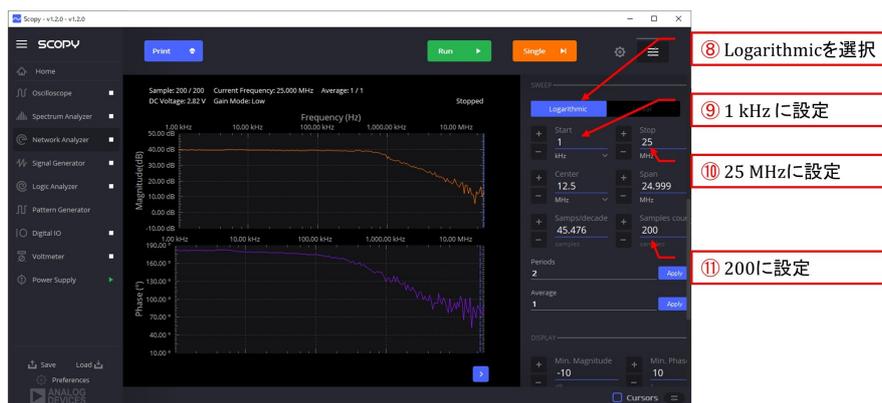


図 A.13: ネットワークアナライザの設定 2

図 A.13 はネットワークアナライザ設定画面のつづきです。コントロールパネルを下にスクロールすると横軸の周波数範囲の設定項目が現れます。

8. グラフの横軸（周波数軸）に Logarithmic を選択

9. Start（掃引範囲の下限）を 1 kHz に設定

ネットワークアナライザは、W1 と G ピン間電圧の周波数を Start 周波数から Stop 周波数まで階段状に変化させて、電圧比と位相角（この実験では G_V , ψ_V ）を計測します。Sample count で設定する値を N_{sc} とします。計測点は、Start 周波数から Stop 周波数までを $N_{sc} - 1$ に均等分割して設定します。このように周波数などをある範囲内で順次変えていくことを掃引と言います。

10. Stop（掃引範囲の上限）を 25 MHz に設定

11. Sample count(サンプルデータ数, N_{sc}) を 200 に設定

N_{sc} は 0 ~ 1000 の範囲で設定できます。 N_{sc} を大きくすれば、掃引に時間がかかりますが、計測点の間隔は細かくなります。

図 A.14 はネットワークアナライザ設定画面のつづきです。コントロールパネルをさらに下へとスクロールすると、縦軸の電圧比 (Magnitude) と位相 (Phase) の設定欄が現れます。

12. Magnitude 画面の縦軸の下限を -10 dB に設定

縦軸の上下限は見やすい位置にグラフが描かれるように設定します。

13. Magnitude 画面の縦軸の上限を +50 dB に設定

14. Phase 画面の縦軸の下限を 10° に設定

15. Phase 画面の縦軸の上限を 190° に設定

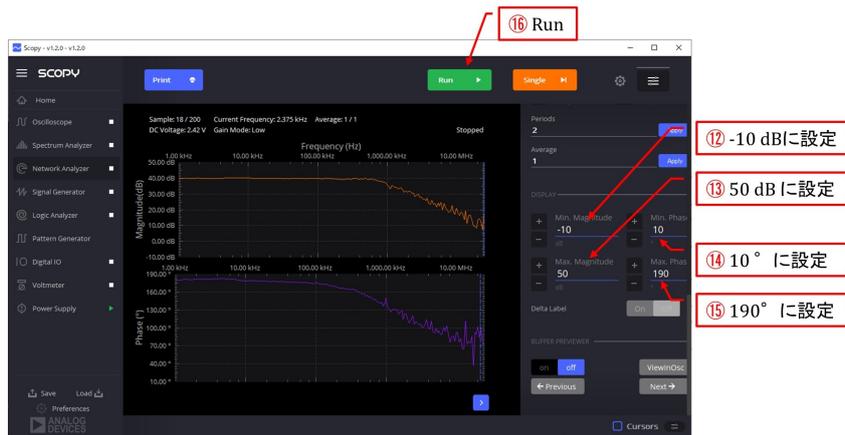


図 A.14: ネットワークアナライザの設定3

16. Run を左クリック

掃引を開始します。Run ボタンは Stop ボタンに変わります。Stop ボタンを押すまで掃引は繰り返されます。一回だけ掃引させたい場合は Run ボタンの右隣の Single ボタンを左クリックします。

画面中央上側に Magnitude のグラフが描かれ、下側に Phase のグラフが描かれます。CH 1, CH 2 の入力電圧の実効値をそれぞれ V_{CH1} , V_{CH2} とすると、CH 1 を REFERENCE に選定したので、Magnitude は

$$20 \log_{10} \frac{|V_{CH2}|}{|V_{CH1}|} \quad (\text{A.1})$$

が表示されます。単位は dB です。Phase は V_{CH2} の V_{CH1} に対する位相差が表示されます。 V_{CH2} が V_{CH1} より進んでいるとき、Phase の値は + です。単位には度数法 (°) が使われています。

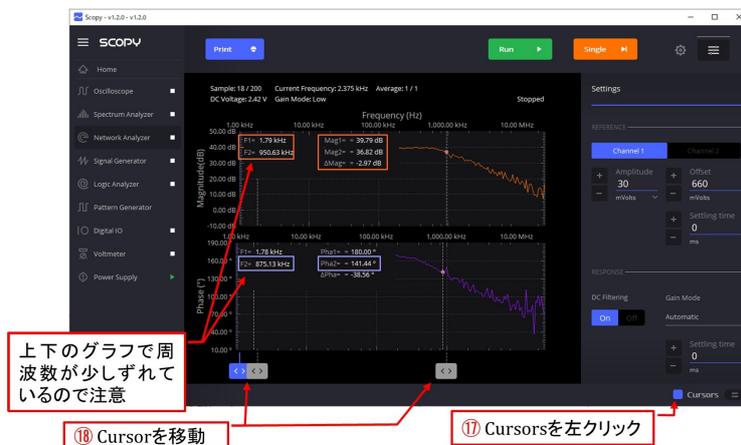


図 A.15: ネットワークアナライザのカーソル機能

図 A.15 はネットワークアナライザのカーソル機能を利用している画面です。

17. Cursors を左クリック

グラフの下に <> のマークが2個と、マークの中心から真上に伸びる破線の縦棒が2本現れます。これらがカーソルです。また、破線とグラフとの交点における横軸、縦軸の値が各グラフの左上隅に表示されます。

18. Cursor を移動

<> マークをマウスでドラッグする（左ボタンを押しながらマークを移動させる）ことで、グラフの値を読み取ることができます。

図 A.15 は、1 番目のカーソルを 1 [kHz] 付近に移動させ、2 番目のカーソルを Magnitude グラフにおいて 1 番目より -3 dB となる辺りへと移動させたときの画面です。 $F1 = 1.79$ [kHz], $Mag1 = 39.79$ [dB], $F2 = 950.63$ [kHz], $Mag2 = 36.82$ [dB], $\Delta Mag = -2.97$ [dB] と表示されています。

$$\Delta Mag = Mag2 - Mag1 \quad (A.2)$$

です。

1 つ注意すべきは、上下のグラフで横軸が少しずれていることです。上の Magnitude の $F2 = 950.63$ [kHz] のとき、下の Phase の $F2 = 875.13$ [kHz] です。下のグラフで $\Delta Pha = -45$ [°] 付近へとカーソルを移動させると $F2 \approx 950$ [kHz] と得られました。ただし、掃引の度に ΔPha の 2 桁目の変動するので、精度良い測定はできません。

A.2.2 ネットワークアナライザ計測値の保存

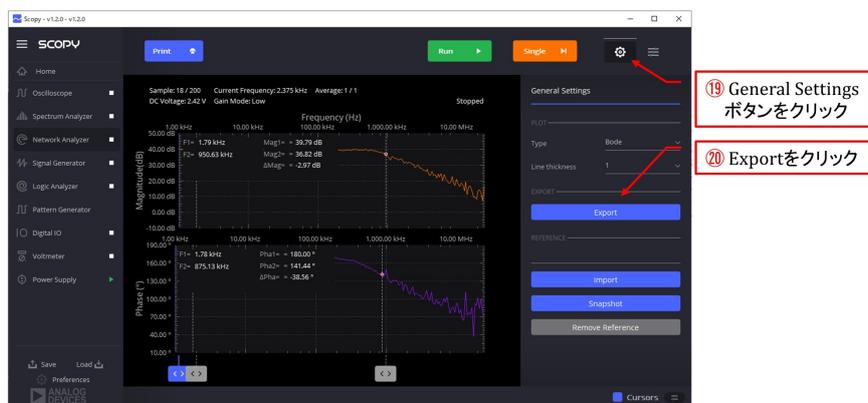


図 A.16: ネットワークアナライザ計測値の保存

図 A.16 は計測値保存の手順を示します。

19. General Settings を左クリック

General Settings のパネルが開きます。

20. Export を左クリック

これにより Magnitude と Phase の計測データを csv ファイルもしくは text ファイルに保存できます。

```

;Scopy version      v1.2.0
;Exported on       土曜日 4月 24/04/2021
;Device            M2K
;Nr of samples     200
;Sample rate       0
;Tool              Network Analyzer
;Additional Information Reference channel: 1
Sample            Frequency(Hz) Magnitude(dB) Phase(° )
0                 1000             39.928      181
1                 1052.2           39.6879    179.696
2                 1107.13          39.5056    179.577
3                 1164.93          39.643     179.796
4                 1225.75          39.7074    179.741
5                 1289.74          39.822     179.873
6                 1357.07          39.7299    181

```

図 A.17: ネットワークアナライザ計測値の保存データ (抜粋)

図 A.17 は csv ファイルに保存したデータの抜粋です。この例では、サンプル番号 (Sample), Frequency, Magnitude, Phase の各行を 1 組として、先頭から 7 組のデータを抜粋して示してあります。ファイル内には 200 組のデータが保存されています。設定 9, 10 にて掃引の下限を 1 [kHz], 上限を 25 [MHz] とし、設定 11 にてサンプルサイズを 200 としました。Frequency は 1 [kHz] から 25 [MHz] までの区間を常用対数 (\log_{10}) 目盛上で均等分割となるように自動設定されています。

付 録 B 参考文献

関連図書

- [1] Marc Thompson, “Intuitive Analog Circuit Design, 2nd Edition,” Elsevier, Kindle 版, 2014.
- [2] 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.
- [3] 岩田聡編著「電子回路」Ohmsha, 2008.
- [4] 押山, 相川, 辻井「電子回路」コロナ社, 1970.
- [5] 藤井信生「アナログ電子回路 – 集積回路化時代の –」昭晃堂, 1984.
- [6] 藤原修編著「電子回路A」Ohmsha, 1996.
- [7] 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.
- [8] 柳沢健「基礎電子回路I」丸善株式会社, 1978.

付録C 索引

索引

- π 形等価回路, 27
- USB 計測器, 11
- 位相差 ψ_{vb} , 22
- 位相差 ψ_{vbs} , 46
- 位相差 ψ_{ve} , 19
- 位相差 ψ_{ves} , 45
- エミッタ, 7
- エミッタ拡散容量, 27
- エミッタ拡散容量, 28
- エミッタ内部抵抗, 27
- オス-オスジャンパ線, 9
- オス-メスジャンパ線, 9
- カットオフ周波数, 20
- カラーコード, 8
- 簡略等価回路, 39
- コレクタ, 7
- コレクタ-ベース間接合容量, 27
- ジャンパ線, 9
- 小信号等価回路, 36
- 小信号電流増幅率, 27
- 相互コンダクタンス, 27
- 相互コンダクタンス, 28
- 抵抗, 8
- 電圧増幅度 A_{vb} , 22
- 電圧増幅度 A_{ve} , 19
- 電圧増幅度 G_{vb} , 22
- 電圧増幅度 G_{vbs} , 46
- 電圧増幅度 G_{ve} , 19
- 電圧増幅度 G_{ves} , 45
- 電圧, 電流の記号表記, 16
- トランジション周波数, 27
- トランジスタモデル, 24
- π 形等価回路, 27
- ブレッドボード, 8
- ベース, 7
- ベース内仮想点, 27
- ベース拡がり抵抗, 27
- ミラー効果, 6, 39