

電子制御工学実験報告書

実験題目 : トランジスタの増幅回路と R-L-C 共振回路
報告者 : 4 年 42 番 鷺尾 優作
提出日 : 2022 年 6 月 16 日
実験日 : 2022 年 5 月 26 日, 6 月 2 日, 6 月 9 日
実験班 : A1 班
共同実験者 : 14 番 小林 拓真
 24 番 関 琉斗
 26 番 高橋 尚也

※ 指導教員記入欄

評価項目	配点	一次チェック ． ．	二次チェック ． ．
記載量	20		
図・表・グラフ	20		
見出し, ページ番号, その他体裁	10		
その他の減点	—		
合計	50		

コメント：

1 背景・目的

電子制御工学科 4 年前期（4 年 42 番）のトランジスタの増幅回路と R-L-C 共振回路実験について報告する。

半導体を用いて製造される能動素子であるトランジスタは、「増幅作用」をもつが、信号を増幅させる際、周辺回路の構成によって増幅特性に変化を生じる。一方受動素子であるインダクタとキャパシタを用いる R-L-C 回路は特定の周波数の信号を生成したり、複雑な信号から特定の周波数の信号だけを抽出するのに使用できる。

このレポートでは等価回路による理論値の算出、バイポーラトランジスタを用いた増幅回路の実験、R-L-C 回路共振回路の動作実験をそれぞれ行い、理論値と実測値を比較しそれぞれの特性を確認した。

2 トランジスタの増幅回路とその特性

今回の実験では、エミッタ増幅回路をトランジスタの周辺回路として用いる。トランジスタに直流バイアス成分を加え活性領域に動作点を設定し、コンデンサ C_1 を介して交流信号を重ねてトランジスタのベース端子に入力、増幅された交流信号をコレクタ端子に接続されたコンデンサ C_2 を介して取り出す仕組みである。

図 1 にエミッタ増幅回路を示す。

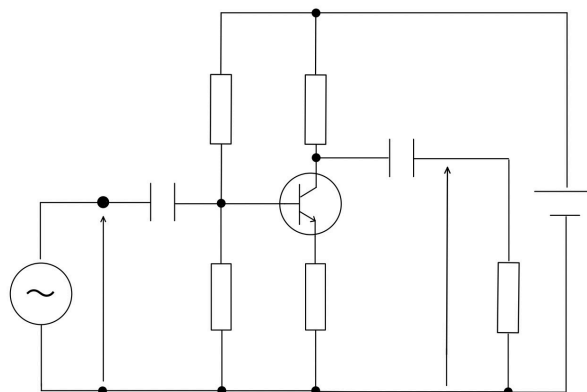


図 1 トランジスタを用いたエミッタ増幅回路

回路図上の各定数は以下のように設定した。

$$R_1 = 22 \text{ [k}\Omega\text{]}, R_2 = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}, R_3 = 2 \text{ [k}\Omega\text{]}, R_4 = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}, R_L = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$C_1 = 0.1 \text{ [}\mu\text{F]}, C_2 = 10 \text{ [}\mu\text{F]}, E = 15 \text{ [V]}$$

2.1 増幅回路の理論特性

エミッタ増幅回路がどのような特性を示すか推定するため、電氣的等価回路を作成し、代表的な理論値を等価回路から導かれる計算式を用いて計算した。表 1 に導出した理論値を記載する。

表 1 エミッタ増幅回路の各パラメータの理論値

各パラメータの詳細	名称	理論値
ベース-GND 間電圧	V_B	2.7 [V]
コレクタ-GND 間電圧	V_C	4.5 [V]
エミッタ-GND 間電圧	V_E	2.1 [V]
ベース-エミッタ間電圧	V_{BE}	0.6 [V]
電圧利得	G_V	7.8 [dB]
低域カットオフ周波数	f_L	93.7 [Hz]
入力インピーダンス	\dot{Z}_i	17 [k Ω]
出力インピーダンス	\dot{Z}_o	10 [k Ω]

また，各理論値の導出過程については次の通りである．

2.1.1 バイアス値

トランジスタにおけるバイアス値は，交流信号を出力する際に基準となる電位の値であり，動作点を決定する重要なパラメータである．バイアス値を導出する際には回路内の直流分のみを抽出した，「バイアス回路」を考える．

以下図 2 に実験で使用した回路をバイアス回路化したものを示す．

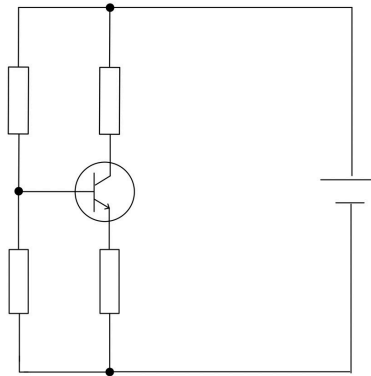


図 2 エミッタ増幅回路のバイアス回路

まず，ベース GND 間電圧 V_B を導出する． $I_{R2} \gg I_B$ であると仮定すると， V_B の電圧は式 (2.1) のように決定できる．

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E = \frac{22[\text{k}\Omega]}{22[\text{k}\Omega] + 100[\text{k}\Omega]} \cdot 15[\text{V}] \approx 2.7[\text{V}] \quad (2.1)$$

次にエミッタ-GND 間電圧 V_E ，コレクタ-GND 間電圧 V_C を導出する．動作点を決定するために必要な各電圧 V_E ，

V_C を求める計算式は以下のとおりとなる．

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (2.2)$$

$$I_C = I_E = \frac{V_E}{R_3} \quad (2.3)$$

$$V_C = E - R_4 I_C \quad (2.4)$$

ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} を決定し，各電圧を導く．使用するバイポーラトランジスタ 2SC1815 のデータシートより， $I_B - V_{BE}$ 特性表を図 3 に示す．

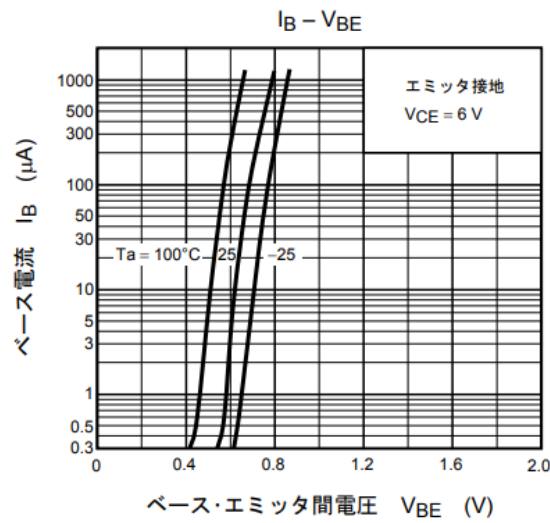


図 3 2SC1815 トランジスタの $I_B - V_{BE}$ 特性

特性表より， $V_{BE} \approx 0.6[\text{V}]$ と読み取ると，代入して各電圧は次のように求められる．

$$V_E \approx 2.7[\text{V}] - 0.6[\text{V}] = 2.1[\text{V}] \quad (2.5)$$

$$I_C = \frac{V_E}{R_3} = \frac{2.1[\text{V}]}{2[\text{k}\Omega]} = 1.05[\text{mA}] \quad (2.6)$$

$$V_C = E - R_4 I_C = 15[\text{V}] - 10[\text{k}\Omega] \cdot 1.05[\text{mA}] = 4.5[\text{V}] \quad (2.7)$$

2.1.2 電圧利得

電圧利得は，入力信号に対して出力信号の比から求められ，入力電圧に対して出力電圧が何 [dB] 上昇したかを表す．増幅回路そのものの性能を示すうえで重要なパラメータである．電圧利得を算出するためには，まず結合コンデンサのインピーダンスを 0 とし，交流分の等価回路を考える．

以下図 4 に実験で使用した回路の結合コンデンサのインピーダンスを 0 とした交流分の等価回路を示す．

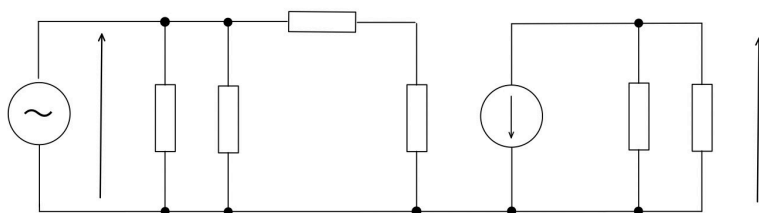


図4 エミッタ増幅回路の交流分の等価回路

ここで、入力側の並列抵抗を R_{12} 、出力側の並列抵抗を R_{4L} のように合成すれば

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{22[\text{k}\Omega] \cdot 100[\text{k}\Omega]}{22[\text{k}\Omega] + 100[\text{k}\Omega]} = 18.0[\text{k}\Omega] \quad (2.8)$$

$$R_{4L} = \frac{R_4 R_L}{R_4 + R_L} = \frac{10[\text{k}\Omega] \cdot 10[\text{k}\Omega]}{10[\text{k}\Omega] + 10[\text{k}\Omega]} = 5.0[\text{k}\Omega] \quad (2.9)$$

電圧利得の理論値 G_V は以下のような式で導出できることがわかる。

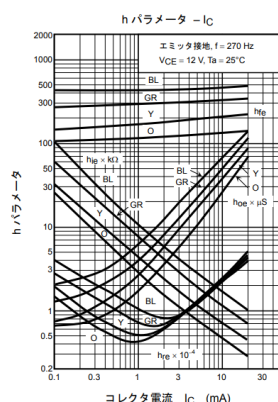
$$V_i = h_{ie} I_b + (1 + h_{fe}) R_3 I_b \quad (2.10)$$

$$V_o = h_{fe} I_b R_{4L} \quad (2.11)$$

$$|A_v| = \frac{|V_o|}{|V_i|} = \frac{h_{fe} R_{4L}}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_3} \quad (2.12)$$

$$G_v = 20 \log_{10}(|A_v|) \quad (2.13)$$

導出に必要な直流電流増幅率 h_{fe} 、トランジスタの入力インピーダンス h_{ie} は、データシートより求める。図5に2SC1815のhパラメータ- I_C 特性表を示す。


 図5 2SC1815 トランジスタの h パラメータ- I_C 特性

式 (2.6) より、 $I_C \approx 1.0[\text{mA}]$ であるから、特性表 (図5) より、 $h_{fe} \approx 160$ 、 $h_{ie} \approx 4.0[\text{k}\Omega]$ と読み取れる。

これらの数値を用いて前式を解くと、電圧利得の理論値 G_V は以下のように導出できる。

$$V_i = 4.0[\text{k}\Omega] \cdot I_b + (1 + 160) \cdot 10[\text{k}\Omega] \cdot I_b \approx 2.2[\text{V}] \quad (2.14)$$

$$V_o = 4.0[\text{k}\Omega] \cdot I_b \cdot 5.0[\text{k}\Omega] \approx 5.5[\text{V}] \quad (2.15)$$

$$|A_v| = \frac{|V_o|}{|V_i|} = \frac{160 \cdot 5.0[\text{k}\Omega]}{4.0[\text{k}\Omega] + (1 + 160) \cdot 10[\text{k}\Omega]} \approx 2.45[\text{倍}] \quad (2.16)$$

$$G_V = 20 \log_{10}(|A_v|) \approx 7.8[\text{dB}] \quad (2.17)$$

2.1.3 低域カットオフ周波数

低域カットオフ周波数は、入力信号の周波数が減少した際に増幅が正常に行われなくなる現象において、その下限周波数の目安となるパラメータである。低域カットオフは結合コンデンサ C_1 によって生じるため、算出するためには結合コンデンサ C_2 を無視した簡易等価回路を考える。

以下図 6 に C_2 を無視した簡易等価回路を示す。

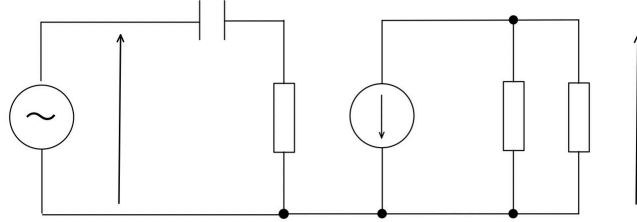


図 6 C_2 を無視したエミッタ増幅回路の簡易等価回路

入力電圧を複素数空間に拡張して、

$$\dot{V} = \dot{V}_{ic} + \dot{V}_{io} = -j \frac{1}{\omega C_1} \dot{I}_i + R_{io} \dot{I}_i \quad (2.18)$$

ここで、各抵抗について

$$R_{io} = \frac{R_{12} \{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_3\}}{R_{12} + \{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_3\}} = \frac{18.0[\text{k}\Omega] \{4.0[\text{k}\Omega] + (1 + 160) 10[\text{k}\Omega]\}}{18.0[\text{k}\Omega] + \{4.0[\text{k}\Omega] + (1 + 160) 10[\text{k}\Omega]\}} \approx 17[\text{k}\Omega] \quad (2.19)$$

のように考えれば、

低域カットオフ周波数の定義より、周波数低域において増幅率が最大利得から 3[dB] 低下する点が f_L であるから、このとき \dot{V}_{io} が \dot{V}_i の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍になることを利用すれば、 $|\dot{V}_{ic}| = |\dot{V}_{io}|$ が成り立つ。

したがって、低域カットオフ周波数 f_L は、

$$\frac{1}{\omega_L C_1} = \frac{1}{2\pi f_L C_1} = R_{io} \quad (2.20)$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_1 R_{io}} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 0.1[\mu\text{F}] \cdot 17[\text{k}\Omega]} \approx 93.7[\text{Hz}] \quad (2.21)$$

2.1.4 入力インピーダンス

回路全体の入力インピーダンスを算出する。図 7 に結合コンデンサ C_1 , C_2 のインピーダンスを無視した簡易等価回路を示す。

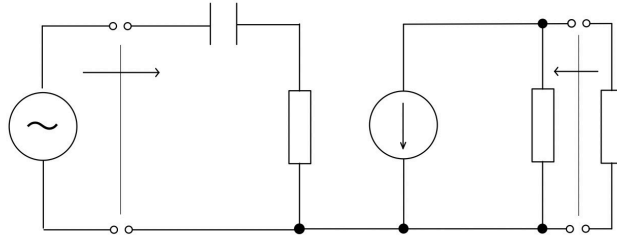


図 7 結合コンデンサのインピーダンスを無視したエミッタ増幅回路の簡易等価回路

入力側から見たときの見かけの抵抗が入力インピーダンス \dot{Z}_i となるから、

$$\dot{Z}_i = R_{io} \approx 17[\text{k}\Omega] \quad (2.22)$$

2.1.5 出力インピーダンス

回路全体の出力インピーダンスを算出する。入力インピーダンスの算出に使用した図 7 より

出力側から見たときの見かけの抵抗が出力インピーダンス \dot{Z}_o となるから、

$$\dot{Z}_o = R_4 \approx 10[\text{k}\Omega] \quad (2.23)$$

2.1.6 出力波形の歪み

エミッタ増幅回路では入力信号の電圧 V_i が一定の条件を満たすとき、正常に増幅されず V_o の波形にひずみが生じる。これには主に 2 つの原因がある。

■ベース電流の遮断 ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} にかかる直流バイアス成分が十分に大きくない場合、入力信号の電圧 V_i が小さい場合トランジスタの動作点を下回りベース電流 I_B が遮断されることで、波形がカットされる。

■コレクタ電流の飽和 ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} が大きくなると、トランジスタの動作点が高くなり、コレクタ電流 I_C が飽和することで出力電圧の波形がカットされる。

2.2 増幅回路の作成と実測

図 1 と同様の回路が実装された実験基板を用いて実際に入力を与えその応答を測定する。

表 2 にエミッタ増幅回路の特性評価に使用した機材のリストを示す。

表 2 エミッタ増幅回路の実測機器リスト

実験装置種別	メーカー	型番	管理番号
トランジスタのエミッタ増幅回路	長岡高専電子制御工学科		NNCT-EC-03
直流安定化電源装置	菊水電子工業株式会社	PMC18-3	Ec-06
低周波発振器	GW-INSTEK	GAG-810	GEQ874835
オシロスコープ	GW-INSTEK	GDS-1052-U	DSO No.11
デジタルマルチメータ	三和電気計器株式会社	PC500	Ec-06
デジタルマルチメータ	三和電気計器株式会社	PC500	Ec-08

図 8 に実験基板の写真を示す。

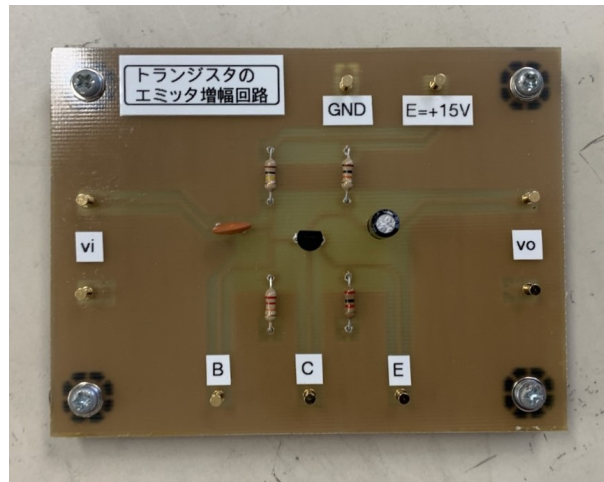


図 8 トランジスタのエミッタ増幅回路実験基板

実験基板は負荷を可変できるようにするため負荷抵抗 R_L が取り付けられていないため、 $10[k\Omega]$ の炭素被膜抵抗を V_0 出力端子部に接続する。

■動作確認 実験基板が正しく動作していることを確認するため、入力電圧と出力電圧をオシロスコープで同時に観測し、反転増幅が発生するかを確認した。入力信号の周波数は $10[kHz]$ 、最大振幅は $0.4[V_{0P}]$ とし、得られた波形を図 に示す。

2.2.1 バイアス電圧の測定

低周波発振器の出力周波数を $0[Hz]$ に設定し、実験回路内を直流成分のみとし、バイアス電圧を測定する。測定にはデジタルマルチメータ（直流レンジ）を使用した。

表 3 にバイアス電圧 V_B 、 V_C 、 V_E の理論値と実測値をそれぞれ示す。

表 3 バイアス電圧の測定結果

各電圧の位置	名称	理論値 [V]	実測値 [V]
ベース-GND 間電圧	V_B	2.7	2.57
コレクタ-GND 間電圧	V_C	4.5	5.45
エミッタ-GND 間電圧	V_E	2.1	1.92

2.2.2 電圧利得の測定

電圧利得 G_V は入力電圧 V_i と出力電圧 V_o から求められる。ここでは、デジタルマルチメータ（交流レンジ）によって各電圧の実効値を測定、オシロスコープを使用して最大振幅を測定し、両者が正しい関係が成り立っていることを確認した上で、電圧利得 G_V を求めた。

なお、低周波発振器の出力周波数は 10[kHz]、電圧は $0.4[V_{RMS}]$ とする。

表 4 に入力電圧 V_i と出力電圧 V_o の測定結果を示す。

表 4 入力電圧と出力電圧の測定結果

各電圧の位置	名称	実効値 [V_{RMS}]	最大振幅 [V]
入力電圧	V_i	0.402	0.63
出力電圧	V_o	1.024	1.49

2.2.3 増幅率の周波数特性

周波数低域において増幅率が最大利得から 3[dB] 減少する点（低域カットオフ周波数 f_L ）を確認するため、エミッタ増幅回路の入力電圧 V_i の周波数 f を変化させ、増幅率 G_V の周波数応答を観測する。

低周波発振器の電圧は $0.4[V_{RMS}]$ に固定となるよう調整し、出力周波数 f は 10[kHz] から 100[kHz] まで適宜変化させた。このときの周波数に対するデジタルマルチメータ（直流レンジ）で測定した、入力電圧 V_i 、出力電圧 V_o 、またそれらから導出できる電圧利得 G_V の各値を表 5 に示す。

表 5 周波数対増幅率特性の測定結果

入力周波数 f [Hz]	入力電圧 V_i [V_{RMS}]	出力電圧 V_o [V]	電圧利得 G_V [dB]
10	0.40	0.128	-9.897
20	0.40	0.242	-4.365
50	0.40	0.505	2.025
70	0.40	0.648	4.190
80	0.40	0.688	4.711
90	0.40	0.725	5.166
95	0.40	0.743	5.379
100	0.40	0.752	5.483
110	0.40	0.791	5.922
120	0.40	0.812	6.150
130	0.40	0.832	6.361
170	0.40	0.880	6.848
200	0.40	0.886	6.907
220	0.40	0.912	7.159
270	0.40	0.930	7.328
320	0.40	0.943	7.449
500	0.40	0.988	7.854
1,000	0.40	0.994	7.907
2,000	0.40	0.994	7.907
5,000	0.40	1.004	7.993
10,000	0.40	1.038	8.283
20,000	0.40	1.026	8.182
50,000	0.40	1.041	8.308
100,000	0.40	0.902	7.063

表 5 のデータを横軸 f ，縦軸 G_V として片対数グラフでプロットした．図 9 に示す．

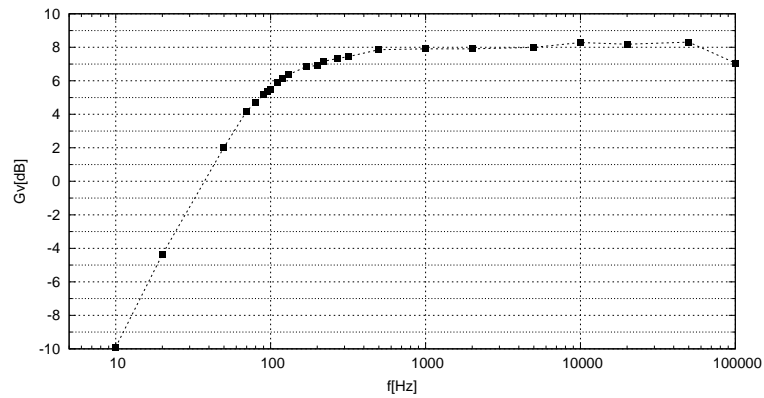


図 9 周波数対増幅率特性グラフ

2.2.4 入力インピーダンスの測定

結合コンデンサ C_1 と低周波発振器を抵抗 R_R を介して接続することを考える。このとき入力インピーダンスは低周波発振器の両端電圧 V_S 、 R_R の電圧降下後を V_i とすれば、式 (2.24) のように導出できることを利用し、回路の入力インピーダンスを実測した。

$$Z_i = \frac{V_i}{V_S - V_i} \cdot R_R \quad (2.24)$$

低周波発振器の出力周波数を 10[kHz]、出力電圧を 0.4[V_{RMS}] とし、デジタルマルチメータ（交流レンジ）で測定した V_S 、 V_i の各電圧を表 6 に示す。

 表 6 負荷抵抗 R_R による入力インピーダンスの測定結果

入力電圧 V_S [V_{RMS}]	R_R による電圧降下後の電圧 V_i [V_{RMS}]	入力インピーダンス Z_i [Ω]
0.4	0.254	17.397

2.2.5 出力インピーダンスの測定

エミッタ増幅回路の出力端子の解放電圧 V_{oo} に対して、出力端子に負荷抵抗 R_L を接続した際の R_L の両端電圧 V_o を介して接続することを考える。このとき出力インピーダンスは式 (2.25) のように導出できることを利用し、回路の出力インピーダンスを実測した。

$$Z_o = \frac{V_{oo} - V_o}{V_o} \cdot R_L \quad (2.25)$$

低周波発振器の出力周波数を 10[kHz]、出力電圧を 0.4[V_{RMS}] とし、デジタルマルチメータ（交流レンジ）で測定した V_{oo} 、 V_o の各電圧を表 7 に示す。

表 7 負荷抵抗 R_L による出力インピーダンスの測定結果

端子間解放電圧 V_{oo} [V_{RMS}]	R_L 接続時の両端電圧 V_o [V_{RMS}]	出力インピーダンス Z_o [Ω]
2.019	1.019	9.813

2.2.6 増幅率の測定と波形歪みの観測

3 R-L-C 共振回路とその特性

R-L-C 共振回路は、抵抗 (Resistance)、インダクタ (Inductance)、キャパシタ (Capacitance) のそれぞれのインピーダンス特性を利用し交流信号を入力として共振させることで周波数に対して特殊な応答を生じる回路である。

図 10 に R-C-L 共振回路を示す。

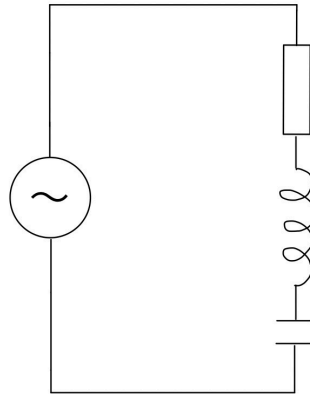


図 10 R-L-C 共振回路

R-L-C 共振回路は共振によって入力した周波数に対して全体のアドミッタンスが変化するアドミッタンス周波数特性を持つ。アドミッタンスが最大となる入力周波数を f_0 、最大値から $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍となる周波数を f_1 , f_2 とすると、アドミッタンス周波数特性は図 のようになる。

また、R-L-C 共振回路ではアドミッタンスの実部と虚部であるコンダクタンスとサセプタンスを XY 成分としてプロットすると円を描くことが知られている。この円を「アドミッタンスループ」と呼び、アドミッタンスループの各特徴点から有用な周波数や回路解析を行うことができる。図 にアドミッタンスループを示す。

3.1 定数と理論特性

3.1.1 アドミッタンスと共振周波数

図において角周波数 ω の信号を入力することを考える。ここで回路全体のアドミッタンス Z は次式のようなので、

$$Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad (3.1)$$

この時、複素アドミッタンス \dot{Y} とその大きさ Y は以下の式で求められる.

$$\dot{Y} = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (3.2)$$

$$Y = \frac{1}{\dot{Y}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \quad (3.3)$$

共振時にはアドミッタンスは最大となるから、このときの角共振周波数 ω_0 、複素アドミッタンスの大きさ Y_0 とすると、複素アドミッタンス \dot{Y} の分母が最大となる時が Y_0 であるから、以下のように表せる.

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad (3.4)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

$$Y_0 = \frac{1}{\sqrt{R}} \quad (3.6)$$

3.1.2 アドミッタンスループ

複素パラメータ R (レジスタンス), X (リアクタンス), G (コンダクタンス), B (サセプタンス) は複素インピーダンス \dot{Z} と次式のような関係を持つ.

$$\dot{Z} = R + jX \quad (3.7)$$

$$\dot{Y} = G + jB \quad (3.8)$$

2 式の関係性を考えると,

$$R + jX = \frac{1}{G + jB} = \frac{G}{G^2 + B^2} - j \frac{B}{G^2 + B^2} \quad (3.9)$$

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2} \quad (3.10)$$

$$0 = G^2 + B^2 - \frac{G}{R} \quad (3.11)$$

ここで、両辺に $(\frac{1}{2R})^2$ を加算して式を整理すると、円の方程式が得られる.

$$(G - \frac{1}{2R})^2 + B^2 = (\frac{1}{2R})^2 \quad (3.12)$$

$$(3.13)$$

したがって、 G (コンダクタンス), B (サセプタンス) を平面上にプロットしたとき描く円の中心座標は、 $(\frac{1}{2R}, 0)$, 半径 $\frac{1}{2R}$ と定まる.

3.1.3 品質係数 Q 値の算出

Q 値 (Quality Factor) は, 共振回路の共振のピークの鋭さを表す指標である.

R-L-C 共振回路においては一般的に

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} \quad (3.14)$$

となることが知られている.

これを証明する. 振動の共振ピークの $\sqrt{2}$ 倍となる入力周波数 ω_2, ω_1 とすると, ω_2, ω_1 における Y の大きさは

$$Y = \frac{Y_0}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}R} \quad (3.15)$$

$$Y = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \quad (3.16)$$

R (レジスタンス) について整理すると

$$2R^2 = R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 \quad (3.17)$$

$$\pm R = (\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad (3.18)$$

両辺に ωC をかけて ω を導くと

$$LC\omega^2 + RC\omega = 0 \quad (3.19)$$

$$\omega = \frac{\pm RC \pm \sqrt{(RC)^2 + 4LC}}{2LC} \quad (3.20)$$

$\omega_2 > \omega_1 > 0$ であるから,

$$\omega_1 = \frac{-RC + \sqrt{(RC)^2 + 4LC}}{2LC} \quad (3.21)$$

$$\omega_2 = \frac{+RC + \sqrt{(RC)^2 + 4LC}}{2LC} \quad (3.22)$$

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{R}{L} \quad (3.23)$$

ここで Q 値の定義を考えると

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \quad (3.24)$$

$$(3.25)$$

となる.

3.1.4 R, L, C 値の算出方法

R-L-C の各定数が不明な際でも、アドミタンスループを観測し Y_0 , ω_0 , ω_1 , ω_2 を測定することで、各定数成分を決定することができる。R, L, C は、それぞれ以下の式のとおり解析できる。

$$R = \frac{1}{Y_0} \quad (3.26)$$

$$L = \frac{Q}{\omega_0 Y_0} \quad (3.27)$$

$$C = \frac{Y_0}{\omega_0 Q} \quad (3.28)$$

3.2 R-L-C 回路のアドミタンス特性測定と定数の算出

3.2.1 アドミタンス特性の測定

R-L-C 回路の特性評価を行うことができる LCR メーターを使用して入力周波数を自動で広範囲に可変し、アドミタンス、コンダクタンス、サセプタンスを測定することで、回路の周波数特性およびアドミタンスループの観測を狙う。

図 11 に測定機器の概要を図示する。

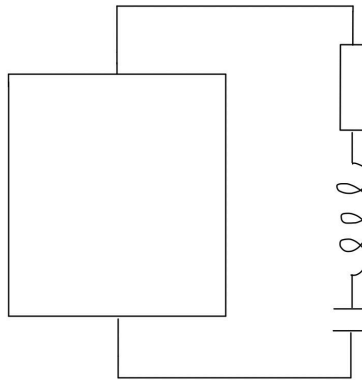


図 11 LCR メーターを用いたアドミタンス特性測定の概要

表 8 に R-L-C 共振回路の特性評価に使用した機材を示す。

表 8 R-L-C 共振回路の実測機器リスト

実験装置種別	メーカー	型番	製造番号
LCR メータ	エヌエフ回路設計ブロック	ZM2375	BH16H24S00000033

■アドミタンス周波数特性 LCR メータの掃引周波数を 2[kHz] から 8[kHz] に設定し、1201[ポ 0 イント] の測定点において、周波数 f に対する複素アドミッタンスの大きさ Y の変化を観測した。

表 9 に LCR メータの各設定値を示す。

表 9 アドミッタンス周波数特性測定時の LCR メータ設定値

種別	分類	項目	設定値
表示	主パラメタ	種類	Y
表示	主パラメタ	偏差表示	ABS
測定	周波数	周波数	1.00E+03
測定	信号レベル	ALC	OFF
測定	信号レベル	測定電圧レベル	1
測定	信号レベル	測定電流レベル	1.00E-03
測定	レンジ	自動選択	ON
測定	レンジ	測定レンジ	1k Ω
測定	トリガ	トリガ源	Internal
測定	トリガ	遅延時間	0.008
測定	測定速度	測定速度	MED
測定	DC バイアス	有効無効	OFF
測定	平均化	有効無効	OFF
[スイープ測定]			
タイプ	リニア		
開始周波数	2.00E+03		
終了周波数	8.00E+03		
測定点数	1201		

測定値を縦軸に Y を横軸に f をとりグラフ化した。図 12 に示す。

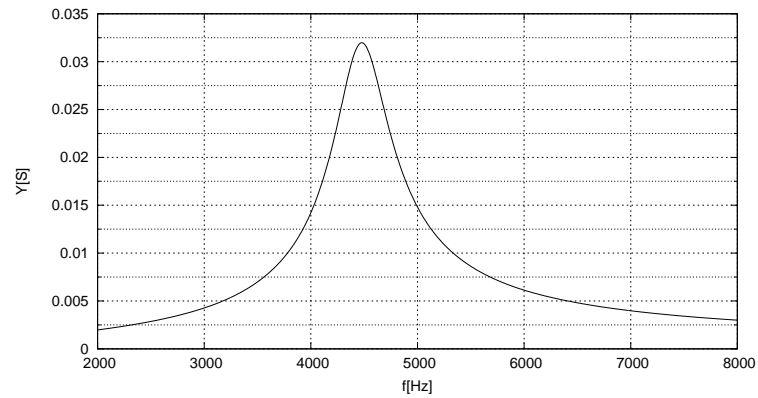


図 12 R-L-C 共振回路のアドミッタンス周波数特性

■アドミッタンスループ特性 LCR メータの掃引周波数を 2[kHz] から 8[kHz] に設定し、1201[ポイント] の測定点において、周波数 f に対するコンダクタンス G ，サセプタンス B の変化を観測した。

表 10 に LCR メータの各設定値を示す。

表 10 アドミッタンスループ測定時の LCR メータ設定値

種別	分類	項目	設定値
表示	主パラメタ	種類	G
表示	主パラメタ	偏差表示	ABS
表示	副パラメタ	種類	B
表示	副パラメタ	偏差表示	ABS
測定	周波数	周波数	1.00E+03
測定	信号レベル	ALC	OFF
測定	信号レベル	測定電圧レベル	1
測定	信号レベル	測定電流レベル	1.00E-03
測定	レンジ	自動選択	ON
測定	レンジ	測定レンジ	1k Ω
測定	トリガ	トリガ源	Internal
測定	トリガ	遅延時間	0.008
測定	測定速度	測定速度	MED
測定	DC バイアス	有効無効	OFF
測定	平均化	有効無効	OFF
[スイープ測定]			
タイプ	リニア		
開始周波数	2.00E+03		
終了周波数	8.00E+03		
測定点数	1201		

測定値を縦軸に B を横軸に G をとり複素数空間にグラフ化した。図 13 に示す。

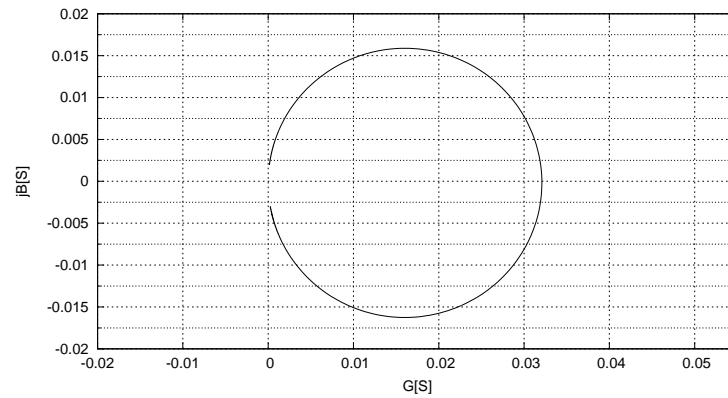


図 13 R-L-C 共振回路のアドミッタンスループ

3.2.2 定数の算出

3.2.3 グラフの追記

4 課題

4.0.1 エミッタ接地，ベース接地，コレクタ接地の各増幅回路の特徴についてまとめよ．

4.0.2 共振回路の応用用途にはどのようなものがあるか調査し，それぞれについてまとめよ．

5 感想

参考文献

- [1] 梅田 幹雄、実験テキスト「トランジスタの増幅回路と R-L-C 共振回路」、(2022 年)
- [2] 東芝トランジスタ、データシート「2SC1815」、(2017 年 11 月 1 日)