

電子回路には、インダクタンスやキャパシタンス部品自体の  $Q$  と回路の動作  $Q$  という二つの用語があります。前者は普通 100 から数 100 の値ですが、高くすることが理想的です。後者はエネルギーの効率的な伝送のための適値がありますので、本稿ではその動作と設計資料を提供します。

1. 回路図にある共振回路

抵抗  $R$ 、インダクタンス  $L$  とキャパシタンス  $C$  で構成される共振回路の電子的動作は、その入力信号源との接続関係で決まります。

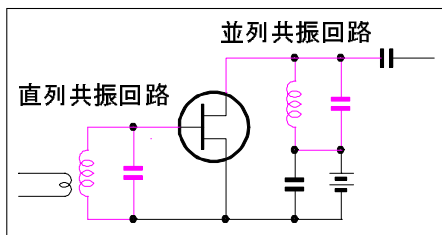


図 1: 実際に使われている共振回路

例えば図 1 において、二つの LC 回路は同じ形の接続ですが信号の加え方が違うので、動作が大きく異なります。左側の LC では、二次コイルに誘起したエネルギーが RLC 回路を直列に流れるので直列共振回路となり、右側の LC は能動素子の電流が LC 素子それぞれに流れるので並列共振回路になります。図 2 で区別するように、共振回路を信号源および負荷と直列接続するか並列接続するかにより、4 種類の回路が構成できます。

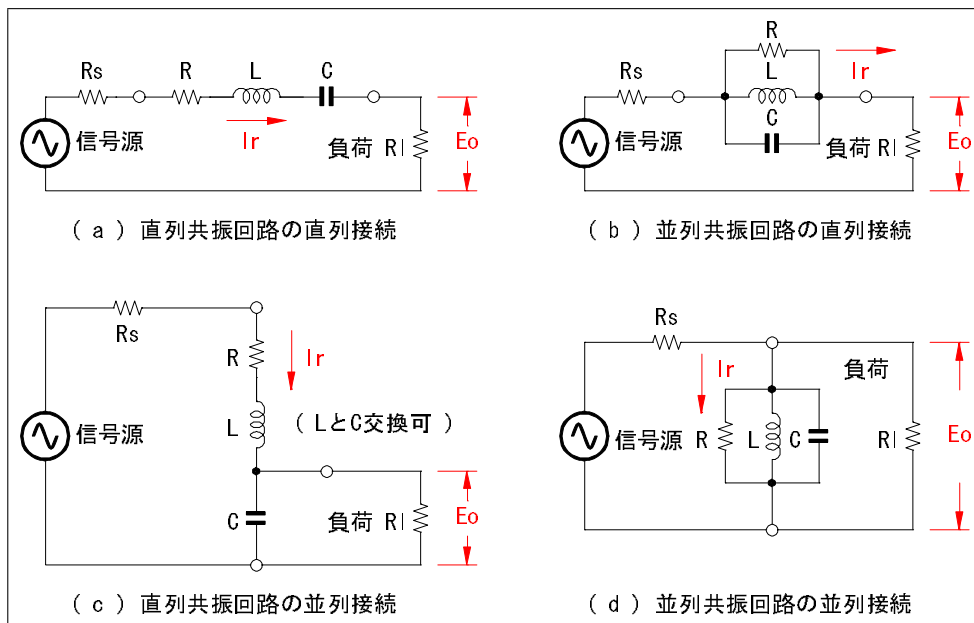


図 2: 信号源と負荷の接続方法で変わる共振回路の性質

具体的な解析は図 3 に示すように、直列共振回路は内部抵抗が  $0\Omega$  である理想電圧源で駆動されるとし、並列共振回路では内部抵抗が  $\infty\Omega$  である理想電流源で駆動されるとして解析します。直列共振回路の構成は、 $L$  と  $C$  を入れ替えることができます。

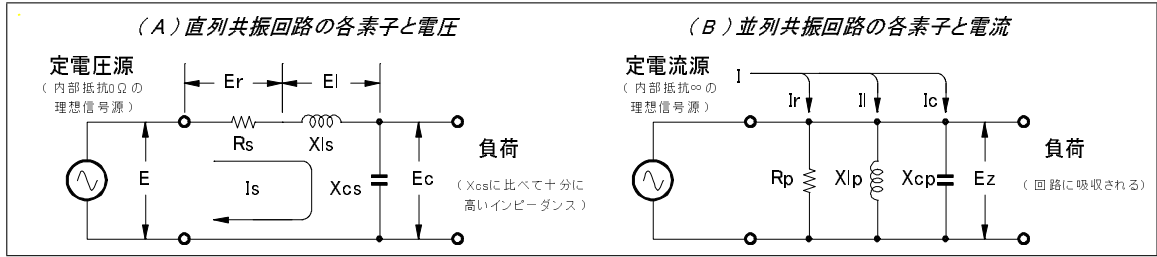


図 3: 共振回路の考え方

共振回路の役割は、直列共振回路においては信号電圧の昇圧であり、並列共振回路においては昇インピーダンスですが、どちらの共振回路も周波数選択性があります。

## 2. 直列共振回路が共振している状態

直列共振回路の一つの特徴である電圧増倍機能を説明します。

直列共振回路は図 3(A) のように、信号源電圧  $E$ 、抵抗  $R_s$ 、誘導性リアクタンス  $X_{ls}$  および容量性リアクタンス  $X_{cs}$  が全て直列に接続されています。出力は  $X_{ls}$  または  $X_{cs}$  の両端から高インピーダンスの負荷で取り出します。一般に  $R_s \leq X_{ls}$  および  $R_s \leq X_{cs}$  であるので、定電圧電源で駆動されると考えます。

回路には複素電流  $I_s$  が流れますが、その絶対値  $|I_s|$  は

$$|I_s| = \frac{E}{\sqrt{R_s^2 + (X_{ls} - X_{cs})^2}} \quad (1)$$

共振状態ではほぼ  $X_{ls} = X_{cs}$  ですから、単純に共振電流  $I_0 = E/R_s$  です。その状態において、各リアクタンス素子の両端に現れる電圧 ( $I_0$  とリアクタンスの積) を  $E$  で正規化すると

$$\frac{E_l}{E} = \frac{E}{R_s} X_{ls} \frac{1}{E} = \frac{X_{ls}}{R_s} \quad \frac{E_c}{E} = \frac{E}{R_s} X_{cs} \frac{1}{E} = \frac{X_{cs}}{R_s}$$

この回路では  $E$  が  $X_{cs}$  の両端で  $E_c/E$  倍されることになり、その値を回路の良さ  $Q_s$  とすれば (本来の  $Q$  は「蓄えられたエネルギーと 1 サイクル当たりのエネルギー損失との比」と定義されます。)

$$Q_s = \frac{X_{ls}}{R_s} = \frac{X_{cs}}{R_s} \quad (2)$$

ところで、インダクタンスを  $L_s$ 、キャパシタンスを  $C_s$ 、共振角周波数を  $\omega_0$ 、 $\sqrt{-1}$  を虚数単位  $j$  とします。共振状態では  $X_{ls} = j\omega_0 L_s$  および  $X_{lc} = 1/j\omega_0 C_s$  ですから、

$$\omega_0 = \sqrt{L_s C_s} \quad (3)$$

また

$$\frac{X_{ls}}{R_s} \times \frac{X_{cs}}{R_s} = \frac{L_s}{R_s^2 C_s} = Q_s^2 \quad (4)$$

この式を開平した  $Q_s$  は、式 2 および式 3 と併せて、

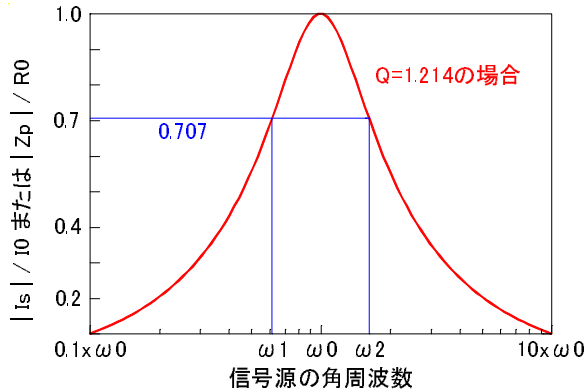
$$Q_s = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \frac{\omega_0 L_s}{R_s} = \frac{1}{R_s \omega_0 C_s} \quad (5)$$

要するに、直列共振回路を定電圧で駆動しリアクタンス素子の両端を高インピーダンスで受け取れば、共振状態では信号電圧の  $Q_s$  倍の振幅が得られるのです。

### 3. 直列共振回路の周波数特性

直列共振回路のもう一つの特徴であるフィルタとしての動作を説明します。  
角周波数  $\omega$  を用いて、式 1 を  $I_0 = E/R_s$  で正規化すると

$$\frac{|I_s|}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R_s^2}(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})^2}} \quad (6)$$



これをグラフにすると、図 4 となります。  
ここで角周波数  $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$  を定義します。 $\omega_1$  および  $\omega_2$  は、 $|I_s|/I_0 = 1/\sqrt{2}$  となる角周波数として作図しています。 $\omega_0$  は中心角周波数です。  
( $|Z_p|/R_p$  は後述の並列共振回路の場合に使います。 $\sqrt{2}$  に着目する理由は、本項の最後で納得できます。)

図 4: 共振回路の周波数特性

式 5 を変形すると、 $\sqrt{L_s} = R_s Q_s \sqrt{C_s}$ 、 $\sqrt{C_s} = \sqrt{L_s}/R_s Q_s$  です。また、 $L_s = \sqrt{L_s} \sqrt{L_s}$  および  $C_s = \sqrt{C_s} \sqrt{C_s}$  と考えます。

これらを式 6 に代入して、

$$\frac{|I_s|}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R_s^2}(\omega R_s Q_s \sqrt{L_s C_s} - R_s Q_s / \omega \sqrt{L_s C_s})^2}} \quad (7)$$

コラム  $(\sqrt{CA} - \sqrt{CB})^2 = C(A - B)^2$  の証明

$$\begin{aligned} (\sqrt{CA} - \sqrt{CB})^2 &= CA^2 - 2CAB + CB^2 \\ &= C(A - B)^2 \end{aligned}$$

式 7 に式 5 を代入し、コラムの関係式を用いると、

$$\frac{|I_s|}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (8)$$

先に  $|I_s|/I_0 = 1/\sqrt{2}$  と設定しましたので、次式が必要条件です。

$$Q_s^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 = 1 \quad (9)$$

上式を開平すると次の 2 式が得られます。(この辺りは計算テクニックです。)

$$\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2} = \frac{1}{Q_s} \qquad \frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{-1}{Q_s}$$

両式の差をとると

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} + \frac{\omega_0 (\omega_2 - \omega_1)}{\omega_1 \omega_2} = \frac{2}{Q_s} \quad (10)$$

両式の和をとると

$$\omega_1 \omega_2 = \omega_0^2$$

これを式 10 に代入すると、 $Q_s$  は

$$Q_s = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (11)$$

以上述べたことを総合すると、 $Q_s$  は直列共振回路のフィルター特性において正規化出力が  $1/\sqrt{2}$  となる周波数幅 ( $f_2 - f_1$  であり、電力半値幅または  $3dB$  幅と呼ばれます。) を規定することになります。前出の図 4 における  $|I|/I_0$  はこの様子をグラフにしたものです。

#### 4. 並列共振回路が共振している状態

並列共振回路の電流増倍機能を説明します。

並列共振回路では、図 3(B) のように、定電流信号源  $I$  が抵抗  $R_p$ 、リアクタンス  $X_{lp}$  および  $X_{cp}$  に分流します。出力  $E_z$  は並列共振回路の両端から取り出します。なお能動素子と負荷のインピーダンスもこの共振回路に並列接続され各定数はそれらの合成値となります。また一般に  $R_p \geq X_{lp}$  および  $R_p \geq X_{cp}$  です。

並列共振回路の複素インピーダンスの絶対値  $|Z_p|$  は

$$|Z_p| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_p^2} + \left(\frac{1}{X_{lp}} - \frac{1}{X_{cp}}\right)^2}} \quad (12)$$

共振状態では  $X_{lp} = X_{cp}$  ですから、単純に  $Z_p = R_p$  です。その状態において、回路端に現れる電圧  $E_z$  は  $E_z = IR_p$  となります。各リアクタンス素子に流れる電流を  $I$  で正規化すると

$$\frac{|I_l|}{I} = \frac{|E_z|}{X_{lp}} \frac{1}{I} = \frac{R_p}{X_{lp}} \quad \frac{|I_c|}{I} = \frac{|E_z|}{X_{cp}} \frac{1}{I} = \frac{R_p}{X_{cp}}$$

この回路では、 $I_l$  および  $I_c$  が増倍されることとなります。増倍といってもパッシブ素子ですから、大部分が LC 間を往復するアイドリング電流です。その係数を回路の良さ  $Q_p$  と定義すれば

$$Q_p = \frac{R_p}{X_{lp}} = \frac{R_p}{X_{cp}} \quad (13)$$

インダクタンスを  $L_p$ 、キャパシタンスを  $C_p$ 、共振角周波数を  $\omega_0$ 、 $j$  を直列共振回路と同じく定義して、 $X_{ls} = j\omega_0 L_p$  および  $X_{lc} = 1/j\omega_0 C_p$  ですから

$$\frac{R_p}{X_{lp}} \times \frac{R_p}{X_{cp}} = R_p^2 \frac{C_p}{L_p} = Q_p^2 \quad (14)$$

この式を開平しても  $Q_p$  であり、式 13 と併せて  $Q_p$  は

$$Q_p = R_p \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} = R_p \omega_0 C_p = \frac{R_p}{\omega_0 L_p} \quad (15)$$

要するに、並列共振状態では出力電圧は  $E_z = IR_p$  ですが、回路内の LC に流れる電流が  $Q_p$  倍に増倍されます。

式 5 と式 15 を見比べると、RLC 定数が置かれる分母分子の関係が逆であることが分かります。

#### 5. 並列共振回路の周波数特性

定電流駆動ですから  $Z_p$  の周波数特性に着目して、並列共振回路のフィルタとしての動作を解

析します。

角周波数  $\omega$  を用いて、式 12 を  $R_p$  で正規化すると

$$\frac{|Z_p|}{R_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + R_p^2 \left( \frac{1}{\omega L_p} - \omega C_p \right)^2}} \quad (16)$$

式 15 を式 16 に代入して

$$\frac{|Z_p|}{R_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_p^2 \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (17)$$

先に  $|Z_p|/R_p = 1/\sqrt{2}$  と設定しましたので、次式が必要条件です。

$$Q_p^2 \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = 1 \quad (18)$$

上式を開平すると次の 2 式が得られます。

$$\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{1}{Q_p} \quad \frac{\omega_0}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{-1}{Q_p}$$

両式の差をとると

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} + \frac{\omega_0 (\omega_2 - \omega_1)}{\omega_1 \omega_2} = \frac{2}{Q_p} \quad (19)$$

両式の和をとると

$$\omega_1 \omega_2 = \omega_0^2$$

これを式 19 に代入すると

$$Q_p = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (20)$$

以上を総合すると、 $Q_p$  は並列共振回路の正規化インピーダンスが  $1/\sqrt{2}$  となる周波数幅を規定するものです。前出の図 4 における  $|Z_p|/R_p$  はこの様子をグラフにしたもので、同じ  $Q$  値では直列共振回路と同じ周波数特性になります。

## 6. 従属接続した回路の統合 Q

回路に複数の共振回路が存在する場合に、統合した  $Q$  特性がどうなるかを調べます。個々の共振回路は直列並列を問いませんが、以下の説明では直列共振回路を例にします。

段間のインピーダンスは整合されているものとし、一段目の共振回路の  $Q$  値  $Q_1$ 、二段目のそれ  $Q_2$  が既知であり、求めるべき統合した  $Q$  値を  $Q_0$  とします。

$|I_s|/I_0$  つまり振幅係数が  $1/\sqrt{2}$  となる角周波数を  $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4, \omega_5, \omega_6$  とし中心角周波数を  $\omega_0$  と定義すると、図 5 の関係になります。

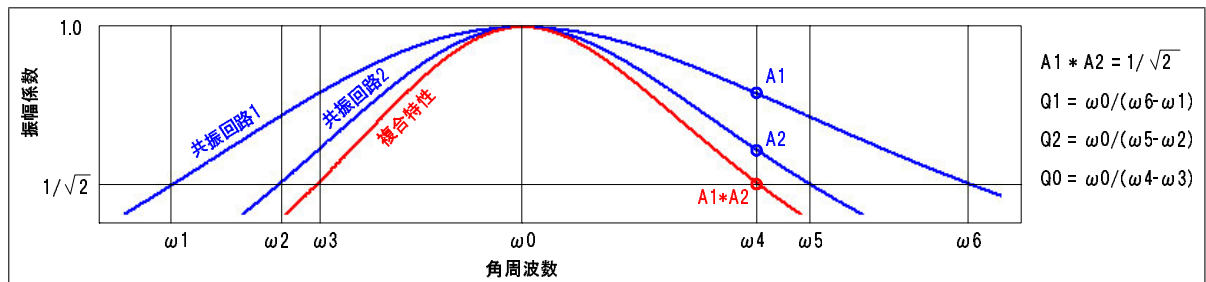


図 5: 複数共振回路の角周波数特性

共振回路 1 の  $\omega_4$  における減衰度  $A_1$  および共振回路 2 の  $\omega_4$  における減衰度  $A_2$  は、式 8 から次式となります。(  $\omega_3$  についても同値です。 )

$$A_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_1^2 \left( \frac{\omega_4}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_4} \right)^2}} \quad A_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_2^2 \left( \frac{\omega_4}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_4} \right)^2}} \quad (21)$$

式 9 を変形して

$$\left( \frac{\omega_4}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_4} \right)^2 = \left( \frac{1}{Q_0} \right)^2$$

これを式 21 に代入すると

$$A_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q_1^2}{Q_0^2}}} \quad A_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q_2^2}{Q_0^2}}} \quad (22)$$

$Q_0$  の定義から  $A_1 A_2 = 1/\sqrt{2}$  でなければならず、次式がその必要条件となります。

$$\left( 1 + \frac{Q_1^2}{Q_0^2} \right) \left( 1 + \frac{Q_2^2}{Q_0^2} \right) = 2$$

式を整理して

$$Q_0^4 - (Q_1^2 + Q_2^2)Q_0^2 - Q_1^2 Q_2^2 = 0$$

$Q_0^2$  を未知数として「二次関数の解の公式」を適用すると

$$Q_0^2 = \frac{(Q_1^2 + Q_2^2) \pm \sqrt{(Q_1^2 + Q_2^2)^2 + 4Q_1^2 Q_2^2}}{2}$$

ここで一般に  $Q_1 Q_2 > 1$  ですから、上式の符号は正号をとります。結局、 $Q_0$  は次式で計算できます。

$$Q_0 = \sqrt{\frac{(Q_1^2 + Q_2^2) + \sqrt{(Q_1^2 + Q_2^2)^2 + 4Q_1^2 Q_2^2}}{2}} \quad (23)$$

例えば、 $Q_1 = 5$ 、 $Q_2 = 10$  の従属接続回路では  $Q_0 = 11.94$  となります。

同一  $Q$  の  $n$  段接続では、統合した  $Q$  を  $Q_n$ 、単位  $Q$  を  $Q_0$  として

$$Q_n = \sqrt{(n-1) + \frac{n}{2}\sqrt{2}} Q_0$$

## 7. $Q$ を使うインピーダンスの直列並列変換

ここでは、直列接続のリアクタンス  $X_s$  および抵抗  $R_s$  が呈するインピーダンス  $Z_s$  と並列接続のリアクタンス  $X_p$  および抵抗  $R_p$  が呈するインピーダンス  $Z_p$  が共に同じ電気的特性だとして、互いの定数換算の方法を説明します。

電気的特性が同じであるとは、どちらの構成でも  $Q$  の値が同じ ( $Q_s = Q_p$ ) であることを意味しています。図 6 に示すような関係があることを念頭においてください。

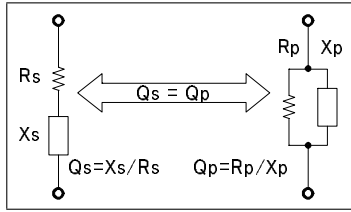


図 6: 直列並列の変換

各々の回路のインピーダンスは

$$Z_s = R_s + jX_s \quad Z_p = \frac{jR_p X_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2}$$

両回路は等価ですから、両式の実数部と虚数部をそれぞれ等しいとして

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2}$$

式 13 に習うと  $Q_p = R_p/X_p$  ですから

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2} \quad X_s = \frac{Q_p^2 X_p}{1 + Q_p^2} \quad (24)$$

なお、 $R_p = Q_p X_p$  および  $X_p = R_p/Q_p$  ですから

$$R_s = \frac{Q_p X_p}{1 + Q_p^2} \quad X_s = \frac{Q_p R_p}{1 + Q_p^2} \quad (25)$$

式 24 から  $R_p$  および  $X_p$  を求め、 $Q_s = Q_p$  とすると

$$R_p = (1 + Q_s^2) R_s \quad X_p = \frac{(1 + Q_s^2) X_s}{Q_s^2} \quad (26)$$

なお、 $R_s = X_s/Q_s$  および  $X_s = Q_s R_s$  ですから

$$R_p = \frac{(1 + Q_s^2) X_s}{Q_s} \quad X_p = \frac{(1 + Q_s^2) R_s}{Q_s} \quad (27)$$

以上の式 24 から式 27 までをまとめると、表 1 になります。

|   |                                 |                                   |
|---|---------------------------------|-----------------------------------|
| 並列 ← 直列<br>(ただし $Q_s = \frac{X_s}{R_s}$ ) | $R_p = \frac{1+Q_s^2}{1} R_s$   | $X_p = \frac{1+Q_s^2}{Q_s^2} R_s$ |
|   | $R_p = \frac{1+Q_s^2}{Q_s} X_s$ | $X_p = \frac{1+Q_s^2}{Q_s^2} X_s$ |
| 直列 ← 並列<br>(ただし $Q_p = \frac{R_p}{X_p}$ ) | $R_s = \frac{1}{1+Q_p^2} R_p$   | $X_s = \frac{Q_p}{1+Q_p^2} R_p$   |
|   | $R_s = \frac{Q_p}{1+Q_p^2} X_p$ | $X_s = \frac{Q_p^2}{1+Q_p^2} X_p$ |

表 1: 直列並列変換の相互関係

### 8. 実用インピーダンス変換回路

段間整合をとるためのインピーダンス変換は、回路設計に欠かすことのできない技術です。実務上はスミスチャートを用いて素子定数を求めた方が簡単で誤計算も起きませんが、回路の基本動作を理解するには手計算による方法を知らなくてはなりません。また、各結合回路の周波数特性の特徴を掴めば、最適な回路が選択できます。

代表的なインピーダンス変換回路6種類をまず一覧してから、後でそれぞれの回路の素子定数計算法を示します。

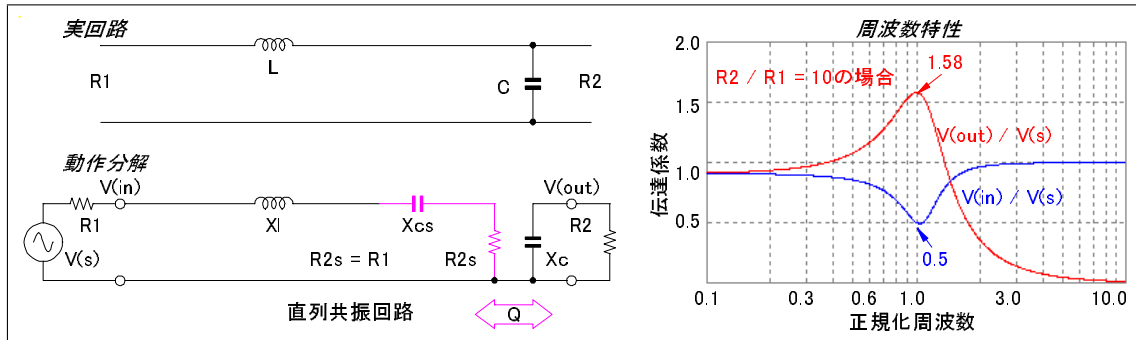


図 7: ローパス L 型インピーダンス変換回路

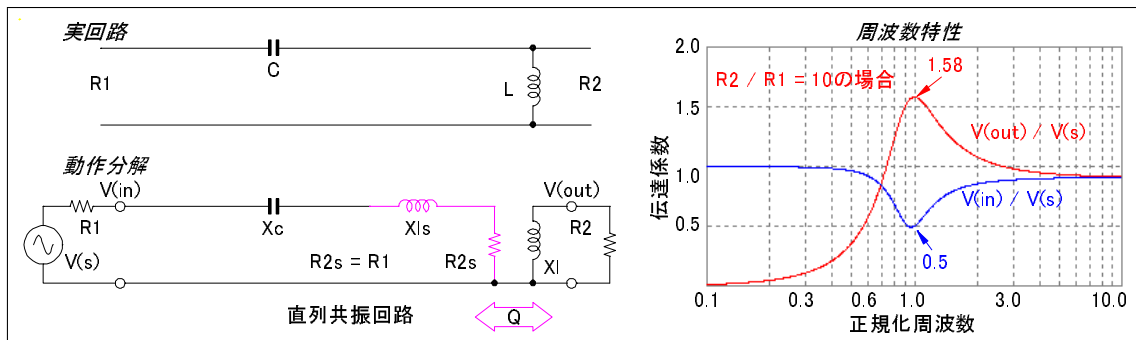


図 8: ハイパス L 型インピーダンス変換回路

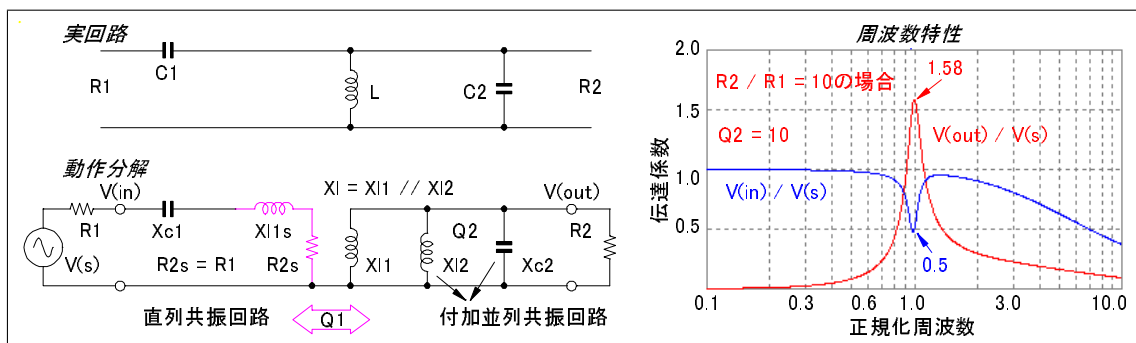


図 9: L 型複合回路 (ハイパス L 型に並列共振回路の追加)



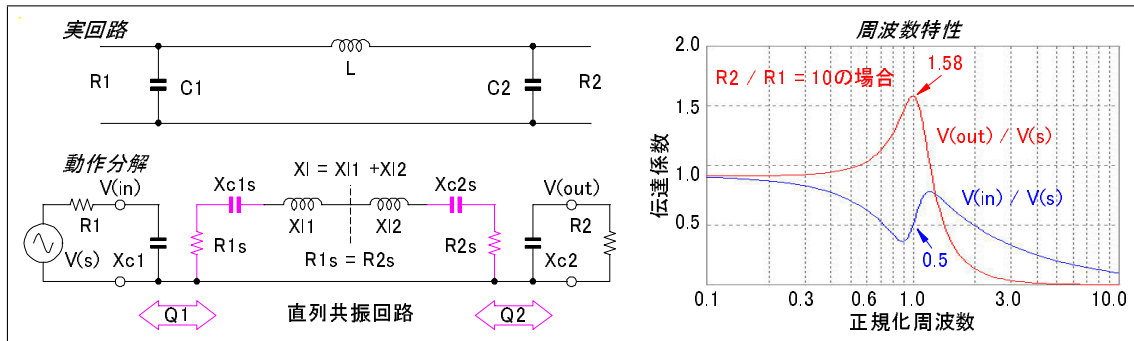


図 10: 普通の  $\pi$  型インピーダンス変換回路

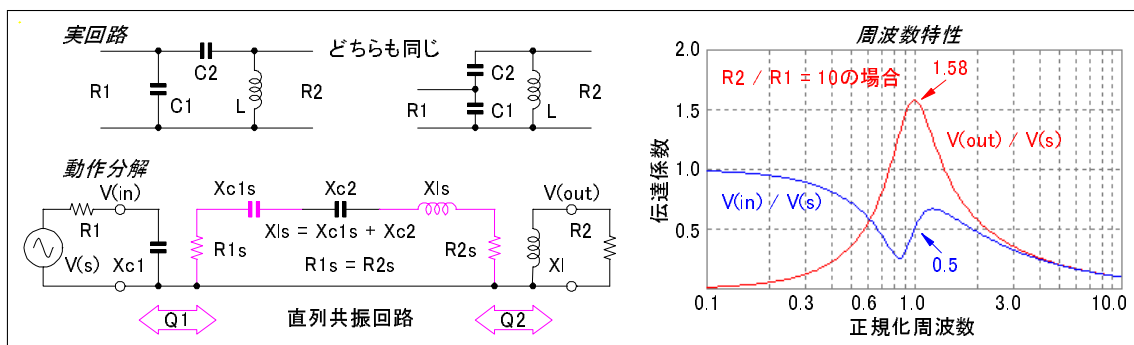


図 11: C タップ  $\pi$  型インピーダンス変換回路

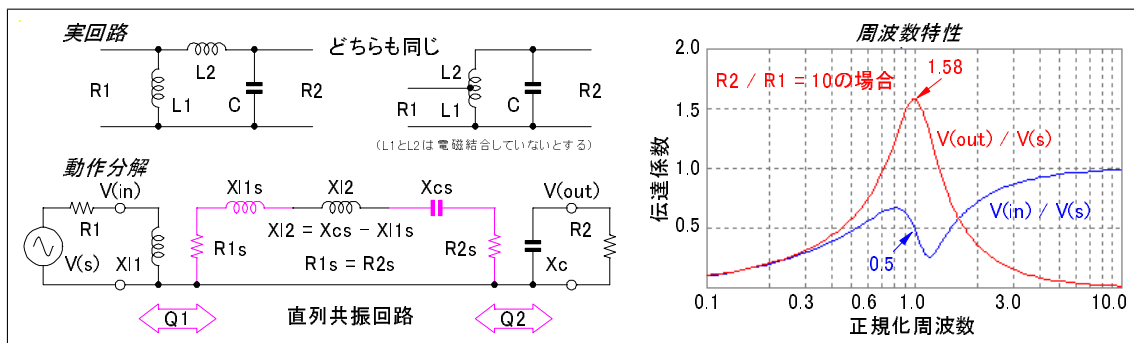


図 12: L タップ  $\pi$  型インピーダンス変換回路 ( $L_1$  を結合コイルに置換も可)

具体的な素子定数決定のために、回路を 4 端子回路網として考えます。算式の内容は前項の直列並列インピーダンス変換ですが、換算に必要な数式を再掲します。ここで添字  $s$  は直列回路、添字  $p$  は並列回路であることを表しています。

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \qquad Q_p = \frac{R_p}{X_p} = R_p \sqrt{\frac{C_p}{L_p}}$$

$$R_p = (1 + Q_p^2) R_s \qquad X_p = \left(1 + \frac{1}{Q_p^2}\right) X_s$$

各回路に共通する手順は (1) 直列並列インピーダンス変換を用いて直列回路で整合させる (2) ノードに 3 つ以上の素子がある場合は並列と見ることです。各図の「動作分解」図でその要領を理解してください。

図中に示した  $V(out)/V(s)$  と  $V(in)/V(s)$  の曲線は、各回路それぞれ周波数特性を表しています。その特徴を考慮して、用途に応じて適当な回路を選択します。なお、数値は  $R_2/R_1 = 10$  の理想値を示しており、定数設計と動作の適否確認の目安となります。(算出根拠は、整合回路での損失がない場合に電力が完全に伝達され、その電力が  $V_s^2/R_1 = V_{out}^2/R_2$  だからです。)

(a) ローパス  $L$  型回路の定数計算手順

$R_1$  ノードは直列ですのでそのままにし、 $R_2$  ノード側を直列に変換します。

$R_2$  は仮想抵抗  $R_{2s}$  になりますが、整合条件は  $R_{2s} = R_1$  です。したがって

$$1 + Q^2 = \frac{R_2}{R_1} \quad (28)$$

$Q$  は

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

実リアクタンス  $X_c$  は、並列共振ですので

$$X_c = \frac{R_2}{Q} \quad (29)$$

式 28 を代入して

$$X_c = \left(Q + \frac{1}{Q}\right) R_1$$

直列変換される仮想リアクタンス  $X_{cs}$  は

$$X_{cs} = \frac{Q^2}{1 + Q^2} X_c = Q R_1$$

実リアクタンス  $X_l$  が  $X_{cs}$  と共振するには

$$X_l = X_{cs} = Q R_1 \quad (30)$$

以上の手順で、式 29 および式 30 から素子定数が決まります。

(b) ハイパス  $L$  型回路の定数計算手順

この回路は前のローパス  $L$  型回路とノードの形が同じですから、 $L$  と  $C$  を入れ替えて素子定数を計算します。すなわち

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

$$X_l = \frac{R_2}{Q} = \left(Q + \frac{1}{Q}\right) R_1 \quad (31)$$

$$X_c = Q R_1 \quad (32)$$

この手順で、式 31 および式 32 から素子定数が決まります。

(c)  $L$  型複合回路の定数計算手順

この回路は、前のハイパス  $L$  型回路の親を作っておいて、その  $R_2$  端子に設計周波数で共振する  $LC$  タンク回路を付加した構成です。その回路が無損失であれば共振インピーダンスが無限大であり、これを接続しても親回路に影響しません。そのために親回路がイン

ピーダンス変換、付加並列共振回路がフィルタの役目をそれぞれ独立に演じます。  
親回路については

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

$$X_{l1} = \frac{R_2}{Q_1} = \left(Q_1 + \frac{1}{Q_1}\right)R_1 \quad (33)$$

$$X_{c1} = Q_1 R_1 \quad (34)$$

付加回路の  $Q$  は  $Q_2 = R_2 \sqrt{C_2/L_2}$  ですが、その値を任意に設計できます。部品点数を減らすために 1 個の  $L$  に合体したい場合の  $X_l$  は

$$X_l = \frac{X_{l1} X_{l2}}{X_{l1} + X_{l2}} \quad (35)$$

このように融通性のある回路ですので、図 9 の「周波数特性」に示したような高選択度を必要とする場合に適しています。

この手順で、式 33、式 34 および式 35 から素子定数が決まります。

ローパス  $L$  型回路を母体としても動作原理と特徴は同じです。つまり、付加タンク回路以外の素子定数は、親回路での計算法が使えます。

(d) 普通の  $\pi$  型回路の定数計算手順

これはいわゆる  $\pi$  整合回路です。  $R_1$  側  $R_2$  側ともに 3 素子ノードですから、それぞれ直列共振回路に変換します。

とりあえずインピーダンスが低い方 ( $R_1$  側) の回路を  $Q_1 = 1$  と仮定します。

実リアクタンス  $X_{c1}$  は

$$X_{c1} = \frac{R_1}{Q_1} = R_1 \quad (36)$$

これが仮想リアクタンス  $X_{c1s}$  および仮想抵抗  $R_{1s}$  に変換され

$$X_{c1s} = \frac{Q_1^2}{1 + Q_1^2} X_{c1} = \frac{R_1}{2} \quad R_{1s} = \frac{R_1}{1 + Q_1^2} = \frac{R_1}{2}$$

回路の整合条件は  $R_{2s} = R_{1s}$  ですので

$$1 + Q_2^2 = \frac{2R_2}{R_1} \quad (37)$$

$$Q_2 = \sqrt{\frac{2R_2}{R_1} - 1}$$

実リアクタンス  $X_{c2}$  は、並列共振ですので

$$X_{c2} = \frac{R_2}{Q_2} \quad (38)$$

式 37 を代入して

$$X_{c2} = \left(Q_2 + \frac{1}{Q_2}\right) \frac{R_1}{2}$$

直列変換される仮想リアクタンス  $X_{c2s}$  は

$$X_{c2s} = \frac{Q_2^2}{1 + Q_2^2} X_{c2} = Q_2 \frac{R_1}{2}$$

実リアクタンス  $X_l$  と共振するには

$$X_l = X_{c1s} + X_{c2s} = (1 + Q_2) \frac{R_1}{2} \quad (39)$$

以上の手順で、式 36、式 38 および式 39 から素子定数が求まります。前記のとおり  $Q_1 = 1$  としましたが、これを高くしてさらに高い選択度にすることもできます。

(e) C タップ  $\pi$  型回路の定数計算手順

この回路は  $C_1$  と  $C_2$  タップを入力端とする形ですが、書き直すと  $C^C_L$  の  $\pi$  型となっています。

普通の  $\pi$  型回路の場合と同じく両ノードに 3 素子がありますので、ここでも同じ手法をとります。とりあえずインピーダンスが低い方 ( $R_1$  側) の回路を  $Q_1 = 1$  と仮定して

$$X_{c1} = \frac{R_1}{Q_1} = R_1 \quad (40)$$

これが仮想リアクタンス  $X_{c1s}$  および仮想抵抗  $R_{1s}$  に変換され

$$\begin{aligned} X_{c1s} &= \frac{Q_1^2}{1+Q_1^2} X_{c1} = \frac{R_1}{2} & R_{1s} &= \frac{R_1}{1+Q_1^2} = \frac{R_1}{2} \\ Q_2 &= \sqrt{\frac{2R_2}{R_1} - 1} \\ X_l &= \frac{R_2}{Q_2} = \left(Q_2 + \frac{1}{Q_2}\right) \frac{R_1}{2} \\ X_{ls} &= \frac{Q_2^2}{1+Q_2^2} X_l = Q_2 \frac{R_1}{2} \end{aligned} \quad (41)$$

これと共振する実リアクタンス  $X_{c2}$  は

$$X_{c2} = X_{ls} - X_{c1s} = (Q_2 - 1) \frac{R_1}{2} \quad (42)$$

以上の手順で、式 40、式 41 および式 42 から素子定数が求まります。前記のとおり  $Q_1 = 1$  で計算しましたが、これを高くすればもっと高選択度を持たすことができます。

(f) L タップ  $\pi$  型回路の定数計算手順

図 12 の右側の回路図は、よく見かける回路構成です。1 次コイルで結合した 2 次コイルとしても等価です。もちろん動作解析は  $\pi$  型として行います。

とりあえずインピーダンスが低い方 ( $R_1$  側) の回路を  $Q_1 = 1$  と仮定します。

実リアクタンス  $X_{l1}$  は

$$X_{l1} = \frac{R_1}{Q_1} = R_1 \quad (43)$$

これが仮想リアクタンス  $X_{l1s}$  および仮想抵抗  $R_{1s}$  に変換され

$$\begin{aligned} X_{l1s} &= \frac{Q_1^2}{1+Q_1^2} X_{l1} = \frac{R_1}{2} & R_{1s} &= \frac{R_1}{1+Q_1^2} = \frac{R_1}{2} \\ 1+Q_2^2 &= \frac{2R_2}{R_1} & Q_2 &= \sqrt{\frac{2R_2}{R_1} - 1} \\ X_c &= \frac{R_2}{Q_2} = \left(Q_2 + \frac{1}{Q_2}\right) \frac{R_1}{2} \\ X_{cs} &= \frac{Q_2^2}{1+Q_2^2} X_c = Q_2 \frac{R_1}{2} \end{aligned} \quad (44)$$

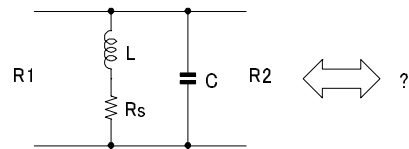
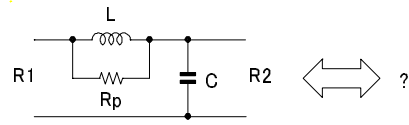
実リアクタンス  $X_{l2}$  と共振するには

$$X_{l2} = X_{cs} - X_{l1s} = (Q_2 - 1) \frac{R_1}{2} \quad (45)$$

以上の手順で、式 43、式 44 および式 45 から素子定数が求まります。前記のとおり  $Q_1 = 1$  で計算しましたが、より高選択度にするには  $Q_1 \geq 1$  とします。

9. 練習問題

次図のとおりインダクタンスに損失がある場合の等価回路を導いてください。



以上