

スピーカ-の物理学 I 基礎編

過渡特性とインピーダンス

1. はじめに

インピーダンスという言葉は、例えばスピーカ-のインピーダンス特性など、「オーディオの科学」でもよく使う言葉で、簡単には交流抵抗と考えておけばよい。また、電気工学を習った人にはおなじみの量で、例えば、コイルのインピーダンスは $i\omega L$ 、コンデンサ-のそれは $1/i\omega C$ と書けることは憶えているはずである。しかし、なぜそう書けるかと問われるとどうだろうか？ 習ったけれども忘れてしまったという人も多いだろう。

実は、インピーダンスは、電圧をかけたときに流れる電流変化、すなわち過渡特性と密接に関連しており、これらの間の関係を理解しておくことが重要である。さらに、このことを理解すると、物体に力をかけたときの速度変化と類似点があり、例えば、スピーカ-に電流を流したときの振動板の速度変化、従って、発生する音圧を、電気回路と同等に扱うことが可能となり、すこぶる便利である。

2. 電気回路の過渡特性

2-1 L-R 回路

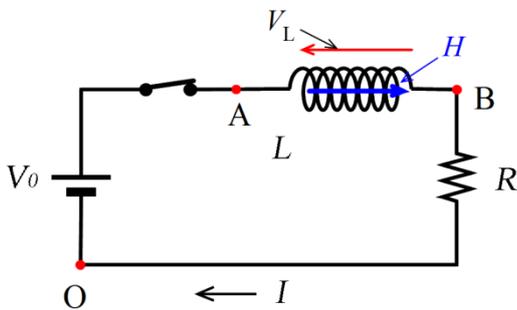


図 I-1 L-R 回路

図 I-1 に示すようなコイル (インダクタンス L) と抵抗 R を直列に繋いだ回路に、 $t=0$ にスイッチを入れ、電圧 V_0 をかけたときの電流 I の増加を考える。

スイッチ on で回路に時計回りの電流が流れ始めるが、その電流によりコイルに磁束 ϕ の磁場が発生し、そのため、コイルの両端に誘導起電力 (逆起電力)

$$V_{AB} = V_L = -\frac{d\phi}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (I-1)$$

が発生し電流増加にブレーキがかかる。ここで、 L はコイルのインダクタンスであり、(I-1)式は自己イ

ンダクタンスの定義式と見なしてよい。

十分時間がたつと、電流増加は収まり、すなわち、 $dI/dt = V_L = 0$ となり、回路にはオームの法則

$$I_\infty = I(t \rightarrow \infty) = \frac{V_0}{R} \quad (I-2)$$

で与えられる定常電流が流れる。その様子を図 I-2 に示す。

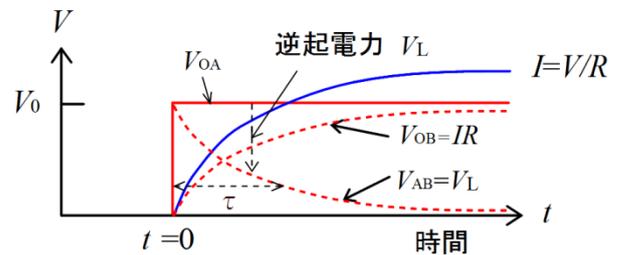


図 I-2 L-R 回路の過渡特性

具体的な曲線の形は t を変数とする I についての 1 階の微分方程式

$$V_0 = V_L + RI = L \frac{dI}{dt} + RI \quad (I-3)$$

を解くことによって求められる。この微分方程式の一般解はよく知られており、

$$I = \frac{V_0}{R} + A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (I-4)$$

で与えられる。定数 A は境界条件により求まるが、 $t \rightarrow 0$ で $I=0$ 、 $e^0=1$ 、より (もし $I \neq 0$ なら、 $t=0$ で I が不連続的に増加し、逆起電力が発散してしまうことに注意) $A = -V_0/R = I_\infty$ となる。すなわち、電流変化は

$$I(t) = I_\infty \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) = I_\infty \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (I-5)$$

で与えられる。当然、上で述べた物理的考察を満たしている。なお、ここで、 τ は

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (I-6)$$

で定義される時間の次元を持つ量で、立ち上がり時間、または、緩和時間、あるいは、より一般的に、特性時間とよばれる。物理的には、図 I-2 にも示したように、 $t=\tau$ で $e^{-1}=0.37$ となる時間であり、ほぼ電流の立ち上がりが終了する時間と考えてよい。

2-2 C-R 回路

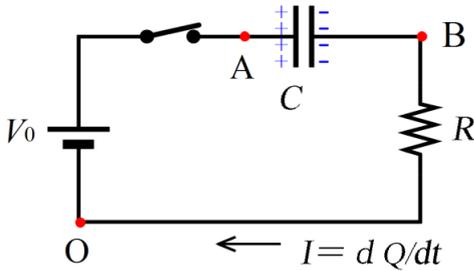


図 I-3 C-R 回路

次に、図 I-3 に示すようなコンデンサー（キャパシタンス C ）と抵抗 R を直列に繋いだ回路に、 $t = 0$ にスイッチを入れ、電圧 V_0 をかけたときの電流 I の変化を考える。なお、スイッチを入れる前はコンデンサーは放電されており電荷はたまっていないものとする。

スイッチ on で回路に電流が流れるが、この電流はコンデンサーに電荷を貯めるために使われ、両極板にたまった電荷が、キャパシタンスの定義式 $Q = CV$ から $V = V_0$ に対して得られる

$$Q_\infty = Q(t \rightarrow \infty) = CV_0 \quad (I-7)$$

に近づくと、徐々に小さくなる。その様子を図 I-4 に示す。

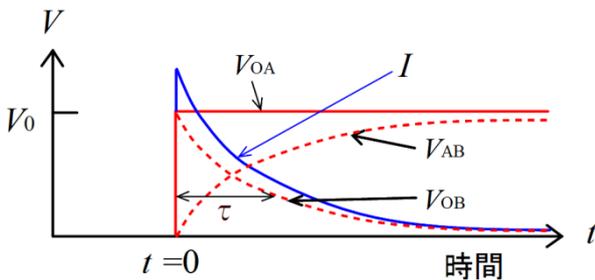


図 I-4 C-R 回路の過渡特性

具体的な関数形はやはり微分方程式を解くことによって得られる。この場合は、電源電圧 V_0 がコンデンサーの両端の電圧 $V_C = V_{AB} = Q/C$ と抵抗の両端の電圧 $V_R = V_{OB} = RI = R \frac{dQ}{dt}$ の和に等しいと置くことによって得られる。すなわち、

$$V_0 = \frac{Q}{C} + R \frac{dQ}{dt} \quad (I-8)$$

を解けばよい。この式は、 Q を I に置き替えると、(I-3) 式と同型になり、一般解は

$$Q = CV_0 - Ae^{-\frac{t}{RC}} \quad (I-9)$$

が得られる。 $t = 0$ では、 $Q = 0$ なので、定数 A は

$$0 = CV_0 - A$$

より、 $A = CV_0$ 従って、

$$Q(t) = CV_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) = Q_\infty \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (I-10)$$

が得られる。ここで、緩和時間 τ は

$$\tau = RC \quad (I-11)$$

で与えられる。従って、電流 $I(t)$ は

$$I(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{V_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (I-12)$$

と書け、図 I-4 に示したように、初期値 $I_0 = V_0/R$ から緩和時間 τ で減衰し 0 に近づいてゆく。

2-3 L-C-R 回路

最後に L-C-R 素子を直列に繋いだときの過渡特性を解析する。この場合は数学的には 2 階の線形微分方程式となり複雑であるが、後に説明するスピーカ-の特性を電気等価回路で解析する場合に重要な回路なのでここで説明しておく。

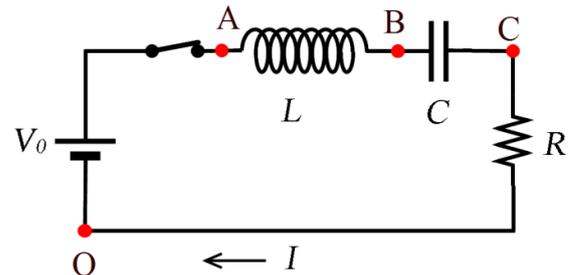


図 I-5 直列 L-C-R 回路

この回路について、物理的考察で分ることは、(i) スイッチ on の直後は L 成分により、図 I-2 に示したように徐々に電流が増えていくこと、(ii) 十分時間がたち定常状態に達すると、コンデンサーには $Q = CV_0$ の電荷が貯まり、電流は 0 となることである。従って、電流変化は、途中で少なくとも 1 つの最大値を取ることが予想されるが、振動しながら減衰していく可能性もある。

方程式は次のようにして得られる。 $t > 0$ では、

$$V_0 = V_{AB} + V_{BC} + V_{OC} = L \frac{dI}{dt} + \frac{Q}{C} + RI \quad (I-13)$$

これを、 t で微分すると、

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= L \frac{d^2I}{dt^2} + \frac{1}{C} \frac{dQ}{dt} + R \frac{dI}{dt} \\ &= L \frac{d^2I}{dt^2} + R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I = 0 \end{aligned} \quad (I-14)$$

と、 $I(t)$ についての 2 階線型微分方程式となる。こ

の方程式の解法はよく知られており、係数によって振動解と非振動解が得られる。

同様に、 $Q(t)$ についても(I-13)式を書き換え

$$L \frac{d^2 Q}{dt^2} + R \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C} = V_0 \quad (I-15)$$

として、境界条件、 $Q(0)=0$ 、 $Q(\infty)=CV_0$ で解くことにより得られる。これら場合、臨界抵抗値、

$$R_c = 2\sqrt{L/C} \quad (I-16)$$

を定義すると、 $R < R_c$ で振動解が、 $R > R_c$ で非振動解が得られ、 $R = R_c$ の場合を臨界制動解という。

以下に、上に書いた物理的考察による境界条件 $I(0) = I(\infty)=0$ を満たす解を求める。

(i) 振動解 : $R < R_c$

$$I(t) = \frac{V_0}{L\omega_f} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \omega_f t \quad (I-17)$$

$$Q(t) = V_0 \left[1 - \frac{\omega_0}{\omega_f} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega_f t + \phi) \right] \quad (I-17')$$

ここで、 τ は、 $\tau = 2L/R$ で与えられる緩和時間、 ω は、 $\omega_f = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2}$ 、 $\omega_0^2 = \omega_f^2 + \tau^{-2}$ で与えられる角振動数、 ϕ は $\phi = \tan^{-1} \omega_f \tau$ で与えられる位相因子である。

(ii) 臨界制動解 : $R = R_c$

$$I(t) = \frac{V_0}{L} t e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{V_0}{L} t e^{-\frac{t}{\sqrt{LC}}} \quad (I-18)$$

$$Q(t) = V_0 \left[1 - \left(1 + \frac{t}{\sqrt{LC}} \right) e^{-\frac{t}{\sqrt{LC}}} \right] \quad (I-18')$$

(iii) 非振動解 (過制動解)

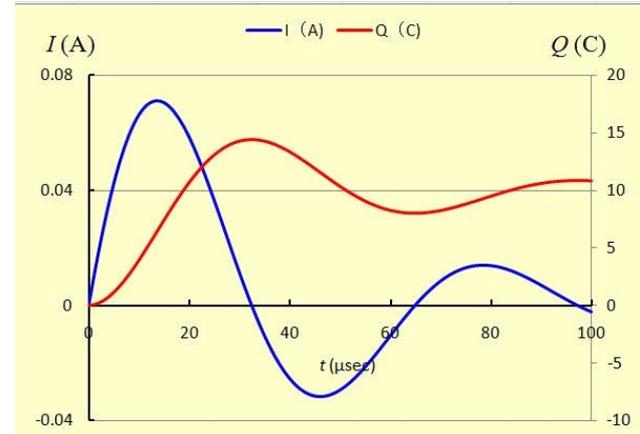
$$I(t) = \frac{V_0}{L\omega_h} e^{-\frac{t}{\tau}} \sinh \omega_h t \quad (I-19)$$

$$Q(t) = V_0 \left[1 - \frac{\omega_0}{\omega_h} e^{-\frac{t}{\tau}} \sinh(\omega_h t + \phi) \right] \quad (I-19')$$

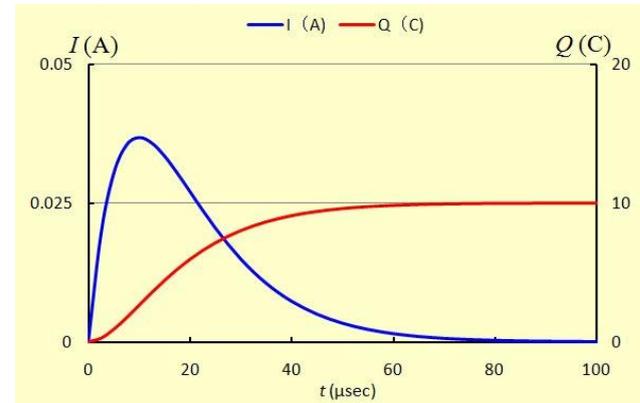
ここで、 $\omega_0^2 = \tau^{-2} - \omega_h^2$ 、 $\phi = \tanh^{-1} \omega_h \tau$ である。

以下に、 $V_0=10\text{ V}$ 、 $L=1\text{ mH}$ 、 $C=0.1\ \mu\text{ F}$ の場合について計算した結果のグラフを示す。

(i) 振動解 $R = 50\ \Omega$



(ii) 臨界制動解 $R = 200\ \Omega$



(iii) 非振動解 (過制動解) $R = 400\ \Omega$

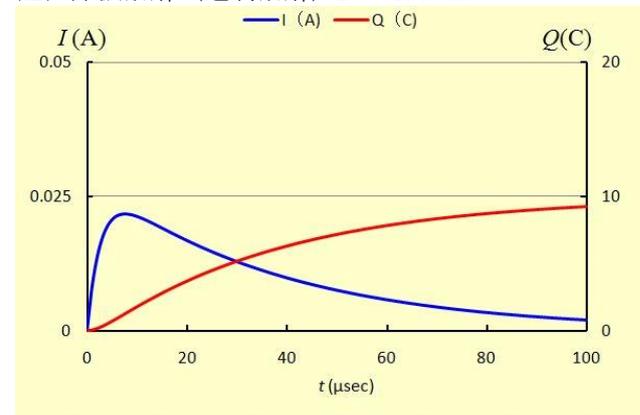


図 I-6 L-C-R 回路の過渡特性

なおこれらのグラフは、後に力学系の過渡特性とインピーダンスの節で説明するように、電流を振動板の速度、電荷を振動板の変位に置きかえれば、スピーカーのステップ応答特性に相当する。当然、最も望ましい特性 (リングングを起こさず、立ち上がり、および平衡に達する時間が最短で、かつ出力も最大となる) は臨界制動条件で得られる。

3. 電気回路のインピーダンス

L や C を含む回路に、電池の代わりに交流電源 $(V(t) = V_0 \cos \omega t)$ を使った場合の電流応答特性を記述するのがインピーダンスである。詳しい式の導出は電磁気学の教科書（例えば高橋秀俊著「電磁気学」裳華房）に任せるとして要点のみを記しておく。

3-1 L-R 回路

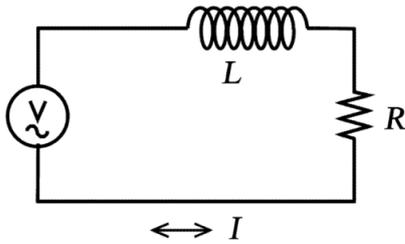


図 I-7 交流 L-R 回路

電圧と電流の関係式は前節(I-3)式に対応し、

$$V_0 \cos \omega t = L \frac{dI}{dt} + RI \quad (I-20)$$

と書ける。電流変化の角振動数も ω なので

$$I = I_0 \cos(\omega t + \phi) \quad (I-21)$$

とおき、これを(I-20)式に代入し、 I_0 、 ϕ を求める。この式は、三角関数の加法定理

$$\cos(\omega t + \phi) = \cos \phi \cos \omega t - \sin \phi \sin \omega t \quad (I-22)$$

を使うと、

$$I(t) = I_1 \cos \omega t + I_2 \sin \omega t \quad (I-23)$$

と書ける。第1項は電源と同位相成分、第2項は位相が $90^\circ (= \pi/2)$ ずれた成分を表す。

(I-20) 式についての解を求めると、

$$I_0 = \frac{V_0}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad (I-24)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(-\frac{\omega L}{R} \right) \quad (I-24')$$

(I-23) 式の形で書けば、

$$I_1 = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} V_0, I_2 = \frac{-\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} V_0 \quad (I-25)$$

ここで、 I_2 が負なのは 90° 位相遅れを意味する。

3-2 C-R 回路

この場合の電流に関する微分方程式は

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{C} \frac{dQ}{dt} + R \frac{d^2 Q}{dt^2} = \frac{1}{C} I + R \frac{dI}{dt} \quad (I-26)$$

より、

$$-\omega V_0 \sin \omega t = R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I \quad (I-27)$$

となり、解は、

$$I_0 = \frac{V_0}{\sqrt{R^2 + 1/\omega^2 C^2}} \quad (I-28)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega C R} \right) \quad (I-29)$$

$$I_1 = \frac{R}{R^2 + 1/\omega^2 C^2} V_0, I_2 = \frac{1/\omega C}{R^2 + 1/\omega^2 C^2} V_0 \quad (I-30)$$

となる。この場合は $I_2 > 0$ なので、第2項は 90° 位相が進んだ成分を表す。

3-3 L-C-R 回路

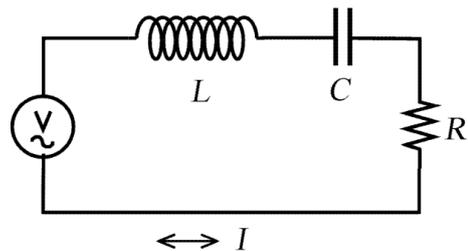


図 I-8 交流 L-C-R 回路

微分方程式は、過渡特性の場合の(I-14)式に対応して、

$$-\omega V_0 \sin \omega t = L \frac{d^2 I}{dt^2} + R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I \quad (I-31)$$

と書け、解として

$$I_0 = \frac{V_0}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \quad (I-32)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{1/\omega C - \omega L}{R} \right) \quad (I-33)$$

$$I_1 = \frac{R}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} V_0, \quad (I-34)$$

$$I_2 = \frac{1/\omega C - \omega L}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} V_0$$

が得られる。

3-4 複素数表示

三角関数による L-C-R 回路の解析は、過渡現象との対応もつき、物理的には理解しやすいが、計算が面倒であり、通常、インピーダンスの計算は複素数表示により行なわれる。

始めに複素数計算の基礎的な関係式を示しておく。

$$i = \sqrt{-1}, \quad i^2 = -1 \quad (I-35)$$

$$a + bi = c + di \Leftrightarrow a = c, b = d \quad (I-36a)$$

$$(a + bi) \pm (c + di) = (a \pm c) + (b \pm d)i \quad (I-36b)$$

$$(a + bi)(c + di) = (ac - bd) + (ad + bc)i \quad (I-36c)$$

$$\frac{(a + bi)}{(c + di)} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + \frac{bc - ad}{c^2 + d^2}i \quad (I-36d)$$

$$|a + bi| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (I-36e)$$

複素数表示では、直流抵抗を R (実数) コイルのインダクタンスによるインピーダンスを $i\omega L$ 、コンデンサのインピーダンスを、 $1/i\omega C$ と定義する。従って、直列 L-C-R 回路のインピーダンスは

$$Z = R + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) i = R + i\omega L + \frac{1}{i\omega C} \quad (I-37)$$

とかける。角振動数 ω の有効電圧を \tilde{V} 、電流を \tilde{I} とすると、直流回路のオームの法則に対応し、交流電圧、交流電流、インピーダンスの間に、

$$\tilde{V} = Z\tilde{I}, \quad \tilde{I} = \frac{\tilde{V}}{Z} \quad (I-38)$$

が成り立つ。証明は専門書に任せるとして、これを L-C-R 回路について適応してみよう。(I-36d)において、 $a = \tilde{V}$, $b = 0$, $c = R$, $d = (\omega L - 1/\omega C)$ と置くと、

$$\tilde{I} = \frac{R}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \tilde{V} - i \left(\frac{\omega L - 1/\omega C}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \right) \tilde{V} \quad (I-39)$$

となり、右辺第1項は(I-23)式の I_1 に相当する電源と同位相電流成分を、第2項は 90° 遅れ成分を表すことが分る。また、全電流は、(I-36e) 式より、

$$|\tilde{I}| = \frac{\tilde{V}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \quad (I-40)$$

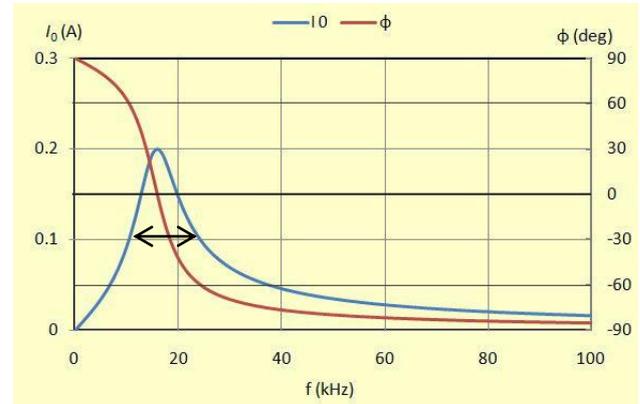
となり、(I-32)式と同じ結果が得られる。

このように、インダクタンスによるインピーダンスを、 $i\omega L$ 、コンデンサ (キャパシタンス) のインピーダンスを $1/i\omega C$ と置くことにより、交流系の同位相および、 90° 位相遅れ成分の電圧-電流の関係をオームの法則と同様に計算可能となり、きわめて便利である。

3-5 L-C-R 系の周波数特性と Q 値

直列 L-C-R 回路を流れる電流の周波数依存性は (I-32) 式 (または (I-40) 式) で与えられるが、これを過渡現象について調べた条件 ($V_0 = 10 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 0.1 \mu \text{ F}$) で実際に計算しプロットすると以下のような周波数特性が得られる。

(i) $R = 50 \Omega$ (共振解)



(ii) $R = 200 \Omega$ 臨界制動条件

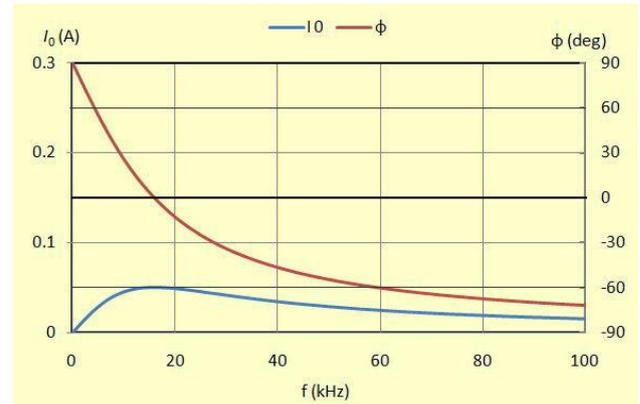


図 I-9 直列 L-C-R 回路の全電流 (青線)、位相ズレ (赤線) の周波数依存性

これらの図から分る特徴は

- (1) $\omega L - 1/\omega C = 0$ 、すなわち、L-C の共鳴条件 $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ または、 $f_r = \omega_r/2\pi$ でピークが生じる。(この場合、15.9kHz)
- (2) R を大きくすると、すなわち制動を強くすると

ピークがブロードになり出力電流が減少する。臨界制動条件ではピークと言うよりブロードな山となる。

従って、ピークの幅から制動の強さが推定されるが、そのために共鳴の先鋭度を表す Q 値が定義される。

★ Q 値の定義

Q 値とは共鳴の鋭さを表し、物理的には振動系に蓄えることの出来るエネルギーと 1 サイクルで失われるエネルギーの比に相当するが、L-C-R 回路の Q 値は、

$$Q = \omega_r L/R = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (I-41)$$

で与えられる。従って、同じ共鳴周波数でも、L 成分が大きいほど大きな Q が得られる。

臨界制動条件では $R_c = 2\sqrt{L/C}$ なので、 $Q_c = 0.5$

となる。

また、導出は省略するが、ピークの半値幅 (図 I-9 (i) の両矢印で示した値を W とすると、

$$Q = \frac{f_r}{W} \quad (I-42)$$

となり、周波数特性から Q の概略値を求めることが出来る。

3-6 L-C-R 系の位相特性と群遅延時間

L-C-R 系における位相変化の周波数依存性は (I-33) 式で与えられる。この式から明らかのように、 $\omega \rightarrow 0$ の極限では $\phi = \tan^{-1}(\omega \rightarrow 0) = \pi/2$ に、共鳴周波数 ω_r では $\phi = 0$ 、 $\omega \rightarrow \infty$ の極限では $\phi = \tan^{-1}(\omega \rightarrow \infty) = -\pi/2$ となる。その様子を図 I-9 に赤線で示す。また、群遅延時間は $\Delta t = -d\phi/d\omega$ で与えられるが (「オーディオの科学」[群遅延とは?](#))

<http://www.ne.jp/asahi/shiga/home/MyRoom/groupdelay.htm>

(参照) 共鳴周波数において最大となり、共鳴周波数では Q 値が大きいほど大きくなる。

4. 機械インピーダンス

突然だが、ニュートンの方程式

$$M \frac{dv}{dt} = F \quad (I-43)$$

は誰でも知っているだろう。この式を、インダクタンスの定義式 (I-1) と比較してみよう。力 F を電圧

V に、物体の質量 M をインダクタンス L に、速度 v を電流 I に置きかえると、(I-43) 式は (I-1) 式と同じ形をしているのに気づく。

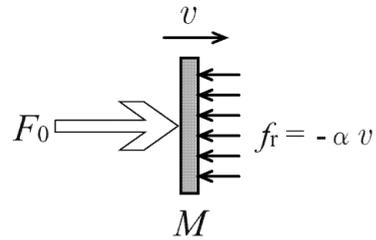


図 I-10 速度に比例する抵抗力を受ける物体

次に、図 I-10 に示すように、その物体が速度に比例する抵抗力 (例えば空気抵抗) $F_r = -r_m v$ を受けている場合の運動方程式は

$$M \frac{dv}{dt} = F_0 - F_r = F_0 - r_m v \quad (I-44a)$$

で表せ、移項して書き直すと

$$F_0 = M \frac{dv}{dt} + r_m v \quad (I-44b)$$

となり、 $F_0 \rightarrow V_0$ 、 $M \rightarrow L$ 、 $v \rightarrow I$ 、 $r_m \rightarrow R$ と置き替えると、L-R 回路の電圧と電流の関係式 (I-3) 式と等しくなる。以下、比例定数 r_m を抵抗係数と呼ぶ。

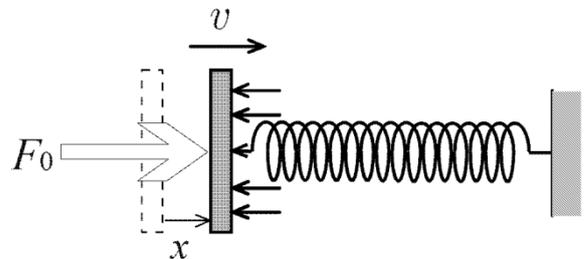


図 I-11 図 I-10 にバネを付ける

さらに、図 I-11 に示すように、物体にバネを付けると、そのバネ定数を k、変位を x とすると、物体が受ける力は

$$F = F_0 - F_r - kx \quad (I-45)$$

となり、運動方程式は、

$$M \frac{dv}{dt} = F_0 - r_m v - kx \quad (I-46)$$

となる。 $v = dx/dt$ とおき、移項すると、

$$F_0 = M \frac{d^2x}{dt^2} + r_m \frac{dx}{dt} + kx \quad (I-47)$$

となり、さらに、 t で微分し v に戻すと、

$$M \frac{d^2v}{dt^2} + r_m \frac{dv}{dt} + kv = 0 \quad (I-48)$$

と書ける。ここで、 $k=1/C$ 、 $x \rightarrow Q$ と置くと、微分方程式 (I-47)、(I-48) 式は、L-C-R 系の過渡方程式 (I-13) および (I-14) と等しくなる。すなわち、変位 x は電荷 Q と等価で、バネ定数 (ステイフネス) k は 静電容量の逆数 $1/C$ に相当する。 k の逆数として $C_m = 1/k$ を定義すると、 C_m は電気系の静電容量 C と等価になる。 C_m をバネのコンプライアンスと呼び柔らかさを表す量である。

このように、図 I-11 で表せる力学系は、電気系での直列 L-C-R 回路と等価であり、電気系での計算結果がそのまま使える。すなわち、

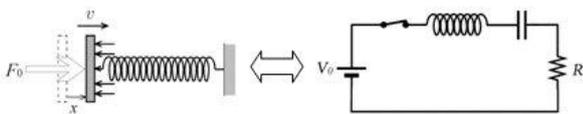


図 I-12 L-C-R 等価回路

が成り立つ。表 1 にそれらの間の対応関係をまとめておく。逆に、この対応関係により、電気系ではつかみにくい物理的イメージが力学系では容易に理解できる。例えば、抵抗が小さいとき ($R < R_c$) 過渡特性が振動するのはバネの運動から容易に想像できるであろう。

| 力学系 | | 電気系 | |
|-------|----------|-----|---------|
| F | 外力 | V | 電圧 |
| v | 速度 | I | 電流 |
| x | 変位 | Q | 電荷 |
| M | 質量 | L | インダクタンス |
| C_m | コンプライアンス | C | 静電容量 |
| r_m | 抵抗係数 | R | 電気抵抗 |

表 I-1 力学系と電気系の諸量の対応

また、図 I-11 において外力 F_0 を角振動数 ω で振動させると、この系は力学でおなじみの「減衰のある強制単振動系」であり、具体的には、図 I-13 に示すように、物体を振動板、外力をボイスコイルが受ける力、抵抗力を電磁制動力や空気抵抗、エッジやダンパーの制動力とすると、スピーカーの動作その

ものであり、その挙動は電気系の L,C,R 共振回路と等価となり、電気系で定義されたインピーダンスの計算がそのまま使えることになる。ただし、ここで得られる出力値は振動板の速度までであり、スピーカーの特性として最終的に求められる音圧一周波数特性ではない。音圧周波数特性を求めるには振動板の振動 (速度) が音として放射される変換効率を求める必要があり、これは放射インピーダンスとして別に求める必要がある。これについては次章にまわす。

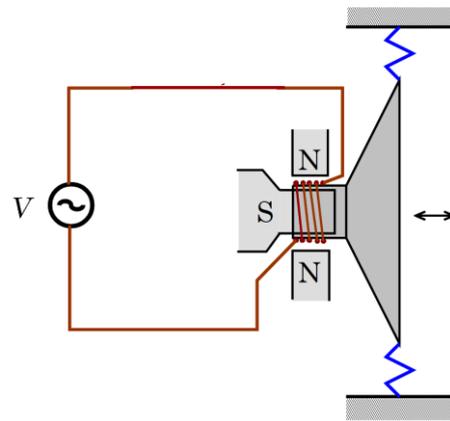


図 I-13 スピーカーの断面図

さらに、インピーダンスの計算が成り立つのは系が線型性を保っている場合、つまり線型微分方程式で記述できる場合であり、電気系では通常の使用条件ではほぼ正確に成り立つが、力学系の場合は、例えば、バネの復元力が変位の 2 次、3 次に比例する項が無視できない場合があり、この場合は 2 倍、3 倍の周波数をもつ交流成分が発生する。すなわち、非線形による高調波歪み (「オーディオの科学」”[非直線性と歪み](http://www.ne.jp/asahi/shiga/home/MyRoom/distortion.htm)” <http://www.ne.jp/asahi/shiga/home/MyRoom/distortion.htm>

参照) が発生し、定量的な解析は難しくなる。具体的には、スピーカーの場合、大振幅になるとエッジが伸びきり、バネ定数が増加することによる非線形歪みが生じる。従って、L-C-R 等価回路によるスピーカーの動作解析は周波数特性や過渡特性の大枠を理解するには有効で便利だが、高調波歪みなどの非線形性により発現する現象については無力であり、これが大きな影響を及ぼす音質にまで立ち入ることは出来ない。