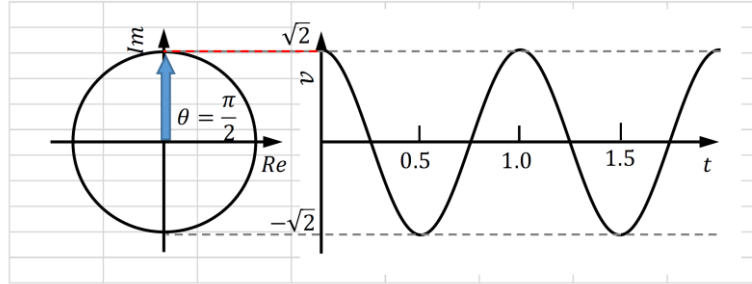


★5章 回路交流の基礎

【1】

両式とも、最大値 $V_m = \sqrt{2}V$ 、周期 $T = 1$ sの正弦波である。初期位相 $\frac{\pi}{2}$ [rad]のsin波と初期位相 0 [rad]のcos波は解図5.1のように同じ波形となる。



解図5.1 正弦波波形とフェーザ図

【2】

- (1) $\dot{V} = Ve^{j\theta}$ で位相を $\frac{\pi}{2}$ [rad]進めると $\dot{V} = Ve^{j(\theta+\frac{\pi}{2})} = Ve^{j\frac{\pi}{2}}e^{j\theta}$ となる。

したがって、位相を $\frac{\pi}{2}$ [rad]進めると、 $e^{j\frac{\pi}{2}}$ を乗ずるのは等価である。

さらに、オイラー公式を使って $e^{j\frac{\pi}{2}} = \cos\frac{\pi}{2} + j\sin\frac{\pi}{2} = 0 + j = j$ であるから、位相を $\frac{\pi}{2}$ [rad]進めると、 j を乗ずるのは等価であると言える。

- (2) $v(t) = V_m \sin \omega t$ のフェーザ表記は、 $\frac{V_m}{\sqrt{2}} e^{j0} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$

$v(t)$ の時間微分は、 $\frac{dv(t)}{dt} = V_m \omega \cos \omega t = V_m \omega \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$ で、

フェーザ表記は、 $\frac{V_m \omega}{\sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{2}} = \frac{V_m \omega}{\sqrt{2}} (\cos\frac{\pi}{2} + j\sin\frac{\pi}{2}) = \frac{V_m \omega}{\sqrt{2}} (0 + j) = \frac{V_m \omega}{\sqrt{2}} j$

したがって、 $v(t)$ の時間微分 $\frac{dv(t)}{dt}$ のフェーザ表記は、 $v(t)$ のフェーザ表記に $j\omega$ を乗ずると等価であると言える。

★6章：インピーダンスとアドミタンス

【1】

$$(1) \quad \dot{Z} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \frac{3.0+j2.0}{4.0-j3.0} = \frac{3.0+j2.0}{4.0-j3.0} \times \frac{4.0+j3.0}{4.0+j3.0} = \frac{12+j9.0+j8.0-6.0}{16+9.0} = \frac{6.0+j17}{25} = 0.24 + j0.68[\Omega]$$

$$(2) \quad \dot{I} = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} = \frac{5.0+j6.0}{3.0+j4.0} = \frac{5.0+j6.0}{3.0+j4.0} \times \frac{3.0-j4.0}{3.0-j4.0} = \frac{15-j20+j18.0+24}{9.0+16} = \frac{39-j2.0}{25} \cong 1.6 - j0.080[A]$$

$$(3) \quad \dot{Y} = \frac{1}{Z} = \frac{1}{4.0+j2.0} = \frac{1}{4.0+j2.0} \times \frac{4.0-j2.0}{4.0-j2.0} = \frac{2.0-j1.0}{10} = 0.20 - j0.10[S] \quad ([S] = [1/\Omega])$$

【2】

$$(1) \quad \dot{I} = \frac{\dot{V}}{Z} = \frac{100}{3+j4} = \frac{100}{3+j4} \times \frac{3-j4}{3-j4} = \frac{100(3-j4)}{9+16} = 12 - j16[A]$$

(2) フェーザ図を解図 6.1 に示す。

(3) インピーダンスを解図 6.2 の複素平面図に示す。図より

力率 $=\cos \theta = 3/5=0.6$ である。(60%でも可) また、 $\sin \theta = 4/5=0.8$ となる。

$$(4) \quad \text{皮相電力} \quad P_a = |\dot{V}||\dot{I}| = 100 \times \sqrt{12^2 + 16^2} = 100 \times 20 = 2000VA$$

$$\text{有効電力} \quad P_e = |\dot{V}||\dot{I}|\cos \theta = 2000 \times 0.6 = 1200W$$

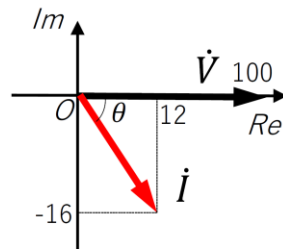
$$\text{無効電力} \quad P_r = |\dot{V}||\dot{I}|\sin \theta = 2000 \times 0.8 = 1600Var$$

((4)の別解)

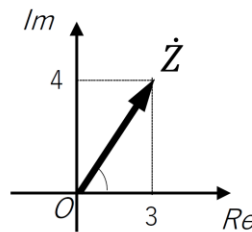
$\dot{P}_c = \dot{V}\bar{\dot{I}} = 100(12 + j16) = 1200 + j1600$ より、有効電力(実部)1200W、

無効電力(虚部)1600Var、皮相電力 $P_a = |\dot{P}_c| = \sqrt{1200^2 + 1600^2} = 2000VA$

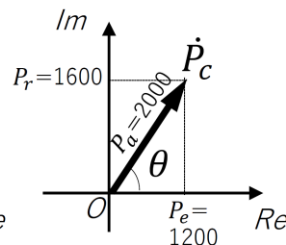
(5) 解図 6.3 に示す。



解図6.1 フェーザ図



解図6.2 複素平面図



解図6.3 複素平面図

★7章：交流回路の解析

【1】

コンデンサのインピーダンスは、

$$-j\frac{1}{\omega C_1} = -j\frac{1}{\omega C_2} = -j\frac{1}{10 \times (10 \times 10^{-3})} = -j\frac{1}{10^{-1}} = -j10[\Omega]$$

さらに、電圧 \dot{V}_a, \dot{V}_b を解図 7.1 のように定義し、分圧の法則で求める。

$$\dot{V}_a = \frac{10}{10 - j10} \dot{E} = \frac{10}{10 - j10} \times \frac{10 + j10}{10 + j10} \dot{E} = \frac{10(10 + j10)}{10^2 - (-10^2)} = \frac{100 + j100}{200} \dot{E} = \frac{1 + j}{2} \dot{E}[V]$$

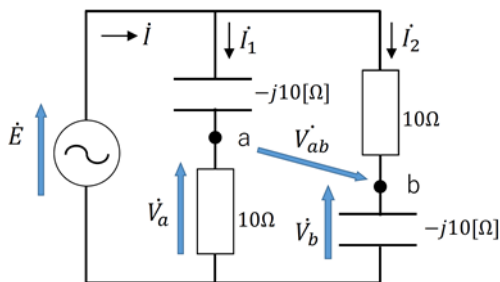
$$\begin{aligned}\dot{V}_b &= \frac{-j10}{10-j10}\dot{E} = \frac{-j10}{10-j10} \times \frac{10+j10}{10+j10}\dot{E} = \frac{-j10(10+j10)}{10^2 - (-10^2)} \\ &= \frac{-j100 + 100}{200}\dot{E} = \frac{1-j}{2}\dot{E} [V]\end{aligned}$$

$$\dot{V}_{ab} = \dot{V}_b - \dot{V}_a = \frac{1-j}{2}\dot{E} - \frac{1+j}{2}\dot{E} = \frac{1-j-(1+j)}{2}\dot{E} = \frac{-2j}{2}\dot{E} = -j\dot{E} \text{ (直交座標形式)}$$

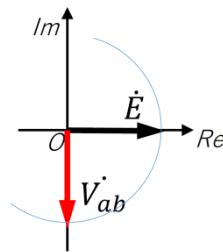
\dot{V}_{ab} の大きさは、 \dot{E} と等しく、位相は $\frac{\pi}{2}$ [rad]遅れている。よって極座標形式は、

$$\dot{V}_{ab} = e^{-j\frac{\pi}{2}}\dot{E}$$

フェーザ図は解図7.2となる。



解図7.1 \dot{V}_a と \dot{V}_b の定義



解図7.2 フェーザ図

【2】

負荷 Z と整合インピーダンス Z_0 の合成インピーダンスは、

$$\frac{Z \times Z_0}{Z + Z_0} = \frac{10Z_0}{10 + Z_0} [\Omega]$$

これと、内部インピーダンスが整合するので、

$$\frac{10Z_0}{10+Z_0} = \bar{Z}_0 = \overline{5+j5} = 5-j5$$

でなければならない。整理すると、

$$\frac{10Z_0}{10+Z_0} = 5-j5 \rightarrow 10Z_0 = (5-j5) \times (10+Z_0)$$

$$\rightarrow 10Z_0 = 50 + 5Z_0 - j50 - j5Z_0 \rightarrow (5+j5)Z_0 = 50 - j50$$

よって、

$$\begin{aligned}Z_0 &= \frac{50-j50}{5+j5} = 10 \times \frac{1-j}{1+j} = 10 \times \frac{1-j}{1+j} \times \frac{1-j}{1-j} = 10 \times \frac{(1-j)^2}{1-(-1)} \\ &= 5 \times (1-j2 + (-1)) \\ &= -j10 [\Omega]\end{aligned}$$

★8章：コイルの結合回路

【1】

(1)と(2)

図 8.18 は、逆極性の基準パターンだから、
$$\begin{cases} \dot{V}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 = j\omega L_2 \dot{I}_2 - j\omega M \dot{I}_1 \end{cases}$$

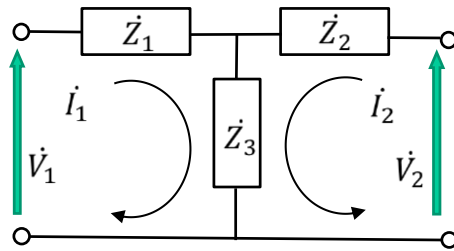
(3)と(4)

解図 8.1 のように、 \dot{I}_1, \dot{I}_2 をループ電流と考えると左右のそれぞれのループについてキルヒホフの法則から

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{Z}_1 \dot{I}_1 + \dot{Z}_3 (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) = (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3) \dot{I}_1 + \dot{Z}_3 \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 &= \dot{Z}_2 \dot{I}_2 + \dot{Z}_3 (\dot{I}_2 + \dot{I}_1) = \dot{Z}_3 \dot{I}_1 + (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3) \dot{I}_2 \end{aligned}$$

よって、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3) \dot{I}_1 + \dot{Z}_3 \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 = \dot{Z}_3 \dot{I}_1 + (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3) \dot{I}_2 \end{cases}$$



解図8.1 ループ電流の定義

(5)

(1)(2)の \dot{V}_1, \dot{V}_2 と(3)(4)の \dot{V}_1, \dot{V}_2 が等しくなければならないから、それぞれの \dot{I}_1, \dot{I}_2 の係数を比較して、

$$j\omega L_1 = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_3, \quad j\omega L_2 = \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3, \quad -j\omega M = \dot{Z}_3$$

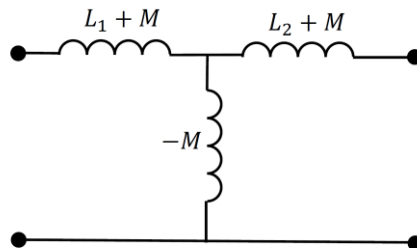
この3式を、 $\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dot{Z}_3$ の連立方程式とみて解くと、

$$\dot{Z}_1 = j\omega L_1 - \dot{Z}_3 = j\omega L_1 + j\omega M = j\omega(L_1 + M)$$

$$\dot{Z}_2 = j\omega L_2 - \dot{Z}_3 = j\omega L_2 + j\omega M = j\omega(L_2 + M)$$

$$\dot{Z}_3 = -j\omega M = j\omega(-M)$$

となる。よって等価回路は解図 8.2 となる。



解図8.2 等価回路

【2】

(1) と (2) 図 8.20 は、同極性の基準パターンだから、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 = j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 \end{cases}$$

(3) 2次側オープン(図 8.21)のとき、 $\dot{I}_2 = 0$ であり、(1)(2)の式は、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 \\ \dot{V}_2 = j\omega M \dot{I}_1 \end{cases}$$

(4) (3)の式より、

$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{j\omega M \dot{I}_1}{j\omega L_1 \dot{I}_1} = \frac{M}{L_1} \quad (\dot{V}_1 : \dot{V}_2 = L_1 : M \text{ でも OK})$$

比が正の実数ということは \dot{V}_1, \dot{V}_2 は同位相であることを示す。

(5) 2次側ショート(図 8.22)のとき、 $\dot{V}_2 = 0$ であり、(1)(2)の式は、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 \\ 0 = j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 \end{cases}$$

(2次側ショートのときは $\dot{V}_2 = 0$ だが、 \dot{I}_2 は0ではなく流れている。自己誘導電圧

$j\omega L_2 \dot{I}_2$ と相互誘導電圧 $j\omega M \dot{I}_1$ が打ち消しあいゼロになっている。)

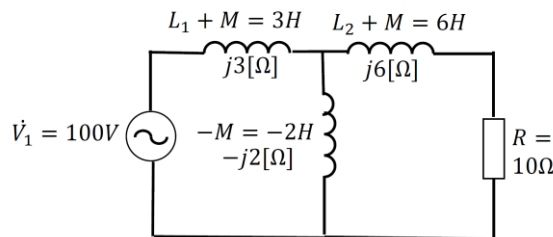
(6) (5)の2番目の式を変形すると $-j\omega M \dot{I}_1 = j\omega L_2 \dot{I}_2$ で

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{-j\omega M}{j\omega L_2} = \frac{-M}{L_2} \quad (\dot{I}_1 : \dot{I}_2 = L_2 : -M \text{ でも OK})$$

比が負の実数ということは \dot{I}_1, \dot{I}_2 は180度位相がずれていることを示す。

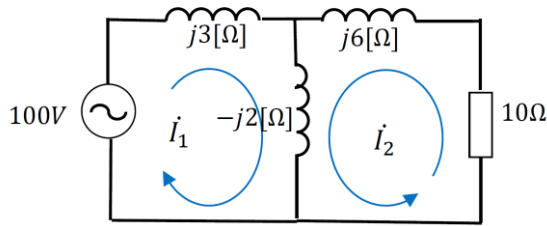
【3】

(1) 変成器部分を逆極性基準パターンのT型等価回路におきかえ、回路全体を描き変えると**解図 8.3**となる。



解図8.3 等価回路

(2) **解図 8.4**のようにループ電流 \dot{I}_1, \dot{I}_2 を定義する。各ループについてキルヒホッフの法則から



解図8.4 ループ電流の定義

$$\begin{cases} 100 = j3I_1 - j2(I_1 + I_2) \\ 0 = 10I_2 + j6I_2 - j2(I_2 + I_1) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} 100 = jI_1 - j2I_2 \dots (a) \\ 0 = -j2I_1 + (10 + j4)I_2 \dots (b) \end{cases}$$

(a) 式×2+(b)式で、

$$200 = j2I_1 - j4I_2 - j2I_1 + (10 + j4)I_2$$

$$I_2 = 20A、$$

求める

$$i = -I_2 = -20A$$

$$(I_1 \text{ は (b) 式に } I_2 = 20A \text{ を代入して } 0 = -j2I_1 + (10 + j4) \times 20 \rightarrow I_1 = 40 - j100 [A])$$

(3) 有効電力を消費するのは抵抗 10Ω だけである。したがって、

$$\text{有効電力} = R|i|^2 = 10 \times 20 \times 20 = 4000W$$

(別解)

電源から送出する複素電力を求めても良い。

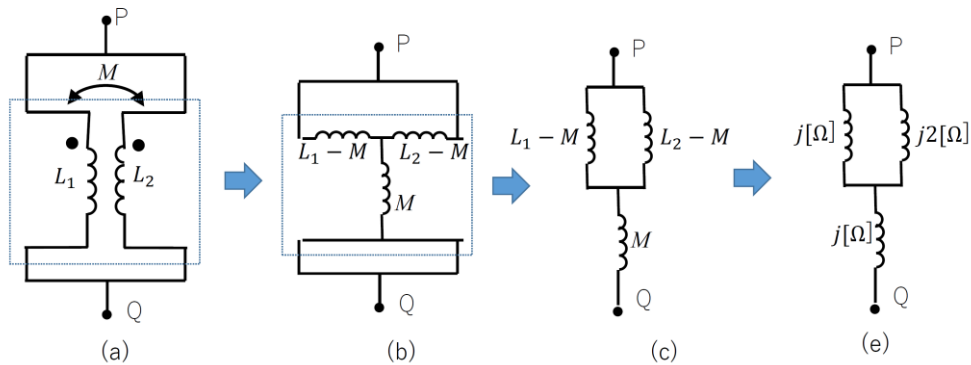
$$\dot{V}_1 \bar{I}_1 = 100 \times \overline{(40 - j100)} = 100 \times (40 + j100) = 4000 + j10000 [VA]$$

実数部が有効電力だから

$$4000W$$

【4】

(1) 解図 8.5(a) の点線で囲まれた回路は同極性の変成器だから T 型等価回路で書き換えると解図 8.5(b) となり、さらに不要な導線を削除して整理すると解図 8.5(c) になる。



解図8.5 等価回路

(2) 各素子のインピーダンスを求めると

$$j\omega(L_1 - M) = j1 \times (2 - 1) = j[\Omega], \quad j\omega(L_2 - M) = j1 \times (3 - 1) = j2[\Omega]$$

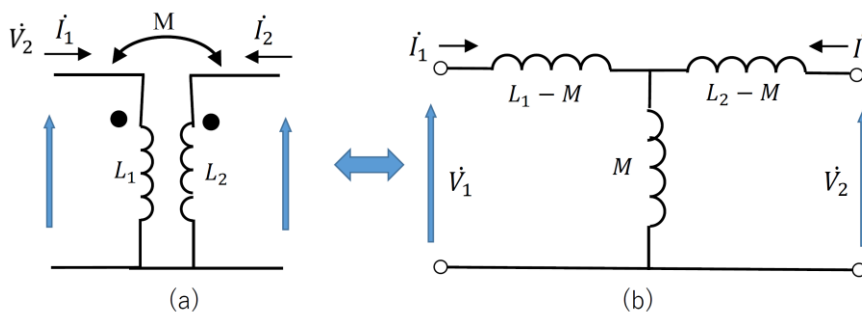
$$j\omega M = j1 \times 1 = j[\Omega]$$

解図 8.5(e) のようになる。直並列接続を考慮して合成インピーダンスを求めると、

$$\frac{j \times j2}{j + j2} + j = \frac{-2}{j3} + j = \frac{2j}{3} + j = \frac{5j}{3} \approx j1.7[\Omega]$$

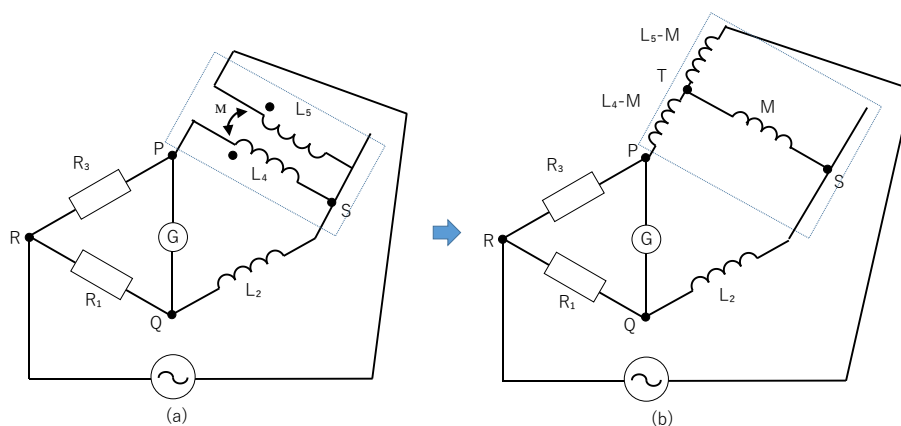
[5]

初めに補足説明をする。解図 8.6(a) のように 1 次側コイルと 2 次側コイルの片側端子が結線されていても (同電位)、解図 8.6(b) のように T 型等価回路で書き換えることができる。



解図8.6 1次側と2次側が結線されている場合の等価回路

図 8.25 の回路を少し変形すると解図 8.7(a) となる。点線で囲まれた部分を同極性の変成器とみて T 型等価回路で書き換えると解図 8.7(b) になる。変成器の中に T 点を追加していることに注意。

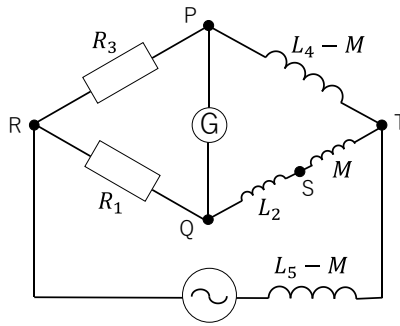


解図8.7 等価回路

さらに、整理すると解図 8.8 となる。T 点がブリッジ回路の頂点になること、 $L_5 - M$ のコイルはブリッジ回路の外部にあり平衡条件に関与しないことに注意。平衡条件は、

$$R_1 \times j\omega(L_4 - M) = R_3 \times j\omega(L_2 + M)$$

$$R_1(L_4 - M) = R_3(L_2 + M) \quad (\text{式の整理は他でも OK})$$



解図8.8 等価回路

★9章：二端子対回路理論の基礎

【1】

- (1) $\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}$ または $\begin{cases} \dot{V}_1 = 2\dot{V}_2 + 3\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = \dot{V}_2 + 2\dot{I}_2 \end{cases}$
- (2) $\dot{V}_2 = 6V, \dot{I}_2 = 2A$ だから、 $\begin{cases} \dot{V}_1 = 2 \times 6 + 3 \times 2 = 18V \\ \dot{I}_1 = 6 + 2 \times 2 = 10A \end{cases}$
- (3) 逆行列の公式 $\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{ad-bc} \begin{pmatrix} d & -b \\ -c & a \end{pmatrix}$ を使用。

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{2 \times 2 - 3 \times 1} \begin{pmatrix} 2 & -3 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -3 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix}$$

よって

$$\begin{cases} \dot{V}_2 = 2\dot{V}_1 - 3\dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 = -\dot{V}_1 + 2\dot{I}_1 \end{cases}$$

さらに、

$$\dot{V}_1 = 22V, \dot{I}_1 = 13A$$

だから、

$$\begin{cases} \dot{V}_2 = 2 \times 22 - 3 \times 13 = 5V \\ \dot{I}_2 = -22 + 2 \times 13 = 4A \end{cases}$$

【2】

- (1) $\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 5 \\ 1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}$ または $\begin{cases} \dot{V}_1 = 2\dot{V}_2 + 5\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = \dot{V}_2 + 3\dot{I}_2 \end{cases}$
- (2) $\begin{pmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{I}_3 \end{pmatrix}$ または $\begin{cases} \dot{V}_2 = 2\dot{V}_3 + 3\dot{I}_3 \\ \dot{I}_2 = \dot{V}_3 + 2\dot{I}_3 \end{cases}$
- (3) (2)の式を(1)の式の $\begin{pmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}$ に代入すると、

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} \text{ と } \begin{pmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{I}_3 \end{pmatrix}$$

の関係が得られる。

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 2 & 5 \\ 1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 2 & 5 \\ 1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{I}_3 \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 2 \times 2 + 5 \times 1 & 2 \times 3 + 5 \times 2 \\ 1 \times 2 + 3 \times 1 & 1 \times 3 + 3 \times 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{I}_3 \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 9 & 16 \\ 5 & 9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{I}_3 \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

または

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = 9\dot{V}_3 + 16\dot{I}_3 \\ \dot{I}_1 = 5\dot{V}_3 + 9\dot{I}_3 \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
(4) \quad \begin{pmatrix} \dot{V}_3 \\ \dot{I}_3 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 9 & 16 \\ 5 & 9 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{9 \times 9 - 16 \times 5} \begin{pmatrix} 9 & -16 \\ -5 & 9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 9 & -16 \\ -5 & 9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

よって

$$\begin{cases} \dot{V}_3 = 9\dot{V}_1 - 16\dot{I}_1 \\ \dot{I}_3 = -5\dot{V}_1 + 9\dot{I}_1 \end{cases}$$

さらに、

$$\dot{V}_1 = 25V, \dot{I}_1 = 14A$$

だから

$$\begin{cases} \dot{V}_3 = 9 \times 25 - 16 \times 14 = 1V \\ \dot{I}_3 = -5 \times 25 + 9 \times 14 = 1A \end{cases}$$

【3】

(1) 図 9.31 の逆極性の基準パターンの変成器だから、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 = j\omega L_2 \dot{I}_2 - j\omega M \dot{I}_1 \end{cases}$$

(2) Z パラメータの式は、

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{cases} \dot{V}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2 \end{cases}$$

である。これと、(1)の式で流 \dot{I}_1, \dot{I}_2 の係数を比較すると、各パラメータを求めることができる。

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega L_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & j\omega L_2 \end{pmatrix}$$

(3) Yパラメータは、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} j\omega L_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & j\omega L_2 \end{pmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{j\omega L_1 \times j\omega L_2 - (-j\omega M) \times (-j\omega M)} \begin{pmatrix} j\omega L_2 & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_1 \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{-\omega^2 L_1 L_2 - (-\omega^2 M^2)} \begin{pmatrix} j\omega L_2 & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_1 \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\omega^2 (M^2 - L_1 L_2)} \begin{pmatrix} j\omega L_2 & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_1 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【4】

図 9.32 の回路について、8 章の【1】解図 8.1 と同様に、 I_1, I_2 をループ電流を考えると、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3)I_1 + \dot{Z}_3 I_2 \\ \dot{V}_2 = \dot{Z}_3 I_1 + (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3)I_2 \end{cases}$$

の関係式が成り立つ。

(1) 出力端子オープンするとき、 $I_2 = 0$ なので、上の式は、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3)I_1 \\ \dot{V}_2 = \dot{Z}_3 I_1 \end{cases}$$

(2) 入力端子オープンするとき、 $I_1 = 0$ なので、上の式は、

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \dot{Z}_3 I_2 \\ \dot{V}_2 = (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3)I_2 \end{cases}$$

(3) Zパラメータの式は、

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{cases} \dot{V}_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ \dot{V}_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

であった。パラメータ Z_{11} は、出力端子オープンとし $I_2 = 0$ のときの \dot{V}_1, I_1 から求められるのであった。すなわち、

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

である。(1)の1番目の式より、

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_3$$

同様に、パラメータ Z_{21} は、出力端子オープンとし $I_2 = 0$ のときの \dot{V}_2, I_1 から求められる。

(1)の2番目の式より、

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = \dot{Z}_3$$

パラメータ Z_{12} は、入力端子オープンとし $I_1 = 0$ のときの \dot{V}_1, I_2 から求められる。(2)の1番目の式より、

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = Z_3$$

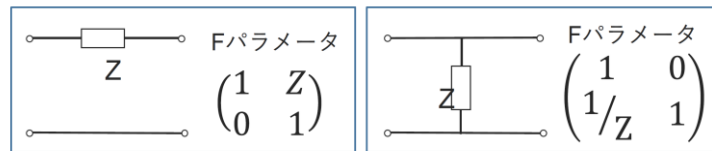
パラメータ Z_{22} は、入力端子オープンとし $I_1 = 0$ のときの V_2, I_2 から求められる。(2)の 2 番目の式より、

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = Z_2 + Z_3$$

よってまとめると、

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{pmatrix}$$

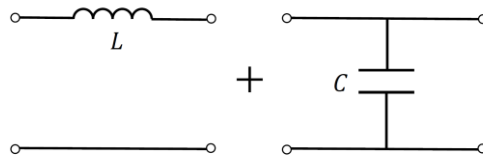
【5】 解図 9.1 の F パラメータは公式として使っていこう



解図9.1 基本回路のFパラメータ

- (1) $Z = j\omega L$ なので F パラメータは $\begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
- (2) $Z = \frac{1}{j\omega C}$ なので F パラメータは $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix}$
- (3) **解図 9.2** のように分解すると、全体の F パラメータは、

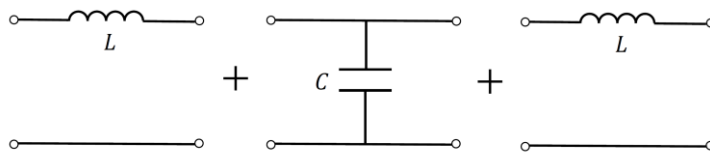
$$\begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix}$$



解図9.2 回路の分割(縦続接続)

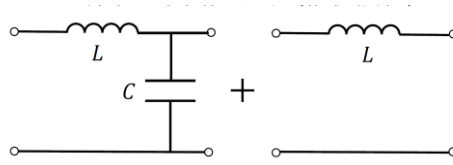
- (4) **解図 9.3** のように分解すると、全体の F パラメータは、

$$\begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L(2 - \omega^2 LC) \\ j\omega C & 1 - \omega^2 LC \end{pmatrix}$$



解図9.3 回路の分割(縦続接続)

または、いきなり**解図 9.4**のように考えてもよい。

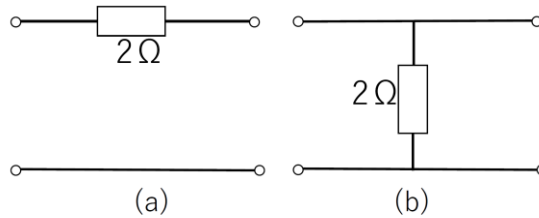


解図9.4 回路の分割(縦続接続)

【6】

図 9.34 の二端子対回路を分割すると**解図 9.5**(a)と(b)の要素を縦続接続したものであること

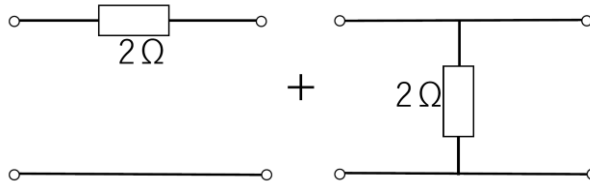
とがわかる。(a)の F パラメータは、 $\begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ 、(b)の F パラメータは、 $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/2 & 1 \end{pmatrix}$ である。



解図9.5 分割した回路要素

(1) **解図 9.6**のように縦続接続した二端子対回路の F パラメータは、

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 1/2 & 1 \end{pmatrix}$$



解図9.6 回路要素の縦続接続

図 9.34 の二端子対回路は解図 9.6 を従属接続した回路であるから、全体の F パラメータは、

$$\begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 1/2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 1/2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5 & 6 \\ 3/2 & 2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5 & 6 \\ 1.5 & 2 \end{pmatrix}$$

(2) $V_2 = 4V, I_2 = 1A$ だから、

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5 & 6 \\ 1.5 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5 & 6 \\ 1.5 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 4 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 26 \\ 8 \end{pmatrix}$$

$$V_1 = 26V, I_1 = 8A$$

(3) $V_1 = 10V, I_1 = 8A$ だから、

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5 & 6 \\ 1.5 & 2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{5 \times 2 - 6 \times 1.5} \begin{pmatrix} 2 & -6 \\ -1.5 & 5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{1} \begin{pmatrix} 2 & -6 \\ -1.5 & 5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 2 & -6 \\ -1.5 & 5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 10 \\ 8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -28 \\ 25 \end{pmatrix}$$

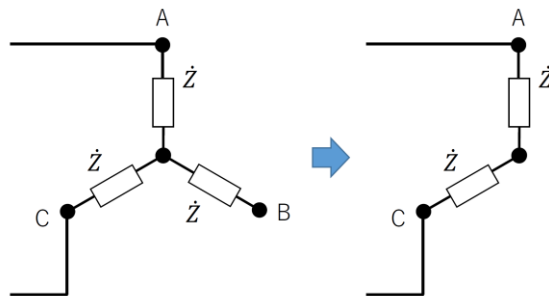
よって

$$V_2 = -28V, I_1 = 25A$$

★10章：三相交流回路理論の基礎

【1】

- (1) Y結線負荷で端子Bを開放すると、**解図10.1**のように考えればよい。端子ACからみた合成インピーダンスは、 \dot{Z} の直列接続だから、 $2\dot{Z}[\Omega]$ となる。

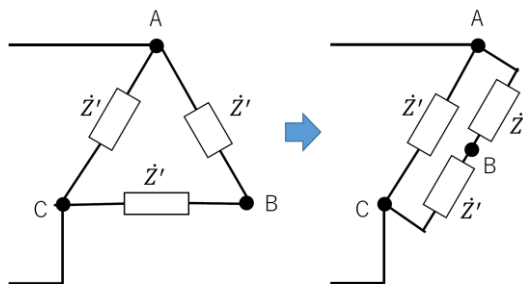


解図10.1 Y結線負荷の端子B開放

- (2) Δ 結線負荷で端子Bを開放すると、**解図10.2**のように考えればよい。端子ACからみた合成インピーダンスは、 \dot{Z}' の直列接続と並列接続を考慮し

$$\frac{\dot{Z}' \times \dot{Z}'}{2\dot{Z}' + \dot{Z}'} = \frac{2}{3}\dot{Z}'[\Omega]$$

となる。



解図10.2 Δ 結線負荷の端子B開放

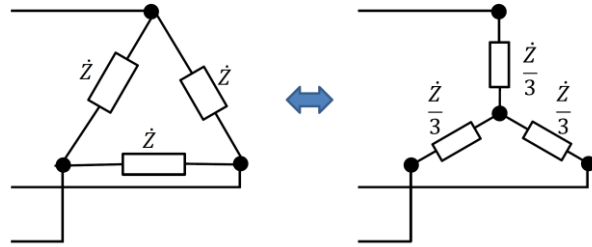
- (3) 電源からみて、(1)と(2)のインピーダンスが等しいとすると、

$$2\dot{Z} = \frac{2}{3}\dot{Z}' \rightarrow \dot{Z} = \frac{1}{3}\dot{Z}'$$

の変換公式が得られる。

【2】

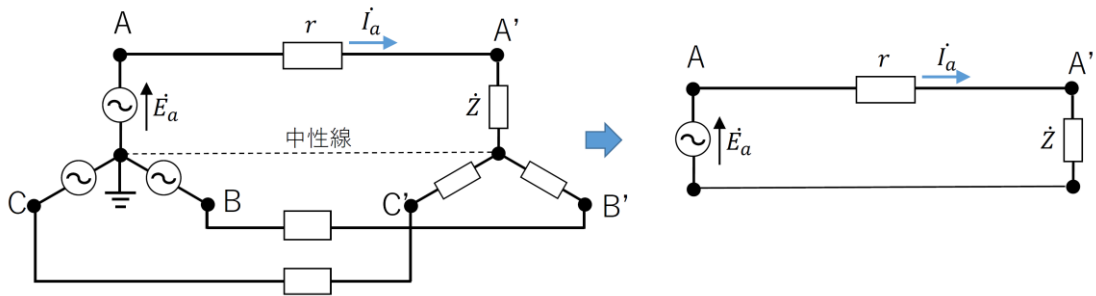
(1) Δ 結線の負荷とY結線の負荷の変換は**解図 10.3**のとおり。(これは自明としてよい)



解図10.3 三相負荷の変換公式

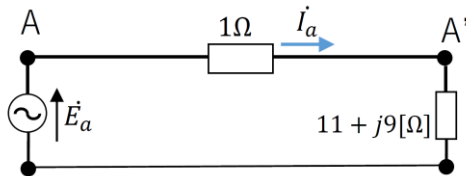
$$\text{したがって、 } \dot{Z} = \frac{\dot{Z}'}{3} = \frac{33+j27}{3} = 11 + j9[\Omega]$$

(2) 対称三相交流回路なので、**解図 10.4**のように、中性線を補って一相分を取り出せばよい。



解図10.4 対称三相回路から単相回路の抽出

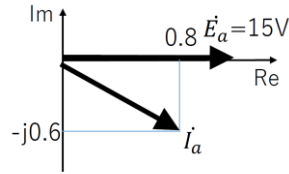
よって、**解図 10.5**のようになる。



解図10.5 単相回路

$$(3) \dot{I}_a = \frac{\dot{E}_a}{1+(11+j9)} = \frac{15}{12+j9} = \frac{15}{12+j9} \times \frac{12-j9}{12-j9} = \frac{15(12-j9)}{144+81} = \frac{12-j9}{15} = 0.8 - j0.6[\text{A}]$$

(4) フェーザ図は**解図 10.6**のようになる。



解図10.6 フェーザ図

(5) 複素電力を求める。

$$\dot{P}_a = \dot{E}_a \bar{I}_a = 15 \times (0.8 + j0.6) = 12 + j9[\text{VA}]$$

よって、

有効電力は 12W、

無効電力は 9Var、

皮相電力は $\sqrt{12^2 + 9^2} = \sqrt{225} = 15\text{VA}$

(B相、C相もまったく同じ値になる。)

★11章：ひずみ波交流理論の基礎

【1】

(1) 合成インピーダンスは、

$$R + j\omega L [\Omega]$$

だが、 ω がそれぞれ異なるので注意。それぞれインピーダンスの大きさも求めておこう。

・基本波($\omega=1\text{rad/s}$)に対する

合成インピーダンス： $4 + j3[\Omega]$ 、

大きさ： $\sqrt{4^2 + 3^2} = \sqrt{25} = 5[\Omega]$

・第3高調波($\omega=3\text{rad/s}$)に対する

合成インピーダンス： $4 + j9[\Omega]$ 、

大きさ： $\sqrt{4^2 + 9^2} = \sqrt{97} \cong 9.849[\Omega]$

・第5高調波($\omega=5\text{rad/s}$)に対する

合成インピーダンス： $4 + j15[\Omega]$ 、

大きさ： $\sqrt{4^2 + 15^2} = \sqrt{241} \cong 15.52[\Omega]$

解は、基本波 $4 + j3[\Omega]$ 、第3高調波 $4 + j9[\Omega]$ 、第5高調波 $4 + j15[\Omega]$

(2) まず、電圧の実効値を求める。実効値は振幅(最大値)の $1/\sqrt{2}$ 倍だから、

基本波の実効値： $200/\sqrt{2} \cong 141.4\text{V}$ 、

第3高調波の実効値： $50/\sqrt{2} \cong 35.36\text{V}$ 、

第5高調波の実効値： $30/\sqrt{2} \cong 21.21\text{V}$

である。

電流の実効値＝電圧の実効値／合成インピーダンスの大きさを求める。

$$\text{基本波の実効値：} \quad \frac{141.4V}{5\Omega} \cong 28.28A、$$

$$\text{第3高調波の実効値：} \quad 35.36V/9.849\Omega \cong 3.590A、$$

$$\text{第5高調波の実効値：} \quad 21.21V/15.52\Omega \cong 1.367A$$

である。

解は、基本波 $2.83 \times 10^1 A$ 、第3高調波 $3.59A$ 、第5高調波 $1.37A$

(3) ひずみ波電圧

$$e(t) = 200\sin\omega t + 50\sin3\omega t + 30\sin5\omega t$$

の全体の実効値は、基本波と高調波の2乗和の平方根で求められる。

$$\sqrt{141.4^2 + 35.36^2 + 21.21^2} \cong 147.3V$$

ひずみ波電流の全体の実効値は、同様に、(3)の結果を用いて、

$$\sqrt{28.28^2 + 3.590^2 + 1.367^2} \cong 28.54A$$

解は、

$$1.47 \times 10^2 V, \quad 2.85 \times 10^1 A$$

(4) 高調波を含むひずみ波全体の皮相電力は、(4)で求めたひずみ波を含む電圧や電流の実効値はから計算する。

$$P_a = V_{total} I_{total} = 147.3 \times 28.54 \cong 4204 \cong 4.20 \times 10^3 VA$$

(5) 基本波の実効値 V_1 と基本波を除いた全高調波の実効値

$$V_{harmonic} = \sqrt{V_2^2 + V_3^2 \cdots}$$

からひずみ率が定義される。ひずみ率は、

$$k = \frac{V_{harmonic}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 \cdots}}{V_1} = \frac{\sqrt{35.36^2 + 21.21^2}}{141.4} \cong 0.291$$

★12章：分布定数回路理論の基礎

【1】

(1) 周波数 $f = 300MHz = 3 \times 10^8 Hz$ だから、周期 $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{3 \times 10^8} \cong 3.3 \times 10^{-9} s$

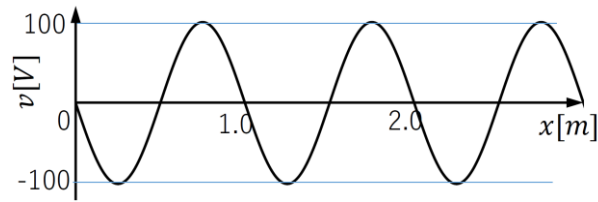
波長 λ は、伝搬速度 v と周期 T より、 $\lambda = vT = 3.0 \times 10^8 \times 3.33 \times 10^{-9} \cong 1.0m$

(2) $v(t, x) = 100\sin 2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda}\right)$ [V] ただし、 $T \cong 3.3 \times 10^{-9} s$ 、 $\lambda \cong 1.0m$

(3) (2)の式で t に $0s$ を代入すると、

$$v(0, x) = 100 \sin 2\pi\left(\frac{0}{T} - \frac{x}{\lambda}\right) = 100 \sin 2\pi\left(-\frac{x}{\lambda}\right) = -100 \sin 2\pi\frac{x}{\lambda} \quad [V]$$

波形は解図 12.1 となる。

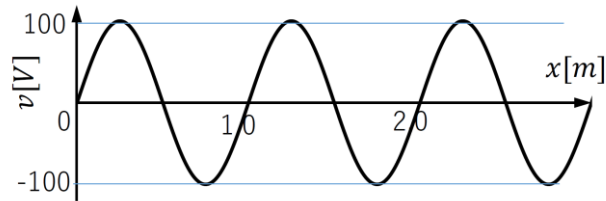


解図12.1 電圧波形(時間断面)

(4) (2)の式で t に $T/2[s]$ を代入すると、

$$\begin{aligned}
 v\left(\frac{T}{2}, x\right) &= 100 \sin 2\pi \left(\frac{T}{2} - \frac{x}{\lambda}\right) \\
 &= 100 \sin 2\pi \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{\lambda}\right) = -100 \sin 2\pi \left(\frac{x}{\lambda} - \frac{1}{2}\right) \\
 &= -100 \sin \left(2\pi \frac{x}{\lambda} - \pi\right) = 100 \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \text{ [V]}
 \end{aligned}$$

波形は**解図 12.2** となる。

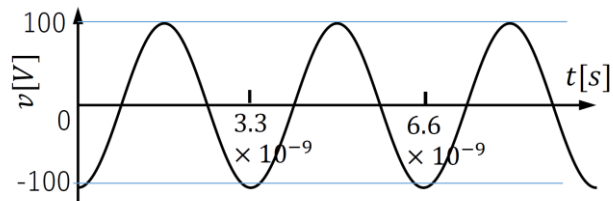


解図12.2 電圧波形(時間断面)

(5) (2)の式で x に $\lambda/4[s]$ を代入すると、

$$\begin{aligned}
 v\left(t, \frac{\lambda}{4}\right) &= 100 \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{\lambda}{\lambda}\right) \\
 &= 100 \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{4}\right) = 100 \sin \left(2\pi \frac{t}{T} - \frac{\pi}{2}\right) \\
 &= -100 \cos 2\pi \frac{t}{T} \text{ [V]}
 \end{aligned}$$

波形は**解図 12.3** となる。



解図12.3 電圧波形(空間断面)

【2】

(1) 本文 P198 の平行フィーダケーブルの導線 1m あたりのインダクタンス、

$$L = \frac{\mu}{\pi} \log_e \left(\frac{d}{a} \right) \quad [H/m] \quad \text{と、キャパシタンス、} \quad C = \frac{\pi \varepsilon}{\log_e \left(\frac{d}{a} \right)} \quad \left[\frac{F}{m} \right] \quad \text{を用いる。}$$

$$L = \frac{\mu}{\pi} \log_e \left(\frac{d}{a} \right) = \frac{4\pi \times 10^{-7}}{\pi} \times 2.0 = 8.0 \times 10^{-7} H/m$$

$$C = \frac{\pi \varepsilon}{\log_e \left(\frac{d}{a} \right)} = \frac{\pi \times 2.7 \times 10^{-11}}{2.0} \cong 4.24 \times 10^{-11} F/m \cong 4.2 \times 10^{-11} F/m$$

$$(3) Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{8.0 \times 10^{-7}}{4.24 \times 10^{-11}}} = \sqrt{1.89 \times 10^4} \cong 1.37 \times 10^2 \cong 1.4 \times 10^2 [\Omega]$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{8.0 \times 10^{-7} \times 4.24 \times 10^{-11}}} \cong \frac{1}{\sqrt{33.9 \times 10^{-18}}}$$

$$\cong \frac{1}{5.82 \times 10^{-9}} \cong 1.72 \times 10^8 \cong 1.7 \times 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]$$

【3】

(1) 直流抵抗

$$R_{DC} = \frac{\rho}{\pi a^2} = \frac{1.57 \times 10^{-8}}{\pi \times (10 \times 10^{-3})^2} \cong 0.500 \times 10^{-4} \cong 5.0 \times 10^{-5} [\Omega/m]$$

(2) 表皮深さ

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} = \sqrt{\frac{1.57 \times 10^{-8}}{\pi \times 49 \times 2.0 \times 10^{-6}}} = \sqrt{\frac{1.57 \times 10^{-8}}{\pi \times 49 \times 2.0 \times 10^{-6}}}$$

$$\cong \sqrt{51.0 \times 10^{-6}} \cong 7.14 \times 10^{-3} \cong 7.1 \times 10^{-3} m = 7.1 \text{ mm}$$

交流抵抗

$$R_{AC} = \frac{\rho}{\pi a \delta} = \frac{1.57 \times 10^{-8}}{\pi \times 10 \times 10^{-3} \times 7.14 \times 10^{-3}} \cong 0.700 \times 10^{-4} \cong 7.0 \times 10^{-5} \left[\frac{\Omega}{m} \right]$$

(3) (2)の式に各値を代入して求めても良い。また、(2)の式をよくみると、表皮深さは周波数の平方根に反比例、交流抵抗は周波数の平方根に比例することがわかる。(2)の 49Hz に対し、本問では 4.9kHz で周波数は 100 倍、周波数の平方根は 10 倍であることを用いると、

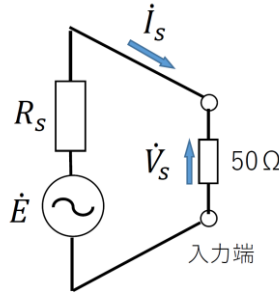
$$\text{表皮深さ} : \delta = \frac{1}{10} \times 7.1 \text{ mm} = 0.71 = 7.1 \times 10^{-1} \text{ mm}$$

$$\text{交流抵抗} : R_{AC} = 10 \times 7.0 \times 10^{-5} = 7.0 \times 10^{-4} \left[\frac{\Omega}{m} \right]$$

【4】

- (1) 無限長のケーブル(特性インピーダンス Z_0)を入力端からみると、反射波がないので、 $Z_0[\Omega]$ の集中定数インピーダンスが接続されているのと同じに見える。したがって、入力部分の等価回路は、**解図 12.4**であり、入力端の電流と電圧は、

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}}{R_s + 50} = \frac{100}{50 + 50} = 1A, \quad \dot{V}_s = 50\Omega \times 1A = 50V$$



解図12.4 入力側の等価回路

- (2) 特性インピーダンス Z_0 のケーブルの出力端に $Z_0[\Omega]$ の集中定数インピーダンスが接続されていると、マッチングが取れている(整合条件)。この場合、有限長ケーブルでも、無反射で、反射波が存在しない。したがって、(1)とまったく同様に考えてよい。入力部分の等価回路は、**解図 12.4**であり、入力端の電流と電圧は、

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}}{R_s + 50} = \frac{100}{50 + 50} = 1A, \quad \dot{V}_s = 50\Omega \times 1A = 50V$$

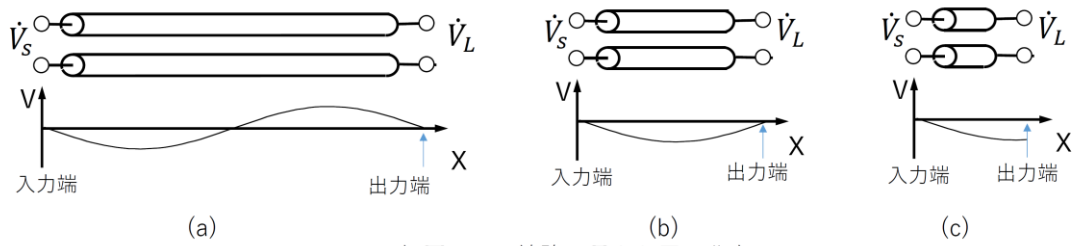
- (3) ケーブルは無損失なので、電圧は減衰しない(位相は変わる)。したがって、 \dot{V}_L の大きさは \dot{V}_s の大きさと同じ50Vである。
- (4) 出力端子の電圧を考えると、ケーブル長と波長の関係を考えるとわかりやすい。**解図 12.5**で、

(a)はケーブル長が波長 λ に等しいときである。この場合、出力端の電圧は入力端より 2π [rad]だけ位相が遅れ、 $\dot{V}_L = e^{-j2\pi}\dot{V}_s = e^0\dot{V}_s$ の関係が成り立つ。

(b)はケーブル長が $\frac{1}{2}\lambda$ に等しいときである。この場合、出力端の電圧は入力端より π [rad]位相が遅れ、 $\dot{V}_L = e^{-j\pi}\dot{V}_s$ の関係が成り立つ。

(c)はケーブル長が $\frac{1}{4}\lambda$ に等しいときである。この場合、出力端の電圧は入力端より $\frac{1}{2}\pi$ [rad]位相が遅れ、 $\dot{V}_L = e^{-j\frac{\pi}{2}}\dot{V}_s$ の関係が成り立つ。

この問いは(c)に相当する。 $\dot{V}_L = e^{-j\frac{\pi}{2}}\dot{V}_s = 50e^{-j\frac{\pi}{2}}[V]$



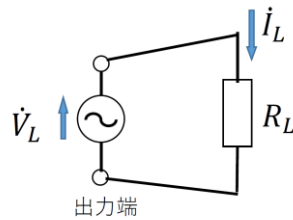
解図12.5 線路の長さで電圧分布

- (5) 出力側の回路は、電圧 \dot{V}_L の電源が接続されていると考えればよい。等価回路は、**解図12.6**となる。

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{V}_L}{R_L} = \frac{50e^{-j\frac{\pi}{2}}}{50} = e^{-j\frac{\pi}{2}}[\text{A}] \quad (\dot{I}_L \text{の大きさは } 1\text{A} \text{ である})$$

$$\text{消費電力は } |\dot{V}_L| |\dot{I}_L| = 50 \times 1 = 50\text{W}$$

$$(\text{別解: 複素電力を求める。} \dot{V}_L \bar{\dot{I}}_L = 50e^{-j\frac{\pi}{2}} \times e^{j\frac{\pi}{2}} = 50e^0 = 50\text{W})$$



解図12.6 出力側の等価回路

- (6) 電源の供給電力は、 $\dot{E} \bar{\dot{I}}_S = 100 \times 1 = 100\text{W}$

【5】

特性インピーダンスが Z_1 から Z_2 へ変化する点で反射が生ずる。そのときの電圧反射係数は、

$$m_v = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \text{ である。}$$

- (1) $Z_1 = 50\Omega$ 、 $Z_2 = 100\Omega$ と考えればよい。電圧反射係数は、

$$m_v = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3}$$

- (2) 点 P から先は特性インピーダンス 50Ω の 2 つの線路に分岐する。並列に接続されるので、2 つの線路をまとめて見れば、特性インピーダンスは

$$\frac{50 \times 50}{50 + 50} = \frac{2500}{100} = 25\Omega$$

と考えればよい。したがって、 $Z_1 = 50\Omega$ 、 $Z_2 = 25\Omega$ とし、電圧反射係数は、

$$m_p = \frac{25 - 50}{25 * 50} = -\frac{1}{3}$$

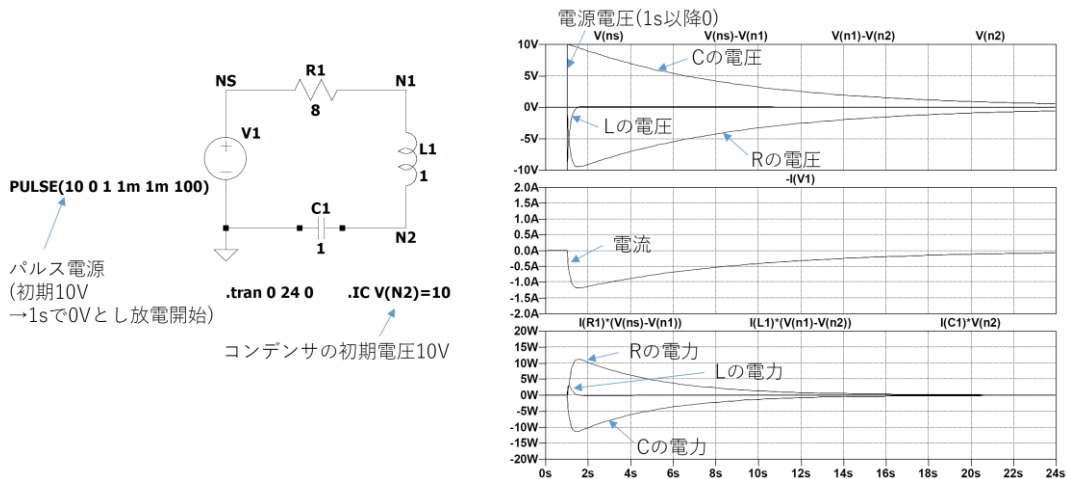
★13章：複エネルギー回路と交流電源回路の過渡現象

【1】

t=0s において、電源から 10V 印加され、なおかつコンデンサの初期電圧は 10V として設定している。t=1s でパルス電源の電圧が 0V となることでコンデンサからの放電が開始する。パルス電源の内部インピーダンスはゼロであり、ショートしているのと等価である。

<case1> (ファイル名：13_3a.asc と 13_3a.plt)

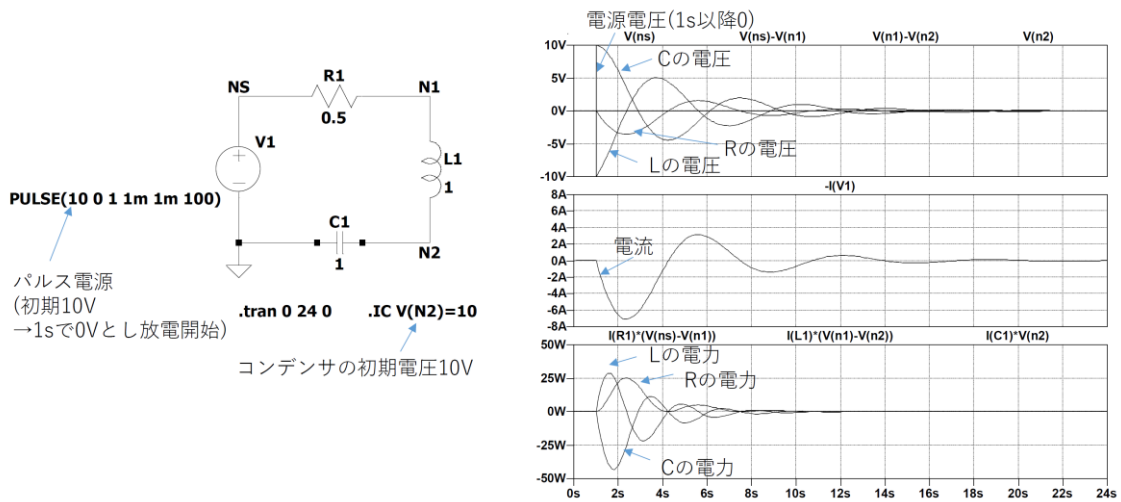
減衰定数 $\alpha = \frac{R}{2L} = \frac{8}{2 \times 1} = 4 [\frac{1}{s}]$ 、固有角周波数 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{1 \times 1}} = 1 [\text{rad/s}]$ で、 $\alpha > \omega_0$ となるので、非振動モードである。各素子の電圧、電流、電力の波形を解図 13.1 に示す。C に蓄えられたエネルギーは放出され(負の電力)、大部分は抵抗で消費されていることがわかる。L にも放電開始直後わずかな電力が流入するが、その後少しずつ放出して最終的には L も C も保持エネルギーはゼロとなる。



解図13.1 R=8Ωのときのシミュレーション結果

<case2> (ファイル名：13_3b.asc と 13_3b.plt)

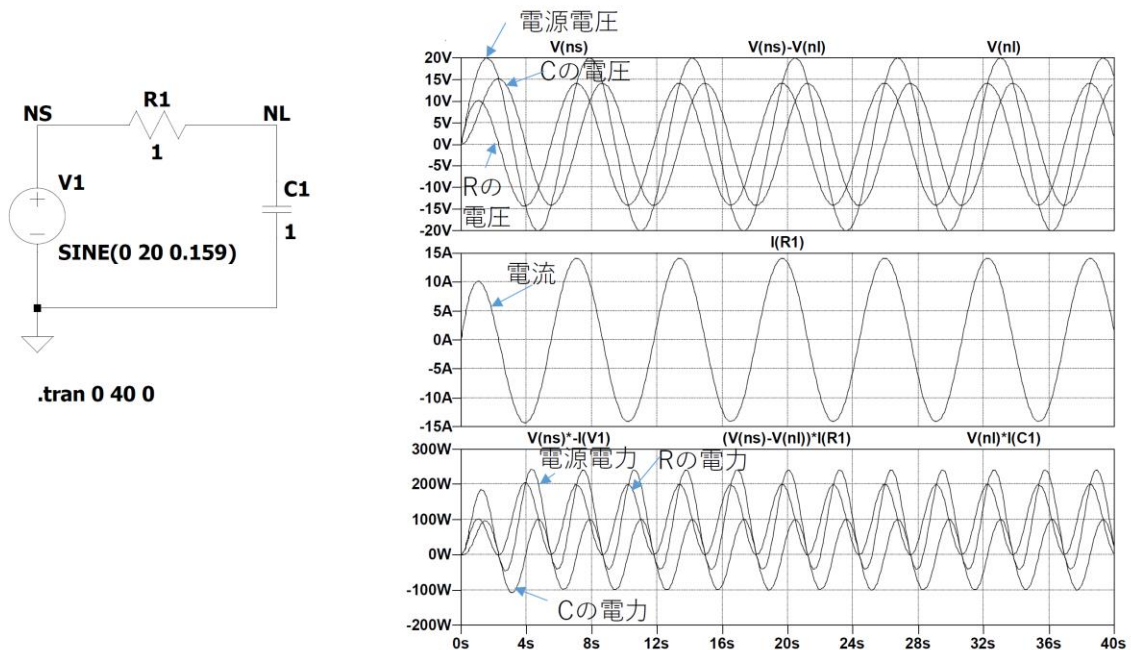
減衰定数 $\alpha = \frac{R}{2L} = \frac{0.5}{2 \times 1} = 0.25 [\frac{1}{s}]$ 、固有角周波数 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{1 \times 1}} = 1 [\text{rad/s}]$ で、 $\alpha < \omega_0$ となるので、振動モードである。各素子の電圧、電流、電力の波形を解図 13.2 に示す。しばらくは、C と L の間でエネルギー交換をしながら振動し、少しずつ R で消費され、最終的にすべてのエネルギーがゼロとなる。



解図13.2 R=0.5Ωのときのシミュレーション結果

【2】 ファイル名：13_4.asc と 13_4.plt

時定数 $\tau = RC = 1 \times 1 = 1s$ であるから、計算開始してすぐに(準)定常状態に達する。その後は、電源周波数で振動を続ける。Cの電力はゼロを中心に±に振動する、すなわちエネルギー吸収と放出を繰り返していることに注意。抵抗の電力は振動しているが、常に正の値を示している。これは、抵抗が常に電力を消費し続けていることを示す (解図 13.3)。



解図13.3 交流電源を接続したRC回路の過渡現象