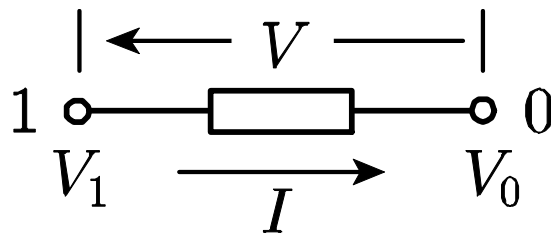


電子回路の解析

回路素子

2端子回路素子



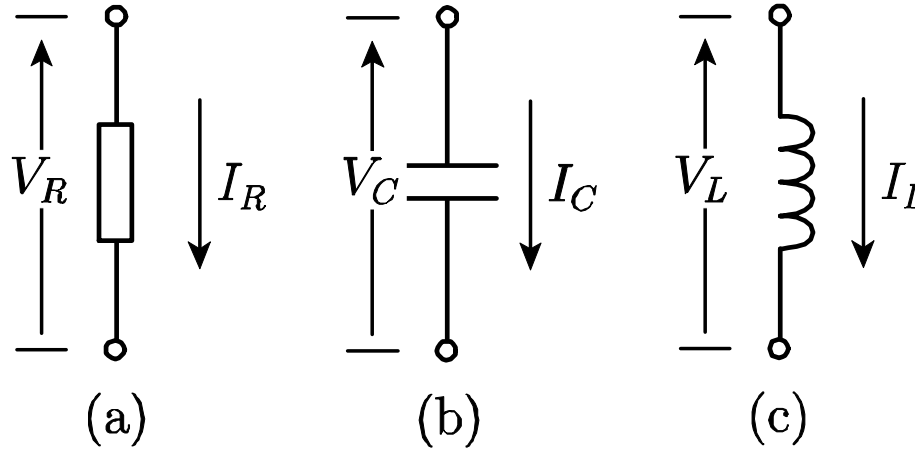
I : 電流[A]

V_0, V_1 : 電位[V]

$V=V_1-V_0$: 電圧(電位差)[V]

$P=V \times I$: 電力[W]

受動素子



(a) 抵抗器 : $V_R = RI_R$, $I_R = GV_R$

R : 抵抗値 $[\Omega]$, G : コンダクタンス $[S]$

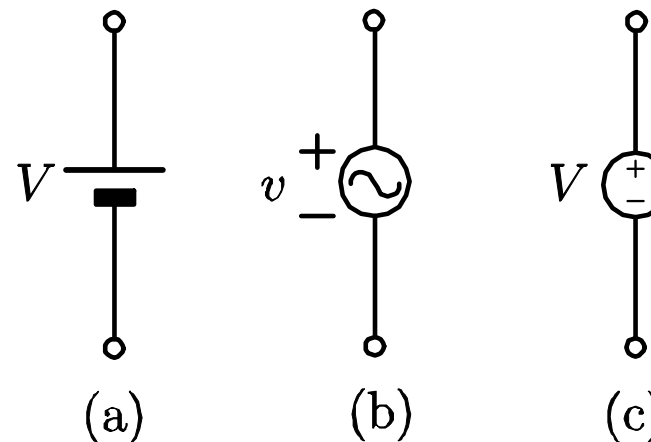
(b) 容量 : $I_C = C \frac{dV_C}{dt}$

C : 容量値 $[F]$

(c) インダクタ : $V_L = L \frac{dI_L}{dt}$

L : インダクタンス $[H]$

独立電源(電圧源)



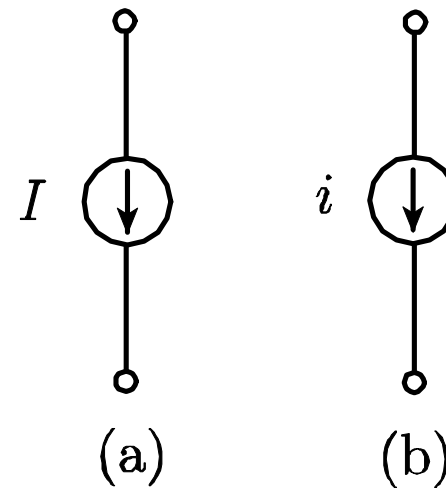
(a) 直流電圧源

(b) 正弦波交流電圧源 (小信号)

(c) 一般の電圧源

問: 電圧源の値が0Vのときの等価回路を求めよ.

独立電源(電流源)

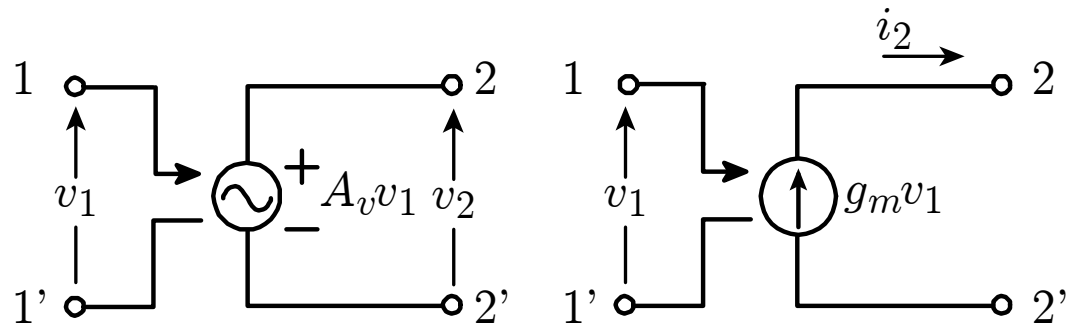


(a) 直流電流源

(b) 正弦波交流電流源 (小信号)

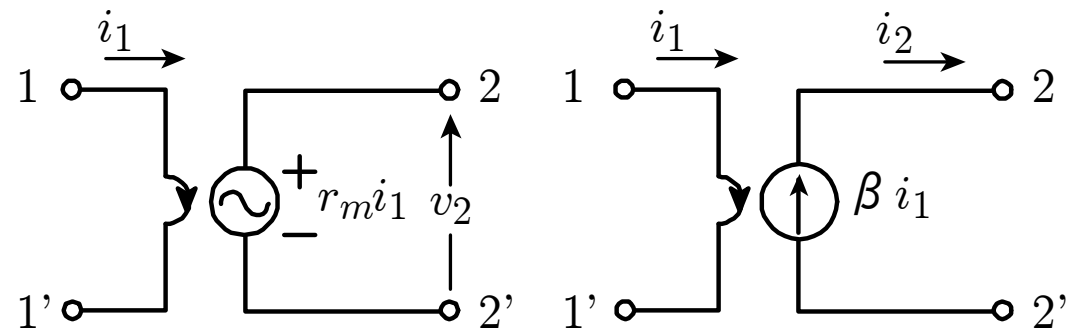
問: 電流源の値が0Aのときの等価回路を求めよ.

制御電源



(a) 電圧制御電圧源

(b) 電圧制御電流源



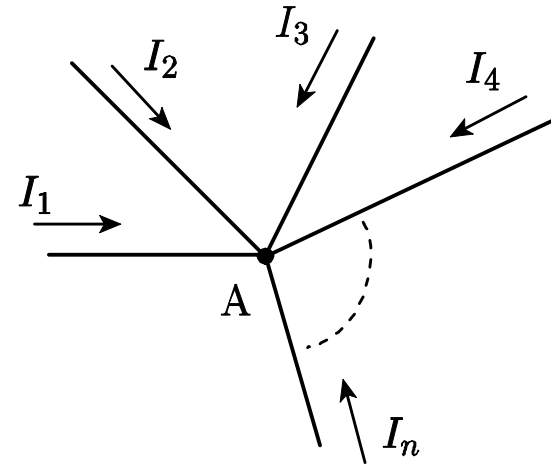
(c) 電流制御電圧源

(d) 電流制御電流源

A_v : 電圧利得, g_m : 伝達コンダクタンス[S]

r_m : 伝達抵抗[Ω], β : 電流利得

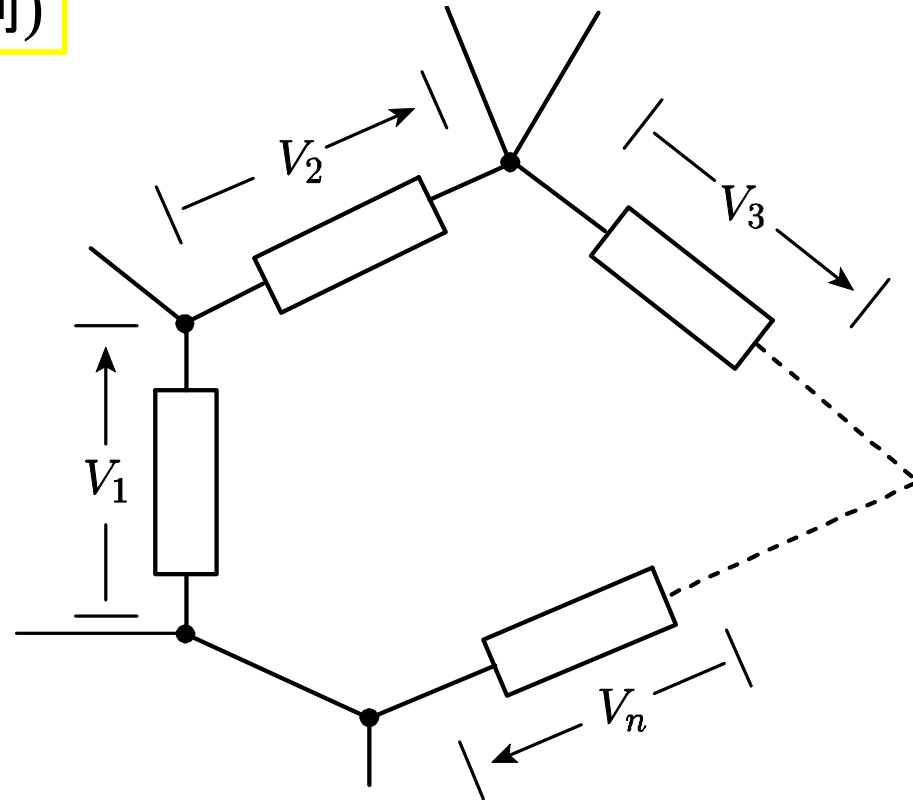
キルヒホッフの法則(電流則)



$$I_1 + I_2 + \cdots + I_n = 0$$

節点に流れ込む電流の総和は零である.

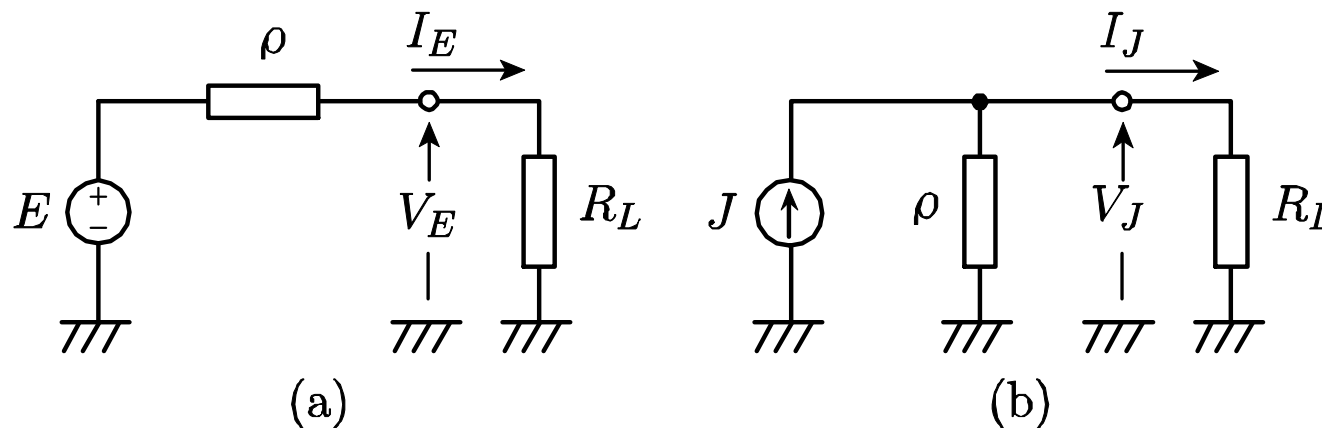
キルヒホッフの法則(電圧則)



$$V_1 + V_2 + \dots + V_n = 0$$

閉路上の回路素子の両端に生じる電圧の総和は零である。

電源の等価性



$$I_E = \frac{1}{\rho + R_L} E, \quad V_E = \frac{R_L}{\rho + R_L} E$$

$$I_J = \frac{\rho}{\rho + R_L} J, \quad V_J = \frac{R_L \rho}{\rho + R_L} J$$

$$E = \rho J$$

問：電源 E から R_L に供給される電力が最大となる R_L を求めよ。

線形性と重ね合わせの理

線形性

入力 x , 出力 y の関係を「 $x \rightarrow y$ 」と表す.

a_1, a_2 : 任意の定数

$$x_1 \rightarrow y_1, \quad x_2 \rightarrow y_2$$



$$a_1x_1 + a_2x_2 \rightarrow a_1y_1 + a_2y_2$$

抵抗

入力 I , 出力 V , 抵抗値 R

$$a_1 I_1 + a_2 I_2 \rightarrow R(a_1 I_1 + a_2 I_2) = a_1 R I_1 + a_2 R I_2 = a_1 V_1 + a_2 V_2$$

問: 容量とインダクタが線形素子であることを確かめよ.

線形回路

線形素子だけから構成される回路

重ね合わせの理

線形回路と複数の電源から構成される回路において、任意の素子に流れる電流及びその両端に発生する電圧は、それぞれの電源が単独に存在する場合の電流及び電圧の和に等しい。

$$a_1x_1+a_2x_2\rightarrow a_1y_1+a_2y_2$$

$a_1=a_2=1$ とすると

x_i : 電源, y_i : 電圧または電流

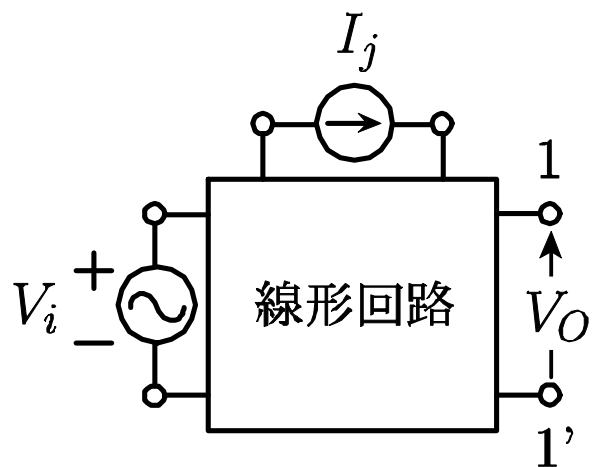
$$x_1+x_2\rightarrow y_1+y_2$$

$$(x_1+x_2)+x_3\rightarrow(y_1+y_2)+y_3$$

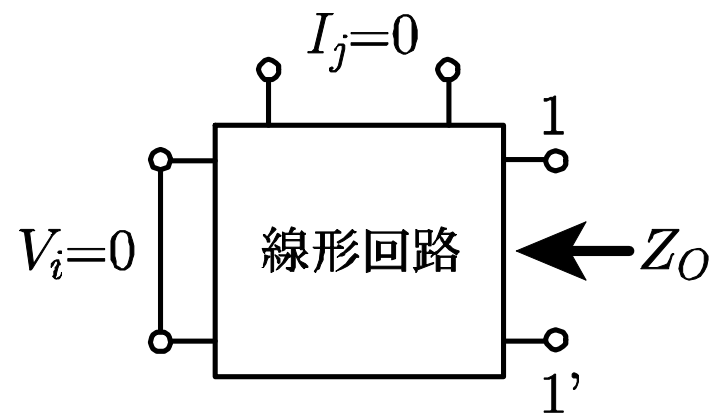
$$(x_1+x_2+x_3)+x_4\rightarrow(y_1+y_2+y_3)+y_4$$

線形回路と複数の電源から構成される回路において、任意の素子に流れる電流及びその両端に発生する電圧は、それぞれの電源が単独に存在する場合の電流及び電圧の和に等しい。

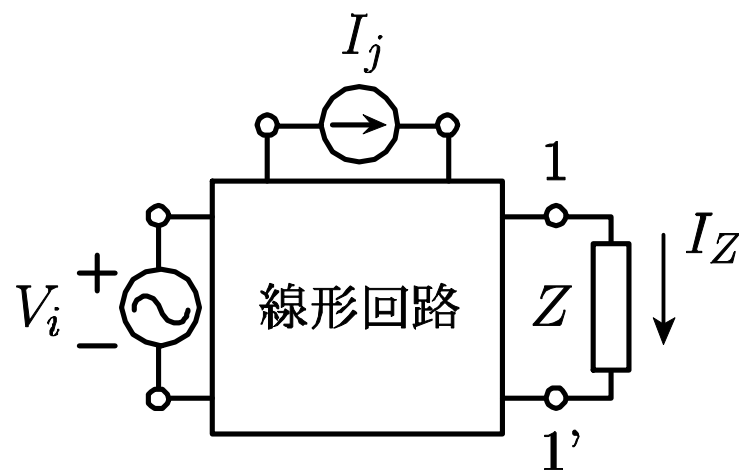
テブナンの定理



(a)

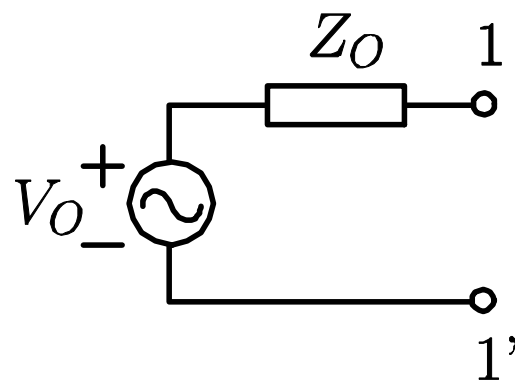
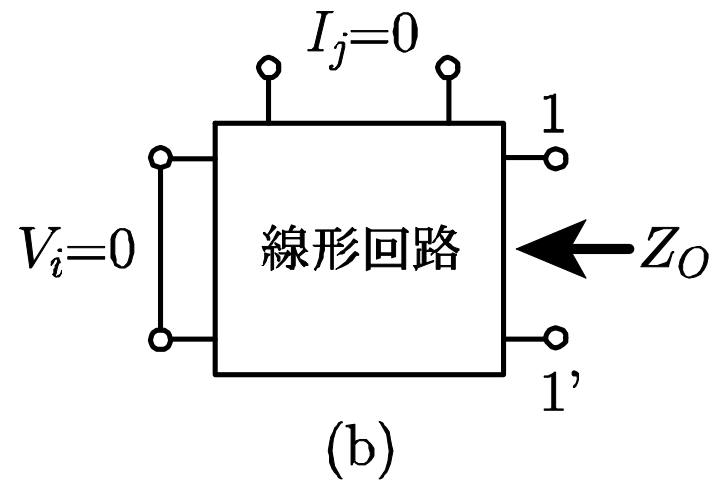
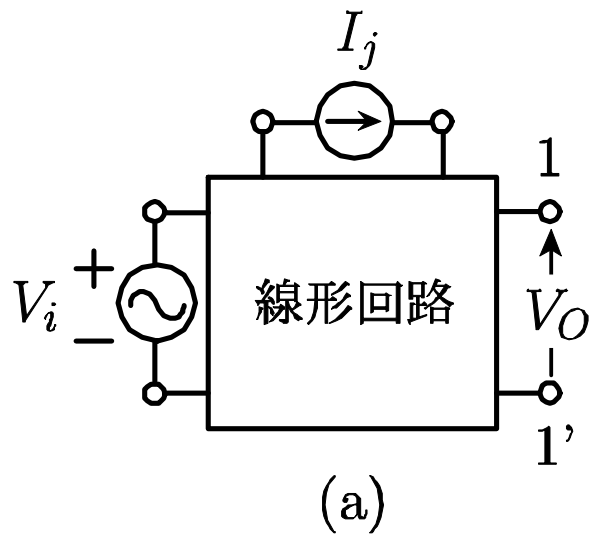


(b)

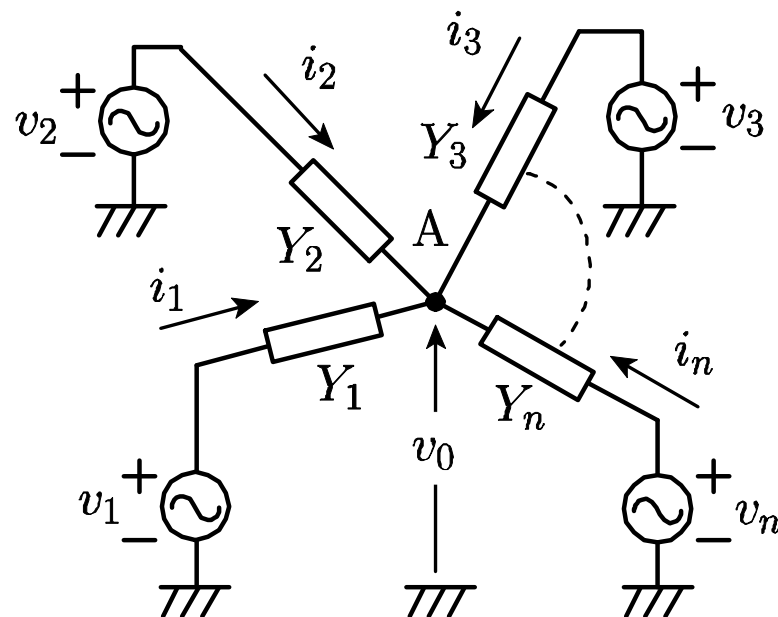


$$I_Z = \frac{V_O}{Z + Z_O}$$

テブナンの定理の別の解釈



ミルマンの定理



$$Y_1(v_0 - v_1) + Y_2(v_0 - v_2) + Y_3(v_0 - v_3) + \dots + Y_n(v_0 - v_n) = 0$$

$$(Y_1 + Y_2 + Y_3 + \dots + Y_n)v_0 = Y_1v_1 + Y_2v_2 + Y_3v_3 + \dots + Y_nv_n$$

$$v_0 = \frac{Y_1v_1 + Y_2v_2 + Y_3v_3 + \dots + Y_nv_n}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + \dots + Y_n}$$

時不変性

入力 $x(t)$, 出力 $y(t)$ の関係を「 $x(t) \rightarrow y(t)$ 」と表す.

任意の時間 t_0 について



$x(t) \rightarrow y(t)$ ならば $x(t-t_0) \rightarrow y(t-t_0)$ が成り立つ.

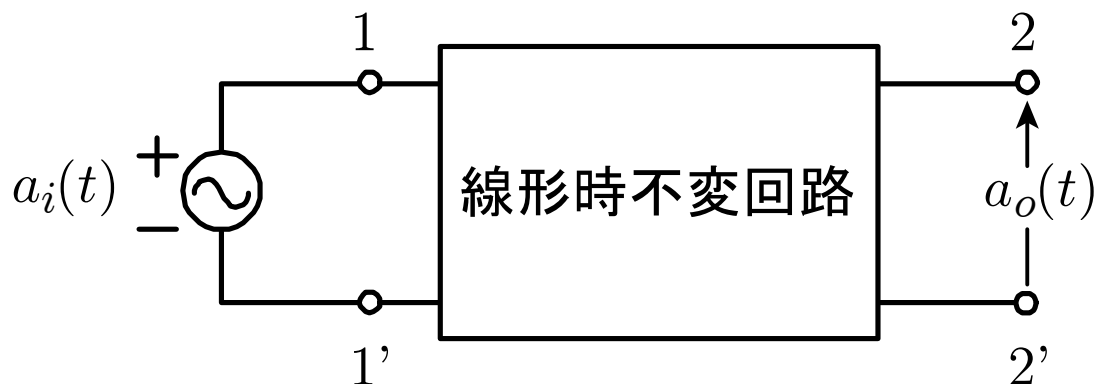
入力 V , 出力 I , 容量値 C

$$C \frac{dV_C(t-t_0)}{dt} = C \frac{dV_C(x)}{dx} = I_C(x) = I_C(t-t_0)$$

入力 I , 出力 V , インダクタンス L

$$L \frac{dI_L(t-t_0)}{dt} = L \frac{dI_L(x)}{dx} = V_L(x) = V_L(t-t_0)$$

正弦波交流信号の複素表示



$$a_i(t) = A_i \cos \omega t \rightarrow a_o(t) = A_o \cos(\omega t + \theta)$$

$$b_i(t) = A_i \sin \omega t = A_i \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$\rightarrow b_o(t) = A_o \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \theta\right) = A_o \sin(\omega t + \theta)$$

$$c_i(t) = a_i(t) + j b_i(t) \rightarrow ?$$

$$c_o(t) = a_o(t) + j b_o(t) = A_o \cos(\omega t + \theta) + j A_o \sin(\omega t + \theta)$$

オイラーの公式

$$\cos \theta + j \sin \theta = e^{j\theta}$$

$$c_o(t) = A_o \cos(\omega t + \theta) + j A_o \sin(\omega t + \theta) = A_o e^{j(\omega t + \theta)}$$

ωt は常に共通.

複素表示

振幅 $A_o \rightarrow$ 実効値 $A_{oe} = \frac{A_o}{\sqrt{2}}$

$$\dot{C}_o = \frac{A_o}{\sqrt{2}} e^{j\theta} = A_{oe} e^{j\theta}$$

抵抗

$$I_R = \sqrt{2} I_{Re} \cos(\omega t + \theta) \rightarrow \dot{I}_R = I_{Re} e^{j\theta}$$

$$V_R = R I_R = R \sqrt{2} I_{Re} \cos(\omega t + \theta) \rightarrow \dot{V}_R = R I_{Re} e^{j\theta}$$

$$\dot{V}_R = R \dot{I}_R \quad (\text{オームの法則と一致})$$

インダクタ

$$I_L = \sqrt{2} I_{Le} \cos(\omega t + \theta) \rightarrow \dot{I}_L = I_{Le} e^{j\theta}$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = -\omega L \sqrt{2} I_{Le} \sin(\omega t + \theta) = \omega L \sqrt{2} I_{Le} \cos(\omega t + \frac{\pi}{2} + \theta)$$

$$\rightarrow \dot{V}_L = \omega L I_{Le} e^{j(\frac{\pi}{2} + \theta)} = j\omega L I_{Le} e^{j\theta}$$

$$\dot{V}_L = j\omega L \dot{I}_L \quad (\text{拡張されたオームの法則})$$

容量

$$V_C = \sqrt{2}V_{Ce} \cos(\omega t + \theta) \rightarrow \dot{V}_C = V_{Ce} e^{j\theta}$$

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} = -\omega C \sqrt{2}V_{Ce} \sin(\omega t + \theta) \rightarrow \dot{I}_C = j\omega C V_{Ce} e^{j\theta}$$

$$\dot{I}_C = j\omega C \dot{V}_C \quad (\text{拡張されたオームの法則})$$

$$\dot{V} = Z \dot{I}, \quad Z : \text{インピーダンス}$$

$$\dot{I} = Y \dot{V}, \quad Y : \text{アドミタンス}$$

問: 出力電圧が $1 + j0.00016x$ [V] であるとする.
出力電圧の周波数が 1kHz のときの振幅と位相を求めよ.

フーリエ変換とラプラス変換

フーリエ変換の定義

$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt < \infty$ を満足する $f(t)$ について

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

フーリエ変換の性質

(1) 線形性

$$\begin{aligned}\int_{-\infty}^{\infty} \{a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t)\} e^{-j\omega t} dt &= \int_{-\infty}^{\infty} a_1 f_1(t) e^{-j\omega t} dt + \int_{-\infty}^{\infty} a_2 f_2(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= a_1 \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) e^{-j\omega t} dt + a_2 \int_{-\infty}^{\infty} f_2(t) e^{-j\omega t} dt = a_1 F_1(j\omega) + a_2 F_2(j\omega)\end{aligned}$$

(2) 原関数の移動

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau) e^{-j\omega(t-\tau)} dt e^{-j\omega\tau} = F(j\omega) e^{-j\omega\tau}$$

(3) 像関数の移動

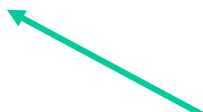
$$\int_{-\infty}^{\infty} \{f(t) e^{-jkt}\} e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j(\omega+k)t} dt = F(j(\omega+k))$$

(4) 時間軸の伸縮

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(At)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(At)e^{-j(\omega/A)(At)} \frac{1}{A} d(At) = \frac{1}{A} F\left(\frac{j\omega}{A}\right)$$

(5) 時間微分

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{df(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt = \left[f(t)e^{-j\omega t} \right]_{-\infty}^{\infty} - \int_{-\infty}^{\infty} -j\omega f(t)e^{-j\omega t} dt = j\omega F(j\omega)$$



$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt < \infty$ を満足するので0

フーリエ変換の例(1)

$$f(t)=\begin{cases} 0 & (t<0) \\ e^{-at} & (t\geq 0) \end{cases} \quad \text{但し, } a \text{ は正.}$$

$$F(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-at} e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-(a+j\omega)t} dt$$

$$= \left[\frac{1}{-(a+j\omega)} e^{-(a+j\omega)t} \right]_0^{\infty} = 0 - \frac{1}{-(a+j\omega)} = \frac{1}{a+j\omega}$$

フーリエ変換の例(2)

$$V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt}$$

$$V_L(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} V_L(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} L \frac{dI_L(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt$$

$$= \left[L I_L(t) e^{-j\omega t} \right]_{-\infty}^{\infty} - \int_{-\infty}^{\infty} L I_L(t) (-j\omega) e^{-j\omega t} dt$$

$$= j\omega L \int_{-\infty}^{\infty} I_L(t) e^{-j\omega t} dt = j\omega L I_L(j\omega)$$

$$\text{同様に, } I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \rightarrow I_C(j\omega) = j\omega C V_C(j\omega)$$

ラプラス変換の定義

$$f(t) \equiv 0 \quad (t < 0),$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| e^{-\sigma t} dt < \infty \quad (\sigma \text{ は実数}) \quad \text{を満足する } f(t) \text{ について}$$

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$$

但し, $s = \sigma + j\omega$ である.

ラプラス変換の性質

(1) 線形性

$$\begin{aligned}\int_0^{\infty} \{a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t)\} e^{-st} dt &= \int_0^{\infty} a_1 f_1(t) e^{-st} dt + a_2 \int_0^{\infty} f_2(t) e^{-st} dt \\ &= a_1 F_1(s) + a_2 F_2(s)\end{aligned}$$

(2) 原関数の移動

$$\int_0^{\infty} f(t-\tau) e^{-st} dt = \int_0^{\infty} f(t-\tau) e^{-s(t-\tau)} dt e^{-s\tau} = F(s) e^{-s\tau}$$

(3) 像関数の移動

$$\int_0^{\infty} \{f(t) e^{-jkt}\} e^{-st} dt = \int_0^{\infty} f(t) e^{-(s+jk)t} dt = F(s+jk)$$

(4) 時間軸の伸縮

$$\int_0^{\infty} f(At)e^{-st}dt = \int_0^{\infty} f(At)e^{-(s/A)(At)} \frac{1}{A}d(At) = \frac{1}{A}F\left(\frac{s}{A}\right)$$

(5) 時間微分

$$\int_0^{\infty} \frac{df(t)}{dt} e^{-st} dt = \left[\underline{f(t)e^{-st}} \right]_0^{\infty} - \int_0^{\infty} -s f(t) e^{-st} dt = sF(s) - \underline{f(0_-)}$$

$t=0$ のとき0とはならない

ラプラス変換の例(1)

$$f(t)=u(t)=\begin{cases} 0 & (t<0) \\ 1 & (t\geq 0) \end{cases} \quad (u(t)\text{を単位ステップ関数と呼ぶ.})$$

$$F(s)=\int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt=\int_0^{\infty} u(t)e^{-st}dt=\int_0^{\infty} e^{-st}dt$$

$$=\left[\frac{1}{-s}e^{-st}\right]_0^{\infty}=\left[\frac{1}{-s}e^{-(\sigma+j\omega)t}\right]_0^{\infty}=\left[\frac{1}{-s}e^{-\sigma t}e^{-j\omega t}\right]_0^{\infty}$$

$\sigma>0$ ならば

$$=0-\left(\frac{1}{-s}\right)=\frac{1}{s}$$

ラプラス変換の例(2)

$$f(t)=\begin{cases} 0 & (t<0) \\ e^{-at} & (t\geq 0) \end{cases} \quad \text{但し, } a \text{ は正.}$$

$$F(s)=\int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt=\int_0^{\infty} e^{-at} e^{-st} dt=\int_0^{\infty} e^{-(a+s)t} dt$$

$$=\left[\frac{1}{-(a+s)} e^{-(a+s)t} \right]_0^{\infty} = 0 - \frac{1}{-(a+s)} = \frac{1}{a+s}$$

ラプラス変換の例(3)

$$V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt}$$

$$V_L(s) = \int_0^\infty V_L(t) e^{-st} dt = \int_0^\infty L \frac{dI_L(t)}{dt} e^{-st} dt$$

$$= \left[L I_L(t) e^{-st} \right]_0^\infty - \int_0^\infty L I_L(t) (-s) e^{-st} dt$$

$$= 0 - L I_L(0_-) + s L \int_0^\infty I_L(t) e^{-st} dt = s L I_L(s) - L I_L(0_-)$$

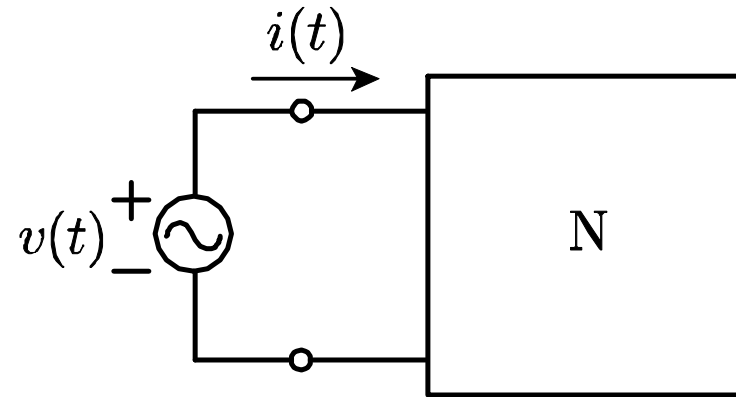
同様に, $I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \rightarrow I_C(s) = s C V_C(s) - C V_C(0_-)$

問：次の関数 $f(t)$ のラプラス変換を求めよ.

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)h(t - \tau)d\tau$$

フーリエ変換とラプラス変換の比較 (正弦波定常応答の場合)

$$v(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ V_m e^{j\omega t} & (t \geq 0) \end{cases}$$



$$v(t) \rightarrow V(s), \quad i(t) \rightarrow I(s), \quad I(s) = H(s)V(s) + H_0(s)$$

$H(s)$: 初期値に無関係な関数

$H_0(s)$: 初期値で決まる関数

$$v(t) \rightarrow V(s), \quad i(t) \rightarrow I(s), \quad I(s) = H(s)V(s) + H_0(s)$$

$H(s)$: 初期値に無関係な関数

$H_0(s)$: 初期値で決まる関数

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}, \quad H_0(s) = \frac{N_0(s)}{D(s)}, \quad D(s) = \prod_{i=1}^m (s - s_i)$$

$$H_0(s) = \sum_{i=1}^m \frac{\alpha_i}{s - s_i} \rightarrow h_0(t) = \sum_{i=1}^m \alpha_i e^{s_i t}$$

回路が安定であるための必要十分条件



すべての s_i の実部が負

$$H(s)V(s) \rightarrow \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)v(t-\tau)d\tau$$

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)v(t-\tau)d\tau &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)V_me^{j\omega(t-\tau)}d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau V_me^{j\omega t} \\ &= H(j\omega)v(t) \end{aligned}$$

$$I(s)=H(s)V(s)+H_0(s) \quad \rightarrow \quad i(t)=H(j\omega)v(t)+\sum_{i=1}^m \alpha_i e^{s_i t}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i(t) = H(j\omega)v(t)$$

回路関数

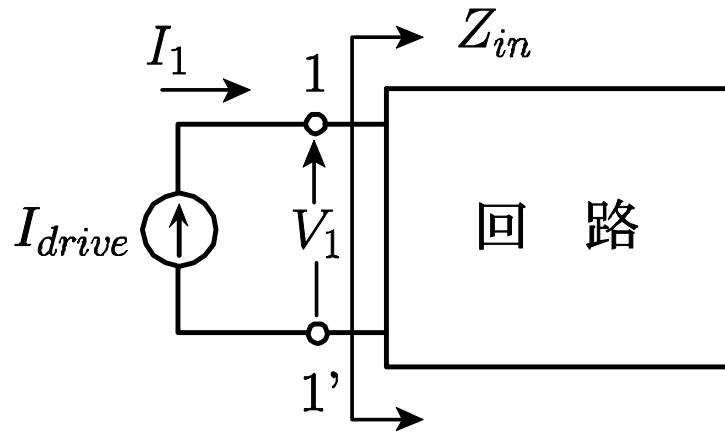
すべての初期値を零とした場合の
入力と出力のラプラス変換の比

極と零点

零点 : 回路関数の分子多項式の解

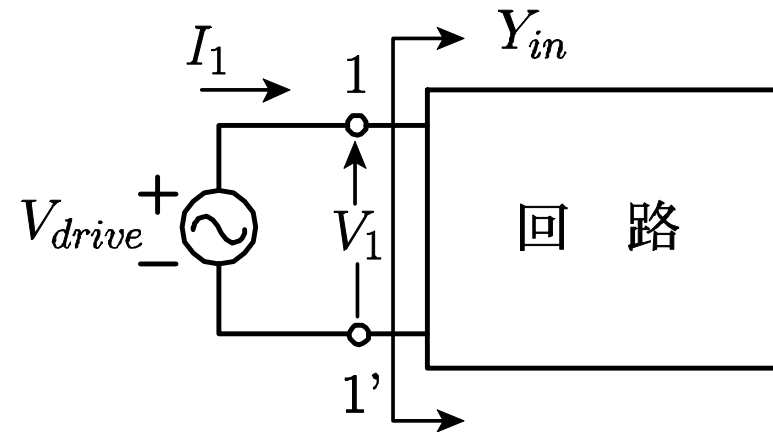
極 : 回路関数の分母多項式の解

回路の安定性



(a)

$$V_1 = Z_{in} I_{drive}$$



(b)

$$I_1 = Y_{in} V_{drive}$$

Z_{in} の極の実部が負ならば安定（開放安定）

Y_{in} の極の実部が負ならば安定（短絡安定）

回路の周波数特性

回路関数 $F(s)$

$$F(s)=F_0\frac{(s-z_1)(s-z_2)\cdots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_n)}$$

$z_i(i=1\sim m)$ は零点, $p_i(i=1\sim n)$ は極

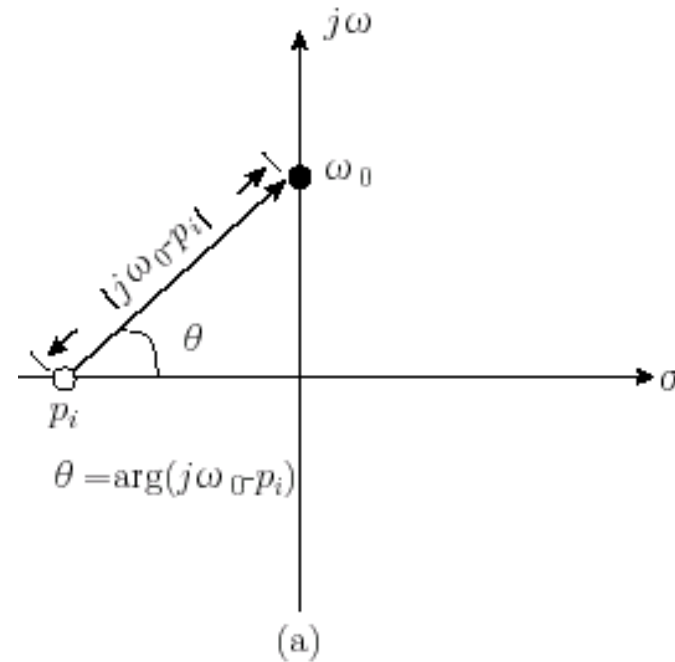
振幅特性 $|F(j\omega)|$

$$|F(j\omega)|=|F_0|\frac{|j\omega-z_1||j\omega-z_2|\cdots|j\omega-z_m|}{|j\omega-p_1||j\omega-p_2|\cdots|j\omega-p_n|}$$

位相特性 $\arg F(j\omega)$

$$\begin{aligned}\arg F(j\omega)=&\arg(j\omega-z_1)+\arg(j\omega-z_2)+\cdots+\arg(j\omega-z_m) \\ &-\arg(j\omega-p_1)-\arg(j\omega-p_2)-\cdots-\arg(j\omega-p_n)\end{aligned}$$

実極と周波数特性



$\omega_0=0$ (直流) のとき

$|j\omega_0 - p_i|$: 最小

$\arg(j\omega_0 - p_i) = 0^\circ$



単調増加

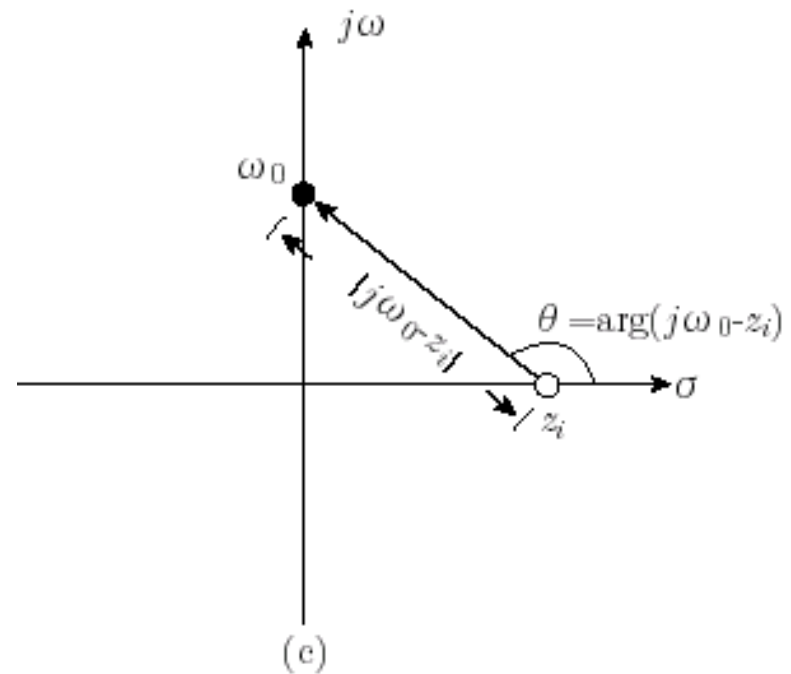


$\omega_0=\infty$ のとき

$|j\omega_0 - p_i|$: 無限大

$\arg(j\omega_0 - p_i) = 90^\circ$

実零点と周波数特性



$|j\omega_0 - z_i|$ の動き $|j\omega_0 - p_i|$ と同じ

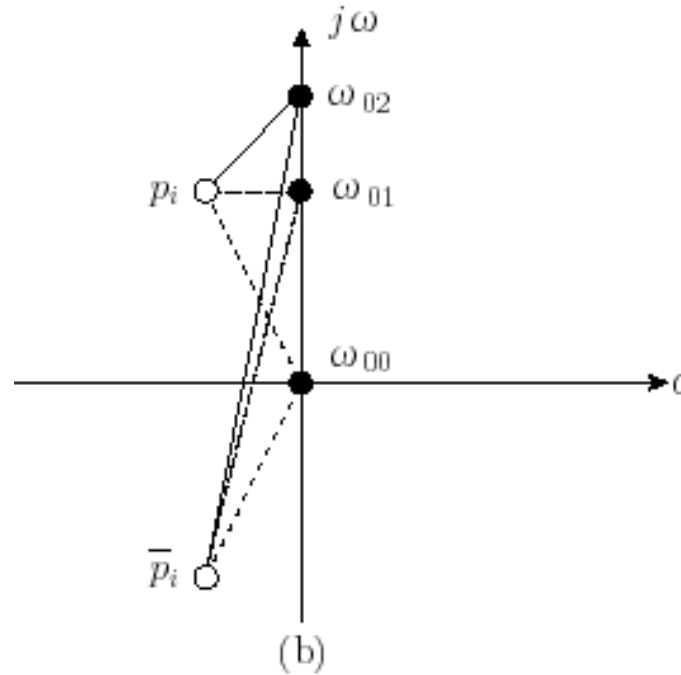
$\omega_0=0$ のとき

$$\arg(j\omega_0 - z_i) = 180^\circ$$

$\omega_0=\infty$ のとき

$$\arg(j\omega_0 - z_i) = 90^\circ$$

複素極と周波数特性

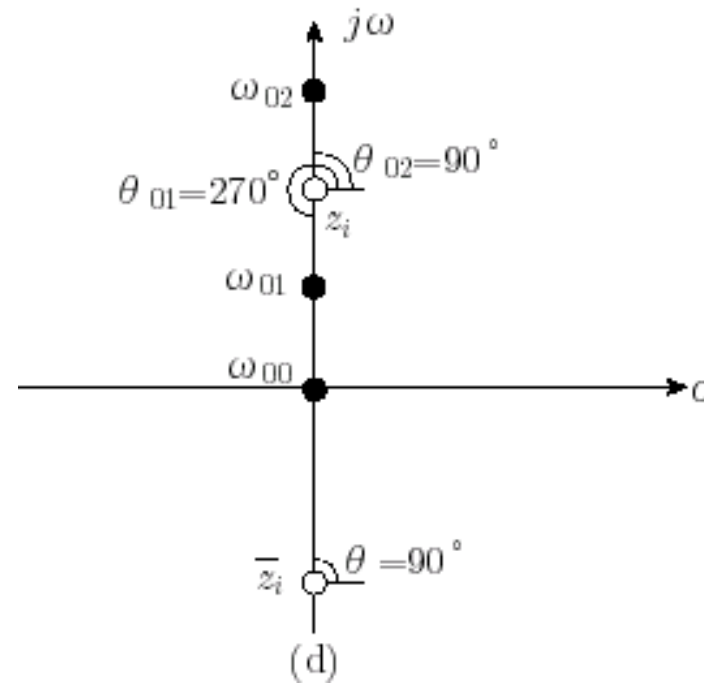


振幅特性: $|j\omega_0 - p_i| |j\omega_0 - \bar{p}_i|$

位相特性: $\arg(j\omega_0 - p_i) + \arg(j\omega_0 - \bar{p}_i)$

複素零点と周波数特性

$$\arg(j\omega_0 - \bar{z}_i) = 90^\circ$$



$$\omega_0 < |z_i|$$

$$\omega_0 = |z_i|$$

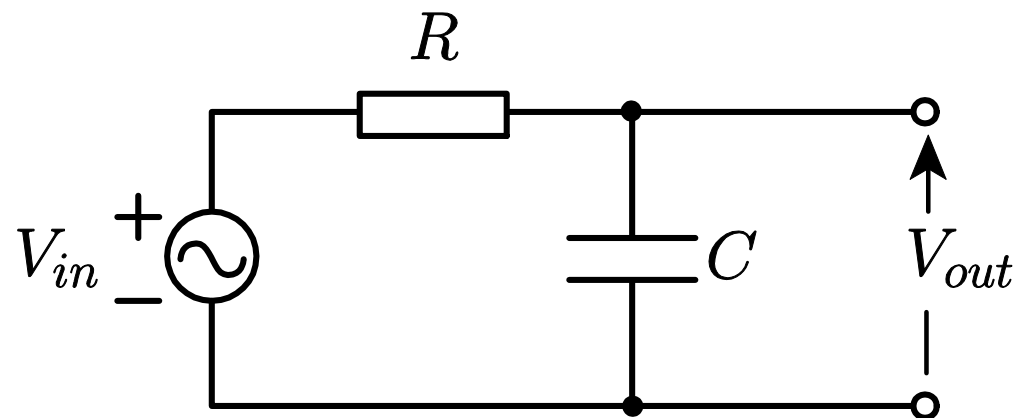
$$\omega_0 > |z_i|$$

$$\arg(j\omega_0 - z_i) = 270^\circ$$

——

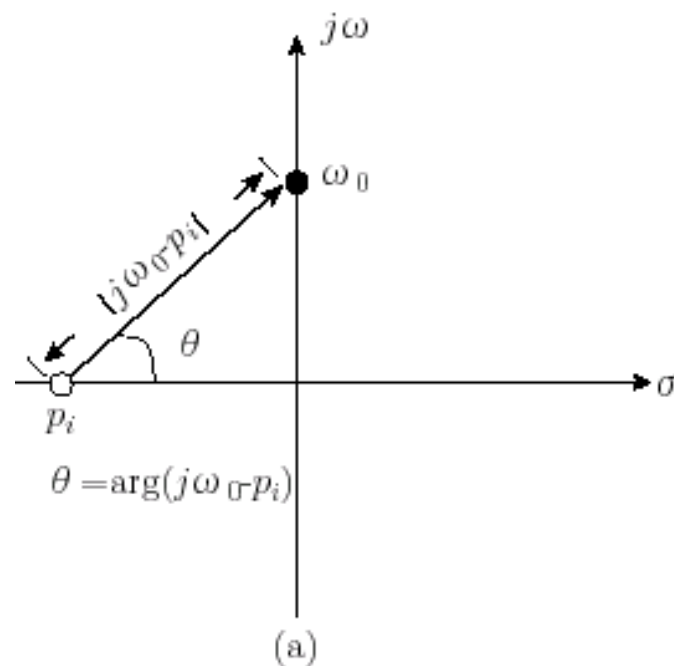
$$\arg(j\omega_0 - z_i) = 90^\circ$$

受動RC回路の周波数特性例(1)

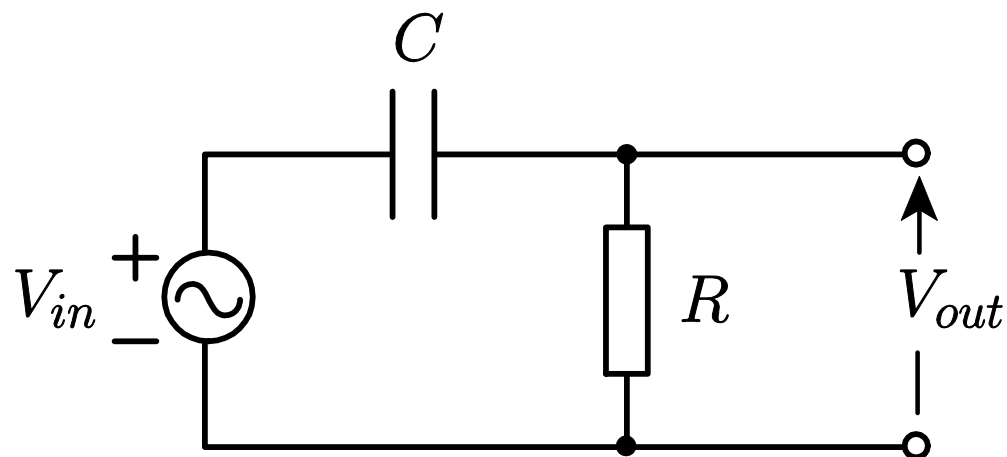


$$T_a(s) = \frac{1}{1+sCR}$$

$\frac{-1}{CR}$ に極

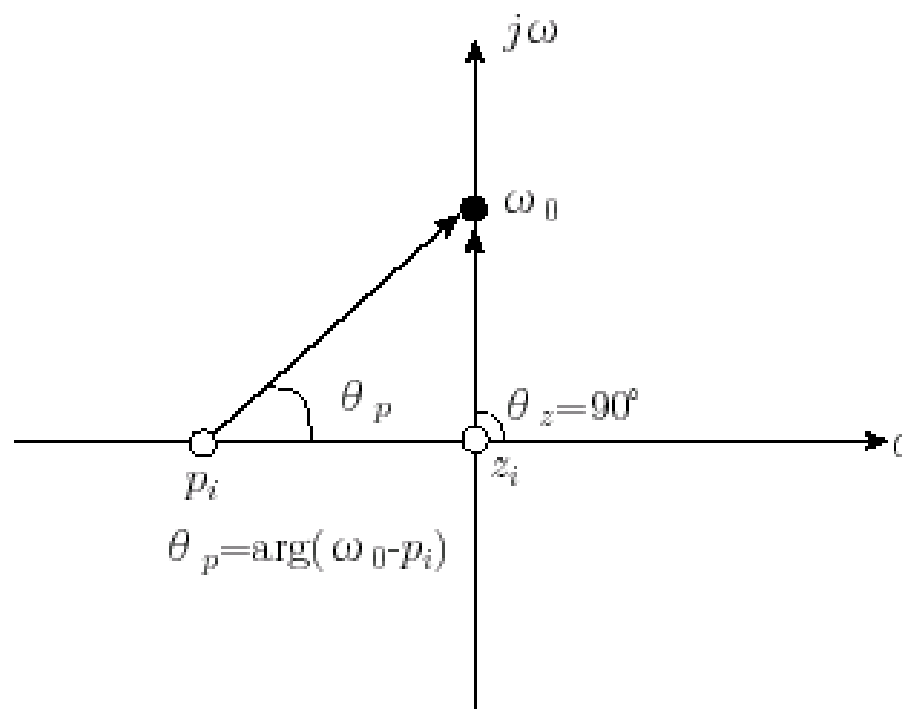


受動RC回路の周波数特性例(2)



$$T_b(s) = \frac{sCR}{1+sCR}$$

直流に零点, $\frac{-1}{CR}$ に極



複数の極や零点を有する伝達関数の場合

$$T(s) = \frac{(s - z_1)}{(s - p_1)(s - p_2)}$$

$|p_1| \ll |z_1| \ll |p_2|$ と仮定

$\omega \approx |p_1|$ のとき $\omega/|z_1| \ll 1$, $\omega/|p_2| \ll 1$ なので

$$T(j\omega) = \frac{(j\omega - z_1)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)} = \frac{z_1(j\omega/z_1 - 1)}{p_2(j\omega - p_1)(j\omega/p_2 - 1)}$$

$$|T(j\omega)| \approx \frac{|z_1|}{|p_2||j\omega - p_1|}$$

$$\arg T(j\omega) \approx \arg\left(\frac{z_1}{p_2}\right) - \arg(j\omega - p_1)$$

$|p_1| \ll \omega \ll |z_1|$ のとき

$|p_1|/\omega \ll 1, \quad \omega/|z_1| \ll 1, \quad \omega/|p_2| \ll 1$ のので

$$T(j\omega) = \frac{(j\omega - z_1)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)} = \frac{z_1(j\omega/|z_1| - 1)}{j\omega p_2(1 - p_1/j\omega)(j\omega/p_2 - 1)}$$

$$|T(j\omega)| \approx \frac{|z_1|}{|p_2| \omega}$$

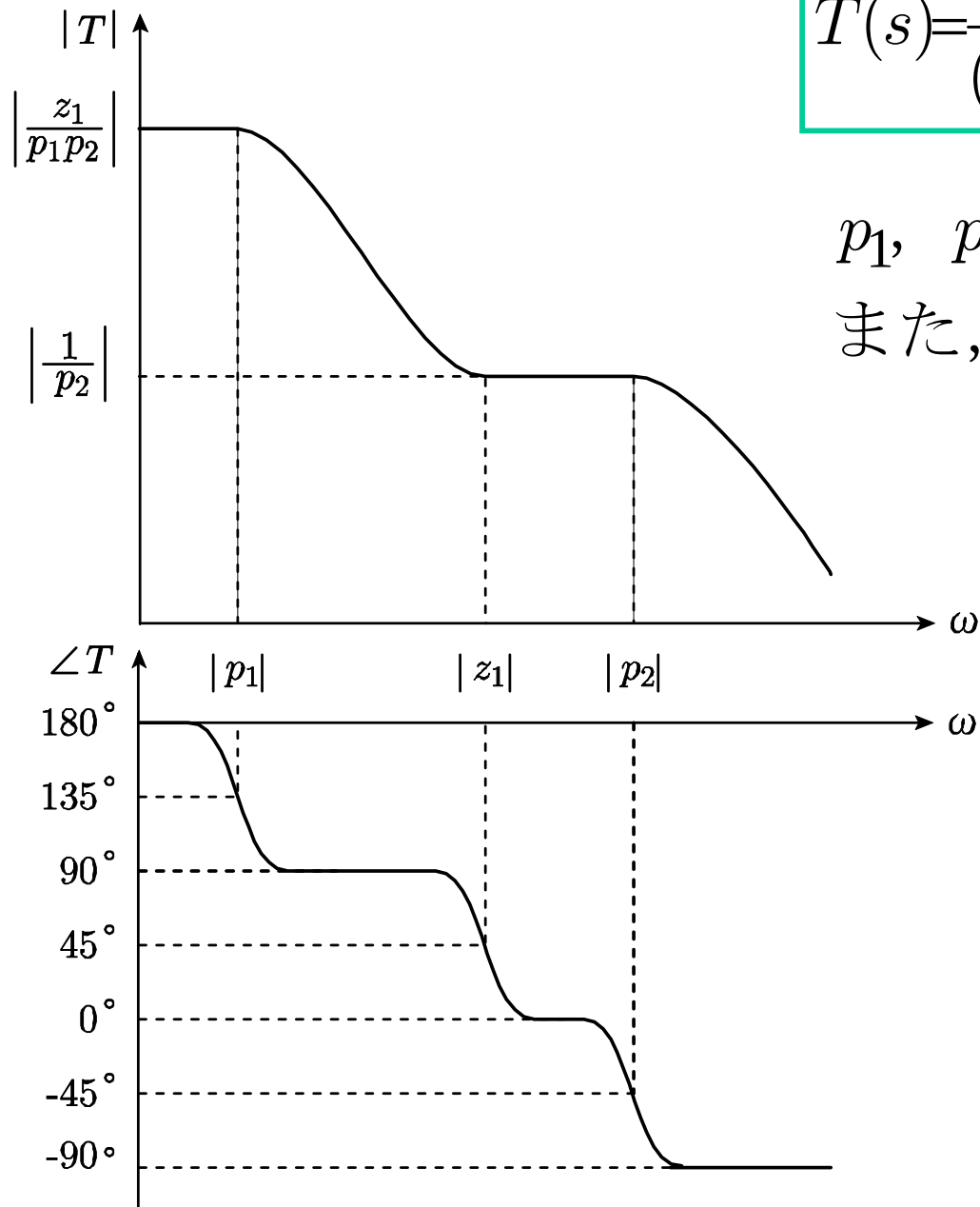
$$\arg T(j\omega) \approx \arg\left(\frac{z_1}{p_2}\right) - 90^\circ$$

回路の周波数特性の例

$$T(s) = \frac{(s - z_1)}{(s - p_1)(s - p_2)}$$

p_1, p_2, z_1 は実数.

また, $p_1 < 0, p_2 < 0, z_1 > 0$ とする.



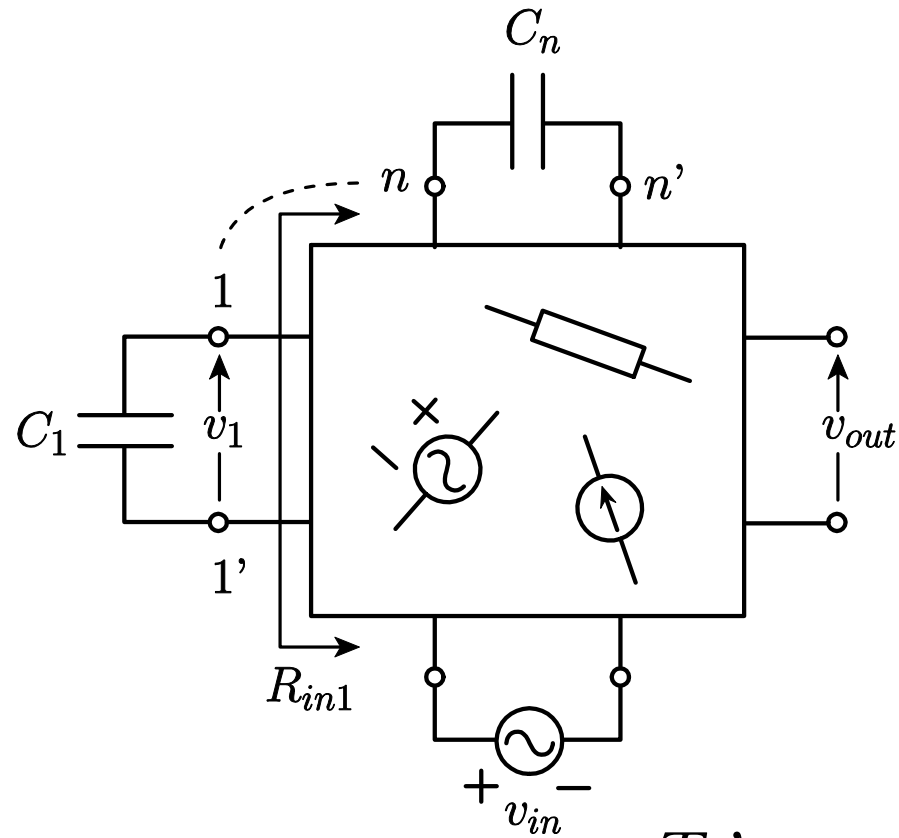
零時定数解析

$$T(j\omega) = \frac{T_0}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \cdots (j\omega - p_n)} \text{と近似}$$

$|p_1| \ll |p_i| (i=2 \sim n)$ と近似

$\omega \ll |p_i| \quad (i=2 \sim n)$ のとき

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \frac{T_0}{(-1)^n p_1 p_2 \cdots p_n (1 - j\omega/p_1)(1 - j\omega/p_2) \cdots (1 - j\omega/p_n)} \\ &\approx \frac{T_0}{(-1)^n p_1 p_2 \cdots p_n (1 - j\omega/p_1)} \end{aligned}$$



$$T(j\omega) = \frac{T_0'}{1 + j\omega C_1 R_1 + j\omega C_2 R_2 + \dots + j\omega C_n R_n + D_1(j\omega)}$$

$$\frac{v_1}{v_{in}} = \frac{k_1}{1 + j\omega C_1 R_{in1}}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{k_1'}{1 + j\omega C_1 R_{in1}}$$

$$k_1' = T_0', \quad R_1 = R_{in1}$$

$$T(j\omega) \approx \frac{T_0}{(-1)^n p_1 p_2 \cdots p_n (1 - j\omega/p_1)}$$

$$T(j\omega) = \frac{T_0'}{1 + j\omega C_1 R_{in1} + j\omega C_2 R_{in2} + \cdots + j\omega C_n R_{inn} + D_1(j\omega)}$$

$$-\frac{1}{p_1} \approx C_1 R_{in1} + C_2 R_{in2} + \cdots + C_n R_{inn}$$

p_1 : 主要極

$$T_0' = \frac{T_0}{(-1)^n p_1 p_2 \cdots p_n}$$

問：零時定数解析を用いて下図の回路の主要極を求めよ。また，零点の求め方について考えよ。

