第1章　電子回路の基礎知識

回路の基本法則と信号の表現

線形回路と非線形回路の違い

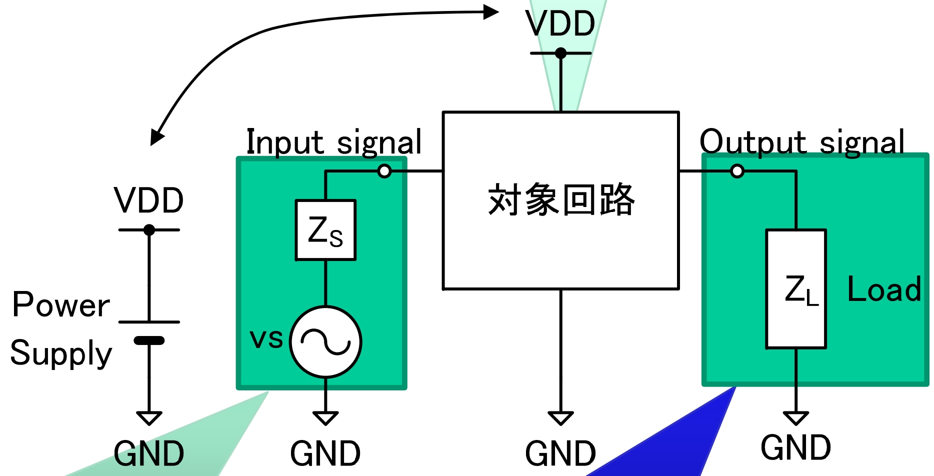
1.1 電子回路の基本定理

回路解析の基本要素

- 電源(Power supply)
- 入力信号(Input signal)
- 出力信号(Output signal)
- 信号源(Signal source)
- 負荷(Load)
- グランド(Ground or GND)

対象とする回路の特性は
Z_S, Z_Lに依存

同じ名前の配線は
繋がっているとする



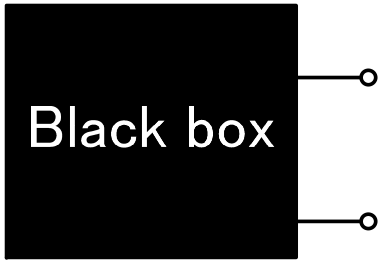
信号源(vs, Z_S)＝前段の等価回路

負荷＝後段の等価回路

等価回路の必要性

- 回路解析はシステム全体で行う必要がある
  - 回路特性は、入力信号と負荷に依存する
  - 入力信号、負荷もまた電子回路または電子部品である
  - 入力信号、負荷の回路特性も、その入力信号と負荷に依存している
  - 従って、厳密には、システム全体で回路解析をしなければ回路の動作保証はできない
- 回路解析を部分回路で行うための方法
  - 部分回路で解析を行うために、入力信号と負荷を等価回路(近似)で表す

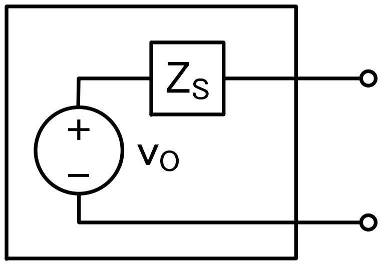
等価回路(Equivalent circuit)の定理



測定

開放電圧 = v_O
短絡電流 = i_S

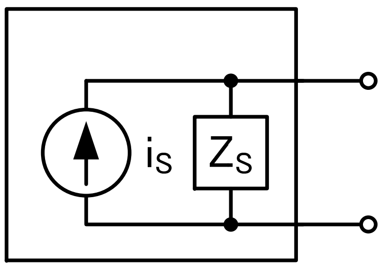
||



テブナンの定理より

$$Z_S = \frac{v_O}{i_S}$$

or



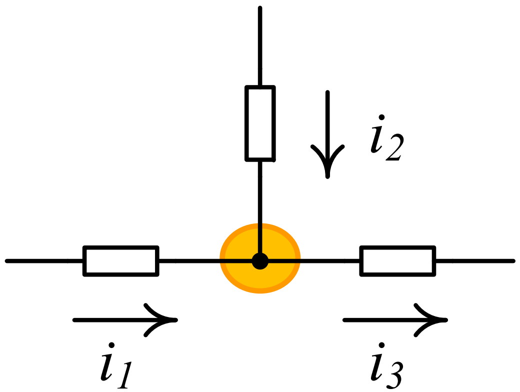
ノートンの定理より

$$Z_S = \frac{v_O}{i_S}$$

ただし、内部の素子のI-V特性が全て線形の場合に成立

回路の基本法則

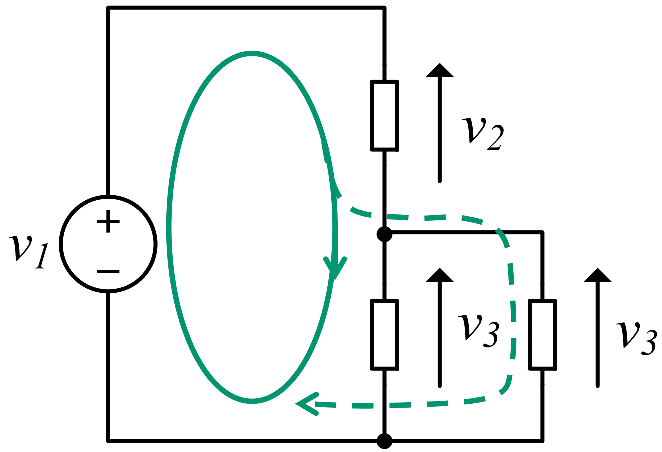
キルヒホッフの第1法則
(Kirchhoff's Current Law)



$$i_1 + i_2 - i_3 = 0$$

（任意のノードに対して成立）

キルヒホッフの第2法則
(Kirchhoff's Voltage Law)

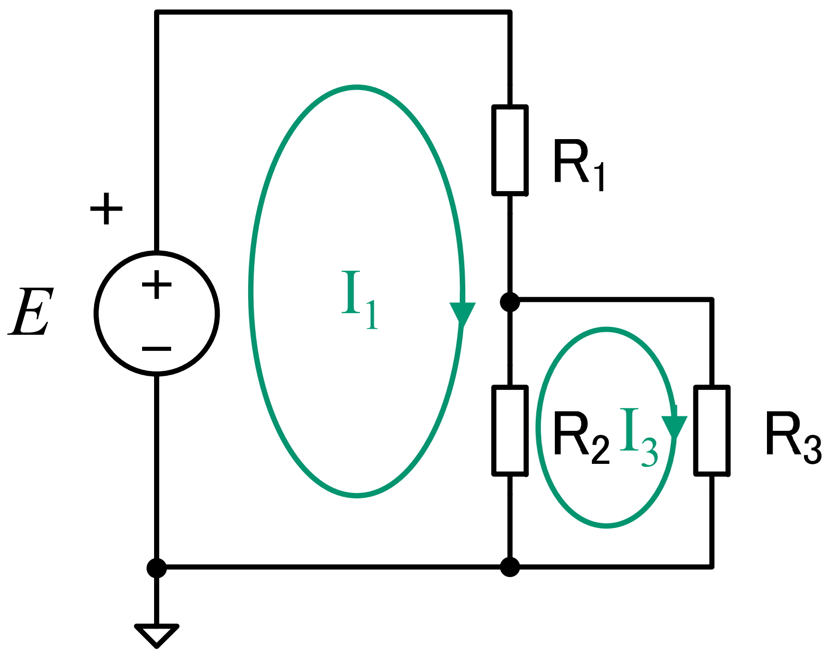


$$v_1 - v_2 - v_3 = 0$$

（任意のループに対して成立）

ループ電流法(Mesh Current Method)

キルヒホッフの第1、第2法則を組み合わせた簡単な回路方程式の作り方



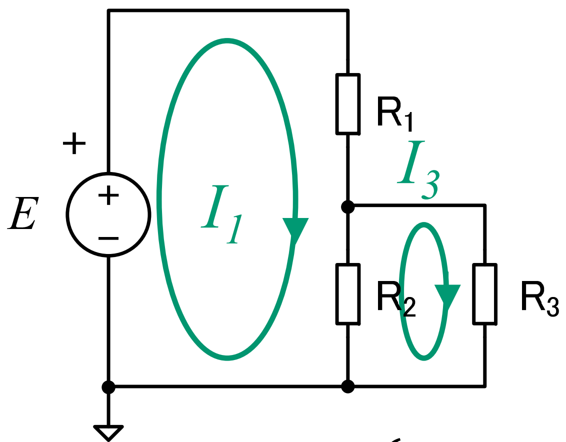
全てのメッシュに時計回りのループ電流を割り当て、下記の回路方程式を作る。

$$E = R_1 I_1 + R_2 (I_1 - I_3)$$
$$0 = R_2 (I_3 - I_1) + R_3 I_3$$

電流源を含む回路方程式1

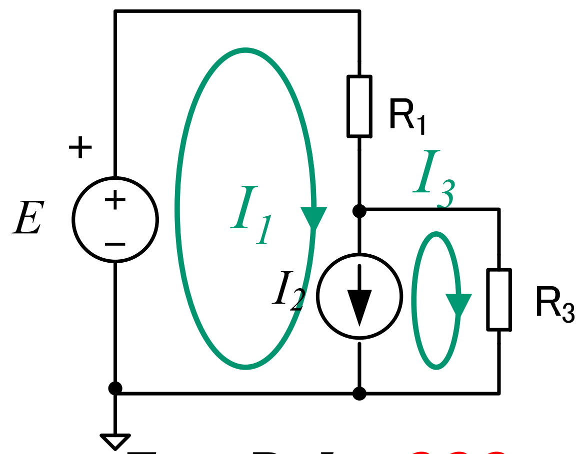
電子回路で扱うデバイスは電流源と等価な特性を示すため、電流源を含む回路方程式にも慣れておく必要がある。

電流源を含まない回路



$$E = R_1 I_1 + R_2 (I_1 - I_3)$$
$$0 = R_2 (I_3 - I_1) + R_3 I_3$$

電流源を含む回路



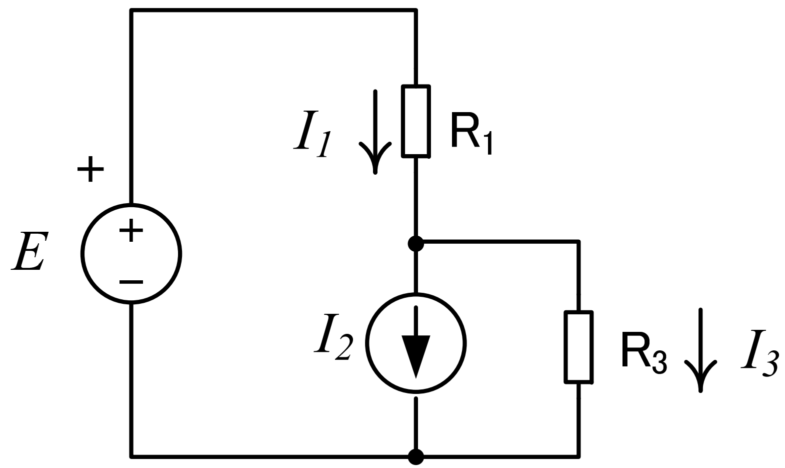
$$E = R_1 I_1 + ???$$
$$0 = ??? + R_3 I_3$$

電流源の電圧はどうする？

電流源を含む回路方程式2

方針

1. ループ電流を使用しないで、各素子に電流変数を割り当てる
2. キルヒホッフの法則を両方使う



$$\begin{cases} I_1 - I_2 - I_3 = 0 & \text{第1法則} \\ E = R_1 I_1 + R_3 I_3 & \text{第2法則} \end{cases}$$

$$E = R_1 I_1 + R_3(I_1 - I_2)$$
$$E + R_3 I_2 = (R_1 + R_3) I_1$$

（電流源の電圧は変数なので、ループ電流法だけでは解けない）

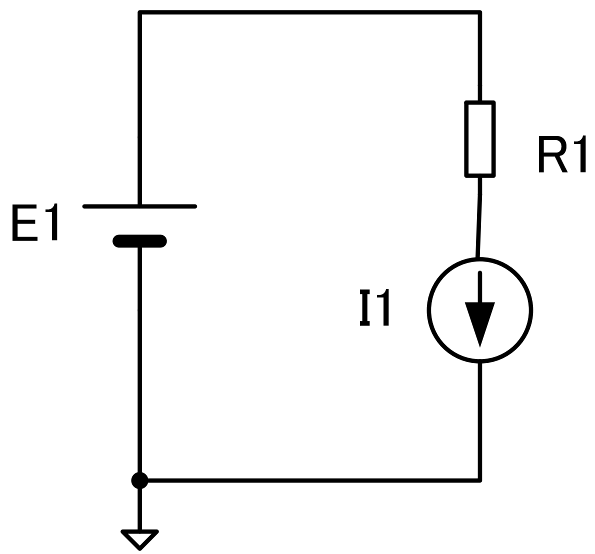
$$I_1 = \frac{E + R_3 I_2}{R_1 + R_3} > 0$$

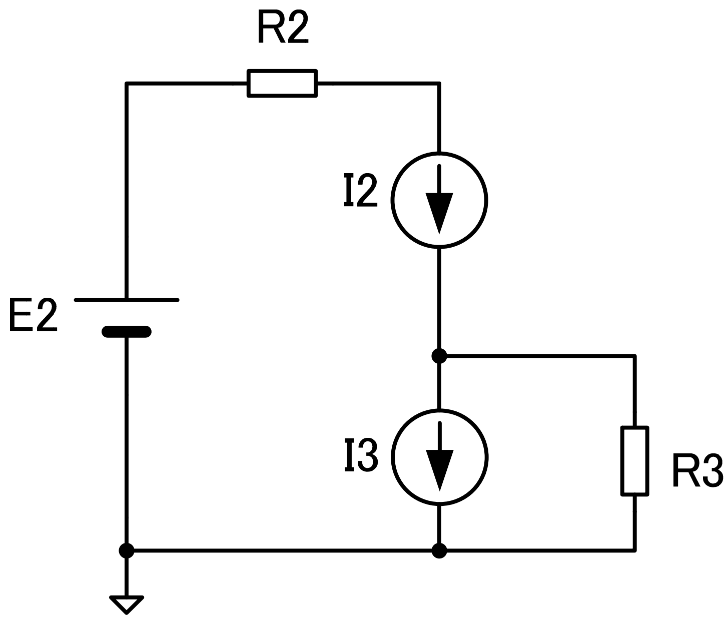
$$I_3 = I_1 - I_2 = \frac{E - R_1 I_2}{R_1 + R_3}$$

不思議。I_3は負になる場合もある

クイズ

下記の回路について回路方程式を作成しなさい。



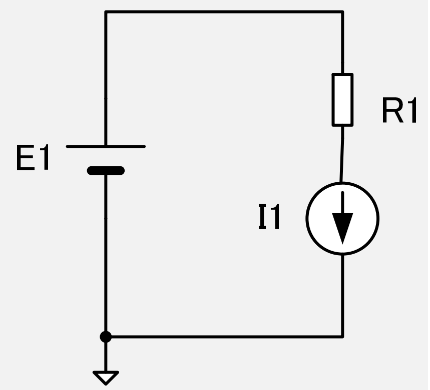


クイズの解答

左の回路

未知変数は電流源I1の電圧。
方程式は1個必要。
電流源I1の電圧をV_{I1}とおく。

$$E1 = R1 \cdot I1 + V_{I1}$$

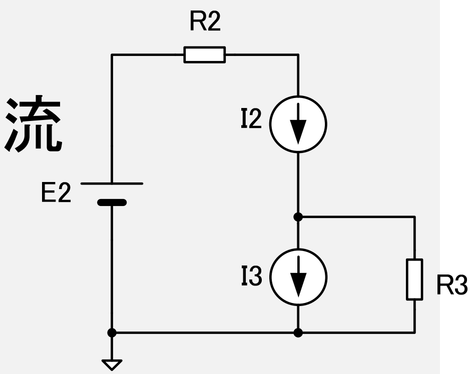


右の回路

未知変数は電流源I2の電圧とR3に流れる電流。方程式は2個必要。
電流源I2の電圧をV_{I2}、R3に流れる電流をI4とおく。

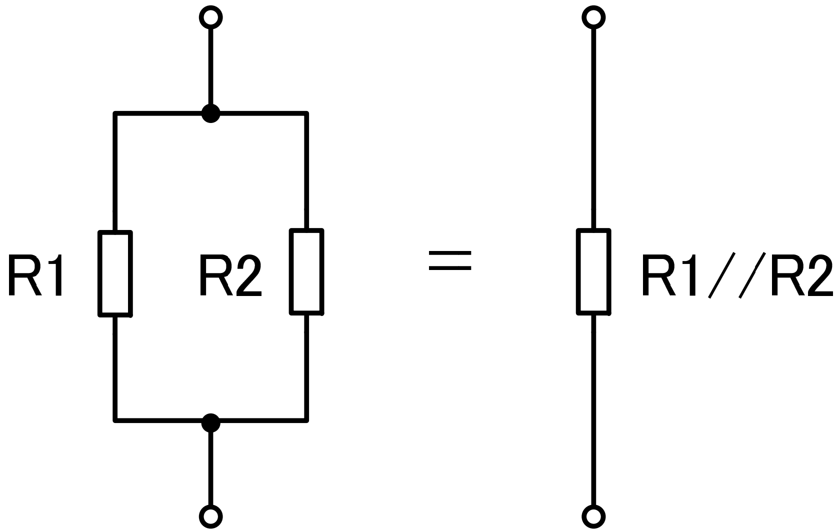
$$E2 = R2 \cdot I2 + V_{I2} + R3 \cdot I4$$

$$I2 = I3 + I4$$



インピーダンスの並列接続演算

電子回路では、インピーダンスの並列接続を表すため記号
// を多用するので慣れておこう。



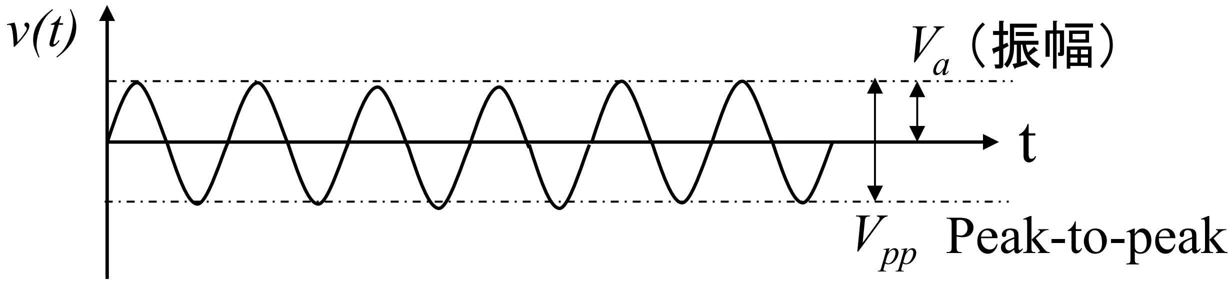
$$\mathrm{R1//R2} = \frac{1}{\frac{1}{\mathrm{R1}} + \frac{1}{\mathrm{R2}}} = \frac{\mathrm{R1} \cdot \mathrm{R2}}{\mathrm{R1} + \mathrm{R2}}$$

各コンダクタンスG_1, G_2を用いると

$$G_1 = \frac{1}{\mathrm{R1}}, G_2 = \frac{1}{\mathrm{R2}}$$ より

$$\mathrm{R1//R2} = \frac{1}{G_1 + G_2}$$

振幅の表現



瞬時値 (Instantaneous value)

$$v(t) = V_a \sin \omega t$$

実効値 (RMS: Root Mean Square)

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (V_a \sin \omega t)^2 dt} = \frac{\mathrm{V}_a}{\sqrt{2}}$$

電子回路では、交流電圧の大きさをV_a（振幅）、V_{pp}（Peak-to-peak）、V_{RMS}（実効値）で表す場合があるので注意が必要。
ACコンセントは、V_{RMS} = 100V (V_a = 141.4V)。

（参考）一般波形のRMS

正弦波の平均値 (Average)

$$V_{AVG} = \frac{1}{T}\int_0^T |v(t)|dt = \frac{1}{T}\int_0^T |V_a \sin\omega t|dt = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} V_a \sin\omega t\, dt = \frac{2}{\pi}V_a$$

正弦波の実効値と平均値の関係

$$V_{RMS} = \frac{V_a}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}V_{AVG} \qquad (1.1)$$

（注:一般波形では成り立たない）

一般波形の実効値（真の実効値）

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)^2 dt} = \frac{\sqrt{\sum_n V_n^2}}{\sqrt{2}} \qquad (1.2)$$

（V_nは各周波数成分の振幅）

電圧計、電流計は、RMS値を表示しているが、式(1.1)で求めているものと、式(1.2)で求めているものがある。式(1.2)で求めている場合は、「真の実効値表示」と呼ばれる。

信号の複素数表記

オイラーの公式

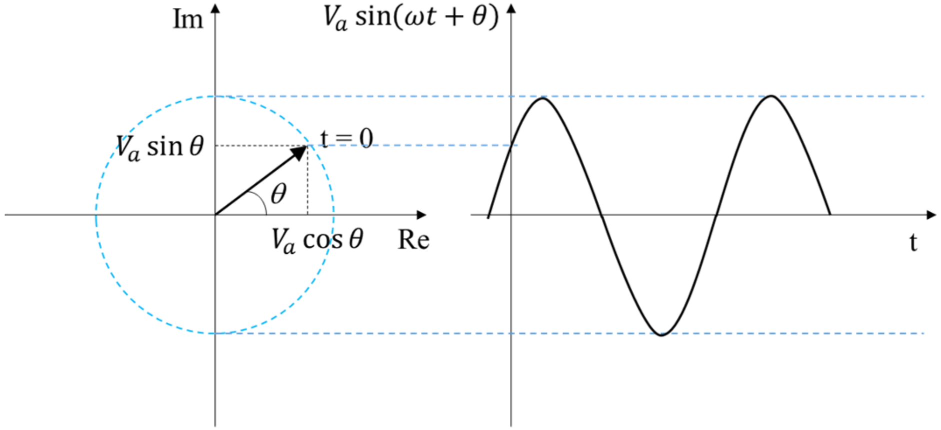
$$V(t) = V_a\{\cos(\omega t + \theta) + j \cdot \sin(\omega t + \theta)\} = V_a e^{j(\omega t + \theta)}$$

位相と時間を分離

$$V(t) = V_a e^{j(\omega t+\theta)} = V_a e^{j\theta} e^{j\omega t}$$
$$= \underbrace{V_a\{\cos\theta + j \cdot \sin\theta\}}_{} e^{j\omega t} = \sqrt{2} V_c e^{j\omega t}$$

振幅と位相を合わせた複素平面上のベクトル

通常、複素数表記では時間の指数関数を外してV_cだけを表記する。



$V_c = V_a e^{j\theta}/\sqrt{2}$は複素ベクトルと呼ばれる。（振幅の大きさ$|Va|$は、複素ベクトルの大きさ$|Vc|$の$\sqrt{2}$倍になるので注意）

微分・積分演算の簡単化

複素数表示された信号

$$V(t) = V_a(\cos\omega t + j\cdot\sin\omega t) = V_a e^{j\omega t}$$

時間微分

$$\frac{d}{dt}V(t) = \omega V_a(-\sin\omega t + j\cos\omega t) = \omega V_a\left\{\cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) + j\sin(\omega t + \frac{\pi}{2})\right\}$$

$$= \omega V_a e^{j(\omega t+\frac{\pi}{2})} = \omega V_a\left(\cos\frac{\pi}{2} + j\sin\frac{\pi}{2}\right)e^{j\omega t} = j\omega V(t)$$

時間微分＝cos, sin関数の位相が90度進む＝$j\omega$を掛ける

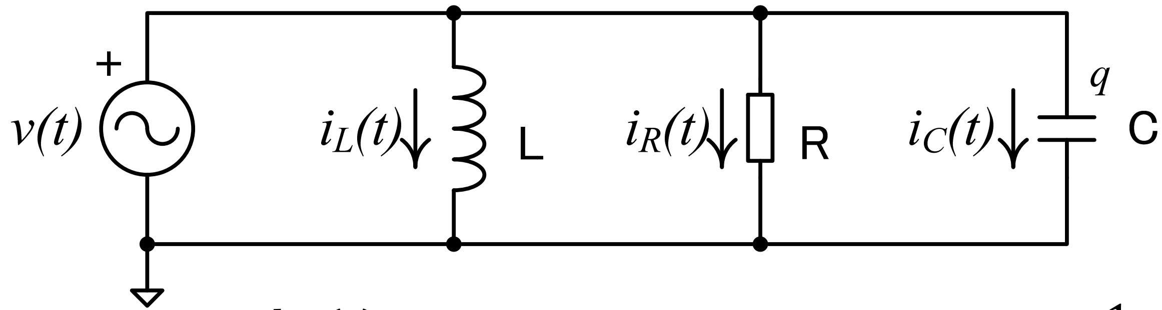
時間積分

$$\int V(t)dt = \frac{V_a}{\omega}(\sin\omega t - j\cos\omega t) = \frac{V_a}{\omega}\left\{\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) + j\sin(\omega t - \frac{\pi}{2})\right\}$$

$$= \frac{V_a}{\omega}e^{j(\omega t-\frac{\pi}{2})} = \frac{V_a}{\omega}\left(\cos(-\frac{\pi}{2}) + j\sin(-\frac{\pi}{2})\right)e^{j\omega t} = \frac{1}{j\omega}V(t)$$

時間積分＝cos, sin関数の位相が90度遅れる＝$j\omega$で割る

RLC回路方程式の線形性



$$v(t) = L\frac{di_L(t)}{dt} \qquad v(t) = Ri_R(t) \qquad v(t) = \frac{1}{C}q(t) = \frac{1}{C}\int i_C(t)dt$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L}\int v(t)dt \qquad i_R(t) = \frac{1}{R}v\,(t) \qquad i_C(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C\frac{dv(t)}{dt}$$

複素数表示　　複素数表示　　複素数表示

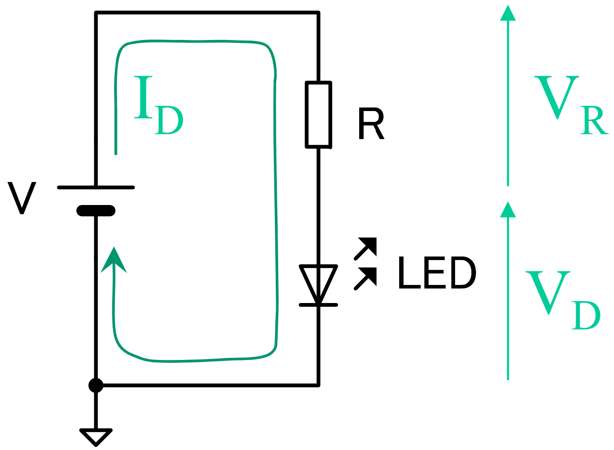
$$I_L(t) = \frac{1}{L}\int V(t)dt = \frac{1}{j\omega L}V(t) \qquad I_R(t) = \frac{1}{R}V(t) \qquad I_C(t) = C\frac{dV(t)}{dt} = j\omega CV(t)$$

I_L, Vの複素数振幅が比例
（$\mathrm{I_L}$の位相は遅れる）

I_R-Vが比例
（位相は同じ）

I_C, Vの複素数振幅が比例
（$\mathrm{I_C}$の位相は進む）

非線形回路方程式



I_Dを求めよ。

$$\begin{cases} V = V_R + V_D \\ V_R = RI_D \\ I_D = I_S(e^{\frac{q}{nkT}V_D} - 1) \end{cases}$$

$$I_D = I_S\left(e^{\frac{q}{nkT}(V-V_R)} - 1\right) = I_S\left(e^{\frac{q}{nkT}(V-RI_D)} - 1\right)$$

この方程式は、I_Dが解けない。従ってV_D, V_Rも解けない。

1.1節のまとめ

- Rの回路方程式は、交流、直流に関係なく解ける
- RLCの回路方程式は、交流に対して線形方程式であり、交流に関して解ける（$\omega \to 0$の極限として直流も解ける）
- 非線形な特性の素子を含む回路方程式は一般的に解けない

近似または数値シミュレーションが必要

伝達関数と周波数特性

1.2 信号と回路特性の表現

信号と情報

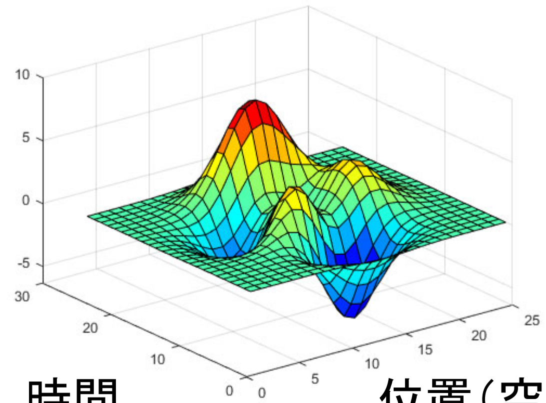
信号（情報の物理表現）
空間と時間の関数

変換

情報（信号、構造、記号などを含む表現）
空間と時間の関数に限らない

電子回路が扱う信号形態

周波数（角周波数）	位相	振幅
電圧	電荷	電流
ビット列またはベクトル	パルス幅	パルス密度



前スライドの専門用語

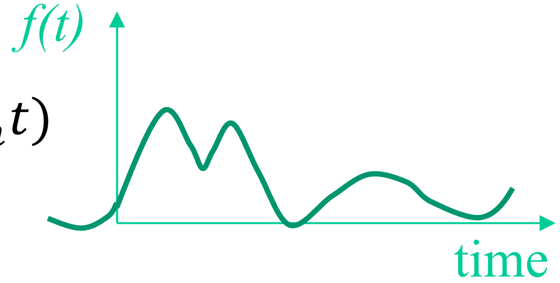
Frequency:	周波数
Angular frequency:	角周波数
Phase:	位相
Amplitude:	振幅
Charge:	電荷
Pulse width:	パルス幅
Number of pulses:	パルス数

信号の表現

時間領域信号

時間 t

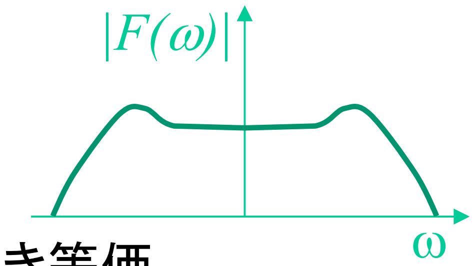
$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty}(b_n \cos\omega_n t + a_n \sin\omega_n t)$$



フーリエ変換

角周波数 ω

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



σ　= 0 のとき等価

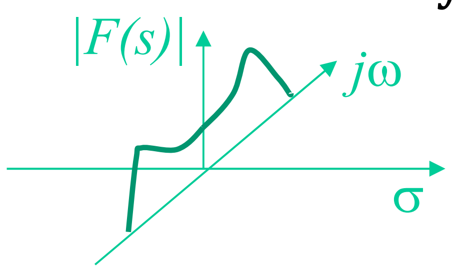
ただし周期波形の場合（位相と振幅が時間の関数ではない）

ラプラス変換

ラプラス変数 s

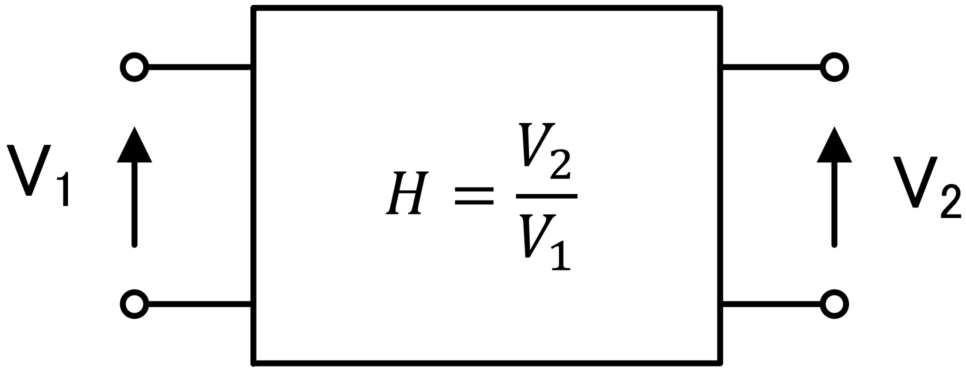
$$s = \sigma + j\omega$$

$$F(s) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)u(t)e^{-(\sigma+j\omega)t}dt = \int_{0}^{\infty} f(t)e^{-(\sigma+j\omega)t}dt$$



回路特性の表現

信号を電圧で表す場合



$$V_2 = H \cdot V_1$$

上記のように表せると、回路特性が伝達関数Hだけで表せて便利だが、時間変数（微分、積分方程式）のままでは表せない。しかし、線形回路の場合、一旦ωまたはs変数に変換すると、Hを求めることができる。非線形回路は、一般的にはHを求められない。なお、伝達関数は、信号処理の内容を表す関数である（詳しくは信号処理の科目で学ぼう）。

伝達関数 (Transfer function)

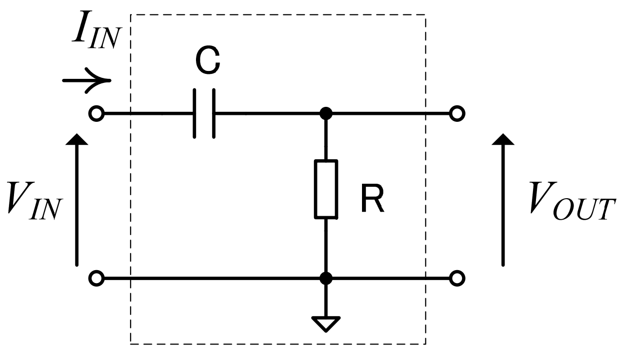
- LCRの回路方程式は複素電流振幅と複素電圧振幅の関係が線形なので、代数方程式として入力-出力の関係をあらわす伝達関数Hを求めることができる
- 一方、半導体素子は非線形特性を持つので、代数学的に解けない（非線形性を回避する方法は後で説明）

周波数伝達関数（ω変数）　　通常の伝達関数（s変数）

$$H(\omega) = \frac{V_{OUT}(\omega)}{V_{IN}(\omega)} \xleftarrow{s = j\omega\,(\sigma = 0)} H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)}$$

$j\omega$軸上の有理関数（複素数）　　s平面上の有理関数（複素数）

伝達関数の計算例



$$
\begin{cases}
v_{in}(t) = \dfrac{1}{C}\displaystyle\int_0^{\infty} i_{in}(t)dt + Ri_{in}(t) \\
v_{out}(t) = Ri_{in}(t)
\end{cases}
$$

$\downarrow \mathcal{L}$

（t = 0 において、q = 0, i_L = 0 とすると、複素ベクトルの計算と同じ。）

$$
\begin{cases}
V_{IN}(s) = \frac{1}{C}\left(\frac{I_{IN}(s)}{s} + \frac{q(t=0)}{s}\right) + RI_{IN}(s) = \left(\frac{1}{sC} + R\right) I_{IN}(s) \\
V_{OUT}(s) = RI_{IN}(s)
\end{cases}
$$

, q(t = 0) = 0 とする

複素ベクトルの計算方式でも同じω伝達関数が得られる

$$
H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{R}{\frac{1}{Cs} + R} = \frac{sRC}{1 + sRC} \xrightarrow{s = j\omega} H(\omega) = \frac{V_{OUT}(\omega)}{V_{IN}(\omega)} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}
$$

分子、分母を(1±sX)や(1±$j\omega$X)の形に式変形するのがコツ（後述）

ポールとゼロ（pole and zero）

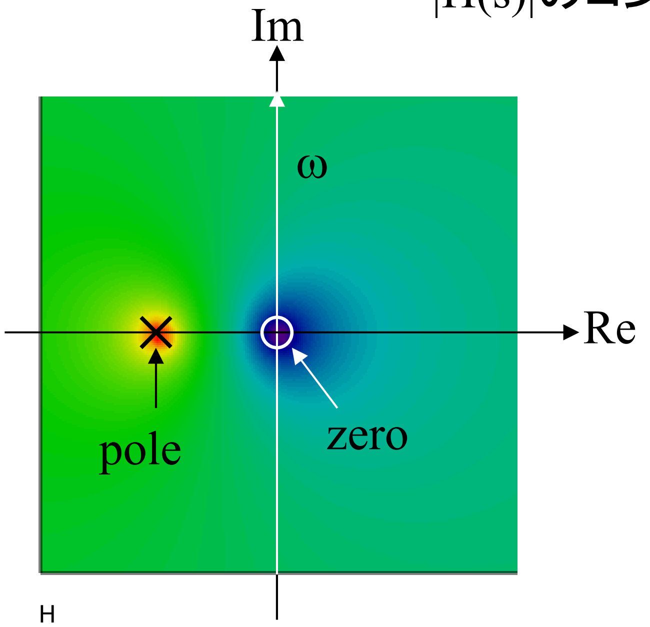
$$H(s) = \frac{a \cdot s + b}{s + c}$$ (a, b, c = 実数)

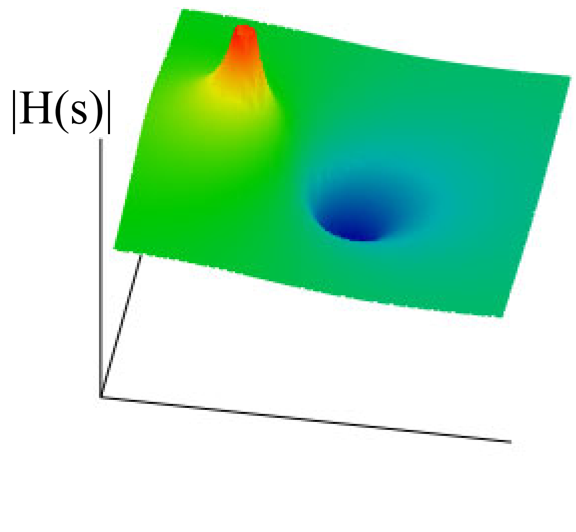
伝達関数の形

$a = 0, \quad b \neq 0$	LPF型
$a \neq 0, \quad b = 0$	HPF型

|H(s)| = 0 の点をゼロ(Zero)
|H(s)| = ∞ の点をポール(Pole)
と呼ぶ

|H(s)|のコンターマップ(Contour map)



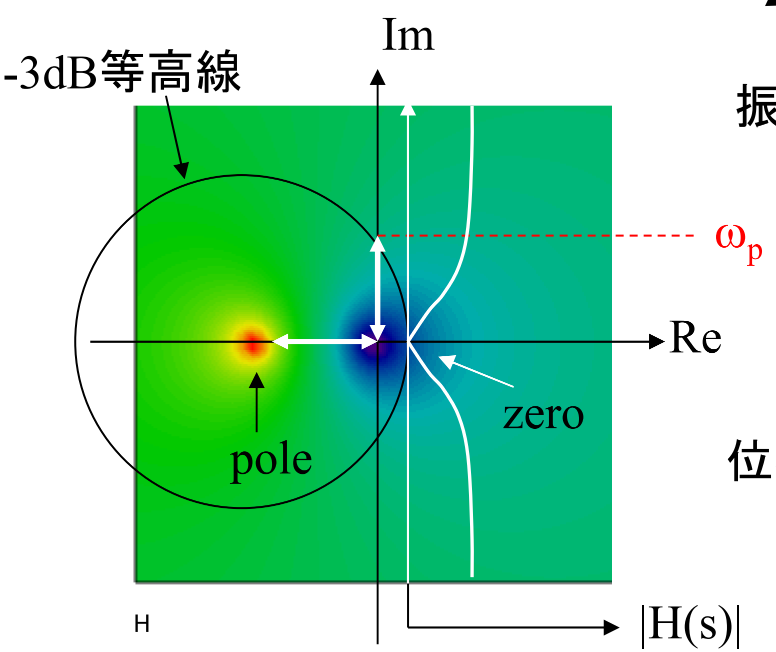


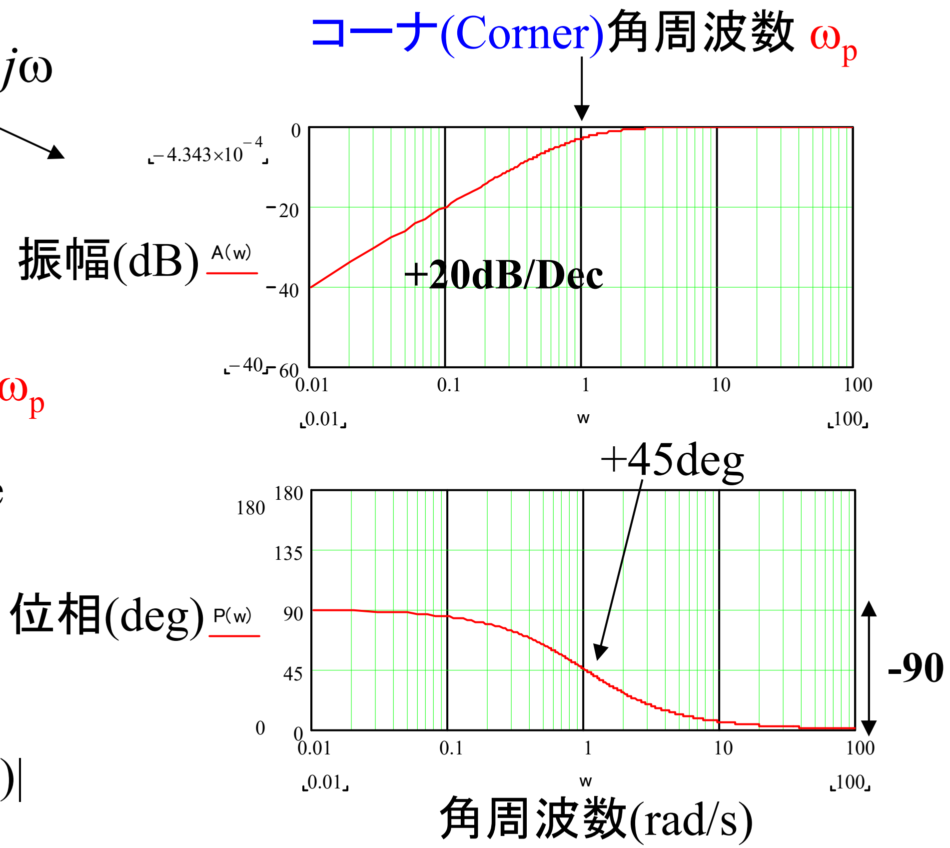
ボーデ線図（Bode diagram）

周波数伝達関数の特性を振幅と位相で表したものがボーデ線図

$$H(s) = \frac{a \cdot s}{s + c}$$

$s = j\omega$





ポールやゼロがあるとボーデ線図にコーナが発生する

デシベル

ボーデ線図の縦軸は、通常、デシベル(dB)で表示される。
デシベルは、値の絶対値の比（信号の場合は振幅の比）を表す表記法である。

信号電圧、信号電流のデシベル　$dB = 20log_{10}\left|\frac{V2}{V1}\right| = 20log_{10}|H(\omega)|$

信号電力、雑音電力のデシベル　$dB = 10log_{10}\left|\frac{P2}{P1}\right|$

電力の場合は、10になることに注意

（参考）　無線通信などで使用される dBm（ディービーエム）は、電力比ではなく1mWを基準とした電力の絶対値を表しているので注意。

$$dBm = 10log_{10}P(mW)$$

デシベルのトレーニング

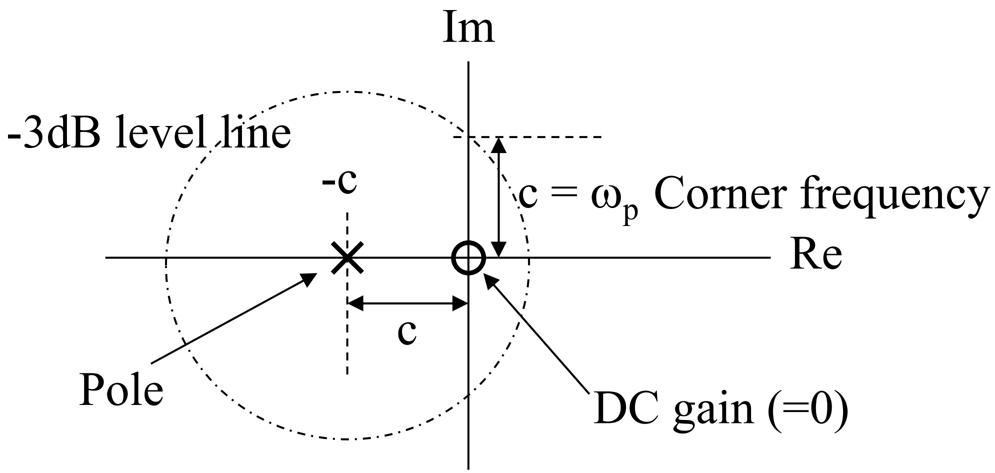
1. 増幅率100倍の増幅器のデシベルは何デシベル？
2. 増幅率1000倍の増幅器のデシベルは何デシベル？
3. 減衰率1:0.1の減衰器のデシベルは何デシベル？
4. 信号の増幅も減衰もしない回路のデシベルは何デシベル？
5. $1/\omega$ の周波数特性を持つ回路の出力は、周波数が一桁上がる毎に、何デシベル変化する？
6. $1/\omega^2$ の周波数特性を持つ回路の出力は、周波数が一桁上がる毎に、何デシベル変化する？
7. 100倍の増幅器を2回通ると、信号振幅は何デシベル増える？
8. 誤差が1%含まれているデータの誤差率は何デシベル？

ポールとコーナ角周波数の位置関係

$$H(s) = \frac{as}{s+c}$$

$$H(j\omega) = \frac{j\omega\frac{a}{c}}{1+j\frac{\omega}{c}}$$

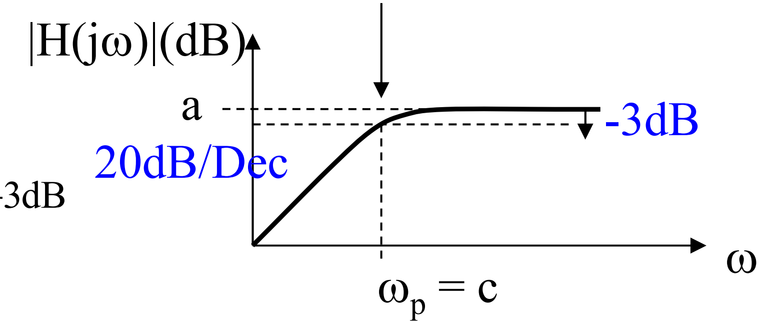
$$|H(j\omega)| = \frac{\omega\frac{a}{c}}{\sqrt{1+\frac{\omega^2}{c^2}}}$$



コーナ角周波数または遮断(Cut-off)
角周波数（$\omega_p/c = 1$）

$$\begin{cases} \omega << c \rightarrow |H(j\omega)| = \omega\frac{a}{c} & \omega\text{に比例} \\ \omega = c \rightarrow |H(j\omega)| = \frac{a}{\sqrt{2}} \\ \omega >> c \rightarrow |H(j\omega)| = a & \text{定数} \end{cases}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = -3\text{dB}$$



（注意）この例では、ω=0 にもコーナがあるが横軸が対数目盛なので表示されない。

コーナ角周波数

周波数伝達関数 $H(\omega) = A(1 + j\omega B) = A\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)$ の場合、

どちらを無視するか

$$\omega = \omega_z = \frac{1}{B}$$ にゼロによるコーナが発生

$$|H(\omega_z)| = A|1 + j| = \sqrt{2}A \cong A(dB) + 3dB$$

$$\angle H(\omega_z) = \angle(1 + j) = \frac{\pi}{4}$$

周波数伝達関数 $H(\omega) = \dfrac{A}{1 + j\omega C} = \dfrac{A}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_p}}$ の場合、

$$\omega = \omega_p = \frac{1}{C}$$ にポールによるコーナが発生

$$\left|H(\omega_p)\right| = \frac{A}{|1 + j|} = \frac{A}{\sqrt{2}} \cong A(dB) - 3dB$$

$$\angle H(\omega_p) = \angle\frac{1}{1 + j} = \angle\frac{1 - j}{2} = -\frac{\pi}{4}$$

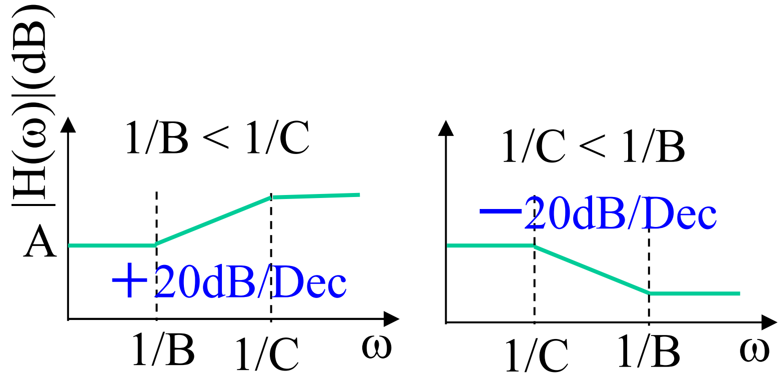
周波数特性の計算テクニック-1

1-Zero, 1-Poleの例（振幅の解析）

周波数伝達関数の分子、分母を$(1 \pm j\omega X)$の形にすると分かり易い（できない場合もある）。

$$H(\omega) = A\frac{P(\omega)}{Q(\omega)} = A\frac{1 + j\omega B}{1 + j\omega C}$$

$$|H(\omega)| = A\frac{|P(\omega)|}{|Q(\omega)|} = A\frac{\sqrt{1 + \omega^2 B^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2}}$$



$P(\omega)$の特性

$$\begin{cases} \omega \ll \dfrac{1}{B} & |P(\omega)| = 1 \\ \omega = \dfrac{1}{B} & |P(\omega)| = \sqrt{2} \quad \text{（コーナ）} \\ \omega \gg \dfrac{1}{B} & |P(\omega)| = \omega \mathrm{B} \end{cases}$$

$Q(\omega)$の特性

$$\begin{cases} \omega \ll \dfrac{1}{C} & |Q(\omega)| = 1 \\ \omega = \dfrac{1}{C} & |Q(\omega)| = \sqrt{2} \quad \text{（コーナ）} \\ \omega \gg \dfrac{1}{C} & |Q(\omega)| = \omega \mathrm{C} \end{cases}$$

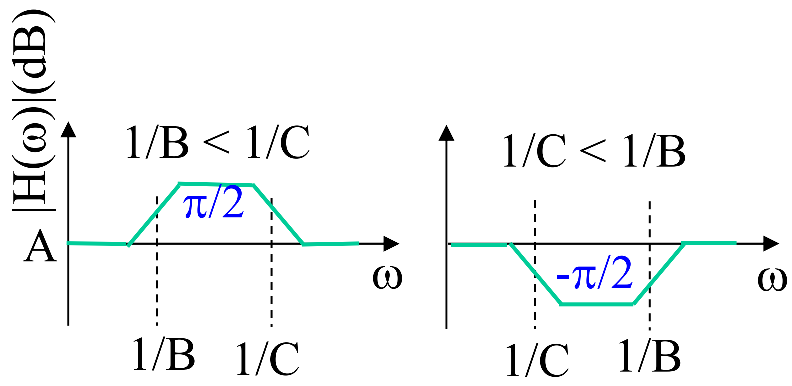
周波数特性の計算テクニック-2

1-Zero, 1-Poleの例（位相の解析）

周波数伝達関数の分子、分母を$(1 \pm j\omega X)$の形にすると分かり易い（できない場合もある）。

$$H(\omega) = A\frac{P(\omega)}{Q(\omega)} = A\frac{1 + j\omega B}{1 + j\omega C}$$

$$= \frac{A}{1 + \omega^2 C^2}(1 + j\omega B)(1 - j\omega C)$$



$P(\omega)$の特性

$$\begin{cases} \omega \ll \dfrac{1}{B} & \angle P(\omega) = 0 \\ \omega = \dfrac{1}{B} & \angle P(\omega) = \dfrac{\pi}{4} \quad \text{（コーナ）} \\ \omega \gg \dfrac{1}{B} & \angle P(\omega) = \dfrac{\pi}{2} \end{cases}$$

$Q(\omega)$の特性

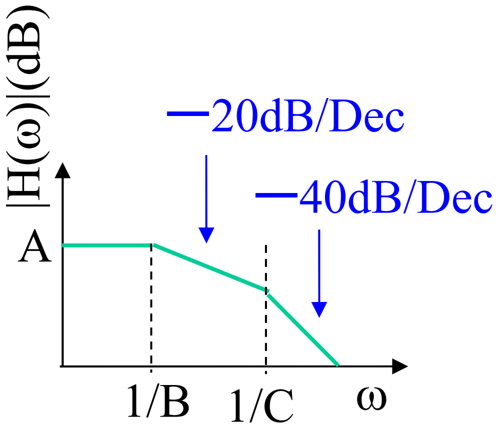
$$\begin{cases} \omega \ll \dfrac{1}{C} & \angle P(\omega) = 0 \\ \omega = \dfrac{1}{C} & \angle P(\omega) = -\dfrac{\pi}{4} \quad \text{（コーナ）} \\ \omega \gg \dfrac{1}{C} & \angle P(\omega) = -\dfrac{\pi}{2} \end{cases}$$

周波数特性の計算テクニック-3

2-Poleの例

$$|H(\omega)| = A\frac{1}{P(\omega)Q(\omega)} = A\frac{1}{(1+j\omega B)(1+j\omega C)}$$

$$|H(\omega)| = A\frac{1}{|P(\omega)||Q(\omega)|} = A\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2B^2}\sqrt{1+\omega^2C^2}}$$



$$\begin{cases} \omega \ll \dfrac{1}{B} & |P(\omega)| = 1 \\ \omega = \dfrac{1}{B} & |P(\omega)| = \sqrt{2}\ \text{（コーナ）} \\ \omega \gg \dfrac{1}{B} & |P(\omega)| = \omega \mathrm{B} \end{cases}$$

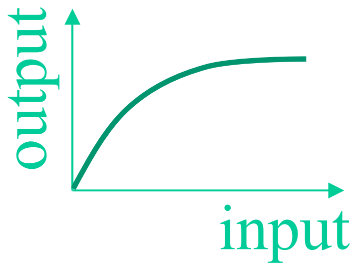
$$\begin{cases} \omega \ll \dfrac{1}{C} & |Q(\omega)| = 1 \\ \omega = \dfrac{1}{C} & |Q(\omega)| = \sqrt{2}\ \text{（コーナ）} \\ \omega \gg \dfrac{1}{C} & |Q(\omega)| = \omega \mathrm{C} \end{cases}$$

周波数特性のまとめ

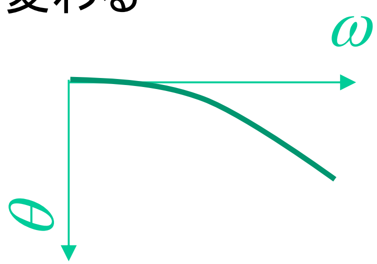
	Zeroによるコーナ	Poleによるコーナ
振幅特性	傾きが+20dB変化	傾きが-20dB変化
位相特性	左半面のZeroの場合 +π/2 変化 右半面のZeroの場合 -π/2 変化	左半面のPole: -π/2 変化 右半面のPole: +π/2 変化

電子回路が発生させる誤差(Error)

- 雑音 (Noise)
  - 量子化雑音(ディジタル信号)
    - ディジタル化に伴う丸め誤差
    - 信号処理により抑制できる
  - 統計的雑音(アナログ信号)
    - 電子の運動状態や密度の統計的揺らぎ
    - 原理的に抑制できない
- 歪み (Distortion)
  - 非線形歪み
    - 入力-出力特性の非線形性によって波形がゆがむ
    - 評価指標:全高調波歪み $THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} V_n^2}}{V_1}$
  - 位相歪み
    - 位相の周波数依存性によって波形が崩れる
    - 評価指標:群遅延 $\tau_G = -\frac{d\theta}{d\omega}$

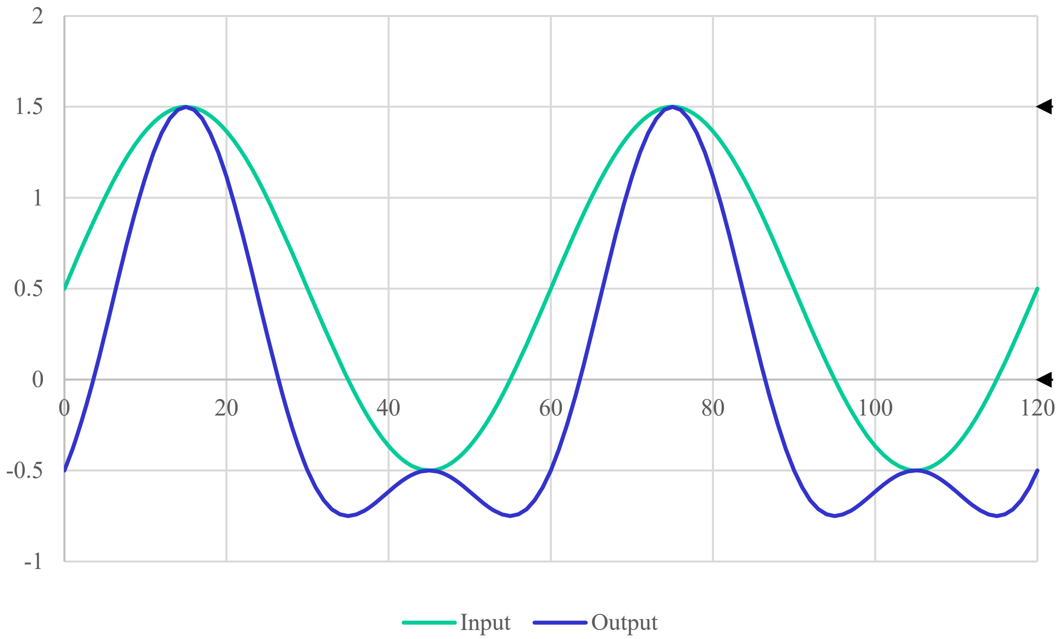


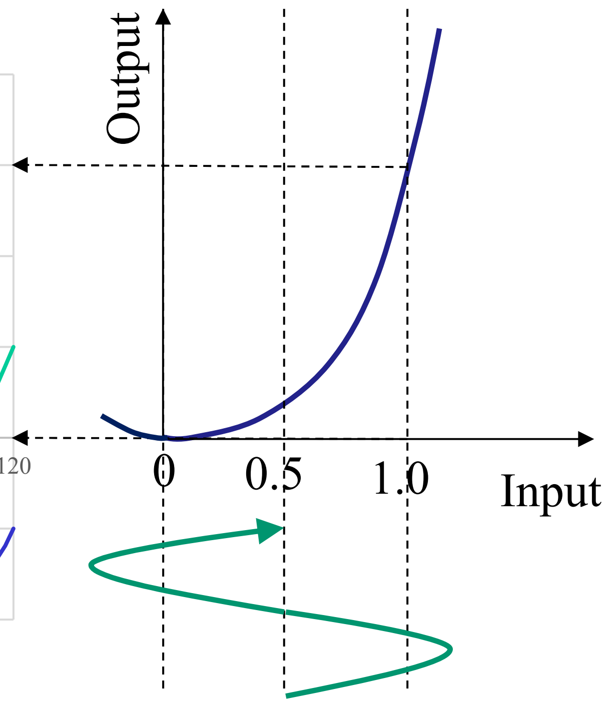
sin(ωt)の波形自体が変わる



sin($\omega_1 t$)とsin($\omega_2 t$)成分の位相がずれる

非線形歪み

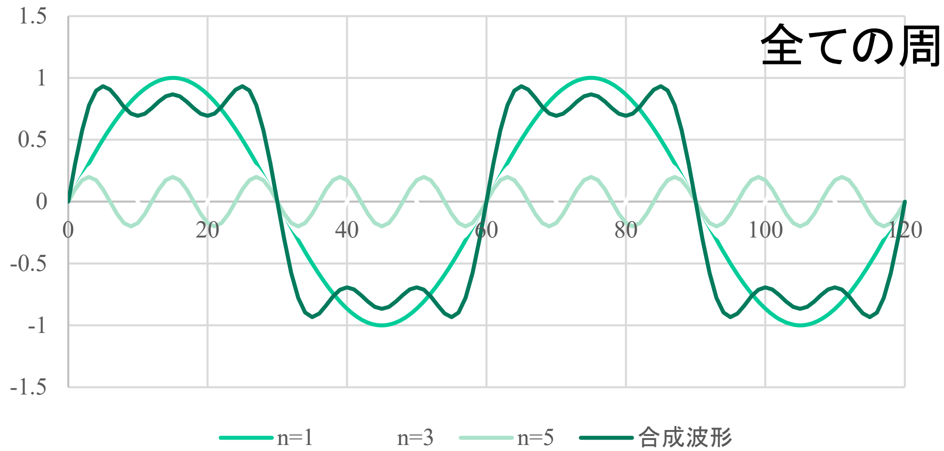




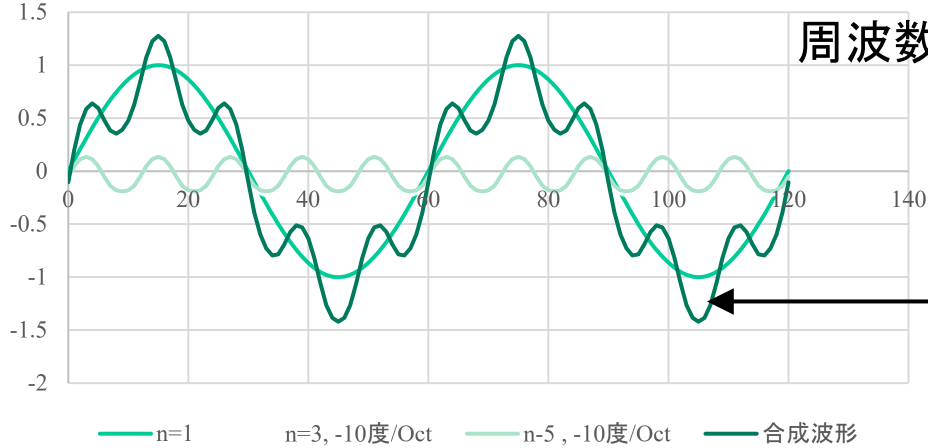
$$x = \sin\omega t + \frac{1}{2} \rightarrow \boxed{y = x^2 - \frac{3}{4}} \rightarrow y = \sin^2\omega t + \frac{1}{2}\sin\omega t - \frac{1}{2} = \sin\omega t - \frac{1}{2}\cos 2\omega t$$

非線形特性があると入力と異なる周波数成分(高調波)が発生する

位相歪み



全ての周波数で位相＝0のとき



周波数が2倍毎に位相が6度遅れたとき

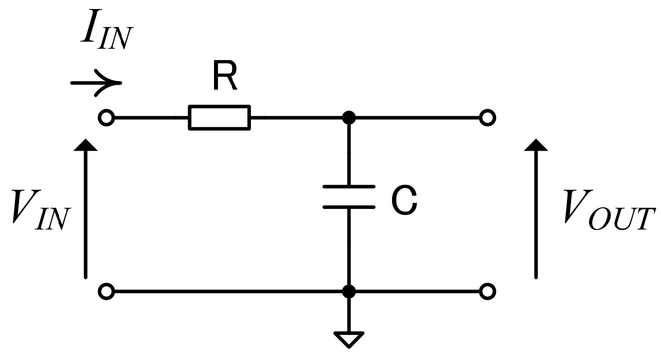
位相が周波数に依存すると複数の周波数が含まれた波形は崩れる

おまけ:回路図の作成方法

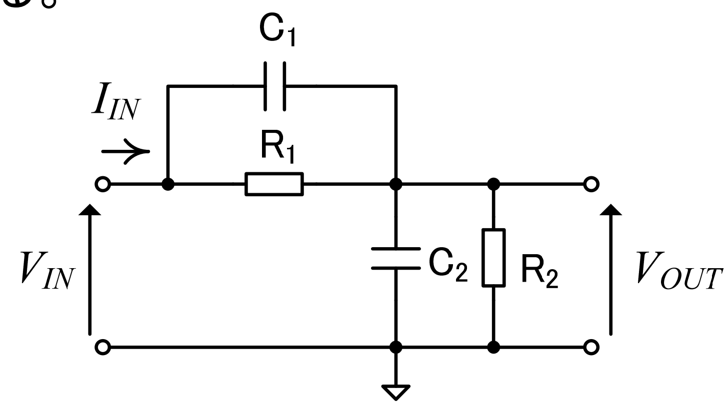
- 宿題で使用するLTspiceに回路図エディタが付属しているが、図として、あまりかっこよくないので、学生実験のレポートなどでは、下記のダイアグラム作成ソフトを試してみよう。回路図の他、フローチャート、ネットワークダイアグラムなどもきれいに描けます。
- 使用法の解説ページ
  - http://jaco.ec.t.kanazawa-u.ac.jp/edu/index.php?draw.io

課題１．１

1. 下記の回路（A), (B)の周波数伝達関数とコーナ角周波数を求め、ボーデ線図（振幅と位相）の概略図を示せ。ただし、周波数伝達関数は、分子と分母を $(1+j\omega X)$ または定数の形で表すこと。
2. (B)の回路で、周波数伝達関数が定数となるための条件を求めよ。ただし、C1, C2は0Fではないとする。



(A)



(B)

1.2節のまとめ

- 回路の特性は、角周波数またはラプラス変数に対して、伝達関数で表すことができる
  - 伝達関数（s変数）
  - 周波数伝達関数（ω変数）
  - 伝達関数は、信号処理の内容を表している
- 周波数伝達関数の特性は、ボーデ線図により表される
  - 横軸＝角周波数（対数目盛を使うことが多い）
  - 縦軸＝振幅（デシベルで表す）と位相（入出力間の位相差、度またはラジアン）
- ボーデ線図の振幅特性は、折れ線で近似できる
  - 折れ線が折れる角周波数は、コーナ周波数と呼ばれ、s平面上のポールとゼロの位置で決定される
- 電子回路で信号処理をすると、雑音、歪みなどの誤差が発生することがある
  - 信号の歪みは、非線形性や位相の周波数依存性によって発生する