

エネルギー管理研修

電気の基礎

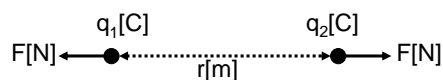
1. 電気及び電子理論

大阪大学 大学院 舟木 剛
平成20年12月15日
9:30～11:30

テキストⅡ-1

1.1.1 静電界

- クーロンの法則



- クーロン力

- 電荷間に働く反発力(同符号), 吸引力(異符号)

- 2つの電荷 q_1, q_2 [C]の間に働く力 F [N]

- 電荷量の積 $q_1 q_2$ に比例
 - 距離 r [m]の二乗に反比例

$$F = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon r^2} \quad [N]$$

ϵ : 誘電率

$$\epsilon_0 : \text{真空の誘電率} = 8.854 \times 10^{-12} [F/m] = \frac{1}{4\pi \times 9 \times 10^9} [F/m]$$

$$\epsilon_r : \text{比誘電率} = \epsilon / \epsilon_0$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

2

1.1.1 静電界

- 電界(電場)

- クーロン力(電気力)が作用する場合

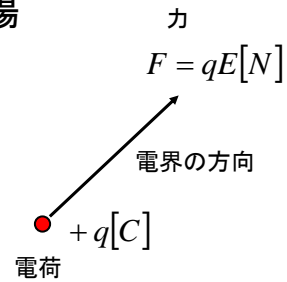
- 単位 V/m

- 静電界

- 電荷が静止している場合

- 電界 E により電荷 q に作用する力 F

$$F = qE \quad [N]$$



- 電気力線

- クーロン力の方向を表す軌跡

- 面積密度は, 電界の強さを表す $E[V/m] = E[本/m^2]$

2008年12月15日

電気及び電子理論

3

1.1.1 静電界

- 電位

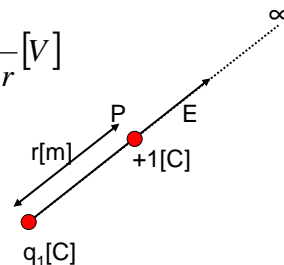
- 点電荷 q_1 より距離 r の点 P の電位 V

- 無限遠点から r まで電界に逆らって, 単位正電荷を運ぶ仕事

- 無限遠点の電位を基準にとる(0V)

$$V = -\int_{\infty}^r E dr = -\int_{\infty}^r \frac{q_1}{4\pi\epsilon_0 r^2} dr = \frac{q_1}{4\pi\epsilon_0 r} [V]$$

- 電位は方向を持たないスカラー量



2008年12月15日

電気及び電子理論

4

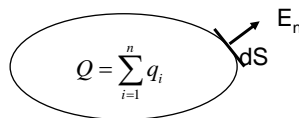
1.1.1 静電界

• ガウスの定理

- 電界内に任意の閉曲面から出る電界 E_n を面積分すると、閉曲面内の総電荷量を誘電率 ε で割った値に一致

- 面 S で囲まれる n 個の点電荷 q_1, q_2, \dots, q_n , 総和 Q

$$\int_S E_n ds = \iint E_n dS = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{i=1}^n q_i = \frac{Q}{\varepsilon}$$



- 誘電率 ε [F/m]の媒質中にある電荷 Q [C]から出る電気力線の総本数は Q/ε [本]

- 電気力線の総本数[本]=電気力線の面積密度[本/m²]×面積[m²]

2008年12月15日

電気及び電子理論

5

1.1.1 静電界

• 静電容量

- 1個の導体に電荷 Q [C]与えたときの電位 V [V], $Q=CV$

- 比例定数 $C=Q/V$ [F]を静電容量

- 二個の導体A,Bにそれぞれ $+Q$ [C], $-Q$ [C]の電荷を与えたとき、導体間の電位差が V_{AB} である場合に、二導体間の静電容量は次式で表される。

$$C = \frac{Q}{V_{AB}} [F] \quad Q = CV_{AB} [C]$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

6

1.1.1 静電界

- Cに蓄えられるエネルギー
 - 電荷の無い状態
 - 電圧 $v=0$
 - 電荷 $q=0$
 - 電荷が蓄えられた状態
 - 電圧 $v=V$
 - 電荷 $q=Q$
 - 静電容量C,電荷Q,電圧Vの関係
 - $Q=CV$
 - 電圧の定義
 - 無限遠から単位電荷を運ぶ仕事[J/C]
 - エネルギーW

状態変化

$$W = \int_0^Q V dq = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{C} \left[\frac{q^2}{2} \right]_0^Q = \frac{Q^2}{2C} = \frac{1}{2} CV^2$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

7

1.1.2 電流と磁界

- 静磁界
 - 磁気力
 - クーロン力に対応
 - 真空中におかれた強さ m_1, m_2 [Wb]の磁極
 - 磁極間距離 r [m]
 - 磁極間に働く磁気力 F [N]

$$F = \frac{m_1 m_2}{4\pi\mu_0 r^2} [N]$$

- 真空の透磁率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} [H / m]$

2008年12月15日

電気及び電子理論

8

1.1.2 電流と磁界

- 磁界(磁場)
 - 磁極に磁気力が作用する場
 - 磁界の強さ $H[A/m]$ (昔は AT/m)
 - 磁極 $m[Wb]$ による単位磁極($1Wb$)に作用する力

$$H = \frac{m}{4\pi\mu_0 r^2} [A/m]$$

- 作用する力 $F = mH [N]$

- 磁束密度 B

- 磁極 $1Wb$ から1本の磁束
- 単位面積当たりの磁束 $B = \frac{\Phi}{S} [Wb/m^2] = \frac{\Phi}{S} [T]$
- 面積 $S[m^2]$, 磁束 $\phi [Wb]$

2008年12月15日

電気及び電子理論

9

1.1.2 電流と磁界

- 右ねじの法則
 - 導体に流れる電流は, 円周方向に磁界を発生する
 - 磁界の方向は, 電流の向きに対して時計廻り
- アンペアの周回路の法則
 - 電流 I が流れている n 本の導体が, 閉曲線 C に鎖交するとき, C に沿って磁界を積分すると

$$\oint_C H dl = nI [A]$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

10

1.1.2 電流と磁界

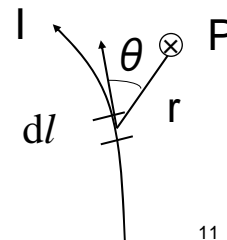
• ビオ・サバルの法則

– 電流の生成する磁束密度に対する法則

- 電流Iが流れる導体上の電流素IΔlが、r離れた点Pに生じる磁界

– 向きは表から裏(右ねじの法則)

$$\Delta H = \frac{I\Delta l}{4\pi r^2} \sin \theta$$



2008年12月15日

電気及び電子理論

11

1.1.2 電流と磁界

• 磁界Hと磁束Bの関係

– μ :透磁率

– μ_s :比透磁率

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_s H [T]$$

• 磁気回路

– 透磁率 μ の大きな磁性体(強磁性体)で閉じた磁束の通路(磁路)

- 磁束は殆ど漏れずに磁路の中を通る
- 磁路長さl[m], 断面積S[m²]

$$NI = R_m \Phi [A] \quad R_m = \frac{l}{\mu S} [A/Wb]$$

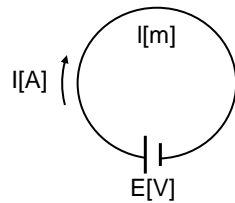
2008年12月15日

電気及び電子理論

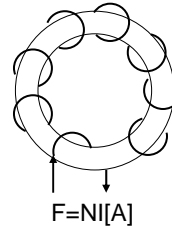
12

1.1.2 電流と磁界

• 電気と磁気の対応関係



導体
 •長さ l [m]
 •断面積 S [m²]
 •抵抗率 ρ [Ωm]
 (導電率 $k=1/\rho$ [S/m])



•磁路長さ l [m]
 •磁路断面積 S [m²]
 •透磁率 μ [H/m]
 •巻数 N [回]
 •電流 I [A]

起電力	E [V]	\Leftrightarrow	起磁力	$F = NI = R_m \Phi$ [A]
電流	I [A]	\Leftrightarrow	磁束	Φ [Wb]
電気抵抗	$R = \rho \frac{l}{S} = \frac{l}{kS}$ [Ω]	\Leftrightarrow	磁気抵抗	$R_m = \frac{l}{\mu S}$ [A/Wb]
オームの法則	$I = \frac{E}{R} = \frac{E}{\rho \frac{l}{S}}$ [A]	\Leftrightarrow	オームの法則	$\Phi = \frac{F}{\frac{l}{\mu S}}$ [Wb]

2008年12月15日

電気及び電子理論

13

1.1.2 電流と磁界

• 電磁力

– 磁界中を流れる電流に対して働く力 F [N]

- 磁束密度 B [T]の磁界中で、電流 I [A]、長さ l [m]の導体に働く力

$$F = IBl \sin \theta [N]$$

- θ :磁界と電流の角度

– フレミングの左手の法則

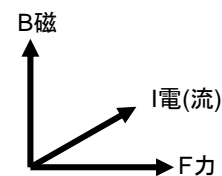
- 電流、磁界、力の方向の関係

– 電子に働く力

- 磁界 B [T]中を速度 v [m/s]で動く電子 e [C]に働く力

$$F = evB \sin \theta [N]$$

- 電界 E [V/m]が存在する場合は、電界の方向に力 eE [N]が働く



2008年12月15日

電気及び電子理論

14

1.1.3 電磁誘導とインダクタンス

• 電磁誘導

– 磁界中を動く導体に誘導起電力が生じる

- 磁束密度 $B[T]$ の磁界に対して、長さ $l[m]$ の導体が角度 θ 、速度 $v[m/s]$ で動く

$$V_e = vBl \sin \theta [V]$$

- フレミングの右手の法則

– 起電力の方向は、移動方向と磁界に垂直

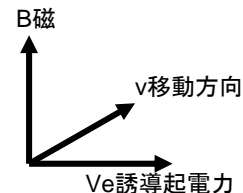
– ファラデーの法則

- 電磁誘導で生じる起電力は、回路に鎖交する磁束数の減少する割合に比例する

$$V_e = -N \frac{d\Phi}{dt} [V]$$

– 磁束 Φ と右ねじの関係にある起電力を正

– 負符号は磁束変化を妨げる向きの起電力を現す



2008年12月15日

電気及び電子理論

15

1.1.3 電磁誘導とインダクタンス

• 自己インダクタンス

– 自己誘導作用

- I に流れる電流を変化させると磁束が変化し、電流変化を妨げる向きの起電力 V_e が誘導される

– 自己インダクタンス (自己誘導係数)

- 巻数 N [回] のコイルに電流 I [A] 流したときに生じる磁束 ϕ [Wb] とすると、電流 I と鎖交する全磁束数

$$\phi = N\Phi [Wb]$$

- 鎖交する全磁束数は電流 I に比例する

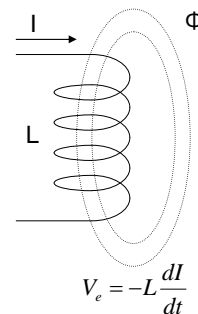
$$\phi = LI$$

- 比例定数 L

$$L = \frac{\phi}{I} = \frac{N\Phi}{I} [H]$$

– コイル自身に誘導される起電力

$$V_e = -\frac{d\phi}{dt} = -L \frac{dI}{dt}$$



2008年12月15日

電気及び電子理論

16

1.1.3 電磁誘導とインダクタンス

• 相互インダクタンス

– 相互誘導作用

- 結合された二つのコイルにおいて、一方の電流を変化させると、他方のコイルの鎖交磁束数が変化して、起電力が誘起される

– 一次側電流 I_1 [A]による磁束で、二次側と鎖交する磁束 ϕ_{21}

$$\phi_{21} = M_{21}I_1 \quad M_{21} = \frac{\phi_{21}}{I_1} [H]$$

– 二次側電流 I_2 [A]による磁束で、一次側と鎖交する磁束 ϕ_{12}

$$\phi_{12} = M_{12}I_2 \quad M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_2} [H]$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

17

1.1.3 電磁誘導とインダクタンス

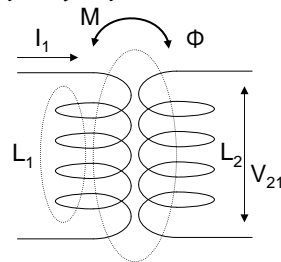
• 相互インダクタンス

– 総合誘導係数

- 一般的に $M_{12} = M_{21} = M$

$$V_{21} = -M \frac{dI_1}{dt}$$

$$M = K \sqrt{L_1 L_2}$$



- 相互誘導で一次側電流変化が二次側に生ずる起電力

$$V_{21} = -\frac{d\phi_{21}}{dt} = -M \frac{dI_1}{dt} [V]$$

- 相互誘導で二次側電流変化が一次側に生ずる起電力

$$V_{12} = -\frac{d\phi_{12}}{dt} = -M \frac{dI_2}{dt} [V]$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

18

1.1.3 電磁誘導とインダクタンス

• 電磁エネルギー

– 自己インダクタンス L [H] のコイルの電流 $0 \rightarrow I$ [A]

- L の電流が増加すると, L の端子に逆起電力が発生

$$V = L \frac{di}{dt} \quad [V]$$

- 逆起電力に打ち勝ち, 電流を増加させるのに必要な電力

$$P = VI \quad [W]$$

- 電流が 0 から I に達するまでに必要なエネルギー

– コイルの磁界に蓄積される電磁エネルギー

$$W = \int_0^t P dt = \int_0^t L \frac{di}{dt} i dt = \int_0^t L i di = \frac{1}{2} L I^2 \quad [J]$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

19

1.1.3 電磁誘導とインダクタンス

• 電磁エネルギー

– 透磁率 μ の磁性体内の磁界のエネルギー密度

$$w = \frac{1}{2} \mu H^2 = \frac{1}{2} HB = \frac{B^2}{2\mu} \quad [J/m^3]$$

- 磁界全体のエネルギー

– 磁界全体にわたって w を微小体積 dv で積分

$$W = \int w dv = \frac{1}{2} \int HB dv = \frac{1}{2} \int HBS dl = \frac{1}{2} \Phi \int H dl = \frac{1}{2} \Phi NI [J]$$

- 自己インダクタンスの定義 $N\Phi = LI$

$$W = \frac{1}{2} L I^2 \quad [J]$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

20

1.2 電気回路

1.2.1 直流回路

- オームの法則

- $R[\Omega]$:抵抗, $V[V]$:電圧, $I[A]$:電流

$$V = IR$$

- ジュール熱

- 抵抗での消費電力 $W = VI = RI^2 = \frac{V^2}{R}$

- 消費電力量=消費電力を時間積分したもの

$$Q = RI^2t$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

21

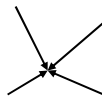
1.2 電気回路

1.2.1 直流回路

- キルヒホッフの法則

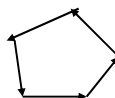
- KCL(電流則)

- 任意の節点に流入する電流の合計は0



- KVL(電圧則)

- 任意の閉路について, 各部の電圧を合計すると0



2008年12月15日

電気及び電子理論

22

1.2 電気回路

1.2.1 直流回路

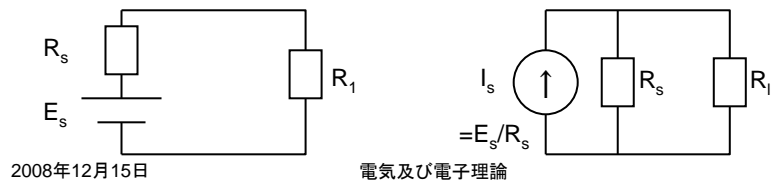
• テブナン・ノートの等価回路

– テブナンの定理

- 電圧源、電流源と抵抗からなる回路は、抵抗と電圧源の直列等価回路であらわすことができる。

– ノートの定理

- 電圧源、電流源と抵抗からなる回路は、抵抗と電流源の並列等価回路であらわすことができる。



1.2 電気回路

1.2.2 交流回路

• 正弦波交流

– 交流電圧

- 瞬時値: $e(t)$ $e(t) = E_m \sin(\omega t + \theta)$
 - E_m [V]: 振幅
 - ω [rad/s]: 角周波数
 - t [s]: 時間
 - θ [rad]: 位相(遅れ負, 進み正)
 - f [Hz]: 周波数 $\omega = 2\pi f$
 - T [s]: 周期 $f = \frac{1}{T}$

1.2 電気回路

1.2.2 交流回路

- 交流電圧

- 平均値

$$E_{ave} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_m \sin \phi d\phi = 0$$

- 絶対値の平均

$$E_{absave} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_m \sin \phi d\phi = \frac{2}{\pi} E_m \approx 0.636 E_m$$

- 二乗平均(実効値)

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_m^2 \sin^2 \phi d\phi} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \approx 0.707 E_m$$

1.2 電気回路

1.2.2 交流回路

- インピーダンス

- 周波数fの正弦波に対する、複素数で表したR,L,Cの抵抗値

$$R \Rightarrow Z_R = R$$

$$L \Rightarrow Z_L = j\omega L$$

$$C \Rightarrow Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

複素インピーダンス

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

- 直列接続

$$Z = Z_1 + Z_2$$

- 並列接続

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}}$$

1.2 電気回路

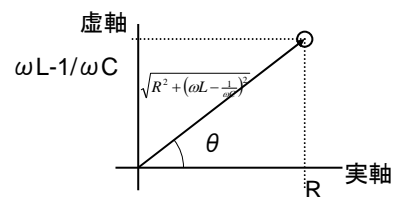
1.2.2 交流回路

• インピーダンス

－ 極座標表示 $\dot{Z} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} e^{j\theta}$

- 大きさ $\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$
- 角度

$$\tan \theta = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$



2008年12月15日

電気及び電子理論

27

1.2 電気回路

1.2.2 交流回路

• 記号法

- － 電圧・電流の複素表示を用いる
- － 電圧・電流の関係を複素インピーダンスで表す
 - 単一周波数・定常状態の表現法
 - フェーザー図で表現可能

$$e(t) = E_m \sin(\omega t + \theta_e) \Rightarrow \frac{E_m}{\sqrt{2}} e^{j\theta_e} = E e^{j\theta_e} = \dot{E}$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \theta_i) \Rightarrow \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\theta_i} = I e^{j\theta_i} = \dot{I}$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{R + jX}$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

28

1.2 電気回路

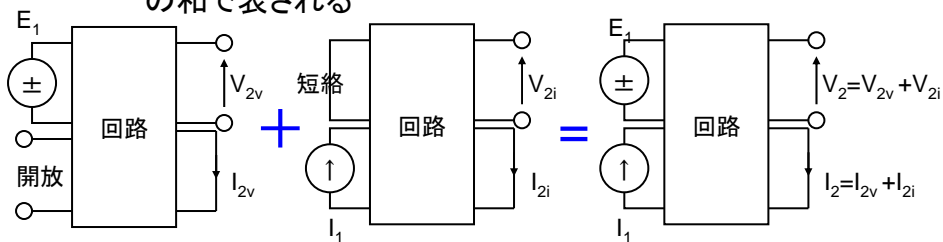
1.2.2 交流回路

• 重ね合わせの理

– 電源とインピーダンスで構成される回路の状態は

- 電流源を開放したときの電圧 V_{2v} ・電流 I_{2v}
- 電圧源を短絡したときの電圧 V_{2i} ・電流 I_{2i}

の和で表される



2008年12月15日

電気及び電子理論

29

1.2 電気回路

1.2.2 交流回路

• 交流電力

– 交流電圧, 電流

• 瞬時値 $e(t) = E_m \sin(\omega t + \theta_e)$ $i(t) = I_m \sin(\omega t + \theta_i)$

• フェーザ $\dot{E} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} e^{j\theta_e}$ $\dot{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\theta_i}$

• 電圧を基準にすると, 電流は位相が $\theta_i - \theta_e$ 遅れる

– 平均電力

$$P = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} e(t)i(t)dt = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} E_m \sin(\omega t + \theta_e) I_m \sin(\omega t + \theta_i) dt$$

$$= \frac{E_m I_m}{2} \cos(\theta_i - \theta_e)$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

30

1.2 電気回路

1.2.2 交流回路

• 交流電力

– 複素電力

- フェーザで表した電圧・電流で求める
- 遅れの無効電力を正とした場合の電力

$$\begin{aligned}\dot{P} &= P + jQ = \dot{V}\dot{I} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} e^{j\theta_e} \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{-j\theta_i} = \frac{E_m I_m}{2} e^{j(\theta_e - \theta_i)} \\ &= \frac{E_m I_m}{2} \cos(\theta_i - \theta_e) + j \frac{E_m I_m}{2} \sin(\theta_i - \theta_e)\end{aligned}$$

- \dot{P} [VA]:皮相電力
- P [W]:有効電力は平均電力に等しい
- Q [var]:無効電力は交流特有の概念

2008年12月15日

電気及び電子理論

31

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

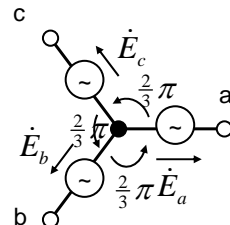
• 対称三相交流(電圧)

- 振幅が等しく, 位相が120度ずつ異なる3つの正弦波(電圧)

A相基準

$$\begin{aligned}e_a &= \sqrt{2}E_m \sin \omega t & \Leftrightarrow & \dot{E}_a = \dot{E} \\ e_b &= \sqrt{2}E_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \Leftrightarrow & \dot{E}_b = \dot{E} e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e_c &= \sqrt{2}E_m \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & \Leftrightarrow & \dot{E}_c = \dot{E} e^{j\frac{2}{3}\pi}\end{aligned}$$

但し, $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ (回転ベクトル)とすると $1 + a + a^2 = 0$



$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad a^3 = e^{j2\pi} = 1$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

32

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

• Y結線

– 各相の起電力の終端を, 共通の中性点Nに接続

• 対称な場合

$$\dot{E}_a + \dot{E}_b + \dot{E}_c = (1 + a + a^2)\dot{E} = 0$$

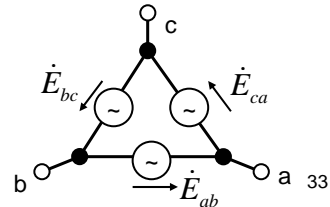
• Δ結線

– 各起電力の終端を, 他の起電力の始端に接続

$$\dot{E}_{ab} = \dot{E}_a - \dot{E}_b = \sqrt{3}e^{j\frac{\pi}{6}}\dot{E} \quad \dot{E}_{bc} = a^2\dot{E}_{ab} \quad \dot{E}_{ca} = a\dot{E}_{ab}$$

– 線間電圧は, 相電圧の $\sqrt{3}$ 倍。

– 位相が $\pi/6$ 進む(Y-Δ変換)



2008年12月15日

電気及び電子理論

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

• V結線

– Δ結線における電源の一つを外したもの

• 三相交流電圧が取り出せる

• 変圧器の電圧・電流間には 30° の位相差が発生

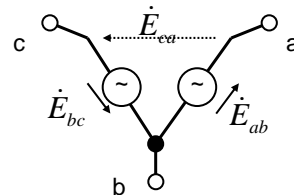
• 変圧器の利用率

$$\cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} = 86.6\%$$

• V結線時の許容出力は, 変圧器容量をPとすると

$$2P \frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3}P \quad [\text{VA}]$$

利用率悪い



2008年12月15日

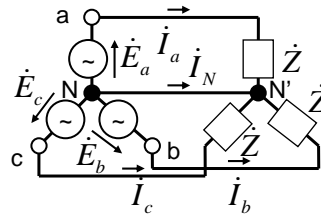
電気及び電子理論

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

● 三相平衡負荷

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \dot{E}_a / \dot{Z} \\ \dot{I}_b = \dot{E}_b / \dot{Z} = a^2 \dot{I}_a \Rightarrow \dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0 \\ \dot{I}_c = \dot{E}_c / \dot{Z} = a \dot{I}_a \end{cases}$$



- － 電源電圧が対称(平衡)で、負荷が三相平衡の時、中性線電流は流れない
- － 電源・負荷共に三相平衡の場合、各相の電圧・電流は位相が $2/3\pi$ 異なるのみとなる。
 - 正相で現された単相等価回路で扱える。

2008年12月15日

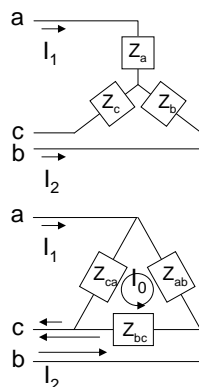
電気及び電子理論

35

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

● 負荷の ΔY 変換



$$\begin{cases} \dot{V}_{ac} = \dot{I}_1 \dot{Z}_a + (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) \dot{Z}_c \\ \dot{V}_{bc} = \dot{I}_2 \dot{Z}_b + (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) \dot{Z}_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{V}_{ac} = (\dot{I}_0 + \dot{I}_1) \dot{Z}_{ca} \\ \dot{V}_{bc} = (\dot{I}_2 - \dot{I}_0) \dot{Z}_{bc} \\ \dot{V}_{ab} = -\dot{I}_0 \dot{Z}_{ab} \\ \dot{V}_{ab} + \dot{V}_{bc} + \dot{V}_{ca} = 0 \end{cases}$$

$\dot{V}_{ab}, \dot{V}_{bc}, \dot{V}_{ca}, \dot{I}_0, \dot{I}_1, \dot{I}_2$
に関する連立方程式を解く

2008年12月15日

電気及び電子理論

36

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

• 負荷の ΔY 変換

$$\dot{V}_{ab} + \dot{V}_{bc} + \dot{V}_{ca} = 0 \quad \longrightarrow \quad \dot{I}_0 = \frac{-\dot{I}_1 \dot{Z}_{ca} + \dot{I}_2 \dot{Z}_{bc}}{\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca}}$$

– 任意の \dot{I}_1, \dot{I}_2 に対して成立するためには

$$\dot{Z}_a = \frac{\dot{Z}_{ab} \dot{Z}_{ca}}{\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca}} \quad \dot{Z}_b = \frac{\dot{Z}_{ab} \dot{Z}_{bc}}{\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca}} \quad \dot{Z}_c = \frac{\dot{Z}_{bc} \dot{Z}_{ca}}{\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca}}$$

– 負荷の $Y \Delta$ 変換

$$\dot{Z}_{ab} = \frac{\dot{Z}_a \dot{Z}_b + \dot{Z}_b \dot{Z}_c + \dot{Z}_c \dot{Z}_a}{\dot{Z}_c} \quad \dot{Z}_{bc} = \frac{\dot{Z}_a \dot{Z}_b + \dot{Z}_b \dot{Z}_c + \dot{Z}_c \dot{Z}_a}{\dot{Z}_a} \quad \dot{Z}_{ca} = \frac{\dot{Z}_a \dot{Z}_b + \dot{Z}_b \dot{Z}_c + \dot{Z}_c \dot{Z}_a}{\dot{Z}_b}$$

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

• 負荷の ΔY 変換

– 三相平衡のとき

$$\dot{Z}_a = \dot{Z}_b = \dot{Z}_c$$

$$\dot{Z}_{ab} = \dot{Z}_{bc} = \dot{Z}_{ca}$$

$$\dot{Z}_a = \frac{\dot{Z}_{ab} \dot{Z}_{ca}}{\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{ca}} = \frac{\dot{Z}_{ab} \dot{Z}_{ab}}{\dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{ab} + \dot{Z}_{ab}} = \frac{\dot{Z}_{ab}}{3}$$

$$\dot{Z}_{ab} = \frac{\dot{Z}_a \dot{Z}_b + \dot{Z}_b \dot{Z}_c + \dot{Z}_c \dot{Z}_a}{\dot{Z}_c} = \frac{\dot{Z}_a \dot{Z}_a + \dot{Z}_a \dot{Z}_a + \dot{Z}_a \dot{Z}_a}{\dot{Z}_a} = 3\dot{Z}_a$$

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

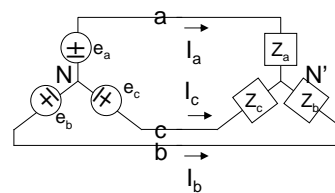
• ミルマンの定理(中性点電位仮定法)

- (全電圧の定理) 電圧源が並列接続された電気回路の出力電圧を求める定理

- 電圧源 V_i , 回路のアドミタンス Y_i , 出力電圧 V_0 とすると

$$V_o = \frac{\sum_{i=1}^N Y_i V_i}{\sum_{i=1}^N Y_i}$$

- 三相三線式不平衡回路の解析



2008年12月15日

電気及び電子理論

39

1.2 電気回路

1.2.3 三相交流回路

• ミルマンの定理による三相三線式不平衡回路の解析

- 電源の中性点 N と, 負荷の中性点 N' の電位差 E_o に対して

$$\begin{cases} \dot{E}_a - \dot{E}_o = \dot{Z}_a \dot{I}_a \\ \dot{E}_b - \dot{E}_o = \dot{Z}_b \dot{I}_b \\ \dot{E}_c - \dot{E}_o = \dot{Z}_c \dot{I}_c \end{cases} \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} \dot{I}_a = \frac{\dot{E}_a - \dot{E}_o}{\dot{Z}_a} \\ \dot{I}_b = \frac{\dot{E}_b - \dot{E}_o}{\dot{Z}_b} \\ \dot{I}_c = \frac{\dot{E}_c - \dot{E}_o}{\dot{Z}_c} \end{cases}$$

- 三相三線式では中性線電流は流れないため

$$\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0 \quad \longrightarrow \quad \dot{E}_o = \frac{\frac{\dot{E}_a}{\dot{Z}_a} + \frac{\dot{E}_b}{\dot{Z}_b} + \frac{\dot{E}_c}{\dot{Z}_c}}{\frac{1}{\dot{Z}_a} + \frac{1}{\dot{Z}_b} + \frac{1}{\dot{Z}_c}}$$

- E_o を代入して, I_a, I_b, I_c を求めることができる

2008年12月15日

電気及び電子理論

40

1.2 電気回路

1.2.4 過渡現象並びにひずみ波

• 直流回路の過渡解析

– RL直列回路

- 磁束の時間変化率が電圧に相当

$$\phi = Li \quad \longrightarrow \quad \frac{d}{dt}\phi = V = \frac{d}{dt}Li = L \frac{d}{dt}i$$

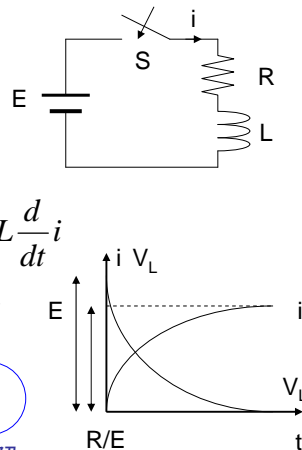
- KVLより

$$E = Ri + L \frac{d}{dt}i$$

- 微分方程式の解

$$i = ke^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E}{R}$$

$$- i(0)=0 \quad i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad \text{一般解} \quad \text{特解}$$



2008年12月15日

電気及び電子理論

41

1.2 電気回路

1.2.4 過渡現象並びにひずみ波

• 直流回路の過渡解析

– RC直列回路

- 電荷の時間変化率が電流に相当

$$q = Cv \quad \longrightarrow \quad \frac{d}{dt}q = i = \frac{d}{dt}Cv = C \frac{d}{dt}v$$

- KVL

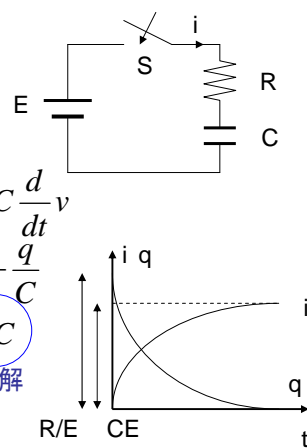
$$E = Ri + v = Ri + \frac{q}{C}$$

- 微分方程式の解

$$q = ke^{-\frac{1}{RC}t} + EC$$

$$- q(0)=q_0 \quad q = q_0 e^{-\frac{t}{RC}} + EC \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad \text{一般解} \quad \text{特解}$$

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{1}{RC} (EC - q_0) e^{-\frac{t}{RC}}$$



2008年12月15日

電気及び電子理論

42

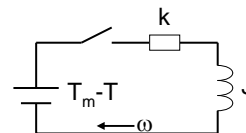
1.2 電気回路

1.2.4 過渡現象並びにひずみ波

- 過渡解析方法の応用
 - 発電機の運動方程式(動揺方程式)

- 電動機トルク T_m
- 回転軸の慣性モーメント J
- 角速度 ω に比例する摩擦トルク k
- 回転速度に無関係な負荷トルク T

$$T_m - T - k\omega = J \frac{d}{dt} \omega$$



- 一階の微分方程式として, 電気回路と同様に求解すればよい

1.2 電気回路

1.2.4 過渡現象並びにひずみ波

- ひずみ波交流
 - 周期性のあるひずみ波交流
 - 周期 2π , $\theta = \omega t$ $i(\theta) = i(\theta - 2\pi)$
 - フーリエ級数展開
 - 複数の周波数成分に分解

$$i(\theta) = b_0 + \sum_{k=1}^n [a_k \sin k\theta + b_k \cos k\theta]$$

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) \sin n\theta d\theta \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) \cos n\theta d\theta \end{cases} \quad b_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) d\theta$$

1.2 電気回路

1.2.4 過渡現象並びにひずみ波

- ひずみ波交流
 - 歪波交流実効値

$$\begin{cases} e(\theta) = E_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} E_k \sin(k\omega_0 t + \theta_{ke}) \\ i(\theta) = I_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} I_k \sin(k\omega_0 t + \theta_{ki}) \end{cases}$$
 - 周波数成分の二乗和平方根

$$E = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} E_n^2}, I = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2}$$

– 力率

$$\text{力率} = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}} = \frac{E_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} E_n I_n \cos(\theta_{In} - \theta_{En})}{\sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} E_n^2} \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2}}$$

1.3 電子回路

1.3.1 半導体

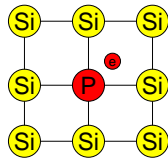
- 絶縁体
 - 外部から電界を印加しても電流は流れない
- 金属
 - 電界を印加すると、電流が良く流れる
- 半導体(Si, Ge等)
 - 真性半導体
 - $10^{-2} \sim 10^4 \Omega \text{m}$
 - 絶対零度では絶縁体
 - 温度が上がると電子と正孔が電流を運ぶ
 - 不純物半導体
 - 不純物を導入して、伝導電子や正孔を供給
 - P形, N形

1.3 電子回路

1.3.1 半導体

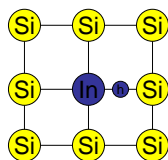
• 不純物半導体

– N型半導体



- » シリコン等の4族(元素の周期表の左から4番目)の真性半導体にアンチモン(Sb), リン(P)等の5族の不純物(ドナー)を加えて作る半導体.
- » 結晶を構成するとき電子が余り, 自由電子となり電気伝導が行われる。

– P型半導体



- » シリコン等の4族の真性半導体にホウ素(B), インジウム(In)等の3族の不純物(アクセプタ)を加えて作る半導体.
- » 結晶を構成するとき電子が不足し, 正孔となり電気伝導が行われる。
- » 自由電子や正孔をキャリアと呼ぶ

2008年12月15日

電気及び電子理論

47

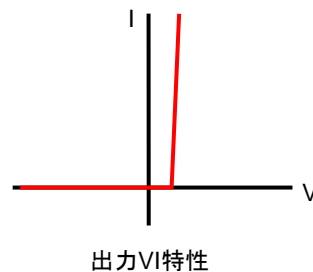
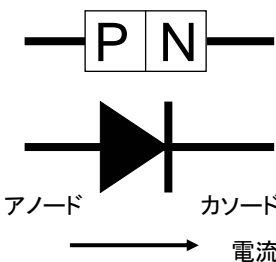
1.3 電子回路

1.3.1 半導体

• ダイオード

– P形半導体とn形半導体を接合した2端子素子(PN接合ダイオード)

- 点接触形, 接合形などがある
- 整流, 検波に用いる



2008年12月15日

電気及び電子理論

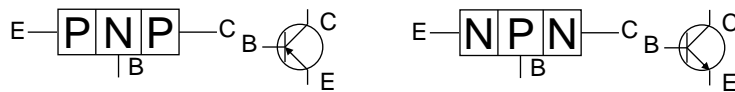
48

1.3 電子回路

1.3.1 半導体

• トランジスタ

- 増幅・発振作用を持つ半導体素子
- P,N形半導体を組み合わせ, PNP,NPNを構成
 - ベース(B), エミッタ(E), コレクタ(C)



2008年12月15日

電気及び電子理論

49

1.3 電子回路

1.3.2 整流回路

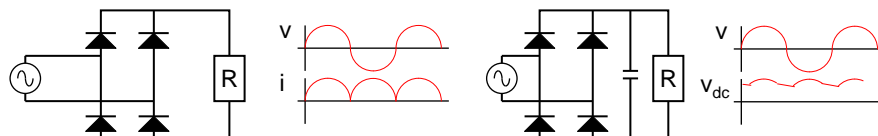
• 半波整流回路

- 出力電流は正弦波の半分(半波)



• 全波整流回路

- 半周期毎に半波が反転した全波波形



2008年12月15日

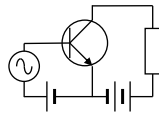
電気及び電子理論

50

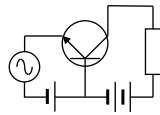
1.3 電子回路

1.3.3 増幅回路

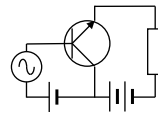
- トランジスタの入出力端子の共通接続(接地)点で三方式に分かれる



エミッタ接地



ベース接地



コレクタ接地

- エミッタ接地増幅率 β

- ベース電流の変化量に対するコレクタ電流の変化量

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

- ベース接地電流増幅率 α

- エミッタ電流の変化量に対するコレクタ電流の変化量

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E - \Delta I_C} = \frac{\Delta I_C}{\frac{\Delta I_C}{\alpha} - \Delta I_C} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

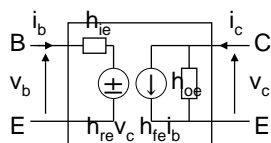
51

1.3 電子回路

1.3.3 増幅回路

- トランジスタの四端子定数(hパラメータ)

- トランジスタの四端子(二端子対)回路



- h_i [Ω] : 出力端短絡入力インピーダンス
- h_r : 入力端開放電圧帰還比
- h_f : 出力端短絡電流増幅率
- h_o [S] : 入力端開放入力アドミタンス

第二添え字に, トランジスタの接地方式をつける
例: h_{fe} → エミッタ接地電流増幅率

$$\begin{bmatrix} V_{BE} \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_B \\ V_{CE} \end{bmatrix}$$

$$h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \quad h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \quad h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta \quad h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

52

1.3 電子回路

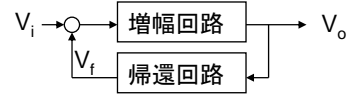
1.3.4 発振回路

- 増幅回路の出力の一部を正帰還して発振回路を構成する

増幅回路の増幅率 $A = \frac{V_o}{V_i + V_f}$

帰還回路の増幅率 $\beta = \frac{V_f}{V_o}$

回路全体の増幅率 $A_o = \frac{V_o}{V_i}$



$$A = \frac{V_o}{V_i + V_f} = \frac{V_o}{V_i + \beta V_o} \Rightarrow A(V_i + \beta V_o) = V_o \Rightarrow AV_i = V_o(1 - A\beta)$$

$$\Rightarrow A_o = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

$A\beta = 1$ の時、分母が0となり、 $A_o = \infty$ となる。この条件下で一度発振し始めると持続する。
2008年12月15日 電気及び電子理論 53

1.3 電子回路

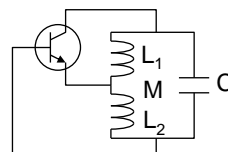
1.3.4 発振回路

- ハートレー発振回路

- コイルにセンタータップを設け、この端子を帰還に用いる

発振周波数 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

但し $L = L_1 + L_2 - 2M$

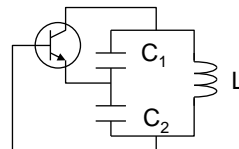


- コルピッツ発振回路

- コンデンサを分割し、帰還に用いる

発振周波数 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

但し $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$



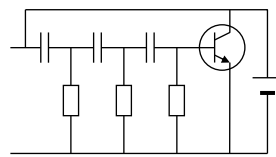
1.3 電子回路

1.3.4 発振回路

- CR形発振回路

- 移相形発振回路は、一段毎に位相が 60° 変化(3段)
- 180° 移相する周波数で発振する
- 移相の段数で、発振周波数とトランジスタの必要利得が変化する

$$\text{3段 } f \cong \frac{1}{2\sqrt{6}\pi RC} \quad G \geq 29$$



微分形

2008年12月15日

電気及び電子理論

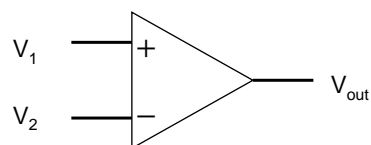
55

1.3 電子回路

1.3.5 演算増幅器(オペアンプ)

- オペアンプ

- 加算, 積分等の演算回路に用いる
- 同相入力端子(+)と, 逆相(反転)入力端子(-), 出力端子を持つ
- 理想的なオペアンプ
 - 入力インピーダンス ∞
 - 出力インピーダンス0
 - 増幅度 ∞



増幅度 α とすると

$$V_{out} = \alpha(V_2 - V_1)$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

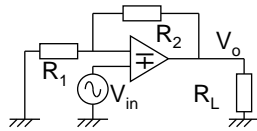
56

1.3 電子回路

1.3.5 演算増幅器(オペアンプ)

• オペアンプ

– 同相(非反転)増幅回路



$$\begin{cases} V_o = \alpha(V_{in} - V) \\ V = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \end{cases}$$

$$V_o = \alpha(V_{in} - V) = \alpha\left(V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o\right)$$

$$V_o \left(1 + \frac{\alpha R_1}{R_1 + R_2}\right) = \alpha V_{in}$$

$$A = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\alpha}{1 + \frac{\alpha R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\alpha}}$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} A = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\alpha}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

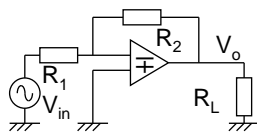
57

1.3 電子回路

1.3.5 演算増幅器(オペアンプ)

• オペアンプ

– 逆相(反転)増幅回路



$$\begin{cases} V_o = \alpha(-V) \\ V = V_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_o - V_{in}) \end{cases}$$

$$V_o = -\alpha \left[V_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_o - V_{in}) \right]$$

$$V_o \left[1 + \frac{\alpha R_1}{R_1 + R_2} \right] = -\alpha V_{in} \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]$$

$$A = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\alpha \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]}{1 + \frac{\alpha R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{-\alpha [R_1 + R_2 - R_1]}{R_1 + R_2 + \alpha R_1} = \frac{-\alpha R_2}{R_1 + R_2 + \alpha R_1} = \frac{-R_2}{\frac{R_1 + R_2}{\alpha} + R_1}$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} A = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} \frac{-R_2}{\frac{R_1 + R_2}{\alpha} + R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

2008年12月15日

電気及び電子理論

58