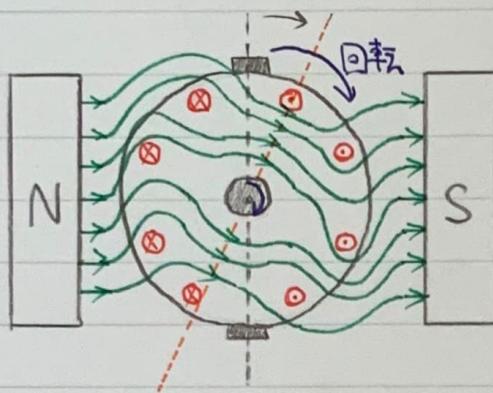


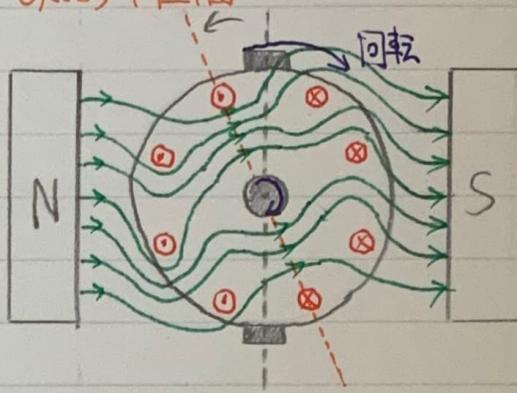
# 直流機の誘導起電力

## P4 直流機の電機子反作用



直流発電機

電気的中性軸

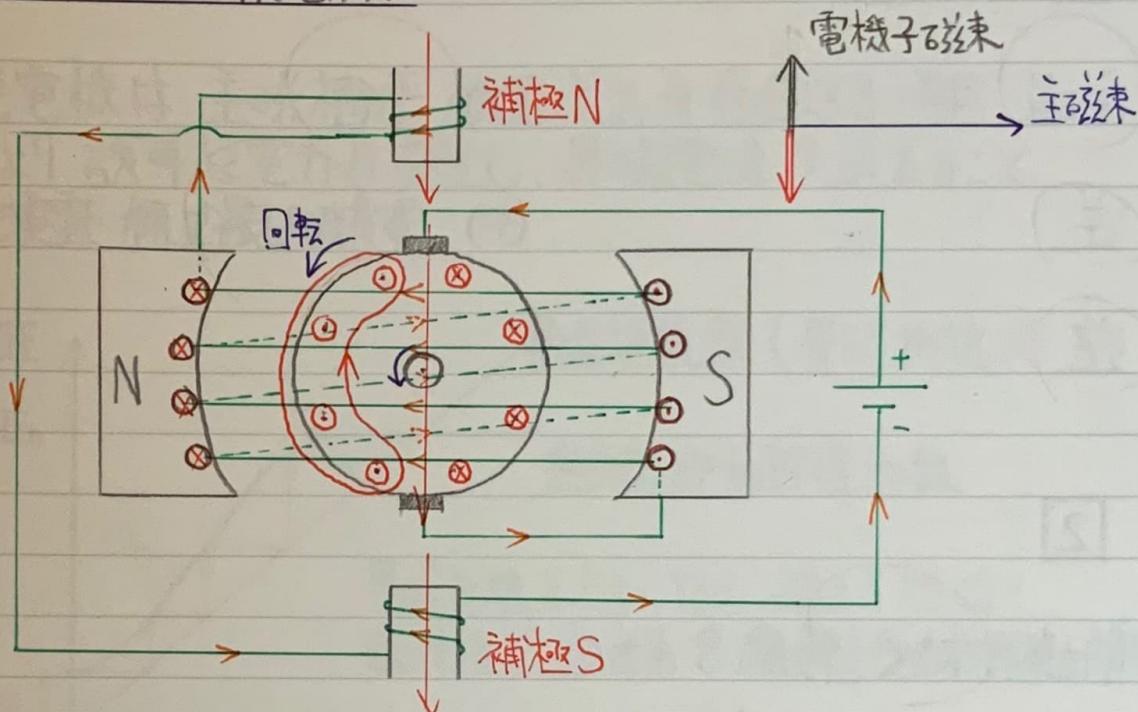


直流電動機

電機子反作用による影響  
(有効)

- ① 磁気飽和による主磁束の減少
- ② 電気的中性軸の移動により、ブラシに火花が生じる
- ③ 整流子片間の電圧の不均一

## P5 補極・補償巻線



直流発電機の例

	発電機	電動
電気的中性軸	回転方向にずれる	反回転方向にずれる
補極の極性	回転方向に対し、次に くる主磁の極性と同じ	回転方向に対し、次に くる主磁極の極性と逆

↑  
極

補極は電機子反作用を打ち消し、さらに整流中のコイルの  
リアクタンス電圧を打ち消すような起電力を生じる。

補極は中性軸付近の電機子反作用しか打ち消せないので、  
補極の一部の磁束密度が過度に高くなり整流子部分で  
フラッシュオーバーを起こすことがある。  
これを防ぐために補償巻線を設ける。

P7 □

(1) 主磁 主

(2) 平行

(3) 逆

(4) 電機子反作用 電機子

(5) 逆

P8 [2]

(1) 前端が大きく、後端が小さく

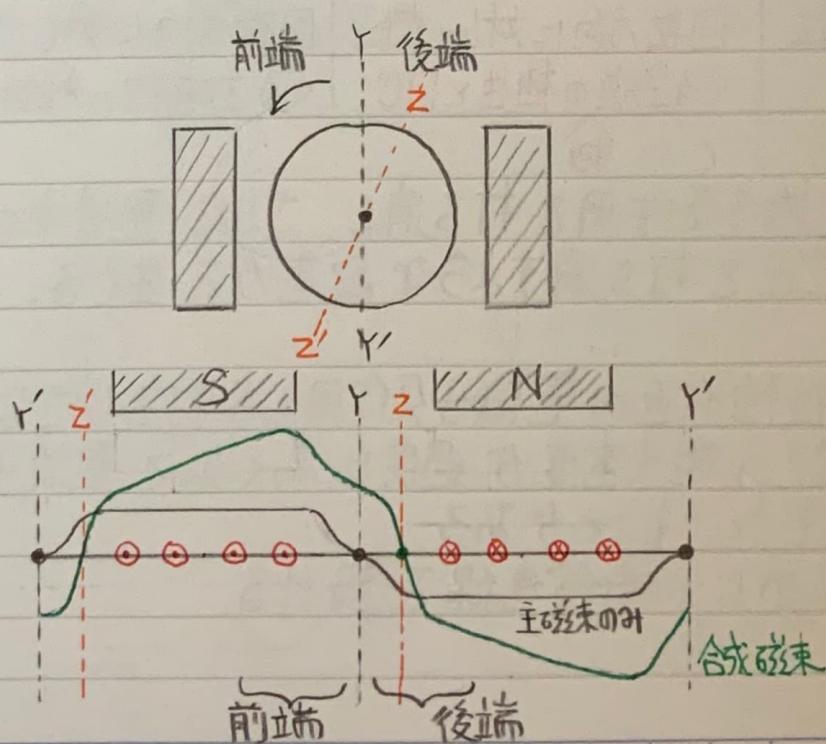
(2) 減少する

(3) ~~磁気ひずみ~~ 交さ磁化

(4) 反回転

(5) ラッシャーバ

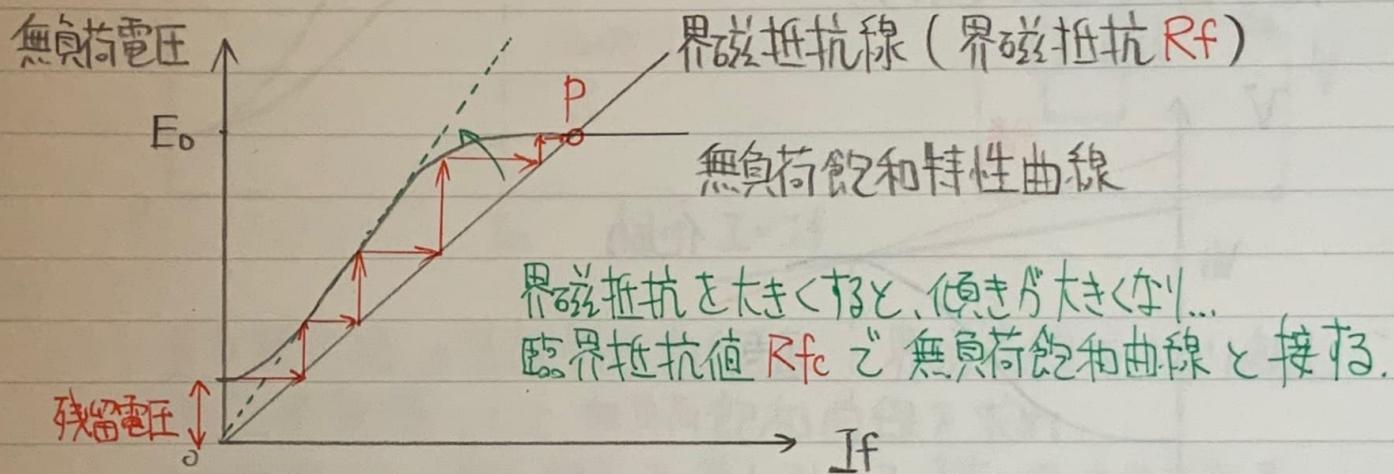
(1)



# 直流発電機の特性

## P12 自己励磁

分巻発電機は 主磁極に 残留磁気が存在する場合、  
これにより 誘導起電力が発生し、界磁電流が流れること  
により 電圧が上昇していく。

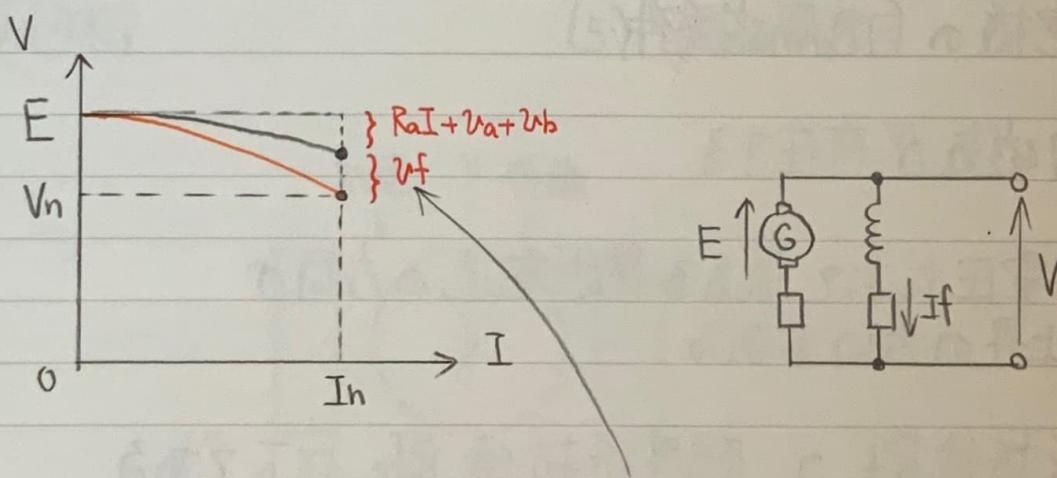
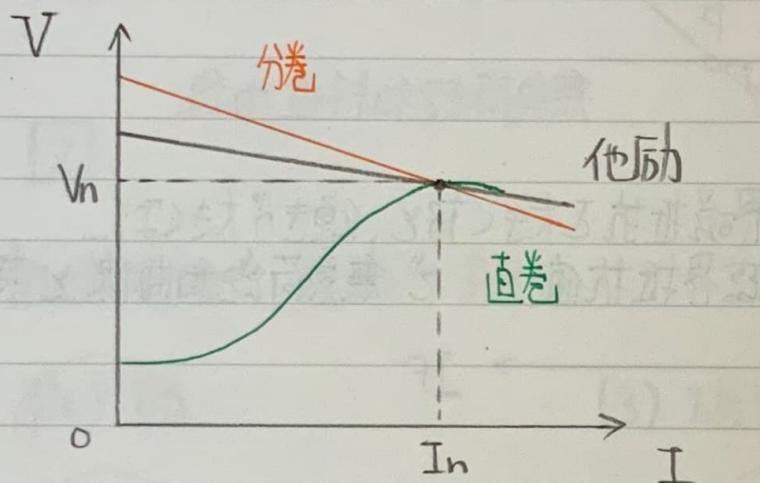


## 分巻発電機の自己励磁条件

- ① 残留磁気が存在する
- ② 残留電圧によって流れる界磁電流の方向が  
電圧上昇の方向である
- ③ 界磁抵抗  $R_f$  が 臨界抵抗値  $R_{fc}$  以下である

## P12 外部特性曲線

直流発電機を定格速度で運転し、定格電流において定格電圧となるように界磁電流や負荷を調整する。その後、負荷電流のみを変化させたときのV-I曲線を外部特性曲線という。



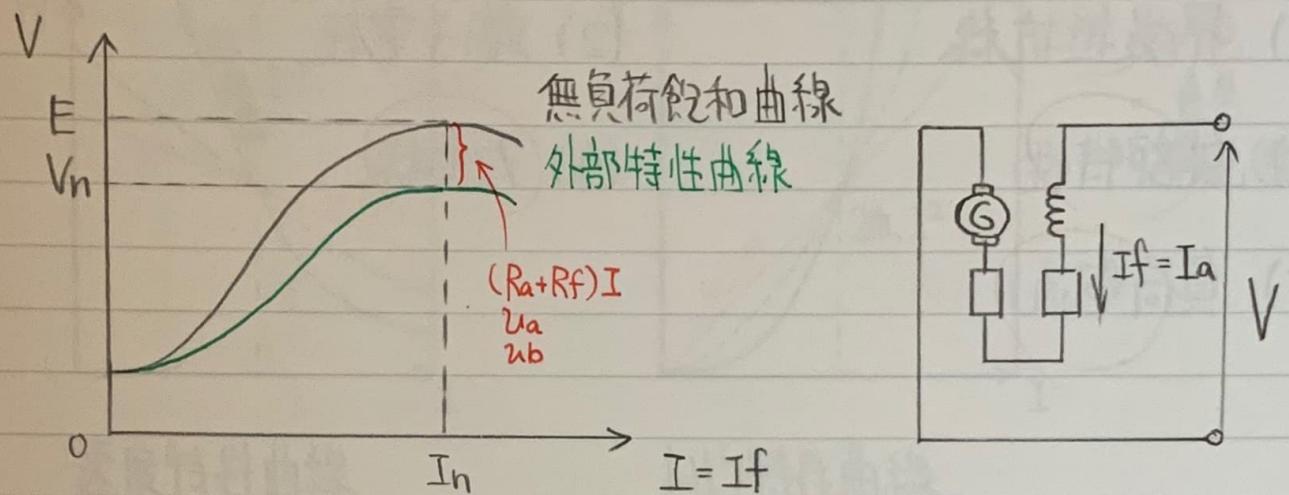
分巻発電機は他励より電圧降下が大きい。

$$\text{分巻: } V = E - (R_g I + u_a + u_b + u_f)$$

$$\text{他励: } V = E - (R_g I + u_a + u_b)$$

↑      ↑  
電機子作用・ブラシ接触による電圧降下

## P12 外部特性曲線 (つづき)



直巻発電機の外部特性曲線は、界磁巻線を切り離し  
他励発電機として無負荷飽和曲線を求め、  
この曲線から 電圧降下を差し引いて描いたものである。

$$\text{直巻: } V = E - \{(R_a + R_f)I + u_a + u_b\}$$

P13

(1) 界磁抵抗線

(2) 端子電圧

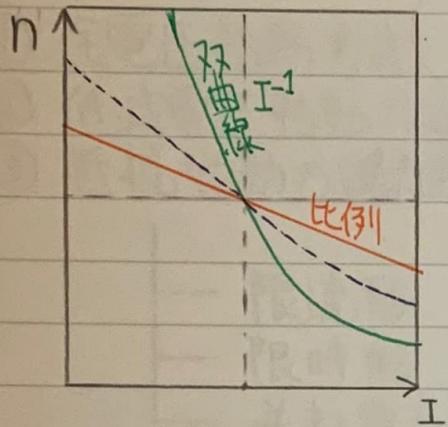
(3) 外部特性

(4) 双曲線

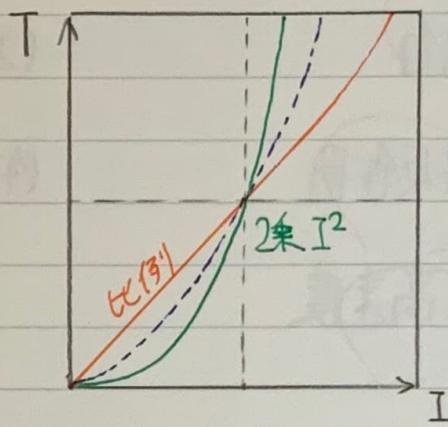
(5) 負荷電流

# 直流電動機の特性

## P16 直流電動機の特性

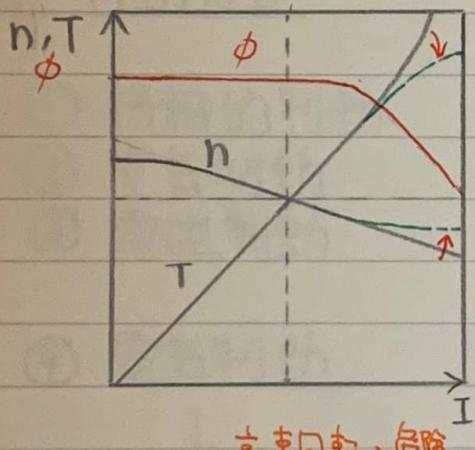


速度特性曲線



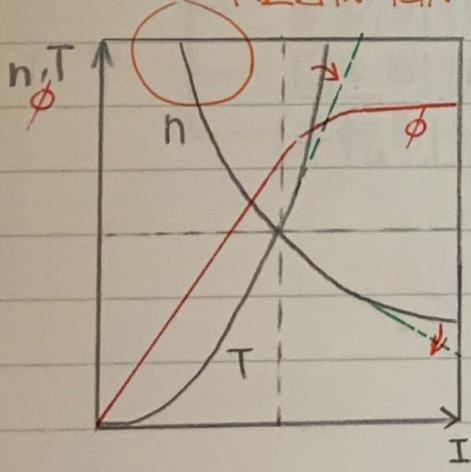
- 分巻
- 直巻
- 複巻(和動)

トルク特性曲線



定速度機と呼ばれ、nはほぼ一定である。

電機子反作用による磁束の減少により、速度・トルク変化が鈍化する。



$$n = \frac{E}{k\phi} = \frac{V}{k\phi} = K' \frac{V}{I_a}$$

$$T = k\phi I_a = K' I_a^2$$

磁気飽和のため磁束がほぼ一定になると、トルク特性は直線に近づく。

P19

(1) 逆起電力

(2) 積

(3) 電機子反作用

(4) 双曲線

(5) 危険な高速度

## 直流電動機の始動・速度制御

### P20 始動方式

- ① 全電圧始動方式
- ② 低減電圧始動方式
- ③ 抵抗始動方式

- 限流形
- 限時形
- 逆起電力形

### P21 制動方式

- ① 機械的制動
- ② 空気制動
- ③ 電磁制動
- ④ 電気制動

- 発電制動
- 回生制動
- (逆転制動)

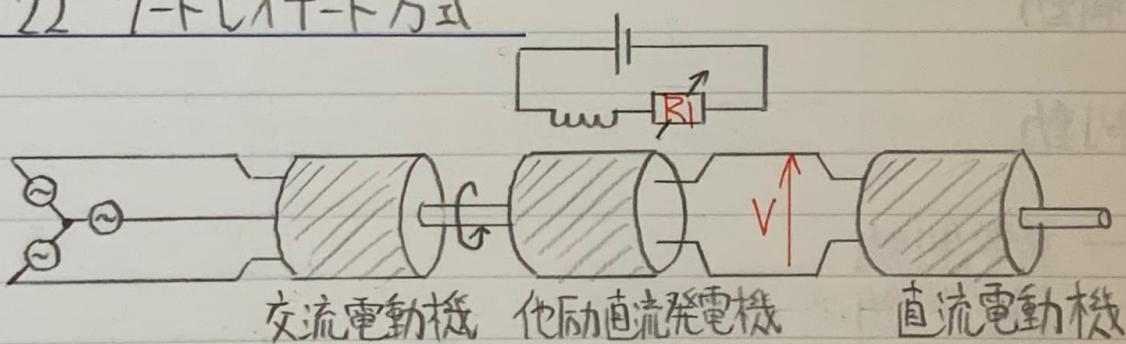
## P21 速度制御

$$n = k \frac{E}{\phi} = k \frac{(V - R_a I_a)}{\phi}$$

- ① 界磁制御法
- ② 抵抗制御法
- ③ 電圧制御法

┌── ワードレオトード方式 → 位ゲート方式  
 └── 静止レオトード方式  
 └── 直流チョップ方式

## P22 ワードレオトード方式



界磁調整抵抗器 \$R\_1\$ で 発電機の 界磁電流を 制御し、  
直流電動機の 速度制御を行ふ方式である。

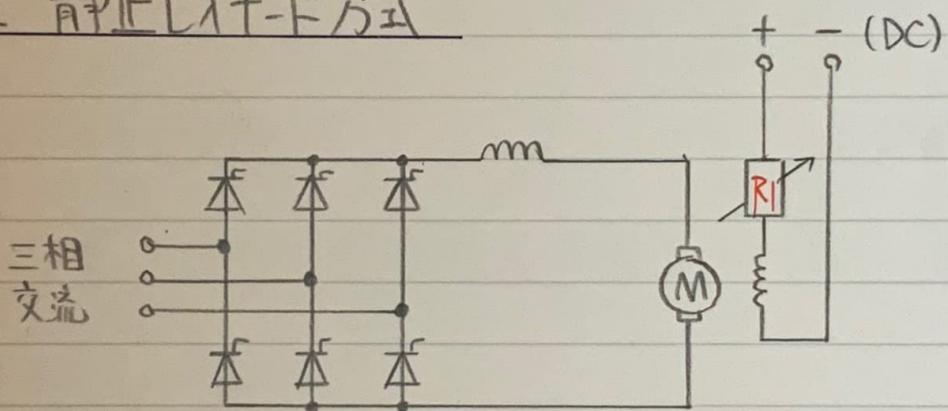
直流電動機の 誘導起電力が 大きくなると、回生制動を行ふことができる。

## P22 ワードレオトード方式 (つづき)

イレギュラ方式は、交流電動機の軸にフライホイールを装着したワードレオトード方式の一変形である。

急激な重負荷がかかるても短時間であれば速度変動を小さく抑えることができる。

## P22 静止レオトード方式



ワードレオトード方式における直流発電機をサイリスタに置き換えたものである。

P23 □

(1) 機械

(3) 電氣 制動

(5) 電圧

(2) 電氣

(4) 回生

# 直流機の効率と損失

P25 □

(1) 百分率

(2) 定格出力 / 定格入力

(3) 実測

(4) 個別

(5) 規約

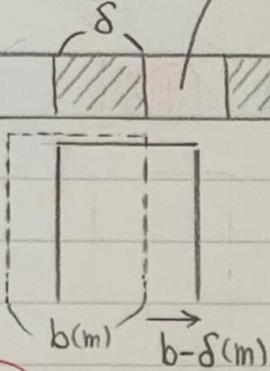
## 1章 練習問題

1

(1) 短絡

整流子片

(2)



$$T_c = \frac{b - \delta}{v_c} (s)$$

(3) リンク電圧

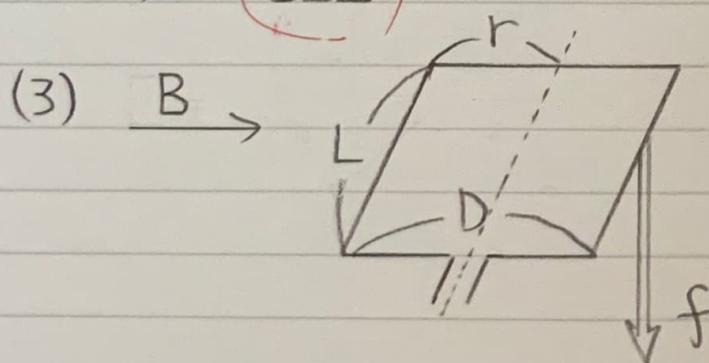
(4) 直線

(5) 補極

2

$$(1) e = BLv$$

$$(2) f = BLI$$



[2] (つづき)

(3) 磁極数  $2P$  のとき  $2P \cdot \phi = B \times \pi D L$  より

$$B = \frac{2P\phi}{\pi D L} \text{ (T)}$$

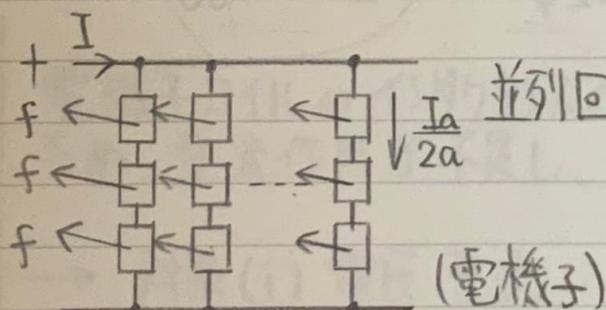
回転速度  $n (\text{min}^{-1}) = \frac{n}{60} (\text{s}^{-1})$  より 周速度  $v (\text{m/s})$  は

$$v = \frac{n}{60} \times \pi D \text{ (m/s)}$$

以上より

$$E = \frac{Z}{2a} \cdot \frac{2P\phi}{\pi D L} \cdot L \cdot \frac{n}{60} \pi D = \frac{PZ}{60a} \cdot \phi n$$

(4)

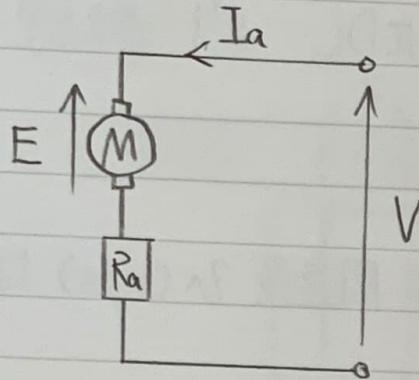


$$T = Zf \times \frac{D}{2} = Z \cdot BL \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{D}{2}$$

$$= Z \cdot \frac{2P\phi}{\pi D L} \cdot L \cdot \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{D}{2} = \frac{PZ}{2\pi a} \phi I_a$$

2 (つづき)

(5)

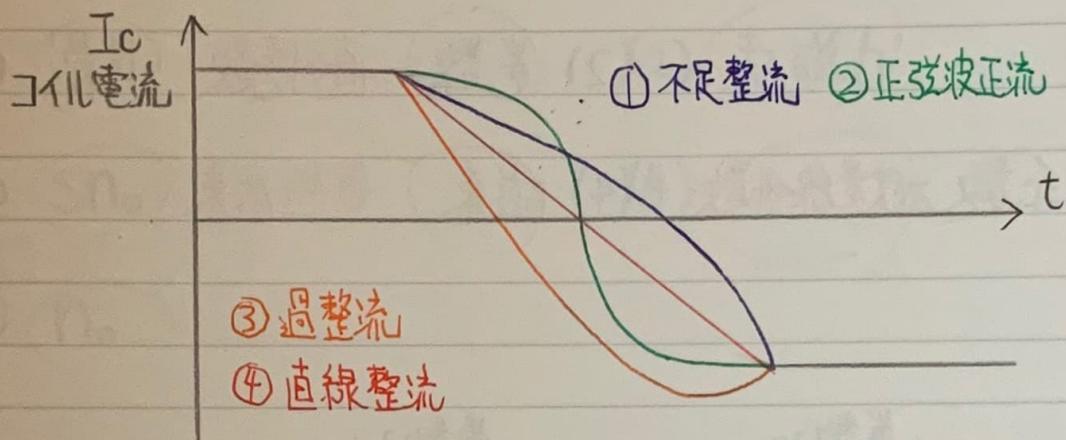


$$E = V - R_a I_a$$

$$\text{機械的出力 } EI_a = VI_a - R_a I_a^2$$

$$EI_a = \frac{PZ}{60a} \phi n \times T \cdot \frac{2\pi a}{PZ\phi} = 2\pi T \cdot \frac{n}{60}$$

## P6 整流



ブラシで短絡したコイルの電流方向がその短絡期間中に反転することを整流という。

### ① 不足整流

電機子コイルのインダクタンスの影響で電流変化が遅れるため、整流作用が不足し、ブラシ後端から火花を生じる整流

- 対策(i) 電圧整流：補極を強め、起電力を大きくする。
- 対策(ii) 抵抗整流：ブラシ接触抵抗を大きくする。

### ③ 過整流

補極が強すぎる場合、電流変化が速すぎてブラシ前端から火花を生じる整流

### ④ 直線整流

電圧整流と抵抗整流が最適で無火花の理想的な整流

# 誘導電動機の原理

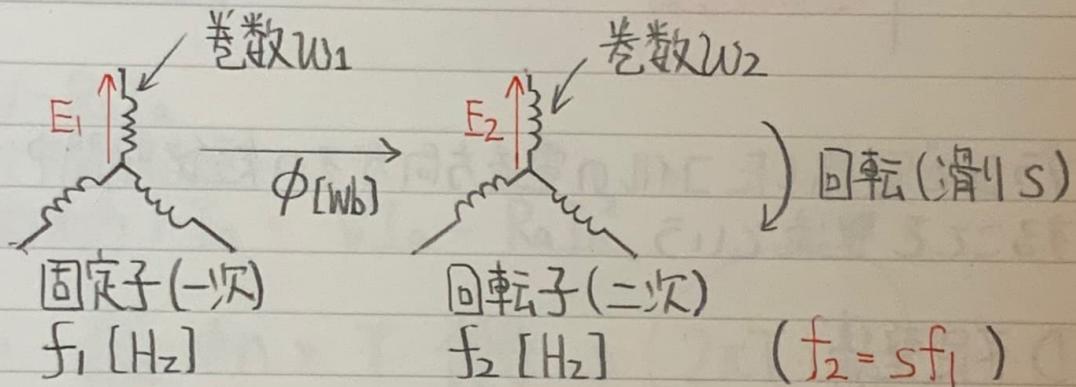
P31 □

(1) 回転

(2) 卷数 直列巻数

(3) 漏れ磁束係数 二次巻線係数 (4) 磁束 每極磁束

(5) 4.44



$$E_1 = 4.44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \phi [V]$$

$$E_2 = 4.44 \cdot k_2 \cdot s f_1 \cdot w_2 \cdot \phi [V]$$

P32 [2]

(1) 滑り

(2) 起磁力

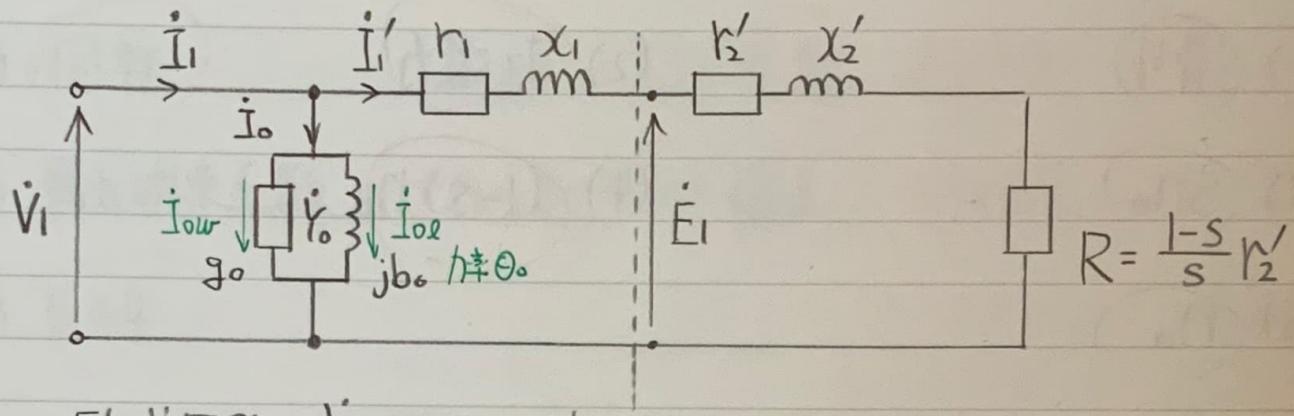
(3)  $Sn_0$

(4)  $(1-s) n_0$

(5)  $n_0$

# 三相誘導電動機の等価回路と特性

## P33 簡易等価回路



$$\text{励磁回路 } Y_0 = j2_0 - jb_0 \text{ [S]}$$

$$\text{励磁電流 } I_0 = Y_0 V_1 \text{ [A]}$$

$$\text{-次電流 } I_1 = I'_1 + I_0 \text{ [A]}$$

$$\text{-次負荷電流 } I'_1 = \frac{V_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}} \text{ [A]}$$

$$\text{-次入力 } P_1 = 3V_1I_1\cos\theta_1 \text{ [W]}$$

$$( \pm \theta_1 = \tan^{-1} \frac{x_1 + x_2'}{r_1 + \frac{R_2'}{s}} )$$

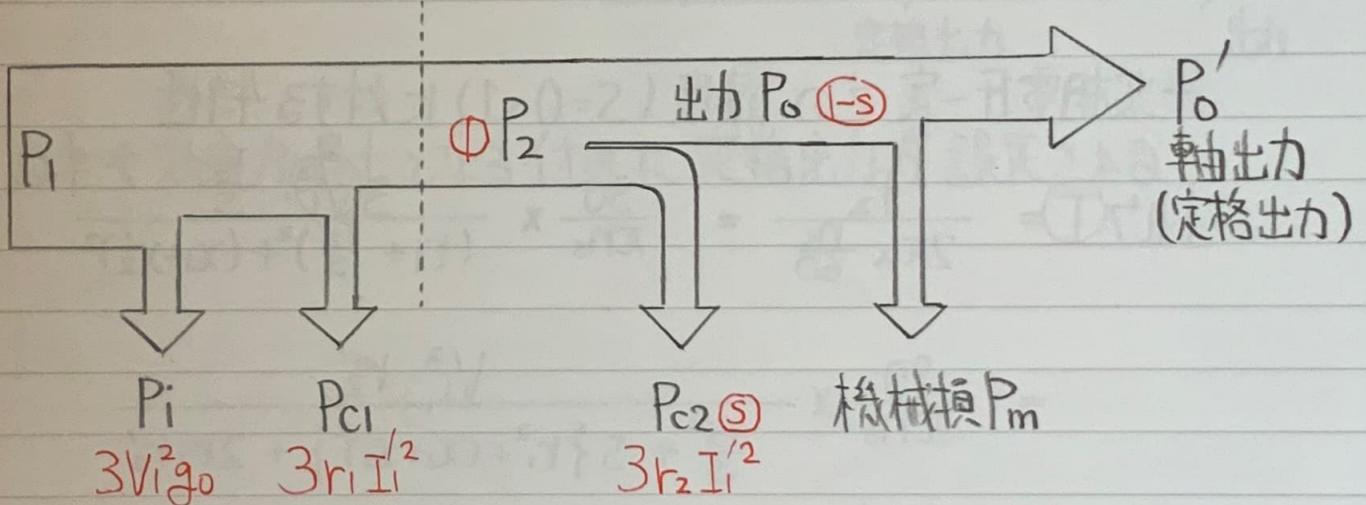
$$\text{二次入力 } P_2 = \frac{P_{c2}}{s} = \underline{3 \frac{R_2'}{s} I_1'^2} = \frac{3V_1^2 \cdot \frac{R_2'}{s}}{\left(r_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}$$

### P33 簡易等価回路

$$\text{鉄損 } P_i = 3V_1 I_{ow} = \underline{3V_1 g^2} = 3V_1 I_o \cos\theta_0 \text{ [W]}$$

$$\text{一次銅損 } P_{c1} = 3r_1 I_i'^2 \text{ [W]}$$

$$\text{二次銅損 } P_{c2} = 3r_2 I_i'^2 \text{ [W]}$$

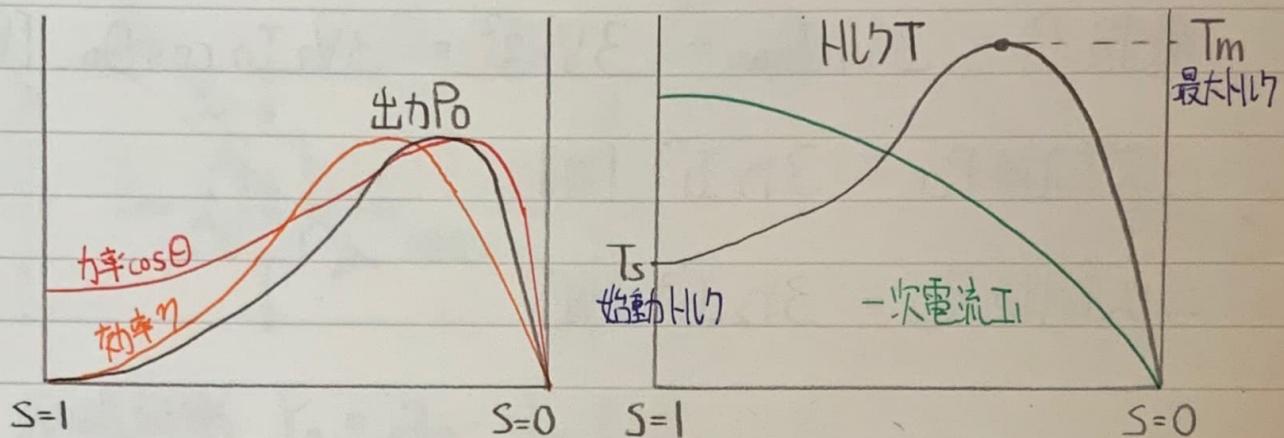


$$H\vec{L}T = \frac{P_o}{\omega} = \frac{P_o}{2\pi \times \frac{n}{60}} \text{ [N}\cdot\text{m]}$$

$$= \frac{P_2}{\omega s} = \frac{P_2}{2\pi \times \frac{n_s}{60}} \text{ [N}\cdot\text{m]}$$

ただし  $P_2$  同期ワット

### P35 三相誘導電動機の速度特性



一次相電圧一定時の速度 ( $S=0 \sim 1$ ) に対する特性

$$\text{トルク } T = \frac{P_2}{2\pi \times \frac{n_s}{60}} = \frac{30}{\pi n_s} \times \frac{3V_1^2 \cdot r_2'}{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}$$

$$= \frac{90}{\pi n_s} \times \frac{V_1^2 \cdot r_2'}{\frac{r_2'^2}{s} + s\{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2\} + 2r_1 r_2'}$$

最大トルク  $T_m$  となるとき、上式の分母は最小となるから

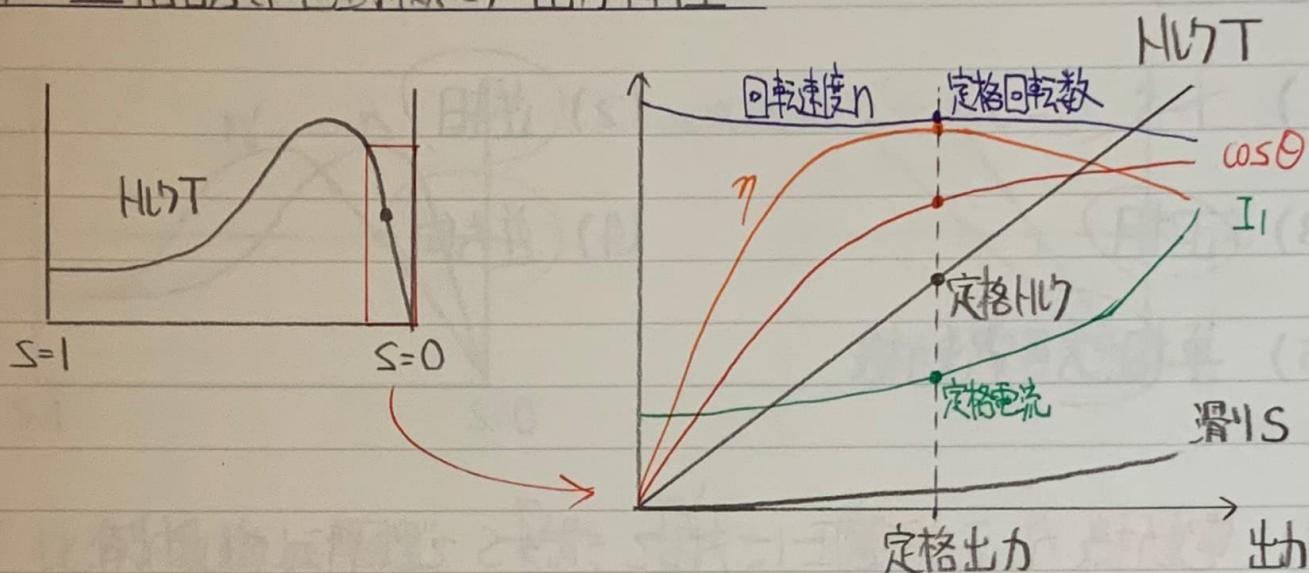
$$\frac{r_2'^2}{s} = s\{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2\}$$

$$\therefore S = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

$$\therefore T_m = \frac{90}{\pi n_s} \cdot \frac{V_1^2 \cdot r_2'}{2r_1 r_2' + 2r_2' \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

$$= \frac{45}{\pi n_s} \cdot \frac{V_1^2}{r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad \cdots r_2' と無関係$$

# P37 三相誘導電動機の出力特性



力矩や効率が最大となる附近に定格出力が設定される。

P38 □

(1) ~~+S 2-S~~

(2) 逆相

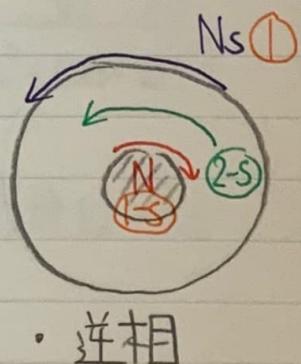
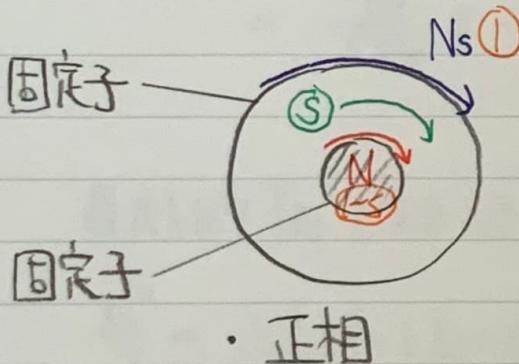
(3) 正相

(4) 逆方向

(5) 単相誘導電動機

(1) 電動機が正相電圧に対して滑り  $S$  で回転しているとき、逆相電圧によると固定子に発生する回転磁界は正相分と逆方向分があり、かつ回転速度の絶対値が等しい。

したがって逆相分に対する滑りは  $2-S$  となる。

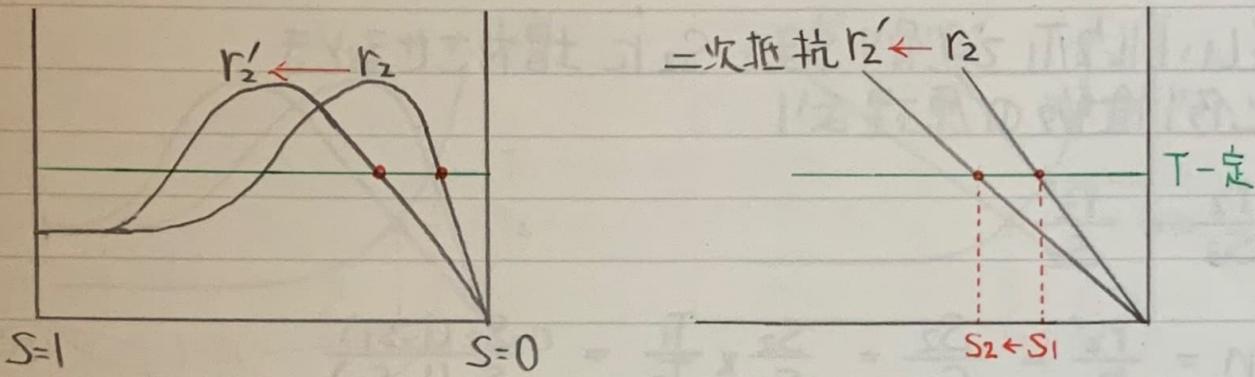


$$S = \frac{Ns - N}{Ns}$$

$$2-S = \frac{Ns + N}{Ns}$$

## トルクの比例推移

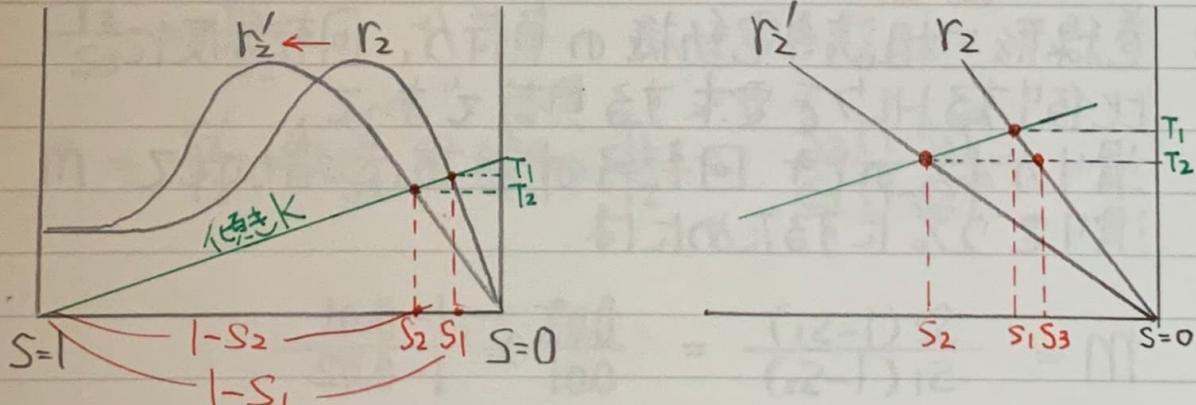
### P41 定トルク負荷の場合



$$\text{比例推移の原理 } \frac{r_2}{S_1} = \frac{r_2'}{S_2} = \text{一定}$$

$$m = \frac{r_2'}{r_2} = \frac{S_2}{S_1}$$

### P42 ハイクが速度に比例する負荷の場合



$$T_1 = k(1-S_1), T_2 = k(1-S_2) \quad \frac{T_2}{T_1} = \frac{1-S_2}{1-S_1}$$

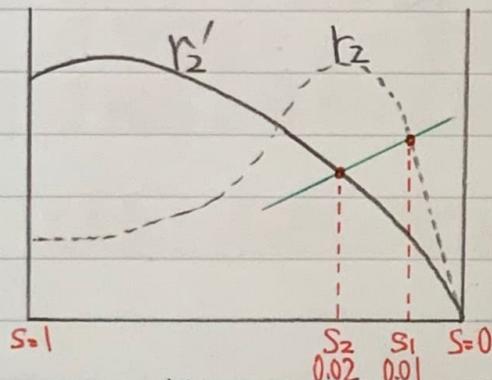
$$S_3 = S_1 \times \frac{T_2}{T_1}$$

## P42 トルクが速度に比例する負荷の場合 (つづき)

等しいトルク  $T_1$  が滑り  $S_3$  を  $S_2$  に増大させるととき  
比例推移の原理より

$$\frac{r_2}{S_3} = \frac{r_2'}{S_2}$$

$$m = \frac{r_2'}{r_2} = \frac{S_2}{S_3} = \frac{S_2}{S_1} \times \frac{T_1}{T_2} = \frac{S_2(1-S_1)}{S_1(1-S_2)}$$

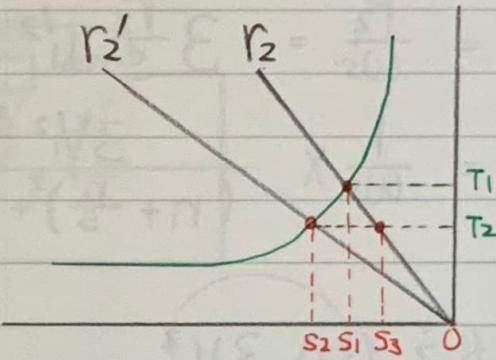
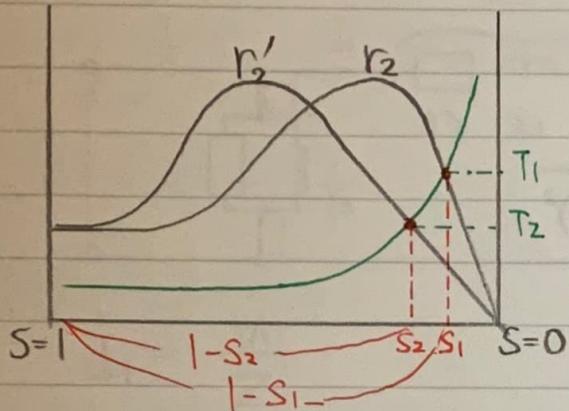


例：巻線形三相誘導電動機の負荷が、回転速度に比例するトルクを要求する負荷であって、滑りが1%のとき 回転子の抵抗を増加して滑りを2%にするためには

$$m = \frac{S_2(1-S_1)}{S_1(1-S_2)} = \frac{0.02}{0.01} \times \frac{1-0.01}{1-0.02} \\ = 2.02$$

したがて 回転子抵抗を 2.02倍にすればよい。

### P43 トルクが速度の2乗に比例する負荷の場合



$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{(1-S_2)^2}{(1-S_1)^2}$$

$$S_3 = S_1 \times \frac{T_2}{T_1}$$

等しいトルク  $T_1$  を得る  $S_3$  を  $S_2$  に増大させるととき  
比例推移の原理より

$$\frac{r_2}{S_3} = \frac{r_2'}{S_2}$$

$$m = \frac{r_2'}{r_2} = \frac{S_2}{S_3} = \frac{S_2}{S_1} \times \frac{T_1}{T_2} = \frac{S_2(1-S_1)^2}{S_1(1-S_2)^2}$$

P43 □

$$(1) T = \frac{P_2}{\omega s} = 3 \frac{r_2'}{s} I_1'^2 \times \frac{1}{\omega s}$$

$$= \frac{1}{\omega s} \times \frac{3V_1^2 \frac{r_2'}{s}}{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}$$

したがって (□)  $3V_1^2$ 

(2) 停動

(3)  $r_2'$ 

(4) 反比例

(5) 増加

(4) 最大トルク  $T_m$  を生じる回転速度以下の範囲では (1)式において

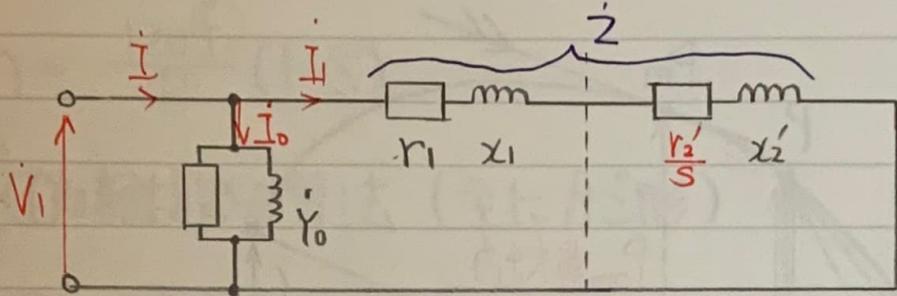
$$r_1 + \frac{r_2'}{s} \ll x_1 + x_2' \text{ なので}$$

$$T = \frac{1}{\omega s} \times \frac{3V_1^2 \cdot \frac{r_2'}{s}}{(x_1 + x_2')^2} \propto \frac{1}{s}$$

したがって 滑り S に対して 反比例となる。

# 円線図

## P46 誘導機の簡易等価回路

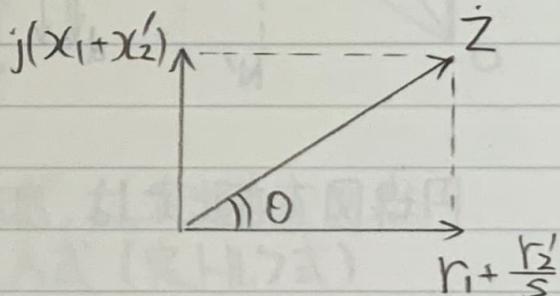


$$I_1 = \frac{V_1}{Z}$$

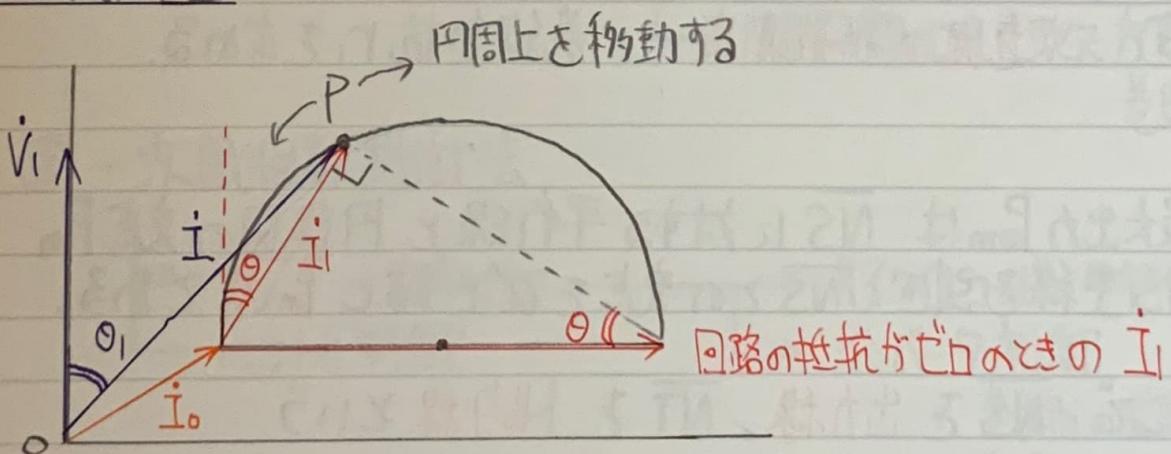
$V_1$  と  $I_1$  の位相差を  $\theta$  とすると  $\sin\theta = \frac{x_1+x_2'}{Z}$

$$\therefore I_1 = \frac{V_1}{x_1+x_2'} \sin\theta$$

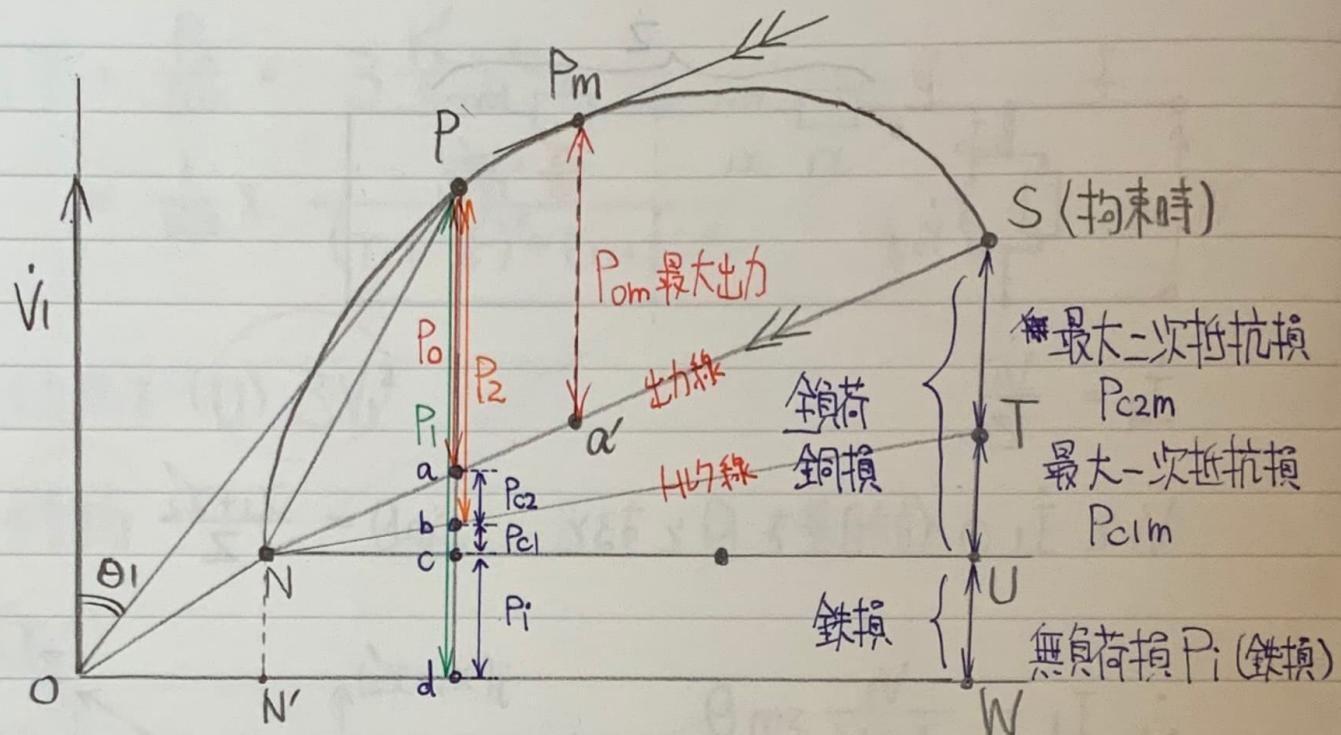
直径  $\frac{V}{x_1+x_2'}$  の円を描く。



## P46 円線図



## P46 円線図 (つづき)



円線図を描くには、次の試験によて諸量を求める。

- ① 無負荷試験 点N(無負荷電流・無負荷損)を求める
- ② 動束試験 点S(全負荷電流・全負荷損)を求める
- ③ 一次巻線の抵抗測定 卷線抵抗 $r_1$ を求める。

最大出力 $P_{om}$ は  $\overline{NS}$ に対する平行線と円線図の交点 $P_m$ から垂線を引き、 $\overline{NS}$ との交点を $a'$ とすると  $P_m a'$  である。

ここで  $\overline{NS}$ を 出力線、 $\overline{NT}$ を 効率線 という。

# 三相誘導電動機の速度制御

## P48 速度制御

$$n = \frac{120f_1}{P} (1 - S)$$

### ① 極数切替法（主にかご形）

### ② 滑り調整法

- 一次電圧制御法
- 二次電力制御法（巻線形）

- 二次抵抗制御
- 二次励磁磁制御

- クレーマ方式（定出力式）
- セルビウス方式（定トルク式）

- 静止セルビウス方式
- 超同期セルビウス方式

巻線形の主流

### ③ 一次周波数制御法

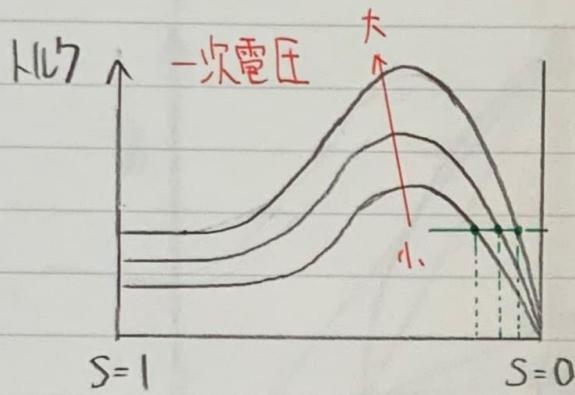
- V/f-定制御
- ベクトル制御

- サイクロコンバータ制御
- インバータ制御

巻線形の主流  
かご

## P48 一次電圧制御法

トルクが一次電圧  $V_1$  の 2乗に比例することを利用する。

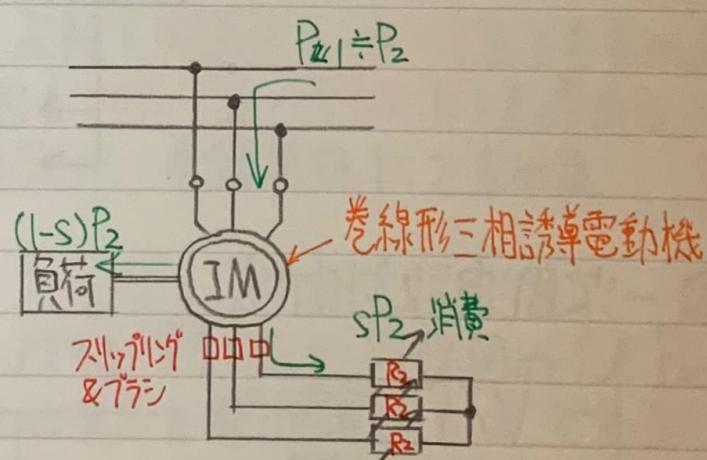
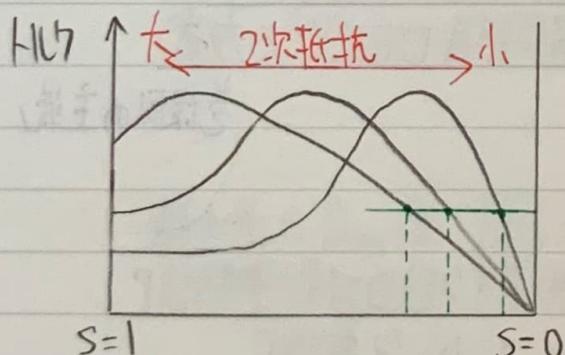


セイリストなどを使う

一定周波数  $f_1$  - 定  $\omega$  一次電圧  $V_1$  を調整する。

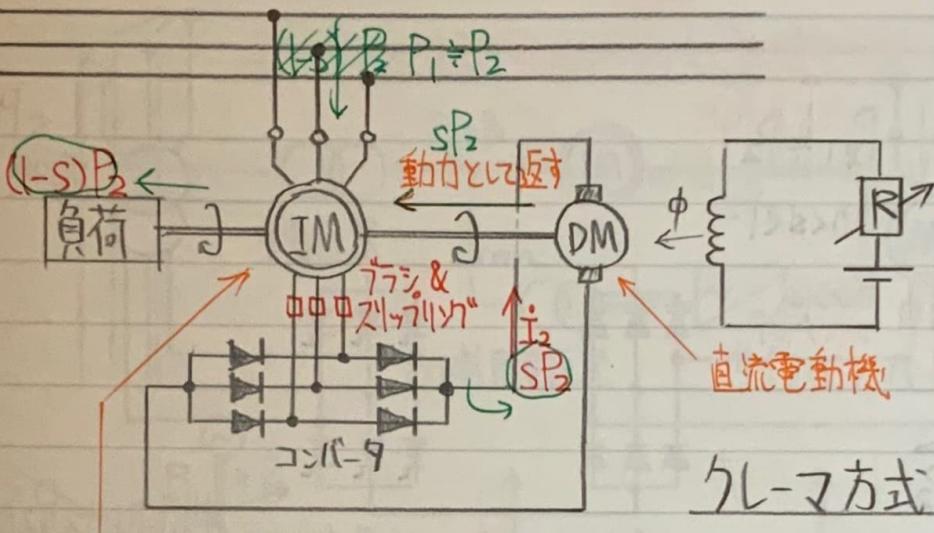
これにより トルク-速度曲線を変化させ、すなわち滑り  $S$  を変化させ、回転速度を調整する。

## P48 二次抵抗制御



巻線形誘導電動機の二次抵抗を変化させて、比例推移の原理により 滑り  $S$  を変化させ、回転速度を調整する。

## P49 二次励磁制御 - クレマ方式



クレマ方式(定出式)

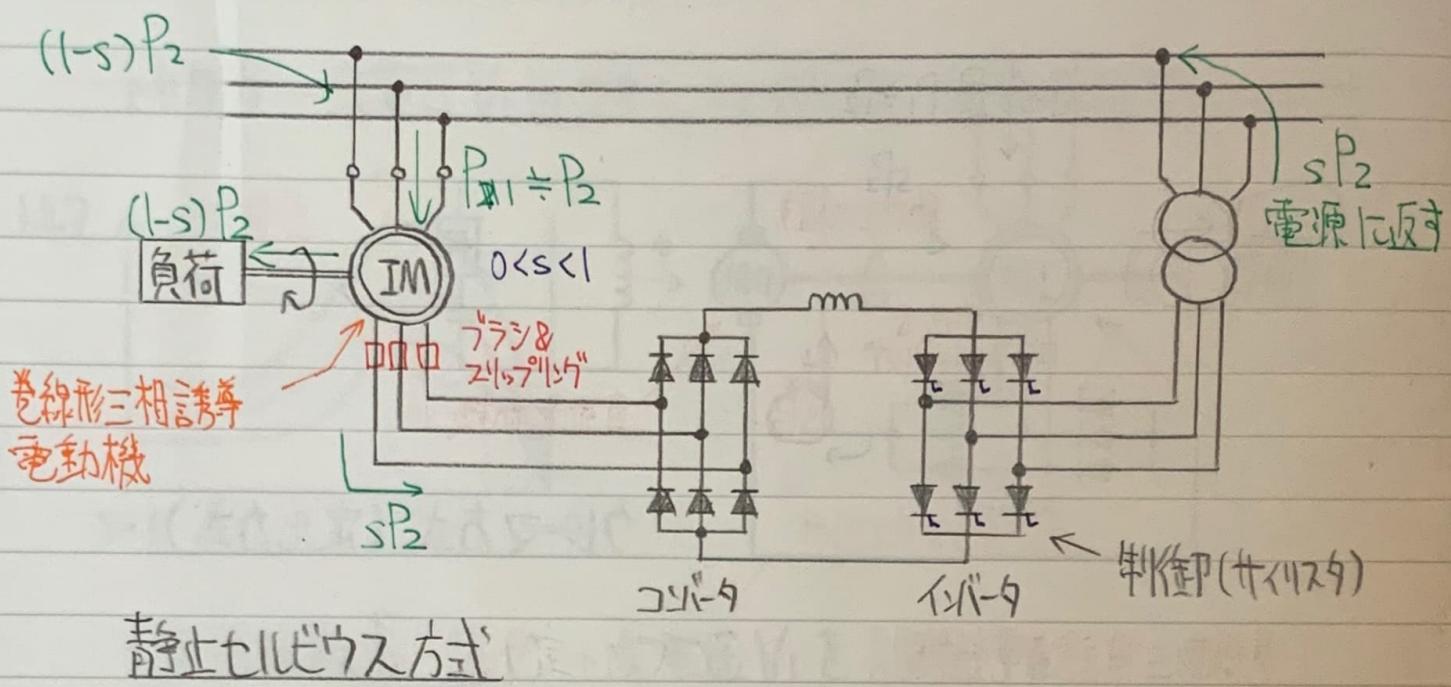
巻線形三相誘導電動機

二次抵抗制御を損失とした  $SP_2$  が DM に供給され、  
DM はそれを機械的動力に変えて負荷軸の駆動に  
利用する。

直流機の界磁を強めるとトルクが減少して速度が低下、  
弱めると速度が上昇するので、負荷のトルクに合った  
滑り S に速度制御ができる。

[ 界磁を強めると DCM の誘導電圧  $E$  が上昇し、IM の  
二次電流  $I_2$  (DCM の電機子電流) が減少して、  
IM のトルクが減少する。 ]

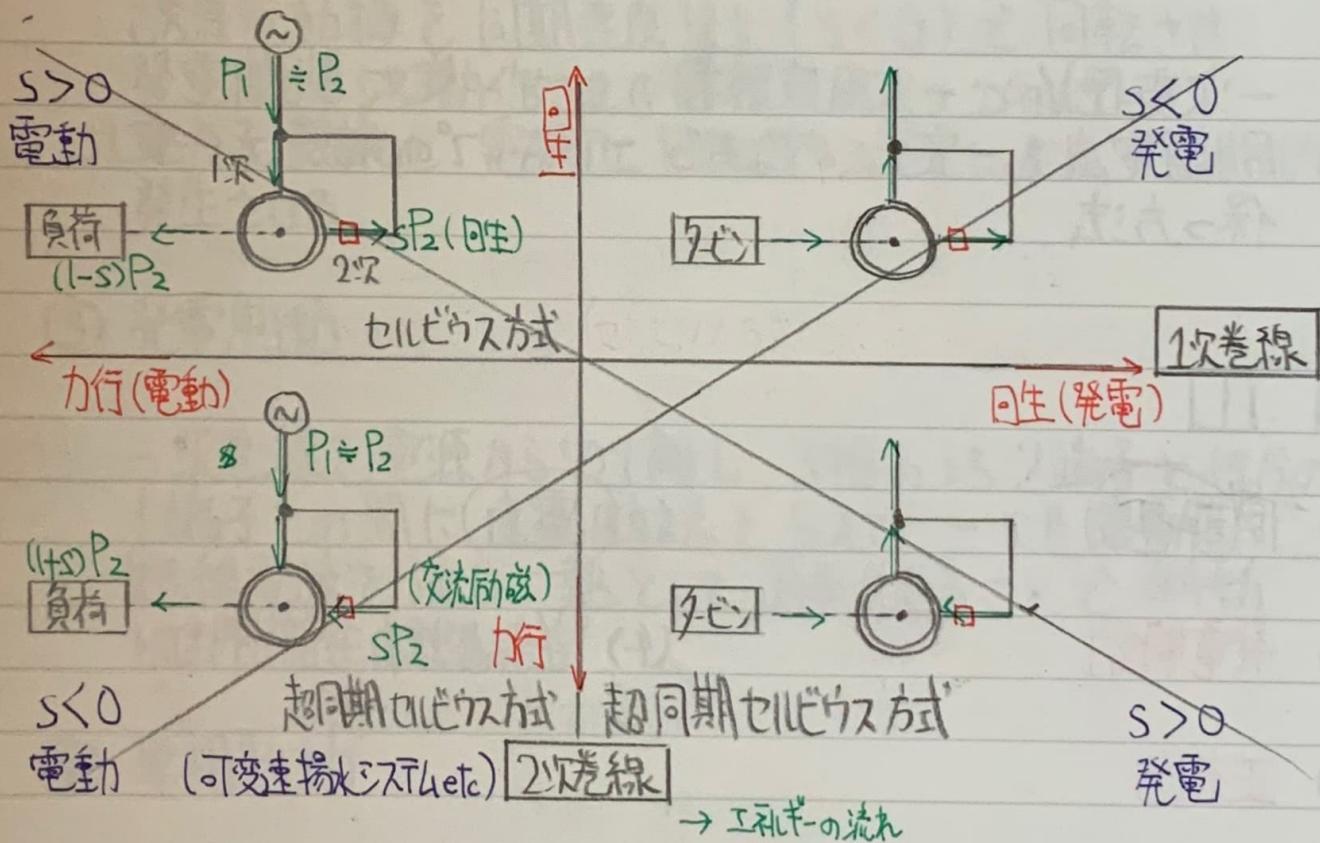
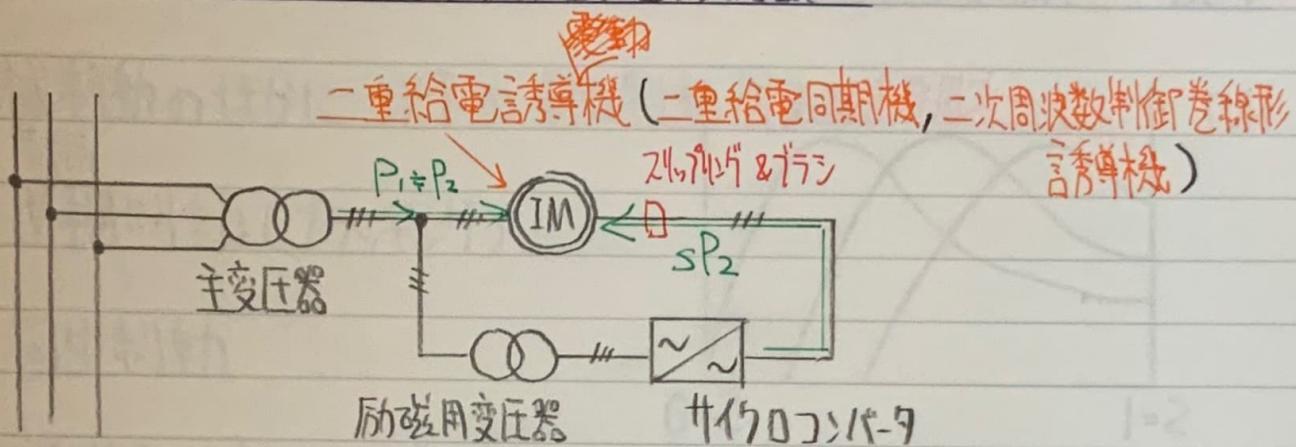
## P49 二次励磁磁制御 - 静止セルビュス方式



クランク方式の直流電動機の軸と別の誘導発電機の軸と接続し、出力を電源側に返送する方式をセルビュス方式という。

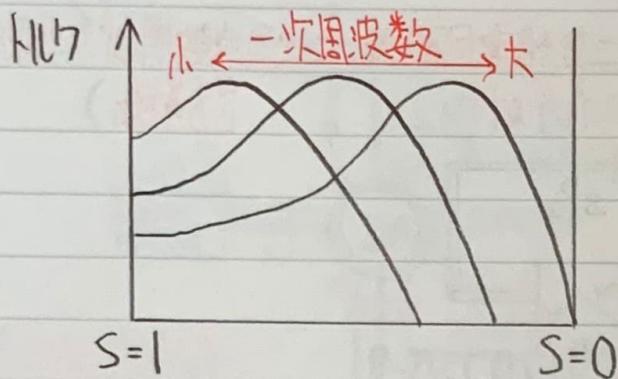
セルビュス方式の直流電動機と誘導発電機をサイリスタなどに置き換えた静止セルビュス方式が主流である。

# P49 二次励磁制御 - 超同期セルビュス方式



巻線形のストップリゲンを介して回転子側の二次電力を取り出す  
セルビュス方式に対して、逆に回転子側に電力を供給して  
広範囲な速度制御を可能とした超同期セルビュス方式がある。

## P50 一次周波数制御 - V/f- 定制御



一次電圧  $V_1$  と 一次周波数  $f_1$  の比を一定に制御し、  
励磁電流を一定に、すなわち エアギャップの 磁束を一定に  
保つ方法。

## P51 □

(1) 同期速度

(2) 電力

(3) 発電制動

(4) 逆転制動 逆相制動

(5) 正相分

## P51 誘導電動機の制動方法

機械制動のほかに 以下の電気制動がある。

### ① 逆相制動(ブレーキング)

### ② 回生制動

誘導電動機を 同期速度以上 ( $S < 0$ ) で 回転させ  
発電機として動作させ、回転体のもつエネルギーを  
電力に変換し、電源に回生させることにより、制動トルクを  
発生させる。

### ③ 発電制動

一次巻線を電源から切り離し、3相のうち 2 端子とほがの  
1 端子との間に 直流励磁磁を与えて、二次巻線中に  
短絡電流を流し、熱として 消費させることで 制動  
トルクを発生させる。

### ④ 単相制動

一次側の 2 相を短絡し、他の 1 相との 単相接続の  
単相誘導電動機に 切り替える。これにより 正相分  
トルクと 逆相分トルクが 発生する。二次抵抗を 大きくすると  
逆相分トルクが 増大し、正相分トルクとの 差分が  
制動トルクとして 生じる。発電制動と違い、直流  
励磁装置が 不要 である。

P51 [2]

(1)  $T = J \frac{d\omega}{dt}$  [N·m] (1)

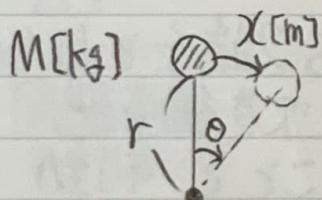
(2)  $\frac{1}{a}$  (2)

(3)  $\frac{1}{a^2}$  (3)

(4) ~~始動補償器法~~ 二次抵抗法

(5)  $W = \frac{1}{2} J \omega^2$  [J] (5)

(1) 回転体の運動方程式



$x = r\theta$  より

$v = \frac{dx}{dt} = \frac{r \cdot d\theta}{dt} = r\omega$

$F = Ma = M \frac{dv}{dt} = Mr \frac{d\omega}{dt}$

$T = Fr = Mr^2 \frac{d\omega}{dt} = J \frac{d\omega}{dt} = J \frac{d^2\theta}{dt^2}$

以上より  $T = J \frac{d\omega}{dt}$  [N·m] (1)

また回転体の運動エネルギーは  $\frac{1}{2} J \omega^2$  [J] となる。 (5)

P51 [2]

(1) 角速度  $\omega$  [rad/s] に達するまでの 始動時間  $t_s$  は

$$t_s = \int_0^{t_s} dt = \frac{J}{T} \int_0^{\omega} d\omega = \frac{J}{T} \omega \quad [s]$$

よって ブレーキが小さければ 始動時間は長くなる。

(5) 始動時の 二回路の 発熱量を  $W_2$  [J] とする。

$$\text{二次銅損 } P_{c2} = \frac{s}{1-s} P_0$$

$$\text{出力 } P_0 = \omega T, \quad (1) \text{式: } T = J \frac{d\omega}{dt} \quad \text{より}$$

$$P_{c2} = \frac{s}{1-s} \cdot \omega T = \frac{s}{1-s} \cdot J \omega \frac{d\omega}{dt}$$

$$W_2 = \int_0^{t_s} P_{c2} \cdot dt = \int_0^{t_s} \frac{s}{1-s} J \omega d\omega$$

ここで 同期角速度を  $\omega_s$  とすると

$$\omega = \omega_s(1-s) \quad \text{より} \quad d\omega = -\omega_s \cdot ds$$

始動時 ( $s=1$ ) から 同期速度 ( $s=0$ ) まで 加速するとき

$$\begin{aligned} W_2 &= \int_0^{t_s} \frac{s}{1-s} J \omega d\omega = \int_1^0 \frac{s}{1-s} J \omega_s (1-s) \cdot (-\omega_s \cdot ds) \\ &= \int_1^0 s (-J \omega_s^2) \cdot ds = \underline{\underline{\frac{1}{2} J \omega_s^2}} \end{aligned}$$

P51 [2]

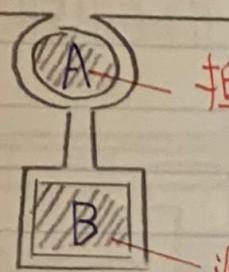
$$(5) W_2 = \frac{1}{2} J w_s^2$$

すなはち 始動時の運動エネルギーと等しいエネルギーが一次銅損として消費される. このため慣性モーメントが大きい負荷を負って始動する場合は発熱量も多くなる.

かご形ではこの熱量が全て回転子の温度上昇に関わるが、巻線形ではこの熱量の大部分を外部抵抗で消費するため、電動機の温度上昇を低めに抑えられる.

## 特殊誘導電動機

### P54 二重かご形誘導電動機



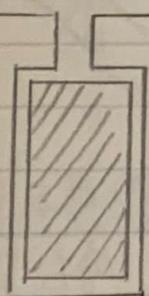
抵抗の大きい導体

漏れ磁束・リアクタンスが大きい導体

始動時(Sが大きい)は漏れリアクタンスが大きいBを避け、電流は高抵抗の導体Aを流れる。これにより始動トルクが大きくなる。

運転状態(Sが小さい)では 低抵抗の導体Bを電流が流れ、運転効率が良い。

### P55 深溝かご形誘導電動機



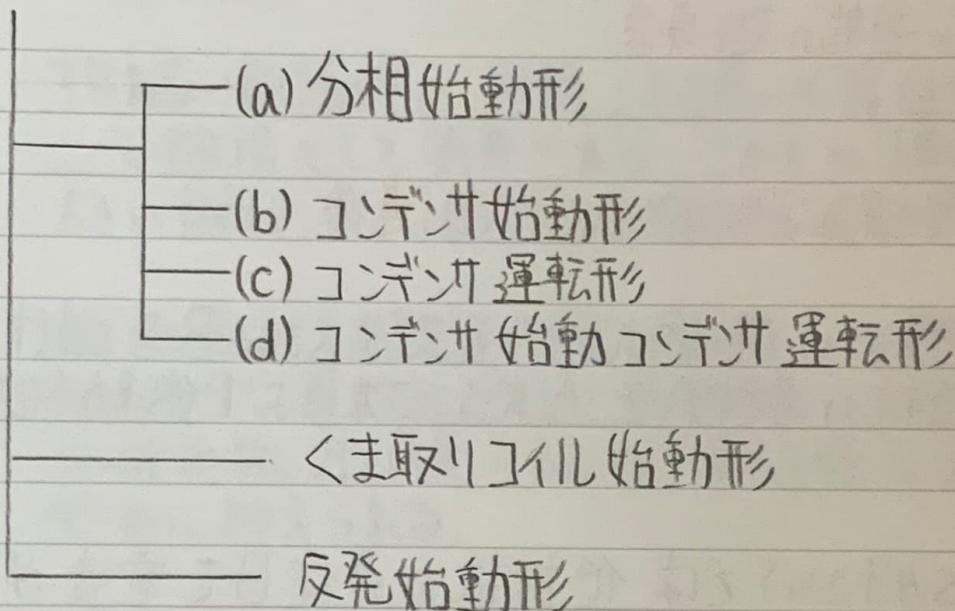
} 表面

} 底部(漏れリアクタンスが大きい)

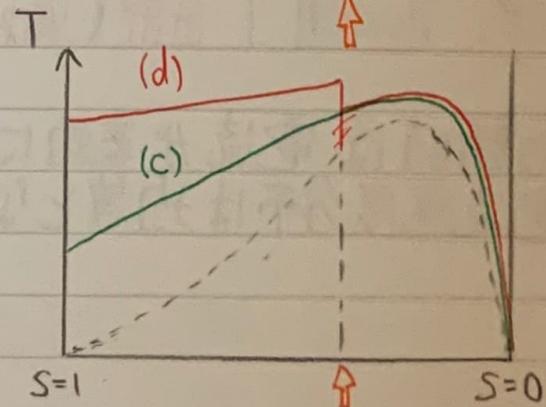
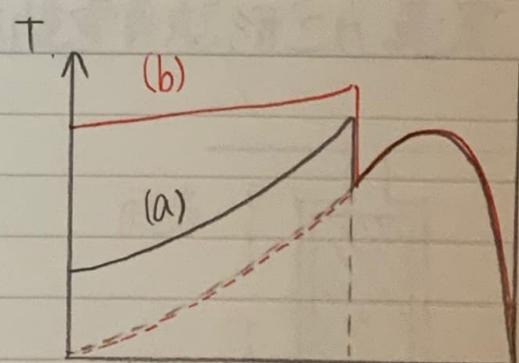
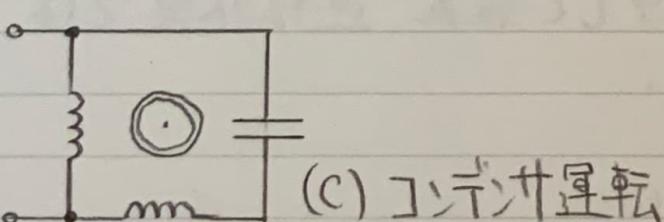
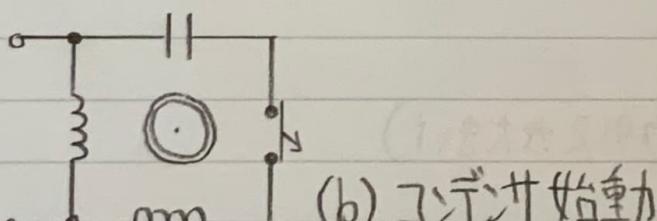
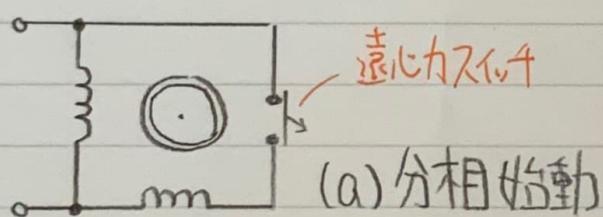
始動時は電流が表面に集中して流れ、運転状態では電流密度分布は均等となる。

# P55 単相誘導電動機

## 始動法

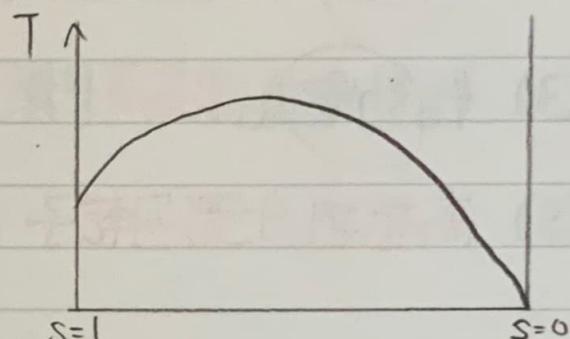
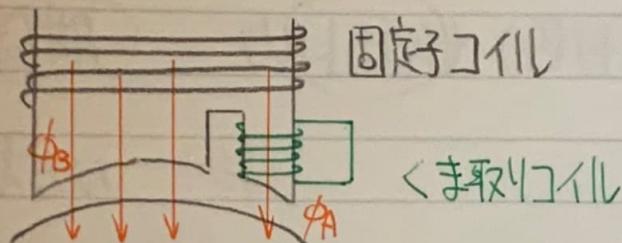


### ① 分相始動・コンデンサ形



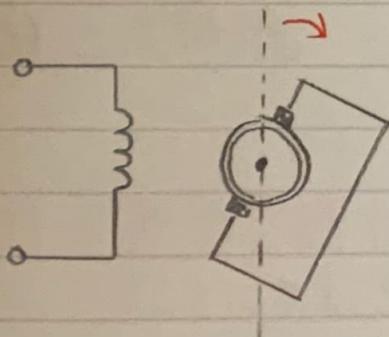
## P55 単相誘導電動機 (つづき)

### ②くま取りコイル始動形



くま取りコイルと呼ばれる短絡環により 主磁束( $\phi_B$ )より 遅れた磁束( $\phi_A$ )をつくり、移動磁界を発生させる。構造が簡単で安価である。

### ③ 反発始動形



回転子巻線は直流機の電機子同様、整流子付の巻線を持っており、ブラシを短絡した構造とかっている。

固定子巻線との角度θが  $0^\circ < \theta < 90^\circ$  のトウガ生じる。

P58

□

(1) スロット

(3) 始動電流

(5) 高抵抗かご形回転子

深溝かご形回転子

(2) 高抵抗かご形回転子

(4) 始動トルク

P60

2

(1) 比例推移

(2) 深溝かご形

(3) 漏れインダクタンス二次周波数

(4) 漏れインダクタンス二次周波数

$$f_2 = sf_1$$

(5) 内側

## 2章 練習問題

1

(1) ~~H尤 - 速度~~

$$\frac{r_2'}{s} \times I_1'^2$$

(3) ~~同期~~

(4) 滑り 周波数

(5) ~~大きい 小さい~~

2

(1) ~~負~~

(2) ~~励磁電流~~

(3) ~~同期速度~~ 滑り

(4) ~~誘導オレキ 標準化~~

(5) ~~二次抵抗~~

(3) 同期発電機は励磁電流を加減して誘導起電力を調整することにより、出力を調整することが可能である。

一方、誘導発電機(かご形)は励磁電流の調整ができず、一次端子電圧が一定ならば、回転速度(滑り)ごと出力が決まってしまうことになる。

3

(1)  $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}}$

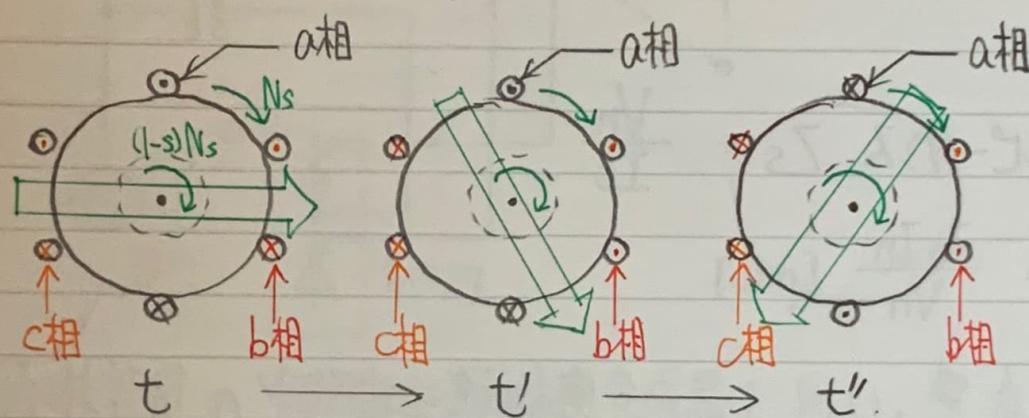
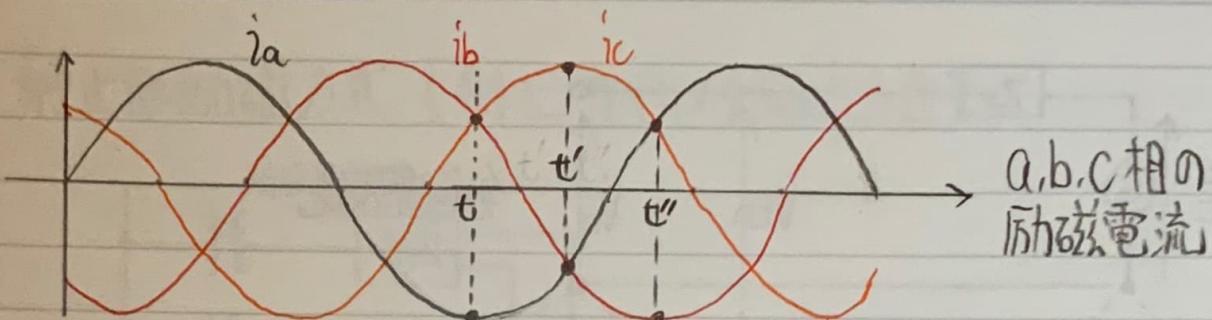
(2)  $\frac{w_s + w}{w_s}$

(3) 2-S

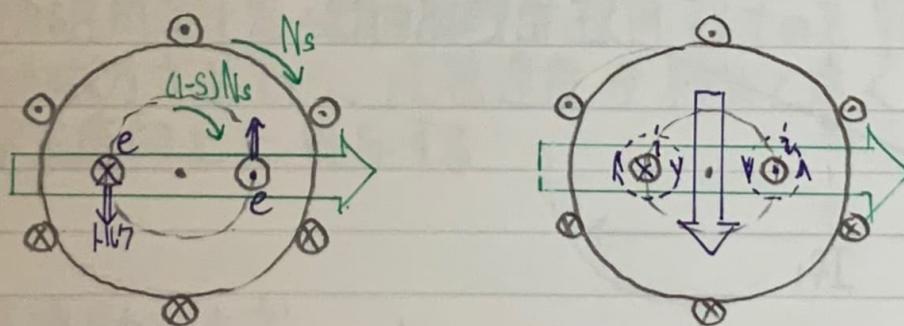
(4) 静止

(5) 同期速度

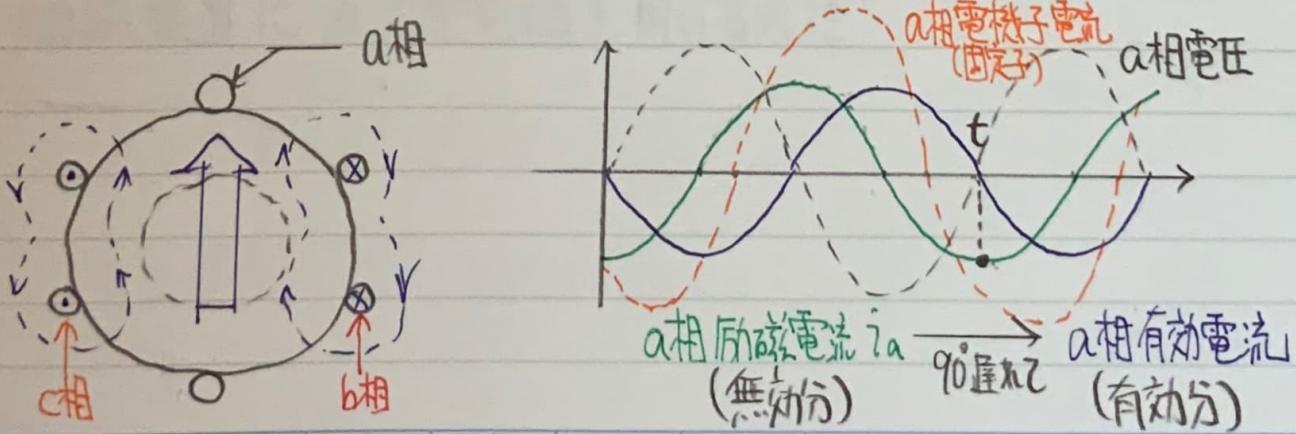
## P58 誘導發電機



時刻 $t$ において、回転子に電圧・電流が誘導され、磁界を生じる。

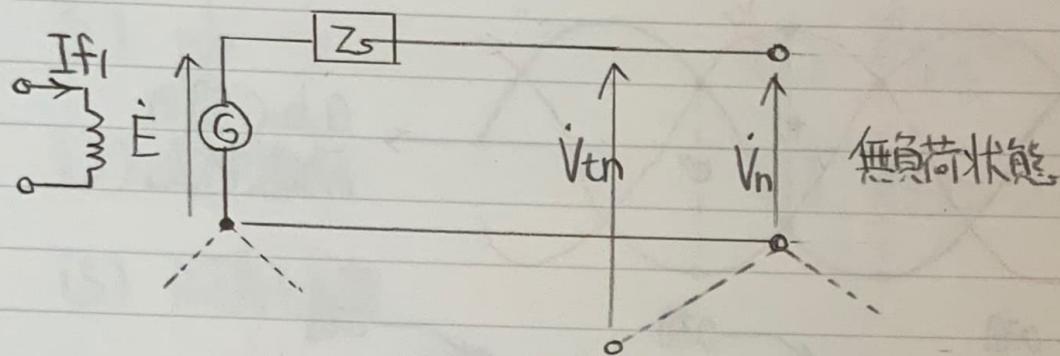


回転子による磁界を打ち消すように、固定子に有効電流が流れる。



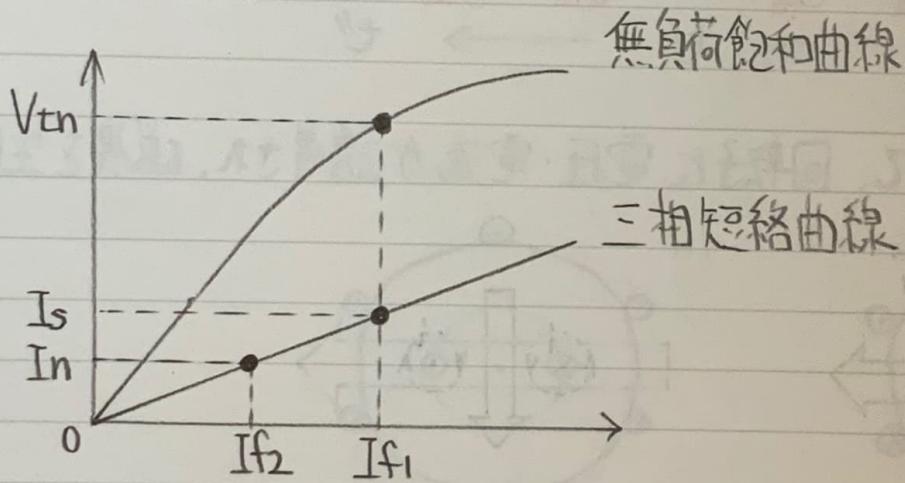
# 誘導起電力と短絡比

## P70 同期インピーダンスと短絡比



$$\text{同期インピーダンス } Z_s = \frac{V_n}{I_s}$$

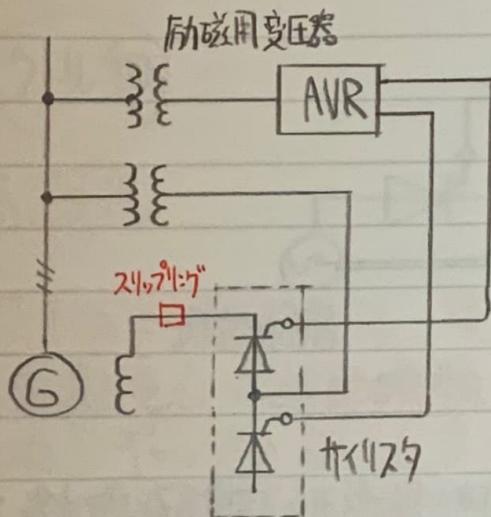
$$\% Z_s = \frac{Z_s I_n}{V_n} [\text{p.u.}]$$



$$\text{短絡比 } K_s = \frac{I_s}{I_n} = \frac{I_f_2}{I_f_1} = \frac{1}{\% Z_s} [\text{p.u.}]$$

## P72 励磁方式

### ① 静止形励磁方式（特にサイリスタ励磁方式）



励磁装置の電源に励磁用変圧器を用い、整流器と組み合わせて構成される方式

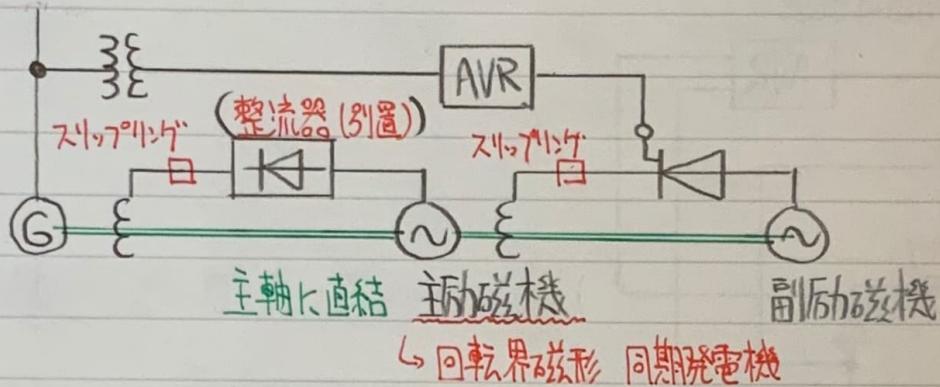
励磁用変圧器+サイリスタを使用するものを特にサイリスタ励磁方式という。応答速度が極めて速く、電力系統の安定度向上に寄与する。

### ② 直流励磁方式

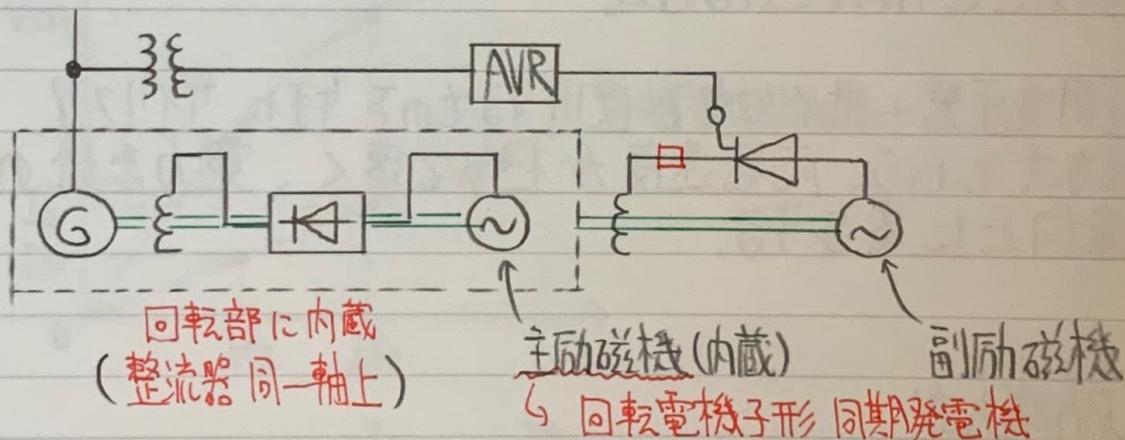
励磁装置に直流発電機を用いる方法

## P72 励磁方式 (つつき)

### ③ 交流励磁方式・(ブラシレス励磁方式)



励磁装置の電源に 励磁用回転界磁形 同期発電機を用い、整流器と組み合わせて構成される方式である。



主発電機と同一回転軸上に 励磁用回転電機子形 同期発電機と整流器を設置し、スリップリングを使用しないで、主発電機に界磁電流を供給する方式を特に  
ブラシレス励磁方式といふ。  
整流子・スリップリング・ブラシがないため 保守が容易で、信頼性が高い。

P73 □

(1) 方形波 台形

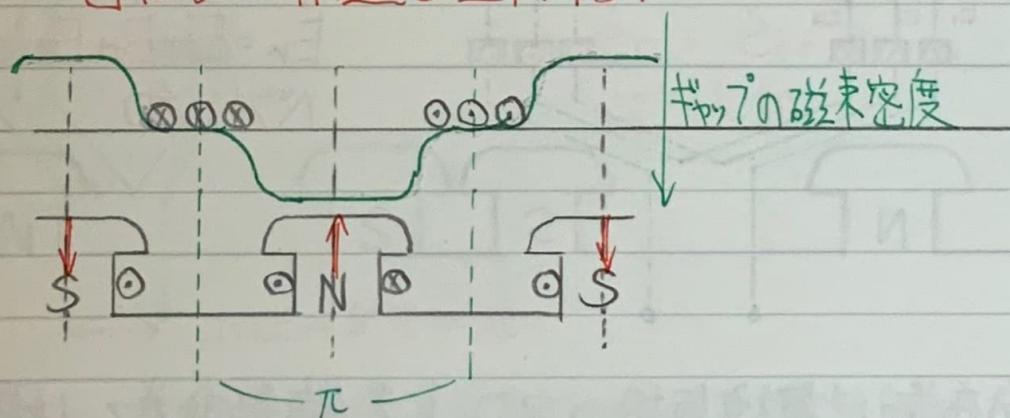
(3) ベクトル和

(5) 高調波

(2) 和 代数和

(4)  $\pi$

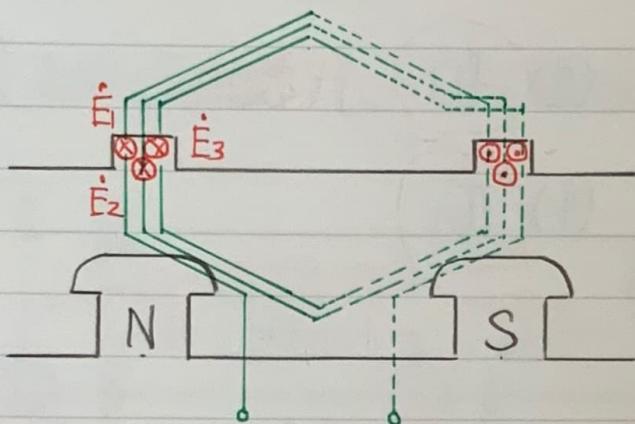
(1) 円筒形同期発電機は、電機子巻線の各コイル辺に誘導される起電力の波形がギャップの磁束密度の分布と相似のため、ギャップの磁束密度分布がなるべく正弦波に近くなるように回転子の構造を工夫する。



実際のギャップの磁束密度はほぼ台形に近く、起電力の波形もひずみ波になりやすい。

そこで電機子巻線を 分布巻 および 短節巻 とすることによて電機子巻線の誘導起電力を正弦波に近づけている。

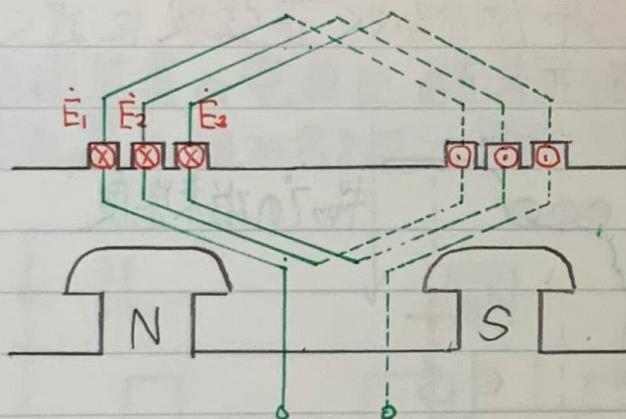
## P71 同転機の巻線



$$\vec{E}_r = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3$$

スカラー和

集中巻：電機子コイル1相を同じスロットに収めるもの

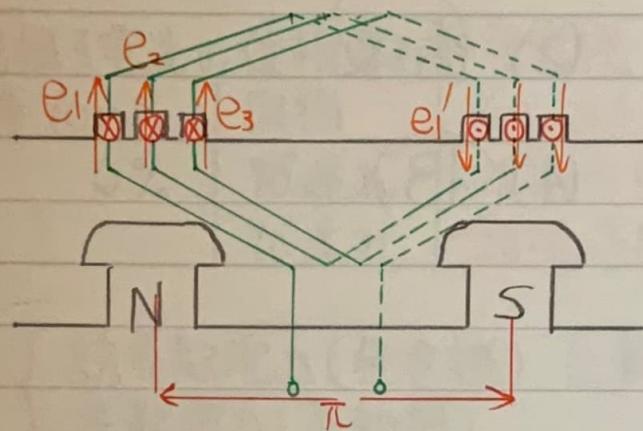


$$\vec{E}_r = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3$$

ベクトル和

分布巻：毎極毎相のスロットを複数にして(相の電機子コイルを分割して収めるもの)

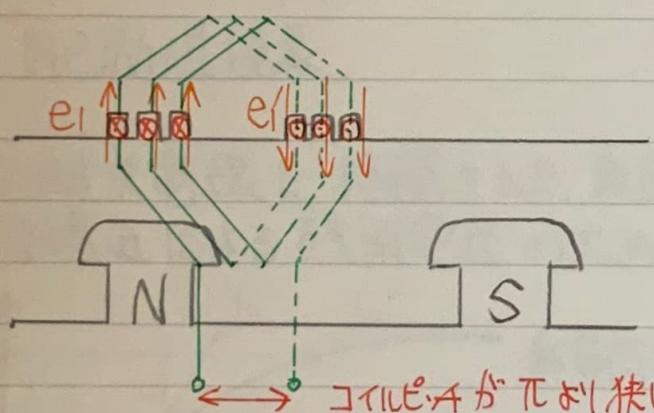
## P71 回転機の巻線 (つづき)



$$\dot{e}_{ri} = \dot{e}_1 + \dot{e}'_1$$

スカラ-和

全節巻：コイルピッチが磁極ピッチと等しい構造のもの



$$\dot{e}_{ri} = \dot{e}_1 + \dot{e}'_1$$

ベクトル和

短節巻：巻線を構成するコイルピッチを電気角  $\pi$  (rad) より小さくして、スロットに配置するもの

P76 [2]

(1) 電機子反作用

(2) 循環

(3) ~~對地~~

(4)  $\sqrt{3}$

(5) 接地線 中性點

## 電機子反作用と自己励磁現象

### P77 電機子反作用

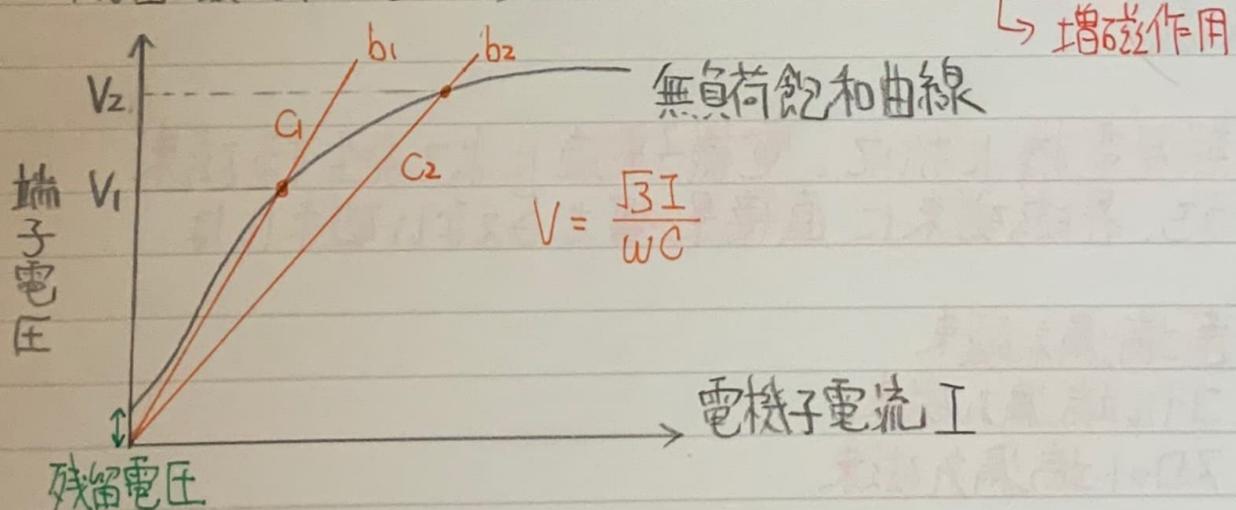
逆

電機子電流の位相(※)	発電機	電動機
力率 100% 0%	同相 90°遅れ	交せ磁化作用(左密) 減磁作用 増磁作用
90°進み	増磁作用	減磁作用

※ { 誘導起電力(発電機) に対する電機子電流の位相  
逆起電力(電動機)

### P78 自己励磁現象

長距離送電線に接続された無励磁の同期発電機には、  
残留磁気による残留電圧のための 90°進み電流が流れる。



線路静電容量が大きいと ( $C_1 < C_2$ )、充電特性曲線により  
端子電圧が上昇する ( $V_1 \rightarrow V_2$ )。

P79 □

(1) 容量

(2) 進み電流

(3) 電機子反作用

(4) 増磁

(5) 端子電圧

P79 □

(1) 反作用

(2) 漏れリアクタンス

(3) 交さ磁化

(4) 逆方向 逆位相

(5) 減磁

(2) 同期発電機において、電機子電流によって発生する磁束のうち、界磁磁束に直接影響を与えない磁束には

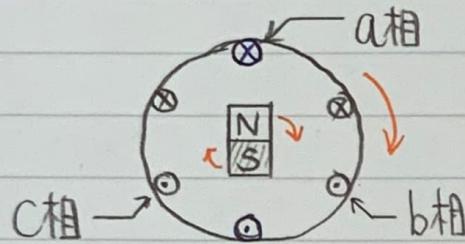
- ・ 齒端漏れ磁束
- ・ コイル端漏れ磁束
- ・ スロット端漏れ磁束

の3つが考えられ、これらを総称して電機子漏れ磁束と呼び、電機子巻線中において逆起電力を発生する。

No.

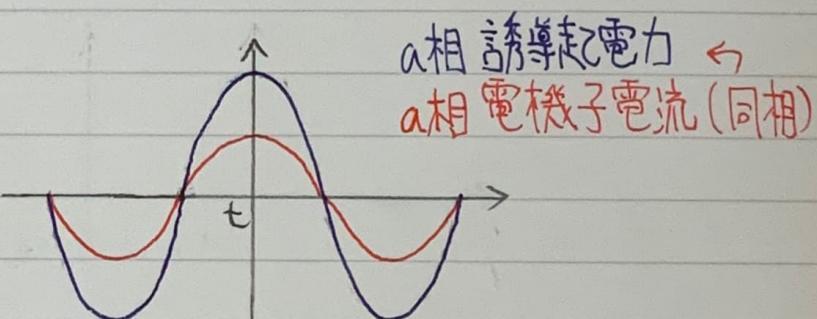
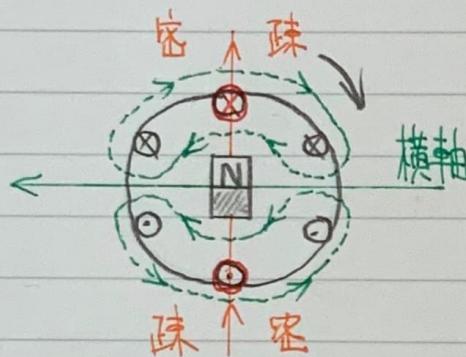
Date

## P77 電機子反作用

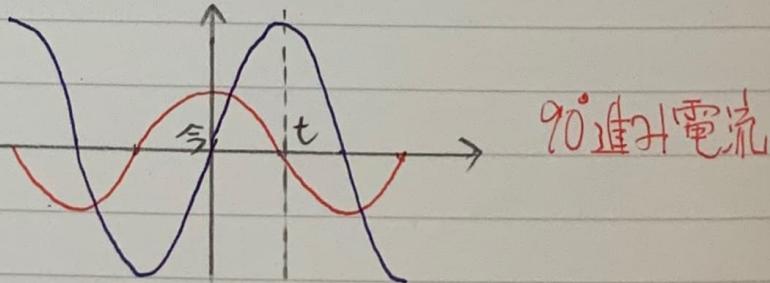
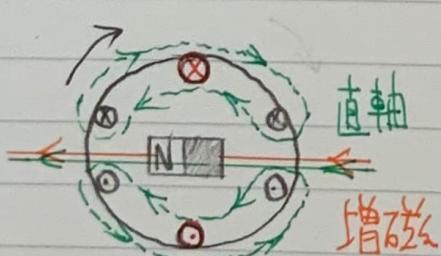
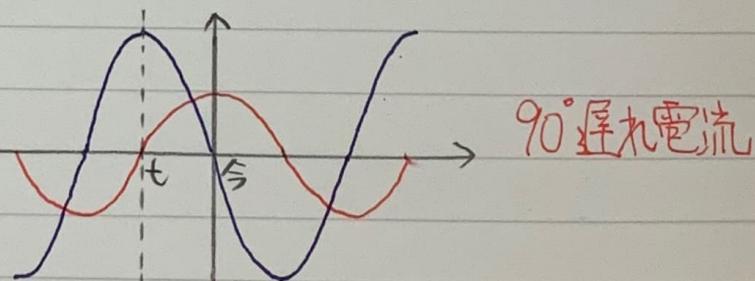
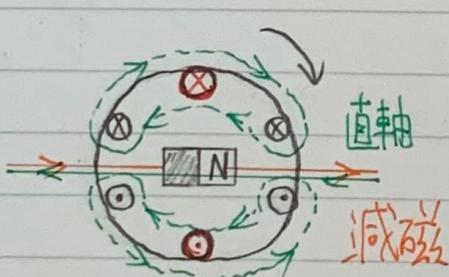


同期発電機(時刻tにおける)

### ・横軸反作用(交差磁化作用)

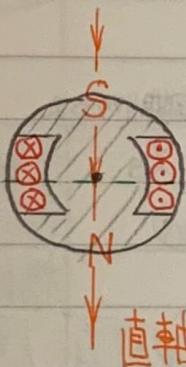


### ・直軸反作用

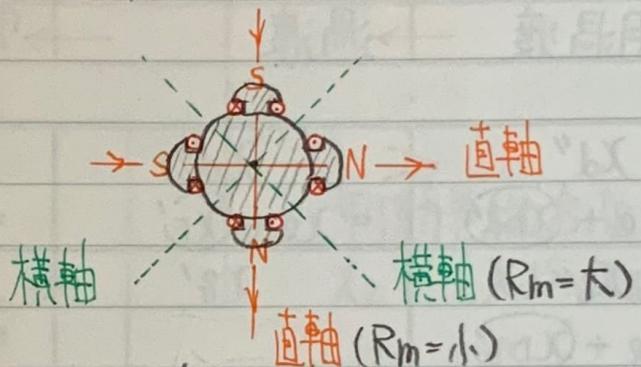


## P82 同期リアクタンス

電機子反作用による磁束→起電力の変化をリアクタンスの変化と考え、電機子反作用リアクタンスと電機子漏れリアクタンスを合わせて同期リアクタンスとする。 $(\chi_a)$   $(\chi_e)$



(左) 円筒形



(b) 突極形

円筒形回転子は 横軸・直軸に対する磁気抵抗がほぼ等しいため、各リアクタンスもほぼ等しい。 $(\chi_d = \chi_q)$

突極形回転子はその形状により、横軸リアクタンスより直軸リアクタンスが大きくなる。 $(\chi_d > \chi_q)$   
このため、直軸同期リアクタンスと横軸同期リアクタンスに分類して特性解析を行う。

単に同期リアクタンスというときは直軸同期リアクタンスを指すことが多い。 $(\chi_s = \chi_d)$

## P82 同期リアクタンス (つづき)

状態:

過渡電流を考慮	過渡電流を無視	定態	制動巻線
過渡電流を考慮	過渡電流を考慮	定態	界磁巻線
初期過渡	→過渡	→定態	

同期リアクタンス

$\chi_d''$	$\chi_d'$	$\chi_d = \chi_s$	直軸リアクタンス (d)
$\chi_g''$	$\chi_g'$	$\chi_g = \chi_{ag}$	横軸リアクタンス (g)

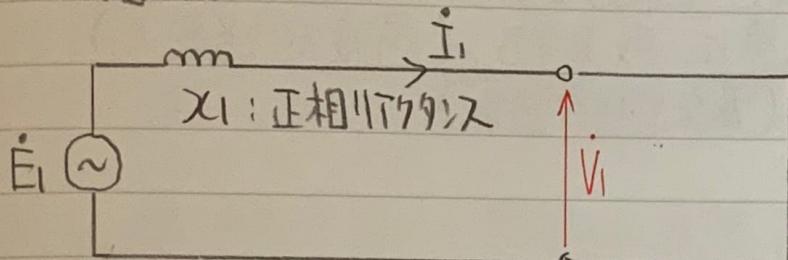
ただし  $\chi_d'$  制動巻線漏れリアクタンス  
 $\chi_g'$  界磁漏れリアクタンス

$\chi_a$  電機子反作用リアクタンス

$\chi_e$  電機子漏れリアクタンス

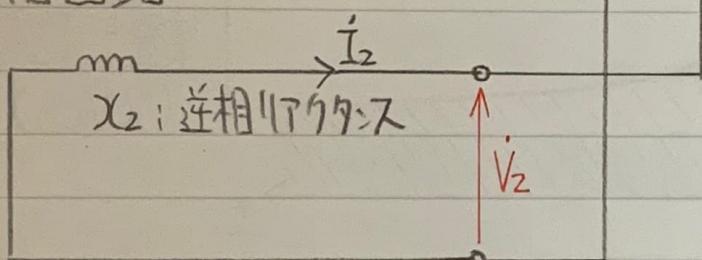
## P83 対称座標法によるリアクタンス

### 正相回路



$$\chi_1 = \text{同期リアクタンス} \chi_s$$

### 逆相回路



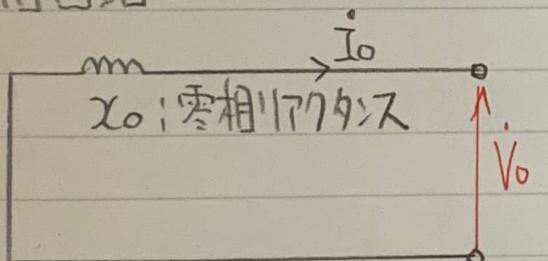
- 制動巻線がないとき

$$\chi_2 = (\chi_d' + \chi_g') / 2$$

- 制動巻線があるとき

$$\chi_2 = (\chi_d'' + \chi_g'') / 2$$

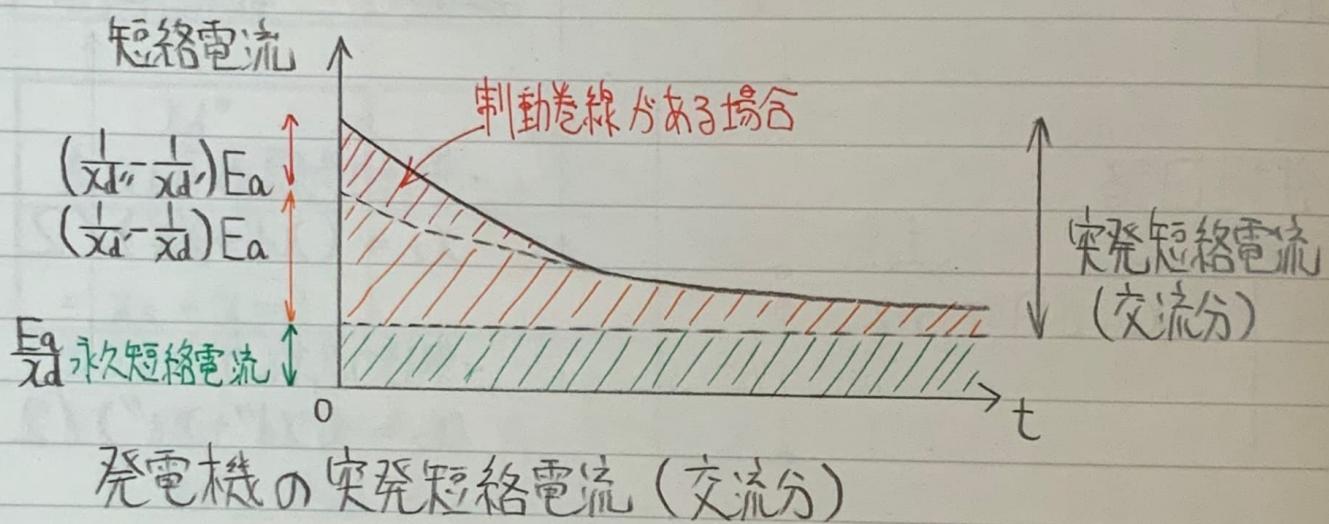
### 零相回路



零相電流は電機子反作用を生じないので、電機子漏れリアクタンス  $\chi_e$  に近い値となる。

## P84 三相突発短絡電流

電圧を発生している発電機を短絡すると、その瞬間に大きな電流が流れ、大きさは次第に減少する。(過渡短絡電流)  
やがて一定の値に収まる(永久短絡電流)



発電機の突発短絡電流(交流分)

a相の誘導起電力を

$$E_a = -\frac{E_a}{X_d''} \sin(\omega t + \alpha)$$

とすると、無負荷三相短絡時の a 相過渡電流は

$$i_a = E_a \left\{ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left( \frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} \right\} \cos(2\pi f t + \alpha) \\ - \frac{E_a}{X_d''} \cos \alpha e^{-\frac{t}{T_d''}}$$

直流分

ただし 第4項は急速に減少するため無視した。

## P84 三相突発短絡電流 (つづき)

各時定数について

### ① 短絡初期過渡時定数 $T_d''$

電機子巻線が閉路の状態にあるときの  
制動巻線・磁極面渦電流回路の時定数

### ② 短絡渦渡時定数 $T_d'$

電機子巻線が閉路の状態にあるときの  
界磁回路の時定数

### ③ 電機子時定数 $T_a$

電機子回路の時定数

$$T_a = \frac{\chi_2}{2\pi f r_a} \quad (\chi_2: 並列リラクタンス, r_a: 電機子抵抗)$$

で表される。

制動巻線のない機械では、電機子時定数  $T_a$  で  
減衰する第2調波交流分がある。

P86 □

(1) 端子

(3) 磁極

(5) 橫軸

(2) 回転 (風波)

(4) 電機子

# 同期発電機の電圧変動率と損失

P89 □

(1) 定格回転速度

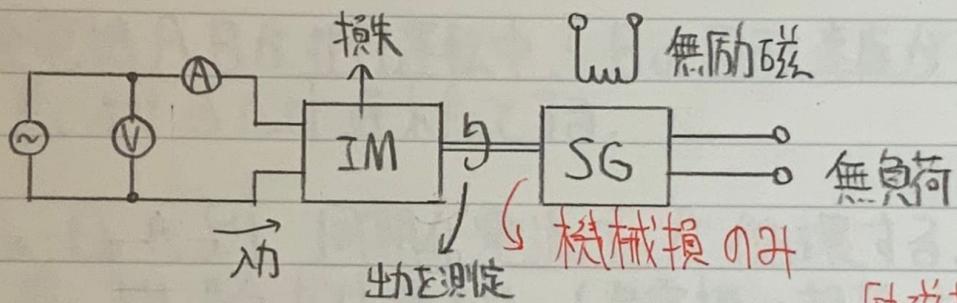
(3) 固定損

(5) 漂遊負荷損

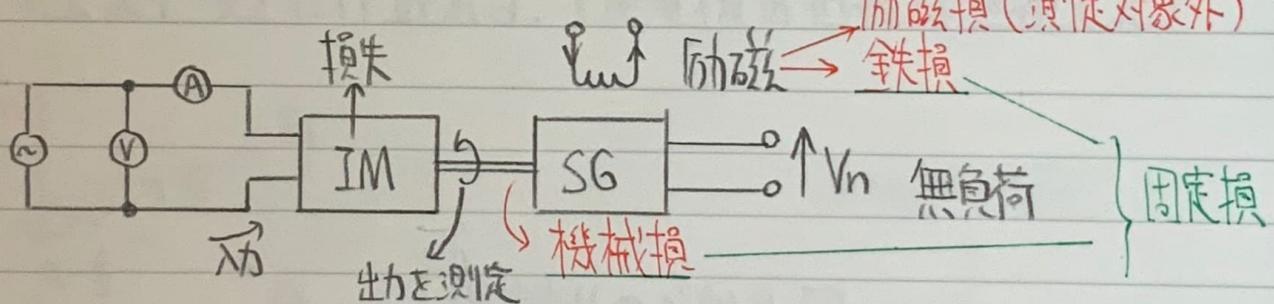
(2) 機械損

(4) 鉄損

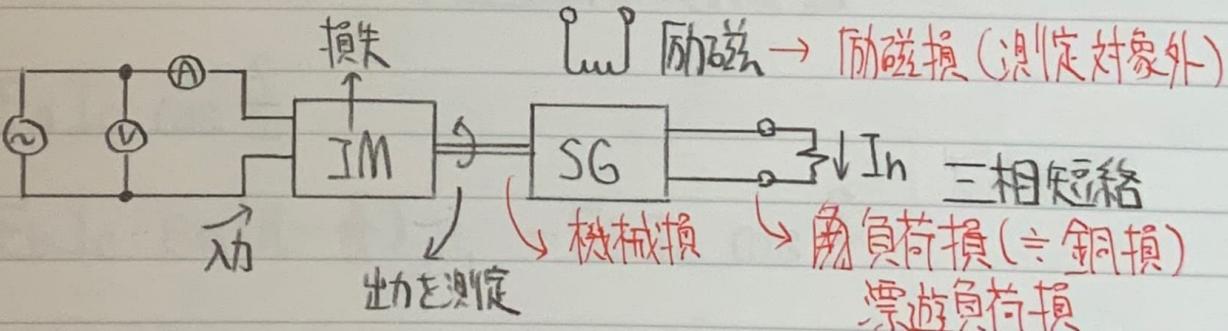
(2)



(3)



(5)



P91 2

(1) 定格速度

(3) 固定損

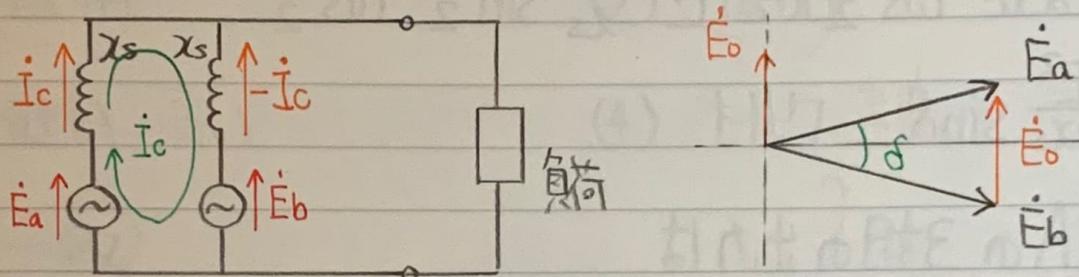
(5) 銅損 (電機子抵抗損)

(2) ~~無負荷~~ 機械損

(4) 鐵損

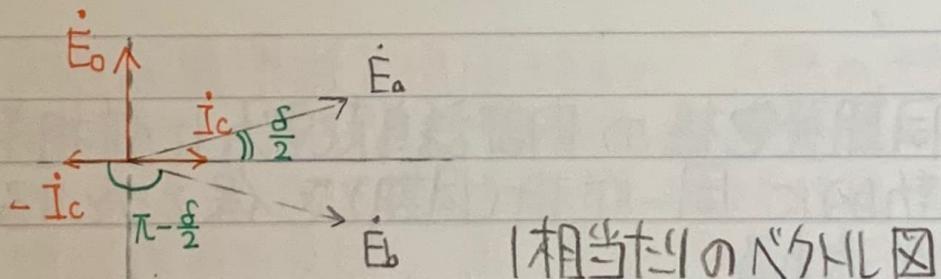
## 同期発電機の並行運転と同期化力

### P92 同期化力



同期発電機A,Bが並行運転中、Bの回転速度が落ちて $E_b$ が $E_a$ より $\delta$ だけ遅れたとする。

$E_o = E_a - E_b$ により 同期化電流 $I_c$ が循環する。  
 $I_c$ は $E_o$ より $\pi/2$ だけ遅れる。(発電機の抵抗は無視した)



$$P_A = E_a I_c \cos \frac{\delta}{2}$$

$$P_B = E_b I_c \cos(\pi - \frac{\delta}{2}) = -E_b I_c \cos \frac{\delta}{2}$$

ここで以下のようにすると、

$$E = E_a = E_b$$

$$I_c = \frac{E_o}{2x_s} = \frac{1}{2x_s} \times 2E \sin \frac{\delta}{2} = \frac{E}{x_s} \sin \frac{\delta}{2}$$

## P92 同期化力 (つうき) (つうき)

$$P_A = \bar{E}_a I_c \cos \frac{\delta}{2} = E \cdot \frac{E}{x_s} \sin \frac{\delta}{2} \cdot \cos \frac{\delta}{2}$$

$$= \frac{V^2}{2x_s} \sin \delta$$

発電機Aの3相の出力は

$$P_{3A} = 3P_A = \frac{3E^2}{2x_s} \sin \delta = \frac{V^2}{2x_s} \sin \delta$$

同期化力は

$$P_S = \frac{dP_{3A}}{d\delta} = \frac{V^2}{2x_s} \cos \delta$$

並行運転中の同期発電機の内部誘導起電力に位相差が生じたとき、自動的に同一位相(同期)を保とうとする同期化電流が流れれる。

この同期化電流による出力の増減は同期化力と呼ばれる。

無限大母線と並行運転する同期発電機においても同様である。

P93 □

(1) 位相

(3) 在い高い

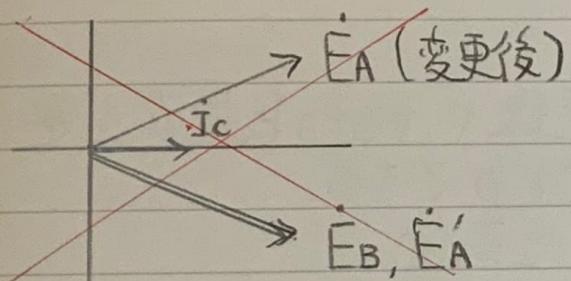
(5) 一致

(2) 増加

(4) パラメータ

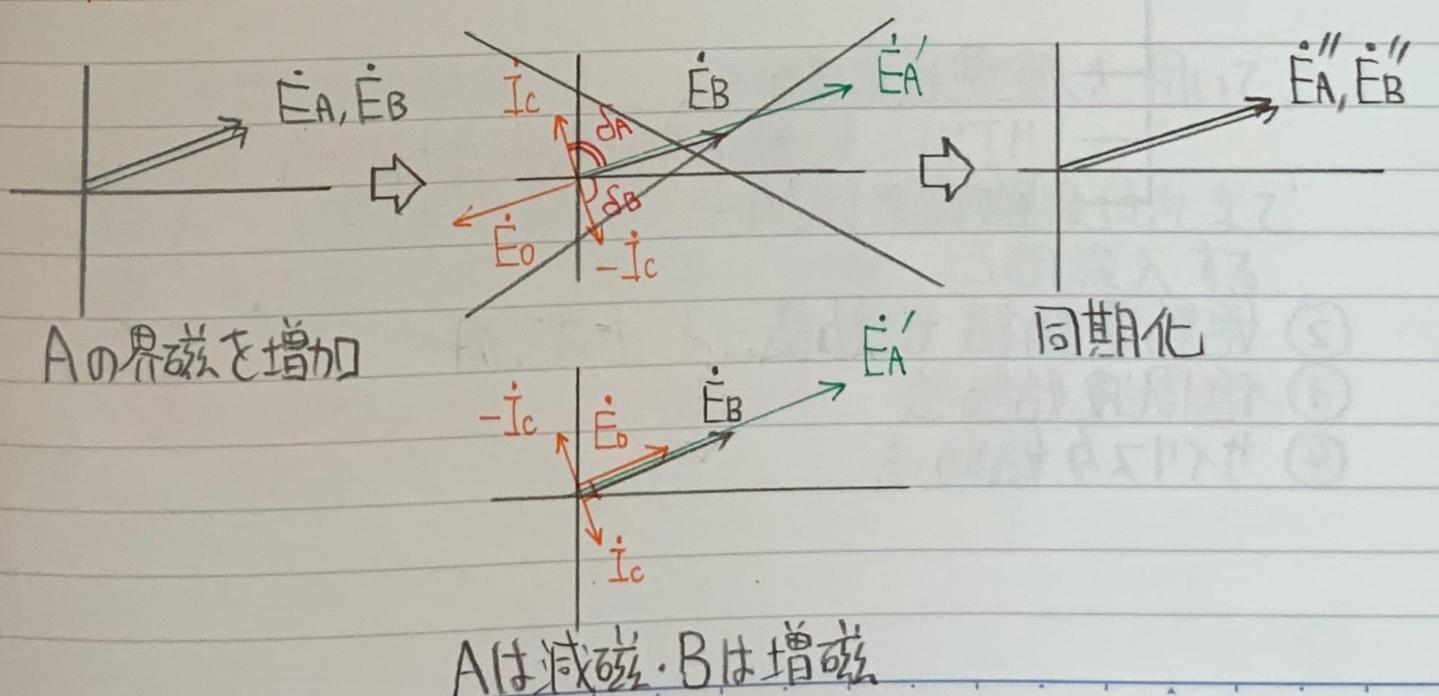
)

有効電力の分担は、各発電機の回転速度により変化する。



(2) A機の界磁を増加させると、A機の誘導起電力が大きくなり、AB間に循環電流が流れる。

この電流はA機に対しては減磁作用、B機に対しては増磁作用を及ぼし、高いほうの電圧で平衡する。



# 同期電動機の特性と始動法

## P95 同期電動機と誘導電動機の比較

### 長所

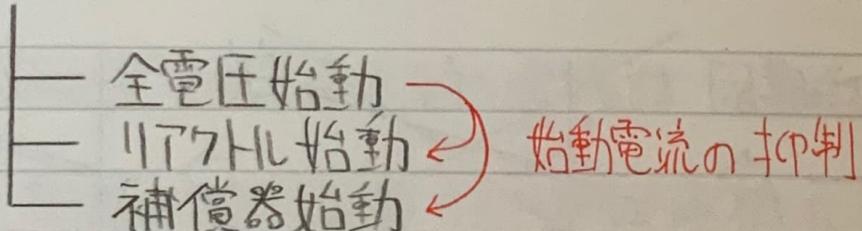
- ① 界磁電流により、任意の力率で運転できる
- ② 速度が一定
- ③ 低速度・大容量になるほど、設備費が安く、保守が簡単になる

### 短所

- ① 始動トルクがゼロなので、制動巻線や始動装置が必要
- ② 乱調や同期はずれを起こすことができる。
- ③ 付属設備が必要なため、一般に高価

## P95 始動法

### ① 自己始動法



- ② 始動電動機始動法
- ③ 低周波始動法
- ④ サイリスタ始動法

## P95 始動法 (つづき)

### ① 自己始動法

制動巻線を取り付け、かご形誘導電動機として始動トルクを発生させる方法

始動トルク：全電圧始動 > リアクタ始動 > 補償器始動

### ② 始動電動機始動法

同期電動機と機械的に結合した誘導電動機などにより、同期速度付近まで加速させ、同期投入する方法

始動用電動機は 同期電動機より 1 极対少ないもの を用いる。

### ③ 低周波始動法

同期電動機の電源として、可変周波数電源を用いて、低周波で始動し、同期化する。

その後、電源の周波数を上げて、定格速度付近まで上昇させたところご、主電源に切換、同期投入する。

低周波だと回転子が追従しやすく、同期入れが容易

P98 □

(1) ~~低周波~~

(2) ~~剩磁~~

(3) ~~直流回転~~

(4) ~~並列接続して開いて~~

(5) ~~引入~~

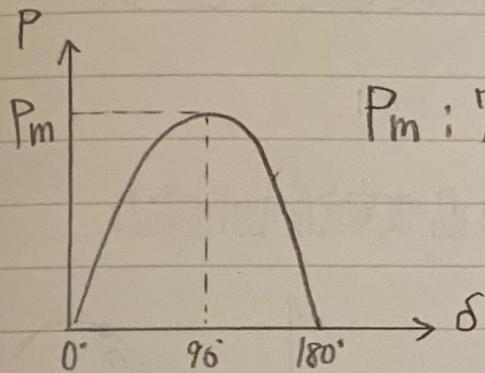
(3) 自己始動法のときに、界磁巻線は巻数が多いので、滑り周波数が大きい場合には、回転磁界による電磁誘導によく界磁巻線内に高電圧が誘導され、絶縁破壊するおそれがある。

(4) (3)の絶縁破壊を防止するには、界磁巻線を開いておくか、または抵抗を通して閉じておく必要がある。

## 安定度

### P101 定能安定度

$$P = \frac{3VE_0}{x_s} \cdot \sin\delta$$

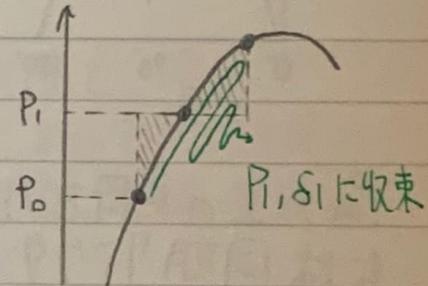
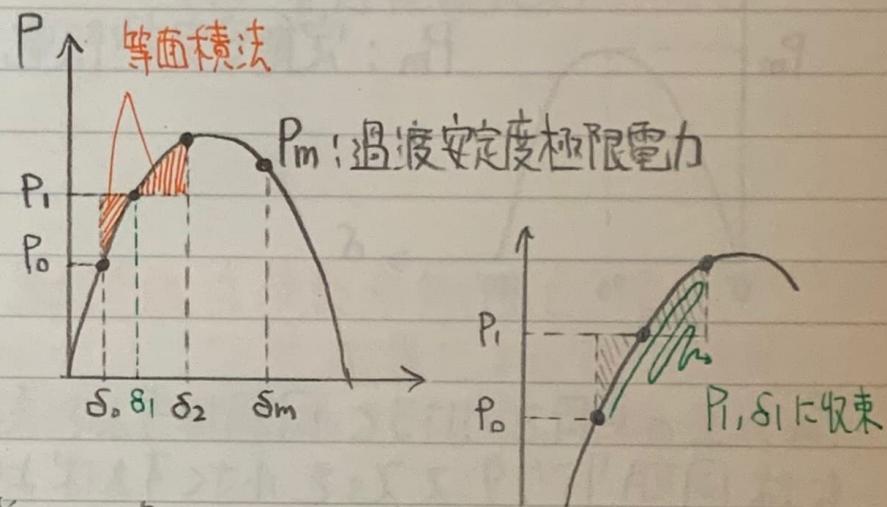
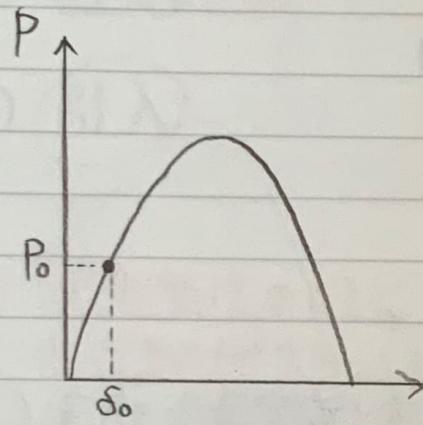


$P_m$ : 定能安定極限電力

$P_m$  以上の負荷をかけると同期はずれを起こす。安定度を増すには同期リアクタンス  $x_s$  を小さくすればよい。

## P102 過渡安定度

負荷の急変や回路の開閉、短絡故障などの、じょう乱に対して  
安定して正常な運転ができる度合を過渡安定度という。



負荷が  $P_0$  から  $P_1$  へ急増した場合、入力が  $P_1 - P_0$  だけ不足するので、  
運動エネルギーを放出し速度が減少し、一方で負荷角  $\delta$  は増加する。  
したがて出力も増加する。

また、慣性のため出力が  $P_1$  まで増加してもさらに上昇し、  
 $\delta_0$  と  $\delta_2$  の間を振動しながら  $\delta_1$  へ収束する。

P103 □

(1) 繼鉄 磁極頭部

(2) 銅棒

(3) 二次

(4) 低

(5) 高調波磁界

(1) 磁極

銅棒

短絡環

制動巻線

(アース巻線)

突極界磁形

(4) 制動巻線の目的

① 安定度の向上 (制動)

回転速度の動搖と同期速度との間の滑り周波数の電流により、速度変動を抑えるトレインが生じる。

② 始動用

③ 三相不平衡負荷に起因する逆相磁界や負荷電流のひずみに起因する高調波回転磁界の打ち消し

逆相・高調波回転磁界によって低イピーダンスの制動巻線に電流が誘導され、これらの磁界を打ち消す磁界を生じる。

## 3章 練習問題

1

(1) 定格

(2) 小さい

(3) 3種

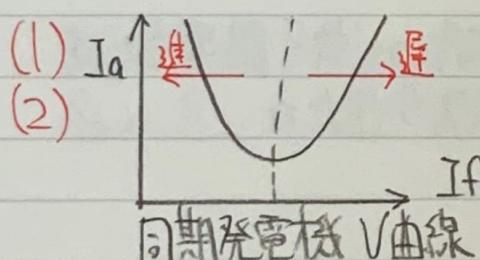
(4) 鉄機械

(5) ~~速度変動率~~ 電圧変動率

2

(1) ~~(a), (b)~~ (d), (e)

(2) (木), (c)

(3) ~~(一), (a)~~(4) ~~(d)~~, (d)(八): 共振  $\rightarrow$  軸振動(5) ~~(1), (e)~~ (b)進相運転  $\rightarrow$  界磁電流  $I_f$  小 $\rightarrow$  不飽和になり漏れ磁束 大 $\rightarrow$  鉄心端部に渦電流損 大退相運転  $\rightarrow$  界磁電流  $I_f$  大 $\rightarrow$  励磁損 大

(5) 不平衡負荷時は固定子に逆相電流が流れる。逆相電流による磁界は回転子から見て相対的に2倍の周波数になる。(制動巻線がないと)回転子表面に周波数の高い制動電流が流れ、表皮効果により、回転子表面を過熱する。

[3]

(1) ナラシス

(3) 周波数

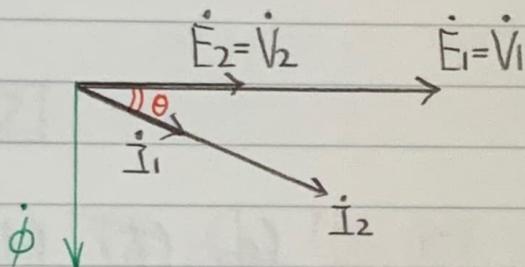
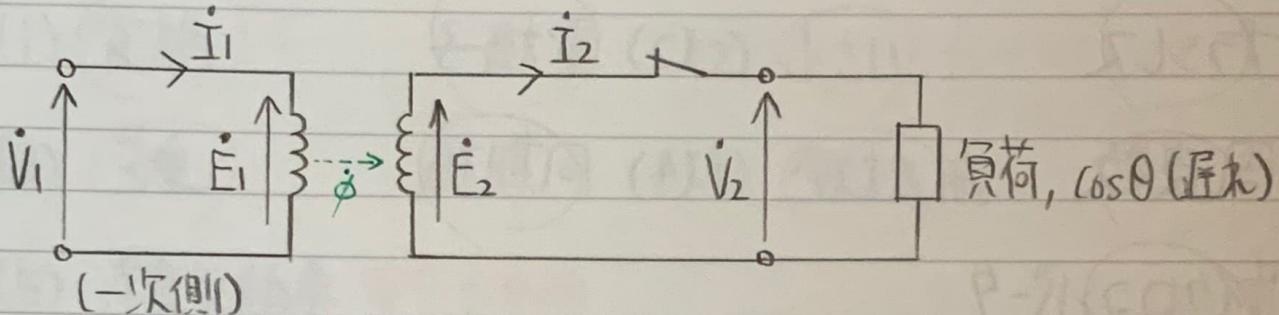
(5) ナイクロコンバータ

(2) 電機子

(4) 同期機

# 変圧器の原理

## P108 理想変圧器



$$\begin{aligned} e_1 &= N_1 \frac{d\phi}{dt} = N_1 \frac{d(\phi_m \sin \omega t)}{dt} = \omega N_1 \phi_m \cos \omega t \\ &= -\omega N_1 \phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned}$$

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} e_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_1 \phi_m \approx 4.44 f N_1 \phi_m$$

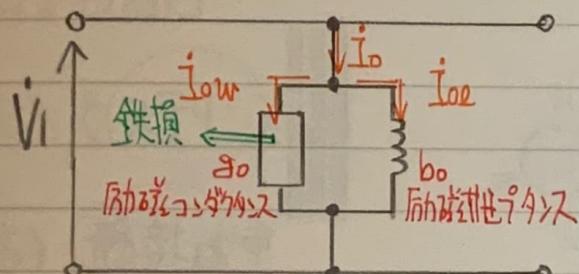
同様に

$$E_2 \approx 4.44 f N_2 \phi_m$$

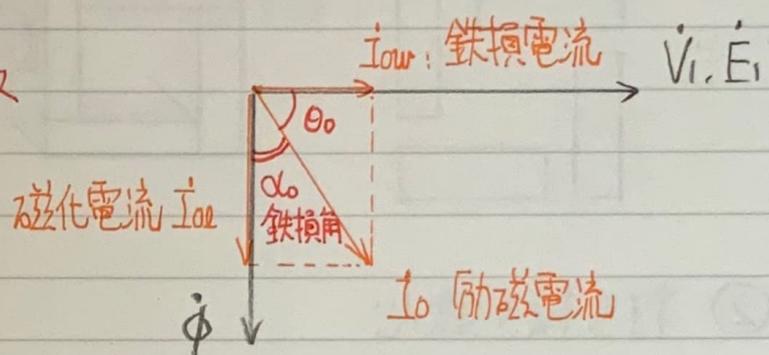
以上より

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = \text{巻数比 } a$$

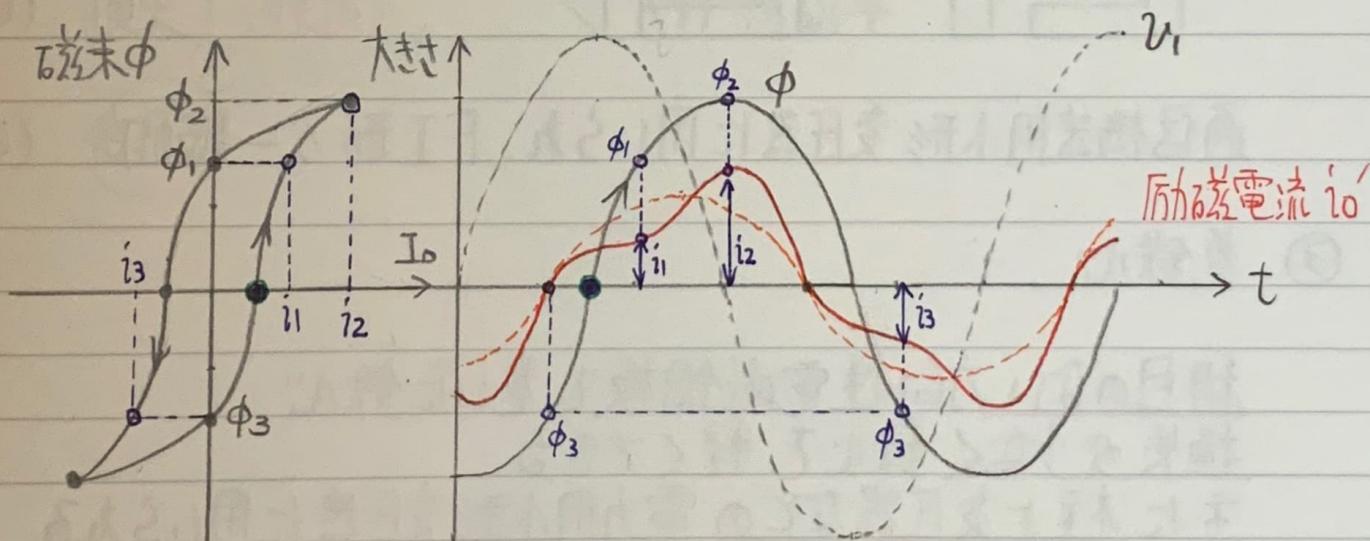
# P109 励磁電流



$$\text{励磁アドミタンス } Y_0 = g_0 - j b_0$$



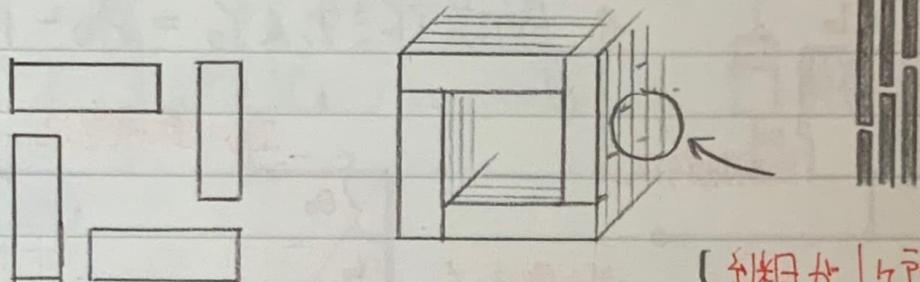
励磁電流は 鉄心の磁気飽和現象やヒステリシス現象のため  
下図のような非正弦波交流となる。



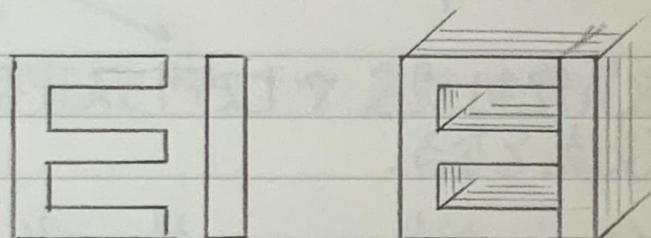
励磁電流  $i'_0$  と 周波数・実効値が 等しい 等価正弦波  $i_0$  を  
扱うこともある。

# P110 構造

## ① 短冊鉄心



## ② 打ち抜き鉄心



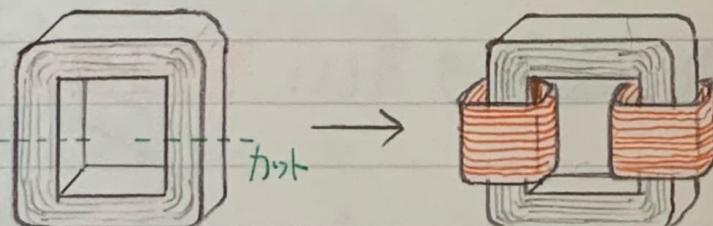
通信機器用小形変圧器に用いられ、E-I形が一般的

## ③ 卷鉄心

継目のない方向性電磁鋼板を巻いた鉄心。

損失が少なくて鉄心を軽くできる。

主に柱上変圧器などの電力用小形変圧器に用いられる。



巻線をはめ込み、圧力を加えて  
密合せ接続する

合成樹脂で固めて後に切断したカットコアが広く用いられる。

P111 □

- (1) 磁化
- (2) ~~フ~~ 非直線性
- (3) ハステリシス
- (4) ヒyster
- (5) 3

P112 □

- (1) 焼きなまし
- (2) 磁化
- (3) 損失 (鉄損)
- (4) 透磁率
- (5) 変圧器

P113 [3]

(1) 磁氣飽和

(2) 励磁

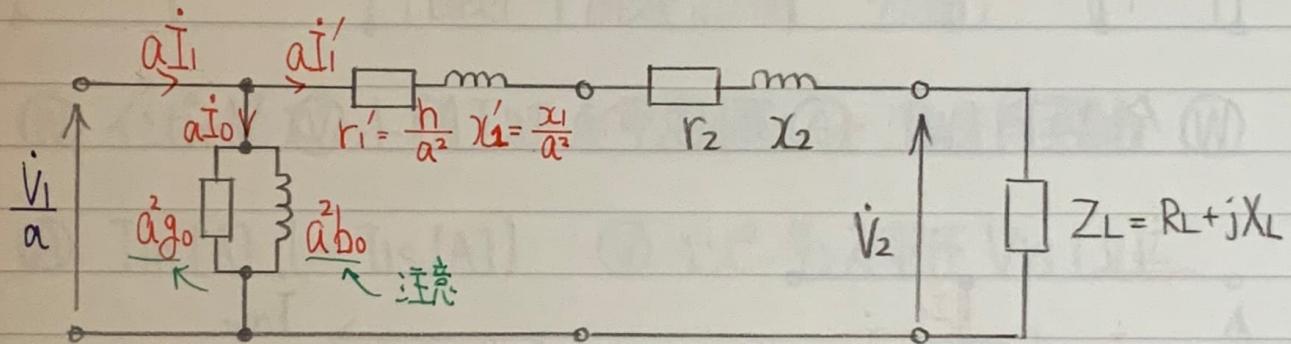
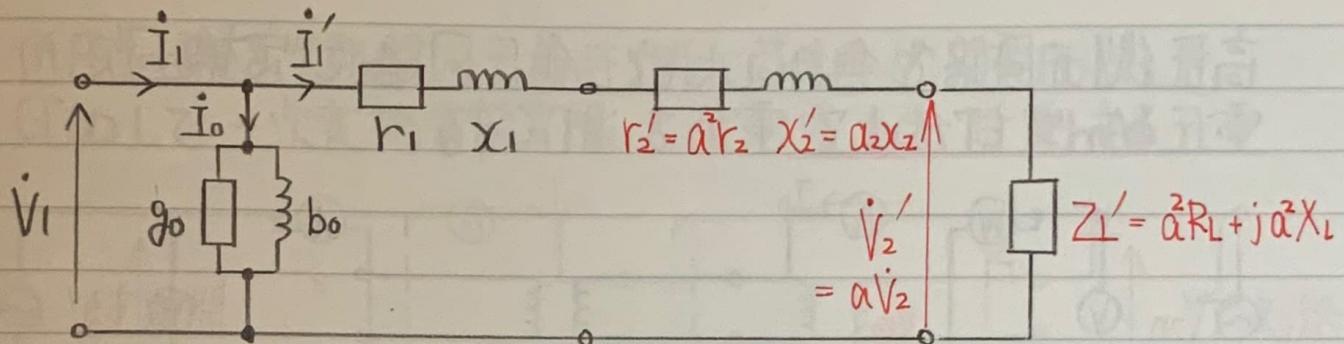
(3) 積分值

(4) 大容量

(5) 第2

## 変圧器の等価回路

P116 等価回路

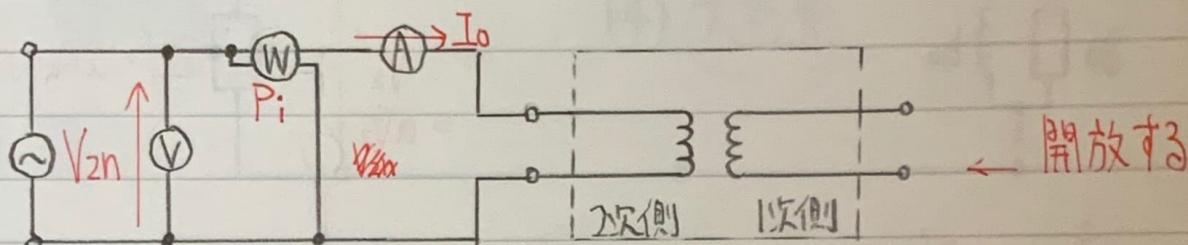


(上) 一次換算

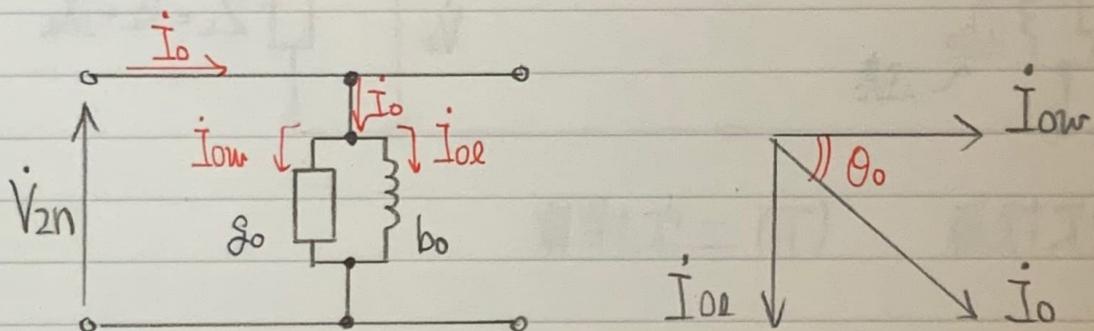
(下) 二次換算

## P117 無負荷試験

高圧側の回路を無負荷にして、低压回路に定格二次電圧  $V_{2n}$  を印加して電力を測定する。



⓪ 鉄損  $P_i$  [W] ① 励磁電流  $I_0$  [A] ②  $V_{2n}$



$$\vartheta_0 = \frac{P_i}{V_{2n}^2}$$

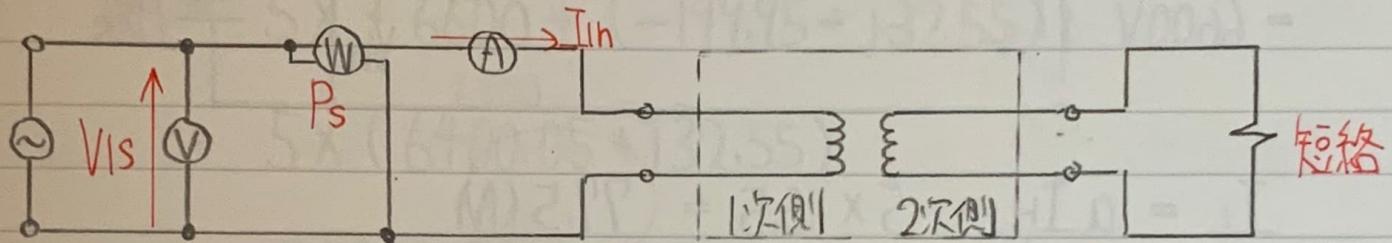
$$Y_0 = \frac{I_0}{V_{2n}}$$

$$b_0 = \sqrt{Y_0^2 - \vartheta_0^2}$$

$$\text{無負荷時 力率 } \cos \theta_0 = \frac{P_i}{V_{2n} I_0}$$

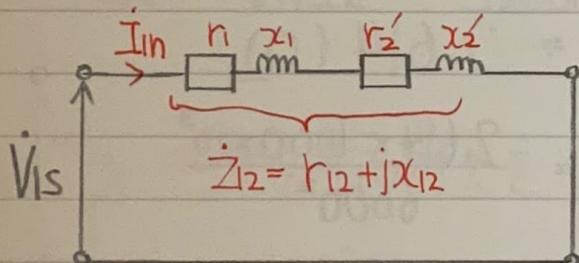
## P118 短絡試験

低圧回路を短絡して、高圧側に インピーダンス電圧  $V_{IS}$  を印加して一次定格電流  $I_{IN}$  を流し電力を計測する。



Ⓐ インピーダンスワット  $P_s [W]$  = 銅損 (+ 漂遊負荷損)

Ⓐ  $I_{IN} [A]$  (=  $I_{IS} [A]$ ) Ⓑ インピーダンス電圧  $V_{IS} [V]$

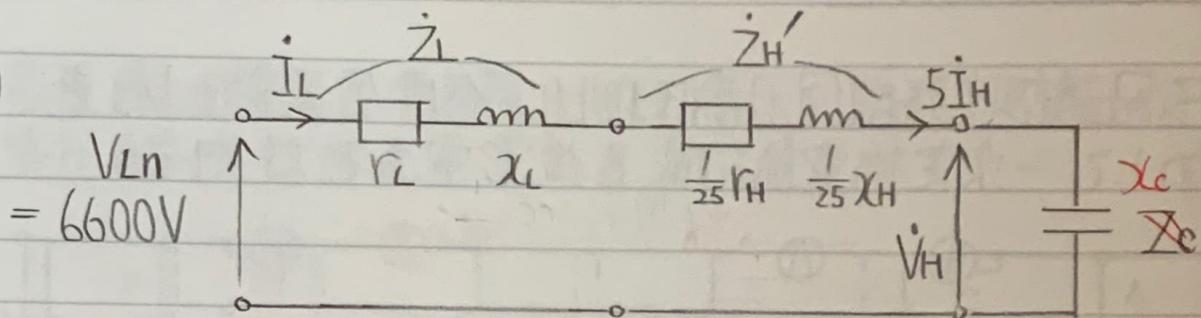


$\Omega$	% unit
$Z = \frac{V_{IS}}{I_{IS}}$	$\% Z = \frac{V_{IS}}{V_{IN}}$
$r_{12} = \frac{P_s}{I_{IN}^2}$	$P = \frac{P_s}{V_{IN} I_{IN}} = \frac{P_s}{P_n}$ ← 变压器定格出力
$x_{12} = \sqrt{Z^2 - r_{12}^2}$	$Q = \sqrt{\% Z^2 - P^2}$

※  $P_s [W]$  や  $r_{12} [\Omega]$  は 基準温度 75°C に補正すること

P120 [I]

(1)



$$I_L = a I_H = 5 \times 15.5 = 77.5 \text{ (A)}$$

$$(2) R_T = R_L + \frac{1}{a^2} R_H = 0.08 + \frac{1}{25} \times 8.5 = 0.42 \Omega$$

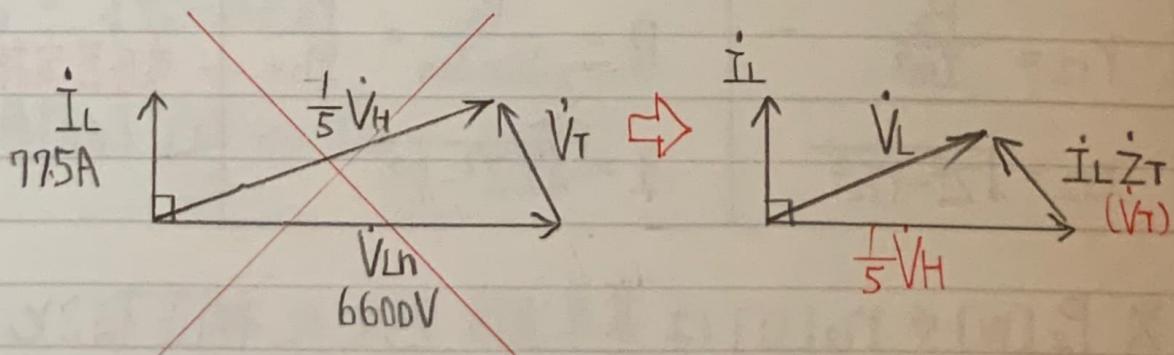
$$X_T = X_L + \frac{1}{a^2} X_H = 1.36 + \frac{1}{25} \times 30.5 = 2.58 \Omega$$

$$Z_T = \sqrt{R_T^2 + X_T^2} = \sqrt{0.42^2 + 2.58^2} = 2.614 \Omega$$

$$\% Z_T = \frac{Z_T \times I_{Ln}}{V_{Ln}} = \frac{Z_T \times P_n}{V_{Ln}^2} = \frac{2.614 \times 1000 \times 10^3}{6600^2} \div 0.06$$

5.2 6%

$$(3) \frac{1}{5} V_H = V_{Ln} + V_T \quad \frac{1}{5} V_H = V_L - V_T$$



P120 □ (つぎ)

~~(3)  $\dot{V}_T = (0.42 + j2.58) \times j77.5 = -199.95 + j32.55$~~

$$\dot{V}_H = 5 \times \{ 6600 \cancel{-} (-199.95 + j32.55) \}$$

$$= 5 \times \left( \cancel{6400.05} \cancel{-} \frac{6800}{j32.55} \right)$$

$$= 32000.25 + j162.75 \quad 34000 - j162.75$$

$$V_H = \sqrt{\frac{32000.25^2 + 162.75^2}{34000}} \div 34000(V) \quad 34000(V)$$

$$Q_C = V_H I_L = 32000 \times 77.5 \div 2480(kvar) \quad 497(kvar)$$

(3) コンデンサのリアクタンスと  $X_C$  とすると

$$X_C = \frac{34000}{15.5} = 2193.5(\Omega)$$

コンデンサの定格電圧は 33000V であるから

$$Q_C = \frac{33000^2}{2193.5} \div 497(kvar)$$

## 変圧器の効率

P122 損失・無負荷損

$$\textcircled{1} \text{ ヒステリシス損: } P_h = k_h \cdot f B_m^{1.6 \sim 2} \xrightarrow{\text{※実験式}} P_h = k'_h \cdot \frac{E_1}{f}^{1.6 \sim 2}$$

$$\textcircled{2} \text{ 潜電流損: } P_e = k_e \cdot (tf B_m)^2 \rightarrow P_e = k'_e \cdot E_1^2$$

変圧器の一次誘導起電力  $E_1$  が一定のとき

$$E_1 = kfB_m$$

であるが、ヒステリシス損は  $f$  に反比例し、潜電流損は一定となる。

PI24 III

(1) 鉄損

(2) 基準

(3) 規約

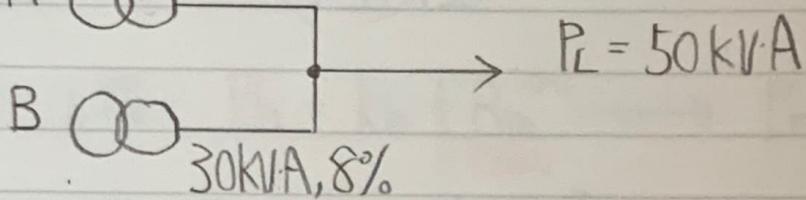
(4)(5)

$$\eta = \frac{m S_n \cos \phi}{m S_n \cos \phi + P_i + m^2 P_c} \times 100 (\%)$$

## 変圧器の電圧変動率

P129 □

(1) A  40kVA, 6% → 30kVA 4.5%



$$P_A = \frac{\%Z_B \cdot P_A}{\%Z_A P_B + \%Z_B P_A} \times P_L$$

$$(2) P_B = \frac{\%Z_A \cdot P_B}{\%Z_A P_B + \%Z_B P_A} \times P_L$$

$$(3) P_A = 50 \times \frac{8}{4.5+8} = 32 [\text{kVA}]$$

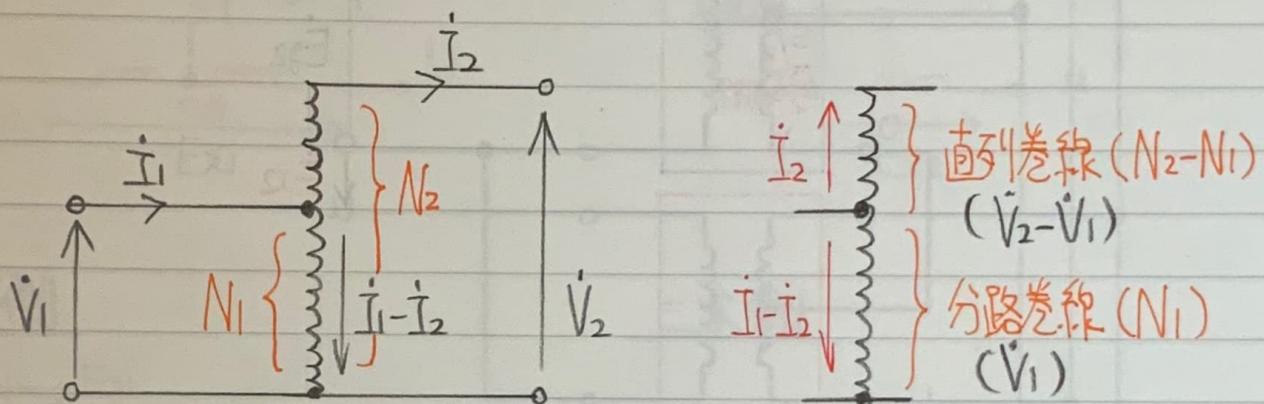
$$(4) P_B = 50 \times \frac{4.5}{4.5+8} = 18 [\text{kVA}]$$

# 変圧器の結線

## P131 単巻変圧器

スライダックや配電線の昇圧器、500kV変圧器などに  
使用されている。

↑ 絶縁が難い



$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

・自己容量（直列巻線または分路巻線の容量に等しい）

$$P_S = V_1(I_1 - I_2) = (V_2 - V_1)I_2$$

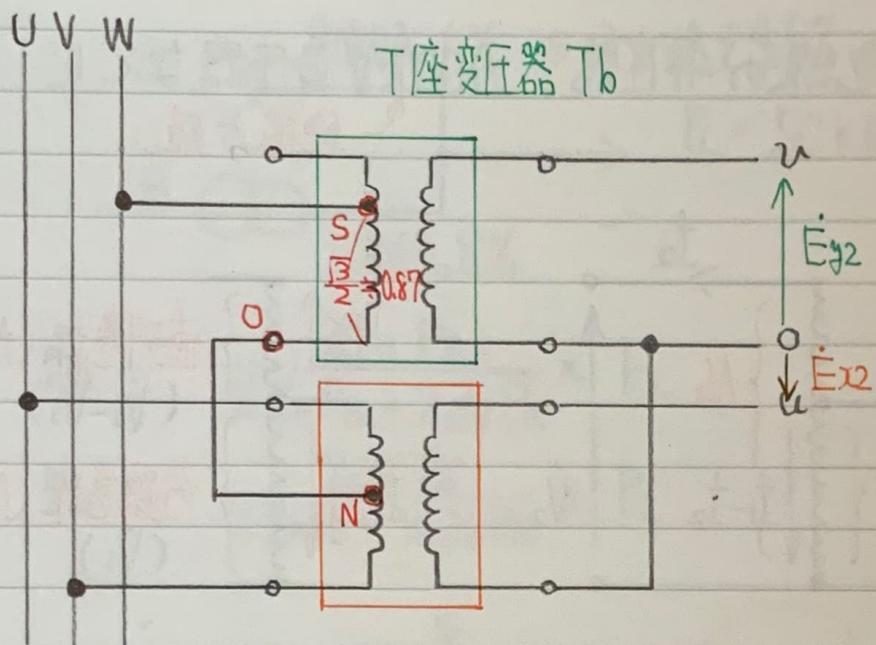
・負荷容量（通過容量、線路容量ともいう）

$$P_L = V_2I_2 = V_1I_1$$

巻線の一部が共通であり、材料(巻線・鉄心)の節約ができる。  
また、漏れ磁束が小さく電圧変動率が小さい。

高効率。

## P132 スコット結線



主座変圧器  $T_a$  (M座)

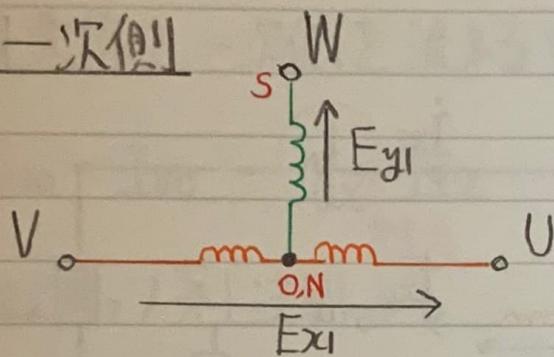
スコット結線は三相から一相に変換する結線である。

T座巻線は 0 から 卷数の  $\frac{1}{2}$  の位置 S にタップを設ける。  
主座巻線は 中点に タップ N を設け、図のように結線する。

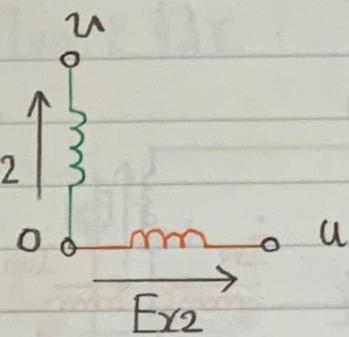
結果二次側には 電圧が等しく位相差  $90^\circ$  の二相交流が得られる。

# P132 スコット結線 (つづき)

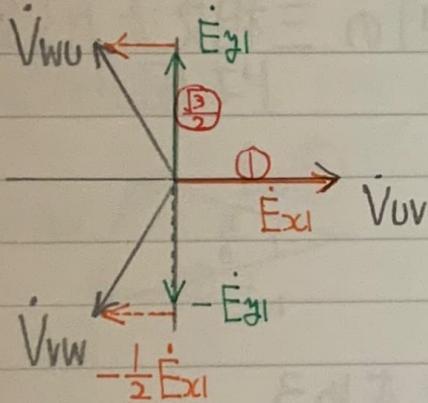
一次側



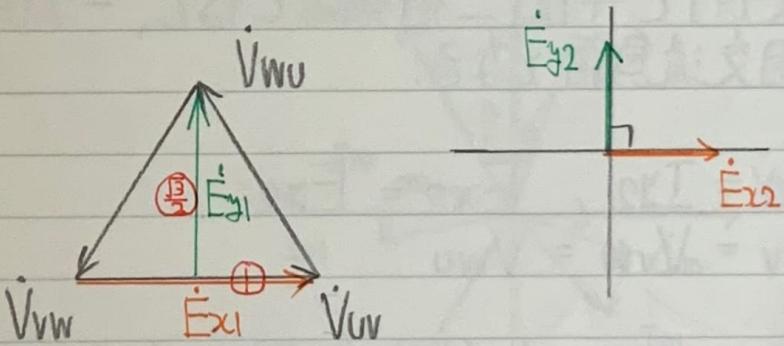
二次側



一次側



二次側



$$\dot{V}_{vu} = \dot{E}_{x1}$$

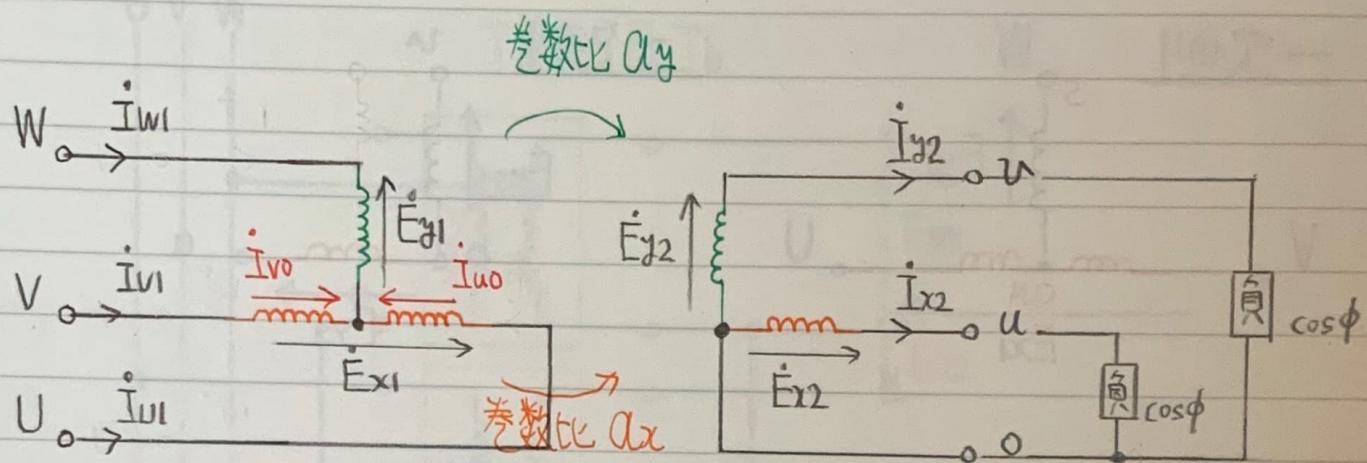
$$\dot{V}_{vw} = -\frac{1}{2} \dot{E}_{x1} - \dot{E}_{y1}$$

$$\dot{V}_{wu} = -\frac{1}{2} \dot{E}_{x1} + \dot{E}_{y1}$$

$$\dot{V}_{uo} = \dot{E}_{x2}$$

$$\dot{V}_{wo} = \dot{E}_{y2}$$

## P132 スコット結線 (つづき)



二次側を平衡二相負荷とすると、一次側の三相交流から見て三相交流負荷となる。

$$I_{x2} = I_{y2}, \quad E_{x2} = E_{y2}$$

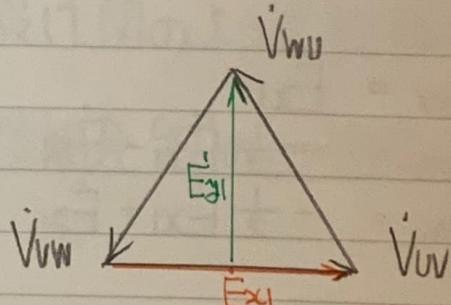
$$V_{UV} = V_{VW} = V_{WU}$$

を用いて、スコット結線変圧器の利用率を求める。

卷数比について

$$\alpha_x = \frac{E_{x1}}{E_{x2}} = \frac{V_1}{V_2}$$

$$\begin{aligned} \alpha_y &= \frac{E_{y1}}{E_{y2}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{E_{x1}}{E_{x2}} = \left( \because E_{y1} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{x1}, E_{x2} = E_{y2} \right) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \alpha_x \end{aligned}$$



## P132 スコット結線 (つづき)

主座巻線を一次側を流れる電流を  $I_{U0}, I_{V0}$  とする

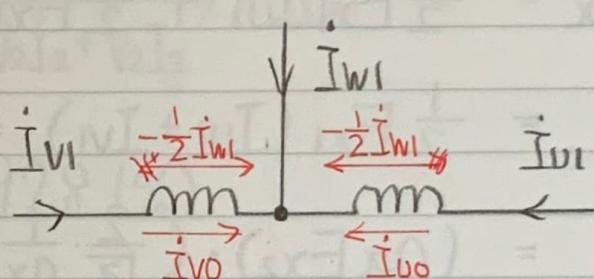
$$I_{U0} = I_{V0} = \frac{1}{\alpha x} I_{x2}$$

変流比

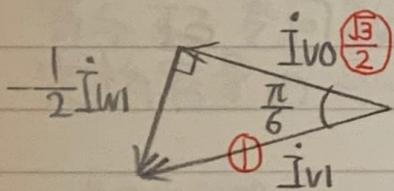
干渉モード第1法則より

$$I_{U1} = I_{U0} - \frac{1}{2} I_{w1}$$

$$I_{V1} = I_{V0} - \frac{1}{2} I_{w1}$$



ベクトル図 54



$$I_{U1} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{U0}$$

$$I_{V1} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{V0}$$

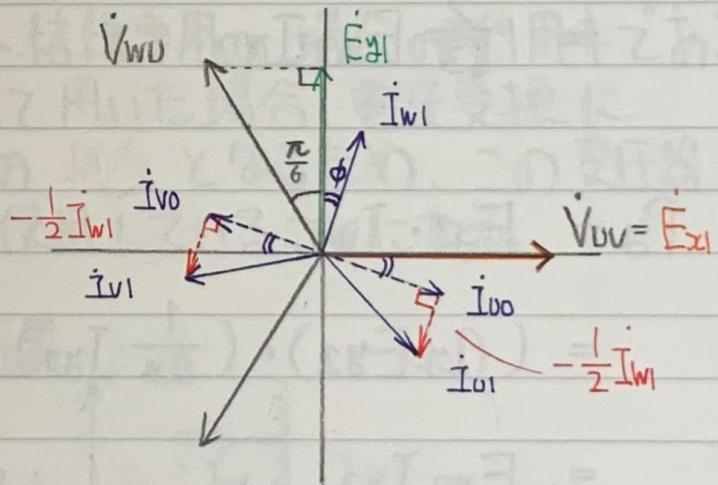
$$\therefore I_{U1} = I_{V1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\alpha x} I_{x2}$$

一方、T 座巻線一次側に流れる電流  $I_m$  は

$$I_m = \frac{1}{\alpha y} I_{y2}$$

変流比

と表せる。



## P132 スコット結線 (つづき)

以上より 主座, T座の 变压器容量  $P_x, P_y$  は

$$\begin{aligned} P_x &= \frac{1}{2} E_{x1} I_{u1} + \frac{1}{2} E_{x1} I_{v1} \\ &= \frac{1}{2} E_{x1} (I_{u1} + I_{v1}) = E_{x1} \cdot I_{u1} \\ &= (\alpha_x E_{x2}) \cdot \left( \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\alpha_x} \cdot I_{x2} \right) \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} E_{x2} I_{x2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_y &= E_{y1} \cdot I_{w1} \\ &= (\alpha_y E_{y2}) \cdot \left( \frac{1}{\alpha_y} \cdot I_{y2} \right) \\ &= E_{y2} I_{y2} \end{aligned}$$

ここで  $E_{x2} = E_{y2} = V_2$ ,  $I_{x2} = I_{y2} = I_2$  とおくと

$$P_x = \frac{2}{\sqrt{3}} V_2 I_2, \quad P_y = V_2 I_2$$

スコット結線の出力  $P_o$  は

$$P_o = E_{x2} I_{x2} + E_{y2} I_{y2} = 2V_2 I_2$$

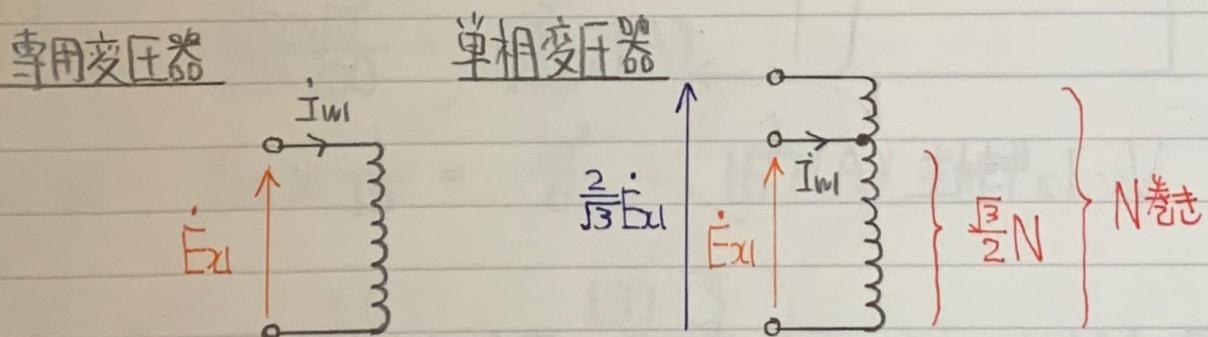
## P132 スコット結線(つづき)

スコット結線変圧器の利用率(効率)は

$$\eta = \frac{P_0}{P_x + P_y} \times 100 = \frac{2V_2 I_2}{\frac{2}{\sqrt{3}}V_2 I_2 + V_2 I_2} \times 100$$

$$= \frac{2}{\frac{2}{\sqrt{3}} + 1} \times 100 \doteq 92.8 (\%)$$

以上は T座変圧器がスコット結線専用の場合の利用率である。  
単相変圧器をT座変圧器として用いた場合、電圧変換に  
寄与する巻回数は全巻数の  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  となるため、この変圧器は  
定格容量の  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  に減じて使用していくことになる。



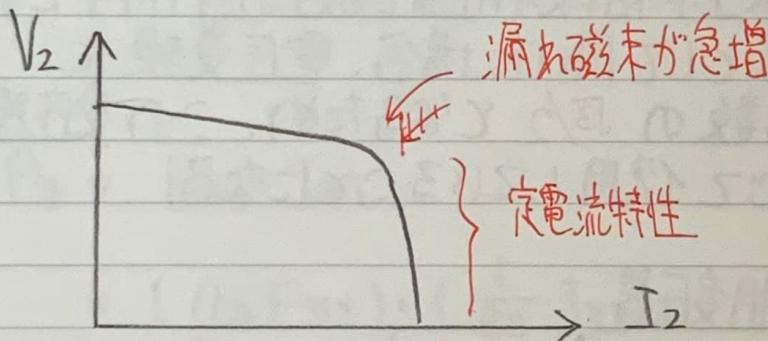
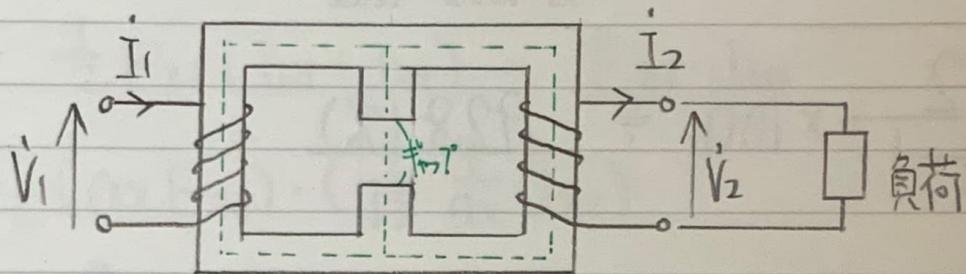
$$P_x = E_{X1} I_{W1} \quad P_y' = \frac{2}{\sqrt{3}} E_{X1} I_{W1} = \frac{2}{\sqrt{3}} P_y$$

このとき変圧器の利用率は

$$\frac{P_0}{P_x + P_y'} \times 100 = \frac{2}{\frac{2}{\sqrt{3}} + \frac{2}{\sqrt{3}}} \times 100 = \frac{\sqrt{3}}{2} \times 100 \doteq 86.6 (\%)$$

## P133 磁気漏れ変圧器

定電流特性（負荷電流を一定に保つ）を持たせるため、磁路の一部にギャップのある鉄心を用いた変圧器



$V_2 - I_2$  特性

定電流特性のため オシ変圧器, A/C溶接変圧器などに用いられる。力率が悪いという欠点がある。

P135 [ ]

(1) 分路

(3) 1

(5) 大き

(2) 直列

(4) 小さ

P136 [ ]

$$(1) \quad \text{Y} \rightarrow \Delta \quad P_n = 100 \text{ (kVA)}$$

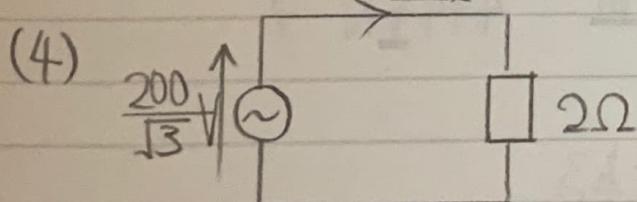
$$6600V \rightarrow 200V$$

$$I_{2\ell} = \frac{100 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 200} = \frac{10^3}{2\sqrt{3}} \text{ (A)}$$

$$I_{2p} = I_{2\ell} \times \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{10^3}{6} \div 167 \text{ (A)}$$

(2)  $\frac{\pi}{6}$ 

(3) 3



$$I_{2\ell}' = \frac{200/\sqrt{3}}{2} = \frac{100}{\sqrt{3}}$$

$$I_{1\ell}' = \frac{100}{\sqrt{3}} \times \frac{200}{6600} \div 175 \text{ (A)}$$

P136 [2] (つづき)

(5) できる

(5) 50Hz 变压器を 60Hz で 運転できるか? (- 応できる)

特性の変化

• リアクタンスが  $\frac{6}{5}$  倍に増加

→ 電圧変動率 ( $E = P\cos\theta + Q\sin\theta$ ) が増加

60Hz 变压器を 50Hz で 運転できるか? (オススメしない)

特性の変化

• 磁束が  $\frac{6}{5}$  倍に増加

$$(E = 4.44 fN\Phi_m \text{ より } \underline{\Phi_m} = \frac{E}{4.44 fN})$$

→ 磁気飽和

→ 大きな励磁電流が 流れる。

→ 鉄損増加

## 変圧器の温度上昇試験

### P139 油入変圧器の温度上昇試験

- ① 実負荷法
- ② 収還負荷法
- ③ 等価負荷法

#### ① 実負荷法

定格負荷と変圧器に実際に加えて行う試験  
電力損失が大きく不経済であるため、小型変圧器のみに適用される。

#### ③ 等価負荷法

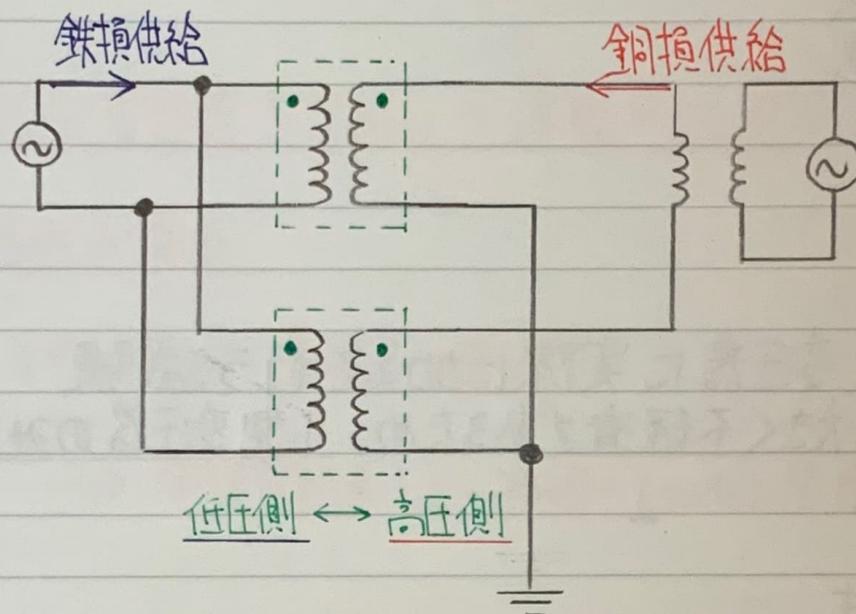
片方の巻線を短絡して他方の巻線に過電流を流し、無負荷損 + 負荷損の和に等しい損失を供給したときの温度上昇を測定する方法

全損失を負荷損と供給する

無負荷損が負荷損に比べて比較的小い場合適用する。

## P139 変圧器の温度上昇試験 (つうき)

### ② 収還負荷法



低圧側を電源に接続して 定格電圧・定格周波数 で励磁し、無負荷損を供給する。

高圧側は 定格電流 を流すのに十分な電圧を印加して 負荷損を供給する。

同一定格の 変圧器を 2台以上必要とするが、損失分だけを供給するため 試験に大きな電源容量を必要となり、このため 大容量変圧器にも適用できる。

P140 III

III 8P17

(1) 小さい

(2) 75

(3) 金損失

(4) 抵抗法

(5) 卷線

## 変圧器の冷却・絶縁

P143 □

(1) ~~X~~ A

(2) 70-105

(3) 長時間

(4) ~~E-HD~~(5) ~~絶縁耐力~~ガス絶縁変圧器 ( $SF_6$ ) = E, H

P144 絶縁材料

Y	木綿・絹・紙をワニス類・油中に 浸さないもの	小形電気機器
90		
A	木綿・絹・紙・プレスボードをワニス類・ 油中に浸したものの、鉛油、植物油	油入変圧器
105		
E		
120		
B		
130		
F	マイカ・ガラス繊維など	
155		
H		油入変圧器 (シリコン油)
180	シリコン油	乾式変圧器

## 4章 練習問題

[1]

(1) 透磁率

(3) 型巻

(5) テルペス材

(2) 延方向

(4) カット

[2]

(1) 30°進んぐ

(2)  $\frac{Z_1}{3}$

(3)  $\sqrt{3}a$   $3a^2 z_2 \frac{a}{\sqrt{3}}$

(4)  $3a^2 - \frac{a^2 z_2}{3}$

(5) 3

[3]

(1) 有効電力

(2) 基準巻線

(3) 吸收電流 (?) 循環電流 (4) 負荷電流

(5) 減少する

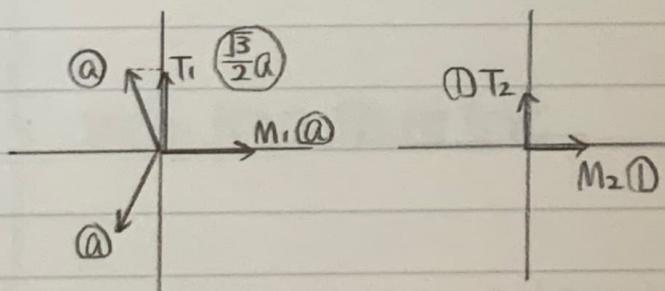
[4]

(1) T座

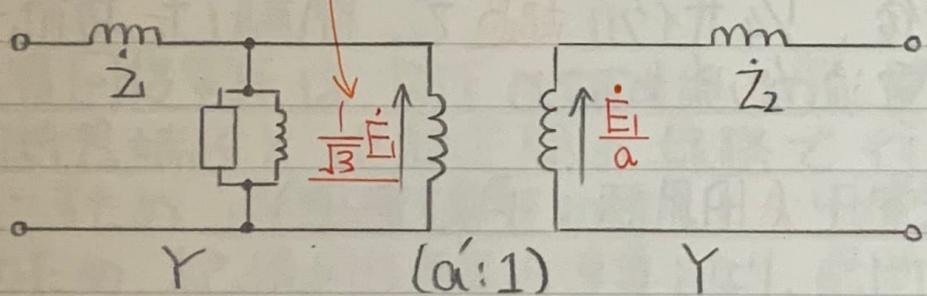
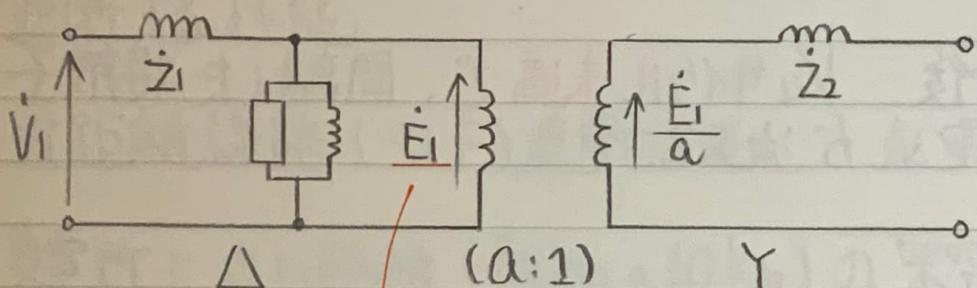
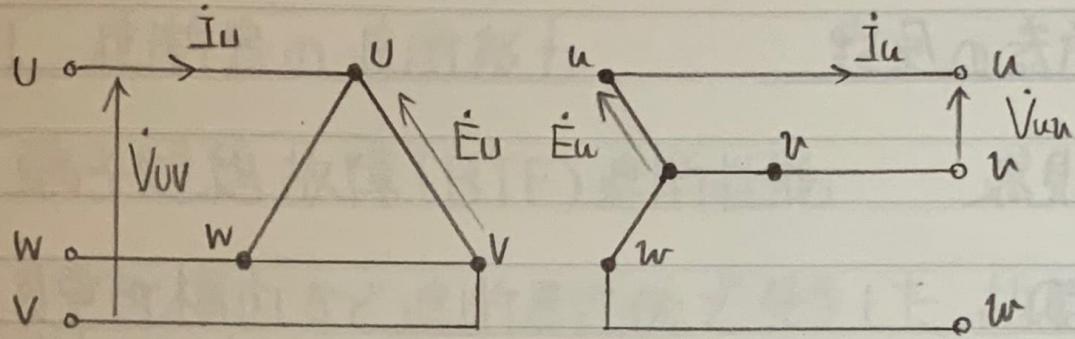
(2)  $\frac{\pi}{2}$ (3)  $\frac{\sqrt{3}}{2}a$ 

(4) 平衡した

(5) 92.8 (%)



[2]



$$(3) \quad a'_1:1 = \frac{1}{\sqrt{3}} E_1 : \frac{1}{a} E_1 \quad \therefore a' = \frac{a}{\sqrt{3}}$$

$$(4) \quad Z'_2 = a'^2 Z_2 = -\frac{a^2}{3} Z_2$$

[3]

(3) 負荷損には並列導体巻線における循環電流による損失が含まれる。

(4) 漂遊負荷損は渦電流に起因し、負荷電流の2乗に比例する。

# 遮断器と計器用変成器

## P150 遮断器の原理

関連する現象

### ① 再発弧

電流遮断後、 $\frac{1}{4}$ サイクル未満で、開離した接触子間に再び電流が流れること

### ② 再点弧

電流遮断後、 $\frac{1}{4}$ サイクル超過で、開離した接触子間に再び電流が流れること

### ③ 過渡回復電圧（旧用語：再起電圧）

遮断直後に接点間に現れる高周波の過渡的電圧

### ④ 回復電圧

遮断後、接点間に現れる商用周波数の電圧

### ⑤ 消弧

遮断時に極間に発生したアーカーを消滅すること

## P151 遠隔遮断器の遮断能力

### ① 端子短絡故障(BTF)遮断性能

変電所構内など遮断器近傍で発生した故障電流を遮断する性能

### ② 近距離線路(SLF)遮断性能

変電所に近い距離(数km~10km)の架空電線で発生した故障電流を遮断する性能

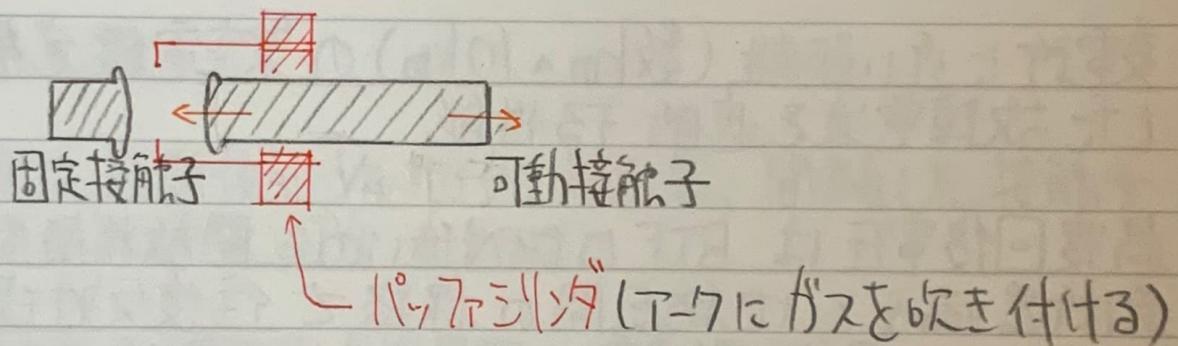
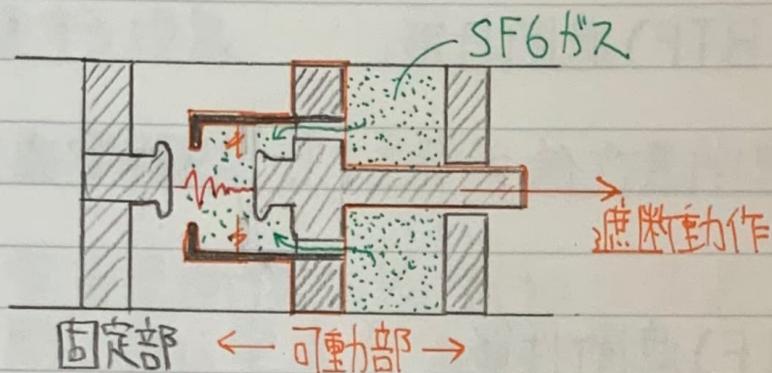
過渡回復電圧は BTF に比べ低いが、開放状態にある遮断器端子と地絡点間の線路で往復反射現象と起こすため、過渡回復電圧の立ち上がりが急峻となる。このため、絶縁回復速度が重要となり、遮断条件は厳しい。

### ③ 脱調遮断性能

故障点をはさむ両系統が同期状態とはずれ、両系統の電圧ベクトルが最大  $180^\circ$  の位相差を生じた状態で遮断される性能

### ④ 進み小電流遮断性能

## P152 ガス遮断器 (GCB)



上図：パック式ガス遮断器

遮断動作時、可動接触子と一体構造のパックアシングを駆動し、ピストン内のガスを圧縮して接触子間に導き、アーカーに吹きつけて消弧する。

構造が簡単で保守が容易である。

## P155 [1]

(1) 消弧

(3) 過渡回復電圧

(5) 応力 再発弧

(4)(5) 残留電流により 空間に注入されるエネルギーにより  
熱的再発弧が発生ないようにする。(2) SF<sub>6</sub>

(4) 再点弧電流 残留電流

## P156 [2]

(1) 絶縁耐力

(3) 扩散

(5) 駆動

(2) 絶縁破壊

(4) パルプ 金属シールド

(5) 遠隔時の電流が大きいと、電磁力をを利用してアーケークを  
駆動することにより アーケスポットの局部的な集中を防ぐ。

P157 [3]

(1) 負担

(3) 変圧比

(5) 短絡

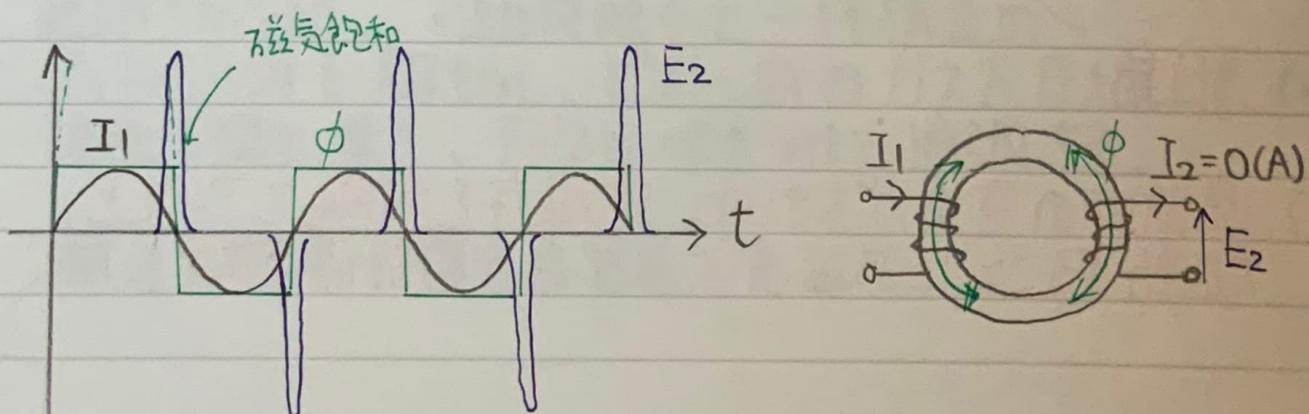
(2) コンデンサ

(4) 過熱 磁束飽和  
炭素飽和  
気

P158 変流器

変流器は変圧器と異なり、変流器1次側の電流が負荷電流であるため、変流器2次側に関係なく流れる。

2次側を開放すると、2次電流は流れないが、2次電流を流そうと1次電流は全て励磁電流となり、鉄心が磁気飽和し、過熱される。

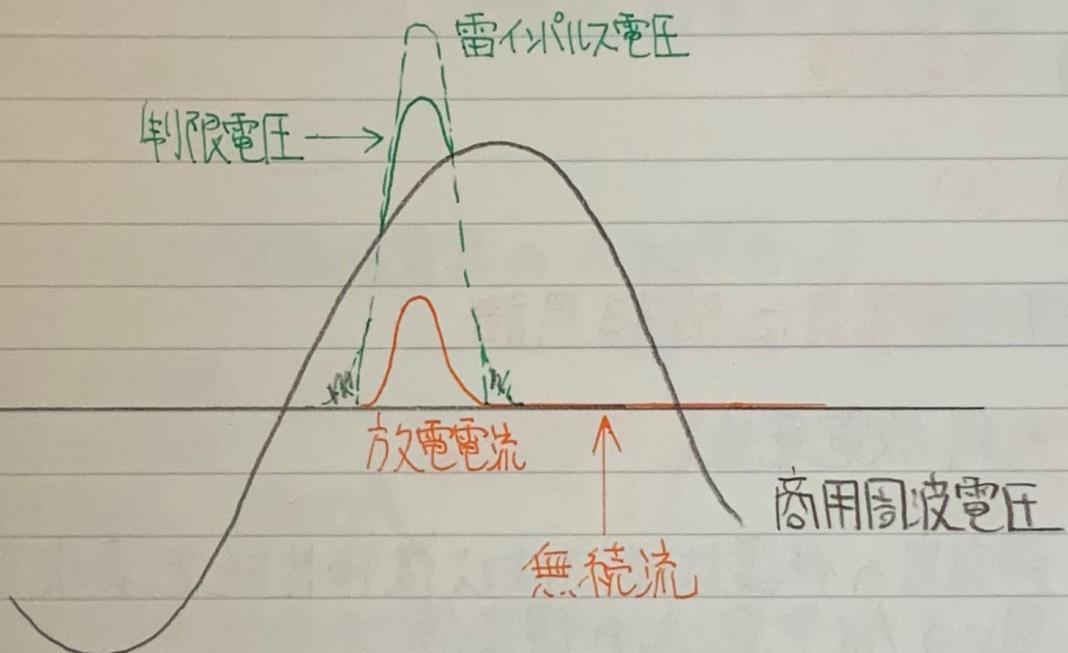


磁束の急峻な変化により、2次側に高い波高値を持つ電圧が誘導され、絶縁破壊のおそれがある。

## 避雷装置

### P159 避雷器の動作責任

- ① 保護機能 放電により異常電圧を制限すること
- ② 自復機能 繕流を阻止・遮断して原状に復帰すること



P160 □

(1) ZnO

(2) かいじ形

(3) ~~制限電圧~~ 公称放電電流 (4) 制限電圧

(5) 放電耐量

(3)~(5)

P159 避雷器に関する用語

① 公称放電電流

避雷器の保護性能および復帰性能を表現するために用いる放電電流の規定値

② 続流(機流)

放電終了後、引き続いて流れる商用周波の電流

③ 制限電圧

避雷器の放電中、異常電圧が制限されて、両端子に残留するインパルス電圧

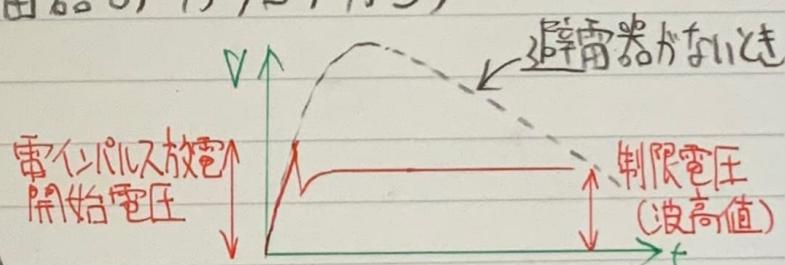
## P159 避雷器に関する用語 (づき)

### ④ 放電耐量

避雷器に実質上の障害を起こすことなく、所定の回数を流すことのできる所定波形の放電電流値の限度(波高値)

例 (6.6kV配電用避雷器のカタログから)

- ・定格電圧 8.4kV
- ・公称電圧 6.6kV
- ・公称放電電流 2500A



- ・商用周波数放電開始電圧 13.9kV 以上
  - ・雷インパルス放電開始電圧 30kV 以下 ⑦ 以上可不可?
  - ・商用周波耐電圧 22kV
  - ・雷インパルス耐電圧 60kV
- イマーパルス電圧が印加され、放電初期において、放電電流が十分に形成され、端子間電圧の下降が始まる以前に達し得る端子間電圧の最高瞬時値のこと。

- ・制限電圧 (8/20μs, 2500A) 24kV 以下
- ・雷サージ動作責務 (8/20μs, 2500A) 同極性・逆極性各5回

- ・放電耐量
  - ・雷インパルス大電流 (4/10μs) 30kA 2回
  - ・方形波インパルス電流 (2ms) 100A 18回

## 5章 練習問題

1

(1) 消弧 冷却

(2) 過渡

(3) 絶縁耐力

(4) 超過 未満

(5) 再点弧 再発弧

2

(1) 消弧材 (消弧媒体)

(2) 液化

(3) ピッカ

(4) 消弧室 遮断部

(5) 耐震性

(2) 二重圧力式は、高圧ガスの低温時の液化を防ぐため  
寒冷地の冬期にヒーターで加熱する。

(-20°C なら 0.7 MPa (7気圧) までは気体である。)

[3]

(1) 波高值

(3) 非直線性

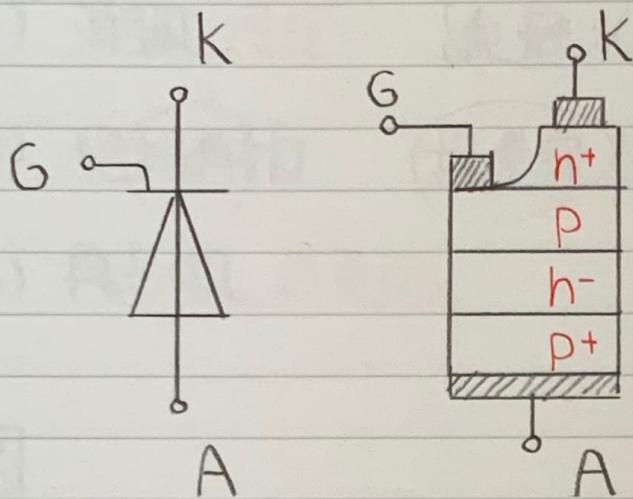
(5) 商用周波 (交流)

(2) 統流

(4) 容量性

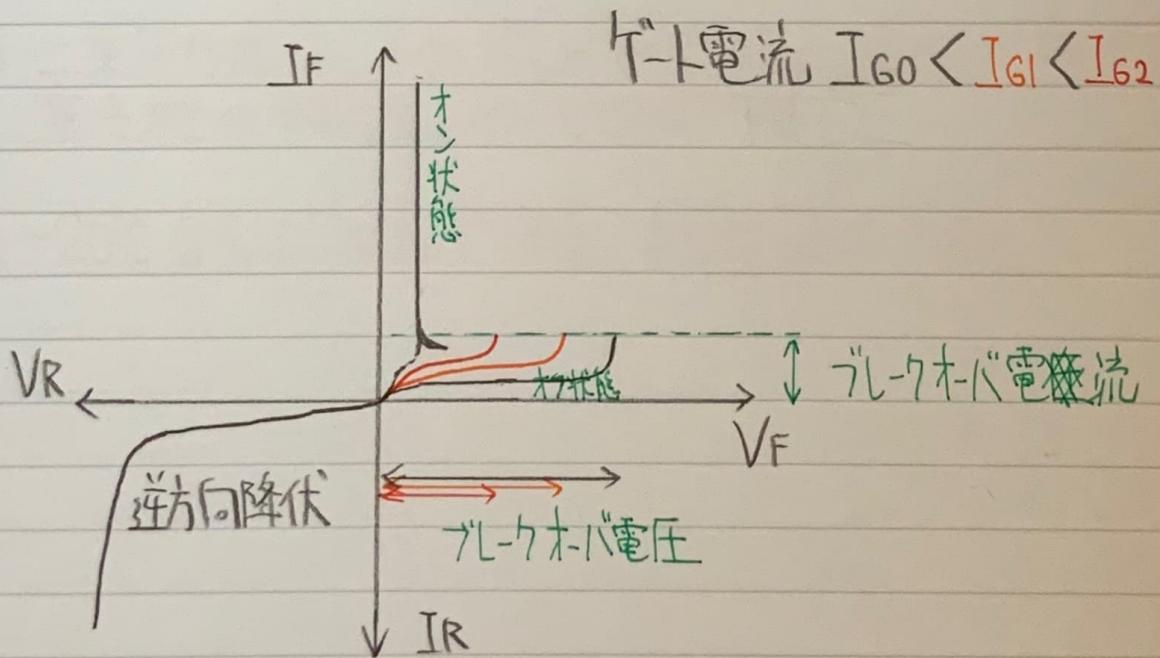
## 電力半導体

P166 逆偏圧サイリスタ



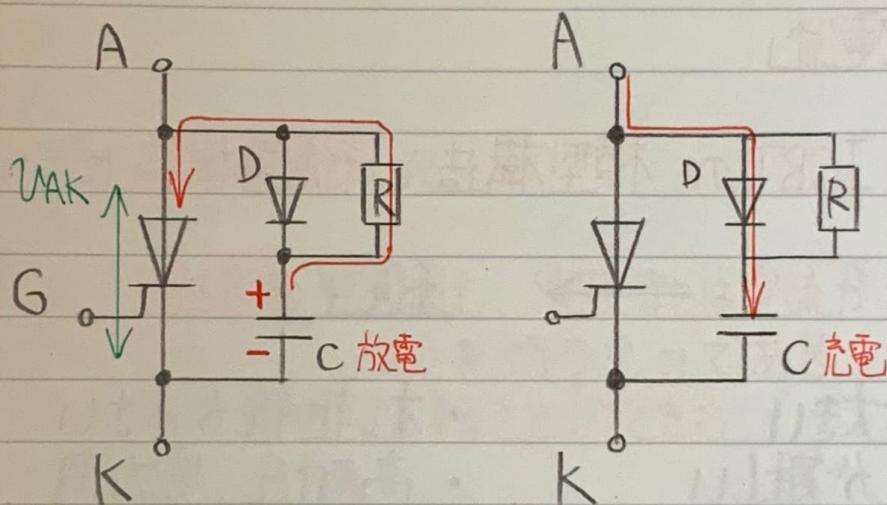
ゲート電流を流さなければサイリスタは順方向の電圧が加えられてもわずかな電流しか流れず、オフ状態を示す。

ゲートに順電流を流し、十分大きくなるとダイオードと同一の順方向特性を示す。



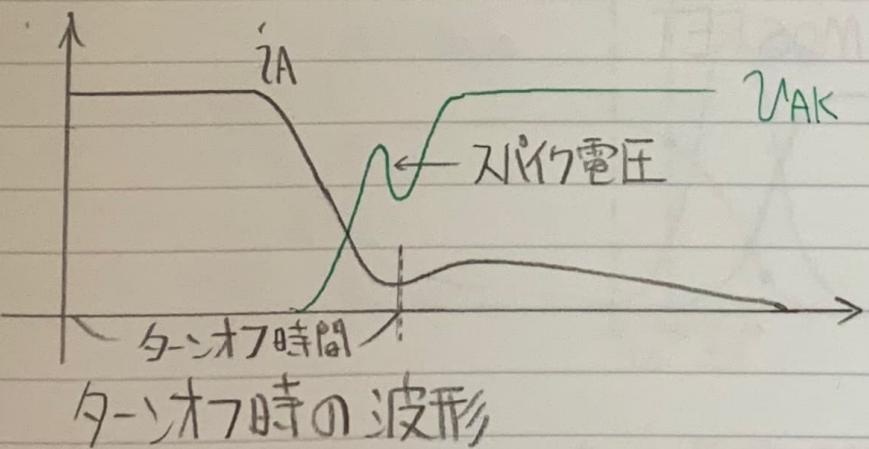
# P168 スタバ回路

電流を強制的に遮断すると急峻な立ち上がり電圧がアトード・カソード間にかかり、素子を破壊するおそれがある。これを防止するため スタバ回路を設ける。



(左) ターンオン時

(右) ターンオフ時



P172

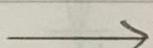
(1)  $N-III$ -ト(2)  $n^+$ チャネル 縱形  $n$ ch

(3) 低

(4) 高速

(5) 大容量 大電流

(2) MOSFET, IGBT の 橫型構造と縦型構造について

横型縦型  $\oplus$  主流

- ・ オン抵抗が大きい
- ・ 高耐圧化が難しい
- ・ オン抵抗が小さい
- ・ 高耐圧、電力用

(4) スイッチング速度

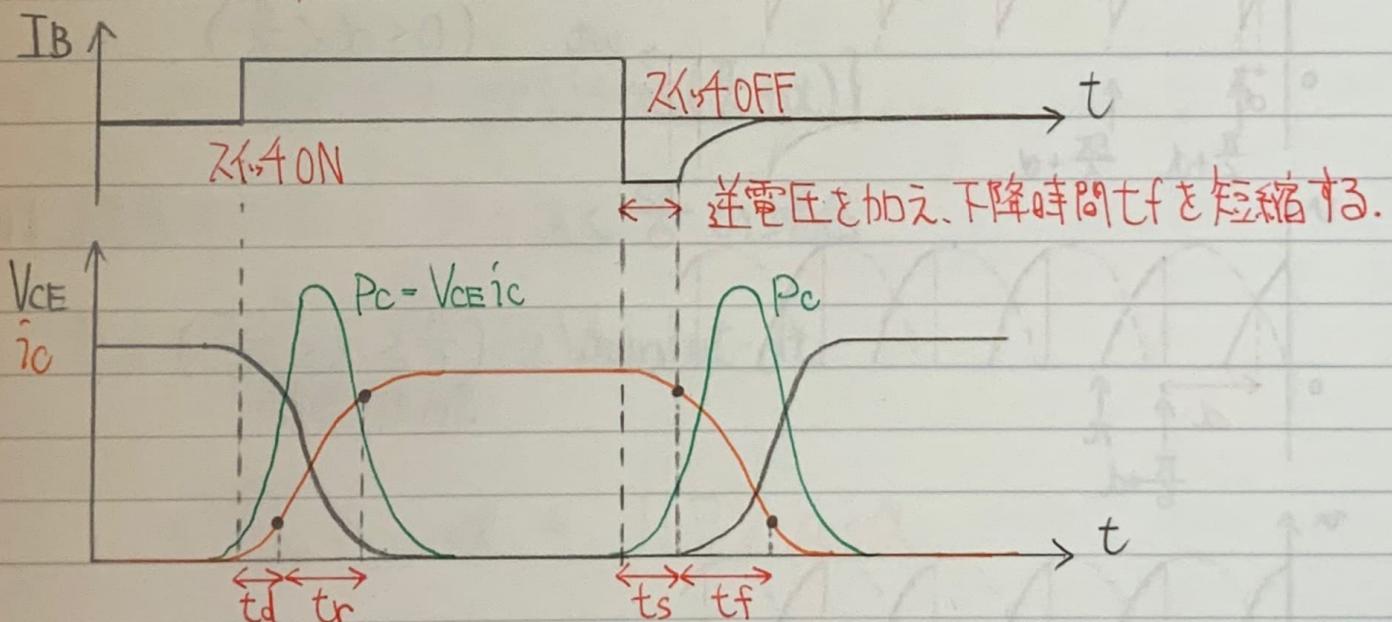
 $BT < IGBT < MOSFET$

P173 [2]

- (1) ~~スイッチ動作~~
- (2) ~~オホ抗 電圧降下~~
- (3) ~~スイッチ速度時間~~
- (4) ~~周期 (周波数)~~
- (5) リト

### (5) ソフトスイッチについて

高周波共振現象を利用し、電圧または電流がゼロになるタイミングでスイッチ素子のオン/オフを行なうものである。  
スイッチ損失を低減することができる。



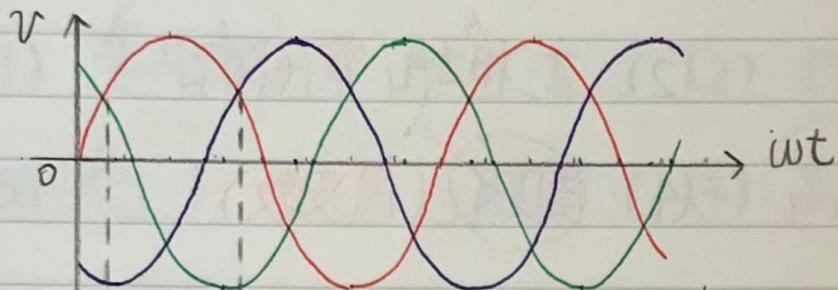
$t_d$ : 遅れ時間  
 $t_r$ : 立上り時間

$t_s$ : 蓄積時間  
 $t_f$ : 下降時間

(上) ハードスイッチのスイッチ損失  $P_c$

# 整流回路

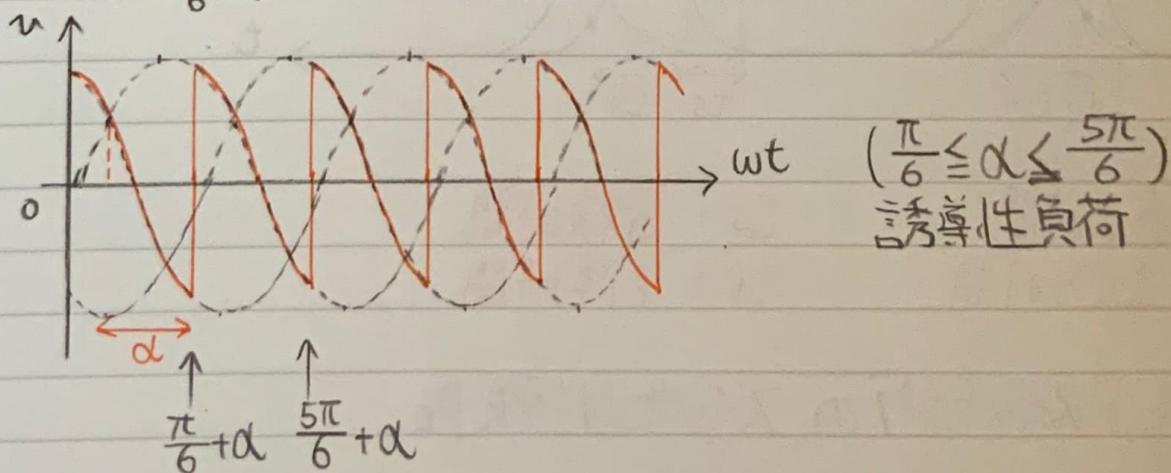
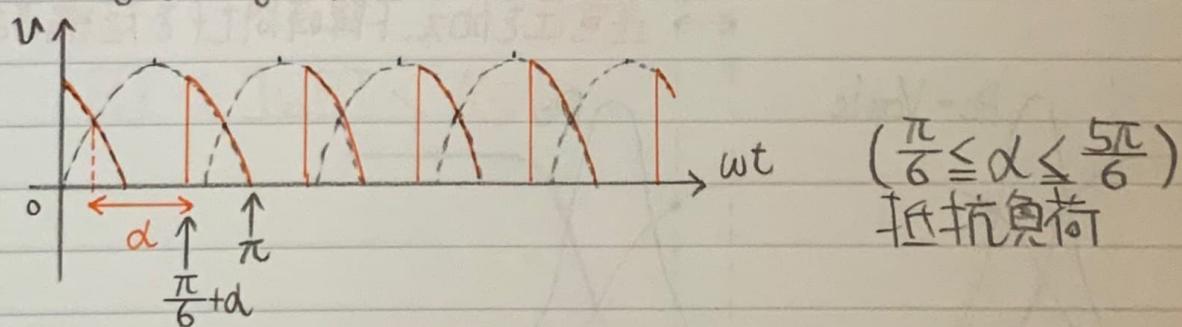
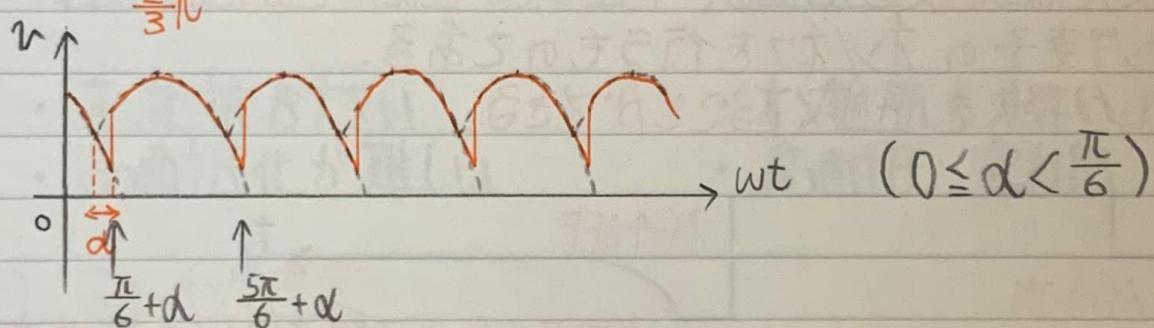
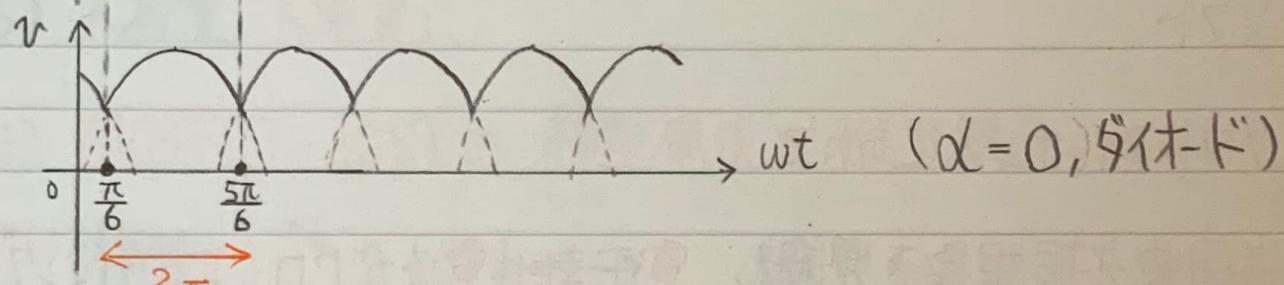
## P177 三相半波整流回路



$$u_1 = \sqrt{2} V \sin \omega t$$

$$u_2 = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$$

$$u_3 = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$



# P177 三相半波整流回路 (つづき)

(i)  $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{6}$  の場合

$$E_d = \frac{1}{(\frac{2}{3}\pi)} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V \sin \omega t \cdot dt$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \cdot \cos \alpha \doteq 1.17 V \cos \alpha$$

(ii) 抵抗負荷で  $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$  の場合

$$E_d = \frac{1}{(\frac{2}{3}\pi)} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V \sin \omega t \cdot dt$$

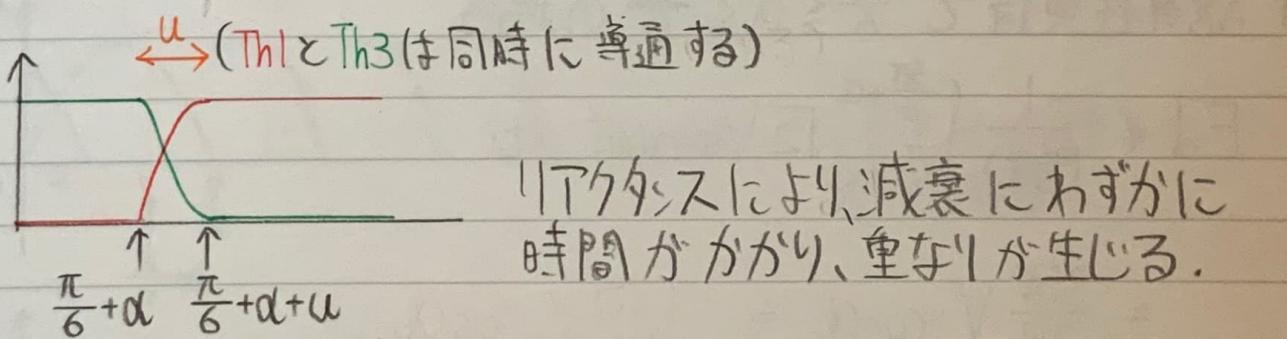
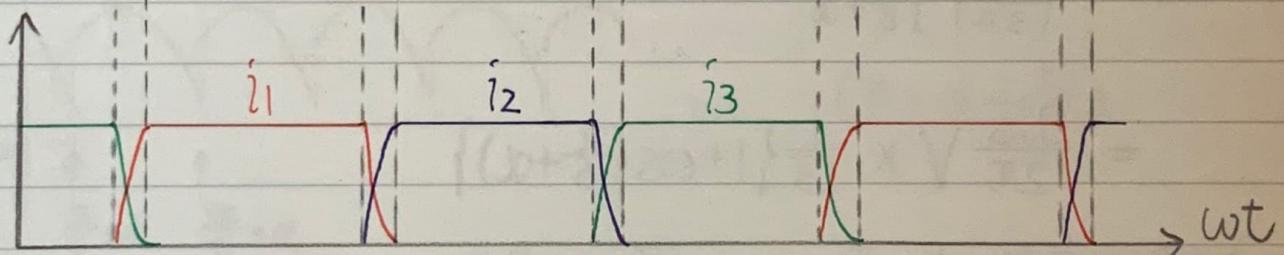
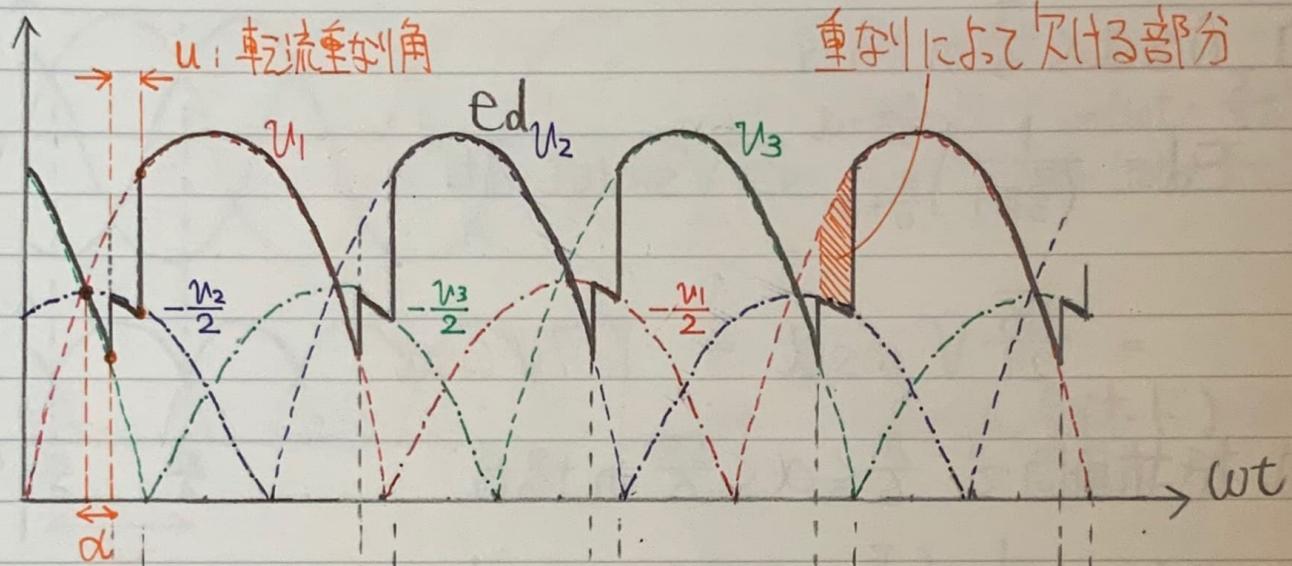
$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \times \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right\}$$

(iii) 誘導性負荷で  $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$  の場合

$$E_d = \frac{1}{(\frac{2}{3}\pi)} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V \sin \omega t \cdot dt$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \cdot \cos \alpha \doteq 1.17 V \cos \alpha$$

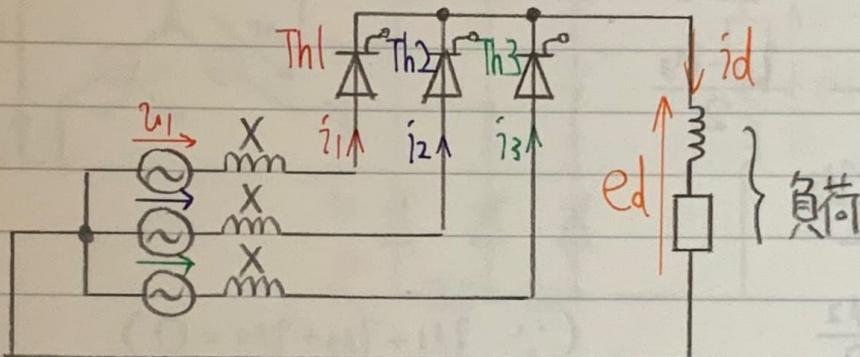
# P178 転流の重剝現象



三相半波整流回路 ( $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{6}$ ) において 転流重剝角を考慮した場合を図示した。

## P178 転流の重なり角 (つづき)

実際には転流は一瞬ではなく、わずかなリラクタンス成分により  $i_1, i_2, i_3$  に位相差が生じ、転流に重なりが生じる。



オノになる要素が  $Th3 \rightarrow Th1$  に切り換わるときを考える

$$ed = U_1 - X \frac{di_1}{dwt} = U_3 - X \frac{di_3}{dwt} \quad \dots \textcircled{1}$$

転流期間中の電流の合計が一定で  $Id$  になるとすると  
(直流出力電流)

$$id = i_1 + i_3 = Id \quad \dots \textcircled{2}$$

上式の両辺を微分して

$$\frac{di_1}{dwt} + \frac{di_3}{dwt} = 0 \quad \therefore \frac{di_1}{dwt} = -\frac{di_3}{dwt} \quad \dots \textcircled{3}$$

①式に③式を代入して

$$U_1 - X \frac{di_1}{dwt} = U_3 + X \frac{di_1}{dwt} \quad \therefore X \frac{di_1}{dwt} = \frac{U_1 - U_3}{2} \quad \dots \textcircled{4}$$

## P178 転流の重剝角 (つづき)

また、負荷電圧  $e_d$  は ①, ④式より

$$\begin{aligned}
 e_d &= U_1 - X \frac{di_1}{dwt} \\
 &= U_1 - \frac{U_1 - U_3}{2} \\
 &= \frac{U_1 + U_3}{2} \\
 &= -\frac{U_2}{2} \quad (\because U_1 + U_2 + U_3 = 0)
 \end{aligned}$$

となり、負荷電圧  $e_d$  は そのとき 転流に関係していない相の電圧  $U_2$  を用いて  $-\frac{U_2}{2}$  と表される。

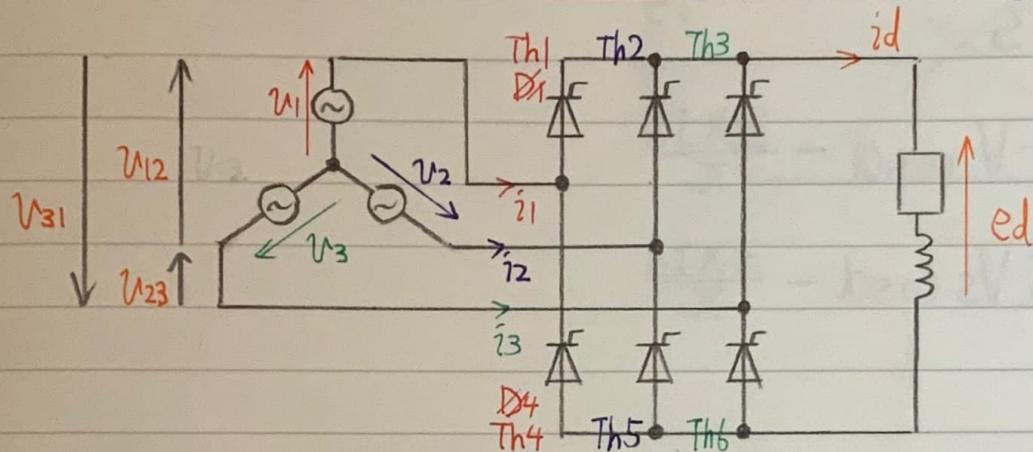
直流平均電圧  $E_d$  は

$$\begin{aligned}
 E_d &= \frac{1}{(\frac{2}{3}\pi)} \int e_d \cdot wt = \frac{1}{(\frac{2}{3}\pi)} \int (U_1 - X \frac{di_1}{dwt}) dwt \\
 &= \frac{3}{2\pi} \left[ \int_{wt=\frac{\pi}{6}+\alpha}^{wt=\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V \sin wt dt - X \int_{i_1=0}^{i_1=Id} di_1 \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \cos \alpha - \frac{3XId}{2\pi} \\
 &\doteq 1.17V \cos \alpha - \frac{3XId}{2\pi}
 \end{aligned}$$

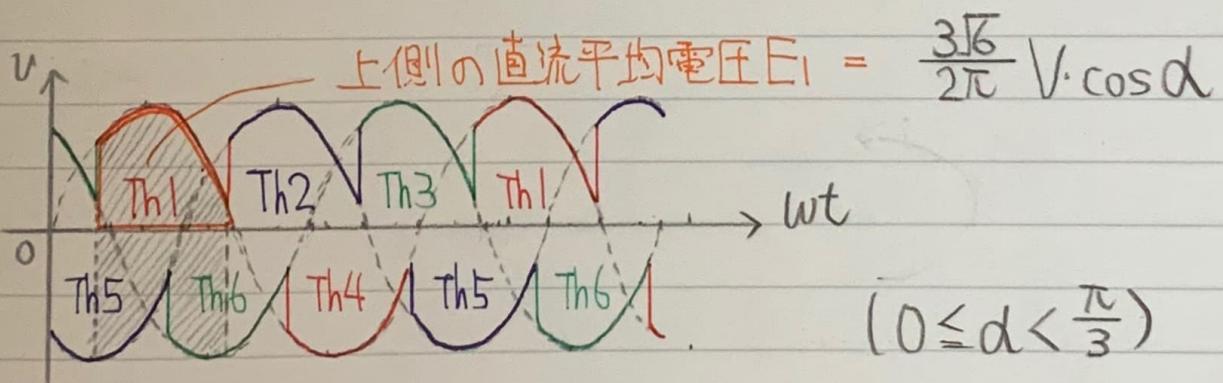
転流時の転流アクトン  $X$  による電圧降下

# P179 三相全波整流回路

半波整流回路と違い 線間電圧が負荷に現れる。



$$\begin{cases} U_1 = \sqrt{2} V \sin \omega t \\ U_2 = \sqrt{2} V \sin (\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ U_3 = \sqrt{2} V \sin (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases}$$



$$E_d = 2 \times E_1 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cdot \cos \alpha \doteq 2.34 V \cos \alpha$$

線間電圧の大きさを  $V_s$  ( $= \sqrt{3}V$ ) とおくと、

$$E_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_s \cdot \cos \alpha \doteq 1.35 V_s \cdot \cos \alpha$$

P179 三相全波整流回路(つづき)

転流の重効角による電圧降下は三相半波整流回路の  
2倍になるから

$$E_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{\text{cos}\alpha} - \frac{3XId}{\pi}$$

$$\doteq 1.35 V_s \text{cos}\alpha - \frac{3XId}{\pi}$$

$$(3\sqrt{2} - 3\omega) \times 2V_E = eM$$

$$(3\sqrt{2} + 3\omega) \times 2V_E = eM$$

P180 □

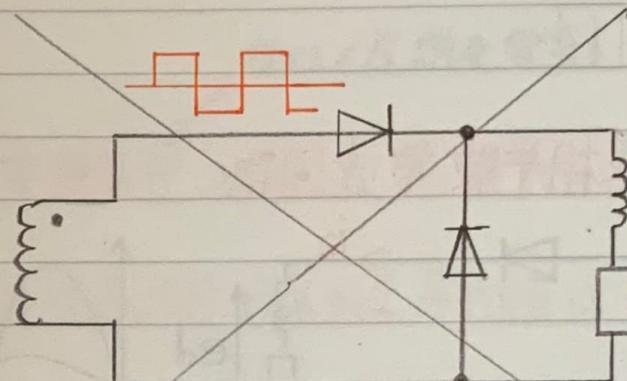
(1) ~~波形6(?)~~ 波形1

(2) 90°遅れ

(3) 0

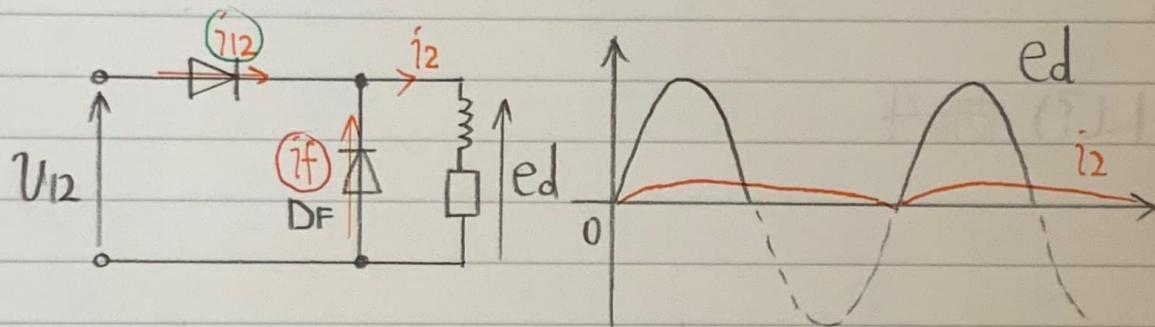
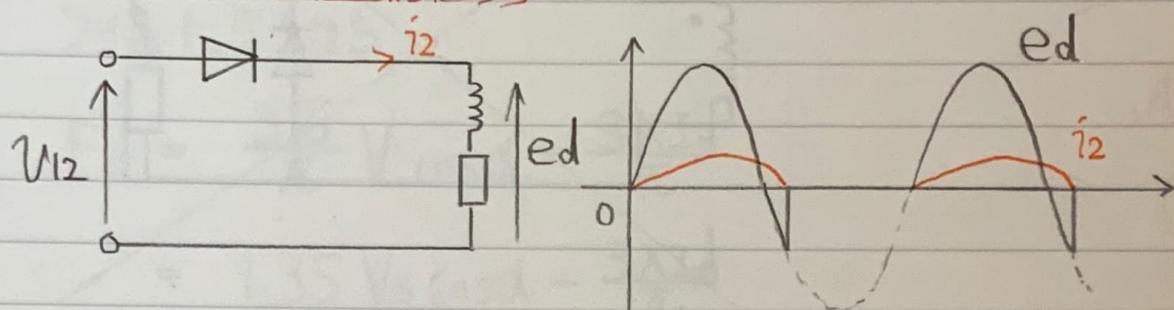
(4) 交流

(5) ~~波形1(?)~~ 波形4

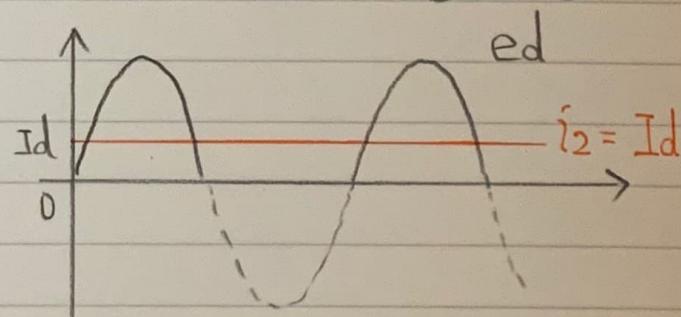


P180 1

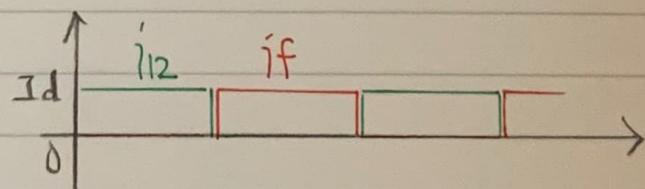
## (1) 单相半波整流回路



$L$ が大きいと  $i_2$  が平滑化され 直流電流となる。



$$i_2 = i_{12} + i_f$$



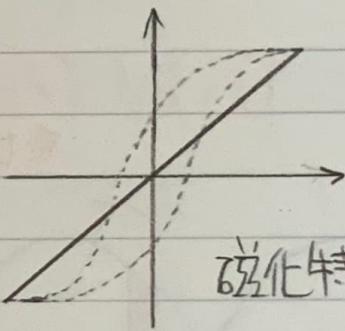
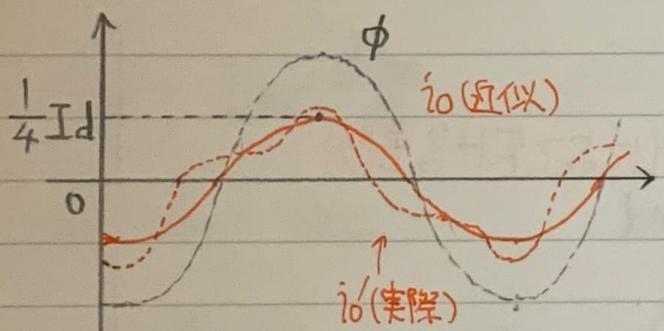
P180 □

ほとんどが磁化電流

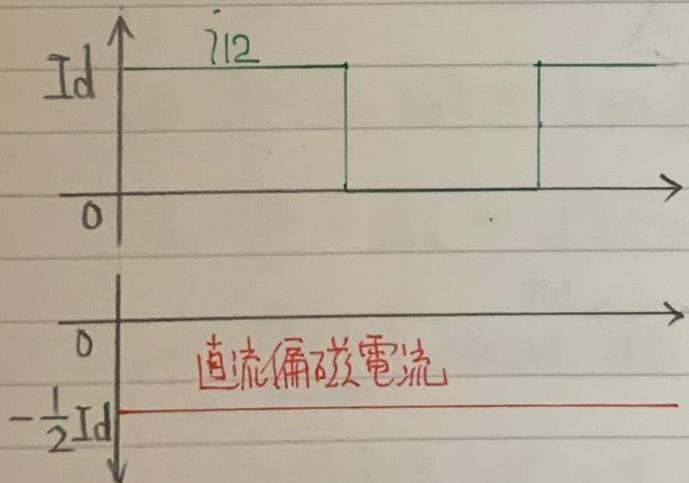
(2) 変圧器の励磁電流  $i_0$  は 電源電圧に対して  $90^\circ$  遅れる。

(4) 「交流条件」: 変圧器一次電流は正弦波であれば 平均値は 0 である。

(5) 変圧器一次電流  $i_{11}$  は、二次電流  $i_{12}$  のアンペアタンを打ち消す電流と 交流励磁電流  $i_0$ 、直流偏磁電流の和となる。



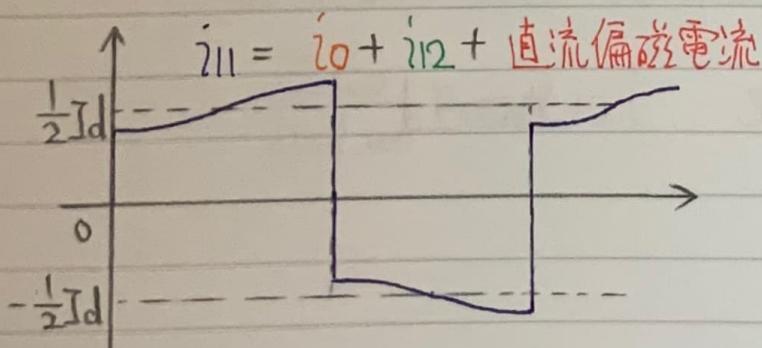
磁化特性を直線近似



← 変圧器二次電流  $i_{12}$  の平均値は  $\frac{1}{2} I_d$  である。

一方一次電流  $i_{11}$  は 交流条件により 平均値 0 となる。

このため 平均値  $-\frac{1}{2} I_d$  の 直流偏磁電流が流れれる。



P182 [2]

(1)  $I_d$ 

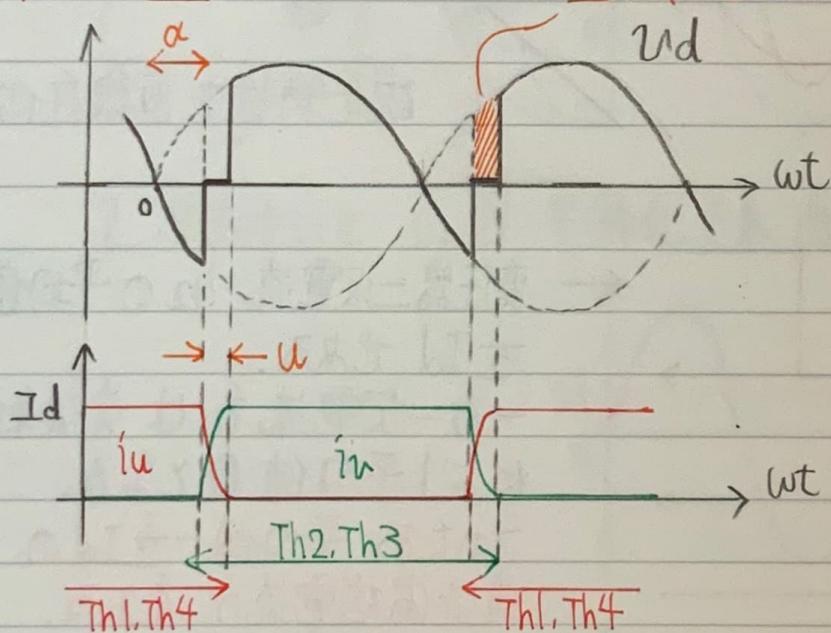
$$(2) L_{ac} \cdot \frac{d}{dt}(i_u - i_n) = L_{ac} \cdot \frac{d}{dt}(2i_u - I_d)$$

$$= L_{ac} \times 2\omega \cdot i_u \cdot \cos \omega t$$

(3)  $i_u$  =

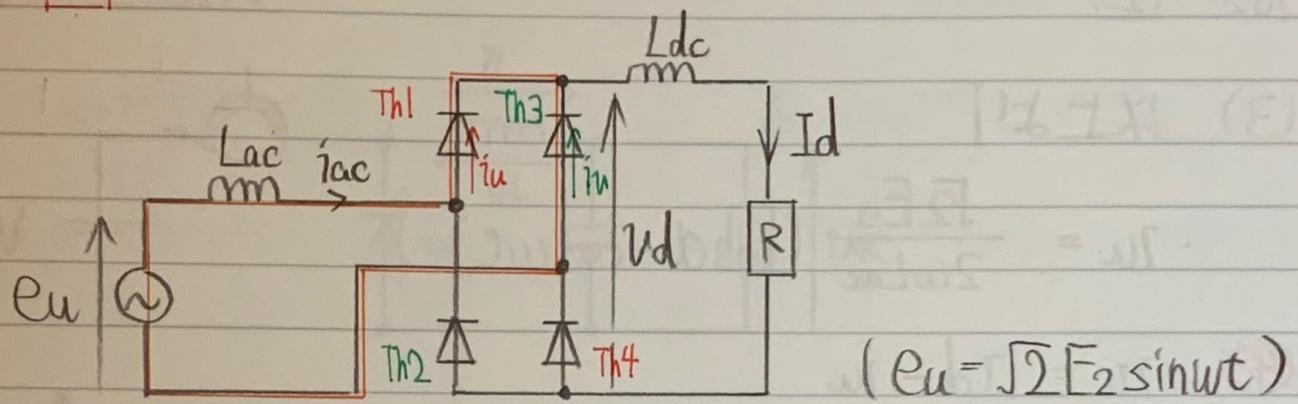
P182 [2]

重なりによって欠ける部分

(1) 重なり期間において  $i_u + i_n = I_d$

P182 [2]

(2)



重なり期間中の上図の閉回路において

$$e_u = L_{ac} \frac{d i_{ac}}{dt} \quad \leftarrow (5) \quad V_d = 0$$

$$i_u - i_w = i_{ac}$$

上2式より

$$L_{ac} \frac{d}{dt} (i_u - i_w) = L_{ac} \frac{d}{dt} (2i_u - I_d) = 2L_{ac} \frac{di_u}{dt}$$

$$2L_{ac} \frac{di_u}{dt} = e_u = \sqrt{2}E_2 \sin \omega t$$

$$(3) \quad i_u = \frac{\sqrt{2}E_2}{2L_{ac}} \int \sin \omega t \cdot dt = -\frac{\sqrt{2}E_2}{2\omega L_{ac}} \cos \omega t + K$$

ここで初期条件  $\omega t = \alpha$  のとき  $i_u = 0$  とする

$$K = -\frac{\sqrt{2}E_2}{2\omega L_{ac}} \cos \alpha$$

P182 [2]

(3) 以上より

$$i_u = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\omega L_{ac}} (\cos d - \cos wt)$$

~~ゆき~~  $i_u = Id - i_u$

$$= Id - \frac{\sqrt{2}E_2}{2\omega L_{ac}} (\cos d - \cos wt)$$

(4) 重なり期間の終期  $wt = d + u$  には

$$i_u = Id, \quad i_r = 0$$

となるので

$$i_u = Id - \frac{\sqrt{2}E_2}{2\omega L_{ac}} (\cos d - \cos(wt)) = 0$$

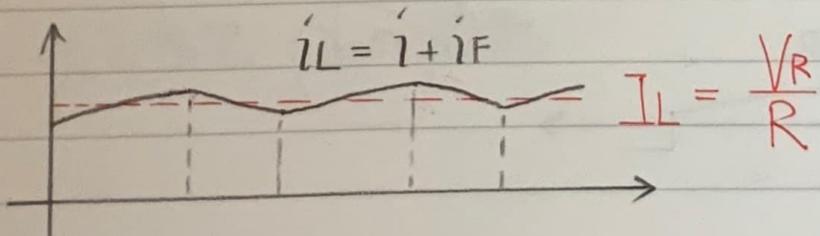
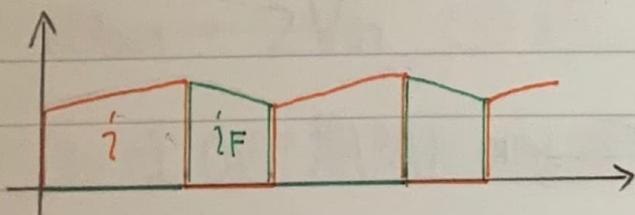
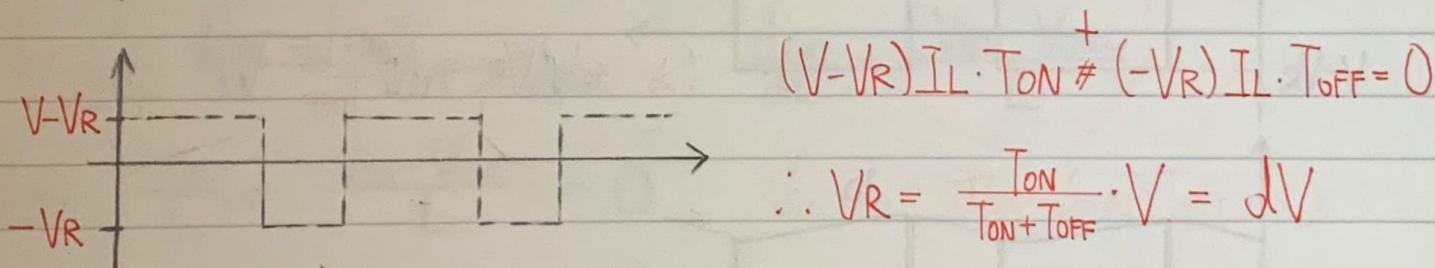
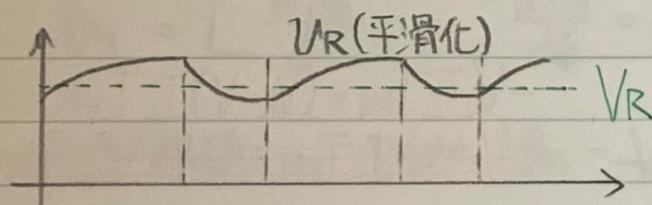
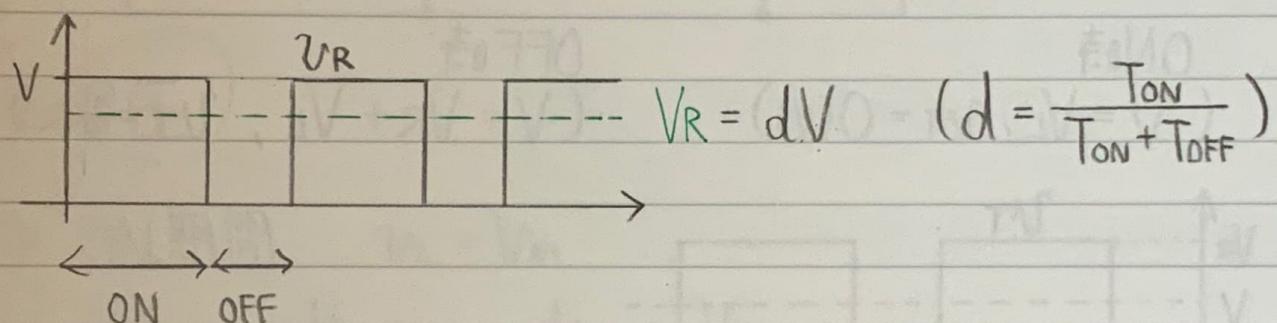
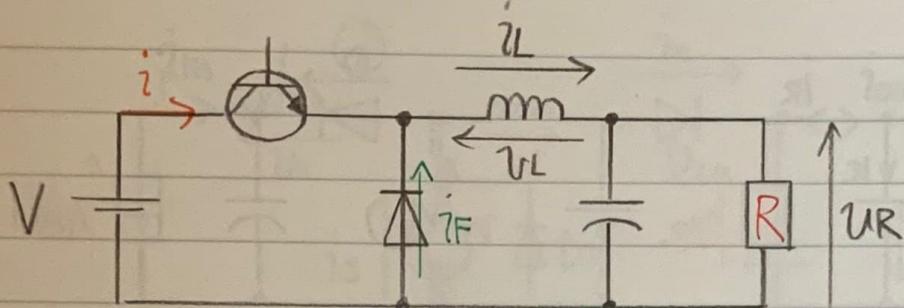
$$\therefore \cos d - \cos(d+u) = \frac{2\omega L_{ac}}{\sqrt{2}E_2} Id$$

(5) 重なり期間中の直流電圧  $V_d$  は

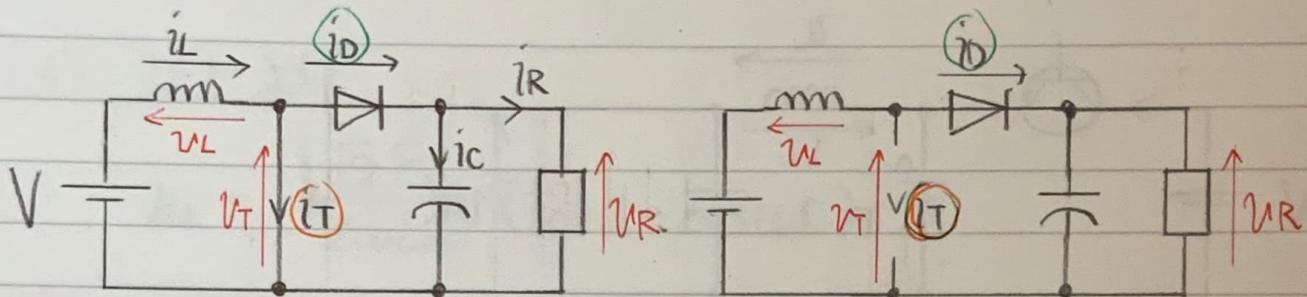
$$V_d = e_u - L_{ac} \frac{di_{ac}}{dt} = 0(V)$$

# 直流変換回路

P186 降圧コンバータ



# P187 昇圧トヨバ

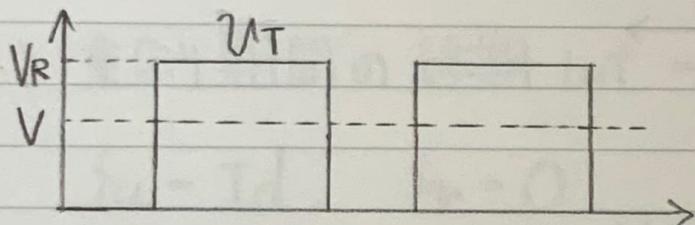


ON時

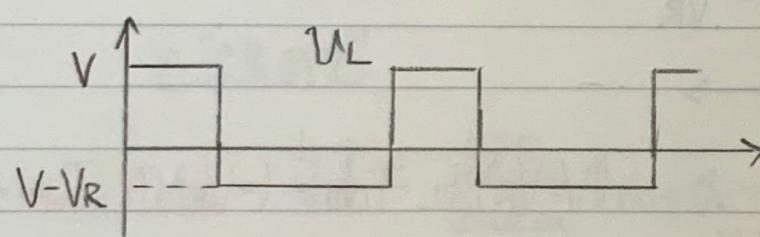
$$(V = V_L, v_T = 0(V))$$

OFF時

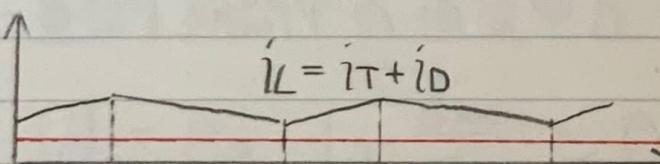
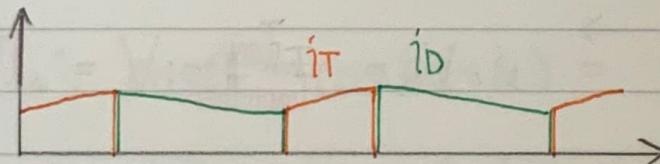
$$(V = V_R + V_L, v_T = V_R)$$



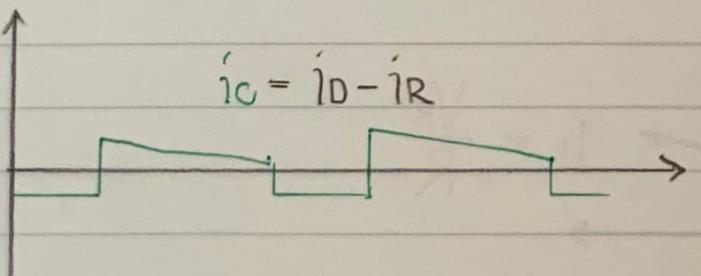
$$\begin{aligned} -V I_L T_{ON} + (V_R - V) I_L T_{OFF} &= 0 \\ (V - V_R) I_L T_{ON} + (-V_R) I_L T_{OFF} &= 0 \end{aligned}$$



$$\therefore V_R = \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} V = \frac{1}{1-D} V$$

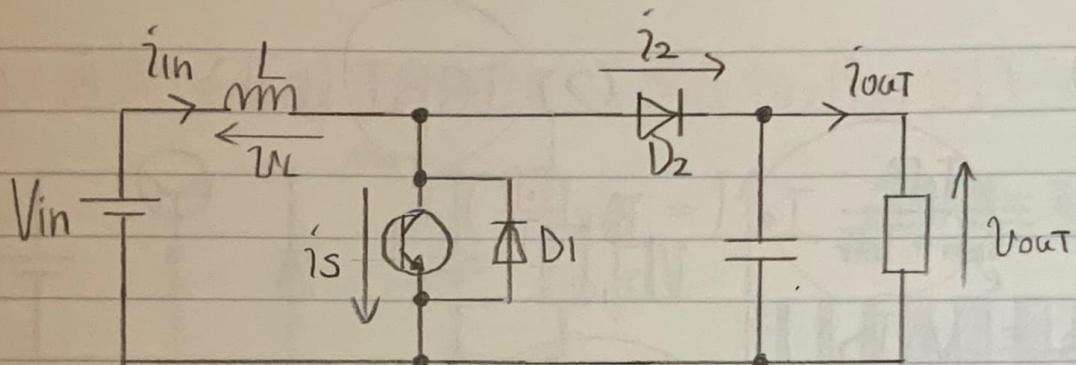


$$i_L = i_T + i_D$$



$$i_C = i_D - i_R$$

P190 □



(1) 昇圧

(2) ON期間 ...  $V_L = V_{in}$ 

$$V_L = L \frac{di_{in}}{dt} \quad \frac{di_{in}}{dt} = \frac{V_{in}}{L}$$

OFF期間 ...  $V_L = V_{in} - V_{out}$ 

$$L \frac{di_{in}}{dt} = V_{in} - V_{out} \quad \frac{di_{in}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L}$$

(3)  ~~$\frac{V_{in}T_{on}}{L} + \frac{V_{in} - V_{out}}{L}T_{off} = 0$~~   $V_{in}T_{on} + (V_{in} - V_{out})T_{off} = 0$

(4)  ~~$V_{out} = 2V_{in}$~~  (3)より  $V_{out} = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} V_{in}$

(5)  $i_2$  は OFF期間にのみ電流が流れ、少しずつ減少する。したがて ~~i2の~~ 波形

P/93 [2]

(1) 昇圧

$$(3) I_D = - \frac{T_{off}}{T_{on} + T_{off}} I_S \quad (= I_S \times \frac{T_{off}}{T})$$

$$(4) E_S I_S = V_L I_D$$

$$V_L = E_S \frac{I_S}{I_D} = E_S \cdot \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}}$$

(5) 電流

(5) 直流チョッパによる出力制御は、出力電圧を検出し、設定値となるようなフィードバック制御を行う。

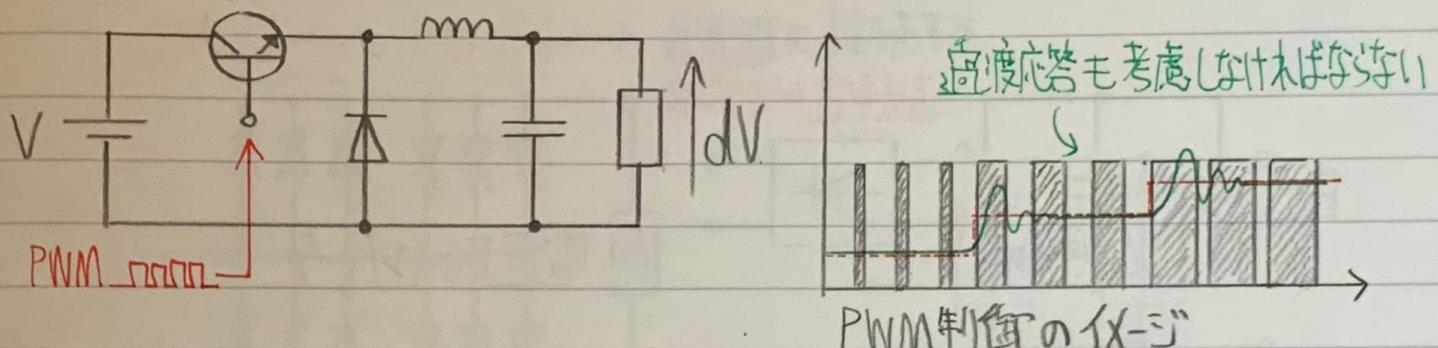
出力電圧制御において、デバイスQがオノのとき、コンデンサに蓄えられた電荷が負荷に供給されるだけなので、負荷電流が大きいときの出力電圧の変動が大きくなる。

このため、フィードバック制御に電流制御のマイナープロポリテイブ制御を加えて安定化を図る。

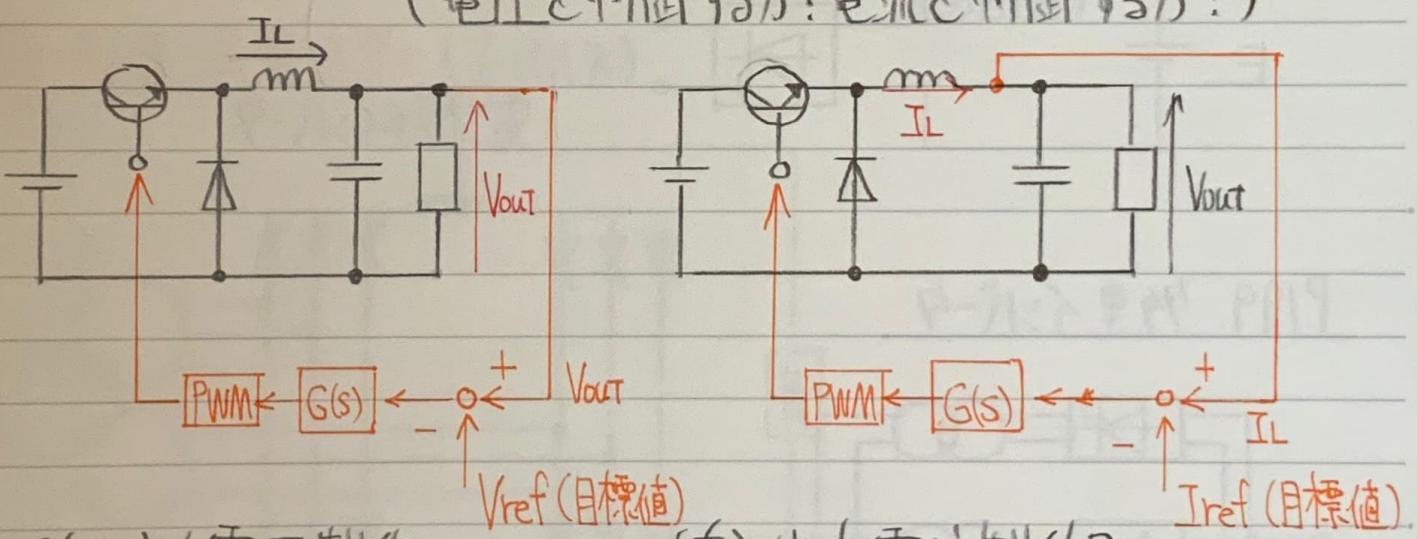
(?)

P193 [2]

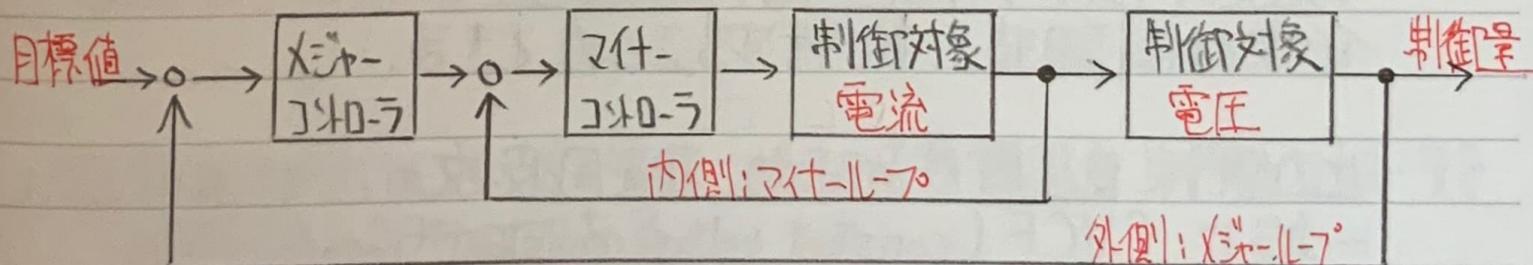
### (5) 直流チョッパの出力制御（降圧チョッパの例）



過渡応答に対して → フィードバック制御  
(電圧を制御するか? 電流を制御するか?)



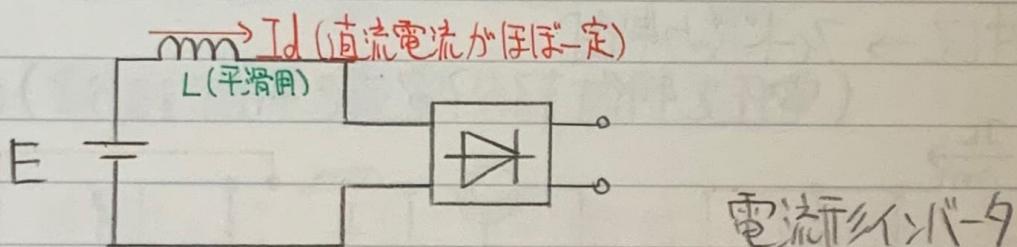
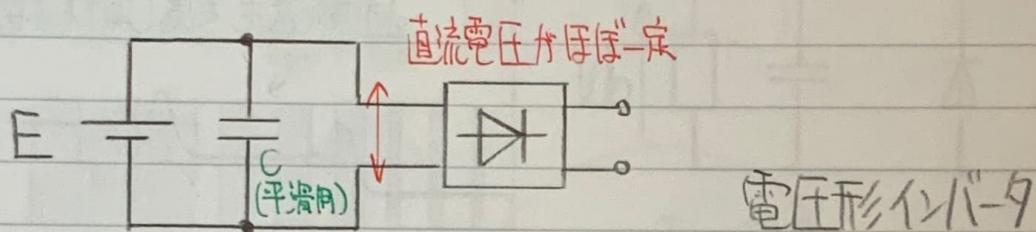
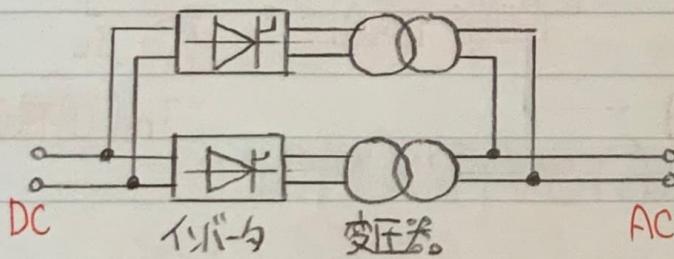
マイナーフィードバックとは?



カスケード接続の構成

P196 インバータ

電圧形インバータと電流形インバータについて

P199 多重インバータ

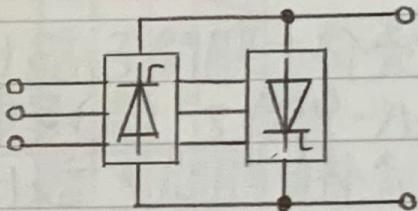
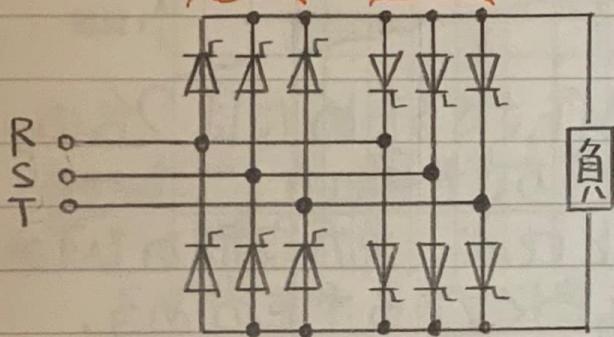
複数のインバータが発生する方形波電圧の位相をずらして  
低次の高調波を抑制することができる。

出力側に変圧器があるため、可変周波数の出力には使えない。  
一般に CVCF (constant voltage constant frequency) の  
用途に用いられる。

P200 サイクロコンバータ

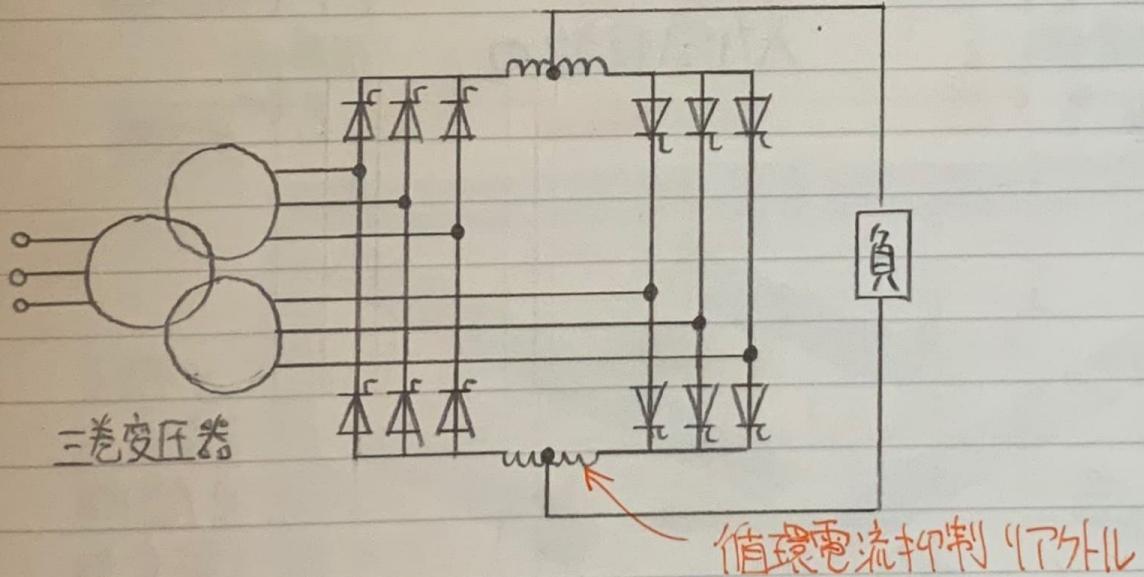
三相入力単相出力サイクロコンバータ

正群コンバータと負群コンバータを並列に接続する。



(略図)

① 非循環電流形 (6パルス)



② 循環電流形 (6パルス)

三相出力サイクロコンバータはこれらの 単相出力サイクロコンバータを三相結線したものである。

## P200 サイクロコンバータ(つづき)

逆並列された 正群コンバータ  $\leftrightarrow$  負群コンバータを切り換える  
電流の向きを変えるとき、短絡を防ぐため、  
電流休止期間が必要である。

電流休止期間を設けずに動作させるためには 2台のコンバータ間で循環電流を流す方式と用いる。

電流休止期間を設けた場合と比べ、出力波形のひずみが小さく、出力周波数の上限を高くできる利点がある。

一般的に出力周波数の上限は  $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$  程度である。

↑  
入力周波数の

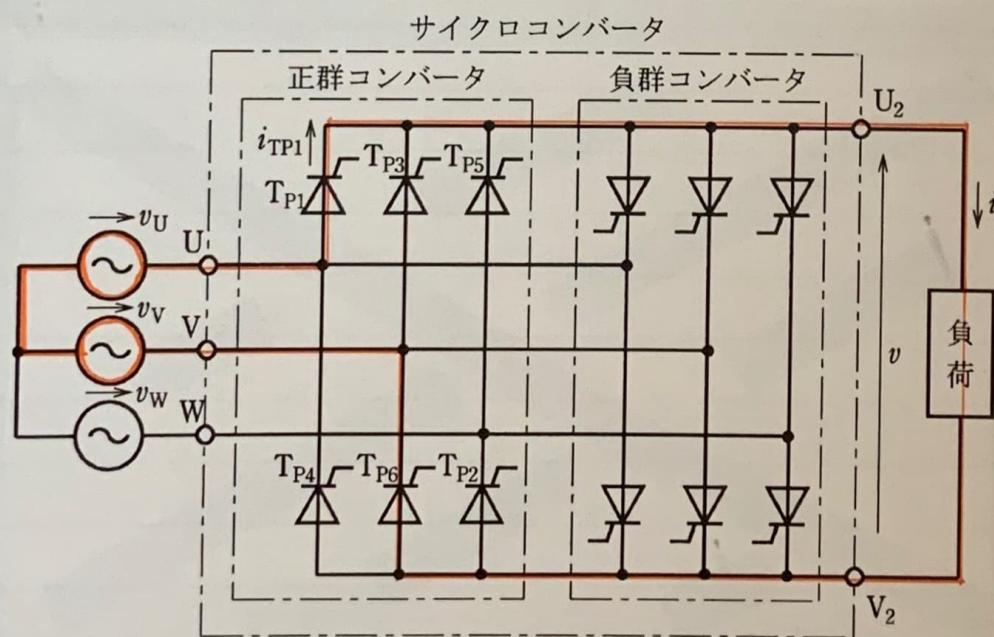
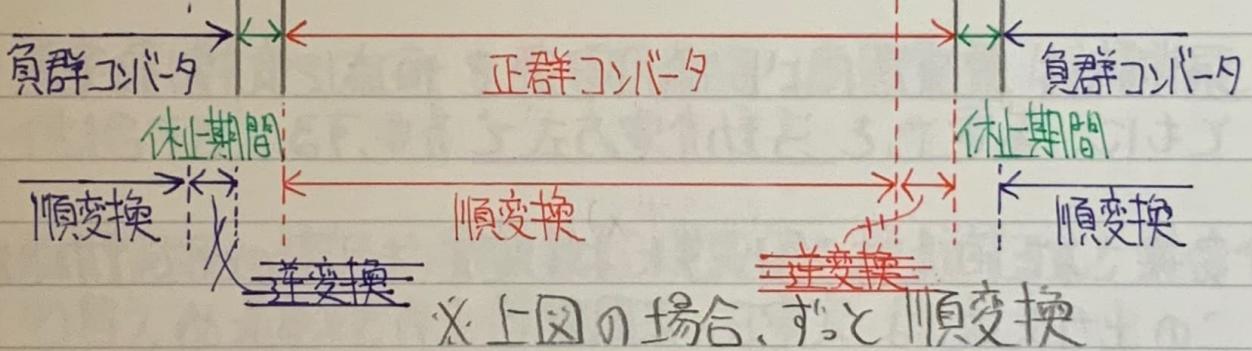
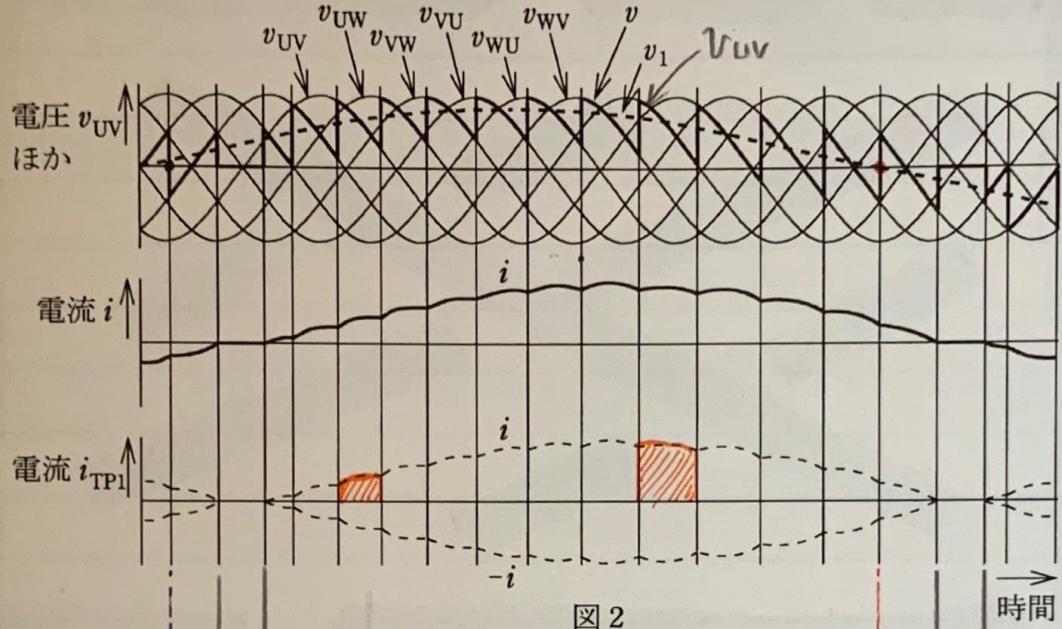


図 1



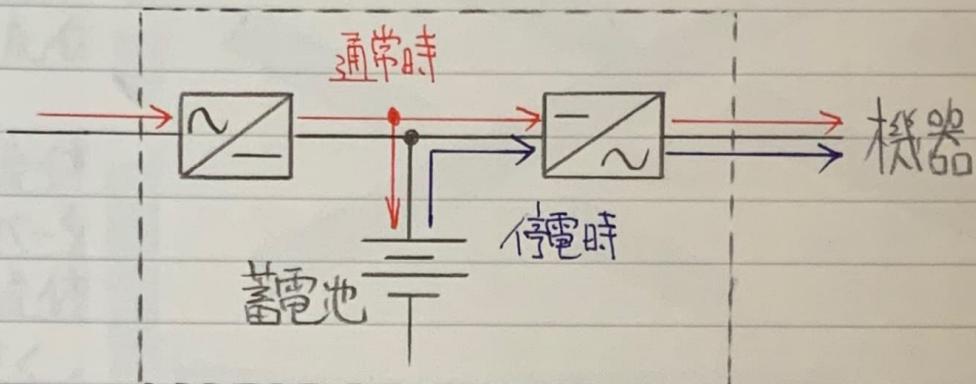
正群と負群コンバータのそれぞれの動作期間において出力電圧 $v_i$ の符号と出力電流 $i$ の符号が一致する期間では順変換動作を、符号が異なる期間では逆変換動作を行う。

$0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$  順変換(コンバータ)動作

$\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$  逆変換(インバータ)動作

## P202 無停電電源装置 (UPS)

### ① 常時インバータ給電方式 (ダブルコンバージョン方式)



通常時は 整流器により 商用電源を 直流に 変換するとともに、蓄電池を 浮動充電方式で 充電する。

変換された直流は インバータにより 安定した交流として出力される。  
この出力交流は 定電圧・定周波で出力されるため、  
CVCF (constant voltage constant frequency)と呼ばれる。

#### 長所

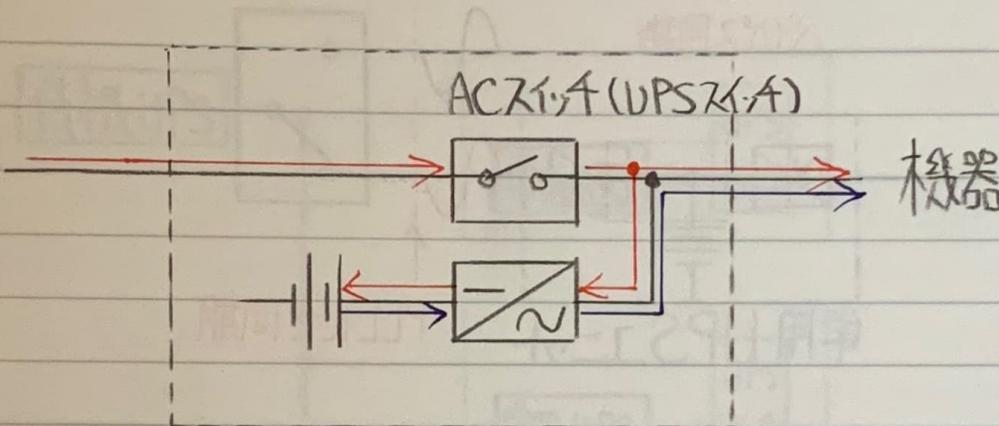
- 停電切替時に 瞬断がない
- 安定した出力 (CVCF)

#### 短所

- 常時一定の電力ロスがある。
- 構造上大型で 高コスト

## P202 無停電電源装置(UPS) (つづき)

### ② 常時商用給電方式(オフライン方式)



通常時はUPSスイッチを介して直接、商用電源から電力を供給する。

商用電源の電圧や周波数が規定値を逸脱すると、スイッチを切り替えて蓄電池から供給する。

#### 長所

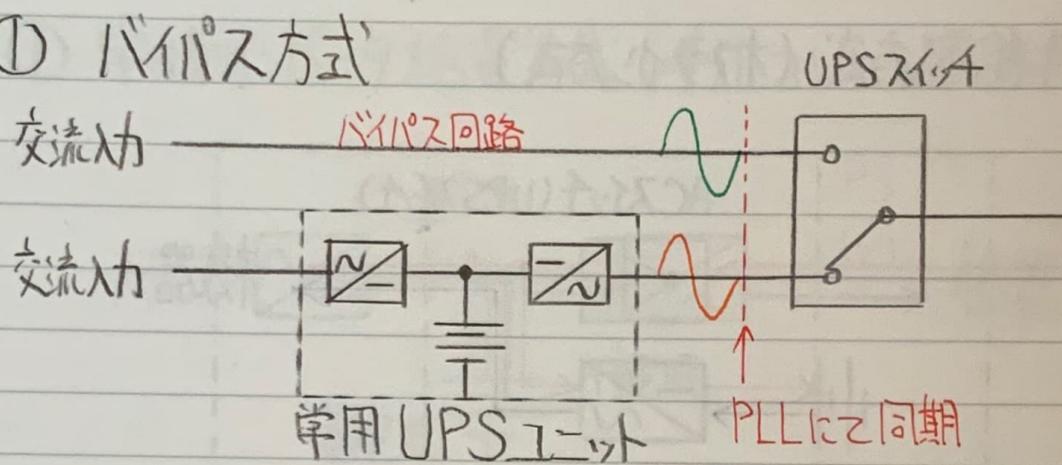
- ・通常時スルー出力のため低損失
- ・構造が簡単・小型で低成本

#### 短所

- ・停電切替時に1~10msの瞬断を伴う。
- ・設定範囲内の電力変動は補正しない。

## P204 無停電電源装置の信頼性向上技術

### ① バイパス方式

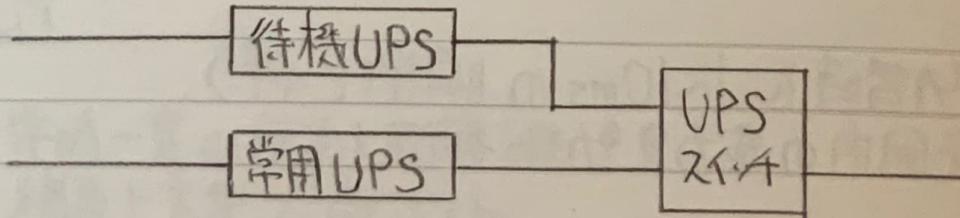


常時イバータ給電方式では、UPSスイッチを用いた  
バイパス回路を有している機器が一般的である。

イバータは PLL (Phase Locked Loop) により、  
待機しているバイパス回路電圧に同期させ、  
電力変換器の故障時に UPSスイッチをバイパス  
回路側に切替えて給電を継続することができる。

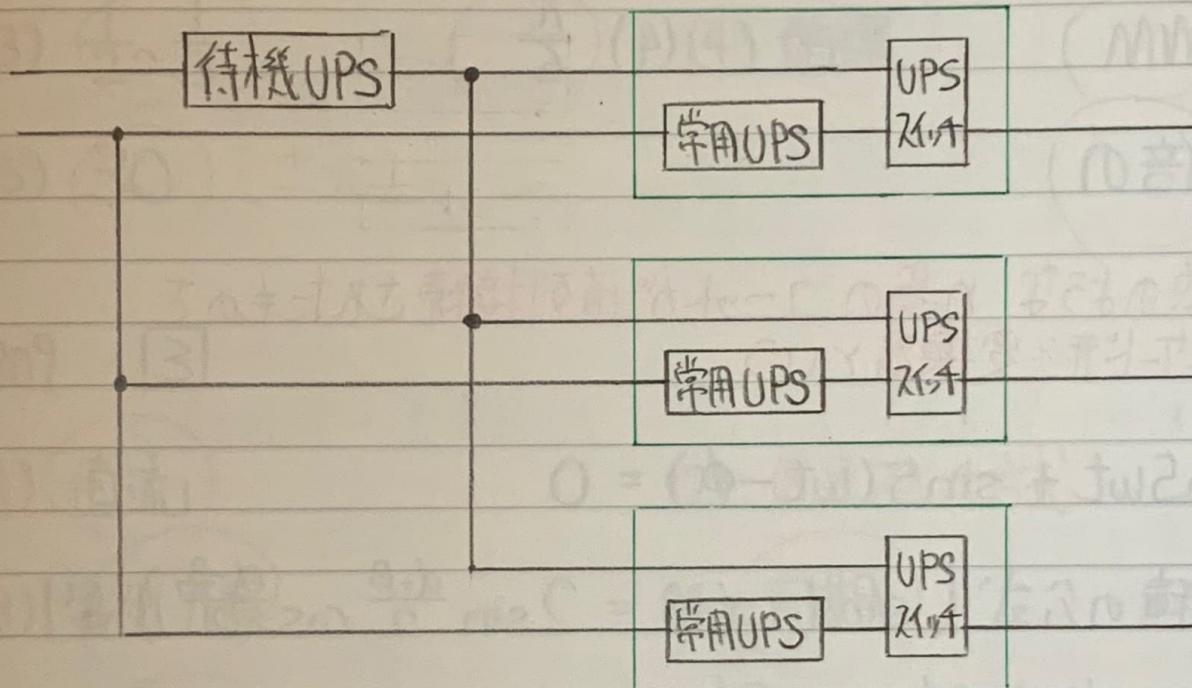
### ② 待機冗長方式

① バイパス方式のバイパス回路に予備UPSを待機させる方式



## P204 無停電電源装置の信頼性向上技術 (つづき)

### ② 待機冗長方式 (つづき)

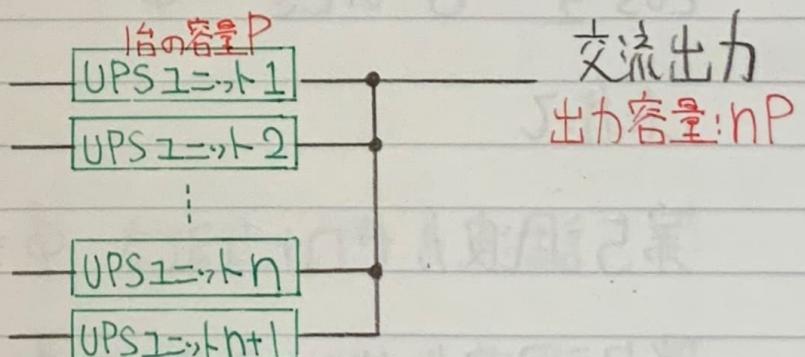


上図のように複数のUPSにバイパス回路を共通で使用する場合を特に共通予備方式という。

### ③ 並列冗長方式

UPSユニットを通常時  
から並列運転する方式

出力容量に対して多めの  
台数を用意し、UPS故障時、UPSスイッチごと切り離す。



各UPSユニットには個別並列運転制御が実現されており、  
並列運転制御司令部をもたない。

P205 □□

(1) コンバータとインバータ

(2) 絶縁

(3) PWM

(4)  $\frac{\pi}{6}$ 

(5) 2倍の

(1) 問題のような  $n$ 段のユニットが直列接続されたものを  
カスケード形変換器という。

$$(4) \sin 5wt + \sin 5(wt - \phi) = 0$$

和積の公式 ( $\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha+\beta}{2} \cos \frac{\alpha-\beta}{2}$ ) より

$$2 \sin \frac{10wt - 5\phi}{2} \cdot \cos \frac{5\phi}{2} = 0$$

$$\cos \frac{5\phi}{2} = 0 \text{ のとき } \phi = \frac{(2k-1)\pi}{5} \quad (k=1,2,3,\dots)$$

したがって

第5調波がゼロになるとき  $\phi = \frac{\pi}{5}, \frac{3\pi}{5}, \pi, \frac{7\pi}{5}, \dots$

第7調波がゼロになるとき  $\phi = \frac{\pi}{7}, \frac{3\pi}{7}, \frac{5\pi}{7}, \pi, \dots$

これらの間の値  $\phi = \frac{\pi}{6}$  を選べば、5次・7次高調波を  
0にはできないが、大幅に減らすことができる。

P208 [2]

(1) 交流 (直接交流)

(2) 36

(3)  $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$

(4) 循環

(5) 30 ( $\pm 30$ )

P209 [3]

(1) 直流

(2) 直流スイッチ式

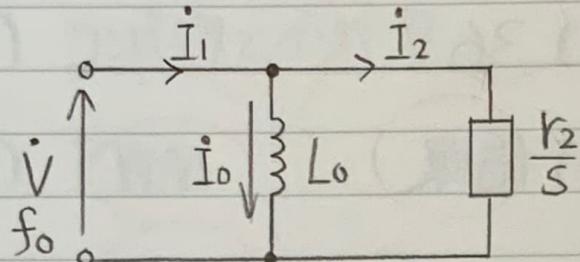
(3) 並列冗長

(4) 同期

(5)  $n+1$

## 電動機制御

## P212 V/f-一定制御



誘導電動機の簡易等価回路

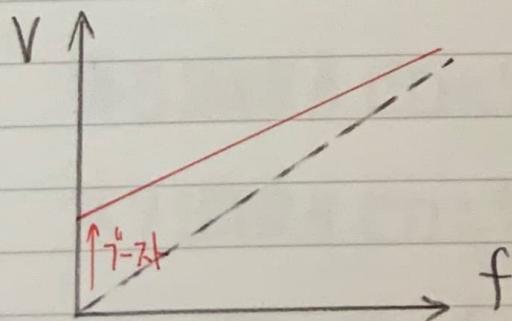
$$\underline{\phi} = k_1 I_0 = k_1 \frac{V}{2\pi f_0 L_0} = k'_1 \cdot \underline{\frac{V}{f_0}}$$

$V/f = \text{一定}$ とすることで、ギャップ磁束を一定に保つ。

低速では端子電圧が低いので、一次抵抗による電圧降下を無視できない。

これを補償(ブースト)するために端子電圧にその分を加算したトータルブースト制御を行う。

開ループ制御であるため、電動機の定格値さえわかっていないれば制御可能であるが、制御応答性を高くとることができない。



P217 ①

(1) 回転角速度  $\omega$

(2) 容量 過負荷耐量

(3) 定格運転

(4) TIC

(5) 滑り周波数  
滑り角周波数の積分値

$$(5) \Theta = \int \omega dt$$

$$\omega = \text{電動機回転角速度} \omega_r + \text{滑り角速度} \omega_s$$

$$\Theta = \int (\omega_r + \omega_s) dt$$

$$= \int \omega_r dt + \int \omega_s dt$$

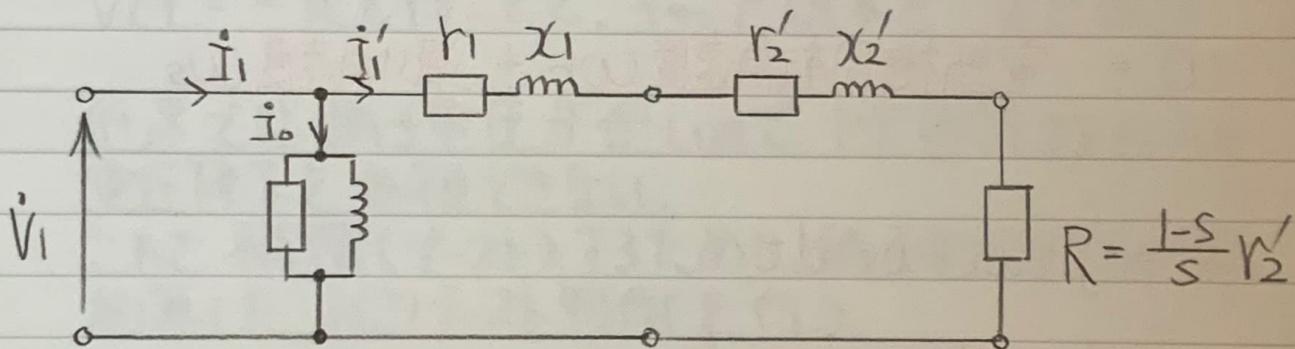
= 回転子の位置 + 滑り角速度の積分値

$\Theta = \text{磁束軸の位置 (位相角)}$

P220 [2]

(1) -~~次周波数~~(2) ~~励磁電流~~

(3) 滑り周波数

(4) ~~一次巻線抵抗~~(5) ~~反比例~~ 2乗に反比例(5)  $V/f = \text{一定}$  則 従 て 最大トルクが一定となる理由

$$\text{1次負荷電流 } I_1 = \frac{V_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

$$\text{2次入力 } P_2 = 3 \frac{r_2'}{s} I'^2$$

$$= 3 \frac{r_2'}{s} \cdot \frac{V_1^2}{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}$$

$$\text{トルク } T = \frac{P_0}{\omega} = \frac{P_2}{ws}$$

$$= \frac{3r_2'V_1^2}{ws} \cdot \frac{1}{s \{ (r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2 \}}$$

P220 [2]

$$(5) \quad T = \frac{3r_2'V_1^2}{ws} \cdot \frac{1}{\frac{r_2'^2}{S} + S\{r_1^2 + (x_1+x_2')^2\} + 2r_1r_2'}$$

トルクが最大トルク  $T_m$  となるとき 上式の分母は最小になるから

$$\frac{r_2'^2}{S_m} = S_m\{r_1^2 + (x_1+x_2')^2\}$$

$$\therefore S_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1+x_2')^2}}$$

$$\begin{aligned} \therefore T_m &= \frac{3r_2'V_1^2}{ws} \cdot \frac{1}{2r_1r_2' + 2r_2'\sqrt{r_1^2 + (x_1+x_2')^2}} \\ &= \frac{3V_1^2}{2ws} \cdot \frac{1}{r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1+x_2')^2}} \end{aligned}$$

ここで 一次巻線抵抗  $r_1$  を無視すると

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{3}{2ws} \cdot \frac{V_1^2}{x_1+x_2'} = \frac{3P}{8\pi f} \cdot \frac{V_1^2}{x_1+x_2'} \propto \left(\frac{V_1}{f}\right)^2 \\ (\because (x_1+x_2') &\propto f) \end{aligned}$$

以上より  $-V/f = -\text{定数}$  最大トルクも一定となる。

No.

6.末

Date 21.1.21

## 6章 練習問題

[1]

(1) ~~並~~ 阻止

(2) ~~順~~ 電圧

(3) ~~持続~~

(4) ~~並~~ 電圧

(5) ~~遮断 消滅~~

[2]

(1) コンバータ (整流回路)

(2) 周波数

(3) 一次巻線抵抗

(4) ハーフ

(5) 補償 (ゲート)

[3]

(1) 順

(2) 車続

(3) 逆並列

(4) 効率

(5)  $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ 

[4]

(1) 回波数変換

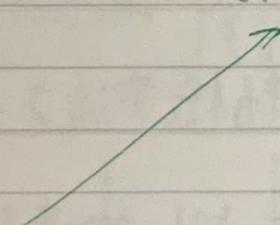
(2) ハイコンバータ

(3) 双方向

(4) 自然転流 ?

(5) インバータ

(4) ハイストラのゲートに特にOFF信号を与えるとともに、AK間に逆電圧が印加され、自然と転流が行われるということ



# 電気鉄道の電動機と制御方式

## P23 駆動電動機の特性

### ① 定电压域 (Huk)

電源電圧より電動機の起電圧が低い領域  
発生トルク一定を保ち、ほぼ一定の加速度を得る。

### ② 定出力域

速度上昇に伴い、電圧がインバータ出力電圧制限に至った  
後は、電圧を一定に保ち、

(直流機では弱め界磁により、  
誘導機では滑り周波数を増加させて、

その制御限界まで電動機電流を一定に保つ。

一定入力電力( $\alpha VI$ )により 加速を継続する。  
トルク( $\alpha \frac{P}{\omega}$ )は回転速度に反比例する。

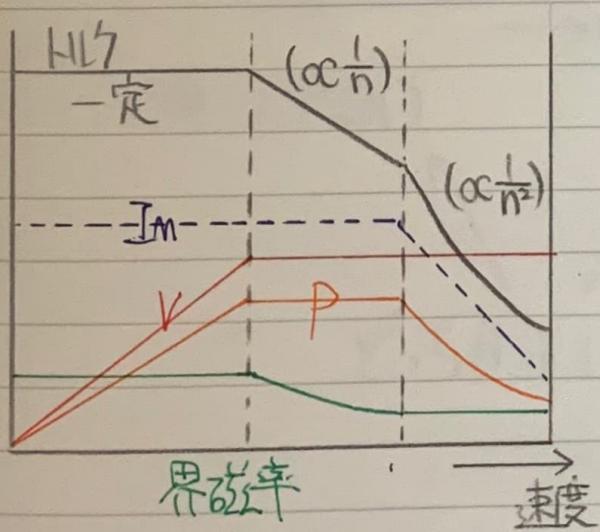
$P$ を一定とするとトルクの減少を吸収している

### ③ 特性域

速度向上が電動機の特性に従う領域  
すなわち 速度に反比例して電流は低下し、  
トルクは速度の2乗に反比例して低下する。

## P226 直流電気車の制御

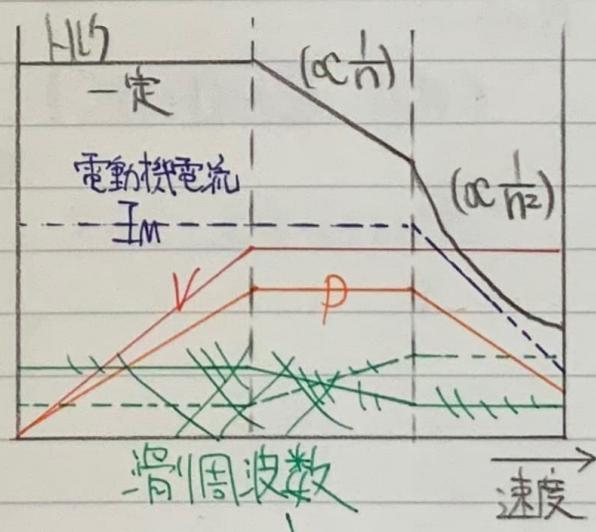
制御方式	電動機	定トルク領域	定出力領域
抵抗制御	直巻DM	抵抗制御	分流回路による弱め
電機子チョッパ制御	直巻DM	電圧制御	界磁
他励界磁制御 界磁チョッパ制御	複巻DM	抵抗制御	分巻界磁制御による弱め 界磁
VVFインバータ制御	IM PMSM	V/f-一定制御 (VVVF)	V-一定 滑り周波数制御 (CVVF)



定トルク  
領域

定出力  
領域

特性  
領域



(右) 誘導電動機駆動

(左) 直流電動機駆動

## P229 交流電気車の制御

制御方式	電動機	定トルク領域	定出力領域
タップ制御	直巻DM	変圧器タップ切替による電圧制御	分流回路による弱め界磁
サイリスタ位相制御	直巻DM	位相制御による電圧制御	

P233 □□

(1) 始動時のトルク

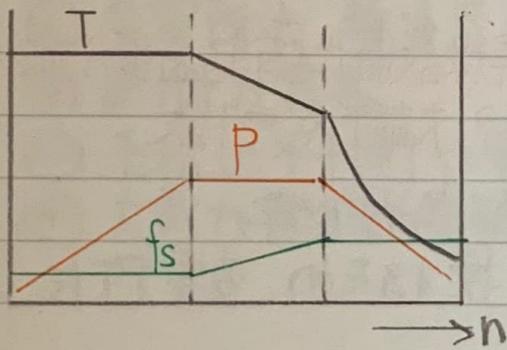
(3) 三相かご形誘導電動機

(5)  $V$ -一定,  $I_m$ -一定,  $f_s$ 可変

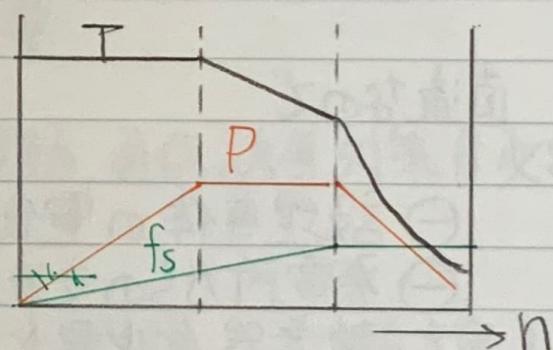
(2) 直巻

(4)  $\frac{V}{f}$ -一定,  $I_m$ -一定,  $f_s$ -一定  
 ~~$f_s$ 可変~~ (?)

P233 □□ 定引張力領域における滑り周波数の増減は?



(倣マス P231)



(2種 H26[5], 15年)

どちらが正しい?  
どちらが正しい?

# 電気鉄道のき電システム

## P235 キ電システムの概要

移動する電気車へ電力を供給することを **饋電(きぞん)** という。

### ① 直流き電方式 (600~3000V)

電圧が低いため...

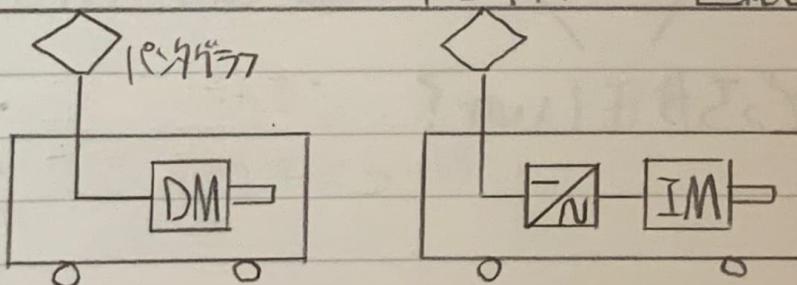
- ① 絶縁離隔が小さく済む (絶縁設備が少ない)
- ② 変電所間隔が短い

直流なので...

電車線設備が占有する面積が狭く済む  
→ 大都市や地下鉄

- ③ 設埋導体の電食に配慮が必要
- ④ 発電所からの交流を変換するため、変電所に整流器が必要となる。
- ⑤ 遮断が難しい

### トロリ線 (直流き電)



- ⑥ 交流き電と比べ電車に搭載にする変換装置の規模が小さく済み、製造コストが安い。

## P235 キ電システムの概要 (つづき)

### ② 単相交流き電方式 (20kV, 25kVなど)

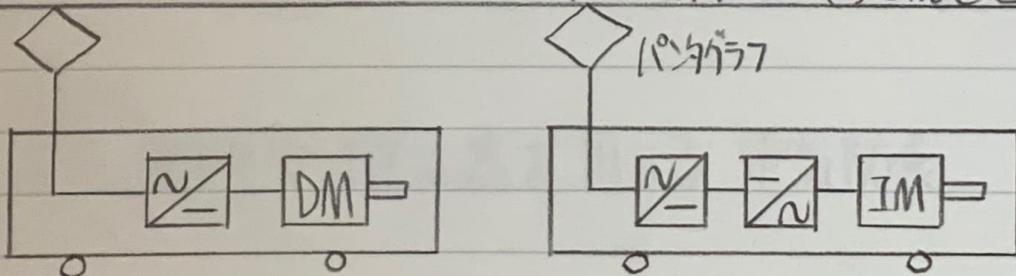
電圧が高いため (高くできるため) ...

- ① き電電流が小さく、変電所間隔を長くできる
- ② 絶縁離隔が大きく、絶縁設備が大規模

交流中に

- ① 変電所に整流器が不要
- ② 遠隔が容易
- ③ 系統の不平衡や電圧変動、通信誘導対策が必要
- ④ 大電力が供給可能

トロリ線 (交流き電)



- ② 電車に搭載する変換装置の規模が大きく、  
車両設備が複雑・高コスト

## P235 き電システムの概要 (つづき)

### ① 直流き電方式

- ・大都市の運転頻度の高い線区
- ・地下鉄

### ② 交流き電方式（単相交流）

- ・地方の列車本数が少なく距離の長い線区
- ・都市間輸送
- ・新幹線

### ※余談

リバーカモメやポートライナーなどの一部新交通システムでは  
600V 三相交流き電を採用している。

## P237 直流電方式の電食対策

レールを帰路として使用するため、線路に近接して地中埋設金属があると、レールからの漏れ電流は大地より抵抗の低い金属体を通り、変電所付近で流出してレールに帰る。

このとき地下水が電解液となり、金属体は直流漏れ電流の流れた部分で腐食する。この現象を電食という。

### ① 鉄道側の対策

- ・変電所間隔の短縮
- ・帰路(レール)抵抗の低減
- ・コンクリート道床の使用 (大地の低抵抗化)

### ② 埋設金属体側の対策

- ・絶縁
- ・流電陽極や排流器を用いる電気防食

P240 □

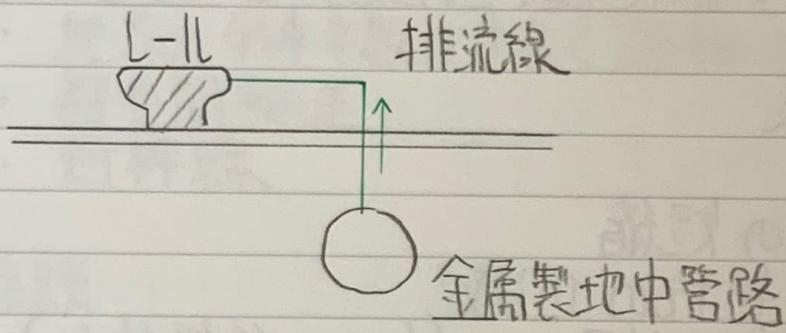
(1) 漏れ電流

(2) 電解液

(3) 排流器

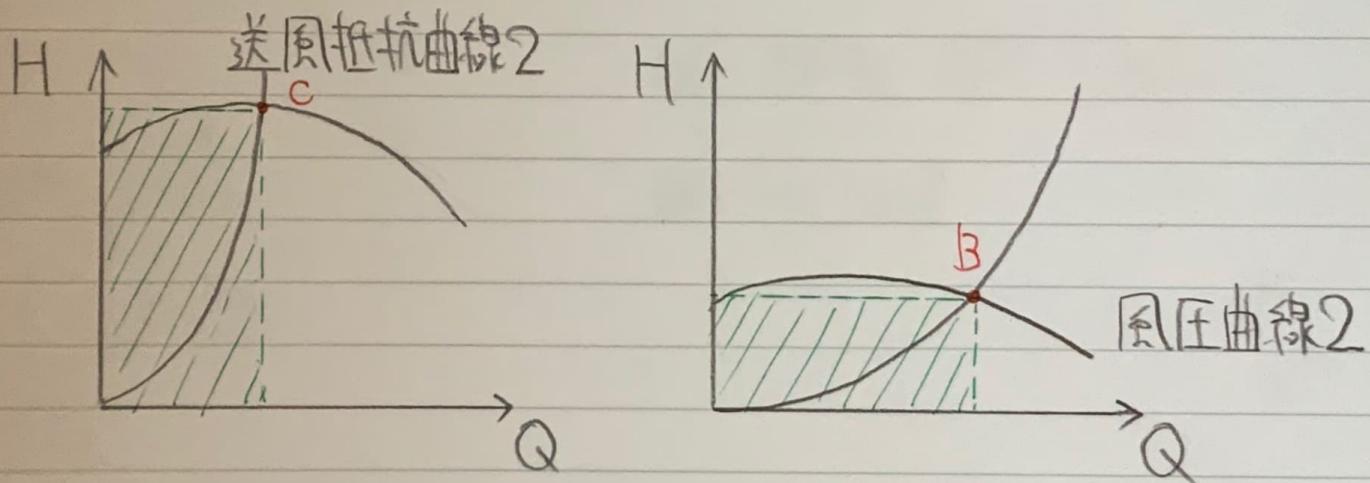
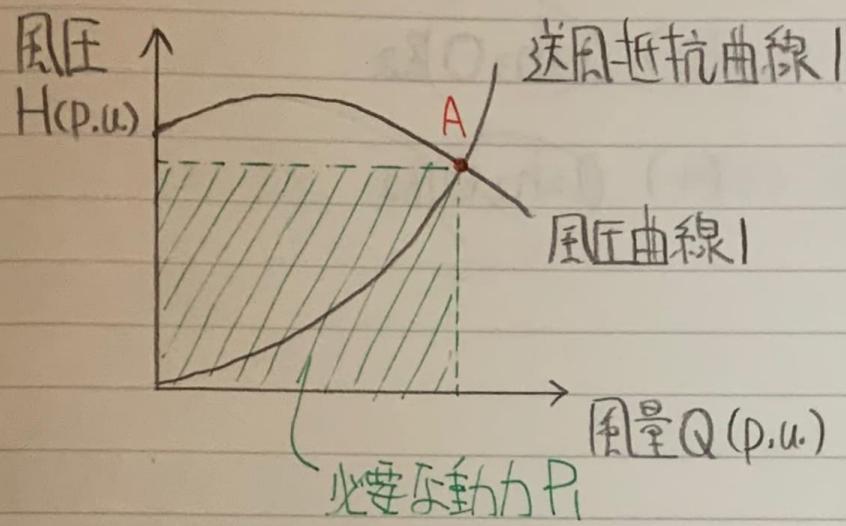
(4) 等しくない

(5) 離線



## 送風機の始動と風量制御

### P244 送風機の風量制御



(左) ダンパ開度を絞り、風量制御

(右) 回転速度を低下させ ウ 風量制御

No.

Date

P248 □

(1)  $\text{Al}_3$

(3)  $\text{Al}_2$

(5)  $\text{Al}_5\text{Li}$

(2)  $\text{Al}_3\text{h}_3\text{O}_8_2$

(4)  $\text{Al}_2\text{h}_2\text{O}_8_2$

## 7章 練習問題

1

(1) 直巻

(3) 電力回生

(5) 滑り

(2) テヨバ制御

(4) 誘導

2

(1) 圧量

(3) 出口側

(5) 溫度上昇

(2) 口夕 翼車(羽根車)

(4)  $\frac{1}{2} J w^2$

# 照明に関する基本的事項

## P258 発光の原理

### ウイーンの変位則

絶対温度  $T$  の 黒体の 分光放射発散度  $M_e(\lambda T)$  を  
最大とする 波長を  $\lambda_m$  とすると

$$\lambda_m T = \text{一定}$$

となる。これは 黒体の 温度が 上昇すると、 $\lambda_m$  の 波長が  
短くなり、赤から紫へ 变わることを 表している。

### ステファン・ボルツマンの法則

黒体の 全波長に対する 放射発散度  $M_e$  は

$$M_e = \int_0^{\infty} M_e(\lambda T) \cdot d\lambda = \underline{6T^4} \quad [\text{W/m}^2]$$

で表される。(6: ステファン・ボルツマン定数)

これは 黒体から 発する 全放射エネルギーは、絶対温度  $T$  の  
4乗に 比例することを 表す。

P260 ①

(1) ~~物理量~~ 測光量

(2) 放射量 輝度

(3) 暗く明るく

(4) 完全拡散面 均等拡散面

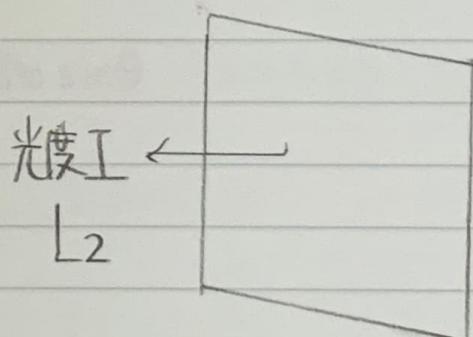
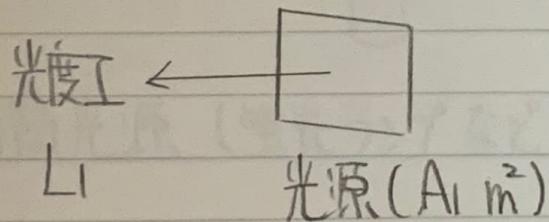
(5) ランペルト

(どちらの呼び方OK)

(1) 測光量：放射による刺激された視覚系に生じる明るさの知覚・感覚の大きさ

(例：光束F, 光度I, 照度Eなど)

(3)



$$\text{輝度 } I = \frac{F}{A} [\text{cd/m}^2]$$

$$\therefore L_1 > L_2$$

P261 [2]

(1) 分光放射発散度

(2) 最大

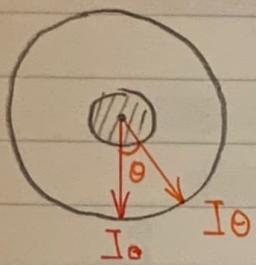
(3)  $\lambda_{mT}$

(4) ウイーンの変位則

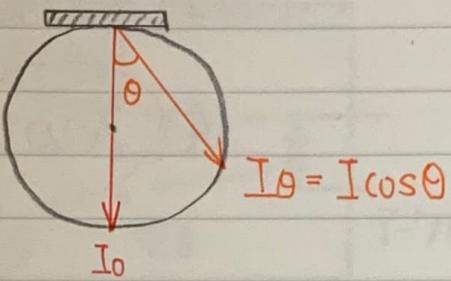
(5) 色温度 光

# 照明計算

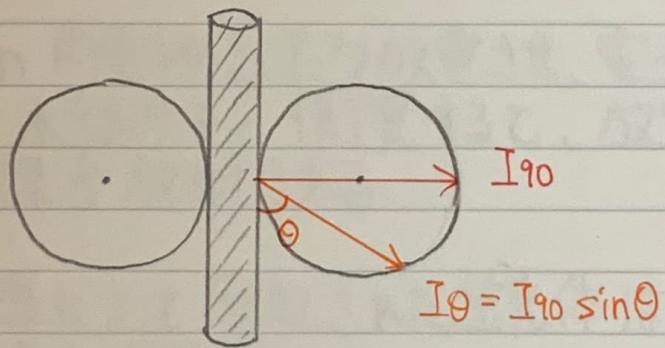
## P264 光源の配光曲線



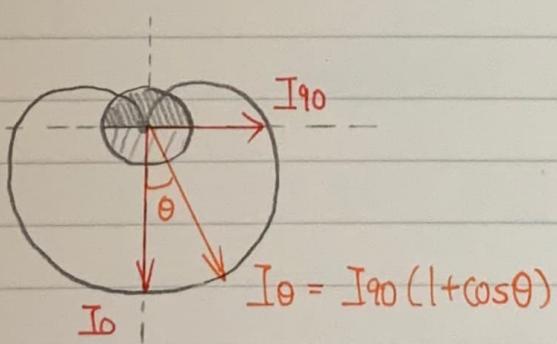
球光源



平面板光源



円筒光源（蛍光ランプなど）

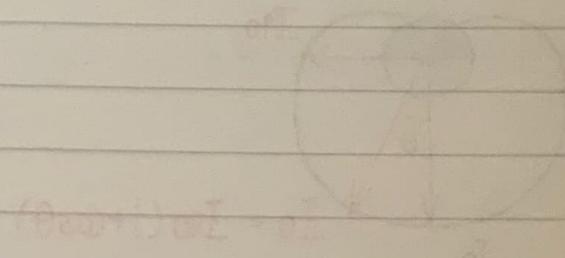
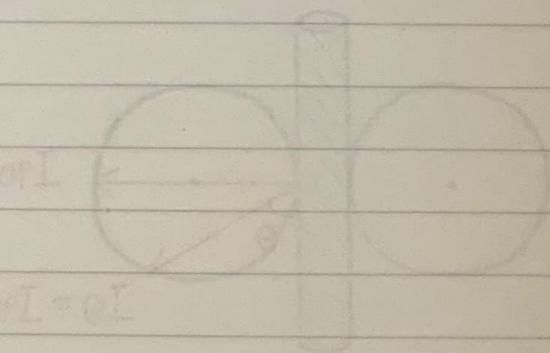


半円球光源

P266 □

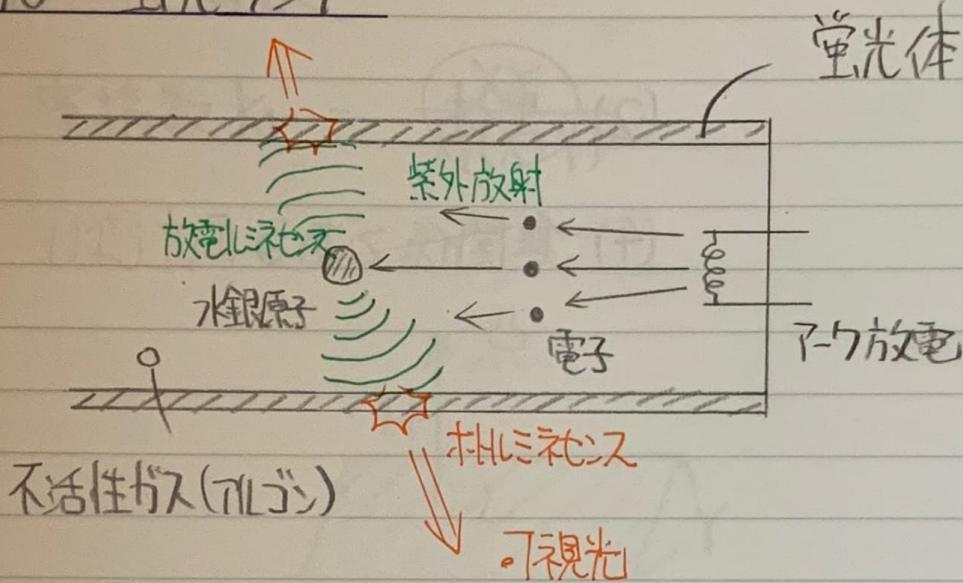
(1) ~~輝度~~ 光度工

(3) 2乗に反比例

(5) ~~4π~~(2) ~~水平配向~~ 鉛直配光(4) ~~X·ω~~

# 光源とその特徴

## P270 蛍光ランプ



管内の両電極をアーカー放電させ、電子を放出する。  
これが水銀原子と衝突すると、放電ルミネセンスにより  
紫外線が放射される。

(1) 紫外線によって励起された蛍光体はホルミネセンスにより  
可視光を放射する。

P273 [1]

(1)  $m/W$ 

(2) 黒体

(3) 100

(4) 無関係である  
独立しない

(5) 光束維持率

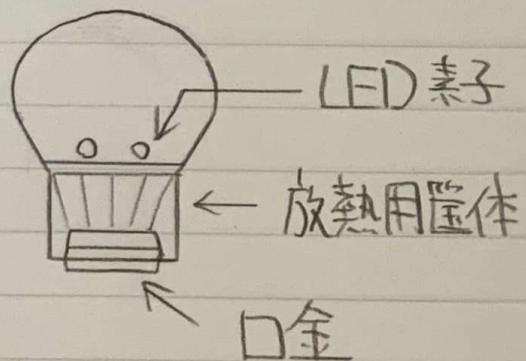
P274 [2]

(1) 基板 口金

(2) 放熱

(3) 接合部

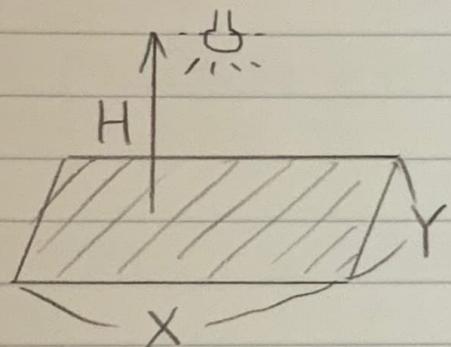
(4) 可視光

(5)  $35^{\circ}\text{C}$ 

# 照明設計

## P278 室指数

$$\text{室指数 } kr = \frac{XY}{H(X+Y)}$$



## P279

(1) 調光

(3) 焦電形

(5) 平均照度 作業面の面積

(2) フトトランジスタ 光電池

(4) 照明率 平均照度

(2) 光起電効果を利用するセンサ

→ 光電池, フトトランジスタ, フトダイオード

## 8章 練習問題

1

(1)  ~~$lm/m^2$~~  光束

(2) 555

(3) 立体角密度

(4)  ~~$m^2$  当たり~~(5)  ~~$cd/m^2$~~ 

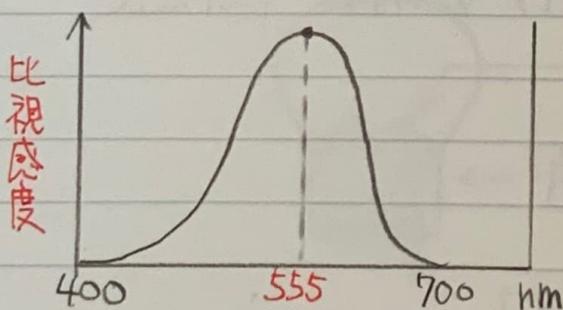
2

(1) 全光束

(2) ~~照明効率~~ 光源効率

(3) 配光

(4) 色温度

(5) ~~自然光~~ 基準の光II  
(2)

波長 555 nm は 黄色 が 人間が 明るい場所で 最も強く感じる

## 電気加熱の特徴

P285 ①

(1) 热

(3) 制御

(2) 高エネルギー密度

# 各種電気加熱方式

## P286 抵抗加熱

### ① 直接抵抗加熱

#### 直接式抵抗炉

- 炭化けい素炉(カーバイト炉)
- 黒鉛化炉
- ガラス溶融炉
- アルミニウム电解炉

### ② 間接抵抗加熱

## P288 T-ク加熱

#### 方式

### ① 直接T-ク加熱

### ② 間接T-ク加熱

## P288 アーク加熱(つづき)

### アーク溶接機の電源 交流 VS 直流

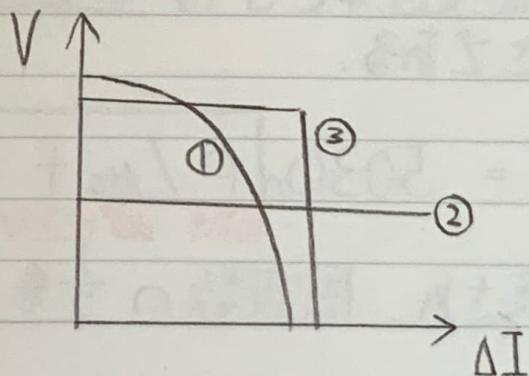
交流	直流
金属中の渦電流によって 磁気吹き現象が弱められる。 → 大電流溶接に適する	大電流では磁気吹き現象 のためアーカーが不安定になる。 (アーカー偏向)
小電流では半サイクルごとに アーカーが切れやすい	アーカーが安定して切れ にくい
溶接機が安価 (商用電源を利用可)	溶接機が高価
電極損耗が大きい	電極損耗が小さい
	騒音・効率が小さい

### アーク溶接電源の外部特性曲線

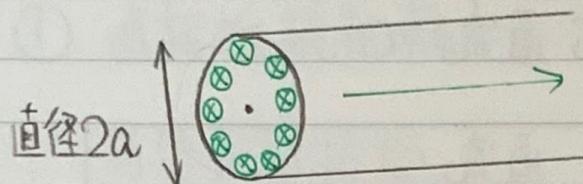
① 垂下特性形

② 定電圧特性形

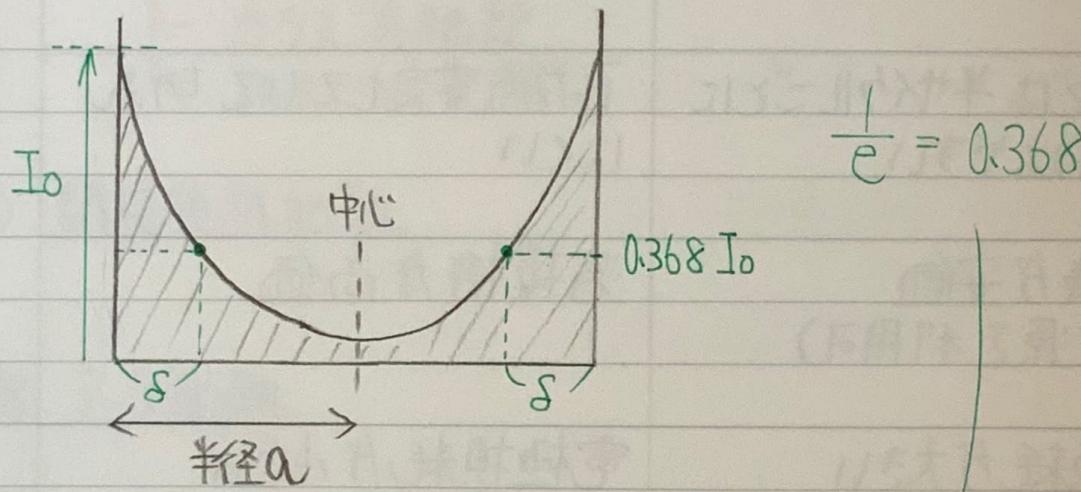
③ 定電流特性形



## P290 誘導加熱



交流電流は表皮効果により、導体表面に集中して流れる。



$I_0$  は表面の電流密度である。電流密度は表皮効果により表面から内部に進むに従い指数関数的に減少する。

電流浸透深さ  $\delta$  は電流密度が  $0.368 I_0$  となる位置の深さである。

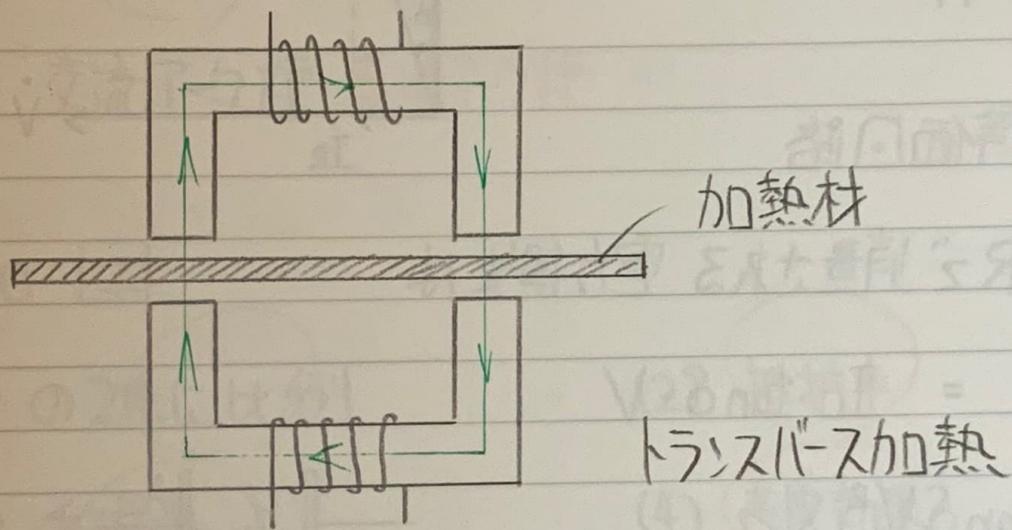
$$\delta = 5030 \sqrt{\rho / \mu_s \cdot f}$$

抵抗率 比透磁率

で表され、周波数の  $\frac{1}{2}$  乗に反比例する。

## P290 誘導加熱 (つうき)

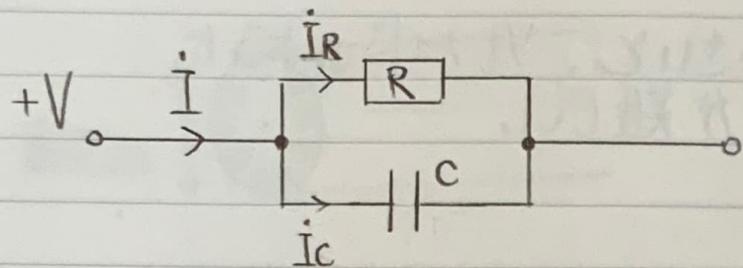
被加熱材の径や厚さが小さいと、ソレノイドのように軸方向に磁束を通すことが難しい。



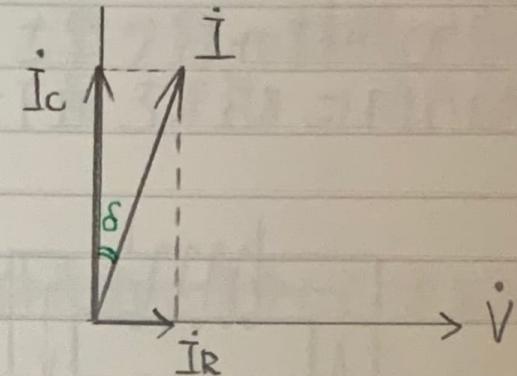
このような被加熱物の表面に直交する形で磁束を通すと  
数kHzまでの低い周波数で、高効率に加熱できる。

この方式をトランスポース加熱という。

## P291 誘電加熱・マイクロ波加熱



誘電体の等価回路

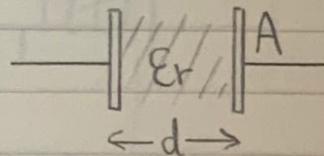


分路抵抗  $R$  で消費される 電力損失は

$$P = I_R \cdot V = I_C \cdot \tan \delta \cdot V$$

$$= \omega C \tan \delta V^2$$

$$= \omega \left( \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \right) \tan \delta \cdot V^2$$



単位体積当たりの 電力損失  $P_d$  は

$$P_d = \frac{P}{Ad} = \omega \epsilon_0 \epsilon_r \frac{V^2}{d^2} \tan \delta$$

$$= k \cdot f E^2 \cdot \epsilon_r \tan \delta$$

周波数 × 電界の強さ<sup>2</sup> × 誘電体損失係数 ( $\epsilon_r \tan \delta$ )

P299 1

(1) 固定電極 黒鉛電極

(2) フラッカ

(3) リウタス

(4) 偏磁 偏向

(5) 交流アーカー 直流アーカー

P300 2

(1) の2乗に比例

(2) 抵抗率

(3) 透磁率

(4) 表皮効果

(5) の平方根に反比例

P302 [3]

(1) 分極

(3) 2乗

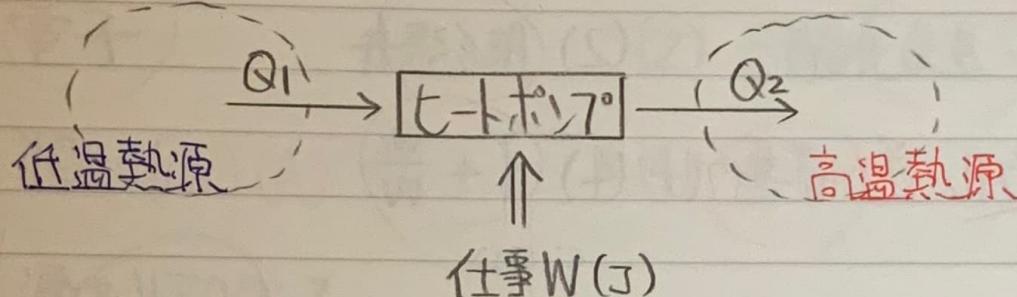
(5) 热伝導

(2) 2次元波

(4) ISM

# ヒートポンプ

## P304 ヒートポンプサイクル



$$\bullet Q_2 = Q_1 + W$$

暖房(H)	冷房(C)
出力: $Q_2$	出力: $Q_1$
$COP = \frac{\text{出力}}{\lambda\text{功}} = \frac{Q_2}{W}$	$COP = \frac{\text{出力}}{\lambda\text{功}} = \frac{Q_1}{W}$

まとめ

$$COP_H = \frac{Q_2}{W} = \frac{Q_1 + W}{W} = 1 + COP_C$$

最近の空調機では  $COP_H$  と  $COP_C$  の平均値である  
冷暖平均  $COP$  が 5~6 に達するものがある。

また、冷媒として現在使われているのは HFC  
(Hydro Fluoro Carbon) である。

オゾン破壊係数 (ODP) 値はゼロであるが、  
地球温暖化係数 (GWP) 値は二酸化炭素より高く、  
問題視されている。

P306 □

(1) ~~圧縮機~~(2) ~~膨張弁~~(3) ~~ラニキサイクル~~ 逆かいしサイクル (4)  $1 + \frac{Q_L}{W}$ (5) ~~HFC~~(3) 低温側から高温側に熱を運ぶ熱サイクルは  
逆かいしサイクルと呼ばれる。

## 9章 練習問題

III

(1) 電子

(2) 二酸化炭素・アルゴン

(3) ~~10~~ 100(A)

(4) 垂下

(5) 漏れ電流

IV

(1) ディープ放電

(2)  $E = eV$ 

(3) 電磁レンズ

(4)  $\text{CO}_2$ 

(5) 導電率

(3) 電子ビームは電磁レンズによって収束や方向転換など  
 空間的に制御され、被加工物に照射され、  
 加熱加工が行われる。

Date 21.1.25

# 電気化学の基礎

## P314 フラーテーの法則

### フラーテー定数

$$1[F] = \text{アボガドロ数} N \times \text{電子の電荷量} [C]$$

$$= 6.023 \times 10^{23} \times 1.602 \times 10^{-19}$$

$$= 96500 [C]$$

### フラーテーの法則

$$q[C] = W[g] \times \frac{n}{m} \times 96500 \times \eta$$

原子価(電子数)

(分子量 / 原子量)  $\times$  フラーテー定数  $\times$  電流への変換係数

通電電荷量

析出量

原子量 [ $g/mol$ ]  
(1mol当たりの質量)

$$q[C] = I[A] \times t[h] \times 3600$$

P316 1)

(1) 電解質

(3) 気

(5) フラーテー

(2) 還元

(4) 電圧

(2) アード ... 酸化が起こる電極

カソード ... 還元が起こる電極

	アード 酸化反応 e-を失う	カソード 還元反応 e-を得る	(カソード)e (カソード)g
電気分解	陽極	陰極	
電池 (放電)	負極	正極	

(よさんのが生還した)

No.

10.2

Date

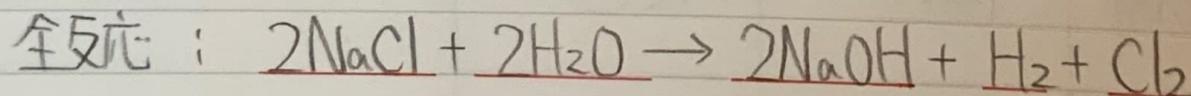
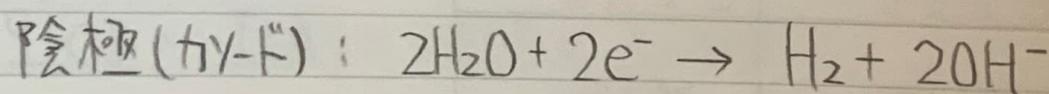
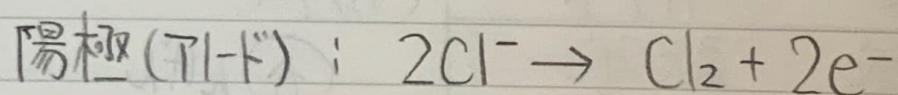
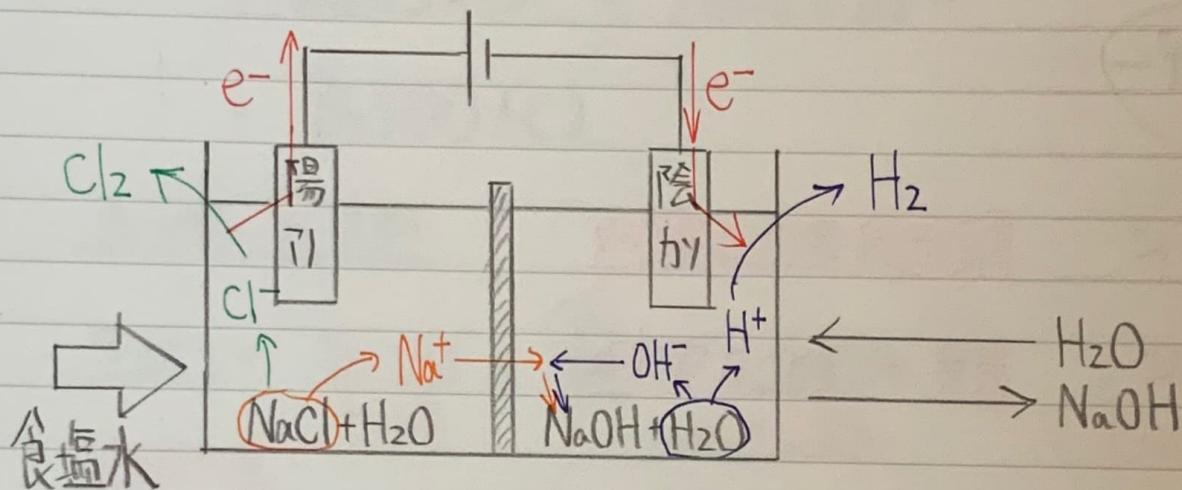
21.1.25

# 工業電解と界面導電現象

## P318 各種工業電解

### 食塩電解

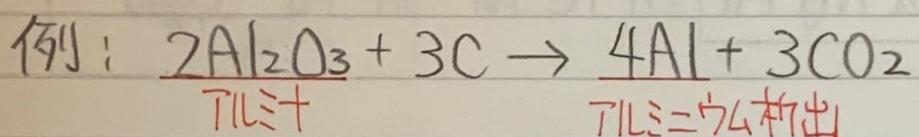
主流：付帯交換膜法



## P318 各種工業電解 (つづき)

### ① 溶融塩電界 (融解塩電界)

固体の塩 (アルミナや塩化ナトリウムなど) を高温で融解させ、電気分解すること。



### ② 電解採取

原料鉱石から目的金属を溶媒で抽出して得られた金属塩水溶液を電気分解にて、カソードで目的金属を析出させ採取すること

### ③ 電界精製

鉱石を精錬して得られた粗金属をアーダーとして溶解させ、カソードで純金属を析出させるもの

### ④ 電解研磨

### ⑤ 電気めっき

カソード: めっきされる金属

アーダー: めっきする金属 (付化傾向の低いもの)

## P318 各種工業電解 (つづき)

### イオン化傾向

金属が液体と接触したときの陽イオンへのなりやすさ

<u>Li</u>	<u>K</u>	<u>Ca</u>	<u>Na</u>	<u>Mg</u>	<u>Al</u>	<u>Zn</u>	<u>Fe</u>	<u>Ni</u>	<u>Sn</u>	<u>Pb</u>	<u>(H<sub>2</sub>)</u>	---
大												

↓

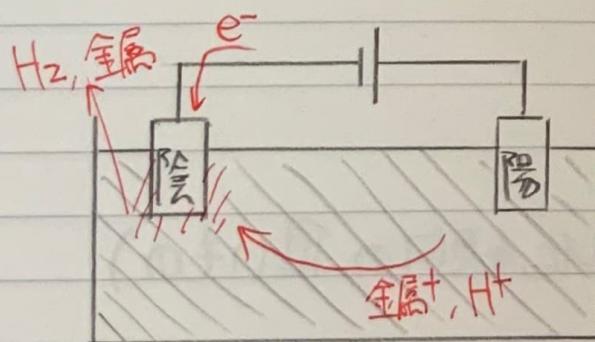
水溶液を電気分解しても精製できない。

金属よりも先に水溶液中の水が還元されてしまうためである。

そこで結晶そのものを高温で融解し、水がない状態で電気分解を行う。これを溶融塩電解といふ。

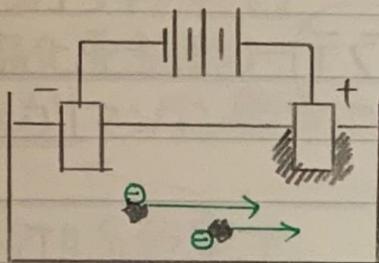
<u>Zn</u>	<u>Fe</u>	<u>Ni</u>	<u>Sn</u>	<u>Pb</u>	<u>(H<sub>2</sub>)</u>	<u>Cu</u>	<u>Hg</u>	<u>Ag</u>	<u>Pt</u>	<u>Au</u>	→ 小
↓	-応、電解析析できる					↓	電解析析できる				

電解析析出はイオン化傾向の低い金属がH<sub>2</sub>をカソード(陰極)で析出させる。



## P322 界面導電現象

### ① 電気泳動

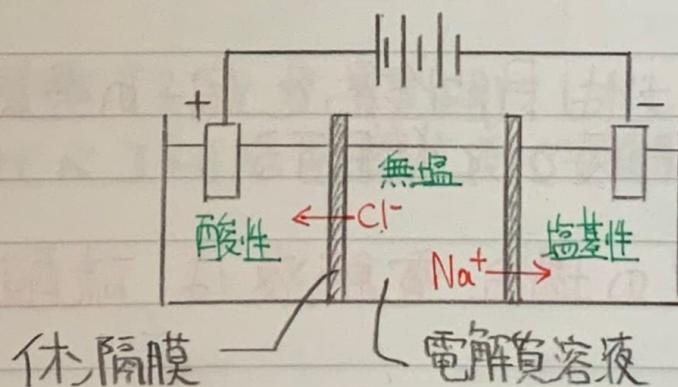


革電した粒子を電極に集める。電気めきと異なり、めきする/される側は金属でなくてよい。

### ② 電気浸透

陽イオン/陰イオンのどちらかを通す隔壁膜で仕切られた溶液に直流電圧を加え、電解質をどちらかの電極に集める。

### ③ 電気透析



電気浸透を2つ組み合わせた構造。陽極に陰イオン、陰極に陽イオンを集める。  
海水の淡水化などに利用される。

P324 1

- (1) 還元
- (2) 苛性カリ  $\leftarrow \text{KOH}$
- (3) 高く
- (4) フラット
- (5) 比例する

P325 2

- (1) アード
- (2) 水酸化カリウム 硫酸銅
- (3) 電気量
- (4) 大きい
- (5) アーダスライム

(2) 電気精製では目的金属と同一の金属塩を含む浴を电解液として使用する。

銅の精製の場合、电解液は硫酸銅である。

# 電池

## P326 一次電池

電池名	正	電解質	負	公称
マンガン乾電池 (塩化亜鉛形)	<u>MnO<sub>2</sub></u>	NH <sub>4</sub> Cl + ZnCl <sub>2</sub> (ZnCl <sub>2</sub> 水)	Zn	1.5V
アルカリマンガン乾電池	<u>MnO<sub>2</sub></u>	<u>KOH</u>	Zn	1.5V
ニッケル系乾電池	NiOOH + MnO <sub>2</sub>	KOH または NaOH	Zn	1.5V
酸化銀電池	<u>Ag<sub>2</sub>O</u>	KOH または NaOH	Zn	1.55V
リチウム電池	MnO <sub>2</sub> や (CF) <sub>n</sub> など	有機溶媒	Li	3.0V

酸化剤 正極活物質

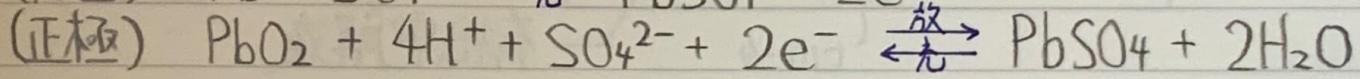
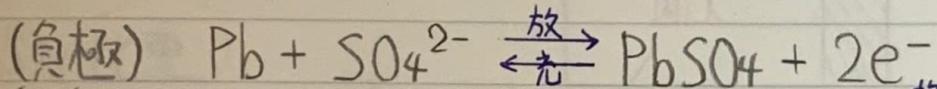
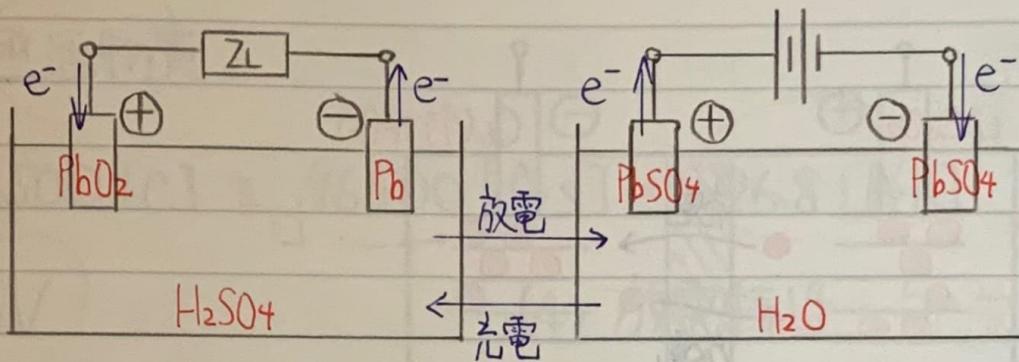
還元剤 負極活物質

一次電池は充電することができない。しかし一般的に二次電池と比べエネルギー密度が高く安価である。

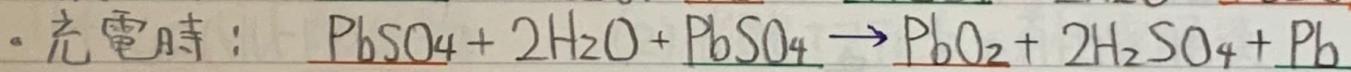
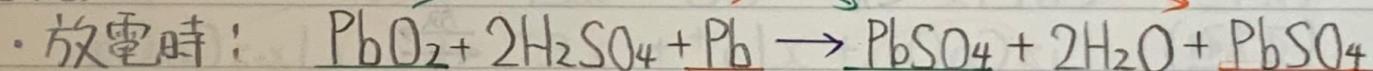
# P328 二次電池

電池名	正	電解質	負	公称
鉛蓄電池	<u>PbO<sub>2</sub></u>	<u>H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub></u>	<u>Pb</u>	<u>2.0V</u>
ニッケル水素電池	<u>NiOOH</u>	<u>KOH</u>	<u>Cd</u>	<u>1.2V</u>
ニッケル水素電池	<u>NiOOH</u>	<u>KOH</u>	金屬水素化合物 <u>MH</u>	<u>1.2V</u>
リチウムイオン電池	<u>LiCoO<sub>2</sub></u>	有機電解質	<u>C</u> 炭素	<u>3.7V</u>

## P328 二次電池 鉛蓄電池

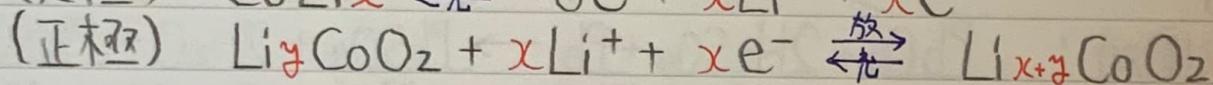
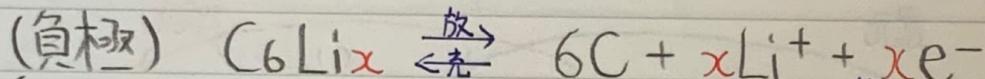
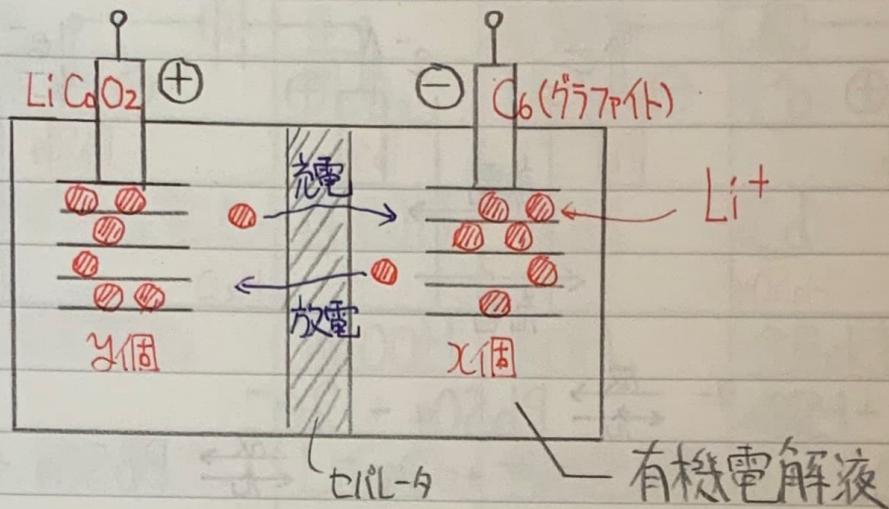


(全反応)

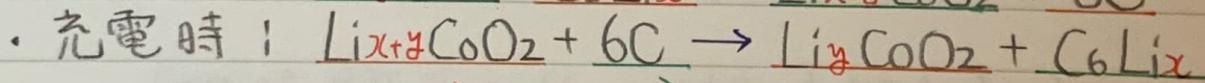
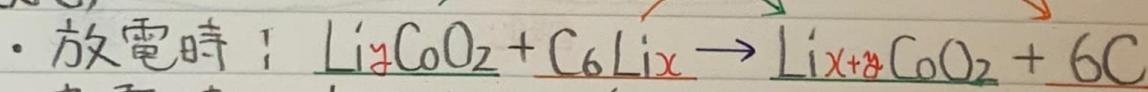


放電により 稀硫酸が消耗し、 $\text{H}_2\text{O}$ が発生するので、稀硫酸の濃度が低下し、比重が下がる。

## P328 二次電池 リチウムイオン電池



(全反応)



このように充放電反応は、正負極間のリチウムイオンの移動によって行われる。電解液中のリチウムイオンの濃度は変化しない。

P333 [1]

(1) 正極活性物質

(2)  $96500 \text{ [C]} = 96500 \text{ [A} \cdot \text{s}] = 26.8 \text{ [A} \cdot \text{h}]$ 

(3) 2.0V

(4) 放電特性 自己放電

(5) 比重

P334 [2]

(1) リチウムコバルト酸化物

(2) 塩酸丁二烯系の有機電解液

(3) +1

(4) フラーテ"

(5) フラーテ" 定数 =  $1.602 \times 10^{-19} \times 6.022 \times 10^{23} \div 96500$  $1200 \text{ [mA} \cdot \text{h}] = 4320 \text{ [A} \cdot \text{s}] = 4320 \text{ [C]} + 1$ 

$$4320 \text{ [C]} = 96500 \text{ [C/mol]} \times \frac{1}{6.90 \text{ [g/mol]}} \times W \times 10^{-3} \text{ [g]}$$

したがって

$$W = \frac{4320 \times 6.90}{96500} \times 10^3 \div 308.9 \text{ [mg]}$$

10.未

## 10章 練習問題

1

(1) 電解質

(2) 酸化

(3) フラット

(4) 負正

(5) 鉛(Pb) 二酸化鉛(PbO<sub>2</sub>)

2

(1) 原子価 原子量

(2) 原子量 原子価

(3) フラット

(4) 植素ガス

(5) 水素ガス

1

(4) 酸化剤 = 正極活性質 放電時還元される

B

(1) 鉛

(2) カドミウム

(3) 水酸化カリウム

(4) 高率放電特性

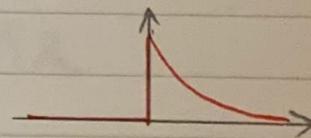
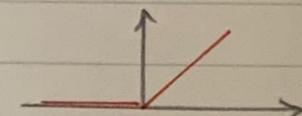
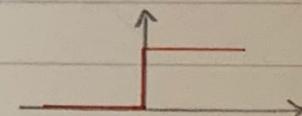
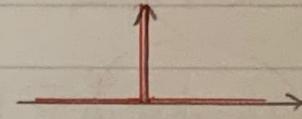
(5) ニッケル水素蓄電池

## フイードバック制御

P340 ラプラス変換

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

$f(t)$	$F(s)$
$\delta(t)$ 単位インパルス関数	1
$u(t)$ 単位ステップ関数	$\frac{1}{s}$
$t$ 単位ランプ関数	$\frac{1}{s^2}$
$t^n$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
$e^{-at}$	$\frac{1}{s+a}$
$te^{-at}$	$\frac{1}{(s+a)^2}$
$\sin wt$	$\frac{w}{s^2+w^2}$
$\cos wt$	$\frac{s}{s^2+w^2}$
$e^{-at} \sin wt$	$\frac{w}{(s+a)^2+w^2}$
$e^{-at} \cos wt$	$\frac{s}{(s+a)^2+w^2}$



## P344 定常偏差

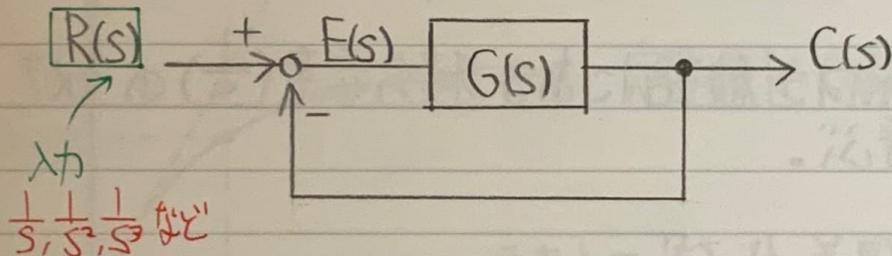
初期値の定理

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$$

最終値の定理

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$$

最終値の定理を用いれば 定常偏差を求めることができる。



$$E(s) = R(s) - C(s) = R(s) - \frac{G(s)}{1+G(s)} R(s) = \frac{R(s)}{1+G(s)}$$

定常(位置)偏差 は

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1+G(s)} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1}{1+G(0)} = \frac{1}{1+K_p}$$

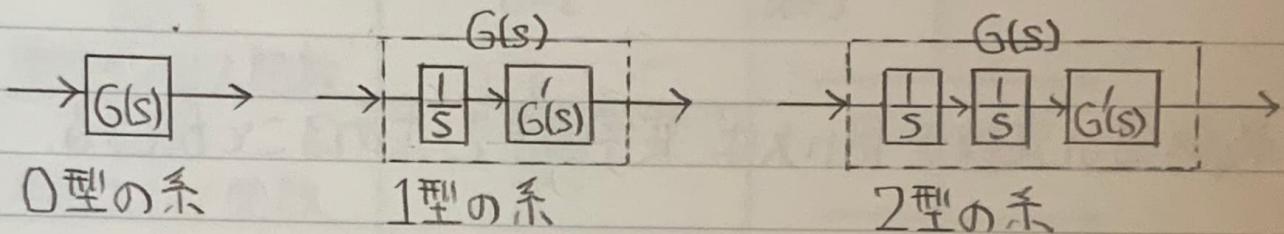
定常速度偏差, 定常加速度偏差 は

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1+G(s)} \cdot \frac{1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1+G(s)} = \frac{1}{1+K_v}$$

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1+G(s)} \cdot \frac{1}{s^3} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1+G(s)} = \frac{1}{1+K_a}$$

## P344 定常偏差 (つうき)

$k_p$  を 位置偏差定数,  $k_i$  を 速度偏差係数,  $k_a$  を 加速度偏差係数 という。



フィードバックループの前向き経路にある 積分要素( $\frac{1}{s}$ )の数を 制御系の型と呼ぶ。

**0型** 定常位置偏差が残ってしまう。

**1型** 定常位置偏差は零となるが、定常速度偏差が残る。

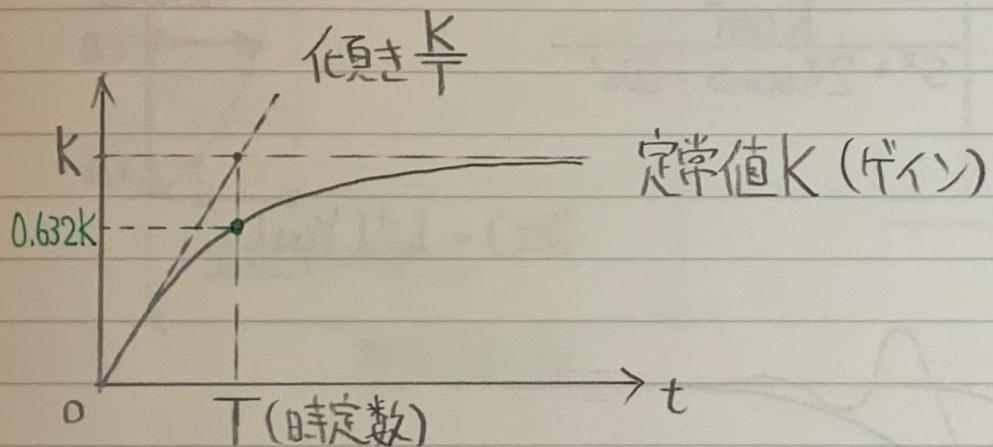
**2型** 定常位置・速度偏差は零にできるが、制御系を安定化することが難しい。

一般のサーボ系では 1型を用いて - 巡伝達関数のゲインを大きくとり、定常速度偏差を小さくするようにしている。

## P347 一次遅れ要素のステップ応答

$G(s) = \frac{K}{1+ST}$  に 単位ステップ応答を加えると、

$$\begin{aligned} L^{-1}\left[\frac{1}{s} \cdot G(s)\right] &= L^{-1}\left[\frac{1}{s} \cdot \frac{\frac{K}{T}}{s + \frac{1}{T}}\right] = L^{-1}\left[K\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{T}}\right)\right] \\ &= K(1 - e^{-\frac{t}{T}}) \end{aligned}$$



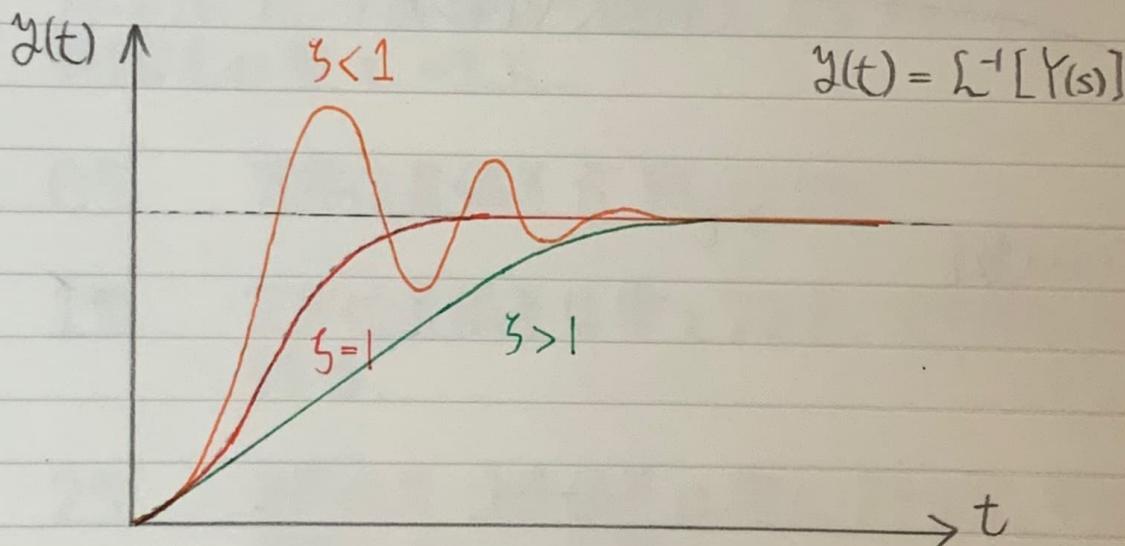
## P347 二次系のステップ応答

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$\omega_n$ : 固有角周波数  $\xi$ : 減衰率 (ゼータ)

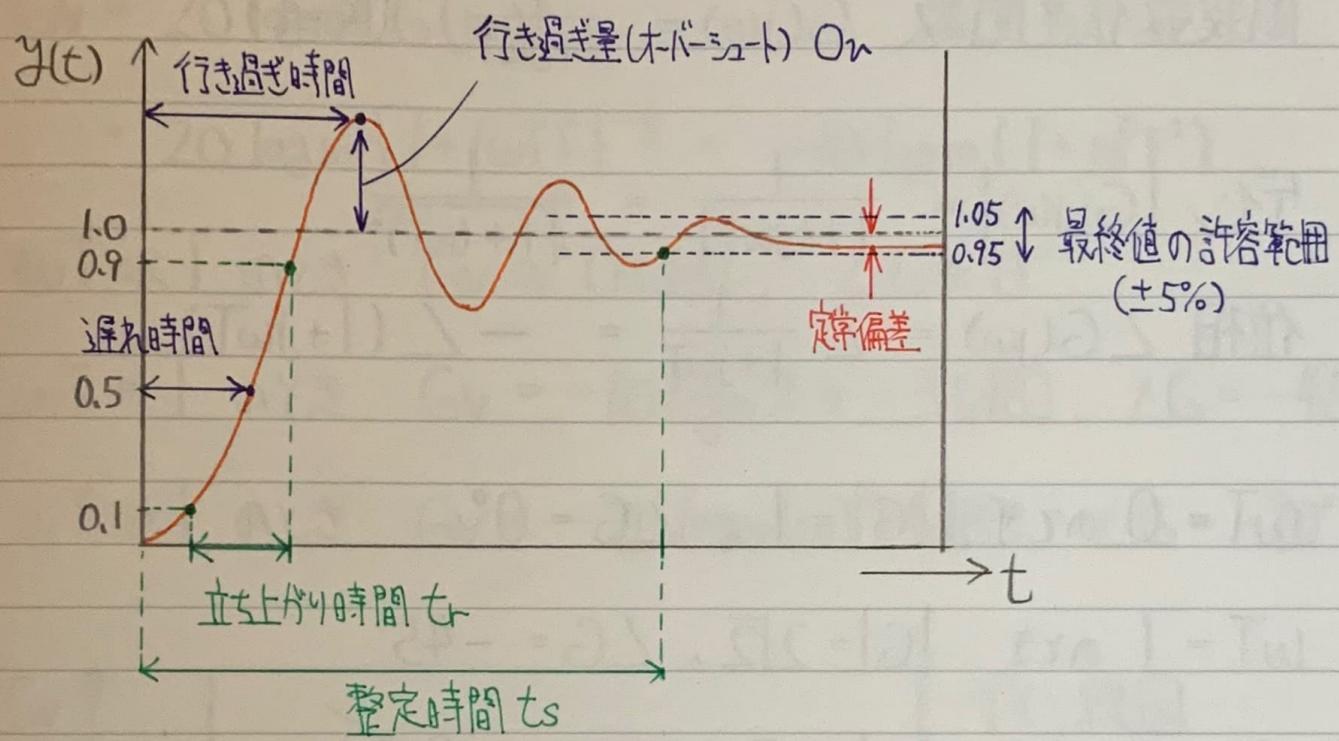
ステップ入力を加えると出力は

$$Y(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$



- $\xi > 1$  のとき 過制動
- $\xi = 1$  のとき 臨界制動
- $0 < \xi < 1$  のとき 不足制動

# P347 二次遅れ系のステップ応答



## P346 一次遅れ系の周波数応答

$$\text{周波数伝達関数 } G(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T} \quad (K=1)$$

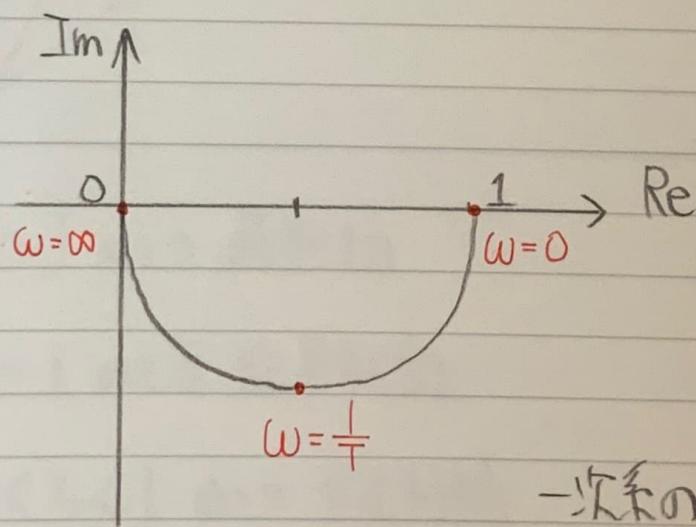
$$\text{ゲイン } |G(j\omega)| = \frac{1}{|1+j\omega T|} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}$$

$$\text{位相 } \angle G(j\omega) = \angle \frac{1}{1+j\omega T} = -\angle(1+j\omega T)$$

$$\omega T = 0 \text{ のとき } |G| = 1, \angle G = 0^\circ$$

$$\omega T = 1 \text{ のとき } |G| = 2\sqrt{2}, \angle G = -45^\circ$$

$$\omega T \approx \infty \text{ のとき } |G| \approx 0, \angle G \approx -90^\circ$$



一次系のベクトル軌跡、

### P346 一次遅れ系の周波数応答 (つき)

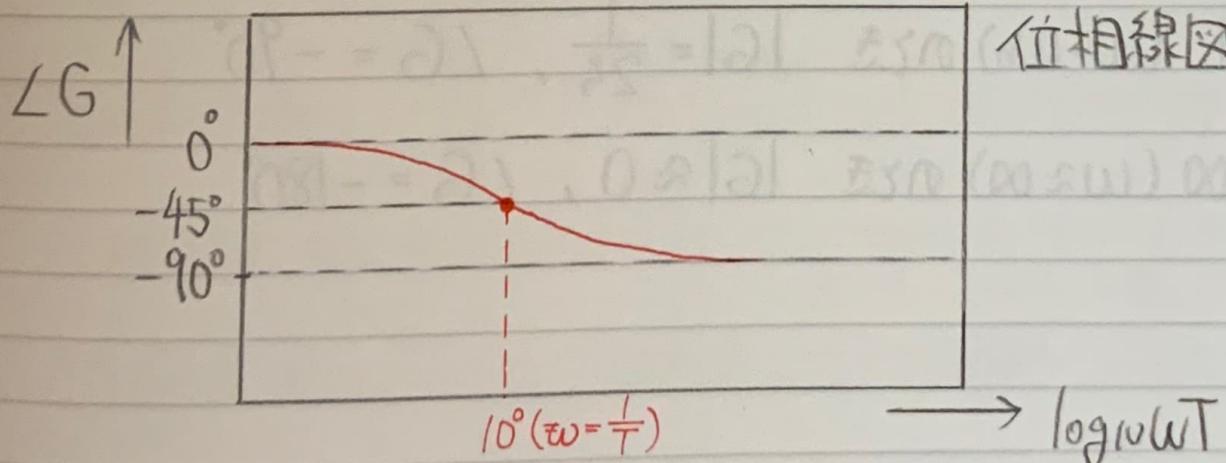
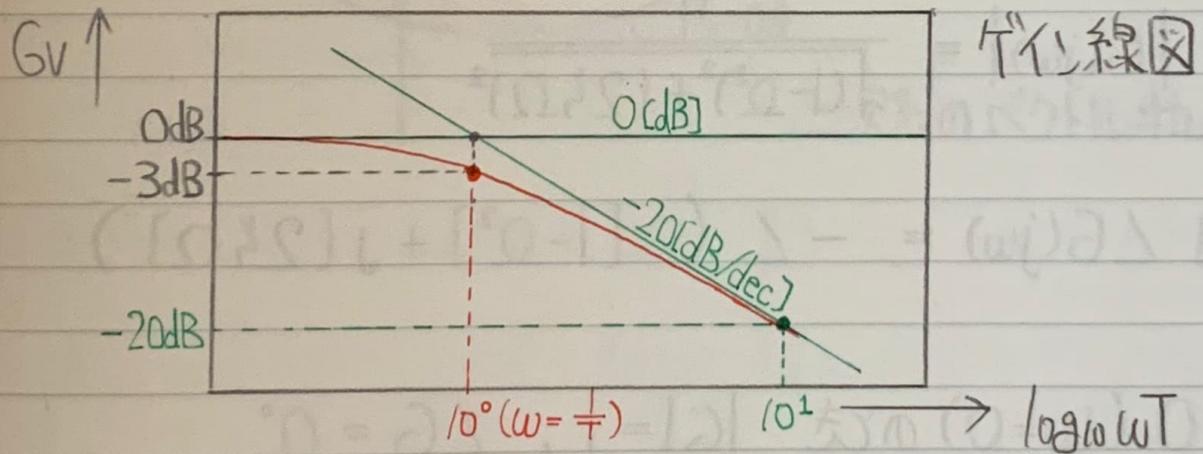
$$G_V = 20 \log_{10} |G(j\omega)|$$

$$= 20 \log_{10} \{ 1 + (\omega T)^2 \}^{-\frac{1}{2}} = -10 \log_{10} (1 + \omega^2 T^2)$$

$\omega T \ll 1$  のとき  $G_V \approx 0 [\text{dB}]$ ,  $\angle G \approx 0^\circ$

$\omega T = 1$  のとき  $G_V = -10 \log_{10} 2 \div -3 [\text{dB}]$ ,  $\angle G = -45^\circ$

$\omega T \gg 1$  のとき  $G_V = -20 \log_{10} (\omega T) [\text{dB}]$ ,  $\angle G = -90^\circ$



## P349 二次連れ系の 周波数応答

周波数伝達関数 ( $K=1$ ) は

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \\ &= \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}) + 1} \\ &= \frac{1}{(1-\Omega^2) + j(2\zeta\Omega)} \quad (\text{ただし } \Omega = \frac{\omega}{\omega_n}) \end{aligned}$$

$$\text{ゲイン } |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + (2\zeta\Omega)^2}}$$

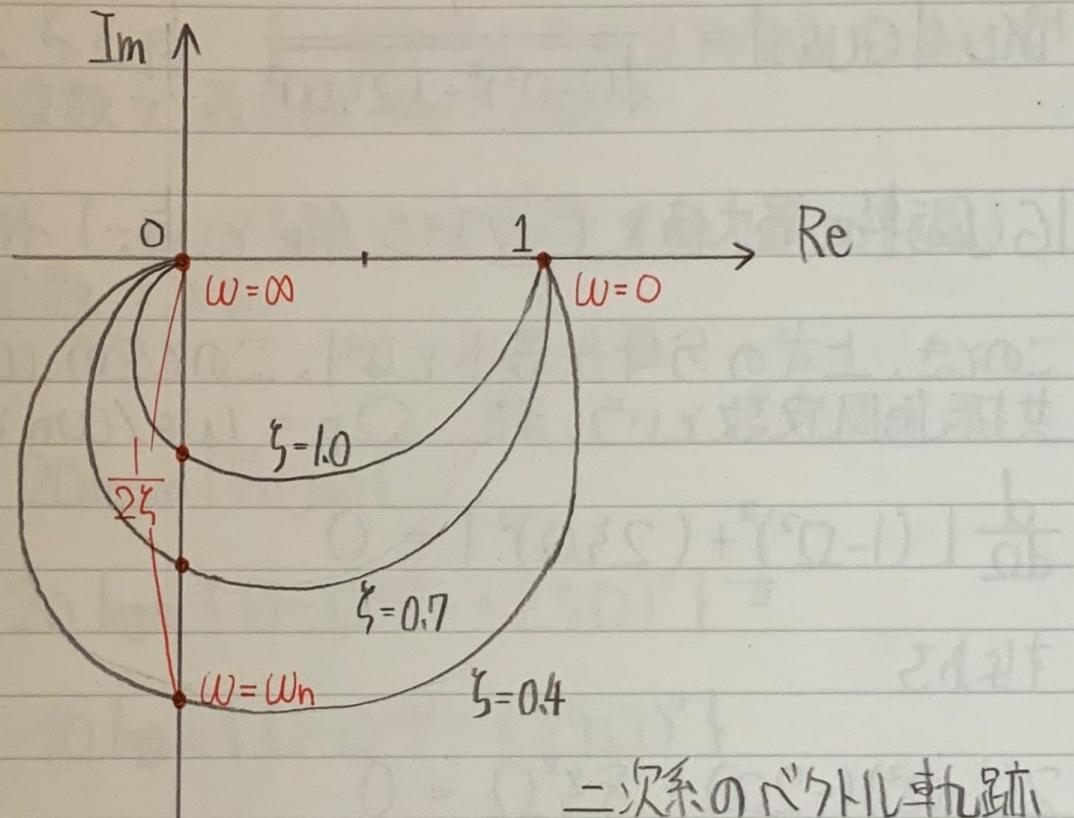
$$\text{位相 } \angle G(j\omega) = -\angle ( [1-\Omega^2] + j[2\zeta\Omega] )$$

$$\Omega=0 (\omega=0) \text{ のとき } |G|=1, \angle G=0^\circ$$

$$\Omega=1 (\omega=\omega_n) \text{ のとき } |G|=\frac{1}{2\zeta}, \angle G=-90^\circ$$

$$\Omega \approx \infty (\omega \approx \infty) \text{ のとき } |G| \approx 0, \angle G=-180^\circ$$

# P349 二<sup>レ</sup>次<sup>ル</sup>系の周波数応答 (つづき)



## P349 ニ次振れ系の周波数応答(つづき)

$$\text{ゲイン } |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + (2\xi\Omega)^2}}$$

$|G(j\omega)|$  の最大値を ピ-クゲイン  $M_p$  という。

このとき、上式の分母が最小となり、このときの  $\omega = \omega_p$  を  
共振角周波数という。また、 $\Omega_p = \omega_p/\omega_n$  とする。

$$\frac{d}{d\Omega} [(1-\Omega^2)^2 + (2\xi\Omega)^2] = 0$$

すなはち

$$2(1-\Omega^2)(-2\Omega) + 8\xi^2\Omega = 0$$

$$4\Omega^3 + 4\Omega(2\xi^2 - 1) = 0$$

$$4\Omega \{ \Omega^2 + (2\xi^2 - 1) \} = 0$$

$$\therefore \Omega_p = \sqrt{1-2\xi^2} \quad (\omega_p = \omega_n \sqrt{1-2\xi^2})$$

よってピ-クゲインは

$$M_p = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$$

上式より ピ-ク値を生じる条件は  $1-2\xi^2 > 0$  であるから

### P349 二 次 遅 れ 系 の 周 波 数 応 答 (つ き)

$-\frac{1}{\sqrt{2}} < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$  ( $-0.707 < \zeta < 0.707$ )においてある周波数で最大値  $M_p$  をとる。

これ以外 ( $\zeta > \frac{1}{\sqrt{2}}$ ,  $\zeta < -\frac{1}{\sqrt{2}}$ ) では  $M^2$  の単調減少関数となる。

$$\begin{aligned} G_V &= 20 \log_{10} |G(j\omega)| \\ &= 20 \log_{10} \{ (1 - \Omega^2)^2 + (2\zeta\Omega)^2 \}^{-\frac{1}{2}} \\ &= -10 \log_{10} \{ (1 - \Omega^2)^2 + (2\zeta\Omega)^2 \} \end{aligned}$$

$\Omega \ll 1$  ( $\omega \ll \omega_n$ ) のとき

$$|G| \approx 1, \quad G_V = 0 \text{ [dB]}, \quad \angle G \approx 0^\circ$$

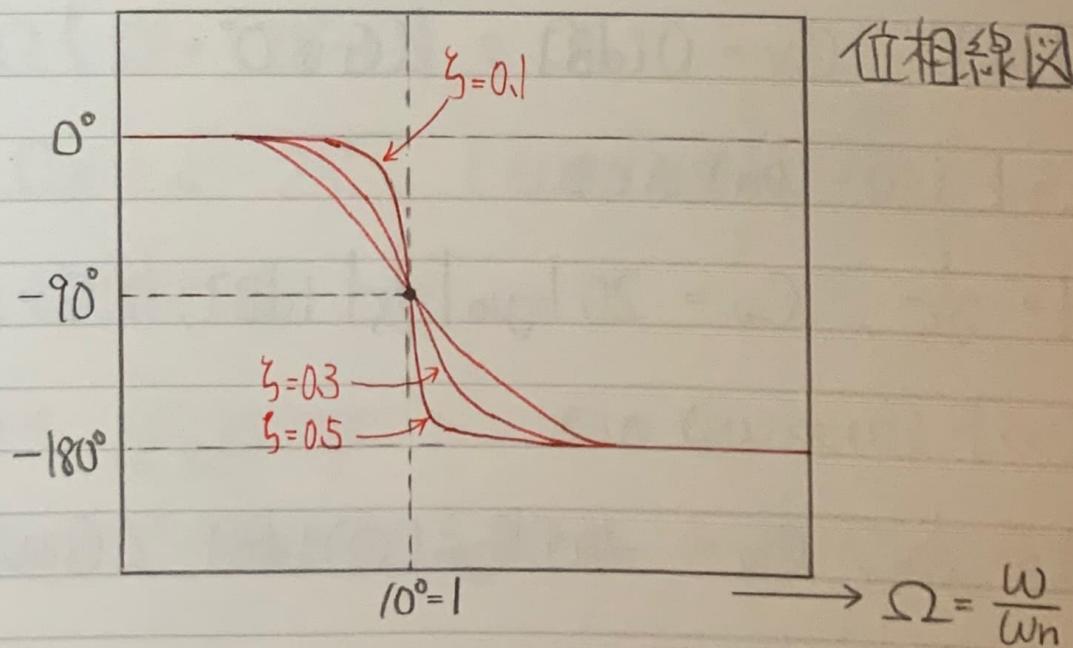
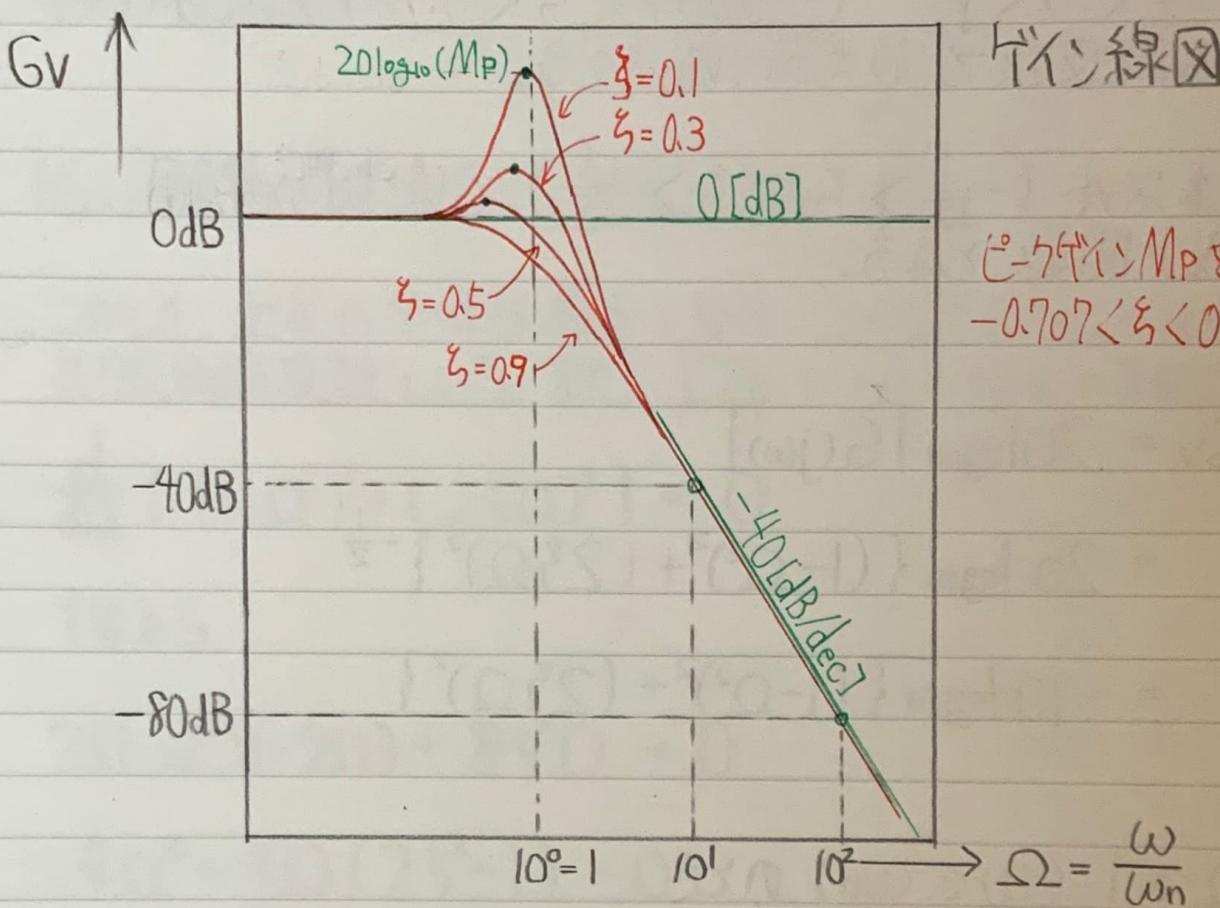
$\Omega = 1$  ( $\omega = \omega_n$ ) のとき

$$|G| = \frac{1}{2\zeta}, \quad G_V = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{2\zeta} \right| \text{ [dB]}, \quad \angle G = -90^\circ$$

$\Omega \gg 1$  ( $\omega \gg \omega_n$ ) のとき

$$|G| \approx \frac{1}{\Omega^2}, \quad G_V = -40 \log_{10}(\Omega) \text{ [dB]}, \quad \angle G \approx -180^\circ$$

## P349 二次卓丸系の周波数応答 (つぎ)

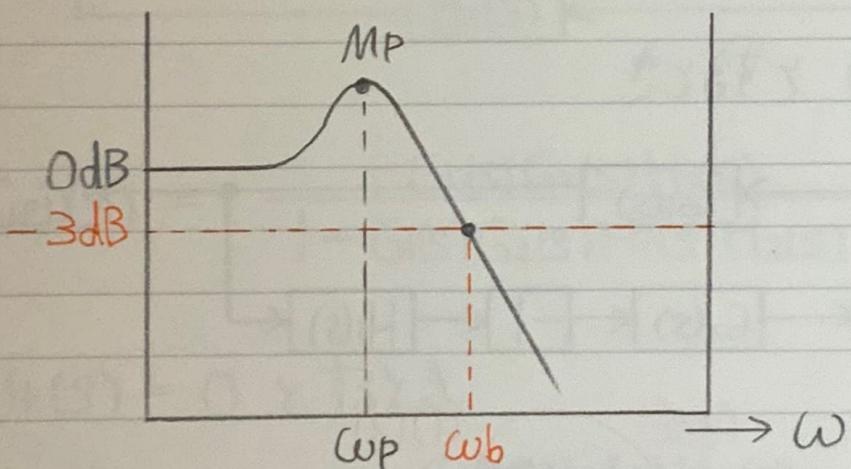


## P349 ニ次振れ系の周波数応答 (つづき)

ピークゲイン  $M_P$  は、制御系の安定性を示す尺度として重要で、減衰特性の指標である。 $M_P$  は小さい方が安定するが、小さすぎると応答速度が悪くなる。

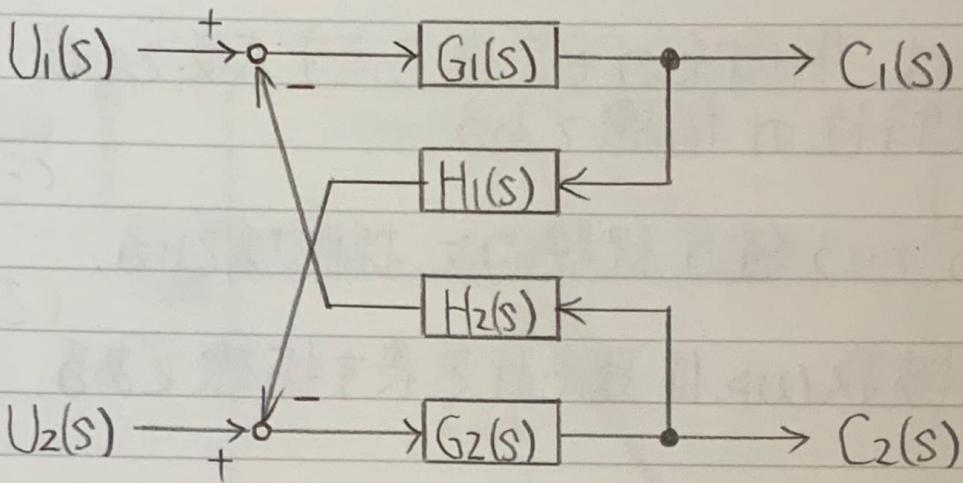
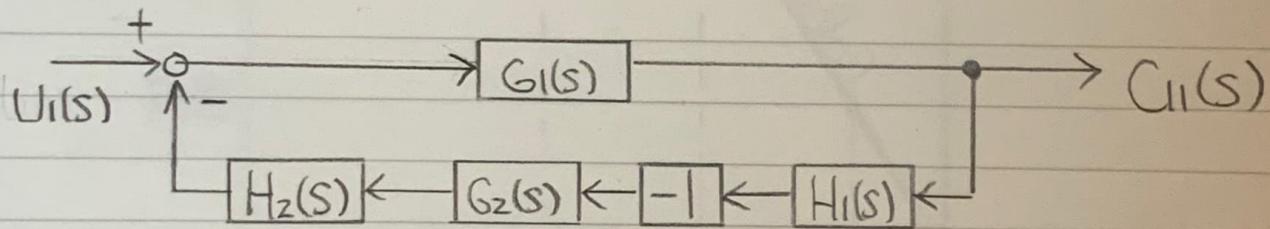
$M_P = 1.1 \sim 1.5$  という値が経験的に採用されている。

また、共振角周波数  $\omega_P$  は速応性を表す指標である。



ゲインが  $-3\text{dB}$  ( $= \frac{1}{\sqrt{2}}$ ) 低下する周波数 ( $\omega_b$ ) までの範囲を示す 周波数帯域幅も速応性を表す尺度として用いられる。

P351 □

(a)  $U_2(s) = 0$  とするとき

$$C_{11}(s) = \frac{G_1(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)} U_1(s)$$

(b)  $U_1(s) = 0$  とするとき

$$C_{12}(s) = \frac{-G_1(s)G_2(s)H_2(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)} U_2(s)$$

(3) X

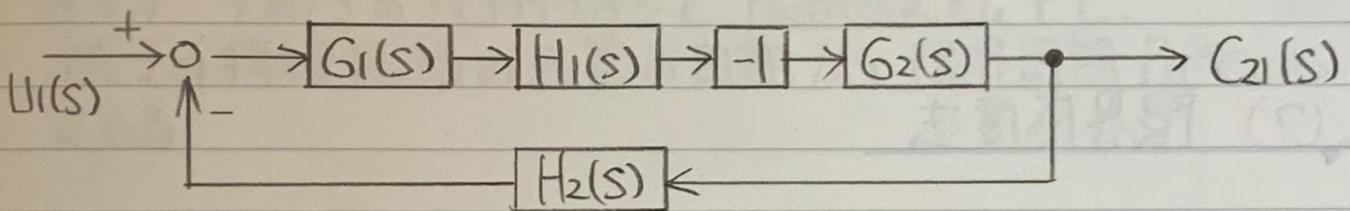
C<sub>12</sub> と C<sub>22</sub> が違

P351 □ (つづき)

(c) (4) 重ね合わせの理

$$C_1(s) = C_{11}(s) + C_{12}(s)$$

(d)  $U_2(s) = 0$  とすると



$$C_{21}(s) = \frac{-G_1(s)G_2(s)H_1(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)} U_1(s)$$

ok

$U_1(s) = 0$  とすると

$$\rightarrow C_{22}(s) = \frac{-\cancel{G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)}}{1 - G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)} U_2(s)$$

以上より

$$C_2(s) = C_{21}(s) + C_{22}(s)$$

$$= \frac{-\cancel{G_1(s)G_2(s)}}{1 - G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)} \left\{ \cancel{H_1(s)U_1(s)} + \cancel{H_2(s)U_2(s)} \right\}$$

(5) X

$$C_2(s) = \frac{G_2 U_2(s) - G_1 H_1 G_2 U_1(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)H_1(s)H_2(s)}$$

P353 2

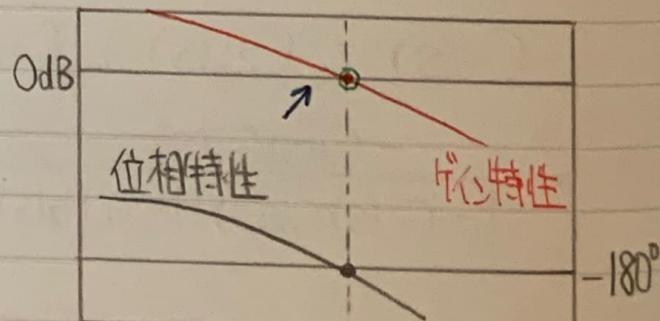
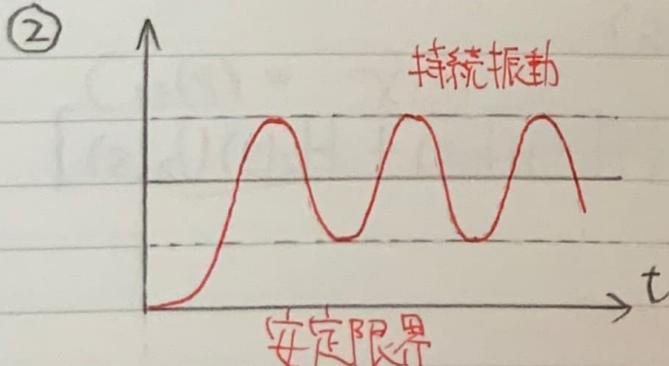
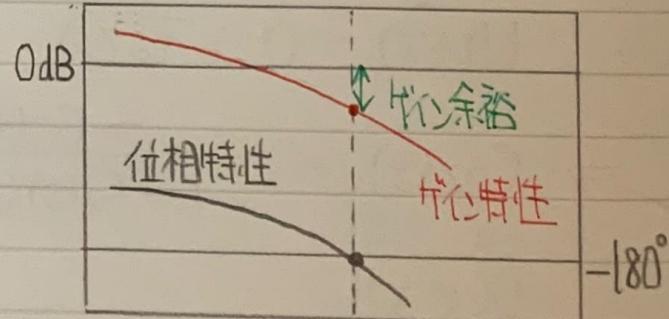
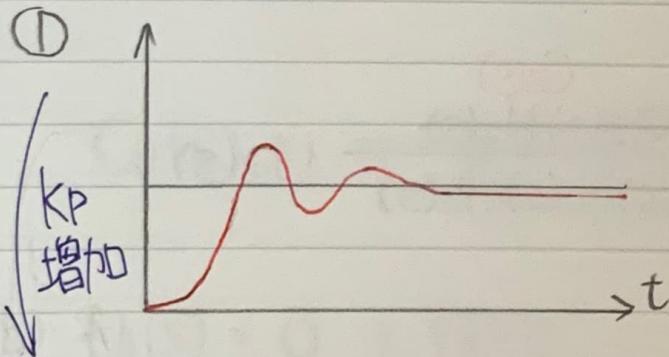
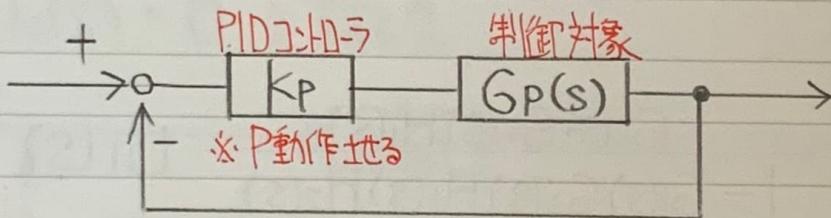
(1) 積分時間

(2) 限界感度

(3) 持続振動

(4) 単位ステップ

(5) 立ち上がり時間 むだ

(2) 限界感度法

P353

[2]

## (2) 限界感度法 (つづき)

まず比例ゲインのみによる補償を考えて、そのゲイン  $K_p$  を徐々に増加させていくと、系の応答は振動的になり、ついにその応答が持続振動を継続する安定限界に達する。そのときの比例ゲインを 限界感度  $K_u$  とし、またその持続振動の応答の周期から 限界周期  $T_u$  を定める。

これらの値から以下の調整則が提案されている。

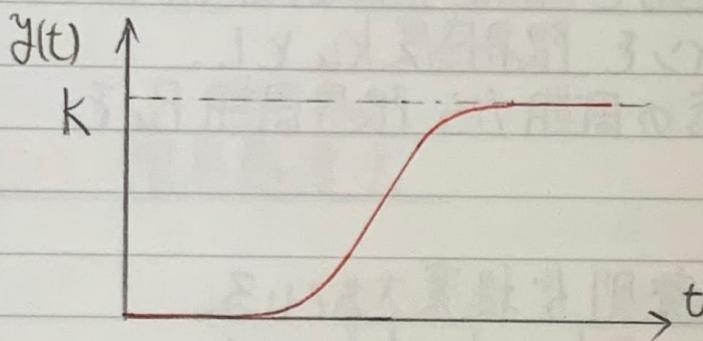
	$K_p$	$T_I$	$T_D$
P	$0.5K_u$	—	—
PI	$0.45K_u$	$T_u/1.2$	—
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$T_u/0.8$

$$\begin{aligned}
 K_{PID}(s) &= K_p + \frac{K_I}{s} + sK_D \\
 &= K_p \left( 1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right)
 \end{aligned}$$

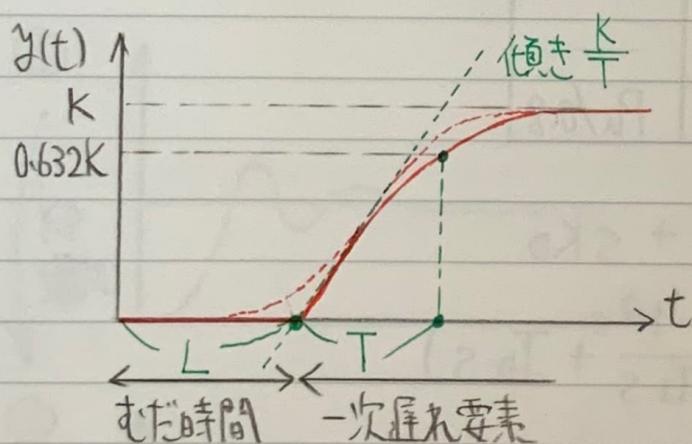
P353 [2]

## (5) ステップ応答法

実際のプロセス制御系では、以下のような S字形のステップ応答がよく見られる。



そこで下図のように変曲点附近に接線を引き、  
むだ時間と一次遅れに分割して近似する。



$$P(s) = \frac{k}{1+Ts} \cdot e^{-Ls} \quad \text{と表せる。}$$

P355 [3]

$$(1) G_p(s) = \frac{10}{s^2 - 4} = \frac{10}{(s+2)(s-2)}$$

根は  $-2, 2$  なので 不安定な特性をもつ。  
 (正の根をもつので)

$$(2) G_c(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} + sk_3 = K_1 \left( 1 + \frac{1}{s} \frac{K_2}{K_1} + s \frac{k_3}{K_1} \right)$$

積分時間は  ~~$\frac{K_2}{K_1}$~~   $T_1 = \frac{K_1}{K_2} \frac{1}{sT_1}$

$$(3) \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p} = \frac{\frac{10}{(s+2)(s-2)} (K_1 + \frac{K_2}{s} + sk_3)}{1 + \frac{10}{(s+2)(s-2)} (K_1 + \frac{K_2}{s} + sk_3)}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{10(K_1 + \frac{K_2}{s} + sk_3)}{(s+2)(s-2) + 10(K_1 + \frac{K_2}{s} + sk_3)} \\ &= \frac{10k_3 s^2 + 10K_1 s + 10K_2}{s^3 + 10k_3 s^2 + (10K_1 - 4)s + 10K_2} \end{aligned}$$

極を  $-30, -3 \pm j4$  とすると

$$s^3 + k_3 s^2 + (10K_1 - 4)s + K_2 = (s+30) \{ (s+3)^2 + 16 \}$$

係数を比較すると

$$10k_3 = 6 + 30 = 36$$

$$\therefore k_3 = 3.6$$

$$10K_1 - 4 = 180 + 25 \quad \therefore K_1 = 20.9$$

$$10K_2 = 30 \times 25 = 750 \quad \therefore K_2 = 75$$

P355 [3] (つづき)

~~(5)~~ 
$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{10(k_3 s^2 + k_1 s + k_2)}{(s+30) \{(s+3)^2 + 16\}}$$

ここで

$$\text{極 } |-30| \gg \text{極 } |-3 \pm j4|$$

代表極

~~$$10(k_3 s^2 + k_1 s + k_2) = 36s^2 + 209s + 750$$~~

$$= (s+30)(36s - 871) - 25380$$

### (5) 代表根

例:  $G(s) = \frac{K_1}{s-p_1} \cdot \frac{K_2}{s-p_2}$  を考える。

$$g(t) = \frac{1}{p_1-p_2} (K_1 e^{p_1 t} - K_2 e^{p_2 t})$$

極  $p_1$  のモード      極  $p_2$  のモード

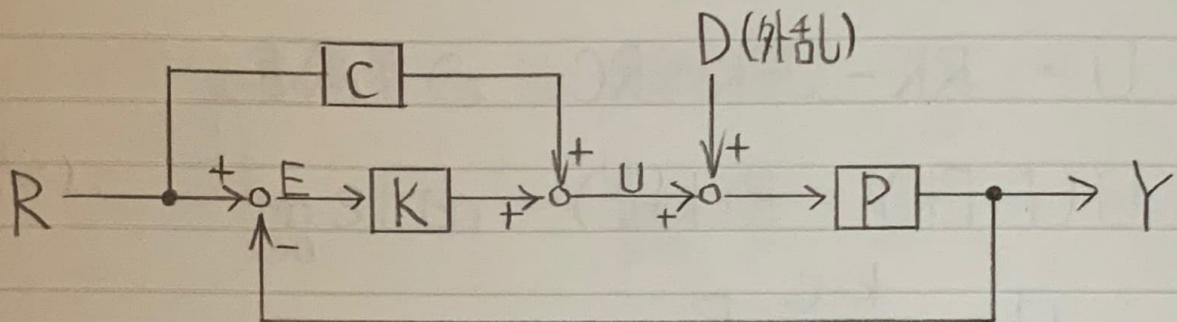
$Y(s)$  の根:  $p_1, p_2$  が 共に負のとき安定で、絶対値が大きいほど、収束(または発散)が速い。

したがって  $0 < p_1 \ll p_2$  のとき

出力応答はほぼ極  $p_1$  のモードと等しくなる。すなはち極の絶対値が小さなモードが支配的となる。

このような極を 代表極, 代表特性根 という。

P358 [4]



(1)  $R(s) = 0$  のとき

$$\frac{E}{D}$$

$$Y = (D+U)P, \quad E = -Y = -(D+U)P$$

$$U = EK + RC = EK = -(D+U)PK$$

$$(1+PK)U = -DPK \quad U = -\frac{DPK}{1+PK}$$

$$E = -(D+U)P = -D(1 - \frac{PK}{1+PK})P = -\frac{P}{1+PK}D$$

$$\therefore \frac{E}{D} = -\frac{P}{1+PK}$$

(2) フィードフォワード補償器。

(3) 応答速度

目標値追従 特性

(4)  $D(s) = 0$  のとき

$$Y = (D+U)P, \quad E = R-Y = R-(D+U)P$$

$$U = EK + RC = RK - (D+U)PK + RC$$

P358 [4] (つづき)

$$(4) U = RK - UPK + RC$$

$$U(I+PK) = R(K+C)$$

$$\therefore U = \frac{K+C}{I+PK} R$$

$$E = R - (D+U)P$$

$$= R - \frac{K+C}{I+PK} RP$$

$$= R \left( 1 - \frac{K+C}{I+PK} P \right)$$

以上より

$$\frac{E}{R} = 1 - \frac{K+C}{I+PK} P = \frac{I-PC}{I+PK}$$

(5)  $R(s) = \frac{1}{s}$  (単位スリップ関数) を入力すると

$$E(s) = \frac{I-PC}{I+PK} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1 - \frac{1}{s+1} C_c}{1 + \frac{1}{s+1} K_c} \cdot \frac{1}{s}$$

$$= \frac{s+1-C_c}{s(s+1+k_c)}$$

P358 [4] (つづき)

(5) 定常位置偏差  $e_s$  は 最終値の定理より

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s + 1 - C_c}{s + 1 + K_c} = \frac{1 - C_c}{1 + K_c}$$

$e_s = 0$  にすると  $C_c = 1$

(3) フードフォワード制御

実際の状況を <sup>取得</sup>確認せずに、システムのモデルに基づいて制御入力を決定するオーバンループ制御。

目標値への応答速度を早めるなど 目標値追従特性を改善することができる。

# 制御系の安定判別

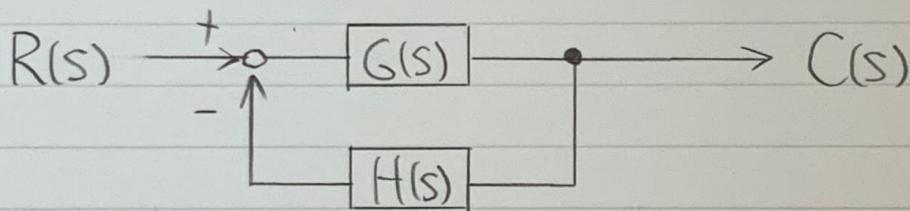
(① 特性方程式の根による判別)

- ② ラウスの安定判別 ↪
- ③ フリビットの安定判別 ↪

④ タキストの安定判別

⑤ ボード線図による安定判別

## P361 ラウスの安定判別法



上の系の入出力の伝達関数は

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

と表される。この系が安定であるためには特性方程式

$$1 + G(s)H(s) = 0$$

開ループ伝達関数（一巡伝達関数）

の特性根がすべて 負の実数部 をもつなければならぬ。

## P361 ラウスの安定判別法 (つづき)

特性方程式の根を求めず、その係数から代数的に安定性を判別する方法として ラウス・フルビッツの安定判別法がある。

特性方程式  $D(s) = 1 + G(s)H(s) = 0$  を

$$D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0$$

とおいて、以下のような ラウス表を作る。

$s^n$	$R_{11} = \underline{a_n}$	$R_{12} = \underline{a_{n-2}}$	$R_{13} = \underline{a_{n-4}} \dots$
$s^{n-1}$	$R_{21} = \underline{a_{n-1}}$	$R_{22} = \underline{a_{n-3}}$	$R_{23} = \underline{a_{n-5}} \dots$
$s^{n-2}$	$R_{31} = \frac{R_{21}R_{12} - R_{11}R_{22}}{R_{21}}$	$R_{32} = \frac{R_{21}R_{13} - R_{11}R_{23}}{R_{21}}$	$\dots$
$s^{n-3}$	$R_{41} = \frac{R_{31}R_{22} - R_{21}R_{32}}{R_{31}}$	$R_{33} = \frac{R_{21}R_{14} - R_{11}R_{24}}{R_{21}}$	$\dots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$s^2$	$R_{(n-1)1}$	$R_{(n-1)2}$	○
$s^1$	$R_{n1}$	○	/ / / / / /
$s^0$	$R_{(n+1)1}$	○	/ / / / / /

第1列目を ラウス数列という。

## P361 ラウスの安定判別法 (つづき)

安定条件は

(条件1) すべての係数  $a_n, a_{n-1}, \dots, a_0$  が正である

(条件2) ラウス数列が全て正である

のどちらも成立すること

例:  $D(s) = as^3 + bs^2 + cs + d = 0$

ラウス表

$s^3$	a	c	
$s^2$	b	d	
$s^1$	$\frac{bc-ad}{b}$	0	
1	d	0	

安定条件は

$$a > 0, b > 0, c > 0, d > 0 \quad \text{かつ}$$

$$\frac{bc-ad}{b} > 0$$

## P362 フルビッツの安定判別法

特性方程式  $D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0$

について フルビッツの行列を作る。

$$H = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & \cdots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & \cdots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & a_4 & a_2 & 0 \end{bmatrix}$$

行列  $H$  の 左上の  $k \times k$  主座小行列式を  $H_k$  ( $k=1 \sim n$ ) とおくと、

$$H_1 = a_{n-1}, \quad H_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix}, \quad H_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}$$

である。

## P362 フルビッツの安定判別法 (つづき)

安定条件は

(条件1) すべての係数  $a_n, a_{n-1}, \dots, a_0$  が正である。

(条件2) フルビッツの行列式  $H_1, H_2, \dots, H_n$  がすべて正である。

のでこれらも成立すること

$$\text{例: } D(s) = as^3 + bs^2 + cs + d = 0$$

$$H = \begin{pmatrix} b & d & 0 \\ a & c & 0 \\ 0 & b & d \end{pmatrix}$$

となるので、

$$H_1 = b, \quad H_2 = bc - ad, \quad H_3 = d \cdot H_2$$

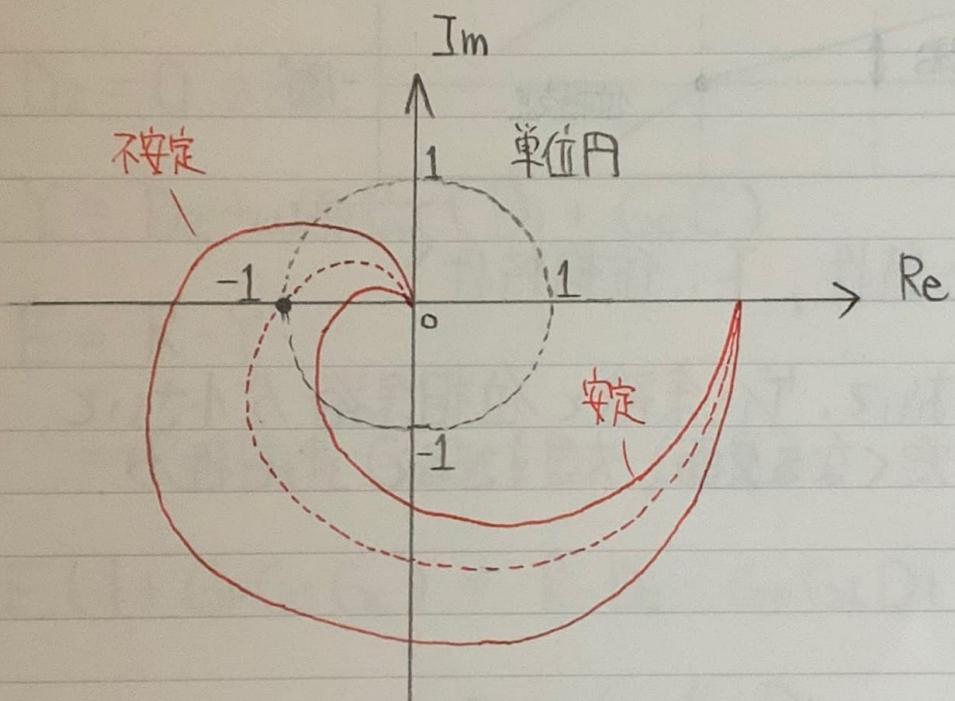
安定条件は

$$a > 0, b > 0, c > 0, d > 0 \quad \text{かつ}$$

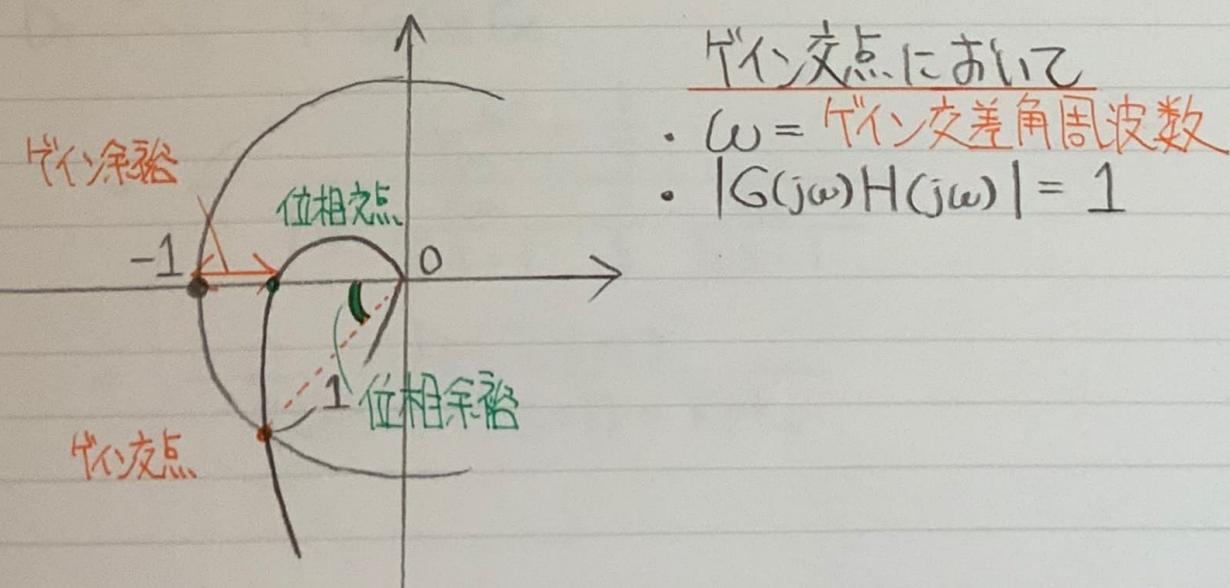
$$bc - ad > 0$$

## P364 ナイキストの安定判別法

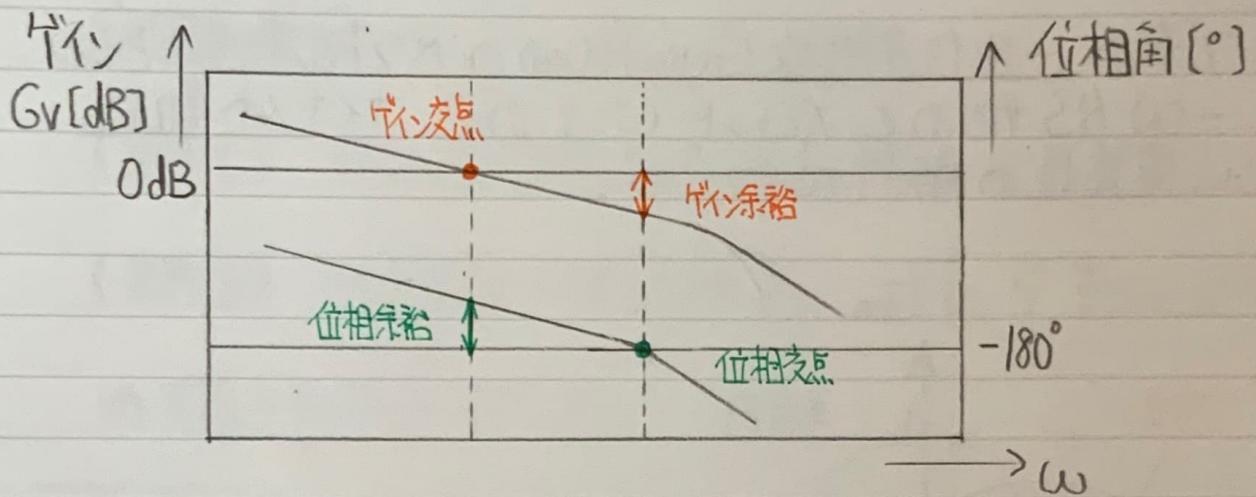
閉ループ系の -巡回関数  $G(j\omega)H(j\omega)$  のベクトル軌跡を、  
 $\omega$ を $-\infty$ から始めてプロットしたもの ナイキスト軌跡  
 といい、安定性の解析に役立つ。



安定判別  $-1+j0$  を左側に見て軌跡を描く。



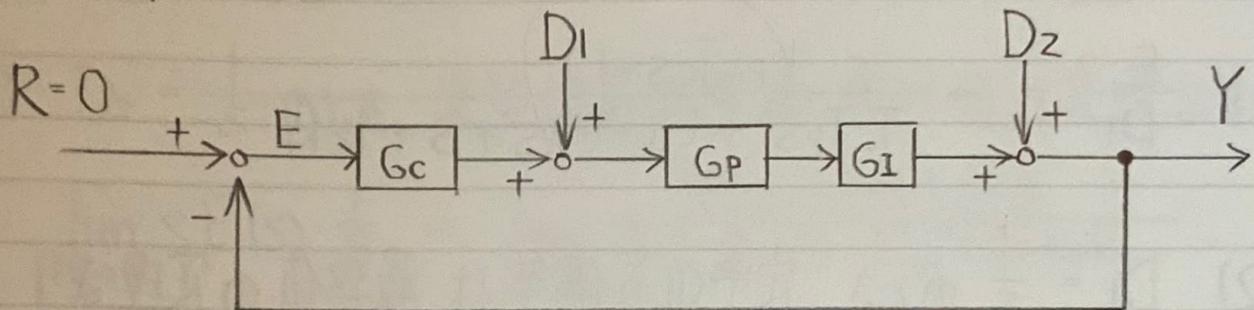
## P365 ポード線図による安定判別



(上: ゲイン特性, 下: 位相特性)

制御系において、ゲイン余裕と位相余裕が小さいと  
安定度が悪くなる反面、大きすぎると速応性が  
悪くなる。

P366



$$(1) D_2 = 0 \text{ のとき}$$

$$Y = D_2 + G_p G_I (D_1 + G_c E)$$

$$E = R - Y$$

$$= R - D_2 - G_p G_I (D_1 + G_c E)$$

$$E(1 + G_p G_I G_c) = R - D_2 - G_p G_I D_1$$

$$= -G_p G_I D_1$$

$$\frac{E}{D_1} = -\frac{G_p G_I}{1 + G_p G_I G_c}$$

$$= -\frac{\frac{K_p}{T_p S + 1} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{K_p}{T_p S + 1} \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{K_c}{T_c S + 1}}$$

$$= -\frac{K_p (T_c S + 1)}{S(T_p S + 1)(T_c S + 1) + K_p K_c}$$

P366 □ (つづき)

$$(1) \frac{E}{D_1} = -\frac{K_p(T_c S + 1)}{T_c T_p S^3 + (T_c + T_p) S^2 + S + K_c K_p}$$

(2)  $D_1 = \frac{1}{S}$  のとき 定常位置偏差は 最終値の定理より

$$\begin{aligned} \lim_{S \rightarrow 0} S E(S) \cdot \frac{1}{S} &= \lim_{S \rightarrow 0} \frac{-K_p(T_c S + 1)}{T_c T_p S^3 + (T_c + T_p) S^2 + S + K_c K_p} \\ &= -\frac{1}{K_c} \end{aligned}$$

(3)  $D_1 = 0$  のとき

$$\begin{aligned} E(1 + G_p G_I G_c) &= R - D_2 - G_p G_I D_1 \\ &= -D_2 \end{aligned}$$

$$\frac{E}{D_2} = -\frac{1}{1 + G_p G_I G_c}$$

$$= -\frac{1}{1 + \frac{K_p}{T_p S + 1} \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{K_c}{T_c S + 1}}$$

$$= -\frac{(T_p S + 1)(T_c + 1)S}{(T_p S + 1)(T_c S + 1)S + K_p K_c}$$

$$= -\frac{T_p T_c S^3 + (T_p + T_c) S^2 + S}{T_p T_c S^3 + (T_p + T_c) S^2 + S + K_p K_c}$$

P366 □ (つづき)

(4)  $D_2 = \frac{1}{S}$  のとき 定常位置偏差は最終値の定理より

$$\lim_{S \rightarrow 0} S E(S) \cdot \frac{1}{S} = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{T_p T_c S^3 + (T_p + T_c) S^2 + S}{T_p T_c S^3 + (T_p + T_c) S^2 + S + K_p K_c}$$

$$= 0$$

(5) 安定条件について

$$E = \frac{R - D_2 - G_p G_I D_I}{1 + G_p G_I G_c}$$

$$Y = R - E$$

$$(1 + G_p G_I G_c) Y = (1 + G_p G_I G_c) R - (R - D_2 - G_p G_I D_I)$$

$$= G_p G_I G_c \cdot R + (D_2 + G_p G_I D_I)$$

$D_I = 0, D_2 = 0$  のとき

$$\frac{Y}{R} = \frac{G_p G_I G_c}{1 + G_p G_I G_c} = \frac{K_p K_c}{T_p T_c S^3 + (T_p + T_c) S^2 + S + K_p K_c}$$

特性方程式  $T_p T_c S^3 + (T_p + T_c) S^2 + S + K_p K_c = 0$   
についてラウス数列を作成すると

P366 □ (つ"き)

$S^3$	$T_p T_c$
$S^2$	$T_p + T_c$
$S$	$\{(T_p + T_c) - T_p T_c k_p k_c\} / (T_p + T_c)$
$S^0$	$k_p k_c$

$T_c > 0, T_p > 0$  のとき 安定条件は

$$k_p k_c > 0 \Rightarrow T_p + T_c - T_p T_c k_p k_c > 0$$

$$\frac{T_p + T_c}{T_p T_c} > k_p k_c > 0$$

$$\therefore 0 < k_c < \frac{T_p + T_c}{T_p T_c k_p}$$

P370 [2]

(1) 安定性

(2) 応答速度 (速応性)

~~(3)~~ 
$$G(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$$

$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega(j\omega T+1)} = \frac{jK(1-j\omega T)}{j^2\omega(1+j\omega T)(1-j\omega T)}$$

$$= \frac{\omega T K + jK}{-\omega(1+\omega^2 T^2)}$$

 $\operatorname{Re}[G(j\omega)] = 0$  のとき(3) ゲイン  $|G(j\omega)|$  は

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{K}{j\omega(j\omega T+1)} \right| = \frac{K}{\omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\omega T)^2 + 1}}$$

 $\omega = 1$  のとき

$$|G(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{T^2 + 1}}$$

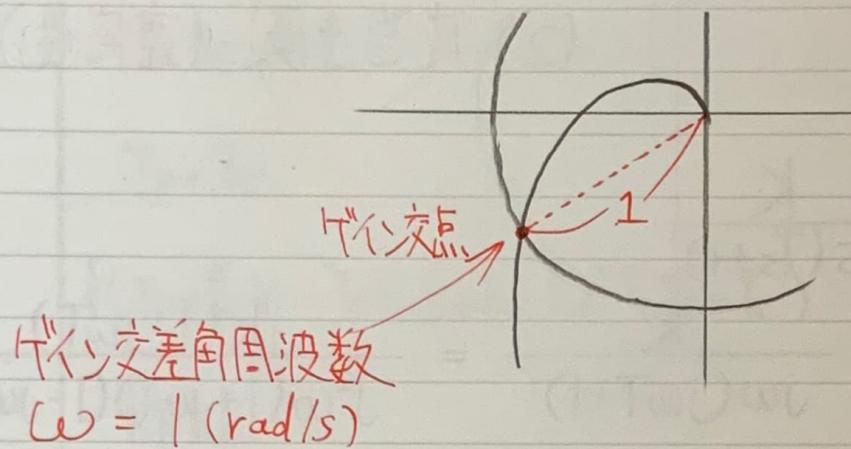
位相裕度  $\phi_m$  は

$$\phi_m = \tan^{-1} \frac{1}{\omega T} = 45^\circ \quad \text{より} \quad \omega T = 1$$

$$T = \frac{1}{\omega} = 1$$

P370 [2]

(3)



ゲイシ交点  
 $\omega = 1 \text{ (rad/s)}$

ゲイシ交点は単位円と  $|G(j\omega)| = 1$  の交点なので

$$|G(j\omega)| = 1$$

$$\omega = 1 \text{ における } |G(j\omega)| = 1 \text{ も}^{\star}$$

$$|G(j\omega)| = K \frac{1}{\sqrt{T^2+1}} = 1$$

$$\therefore K = \sqrt{T^2+1} = \sqrt{2}$$

$$(4) T = 1 \text{ (s)}$$

(5) 帯域幅

P373 [3]

(1)  $\angle AOC$ 

(3) 安定性

(2)  $\overline{BC} - 20 \log_{10} \overline{OB}$ (4) ~~小さくなる, 増大する~~

$$(5) G(s) = \frac{K}{s(s+1)(s+4)}$$

安定限界となるときのゲイン定数  $K$  を求める。

$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega(j\omega+1)(j\omega+4)}$$

$$= \frac{jK(1-j\omega)(4-j\omega)}{-\omega(1+\omega^2)(16+\omega^2)}$$

$$= \frac{5K\omega + jK(4-\omega^2)}{-\omega(1+\omega^2)(16+\omega^2)}$$

 $\text{Im}[G(j\omega)] = 0$  のとき

$$4-\omega^2 = 0 \quad \omega = \pm 2$$

$$\omega = 2 \text{ のとき } G(j\omega) = -\frac{K}{20}$$

(?)

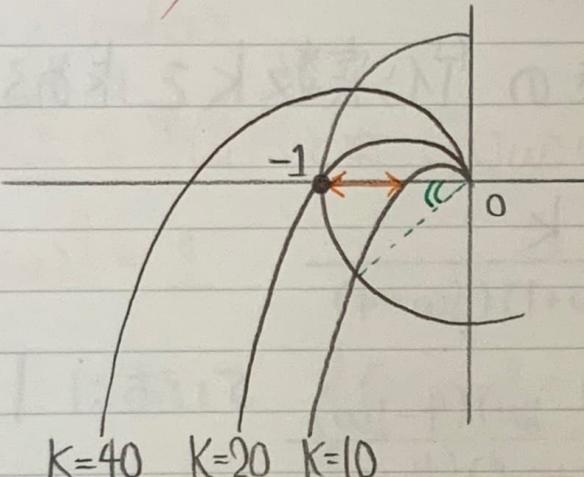
P373 B (→べき)

(5) 安定限界で  $G(j\omega)$  は  $-1+j0$  を通るから

$$G(j\omega) = -\frac{K}{20} = -1$$

$$\therefore K = 20$$

(4)



$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega(j\omega+1)(j\omega+4)}$$

位相余裕と位相余裕が小さくなるようにゲインKを増大させると、ピークゲインMPも増大する。

ピークゲインは小さいほど安定

# 11章 練習問題

1

(1) ステップ

(2) (最大)行き過ぎ

(3) 制定  
整

(4) 遅れ

(5) 立ち上がり

2

(1) 安定性

(2) -3 0

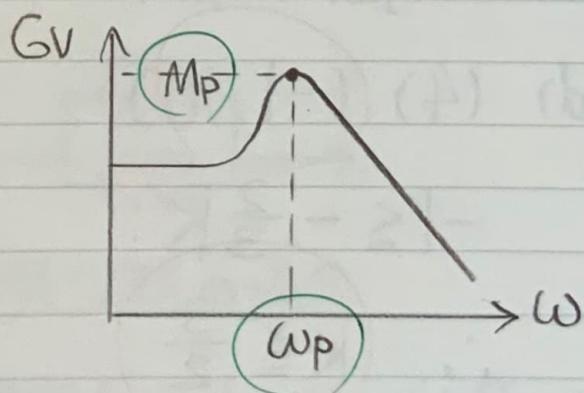
(3) 帯域 ベン交差角

(4) 分母 ベン特性

(5) 根 ピークベン

(4) 開ループ系では主として、ベン特性に注目する。

- ・ピーケイン ... 安定性の尺度
- ・角周波数 ... 速応性の尺度



[3]

$$(a) G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+1)(2s+1)}$$

$$\begin{aligned} G(j\omega)H(j\omega) &= \frac{K}{j\omega(1+j\omega)(1+2j\omega)} \\ &= \frac{K}{-3\omega^2 + j\omega(1-2\omega^2)} \end{aligned}$$

(b) 位相交差角周波数  $\omega_0$  において

$$\text{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] = 0$$

$$\omega_0(1-2\omega_0^2) = 0$$

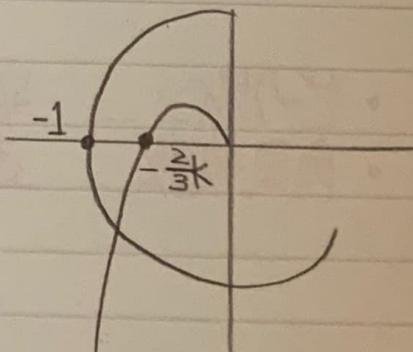
$$\therefore \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\omega_0 > 0)$$

$$(c) G(j\omega_0)H(j\omega_0) = -\frac{2}{3}K$$

$$(d) (4) (-1, j0)$$

$$-1 \leq -\frac{2}{3}K$$

$$\therefore K \leq \frac{3}{2}$$



# コンピュータの基本構成

## P385 コンピュータの性能・信頼性

### ① MTBF (Mean Time Between Failures)

：平均故障時間（間隔）

$$MTBF = \frac{\text{正常に稼働している合計時間数}}{\text{故障回数}}$$

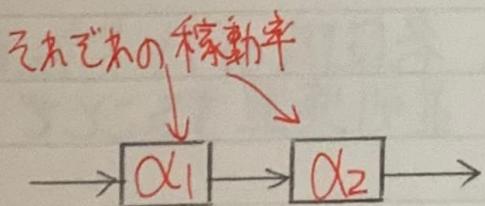
### ② MTTR (Mean Time To Repair)

：平均修復時間

$$MTTR = \frac{\text{修理に要した合計時間}}{\text{故障回数}}$$

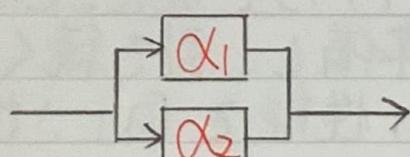
### ③ 稼動率：システムが稼働している確率を表す。

$$\text{稼動率} = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR}$$



直列システムの場合

$$\text{稼動率} = \alpha_1 \alpha_2$$



並列システムの場合

$$\text{稼動率} = 1 - (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)$$

これがねの故障率

P387 1

(1) (口) MIPS

(2) (八) 応答時間

(3) (ト) スレーブ

(4) (ス) ベンチマークプログラム

(5) (ル) FLOPS

P388 2

(1) 多い

(2) 命令パイプライン

(3) データ

(4) マルチタスク スーパースカラ

(5) アウトオーダ

(4) スーパースカラ

命令パイplineを発展させたもので、各段階のハードウェアを複数準備し、引き続く命令を並列演算することでCPUの性能を向上させる方式

(5) アウトオーダ実行

データハザードを改善する手法。後続命令であっても、命令実行順序に依存関係がないとき、データが実行可能となる段階で命令を実行すること。

## 2進数と論理演算回路

P398 [1]

- (1) 組合せ回路
- (2) リセット回路
- (3) バイナリコンピュータ
- (4) ASIC
- (5) ケーブル・マクラスキー法

P400 [2]

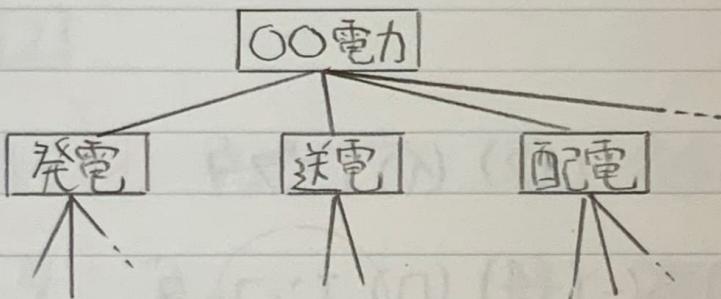
- (1) (×) NOR
- (2) (×) レジスタ (ト)
- (3) (ト) リセット回路 (×)
- (4) (□) エンコーダ
- (5) (III) 全加算器

# ソートウェアとデータベース

## P403 データベース

- ① 階層形 ツリー(木)構造
- ② ネットワーク形 網状のネットワーク
- ③ リレーショナル形 表(行列)形式

### ① 階層形

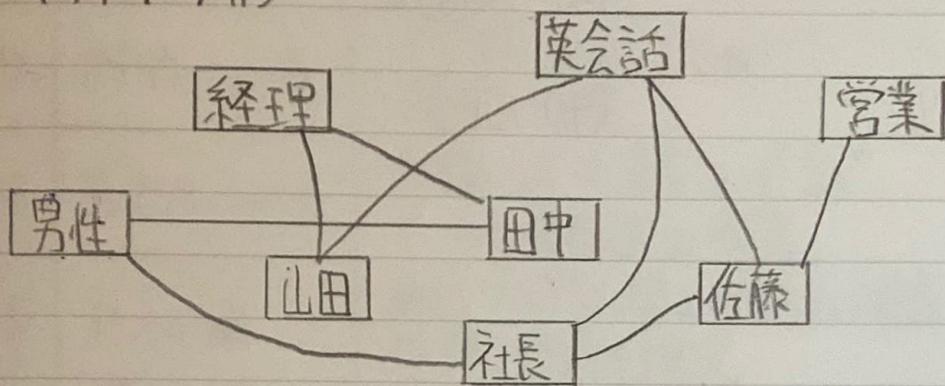


1つの従属データはただ1つの親データをもつ。

- ・あるデータへのアクセス経路は一通りしかない。
- ・データの冗長が発生しやすい。
- ・データの階層構造の変更時には、プログラムの改変が必要。

## P403 データベース (つづき)

### ② ネットワーク形



階層形の発展形で、従属データは複数の親データをもつ。

- 冗長性を排除できる
- データの階層構造の変更時には、プログラムの改変が必要

### ③ リレーショナル形

データを表形式で表したもの。  
データの記憶領域への配置に  
とらわれず、自由なアクセスが可能

名前	出身	所属	点数
太郎	神戸	A組	72
花子	東京	C組	81

ただし、データの重複排除や一元管理によって  
データの独立を果たす明確なルールが必要。

リレーショナル形データベースの操作言語として SQL が  
用いられる。

P404 □

(1) 階層

(2) 構造

(3) CODASYL

(4) 主

(5) SQL

(4) SQL (Structured Querry Language)

構造化問合せ言語

ID	Width	Height	PosX	PosY
1	32	40	0	0
2	64	20	0	0
3	64	0	-100	0
4	128	40	0	0

表(テーブル) 列(カラム)= フィールド 行(ロー)= レコード

上の例では 1つのレコードに 5つのフィールドが保存されている。

表の中で レコードをユニークに識別する列(項目)のことと  
主キー という。上の例では「ID」の列(項目)

# コンピュータネットワーク

## P406 OSI参照モデルとTCP/IPの階層モデル

7	アプリケーション層	データ表現形式との 固有の規定	
6	プレゼンテーション層	圧縮方式や文字コードなど データ表現形式の規定	アプリケーション層 HTTP, FTP, SMTP
5	セッション層	通信プログラム間の通信の確立、 維持、終了の規定	
4	トранSPORT層	ノード間のデータ転送の信頼性 を確保するための規定	トランSPORT層 TCP/UDP
3	ネットワーク層	ネットワーク間のエンドツーエンドの 通信のための規定	イターネット層 IPv4, IPv6
2	データリンク層	直接的に接続されたノード間の 通信のための規定	ネットワーク インターフェース層
1	物理層	ビット列を電気信号に変換する ための規定	Ethernet, LAN など

↔ OSI参照モデル  
(ネットワークの規格)

↔ TCP/IP階層モデル

## P406 TCP/IP プロトコル群

TCP/IPはイターネットで標準的に利用されているプロトコル(通信規約)である。

### ① TCP (Transmission Control Protocol)

データに誤り検出用データやパケット番号などの付いたTCPパケットをつくる規約

### ② IP (Internet Protocol)

IPアドレスを付したIPパケットをつくる規約

### ③ HTTP

### ④ FTP ... ファイル転送

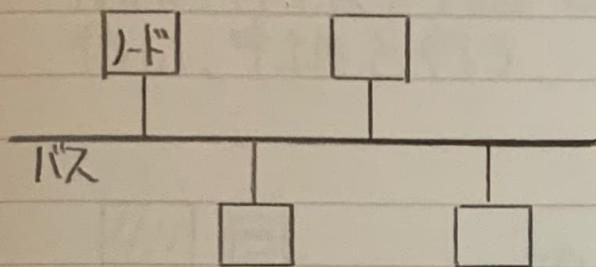
### ⑤ POP3 ... 電子メールを受信するためのプロトコル

### ⑥ SMTP ... 電子メールを送信するためのプロトコル

!  
etc

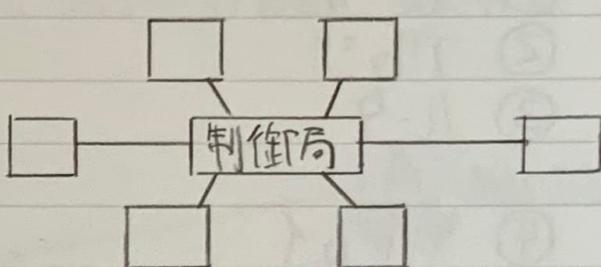
# P408 LAN

## ネットワークトポロジー（ネットワークの接続・構成のこと）



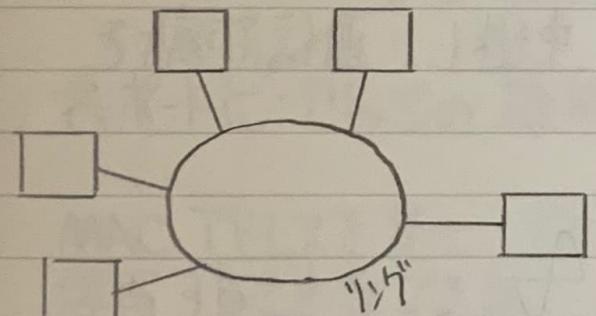
① バス形

- ・コストが安い



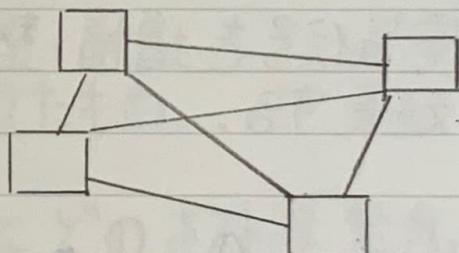
② スター形

- ・配線が簡単、家庭などで



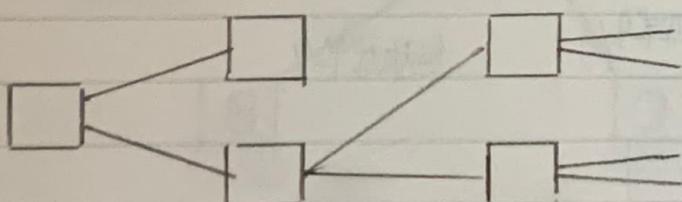
③ リング形

- ・障害に備えリングは二重化しておく。



④ メッシュ形

- ・広域網の代表的系統
- ・伝送速度、信頼性に優れる
- ・線路の総延長が長くなる。



⑤ ツリー形

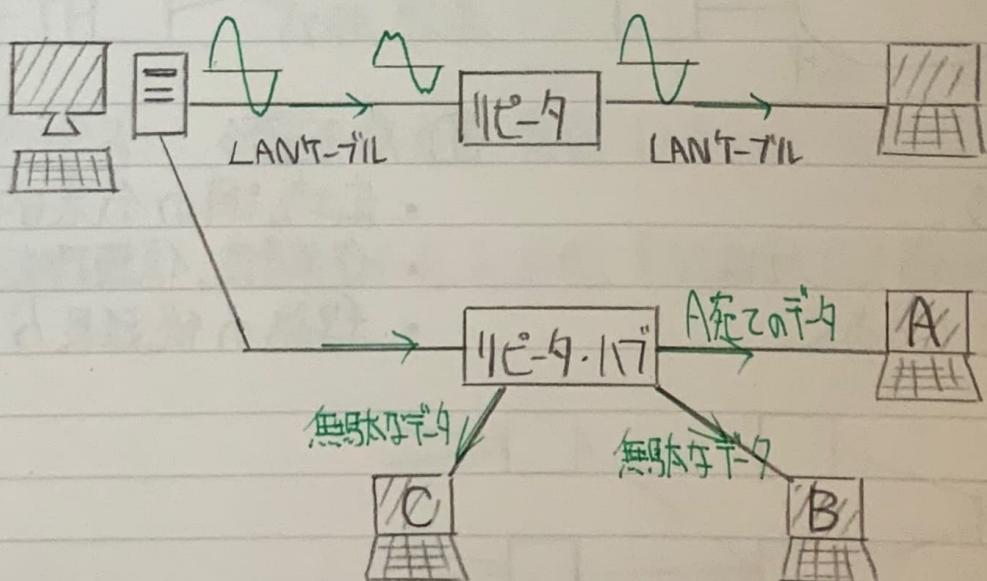
## P410 ネットワーキングデバイス

LANを接続するための装置

- ① リピータ
- ② ブリッジ
- ③ レタ
- ④ ポートウェイ

### ① リピータ (物理層)

電気信号を増幅・整形して中継し、通信距離を延長する。

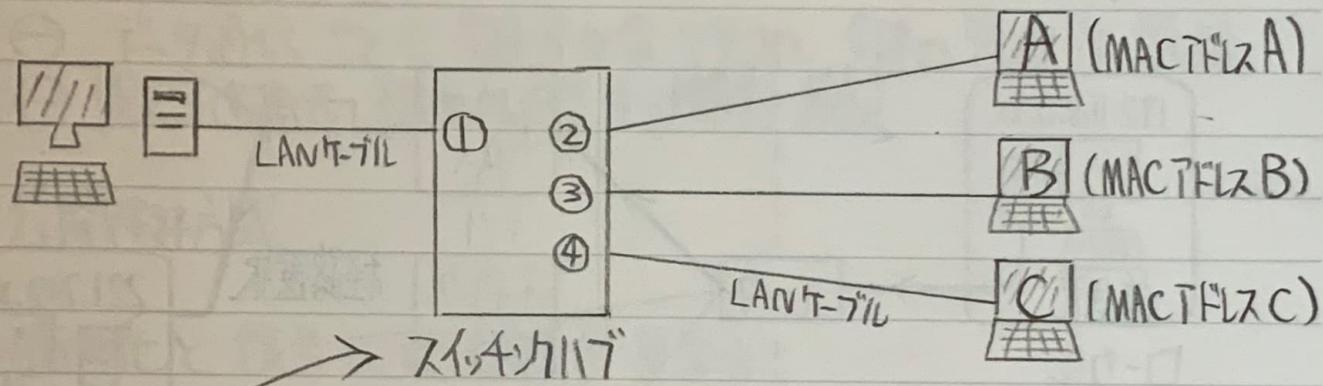


A宛てのデータはB,Cにも届いてしまう。B,Cは自分宛てのデータではないので捨てる。

## P410 ネットワーキングデバイス (ブリッジ)

### ② ブリッジ (データリンク層)

MACアドレステーブルを参照して、パケットの通過・破棄を行い、中継を行う。



各ポートにブリッジの機能を備えたもの

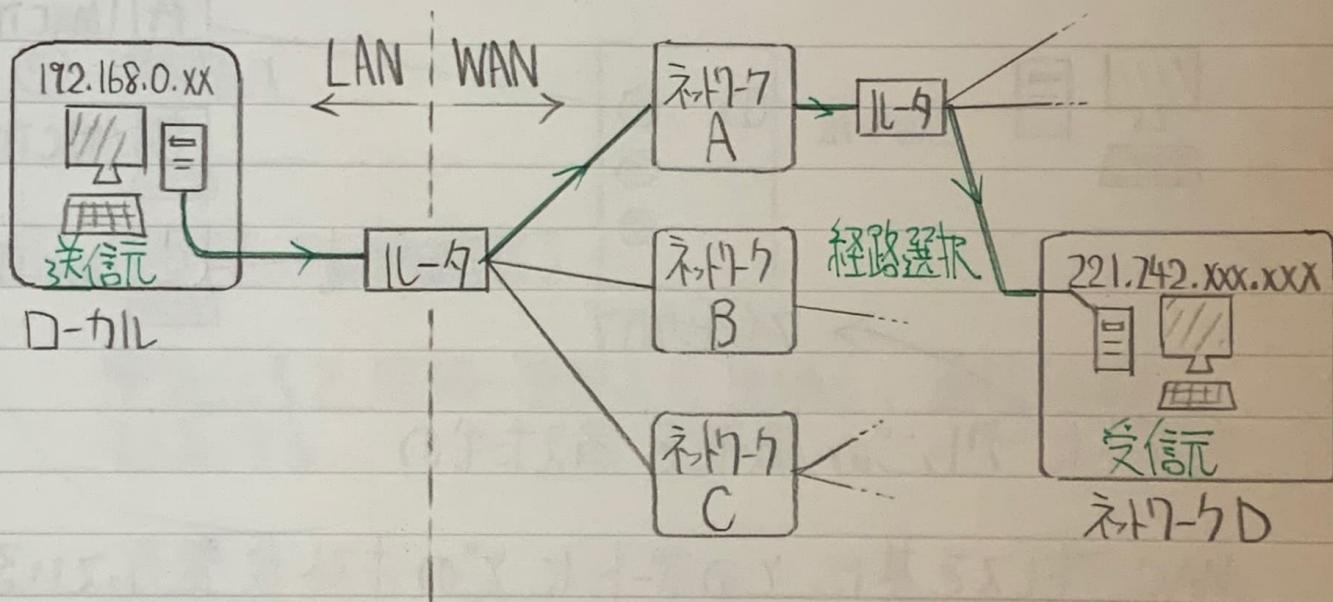
MACアドレスを基にどのポートにどのホストが繋がっているか  
学習することができる

そして、送信元から受信元へデータが送られるとき  
無関係のホストへはデータを送らない。(アドレスフィルタリング機能)

## P4(0) ネットワーキングデバイス (つづき)

### ③ ルータ (ネットワーク層)

ネットワーク間を中継する装置. 送られたデータの  
IPTアドレスを基に経路選択 (ルーティング) を行う.



ルータは デフォルトゲートウェイとも呼ぶ。

### ④ ゲートウェイ (全階層)

プロトコル変換装置  
ネットワークを中継する機器全般を指す。

## P413 セキュリティ / 暗号化方式

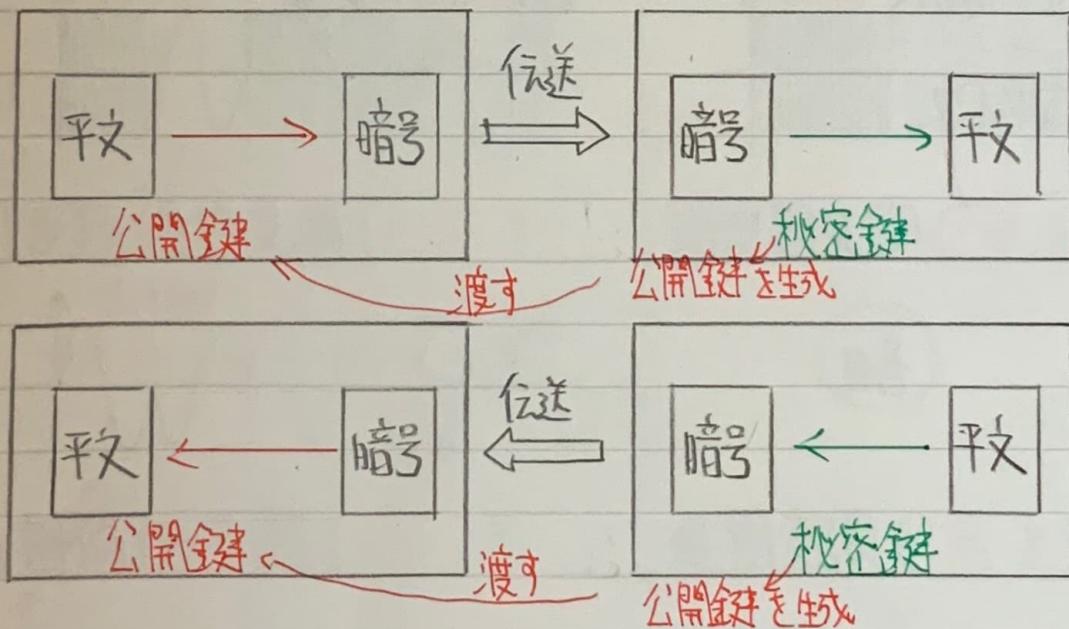
### ① 共通鍵暗号方式

暗号・復号に共通の秘密鍵を用いる。

- ⊕ 復号速度が速い
- ⊖ データ通信ごとに鍵が必要なため、鍵の管理が煩雑
- ⊖ 秘密鍵を相手に渡す必要がある。

### ② 公開鍵方式

暗号化と復号に使う鍵が異なる。



公開鍵から秘密鍵を生成するが、その逆はできない  
 ということが暗号の強さとなつており、非対称系暗号  
 と呼ばれる。

P415 □

(1) リピータ

(3) LAN

(5) 物理層

(2) フィルタ

(4) ネットワーク

P416 □

(1) リピータ

(3) MACアドレス

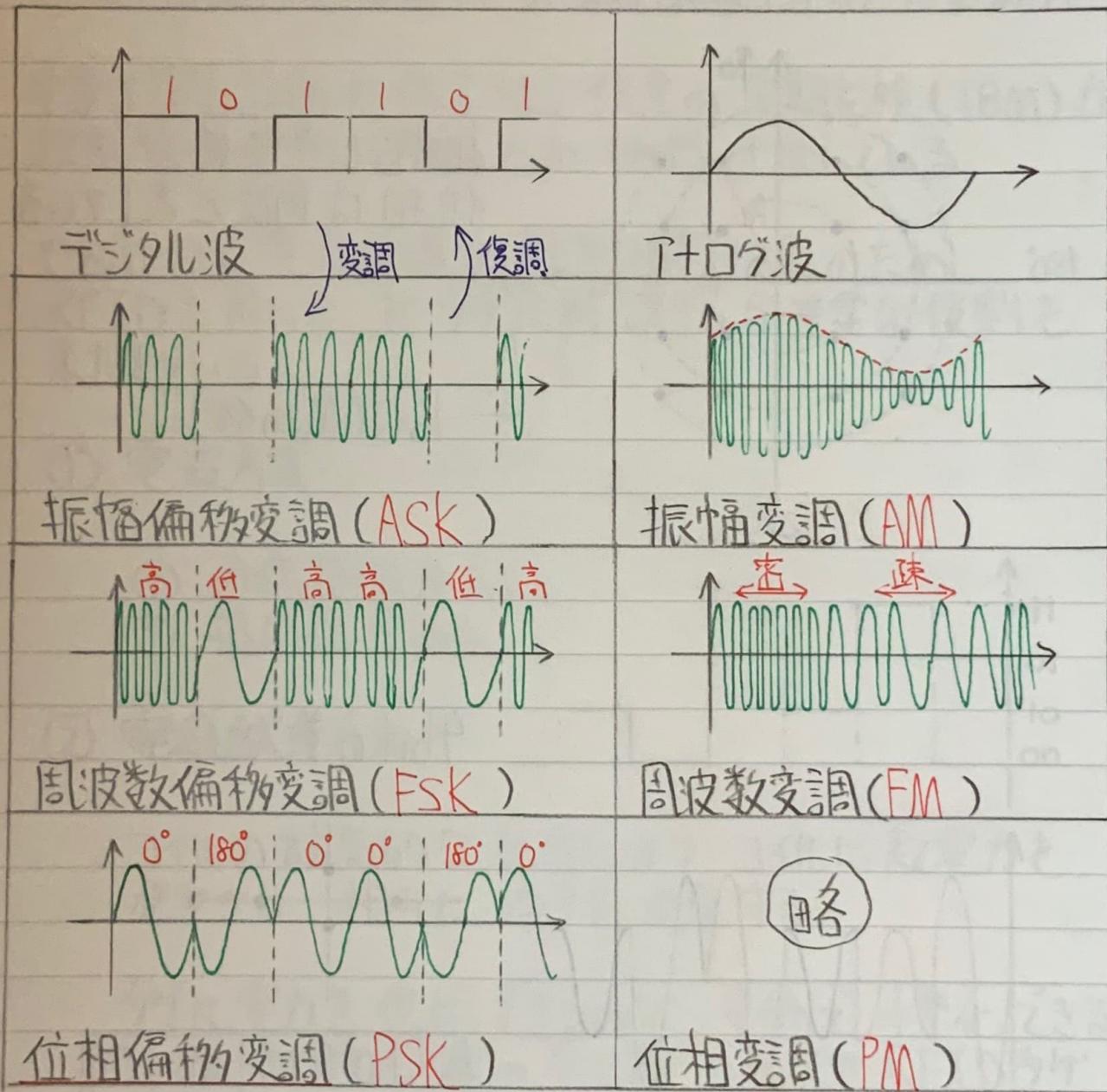
(5) IPアドレス

(2) フィルタ

(4) ネットワーク

# 電力システムと情報伝送

## P420 デジタル変調回路

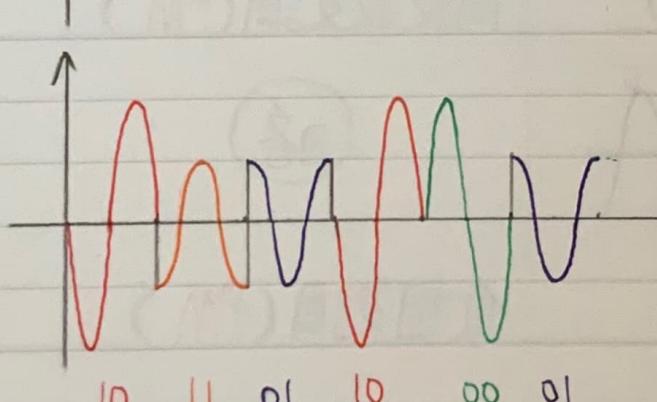
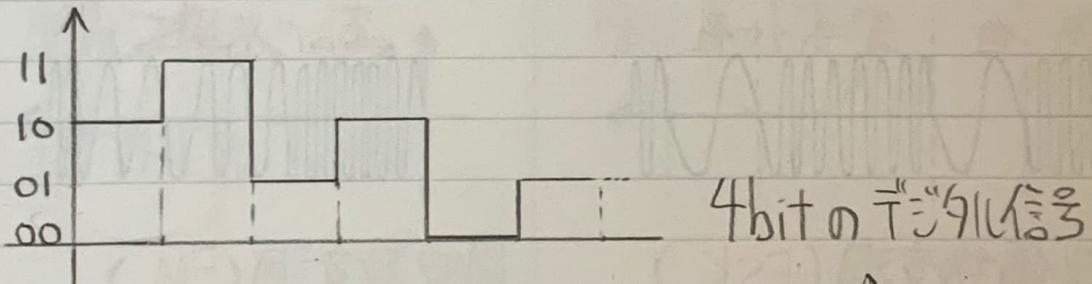
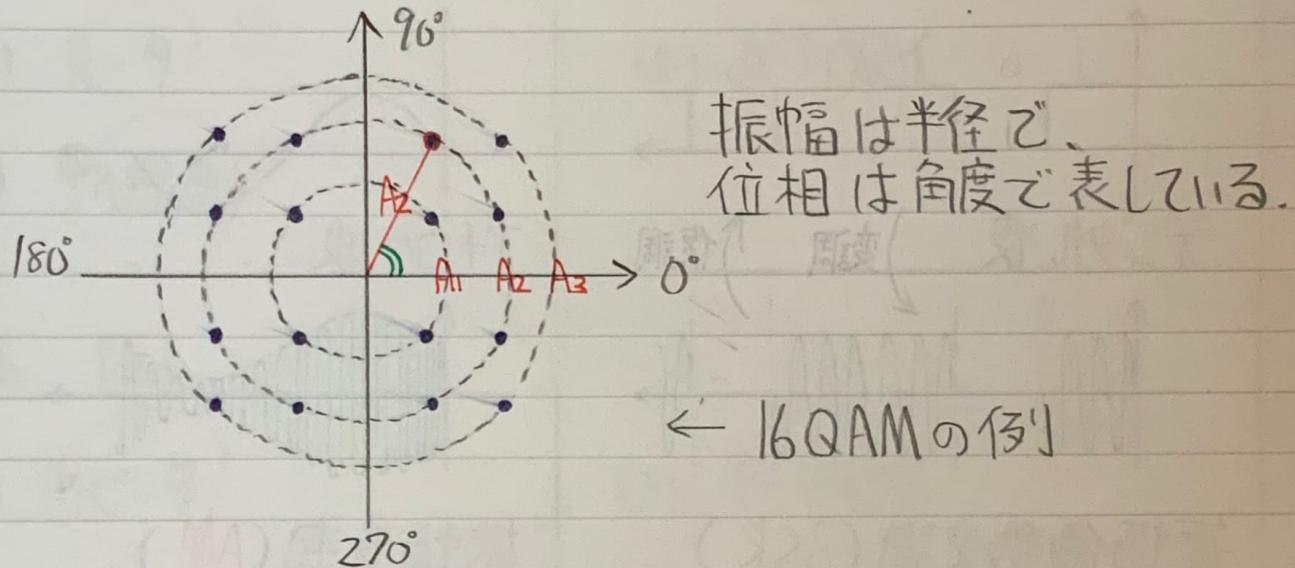


↑  
2値信号を2相の位相状態で表す2相位相変調方式(BPSK)を図示したもの。

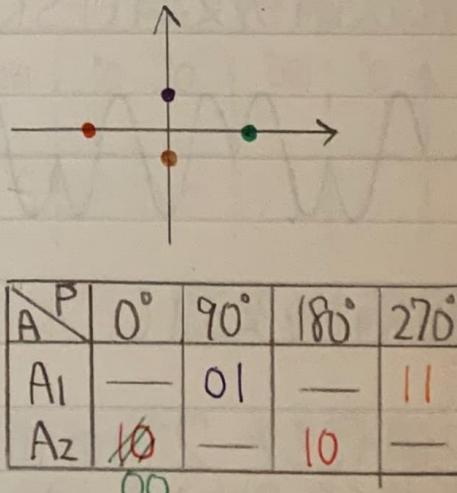
4相以上の位相状態で表す多値変調方式やASKと組み合わせた直交振幅変調(QAM)などがある。

## P420 直交振幅変調 (QAM)

ASKとPSKを組み合わせた多値変調方式の1つ



4QAMの例



## P422 RFID (Radio Frequency IDentification)

電波を用いて非接触でデータのやり取りを行う技術

重要な電力設備の保全は、従来の定期点検(TBM)から状態監視保全(CBM)への移行が進んでいる。

CBMでは電力設備の計測情報収集のため、RFIDを用いたICタグ応用システムが重要な役割を果たしている。

### ① 電波方式

- ④ 通信距離が長い
- ④ 指向性がある。

### ② 電磁誘導方式

コイルの磁気的な結合により、コイルに起電力を発生させ、相互にデータを送受する。

タグに電力を供給できるので、安価で小型化できる。このような電源不要のタグを パッシブ型RFIDタグという。

- ・ ASK変調方式を採用する。

P423 [1]

(1) 搬送波

(2) 復調

(3) AM

(4) 直交振幅変調

(5) ASK

P424 [2]

(1) 長い

(2) 電磁誘導

(3) フーリエ

(4) NFC パンダ

(5) ASK

## 12章 練習問題

□

(1) (×) DRAM

(2) (×) EEPROM

(3) (×) アイドル時間

(+) アクセス時間

(4) (×) 多種アクセス方式

(+) ランダムアクセス方式

(5) (×) 光変調方式

□

(1) 標本化

(2) 量子化

(3) サンプリング定理

(4) サンプリング タイミング

(5) LC 同調 ローパス

(4) サンプリング定理ご定まる (入力の  $\frac{1}{2}$  の周波数の)  
タキスト

タキスト周波数とは サンプリング周波数の  $\frac{1}{2}$  の  
周波数のこと。

3

(1) テュアル

(2) 稼動率

(3) 平均修理時間

(4)  $\alpha^2$

(5)  $1 - (1 - \alpha)^2$

4

(1) クロックサイクルタイム

(2) MIPS

(3) FLOPS

(4) SPEC int

(5) TPC-C

No.

Date