

$$V_C = \frac{1}{C} \int idt = \frac{q}{C}$$

2. 過渡現象における定常解と過渡解

- i. 定常解を i_s , 過渡解を i_t とすると, 電流値 i は $i = i_s + i_t$ となります。
- ii. 定常解は電流の時間変化のない状態すなわち $\frac{di_s}{dt} = 0$ とした時の解です。
- iii. 過渡解はスイッチを入れた直後の解です。

3. 自然対数の微分積分

① 自然対数の微分

$$\frac{d}{dx} \ln x = \frac{1}{x}$$

② 自然対数の積分

$$\int \frac{1}{x} dx = \ln x + C (C \text{ は積分定数})$$

$\ln x = -at + C$ (C は積分定数) の時,
 $x = Ae^{-a}$ ($A = e^C$) となります。

【解答】

(1) 解答 : ハ 抵抗 R の電流 i_R は,

$$i_R = i_L + i_C$$

であるから, 図 1 の閉回路 1 に関する回路方程式は,

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} + Ri_R &= E \\ L \frac{di_L}{dt} + R(i_L + i_C) &= E \end{aligned}$$

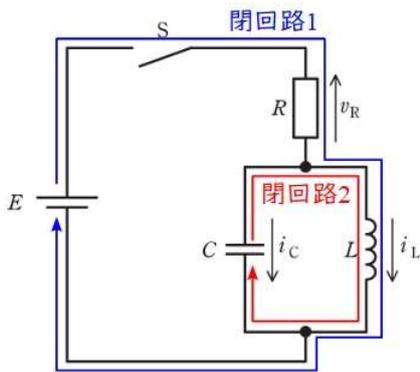


図 1

(2) 解答 : カ (1) と同様に, 図 1 の閉回路 2 に関する回路方程式は,

$$L \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C} \int i_C dt = 0$$

(3) 解答 : リ ② を時間 t で微分すると,

$$L \frac{d^2 i_L}{dt^2} - \frac{i_C}{C} = 0$$

$$i_C = LC \frac{d^2 i_L}{dt^2}$$

となるので, これを①に代入すると,

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} + R(i_L + i_C) &= E \\ L \frac{di_L}{dt} + R \left(i_L + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} \right) &= E \\ RLC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + L \frac{di_L}{dt} + Ri_L &= E \end{aligned}$$

(4) 解答 : ニ (3) の解答式の定常解を i_{Ls} , 過渡解を

i_{Lt} とすると, $\frac{d^2 i_{Ls}}{dt^2} = \frac{di_{Ls}}{dt} = 0$ であるから,

$$\begin{aligned} Ri_{Ls} &= E \\ i_{Ls} &= \frac{E}{R} \end{aligned}$$

となる。一方, 過渡解は $E = 0$ とすると,

$$RLC \frac{d^2 i_{Lt}}{dt^2} + L \frac{di_{Lt}}{dt} + Ri_{Lt} = 0 \dots \textcircled{3}$$

となるので, $i_{Lt} = Ae^{\beta t}$ と置くと,

$$\begin{aligned} \frac{di_{Lt}}{dt} &= \beta Ae^{\beta t} \\ \frac{d^2 i_{Lt}}{dt^2} &= \beta^2 Ae^{\beta t} \end{aligned}$$

よって, これを③に代入すると,

$$\begin{aligned} RLC\beta^2 Ae^{\beta t} + L\beta Ae^{\beta t} + RAe^{\beta t} &= 0 \\ RLC\beta^2 + L\beta + R &= 0 \\ \beta &= \frac{-L \pm \sqrt{L^2 - 4R^2LC}}{2RLC} \end{aligned}$$

② $e^{\beta t} > 0$ (つまり $e^{\beta t} \neq 0$) なので $e^{\beta t}$ で両辺を割ってしまっても問題ありません。

となる。ここで, 振動的となるためには上式の根号部が負の値とならなければならないので,

$$\begin{aligned} L^2 - 4R^2LC &< 0 \\ L - 4R^2C &< 0 \end{aligned}$$

(5) 解答 : チ 十分時間が経過すると, インダクタに流れる電流 $i_L = i_{Ls} = \frac{E}{R}$ となり, インダクタでの電

圧降下 $L \frac{di_L}{dt} = 0$ となる。よって, ②より,

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int i_C dt &= 0 \\ \frac{q}{C} &= 0 \\ q &= 0 \end{aligned}$$

平成 30 年 問 7

問題 【難易度】★★★★☆☆ (普通)

次の文章は、ウィーンブリッジ発振回路に関する記述である。文中の に当てはまる最も適切なものを解答群の中から選べ。ただし、図中の A は電圧利得 A 倍の増幅回路である。その入力インピーダンスは無大、出力インピーダンスは零、入出力の位相差はないものとする。

図 1 の発振回路を×印で示した位置で切り開き、切り開いた位置の右側に電圧源 v_2 を接続した回路が図 2 である。図 2 中の R_1 と C_1 の並列接続のインピーダンスを Z_1 とすると、 Z_1 は入力電圧 v_2 の角周波数 ω を用いて (1) と表される。一方、 R_2 と C_2 の直列接続のインピーダンス Z_2 は $R_2 - j\frac{1}{\omega C_2}$ となる。 v_1 は

$v_{out} = Av_2$ を Z_1 と Z_2 とで分圧した電圧であることから、 $\frac{v_1}{v_2}$ は (2) と求められる。この $\frac{v_1}{v_2}$ が図 1 の発振

回路の一巡伝達関数である。回路は、一巡伝達関数の虚部が零となる角周波数で発振する(発振条件の周波数条件)ことから、図 1 の発振回路の発振角周波数は (3) となる。また、回路が発振状態を持続するためには発振周波数において、一巡伝達関数の実部が 1 以上(発振条件の電力条件)を満たさなければならないため、増幅回路の電圧利得 A は (4) でなければならない。 $R_1 = R_2 = R$ 及び $C_1 = C_2 = C$ であるとき、演算増幅器を含む回路 (5) は、(4) の条件を満たす増幅回路 A として使用することができる。ただし、演算増幅器は理想的であるとする。

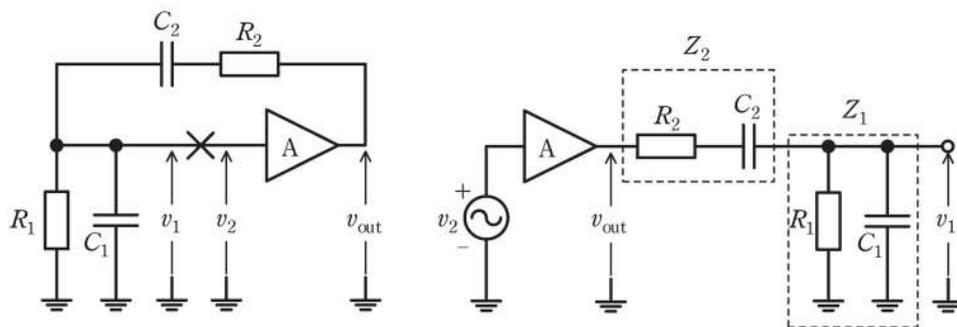


図 1

図 2

[問 7 の解答群]

- | | |
|---|---|
| <p>(イ) $\frac{1}{R_1 + j\omega C_1}$</p> <p>(ハ) $A \geq 1 + R_1 R_2$</p> <p>(ホ) $\frac{j\omega C_1 R_1}{R_1 + j\omega C_1}$</p> <p>(ト) $\frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$</p> <p>(リ) $\sqrt{\frac{R_1}{C_1 C_2 R_2}}$</p> <p>(ル) $A \geq 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}$</p> | <p>(ロ) $\frac{R_1 A}{(R_1 + R_2 + \frac{C_1}{C_2} R_1) + j(\omega C_1 R_1 R_2 - \frac{1}{\omega C_2})}$</p> <p>(ニ) $A \geq 1$</p> <p>(ヘ) $\frac{j\omega C_1 R_1 A}{(R_1 R_2 + \frac{C_1}{C_2}) + j(\frac{R_1}{\omega C_2} + \omega C_1 R_1 + \omega C_1 R_2)}$</p> <p>(チ) $\frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}$</p> <p>(ヌ) $\sqrt{\frac{R_1}{C_1 C_2 (R_1 + R_2)}}$</p> <p>(ヲ) $\frac{A}{(1 + R_1 R_2) + j(\omega C_1 R_2 - \frac{R_1}{\omega C_2})}$</p> |
|---|---|

平成 26 年 問 6

問題 【難易度】★★★★☆ (やや難しい)

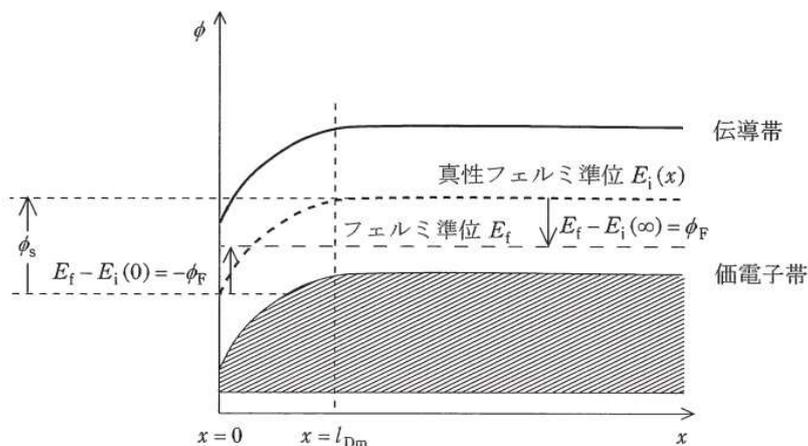
次の文章は、MIS構造においてのしきい値に関する記述である。文中の□に当てはまる最も適切なものを解答群の中から選びなさい。なお、 ϵ_0 は真空の誘電率、 ϵ_s は半導体の比誘電率、 ϵ_{ox} は絶縁体の比誘電率とする。

金属-絶縁物-p形半導体からなるMIS構造において、電圧を印加しないときに半導体内のバンドが一直線であるフラットバンド状態になっているとする。そこからゲートに正方向に電圧を加えると、正孔は半導体表面近傍から存在しなくなり空乏層になる。このときp形半導体のキャリア濃度を N_A 、空乏層の厚さを l_D とすると、空乏層内の厚さ方向 x における電位 ϕ の勾配は、絶縁物-半導体の界面を $x = 0$ として

$$\frac{d\phi}{dx} = \frac{qN_A}{\epsilon_s\epsilon_0}(x - l_D)$$

で与えられる。 $x = l_D$ において電位が零として式を解くと $\phi(x) = \square(1)$ と表され、 $x = 0$ での電位(表面電位)は $\phi_s = \square(2)$ となる。ここで、空乏状態となった領域でのアクセプタによる単位面積当たりの電荷は $Q = -qN_A l_D$ であり、この電荷が絶縁物内に電位差を作る。絶縁物層厚を t_{ox} とすると、この電位差は $\square(3)$ である。 $\square(2)$ と $\square(3)$ の和がゲート電圧である。

ゲートに印加される電圧が大きくなると、表面電位 ϕ_s も大きくなる。図右側に示す様にp形半導体での平衡状態($x = \infty$)においてフェルミ準位 E_f と真性フェルミ準位 $E_i(\infty)$ の差の電位がフェルミポテンシャル ϕ_F であるが、表面電位 ϕ_s が $2\phi_F$ となった図のようなバンド構造のときに、電子の濃度は半導体の濃度 N_A と等しくなる。このときのゲート電圧をしきい値と呼ぶ。しきい値よりもゲート電圧が大きくなっても、それに伴い増える電荷は半導体表面の電荷のみであり、空乏層の厚さは変化しない。このしきい値で最大になる空乏層厚さ l_{Dm} は $\square(4)$ である。しきい値は、表面電位の厚さ l_{Dm} の空乏層の電荷が絶縁層に作る電位差を足したものとなり、 $\square(5)$ となる。



しきい値でのバンド構造の模式図

[問 6 の解答群]

- | | | | | | |
|-----|---|-----|--|-----|--|
| (イ) | $\frac{Qt_{ox}}{\epsilon_{ox}\epsilon_0}$ | (ロ) | $\sqrt{\frac{\phi_F\epsilon_{ox}\epsilon_0}{qN_A}}$ | (ハ) | $\frac{qN_A}{2\epsilon_s\epsilon_0}(x - l_D)^2$ |
| (ニ) | $\frac{qN_A}{\epsilon_s\epsilon_0}x^2$ | (ホ) | $2\phi_F + \frac{qN_A l_{Dm} t_{ox}}{\epsilon_{ox}\epsilon_0}$ | (ヘ) | $\frac{qN_A}{2\epsilon_s\epsilon_0}l_D$ |
| (ト) | $\frac{qN_A}{\epsilon_s\epsilon_0}l_D^2$ | (チ) | $\frac{qN_A}{2\epsilon_s\epsilon_0}l_D^2$ | (リ) | $\frac{Q\epsilon_{ox}\epsilon_0}{t_{ox}}$ |
| (ヌ) | $2\phi_F + \frac{qN_A l_{Dm} t_{ox}}{2\epsilon_{ox}\epsilon_0}$ | (ル) | $\frac{qN_A}{2\epsilon_s\epsilon_0}(x - l_D)$ | (ロ) | $\sqrt{\frac{4\phi_F\epsilon_{ox}\epsilon_0}{qN_A}}$ |
| (ワ) | $\frac{Qt_{ox}}{2\epsilon_{ox}\epsilon_0}$ | (カ) | $2\phi_F + \frac{qN_A l_{Dm}\epsilon_{ox}\epsilon_0}{t_{ox}}$ | (ヨ) | $\sqrt{\frac{4\phi_F\epsilon_s\epsilon_0}{qN_A}}$ |

$$\begin{aligned}
 0 &= -RI + (E + RI)e^{-\frac{T_1}{CR}} \\
 RI &= (E + RI)e^{-\frac{T_1}{CR}} \\
 \frac{RI}{E + RI} &= e^{-\frac{T_1}{CR}} \\
 \frac{T_1}{eCR} &= \frac{E + RI}{RI} \\
 \frac{T_1}{CR} &= \ln\left(1 + \frac{E}{RI}\right) \\
 T_1 &= CR \ln\left(1 + \frac{E}{RI}\right)
 \end{aligned}$$

と求められる。

(3)解答：ト

$t > T_1$ において、回路は図 2 のようになる。図 2 は重ね合わせの理により図 2-1 及び図 2-2 に分解でき、 $v_C = v_{C1} + v_{C2}$ で求められる。

図 2-1 において、回路方程式は

$$\begin{aligned}
 Ri_R + \frac{1}{C} \int i_C dt &= E \\
 Ri_C + \frac{1}{C} \int i_C dt &= E \\
 R \frac{dq_C}{dt} + \frac{q_C}{C} &= E
 \end{aligned}$$

であり、(1)と同様に定常解 q_{Cs} 、過渡解 q_{Ct} から解を求めると、

$$\begin{aligned}
 \frac{q_{Cs}}{C} &= E \\
 q_{Cs} &= CE \\
 R \frac{dq_{Ct}}{dt} + \frac{q_{Ct}}{C} &= 0 \\
 q_{Ct} &= Ae^{-\frac{t}{CR}} \\
 q_C &= q_{Cs} + q_{Ct} \\
 &= CE + Ae^{-\frac{t}{CR}}
 \end{aligned}$$

となり、 $t = T_1$ で $q_C = 0$ であるので、

$$\begin{aligned}
 0 &= CE + Ae^{-\frac{T_1}{CR}} \\
 A &= -CEe^{\frac{T_1}{CR}}
 \end{aligned}$$

となり、

$$\begin{aligned}
 q_C &= CE \left(1 - e^{\frac{T_1}{CR}} e^{-\frac{t}{CR}}\right) \\
 &= CE \left(1 - e^{-\frac{t-T_1}{CR}}\right)
 \end{aligned}$$

となるので、

$$\begin{aligned}
 v_{C1} &= \frac{q_C}{C} \\
 &= E \left(1 - e^{-\frac{t-T_1}{CR}}\right)
 \end{aligned}$$

となる。一方、図 2-2 において、(1)で求めたように、

$$v_{C2} = -RI + (E + RI)e^{-\frac{t}{CR}}$$

となるので、

$$\begin{aligned}
 v_C &= v_{C1} + v_{C2} \\
 &= E \left(1 - e^{-\frac{t-T_1}{CR}}\right) - RI + (E + RI)e^{-\frac{t}{CR}}
 \end{aligned}$$

と求められる。

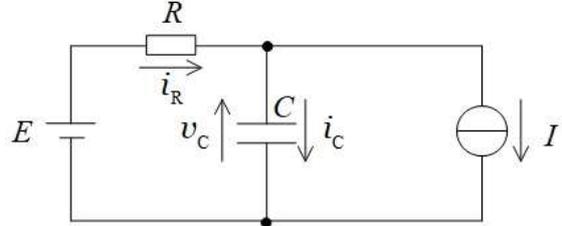


図 2

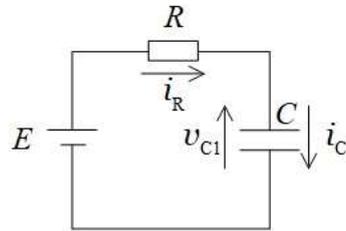


図 2-1

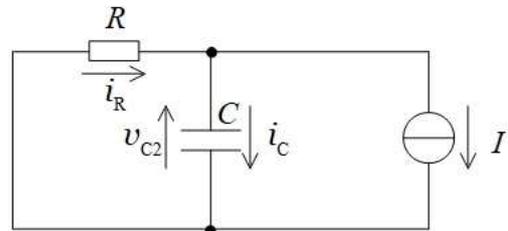


図 2-2

(4)解答：リ

(3)の解答式において、 $t = \infty$ とすると、

$$\begin{aligned}
 v_C &= E(1 - 0) - RI + (E + RI) \times 0 \\
 &= E - RI
 \end{aligned}$$

と求められる。

(5)解答：ワ

(1)、(3)より、電圧は指数関数的に変化するため、最も適当な図は(ワ)となる。

器の遮断容量を大きくしなければならず、電力系統は短絡容量の抑制対策を行う必要があります。

しかしながら、短絡容量を抑制することで系統の信頼度が低下する、コストがかかる等のデメリットもあります。

①発電機や変圧器などに高インピーダンス機器を採用する

インピーダンスを大きくすることで、短絡電流を抑えることができますが、電圧変動率や安定度が低下する、負荷損が増加する等のデメリットがあります。

②送電線に直列に限流リアクトルを設置する

限流リアクトルを設置することで、短絡電流を抑えることができますが、無効電力損失の増加、安定度の低下等のデメリットがあります。

③変電所の母線分離運用を行う

母線分離運用を行うことで、並列回路数が少なくなり、系統のインピーダンスが増大しますが、安定度が低下します。

④短絡電流を流さない BTB (Back to Back) を設置する

同一構内に交直変換装置を設置する方法で、間に直流を挟むことにより交流系統を分割して短絡電流を抑えることができますが、安定度が低下し、設置コストがかかるデメリットがあります。

⑤現在採用されているよりも上位の電圧階級を導入し、既存の系統を分割する

電圧が高くなることで、電流を抑えることができ、安定度も向上しますが、コストが非常にかかります。

【解答】

(1)解答：へ

ワンポイント解説「2.百分率インピーダンスの短絡電流」の通り、百分率インピーダンスを $\%Z_s$ の時、三相短絡電流 I_s は、基準電流 I_n を用いて、

$$I_s = \frac{100I_n}{\%Z}$$

であるので、短絡容量 P_s 、基準電流 P_n を用いて、

$$V_n I_s = \frac{100V_n I_n}{\%Z}$$

$$P_s = \frac{100P_n}{\%Z}$$

と求められる。

(2)解答：ニ

題意より、解答候補は(ニ)小さくなる、(リ)大きくなる、(カ)変わらない、となると思います。(1)の解答式の通り、同期発電機の容量の減少に比例して短絡容量は小さくなります。

(3)解答：ハ

題意より、解答候補は(ロ)並列台数、(ハ)インピーダンス、(ト)定格容量、となると思います。ワンポイント解説「3.電力系統の短絡容量抑制対策」の通り、短絡抑制対策としては、高インピーダンス機器が効果的となります。

(4)解答：ワ

題意より、解答候補は(ホ)直列コンデンサ、(ヲ)静止型無効電力補償装置、(ワ)直流設備、となると思います。ワンポイント解説「3.電力系統の短絡容量抑制対策」の通り、短絡抑制対策として、短絡電流を流さない BTB (Back to Back) を設置することが効果的となります。

(5)解答：チ

題意より、解答候補は(チ)分割運用、(ヌ)ループ運用、(ヨ)電圧低め運用、となると思います。ワンポイント解説「3.電力系統の短絡容量抑制対策」の通り、短絡抑制対策としては**分割運用**が効果的となります。

【正答チェック表】

日にち	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)

【ワンポイント解説】

誘導電動機の誘導起電力等の導出に関する問題です。

誘導電動機の問題は公式を丸暗記していてもある程度得点できる問題が多いですが、本問は1種らしく公式の中身を問うような問題となっています。

本問のようにある程度導出過程を理解していると誘導電動機に関する理解が深まると思います。

1.ファラデーの法則による磁束 ϕ と起電力 e の関係

巻き数 N のコイルに磁束 ϕ が貫いたときの起電力 e はファラデーの法則より、

$$e = -N \frac{d\phi}{dt}$$

の関係があり、このとき流した電流を I 、コイルの自己インダクタンス L とすると、

$$LI = N\phi$$

の関係があります。したがって、 ϕ と I は比例関係にあるので、誘導電動機における磁束を

$$\phi = \phi_m \sin \omega t$$

$$\begin{aligned} e &= -N \frac{d}{dt} (\phi_m \sin \omega t) \\ &= -\omega N \phi_m \cos \omega t \end{aligned}$$

となります。

【解答】

(1)解答：ネ

ワンポイント解説「1.ファラデーの法則による磁束 ϕ と起電力 e の関係」の通り、ギャップ磁束を $\phi = \Phi \sin \omega t$ とすると、誘導起電力 e_1 は、

$$\begin{aligned} e_1 &= -k_{w1} N_1 \frac{d\phi}{dt} \\ &= -k_{w1} N_1 \frac{d}{dt} (\Phi \sin \omega t) \\ &= -\omega k_{w1} N_1 \Phi \cos \omega t \\ &= -2\pi f_1 k_{w1} N_1 \Phi \cos \omega t \end{aligned}$$

となり、その実効値 E_1 は、

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 k_{w1} N_1 \Phi \\ &\doteq 4.44 f_1 k_{w1} N_1 \Phi \end{aligned}$$

と求められます。

(2)解答：チ

(1)で求めたギャップ磁束 ϕ と誘導起電力 e_1 を図に示すと図1のようになり、誘導起電力 e_1 はギャップ磁束 ϕ (\propto 固定子巻線の三相電流 I) より約 90° 遅れていることがわかる。

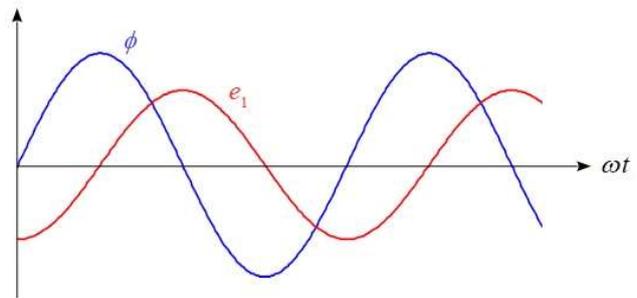


図1

(3)解答：ニ

回転磁界が ω_1 で回転し、回転子が回転磁界と同じ方向に角速度 ω_2 で回転しているとき、 $\omega_1 - \omega_2$ の角速度により起電力が誘導される。したがって、空欄穴埋として正しいのは $\omega_1 \neq \omega_2$ となる。

(4)解答：ト

二次側の誘導起電力 e_2 は、一次側の誘導起電力と同様に考えると、

$$\begin{aligned} e_2 &= -k_{w2} N_2 \frac{d\phi_2}{dt} \\ &= -k_{w2} N_2 \frac{d}{dt} \{\Phi \sin(\omega_1 - \omega_2)t\} \\ &= -(\omega_1 - \omega_2) k_{w2} N_2 \Phi \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ &= -2\pi(f_1 - f_2) k_{w2} N_2 \Phi \cos(\omega_1 - \omega_2)t \end{aligned}$$

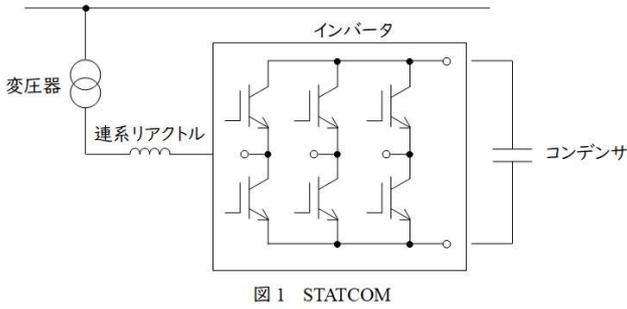
となる。回転子が静止しているとき、

$\omega_2 = 2\pi f_2 = 0$ であるので、

$$e_2 = -2\pi f_1 k_{w2} N_2 \Phi \cos \omega_1 t$$

となり、その実効値 E_1 は、

圧形インバータ等から構成されます。



【解答】

(1)解答：ヨ

題意より、解答候補は(ホ)電流形変換器、(ル)交流直接変換器、(ヨ)電圧形変換器、となると思います。STATCOMは直流端子に直流コンデンサを接続し、直流側の電圧をIGBT等のスイッチング素子により交流側に伝達するので、**電圧形変換器**となります。

(2)解答：ワ

題意より、解答候補は(ロ)周波数を低く、(ハ)位相を遅れに、(ニ)振幅を小さく、(チ)位相を進みに、(リ)周波数を高く、(ワ)振幅を大きく、となると思います。

系統電圧を V ＝一定とし、インバータの電圧を V_i 、連系リアクトルのリアクタンスを X 、リアクタンスを流れる電流を I とすると、

$$\begin{aligned} V &= V_i + jXI \\ I &= \frac{V - V_i}{jX} \\ &= -j \frac{V - V_i}{X} \end{aligned}$$

となるので、 $V < V_i$ となると、 $I = jI_q$ (ただし、 $I_q > 0$ となり、進み電流になります。よって、進み無効電力を吸収することになります。)したがって、**振幅を大きく**が正答となります。

(3)解答：ハ

題意より、解答候補は(ロ)周波数を低く、(ハ)位相を遅れに、(ニ)振幅を小さく、(チ)位相を進みに、(リ)周波数を高く、(ワ)振幅を大きく、となると思います。系統から有効電力が流入した時のベ

クトル図は図2のようになります。このとき、交流端子電圧は系統電圧より**遅れ位相**となります。

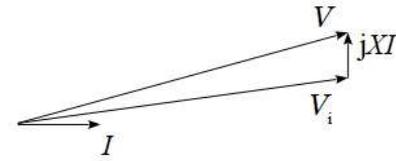


図2

(4)解答：カ

題意より、交流端子電圧の基本波成分の実効値は

1.3 p.u. であり、 $V_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d$ の関係があるので、

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{\pi}{\sqrt{6}} V_1 \\ &= \frac{\pi}{\sqrt{6}} \times 1.3 \\ &\approx 1.6673 \text{ [p.u.]} \\ &\approx 11.004 \rightarrow 11.0 \text{ [kV]} \end{aligned}$$

と求められる。

(5)解答：ト

題意より、交流端子電圧の第5調波成分の実効値は $\frac{1.3}{5} = 0.26$ p.u. であり、系統の第5調波成分は零であるとすると、

$$\begin{aligned} V_5 &= V_{i5} + j5XI_5 \\ 0 &= 0.26 + j5 \times 0.3I_5 \\ I_5 &\approx j0.17333 \text{ [p.u.]} \end{aligned}$$

となる。一方、基本波成分においては、

$$\begin{aligned} V &= V_1 + jXI \\ 1 &= 1.3 + j0.3I \\ I &= j1.0 \text{ [p.u.]} \end{aligned}$$

となるので、交流側電流の第5次高調波成分は基本波成分に対して、

$$\begin{aligned} \frac{I_5}{I} &= \frac{j0.17333}{j1.0} \\ &= 0.17333 \rightarrow 17.3 \text{ [%]} \end{aligned}$$

と求められる。

平成 29 年 問 1

問題 【難易度】★★☆☆☆ (やや易しい)

次の文章は、突極形同期電動機の実出力に関する記述である。文中の に当てはまる最も適切なものを解答群の中から選べ。

図は、三相突極形同期電動機の等価回路及びその等価回路に基づくフェーザ図(進み力率)を示している。フェーザ図において、界磁 N 極の中心線に一致している d 軸に虚軸を、d 軸より 90° 遅れとした q 軸に実軸を割り当てている。ここでは、電機子巻線抵抗及び各種損失は無視する。

フェーザ図から $-\dot{E} = Ee^{-j\pi} = -E$ 、 $\dot{I} = \dot{I}_q + \dot{I}_d = \text{①}$ 、 $\dot{V} = Ve^{j(\delta+\pi)}$ となる。損失は無視したため、出力 P_{OP} は入力に等しく、 P_{OP} は①式となる。

$$P_{OP} = \text{Re}(3\dot{V}\dot{I}) = \text{②} \dots\dots\dots \text{①}$$

フェーザ図から、②及び③式が導かれる。

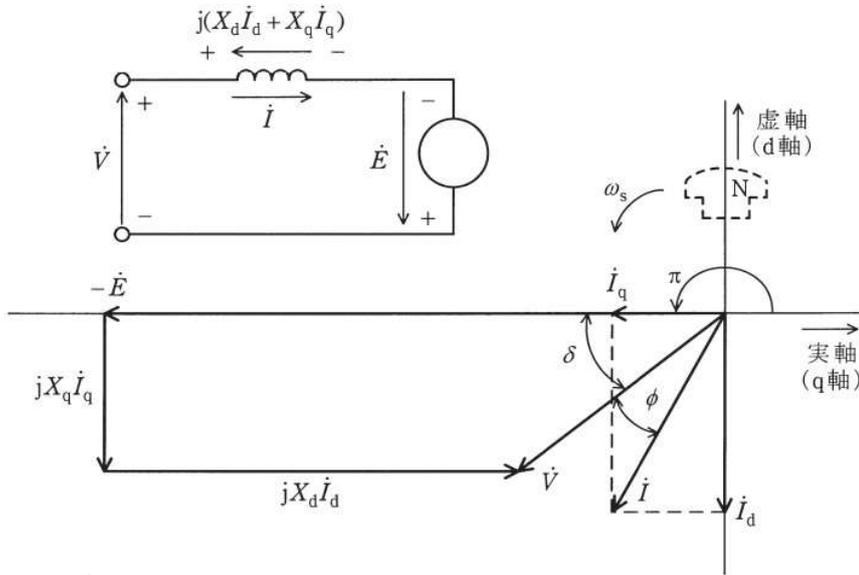
$$-V \cos \delta = \text{③} \dots\dots\dots \text{②}$$

$$-V \sin \delta = -X_q I_q \dots\dots\dots \text{③}$$

②及び③式より、 I_d 及び I_q を求めて①式に代入すれば、出力トルク T は④式になる。

$$T = \frac{pP_{OP}}{\omega_s} = \frac{p}{\omega_s} \cdot \frac{3VE}{X_d} \sin \delta + \frac{p}{\omega_s} \cdot \frac{3V^2}{2} (\text{④}) \times \sin 2\delta \dots\dots\dots \text{④}$$

ここで、 p は極対数である。一般に δ が 65~70° 付近で突極形同期電動機の実出力は最大となる。突極機の場合、無負荷誘導起電力の大きさに依存しない④式右辺第二項が存在する。この成分のトルクを (5) と呼ぶ。



- | | |
|------------------------|---|
| \dot{V} : 端子電圧(相電圧) | \dot{E} : 無負荷誘導起電力(相電圧) |
| \dot{I} : 電機子電流(相電流) | \dot{I}_d : \dot{I} の直軸分 \dot{I}_q : \dot{I} の横軸分 |
| X_d : 直軸同期リアクタンス | X_q : 横軸同期リアクタンス |
| δ : 内部相差角 | ϕ : 力率角 |
| ω_s : 同期角速度 | N : 界磁 N 極 |

図 三相突極形同期電動機の等価回路とフェーザ図(進み力率)
(電機子巻線抵抗を無視した場合)

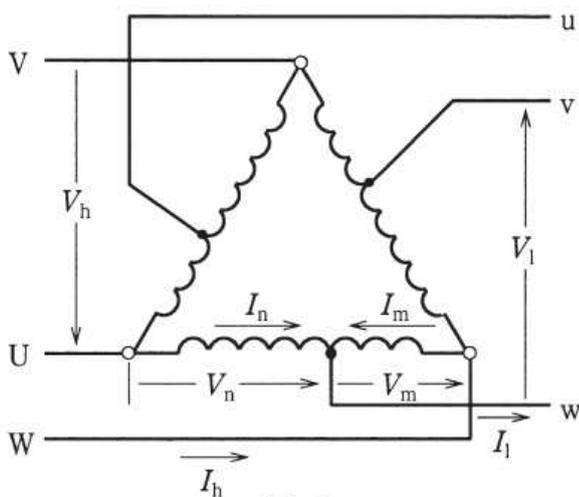


図 2

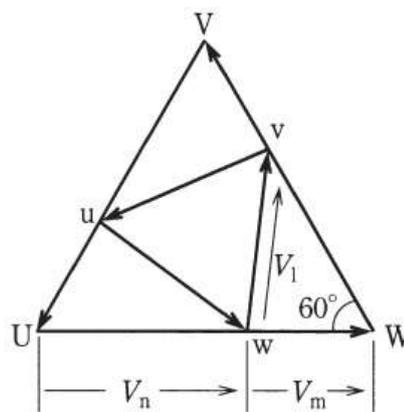


図 3

〔問 5 の解答群〕

- | | | | | | |
|-----|--------------------------------|-----|--|-----|------------------|
| (イ) | $V_h^2 - 3V_mV_n$ | (ロ) | 分布容量 | (ハ) | 安定巻線 |
| (ニ) | $\frac{V_h^2 - V_1^2}{V_hV_1}$ | (ホ) | $\frac{V_h^2 - V_1^2}{\sqrt{3}V_hV_1}$ | (ヘ) | 自己容量 |
| (ト) | 1 | (チ) | 短絡容量 | (リ) | $\sqrt{3}$ |
| (ヌ) | 直列巻線 | (ル) | $\frac{V_h^2 - V_1^2}{3V_hV_1}$ | (ヲ) | $V_h^2 - V_mV_n$ |
| (ワ) | $V_h^2 - \sqrt{3}V_mV_n$ | (カ) | 並列巻線 | (ヨ) | $\sqrt{2}$ |

【正答チェック表】

日にち	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)

【ワンポイント解説】

単巻変圧器に関する問題ですが、(1)~(3)までは単巻変圧器の基本的な内容を理解しているかどうか、(4)、(5)は数値計算となり、前半と後半で全く違う問題となっています。受験生のレベルや配点を考えると悪くても3つ以上は得点しておきたい問題です。

1. 単相単巻変圧器

高圧側と低圧側の巻線の一部を共用する変圧器です。共用しない巻線を直列巻線(図4の E_1 に当たる巻線)、共用する巻線を分路巻線(図4の E_2 に当たる巻線)と言います。それぞれの電圧を図4のように定義すると、自己容量 P_1 、分路容量 P_2 、線路容量 P_3 は、

$$\begin{aligned}
 P_1 &= E_1 I_1 \\
 &= (E_H - E_L) I_H \\
 P_2 &= E_2 I_2 \\
 P_3 &= E_H I_H \\
 &= E_L I_L
 \end{aligned}$$

となります。

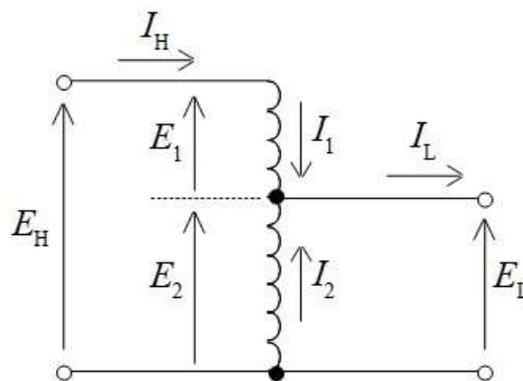


図 4