電験二種　オンライン講座

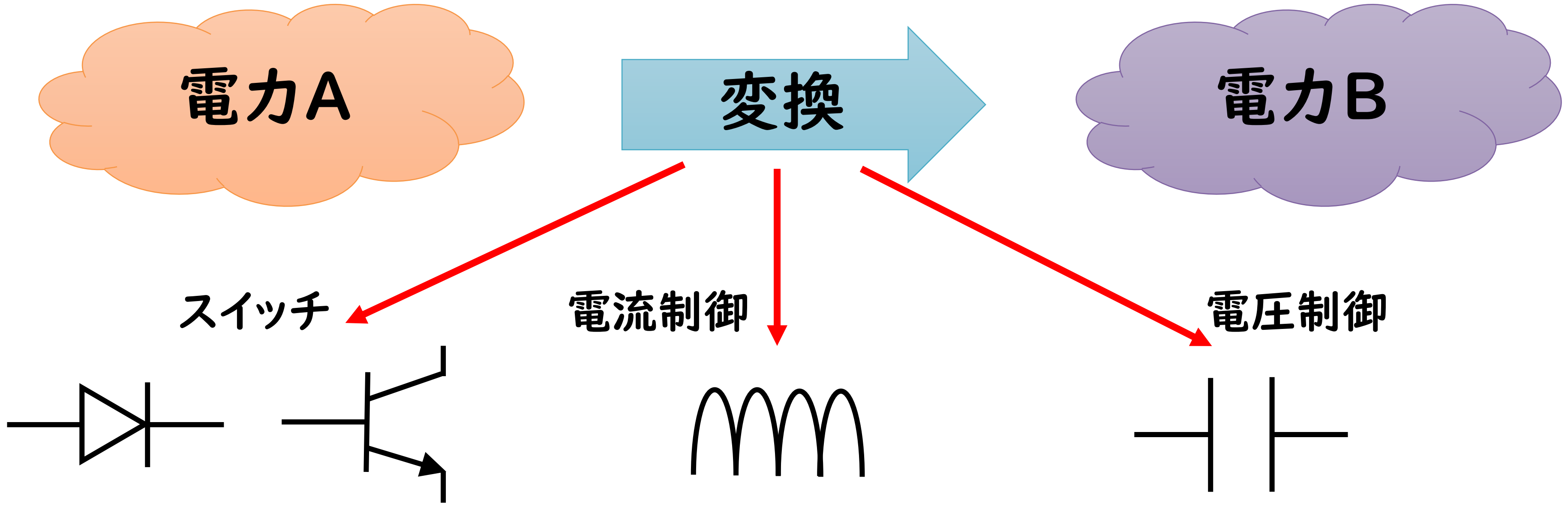
機械制御 パワエレ
単相インバータ

2022.09.25 Sun

パワエレとは

パワーエレクトロニクス
電力用半導体スイッチング素子を利用して電力の変換や制御と
それらの応用を取り扱う技術分野

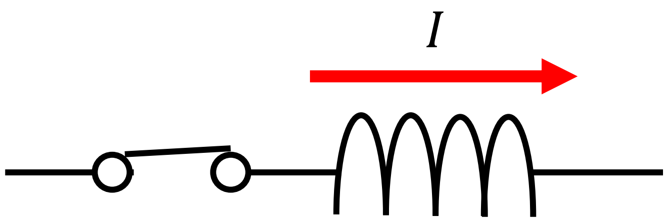
ダイオード、トランジスタなど　→　“スイッチ”として使用する

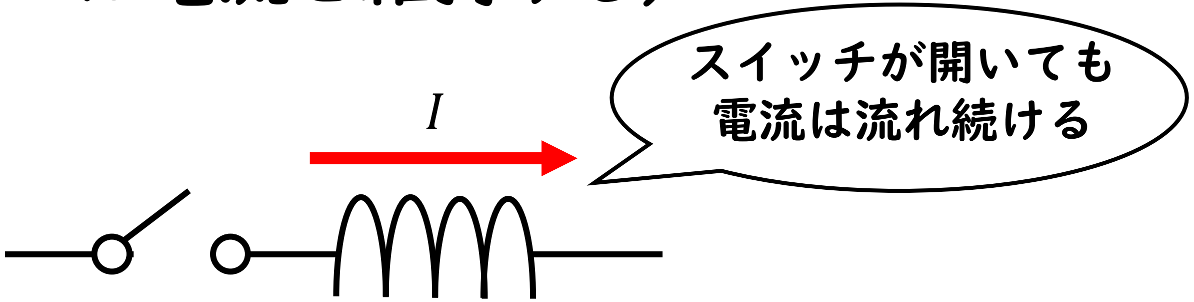


パワエレの勘所

1. 電流の流れを意識する(電圧に惑わされないこと)

2. コイルの役割を意識する(コイルは電流を維持する)



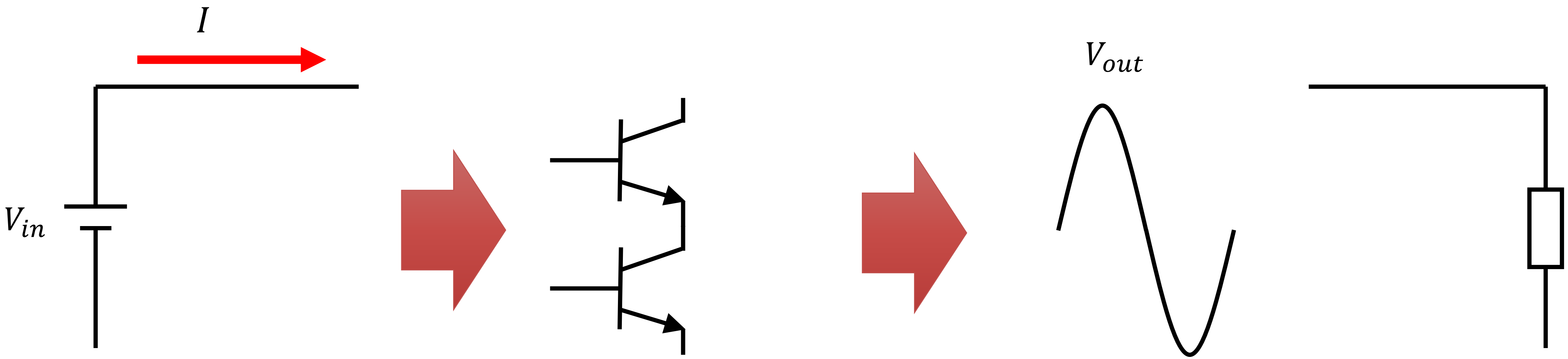


3. 過渡応答を意識する

直流回路や交流回路の考え方とパワエレの回路の動きは全く別物

インバータ

半導体スイッチ素子を使い、直流を交流に変換する回路



トランジスタを使って
電圧/電流の向きを制御

負荷に交流電圧を
供給する

R02 問3

問３　図１は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(1) 図２に示す位相 ωt_0 において，スイッチングデバイス Q_1，Q_2，Q_3 及び Q_4 のうち，オン信号が与えられているデバイスを答えよ。

(2) 図２が答案用紙にも示されている。電圧が変化するタイミングと電圧の大きさが明確に分かるように，上から４段目には v 相電圧 v_{v0} を，最下段には負荷電圧 v_{uv} の波形を答案用紙に示せ。

(3) 小問(2)の運転において，負荷は誘導性であるので，負荷電圧 v_{uv} が零になった直後も負荷電流 i_0 はすぐに零にならず，それ以前の電流の方向に流れ続ける。$i_0>0$ で，v_{uv} が零になった直後に継続する電流の経路はどのようになるか，例えば L－D_3－E－D_2－R－L のように L を起点，終点とする回路要素を結んだループで，経路を示せ。同様に，$i_0<0$ で v_{uv} が零になった直後に継続する電流はどのような経路になるかを示せ。ただし，各回路要素は，負荷インダクタを L，負荷抵抗を R，スイッチングデバイスを Q_1～Q_4，ダイオードを D_1～D_4，直流電源を E とする。

(4) 図２に示す電圧 v_{u0} は方形波電圧であり，この波形をフーリエ級数展開すると $v_{u0}=\frac{4}{\pi}\cdot\frac{E_d}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin[(2n-1)\omega t]}{2n-1}$ と表される。v_{u0} に含まれる基本波成分の瞬時値 $v_{u0f}(\omega t)$ を E_d，関数 sin 及び角周波数 ω を用いた式で示せ。

(5) 負荷電圧 v_{uv} は $v_{uv}=v_{u0}-v_{v0}$ である。v_{uv} に含まれる基本波成分の瞬時値 $v_{uvf}(\omega t)$ を E_d，関数 sin 及び角周波数 ω を用いた式で示せ。また，その実効値 V_{uvf} は E_d の何倍となるか，その値を示せ。

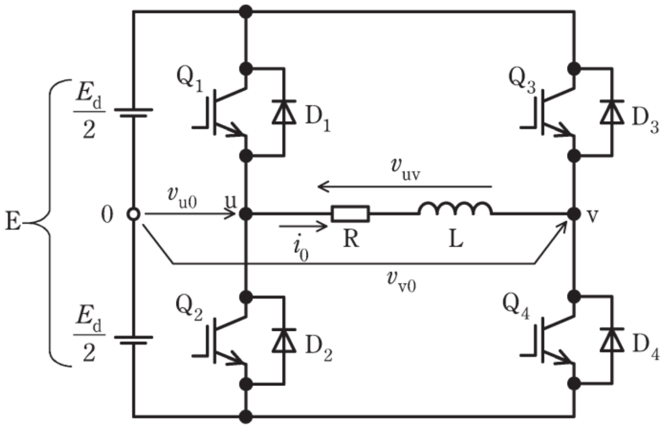


図１単相インバータ

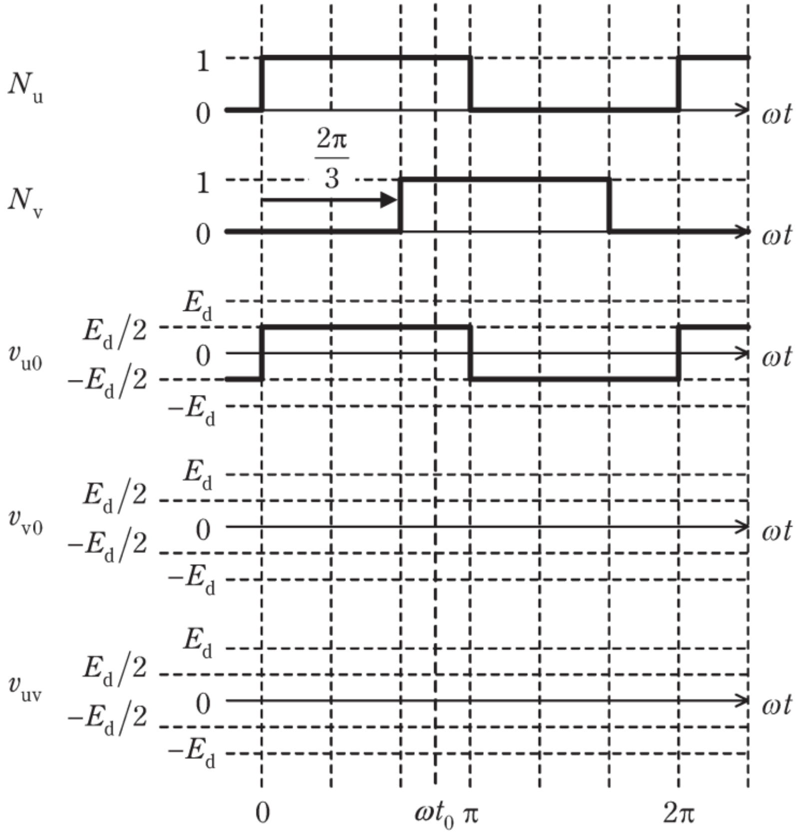


図２ 波形

R02 問3

問３　図１は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(1) 図２に示す位相 ωt_0 において，スイッチングデバイス Q_1，Q_2，Q_3 及び Q_4 のうち，オン信号が与えられているデバイスを答えよ。

(2) 図２が答案用紙にも示されている。電圧が変化するタイミングと電圧の大きさが明確に分かるように，上から４段目には v 相電圧 v_{v0} を，最下段には負荷電圧 v_{uv} の波形を答案用紙に示せ。

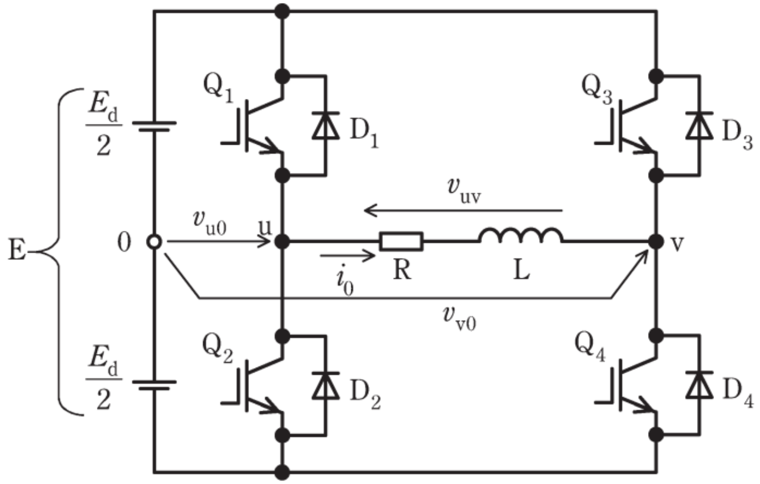


図１単相インバータ

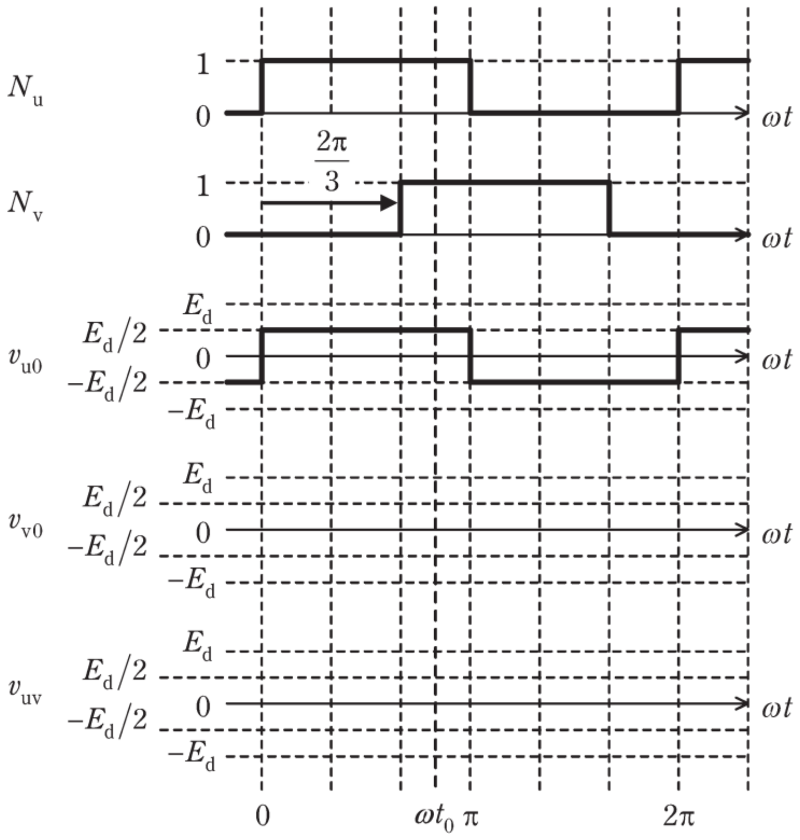


図２ 波形

R02 問3

問３　図１は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(1)　図２に示す位相 ωt_0 において，スイッチングデバイス Q_1，Q_2，Q_3 及び Q_4 のうち，オン信号が与えられているデバイスを答えよ。

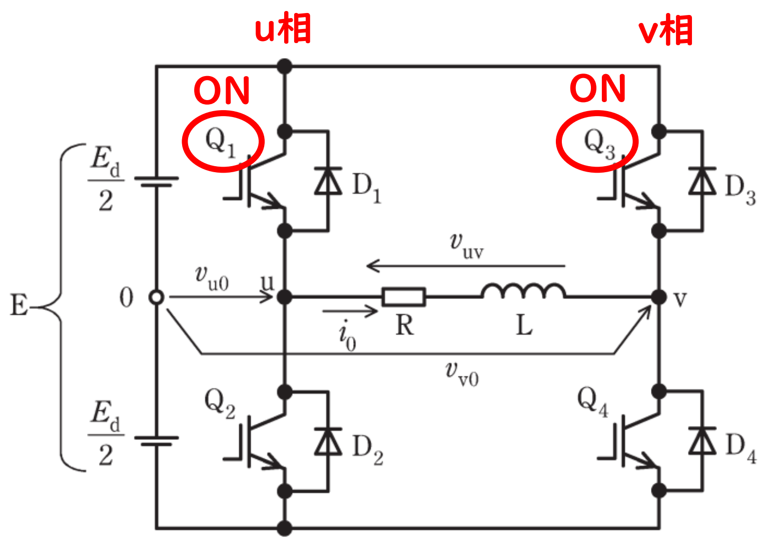


図１ 単相インバータ

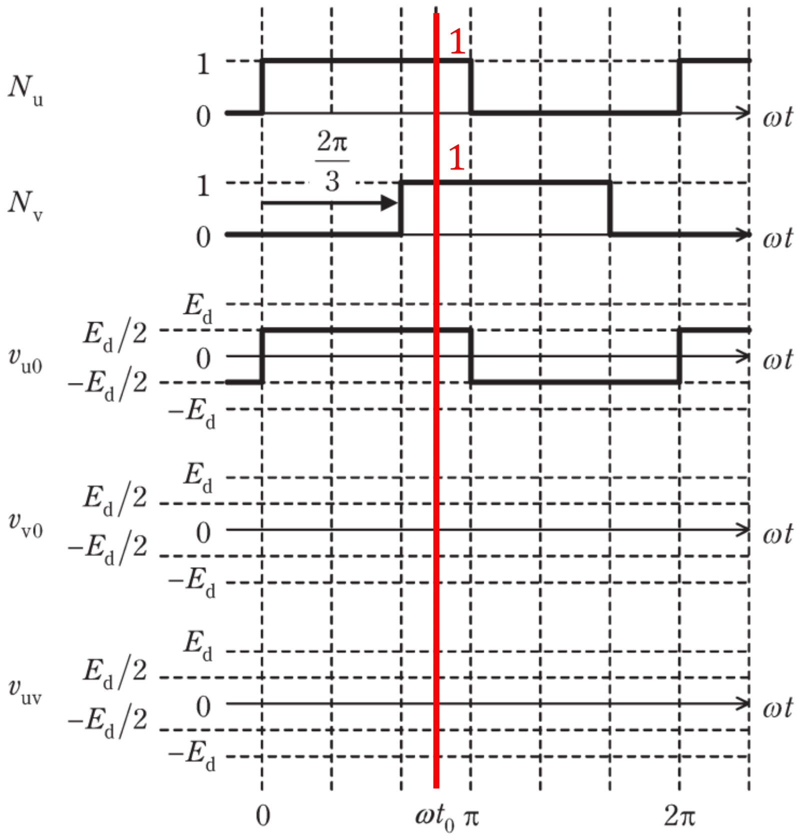


図２ 波形

R02 問3

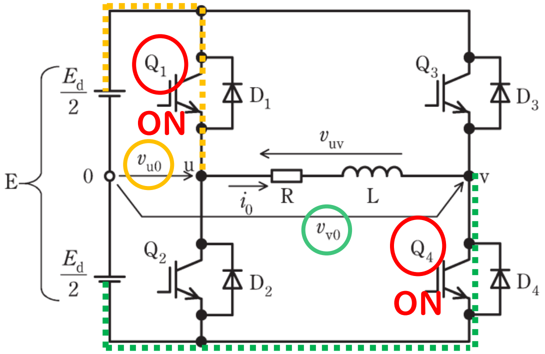
問３　図１は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(2)　図２が答案用紙にも示されている。電圧が変化するタイミングと電圧の大きさが明確に分かるように，上から４段目には v 相電圧 v_{v0} を，最下段には負荷電圧 v_{uv} の波形を答案用紙に示せ。

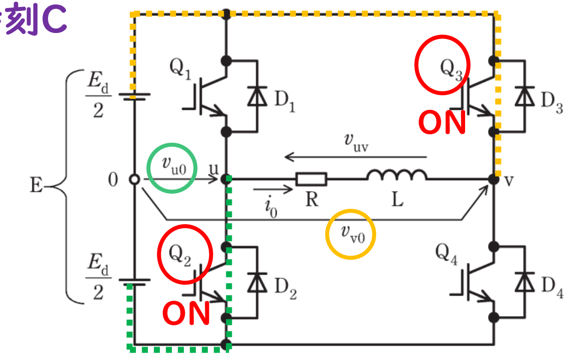
$+\frac{E_d}{2}$

$-\frac{E_d}{2}$

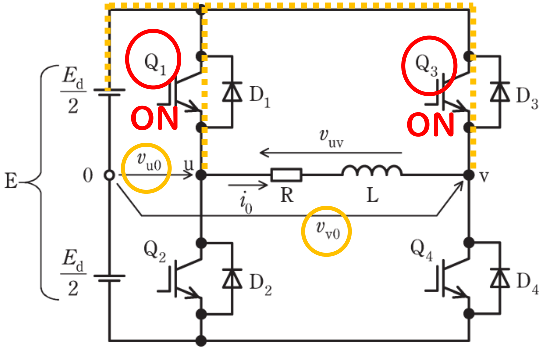
時刻A



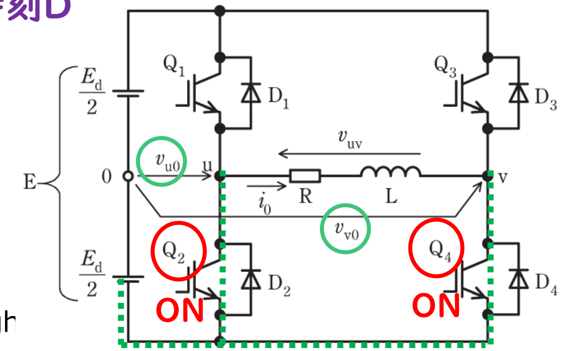
時刻C



時刻B



時刻D



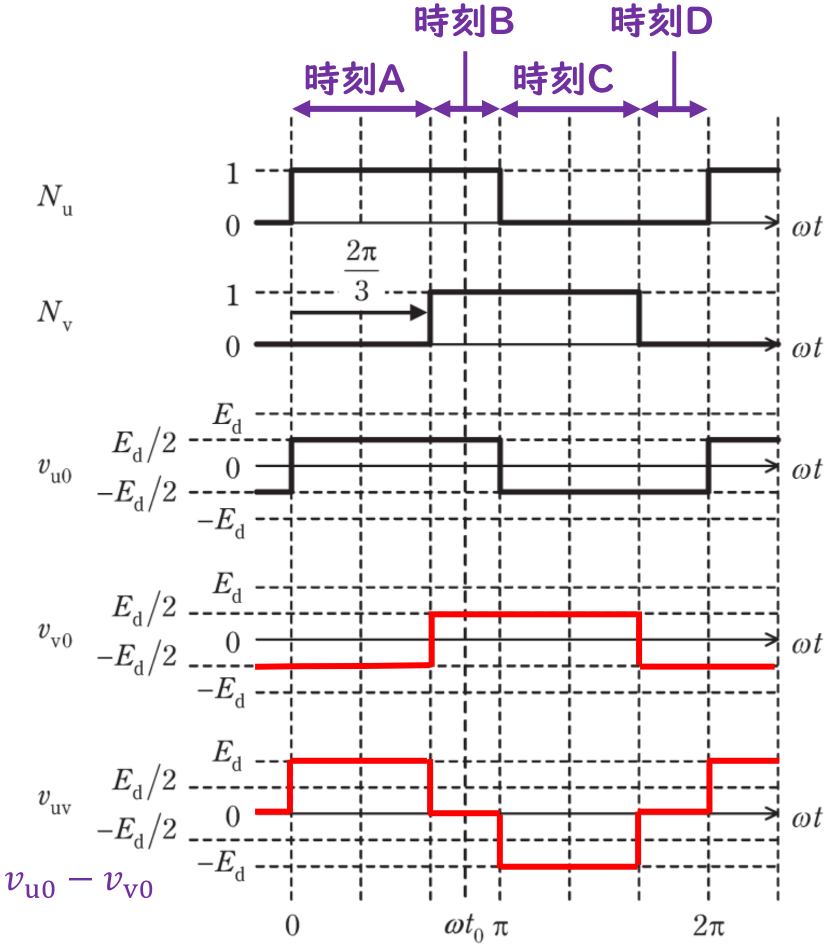


図２ 波形

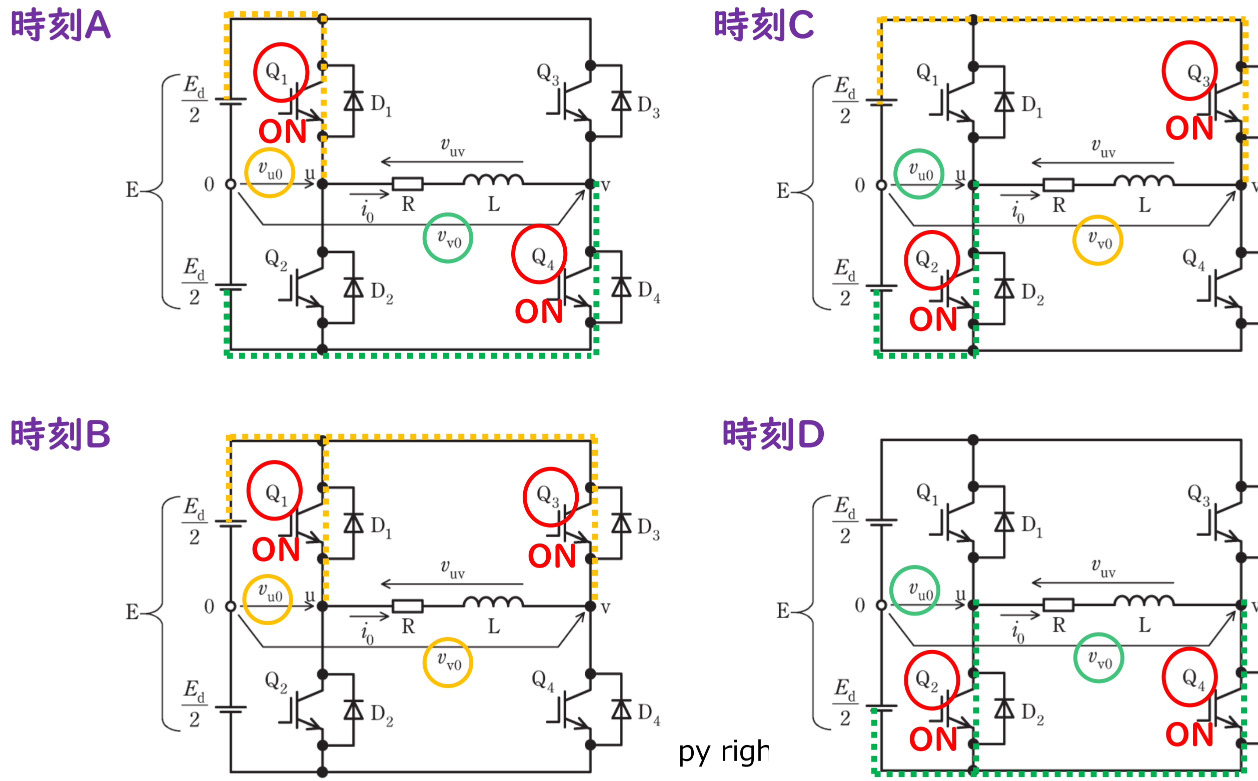
R02 問3

e-DEN【イーデン】 × 電験どうでしょう Let me inject Energy to you!

(3) 小問 (2) の運転において，負荷は誘導性であるので，負荷電圧 v_{uv} が零になった直後も負荷電流 i_0 はすぐに零にならず，それ以前の電流の方向に流れ続ける。$i_0>0$ で，v_{uv} が零になった直後に継続する電流の経路はどのようになるか，例えば L－D_3－E－D_2－R－L のように L を起点，終点とする回路要素を結んだループで，経路を示せ。同様に，$i_0<0$ で v_{uv} が零になった直後に継続する電流はどのような経路になるかを示せ。ただし，各回路要素は，負荷インダクタを L，負荷抵抗を R，スイッチングデバイスを Q_1～Q_4，ダイオードを D_1～D_4，直流電源を E とする。

黄色の点線：$+\dfrac{E_d}{2}$

緑色の点線：$-\dfrac{E_d}{2}$



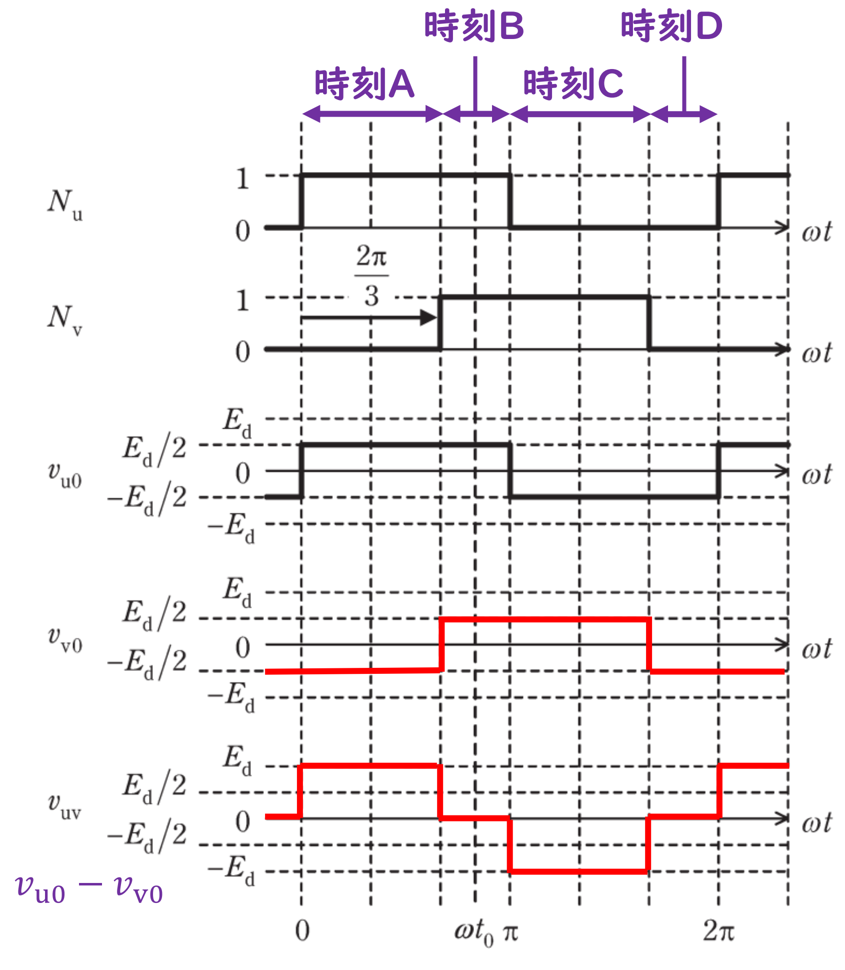


図 2 波形

R02 問3

問 3　図 1 は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図 2 には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(3) 小問 (2) の運転において，負荷は誘導性であるので，負荷電圧 v_{uv} が零になった直後も負荷電流 i_0 はすぐに零にならず，それ以前の電流の方向に流れ続ける。$i_0>0$ で，v_{uv} が零になった直後に継続する電流の経路はどのようになるか，例えば L－D_3－E－D_2－R－L のように L を起点，終点とする回路要素を結んだループで，経路を示せ。同様に，$i_0<0$ で v_{uv} が零になった直後に継続する電流はどのような経路になるかを示せ。ただし，各回路要素は，負荷インダクタを L，負荷抵抗を R，スイッチングデバイスを Q_1～Q_4，ダイオードを D_1～D_4，直流電源を E とする。

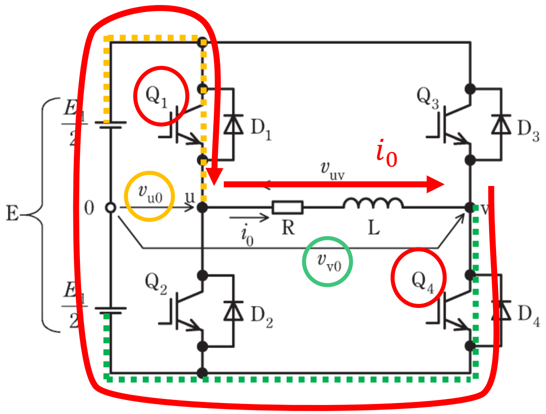
＜ポイント＞
コイルの両端に電源電圧が加わらない場合は、抵抗と電位差が小さくなるようにループを作る

$L \rightarrow D_3 \rightarrow Q_1 \rightarrow R \rightarrow L$

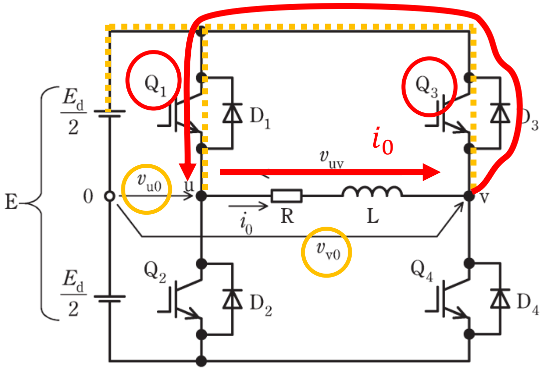
時刻A

$\cdots\cdots$ $+\frac{E_d}{2}$

$\cdots\cdots$ $-\frac{E_d}{2}$



時刻B



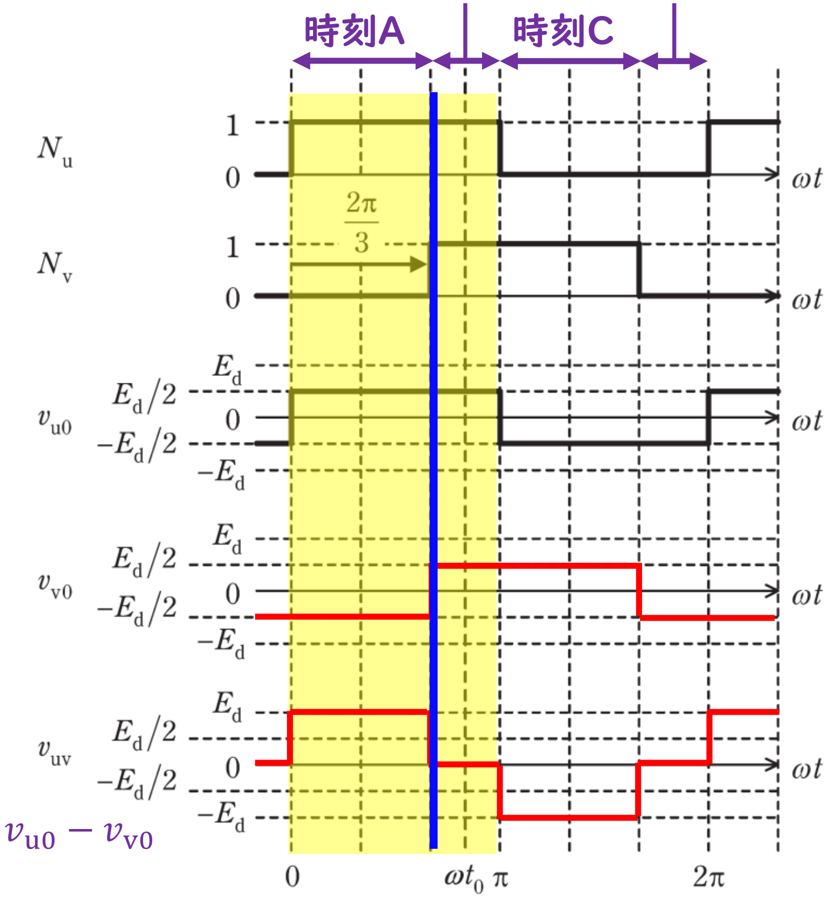


図 2　波形

R02 問3

問３　図１は直流電圧 E_{d}（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\dfrac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_{u} と N_{v} と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(3) 小問 (2) の運転において，負荷は誘導性であるので，負荷電圧 v_{uv} が零になった直後も負荷電流 i_0 はすぐに零にならず，それ以前の電流の方向に流れ続ける。$i_0>0$ で，v_{uv} が零になった直後に継続する電流の経路はどのようになるか，例えば L－D$_3$－E－D$_2$－R－L のように L を起点，終点とする回路要素を結んだループで，経路を示せ。同様に，$i_0<0$ で v_{uv} が零になった直後に継続する電流はどのような経路になるかを示せ。ただし，各回路要素は，負荷インダクタを L，負荷抵抗を R，スイッチングデバイスを Q$_1$～Q$_4$，ダイオードを D$_1$～D$_4$，直流電源を E とする。

＜ポイント＞
コイルの両端に電源電圧が加わらない場合は、抵抗と電位差が小さくなるようにループを作る

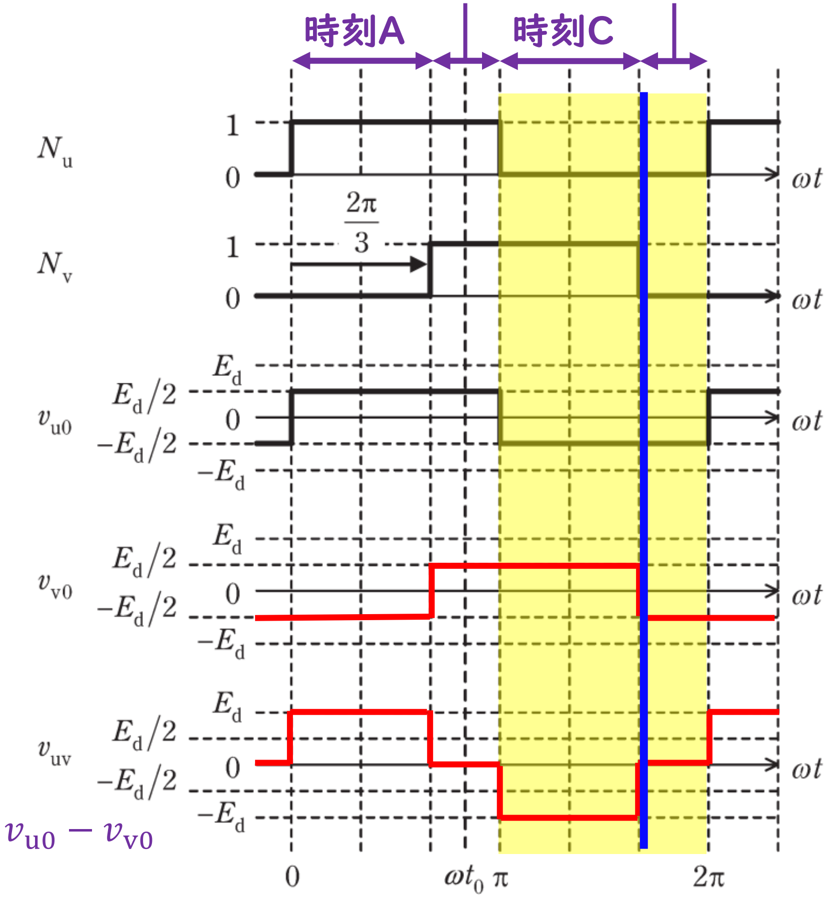
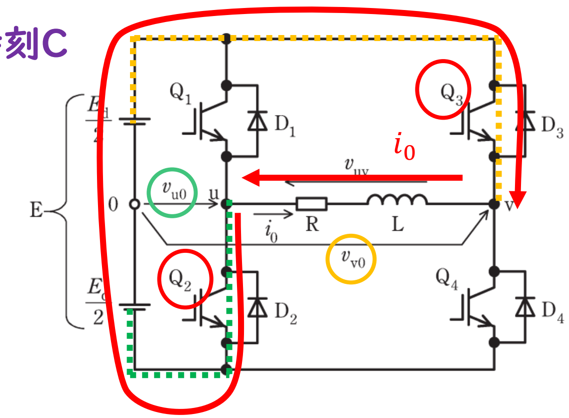


図２ 波形

$+\dfrac{E_d}{2}$

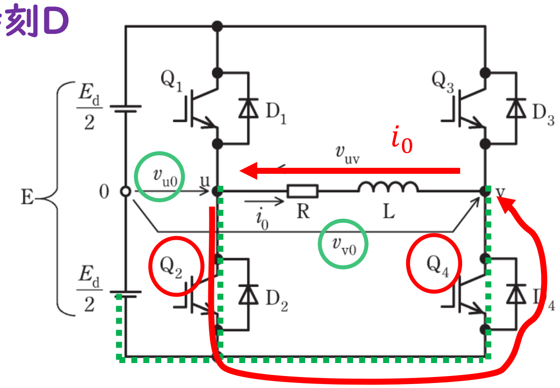
$-\dfrac{E_d}{2}$

時刻C



時刻D

L → R → Q$_2$ → D$_4$ → L



R02 問3

問３　図１は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(4) 図２に示す電圧 v_{u0} は方形波電圧であり，この波形をフーリエ級数展開すると $v_{u0} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E_d}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[(2n-1)\omega t]}{2n-1}$ と表される。v_{u0} に含まれる基本波成分の瞬時値 $v_{u0f}(\omega t)$ を E_d，関数 sin 及び角周波数 ω を用いた式で示せ。

(5) 負荷電圧 v_{uv} は $v_{uv} = v_{u0} - v_{v0}$ である。v_{uv} に含まれる基本波成分の瞬時値 $v_{uvf}(\omega t)$ を E_d，関数 sin 及び角周波数 ω を用いた式で示せ。また，その実効値 V_{uvf} は E_d の何倍となるか，その値を示せ。

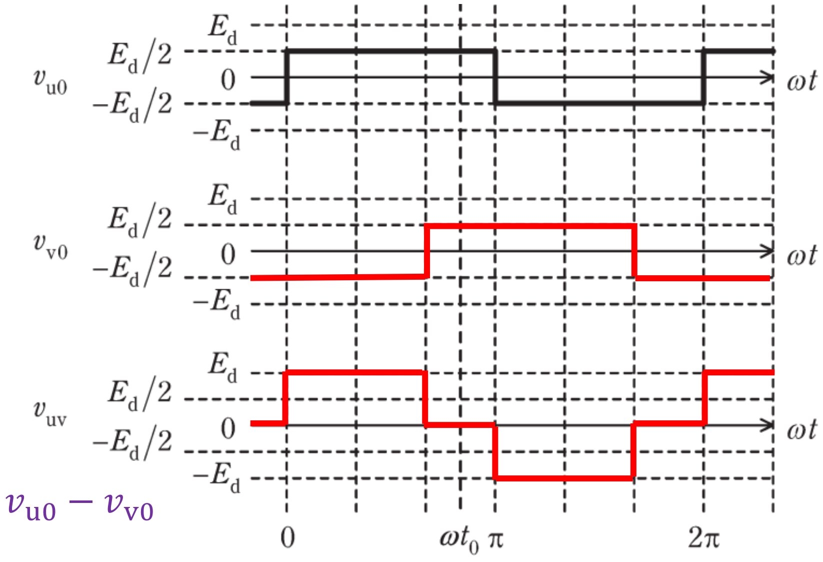


図２ 波形

R02 問3

問３　図１は直流電圧 E_d（直流電源 E）の単相インバータに誘導性負荷を接続した回路を示す。また，図２には，$\frac{2\pi}{3}$ の位相差がある u，v 相のノッチ波 N_u と N_v と，直流中間電圧点 0 と出力端子 u との間の u 相電圧 v_{u0} の波形を示す。ノッチ波は，上アームにオン信号を与えるときに 1，下アームにオン信号を与えるときに 0 とする。このインバータの動作に関して，次の問に答えよ。

(4)　図 2 に示す電圧 v_{u0} は方形波電圧であり，この波形をフーリエ級数展開すると $v_{u0}=\frac{4}{\pi}\cdot\frac{E_d}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin[(2n-1)\omega t]}{2n-1}$ と表される。v_{u0} に含まれる基本波成分の瞬時値 $v_{u0f}(\omega t)$ を E_d，関数 sin 及び角周波数ωを用いた式で示せ。

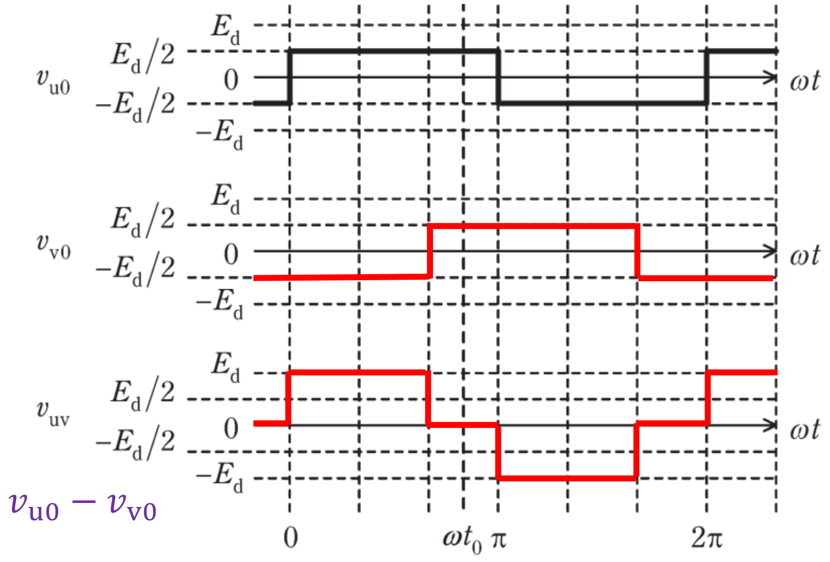


図２ 波形

電圧v_{u0}の基本波は$n=1$を考えればよいので、

$$v_{u0f}=\frac{4}{\pi}\cdot\frac{E_d}{2}\cdot\frac{\sin[(2\times1-1)\omega t]}{2\times1-1}=\frac{2}{\pi}E_d\sin\omega t$$

(5)　負荷電圧 v_{uv} は $v_{uv}=v_{u0}-v_{v0}$ である。v_{uv} に含まれる基本波成分の瞬時値 $v_{uvf}(\omega t)$ を E_d，関数 sin 及び角周波数ωを用いた式で示せ。また，その実効値 V_{uvf} は E_d の何倍となるか，その値を示せ。

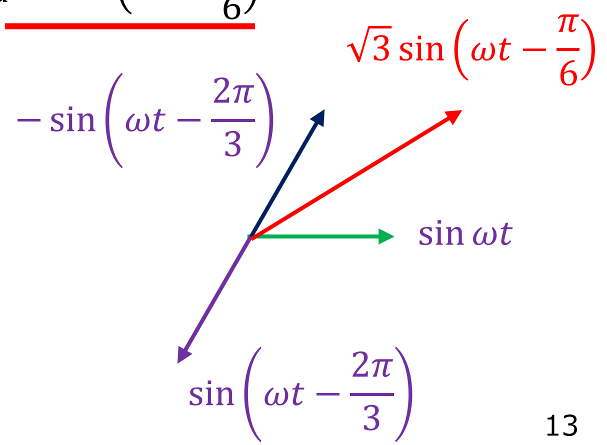
電圧v_{v0}の基本波は電圧v_{v0}より位相が$2\pi/3$遅れるので、

$$v_{v0f}=\frac{2}{\pi}E_d\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)$$

電圧v_{v0}の基本波は電圧v_{v0}より位相が$2\pi/3$遅れるので、

$$v_{uvf}=v_{u0f}-v_{v0f}=\frac{2}{\pi}E_d\sin\omega t-\frac{2}{\pi}E_d\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$=\frac{2}{\pi}E_d\left\{\underline{\sin\omega t-\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)}\right\}=\frac{2}{\pi}E_d\underline{\sqrt{3}\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right)}$$



実効値V_{uvf}は

$$V_{uvf}=\frac{1}{\sqrt{2}}\times\frac{2}{\pi}E_d\sqrt{3}=\frac{\sqrt{6}}{\pi}E_d=0.780\ E_d$$

R01 問3

問３　図は太陽光発電用電力変換器の回路図である。入力電圧は$V_d = 200$ V で，直流インダクタのインダクタンスは$L_d = 1$ mH である。一方，交流系統電圧v_sは実効値$V_s = 200$ V，周波数 50 Hz の正弦波電圧で，交流インダクタL_sのリアクタンスは$X_s = 3.5$ Ω である。直流コンデンサCは十分に大きく電圧リプルは無視できる。S_1～S_4及びS_dのスイッチング周波数は$f_{sw} = 10$ kHz で，スイッチング素子S_dのデューティ比は$D = 0.5$一定とする。インバータは，正弦波 PWM 制御により系統電流i_sの基本波成分をv_sと同位相に制御するものとする。また，回路素子は全て理想的とし，損失は生じないものとする。次の問に答えよ。

(1) 出力電力$P_s = 4$ kW 時の，系統電流i_sの基本波実効値I_sを求めよ。

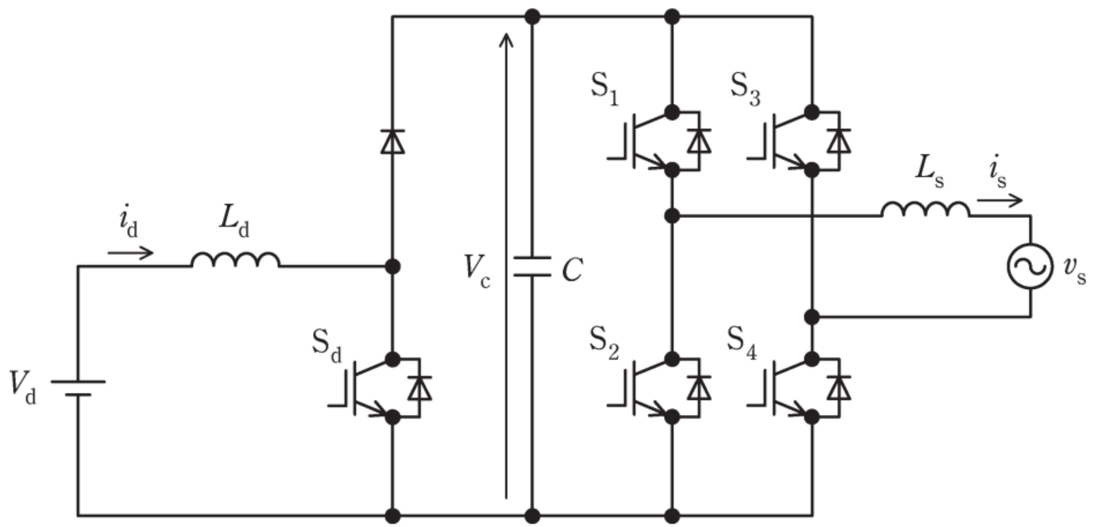
(2) 出力電力$P_s = 4$ kW 時の，交流インダクタL_sに誘起する電圧の基本波実効値，及びインバータ交流端子電圧の基本波実効値を求めよ。

(3) 出力電力$P_s = 4$ kW 時にi_sを制御するために必要な直流コンデンサCの電圧V_cの条件を示せ。

(4) 昇圧コンバータが電流連続モードで動作した場合，すなわち入力電流が常に$i_d > 0$の場合のコンデンサ電圧V_cを求めよ。

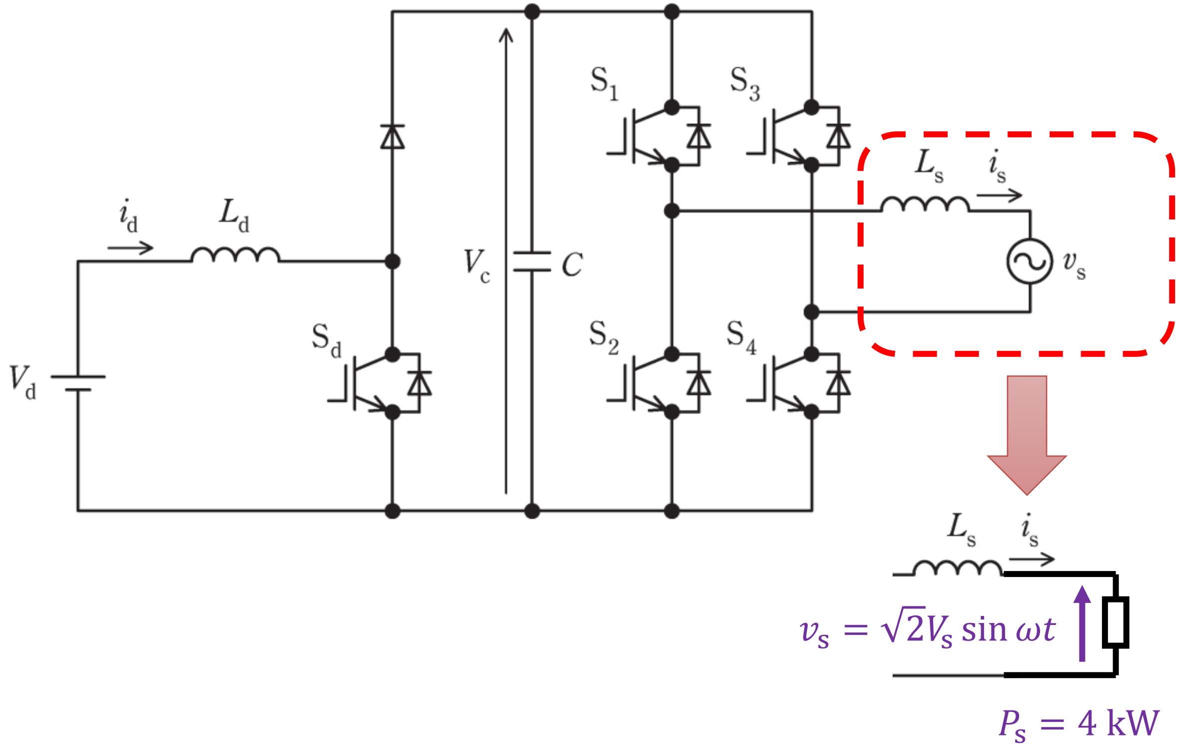
(5) 電流連続モードの場合，i_dのリプルのピークピーク値を求めよ。

(6) 電流連続モードで動作できる出力電力P_sの条件を示せ。



問３　図は太陽光発電用電力変換器の回路図である。入力電圧は $V_d = 200$ V で，直流インダクタのインダクタンスは $L_d = 1$ mH である。一方，交流系統電圧 v_s は実効値 $V_s = 200$ V，周波数 50 Hz の正弦波電圧で，交流インダクタ L_s のリアクタンスは $X_s = 3.5\ \Omega$ である。直流コンデンサ C は十分に大きく電圧リプルは無視できる。S_1 ～ S_4 及び S_d のスイッチング周波数は $f_{sw} = 10$ kHz で，スイッチング素子 S_d のデューティ比は $D = 0.5$ 一定とする。インバータは，正弦波 PWM 制御により系統電流 i_s の基本波成分を v_s と同位相に制御するものとする。また，回路素子は全て理想的とし，損失は生じないものとする。次の問に答えよ。

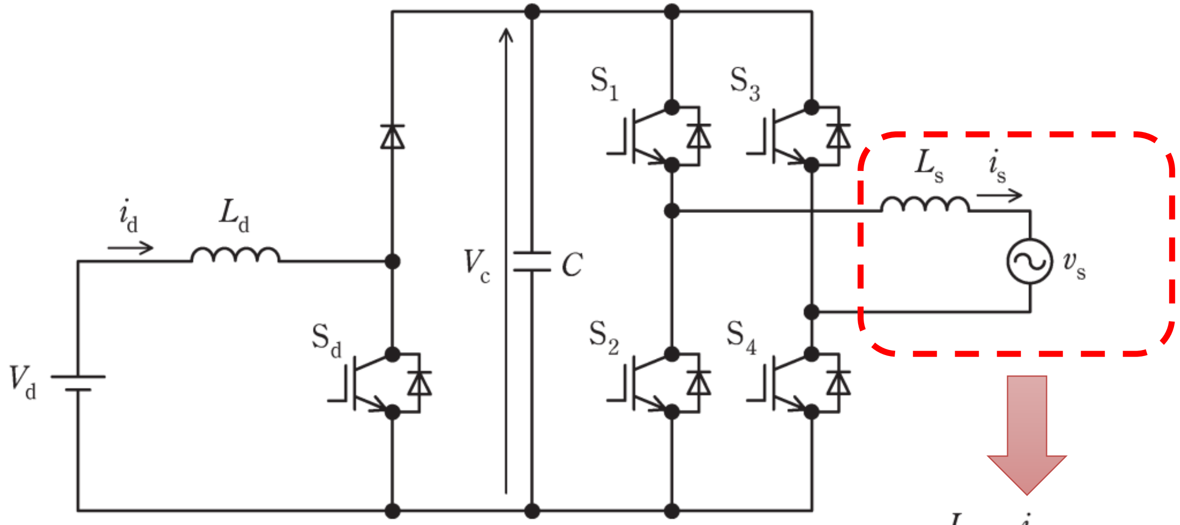
(1) 出力電力 $P_s = 4$ kW 時の，系統電流 i_s の基本波実効値 I_s を求めよ。



(2) 出力電力 $P_s = 4$ kW 時の，交流インダクタ L_s に誘起する電圧の基本波実効値，及びインバータ交流端子電圧の基本波実効値を求めよ。

R01 問3

問３　図は太陽光発電用電力変換器の回路図である。入力電圧は $V_d = 200$ V で，直流インダクタのインダクタンスは $L_d = 1$ mH である。一方，交流系統電圧 v_s は実効値 $V_s = 200$ V，周波数 50 Hz の正弦波電圧で，交流インダクタ L_s のリアクタンスは $X_s = 3.5$ Ω である。直流コンデンサ C は十分に大きく電圧リプルは無視できる。S_1 ～ S_4 及び S_d のスイッチング周波数は $f_{sw} = 10$ kHz で，スイッチング素子 S_d のデューティ比は $D = 0.5$ 一定とする。インバータは，正弦波 PWM 制御により系統電流 i_s の基本波成分を v_s と同位相に制御するものとする。また，回路素子は全て理想的とし，損失は生じないものとする。次の問に答えよ。

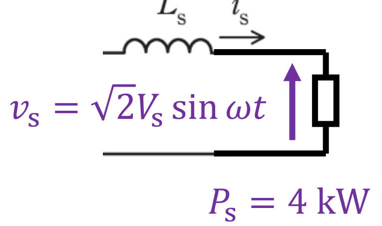


(1) 出力電力 $P_s = 4$ kW 時の，系統電流 i_s の基本波実効値 I_s を求めよ。

有効電力と実効値の関係から、

$$P_s = V_s I_s \rightarrow I_s = \frac{P_s}{V_s} = \frac{4000}{200} = 20 \text{ A}$$

＜実効値＞
交流の正弦波を電力の観点で直流波形に換算したもの



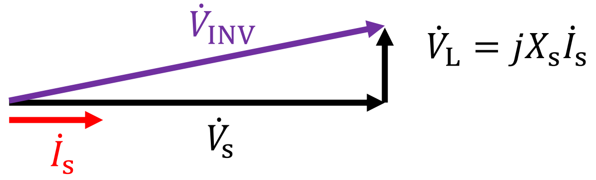
(2) 出力電力 $P_s = 4$ kW 時の，交流インダクタ L_s に誘起する電圧の基本波実効値，及びインバータ交流端子電圧の基本波実効値を求めよ。

インダクタに誘起する電圧の実効値V_Lは

$$V_L = X_s I_s = 3.5 \times 20 = 70 \text{ V}$$

インバータの端子電圧の実効値V_{INV}は

$$V_{INV} = \sqrt{200^2 + 70^2} = 211.90 \text{ V}$$

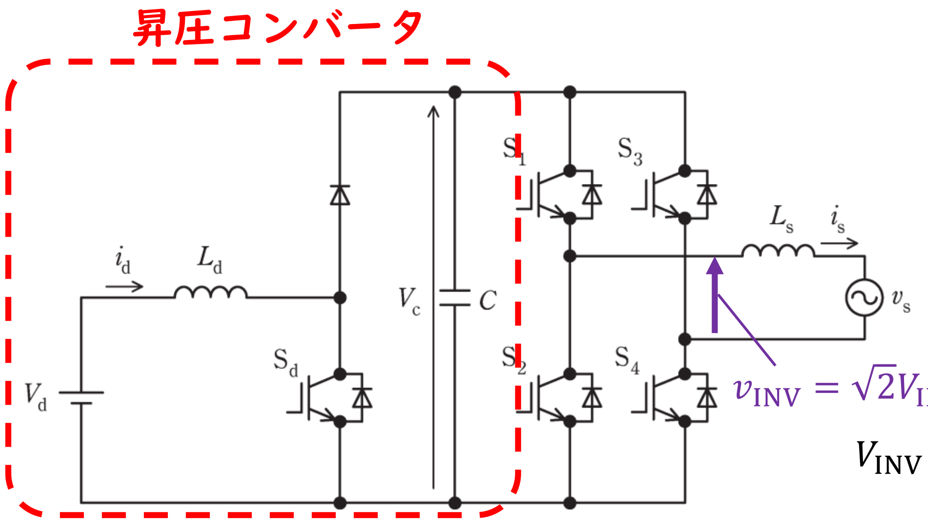


R01 問3

問3　図は太陽光発電用電力変換器の回路図である。入力電圧は$V_d=200$ V で，直流インダクタのインダクタンスは$L_d=1$ mH である。一方，交流系統電圧v_sは実効値$V_s=200$ V，周波数 50 Hz の正弦波電圧で，交流インダクタL_sのリアクタンスは$X_s=3.5\ \Omega$である。直流コンデンサCは十分に大きく電圧リプルは無視できる。S_1～S_4及びS_dのスイッチング周波数は$f_{sw}=10$ kHz で，スイッチング素子S_dのデューティ比は$D=0.5$一定とする。インバータは，正弦波 PWM 制御により系統電流i_sの基本波成分をv_sと同位相に制御するものとする。また，回路素子は全て理想的とし，損失は生じないものとする。次の問に答えよ。

(3)　出力電力$P_s=4$ kW 時にi_sを制御するために必要な直流コンデンサCの電圧V_cの条件を示せ。

(4)　昇圧コンバータが電流連続モードで動作した場合，すなわち入力電流が常に$i_d>0$の場合のコンデンサ電圧V_cを求めよ。



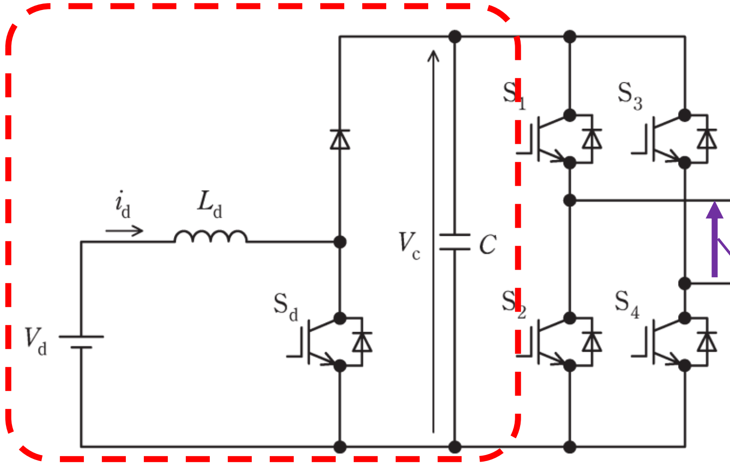
$v_{\mathrm{INV}}=\sqrt{2}V_{\mathrm{INV}}\sin(\omega t+\theta)$

$V_{\mathrm{INV}}=211.90$ V

R01 問3

問３　図は太陽光発電用電力変換器の回路図である。入力電圧は$V_d = 200$ V で，直流インダクタのインダクタンスは$L_d = 1$ mH である。一方，交流系統電圧v_sは実効値$V_s = 200$ V，周波数 50 Hz の正弦波電圧で，交流インダクタL_sのリアクタンスは$X_s = 3.5$ Ω である。直流コンデンサCは十分に大きく電圧リプルは無視できる。S_1～S_4及びS_dのスイッチング周波数は$f_{sw} = 10$ kHz で，スイッチング素子S_dのデューティ比は$D = 0.5$一定とする。インバータは，正弦波 PWM 制御により系統電流i_sの基本波成分をv_sと同位相に制御するものとする。また，回路素子は全て理想的とし，損失は生じないものとする。次の問に答えよ。

昇圧コンバータ



$v_{INV} = \sqrt{2}V_{INV}\sin(\omega t + \theta)$

$V_{INV} = 211.90$ V

(3)　出力電力$P_s = 4$ kW 時にi_sを制御するために必要な直流コンデンサCの電圧V_cの条件を示せ。

コンデンサの電圧V_cはインバータの端子電圧v_{INV}の振幅より大きくないといけないので

$$V_C > \sqrt{2}V_{INV} = \sqrt{2} \times 211.9 = 299.67 \ \rightarrow V_C > 300 \text{ V}$$

(4)　昇圧コンバータが電流連続モードで動作した場合，すなわち入力電流が常に$i_d > 0$の場合のコンデンサ電圧V_cを求めよ。

コンデンサの電圧V_cは昇圧コンバータ（チョッパ）の出力なので

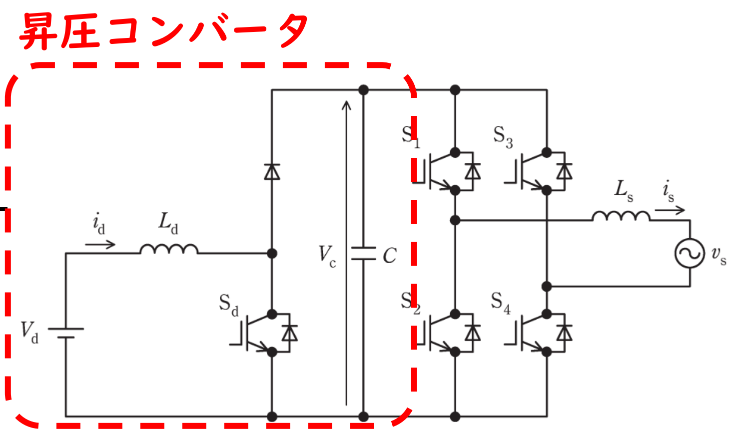
$$V_C = \frac{T}{T_{off}}V_d = \frac{T}{T - T_{on}}V_d = \frac{1}{1-D}V_d = \frac{1}{1-0.5} \times 200 = 400 \text{ V}$$

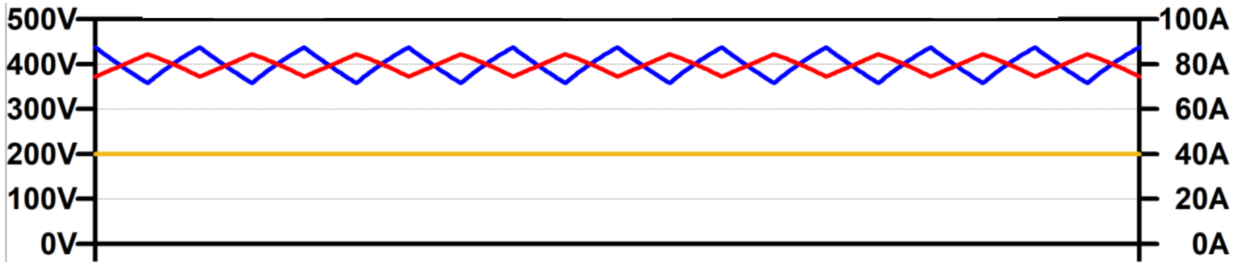
(5)　電流連続モードの場合，i_dのリプルのピークピーク値を求めよ。

(6)　電流連続モードで動作できる出力電力P_sの条件を示せ。

R01 問3

問３　図は太陽光発電用電力変換器の回路図である。入力電圧は $V_d = 200$ V で，直流インダクタのインダクタンスは $L_d = 1$ mH である。一方，交流系統電圧 v_s は実効値 $V_s = 200$ V，周波数 50 Hz の正弦波電圧で，交流インダクタ L_s のリアクタンスは $X_s = 3.5\ \Omega$ である。直流コンデンサ C は十分に大きく電圧リプルは無視できる。S_1 ～ S_4 及び S_d のスイッチング周波数は $f_{sw} = 10$ kHz で，スイッチング素子 S_d のデューティ比は $D = 0.5$ 一定とする。インバータは，正弦波 PWM 制御により系統電流 i_s の基本波成分を v_s と同位相に制御するものとする。また，回路素子は全て理想的とし，損失は生じないものとする。次の問に答えよ。



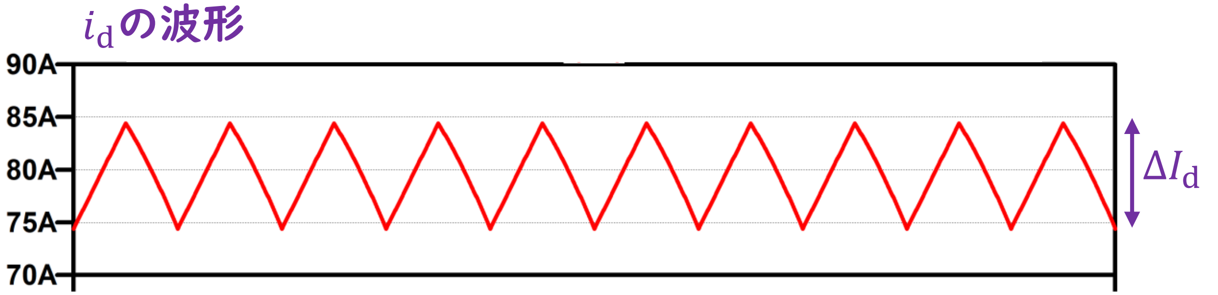


(5) 電流連続モードの場合，i_d のリプルのピークピーク値を求めよ。

インダクタL_dの放電時の磁束の変化$\Delta\phi$はファラデーの法則より

$$V_C - V_d = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{L\Delta I_d}{T_{off}} \rightarrow \Delta I_d = \frac{1}{L}(V_C - V_d)T_{off} = \frac{1}{L}(V_C - V_d)\frac{1}{f}(1 - D)$$

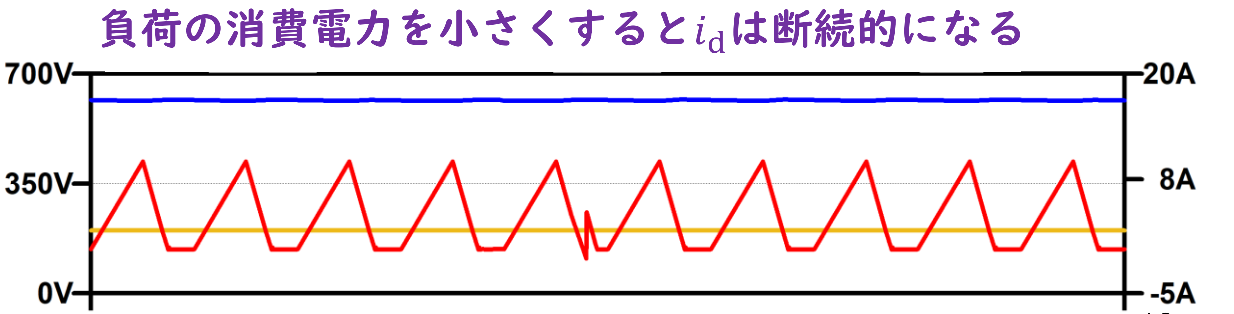
$$\Delta I_d = \frac{1}{0.001} \times (400 - 200) \times \frac{1}{10{,}000} \times (1 - 0.5) = 10\ \mathrm{A}$$



(6) 電流連続モードで動作できる出力電力 P_s の条件を示せ。

入力電流i_dの大きさは負荷の電力に依存する。負荷が軽くなり、入力電流i_dのリップルが小さくなると電流連続モードが途切れる。従って、

$$I_{dave} > \frac{\Delta I_d}{2} = 5 \rightarrow P_S = V_d I_d > 200 \times 5 = 1\ \mathrm{kW} \rightarrow P_s > 1\ \mathrm{kW}$$ **となる**



H24 問3

問３　図１に示す単相 PWM 制御電圧形インバータは，定格交流電流 30〔A〕，直流電圧 $E_d = 150$〔V〕であり，リアクタンス $X = 0.4$〔Ω〕のリアクトル(抵抗は，無視できるものとする。)を介して電圧 $V_L = 100$〔V〕の交流電源に連系している。このインバータに次の信号 s

$$s = K\sin(\omega t + \phi)$$

を入力したとき，インバータにおける出力交流電圧の基本波瞬時値 v_v は，次になるものとする。

$$v_v = E_d \cdot K\sin(\omega t + \phi)\ \text{〔V〕}$$

ここで，K：変調率（$0 \leqq K \leqq 1$）（1 まで可能なものとする。）

ω：交流電源の角周波数

ϕ：交流電源電圧の位相を基準とした v_v の位相角

このインバータで交流電流 i を出力したときの動作について次の問に答えよ。ただし，高調波は考えないものとする。

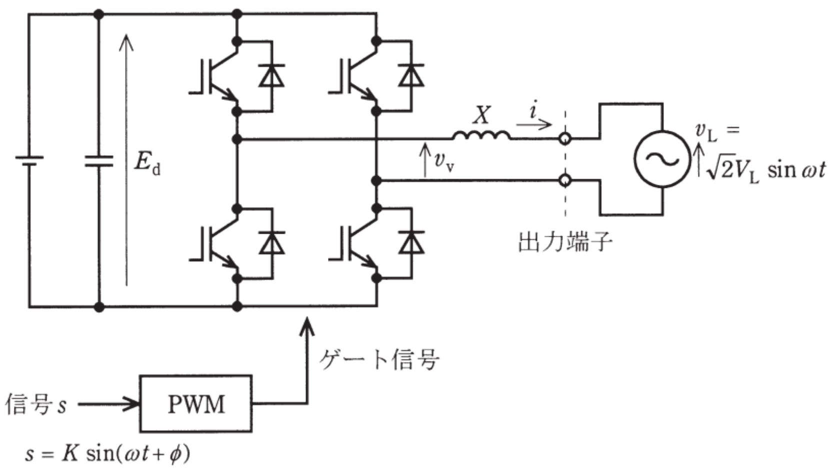


図１

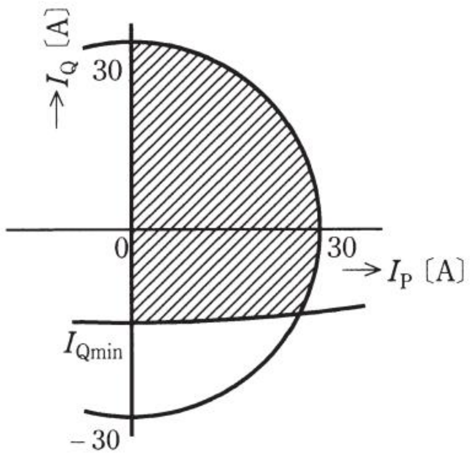


図２

(1) フェーザで表したインバータ出力電流 $\dot{I}$，交流電源電圧 V_L（位相の基準としているので実数で表示）及び X を用いて，インバータ出力電圧 $\dot{V}_v$ を求める式を示せ。

(2) このインバータが図１に示す出力端子において 3〔kW〕の有効電力を力率 1 で出力している。このとき，次の値を求めよ。

a．$\dot{V}_v$ の大きさ V_v〔V〕（実効値）

b．K

c．$\tan\phi$

(3) このインバータを力率 1 以外でも運転するものとする。出力電流 $\dot{I}$ を実数分 I_P と虚数分 I_Q とに分けて $\dot{I} = I_P + jI_Q$ と表す。I_P，I_Q，V_L 及び X を用いて V_v〔V〕の値を求める式を示せ(絶対値の記号を付けただけでは不可。その値を求める式とする。)。

(4) I_P 及び I_Q の出力可能な範囲は，図２の網掛け範囲となる。$\dot{I}$ の大きさ（実効値）I〔A〕は，定格電流である 30〔A〕に制限される。I_P は，インバータとして正の範囲（零を含む）に限定している。このほか，上記(3)の V_v の値を求める式で，V_v が $K = 1$ のときの値 $\dfrac{E_d}{\sqrt{2}}$〔V〕に制限されることによっても電流の範囲が制限される。$I_P = 0$〔A〕における I_Q の最小値 I_{Qmin}〔A〕の値を求めよ。

H24 問3

問３　図１に示す単相 PWM 制御電圧形インバータは，定格交流電流 30〔A〕，直流電圧 $E_\mathrm{d} = 150$〔V〕であり，リアクタンス $X = 0.4$〔Ω〕のリアクトル(抵抗は，無視できるものとする。)を介して電圧 $V_\mathrm{L} = 100$〔V〕の交流電源に連系している。このインバータに次の信号 s

$$s = K\sin(\omega t + \phi)$$

を入力したとき，インバータにおける出力交流電圧の基本波瞬時値 v_v は，次になるものとする。

$$v_\mathrm{v} = E_\mathrm{d} \cdot K\sin(\omega t + \phi)\ \text{〔V〕}$$

ここで，K：変調率（$0 \leqq K \leqq 1$）（1 まで可能なものとする。）

ω：交流電源の角周波数

ϕ：交流電源電圧の位相を基準とした v_v の位相角

このインバータで交流電流 i を出力したときの動作について次の問に答えよ。ただし，高調波は考えないものとする。

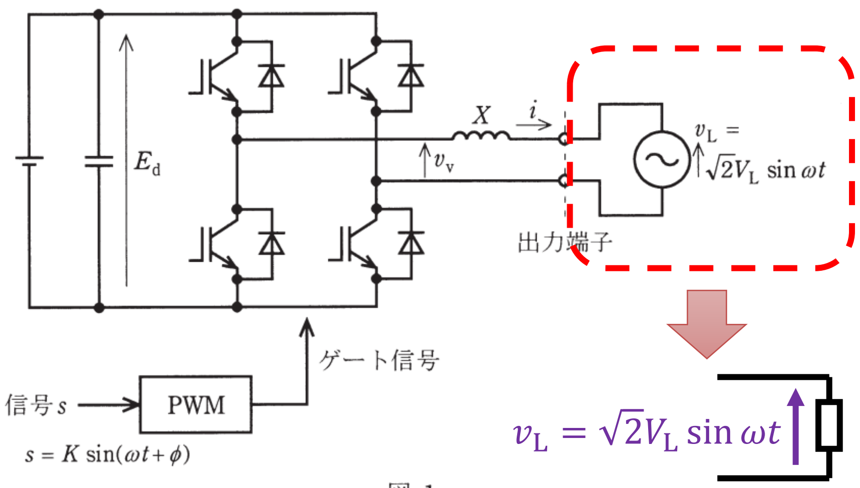


図 1

(1) フェーザで表したインバータ出力電流 $\dot{I}$，交流電源電圧 V_L（位相の基準としているので実数で表示）及び X を用いて，インバータ出力電圧 $\dot{V}_\mathrm{v}$ を求める式を示せ。

(2) このインバータが図１に示す出力端子において 3〔kW〕の有効電力を力率 1 で出力している。このとき，次の値を求めよ。

a．$\dot{V}_\mathrm{v}$ の大きさ V_v〔V〕（実効値）

b．K

c．$\tan\phi$

H24 問3

問 3　図 1 に示す単相 PWM 制御電圧形インバータは，定格交流電流 30〔A〕，直流電圧 $E_d = 150$〔V〕であり，リアクタンス $X = 0.4$〔Ω〕のリアクトル(抵抗は，無視できるものとする。)を介して電圧 $V_L = 100$〔V〕の交流電源に連系している。このインバータに次の信号 s

$$s = K\sin(\omega t + \phi)$$

を入力したとき，インバータにおける出力交流電圧の基本波瞬時値 v_v は，次になるものとする。

$$v_v = E_d \cdot K\sin(\omega t + \phi)\ 〔V〕$$

ここで，K：変調率（$0 \leqq K \leqq 1$）（1 まで可能なものとする。）

ω：交流電源の角周波数

ϕ：交流電源電圧の位相を基準とした v_v の位相角

このインバータで交流電流 i を出力したときの動作について次の問に答えよ。ただし，高調波は考えないものとする。

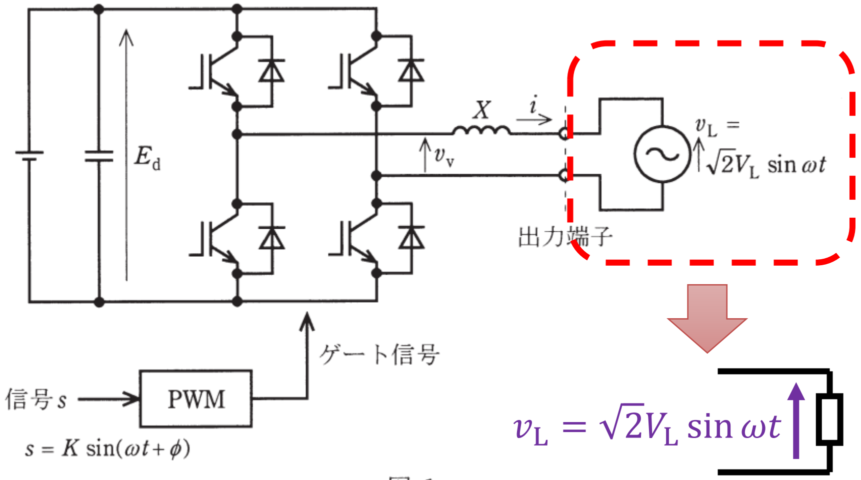


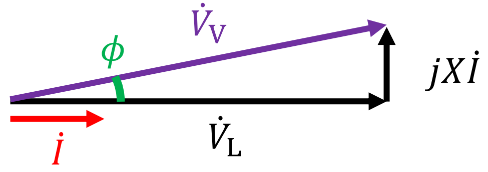
図 1

(1) フェーザで表したインバータ出力電流 $\dot{I}$，交流電源電圧 V_L（位相の基準としているので実数で表示）及び X を用いて，インバータ出力電圧 $\dot{V}_v$ を求める式を示せ。

$$\dot{V}_V = \dot{V}_L + jX\dot{I}$$

(2) このインバータが図 1 に示す出力端子において 3〔kW〕の有効電力を力率 1 で出力している。このとき，次の値を求めよ。

a．$\dot{V}_v$ の大きさ V_v〔V〕（実効値）



$$P_L = V_L I \rightarrow I = \frac{P_L}{V_L} = \frac{3000}{100} = 30\ \mathrm{A}$$

$$V_V = \sqrt{V_L^2 + (XI)^2} = \sqrt{100^2 + (0.4 \times 30)^2} = 100.71\ \mathrm{V}$$

b．K

$$v_v = \sqrt{2}V_V \sin(\omega t + \phi) = E_d K \sin(\omega t + \phi)$$

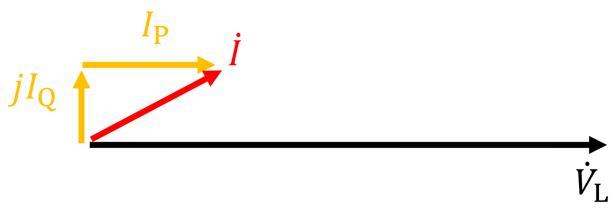
$$\rightarrow \sqrt{2}V_V = E_d K \rightarrow K = \frac{\sqrt{2}V_V}{E_d} = \frac{\sqrt{2} \times 100.71}{150} = 0.9495$$

c．$\tan\phi$

$$\tan\phi = \frac{XI}{V_L} = \frac{0.4 \times 30}{100} = 0.12$$

H24 問3

(3) このインバータを力率 1 以外でも運転するものとする。出力電流 $\dot{I}$ を実数分 I_P と虚数分 I_Q とに分けて $\dot{I}=I_P+jI_Q$ と表す。I_P，I_Q，V_L 及び X を用いて V_v〔V〕の値を求める式を示せ(絶対値の記号を付けただけでは不可。その値を求める式とする。)。



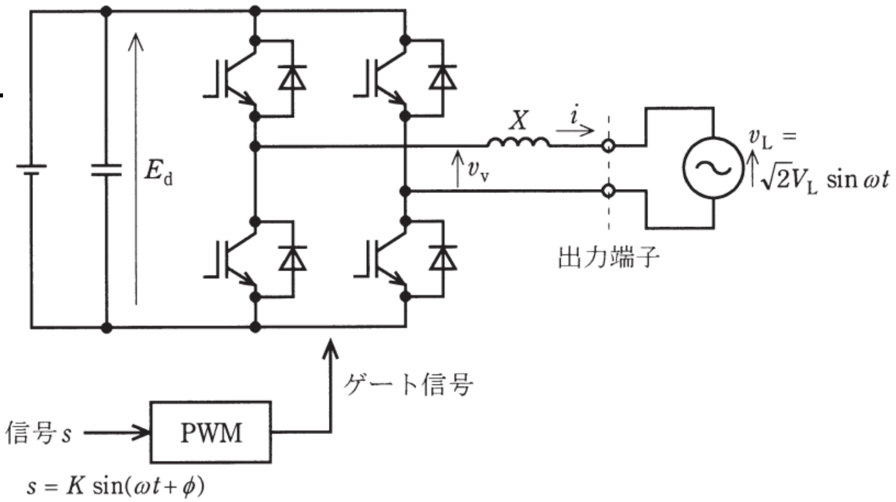


図 1

(4) I_P 及び I_Q の出力可能な範囲は，図 2 の網掛け範囲となる。$\dot{I}$ の大きさ(実効値) I〔A〕は，定格電流である 30〔A〕に制限される。I_P は，インバータとして正の範囲（零を含む）に限定している。このほか，上記(3)の V_v の値を求める式で，V_v が $K=1$ のときの値 $\dfrac{E_d}{\sqrt{2}}$〔V〕に制限されることによっても電流の範囲が制限される。$I_P=0$〔A〕における I_Q の最小値 I_{Qmin}〔A〕の値を求めよ。

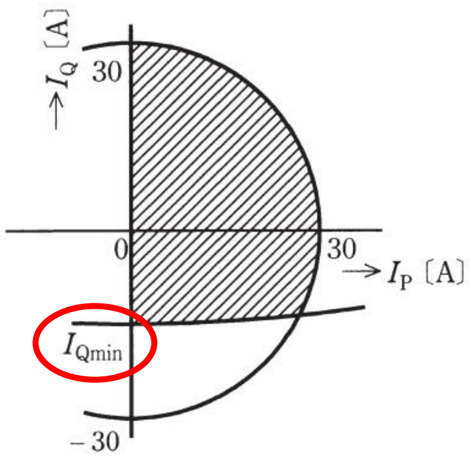
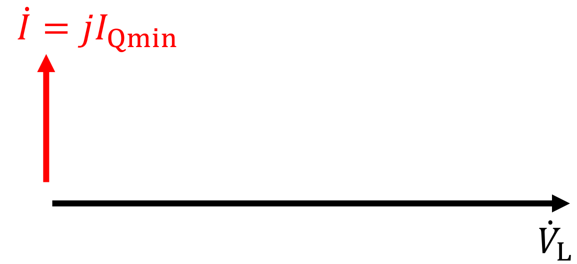


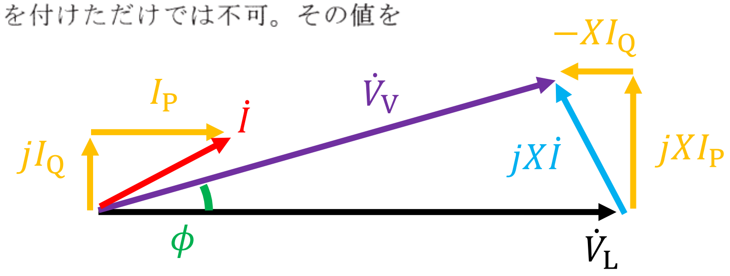
図 2



H24 問3

(3) このインバータを力率1以外でも運転するものとする。出力電流 $\dot{I}$ を実数分 I_P と虚数分 I_Q とに分けて $\dot{I}=I_P+jI_Q$ と表す。I_P, I_Q, V_L 及び X を用いて V_v〔V〕の値を求める式を示せ(絶対値の記号を付けただけでは不可。その値を求める式とする。)。

$$V_V=\sqrt{\left(V_L-XI_Q\right)^2+(XI_P)^2}$$



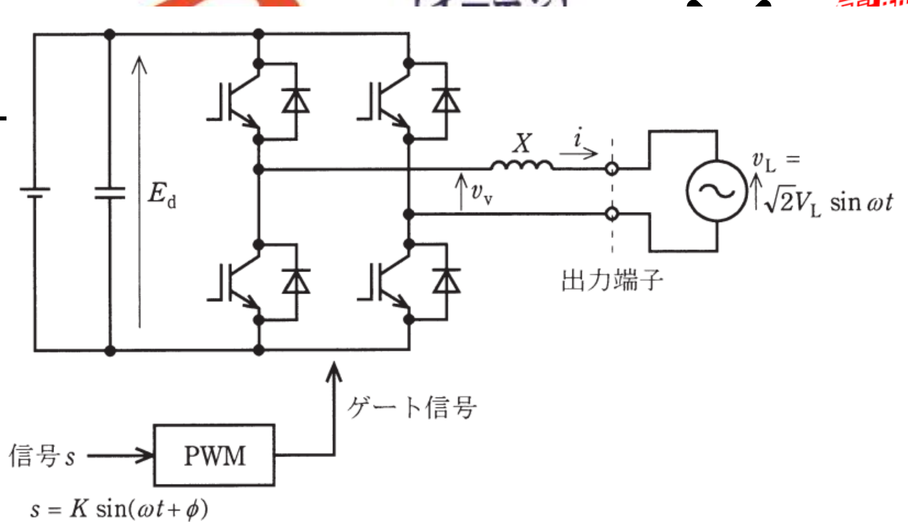


図 1

(4) I_P 及び I_Q の出力可能な範囲は,図2の網掛け範囲となる。$\dot{I}$ の大きさ(実効値) I〔A〕は,定格電流である30〔A〕に制限される。I_Pは,インバータとして正の範囲(零を含む)に限定している。このほか,上記(3)の V_v の値を求める式で,V_v が $K=1$ のときの値 $\dfrac{E_d}{\sqrt{2}}$〔V〕に制限されることによっても電流の範囲が制限される。$I_P=0$〔A〕における I_Q の最小値 I_{Qmin}〔A〕の値を求めよ。

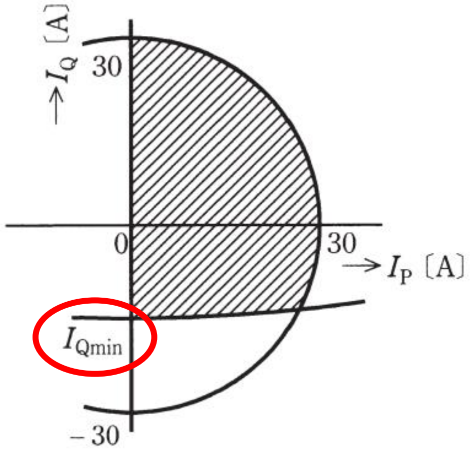
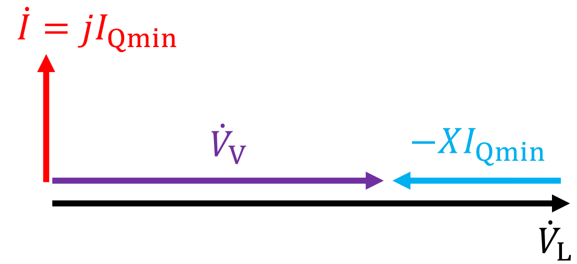


図 2



$$v_v=\sqrt{2}V_V\sin(\omega t+\phi)=E_dK\sin(\omega t+\phi)$$

$$\sqrt{2}V_V=E_dK$$

$K=1$**のとき**

$$V_V=\frac{E_d}{\sqrt{2}}\rightarrow V_V=V_L-XI_{Qmin}=\frac{E_d}{\sqrt{2}}\rightarrow I_{Qmin}=\frac{1}{X}\left(V_L-\frac{E_d}{\sqrt{2}}\right)$$

$$I_{Qmin}=\frac{1}{X}\left(V_L-\frac{E_d}{\sqrt{2}}\right)=\frac{1}{0.4}\left(100-\frac{150}{\sqrt{2}}\right)=-15.165\ \mathrm{A}$$

ご聴講ありがとうございました!!