

パワーエレクトロニクス

(舟木担当分)

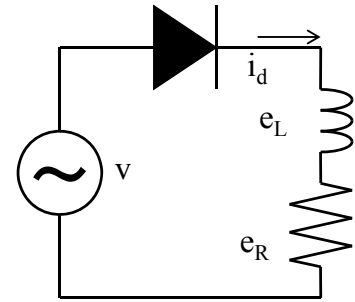
第二回 ダイオード整流回路の続き サイリスタ位相制御回路

平成23年06月06日月曜日 3限目

パワーエレクトロニクス授業構成

- 第一回(05/30) ダイオード整流回路
 - AC-DC変換, 回路方式, 抵抗負荷・誘導負荷・容量負荷
- 第二回(06/06) サイリスタ位相制御回路
 - AC-DC変換, 回路方式, 点弧角制御, 転流
- 第三回(06/20) サイリスタ位相制御回路
 - DC-AC変換, 逆変換動作
- 第四回(06/27) 自励式変換器
 - 電圧型・電流型
- 第五回(07/04) 自励式変換器
 - PWM制御, 高調波
- 第六回(07/11) 応用回路
 - 蛍光灯インバータ・モータ駆動回路など

整流回路誘導負荷



- 定電流電源用途
- 電圧・電流の振る舞い

- 電源電圧 $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$
- ダイオードの導通期間中, 電圧はL,Rが分担
 - Lの印加電圧 $e_L = L \frac{d}{dt} i_d$
 - Rの印加電圧 $e_R = R i_d$
- 印加電圧
 - 導通期間中 $e_d = e_L + e_R = v$
 - 非導通期間中 $e_d = e_L + e_R = 0$

2011/06/06

3

整流回路誘導負荷

- 出力電流波形
 - ダイオード導通開始点を $t=0$ とする

$$v = e_L + e_R = L \frac{d}{dt} i_d + R i_d$$

$$\sqrt{2}V \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = L s I_d + R I_d$$

$$v_{t=0} = 0, i_{dt=0} = 0$$

$$I_d = \sqrt{2}V \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{Ls + R}$$

$$I_d = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left(\frac{\omega L}{s + \frac{R}{L}} - \omega L \frac{s}{s^2 + \omega^2} + R \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right)$$

2011/06/06

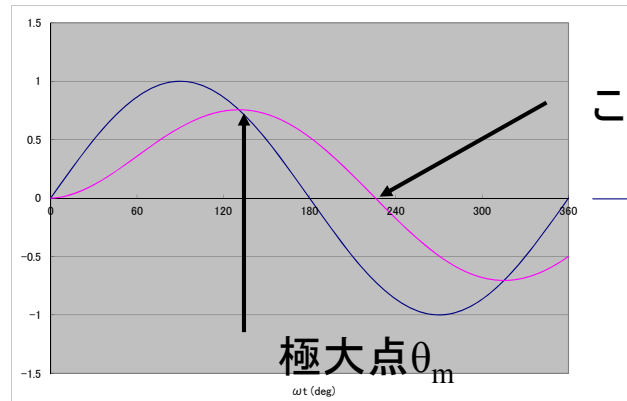
4

整流回路誘導負荷

- 出力電流波形

$$i_d = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left(\omega L e^{-\frac{R}{L}t} - \omega L \cos \omega t + R \sin \omega t \right)$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\omega L \left(e^{-\frac{R}{L}t} - \cos \omega t \right) + R \sin \omega t \right]$$



あとで求める
※導通角は180度
より大きくなる

2011/06/06

5

整流回路誘導負荷

- 各部の電圧波形

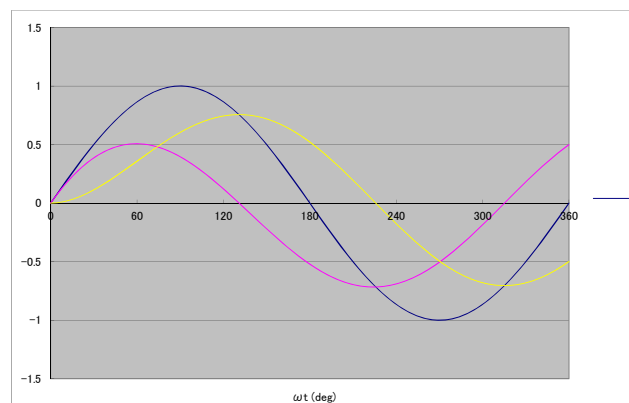
- 負荷抵抗電圧

- 電流と相似波形

- インダクタ電圧

$$e_R = R i_d$$

$$e_L = L \frac{d}{dt} i_d = \frac{\sqrt{2} \omega L V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[-R \left(e^{-\frac{R}{L}t} - \cos \omega t \right) + \omega L \sin \omega t \right]$$



2011/06/06

6

整流回路誘導負荷

• 各部の電圧波形を求める

– e_R は θ_m で電源電圧と同じになる

– e_L は θ_m で0

• これ以降, 負の値

– $I_d > 0$ の間はオン

– $\omega t = \pi + \beta$ でオフ

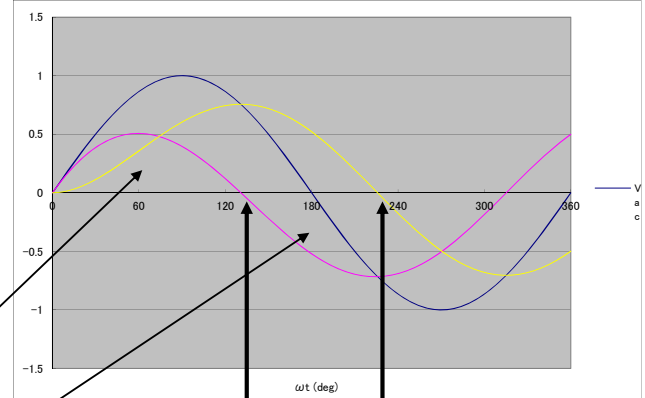
• β を消弧角

• Lのエネルギー蓄積

– $0 \sim \theta_m$ の面積
磁束増加

– $\theta_m \sim \pi + \beta$ の面積
磁束減少

2011/06/06 – 両者の面積は等しくなる



θ_m

ここまで
 $\pi + \beta$

7

整流回路誘導負荷

• 消弧角 β を求める

– 消弧(ダイオードオフ)時の条件 $i_d(\pi + \beta) = 0$

$$\frac{V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\omega L \left(e^{-\frac{R}{\omega L} \{\pi + \beta\}} - \cos \{\pi + \beta\} \right) + R \sin \{\pi + \beta\} \right] = 0$$

$$\omega L \left(e^{-\frac{R}{\omega L} \{\pi + \beta\}} + \cos \beta \right) - R \sin \beta = 0$$

$$e^{-\frac{R}{\omega L} (\pi + \beta)} + \cos \beta = \frac{R}{\omega L} \sin \beta \quad \text{数値的に求解}$$

• インダクタ電圧が0となる点 θ_m を求める

– e_L が0となる条件 $e_L(\theta_m) = 0$

$$\frac{\omega L V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[-R \left(e^{-\frac{R}{\omega L} \theta_m} - \cos \theta_m \right) + \omega L \sin \theta_m \right] = 0$$

$$e^{-\frac{R}{\omega L} \theta_m} - \cos \theta_m = \frac{\omega L}{R} \sin \theta_m \quad \text{数値的に求解}$$

2011/06/06

8

整流回路誘導負荷

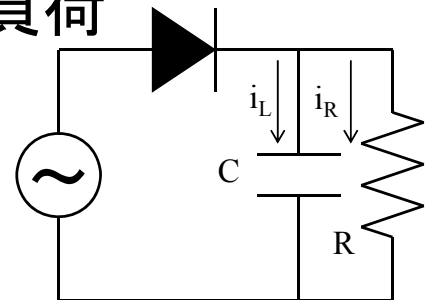
- 電圧・電流波形

- 直流出力電圧 e_d の平均値 E_d

$$\begin{aligned}
 E_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_d d\omega t = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi+\beta} v d\omega t \right] \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\beta} \sqrt{2}V \sin \omega t d\omega t \\
 &= \frac{V}{\sqrt{2}\pi} \left[-\cos \omega t \right]_0^{\pi+\beta}
 \end{aligned}$$

半波整流回路容量負荷

- 定電圧源用途
- 電圧・電流の振る舞い



- 電源電圧 $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$
 - 導通期間中, 負荷電圧は電源電圧と等しい
 - オンは, 電源電圧と負荷電圧が等しくなった時点
 - Cを充電するため大電流が流れる(可能性)

$$e_d = v \quad i_d = i_C + i_R = C \frac{d}{dt} e_d + \frac{e_d}{R}$$

- 非導通期間中, RCで閉回路を構成
 - Rを介したCの放電

$$i_C = -i_R \quad i_R = -C \frac{d}{dt} e_d$$

半波整流回路容量負荷

• 出力電圧波形

– 導通開始点 θ_{on}

- コンデンサ電圧初期値を v_{c0} とする

$$v = v_{c0} = \sqrt{2}V \sin \theta_{on}$$

– ターンオフ点 θ_{off}

- i_d が 0 となる
- 導通期間中 $e_d = v$

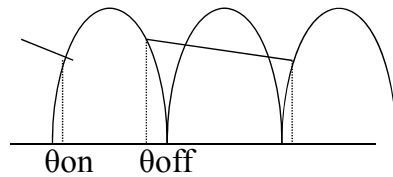
$$i_d(\omega t = \theta_{off}) = C \frac{d}{dt} e_d + \frac{e_d}{R} = 0$$

$$C\sqrt{2}V\omega \cos \theta_{off} + \frac{\sqrt{2}V \sin \theta_{off}}{R} = 0 \quad \pi < \theta_{off} \quad \text{になるので}$$

2011/06/06

$$\therefore \theta_{off} = \pi - \tan^{-1} R\omega C$$

11



半波整流回路容量負荷

• 出力電圧波形

– 非導通期間中

$$i_R = -C \frac{d}{dt} e_d \quad \frac{e_d}{R} = -C \frac{d}{dt} e_d$$

$$\frac{E_d}{R} = -C(sE_d - e_{d0}) \quad \text{但し} \quad e_{d0} = \sqrt{2}V \sin \theta_{off}$$

$$E_d = \frac{e_{d0}}{s + \frac{1}{RC}}$$

– ターンオフ点 θ_{off}

- 出力電圧 $e_d = e_{d0} e^{-\frac{1}{R\omega C}(\omega t - \theta_{off})}$

2011/06/06

12

半波整流回路容量負荷

- 出力電圧波形

- v_{c0} と e_{d0} の接続条件(非導通 → 導通の時点)

$$e_d(2\pi + \theta_{on}) = e_{d0} e^{-\frac{1}{R\omega C}(2\pi + \theta_{on} - \theta_{off})} = v_{c0}$$

$$v_{c0} = e_{d0} e^{-\frac{1}{R\omega C}(2\pi + \theta_{on} - \theta_{off})}$$

$$v_{c0} = \sqrt{2}V \sin \theta_{on} \quad e_{d0} = \sqrt{2}V \sin \theta_{off} \quad \text{より}$$

$$\sqrt{2}V \sin \theta_{on} = \sqrt{2}V \sin \theta_{off} e^{-\frac{1}{R\omega C}(2\pi + \theta_{on} - \theta_{off})}$$

$$\sin \theta_{on} = \sin \theta_{off} e^{-\frac{1}{R\omega C}(2\pi + \theta_{on} - \theta_{off})} \quad \text{の解として}\theta_{on}\text{が求まる}$$

2011/06/06 導通期間が180度よりさらに小さくなる

13

負荷に対する半波整流回路の 応答の比較

- 抵抗負荷

- 導通角 = 180度

- 誘導性負荷

- 導通角 > 180度 → 全波整流回路での連続導通
 - 抵抗負荷より出力電圧・電流に含まれる高調波小

- 容量性負荷

- 導通角 < 180度 → 全波整流回路でも不連続導通
 - 平滑コンデンサへの入力電流に含まれる高調波大
 - 平滑コンデンサが, 出力電圧の高調波を低減

2011/06/06

14

電源波形の評価

- 電圧(正弦波) $v(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1)$
- 電流(非正弦波) $i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n)$
- 電力

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\theta_n - \phi_n)$$

$$= 0 I_0 + \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\theta_n - \phi_n)$$

$$= \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \phi_1) = V_{1,rms} I_{1,rms} \cos(\theta_1 - \phi_1)$$
- 力率

$$pf = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{V_{1,rms} I_{1,rms}}{V_{1,rms} I_{rms}} \cos(\theta_1 - \phi_1) = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos(\theta_1 - \phi_1)$$

2011/06/06

但し

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{n,rms}^2} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

15

歪率

- 歪率
 - 波形実効値に対する基本波成分実効値

$$DF = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}}$$

- 歪率と力率の関係
 - 歪により力率が悪化する

$$pf = [\cos(\theta_1 - \phi_1)] DF$$

- 総合歪率
 - 基本波成分に対するそれ以外の成分

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{n,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2}{I_{1,rms}^2}}$$

- 総合歪率と歪率の関係

$$DF = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}}$$

- 歪波皮相電力

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$$

- 波形率(From Factor)
 - 実効値/(絶対値)平均値

$$\frac{I_{rms}}{I_{avg}}$$

但し

$$D = V_{1,rms} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{n,rms}^2}$$

- 波高率(Crest Factor)
 - 最大値/実効値

$$\frac{I_{peak}}{I_{rms}}$$

2011/06/06

16

整流回路容量負荷

- 導通期間短い
 - 電流波形の歪み大
 - 皮相電流の増加
 - 力率低下
 - 損失(RI^2)が増える

サイリスタ位相制御回路

- 点弧角制御と回路動作(半波)
 - 抵抗負荷, 誘導負荷, 容量負荷
- 誘導負荷における転流動作
 - 単相全波回路での連続導通動作
- 三相回路における転流重なり
 - 交流側リアクタンスによる転流時の三相導通動作
- 自然転流と逆変換動作, 無効電力消費
- 12パルス化による高調波低減

サイリスタ変換器の点弧位相制御

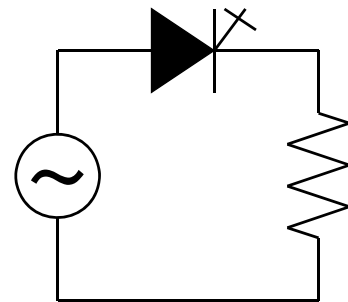
- ダイオード
 - ON・OFF共非可制御
 - 交直変換は整流のみ可能
- サイリスタ
 - ONはゲート信号で制御可能
 - 但し, 順バイアス印加時のみ
 - OFFは非可制御
 - 但し, ON時の状態がゲート信号で変わるため, OFF時の状態も付随して変化する
 - 回路構成・条件によっては整流・逆変換の双方向変換が可能

2011/06/06

19

位相制御単相半波整流回路

- 抵抗負荷
 - 電圧・電流の振る舞い
 - 電源電圧 $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$
 - 印加電圧
 - 導通期間中 $e_d = e_R = v$
 - 非導通期間中 $e_d = e_R = 0$
 - 出力平均電圧(点弧角 α の関数)



$$\begin{aligned} E_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} e_d d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{V}{\sqrt{2\pi}} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V}{\sqrt{2\pi}} [1 + \cos \alpha] \end{aligned}$$

2011/06/06

20

位相制御単相半波整流回路

• 誘導性負荷

– 電圧・電流の振る舞い

- 電源電圧 $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$

- サイリスタの導通期間中, 電圧はL,Rが分担

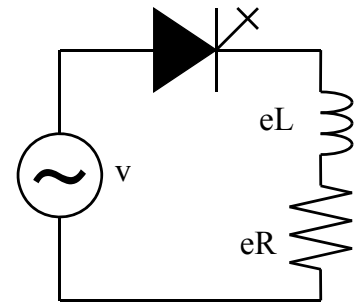
- Lの印加電圧 $e_L = L \frac{d}{dt} i_d$

- Rの印加電圧 $e_R = R i_d$

– 印加電圧

- » 導通期間中 $e_d = e_L + e_R = v$

- » 非導通期間中 $e_d = e_L + e_R = 0$



位相制御単相半波整流回路

• 誘導性負荷

– 出力電流波形を求める

- 点弧角を α とする

- 点弧可能な条件(順方向バイアス電圧印加)

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

- オン状態の微分方程式

$$v = e_L + e_R = L \frac{d}{dt} i_d + R i_d$$

- オン時点の初期値

- » オン時点を時間の原点にとる

$$v_0 = \sqrt{2}V \sin \alpha$$

$$i_0 = 0$$

- » $v = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \alpha)$ を考慮してラプラス変換

位相制御単相半波整流回路

- 誘導性負荷

- 出力電流波形を求める

- 微分方程式のラプラス変換表示

$$\sqrt{2}V \frac{\omega \cos \alpha + s \sin \alpha}{s^2 + \omega^2} = LsI_d - Li_0 + RI_d$$

$$I_d = \sqrt{2}V \frac{\omega \cos \alpha + s \sin \alpha}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{Ls + R}$$

$$\frac{\omega \cos \alpha + s \sin \alpha}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{Ls + R} = \frac{a\omega + bs}{s^2 + \omega^2} + \frac{c}{Ls + R}$$

- として部分分数展開

$$\begin{cases} a = \frac{R \cos \alpha + \omega L \sin \alpha}{R^2 + \omega^2 L^2} \\ b = \frac{R \sin \alpha - \omega L \cos \alpha}{R^2 + \omega^2 L^2} \\ c = -L \frac{R \sin \alpha - \omega L \cos \alpha}{R^2 + \omega^2 L^2} \end{cases} \quad \text{が得られる}$$

2011/06/06

23

位相制御単相半波整流回路

- 誘導性負荷

- 出力電流波形を求める

$$I_d = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left(\frac{-R \sin \alpha + \omega L \cos \alpha}{s + \frac{R}{L}} - \frac{(R \cos \alpha + \omega L \sin \alpha)\omega + (R \sin \alpha - \omega L \cos \alpha)s}{s^2 + \omega^2} \right)$$

- 逆変換

$$i_d(t) = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\left(-R \sin \alpha + \omega L \cos \alpha \right) \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) - \left(R \cos \alpha + \omega L \sin \alpha \right) \sin \omega t + \left(R \sin \alpha - \omega L \cos \alpha \right) \cos \omega t \right]$$

- 時間の原点を元に戻して

波形の絵

$$i_d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\left(-R \sin \alpha + \omega L \cos \alpha \right) \exp\left(-\frac{R}{\omega L} \{ \omega t - \alpha \} \right) - \left(R \cos \alpha + \omega L \sin \alpha \right) \sin \{ \omega t - \alpha \} + \left(R \sin \alpha - \omega L \cos \alpha \right) \cos \{ \omega t - \alpha \} \right]$$

2011/06/06

24

位相制御単相半波整流回路

- 誘導性負荷

- 出力電流波形を求める

- 消弧角 β は

$$i_d(\beta) = 0 = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[(-R \sin \alpha + \omega L \cos \alpha) \exp\left(-\frac{R}{\omega L} \{\beta - \alpha\}\right) - (R \cos \alpha + \omega L \sin \alpha) \sin\{\beta - \alpha\} + (R \sin \alpha - \omega L \cos \alpha) \cos\{\beta - \alpha\} \right]$$

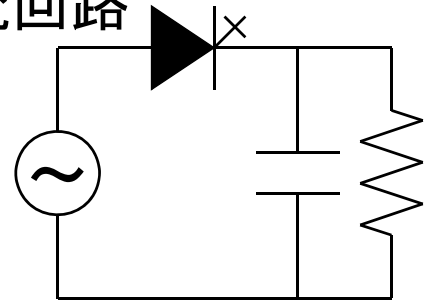
を満たす β として求める

– L が大きい($L\omega \gg R$)として、近似すると...

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\omega L \cos \alpha - \omega L \sin \alpha e^{-\frac{R}{L} \left(t - \frac{\alpha}{\omega}\right)} \rightarrow 1 \right] - \omega L \cos \alpha \cos\{\beta - \alpha\} \\ &= \frac{\sqrt{2}V\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\cos \alpha - \cos\{\alpha + \beta - \alpha\} \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}V\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[\cos \alpha - \cos \beta \right] \end{aligned}$$

2011/06/06 $\beta = \pm \alpha$ $\beta = \alpha$ だと解にならないから $\beta = -\alpha = 2\pi - \alpha$ 25

位相制御単相半波整流回路



- 容量性負荷

- 電圧・電流の振る舞い

- 電源電圧 $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$

- ダイオード整流回路では, $e_d < v$ となったときに導通
 - サイリスタ整流回路では, ダイオード整流回路のオン条件と, ゲート信号のANDが点弧条件となる
 - ゲート信号の生成条件で動作が変わる