

パワーエレクトロニクス

(舟木担当分)

第六回 アプリケーション回路

平成23年07月11日月曜日 3限目

2011/07/11

1

電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 同期PWM
 - 発生しようとする交流電圧に同期したパルスが発生
 - スイッチングの周波数は、基本波の整数倍
 - 基本波の整数倍の理論高調波が発生
 - » 高調波除去フィルタの設計が容易
 - 比較的低いスイッチング周波数で用いる
 - 非同期PWM
 - 発生しようとする交流電圧の位相・周波数に同期しないゲート信号を生成
 - スイッチングの周波数は、基本波の整数倍である必要がない
 - 発生する理論高調波が基本波の整数倍とは限らない
 - 比較的高いスイッチング周波数で用いる
 - » 低いスイッチング周波数ではビートが発生

2011/07/11

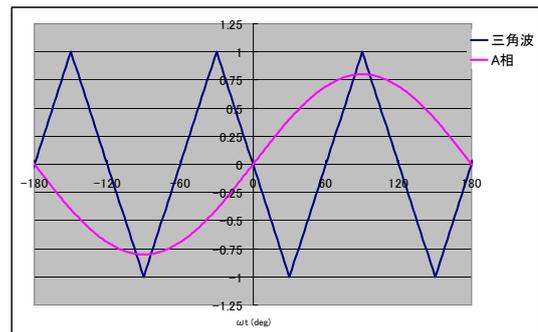
2

多パルスPWM制御

- 導通角を変化させることで出力電圧の大きさを変えることができる
- 容易にPWMパルスを発生する方法はないか？

– 三角波比較によるPWM制御

- 機械的に通流幅を決める
 - 三角波と信号波の関係
 - » 同期PWM
 - » 非同期PWM
 - » キャリア周波数高



2011/07/11

3

電圧型自励式変換器

• PWMによる出力電圧制御

– 三角波比較によるPWMパルスの生成

- 三角波と信号波(正弦波)との大小関係でパルスのオン・オフを決定
 - 三角波は±1
 - 信号波は振幅1以下

• 3パルス同期PWM

– 三角波と正弦波の図

- | | |
|-----------------------------|----------------|
| » 区間① $-\pi \sim -5/6\pi$ | $y=6/\pi x+6$ |
| » 区間② $-5/6\pi \sim -\pi/2$ | $y=-6/\pi x+4$ |
| » 区間③ $-\pi/2 \sim -\pi/6$ | $y=6/\pi x+2$ |
| » 区間④ $-\pi/6 \sim \pi/6$ | $y=-6/\pi x$ |
| » 区間⑤ $\pi/6 \sim \pi/2$ | $y=6/\pi x-2$ |
| » 区間⑥ $\pi/2 \sim 5/6\pi$ | $y=-6/\pi x+4$ |
| » 区間⑦ $5/6\pi \sim \pi$ | $y=6/\pi x-6$ |

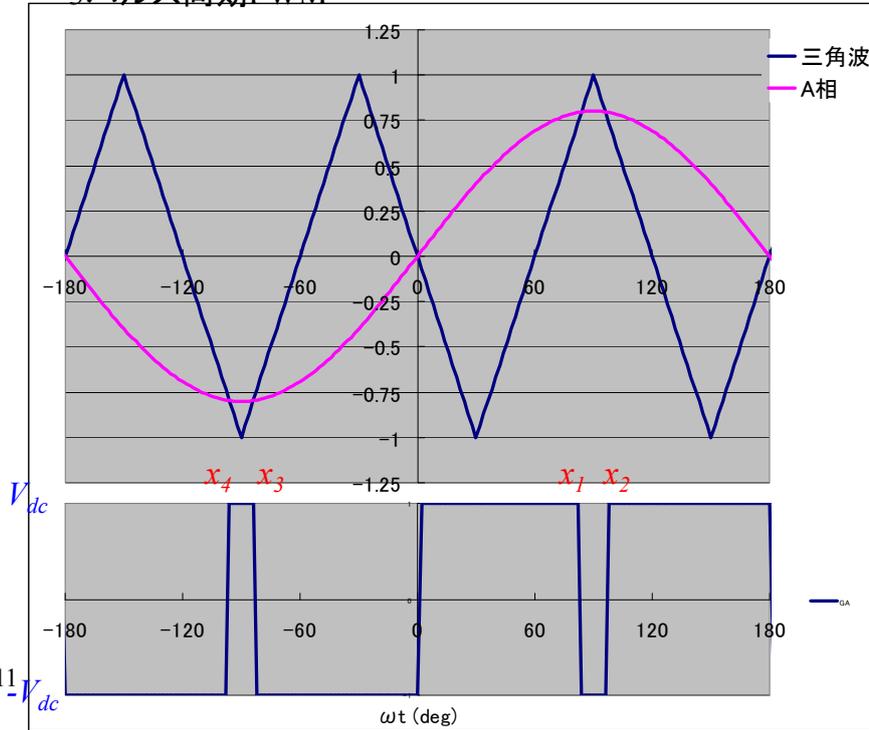
2011/07/11

4

電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 三角波比較によるPWMパルスの生成

- 3パルス同期PWM



波形の対称性

$$x_1 = -x_3$$

$$x_2 = -x_4$$

$$x_2 = \pi - x_1$$

5

2011/07/11

電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 三角波比較によるPWMパルスの生成

- 3パルス同期PWM

- フーリエ級数展開 $f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cos nx + b_n \sin nx\}$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nxdx$$

$$= \frac{1}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &[-V_{dc} \sin nx]_{-\pi}^{x_4} + [V_{dc} \sin nx]_{x_4}^{x_3} + [-V_{dc} \sin nx]_{x_3}^0 \\ &+ [V_{dc} \sin nx]_0^{x_1} + [-V_{dc} \sin nx]_{x_1}^{x_2} + [V_{dc} \sin nx]_{x_2}^{\pi} \end{aligned} \right\}$$

$$= \frac{V_{dc}}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &-\sin nx_4 + \sin(-n\pi) + \sin nx_3 - \sin nx_4 - \sin n0 + \sin nx_3 \\ &+ \sin nx_1 - \sin 0 - \sin nx_2 + \sin nx_1 + \sin n\pi - \sin nx_2 \end{aligned} \right\}$$

$$= \frac{V_{dc}}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &\sin nx_2 + 0 - \sin nx_1 + \sin nx_2 - 0 - \sin nx_1 \\ &+ \sin nx_1 - 0 - \sin nx_2 + \sin nx_1 + 0 - \sin nx_2 \end{aligned} \right\} = 0$$

2011/07/11

ただし $a_0 = 0$

電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 三角波比較によるPWMパルスの生成
 - 3パルス同期PWM

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx && \text{– フーリエ級数展開} \\
 &= \frac{1}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} & [V_{dc} \cos nx]_{-\pi}^{x_4} + [-V_{dc} \cos nx]_{x_4}^{x_3} + [V_{dc} \cos nx]_{x_3}^0 \\ & + [-V_{dc} \cos nx]_0^{x_1} + [V_{dc} \cos nx]_{x_1}^{x_2} + [-V_{dc} \cos nx]_{x_2}^{\pi} \end{aligned} \right\} \\
 &= \frac{V_{dc}}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} & \cos nx_4 - \cos(-n\pi) - \cos nx_3 + \cos nx_4 + \cos n0 - \cos nx_3 \\ & - \cos nx_1 + \cos 0 + \cos nx_2 - \cos nx_1 - \cos n\pi + \cos nx_2 \end{aligned} \right\} \\
 &= \frac{V_{dc}}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} & \cos nx_2 - (-1)^n - \cos nx_1 + \cos nx_2 + 1 - \cos nx_1 \\ & - \cos nx_1 + 1 + \cos nx_2 - \cos nx_1 - (-1)^n + \cos nx_2 \end{aligned} \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ 2 \cos nx_2 - (-1)^n - 2 \cos nx_1 + 1 \right\}
 \end{aligned}$$

7

電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 三角波比較によるPWMパルスの生成
 - 3パルス同期PWM

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ 2 \cos nx_2 - (-1)^n - 2 \cos nx_1 + 1 \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ 2 \cos n(\pi - x_1) - (-1)^n - 2 \cos nx_1 + 1 \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ 2(\cos n\pi \cos nx_1 + \sin n\pi \sin nx_1) - (-1)^n - 2 \cos nx_1 + 1 \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ 2[(-1)^n \cos nx_1 + 0 \sin nx_1] - (-1)^n - 2 \cos nx_1 + 1 \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ 2(-1)^n \cos nx_1 - (-1)^n - 2 \cos nx_1 + 1 \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left\{ (-1)^n (2 \cos nx_1 - 1) - 2 \cos nx_1 + 1 \right\} \\
 &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left[(-1)^n - 1 \right] (2 \cos nx_1 - 1)
 \end{aligned}$$

2011/07/11

8

電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 三角波比較によるPWMパルスの生成
 - 3パルス同期PWM
 - フーリエ級数展開

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{n\pi} [(-1)^n - 1] (2 \cos nx_1 - 1) \sin nx$$

ただし、正弦波の振幅をAとすると $A \sin x_1 = \frac{6}{\pi} x_1 - 2$

- 基本波の振幅

$$b_1 = \frac{2V_{dc}}{\pi} [(-1)^1 - 1] (2 \cos x_1 - 1) = \frac{4V_{dc}}{\pi} (1 - 2 \cos x_1)$$

$$\frac{\pi}{4V_{dc}} b_1 = 1 - 2 \cos x_1$$

$$x_1 = \cos^{-1} \frac{2 - \pi b_1}{8V_{dc}}$$

$$A = \frac{\frac{6}{\pi} x_1 - 2}{\sin x_1} = \frac{\frac{6}{\pi} \cos^{-1} \frac{2 - \pi b_1}{8V_{dc}} - 2}{\sqrt{1 - \left(\frac{2 - \pi b_1}{8V_{dc}}\right)^2}}$$

$$\rightarrow b_1 \cong \frac{4V_{dc}}{9\pi} A$$

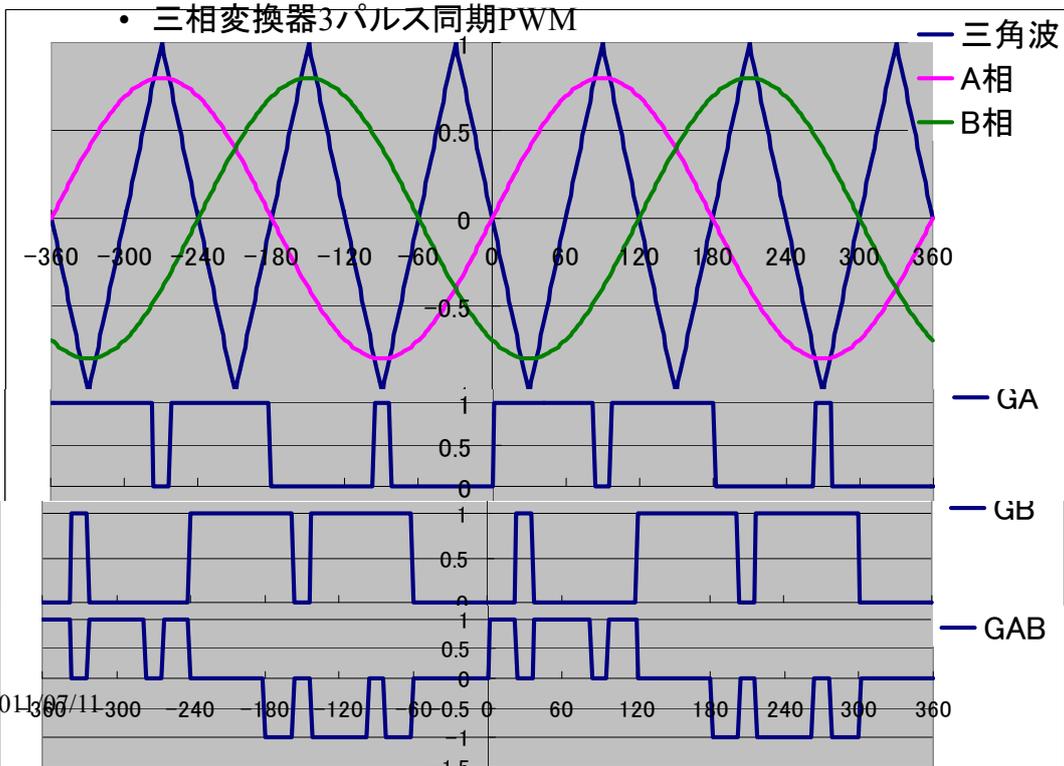
2011/07/11



電圧型自励式変換器

- PWMによる出力電圧制御
 - 三角波比較によるPWMパルスの生成

• 三相変換器3パルス同期PWM



2011/07/11

10

PWMによる出力制御

- 三角波比較によるPWMパルスの生成

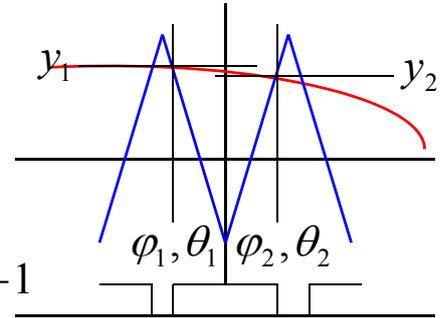
- 多パルス, 同期・非同期対応

- 信号波(横軸 $\omega_s t$)

$$e_s = M \sin(\omega_s t + \gamma)$$

- 搬送波(横軸 $\omega_b t$)

$$\begin{cases} Y = -\frac{2}{\pi} X + \alpha & (-\pi + \delta \leq X \leq \delta) \\ Y = \frac{2}{\pi} X + \beta & (\delta \leq X \leq \pi + \delta) \end{cases} \begin{cases} \alpha = \frac{2}{\pi} \delta - 1 \\ \beta = -\frac{2}{\pi} \delta - 1 \end{cases}$$



$Y = M \sin(y + \gamma)$ で信号波と搬送波が交わるとする 但し $\theta = \omega_s t$

\とyの関係 $\begin{cases} M \sin(\theta_1 + \gamma) = -\frac{2}{\pi} \varphi_1 + \alpha \\ M \sin(\theta_2 + \gamma) = \frac{2}{\pi} \varphi_2 + \beta \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \varphi_1 = -\frac{\pi}{2} (M \sin(\theta_1 + \gamma) - \alpha) \\ \varphi_2 = \frac{\pi}{2} (M \sin(\theta_2 + \gamma) - \beta) \end{cases}$

- ゲート信号は搬送波と信号波の関数で表される

$$G(\omega_s t, \omega_b t)$$

ω_s, ω_b が整数比でない場合, 非周期的になる。
複素二重フーリエ級数展開により解析

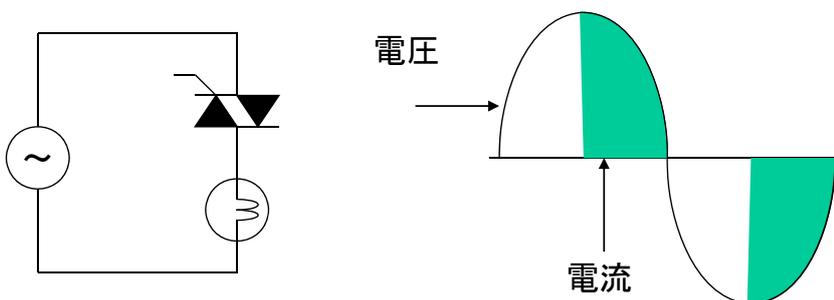
照明用回路 白熱灯調光回路

- トライアック

- 別名: 双方向サイリスタ

- サイリスタを逆並列接続した構造

- 通流開始位相により導通角を変える



照明用回路 LED点灯回路

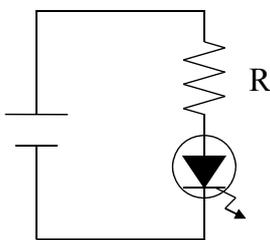
- LED自体半導体
- 超寿命(5万時間:樹脂の劣化で発光量が一定以下になる。白熱灯2千時間, 蛍光灯1万5千時間)
- 低電圧(赤外1.4V, 赤・橙・黄緑2.1V, 白青3.5V)
- 低逆耐圧(-5Vぐらい)
- 電流量に比例した強さの光を発する
 - 定電流駆動が必要
 - 温度上昇により発光強度低下
 - 並列接続すると電流集中により破壊。
直列接続する必要有り

2011/07/11

13

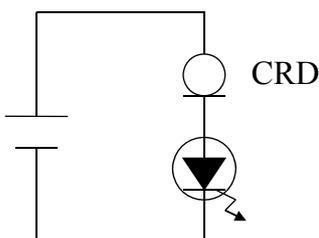
照明用回路 LED点灯回路

定電流駆動回路



電流制限抵抗R
電源電圧の変動に弱い
余分なエネルギーは抵抗で消費

$$\text{電流制限抵抗}(R) = \frac{\text{電源電圧}(V) - \text{LED電圧}(V)}{\text{LED電流}(A)}$$



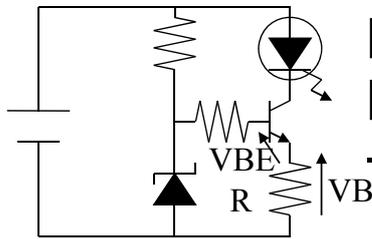
定電流ダイオード方式
(CRD: current regulative diode,
FETの飽和特性を利用)
CRDで電流を制御
余分なエネルギーはCRDで消費

2011/07/11

14

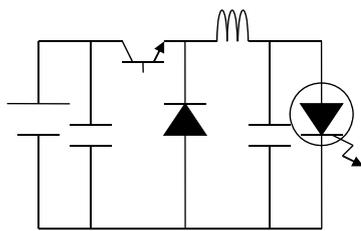
照明用回路 LED点灯回路

定電流駆動回路



トランジスタ方式
トランジスタのベース電圧VB一定
一定電流を得る

$$I_F = \frac{V_B - V_{BE}}{R}$$



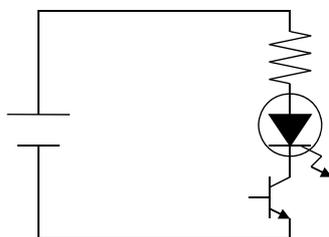
スイッチング方式
スイッチングコンバータ(DC-DC)で
直流電流を制御。
ブースト(昇圧), 昇降圧(buckboost),
絶縁型(フライバック, フォワード)も
ある

2011/07/11

15

照明用回路 LED点灯回路

パルス駆動回路



パルス駆動方式
(デューティー比制御)
一定の順電流で点灯しているLEDを
高速で点滅させる
→見た目の明るさを制御する
周波数がある程度高くないと
フリッカー発生



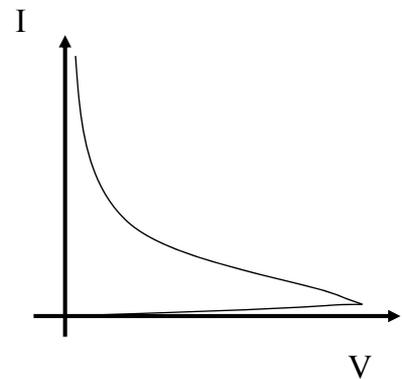
2011/07/11

16

照明用回路 蛍光灯点灯回路

- 蛍光灯の負性抵抗特性

- 蛍光灯の電圧電流特性
点灯状態において傾きが負の負性抵抗特性を持つ
- 電圧変化により電流が大きく変化
→安定器による一定電流化
- 安定器のリアクタンス
→周波数が高いと
必要なインダクタンスは小
- 商用周波数での点灯→チラつき



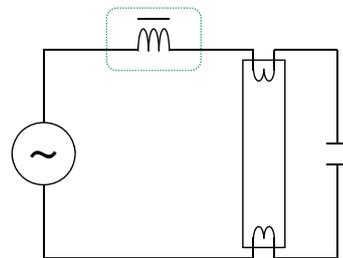
2011/07/11

17

照明用回路 蛍光灯点灯回路

- 磁気安定器(チョークコイル型)

- 予熱電流供給
 - グロー球の導通でフィラメントを予熱
- 始動電圧供給
 - グロー球のOFF時の Ldi/dt により高電圧発生
- ランプ電流の調整
 - リアクトルのインピーダンス
 - 蛍光灯の負性抵抗を補償
- 安定器のリアクトルでの無効電力消費
 - 低力率



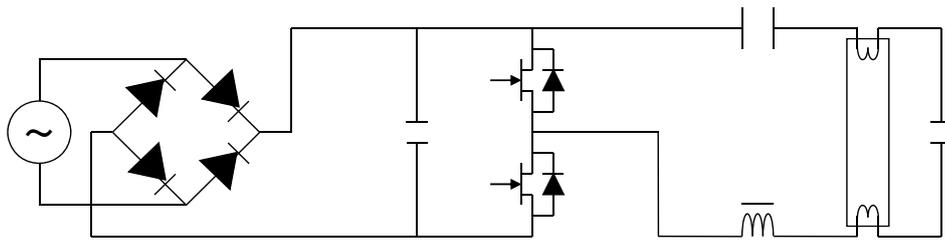
2011/07/11

18

照明用回路 蛍光灯点灯回路

• 電子安定器

- 60Hz(商用交流)を直流に変換
- インバータで高周波交流を生成
- ハーフブリッジ回路で構成を簡略化
 - カップリングコンデンサで直流成分除去
- フィラメントの予熱電流もCを介して流す



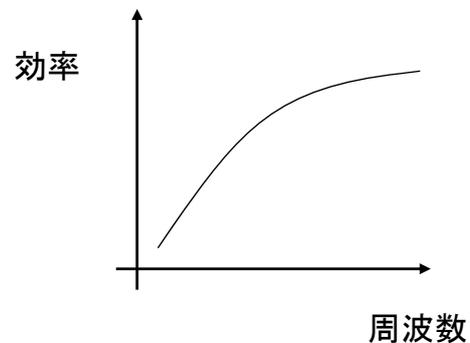
2011/07/11

19

照明用回路 蛍光灯点灯回路

• 蛍光灯の発光効率

- 一般に駆動周波数が高いほど発光効率も上昇する
 - インバータ化による高周波点灯
→32Wの蛍光灯で従来の40W級の
蛍光灯の光量が得られる(効率33%
程度上昇)



• 無電極蛍光灯

- フィラメント・電極が存在しない
- 電球内コイルに高周波電流を流し磁界を発生させて点灯
 - 電子レンジに蛍光灯を入れると光るのと同様

2011/07/11

20