Characteristics of Diode Rectifier Circuits for Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System

Shin-ichiro Watanabe Student Member (Nagoya Institute of Technology, watanbe@motion.elcom.nitech.ac.jp)

Takaharu Takeshita Senior Member (Nagoya Institute of Technology, take@nitech.ac.jp)

Yasuyuki Nishida Member (Nihon University, nishida@ee.ce.nihon-u.ac.jp)

Keywords: three-phase rectangular-waveform distribution system, diode rectifier circuit, commutation capacitor

This paper presents the theoretical and experimental characteristics of diode rectifier circuits for the three-phase rectangular-waveform distribution system.

Fig. 1 shows the comparison of the line voltage and current waveforms between the conventional sinusoidal- and proposed rectangular-waveform distribution systems under the unity total power factor and the same dc output voltage of the diode rectifier circuit. Both the amplitude and the rms value of the line current in the rectangular-waveform distribution system can be reduced to $\sqrt{3}/2$ of those in the sinusoidal-waveform distribution system.

Fig. 2 shows the model of the proposed three-phase rectangular-waveform distribution system. The rectangular waveform voltage generator that consists of the PWM converter and the inverter, converts the utility three-phase sinusoidal-waveform voltage with the amplitude of 200 V and the frequency of 60 Hz into the three-phase rectangular-waveform voltage of 300 V and 400 Hz. The load is a three-phase diode rectifier circuit of 3 kW. The input inductance $L = 0.5$ mH and the output smoothing capacitor $C_d = 100$ μ F in the diode rectifier circuit are selected according to the derived design methods under the specifications of the input total power factor $TPF = 0.88$, the rated output voltage $V_d = 290$ V and the rated peak-to-peak fluctuation value of the output voltage $\Delta v_{dmax} = 2.5$ V.

Fig. 3 shows the experimental waveforms of the line voltage v_{uv} , the input current i_u , the output current i_L and the output dc voltage v_d in the diode rectifier circuit under the rated load. The input total power factor $TPF = 0.92$, the output voltage $V_d = 289$ V and the rated peak-to-peak fluctuation voltage $\Delta v_{dmax} = 4.5$ V are obtained. The errors between the theoretical and experimental values are caused by the reverse recovery current of 1.5 A in the practical diodes.

For the improvement of the input total power factor, the authors propose the commutation capacitor that is connected to across each diode in the diode rectifier circuit. The commutation capacitors $C_c = 0.1$ μ F to obtain the unity input total power factor are designed according to derived design method. Fig. 4 shows the experimental waveforms of the diode rectifier circuit with the commutation capacitors under the rated load. The ideal rectangular waveform in the input current i_u is obtained. The input total power factor TPF is improved to 0.992.

Fig. 1. Sinusoidal and rectangular waveforms

Fig. 2. Model of three-phase rectangular-waveform distribution system

Fig. 3. Experimental waveforms of diode rectifier circuit

Fig. 4. Experimental waveforms of diode rectifier circuit with commutation capacitors.

三相方形波配電システムの負荷ダイオード整流回路の特性

学生員 渡邊真一郎* 上級会員 竹下 隆晴*

正員 西田 保幸**

Characteristics of Diode Rectifier Circuits for Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System

Shin-ichiro Watanabe*, Student Member, Takaharu Takeshita*, Senior Member, Yasuyuki Nishida**, Member

This paper presents the characteristics of diode rectifier circuits for the three-phase rectangular-waveform distribution system. Both the amplitude and the rms value of the line current in the proposed rectangular-waveform distribution system can be reduced to $\sqrt{3}/2$ of those in the conventional sinusoidal-waveform distribution system under the same dc output voltage of the rectifier circuit. From the analysis of the diode rectifier circuit in steady state, the design method of the input inductance and the output capacitance are derived. Furthermore, the commutation capacitors to improve the input total power factor of the diode rectifier circuit are proposed. In order to verify the effectiveness of the proposed methods, the experimental characteristics of the rectifier circuits are shown.

キーワード：三相方形波配電システム，ダイオード整流回路，転流キャパシタ

Keywords: three-phase rectangular-waveform distribution system, diode rectifier circuit, commutation capacitor

1. まえがき

現在，高圧送電系統から工場・家庭内の配電に至るまで，一般的に正弦波交流が用いられている。これは，正弦波により送電，変圧および事故時の遮断が容易に行えるためである。一方，モータドライブ，照明，空調などの多くの産業用や家庭用機器はインバータを用い，また，その制御回路もデジタル化されているため，整流回路により交流を直流に変換している。このため，直流配電システムが検討されている⁽¹⁾。交流に比較し，直流では，遮断器などの保護装置が高価になり，また，安全性の面においても問題が残る。直流配電システムのこれら問題の改善法として，方形波配電システムが提案されている。近藤らにより単相配電に適した方形波配電システムが提案されているが，この方式は直接三相に適用的できないとされている⁽²⁾，また，野口らにより台形波波形による三相配電システムが提案されているが⁽³⁾，この場合，負荷に用いるダイオード整流回路は120度通電で動作する。

本論文では，180度通電方式の方形波配電システム⁽⁴⁾および負荷ダイオード整流回路の設計法を提案している。提案する三相方形波配電システムは，需要家構内にPWMコンバータとインバータにより構成される正弦波/方形波変換器を設置し，商用交流電圧をコンバータで直流に変換し，インバータにより400Hzの三相方形波交流電圧を供給する。180度通電方式であることから120度通電方式に比較し，方形波配電システムのインバータおよび負荷整流回路の素子利用率と力率を高くできる。まず，正弦波配電に比較した方形波配電の利点を示す。次に，三相方形波配電システムの負荷として用いるダイオード整流回路の定常状態の動作波形解析をし，ダイオード整流回路の入力リアクトルと出力直流コンデンサの設計指針を示す。さらに，整流回路の入力力率改善法として各ダイオードに微小容量のコンデンサを並列接続する回路を提案し，並列コンデンサの適正容量を明らかにしている⁽⁵⁾。これら提案法の有効性を試作システムによる実験で検証する。

2. 方形波配電システムとダイオード整流回路の解析

〈2・1〉 正弦波配電と方形波配電の比較 図1は，三相正弦波配電システムと三相方形波配電システムで総合力率1の同一電力における線間電圧波形 v_{uv} と線電流波形 i_u である。ダイオード整流により得られる直流電圧が同程度になるように，線間電圧波高値を共に V_a としており，整流回路の素子耐圧は両者で等しくなる。電流波形について

* 名古屋工業大学 大学院工学研究科
〒466-8555 名古屋市昭和区御器所町
Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology
Gokiso, Showa, Nagoya 466-8555

** 日本大学 工学部
〒963-8642 郡山市田村町徳定字中河原1
College of Engineering, Nihon University
1, Naka-gawara, Tokusada, Tamura, Koriyama 963-8642

は、方形波の電流波高値を I_L としている。表 1 は、図 1 の正弦波と方形波の電圧・電流の波高値、実効値および電力をまとめたものである。方形波は正弦波に対し、電流波高値および電流実効値を共に $\sqrt{3}/2(= 0.87)$ 倍にでき、スイッチング素子の最大電流定格、線路の電流容量を共に低くできる。

〈2・2〉 システム構成と電圧方程式 図 2 は提案する三相方形波配電システムのモデルである。正弦波から方形波への変換器はコンバータ・インバータシステムより構成されている。コンバータ部は、PWM 制御により一定の直流電圧指令値 V_a^* 通りの電圧 V_a が得られるように、入力電流 i_s を入力電圧 v_s と同相の力率 1 の正弦波波形に制御する。インバータ部は、各相に位相差 120 度の 180 度通電パターンを与え三相方形波交流電圧を出力する。三相ダイオード整流回路は、入力にインダクタンス L 、出力に直流キャパシタンス C_d を持ち、方形波電圧を整流し、直流出力電圧 v_d を得る。

図 2 の方形波配電システムで方形波電源電圧 v_{uw} , v_{vw} , v_{wu} , インダクタンス通過後の線間電圧 v_{duw} , v_{dvw} , v_{dwu} , 整流回路入力電流 i_u , i_v , i_w の関係は整流回路の入力インダ

クタンス L を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{uw} \\ v_{vw} \\ v_{wu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -L & 0 \\ 0 & L & -L \\ -L & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{duw} \\ v_{dvw} \\ v_{dwu} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$i_u + i_v + i_w = 0 \dots\dots\dots (2)$$

ここで、図 2 のインバータ部のスイッチング関数 S_u , S_v , S_w および負荷ダイオード整流回路のスイッチング関数 D_u , D_v , D_w をそれぞれ

$$S_u, S_v, S_w = \begin{cases} 1: +\text{側スイッチオン} \\ 0: -\text{側スイッチオン} \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

$$D_u, D_v, D_w = \begin{cases} 1: +\text{側ダイオードオン} \\ 0: -\text{側ダイオードオン} \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

と定義すると、方形波電圧およびダイオード整流回路入力電圧は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{uw} \\ v_{vw} \\ v_{wu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_u - S_v \\ S_v - S_w \\ S_w - S_u \end{bmatrix} V_a \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{bmatrix} v_{duw} \\ v_{dvw} \\ v_{dwu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_u - D_v \\ D_v - D_w \\ D_w - D_u \end{bmatrix} V_d \dots\dots\dots (6)$$

また、整流回路出力電流 i_L は次式で得られる。

$$i_L = D_u i_u + D_v i_v + D_w i_w \dots\dots\dots (7)$$

〈2・3〉 総合力率 1 の動作波形 図 3 は、整流回路の入力総合力率 1 における三相方形波配電システムの線間電圧 v_{uw} , v_{vw} , v_{wu} , 線電流 i_u , i_v , i_w の波形である。線間電圧波形

図 1 正弦波・方形波波形

Fig. 1. Sinusoidal and rectangular waveforms.

表 1 正弦波と方形波の電圧電流比較

Table 1. Voltage and current between sinusoidal and rectangular waveforms.

waveform	line voltage v_{uv}		line current i_u		power
	amplitude	RMS	amplitude	RMS	
sinusoidal	V_a	$\frac{1}{\sqrt{2}} V_a$	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_L$	$\sqrt{\frac{2}{3}} I_L$	$V_a I_L$
rectangular	V_a	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_a$	I_L	$\frac{1}{\sqrt{2}} I_L$	$V_a I_L$

図 2 三相方形波配電システムのモデル

Fig. 2. Model of three-phase rectangular-waveform distribution system.

図3 総合力率1の三相方形波電圧・電流波形
Fig. 3. Voltage and current waveforms of three-phase rectangular-wave system in unity total power factor.

図4 ダイオード整流回路の動作波形
Fig. 4. Operating waveforms of diode rectifier circuit.

は波高値 V_a で、線電流波形は負荷電流値 I_L を波高値とする $\pm I_L, \pm I_L/2$ の4レベルの階段状波形である。整流回路の動作を図3のモード1で説明する。モード1のインバータおよびダイオードのスイッチング関数 (S_u, S_v, S_w) , (D_u, D_v, D_w) は共に $(1, 0, 1)$ であり、各線間電圧は、 $v_{uv} = V_a$, $v_{vw} = -V_a$, $v_{wu} = 0$ と得られる。 u, w 相の線電流 $i_u = i_w = I_L/2$ は、 D_u^+, D_w^+ をそれぞれ通って整流回路出力側で合流し、負荷電流 I_L となり、 D_v^- を通って、 $i_v = -I_L$ としてインバータに戻る。

〈2・4〉 ダイオード特性を考慮した動作波形 図4はダイオード特性を考慮した整流回路の入力電圧、電流波形およびダイオード整流回路の導通素子を示している。整流回路入力電流の正負が反転する際、電流が零になった後、入力インダクタンス L のために線電流は零から徐々に増加または減少していく。このため整流回路の入力総合力率は1から低下するが、依然として高力率が保たれる。

ダイオード整流回路の動作解析のために、方形波電圧およびダイオードの導通状態から図4に示すようにモード1～モード6-1をそれぞれ定義する。モード1～6は、イン

図5 モード6-1からモード1-2の動作波形
Fig. 5. Operating waveforms between mode6-1 and mode1-2.

バータのスイッチング関数とそれに対応した整流回路のスイッチング関数の値が一致している場合である。例えば、モード1では、 (S_u, S_v, S_w) , (D_u, D_v, D_w) は共に $(1, 0, 1)$ である。モード1-2～6-1では、インバータは次のモードに遷移しているが、整流回路は電流の連続性からモードが変化していない場合である。例えば、モード1-2では、インバータでは (S_u, S_v, S_w) はモード2の $(1, 0, 0)$ であるが、整流回路では (D_u, D_v, D_w) がモード1の $(1, 0, 1)$ の状態である。

図5は、図4のモード6-1からモード1-2を拡大した波形である。モード1の方形波配電システムの線間電圧は、 $v_{uv} = V_a$, $v_{vw} = -V_a$, $v_{wu} = 0$ である。モード1の開始時間を $t=0$ として、 u, v, w 相の初期電流はそれぞれ $i_u(0)=0$, $i_v(0)=-I_0$, $i_w(0)=I_0$ である。 i_u, i_w は、時間 t と共に増加し、 i_v は減少する。時間 $t=T_1$ でインバータのスイッチを S_w^+ から S_w^- へ切り替えることで、モード1-2に遷移する。時間 $t=T_s$ で各相電流 $i_u(T_s)=I_0$, $i_v(T_s)=-I_0$, $i_w(T_s)=0$ となり、モード1-2は終了する。

〈2・5〉 電流波形解析 整流回路の入出力電流の定常状態解析において簡単化のために、ダイオード整流回路の直流平滑コンデンサ容量 C_d は十分大きいとし、出力電圧 $v_d = V_d$ および負荷電流 I_L は直流の一定値として解析する。

(2) 式を (1) 式へ代入して、 v_{uw} , v_{vw} について求めると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_{uw} \\ v_{vw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -L \\ L & 2L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{duw} \\ v_{dvw} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

ダイオード整流回路の出力電力により直流電圧 V_d は変化するので、 V_d の関数として電流初期値 I_0 とモード1の期間 T_1 を、図5のモード1、モード1-2の期間で考える。モード1では (S_u, S_v, S_w) , (D_u, D_v, D_w) は共に $(1, 0, 1)$ であり、(5), (6) 式を (8) 式に代入してモード1における電流 i_u, i_v が次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_d \end{bmatrix} t + \begin{bmatrix} 0 \\ -I_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9) \\ (0 \leq t \leq T_1)$$

モード 1-2 では、 (S_u, S_v, S_w) が $(1, 0, 0)$ となるので、電流 i_u, i_v が次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_d \end{bmatrix} (t - T_1) \\ + \begin{bmatrix} i_u(T_1) \\ i_v(T_1) \end{bmatrix} \quad (T_1 \leq t \leq T_s) \dots\dots\dots (10)$$

(9), (10) 式および $t = T_s$ におけるモード 1-2 の最終値 $i_u(T_s) = I_0, i_v(T_s) = -I_0$ を用いて T_1, I_0 を解くと次式が得られる。

$$T_1 = \frac{(2V_d - V_a)T_s}{V_a} \dots\dots\dots (11)$$

$$I_0 = \frac{(V_a - V_d)T_s}{L} \dots\dots\dots (12)$$

負荷電流 I_L は、整流回路出力電流 i_L の時間平均値である。(7) 式を用いてモード 1, モード 1-2 より I_L を計算すると次式が得られる。

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_u + i_w) dt = \frac{2(V_a^2 - V_d^2)T_s}{3LV_a} \dots\dots\dots (13)$$

(13) 式を変形し、整流回路出力電圧 V_d を次式により負荷電流 I_L に読みかえることができる。

$$V_d = \sqrt{V_a^2 - \frac{3LV_a I_L}{2T_s}} \dots\dots\dots (14)$$

〈2・6〉 負荷電力と入力総合力率 ダイオード整流回路の負荷電力 P_{Load} は、(13) 式を用いて次式で得られる。

$$P_{Load} = V_d I_L = \frac{2V_d(V_a^2 - V_d^2)T_s}{3LV_a} \dots\dots\dots (15)$$

ダイオード整流回路の入力電圧 v_{uv} の実効値 V_{uv} , 入力電流 i_u の実効値 I_u は、半周期の電圧・電流波形よりそれぞれ次式で与えられる。

$$V_{uv} = \sqrt{\frac{1}{3T_s} \int_0^{3T_s} v_{uv}^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_a \dots\dots\dots (16)$$

$$I_u = \sqrt{\frac{1}{3T_s} \int_0^{3T_s} i_u^2 dt} \\ = \frac{(V_a - V_d) \sqrt{8(V_a + V_d)^2 - 3V_a^2} T_s}{3\sqrt{3}LV_a} \dots\dots\dots (17)$$

ダイオード整流回路の入力総合力率 TPF は、(15)~(17) 式を用いて次式で得られる。

$$TPF = \frac{P_{Load}}{\sqrt{3}V_{uv}I_u} = \frac{\sqrt{6}V_d(V_a + V_d)}{V_a \sqrt{8(V_a + V_d)^2 - 3V_a^2}} \dots\dots\dots (18)$$

3. 整流回路パラメータ設計指針

〈3・1〉 入力リアクトル ダイオード整流回路の仕様として、定格状態における出力電圧 V_d , 出力電流 I_L , 入力総合力率 TPF が与えられた場合、入力リアクトル L の設計指針を示す。まず、(18) 式にて、 V_d と TPF が設計条件を満たすことを確認する。もし、設計条件を満たさない場合には、 V_d と TPF の設計仕様の変更が必要になる。次に、出力電圧 V_d が決まると、負荷電力 $P_{Load}(= V_d I_L)$ が得られ、(15) 式から入力リアクトルのインダクタンス L を次式で設計できる。

$$L = \frac{2V_d(V_a^2 - V_d^2)T_s}{3P_{Load}V_a} \dots\dots\dots (19)$$

〈3・2〉 直流平滑コンデンサ 図 6 に、ダイオード整流回路の負荷電流 I_L が一定とした場合のコンデンサ電流 i_c とコンデンサ電圧 v_d の波形を示す。コンデンサ電圧 v_d の最大電圧変動幅 Δv_{dmax} の仕様を与えることで直流コンデンサ C_d の設計指針を示す。

モード 1 におけるコンデンサ電流 i_c は、(2), (7), (9), (12), (13) 式を用いて次式で得られる。

$$i_c(t) = i_L - I_L = \frac{V_a - V_d}{3LV_a} \{2V_a t - (2V_d - V_a)T_s\} \dots\dots (20) \\ (0 \leq t \leq T_1)$$

モード 1 の最大電圧変動幅 Δv_{d1} は、 $t=0 \sim T_1/2$ の間の電圧差として次式で得られる。

$$\Delta v_{d1} = -\frac{1}{C_d} \int_0^{T_1/2} i_c dt \\ = \frac{(V_a - V_d)(2V_d - V_a)^2 T_s^2}{12C_d L V_a^2} \dots\dots\dots (21)$$

同様に、モード 1-2 におけるコンデンサ電流 i_c と最大電圧変動幅 Δv_{d12} は次式でそれぞれ得られる。

図 6 直流平滑コンデンサの電圧・電流波形
Fig. 6. Current and voltage waveforms of dc smoothing capacitor.

図7 転流キャパシタ付きダイオード整流回路
Fig. 7. Diode rectifier circuit with commutation capacitors.

図8 転流キャパシタ付きダイオード整流回路の
電圧・電流波形

Fig. 8. Voltage and current waveforms of diode rectifier circuit with commutation capacitors.

$$i_c(t) = \frac{2V_d - V_a}{3LV_a} \{-V_a(t - T_1) + (V_a - V_d)T_s\} \quad \dots\dots (22)$$

$$(T_1 \leq t \leq T_s)$$

$$\Delta v_{d12} = \frac{(V_a - V_d)^2 (2V_d - V_a) T_s^2}{6C_d L V_a^2} \quad \dots\dots\dots (23)$$

最大電圧変動幅 $\Delta v_{dmax}(= \Delta v_{d1} + \Delta v_{d12})$ とするための直流コンデンサ容量 C_d は次式で設計できる。

$$C_d = \frac{(V_a - V_d)(2V_d - V_a)T_s^2}{12\Delta v_{dmax}LV_a} \quad \dots\dots\dots (24)$$

4. 転流キャパシタによる力率改善

ダイオード整流回路の入力総合力率の改善を目的として、図7に示すように各ダイオードに微小容量のコンデンサを並列接続する回路構成を提案する。並列コンデンサは、電流反転時に逆極性の電流が得られるように働き、この結果、入力電流波形として図3に示す $\pm I_L$ から $\pm I_L/2$ の4レベルの波形が得られ、入力総合力率を改善できる。この並列コンデンサを以下では転流キャパシタと呼ぶ。

図8は、転流キャパシタ接続時のモード1からモード2に至る電圧・電流波形である。転流キャパシタの動作説明の簡単化のために、整流回路の出力電圧 $v_d(=V_d)$ は一定値で方形波の波高値に等しく、 $V_d=V_a$ と近似する。

モード1: (S_u, S_v, S_w) , (D_u, D_v, D_w) は共に $(1, 0, 1)$ で、

図9 モードC-2の回路接続状態
Fig. 9. Circuit in mode C-2.

$V_d=V_a$ のため、入力電流は $i_u=I_L/2$, $i_v=-I_L$, $i_w=I_L/2$ と一定値とする。

モード1-2: 時間原点 $t=0$ をモード1-2の開始時点とする。 $t=0$ で (S_u, S_v, S_w) が $(1, 0, 0)$ に変化し、(10)式を用いて、入力電流 i_u , i_v , i_w は次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \frac{V_a}{3L} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix} t + \begin{bmatrix} I_L/2 \\ -I_L \\ I_L/2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (25)$$

$$(0 \leq t \leq T_{12})$$

時間 $t=T_{12}$ で、入力電流 i_u , i_v , i_w は、

$$\begin{bmatrix} i_u(T_{12}) \\ i_v(T_{12}) \\ i_w(T_{12}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3I_L/4 \\ -3I_L/4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (26)$$

となり、ダイオード D_w^+ がオフし、モード1-2が終了する。このとき、モード1-2の期間 T_{12} は次式で与えられる。

$$T_{12} = \frac{3LI_L}{4V_a} \quad \dots\dots\dots (27)$$

モードC-2: 転流キャパシタにより新たに発生したモードであり、回路の接続状態を図9に示す。 w 相の両ダイオードはオフし、 w 相の正側転流キャパシタ C_w^+ の電圧は零から V_a まで充電され、負側転流キャパシタ C_w^- の電圧は V_a から零まで放電されるので、 w 相ダイオードは転流キャパシタにより零電圧スイッチングとなる。転流キャパシタの容量 C_c を用いて、(1)式の電圧方程式、転流キャパシタ電圧 v_{cw}^+ , v_{cw}^- , 転流キャパシタ電流 i_{cw}^+ , i_{cw}^- に関し、以下の式が成立する。

$$\begin{bmatrix} V_a \\ 0 \\ -V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -L & 0 \\ 0 & L & -L \\ -L & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ -v_{cw}^- \\ -v_{cw}^+ \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (28)$$

$$\begin{bmatrix} v_{cw}^+ \\ v_{cw}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{C_c} \int \begin{bmatrix} i_{cw}^+ \\ i_{cw}^- \end{bmatrix} dt \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$i_w = -i_{cw}^+ + i_{cw}^- \quad \dots\dots\dots (30)$$

また、 w 相転流キャパシタの初期電流、電圧は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_{cw}^+(T_{12}) \\ i_{cw}^-(T_{12}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{cw}^+(T_{12}) \\ v_{cw}^-(T_{12}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_a \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (31)$$

(2), (28)~(30)式を、(26), (31)式の初期値を用いて、整

図 10 試作システムの構成
Fig. 10. Experimental system configuration.

流回路入力電流と転流キャパシタ電圧，電流を解くと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = V_a \sqrt{\frac{C_c}{3L}} \sin \frac{t - T_{12}}{\sqrt{3LC_c}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix} + \frac{3I_L}{4} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} i_{cw}^+ \\ i_{cw}^- \end{bmatrix} = V_a \sqrt{\frac{C_c}{3L}} \sin \frac{t - T_{12}}{\sqrt{3LC_c}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} v_{cw}^+ \\ v_{cw}^- \end{bmatrix} = V_a \cos \frac{t - T_{12}}{\sqrt{3LC_c}} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} + V_a \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

($T_{12} \leq t \leq T_c$)

図 8 に示すようにモード C-2 の終了時，すなわち，時間 $t = T_c$ で，転流キャパシタ電圧 $v_{cw}^+ = V_a$ ， $v_{cw}^- = 0$ ，整流回路入力電流 $i_u = I_L$ ， $i_v = i_w = -I_L/2$ と設計するには，転流キャパシタ C_c を次式で与えればよい。

$$C_c = \frac{3LI_L^2}{16V_a^2} \quad (35)$$

このとき，モード C-2 の期間 T_{c2} は，次式で得られる。

$$T_{c2} = T_c - T_{12} = \frac{\pi\sqrt{3LC_c}}{2} = \frac{3\pi LI_L}{8V_a} \quad (36)$$

モード 2: w 相負側ダイオード D_w^- がオンし， (S_u, S_v, S_w) ， (D_u, D_v, D_w) は共に $(1, 0, 0)$ で， $V_d = V_a$ であり，入力電流 $i_u = I_L$ ， $i_v = i_w = -I_L/2$ は一定値を保つ。

5. 実験結果

〈5・1〉 システム構成 図 10 に実験に用いた試作シス

表 2 試作システムの仕様と回路定数

Table 2. Specifications and circuit constants of experimental system.

Converter-inverter system	
source voltage v_s	200 V
source frequency f_s	60 Hz
dc voltage V_a	300 V
amplitude of output voltage V_a	300 V
frequency of output voltage f_a	400 Hz
sixth period of output voltage T_s	417 μ s
input inductance L_s	4.0 mH
dc capacitance C	1880 μ F
switching frequency f_c	20 kHz
Diode rectifier circuit	
rated output power P_{Load}	3.0 kW
rated output voltage V_d	290 V
rated output current I_L	10.3 A
rated output voltage ripple Δv_{dmax}	2.5 V
rated input total power factor TPF	0.88
input inductance L	0.5 mH
dc capacitance C_d	100 μ F
comutation capacitance C_c	0.1 μ F

テム構成を，表 2 に回路定数をそれぞれ示す。電源電圧 v_s には線間電圧 200 V，周波数 60 Hz の平衡三相正弦波電圧を用いている。方形波変換器であるコンバータ・インバータシステムの制御回路は，DSP (TI 社製 TMS320VC33) を中心に構成されており，制御周期 50 μ s である。コンバータ回路では，スイッチング周波数 20 kHz の PWM 制御により，入力総合力率 1 と直流電圧 $V_a = 300$ V 一定値の制御をしている。インバータ回路では，出力周波数 400 Hz，波高値 $V_a = 300$ V の方形波電圧を出力している。

ダイオード整流回路は，定格出力 $P_{Load} = 3$ kW，定格電圧 $V_d = 290$ V，定格出力電流 $I_L = 10.3$ A とし，ダイオード

図 11 ダイオード整流回路の実験波形

Fig. 11. Experimental waveforms of diode rectifier circuit.

図 12 ダイオード整流回路の出力電圧と入力総合力率の特性

Fig. 12. Characteristics of output voltage and input total power factor of diode rectifier circuit.

図 13 転流キャパシタ付きダイオード整流回路の実験波形

Fig. 13. Experimental waveforms of diode rectifier circuit with commutation capacitors.

は東芝社製 50J6P41 を使用している。入力リアクトルは、(19)式より $L=0.5\text{ mH}$ としている。このとき、(18)式より入力総合力率 $TPF=0.88$ と得られる。直流平滑コンデンサは、(24)式より定格時のリップル電圧 $\Delta v_{dmax}=2.5\text{ V}$ として、 $C_d=100\text{ }\mu\text{F}$ としている。

〈5・2〉ダイオード整流回路の実験結果 図 11 は、ダイオード整流回路の定格負荷状態における方形波配電システム出力電圧 v_{uw} 、整流回路入力電流 i_u 、出力電流 i_L 、出力電圧 v_d の実験波形を示している。理論値と同様の実験波形

が得られているが、理論値では考慮していないダイオードの逆回復電流 1.5 A による誤差が発生している。具体的には、方形波電圧波形 v_{uw} の立ち上がり時に、理想ダイオードでは入力電流 i_u が零になった時点でモード 1 に遷移するが、ダイオードの逆回復電流により 1.5 A まで立ち上がった時点でモード 1 に遷移し、その後、緩やかに入力電流 i_u が上昇している。この電流波形により、入力総合力率 TPF は、理論値 0.88 に対して実験値では 0.92 に改善されている。整流回路出力電流 i_L は、ダイオードの転流時に逆回復電流分だけ低くなり、このとき、直流電圧 v_d が 2 V ほど低下するので、最大電圧変動幅 Δv_{dmax} は理論値 2.5 V に対して実験値では 4.5 V と大きくなっている。出力電圧は、ほぼ理論値通りで $V_d=289\text{ V}$ が得られている。

図 12 は出力電力 P_{Load} に対する整流回路出力電圧 V_d と入力総合力率 TPF の特性である。出力電圧 V_d の理論値は、(14)、(15)式から得られ、理論値と実験値の最大誤差は 2 V であり、両者はよく一致している。出力電圧 V_d は、出力電力 P_{Load} の増加と共に低下するが、低下量は方形波電圧波高値 $V_a=300\text{ V}$ の 5% 程度であり、ほぼ一定の出力電圧が得られている。入力総合力率 TPF の理論値は、(14)、(18)式から得られている。実験値の TPF は 0.90 以上になっており、理論値に比較して高いのは、既に述べたように、ダイオードの逆回復電流によるものである。

〈5・3〉転流キャパシタ付き整流回路の実験結果 ダイオード整流回路の入力総合力率を改善するための転流キャパシタは、(35)式により $C_c=0.11\text{ }\mu\text{F}$ と計算されるが、実験では $C_c=0.1\text{ }\mu\text{F}$ を用いている。図 13 は、転流キャパシタを用いたときの方形波配電システムの出力電圧 v_{uw} 、線路電流 i_u 、整流回路出力電流 i_L 、整流回路出力電圧 v_d の実験波形である。転流キャパシタの働きにより、入力電流波形 i_u は階段波になり、入力総合力率 $TPF=0.992$ に改善されている。図 8 に示したように、整流回路出力電流 i_L はダイオード転流時に $3I_L/4$ まで低下するため、出力電圧 v_d は転流時に 4 V ほど低下するが、ほぼ一定の直流電圧が得られている。

6. あとがき

本論文では、三相方形波配電システムにおけるダイオード整流回路の定常状態の理論解析と実験特性を明らかにしている。まず、従来の正弦波配電と提案する方形波配電において整流後の直流電圧が等しい条件の下で、方形波波形は正弦波波形に比較して、電流波高値および電流実効値を共に $\sqrt{3}/2$ 倍に低減でき、スイッチング素子の最大電流定格、線路の電流容量を共に低くできることを明らかにしている。ダイオード整流回路の定常状態解析から、負荷電力に対する出力直流電圧と入力総合力率の関係式を導出し、これらをもとに入力リアクトルと出力直流コンデンサの設計指針を示している。さらに、入力総合力率を改善するための転流キャパシタを提案し、転流キャパシタ容量の設計指針を明らかにしている。

3kW 試作システムによる実験で、ダイオード整流回路の出力電力に対して直流出力電圧は 5% 以内の電圧降下であり、また、入力総合力率は 0.90 以上の特性が得られている。また、転流キャパシタの導入により、定格時に入力総合力率を 0.992 に改善できている。

今後、負荷急変時の整流回路の過渡特性を明らかにする予定である。

(平成 18 年 3 月 15 日受付, 平成 18 年 10 月 10 日再受付)

文 献

- (1) R. Zhang, F.C. Lee, D. Boroyevich, C. Liu, and L. Chen: "AC Load Conditioner and DC Bus Conditioner for a DC Distribution Power System", Proceedings of the 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, pp.107-112 (2000)
- (2) S. Kondo and H. Meguro: "Feasibility Study on Square-wave-voltage power Distribution System", *IEEE Trans.*, Vol.116-D, No.5, pp.556-562 (1996-5) (in Japanese)
近藤正示・目黒 光:「方形波配電システムの可能性の検討」, 電学論 D, **116**, 5, pp.556-562 (1996-5)
- (3) Y. Sato and T. Noguchi: "Trapezoidal-Wave-Voltage Power Distribution System with UPS Function", Proceedings of the 1999 Japan Industry Applications Society Conference, Vol.1, pp.219-222 (1999) (in Japanese)
佐藤祥和・野口季彦:「無停電電源機能を有する台形波配電システム」, 平 11 電学産業応用部門大会, Vol.1, pp.219-222 (1999)
- (4) W. Sugiyama, S. Watanabe, and T. Takeshita: "Configuration and Performance of Three-Phase Rectangular-Wave Distribution System", The Papers of Joint Technical Meeting on Semiconductor Power Converter and Industry Electric and Electronic Application, IEE Japan, SPC-04-102/IEA-04-29, pp.55-60 (2004-6) (in Japanese)
杉山 渉・渡邊真一郎・竹下隆晴:「三相方形波配電システムの構成と特性」, 電気学会半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究, SPC-04-102/IEA-04-29, (2004-6)
- (5) S. Watanabe, T. Takeshita, and Y. Nishida: "Design of Rectifier Circuit for Three-Phase Rectangular-Wave Distribution System", The Papers of Joint Technical Meeting on Semiconductor Power Converter and Linear Drivers, IEE Japan, SPC-05-117/LD-05-74 (2005-12) (in Japanese)
渡邊真一郎・竹下隆晴・西田保幸:「三相方形波配電用ダイオード整流回路の設計法」, 電気学会半導体電力変換リニアドライブ合同研究, SPC-05-117/LD-05-74 (2005-12)

渡 邊 真一郎 (学生員) 1981 年 4 月 27 日生。2003 年 3 月大阪工業大学電気電子システム工学科卒業。2006 年 3 月名古屋工業大学大学院博士前期課程情報工学専攻修了。同年 4 月三菱電機(株)入社, 現在に至る。在学中, 主として, 配電システムに関する研究に従事。

竹 下 隆 晴 (上級会員) 1959 年 8 月 23 日生。1984 年 3 月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年 4 月岐阜工業高等専門学校助手。1991 年 4 月名古屋工業大学電気情報工学科講師。助教授を経て, 2003 年 1 月教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの教育と研究に従事。2002 年電気学会学術振興賞(論文賞)受賞。計測自動制御学会, 高速信号処理応用技術学会, IEEE 各会員。

西 田 保 幸 (正員) 1956 年 10 月 19 日生。1984 年 3 月東京電機大学大学院修士課程修了。1998 年 3 月山口大学大学院博士後期課程修了(博士(工学))。同年 4 月日本大学工学部電気電子工学科勤務, 講師を経て, 2000 年助教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクスに関する教育, 教育ツール開発, 研究に従事。IEEE 会員, パワーエレクトロニクス学会会員, EPE 会員, PCIM Advisory Board Member。

スイス連邦工科大学客員研究員(2007 年 4 月~9 月)