Analysis of Transformer-Isolated Diode Rectifier Circuits in Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System

Minoru Kito Student Member (Nagoya Institute of Technology, kito@motion.elcom.nitech.ac.jp)

Jumpei Watanabe Student Member (Nagoya Institute of Technology, junpei@motion.elcom.nitech.ac.jp)

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

Yasuyuki Nishida Senior Member (Chiba Institute of Technology, nishida@sea.it-chiba.ac.jp)

Keywords: three-phase rectangular-waveform distribution system, diode rectifier circuit, delta-star transformer, total input power factor

This paper presents an analysis of the steady and transient characteristics of capacitor-input-type diode rectifier circuits connected to a delta-star transformer in a three-phase rectangular-waveform distribution system.

Fig. 1 shows a transformer-isolated three-phase rectangular waveform distribution system. The converter and inverter system converts the commercial three-phase sinusoidal voltage to a three-phase rectangular-waveform voltage of 400 Hz. The load of the capacitor-input-type diode rectifier circuit is connected to the distribution system through the delta-star transformer. For the analysis of the diode rectifier, equations of the input current, output voltage, and total input power factor of the rectifier circuits are derived. The total input power factor can be improved from 0.910 to 0.982 by using the delta-star transformer. Further, design methods are developed for both the input reactor and output capacitor of the rectifier circuits. A small input reactor is desirable for obtaining a large input power factor and a constant output voltage. The output capacitor C_d can be designed to obtain the required output voltage variation in steady and transient states. In the experimental system for a rated power 2.4 kW, the sum of the input inductance of the line and the transformer's leakage inductance is 0.15 mH. C_d is selected to be 100 μ F to obtain both a steady-state output voltage variation Δv_{dr} of 10 V under the rated load and a transient-state voltage variation Δv_d of 30 V under a load step change between 30% and 100%.

Fig. 2 shows the experimental waveforms of the line voltage v_{lw} , line current i_u , input line voltage v_{lu} , input current i_{lu} , output dc voltage v_d , and output dc current i_L under the rated load. A total input power factor TPF of 0.978 and a steady-state output ripple voltage Δv_{dr} of 5.4 V are obtained.

Fig. 3 shows the theoretical and experimental waveforms of i_L and v_d under the load step change between 30 and 100%. A maximum Δv_d of 17.6 V is obtained. The experimental transient characteristics agree with the theoretical ones.

Fig. 1. Transformer-isolated three-phase rectangular-waveform distribution system

Fig. 2. Experimental waveforms for the steady state

Fig. 3. Experimental waveforms for the transient state

三相方形波配電システムにおける 変圧器絶縁負荷ダイオード整流回路の解析

学生員 鬼頭 稔* 学生員 渡邊 純兵*
上級会員 竹下 隆晴* 上級会員 西田 保幸**

Analysis of Transformer-Isolated Diode Rectifier Circuits in Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System

Minoru Kito*, Student Member, Jumpei Watanabe*, Student Member, Takaharu Takeshita*, Senior Member, Yasuyuki Nishida**, Senior Member

This paper presents an analysis of the steady and transient characteristics of capacitor-input-type diode rectifier circuits connected to a delta-star transformer in a three-phase rectangular-waveform distribution system. Equations are derived for the input current, output voltage, and total input power factor of the rectifier circuits. The total input power factor can be improved from 0.91 to 0.98 by using the delta-star transformer. Further, design methods are developed for both the input reactor and output capacitor of the rectifier circuits. A small input reactor is desirable for obtaining a large total input power factor and a constant output voltage. The output capacitor can be designed to obtain the required output voltage variation in steady and transient states. The effectiveness of the proposed analysis is experimentally verified by using a 2.4 kW prototype.

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， Δ -Y 変圧器，入力総合力率

Keywords: three-phase rectangular-waveform distribution system, diode rectifier circuit, delta-star transformer, total input power factor

1. まえがき

現在，電気機器の多くは内部に整流回路を持ち交流を直流に変換しているため，正弦波交流での電力供給の必要性は薄れてきている。このような観点から，需要家内で直流配電を行うことが検討されている⁽¹⁾。しかし，直流配電では電氣的絶縁や事故時の遮断や安全性の面で交流に比較して劣っている。商用正弦波交流と同様に，変圧器による絶縁と変圧，事故時の遮断や安全性を確保すると共に，負荷にダイオード整流回路を用いても高入力力率が得られることから，交流方形波配電システムが提案されている⁽²⁾⁽³⁾。

著者らは，需要家構内にて商用正弦波交流を方形波交流に変換して，需要家内に高周波三相方形波交流電圧を供給する配電システムを既に提案している⁽⁴⁾⁽⁵⁾。整流回路の入

力率 1 で整流後の直流電圧を同じとした条件のもとで，方形波は正弦波に比較し，電流波高値と電流実効値を共に 0.87 倍にでき，また，負荷にコンデンサインプット形ダイオード整流回路を用いても入力総合力率 0.910 の高力率が得られることを明らかにしている⁽⁴⁾。さらに，入力総合力率改善のため，ダイオード整流回路の各ダイオードに微小容量のキャパシタを並列接続した転流キャパシタ付きダイオード整流回路では，入力総合力率を 0.992 に改善できることを理論と実験で確認している⁽⁵⁾。

本論文では，このように正弦波や直流配電に比較して優れた特性をもつ方形波配電において，絶縁と変圧のために， Δ -Y 結線変圧器を用いたときのコンデンサインプット形ダイオード整流回路の定常および過渡特性解析を行う⁽⁶⁾。この結果， Δ -Y 結線により方形波波形を変換した方が，変換前の波形に比較して整流回路の入力総合力率を高くできることを明らかにする。また，負荷ダイオード整流回路の平滑コンデンサ容量の設計指針を示す。提案するダイオード整流回路の解析と平滑コンデンサの設計指針の有効性を，試作システムを用いた実験で検証する。

* 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-ku, Nagoya 466-8555

** 千葉工業大学 工学部
〒275-0016 習志野市津田沼 2-17-1
Faculty of Engineering, Chiba Institute of Technology
2-17-1, Tsudanuma, Narashino 275-0016

図 1 Δ -Y 接続変圧器絶縁三相方形波配電システム

Fig. 1. Transformer-isolated three-phase rectangular-waveform distribution system.

図 2 方形波配電システムの電圧電流波形

Fig. 2. Voltage and current waveforms of rectangular-waveform distribution system.

2. 方形波配電システムの構成

図 1 は Δ -Y 接続変圧器により絶縁されたコンデンサインプット形ダイオード整流回路を負荷に持つ三相方形波配電システムの構成である。図 2 に図 1 の三相方形波配電システムの各部の電圧、電流波形を示す。図 1 において、PWM コンバータで商用三相正弦波電源 v_s を一定直流電圧 V_c に変換している。インバータを 180 度通電制御し、図 2 に示す波高値 V_c の方形波線間電圧 v_{uv}, v_{vw}, v_{wu} を発生する。 Δ -Y 接続された巻数比 $a(=n_1/n_2)$ の変圧器を通して、波高値 $V_a(=2V_c/a)$ の 4 レベルの方形波線間電圧 v_{tu}, v_{tv}, v_{tw} に変換し、負荷であるダイオード整流回路に電力を供給する。

図 1 では線路抵抗と変圧器の巻線抵抗をまとめて抵抗 R とし、変圧器の漏れと線路のインダクタンスをまとめてインダクタンス L としてそれぞれ表している。整流回路の直流部は、平滑用コンデンサ C_d と負荷抵抗 R_d の並列回路としている。図 1 に整流回路入力電流 i_{tu}, i_{tv}, i_{tw} と出力電流 i_L の波形をそれぞれ示している。

図 2 において整流回路のモード 1 は、方形波線間電圧 $[v_{tu}, v_{tv}, v_{tw}] = [V_a/2, -V_a, V_a/2]$ で、かつ、ダイオード D_u^+, D_v^- のみが導通している期間である。モード 1 の開始時を時刻 $t = 0$ とし、終了時を $t = T_1$ とする。モード 1-2 は、 $t = T_1$ で方形波線間電圧が $[v_{tu}, v_{tv}, v_{tw}] = [V_a, -V_a/2, -V_a/2]$ と変化し、ダイオード D_u^+, D_v^-, D_w^+ が導通して転流が終了し、 $i_{tw} = 0$ となる $t = T_s$ までの期間である。線間電圧の状態とダイオードの導通状態からモード 2~6 およびモード 2-3~6-1 を同様に定義している。

3. 定常特性解析

〈3・1〉 電圧方程式 三相方形波配電システムにおけるダイオード整流回路への入力電流 i_{tu}, i_{tv}, i_{tw} の定常解析を図 2 のモード 1 とモード 1-2 で行う。モード 1 とモード 1-2 の線間電圧 v_{tu}, v_{tv}, v_{tw} と線電流 i_{tu}, i_{tv}, i_{tw} の拡大図を図 3 に示す。解析の簡単化のために、抵抗 R による電圧降下は方形波電圧に比較して十分に小さいとして抵抗 $R = 0$ とし、また、負荷整流回路の出力電圧 v_d の脈動は小さいとして、出力電圧 v_d は平均値 V_d で一定とする。図 1 より方形波電圧と整流回路の電圧方程式は、整流回路入力電圧を $v_{dtuv}, v_{dtvu}, v_{dtvw}$ として、次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} v_{tu} \\ v_{tv} \\ v_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -L & 0 \\ 0 & L & -L \\ -L & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{tu} \\ i_{tv} \\ i_{tw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dtuv} \\ v_{dtvu} \\ v_{dtvw} \end{bmatrix} \cdots \cdots (1)$$

$$i_{tu} + i_{tv} + i_{tw} = 0 \cdots \cdots (2)$$

〈3・2〉 モード 1 の解析 図 4 は、モード 1 の変圧器通過後の整流回路の接続状態で、方形波電圧 $v_{tu} = -V_a$ でダイオード D_u^+, D_v^- がオンする。このとき、 u 相は v 相と w 相の中間電位になりダイオード D_u^+, D_u^- 両方ともオフして電流は流れない。 $i_{tu} = 0$ より v, w 相に関係する (1) 式の 2 行

図3 入力電流の拡大波形

Fig. 3. Extended waveforms of input currents.

図 4 モード 1 の整流回路の接続状態

Fig.4. Rectifier circuit in mode 1.

図5 モード1-2の整流回路の接続状態

Fig. 5. Rectifier circuit in mode 1-2.

目電圧方程式に、 $v_{tw} = -V_a$, $v_{dtw} = -V_d$ および $i_{tw} = -i_{tw}$ を代入して、

$$V_a = -2L \frac{di_{tv}}{dt} + V_d \dots\dots\dots (3)$$

と記せ, 入力電流初期値 $i_{tu}(0), i_{tm}(0), i_{tn}(0)$ を,

$$\begin{bmatrix} i_{iu}(0) \\ i_{iv}(0) \\ i_{iw}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -I_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (4)$$

と与え，入力電流 i_{tu} ， i_{tv} ， i_{tm} は次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{m}(t) \\ \dot{i}_{v}(t) \\ \dot{i}_{nw}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2L} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_d \end{bmatrix} t + \begin{bmatrix} 0 \\ -I_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

($0 \leq t \leq T_1$)

〈3・3〉 モード1-2の解析 図5はモード1-2の接続状態である。モード1-2では、モード1における方形波電圧の u 相と w 相の接続が入れ換わり、方形波線間電圧が $[v_{uw}, v_{mw}, v_{vw}] = [V_a, -V_a/2, -V_a/2]$ と変化する。 u 相電位が

高くなるため新たにダイオード D_u^+ が導通し、一方、 w 相電流 i_w が減少し零となりダイオード D_w^+ が非導通になる時点 $t = T_s$ でモード 1-2 は終了する。図 5 のモード 1-2 の接続状態より、モード 1-2 の電圧方程式は (1) 式より、

$$\begin{bmatrix} V_a \\ -V_a/2 \\ -V_a/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -L & 0 \\ 0 & L & -L \\ -L & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{tu} \\ i_{tv} \\ i_{tw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ -V_d \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots (6)$$

と表され、モード 1-2 の各相の入力電流は次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{tu}(t) \\ i_{tv}(t) \\ i_{tw}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{6L} \begin{bmatrix} 3 & -2 \\ -3 & 4 \\ 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_d \end{bmatrix} (t - T_1) + \begin{bmatrix} i_{tu}(T_1) \\ i_{tv}(T_1) \\ i_{tw}(T_1) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

($T_1 < t \leq T_s$)

モード 1-2 の入力電流最終値は図 3 よりモード 1 の初期値を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_{tu}(T_s) \\ i_{tv}(T_s) \\ i_{tw}(T_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{tu}(0) \\ i_{tv}(0) \\ i_{tw}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \\ -I_0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

(5), (7), (8) 式より, モード 1 が終了する時刻 T_1 , モード 1 の初期値 I_0 はそれぞれ次式で得られる。

$$T_1 = \frac{-3V_a + 4V_d}{V_d} T_s \dots\dots\dots (9)$$

$$I_0 = \frac{(V_a - V_d)(3V_a - 2V_d)}{2LV_d} T_s \dots\dots\dots (10)$$

〈3・4〉 入力総合力率 TPF 図 4, 図 5 のモード 1 およびモード 1-2 の接続状態より出力電流 i_L は次式で与えられる。

$$i_L = -i_m \quad (0 \leq t \leq T_s) \dots\dots\dots (11)$$

出力電流 i_L の平均値 I_L は,

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L dt = \frac{3V_a(V_a - V_d)}{4LV_d} T_s \dots\dots\dots (12)$$

と得られ、負荷電力 P_{Load} は次式で得られる。

$$P_{Load} = V_d I_L = \frac{3V_a(V_a - V_d)}{4L} T_s \dots\dots\dots (13)$$

また、入力線間電圧実効値 V_{luw} 、入力線電流実効値 I_{lu} はそれぞれ (14), (15) 式で得られる。

$$V_{lww} = \sqrt{\frac{1}{3T_s} \int_0^{T_s} \{v_{lww}^2 + v_{lww}^2 + v_{lww}^2\} dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_a \dots\dots\dots (14)$$

$$I_{tu} = \sqrt{\frac{1}{3T_s} \int_0^{T_s} \{i_{tu}^2 + i_{tv}^2 + i_{tw}^2\} dt}$$

$$= \frac{V_a - V_d}{3\sqrt{2}L} T_s \sqrt{\frac{9V_a - 2V_d}{V_d}} \dots\dots\dots (15)$$

図6 コンデンサ電流 i_c と出力電圧 v_d の拡大波形

Fig. 6. Expanded waveforms of capacitor current and output voltage.

したがって、入力総合力率 TPF は (13), (14), (15) 式より次式で得られる。

$$TPF = \frac{P_{Load}}{\sqrt{3}V_{uv}I_{tu}} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{3V_d}{9V_a - 2V_d}} \dots (16)$$

(12) 式において、入力インダクタンス L が小さければ、整流回路の出力電圧 V_d は、方形波の波高値 V_a に等しくなり、負荷にかかわらず $V_d = V_a$ と一定値になる。このとき、入力総合力率 TPF の理論的な最大値 TPF_{max} であり、(16) 式より $TPF_{max} = 0.982$ と高力率が得られる。このことから、入力インダクタンス L が小さいほど、負荷の増加による出力電圧 V_d および入力総合力率 TPF の低下率は小さくなるので、入力インダクタンス L は小さいほど望ましい。

〈3・5〉出力リプル電圧 Δv_{dr} 上記では、整流回路の出力電圧 v_d は一定値 V_d として解析をしてきたが、実際には電圧リプルが存在するので、本節ではそのリプル電圧幅 Δv_{dr} を導出する。図6は、モード1、モード1-2におけるコンデンサ電流 i_c および整流回路出力電圧 v_d の波形である。リプル電圧 Δv_{dr} は整流回路の出力電圧 v_d に比較して十分小さいので負荷電流 i_R は整流回路出力電流平均値 I_L に等しいと近似すると、コンデンサ電流 i_c は次式で表される。

$$i_c = i_L - i_R \approx i_L - I_L \dots (17)$$

したがって、図6よりリプル電圧 Δv_{dr} は次式で得られる。

$$\begin{aligned} \Delta v_{dr} &= \frac{1}{C_d} \int_{T_1/2}^{T_s/2} i_c dt \\ &= \frac{(V_a - V_d)(-3V_a + 4V_d)}{16LC_dV_d} T_s^2 \dots (18) \end{aligned}$$

4. 過渡特性解析

〈4・1〉ダイオード整流回路の定常モデル (12) 式はダイオード整流回路の出力電流 I_L と出力電圧 V_d の定常状態式と見なせ、出力電圧 V_d について解くと、次式が得られる。

$$V_d = \frac{V_a}{1 + \frac{4L}{3T_s} \frac{I_L}{V_a}} \approx V_a - R_L I_L \dots (19)$$

図7 モード1の整流回路状態

Fig. 7. Diode rectifier circuit in mode 1.

図8 過渡解析モデル

Fig. 8. Model for transient analysis.

$$R_t = \frac{4L}{3T_s} \dots (20)$$

ここで近似は $1 \gg 4LI_L/(3T_s V_a)$ の関係を用いており、また、 $R_L I_L$ はダイオード整流回路の転流動作により引き起こされる電圧降下であり、損失は発生しないが抵抗的な動作をするので等価抵抗 R_t で表記している。

〈4・2〉過渡特性 図7は、定常状態の整流回路動作において支配的なモード1の回路状態である。モード1-2等の転流動作は、抵抗 R_L で模擬できているので、図7のモード1の回路状態に基づいて、図8の過渡解析モデルを説明する。(19)式の定常状態式に対して、変圧器と線路の抵抗 R とインダクタンス L をそれぞれ考慮し、図8では $R_t = R_L + 2R$ として表している。図8に基づいて、負荷が変化した過渡時の出力電流 i_L 、出力電圧 v_d の関係式が、

$$\begin{cases} V_a = 2L \frac{di_L}{dt} + R_t i_L + v_d \\ v_d = \frac{1}{C_d} \int_0^t (i_L - i_R) dt = R_d i_R \end{cases} \dots (21)$$

と得られる。

過渡解析として、負荷 R_d のステップ変化時の出力電流 i_L 、出力電圧 v_d を導出する。負荷変化前の出力電流 i_L 、出力電圧 v_d の値をそれぞれ i_{L0} 、 v_{d0} とすると、負荷変化後の出力電流 i_L 、出力電圧 v_d は次式で得られる。

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{V_a}{R_t + R_d} + e^{-Xt} \left(a \cos \omega t + \frac{b - aX}{\omega} \sin \omega t \right) \\ v_d(t) = \frac{R_d}{R_t + R_d} V_a - e^{-Xt} \left[\{aR_t + 2L(b - 2aX)\} \cos \omega t + \left(\frac{b - aX}{\omega} R_t - 2L \frac{bX - aX^2 + a\omega^2}{\omega} \right) \sin \omega t \right] \end{cases} \dots (22)$$

ただし、 X 、 ω 、 a 、 b はそれぞれ次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} X = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_d C_d} + \frac{R_t}{2L} \right) \\ \omega = \sqrt{\frac{R_t + R_d}{2R_d C_d L} - X^2} \\ a = i_{L0} - \frac{V_a}{R_t + R_d} \\ b = \frac{a}{R_d C_d} + \frac{\frac{R_d}{R_t + R_d} V_a - v_{d0}}{2L} \end{array} \right. \dots\dots\dots (23)$$

〈4・3〉 出力電圧最大変化量 Δv_d 直流平滑コンデンサの小型化の検討のため、直流平滑コンデンサ容量 C_d と負荷 R_d のステップ変化時における出力電圧 v_d の最大変化量 Δv_d の関係を求める。ここで、 Δv_d は負荷 R_d のステップ変化時に起こる直流電圧脈動の最大値と最小値の差とする。過渡時の v_d の極値を求めるために、(22) 式の v_d を微分して次式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{dv_d(t)}{dt} &= e^{-Xt} \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega t + \phi) \\ \phi &= \tan^{-1} \frac{A}{B} \end{aligned} \dots\dots\dots (24)$$

ただし、 A, B は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} A = (2LX - R_t)(b - 2aX) + 2L \{ bX - a(X^2 - \omega^2) \} \\ B = 2L\omega(b - 2aX) - (2LX - R_t) \frac{bX - a(X^2 - \omega^2)}{\omega} \end{array} \right. \dots\dots\dots (25)$$

したがって、負荷変化後、最初に $dv_d/dt = 0$ となり極値をとる時刻 t_{p1} は次式で得られる。

$$t_{p1} = \begin{cases} -\frac{\phi}{\omega} & (\phi < 0) \\ \frac{\pi - \phi}{\omega} & (\phi > 0) \end{cases} \dots\dots\dots (26)$$

出力電圧 v_d が最初に極値 v_{dp1} をとる時刻 $t = t_{p1}$ および次の極値 v_{dp2} をとる時刻 $t_{p2} = t_{p1} + \frac{\pi}{\omega}$ を、それぞれ (22) 式の v_d の式に代入して、極値 v_{dp1}, v_{dp2} は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dp1} = v_d(t_{p1}) \\ v_{dp2} = v_d(t_{p2}) \end{array} \right. \dots\dots\dots (27)$$

(27) 式で得られた v_{dp1}, v_{dp2} と初期値 v_{d0} との関係より、負荷急変時の出力電圧最大変化量 Δv_d が次式で得られる。

$$\Delta v_d = \max [|v_{dp1} - v_{dp2}|, |v_{dp1} - v_{d0}|] \dots\dots\dots (28)$$

ただし、 $\max$ は、 $[]$ 内の数値の最大値を選択する。

5. 実験結果

〈5・1〉 実験システムの仕様 図 1 と同様のシステム構成とした実験システムの仕様を表 1 に示す。負荷整流回路の直流出力電圧 V_d を 300 V とするために、方形波電圧

表 1 実験システムの仕様

Table 1. Specifications of experimental system.

Converter-inverter system	
source line voltage v_s	173.2 V, 60 Hz
input inductance L_s	4.0 mH
dc voltage V_c	264 V
dc capacitance C	1880 μ F
frequency of output voltage f_a	400 Hz
sixth period of output voltage T_s	417 μ s
Transformer	
rated input/output voltage	220 V/125 V
turn ratio a	1.76
Diode rectifier circuit	
rated output power P_{Load}	2.4 kW
amplitude of rectangular voltage V_a	300 V
maximum dc output voltage V_d	300 V
line resistance R	0.34 Ω
line inductance L	0.15 mH
dc smoothing capacitor C_d	100 μ F

の振幅 $V_a = 300$ V とし、実験装置の都合上、巻数比 $a = 1.76$ の変圧器を使用したため、コンバータインバータシステムの直流電圧 $V_c = aV_a/2 = 264$ V としている。これに合わせて商用三相電源（周波数 60Hz）の電圧 v_s は線間電圧 173.2V に調整している。なお、トランスの小型化のために方形波の周波数 f_a を 400 Hz にしている。負荷整流回路は、定格電力 2.4 kW としており、整流回路のダイオードには新電元社製 SF20L60U を用いている。

整流回路の入力インダクタンス L については、既に述べたように小さいほど望ましく、本試作システムでは、リアクトルを挿入していないが、変圧器の漏れと線路インダクタンスにより $L = 0.15$ mH、変圧器の巻線抵抗と線路抵抗により $R = 0.34 \Omega$ になっている。

〈5・2〉 整流回路出力コンデンサ容量 整流回路の出力コンデンサ容量 C_d については、定常状態の電圧リプル Δv_{dr} と過渡時の出力電圧最大変化量 Δv_d から仕様を満たすように決定する。要求仕様として、 $\Delta v_{dr} = 10$ V および定格と 30% 負荷のステップ変化において $\Delta v_d = 30$ V とした例を以下に示す。

まず、定常特性については、(18) 式より平滑コンデンサ C_d は次式で得られる。

$$C_d = \frac{(V_a - V_d)(-3V_a + 4V_d)}{16L\Delta v_{dr}V_d} T_s^2 \dots\dots\dots (29)$$

図 9(a) は、(29) 式に本システムの定格時のパラメータを代入して直流平滑コンデンサ C_d とリプル電圧 Δv_{dr} の関係を表したものである。定常状態の電圧リプル $\Delta v_{dr} = 10$ V から、 C_d は 30 μ F でよいが、直流コンデンサの内部抵抗を考慮して、余裕をもたせて 100 μ F としている。

次に、過渡特性については、定格出力 2.4 kW と 30% 出力 0.72 kW との間でステップ変化させた場合の出力電圧最大変化量 Δv_d と直流平滑コンデンサ C_d との関係を (28) 式から求めた結果を図 9(b) に示す。出力電圧最大変化量 $\Delta v_d = 30$ V とするには、 $C_d = 30 \mu$ F であるが、定常リプルと同

(a) Relationship between dc voltage ripple and dc capacitor under steady state

(b) Relationship between maximum dc voltage variation and dc capacitor under load step change between 30% and 100%

図9 直流平滑コンデンサ C_d の選定

Fig. 9. Selection of dc smoothing capacitor.

様に余裕をもたせて $100 \mu\text{F}$ としている。

〈5・3〉 定常特性 図10は、定格電力 2.4 kW におけるインバータ出力線間電圧 v_{uw} 、インバータ出力電流 i_u 、変圧器通過後の方形波線間電圧 v_{uw} 、整流回路入力電流 i_{tu} 、出力電圧 v_d 、出力電流 i_L の実験波形である。これら実験波形は図2に示した理論波形と同様な波形が得られている。整流回路出力の定常リプル電圧 Δv_{dr} は理論値では 2.7 V となっているが、実験結果では 5.4 V と大きな値になっている。これは、直流平滑コンデンサ C_d の等価直列抵抗による電圧降下のためである。一般的に等価直列抵抗は周波数や周囲温度によって変化するため、本実験状態における正確な等価直列抵抗の測定までは正確にできていないが、実験結果において理論値に比較した実験値の電圧リプルの増加量が 2.7 V で、出力電流 i_L のリプル 4.7 A から等価直列抵抗は 0.57Ω と推測でき、等価直列抵抗値として妥当な値である。

図11は、整流回路出力 P_{Load} を変化させたときの入力総合力率 TPF と出力電圧 V_d の特性を示している。図11において入力総合力率 TPF は、理論値に比較して実験値は若干高めになっており、たとえば定格時には理論値 0.963 に対し実験値 0.978 となっている。これは、巻線抵抗の影響で電流波形が直線的に変化せず、指数関数的に変化して方形波に近づいているためである。また、直流電圧 V_d については、図1における抵抗 R での電圧降下を考慮し、実験結果との比較を行う。(13)式を直流電圧 V_d について解き、(20)式を代入し、さらに抵抗 R を考慮するために、抵抗 R_l を抵抗 R_t に置き換え次式が得られる。

$$\begin{aligned} V_d &= V_a - \frac{4L}{3V_a T_s} P_{Load} = V_a - R_l \frac{P_{Load}}{V_a} \\ &\approx V_a - R_t \frac{P_{Load}}{V_a} \dots \dots \dots (30) \end{aligned}$$

図10 定常状態の実験波形

Fig. 10. Experimental waveforms for the steady state.

図11 入力総合力率と出力電圧の実験特性

Fig. 11. Characteristics of total input power factor and output voltage.

図12 過渡状態の実験波形

Fig. 12. Experimental waveforms for the transient state.

(30)式の理論値に比較して実験値が低くなっているが、この誤差はダイオードの電圧降下によるものである。

〈5・4〉 過渡特性 図12は、定格出力 2.4 kW と 30% 出力 0.72 kW との間で負荷をステップ状に変化させた場合の出力電流 i_L と出力電圧 v_L の実験波形と (22)式から得られた理論波形である。実験波形と理論波形の過渡特性はよく一致しており、(22)式は本システムの過渡特性を表す式と

して使用できる。また、直流最大変化量 Δv_d は理論値では 11.8V であるが、実験結果では 17.6V と理論値より大きな結果が得られた。これは、定常特性と同様、直流平滑コンデンサの等価直列抵抗の電圧降下と定常のリプル電圧によるものである。

6. あとがき

本論文では、直流配電システムに比較して安全性で優る三相方形波配電システムにおいて、絶縁のために $\Delta-Y$ 接続変圧器を挿入し、負荷にコンデンサインプット形ダイオード整流回路を使用した場合の定常および過渡解析を行っている。定常解析においては、整流回路の入力電流、入力総合力率、出力電圧および出力電圧リプルの理論式を求め、特に $\Delta-Y$ 接続変圧器を挿入することで挿入前に比較し、理論的な最大入力総合力率を 0.910 から 0.982 に改善できることを明らかにした。整流回路の出力電圧は負荷にかかわらずほぼ一定値になり、さらに、整流回路の入力リアクトルを小さくするほど、負荷増加に伴う入力総合力率、出力電圧の低下率を低くできることを示した。過渡解析においては、出力電流と出力電圧の過渡特性式を導出した。さらに、過渡時の出力電圧最大変化量を求め、定常状態の出力電圧リプル式と合わせ、直流出力電圧コンデンサ容量の設計指針を示した。これら理論解析の有効性は、定格 2.4 kW の試作システムによる実験を行い、理論に一致した実験結果が得られたことで確認している。

今後、実用化に向けて、方形波周波数に対する整流回路の平滑コンデンサ容量、変圧器の体積および損失などの関係について明らかにする予定である。

なお、本研究の一部は、日本学術振興会科学研究費補助金平成 19, 20 年萌芽研究ならびに平成 21~23 年基盤研究(C) の援助により行われたもので、関係各位に謝意を表す。
(平成 21 年 6 月 15 日受付, 平成 21 年 11 月 6 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", Proc. 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", Trans. IEEJ, 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", Proc. 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」, 平成 11 電学産業応用部大, Vol.1, pp.219-222 (1999)
- (4) S. Watanabe, T. Takeshita, and Y. Nishida: "Characteristics of Diode Rectifier Circuits for Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System", Trans. IEEJ, Vol.127-D, No.3, pp.226-233 (2007-3) (in Japanese)
渡邊真一郎・竹下隆晴・西田保幸:「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」, 電学論 D, 127, 3, pp.226-233 (2007-3)
- (5) H. Matsue, J. Watanabe, and T. Takeshita: "Analysis and Design of Diode Rectifier Circuits with Commutation Capacitors for Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System", Trans. IEEJ, Vol.128-D, No.3, pp.226-235 (2008-3) (in Japanese)
末永仁美・渡邊純兵・竹下隆晴:「三相方形波配電システム用転流キャパシタ付きダイオード整流回路の解析と設計」, 電学論 D, 128, 3, pp.226-235 (2008-3)
- (6) M. Kito, J. Watanabe, T. Takeshita, and Y. Nishida: "Analysis of Steady Characteristics of Diode Rectifier Circuits for Three-Phase Rectangular-Waveform Distribution System with Transformers", 2009 Annual Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, E305-A4-4-161, pp.269-270 (2009-3) (in Japanese)
鬼頭 稔・渡邊純兵・竹下隆晴・西田保幸:「変圧器を使用した三相方形波配電システムの負荷ダイオード整流回路の定常特性解析」, 電学全大, E305-A4-4-161, pp.269-270 (2009-3)

鬼 頭 稔 (学生員) 1986 年 9 月 10 日生。2009 年 3 月, 名古屋工業大学電気電子工学科卒業。同年 4 月同大学大学院博士前期課程情報工学専攻入学, 現在に至る。主として, 方形波配電システムに関する研究に従事。

渡 邊 純 兵 (学生員) 1985 年 1 月 31 日生。2007 年 3 月, 名古屋工業大学電気電子工学科卒業。2009 年 3 月同大学大学院博士前期課程情報工学専攻修了。同年 4 月東芝シュネデール・インバータ (株) 入社, 現在に至る。在学中, 主として, 方形波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 (上級会員) 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 月日本大学工学部勤務, 2000 年助教授。2009 年 4 月千葉工業大学教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクスに関する教育, 研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会, EPE 各会員, PCIM Advisory Board Member。