

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 27 年 6 月 24 日現在

機関番号：32657

研究種目：基盤研究(C)

研究期間：2012～2014

課題番号：24560345

研究課題名(和文)新方式24ステップインバータを用いた太陽光発電システムの出力平準化

研究課題名(英文)Quasi 24-Step Voltage Source Inverter by Harmonic Injection and an Output Leveling Circuit for Solar Photovoltaic System

研究代表者

榊川 重男 (Masukawa, Shigeo)

東京電機大学・工学部・教授

研究者番号：70147461

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 2,200,000円

研究成果の概要(和文)：本研究では、太陽光発電に対する出力平準化回路を提案する。提案回路は昇降圧チョッパ、蓄電池、EDLCからなる。シミュレーションおよび実験により、出力平準化回路の動作を確認する。また、高調波注入方式を用いた系統連系24ステップ三相電圧形インバータを提案する。本方式は従来の6ステップインバータの出力端に設けた三相単巻変圧器の中性点に高調波を注入すると、出力電圧が6ステップ波形から24ステップ波形に改善される。図式解析および実験により提案方式の波形改善効果を確認する。さらに、高調波注入方式24ステップハイブリッド整流回路も開発する。

研究成果の概要(英文)：In this study, an output leveling circuit for solar photovoltaic system is proposed. It is consisted of the Buck-boost chopper circuit, batteries and Electric double-layer capacitor (EDLC).

The effect of the output leveling circuit can be clarified by simulations and measurement results. Then, the grid interconnection 24-step three-phase voltage source inverter by harmonic injection is proposed. By injecting harmonic to the neutral point of the autotransformer which is connected the output terminal of the conventional 6-step inverter, the output voltages of the proposed inverter can be almost the same waveforms as a conventional 24-step inverter. The characteristic of the proposed inverter is discussed by simulations and measurement results. Furthermore, the quasi 24-step three-phase hybrid rectifier circuit by harmonic injection is also developed.

研究分野：パワーエレクトロニクス

 キーワード：太陽光発電 出力平準化 系統連系インバータ マルチレベルインバータ 高調波 蓄電池 EDLC
 昇降圧チョッパ

1. 研究開始当初の背景

太陽光発電は、メガソーラーから家庭用まで、広く利用されている。しかし、影などにより発電電力が大きく変動する。また、家庭などの太陽光発電であっても、数多くの家庭から電力が系統に供給された場合、地域内の電力需給のバランスを崩す恐れもある。このため、太陽光発電は、その出力を平準化する機能も求められる。

一方、太陽光発電の電力を系統に出力するためには、連系用インバータが不可欠である。また、その出力電圧波形を改善して、系統に流出する高調波電流を規制値以下に抑制することが義務付けられている。

2. 研究の目的

本研究では、太陽光発電の出力平準化回路と新しい系統連系インバータを開発して、上記問題点を改善する。

3. 研究の方法

本研究では次に提案する装置を試作して、シミュレーションおよび実測により、試作した装置の有効性を確認する。

(1) 次の特徴を備えた出力平準化回路を開発する。

発電電力の変動を吸収して、常に一定の電力を系統に供給する。

太陽光発電の余剰電力は、蓄電池およびEDLCに充電する。

太陽光発電の小出力時には、蓄電池とEDLCから不足電力を系統へ供給する。

(2) 系統連系インバータとして、高調波注入方式 24 ステップ三相電圧形インバータを開発する。

(3) さらに、高調波注入方式を用いた整流回路の開発も行う。

4. 研究成果

(1) 太陽光発電出力の平準化回路の開発
回路構成および制御パターン

図1の提案回路の回路構成では、太陽電池およびMPPT制御を行う昇圧チョッパ、鉛蓄電池とEDLCの充放電を行う双方向チョッパ、負荷調整用降圧チョッパから構成されている。本研究では、太陽電池を直流電源で模擬している。また本システムは、電圧形インバータを用いた系統連系を想定しているが、本研究では降圧チョッパを用いて、負荷抵抗 R_0 に電力 P_0 を供給する。試作装置で使用した回路定数を表1に示す。

実験時に検討した動作パターンを表2に示す。動作モードは蓄電池の定格電流 I_B により決定される。 I_B が増大するとサイクル寿命の減少が懸念されるため、本平準化回路の入出力容量を考慮した上で適当な値として I_B を 2[A] に定め、それを超えた場合、定電流制御を行う。

実測特性

図2に入力電力変動時の実測特性を示す。

同図より、 $t=0$ から、入力電力 P_1 は約 850W となっており、出力電力 P_0 は 400W をほぼ一定に保っている。この時、 $P_1 > P_0$ となるため、バッテリーとEDLCに対して余剰電力の充電が行われる。また、バッテリー電流 I_B は 2A を超えてしまうため、モード2が適用され、バッテリー電流は 2A 一定に制御されており、超過分の電力をEDLCが補償していることが確認できる。

400secにおいて、 P_1 は 1000W に変動した時、EDLC電力 P_C は 100W から 200W に増加している。また、この時 P_0 は 350W をほぼ一定に保っている。これらのことから、入力電力の変動に対して、適切に電力分担が行われ、出力平準化が行われていることが確認できる。

そして、750secより、入力電力 P_1 が 1000W から 50W に急激に変動した時、 $P_1 < P_0$ となるので、バッテリーとEDLCから放電が行われ、不足電力を放出する。バッテリー電力 P_B とEDLC電力 P_C は正から負の値に変化していることから、充電から放電への切り替え動作が適切に行われていることが分かる。また、 P_0 はほぼ一定 400W を保っていることから、出力平準化が行われていることが確認できる。これらの入力電力の変動に対してDCリンク部電圧 V_1 は常に 200V 一定に保たれており、バッテリー電流 I_B から定電流制御が確認できる。

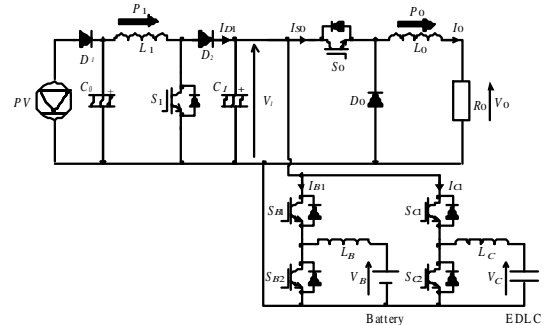


図1 提案する出力平準化回路

表1 回路定数および蓄電池とEDLCの定格

EDLC		Battery	
Capacity	24[F]	Rated Voltage	160[V]
Rated voltage	125[V]	Rated Current	2[A]
Rated current	30[A]		

表2 回路動作パターン

Power Balance	Battery Current	Operation Mode	Switching Pattern			
			S _{B1}	S _{B2}	S _{C1}	S _{C2}
$P_1 < P_0$	$I_B < 2A$	1	SW	OFF	OFF	OFF
	$I_B > 2A$	2	SW	OFF	SW	OFF
$P_1 > P_0$	$I_B < 2A$	3	OFF	SW	OFF	OFF
	$I_B > 2A$	4	OFF	SW	OFF	SW

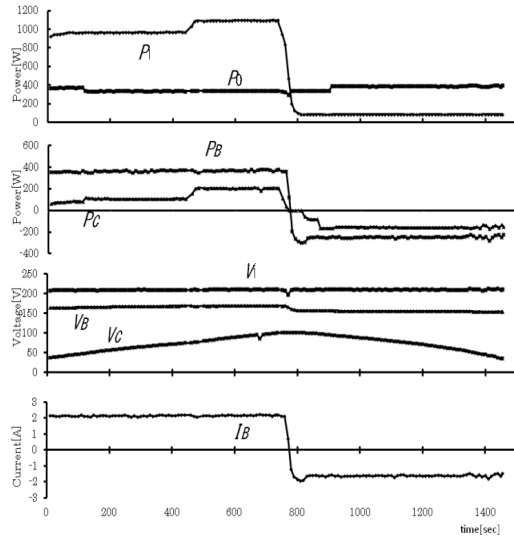


図2 入力電力変動時の実測特性

(2)高調波注入方式 2 4 ステップ三相電圧形インバータ

回路構成および動作原理

図3に回路構成を示す。提案回路は、直流電源 E_d 、スイッチング素子 S_1 - S_6 で構成される主インバータ(INV-M)、破線で囲まれた補助回路からなる。

補助回路はスイッチング素子 S_7 - S_{12} 、ダイオード D_1 、 D_2 からなるハーフブリッジ NPC インバータと直流電圧を E_1 、 E_2 に分割する4つのコンデンサ $C1$ - $C4$ 、補助変圧器 Ta 、三相単巻変圧器 T からなる。さらに、コンデンサの接続点 N 、 Ta の二次側を介して、 T の中性点 O と結ばれている。図中の k は Ta の巻数比である。スイッチング素子 $Sa1$ 、 $Sa2$ 、リアクトル $La1$ 、 $La2$ 、ダイオード Da から構成されるチョッパ回路はコンデンサ電圧調整回路である。

図4は各スイッチング素子のパルスパターン、出力端電圧 v_{UN} 、補助変圧器 Ta の二次巻線出力電圧 v_a 、中性点 O から見た U 相出力相電圧 v_{UO} を示す。図4(b)において S_1 、 S_4 がオンの期間 A 、 B では、 v_{UN} は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} v_{UN} &= E_d/2: \text{期間A}(S_1 \text{ オン}) \\ v_{UN} &= -E_d/2: \text{期間B}(S_4 \text{ オン}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

一方、期間 C 、 D 、 E 、 F では S_1 、 S_4 がオフとなるので、相電圧 v_{VO} および v_{WO} は次のようになる。

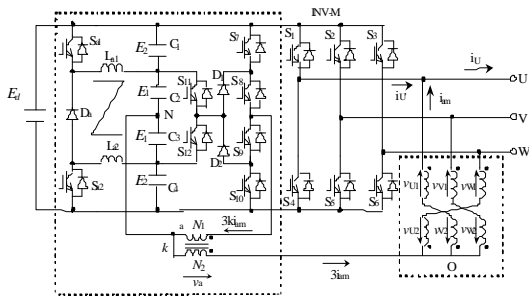


図3 回路構成

$$\left. \begin{aligned} v_{VO} &= v_{V1} - v_{W2} = (\pm E_d / 2 - v_a) \\ v_{WO} &= v_{W1} - v_{U2} = (\mp E_d / 2 - v_a) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

三相単巻変圧器 T の巻線電圧の総和は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} v_{U1} + v_{V1} + v_{W1} &= 0 \\ v_{U2} + v_{V2} + v_{W2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

(2)、(3)式より、 v_{UO} は次のようになる。

$$v_{UO} = v_{U1} - v_{V2} = 2v_a \quad (4)$$

上式より v_{UN} は次式で表される。

$$v_{UN} = v_{UO} + v_a = 3v_a \quad (5)$$

次に、図4(a)に示す S_7 - S_{12} のパルスパターンより、補助変圧器の出力電圧 v_a は次の値をとる。

$$\left. \begin{aligned} v_a &= k_1 E_d && (S_8, S_9, S_{11} \text{ オン}) \\ v_a &= k_2 E_d && (S_7, S_8 \text{ オン}) \\ v_a &= -k_1 E_d && (S_8, S_9, S_{12} \text{ オン}) \\ v_a &= -k_2 E_d && (S_9, S_{10} \text{ オン}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

ここで、 k_1 、 k_2 は電圧比であり、回路動作から次式の関係を得る。

$$k_1 : k = E_1 : E_d \quad (7)$$

$$k_2 : k = 1 : 2 \quad (8)$$

また、回路構成より出力相電圧 v_{UO} は以下のようなになる。

$$v_{UO} = v_{UN} - v_a \quad (9)$$

その結果、パルスパターンに従って、(1)、(5)、(6)式を(9)式に代入することにより、 v_{UO} は図4(d)に示すような1周期24ステップからなる階段波形となる。

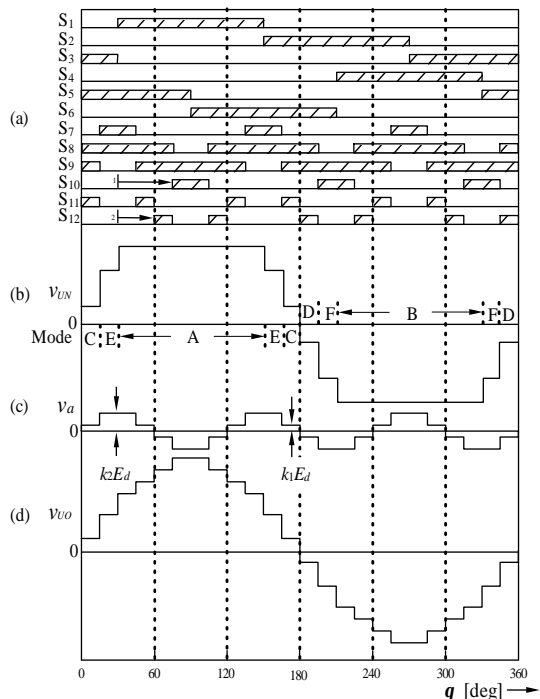


図4 パルスパターンおよび各部電圧波形

最適回路定数の算定とシミュレーション

本方式の波形改善効果、 T_a の二次巻線電圧 v_a をどのような凸形の電圧波形にするか、すなわち、 v_a を形作る k_1, k_2 に依存する。そこで、次式で定義する歪み率 μ を最小とする値を本方式の最適値とする。

$$\mu = \sqrt{V_{\text{eff}}^2 - V_{UO1}^2} / V_{UO1} \times 100(\%) \quad (10)$$

V_{eff}, V_{UO1} は v_{UO} の全実効値および、基本波実効値である。

図 5 より、 μ を最小とする k_1, k_2 の値は $k_1=0.0400, k_2=0.115$ となり、この時の μ は 8.3% である。従来の 24 ステップ方式の歪み率 7.5% に比べて 0.8% ほど増加しているが、ほぼ 24 ステップ相当の波形改善効果といえる。さらに、 μ の最適値における k, E_1, E_2 は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} k &= 2k_2 = 0.230 \\ E_1 &= \frac{k_1}{k} E_d = 0.174 E_d \\ E_2 &= \frac{1}{2} E_d - E_1 = 0.326 E_d \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

また、波形改善効果をあげるには、分割されたコンデンサの電圧を最適な値に維持する必要がある。しかし、各コンデンサ C1-C4 への流入電流の違いから、コンデンサ電圧 E_1, E_2 を最適な値に維持することができない。そこで、チョッパ回路を利用したコンデンサ電圧調整回路を付加することにより E_1, E_2 を最適な値に保持する。

図 6 は電源電圧 $E_d=300\text{V}, E_1=52.2\text{V}, E_2=97.8\text{V}, k=0.230$ 、抵抗負荷 5Ω におけるシミュレーション波形である。

図 4 の図式解析とシミュレーション波形はほぼ一致しており、 v_{UO} は 24 ステップ波形になっていることが確認できる。

実測波形

図 7 に実験結果を示す。実験装置の都合上、系統線間電圧 $v_s=100\text{V}$ 、分圧コンデンサ

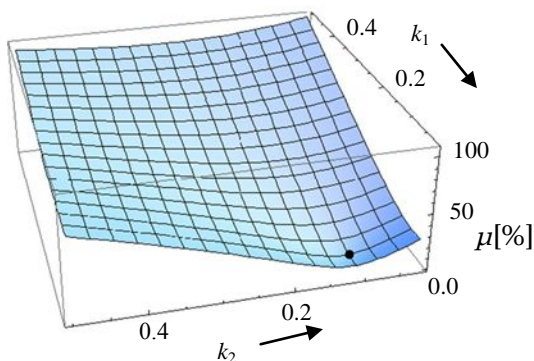


図 5 巻数比 k_1, k_2 に対する歪み率 μ の特性

$C_n=4700\mu\text{F}$ 、巻数比 $k=0.2$ 、交流リアクトル $X_L=4\text{mH}$ 、出力電力 1KW とし、また系統側との絶縁をとるために、三相変圧器を Y-結線の物を用いて実験を行った。その為、インバータの出力相電圧の位相に対して、電流の位相は 30° 遅れとなっている。

実験結果より、各部波形とも、図 6 に示すシミュレーション波形と同様な動作を行っていることが確認できる。また、電圧歪み率 8.21%、電流歪み率 4.63% となっており、波形の歪みを十分低減できていることが確認できた。

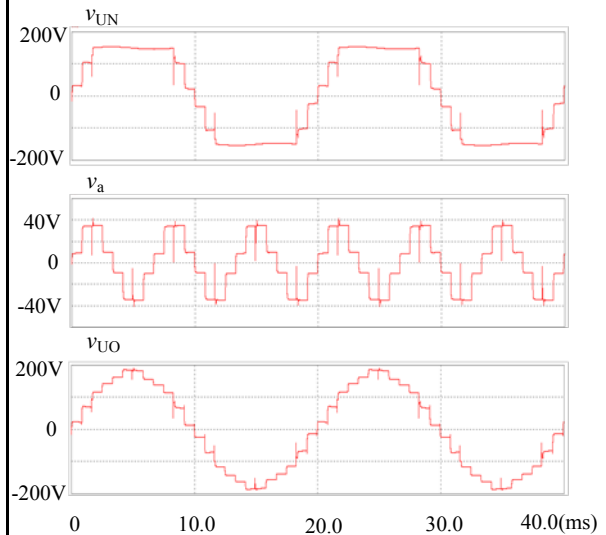
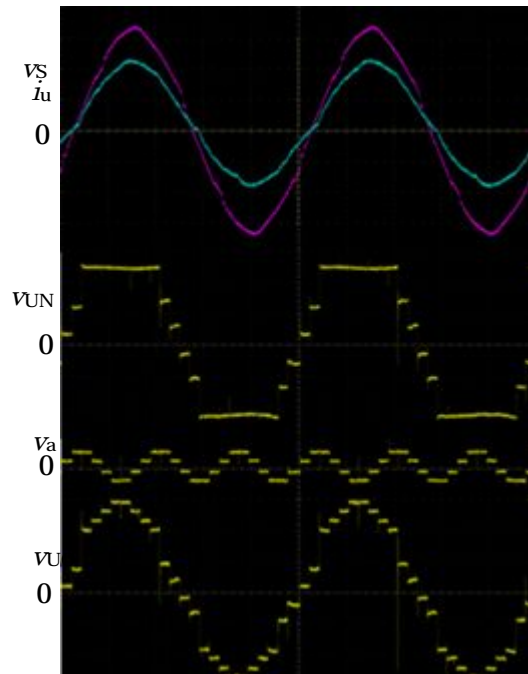


図 6 シミュレーション波形



50V/div, 5A/div, 2ms/div

図 7 実測波形

(3)高調波注入方式 2 4 ステップ三相ダイオード整流回路

回路構成および図式解析

図 8 は整流回路の回路構成を示す。提案回路はダイオード D_1 - D_6 からなる主回路、破線で囲まれた補助回路、一点破線で囲まれた電圧調整用チョッパ回路から構成される。

補助回路は三相単巻変圧器 T に加え、スイッチング素子 S_1 - S_6 、ダイオード D_7 、 D_8 、負荷電圧 E_d を E_1 、 E_2 に分割する 4 つのコンデンサ C_1 - C_4 からなるハーフブリッジ NPC インバータ、補助変圧器 T_a からなる。さらに、電位中点 N は T_a の二次側を介して、 T の中性点 O と結ばれている。図中の k は T_a の巻数比を示している。スイッチング素子 S_a 、リアクトル La_1 、 La_2 、ダイオード Da_1 、 Da_2 から構成されるチョッパ回路はコンデンサ電圧調整回路である。

図 9 は相電流 i_U を基準にした各ダイオードとスイッチング素子のパルスパターン、コンデンサの中点 N から見た U 相の端子電圧 v_{UN} 、補助変圧器 T_a の二次巻線電圧 v_a 、中性点 O から見た U 相の相電圧 v_{UO} を示す。

図 9(b)において D_1 、 D_4 がオンの期間 A、B では、 v_{UN} は次式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} v_{UN} &= \frac{E_d}{2} : \text{期間A}(D_1\text{オン}) \\ v_{UN} &= -\frac{E_d}{2} : \text{期間B}(D_4\text{オン}) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

一方、期間 C、D、E、F では D_1 、 D_4 がオフとなるので、相電圧 v_{VO} および v_{WO} は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} v_{VO} &= v_{V1} - v_{W2} = \left(\pm \frac{E_d}{2} - v_a \right) \\ v_{WO} &= v_{W1} - v_{U2} = \left(\mp \frac{E_d}{2} - v_a \right) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

三相単巻変圧器 T の巻線電圧の総和は、

$$\left. \begin{aligned} v_{U1} + v_{V1} + v_{W1} &= 0 \\ v_{U2} + v_{V2} + v_{W2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

になる。(13)、(14)式より、 v_{UO} は

$$v_{UO} = v_{U1} - v_{V2} = 2v_a \quad (15)$$

となる。上式より v_{UN} は次式で表される。

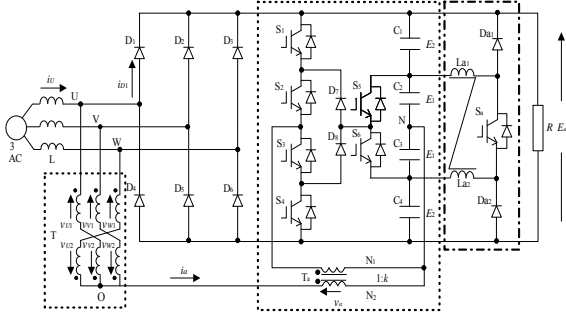


図 8 提案する 24 ステップ整流回路

$$v_{UN} = v_{UO} + v_a = 3v_a \quad (16)$$

次に、図 9(b)に示す S_1 - S_6 のパルスパターンより、補助変圧器 T_a の二次巻線電圧 v_a は次の値をとる。

$$\left. \begin{aligned} v_a &= k_1 E_d && (S_2, S_3, S_5 \text{ オン}) \\ v_a &= k_2 E_d && (S_2, S_3, S_6 \text{ オン}) \\ v_a &= k_1 E_d && (S_1, S_2 \text{ オン}) \\ v_a &= k_2 E_d && (S_3, S_4 \text{ オン}) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

ここで、 k_1 、 k_2 は電圧比であり、回路動作から次式の関係を得る。

$$k_1 : k = E_1 : E_d \quad (18)$$

$$k_2 : k = 1 : 2 \quad (19)$$

また、出力相電圧 v_{UO} は以下となる。

$$v_{UO} = v_{UN} - v_a \quad (20)$$

その結果、パルスパターンに従って、(12)、(16)、(17)式を(20)式に代入することにより、 v_{UO} は図 9(e)に示すような 1 周期 24 ステップからなる階段波形となる。

シミュレーションおよび実測波形

図 10 は電源電圧 = 200V、 $R=33.0\Omega$ 、 $E_1=46.8V$ 、 $E_2=87.7V$ 、 $k=0.230$ におけるシミュレーション波形である。波形を見ると、図 9 の図式解析波形とシミュレーション波形はほぼ一致しており、 v_{UO} は 24 ステップ波形に改善されている。この結果から、シミュレーションより今回提案した回路の有効性が確認できる。

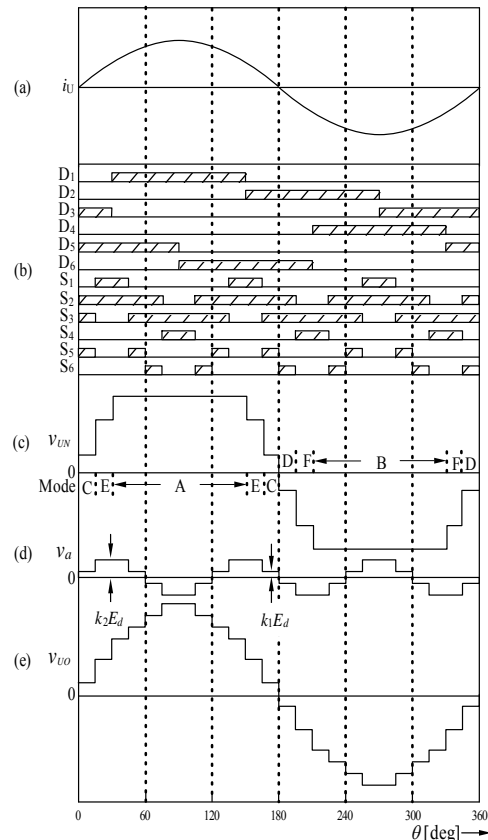


図 9 図式解析による各部の波形

図 11 は交流リアクトル $L=4.0\text{mH}$ 、電源電圧=200V、コンデンサ $C_d=4700\mu\text{F}$ 、 $k=0.2$ 、出力電力 2kW における実測波形である。図 10 のシミュレーション波形と図 11 の実測波形はほぼ一致しており、 v_{UO} は 24 ステップ波形になっている事が確認できる。また、相電圧 v_{UO} のひずみ率は 4.74% となっており、理論値より低減されている。これは、交流リアクトル L 、また三相単巻変圧器 T のインダクタンス成分により D_1 - D_6 の転流時に電流の重なりが生じて、端子電圧 v_{UN} が傾いた波形になるため、相電圧 v_{UO} はより正弦波に近い波形に改善されたと考えられる。

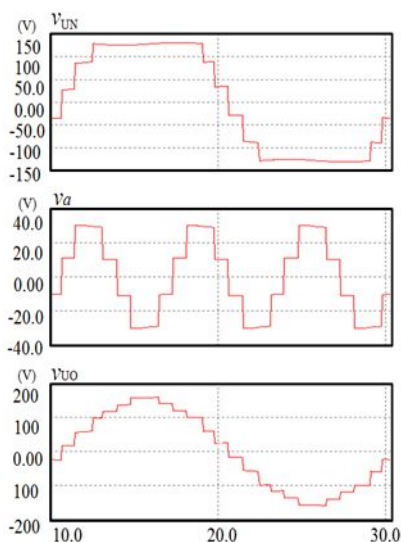
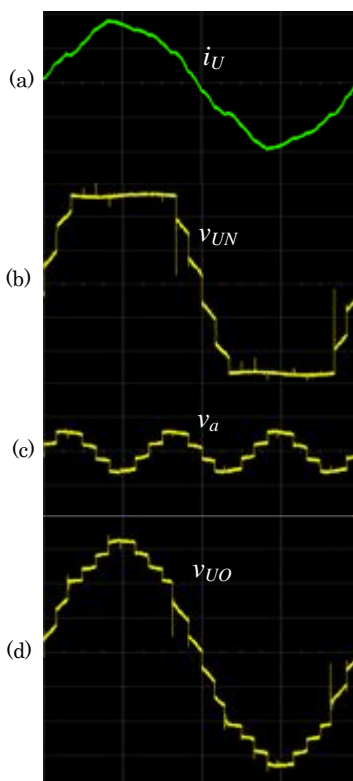


図 10 シミュレーション波形



50V/div, 5A/div, 5ms/div

図 11 実測波形

5. 主な発表論文等

〔学会発表〕(計 10 件)

竹澤佳晃、柘川重男、高調波注入方式三相 24 ステップダイオード整流回路の基礎特性、H26 電学全国大会、4-029, 2014, 3,18 愛媛大学(愛媛県・松山市)

Yoshiaki Takezawa, Shigeo Masukawa "Development of Quasi 24-step Voltage Source Hybrid Diode Rectifier by Injection Harmonics", ICEMS 2013, Busan, Korea PCI-0995, 2013, 10

竹澤佳晃、柘川重男、高調波注入方式三相 24 ステップダイオード整流回路の特性算出、H25 電学産業応用部門大会、Y-014, 2013,8,28 山口大学(山口県・山口市)

川杉健太、柘川重男、高調波注入方式三相電圧形 24 ステップインバータの基礎特性、H25 電気学会産業応用部門大会、Y-13, 2013,8,28 山口大学(山口県・山口市)

宮寄洸一、柘川重男、負荷分担制御機能を有する太陽光発電用出力平準化回路の実測特性、H25 電気学会全国大会、4-072, 2013,3,20 名古屋大学(愛知県・名古屋市)

竹澤佳晃、柘川重男、高調波注入方式による三相 24 ステップダイオード整流回路の開発、H25 電気学会全国大会、4-079, 2013,3,20 名古屋大学(愛知県・名古屋市)

川杉健太、柘川重男、コンデンサ分圧を用いた高調波注入方式電圧形 24 ステップインバータの特性、H25 電気学会全国大会、4-043, 2013,3,22 名古屋大学(愛知県・名古屋市)

川杉健太、柘川重男、コンデンサ分圧を用いた高調波注入方式三相電圧形 24 ステップインバータ、H24 電気学会産業応用部門大会、Y-23,2013,8,21 千葉工業大学(千葉県・習志野市)

宮寄洸一、柘川重男、太陽光発電用出力平準化回路の負荷分担制御の検討、H24 電気学会産業応用部門大会、Y-41,2013, 8,21 千葉工業大学(千葉県・習志野市)

Kenta Kawasugi, Shigeo Masukawa, "Development of Quasi 24-Step Voltage Source Inverter", ICEMS 2012, Sapporo, Japan, DS1G4-5, 2012,10,22

6. 研究組織

(1)研究代表者

柘川 重男(MASUKAWA, Shigeo)

東京電機大学・工学部・教授

研究者番号：70147461