

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 28 年 5 月 30 日現在

機関番号：14101

研究種目：基盤研究(C) (一般)

研究期間：2013～2015

課題番号：25420252

研究課題名(和文)マトリクスコンバータを用いた低周波数スマートグリッドの構築

研究課題名(英文)Construction Of Smart-grid with Low grid Frequency by using Matrix Converter

研究代表者

山村 直紀(Yamamura, Naoki)

三重大学・工学(系)研究科(研究院)・准教授

研究者番号：80252310

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 4,000,000円

研究成果の概要(和文)：本研究の目的は、スマートグリッドとの連系を目的として、配電系統の省エネルギー化およびスマートハウスへの高品質な連系を行うため、配電系統の低周波数化およびマトリクスコンバータを用いた電力変換装置の利用を提案するものである。本研究で得られた成果は以下の通りである。

1. 低周波数変換用マトリクスコンバータの入力フィルタを設計した。2. 電源周波数及び負荷変動時の出力電圧の安定化を図った。3. サイクロコンバータを用いた電源によりマトリクスコンバータが高品質の電力を供給できることを確認した。

研究成果の概要(英文)：Our purpose of this study is to propose the power conversion system using matrix converter connecting the smart grid with low grid frequency for supplying the high quality power supply and energy saving in distribution system. Results obtained in this study are described below. 1: Design of input filter in low frequency conversion for matrix converter. 2. Achieved the stability of the output voltage when the power supply frequency and load are fluctuated. 3. Verify that matrix converter can achieve high quality power supply by using input power from cyclo-converter.

研究分野：パワーエレクトロニクス

キーワード：スマートグリッド マトリクスコンバータ サイクロコンバータ

1. 研究開始当初の背景

近年、各発電機、電力変換器が互いに情報を共有し合い、安定な電力供給システムを目指す「スマートグリッド」という考え方が注目を浴びている。その一方、震災以降「スマートハウス」として、家庭内で電力を制御し、家庭内のエネルギー需要の最適化や、電気自動車などに蓄えた電力を災害時に非常用電源として用いるなどの試みが始められている。また、太陽光・風力などの自然エネルギー利用発電の増加が強力に進められているが、これらのエネルギーは脈動が大きいので、負荷や他の発電装置と情報を共有し発電量を制御するためのスマートグリッドシステムに組み込まれることが安定な電力を確保する点からも望まれている。

家庭内での単相負荷は三相側からみれば2倍の周波数の電力脈動であり、これが変換され系統に流れ込むため、系統側にフィルタが必要であるが、周波数が近いので、リアクトルやコンデンサなどを用いた効率的なパッシブパワーフィルタの設計は困難である。そこで、電力脈動は負荷側の周波数に依存するため、系統の周波数をそれより低く(たとえば10Hzなど)すれば、電力脈動を除去するためのパッシブパワーフィルタの設計は容易になる(Fig.1 参照)。

これに類似する技術として直流配電があるが、事故時に安全に系統切断が困難であるなど、問題が多く、屋内配線に留まっているのが現状である。低周波数であっても交流である本提案方式ではこのような問題は起きにくいと考えられる。また、低周波のグリッド電圧は低価格・大容量のサイリスタを用いたサイクロコンバータを利用することで、電力会社の系統より容易に得ることが可能である。さらに低周波配電は、配線インダクタンスによる電圧降下も低減することが出来る。各家庭への配電はマトリクスコンバータを使って50Hzないしは60Hzに変換して供給できるため、既存の機器の利用に問題は無い。

スマートハウスではバッテリーに蓄えられた電力を活用するために、屋内を直流配線とすることもある。従来方式では整流回路を用いて系統から直流電圧を得ていたが、安定した直流電圧を得

る為の電解コンデンサが高調波電流を発生し、系統に流れ込むという問題があった。そこで、近年、研究が行われている交流から交流へ直接変換するマトリクスコンバータに注目する。マトリクスコンバータは、中間に大容量の電解コンデンサが不要で、小型化に有利である。そこで、変圧器の代替としてマトリクスコンバータを利用することで、スマートグリッドの電源電圧の変動に依存せず、高品質な電力が需要家に供給する方法を提案した。しかし、従来の方法では三相から単相への変換ではあるものの、周波数を変換する事は無く、60Hz/60Hzあるいは50Hz/50Hzと周波数一定のまま電圧変換のみを行っていた。マトリクスコンバータは周波数変換が可能であるため、一般家庭では商用電源周波数、スマートハウス内で直流電源が必要な場合には高周波で直流に変換するなど、接続先に合わせて柔軟に対応することが出来る。さらに高周波変換を行うため、交流側には小容量のフィルタで十分に高調波を低減することができると思われる。

2. 研究の目的

本研究の目的は、スマートグリッド及びスマートハウスの連系を目的として、配電系統の省エネルギー化およびスマートハウスへの高品質な連系を行うため、配電系統の低周波数化およびマトリクスコンバータを用いた電力変換装置の利用を提案するものである。本提案手法は自然エネルギーを利用した分散電源システムの入った系統において、安全かつ安定に高品質の電力を、スマートハウスと一般家庭を区別することなく、需要家として電力を供給する事を可能とする手法である。具体的には以下の検討を行なった。

- ・マトリクスコンバータによる配電(10Hz→50,60Hz)および需要家からの逆流(50,60Hz→10Hz)を安定かつ安全に変換できるかどうかの可能性を確認する。
- ・10Hzで構成されたスマートグリッド内に自然エネルギーなどの脈動電力が供給された場合における系統を安定化する装置の開発を行う。
- ・スマートハウスなどの直流電源を必要とする需要家が接続されても、スマートグリッドに悪影響を及ぼさずに電力変換を行う方式について検討する。
- ・これら負荷および分散電源が接続された状態において、既存の電力系統に安定に接続することを可能とするスマートグリッドの実現に向けての検討を行う。

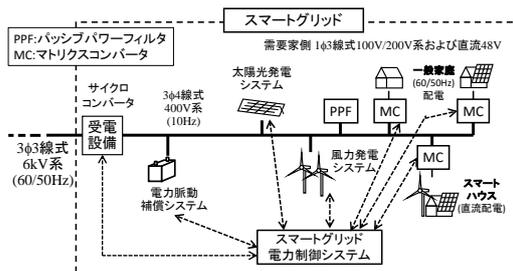


Fig.1 本研究で提案するスマートグリッド

3. 研究の方法

本研究は3段階から成り立っている。第一段階としては、需要家への配電を行うマトリクスコンバータについて、シミュレーション及び実験から周波数変換方式および高調波除去のためのパッシブフィルタの設計を行い、動作確認及び性能評価を行う。

第2段階は、スマートハウスへの低周波数でのスマートグリッドを構築し、分散電源の安定な接続法についての検討を行い、シミュレーション及び実験により動作確認と性能評価を行う。

第3段階は、各種需要家および分散電源がつながれた状態でのマトリクスコンバータによる潮流制御により、既存系統と安定に接続する方策について検討・検証を行う。

4. 研究成果

(1) 三相—单相用マトリクスコンバータの原理

①主回路構成 Fig. 2 に本研究で扱う单相マトリクスコンバータ(以下 MC)の主回路構成を示す。Fig. 2 の回路は、理想的な配電系統の電源を想定した三相4線式400V、10Hz系から、一般的な需要家を想定した单相3線式100V、50Hz系へ変換するシステムである。

主回路は双方向に電流制御が可能な双方向スイッチ6個と入出力フィルタから構成される。双方向スイッチは、入力相の1相に対して各々の出力相の間に設けられ、これらの双方向スイッチを切り換え、出力相に接続する入力相とON時間を選択することにより、交流電源から任意の電圧、周波数を直接出力することができる。

②制御原理 单相MCの入出力間に設置された6つの双方向スイッチ $S_{a1} \sim S_{b3}$ の制御周期内のON-Dutyをそれぞれ $a_1 \sim b_3$ とし、制御関数とする。制御関数を(1)式で表す。

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \end{bmatrix} + A \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \pi) & \cos(\omega t + \pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 5\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\omega = \omega_s + \omega_o) \quad (1)$$

ここで、 $h_u \sim h_w$ は出力電圧の零相分を決定する関数、 A は出力電圧振幅を決定する振幅変調率、 ω_s は電源角周波数、 ω_o は出力角周波数である。

(1)式の制御関数を用いて出力電圧 v_o の制御

周期内の平均値と入力電圧 v_u の関係を表すと(2)式となる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{oa} \\ \bar{v}_{ob} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{iu} \\ v_{iv} \\ v_{iw} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで v_{iu} 、 v_{iv} 、 v_{iw} を(3)式と仮定する。

$$\begin{bmatrix} v_{iu} \\ v_{iv} \\ v_{iw} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \delta) \\ \cos(\omega_s t - 2\pi/3 - \delta) \\ \cos(\omega_s t + 2\pi/3 - \delta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

V_i は入力電圧振幅、 δ は入力フィルタにより生じる位相角である。(2),(3)式より v_o の制御周期内の平均値を導出すると(4)式となる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{oa} \\ \bar{v}_{ob} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} A V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \delta) \\ \cos(\omega_o t + \delta + \pi) \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4)式の v_o の制御周期内の平均値と出力インピーダンス Z_o を用い、電源電圧を基準位相とした位相差 φ を考慮すると、出力電流 i_{oa} 、 i_{ob} は(5)式となる。

$$\begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \end{bmatrix} = I_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \delta - \varphi) \\ \cos(\omega_o t + \delta - \varphi + \pi) \end{bmatrix} \quad \left(I_o = \frac{3AV_i}{2Z_o} \right) \quad (5)$$

I_o は出力電流振幅である。入力電流 i_{iu} 、 i_{iv} 、 i_{iw} と出力電流の関係を表すと(6)式となる。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iu} \\ \bar{i}_{iv} \\ \bar{i}_{iw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \\ a_3 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここで、(5)、(6)式より入力電流の制御周期内の平均値を導出すると(7)式となる。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iu} \\ \bar{i}_{iv} \\ \bar{i}_{iw} \end{bmatrix} = A I_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \delta + \varphi) \\ \cos(\omega_s t - \delta + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t - \delta + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t - \delta + \varphi + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t - \delta + \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos((\omega_s + 2\omega_o)t + \delta - \varphi) \\ \cos((\omega_s + 2\omega_o)t + \delta - \varphi - 2\pi/3) \\ \cos((\omega_s + 2\omega_o)t + \delta - \varphi - 2\pi/3) \\ \cos((\omega_s + 2\omega_o)t + \delta - \varphi + 2\pi/3) \\ \cos((\omega_s + 2\omega_o)t + \delta - \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

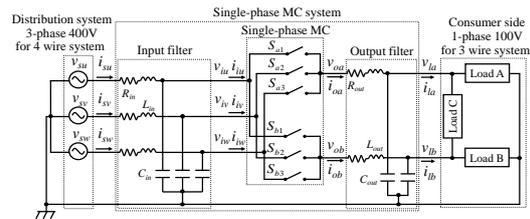


Fig.2. 单相MCの主回路構成

(2) パッシブフィルタの設計

①パラメータ導出 パッシブフィルタにより高調波成分を 75%低減することを目標に設計を行う。Fig. 3 に本研究で提案するパッシブフィルタの回路構成を示す。Fig. 3 の回路は、直列共振フィルタと並列共振フィルタで構成され、系統インピーダンスを考慮し、電源と単相 MC システムの間に並列に PPF を接続することを考える。本稿では系統インピーダンス 400V 系、10Hz のマイクログリッド内配電線 2km の系統インピーダンスを $0.2+j0.2[\Omega]$ とする。

今回、用いた直列共振回路の共振周波数は(8)式、並列共振回路の共振周波数は(9)式で表される。一般的な共振回路の Q 値として、Q 値は 10 とする。

$$f_{1s} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_s + L_p}{L_s L_p C_p}} \quad (f_{1s}=110\text{Hz}) \quad (8)$$

$$f_{2s} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_p}} \quad (f_{2s}=10\text{Hz}) \quad (9)$$

②シミュレーション結果 Table.1 にシミュレーションパラメータを示す。Fig.4(a)(b)にそれぞれ電源電流波形とその FFT 解析結果を示す。入力電流の高調波成分が 75%低減されていることを確認できるが、各相の電流が不平衡となってしまっている。その原因として、零相電流の影響を現在検討中である。

(3) 単相 MC の出力周波数一定制御法

再生可能エネルギー発電を含む系統では、気象条件により発電量が変化するため、系統

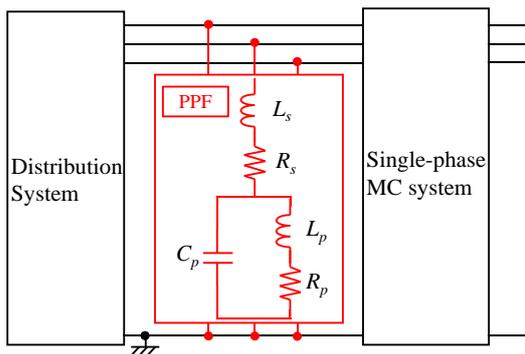
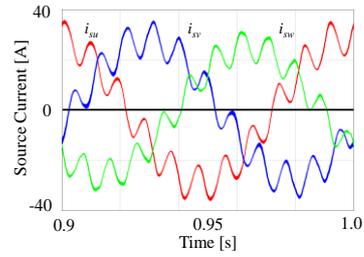


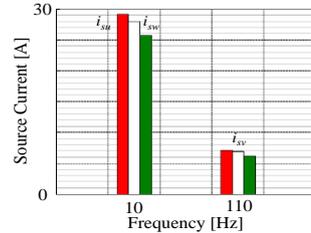
Fig.3. 提案する PPF の回路構成

Table 1. シミュレーションパラメータ

Symbol	Meaning	Value
R_s	PPF resistance	0.139 [Ω]
L_s	PPF inductance	1.47 [mH]
R_p	PPF resistance	1.09 [Ω]
L_p	PPF inductance	0.175 [H]
C_p	PPF capacitance	1.45 [mF]



(a) 入力電流波形



(b) 入力電流 FFT

Fig.4. シミュレーション結果(i_{iu} , i_{iv} , i_{iw})

電圧の振幅や周波数が変動する可能性がある。そこで、系統電圧の振幅変動に対し、従来研究により負荷電圧制御が提案され、定常状態において単相 MC の負荷に実効値 100V の交流電圧を供給することができる。しかし、系統電圧の周波数変動に対し、出力周波数を一定にする制御法に関してはまだ未検討である。従来、この周波数の変動を補正するため、PLL(Phase Locked Loop)がよく用いられる。

しかし、PLL の欠点としては、PI 制御を使用しているため、制御遅れが発生するという問題がある。そこで、本稿では、PLL を用いず、単相 MC の制御関数により、制御遅れのない出力周波数一定制御法を提案する。また、従来手法により電源電圧変動時の出力電圧一定制御法との両立が可能かどうかをシミュレーションにより確かめた。

①基本原理 (4)式から電源電圧の $\omega_s t$ は制御関数内の $\omega_s t$ と打ち消されるため、電源電圧の $\omega_s t$ を検出し、(1)式の制御関数に入れば、出力周波数は電源周波数と関係なく常に 50Hz を出力することが分かる。そこで (3)式に対し $\alpha\beta$ 変換をすると、 v_α , v_β 成分は下の式となる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \cos(\omega_s t) \\ \frac{3}{2} \sin(\omega_s t) \end{bmatrix}$$

上式より、 $\tan^{-1}(v_\beta / v_\alpha)$ すれば、 $\omega_s t$ が得られる。また v_β / v_α より、 V_s が打ち消されるため、 V_s の変動は $\omega_s t$ を求めるのに影響しないことが分かる。

②電源周波数変動の場合のシミュレーション 電源周波数の変動に対し、出力周波数が変動

しないことを確認するため、出力周波数一定制御を 0s からかけ、シミュレーションを行なった。0-0.3s までの電源周波数を 50Hz とし、0.3s から 49Hz に変動させた。シミュレーション結果を Fig. 5, 6 に示す。Fig. 5, 6 から、出力周波数一定制御により、電源周波数の変動に対し、出力（負荷）周波数は常に 50Hz に保てるため、制御遅れは生じていないことが分かる。

③電源周波数及び振幅変動の場合のシミュレーション 0-0.3s までの電源周波数を 50Hz とし、0.3s から 49Hz に変動させ、さらに、電源電圧の振幅を 10% 上昇させた。雑誌論文③の負荷電圧制御と本稿で提案した出力周波数一定制御を併用してシミュレーションした結果を Fig. 7, 8 に示す。

Fig.7, 8 から、電源周波数及び振幅の変動があった場合でも、出力周波数一定制御法は有効であることが分かる。また、負荷電圧制御により、定常状態において、単相 MC の負荷に実効値 100V の交流電圧を供給できることも分かる。以上の事より、本方式では、PLL を用いず、単相 MC の制御関数により、制御遅れのない出力周波数一定制御法を提案し、シミュレーションによりその有効性を確認した。

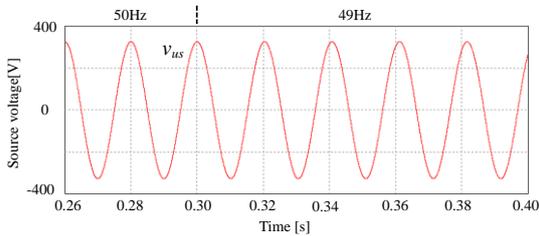


Fig. 5 電源電圧 v_{us} (電源周波数変動)

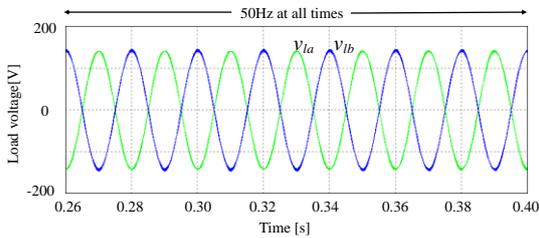


Fig. 6 負荷電圧 v_{la}, v_{lb} (電源周波数変動)

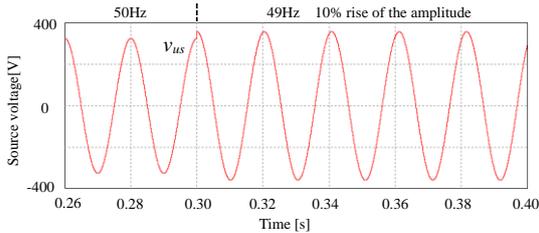


Fig. 7 電源電圧 v_{us} (電源周波数及び振幅変動)

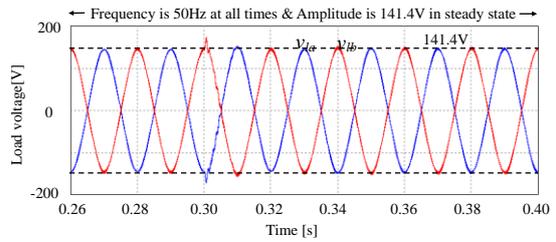


Fig. 8 負荷電圧 v_{la}, v_{lb} (電源周波数及び振幅変動)

(4) 単相 MC の出力電圧のダンピング制御法

従来の制御法では不可変動時の電圧制御は負荷側の電圧を検出し、その基本波振幅と位相を求めこれを一定に保つ制御法であった。この方式は定常状態においては有効であるが、急激な負荷変動には対応できない。

特に急に無負荷になるような場合、負荷側は LC フィルタのみとなるため、LC による好ましくない振動が発生してしまう。そこで、式(2)の制御関数に仮想的な抵抗を入れることでこの振動現象を速やかに収束させるダンピング制御を導入した。

Fig.9,10 にダンピング制御法の基本原理を示す。本方式は Fig.10 のように MC の出力電圧を制御し、Fig.9 と等価な動作を行わせる制御法である。このとき、式(2)の制御関数を以下の式のように変更する。

$$\begin{bmatrix} a'_1 & a'_2 & a'_3 \\ b'_1 & b'_2 & b'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} - \frac{2}{3} G \begin{bmatrix} \frac{i_{oa}}{V_i} \cos(\omega t - \delta) & \frac{i_{oa}}{V_i} \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \delta) & \frac{i_{oa}}{V_i} \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \delta) \\ \frac{i_{ob}}{V_i} \cos(\omega t - \delta) & \frac{i_{ob}}{V_i} \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \delta) & \frac{i_{ob}}{V_i} \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \delta) \end{bmatrix}$$

上式において、 i_{oa}/V_i 、 i_{ob}/V_i は Fig.11 のブロック図に示すように負荷電流を検出することにより求める事ができる。

Fig.12 にダンピング制御のシミュレーション結果を示す。本法を用いることにより負荷解放時の LC フィルタによる振動電圧を速やかに収束させることができる事が確認できる、なお、制御遅れにより、負荷変動直

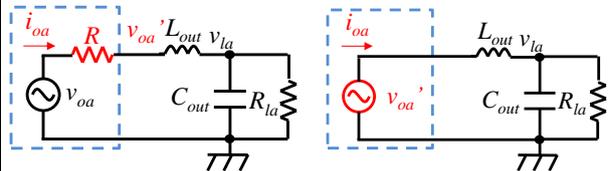


Fig.9 実抵抗によるダンピング

Fig.10 仮想抵抗によるダンピング

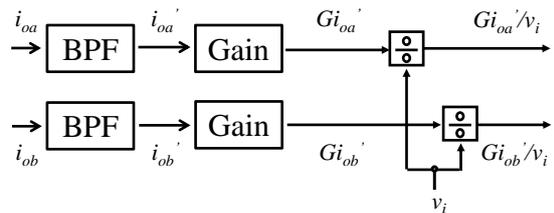
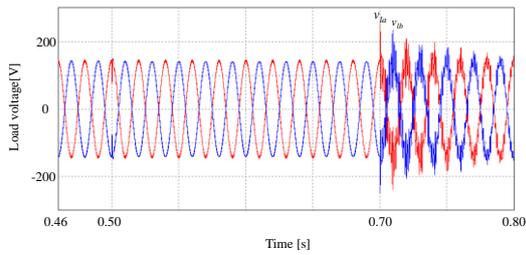
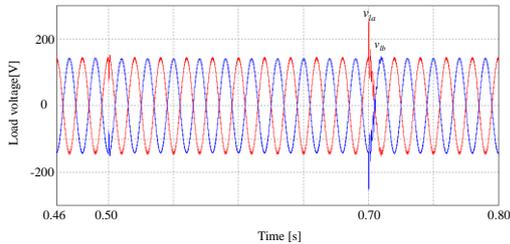


Fig.11 制御パラメータの導出



(a) ダンピング制御未使用



(b) ダンピング制御使用

Fig.12 ダンピング制御の効果

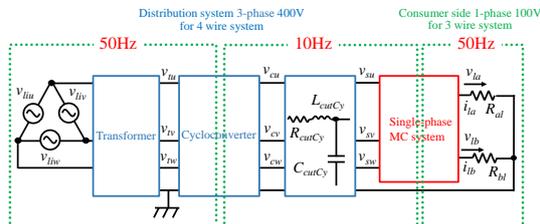
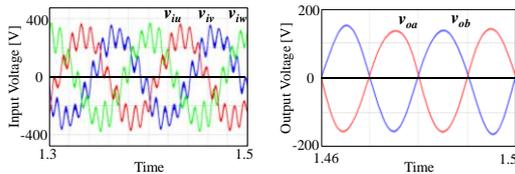


Fig.13 低周波マイクログリッドの構成



(a) MC 入力電圧 (b) MC 出力電圧

Fig.14 MC 入出力電圧波形

後は振動抑制が困難なため、ハードウェアダンピングを併用する必要がある。

(5) サイクロコンバータによる低周波数電源による単相 MC 動作確認

Fig.13 にサイクロコンバータを用いた低周波数マイクログリッドの構成を示す。サイクロコンバータのスイッチング周波数は非常の遅いため、出力電圧には多量の低次高調波成分が含まれている。そこで MC の入力及び出力フィルタにより、需要家には高品質な電力が供給可能かを検討した。

Fig.14 に結果を示す。MC の入力電圧には多くの歪みが含まれているが、フィルタの効果により、出力には歪みの少ない正弦波が供給されている事がわかる。

5. 主な発表論文等

[雑誌論文] (計 4件)

- ① 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋, “Improvement of the Switching System in the Power Distribution for Three-phase to Single-phase Matrix Converter System with Neutral Line”,

The 2015 International Conference on Electrical Machines, 26P9-1, p.p.1-6, 査読あり

- ② 王謙, 山田亮介, 山村直紀, 石田宗秋 “A Study on Damping Control Method for Three-phase-to-single-phase Matrix Converter System with Neutral Line”, 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, YF-011282, pp.2427-2432, 査読あり
- ③ 山田亮介, 山村直紀, 石田宗秋 “Verifying Some Characteristics of Load Voltage Control Method for Three-Phase-To-Single-Phase Matrix Converter System with Neutral Line”, 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Valencia, Spain, TT1-3, pp.1-6, 査読あり
- ④ 山田亮介, 山村直紀, 石田宗秋 “A Study on Load Voltage Control Method for Three-phase-to-single-phase Matrix Converter System with Neutral Line” 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems, Oct. 26-29, 2013, Busan, Korea, PCI-1025, pp.1836-1841, 査読あり

[学会発表] (計 4件)

- ① 王謙, 楊海龍, 山村直紀, 石田宗秋「中性線を持つ三相-単相マトリクスコンバータの出力周波数一定制御法」, 平成 28 年電気学会全国大会, 4-057, 2016/3/16-18, 東北大学(宮城県・仙台市)
- ② 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋「配電用三相/単相マトリクスコンバータにおけるスイッチング方式の評価」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 1-15, 2015/9/2-4, 大分大学(大分県. 大分市)
- ③ 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋「中性線を持つ三相-単相マトリクスコンバータを用いた低周波マイクログリッドシステム」, 平成 26 年電気学会全国大会, 7-033, 2014/3/18-20, 愛媛大学(愛媛県・愛媛市)
- ④ 山田亮介, 山村直紀, 石田宗秋「中性線を持つ三相-単相用マトリクスコンバータの負荷電圧制御法」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-33, 2013/8/28-30, 山口大学(山口県, 山口市)

[図書] (計 0件)

[産業財産権]

○出願状況 (計 0件)

○取得状況 (計 0件)

[その他]

ホームページ等

<http://www.esl.elec.mie-u.ac.jp/enesys/>

6. 研究組織

(1)研究代表者

山村直紀 (YAMAMURA, Naoki)
三重大学・大学院工学研究科・准教授
研究者番号: 80252310

(2)研究分担者

石田宗秋 (ISHIDA, Muneaki)
三重大学・大学院工学研究科・教授
研究者番号: 70135317

(3)連携研究者 なし