

科学研究費助成事業（科学研究費補助金）研究成果報告書

平成 25 年 5 月 31 日現在

機関番号： 14101
研究種目： 基盤研究 (C)
研究期間： 2010 ~ 2012
課題番号： 22560271
研究課題名 (和文) マトリックスコンバータを用いた複合型スマートグリッドシステムに関する研究
研究課題名 (英文) Study of combined type smart-grid using matrix converter

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

研究成果の概要 (和文)：

本研究はスマートグリッドの実現を目的として、配電系統の高品質化および安定化するためにマトリッ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、自然エネルギーを利用した分散電源システムの脈動電力の安定化と、需要家に高品質の電力を供給することを同時に可能とする手法である。

本研究の成果としては以下のことが挙げられる。

1. 配電用三相 4 線式・単相 3 線式電力変換用マトリックスコンバータ(以降単相用 MC と略す)の回路構成、及び電力変換のための制御法を提案した。
2. 当初提案した制御法は入力電流に逆相成分が重畳するため、波形整形の障害となっていた。そこで、単相用 MC による電力変換時に、電源電流に逆相成分を含まない電力変換方式を提案した。
3. 提案した制御法においてもなお、入力電流には三次高調波成分が含まれているため、この三次高調波電流を電源側へ流出させないように、単相用 MC の複数台接続や入力側にパッシブフィルタを接続することで、高調波電流の低減を行った。
4. また、負荷変動や、電源電圧変動に起因する出力電圧の振幅及び位相の変動を抑制する制御法について検討を行い、シミュレーションにより効果を確認した。

研究成果の概要 (英文)：

This study is what proposes use of the power converter which used the matrix converter in order that a distribution system might improve the quality of it and be stable for the purpose for realizing a smart grid. It is the technique of making it possible simultaneously the stabilization using natural power sources of the fluctuating electric power of a distributed power source, and to supply high quality electric power to a consumer. The following things are mentioned as a result of this study.

1. The method of controlling for the circuit configuration of the matrix converter for three phase 4-wire system-single phase 3 line type electric energy conversion for power distribution (it is called as single phase MC) and electric energy conversion was proposed.
2. Becoming an obstacle of waveform shaping, since a negative phase components include in the input currents. Then, the power conversion system which does not contain a negative phase component in input current was proposed at the time of the power conversion by single phase MC.
3. Since the third harmonic wave component was contained in addition in the input current also in the proposed controlling method, harmonic current was reduced by connecting a input passive filter so that this third harmonic wave current might not be made to flow into the power supply side.
4. Moreover, the controlling method which controls the amplitude and phase of output voltage when load or power supply voltage change was examined was proposed, and the

effect was verified by the simulation.

交付決定額

(金額単位：円)

	直接経費	間接経費	合計
2010年度	3,000,000	900,000	3,900,000
2011年度	500,000	150,000	650,000
2012年度	200,000	60,000	260,000
年度			
年度			
総計	3,700,000	1,110,000	4,810,000

研究分野：工学

科研費の分科・細目：電気電子工学・電子工学・電力変換・電気機器

キーワード：電気エネルギー工学（発生・変換・貯蔵・省エネルギーなど）

1. 研究開始当初の背景

近年、配電システムには、さまざまな分散電源が接続されてきており、今後その傾向は増すばかりである。特に、CO₂問題の深刻化により、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る可能性が高い。しかし、自然エネルギー利用発電システムは、電力脈動が大きいにもかかわらず、配電システムの末端に設置されることが多いため、系統インピーダンスにより電圧変動を引き起こすため、それらの設置には電力品質を重要視する電力会社から規制されるケースが多いと予想され、分散的電圧制御システムの設置が望まれる。

現在、配電システムには単に電圧を変え、接地系を三相回路から単相系（最近では単相二線式が普及）変換するために柱上変圧器が設置されているが、電圧制御能力はない。さらに柱上変圧器は、大きく、重量があり、柱の余分な強度を必要とするうえ、美観上も好ましくない。

2. 研究の目的

上記のような問題点を解決するため、本研究では、柱上変圧器をマトリックスコンバータに置き換える事を提案する。マトリックスコンバータは変圧器に比べれば遙かに小型で軽量のため、設置スペース上有利である。また、変圧器にない電圧コントロール能力を有し、配電用変電所の役割を分散できる。さらに、需要家の近くで電圧コントロールができるようになり、自然エネルギー発電システムの採用が増えた場合でも、家庭間の干渉を防ぐことができ、結果的に、配電システムの高性能化、高品質化を図ることができる。本研究では主としてマトリックスコンバータの構成及び制御法について検討する。

3. 研究の方法

(1) 三相4線式-単相3線式マトリックスコンバータシステムの構築

マトリックスコンバータを三相4線式の配電システムに導入する場合の回路構成のトポロジーについて検討するまた、電力変換の制御アルゴリズムについて検討し、実機試験により確認する。

(2) 入力電流に逆相電流を含まない電力変換方式の提案

(1)で用いた制御方式を用いて電力変換を行った際、入力電流に逆相及び三次高調波成分が発生する事が確認された。そのためアルゴリズムを変更し、逆相電流成分を含まない電力変換方式の提案を行った。

(3) 高調波電流を低減するシステム構成について

単相負荷は、三相電源側から見れば脈動する負荷である。そのため(2)の方式を用いても高調波電流を完全になくすことは原理上できない。そこで、システムを並列に組み合わせ、動作させることや、入力側にパッシブフィルタを接続し、発生する高調波電流を低減する方式について検討を行った。

(4) 負荷電圧制御法の提案

本システムは入出力にスイッチングによる高調波電流を除去するためのフィルタが設置されている。そのため、負荷変動により出力電圧の振幅や位相が変動する。また、本変換器は電圧の変換率を与えて出力電圧を制御するため、電源電圧が変動すれば、それに合わせて出力電圧も変動してしまう。そこで、出力電圧をフィードバック制御することにより、負荷変動や電源電圧変動が発生しても、出力電圧の振幅や位相が変動しない制御系を提案した。

4. 研究成果

(1) 三相4線式-单相3線式マトリックスコンバータの基本回路を図1に示す。

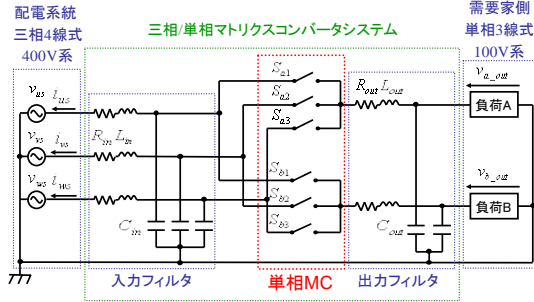


図1 三相4線式-单相3線式マトリックスコンバータの基本回路

本システムは従来、中性線を持つ三相マトリックスコンバータとして提案されたものを、単相用として変更したものである。

従来と異なる点は、出力の位相が三相マトリックスコンバータの場合は $2\pi/3$ 異なっているのに対し π だけ異なる対象波形となる点である。このため線間電圧は一相あたりの電圧の倍となり、100V/200Vの電圧を同時に需要家に供給することが出来る。

また、制御関数は以下の式となる。

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_a Y_a \\ A_b Y_b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_u & X_v & X_w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix}$$

ここで $X_u \sim X_w$ は交流を直流に変換し、 Y_a, Y_b は直流を交流に変換する関数、 A_a, A_b は振幅変調率を表す。

これらの関数を元にスイッチング関数を定め、のこぎり波比較方式によりスイッチ信号を決定している。

また、実際のスイッチングの際には、「入力電圧の短絡」および「出力電流の開放」が起こらないようにスイッチを切替える必要がある。しかし、そのためにはスイッチの切替に遅れ時間を必要とするため遅れが生じてしまう。そこで、切り替えに必要なステップ(従来は4ステップ)を見直し3ステップで切り替えが完了するシーケンスを提案した。

図2に実機試験の結果を示す。従来方式では出力電圧に歪みが生じていたが、提案法ではTHD(歪み率)が1/4となり、改善されている事ができた。

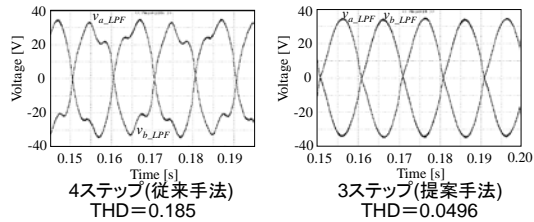


図2 スイッチ切替方式の改良

(2) (1)で提案した制御法を用いた場合、入力電流の理論式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \frac{A}{2} I_L \begin{bmatrix} 2\cos(\omega t) + \cos(-\omega t - 2\varphi_c) \\ + \cos(3\omega t + 2\varphi_c) \\ 2\cos(\omega t + 2\pi/3) + \cos(-\omega t - 2\varphi_c + 2\pi/3) \\ + \cos(3\omega t + 2\varphi_c + 2\pi/3) \\ 2\cos(\omega t - 2\pi/3) + \cos(-\omega t - 2\varphi_c - 2\pi/3) \\ + \cos(3\omega t + 2\varphi_c - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

理論式より入力電流には基本波成分の他に逆相成分($-\omega$)および三次高調波成分(3ω)が含まれていることがわかる。

逆相成分は電源周波数と同じ周波数の成分のため、パッシブフィルタなどを用いて除去することは出来ない。アクティブフィルタを用いれば除去することは可能であるが、逆相電流の振幅は基本波電流の半分のため、アクティブフィルタの容量が大きくなり、不経済である。そこで、入力電流に逆相成分を含まない電力変換方式を提案する。

出力のa相を例にとると

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = v_{oa} \begin{bmatrix} C_a \\ C_a \\ C_a \end{bmatrix}$$

$$C_a = A_a \left[\cos(\theta + \theta_{oa}) \cos\left(\theta + \theta_{oa} - \frac{2}{3}\pi\right) \cos\left(\theta + \theta_{oa} + \frac{2}{3}\pi\right) \right]$$

なる制御式を用いることで、入力電流の理論式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} A_a I_a \cos(\omega t - \varphi_{La} - \delta) + A_b I_b \cos(\omega t - \varphi_{Lb} - \delta) \\ + A_a I_a \cos(\omega t + 2\omega t + 2\varphi_{oa} + \varphi_{La} + \delta) + A_b I_b \cos(\omega t + 2\omega t + 2\varphi_{ob} + \varphi_{Lb} + \delta + \pi) \\ + \frac{1}{3} \{ I_a \cos(\omega t + \varphi_{oa} + \varphi_{La} + \delta) + I_b \cos(\omega t + \varphi_{ob} + \varphi_{Lb} + \delta + \pi) \} \\ A_a I_a \cos\left(\omega t - \varphi_{La} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) + A_b I_b \cos\left(\omega t - \varphi_{Lb} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} \{ A_a I_a \cos(\omega t + 2\omega t + 2\varphi_{oa} + \varphi_{La} + \delta - \frac{2\pi}{3}) + A_b I_b \cos(\omega t + 2\omega t + 2\varphi_{ob} + \varphi_{Lb} + \delta - \frac{2\pi}{3}) \} \\ + \frac{1}{3} \{ I_a \cos(\omega t + \varphi_{oa} + \varphi_{La} + \delta) + I_b \cos(\omega t + \varphi_{ob} + \varphi_{Lb} + \delta) \} \\ A_a I_a \cos\left(\omega t - \varphi_{La} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) + A_b I_b \cos\left(\omega t - \varphi_{Lb} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ + A_a I_a \cos\left(\omega t + 2\omega t + 2\varphi_{oa} + \varphi_{La} + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) + A_b I_b \cos\left(\omega t + 2\omega t + 2\varphi_{ob} + \varphi_{Lb} + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ + \frac{1}{3} \{ I_a \cos(\omega t + \varphi_{oa} + \varphi_{La} + \delta) + I_b \cos(\omega t + \varphi_{ob} + \varphi_{Lb} + \delta + \pi) \} \end{bmatrix}$$

この理論式より、入力電流には逆相成分は含まれず3次高調波成分のみ含まれていることがわかる。

シミュレーション結果を図3に、また、そのFFT解析結果を図4に示す。

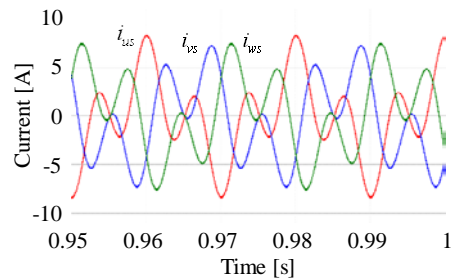


図3 入力電流波形のシミュレーション結果

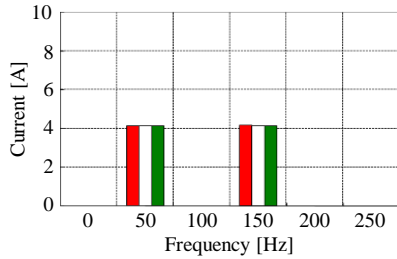


図4 入力電流波形のFFT解析結果

以上のようにシミュレーション結果からも入力電流に逆相電流は含まれていない事が確認できた。

(3)上記(2)の手法をもってしても、入力電流にはなお3次高調波が含まれている。そこでこれを系統側に流入させない工夫が必要である。そこで、発生する3次高調波成分が互いに $2\pi/3$ だけ位相がずれていることに着目し、図5に示すマトリクスコンバータの三台並列接続を提案する。

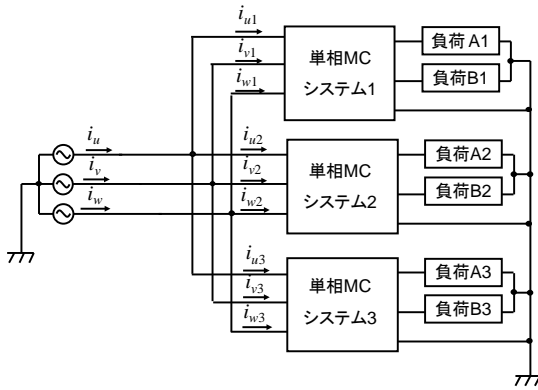


図5 単相マトリクスコンバータの三台並列接続

このシステムにおいて、それぞれのシステムで出力電圧の位相を $2\pi/3$ ずつずらすことにより、負荷がすべて同じ大きさであれば、入力電流に含まれる3次高調波成分は完全に除去される。負荷が不平衡な場合においても、単体に比べ3次高調波成分が低減できることをシミュレーションによって確認した。

また、残る3次高調波成分に関しては、パッシブフィルタ(PPF)によってこれを低減する方法を提案する。図6に提案するPPFの構成を示す。

PPFの構成の方針としては、基本波周波数に対するインピーダンスを高く、3次高調波周波数に対するインピーダンスを低くすることが望ましい。そこで、基本波周波数で並列共振し、基本波周波数の3倍の周波数で直列共振するように、共振回路を構成する。

図7にPPF接続後の入力電流波形を示し、図8にそのFFT解析結果をしめす。図3、図4と比較すると、基本波成分に対する3次高調波成分が大幅に低減されていることがわかる。ただし、完全に0にする事はPPFのみでは困難であり、これ以上の低減には、アクテ

ィブパワーフィルタを必要とする。

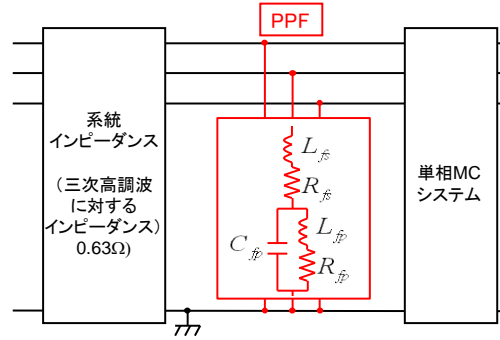


図6 提案するPPFの構成

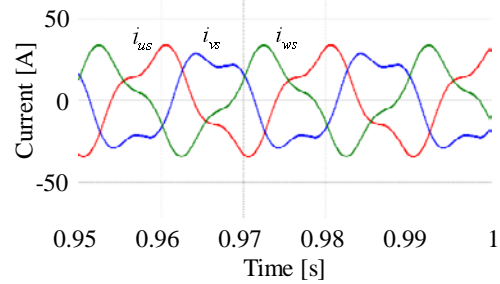


図7 PPF接続後の入力電流波形

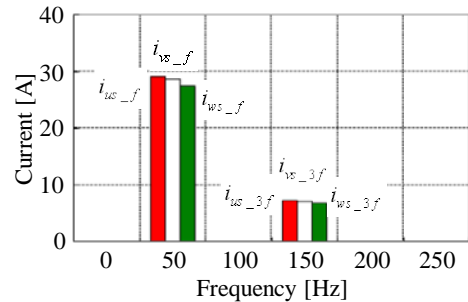


図8 入力電流波形のFFT解析結果

(4)電源電圧の変動および負荷変動に起因する需要端電圧の振幅及び位相の変動に対して、提案する出力電圧振幅制御ブロックを図9に、出力位相制御ブロックを図10に示す。

電源電圧の変動として、今回は+10%の入力電圧が変動した場合のシミュレーションを行った。

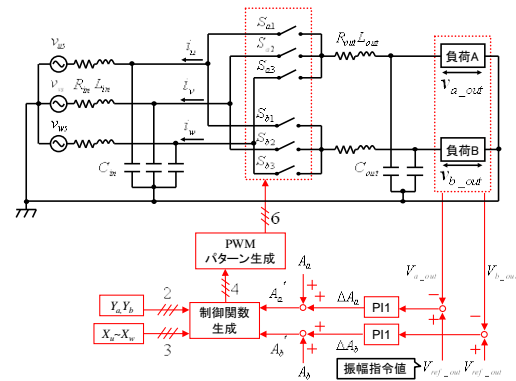


図9 出力電圧振幅制御構成図

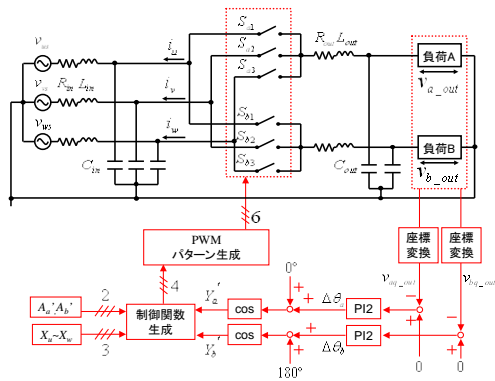


図 10 出力電圧位相制御構成図

図 11 に 0.5s に電源電圧が 10%上昇し、1s に元に戻った場合の負荷電圧の波形を示す。

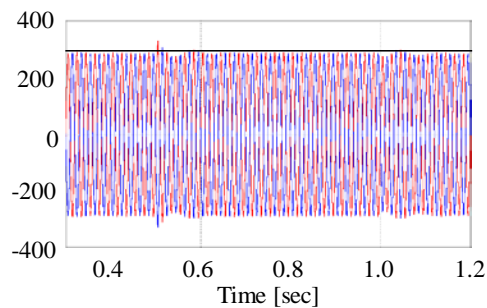


図 11 出力電圧波形

この図より入力電圧変動が起こった瞬間、出力電圧の変動が起こっているが、0.2 秒後には定常値に戻っていることがわかる。

また、負荷が不平衡な場合、出力電圧は図 12 に示すように、振幅と位相が変化してします。このことは、ab 両電圧を使って単相 200V の電圧が使用できなくなってしまう。

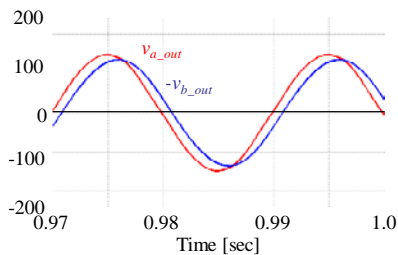


図 12 不平衡負荷時の出力電圧(制御無し)

これに対して、負荷電圧制御を行った場合の波形を図 13 に示す。

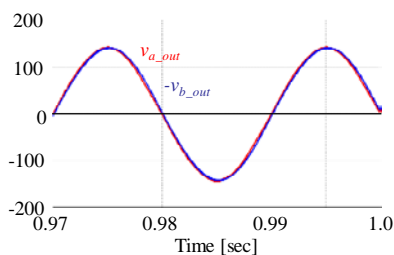


図 13 不平衡負荷時の出力電圧(制御有り)

本制御法を用いることにより、不平衡負荷接続時における負荷電圧の変動が補償され、

正常に 100V/200V の電圧を供給出来ることがシミュレーションにより確認できた。ただし、負荷変動時の過渡的な電圧変動については、制御が追いつかず、一時的に変動が生じるため、定格負荷から急に無負荷状態になるなど、大きな負荷変動については、電圧変動を抑制する別の方策(アレスタなどの設置)が更に必要であると考えられる。

以上の成果より、単相 MC を配電システムに導入し、系統電圧や負荷の変動時にも、需要端にはある程度範囲は限定されるが、一定の電圧を供給し続けることが可能であるとの知見を得ることが出来た。したがって、本システムを自然エネルギーを分散電源として導入したスマートグリッドに適用できる可能性は十分に高いものであると考えられる。

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[雑誌論文] (計 0 件)

[学会発表] (計 6 件)

1. 迫間泰樹, 山村直紀, 石田宗秋: 「中性線を持つ三相/単相マトリックスコンバータにおける制御方法の一考察」平成 24 年電気関係学会東海支部連合大会, E4-3 (2012/9/24-25)
2. 迫間泰樹, 山村直紀, 石田宗秋: "Improvement of quality of power distribution system using Matrix Converter and Active Filter", Proceedings of the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011), pp.4001-4006, (2011/10/7-10)
3. 迫間泰樹, 山村直紀, 石田宗秋: 「三相 4 線式-単相 3 線式用マトリックスコンバータにおける負荷電圧制御」, 平成 23 年電気関係学会東海支部連合大会, K2-3, (2011/9/26-27)
4. 迫間泰樹, 山村直紀, 石田宗秋: 「三相 4 線式-単相 3 線式用マトリックスコンバータを用いた配電システムの性能向上に関する研究」平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 1-176, p.p.1-765-768, (2011/9/6-8)
5. 迫間泰樹, 前島剛志, 山村直紀, 石田宗秋: 「三相 4 線式-単相 3 線式用マトリックスコンバータの入力電流歪みの補償法の検討」パワーエレクトロニクス学会 第 186 回 定例研究会, JIPE-36-37, (2010/12/11)
6. 前島剛志, 山村直紀, 石田宗秋: "Improvement of Quality of Electricity Distribution System using Matrix Converter", The 13th International

Conference on Electrical Machines and
Systems (ICEMS 2010), PS-PCI-38, pp.1-6,
(2010/10/10-13)

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・大学院工学系研究科・教授
研究者番号： 70135317