

電力品質改善機能を備えた太陽光発電用 単相 PWM コンバータに関する研究

北野 達也*¹

A Study of the Single-Phase PWM Converter for PV System with Power Quality Improving Function

Tatsuya KITANO

As one of the counter measures for decreasing fossil fuels consumption and for saving the natural resources, power electronics as environmental technology is gaining its importance in recent years. So, harmonics and power factor problems have become important. In case of the single-phase converter, the large smoothing capacitor is required to absorb a power ripple of twice frequency of a power supply. Based on the above mentioned viewpoints, this paper has studied on value adding strategies with active filtering for the practical PV systems connected to the commercial system line. This paper proposes the multi-functional high quality single phase power converter with a simple circuit, the basic operation of the proposed method is confirmed by simulation.

KEYWORDS : Single-Phase PWM Converter, PV System, Power Ripple

1. まえがき

一般家庭に代表されるインバータエアコン、テレビ等において、交流を直流に変換する機器として、コンデンサ入力形のダイオード整流回路が用いられている。この回路は構成が容易かつ制御を必要としないため低コストで実現できるので、多くの家電製品に用いられているが、電源電圧のピーク付近でのみ電流が流れるため、非常に多くの高調波電流を電源系統に流出しており、系統電圧の歪みの要因となっている。高調波成分による波形の歪みは、電力機器の過熱、焼損、誤動作や通信系統への誘導障害を引き起こす。これらを解決

するために、各種電力変換方式の開発が行われているが、大容量の電力変換機器に対しては個々の機器についての適用は可能であっても、小容量の電力変換機器について行うのはコスト的な問題もあり難しい。従来とられてきた方法はパッシブ LC フィルタによって高調波に対し、低インピーダンスとなる分路を設け、系統に流れる高調波電流を低減させようとするものであるが、補償特性は系統インピーダンスの影響を受けたり、系統との間に反共振が存在し、高調波が増大することがあったり、上位系統から、高調波電流が流入し過負荷となるなどの問題がある。この問題がある LC フィルタの代わりに半導体電力変換により高調波電流を補償する電力品質改善機能を持つ電力変換

*1 電気電子創造工学科(Dept. of Innovative Electrical and Electronic Engineering), E-mail: kitano@oyama-ct.ac.jp

器が電力用スイッチング素子の特性の向上にともない実用化されてきている。また、小容量電力変換機器単体で高調波を出さないようにする方式として、整流器に1つの半導体スイッチを付加し、入力電流波形の改善を行う研究が行われている。また、単相PWMコンバータを用いることにより、同様に入力波形を改善する方法があり、入力電流を任意に設定できるため高精度な電流制御が行える。ところで、単相PWMコンバータでは通常電源側電流を電圧と同期した力率1の正弦波に制御するため、入力電力が電源の2倍の周波数で脈動し、直流出力電圧にリップルが生じる。この電力脈動に起因する直流出力電圧のリップルを除去する方法として、一般的に大容量の平滑コンデンサが用いられる。しかし、直流側にUPS（無停電電源装置：Uninterruptible Power System）等の目的で、バッテリーを置く場合、少しの電圧リップルが拡大されてバッテリー電流リップルに現れバッテリーの寿命を縮める。

本論文では、入力電流を任意に瞬時値制御できる単相PWMコンバータを系統に連系する場合、直流出力側に電力品質改善コンバータをおくことで単相PWMコンバータに本質的な 2ω と交流側で生じる電力脈動を一括して補償する新しい電力品質改善機能を備えた単相PWMコンバータを提案する。そして、直流出力側の電力品質改善コンバータにおいて、脈動電力あるいは平均電力のいずれの処理を行なうのかによって脈動電力処理形、平均電力処理形の2通りの回路方式があることを示し、両者についてシミュレーションにより比較検討する。

2. 提案回路の構成

直流出力電圧のリップルを抑える電力品質改善機能を備えた単相PWMコンバータを構成する、単相PWMコンバータと電力品質改善コンバータについて述べたあと、提案方式の回路構成を示す。

2.1 単相PWMコンバータ

出力の1サイクルの間に数十回以上のスイッチングを行う電圧形PWMインバータを用いて瞬時電流制御系を構成することによりその交流出力電流 i_s は任意の波形に制御できる。この電圧形インバータは、出力電流の大小や方向にかかわらず、

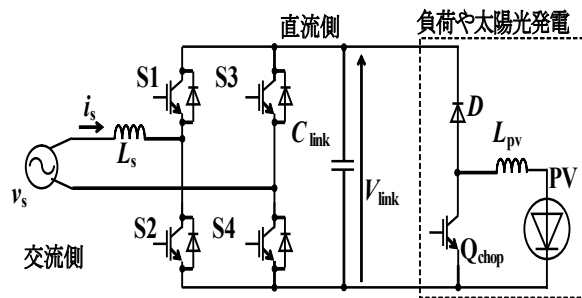


図1 単相PWMコンバータ

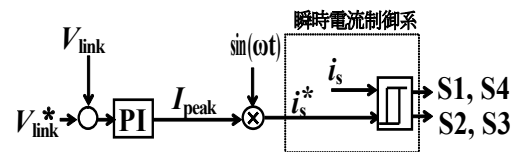


図2 単相PWMコンバータの制御ブロック図

一定の電圧を発生させる電圧源であるので、電圧に対して電流の極性が逆であれば、いわゆる回生状態となり、交流側から直流側へ電力を整流することができる。すなわち、電力のパワーフローは交流側から直流側、直流側から交流側への双方向である。この原理を利用し、電源電流が力率1の正弦波に制御しながら整流する方法を高力率コンバータという。その回路構成を図1に示す。

図2に基本的な単相PWMコンバータの制御ブロック図を示す。商用電源の電圧と同期した正弦波基準 $\sin(\omega t)$ を作成する。直流電圧の設定値 V_{link}^* とフィードバック値 V_{link} の偏差をPI（比例積分）調節器で調節した制御信号と正弦波基準信号をかけ算することによって、電源電圧と同相のインバータへの正弦波電流指令値 i_s^* を作っている。瞬時電流制御系がこれを追従制御することによって電源電流 i_s は常に力率1の正弦波に制御される。瞬時電流制御系には、電流ヒステリシス制御方式、デッドビートコントロールなどがある。また、出力電圧はフィードバックにより V_{link}^* に制御されるため、単相PWMコンバータは、特性上瞬時電力に各周波数 2ω の脈動成分が発生する。

2.2 電力品質改善コンバータ

昇圧チョッパは、電圧・電流ともに一方方向の非可逆形で、電源から負荷に対しての一方方向のパワーフローを持つが、降圧チョッパと組み合わせることによって、電圧または電流の極性が変わって

も対応できるように拡張されたものを可逆チョップと呼び、本研究では電力品質改善コンバータとして用いる。

この電力品質改善コンバータの $S+$ 、 $S-$ は交互にオンする。そのため $S+$ のデューティファクタを α とすると、 $S-$ は $1 - \alpha$ となる。負荷電流の方向に従って降圧チョップから昇圧チョップの動作まで連続して行える。図 3 (a) の回路では、 $S+$ と $D-$ によって降圧チョップとなり、電源 E から負荷に電力が供給される力行モード、また、 $S-$ と $D+$ によって昇圧チョップとなり、負荷の起電力を発生する電力が電源に帰還される回生モードとなる。デューティ α による変化は降圧チョップと同様である。また、図 3 (b) の回路では $S+$ と $D-$ によって負荷の起電力を発生する電力が電源に帰還される回生モード、 $S-$ と $D+$ によって電源 E から負荷に電力が供給される力行モードとなり、デューティ α による変化は昇圧チョップと同様である。このように、 $S+$ と $S-$ の 2 個のスイッチを切り換えて動作させることにより、電源電流と負荷電流の両者を逆転できるため瞬時に電流制御が可能となる。

2. 3 提案回路

単相 PWM コンバータの出力に電力品質改善コンバータを装着して出力電圧のリプル低減を図る回路構成について述べる。電力品質改善コンバータは DC-DC 変換でパワーフローが双方向なのでエネルギーを蓄えておくエネルギーバンクと負荷の位置を電力品質改善コンバータの入力に付けるか、出力に付けるかで図 4 に示す脈動電力処理形と図 5 に示す平均電力処理形の 2 つ存在する。また、単相 PWM コンバータ出力に図 3 に示した電力品質改善コンバータをつなぐ場合、端子 (S) が端子 (L) につながることになる。系統電源電圧 100V につなげて用いる場合、単相 PWM コンバータの出力電圧は電源電圧のピーク電圧より高い出力を得ないと電源側の電流制御が行えないため 160V 以上の出力となり、降圧タイプの電力品質改善コンバータを用いた場合の出力電圧は単相 PWM コンバータ出力電圧より約 1/2 程度に制御されるが、昇圧タイプの電力品質改善コンバータを用いた場合の出力電圧は単相 PWM コンバータの出力電圧より 2 倍程度に制御されるため 320V 以上と電圧が高くなるため素子の耐圧等の問題が生じる。以上の理由から本研究では、単相 PWM コンバータの出力

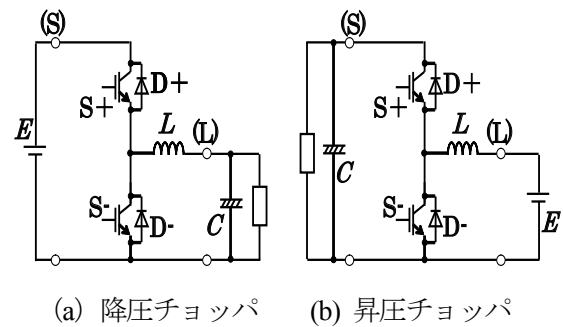


図 3 電力品質改善コンバータ

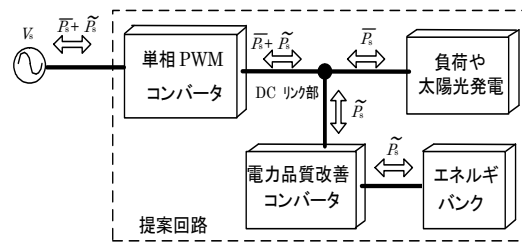


図 4 脈動電力処理形

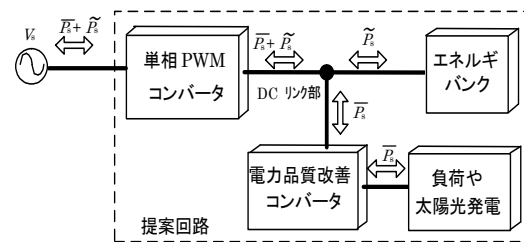


図 5 平均電力処理形

を可逆チョップの端子 (S) につなぐ回路構成の 2 つの回路構成を提案しそれぞれについて検討を行う。

3. 提案回路の制御手法

3. 1 脈動電力処理形

図 6 に単相 PWM コンバータの直流出力電圧のリプルを低減するための電力品質改善コンバータを装着した回路構成を示す。この電力品質改善コンバータの装着は、電源系統から入出力される脈動電力を打ち消すアクティブフィルタの役割をする。単相 PWM コンバータは 2.1 で述べた通りに電源電流 i_s が任意の指令電流 i_s^* に追従するように動作させる。電力品質改善コンバータは、単相 PWM コンバータに入出力される電力を演算し、その脈動分を打ち消すように制御すれば、負荷に

送られる電力は、平均電力のみとなり結果的にリップルの低減効果につながる。S5、S6のアーム対からなる、電力品質改善コンバータとして働かせるには、電源電圧と電源電流指令から系統電力 P_s を演算する。また、平均電力 \bar{P}_s は電源電流指令値のピークすなわち直流電圧制御系の出力値と電源電圧のピークから求めることができる。したがって、フィルタを必要とせず演算のみで電力の平均値 \bar{P}_s と脈動分 \tilde{P}_s の分離が可能である。このようにして求めた脈動電力を打ち消すように電力品質改善コンバータの電流指令 i_f^* を決定する。また、フィルタ電圧 v_f を一定に保つためのフィードバックを設ける。この v_f を一定に保つ電流はフィルタ電流 i_f に v_f を一定に保つ電流をフィルタコンデンサ C_f に流すようにフィードバックを施す。したがって、先に求めた i_f^* に v_f を一定に保つフィードバック系の出力を重畳すれば v_f を一定に保つことができる。重畳する際 v_f はフィルタ電圧なので積極的に電圧を変化させるので、その平均値がフィードバックされるようにフィードバックを組む必要がある。そのブロック線図を図7に示す。そして、この電流指令 i_f^* に追従するようにS5、S6を動作させる。

3.2 平均電力処理形

図8に単相PWMコンバータの直流出力電圧のリップルを低減するための電力品質改善コンバータを装着した回路構成を示す。この電力品質改善コンバータの装着は電源から入力される平均電力を負荷に送り出し、電源からは系統へ回生する役割を持つ。また、脈動電力はDCリンク部のコンデンサ C_f により処理される。単相PWMコンバータは2項で述べた通りに、電源電流 i_s が任意の電流指令 i_s^* に追従するように動作させる。この方式の電力品質改善コンバータは、単相PWMコンバータに入出力される平均電力を処理するように制御すれば、結果的にリップルの低減効果につながる。図7と同様に平均電力 \bar{P}_s を電源電流指令値のピークすなわち直流電圧制御系の出力値と電源電圧のピークから求めることができ、求めた脈動電力を打ち消すように可逆チョップの指令電流 i_f^* を決定する。また、図7と同様にリンク電圧 v_f を一定に保つためのフィードバックを設ける。この v_f を一定に保つ電流は入力側から供給するため電源電流の振幅を変化させることになる。したが

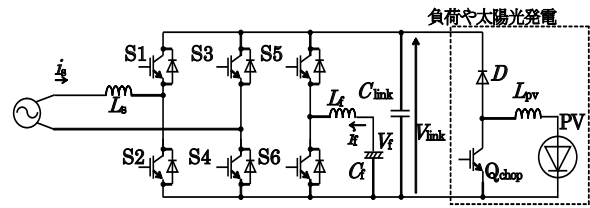


図6 脈動電力処理形主回路構成

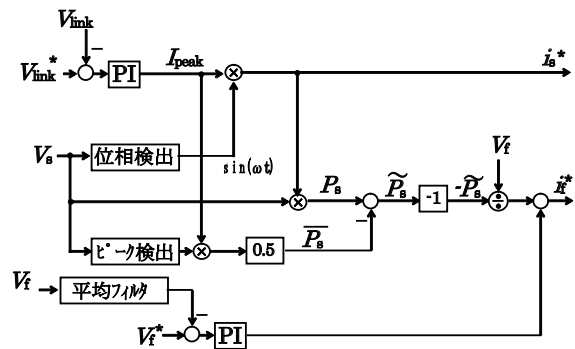


図7 脈動電力処理形制御回路

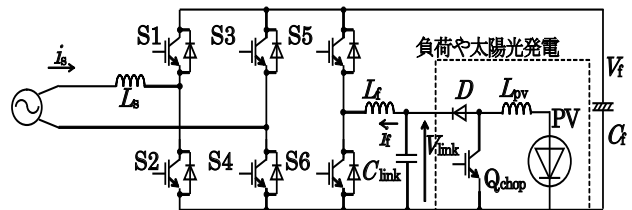


図8 平均電力処理形主回路構成

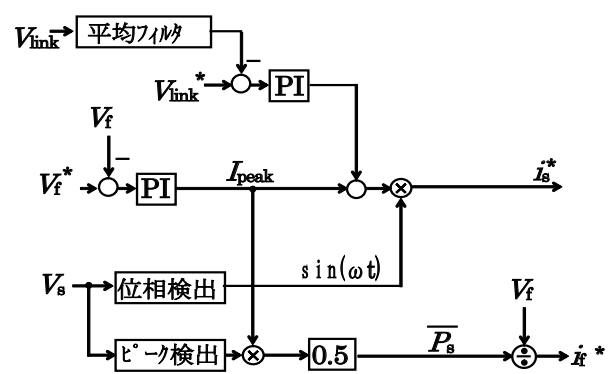


図9 平均電力処理形制御回路

って、 V_{ink} のフィードバック系から求めた振幅 I_{peak} に v_f を一定に保つフィードバック系の出力を重畳すれば v_f を一定に保つことができる。そのブロック線図を図9に示す。こちらの方式は脈動電力処理方式のようにインダクタンスの蓄積エネルギーはリンクのコンデンサ C_f がすべて処理するため考慮することなくリップルの低減が図れるため制御が

容易となる。しかし平均電力のパワーフローは、単相PWMコンバータと電力品質改善コンバータを通じて出力されるため、変換段が2段となり変換効率が悪くなるという欠点もある。

4. シミュレーション結果

4.1 脈動電力処理方形

単相PWMコンバータは系統電源電圧(AC100V)に対して昇圧形なので出力電圧指令は160V以上の出力となる。負荷変動などを考慮して余裕をもたせるため $V_{\text{link}}^* = 180\text{V}$ と $V_f^* = 90\text{V}$ とし負荷を500Wの抵抗とした。また、各回路パラメータは、入力側のフィルタリアクトル $L_s = 2[\text{mH}]$ 、可逆チョップ部のリアクトル $L_f = 1[\text{mH}]$ 、電力品質改善部のコンデンサ $C_f = 2200[\mu\text{F}]$ 出力のコンデンサ $C_{\text{link}} = 440[\mu\text{F}]$ (C_f の5分の1)としたシミュレーション結果を図10に示す。電源電圧 v_s に同期した、電源電流 i_s に制御され500W負荷に電力を供給していることがわかる。直流電圧 V_{link} はおよび電力品質改善コンバータの出力電圧 V_f は設定電圧に制御されている。また、500Wの電力を入力し、 i_f の補償を行わない場合、 V_{link} 部のリップル電圧は約8V出力されるが、 i_f の補償電流を流すと0.65Vとなり13分の1に低減されていることがわかる。完全に補償できないのは、インダクタンス L_s は L_f のエネルギーを補償していないためである。

4.2 平均電力処理形

脈動電力補償方式では出力電圧の指令 $V_{\text{link}}^* = 180[\text{V}]$ と決定した。平均電力補償方式では単相PWMコンバータの出力が先の方式の出力電圧の部分にあたるので、本方式でのフィルタ電圧指令(リンク電圧) $V_f^* = 180[\text{V}]$ とした。また出力電圧はこのリンク電圧より低く設定する必要がある。また、可逆チョップは、デューティ比が大きくも小さくても効率が低下する。そのためデューティ比は、0.5付近に選ぶのが効率がいいため $V_{\text{link}}^* = 90[\text{V}]$ とした。回路パラメータは脈動電力処理形と同様のパラメータを使用した時のシミュレーション結果を図11に示す。平均電力処理形同様、電源電圧 v_s に同期した、電源電流 i_s に制御され500W負荷に電力を供給していることがわかる。直流電

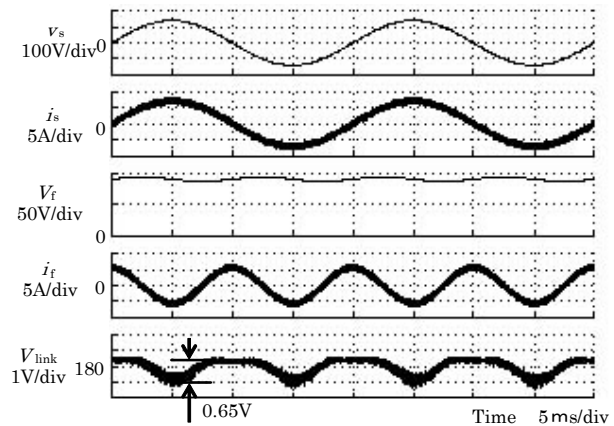


図10 脈動電力処理形シミュレーション結果

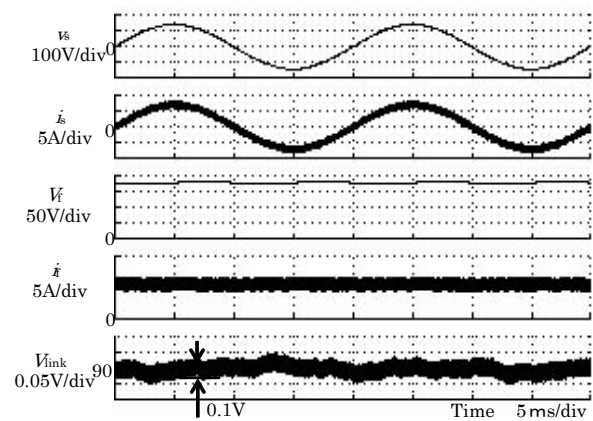


図11 平均電力処理形シミュレーション結果

圧 V_{link} はおよび電力品質改善コンバータの出力電圧 V_f は設定電圧に制御されている。 V_{link} 部のリップルの変動も0.1Vと小さいことがわかる。脈動電力処理形では、スイッチングフィルタの蓄積エネルギーに起因したリップルが発生し補償効果が小さいが、平均電力処理形ではスイッチングフィルタの蓄積エネルギーを考慮することなく出力電圧を得ることができるためである。

5. あとがき

本研究では、単相PWMコンバータのリップルの低減を図る回路としてコンバータの直流側に可逆チョップを並列に付加し、脈動電力処理形と平均電力処理形の2つの回路構成を提案しシミュレーションにより動作の確認をおこなった。

脈動電力処理形の場合、スイッチングリップル除去用のフィルタリアクトルの蓄積エネルギーが出

力電圧リップルの要因となるが、直流電圧リップル低減効果は補償することにより補償しないときにくらべ1/3分の1となることを示した。

平均電力処理形では、可逆チョッパを脈動電力の補償装置として用いる代わりに、負荷の必要とする平均電力を負荷に供給する電力変換段として利用する。従ってこの方式はDCリンクを介してAC-DC-DC電力変換を行う方式とも言える。DCリンクのコンデンサは脈動電力を補償するパッシブフィルタとして作用し、脈動電力処理形と同様の脈動電力効果が得られる上に、制御法がより簡単であるという利点がある。

参考文献

- 1) 電気学会電力用アクティブフィルタ調査専門委員会：電力用アクティブフィルタ技術，電気学会技術報告，No.425，p1-62 (1992)
- 2) 赤木泰文，藤田英明，小笠原悟司：ゲイン自動調整機能を付加した配電系統用アクティブフィルタ，電学論 D, 122, No. 1, pp. 29-36 (2002)
- 3) 齋藤真，清水敏久：ヒルベルト変換を用いた単相アクティブフィルタのd-q座標での制御法，電学論 D, Vol. 122, No. 2, pp. 193-194 (2003)
- 4) 電力分野におけるEMC課題調査専門委員会：電力分野におけるEMC課題，電気学会技術報告, No.949, p.1-46 (2004)
- 5) 伊藤嘉徳，大西徳生，北條昌秀：電圧検出方式アクティブフィルタ機能を有する系統連系インバータ，平成17年電気学会産業応用部門大会，1-28, pp.147-148(2005)

【受理年月日 2017年 9月29日】