

電源側高調波電流低減のための一定スイッチング周波数 Boost-Type AC-DC コンバータ

板子 一隆¹ 森 武昭¹ 鈴木 敢²

¹ 電気電子工学科

² 大学院工学研究科電気電子工学専攻修了

Boost-Type AC-DC Converter with Constant Switching Frequency for Reduction of Harmonic Components in Input Current

Kazutaka ITAKO¹⁾, Takeaki MORI¹⁾ and Tsuyoshi SUZUKI²⁾

Abstract

A single-phase voltage-source type rectifier circuit generates many harmonic components in the input current. These generated harmonics may cause various disturbances in the utility's distribution. As the reduction method of these harmonics, a boost-type AC-DC converter with the hysteresis current control (HCC) is most frequently investigated. However, this control method has a major drawback that the switching frequency varies over a wide range. This brings forth a complicated filter design.

In this paper, we propose the method for applying the PWM control with the constant switching frequency to two types of boost-type AC-DC converter. This control method offers advantages like the fixed frequency of the generated harmonics and the simplified control signal generation. We obtain quantitatively the reduction effect of harmonic currents by the calculations, including the comparison between these two types of converter. From the results, it is clarified that this method is very effective and useful.

Key Words: PWM control, Harmonic currents, Capacitor-filtered rectifier circuit

1. まえがき

単相電圧形整流回路は、電源側に多量の高調波電流を発生し、配電系統に種々の障害を引き起こす。そのため、高調波抑制対策ガイドライン¹⁾が設定されるなど、高調波電流を低減することが強く求められている。この規制は今後ますます厳しくなることが予想されるため、高調波電流を大幅に低減できる有効な方法が要求されてきている。この対策としては、Boost-type AC-DCコンバータを使用するのが最も一般的である^{2),3)}。このコンバータを連続モード(CCM)で動作させる場合には、一般にヒステリシス電流制御(HCC)を行う^{4),5)}。しかし、その制御法はスイッチング周波数が広範囲に変化するため、フィルタの設計が容易でないという欠点を有している。さらに、この方法は電流追従形のため、電源電流を検出するためのセンサーを必要とする。これに対して、スイッチング周波

数を一定とするPECC法も検討されているが⁶⁾、これも原理的に電流追従形のため電流センサーを必要とし、制御もやや複雑となる。

そこで、本論文では、Boost-type AC-DCコンバータに一定スイッチング周波数のPWM制御を適用する新しい制御方式を提案する⁷⁾。この方式は、回路定数が定まれば所要の負荷電圧と負荷電力に対してスイッチングパターンを一意的に決定できる特長を有するため、電源電流を検出するためのセンサーを必要としない。従って、フィルタ設計が容易となり、システム構成もより簡単になることが期待できる。そこで、本論文では、交流側または直流側でスイッチングする2種類の代表的なBoost-type AC-DCコンバータに適用した場合(以下、前者を交流制御方式、後者を直流制御方式と呼ぶ)の電源側高調波電流の低減効果や両方式の諸特性の相違点等を数値計算により定量的に明らかにし、本方式の有効性を示している。

2. 回路構成および回路解析

2. 1 回路構成

図1に従来から用いられている単相電圧形整流回路(以下、従来回路と呼ぶ)を示す。この回路は、コンデンサの充電電流に基づくパルス状の電流が入力側に流れるため大量の高調波電流を発生する。図2にBoost-type AC-DCコンバータの代表的な2つの回路構成を示す。同図(a)は交流側でスイッチングを行う回路方式であり、MOSFETなどの高速スイッチング素子を2個必要とする。同図(b)は直流側でスイッチングを行う回路方式でスイッチング素子は1個で良いが、平滑コンデンサCの短絡を防止するための高速ダイオードDを必要とする。図中のLは昇圧用コイルのインダクタンス、Rは負荷を表している。図3は、図2の回路に適用するPWMパターンを示している。同図の制御パルスは、搬送波(三角波)と基準信号波(全波整流波)を比較し、三角波の大きいときにパルスを出力することにより得られる。この制御パルスを交流制御方式では S_1 、 S_2 に、直流制御方式では S_1 に inputs する。これにより、一定周期 T_c でスイッチングを行うことが可能となる。ここで、変調率 MI は、三角波の最大値 V_c に対する全波整流波の最大値

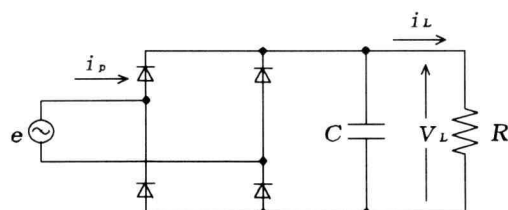
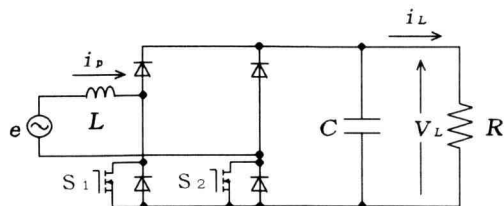
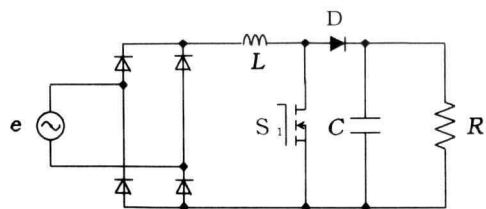


図1 従来回路



(a) 交流制御方式



(b) 直流制御方式

図2 Boost-Type AC-DCコンバーター

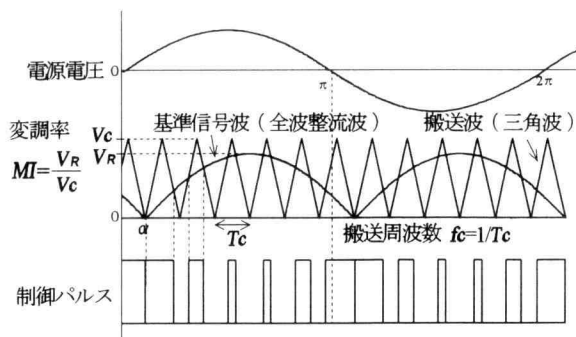
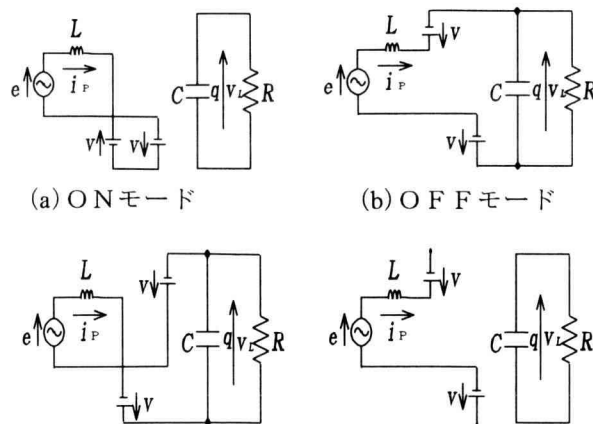


図3 PWMパターン

V_R の比で表され、負荷電圧 V_L の制御に用いる。制御角 α は、電源電圧と全波整流波の位相差である。従って、各負荷電圧、負荷電力に対して α と MI を適切に調節するのみで、電源電流を検出することなく電源電流波形を正弦波化することが可能となる。

2. 2 回路解析

交流制御方式では、スイッチング素子のON・OFF、電源電圧・電流、並びに負荷電圧の条件によって4つの回路モードを生じる。いま、半導体素子のオン電圧降下を一定起電力 V で表し、これらのモードの等価回路を示すと図4となる。一方、直流制御方式では、電源電圧の極性反転に伴って電源電流も極性が反転するため、同図(c)の反転OFFモードを生じない。また、直流側にダイオードが一つ挿入されているので交流制御方式よりも V が一つ多くなる。そこで、直流制御方式の各モードの等価回路を図5に示す。さらに、各方式における各回路モードの生じる条件を整理して表1に示す。これら各モードの等価回路から得られる連立微分方程式をルンゲ・クッタ・ギル法を用い、表1に示すモードの条件を考慮して数値計算を行うことにより、各部電圧・電流波形を得ることができる。



(c) 反転OFFモード

(d) 阻止モード

図4 交流制御方式の等価回路

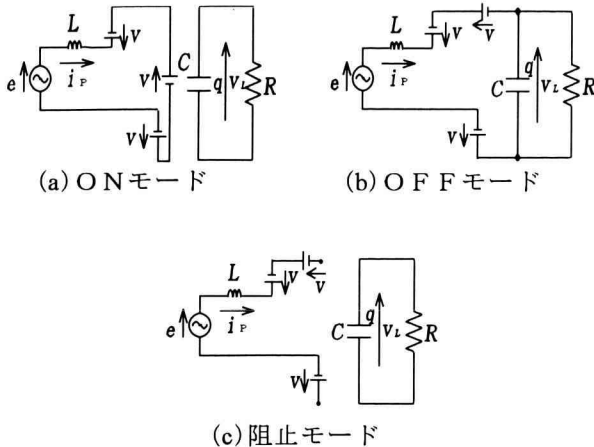


図5 直流制御方式の等価回路

表1 モード条件

モードの種類	モード条件	
	交流制御方式	直流制御方式
ONモード	$S_1(S_2) : \text{ON}$	
OFFモード	$S_1(S_2) : \text{OFF}$ and $e \cdot i_P > 0$	
反転OFFモード	$S_1(S_2) : \text{OFF}$ and $e \cdot i_P < 0$	
阻止モード	$i_P = 0$ and $e - 2V < V_L$	$i_P = 0$ and $e - 3V < V_L$

2.3 実測波形と計算波形

図6に従来回路の電源電流波形とその周波数スペクトラムを示す。ただし、電源電圧 $E=100[\text{V}]$ 、テレビ受像機を想定し、 $C=680[\mu\text{F}]$ 、消費電力 $=70[\text{W}]$ としている。同図より、電源電流はパルス状となり、低次に高いレベルで高調波を発生することが分かる。このとき、ひずみ率 DF は120[%]であった。図7、図8に一例として交流制御方式の実測及び数値計算によって得られた電源電流波形と周波数スペクトラムを示す。回路条件は、 $f_c=20[\text{kHz}]$ 、 $MI=0.975$ 、 $L=14.7[\text{mH}]$ とし、その他の条件は図6と同じである。なお、計算では $V=0.6[\text{V}]$ を考慮している。両図から分かるように、電源電流波形、スペクトラムは良く一致しており、 DF も実測では6.5[%]、数値計算では5.91[%]と良く一致した。また、従来回路のひずみ率 DF と比較すると、約1/20と大幅に抑制できることが明らかとなった。なお、同様の比較を回路条件を変えて行ったところ、同じように実測と計算は一致した。また、直流制御方式も同様に実

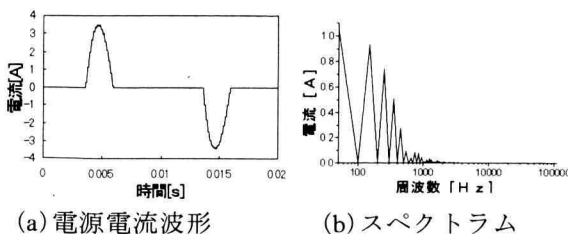


図6 従来の電圧形整流回路(実測)

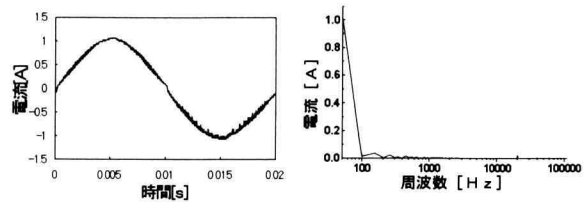


図7 交流制御方式(実測)

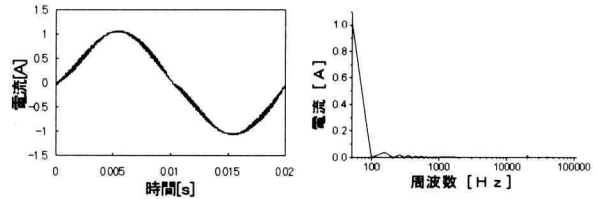


図8 交流制御方式(計算)

測と良く一致することを確認している。

3. 負荷電力に対する諸特性

本章では、負荷電力を変化させたときの交流制御方式と直流制御方式との比較検討を行う。回路条件は、第2.3節と同じであり、負荷電力を変化させ DF が最小になるように α を設定したときのひずみ率 DF 特性、力率 TPF 特性、効率 η 特性、リップル率 RF 特性を求めた。

3.1 ひずみ率特性

図9にひずみ率特性を示す。負荷電力が大きくなると DF が小さくなることがわかる。例えば、交流制御方式では負荷電力が70[W]のとき、 $DF=5.91[\%]$ であるのに対し、負荷電力が150[W]のとき $DF=3.47[\%]$ となっている。また、直流制御方式と比べ、交流制御方式の方が常に1~2ポイントひずみ率が小さいことがわかる。これは、図10に示す計算波形からも分かるように、直流制御方式では電源電圧が反転するときに電源電流も極性が反転するために電流が不連続になるが、交流制御方式では、電源側に挿入された L によって緩やかに変化することに起因している。

3.2 力率特性

図11に力率 TPF の特性を示す。 TPF は負荷電力の変化に対してほぼ一定となることが分かる。また、交流制御方式の方が若干低い、両方式ともほぼ1.0と高力率の得られることが分かる。

3.3 効率特性

図12に効率 η の特性を示す。負荷電力が大きくなると η が若干低下することがわかる。例えば、

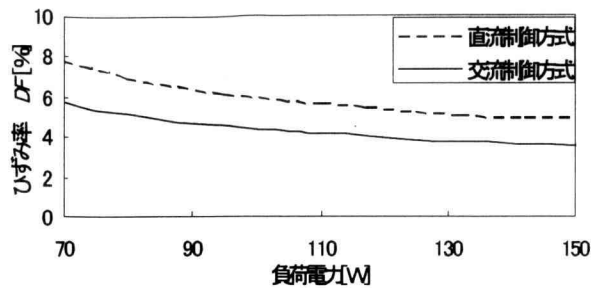


図9 ひずみ率特性

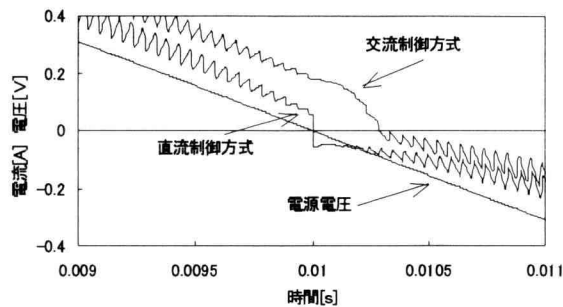


図10 電源電圧反転時の波形

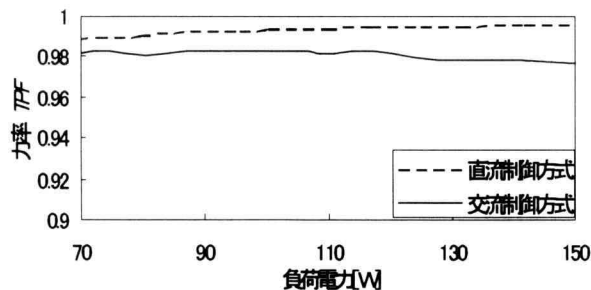


図11 力率特性

交流制御方式では、負荷電力が70[W]のとき $\eta = 96.6[\%]$ であるのに対し、負荷電力が150[W]のとき $\eta = 93.9[\%]$ となっている。また直流制御方式と比べ交流制御方式は、効率が0.5～1ポイント向上していることがわかる。これは、図5の等価回路からも分かるように直流制御方式では、コンデンサの短絡を防止するためのダイオードDを挿入する必要があるためダイオード1個分、電力損失が増加するためである。

3.4 リプル率特性

図13にリプル率 RF の特性を示す。同図より、両方式ともほぼ同じ特性を示し、負荷電力が大きくなると RF が大きくなることがわかる。例えば、負荷電力が70[W]のとき $RF = 1.76[\%]$ であるのに対し、負荷電力が150[W]のとき $RF = 4.00[\%]$ になっている。これは、負荷電流の増加によって C の平滑能力が低下するためである。

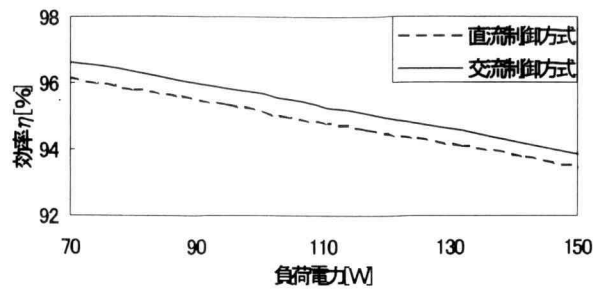


図12 効率特性

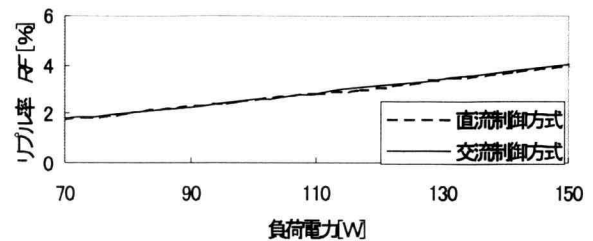


図13 リプル率特性

4. 結論

本論文では、交流側または直流側でスイッチングする2種類の代表的なBoost-type AC-DCコンバータに一定スイッチング周波数のPWM制御を適用する新しい制御方式を提案し、従来の電圧形整流回路に対する電源側高調波電流の低減効果や両方式の相違点等を数値計算により定量的に明らかにし、以下の成果を得た。

- 1) 本方式の適用によって、一定スイッチング周波数で電源電流波形を正弦波化することが可能であることが明らかとなった。これにより、従来のHCCと比べ、フィルタ設計が容易となり、また、システム構成もより簡単となる。
- 2) 交流・直流両制御方式とも高調波低減対策を施していない従来の電圧形整流回路と比較して大幅に DF を低減できることが確認できた。また、諸特性は両方式ともほぼ同じであることが定量的に明らかとなった。

以上により、本方式が単相電圧形整流回路の電源側高調波電流の低減に非常に有効であることが明らかとなった。

今後は、さらに負荷電力の急変時に対する過渡特性等の検討が必要である。

参考文献

- 1) 資源エネルギー庁公益事業部:「家電汎用品高調波抑制対策ガイドライン」(平成6年)
- 2) R. Jäger and E. Stein, "Leitungselectronik", VDE VERLAG, p. 280 (2000)
- 3) T. Yoshida, O. Shiizuka, O. Miyashita and K. Ohniwa: "An Improvement Technique for the Efficiency of High-Frequency Switch-Mode Rectifiers" *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, No. 6, p. 1118, 2000
- 4) R. Srinivasan and R. Oruganti: "A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology" *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, No. 6, p. 1118, 2000
- 5) Y. Lo, H. Chiu and W. Li: "A Reduced Hysteresis Controller for a Four-Switch Three-Phase Bidirectional Power Electronics Interface" *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 46, No. 4, p. 864, 1999
- 6) R. Organti, K. Nagaswamy and L. K. Sang: "Predicted Equal Charge Creterion Scheme for Constant Frequency Control of Single Phase Boost-Type AC-DC Converter" *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, No. 1, p. 47, 1998
- 7) 板子、鈴木、森:「負荷電流フィードフォワード形単相PWM混合ブリッジ整流回路」平成13年電気学会全国大会 4-050

付 録

第3章で示した η 、 DF 、 TPF 、 RF の定義を以下に示す。

(1) 効率 η の定義

$$\eta = \frac{\text{負荷電力}}{\text{入力電力}} \times 100[\%] \quad (\text{付1})$$

(2) ひずみ率 DF の定義

$$DF = \frac{I_h}{I_1} \times 100[\%] \quad (\text{付2})$$

$$\text{ただし, } I_h = \sqrt{\sum_{k=1}^n I_n^2}, \quad n = 2k + 1$$

I_1 : 基本波電流の実効値

I_n : 第 n 次高調波電流の実効値

(3) 総合力率 TPF の定義

$$TPF = \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1}{V_s I_s} \quad (\text{付3})$$

$$\text{ただし, } V_s = V_1, \\ I_s = \sqrt{\sum_{k=1}^n I_n^2}, \quad n = 2k - 1$$

V_s, I_s : 電源電圧・電流の実効値

V_1, I_1 : 基本波電圧・電流の実効値

θ_1 : 基本波における電圧と電流の位相差

(4) リプル率 RF の定義

$$RF = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\text{mean}}} \times 100[\%] \quad (\text{付4})$$

ただし, V_{\max} : 負荷電圧の最大値

V_{\min} : 負荷電圧の最小値

V_{mean} : 負荷電圧の平均値