パルス面積変調による単相昇圧形整流器の制御法

茂木 進一*

A Control Method for the Single-Phase Boost Rectifier applying Pulse Space Modulation

Shin-ichi MOTEGI*

Abstract - The boost rectifier has wide utility owing to its usefulness for efficient operation. The single-phase discontinuous-conduction-mode (DCM) boost rectifiers are utilized with very simple control scheme for lower power applications. However, the DCM boost rectifier produces large harmonic-distortion of the input-current in lower output-voltage range. To overcome the problem, the author proposes a new control method for the input-current waveform on the single-phase boost rectifier applying pulse space modulation (PSM). The proposed control method, the space (area) or time-integral-value of the inductor- or the input-current in each modulation period is controlled, directory. Therefore, the single-phase boost rectifier realizes high quality input-current waveform with very simple algorithm.

キーワード : 昇圧形, 整流器, 高調波歪み率, 入力電流波形, パルス面積変調

Keywords : Boost-type, Rectifier, Total Harmonic Distortion, Input Current Waveform, Pulse Space Modulation

1. まえがき

パワーエレクトロニクス技術は既にかかなりの広い分野に渡って応用されているが、更にその活用範囲が広がる機運にあり、その中で整流器の果たす役割も大きい。このような背景にあって、今後の整流器の研究・開発では高調波低減、高入力率化など電源系統におよぼす影響の課題を解決することが求められている^{[1][4]}。本論文ではその中でも、単相昇圧形整流器における入力電流の一制御法について述べる。

昇圧形 DC-DC コンバータを用いた単相昇圧形整流器は、他の主回路方式をもつ整流器と比較して有利な点が多く広く賞用されている^[5]。同整流器は、インダクタ電流を電流断続モード (Discontinuous Conduction Mode ; DCM) で運転する場合、スイッチング Duty を一定とするだけの簡単な制御でコンデンサ入力形整流器と比較して、入力電流に含まれる低次高調波の抑制が可能となる。しかし、この場合でも昇圧比が小さいときに入力電流に含まれる低次高調波が増加することが報告されている^{[6], [7]}。

これに対し筆者は、単相昇圧形整流器における入力電流波形の制御法として、パルス面積変調 (Pulse Space Modulation ; PSM)^[8]を応用した手法を提案している^{[9], [10]}。同提案法は、インダクタ電流の検出を必要とするものの高品質の入力電流波形を得られることが特長である。また、電流断続モード、電流連続モード (Continuous Conduction Mode ; CCM) をとわず、入力電流の正弦波化が可能である。

以下では、筆者が先に提案したパルス面積変調を応用した方法^[9](以下では『パルス面積変調による従来法』と略記)を紹介し、解析とシミュレーションから同制御法の可制御範囲を明らかにする。そして、この可制御範囲を拡大するための一制御法^[10](以下では『パルス面積変調による提案法』と略記)を提案し、解析、シミュレーション、実験結果から提案制御法の有効性について検討する。

2. 主回路の構成と動作

〈2・1〉 主回路の構成 図1に示す単相昇圧形整流器はダイオードブリッジの直流側に昇圧形 DC-DC コンバータを接続した構成としている。なお、フィルタ (L_F , C_F) はスイッチング周波数成分をフィルタリングするためのフィルタであり、廉価な一般整流用ダイオードブリッジを使用できるよう同ブリッジの直流側に設置している。

〈2・2〉 主回路動作のモード分け 図2に昇圧形 DC-DC コンバータとその動作モード分けを示す。図2(a)に示す昇圧形 DC-DC コンバータの動作は、インダクタ L_d に着目すると、その電源 V_S および負荷 (平滑キャパシタ C_O と負荷抵抗 R_O の並列回路) との接続状態により図2(b)-(d)に示す三つの

図1 単相昇圧形整流器
Fig. 1. The single-phase boost rectifier.

* ヤンマー株式会社 中央研究所 エレクトロニクス開発センター
〒521-8511 滋賀県米原市梅ヶ原 1600-4
Electronics Development Center, Research and Development Center,
YANMAR Co., Ltd., Umegahara, Maibara, Shiga, 521-8511.

動作モード(回路状態)に分類することができる。

- ・動作モードⅠ：SWがON, L_d が電源側に接続。

$$v_L = V_S \quad \dots\dots\dots (1)$$

- ・動作モードⅡ：SWがOFF, L_d が電源および負荷の双方に接続。

$$v_L = V_S - V_O \quad \dots\dots\dots (2)$$

- ・動作モードⅢ：SWがOFF, L_d の電流が零。

$$v_L = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

〈2・3〉 電流断続モード(DCM)時の動作 昇圧形DC-DCコンバータを電流断続モード(DCM)で運転している場合の電源電流 i_S (インダクタ電流 i_L) のモデル波形を図3に示す。同図において電源電流のピーク値 $i_{S-peak(k)}$ は、インダクタのインダクタンス L_d 、インダクタの電圧 v_L 、動作モードⅠの期間 $T_{I(k)}$ から、

$$i_{S-peak(k)} = \frac{1}{L_d} v_L T_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

であり、上式に式(1)を代入し、

$$i_{S-peak(k)} = \frac{1}{L_d} V_S T_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。また、動作モードⅡにおけるインダクタ L_d の電圧 v_L (式(2)より $v_L = V_S - V_O$) と同モードの期間 $T_{II(k)}$ から、

$$i_{S-peak(k)} = -\frac{1}{L_d} v_L T_{II(k)} = \frac{1}{L_d} (V_O - V_S) T_{II(k)} \quad \dots\dots (6)$$

でも与えられるので、式(5)と式(6)から、

$$\frac{1}{L_d} V_S T_{I(k)} = \frac{1}{L_d} (V_O - V_S) T_{II(k)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

であり、動作モードⅠとⅡの期間の比 $T_{II(k)}/T_{I(k)}$ は、

$$\begin{aligned} \frac{T_{II(k)}}{T_{I(k)}} &= \frac{V_S}{V_O - V_S} = \frac{1}{V_O/V_S - 1} \\ &= \frac{1}{\lambda - 1} \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

となり、昇圧比 $\lambda (= V_O/V_S)$ に依存する。ここで、動作モードⅠと動作モードⅡにおける電源電流 i_S の面積をそれぞれ $S_{I(k)}$ 、 $S_{II(k)}$ (以下では電流面積と呼ぶ) とすると、その比 $S_{II(k)}/S_{I(k)}$ は、式(8)で示される動作モードⅠとⅡの期間の比 $T_{II(k)}/T_{I(k)}$ に等しい。

$$\frac{S_{II(k)}}{S_{I(k)}} = \frac{T_{II(k)}}{T_{I(k)}} = \frac{1}{\lambda - 1} \quad \dots\dots\dots (9)$$

図2 昇圧形DC-DCコンバータとその動作モード分け
Fig.2. The boost dc-dc converter and its operating modes.

ここで、本論文では $S_{II(k)}/S_{I(k)}$ を電源電流 i_S の面積比 α と定義し、以下では単に面積比 α と呼ぶ。

$$\alpha = \frac{S_{II(k)}}{S_{I(k)}} = \frac{1}{\lambda - 1} \quad \dots\dots\dots (10)$$

なお、式(10)から動作モードⅡにおける電流面積 $S_{II(k)}$ は、

$$S_{II(k)} = \alpha \cdot S_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (11)$$

であり、面積比 α と昇圧比 λ の関係は、

$$\lambda = 1 + \frac{1}{\alpha} \quad \dots\dots\dots (12)$$

である。

また、以上の関係式(10)-(12)は、電流断続モードで運転する単相昇圧形整流器にも適用可能であり、その場合は、昇圧比 λ が下式のように瞬時的な扱いとなる。

$$\lambda = \frac{v_O}{|v_S|} = \frac{v_O}{v_B} \quad \dots\dots\dots (13)$$

3. パルス面積変調による従来法^[9]

筆者は先に、電流断続モード(DCM)で動作する単相昇圧形整流器における入力電流の制御法として、パルス面積変調(PSM)^[8]を応用した方法を提案している^[9]。本章では同制御法の原理を簡単に紹介し、解析とシミュレーションより電源電流の制御性について検討する。

〈3・1〉 パルス面積変調による従来法 筆者が先に提案したパルス面積変調(PSM)は、変調後の電圧(電圧形変換器の場合)や電流(電流形変換器の場合)の面積を所望の面積(面積指令値)に変調する方法である。しかし、同変調法を昇圧形DC-DCコンバータの電源電流の制御に応用する場合、各制御周期の電源電流 i_S の面積を面積指令値 S^* に一致させる必要があり、動作モードⅠを動作モードⅡに切替えるタイミング(スイッチSWのOFFタイミング)を決定することが難しい。そこで筆者は、図3のモデル波形に示す k 番目の制御周期における動作モードⅡの電流面積 $S_{II(k)}$ と、 $k+1$ 番目の制御周期における動作モードⅠの電流面積 $S_{I(k+1)}$ の合計面積を指令値 S^* に一致させる制御法を提案している。これ

図3 モデル波形(パルス面積変調による従来法^[9])
Fig.3. Principle of the conventional control scheme.

により、スイッチSWのOFFタイミングを容易に決定することが可能となる。すなわち、 $k+1$ 番目の制御周期における動作モード I の電流面積の指令値 $S_{I(k+1)}^*$ を、

$$S_{I(k+1)}^* = S^* - S_{II(k)} \quad \dots\dots\dots (14)$$

で与え、上式に基づいて電流面積 $S_{I(k+1)}$ を制御することにより昇圧形 DC-DC コンバータの電源電流の波形形成が可能となる。

〈3・2〉 解析による検討 本節では以上で紹介したパルス面積変調による従来法の解析を行い、電源電流の可制御範囲を検討する。なお、以下の解析では、面積比 α は変化しないものと仮定する。

まず、電流面積 $S_{I(k+1)}$ が面積指令値 $S_{I(k+1)}^*$ に等しくなるよう制御されているとすると、式(14)から、

$$S_{I(k+1)} = S^* - S_{II(k)} \quad \dots\dots\dots (15)$$

である。ここで、上式に式(11)を代入すると、

$$S_{I(k+1)} = S^* - \alpha \cdot S_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (16)$$

となる。同様に、 $k+2$ 番目の制御周期における動作モード I の電流面積 $S_{I(k+2)}$ と $k+3$ 番目の電流面積 $S_{I(k+3)}$ は、

$$S_{I(k+2)} = S^* - \alpha \cdot S_{I(k+1)} \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$S_{I(k+3)} = S^* - \alpha \cdot S_{I(k+2)} \quad \dots\dots\dots (18)$$

である。ここで、式(18)に式(17)、式(16)を代入し $S_{I(k+3)}$ について整理すると、

$$S_{I(k+3)} = S^* (1 - \alpha + \alpha^2) - \alpha^3 S_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (19)$$

となる。上式から、 $k+n$ 番目の制御周期における動作モード I の電流面積 $S_{I(k+n)}$ として、

$$S_{I(k+n)} = S^* \sum_{m=0}^{n-1} (-\alpha)^m + (-\alpha)^n S_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (20)$$

を得る。 $S_{I(k+n)}$ が $n \rightarrow \infty$ において有限値に収束するためには、面積比 α が $0 \leq \alpha < 1$ である必要があり、そのとき、

$$S_{I(k+n)} = S^* \frac{1}{1+\alpha} \quad \dots\dots\dots (21)$$

が得られる。ここで、式(10)の k を $k+n$ として上式に代入し整理すると、

$$S_{I(k+n)} = S^* \frac{1}{1+S_{II(k+n)}/S_{I(k+n)}} = S^* \frac{S_{I(k+n)}}{S_{I(k+n)}+S_{II(k+n)}} \\ S_{I(k+n)}+S_{II(k+n)} = S^* \quad \dots\dots\dots (22)$$

であり、動作モード I における電流面積 $S_{I(k+n)}$ と動作モード II における電流面積 $S_{II(k+n)}$ の合計が面積指令値 S^* に一致し、同指令値どおりに各制御周期の電流面積を制御可能なことがわかる。また、可制御時の面積比 α の範囲は $0 \leq \alpha < 1$ であるので入出力電圧比 λ の範囲は式(12)から、

$$\lambda > 2 \quad \dots\dots\dots (23)$$

となる。例えば、単相昇圧形整流器において入力電流 i_s を指令値どおりに制御するためには、直流出力電圧 V_O を電源電圧 v_s の最大値 $\sqrt{2} V_S$ (V_S : 実効値)の2倍以上、すなわち $2\sqrt{2} V_S$ ($=2.828 V_S$) 以上とする必要がある。

〈3・3〉 シミュレーションによる検討 図2(a)に示す昇圧形 DC-DC コンバータに式(14)を適用しシミュレーションを行う。シミュレーション条件は以下の通りである。

- ・電源電圧 V_S は一定平滑の100[V]。
- ・出力電圧は一定平滑の直流電源 V_O 。
- ・インダクタ L_d における損失は無視し、インダクタンスを $20[\mu H]$ とする。
- ・スイッチ SW、ダイオード D は理想素子。
- ・制御周期 T_{sw} (スイッチング周期) は $50[\mu sec]$ 。

図4は、時刻 $100[\mu sec]$ (各シミュレーション結果上部に示す“↓”の時刻)において電源電流の指令値 I_s^* ($\propto$ 面積指令値 S^*) を $10.0[A]$ から $12.0[A]$ 、 $8.0[A]$ にそれぞれ増減させた場合の電源電流 i_s (インダクタ電流 i_L) (細線)のシミュレーション波形である。なお、電源電流の指令値 I_s^* (破線)および各制御周期における電流の平均値 i_{s-AVG} (太線)も併せて示している。また、指令値 I_s^* の増減前は各シミュレーションとも定常状態とする。

出力電圧を $250[V]$ (昇圧比 $\lambda=2.5$) とした場合は、図4(a)、(b)に示すように電源電流 i_s の指令値 I_s^* (破線)を変化させると、電源電流 i_s (細線)の平均値 i_{s-AVG} (太線)が変化直後には制御周期の一周期毎に増減を繰り返す現象が見られるが、概ね8周期程度で一定値に収束しており電源電流 i_s が制御可能なことが確認できる。

一方、出力電圧を $200[V]$ (昇圧比 $\lambda=2.0$) とした場合には、図4(c)、(d)に示すように、電源電流 i_s の指令値 I_s^* を変化させると、電源電流 i_s の平均値 i_{s-AVG} が制御周期の一周期毎に増減を繰り返し一定値に収束しない。しかし、 k 番目の制御周期における動作モード II の電流面積 $S_{II(k)}$ と、 $k+1$ 番目の制御周期における動作モード I の電流面積 $S_{I(k+1)}$ の合計は面積指令値 S^* に一致しているので式(14)は満足している。ただし電源電流 i_s には、制御周期の $1/2$ の周波数成分が含まれる問題がある。

更に、出力電圧を $150[V]$ (昇圧比 $\lambda=1.5$) とした場合には、図4(e)、(f)に示すように、電源電流 i_s の指令値 I_s^* を変化させると、電源電流 i_s の平均値 i_{s-AVG} が制御周期一周期毎に増減を繰り返し発散に至る。また、この場合には、動作モード II の電流面積 $S_{II(k)}$ と、 $k+1$ 番目の制御周期における動作モード I の電流面積 $S_{I(k+1)}$ の合計も面積指令値 S^* に一致しておらず所望の制御が実現されていない。

4. パルス面積変調による提案法^[10]

第三章の解析およびシミュレーション結果から、パルス面積変調による従来法^[9]では、昇圧比 λ が2以下の主回路条件において電源電流の制御が実現されないことが明らかになった。そこで本章では、電源電流の可制御範囲を広げる手段を検討する。

＜4・1＞ パルス面積変調による提案法 図5に出力電圧を200[V] (昇圧比 $\lambda=2.0$)とした場合のモデル波形(図4(c)の時刻200~350[μ sec]におけるシミュレーション波形を模擬)を示す。図5に示すように、電源電流 i_s は制御周期毎に増減を繰り返す波形となっている。つまり、 k 番目の制御周期において、

$$\Delta = S_{I(k)} + S_{II(k)} - S^* \quad \dots\dots\dots (24)$$

なる余剰面積 Δ が生じるが、次の $k+1$ 番目の制御周期で、

$$S_{I(k+1)} + S_{II(k+1)} = S^* - \Delta \quad \dots\dots\dots (25)$$

とすることで、二制御周期をかけて電流面積の収支を合わせていると考えることができる。

本論文では、以上の問題を解決するために、余剰面積 Δ に係数 β を乗じて面積指令値 $S_{I(k+1)}^*$ に加算し、各制御周期における電流面積のアンバランスを補正することを考える。すなわち、式(14)、式(24)から、

$$\begin{aligned} S_{I(k+1)}^* &= S^* - S_{II(k)} + \beta \cdot \Delta \\ &= S^* - S_{II(k)} + \beta \cdot \{ S_{I(k)} + S_{II(k)} - S^* \} \\ &= (1-\beta)S^* + \beta \cdot S_{I(k)} - (1-\beta)S_{II(k)} \quad \dots\dots (26) \end{aligned}$$

が得られる。これが本論文で提案する制御式であり、上式に基づいて電流面積 $S_{I(k+1)}$ を制御することにより昇圧形 DC-DCコンバータの電源電流 i_s の波形形成が可能となる。なお、以下のシミュレーションと実験では、 β を0.5とし制御式(26)を次式のように簡単化している。

$$S_{I(k+1)}^* = \frac{1}{2} \{ S^* + S_{I(k)} - S_{II(k)} \} \quad \dots\dots\dots (27)$$

＜4・2＞ 解析による検討 本節ではパルス面積変調による提案法の解析を行い、電源電流の可制御範囲を検討する。なお、以下の解析では、＜3・2＞節と同様に、面積比 α は変化しないものと仮定する。

まず、電流面積 $S_{I(k+1)}$ が面積指令値 $S_{I(k+1)}^*$ に等しくなるよう制御されているとすると、式(26)から、

$$S_{I(k+1)} = (1-\beta)S^* + \beta \cdot S_{I(k)} - (1-\beta)S_{II(k)} \quad \dots\dots (28)$$

である。ここで、上式に式(11)を代入すると、

$$\begin{aligned} S_{I(k+1)} &= (1-\beta)S^* + \beta \cdot S_{I(k)} - (1-\beta)\alpha \cdot S_{I(k)} \\ &= (1-\beta)S^* - (\alpha - \alpha\beta - \beta)S_{I(k)} \\ &= (1-\beta)S^* - \gamma S_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (29) \end{aligned}$$

$$\text{ただし、} \gamma = \alpha - \alpha\beta - \beta \quad \dots\dots\dots (30)$$

となる。また上式から、 $k+2$ 番目の制御周期における動作モードIの電流面積 $S_{I(k+2)}$ と $k+3$ 番目の電流面積 $S_{I(k+3)}$ は、

$$S_{I(k+2)} = (1-\beta)S^* - \gamma S_{I(k+1)} \quad \dots\dots\dots (31)$$

$$S_{I(k+3)} = (1-\beta)S^* - \gamma S_{I(k+2)} \quad \dots\dots\dots (32)$$

である。ここで、式(32)に式(31)、式(29)を代入し $S_{I(k+3)}$ について整理すると、

$$S_{I(k+3)} = (1-\beta)S^*(1-\gamma+\gamma^2) - \gamma^3 S_{I(k+2)} \quad \dots\dots\dots (33)$$

図4 シミュレーション結果(パルス面積変調による従来法^[9]) (横軸は時刻[μ sec])
Fig.4. Simulation results (conventional control scheme applying PSM).

となる。上式から、 $k+n$ 番目の制御周期における動作モード I の電流面積 $S_{I(k+n)}$ として、

$$S_{I(k+n)} = (1-\beta)S^* \sum_{m=0}^{n-1} (-\gamma)^m + (-\gamma)^n S_{I(k)} \quad \dots\dots\dots (34)$$

を得る。 $S_{I(k+n)}$ が $n \rightarrow \infty$ において有限値に収束するためには、 $-1 < \gamma < 1$ である必要があり、そのとき、

$$S_{I(k+n)} = (1-\beta)S^* \frac{1}{1+\gamma} \quad \dots\dots\dots (35)$$

となる。ここで上式に式(30)を代入し整理すると、

$$\begin{aligned} S_{I(k+n)} &= (1-\beta)S^* \frac{1}{1+\alpha-\alpha\beta-\beta} \\ &= (1-\beta)S^* \frac{1}{(1+\alpha)(1-\beta)} \\ &= S^* \frac{1}{1+\alpha} \quad \dots\dots\dots (36) \end{aligned}$$

であり、パルス面積変調による従来法(式(21)参照)と等しくなる。従って、<3・2>節の式(22)での議論と同様に、動作モード I における電流面積 $S_{I(k+n)}$ と動作モード II における電流

図5 モデル波形(パルス面積変調による提案法^{[10])}
Fig.5. Principle of the proposed control scheme.

面積 $S_{II(k+n)}$ の合計が面積指令値 S^* に一致し、同指令値どおりに各変調周期の電流面積を制御可能なことがわかる。また、可制御な範囲は $-1 < \gamma < 1$ であるので式(30)から、

$$0 \leq \alpha < \frac{1+\beta}{1-\beta} \quad \dots\dots\dots (37)$$

入出力電圧比 λ の範囲は式(12)から、

$$\lambda > 1 + \frac{1-\beta}{1+\beta} = \frac{2}{1+\beta} \quad \dots\dots\dots (38)$$

となる。例えば、 β を 0.5 とした場合に、単相昇圧形整流器において入力電流 i_s を指令値どおりに制御するためには、直流出力電圧 V_O を電源電圧 v_s の最大値 $\sqrt{2}V_s$ (V_s : 実効値) の 1.333 倍以上、すなわち $1.886V_s$ 以上とする必要がある。

<4・3> シミュレーションによる検討(DCM) 図2(a)に示す昇圧形 DC-DC コンバータを電流断続モード(DCM)で動作させシミュレーションを行う。なお、以下のシミュレーションでは、 β を 0.5 とした制御式(27)を適用している。また、他の条件は<3・3>節と同一としている。図6に示すシミュレーション結果から、どの主回路条件でも電源電流 i_s は適切に制御され、安定に動作していることが確認できる。また、出力電圧を 150[V] (昇圧比 $\lambda=1.5$) とした場合でも 200[μ sec] 程度で一定値に収束している。以上から、提案する制御法を電流断続モード(DCM)で動作する昇圧形整流器の入力電流の制御に適用した場合でも、十分な波形形成が可能であると言える。

<4・4> シミュレーションによる検討(CCM) 図2(a)に示す昇圧形 DC-DC コンバータを連続断続モード(CCM)で動作させ、式(27)で示す制御式を適用しシミュレーションを行う。なお、以下のシミュレーションでは、インダクタ L_d

図6 シミュレーション結果(パルス面積変調による提案法^{[10])} (横軸は時刻[μ sec])
Fig.6. Simulation results (proposed control scheme applying PSM).

のインダクタンスを0.3[mH]とし、他のシミュレーション条件は<4・3>節と同一としている。図7に示すシミュレーション結果から、どの主回路条件でも電源電流 i_s は適切に制御され、安定に動作していることがわかる。また、出力電圧を150[V](昇圧比 $\lambda=1.5$)とした場合でも700[μ sec]程度で一定値に収束している。以上から、提案する制御法を電流連続モード(CCM)で動作する昇圧形整流器の入力電流の制御に適用した場合でも、十分な波形形成が可能であると言える。

以上の一連の解析とシミュレーションより、昇圧形 DC-DC コンバータにおける電源電流の波形形成に対し、同電流の断続、連続モードを問わず、提案制御法が有効であることが明らかにした。

5. 実験結果

第四章で議論した入力電流制御法の妥当性を確認するため、図1に示す単相昇圧形整流器に同制御法を適用し各種実験を行う。同試作装置の主回路定数及び定格を表1に、実験結果を図8、図9にそれぞれ示す。図8は、電源電圧の実効値 V_s を100[V_{RMS}]とし、直流出力電圧の平均値 V_O が300[V_{AVG}]になるようにしながら計測した静特性である。また、図9は最大負荷時($P_O=1.7$ [kW])における電源電圧 v_s 、入力電流 i_s の各波形である。なお、以下の実験では、実験装置の都合上、総合入力率 TPF は20[kHz]以内の成分で、入力電流 i_s の高調波歪み率 $THDi$ は1[kHz]以内の成分でそれぞれ計測している。

<5・1> 従来法(Duty一定制御法)の場合 単相昇圧形整流器を電流断続モード(DCM)で動作させ、入力電流の制御にDuty一定制御を適用した場合は、図8(a)に示すように、

全測定領域において低歪み率の整流動作が実現されていない。これは、電源電圧 v_s の最大値付近で入力電流 i_s が増大する傾向があるためである^{[6], [7]}。

<5・2> パルス面積変調による提案法(DCM)の場合

単相昇圧形整流器を電流断続モード(DCM)で動作させ、入力電流の制御にパルス面積変調による制御法(式(27))を適用した場合は、図8(a)に示すように、全測定領域において高力率、低歪み率の整流動作が実現されている。また図9(a)に示すように、入力電流 i_s は電源電圧 v_s と同相かつ正弦波を描いており良好な結果が得られている。なお、図9(a)における総合入力率 TPF および入力電流 i_s の高調波歪み率 $THDi$ は $TPF=99.6$ [%], $THDi=1.49$ [%]であった。

<5・3> パルス面積変調による提案法(CCM)の場合

単相昇圧形整流器を電流連続モード(CCM)で動作させ、入力電流の制御にパルス面積変調による制御法(式(27))を適用した場合は、図8(b)に示すように、全測定領域において高力率、低歪み率の整流動作が実現されている。また図9(b)に示すように、入力電流 i_s は電源電圧 v_s と同相かつ正弦波を描いており良好な結果が得られている。なお、図9(b)における総合入力率 TPF および入力電流 i_s の高調波歪み率 $THDi$ は $TPF=99.7$ [%], $THDi=2.01$ [%]であった。

以上の実験結果より、提案する入力電流の制御法は電流断続モード(DCM)、電流連続モード(CCM)を問わず、低歪み率の入力電流が得られることが明らかになった。

6. むすび

単相昇圧形整流器における入力電流波形の一制御法としてパルス面積変調を応用した制御法を提案した。また、その

図7 シミュレーション結果(パルス面積変調による提案法^[10]) (横軸は時刻[μ sec])

Fig.7. Simulation results (proposed control scheme applying PSM).

表 1 主回路定数と素子定格
Table 1. Power circuit's constant and ratings.

インダクタ	L_d	70.5 [μ H]	DCM
		1.08 [mH]	CCM
高調波フィルタ	L_F	0.3 [mH]	$f_c = 2.6$ [kHz]
	C_F	12.7 [μ F]	
直流平滑キャパシタ	C_O	1,450 [μ F]	
ダイオードブリッジ	$D_1 \sim D_4$	800 [V], 100 [A]	一般整流用
自励スイッチ	SW	600 [V], 100 [A]	
ダイオード	D		$t_{rr} = 300$ [ns]
スイッチング周波	f_{sw}	16 [kHz]

図 8 静特性 ($V_O = 300$ [V_{AVG}])
Fig. 8. Static characteristics ($V_O = 300$ [V_{AVG}]).

動作原理および制御法を紹介し、一連の解析、シミュレーション、実験結果から提案入力電流波形制御法の効果を明らかにした。

本論文で得られた結果を要約すると次のようになる。

- (1) パルス面積変調による従来法では、昇圧比が2より大きい範囲で電源電流の制御が可能である。
- (2) 一方、本論文で提案した入力電流の制御法では、昇圧比が小さい場合でも安定した入力電流の制御が可能である。
- (3) しかも、同一の制御式により、電流断続モード、連続モードを問わず、入力電流の正弦波化が可能な点が特長である。

今後の課題としては、提案制御法の β の決定法も含めた収束時間に関する検討、電流連続モード(CCM)に適用した場合における理論的な検討、他の制御法との比較などがあげられ、今後とも検討を続けていく予定である。

文 献

- [1] 「アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム」、電気学会技術報告, 第 643 号, 1997.
- [2] 「特集 高調波対策技術の最新動向」, OHM, Vol. 89, No.3, pp. 38-69, 2000.
- [3] IEC 61000-3-2 第 2.1 版, 2001.
- [4] JIS C 61000-3-2, 2003.
- [5] 平地: 「高効率コンバータにおける電流の連続および不連続制御」, 日本能率協会, スwitching電源システムシンポジウム, AI-2, 1994.
- [6] 長尾, 中小原, 陳野, 原田: 「単相高効率昇圧形 AC-DC コンバータの特性解析」, 電学論 D, Vol.114, No.11, pp.1139-1148, 1994.

図 9 実験結果 (パルス面積変調による提案法^[10])
Fig. 9. Experimental results (proposed control scheme applying PSM).

- [7] 谷口: 「力率改善昇圧形 DCM コンバータの特性解析と入力電流波形の改善法」, 電学論 D, Vol.121, No.3, pp.302-307, 2001.
- [8] 茂木, 西田, 前田: 「昇降圧形高効率整流器」, 平成 6 年電学全大, Vol.5, No. 521, pp.44-45, 1994.
- [9] S.Motegi and A.Maeda: "High Quality Input Current Waveform on Soft-Switching DCM Boost Converter applying Pulse-Space-Modulation," IEEE PESC'98, pp. 1036-1040, 1998.
- [10] 茂木, 前田: 「単相昇圧形高効率整流器の入力電流波形の制御法」, 電学研資 SPC-01-53, pp.23-29, 2001.

茂木 進一 1971 年 7 月 29 日生. 1994 年東京電機大学理工学部応用電子工学科卒業. 1996 年同大学大学院理工学研究科応用電子工学専攻修了. 1999 年同大学院理工学研究科応用システム工学専攻満期退学. 同年同大学理工学部電子情報工学科助手. 2003 年ヤンマー株式会社入社. 現在に至る. 博士(工学). パワーエレクトロニクスに関する研究・開発に従事. 電気学会, 電子情報通信学会, 自動車技術会の各会員.

【質 疑】

大阪工業大学 森實氏

【質問 1】式(19)において, $S_{1(k+1)}$ は $S_{1(k)}$ ではないのか.

【回答 1】ご指摘の通りである (本文修正済み).

【質問 2】式(38)において,

$$\lambda > 1 + \frac{1+\beta}{1-\beta} \text{ は, } \lambda > 1 + \frac{1-\beta}{1+\beta} \text{ ではないのか.}$$

【回答 2】ご指摘の通りである (本文修正済み).

【質問 3】フィルタ部 (L_F, C_F) は通常の高周波フィルタなのか, それとも平滑動作も含んでいるのか.

【回答 3】スイッチング周波数成分を除去するために設置した高周波用のフィルタであり, 共振周波数は表 1 に示すように, $f_c = 2.6$ [kHz] としている.

【質問 4】昇圧比 λ は瞬時値的なものか. もしそうであった場合, 実験結果において電源電圧 v_s が小さい時に発散するこ

とも考えられるが、特にその様な現象が現れていないようである。何か制御をしているのか。

【回答4】昇圧比 λ は瞬時値的なものとして定義している。従来法では昇圧比 λ が2より大きい領域で、提案法では昇圧比 λ が1.333(ただし $\beta = 0.5$ の場合)より大きい領域で電源電流の制御が可能なので、電源電圧 v_g が小さい零クロス付近でも問題なく電源電流を制御することが可能である。

【質問5】 β の決定法に関して何か指針はあるか。

【回答5】本件に関しては、現在検討中であり稿を改めて報告する予定である。なお、 β を0.5とした主な理由は制御式(26)の簡単化である。

$$S_{I(k+1)}^* = (1-\beta)S^* + \beta \cdot S_{I(k)} - (1-\beta)S_{II(k)} \quad \cdots (26)$$

上式で $\beta = 0.5$ とすると、

$$S_{I(k+1)}^* = \frac{1}{2} \{ S^* + S_{I(k)} - S_{II(k)} \} \quad \cdots (27)$$

となり、制御式が簡単化される。

【質問6】今後、高効率化を目指すとしてスイッチング回数を減らす必要上、収束時間が大きな問題となりそうだが、インダクタ L_d のインダクタンスや昇圧比 λ によって収束時間は変化するのか。

【回答6】本制御を電流断続モード(DCM)で動作する昇圧形DC-DCコンバータに適用した場合の収束回数(収束までにかかる制御回数)は、式(34)から $\gamma (= \alpha - \alpha\beta - \beta)$ によって決定され、面積比 α (式(12)から昇圧比 λ によって決まる)と β に依存すると考えている。従って、本制御の収束時間は、昇圧比 λ 、 β 、スイッチング周波数 f_{sw} によって決まるが、詳細な検討は今後の課題である。更に、電流連続モード(CCM)へ適用した場合は、シミュレーション、実験での動作確認に留まっており、収束時間などの理論的な検討は今後の課題である。

三洋電機 岸本氏

【質問1】提案しておられるパルス面積変調の特徴・メリットをうまく活かすことができるのはこういったアプリケーション、応用分野だとお考えでしょうか。

【回答1】本論文で提案しているパルス面積変調を応用した制御法の特徴は、従来は電源電流制御を電流断続モード、電流連続モードに分けて別々に設計していたところを、本制御を適用することにより、同一の制御式(式(26)または式(27))で電源電流を制御可能な点と考えている。従って、電流断続モード(軽負荷時、昇圧比が大きい時)から電流連続モード(重負荷時、昇圧比が小さい時)に渡る広い負荷範囲がある用途などへの応用が期待できる。