スイッチング素子 1 個の 単相スイッチング電源入力電流波形改善

学生員 五十嵐 康雄 正員 高橋 勲 (長岡技術科学大学)

Input Current Waveform Improvement of a Single-Phase Switching Power Supply with Single Switching Device

Ricardo Y. Igarashi, Student member Isao Takahashi, Member (Nagaoka University of Technology)

The development of fast and low cost switching devices resulted in large use of high frequency power sources also in small equipments for home use. The capacitor input type rectifier is widely used in such equipments owing to simple configuration and high efficiency, but the effect of the harmonics present in its input current to the power system is becoming not negligible. Therefore, rectifiers with sinusoidal input current is strongly desired. The authors proposed a new rectifier topology named dither rectifier, which achieves over 99% power factor with few modifications to conventional circuits, in both power circuitry and controller. In this paper, the various configurations and control methods that can be used in the dither rectifier are presented. Three experimental circuits are also presented, using different configurations.

キーワード：高調波電流，整流回路，dc-dc コンバータ

1. まえがき

近年，高周波電源装置の小形・高効率・低コスト化が実現され，OA・FA 機器や家電機器などに多く用いられるようになった。これらの回路の多くは直流電圧としてコンデンサ入力整流回路を用いているが，この整流回路は入力率が低く，入力電流に多くの高調波電流が含まれる，という大きな欠点を持つ。高調波電流は力率補償用のコンデンサの過熱や破壊など電力系統に大きな障害を与えている⁽¹⁾。

これまで入力率を改善するために様々な方法が開発，発表されてきた⁽²⁾⁽³⁾。しかし家電機器などのような小形・安価な電源には適しているものは少なく，入力電流の改善が遅れているのが現状である。

本研究は小形・安価な単相高力率電源装置の開発を目的としている。ディザー整流回路と名付けたこの方法は一個のスイッチング素子を用いた簡単な回路構成を用いて 99%以上の力率が得られる。本論文ではディザー整流回路の制御方法を中心にその特徴について述べる。

2. ディザー整流回路の原理

従来，正弦波入力コンバータを実現する方法として連続電流型（PWM コンバータ）と不連続電流型（SMR コンバータ⁽⁴⁾⁽⁵⁾）の 2 方式が用いられてきた。特に不連続電流型のコンバータはスイッチング素子に流れる電流が大きくなる一方で制御方法は簡単であるため，小容量の回路に向いていると考えられている。

この SMR コンバータによる入力電流改善方式は非線形制御系の線形化に用いられる手法であるディザー効果によるものであると考えることができる。つまり，コンデンサ入力整流回路が有する入力電圧・電流の非線形特性（すなわち $\pm V_c$ の不感帯を有するデッドゾーン）の線形化が行われている，と考える。（図 1）。

ディザー効果を得るためには入力信号に高周波のディザー信号 v_d を加え，その重畳信号を実際に非線形関数に入力する。その結果，図 1(b)に示すように出力信号は不連続のパルスとなり，その包絡線は入力信号に近い波形になる。この出力信号の高調波成分をローパスフィルタによって取り除くことにより，線形化された出力信号が得られる。

図 1 ディザー整流回路の原理図

Figure 1. Principle scheme of the dither rectifier.

SMR コンバータでは通常の整流回路のコンデンサ電圧に当たる電位が高周波で振動する。これはディザ信号を入力電圧ではなく不感帯であるコンデンサ電圧に加えている、と考えられ、結果として SMR コンバータをディザ効果の応用とすることができる。

一般的には入力波形の改善のために SMR コンバータ (チョップ) が用いられ、入出力間の絶縁および出力電圧の平滑用に dc-dc コンバータが接続される。本論文で提案するディザ整流回路では dc-dc コンバータのスイッチングにより発生する高周波信号をディザ信号として用いている。このため、単一のスイッチング素子を用いながら入力電流波形の改善と dc-dc コンバータ動作を行なうことができる。これにより回路と制御の簡略化、低損失化がはかれる⁽⁶⁾。

なお、入力電流の解析においてはチョップ動作と dc-dc コンバータ動作を別々に考えることが可能でありかつ簡単であるため、本論文ではディザ回路を入力チョップ (昇圧型と昇降圧型) と dc-dc コンバータ (フォワード型) の組み合わせとして説明する。単一のスイッチング素子を用いることにより現れる制限は次節で示す。

3. 入力電流の解析と制御方式

<3.1> 昇圧チョップ+フォワードコンバータ 図 2 には昇圧チョップを用いたディザ回路の整流部の構成、また各点の波形を示す。これはダイオード整流回路にリアクトル L 、スイッチ S 、ダイオード D_d と平滑用コンデンサ C により構成されるチョップを追加したものであり、従来の SMR コンバータと同じものである。

スイッチをオンさせると、電源電圧がリアクトルに加えられる。ここで電源の周波数が 50~60Hz なのに対しスイッチング周波数は数十 kHz と十分に高いため、一回のスイッチング期間においては電源電圧は一定であると仮定する。またリアクトル電流の初期値は必ずゼロであるとする。スイッチのオン時間が一定の T_{on} であれば、各スイッチング期間においてのリアクトル電流最大値は入力電圧と比例する。

次にスイッチをオフさせると、リアクトルの電流はダイオード D_d を通してコンデンサを充電し減少していく。この回路ではスイッチング素子 S の (ON/OFF) に対してコンデン

図 2 昇圧チョップ部

Figure 2. Step up chopper section.

表1 入力電流の高調波解析

Table 1. Harmonics in the input current.

α	CF	PF [%]	THD [%]
1.0	1.58	99.2	12.63
1.2	1.54	99.5	9.70
1.4	1.52	99.7	7.89
2.0	1.48	99.9	5.07
5.0	1.44	100.0	1.83

サ電圧に加えられるディザ信号の振幅が $(-V_c/+0)$ であることがわかる。

回路の入力電流 i_s は i_L をローパスフィルタに通したものであり、次式のように現される。

$$i_s(t) = \frac{V_c v_s(t)}{2L(V_c - |v_s(t)|)} D^2 T \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 L : リアクトルのインダクタンス、 V_c : 平滑コンデンサ電圧、 v_s : 入力電圧、 T : スwitchング周期、 $D = T_{on}/T$: デューティ比、である。

この回路のコンデンサ電圧は入出力の電力のバランスにより決定されるため、その値を比較的自由に決定することができる。ここで昇圧比 α をコンデンサ電圧と入力電圧の最大値の2倍との比と定義すると入力電流は式(2)のようになる。

$$\alpha = V_c / 2\sqrt{2}V_s, v_s(t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$$

$$i_s(t) = \frac{V_s}{\sqrt{2}L} D^2 T \frac{2\alpha \sin \omega t}{2\alpha - |\sin \omega t|} \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 α : 昇圧比、 ω : 電源の角周波数、である。

表1に数値計算により求められた入力電流の波高率 CF (クレストファクタ: 電流ピーク値と実行値の比)、力率 PF と入力電流の歪み率 THD を昇圧比に対して示す。このように昇圧比が高いほど入力電流の高調波は減り、波形は正弦波に近くなる。一方、コンデンサ電圧は素子の耐圧によって制限される。多くの素子が 400~500V の耐圧を持つことを考慮にいれると、電流歪み率 10%以下という良好な値を示す $\alpha=1.2\sim1.5$ を用いるのが最適であると考えられる。

次に制御方法について述べる。入力電圧と入力電流の実効値をそれぞれ V_s 、 I_s として入力電力 P_s を求めた。

$$P_s = V_s I_s = \frac{V_s^2}{2L} D^2 T \dots\dots\dots (3)$$

このように、入力電力はスイッチング周波数とデューティ比の2つのパラメータにより変化させることができる。その制御としては、以下の4方式が考えられるが、最後の2方法は主に共振型スイッチングを行う回路といった特殊の応用に限られると思われるので、今回は前2方法について述べる。

- デューティ比を制御、スイッチング周波数は一定
- スwitchング周波数を制御、デューティ比は一定
- スwitchング周波数を制御、オン時間 T_{on} を一定
- スwitchング周波数を制御、オフ時間 T_{off} を一定

チョップのスイッチング素子は同時に dc-dc コンバータの素子でもある。フォワード型のコンバータの場合、出力電圧とコンデンサ電圧は以下の式に示すようになる。ただし電

図3 制御回路ブロック図
Figure 3. Block diagram of the control circuit.

図4 周波数変調を用いた回路の波形
Figure 4. Waveforms using frequency modulation.

図5 周波数変調を用いた制御回路
Figure 5. Control circuit with frequency modulation.

圧リプルやダイオードの電圧降下は無視した。

$$\frac{V_c}{n} = \frac{V_o}{D} \quad (4)$$

ここに、 V_o : 出力電圧、 n : トランス巻数比、である。

式(4)から出力電圧を一定に制御し、同時に負荷に対応するためにデューティ比制御を用いた場合、コンデンサ電圧が反比例して変動することがわかる。一方、スイッチング周波数制御ではコンデンサ電圧は一定に保たれる。このため、負荷の変動に対してはスイッチング周波数制御を用いて対処する。ただし、この方法では式(3)に示されるように無負荷時に周波数を無限大にする必要がある。このためデューティ比制御と組み合わせる必要がある。

次にコンデンサ電圧に含まれるリプルについて考える。式(4)からわかるように、周波数制御ではこのリプルを出力から取り除くことは不可能であり、デューティ比制御を併用する必要がある。これは当然入力電流に影響を与えるが、コンデンサ電圧のリプルが5%以下であれば入力電流に現れる歪み率は0.5%以下であることが確かめられる。また周波数制御は低速であるため、過渡特性の改善にもデューティ比制御

の併用が有利となる。図3に制御回路のブロック図を示す。

<3.2> 変調による入力電流の改善 以上の回路ではスイッチング周波数とデューティ比を時不変としたが、これらの変調を行えば入力電流を完全な正弦波にすることができる。式(2)から、考えられる変調は以下ようになる。

$$d(t) = \sqrt{\frac{2\alpha - |\sin \omega t|}{2\alpha}} D \quad (5)$$

$$\phi(t) = \frac{2\alpha}{2\alpha - |\sin \omega t|} f \quad (6)$$

ここに、 $d(t)$: デューティ比の瞬時値、 D : デューティ比の時不変項、 $\phi(t)$: スwitchング周波数の瞬時値、 f : 周波数の時不変項、である。

ここでもデューティ比の変調はコンデンサ電圧の変動につながるなのでスイッチング周波数変調を用いることにした。図4にこの時の入力およびダイオードブリッジ電流を示す。

また式(6)では正弦波の項が分母にあるため割算器が必要となる。ここでは正確な補償だけではなく、乗算を用いる以下のような近似式を用いた変調についても調べてみた。

$$\hat{\phi}(t) = \left(1 + \frac{1}{2\alpha - 1} |\sin \omega t|\right) f \quad (7)$$

上記の式(6)、式(7)においてスイッチング周波数の時不変項はコンデンサ電圧が一定になるようにPI制御器により決定され、負荷により変化する。一方、時変項は時間と昇圧比のみの関数となるので、負荷に対しては不変である。このため制御変数はPI回路の出力と時変項との乗算(割算)により求められる。図5に完全な補償を行う制御回路のブロック図を示す。近似補償の場合は基本的に割算器を乗算器に変更するだけである。

表2に昇圧比に対するスイッチング周波数指令の振幅と平均値の比、また入力電流の歪み率の理論値を示す。これからコンデンサ電圧が高いほど周波数の変化が小さくなり、回路

図6 電流波形と変調率
Figure 6. Current waveform and modulation ratio

表2 昇圧比と変調の振幅

Table 2. Modulation amplitude versus boost ratio.

昇圧比 a	偏重信号の振幅／平均値		近似式を用いた場合の THD[%]
	周波数変調 (完全式)	周波数変調 (近似式)	
1.0	0.647	0.609	3.95
1.2	0.508	0.489	2.41
1.4	0.420	0.409	1.63
2.0	0.277	0.274	0.69
5.0	0.103	0.103	0.09

設計が簡単になることがわかる。電流歪み率は近似補償の場合 1/4 以下へと改善され、完全補償では理論上ゼロになる。(無補償については表1を参照)

本論文では無変調時との比較が容易になるため昇圧比を 1.1 として解析を行った。図 6 には無補償、完全な補償と近似補償を行ったときの電流波形とスイッチング周波数の変調率の計算値を示す。

<3.3> 昇降圧チョップパ+フォワードコンバータ

図 7 に昇降圧チョップパ部の回路図 (SMR コンバータと同構成) と各点の波形を示す。この回路では入力電圧にディザ信号を加える、といった概念を感じにくい、スイッチの (ON/OFF) に対してコンデンサ電圧に $(-V_c/\infty)$ の振幅を持つディザ信号を加えていると考えることができる。

スイッチをオフさせると、リアクトルの電流はダイオード D_d を通してコンデンサを充電するが、ダイオードブリッジの入力側には流れない。この回路の入力電流はダイオードブリッジの入力に流れる i_{in} の平均値であり、入力電圧と比例した正弦波が得られる。

$$i_s = \frac{V_s}{2L} D^2 T = \frac{V_s}{\sqrt{2}L} D^2 T \sin \omega t \dots\dots\dots (8)$$

また入力電力は以下の式で表す。

$$P_i = V_s I_s = \frac{V_s^2}{2L} D^2 T \dots\dots\dots (9)$$

この回路でもスイッチング周波数とデューティ比により制御を行なうことができるが、制御変数と入力電力、コンデンサ電圧の関係は前回と同じであるので、ここでは省く。

図 7 昇降圧チョップパ部

Figure 7. Buck-boost chopper section.

図 8 昇圧チョップパを用いた回路 (回路 1)

Figure 8. Circuit using step up chopper.

図 9 入力電流 (回路 1)

Figure 9. Input current waveform.

また制御回路も図 3 に示されたものと同じである。

この回路の特徴として、スイッチのオフ時に電流が流れないため、始動時の突入電流を押さえることが可能である。一方、昇圧チョップパを用いた回路と比較するとスイッチング素子に流れる電流のピーク値が大きくなる。

4. 応用回路

以上に示した 3 種類の回路を制作し、実験を行った。これらの回路ではチョップパと dc-dc コンバータが完全に一体化していることがわかる。入力電圧は 100V、出力は全回路で 5V/10A の 50W とした。また入力電流に対する入力電圧の歪みの影響をなくすため、完全な正弦波を出力する電源装置を用いた (歪み率 0.1% 以下)。

<4.1> 昇圧チョップパを用いた回路 (回路 1) 図 8 に回路構成を示す。またこの回路では FET をオフするとダイオード D_1 が導通するので FET に加わる電圧は $2V_c$ となる。つまり、リアクトルには $(|V_s| - 2V_c)$ の電圧が加えられ、昇圧比は $\alpha = V_c / \sqrt{2}V_s$ となる。

実験回路の特徴を以下に示す：スイッチング周波数 25~150kHz、定常デューティ比 43%、コンデンサ電圧：定格 155V ($\alpha = 1.1$)。制御としては周波数制御を用いた (リップル除去+過渡特性の改善にデューティ比制御を併用)。

(a) 入力電圧・電流 図 9 に定格出力での入力電圧・電流波形を示す。入力電流はほぼ正弦波となり、力率は 99.2%、歪み率は 9.8% である。また回路効率は 80.0% となっている。電流の位相がわずかに進んでいるのは入力フィルタのコンデンサのためである。

(b) 負荷特性 回路の負荷に対する力率、効率と平滑コンデンサの電圧の変化を図 10 に示す。力率は最大で 99.2%

であり、20%以上の負荷において95%以上となる。効率は負荷50%以上で80%、最大で80.6%となっている。コンデンサ電圧は10W以上の負荷においては一定に制御されているが、軽負荷時にはスイッチング周波数とその最大値で一定になるため出力電圧はデューティ比により制御され、コンデンサ電圧は上昇する。効率の場合、通常のコンデンサ入力整流回路とdc-dcコンバータを用いたスイッチングレギュレータよりも1~4%悪化している。これは主にスイッチング素子に流れる電流が大きくなるからである。

(c)過渡応答 負荷変動に対する出力電圧とコンデンサ電圧の過渡応答を図11に示す。(a)は50%負荷から100%負荷に瞬時的に変化した場合で、(b)は100%から50%に変化した場合である。コンデンサ電圧の応答は600msと低速であるが、これは入力電流の歪みを抑えるためにゲインを低くしたからである。一方、出力電圧は高速なデューティ比制御により補償され、200 μ sで指令値に追従している。

<4.2> 周波数変調を用いた昇圧チョップパ(回路2) 回路の構成は補償なしと同じものであるが、回路定数(リアクトル L)が変化している: スwitching周波数25~150kHz(平均値)、定常デューティ比43%、コンデンサ電圧: 定格155V ($a = 1.1$)。過渡特性に関しては周波数補償の有無による差をデューティ比制御が打ち消すため変化はなかった。

(a)入力電圧・電流 図12に定格出力での入力電圧・電流波形を示す。電流歪み率が補償なしの9.0%から2.4%へと改善されていることがわかる。また式(7)に示した近似補償を用いた場合、電流の歪み率は2.7%となった。

(b)負荷特性 回路の負荷に対する力率、効率とコンデ

図10 負荷特性(回路1)

Figure 10. Load characteristics.

図11 過渡特性(回路1)

Figure 11. Transient response.

図12 入力電流(回路2)

Figure 12. Input current waveform.

図13 負荷特性(回路2)

Figure 13. Load characteristics.

図14 昇降圧チョップパを用いた回路(回路3)

Figure 14. Circuit using buck-boost chopper.

ンサ電圧の変化を図13に示す。最大力率は99.8%、最大効率は80.2%となっており、無補償の回路より0.6%ほど改善されている。効率に関しては0.4%程度低くなっている。これは無補償の場合より高周波でスイッチングを行なう期間が存在するからであると考えられる。

<4.3> 昇降圧チョップパを用いた回路(回路3) 図14に回路構成を示す。この回路ではフライバック型のdc-dcコンバータを用いることも簡単にできる。制御回路には始動時に突入電流を防ぐ回路を追加した。仕様としては: スwitching周波数25~150kHz、定常デューティ比43%、コンデンサ電圧170V。周波数制御+デューティ比制御を用いている。

(a)入力電圧・電流 図15に100V入力時の電圧・電流波形を示す。力率は99.8%、歪み率は2.2%である。

(b)負荷特性 図16には負荷特性を示す。出力電力が25W以上で力率は99%、という結果が得られている。最大力率は昇圧チョップパより高く、99.8%となっている。ただし、

図 15 入力電流 (回路 3)

Figure 15. Input current waveform.

図 16 負荷特性 (回路 3)

Figure 16. Load characteristics.

図 17 始動特性 (回路 3)

Figure 17. Start up response.

昇降圧チョッパではスイッチング素子に流れる電流が大きくなるため効率は他回路より 4%程低くなっている。

(c)始動特性 回路を起動させた瞬間の入力電流と出力電圧の波形を図 17 に示す。入力電流の最大値は 2.0A であり、定常の 1.4 倍程度である。また出力電圧が一定になるまで 200ms ほどかかっている。

5. あとがき

現在、正弦波入力をもつ整流回路が強く望まれているが、筆者らはディザ整流回路を提案してきた。本論文ではその入力に用いられるチョッパの構成により回路特性が大きく影響されるので詳しく調べた。各構成の特長としては：

1. 昇圧チョッパ：

- 力率 99.2%，入力電流歪み率 10%程度
- 制御が簡単
- 素子電流は入力電流実効値の 3.5 倍程度

2. 周波数変調を用いた昇圧チョッパ

- 力率 99.8%，入力電流歪み率 3%程度
- 制御が複雑
- 素子電流は入力電流実効値の 3 倍程度

3. 昇降圧チョッパ

- 力率 99.8%，入力電流歪み率 2%程度
- 制御が簡単
- 突入電流をなくすることができる。
- 素子電流は入力電流実効値の 6 倍程度

また通常のコンデンサ入力整流回路と比較すると効率が低い (2~7%)，スイッチングノイズを多く発生する，大容量化が困難である，といった欠点をもつ。LC 共振などを用いたソフトスイッチング技術を適用することによりノイズとスイッチングロスの低減が期待される。

文献

- (1)電気共同研究会高調波対策専門委員会：「高調波環境目標値の維持達成に関する研究報告書 (案)」，平成元年。
- (2)森田：「スイッチング電源の技術動向」，サンケン技報，vol.22 no.1，1990。
- (3)寺本，関根：「力率改善型スイッチング・レギュレータ」，オリジンテクニカルジャーナル，no.55，1992。
- (4)M. J. Kocher and R. L. Steigerwald: "An ac to dc converter with high quality input waveforms", IEEE Trans. Ind. Applications, vol. IA-19, pp 586-599, July-Aug 1983.
- (5)茂木他，「昇降圧形高力率整流器」，平成 6 年電気学会全国大会 no.521，1992。
- (6)Takahashi: "Power factor improvement of a diode rectifier circuit by dither signals", Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, 1990.

五十嵐 康雄

(学生員) 1967 年 6 月 21 日生まれ。1989 年 12 月サンパウロ大学工学部卒業。1992 年 8 月長岡技術科学大学大学院電気・電子システム工学専攻修了。同年 9 月同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学、現在に至る。電力変換機の研究に従事。

高橋 勲

(正員) 1942 年 3 月 10 日生まれ。66 年 3 月東京工業大学電気工学科卒業。71 年 3 月同大学大学院工学研究科博士課程終了。工学博士。71 年 4 月同大学助手。78 年 4 月長岡技術科学大学助教授。81 年 11 月米国ウイスコンシン大学客員助教授 (82 年 8 月まで)。88 年 1 月長岡技術科学大学教授、現在に至る。主として電力、エネルギー貯蔵、サーボシステムに関する研究に従事。IEEE Fellow Member。

(平成 9 年 3 月 26 日受付，平成 9 年 4 月 17 日再受付)