

# EMI ノイズ拡散スイッチング電源の出力リップル低減方式

三木 夏子\* 新井 貴之 浅石 恒洋 築地 伸和  
孫 逸菲 小堀 康功 高井 伸和 小林 春夫 (群馬大学)

## Output Voltage Ripple Compensation of Switching Converters with EMI Noise Reduction

Natsuko Miki\*, Takayuki Arai, Koyo Asaishi, Nobukazu Tsukiji  
Yifei Sun, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, and Haruo Kobayashi(Gunma University)

In this paper, we have clarified the relationship between the frequency modulation signal and the output voltage ripple and confirmed the compatibility of both the EMI noise reduction and the output ripple compensation by simulation by using the proposed method of applying current correction to the sawtooth wave generator.

**キーワード** : スイッチング電源, EMI ノイズ, スペクトラム拡散, 変調信号, 出力リップル  
(Switching power supply, EMI noise, Spread Spectrum, Modulation signal, Output voltage ripple)

### 1. はじめに

電子機器電源として主流であるスイッチング電源は、半導体素子の ON/OFF により発生する EMI ノイズへの対策が必須となっている。従来手法に、変調信号を用いてクロック周波数を拡散させることで EMI ノイズを低減する方法があるが、EMI ノイズの低減量と出力電圧リップルの大きさの間にはトレードオフの問題があった。

本論文では、変調信号の振幅と出力電圧リップルの大きさの関係を明確にすることで、両者のトレードオフの問題を解決する手法を提案する。提案手法では鋸歯状波発生回路に補正電流を追加することで、EMI ノイズ低減と出力電圧リップル低減の両立を実現している。シミュレーションの結果から、簡単な回路を追加することで効果が十分であることを確認した。

### 2. 電圧モード制御 DC-DC コンバータ

#### (2-1) 電圧モード制御

スイッチング電源において、制御方式の 1 つである PWM 方式は、さらに電圧モード制御や電流モード制御、ヒステリシス (リップル) 制御に分類される。この中で最も一般的な制御手法である電圧モード制御は、帰還ループが電圧のみの為、比較的制御が容易であるが、位相補償回路が複雑であり、負荷応答特性が悪いなどといった特徴を持つ。

#### (2-2) 動作原理

図 1 に電圧モード制御における降圧型 DC-DC コンバータの概略図を示し、その動作波形を図 2 に示す。回路構成は、パワー段とエラーアンプ、コンパレータとなっている。

まず、PWM 信号が High の場合はスイッチ SW が ON となり、出力電圧  $V_o$  が上昇する。すると、誤差電圧  $\Delta V_o$  は小さくなり、PWM 信号の High である時間が短くなる。これより、スイッチ SW の OFF 時間が長くなるため、出力電圧  $V_o$  は減少する。出力電圧  $V_o$  が減少すると、誤差電圧  $\Delta V_o$  は大きくなる。よって、今度は PWM 信号の Low である時間が短くなり、スイッチ SW の ON 時間が長くなるため、出力電圧  $V_o$  は上昇する。この動作の繰り返しにより、出力電圧  $V_o$  は一定値に保たれる。

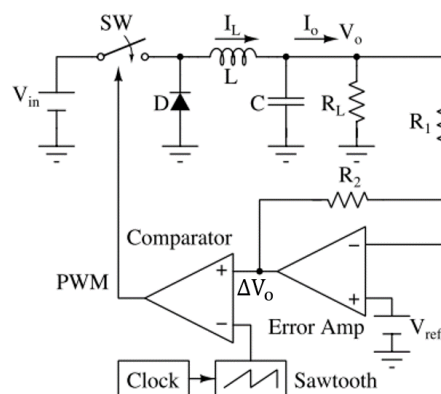


図 1 電圧モード制御降圧型 DC-DC コンバータ

Fig. 1. DC-DC step-down converter

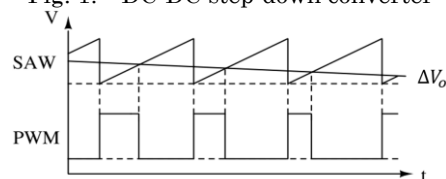


図 2 動作波形

Fig. 2. Waveform of DC-DC step-down converter

### 3. クロック周波数スイープ方式（従来方式）

電圧モード制御はクロック周波数が一定であることから、特定の周波数成分にパワーが集中する。また、近年のスイッチング電源高速化に伴い、比較的高速で動作させる場合が多く、スイッチング動作によって発生する EMI ノイズが問題となる。電子機器が発する電磁ノイズの量は日本のみならず、国際規格においても規制されており、それをクリアするノイズ対策が必須となる。本章では、〈3・1〉でクロック周波数スイープ方式について示し、〈3・2〉にシミュレーション結果を示す。

#### 〈3・1〉 クロック周波数スイープ方式

クロック周波数スイープ方式は、スペクトラム拡散クロック発振器(Spread Spectrum Clock Generator:SSCG)の動作を簡易化したモデルを用いて EMI 低減を試みる。SSCG はクロック周波数に僅かな変動を与えることで、周波数領域において線状に集中していたエネルギーを周辺周波数へと拡散することが出来る。SSCG の簡易化モデルには、電圧制御可変発振器 (Voltage Controlled Oscillator:VCO)を用いる。具体的にはパルス発生器によって生成した変調制御信号を、ランダムに周波数変調するのではなく、PWM 信号の基本周波数  $F_1$  を中心として  $\pm \Delta F[\text{Hz}]$ の間を VCO によって周波数変調することでスペクトラムを周辺周波数へと拡散する。この方式の適用例として、EMI 拡散前のスペクトラムを図 3 に、クロック周波数スイープ方式を用いて EMI 拡散を行ったスペクトラムを図 4 に示す。これより、基本周波数のスペクトルのピーク値が 1.5V 低減しており、周辺周波数へと拡散されているのがわかる。また、この方式ではスペクトラムが一様な周波数幅で拡散されるため、頂上部がフラットな波形が得られ、低減量が定量的に分かり易いことが利点である。

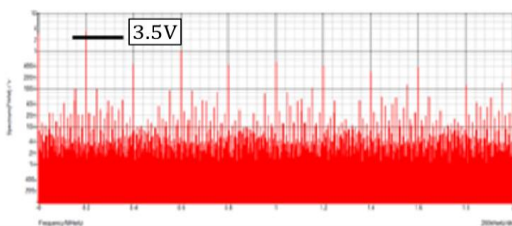


図 3 EMI 拡散前のスペクトラム

Fig.3. Spectrum without EMI reduction

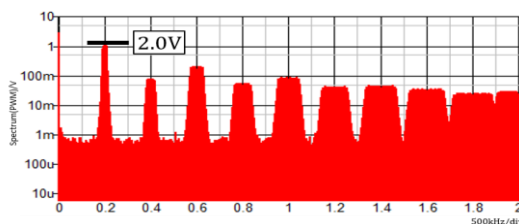


図 4 クロック周波数スイープ方式を用いたスペクトラム

Fig.4. Spectrum with EMI reduction

#### 〈3・2〉 シミュレーション方法及び結果

前節 3.1 より、従来方式はクロック周波数を変調信号によって僅かな変動を与え、EMI ノイズを低減する方式である。本節では、電圧モード制御において変調信号振幅を可変とし、EMI ノイズ拡散量及び出力電圧リップル変化量をシミュレーションにより確認した。シミュレーション回路を図 5 に示し、条件を表 1 に示す。ここで、変調信号は三角波を使用するものとし、シミュレーションソフトには SIMPLIS を用いた。

シミュレーション結果として、図 6 に変調信号と PWM スペクトラムの関係を示し、図 7 に変調信号と出力電圧リップルの関係を示す。ここで、図 6 の横軸は対数表示としている。図 6,7 より、変調信号振幅を増大させることで EMI ノイズは比例的に低減されるが、同時に出力電圧リップルは比例的に増加する。よって、EMI ノイズ拡散と出力電圧リップルはトレードオフの関係にあると言えると同時に、この方式の問題点となる。

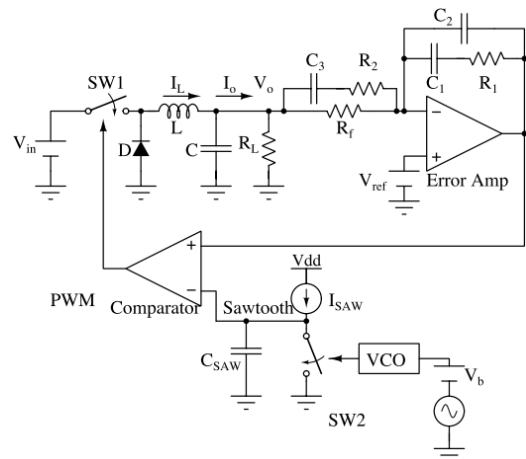


図 5 シミュレーション回路

Fig.5. Simulation circuit

表 1 シミュレーション回路条件

Table.1. Simulation parameter

入力電圧 $V_{in}$	12[V]
出力電圧 $V_{out}$	5[V]
クロック周波数 $F_{ck}$	400[kHz]
インダクタ $L$	50[uH]
出力コンデンサ $C$	470[uF]
変調信号周波数 $F_m$	2[kHz]
変調信号振幅 $V_m$	$\pm 0.1 \sim 3.0$ [V]
変調信号ベース電圧 $V_b$	4[V]

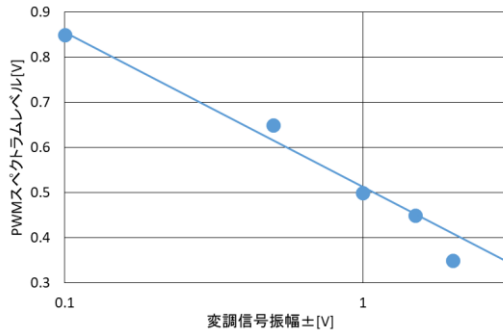


図6 変調信号と PWM スペクトラムの関係

Fig.6. Relationship between modulation signal and PWM spectrum

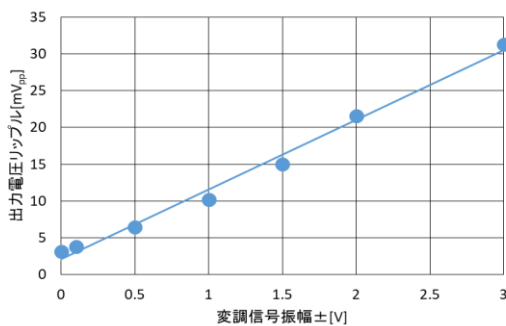


図7 変調信号と出力電圧リップルの関係

Fig.7. Relationship between modulation signal and output ripple

#### 4. 出力電圧リップル補正方式（提案方式）

前章において、従来方式では EMI ノイズ拡散が実現できる一方で、出力電圧リップルの増大が問題となった。本節では、従来方式に出力電圧リップルを低減する方法を加え、提案方式として示す。

##### 〈4.1〉 提案方式

提案方式としては、鋸歯状波生成部に補正電流を追加することでデューティ変化を補正し、出力電圧リップルを低減させる。従来方式では、変調信号によって瞬間的に鋸歯状波の周波数は変化するが、コンパレータの非反転端子には、ほぼ一定の信号が入力されるため、出力である PWM 信号のデューティが微小に変化していた。これが出力電圧リップル増大の原因であり、このデューティ変化を補正することができれば、出力電圧リップルも抑えることが出来ると考えられる。具体的には、鋸歯状波生成部に補正電流を加えることで鋸歯状波の傾きを変化させ、デューティ補正を行う。

これより、補正電流は電圧制御電流源を使用するものとし、最適電流補正量の  $G_m$  を理論解析により算出する。まず、VCO の変換率を  $K$  (kHz/V)、変調信号ベース電圧を  $V_b$ 、変調信号振幅を  $V_m$ 、変調率  $\alpha = V_m / V_b$  とすると、変調後のクロック周波数  $F'_{ck}$  は式(1)のように示すことが出来る。

$$\begin{aligned} F'_{ck} &= K(V_b \pm V_m) \\ &= KV_b \left(1 \pm \frac{V_m}{V_b}\right) \\ &= KV_b(1 \pm \alpha) \end{aligned} \quad (1)$$

例として変調率  $\alpha=0.1$  とした場合、変調後のクロック周波数  $F'_{ck}$  は、元のクロック周波数  $F_{ck}$  と比べて  $\pm 10\%$  変調された周波数となる。ここで、鋸歯状波生成部に変調分と同様、 $\alpha$  分の電流を補正することで、鋸歯状波の傾きが補正され、周波数変調はしたまま、デューティ変化を抑えられる。通常、鋸歯状波補正電流  $dI_{SAW}$  は式(2)のように表せ、これが  $\alpha$  分電流補正された  $\alpha I_{SAW}$  と同値とすると、最適電流補正量の  $G_m$  は式(3)のように導出できる。

$$dI_{SAW} = G_m * V_m \quad (2)$$

$$\begin{aligned} dI_{SAW} &= \alpha I_{SAW} \\ G_m * V_m &= \frac{V_m}{V_b} I_{SAW} \\ G_m &= \frac{I_{SAW}}{V_b} \end{aligned} \quad (3)$$

##### 〈4.2〉 シミュレーション方法及び結果

図 5 のシミュレーション回路に補正回路を加えたものを図 8 に示す。回路条件は表 1 と同様である。補正回路部の条件としては、鋸歯状波生成電流源  $I_{SAW}=1.0$  [mA]、鋸歯状波電流補正量  $G_m=200\sim 300$  [uS] とする。また、鋸歯状波生成電流源  $I_{SAW}=1.0$  [mA]、変調信号ベース電圧  $V_b=4.0$  [V] とし、式(3)に代入すると本シミュレーション回路における電流補正量理論値は  $G_m=250$  [uS] となる。

シミュレーション結果として、位相補償回路を付加しない場合における変調信号と出力電圧リップルの関係を図 9 に、TypeIII の位相補償回路を追加した場合を図 10 に示す。凡例には、変調信号振幅が  $\pm 2.0, 2.5, 3.0$  [V] の 3 つの場合の結果を示す。続いて、図 11 に電流補正值に対する PWM スペクトラムの関係を示す。さらに、出力電圧リップル波形として、図 12 に位相補償回路 TypeIII における電流補正值 0 [uS] の場合を示し、図 13 に電流補正值 250 [uS] の場合を示す。

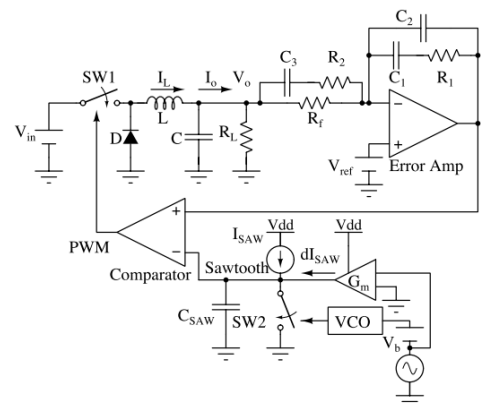


図8 補正回路を加えたシミュレーション回路  
Fig.8. Simulation circuit with correction circuit

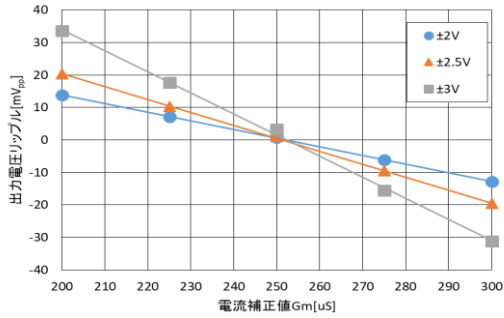


図9 電流補正值に対する出力リップル  
(位相補償回路：なし)

Fig.9. Output ripple without phase compensation

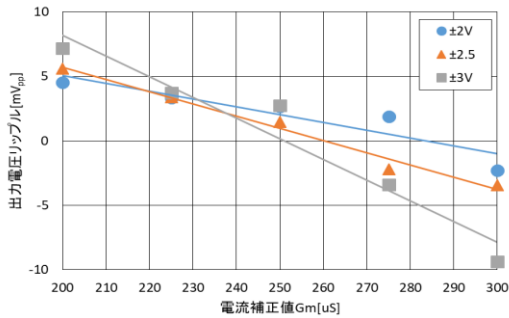


図10 電流補正值に対する出力リップル  
(位相補償回路：Type III)

Fig.10. Output ripple with phase correction

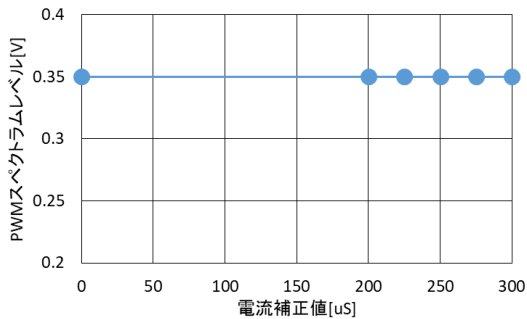


図11 電流補正值に対する PWM スペクトラム  
(Type III,  $V_m = \pm 3.0$  [V])

Fig.11. Relationship between current correction value and PWM spectrum

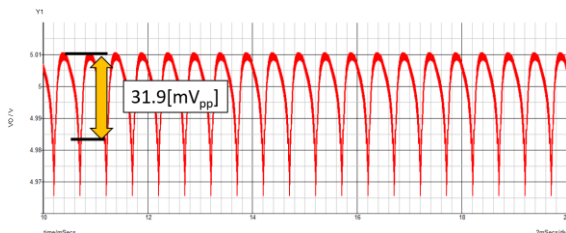


図12 無補正時の出力リップル  
(Type III,  $V_m = \pm 3.0$  [V]  $G_m = 0$  [ $\mu\text{S}$ ])

Fig.12. Output ripple without correction

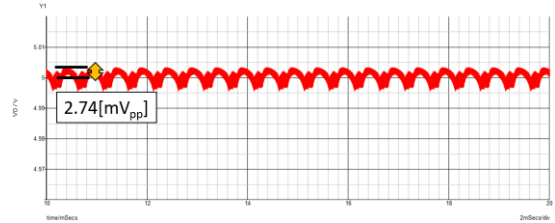


図13 補正時の出力リップル  
(Type III,  $V_m = \pm 3.0$  [V]  $G_m = 250$  [ $\mu\text{S}$ ])

Fig.13. Output ripple with correction

図9より、位相補償回路を付加しないと、変調信号振幅  $\pm 2.0 \sim 3.0$  [V] のすべての場合において、電流補正值  $G_m$  が  $250$  [ $\mu\text{S}$ ] で出力電圧リップルが最小値となっている。これより、理論値と一致した結果が得られている。次に、Type III の位相補償回路を付加すると、変調信号振幅  $\pm 2.5, 3.0$  [V] においては理論値と同様の結果が得られているが、 $\pm 2.0$  [V] においては  $G_m = 275$  [ $\mu\text{S}$ ] で出力電圧リップルが最小値となり、理論値と 10 [%] の誤差が生じる結果となった。続いて、図11では電流補正有無に関係なく PWM 信号のスペクトラムレベルは一定であり、 $0.35$  [V] となった。これより、電流補正を加えて出力リップルの大きさを補正しても、EMI ノイズの低減量に影響がないことが分かる。図12及び13では、リップル補正回路による変調リップルの改善効果を示しており、図中上側の変動量をリップル量とした。これより、無補正時の出力電圧リップル  $31.9$  [ $\text{mV}_{pp}$ ] に対して、最適電流補正量を加えると  $2.74$  [ $\text{mV}_{pp}$ ] となり、約 92 [%] 低減された。以上より、クロック周波数スイープ方式に電流補正方式を加えることで、EMI ノイズ及び出力電圧リップル低減が両立されたと言える。

## 5. まとめ及び今後の課題

本論文では、電圧モード制御における降圧型 DC-DC コンバータにおいて、クロック周波数変調による EMI ノイズ低減に伴い、出力電圧リップルが増大する問題を、鋸歯状波発生部に電流補正を施すことにより、EMI ノイズ及び出力リップルが低減する方式を提案し、シミュレーションにより確認した。今後は電流モード制御やヒステリシス (リップル) 制御方式などの電源でも本論文の提案方式を適用可能であるか、引き続き検討を行う。

## 文 献

- (1) H.Kobayashi, T.Nabeshima (Editors), Handbook of Power Management Circuits, Pan Stanford Publisher (2016)
- (2) 小堀康功, 落合伸弥, 金谷浩太郎, 築地伸和, 高井伸和, 小林春夫, 「擬似アナログノイズを用いたスペクトラム拡散によるスイッチング電源の EMI 低減化」, 信学技報, EMCJ2014-93, 沖縄, 2015.1
- (3) 浅石恒洋, 小堀康功, 白石尚也, 須永祥希, 築地伸和, 高井伸和, 小林春夫, 「擬似アナログ信号を用いたヒステリシス制御方式降圧型 DC-DC コンバータの EMI 低減の検討」, 電気学会, 合同研究発表会, ETG-16-29, 群馬, 2016.3.