

# ZVS-PWM 制御昇圧形電源のスペクトラム拡散技術による EMI 低減化

須永祥希\* 白石尚也 浅石恒洋 築地伸和

小堀康功 小林春夫 高井伸和 (群馬大学)

## EMI Reduction by Spread Spectrum of ZVS-PWM Boost Converter

Yoshiki Sunaga, Naoya Shiraishi, Koyo Asaishi,

Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai (Gunma University)

キーワード：スイッチング電源、DC-DC コンバータ、ソフトスイッチング、ZVS-PWM 制御、SIDO 電源  
(Keywords, DC-DC Switching Converter, Soft Switching, ZVS-PWM Control, SIDO Converter)

### 1. はじめに

今日、多くの電子機器は多種多様な直流電圧を必要とし、これらの電流を供給するために多くのスイッチング電源が設けられている。スイッチング電源における社会の要求は小型化や高効率化など様々だが、スイッチング時の不要ノイズ等の電磁波輻射(Electro-Magnetic Interference : EMI)も問題となっている。これらのノイズは周辺の電子機器に悪影響を及ぼすことから、多くの国で EMI 規制がされている。

高効率の実現としてソフトスイッチング方式のひとつである ZVS-PWM(Zero Voltage Switching - Pulse Width Modulation)方式によるスイッチング電源の報告<sup>(1)(2)</sup>がされている。また ZVS 制御は、スイッチング時の突発的な電圧変化を防ぐことから、スイッチング時の高調波ノイズや EMI 低減の効果も期待できる。

一方、スイッチング電源のノイズ低減の方法として、制御信号を変調することでスペクトラム拡散技術が議論されており、なかでも疑似アナログ信号を用いたノイズ低減手法が提案されている<sup>(3)</sup>。

今回、高効率等の利点をもつ ZVS-PWM 制御に、スペクトラム拡散技術を適用させ、更なる EMI 低減を試みた。本論文はスイッチング電源の中でも昇圧型に焦点を当て、スペクトラム拡散を用いた ZVS-PWM 制御昇圧型電源の EMI 低減について、シミュレーションを用いて解析を行ったものである。この結果ノイズレベルは最大 9.1dB 低減された。

### 2. ZVS-PWM 単電源

#### 〈2-1〉 動作原理

図 1 に一般的な ZVS 制御昇圧型単電源を示す。この方式の回路構成は、通常の昇圧型電源のダイオードに並列に共振コンデンサ  $C_r$  を加える。この基本動作をモード別に図 2

のシミュレーション動作波形を用いて説明する。表 1 にシミュレーション条件を示した。なお、今回の全シミュレーションには SIMPLIS を用いた。

#### モード 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

$V_{sw} = 0$  を検知して、PWM が Lo から Hi になりスイッチが ON する。一般的な昇圧電源と同様に、出力電圧と基準電圧との誤差電圧をオペアンプで増幅し、コンパレータにより Sawtooth と比較して、PWM 信号を得ている。インダクタ電流  $I_L$  が増加を始め、エネルギーが  $L$  および  $C_r$  される。この時の  $I_L$  の傾きは、 $V_{in}/L$  で表される。

#### モード 2 ( $t_1 \sim t_2$ )

負期間の制御により、PWM が Hi から Lo になりスイッチ  $SW$  が ON から OFF になる。この時、 $L$  と  $C_r$  の共振によって  $V_{sw}$  が上昇する。

#### モード 3 ( $t_2 \sim t_3$ )

$V_{sw}$  は出力電圧  $V_o$  とダイオードの順方向バイアス  $V_f$  の和まで上昇し、ダイオード  $D$  が導通して共振状態は停止する。この時の  $I_L$  の傾きは  $(V_{in} - V_o)/L$  となる。インダクタのエネルギー放電により、ダイオードを介して出力コンデンサ  $C_o$  が充電される。この間インダクタ電流は減少を続け、 $t_3$  にて  $L$  は全エネルギーを放出し反転電流となる。このモードでは  $V_{sw}$  は  $V_o + V_f$  に保たれる。

#### モード 4 ( $t_3 \sim t_4$ )

インダクタ電流の反転により、ダイオード  $D$  が OFF して再び  $L$  と  $C_r$  は共振状態となり、 $C_r$  は放電を始め  $V_{sw}$  は下降する。その後  $t_4$  のタイミング、つまり  $V_{sw} = 0V$  の時にスイッチ  $SW$  の両端電圧差が  $0V$  となり、スイッチを ON することにより ZVS 動作を行う。 $t_4$  で PWM が Hi となりモード 1 へと戻る。この PWM 信号の Hi 期間を制御することで、出力電圧  $V_o$  を一定に保つ。

以上の動作より、コンデンサの共振電圧  $V_{sw}$  およびインダ

クタの共振電流 $I_L$ を次式(1)(2)で表した。インダクタ電流は負荷への方向を正とした。

$$V_{sw}(t) = (V_o - V_{in}) \cdot \cos \omega t + V_{in} \quad (1)$$

$$I_L(t) = -\{(V_{in} - V_o)/\omega L\} \cdot \sin \omega t \quad (2)$$

$$\text{ただし } \omega = 1/\sqrt{L \cdot C_r} \quad (3)$$

$V_{sw}(t)$ の最小値は $\cos \omega t = -1$ の時、その値は $-V_o + 2V_{in}$ となる。スイッチの切り替え条件は $V_{sw} \leq 0V$ であることから、この回路の入出力電圧条件式(4)が導かれる。

$$\begin{aligned} -V_o + 2V_{in} &\leq 0 \\ \therefore V_o &\geq 2V_{in} \end{aligned} \quad (4)$$

この回路は、PWM信号をSawtooth波形の周期を合わせる必要がある。図1のように2つのコンパレータの出力でRSフリップフロップをトリガしてPWM信号を発生させるとともに、Sawtoothの開始点も $t_0$ に合わせてトリガする。PWM信号がHiのとき、スイッチはONとなる。

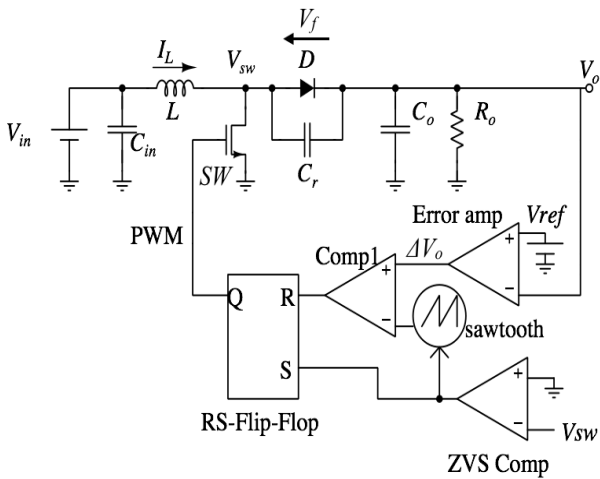


図1 ZVS-PWM方式昇圧型電源の基本回路

Fig.1 Construction of ZVS-PWM Boost Converter

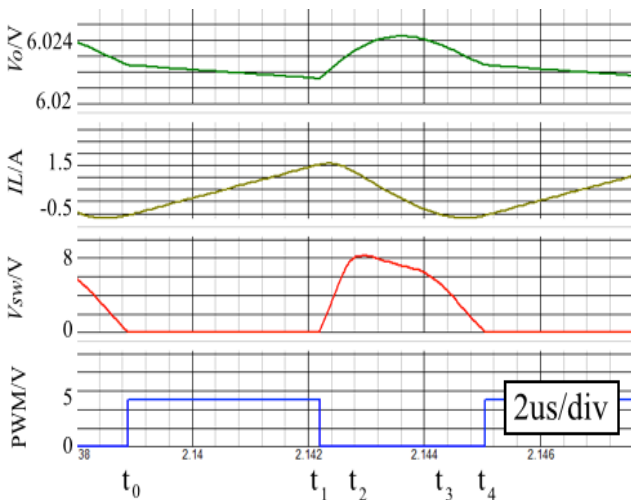


図2 基本動作波形

Fig.2 Waveform of ZVS-PWM Boost Converter

### 3. ZVS-PWM 制御 SISO 電源の損失比較

#### 〈3.1〉 スイッチング損失

トランジスタはON/OFFが切り替わる時、その両端電圧 $V(t)$ とスイッチに流れる電流 $I(t)$ の重なった面積分がスイッチング損失となり、次式で表される。

$$\begin{aligned} P_{sw} &= \int_0^{\Delta t} I(t) \cdot V(t) dt \\ &= \frac{1}{6} \cdot V \cdot I \cdot \Delta t \end{aligned} \quad (5)$$

ZVSはLCの共振現象を利用して、トランジスタの両端電圧がゼロとなった状態にスイッチングを行う方式で、原理的にはスイッチング損失が発生しないことより、回路の高効率化に有効である。

#### 〈3.2〉 シミュレーションによる損失比較

図5、図6にSISO電源における通常電源とZVS制御電源のスイッチング波形を示す。また表2に測定時のパラメータを示す。電流 $I_{sw}$ と電圧 $V_{sw}$ が重なった部分がスイッチング損失 $P_{sw}$ となる。(5)式によりスイッチ動作のON/OFFに対して算出すると、通常電源の損失 $P_{sw}$ は約60.5nW、ZVS電源の損失 $P_{sw}$ は約13.3nWである。一秒当たりの損失はこれに動作周波数を乗じて求められ、通常電源で10.3mW、ZVS方式電源で2.26mWであり、スイッチング損失 $P_{sw}$ の78%低減を波形からの算出により確認した。

表1 シミュレーション回路の素子パラメータ

Table 1 Parameter of Simulation Circuit

$V_{in}$	2.5V
$V_o$	6V
$L$	3.9uH
$C_o$	470uF
$C_r$	100nF
$I_o$	0.12A
$F_{clock}$	162.5kHz

$F_{clock}$ :動作周波数

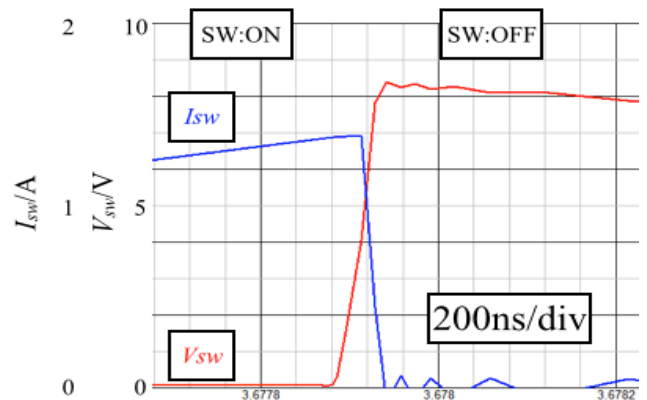


図3 通常昇圧型電源スイッチング波形

Fig.3 Switching Waveform of the Boost Converter

## 4. EMI 低減

### 4.1) 疑似ランダム信号

図5にスペクトラム拡散を適用させたZVS-PWM制御昇圧型電源回路の構成を示し、図6に生成されるデジタルパターン信号とスペクトラム拡散に用いる疑似アナログ信号(Pseudo Analog Signal: PAS)の波形を示す。また、表3に測定に使用したシミュレーション条件を示す。

疑似アナログ信号はM系列回路の出力信号であるランダムパターン信号を用いて生成する。M系列回路とは、0と1で構成されるbit列であり、そのbit数に応じて表現できる出力パターンが変化する。今回は3bitの疑似ランダムパターン発生回路を用いた。それらのランダムパターンをAD変換することにより、7パターン周期のデジタル信号を生成する。これにLPFをかけることで、疑似アナログ信号を生成する。また、7パターンの変化を拡大する目的で、各DFF出力 $Q_0, Q_1, Q_2$ の反転も使用する(bit反転)ことにより、その組み合わせは8通りとなるため、生成されるデジタル信号のパターンは $7 \times 8 = 56$ パターンとなる。bit反転を用いることで、よりランダム性の高い疑似アナログ信号を生成することができるようになり、ノイズの低減に大きく有効である。

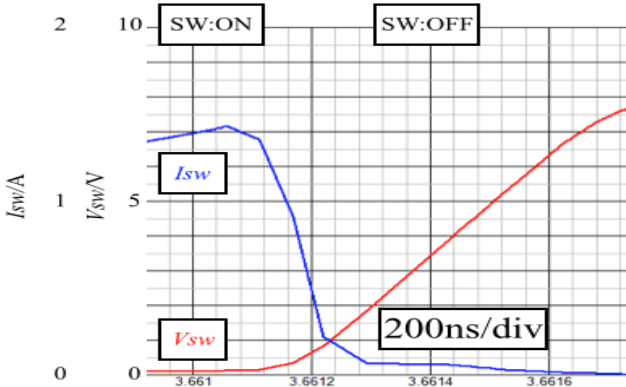


図4 ZVS-PWM制御昇圧型電源スイッチング波形

Fig.4 Switching Waveform of ZVS-PWM Boost Converter

表2 スイッチング損失比較のシミュレーション使用パラメータ

Table.2 Simulation Parameter of Switching Loss Comparison

	通常制御	ZVS-PWM制御
$V_{in}$		2.5V
$V_o$		6V
$C_{in}$		100nF
$L$		3.9uH
$C_o$		470uF
$C_r$		100nF
$I_o$		0.12A
$F_{clock}$		170.3kHz

### 4.2) スペクトラム拡散手法

従来のスペクトラム拡散方式は、パルス周波数変調(Pulse Frequency Modulation: PFM)やパルス位置変調(Pulse Position Modulation: PPM)などが挙げられるが、これらはデジタル制御であるため動作するbit数に拡散の度合いが依存してしまう。

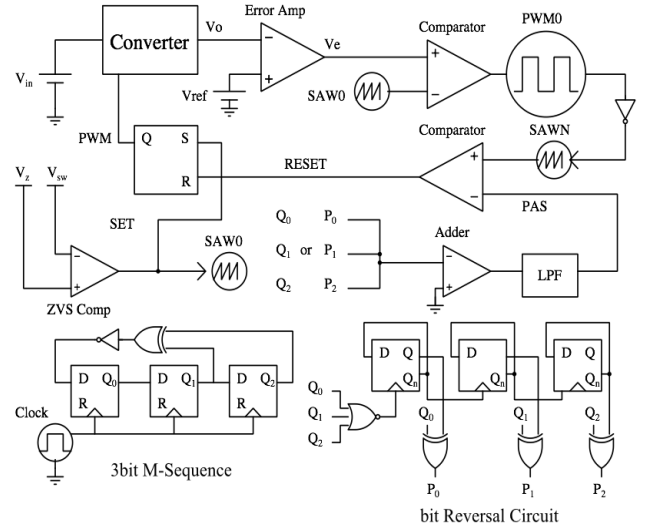


図5 スペクトラム拡散を用いたZVS-PWM制御昇圧型電源

Fig.5 Spread Spectrum of ZVS-PWM Boost Converter

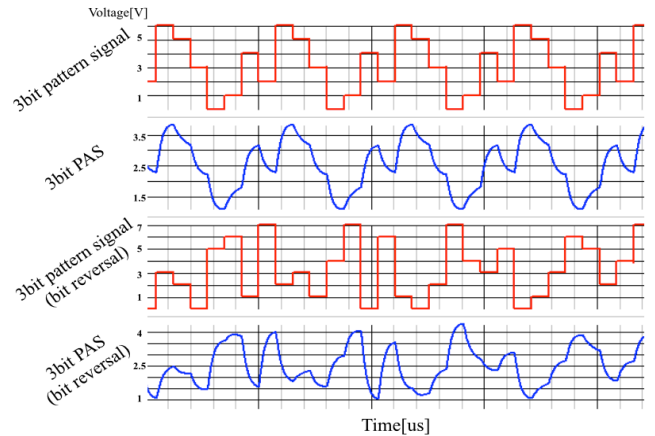


図6 デジタルパターン信号と疑似アナログ信号の波形

Fig.6 Waveforms of Digital Signal and Pseudo Analog Signal

表3 スペクトラム拡散解析シミュレーション条件

Table.3 Parameter of Spread Spectrum Simulation

$V_{in}$	2.5V
$V_o$	6V
$C_{in}$	1nF
$L$	2.2uH
$C_o$	470uF
$C_r$	1nF
$I_o$	0.12A
Clock	33.1kHz

それに対して疑似アナログ信号を用いたスペクトラム拡散方式では、変調可能な範囲内において連続的に周波数が変化するため、動作 bit に依存しない拡散が可能となる。厳密には完全なアナログ信号を用いるのが最適であるが、そのような信号を生成するのは困難であることから、生成の容易な疑似ランダム信号を代替とした。

図 7 にスペクトラム拡散の概要を示す。PWM の立ち上がり時の信号生成を疑似ランダム信号と鋸歯状波との比較によって生成することによって、PWM の周波数を微小に変化させる。これによって PWM のスペクトルを拡散させることが可能となる。

#### 〈4・3〉 スペクトラム拡散解析結果

図 8 に各制御方式におけるスペクトル波形を示し、表 4 に測定結果をまとめた。従来の ZVS-PWM 制御昇圧型電源に比べて、スペクトラム拡散を適用すると、最大スペクトルが約 7.0dB 低減される結果となった。さらに bit 反転を用いると、従来方式より最大スペクトルが約 9.1dB 低減された。提案方式では、ノイズ低減効果を高めると出力電圧リップルが増大する傾向にあるが今回の bit 反転の場合で、出力電圧リップルの値は出力電圧の 0.29% であり、電源としての性能に大きな影響を及ぼさない。

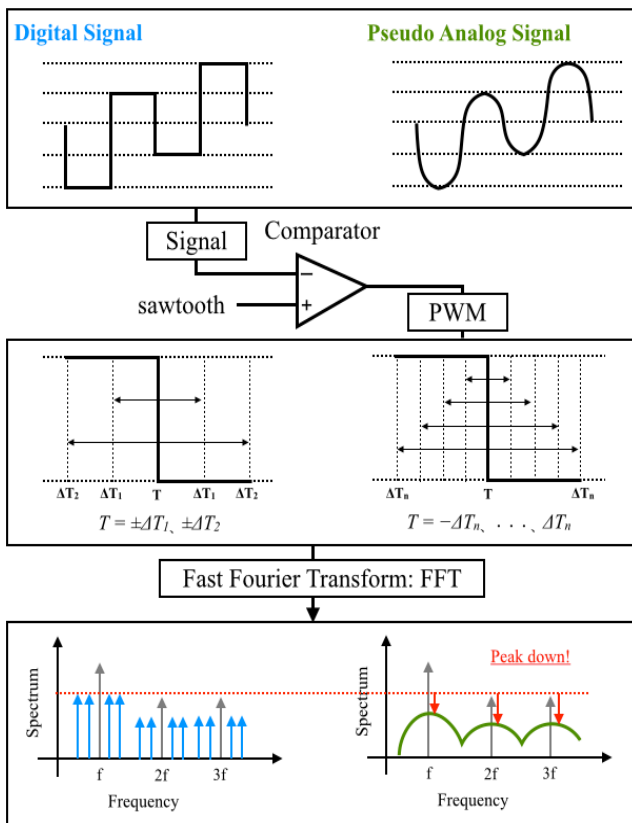


図 7 スペクトラム拡散の概要  
Fig.7 Spread Spectrum

#### 4. まとめ

昇圧型電源回路に ZVS-PWM 制御を用いることで、電源回路のスイッチング損失の大幅低減を検討し、シミュレーションで 78%の低減を確認した。また、ZVS-PWM 制御における、ノイズ低減効果の更なる有効化を図るため、スペクトラム拡散によるノイズ低減の適用を提案した。これにより、ノイズレベルは通常の ZVS-PWM 昇圧型電源より 7.0dB 低減され、bit 反転を用いた場合は 9.1dB の低減に成功した。また、bit 反転時の出力電圧リップルは最大で  $17.4mV_{p-p}$  まで増大したが、これは出力電圧の 0.29% であるため、電源の性能には影響しない。

#### 文 献

- (1) 小堀 康功、内藤 直也、築地 伸和、呉 澗、シャイフル ニザム・モータ、高井 伸和、小林 春夫、“ZVS-PWM 方式ソフトスイッチングによる単インダクタ 2 出力電源”，電気学会 電子回路研究会，札幌 (2014.7)
- (2) Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi, “Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter Design With ZVS-PWM Control”, VLSI Circuits, Ho Chi Minh City, Vietnam (Oct. 22-24, 2014)
- (3) 金谷浩太郎、田中駿祐、本島大地、白石尚也、須永祥希、築地伸和、小堀康功、高井伸和、小林春夫、“疑似アナログ信号を用いたスペクトラム拡散と DC-DC コンバータのスイッチング EMI 低減化”電気学会 電子回路研究会、秋田(2014.10)

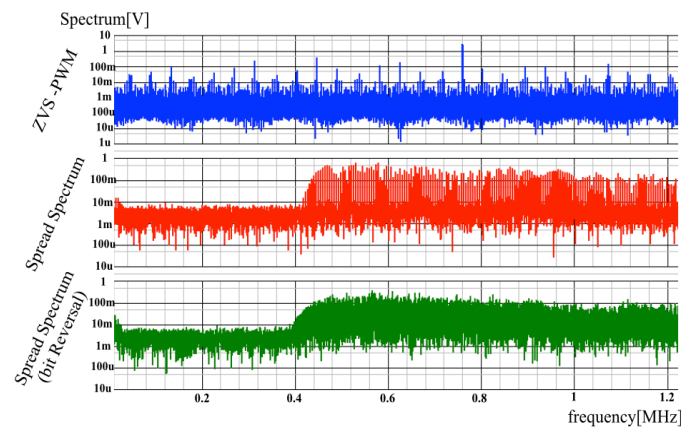


図 8 各スペクトラム拡散波形  
Fig.8 Waveforms of Spread Spectrum

表 4 スペクトラム拡散シミュレーション結果

Table.4 Simulation Results of Spread Spectrum

	ZVS	PAS	PAS (Reversal)
Peak Spectrum	2.64V	0.533V (-7.0dB)	0.323V (-9.1dB)
Peak Frequency	759.4kHz	530.4kHz	565.8kHz
$V_o$ Ripple	$9.25mV_{p-p}$	$16.3mV_{p-p}$	$17.4mV_{p-p}$