

# スイッチング電源におけるノッチ特性を有するスペクトラム拡散

## Spread Spectrum with Notch Frequency for Switching Converter

深谷太詞、小堀康功 (小山工業高等専門学校)  
荒船拓也、築地伸和、小林春夫 (群馬大学)

### 1 はじめに

近年、高度化する電子機器へ対応するため、電子回路に要求される仕様もより厳しいものとなってきている。特にスイッチング電源では大電力をスイッチングすることにより、不要な電磁波輻射 (EMI:Electro-Magnetic Interference) を発している、各国で定められている EMI 規格に適合するため、シールドなどの手法が取られていたが、サイズや重量が問題となっていた。そこで、新たな EMI ノイズ低減技術としてスペクトラム拡散技術が提案されたが、全周波数帯域にノイズを拡散するため、カーラジオ等の無線受信機に於いては、通信帯域にまでノイズを拡散してしまうことが問題となってしまう。

本研究ではパルスコーディング技術として PWC 方式を用い、任意の周波数帯域にノイズを拡散しないノッチ特性をもたせ、通信機器におけるノイズの低減と EMI 対策の両立を提案する。

### 2 スペクトラム拡散技術

#### 2.1 降圧型スイッチング電源のスペクトラム

一般的な降圧型スイッチング電源の構成は、図 1 のように、スイッチングを行うパワー部と目標電圧への制御を行う制御部の 2 部構成である。スイッチング部は、スイッチの ON-OFF をパルス幅変調 PWM (Pulse Width Modulation) 信号で制御し、電力変換を行う。制御部では、出力電圧と基準電圧を比較し誤差を増幅する誤差増幅器と、その誤差電圧と一定クロックの鋸歯状波を比較するコンパレータで構成されており、スイッチング部に適切なデューティの PWM 信号を供給している。

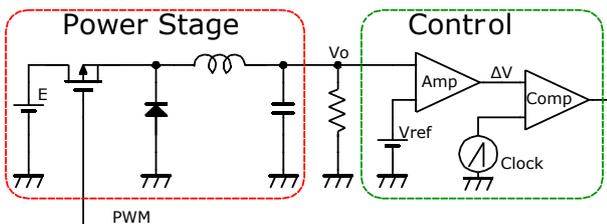


図 1: 降圧型スイッチングコンバータの基本構成

ここで、電力スイッチングの代表として図 2 に示す PWM 信号のスペクトラムを見ると、スイッチング周波数とその高調波 (クロック周波数群) にスペクトラムが集中していることがわかる。このクロック信号をランダムに変調させることで、PWM 信号に意図的にジッタをもたせ、クロック周波数群の周辺へとエネルギーを拡散させる。

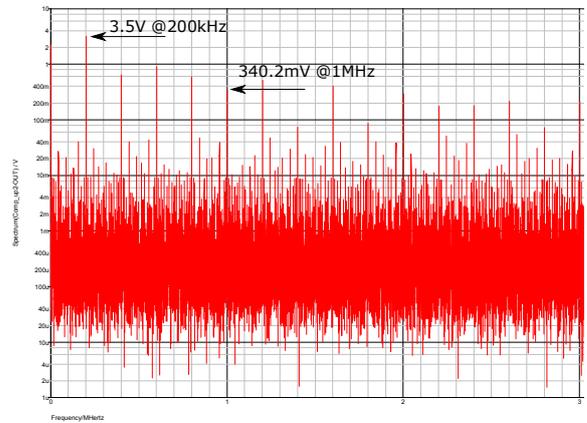


図 2: PWM 信号のスペクトラム (拡散なし)

#### 2.2 スペクトラム拡散

従来よりデジタル的に変調させる手法が存在したが、回路規模が煩雑である。そこで、著者たちはアナログノイズによるランダム周波数変調方式 [1] を提案してきた。回路構成を図 4 に示す。

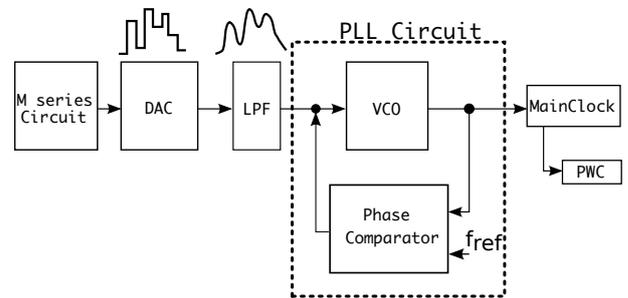


図 3: 周波数変調による基準クロック生成回路

デジタル的にランダムなレベルを発生する M 系列信号発生部から、3 ビット信号による 7 レベルのビット信号を発生する。この信号を DAC にて出力パターンに変換して、階段状のステップ信号とした後、LPF を介してアナログノイズ信号を得る。更に次段の振動

的な応答特性を持つ PLL 回路にアナログノイズ信号を入力し、非周期的な周波数変調クロックとなり、これを図 1 のクロック端に加える。この結果、鋸歯状波とともに PWM 信号が周波数変調され、クロックノイズは拡散される。

シミュレーションにより PWM 信号のスペクトラムおよび、アナログノイズ波形をそれぞれ図 4、図 5 に示す。M 系列信号発生部のクロック周波数は 10 kHz であり、したがってアナログノイズの周波数は 1.4 kHz である。図 5 に示すように、アナログノイズのレベルを 300 mV としている。一方で、スイッチング周波数は 200 kHz である。この時の PWM 信号のスペクトラムは、クロック周波数では 3.5 V から 3.0 V へ、約 0.5 V ノイズレベルを低減し、5 倍高調波 (1 MHz) では、340 mV から 74 mV と約 270 mV の低減をしている。クロック周波数の高調波は、全域においてノイズレベルの低下を確認できる。一方、線スペクトラムは消えるとともに、最低レベルは 2 mV 程度と高めている。

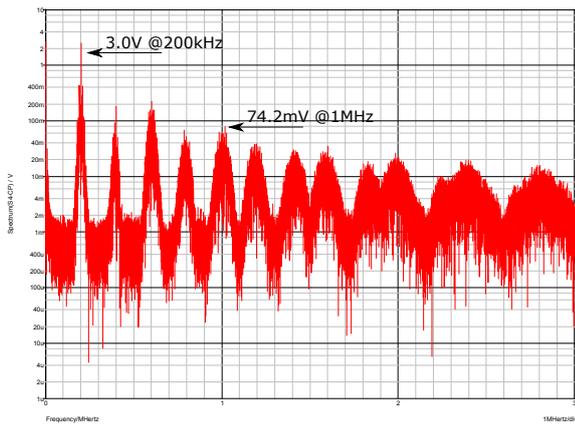


図 4: PWM 信号のスペクトラム (拡散あり)

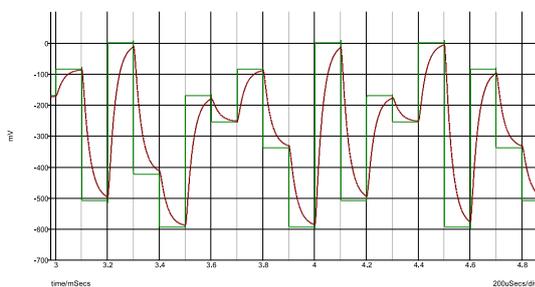


図 5: ステップ信号によるアナログノイズ

### 3 パルスコーディング技術

#### 3.1 パルス幅コーディング (PWC)

通常のスイッチング電源の PWM 信号は線形的にパルス幅を変化させるリニア制御である。本研究では、図 6 に示すように異なるパルス幅が異なる 2 つのパ

ルス  $t_1$ 、 $t_2$  を切り替え制御するパルス幅コーディング (PWC:Pulse Width Coding) を用いる。

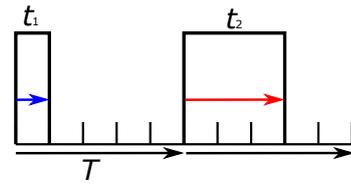


図 6: パルス幅コーディングに用いるパルス波形

PWC を用いた降圧型スイッチング電源の構成を図 7 に動作波形を図 8 に示す。図 7 において、増幅誤差信号  $\Delta V$  は基準電圧と比較され H/L レベルの SEL 信号をクロックと同期して出力する。この SEL 信号によりパルス幅の異なる 2 種のパルスを選択出力しスイッチを制御する。この方式では、離散的制御のため周波数を高めに設定する。また、2 つのパルスのデューティ比  $D$  は制御性の観点より式 (1) の関係が必要となる。

$$D_L < D_o < D_H \quad (D_o \equiv \frac{V_o}{V_i}) \quad (1)$$

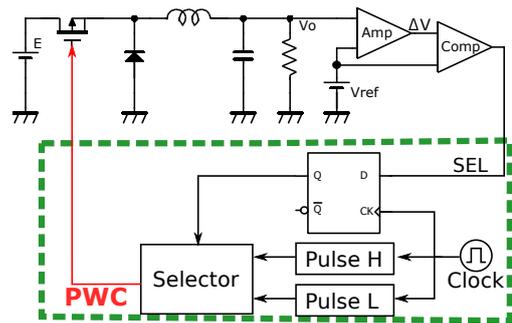


図 7: PWC 制御方式降圧型コンバータの構成

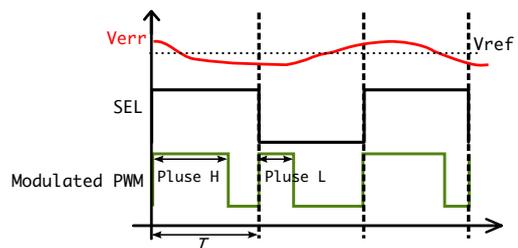


図 8: PWC 制御方式の主要動作波形

#### 3.2 シミュレーション結果

Simplis 7.10 を使いシミュレーションを行った。主要パラメータを表 1 に、結果を図 9、図 11、図 10 に示す。表 1 において各パルスのデューティは、 $D_H = 0.85$ 、 $D_L = 0.15$  であり、定常時のデューティは、 $D_o = 0.50$  である。したがって、 $D_o$  からの  $D_H$ 、 $D_L$  のデューティ偏差は同等としている。図 9 は主要波形であり、SEL 信号に応じて PWM 信号のパルス幅が切り替わって

いることがわかる。また、SEL 信号のデューティも、ほぼ 50% である。図 10 は出力電圧リップル波形であり、過渡応答特性とともに示す。定常出力電流は、 $I_o = 250 \text{ mA} / 500 \text{ mA}$  と切り替えている。定常時出力電圧リップルは、 $15 \text{ mV}_{\text{p-p}}$  以下であり、過渡応答はオーバー／アンダーシュートともに、 $10 \text{ mV}$  以下である。この時のスペクトラム拡散を図 11 に示す。クロック周波数  $500 \text{ kHz}$  とその高調波の間に、第一のノッチ  $F_{n1} = 750 \text{ kHz}$  が現れている。第二ノッチ  $F_{N2} = 1.5 \text{ MHz}$  はクロックの高調波の近傍であり、明確なバンド幅は見られないが確認できる。

表 1: シミュレーション条件

入力電圧 E	出力電圧 Vo	出力電流 Io
10 V	5.0 V	250 mA / 500 mA
周波数	パルス幅 $t_2$	パルス幅 $t_1$
500 kHz	$1.7 \mu\text{s}$	$0.3 \mu\text{s}$

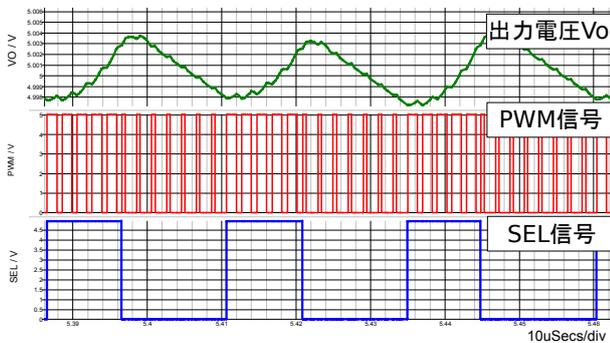


図 9: PWC 制御方式の主要波形

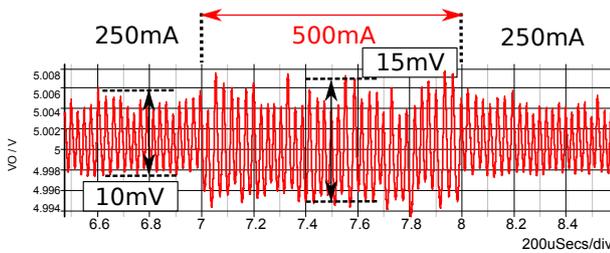


図 10: PWC 方式電源の出力リップル

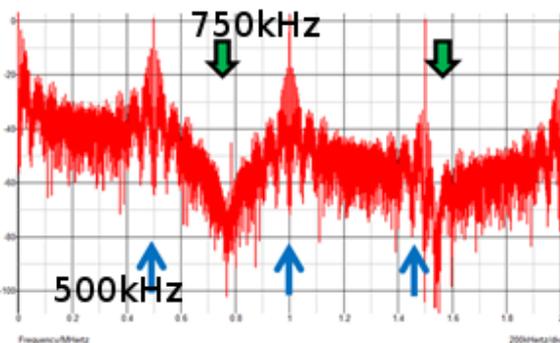


図 11: PWC 制御方式によるスペクトラム

### 3.3 ノッチ特性の理論解析

図 6 に示すような、同一周期  $T$  でパルス幅の異なる 2 つのパルスを適宜切り換えるスイッチング電源に適用した場合、2 パルスの発生頻度や順序は多少異なる。ここでは解析にあたり、2 パルスが連続して 1 回のみ現れた時、同一パルスが続いた場合について、フーリエ解析を定義式による解析を行う。(a) パルス幅  $t_1$  とパルス幅  $t_2$  が交互に出現する場合。

$$\begin{aligned}
 F(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \\
 &= \int_0^{t_1} e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+t_2} e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{1}{\omega} \left( \sin(\omega t_1) - \sin(\omega t_2) \right) \\
 &\quad + j \cos(\omega t_1) - j \cos(\omega t_2) \quad (2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 |F(\omega)| &= \frac{1}{\omega} \sqrt{4 \sin^2 \left( \frac{\omega t_2 - \omega t_1}{2} \right)} \\
 &= (t_2 - t_1) \text{sinc} \left( \frac{t_2 - t_1}{2} \omega \right) \quad (3)
 \end{aligned}$$

(b) パルス幅  $t_1$  が連続する場合、

$$\begin{aligned}
 F(\omega) &= \int_0^{t_1} e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+t_1} e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{1}{\omega} \left( \sin(\omega t_1) - \sin(\omega t_1) \right) \\
 &\quad + j \cos(\omega t_1) - j \cos(\omega t_1) \quad (4) \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

パルス幅  $t_2$  が連続する場合も同様の結果を得る。すなわち、上式 3 に示すように、2 パルスが異なる場合の絶対値をとり整理すると、Sinc 関数となる。したがって、図 12 に示すように、スペクトラムが現れない領域（ノッチ）が生成される帯域はパルス幅  $t_1$ 、 $t_2$  によって決定でき、ノッチが出現する周波数は式 5 となる。

$$F_{notch} = \frac{N}{t_2 - t_1} \quad (N = 1, 2, 3 \dots) \quad (5)$$

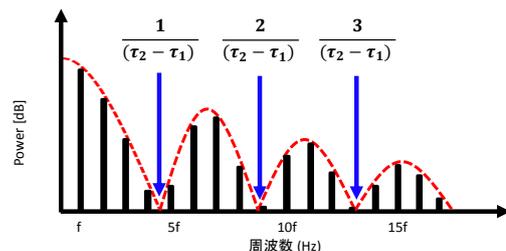


図 12: Sinc 関数によって表現されるスペクトラム

## 4 PWC方式の実装確認

実装回路の条件を表2に示す。また、実測回路における測定結果を図13～図16に示す。

表2: 実装条件

入力電圧 E	出力電圧 Vo	出力電流 Io
10 V	5 V	330 mA / 560 mA
周期	パルス幅 $t_1$	パルス幅 $t_2$
$1.67 \mu\text{s}$	$0.40 \mu\text{s}$	$1.46 \mu\text{s}$
L	C	負荷変動周期
$100 \mu\text{H}$	$611 \mu\text{F}$	1 s

図13は主要動作波形であり、シミュレーションとほぼ同じことがわかる。図14はスペクトラムであり、表2に示す条件では、式(5)に従い  $f_{notch} = 943 \text{ kHz}$  の近傍にノッチが生成されており、第二ノッチまで確認できる。図15に330 mA時におけるリップルと230 mA時の過渡応答特性を図16に示す。リップルは、 $9 \text{ mV}_{p-p}$ と出力電圧の0.2%以内である。図16についても出力電圧の1%以内であり、シミュレーションと同様の結果を得た。

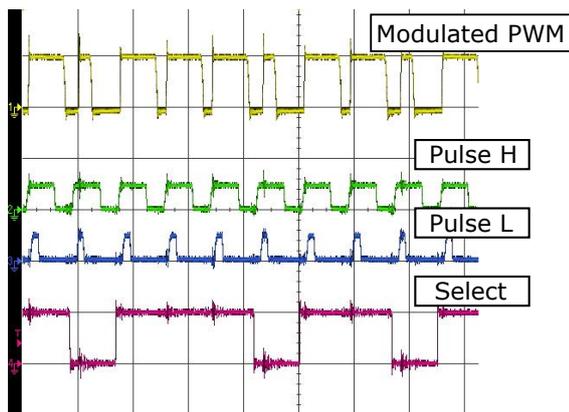


図13: 実装波形

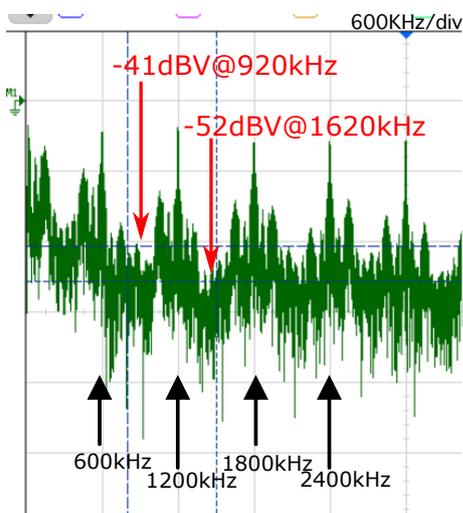


図14: 実装スペクトラム

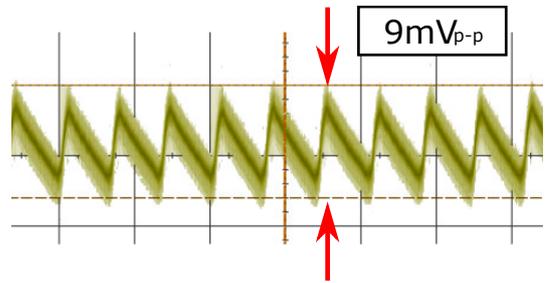


図15: 定常リップル

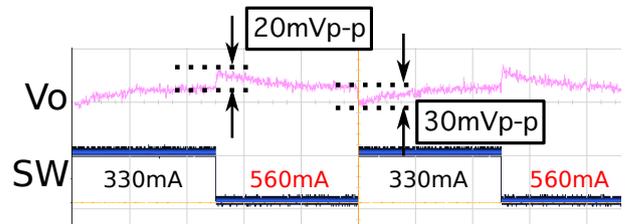


図16: 過渡応答特性

## 5 まとめ

PWC制御方式による降圧型スイッチングコンバータにおいて、ノッチの生成が式5によることをシミュレーションと実装回路で確認した。

シミュレーションでは、第一ノッチ ( $F_{n1} = 750 \text{ kHz}$ )、第二ノッチ ( $F_{n1} = 1.5 \text{ MHz}$ ) にノッチ特性を確認できる。また、実装回路についても同様に、第一ノッチ、第二ノッチを確認でき、ノッチ特性は式5によって、パルス幅によって決定されることが確かめられた。

## 参考文献

- [1] 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、”擬似アナログノイズ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年10月)
- [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”、電子情報通信学会、EMC J研究会、(沖縄2014年12月)
- [3] 荒船拓也、小堀康功、小林春夫、”パルスコーディングを用いたスイッチング電源における選択的ノッチ周波数発生方式”、電子情報通信学会、環境電磁工学研究会 (EMCJ)、鎌倉 (2015年11月)