

# 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

荒船 拓也<sup>†</sup> 小堀 康功 小林 春夫

群馬大学理工学府 電子情報・数理教育プログラム 〒376-8515 桐生市天神町 1-5-1

E-mail: <sup>†</sup>t15804005@gunma-u.ac.jp

あらまし 通信機器や電源回路においてスイッチングノイズによる電磁波輻射(EMI)の問題が発生する。その対策法の1つとしてスペクトラム拡散方式が広く用いられている。従来のスペクトラム拡散ではノイズパワーのピークが大きい周波数(EMIの原因)をその周辺の周波数に拡散することピークを下げ、EMIの低減を行っていた。しかし、その弊害として、ノイズ拡散した周波数が一部の重要な信号帯域(例えばラジオのAM, FM等の帯域)に重畳してしまう可能性がある。そこでその帯域にノッチ(EMIが小さい帯域)を発生させ、その帯域において拡散による障害を防ぐことのできるアルゴリズムを提案し、スイッチング電源に適用した。その結果、EMIの低減とノッチの発生をシミュレーションにより確認した。

## Spread Spectrum Clocking with Selective Notch Frequencies Using Pulse Coding for Switching Converters

Takuya Arafune<sup>†</sup> Yasunori Kobori Haruo Kobayashi

Gunma University 1-5-1 Tenjin-cho, Kiryu-shi, Gunma, 376-8515 Japan

E-mail: <sup>†</sup>t15804005@gunma-u.ac.jp

**Abstract** This paper proposes a new spread spectrum technique for EMI reduction, which does not distribute the switching noise into some specified frequencies; in other words the noise spread spectrum characteristics have selective notches. Our technique can prevent the noises from spreading into important frequencies (such as AM, FM bands), and this technique can be applied to switching converters, as well as digital processors. We have confirmed with simulation that the proposed technique is effective for EMI reduction and notch generation.

**キーワード** スwitching電源, パルスコーディング, スペクトラム拡散, ノッチ周波数, EMI低減,  $\Delta\Sigma$ 変調  
(**Keywords:** Switching Converter, Pulse Coding, Spread Spectrum, Notch Frequency, EMI Reduction, Delta-Sigma Modulation)

### 1. はじめに

近年電子機器の高速高周波化・高密度化に伴い、電磁波輻射(Electro-Magnetic Interference: EMI)が問題となっている。電子機器内ではデジタルプロセッサや電源回路でクロックという信号が用いられる。このクロックをスイッチの制御に使用するとクロック周波数及びその高調波での電磁波が大きくなる。これらは周辺の電子機器に干渉し、誤作動や機器の損壊等の影響を及ぼす。このため多くの国でEMI規制がされている。例えば図1にCISPR(国際無線障害特別委員会)22の情報技術装置のエミッション規制(ノイズ規制)を示す。上線と下線の線はそれぞれ商業・軽工業で使用する場合(industrial)と家庭で使用する場合(home)のEMIの上限を示す。この上限を超えてしまうと周辺機器への影響が懸念され、その国で使用できない電子機器となる。このEMIの低減方法として、クロック信号をラ

ンダムに変調するスペクトラム拡散手法がある。この手法でEMIの大幅低減が可能となる。しかし、スペクトラム拡散の弊害として、拡散ノイズが希望しない帯域(拡散禁止帯)に重なってしまう問題が生じる。例として「車載用のDC-DCコンバータで用いるスイッチング周波数及びその高調波はラジオのAM, FM等の受信周波数帯域と重なってはいけない」ことが挙げられる。

そこで筆者らは、これまで $\Delta\Sigma$ 変調DTC(Digital to Time Converter)方式においてデジタル変調によるスペクトラム拡散を行うことで、ノッチ(スペクトラム拡散の影響を受けない)周波数を任意に発生できるアルゴリズムを検討してきた。このアルゴリズムを用いて拡散禁止帯にノッチを発生させることで、他の電子機器への影響を大幅低減することができる。

今回、コーディングパラメータとノッチ周波数の

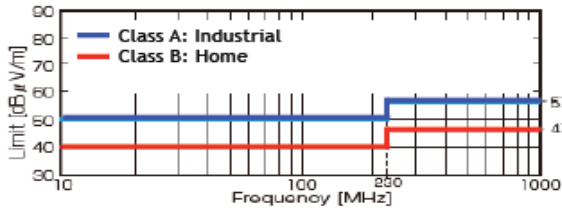


図 1: EMI パワー規定

関係式を得るとともに、このアルゴリズムをスイッチング電源に適用させた。本論文ではこの電源の性能の確保とスイッチング信号に伴う EMI の低減、及び設定した周波数でのノッチの発生を検討した。

## 2. パルスコーディングとノッチ周波数

### 2-1. PWM 降圧型スイッチング電源の構成

図 2 に降圧型スイッチング電源の回路構成を示す。スイッチング電源は大別するとパワーステージ、制御部で構成される。パワーステージはスイッチの ON/OFF を制御して断続的に電力を供給し、インダクタとコンデンサにより平滑する。出力電圧  $V_o$  は入力電圧  $V_i$  に対してスイッチの ON デューティ比率  $D$  により概ね次式で表される。

$$V_o = D \times V_i \quad (1)$$

ここでのスイッチの切り替えを担う制御信号の高速化に伴い、EMI が発生してしまう。

一方、制御部は誤差増幅器とコンパレータから構成される。出力電圧  $V_o$  と基準電圧  $V_r$  とを比較増幅して増幅誤差電圧  $\Delta V_o$  を得る。この電圧を次段のコンパレータで鋸歯状波と比較し、スイッチ駆動信号に変換する。ここで、スイッチ駆動信号は従来パルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation) 信号と呼ばれているが、本論文では後述の PWM コーディング信号との混同を防ぐため、以降 PWM コーディング信号のことを  $PWM_{cod}$  信号と表記する。また、後述の PCM 方式においても同様に PCM コーディング信号を  $PCM_{cod}$  と表記し、PCM 信号との区別化を図る。誤差電圧  $\Delta V_o$  に応じてデューティ比率  $D$  の異なる  $PWM_{cod}$  信号、及び  $PCM_{cod}$  信号を発生させる。その信号をスイッチへ帰還制御することで安定な出力電圧  $V_o$  を得る。

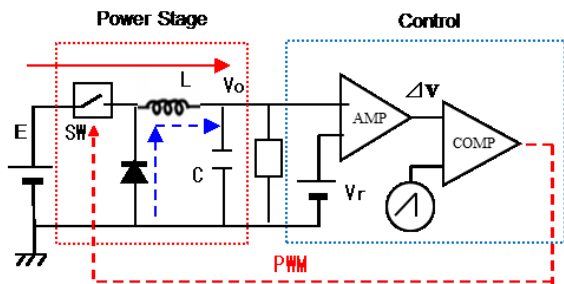


図 2: 降圧型スイッチング電源の構成

### 2-2. スペクトラム拡散クロック発生器

通常回路等で用いられるクロックは一定の周期とパルス幅を持った矩形波を繰り返し出力する。このため、スペクトラムでは特定の周波数 (矩形波の基本周波数やその高調波) 成分にのみパワーが集中する。図 3 は図 2 で示した電源 (基本周波数 200kHz) 回路のスイッチ駆動信号の周波数特性を示している。この図から 200kHz の位置に 3.5V の最大パワーを持ち、高周波側には 3 次、5 次及び高次高調波が確認できる。このパワーが図 1 の規定値を超えてしまうと前章で述べたように他の電子機器に影響を及ぼしてしまう。そこでスペクトラム拡散技術を用いることで最大パワーを低減できる。図 4 はフィードバック信号に従来のスペクトラム拡散技術を施したときのスペクトラムを示した。この図より最大パワーが図 3 の場合と比較して 1.5V (5dB) 低減できており、拡散の効果が確認できる。従来のスペクトラム拡散技術では、鋸歯状波発生器のクロックをランダムに周波数 (あるいは位相) 変調することにより、PWM の特性 (位相・周波数等) をに変調する。これにより、特定周波数に集中したパワーを他の周波数へ拡散している。その結果として、最大パワーが低減され、図 1 での規定を満たすことができる。

一方、今回提案するノッチ発生を兼ねたスペクトラム拡散技術では、クロックのパラメータ (周期、パルス幅等) を微小変更した 2 種類のパルスを発生させる。これらのパルスを適切に切換え制御することでスイッチング電源の出力電圧を安定させる。この結果、クロック周波数のスペクトラム成分は拡散されるとともに、任意の設定周波数にノッチを発生させることができる。

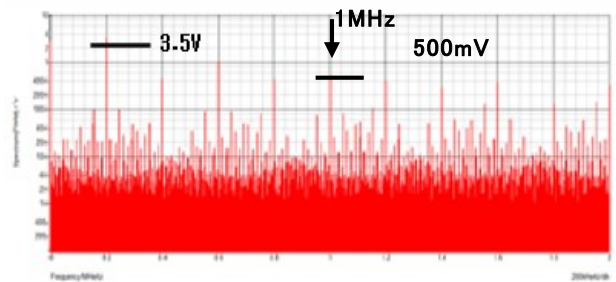


図 3: 降圧型スイッチング電源のスイッチ駆動信号のスペクトラム (スペクトラム拡散無し)

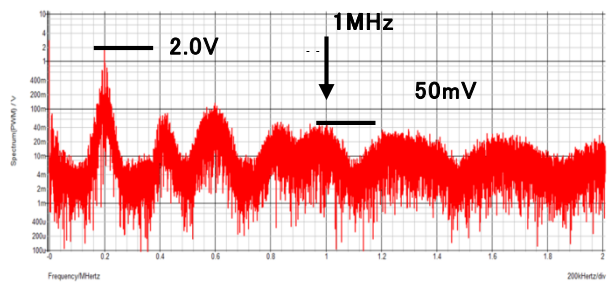


図 4: 降圧型スイッチング電源のスイッチ駆動信号のスペクトラム (スペクトラム拡散有り)

### 2-3. パルス幅コーディング (PWM<sub>cod</sub>) 方式

提案方式では変調量により、発生するノッチ周波数  
が変化する。ここでノッチ周波数の実験式を求め  
るにあたり、パラメータを定義する。無変調時の  
パルス周期・パルス幅を  $T_0 \cdot W_0$  とし、変調時  
を  $T_M \cdot W_M$  と表す。また、式中にある  $K$  は  
自然数を表す。

図 5 にパルス幅コーディング (PWM<sub>cod</sub>) の一例を  
示す。デジタル値 = 「0」 のとき  $W_0 = 200\mu s$ 、  
デジタル値 = 「1」 のとき  $W_M = 600\mu s$  と設  
定したときの各パルスを示す。変調パラメータ  
(この方式ではパルス幅) と ノッチ周波数  $f_{\text{notch}}$   
の関係は、下記の実験式(経験的に導出した式)  
で示される。

$$f_{\text{notch}} = K \{ 1 / (W_M - W_0) \} \quad (2)$$

上式より、ノッチ周波数は変調前後の幅にのみ  
依存する。この変調パラメータは自由度が高い  
ので、ノッチ周波数を任意に設定できる。図 6  
のシミュレーション結果では、 $f_{\text{notch}} = 2.5\text{kHz}$ 、  
 $5.0\text{kHz}$ 、... となり、図 6 のスペクトラム  
図では  $2.5\text{kHz}$  の周波数に第 1 ノッチが明確  
に現れている。

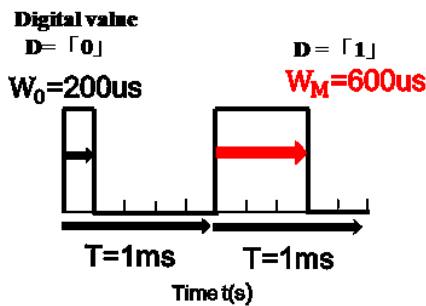


図 5 : パルス幅コーディング例 (PWM<sub>cod</sub>方式)

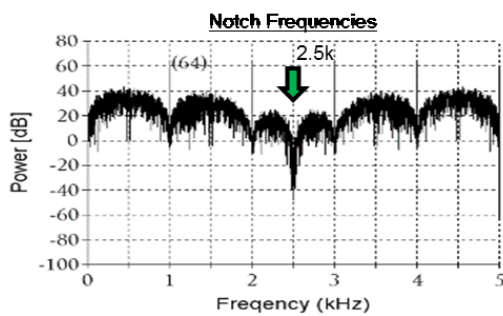


図 6 : PWM<sub>cod</sub>方式でのシミュレーション結果 1

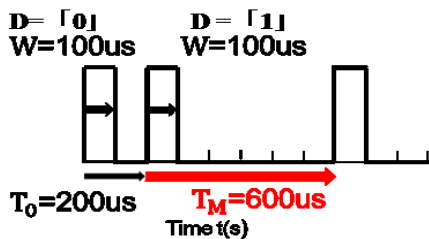


図 7 : パルス周期のコーディング例 (PCM<sub>cod</sub>方式)

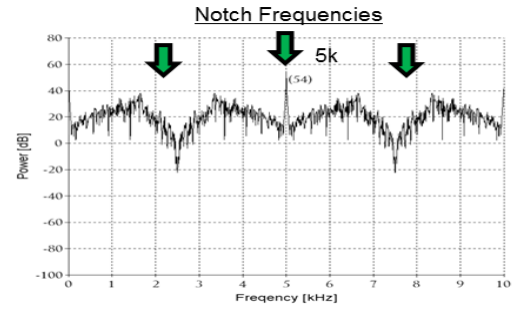


図 8 : PCM<sub>cod</sub>方式でのシミュレーション結果

### 2-4. パルス周期 (PCM<sub>cod</sub>) コーディング方式

パルス変調の 1 つにパルス周期を変調するパルス  
周期変調 (PCM : Pulse Cycle Modulation) という  
方式もあり、この方式も検討した。周期変調は  
周波数変調と同等であるので、パルス周波数  
変調 (PFM : Pulse Frequency Modulation) と  
も称される。図 7 のパルスコーディング例の  
ように、デジタル値 = 「0」 のとき  $T_0 = 200\mu s$ 、  
デジタル値 = 「1」 のとき  $T_M = 600\mu s$  の  
ように 1/0 信号に応じた周期コーディングを行  
う。

図 8 にシミュレーション結果を示す。同図より  
ノッチ周波数は、 $f_{\text{notch}} = 2.5\text{kHz}$ 、 $5.0\text{kHz}$ 、  
 $7.5\text{kHz}$  に現れている。このときの実験式は  
次式で表される。

$$f_{\text{notch}} \approx K \{ 1 / (T_M - T) \} \quad (3)$$

ただし、第 2 ノッチ ( $5.0\text{kHz}$ ) に関しては、  
クロック周波数と重なったため、明確に現れ  
ていない。

## 3. パルスコーディング方式スイッチング電源

### 3-1. PWM<sub>cod</sub>方式スイッチング電源の構成

図 9 にパルスコーディング方式スイッチング (SW:  
Switching) 電源の回路図を示した。図中の Pulse  
Coding (パルスコーディング) 部は変調するパ  
ルスパラメータに対応した回路を挿入する。こ  
の方式では図 10 で示した PWM<sub>cod</sub>方式の  
コーディング部の提案回路を挿入する。パワ  
ーステージは第 2 章で説明した構成と同様  
である。制御部はコンパレータの比較対象を  
鋸歯状波ではなく参照電圧  $V_r$  へ変更する。  
これにより、コンパレータを前段の誤差電  
圧  $\Delta V_o$  (アナログ電圧) をデジタル電圧  
へ変換する 1bit 分解能の AD 変換器として  
用いる。そのデジタル電圧を図 10 で示した  
PWM<sub>cod</sub>方式のコーディング回路へ入力する  
し、コーディングされた信号をスイッチへ期  
間制御する。この回路は D-FF、マルチプレ  
キサ、鋸歯状波発生器、コンパレータで構  
成される。入力された SEL 信号でマルチプレ  
キサを動作させる。このマルチプレキサで鋸  
歯状波の比較対象である変調参照電圧  $V_H / V_L$   
を切り替えて、パルス幅のコーディングを行  
う。それらの主要信号波形を図 11 のタイ  
ミングチャートに示した。SEL 信号の

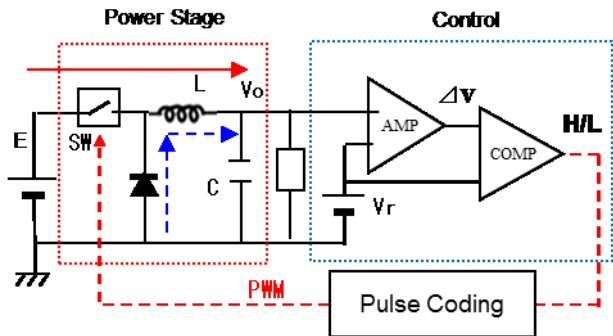


図 9：パルスコーディング方式スイッチング電源

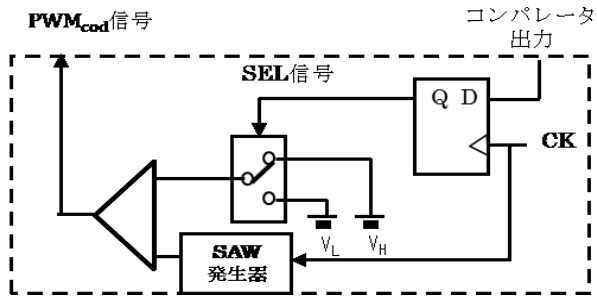


図 10：PWMcod 方式のパルスコーディング部

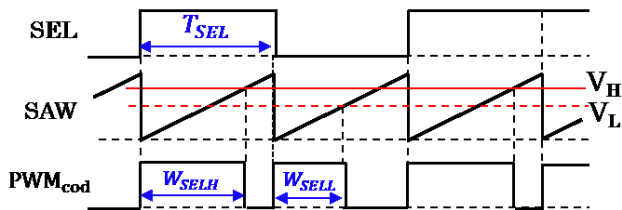


図 11：PWMcod方式 SW 電源の主要信号波形

High/Low に依存したコーディングが行われ、PWMcod 波形が出力される。この信号をスイッチへ帰還し、電源の出力を制御する。その際に、出力を安定制御させるためにクロック(CK)の周期とPWMcod波形のパルスの幅 $T_{SEL}$ との間に以下の制約を考慮する必要がある。

$$2 \times W_{SELL} < T_{SEL} < 2 \times W_{SELH} \quad (4)$$

上記の制約を満たすように $W_{SELH}/W_{SELL}$ を決定しなければ、この回路は正帰還となり、出力は発散する。

### 3-2.PWMcodスイッチング電源のシミュレーション結果

回路シミュレータ SIMetrix により図 9 の回路を作製した。この PWM コーディング回路を Pulse Coding に適用し、ノッチの有無を検討した。シミュレーション時の回路の各パラメータ値を表 1 に記す。今回の回路では変調パターンが 2 通りのみのため出力電圧の応答速度が遅くなり、リップルが発生しやすい。その対策としてリップルが低減するようにクロック周波数を 500kHz と高く設定した。表 1 の各コーディング幅を実験式(1)に代入すると、ノッチ周波数 $f_{notch}$ は 769kHz, 1.54MHz と算出される。

表 1 シミュレーション回路のパラメータ値

入力電圧E	出力電圧 $V_0$	出力電流 $I_0$	L
10.0V	5.0V	0.25A	200uH
$C_0$	クロック $f_{ck}$	Coding幅1	Coding幅2
470uF	500kHz	1.6us	0.3us

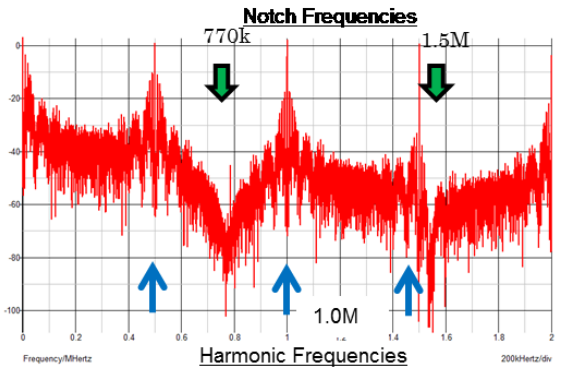


図 12：PWMcod方式のスイッチ駆動信号スペクトラム

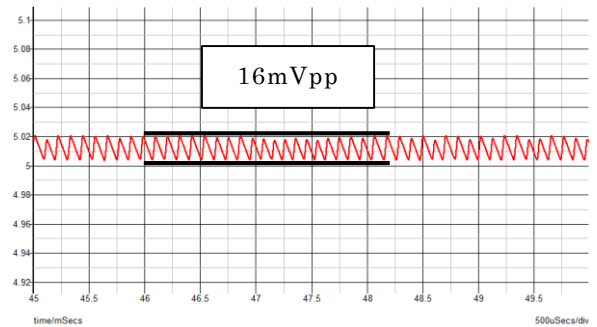


図 13：PWMcod方式 SW 電源の出力  $V_0$  の波形

図 12 にシミュレーション回路から得られた PWMcod のスペクトラムを示す。この図では下矢印で示した帯域でノッチが確認でき、そのノッチ周波数は約 770kHz, 1.54MHz である。この値は実験式(1)より求めた値と一致している。このことからシミュレーション結果は実験式(1)との整合性が取れていることが確認できる。一方、上矢印はクロックの基本周波数とその高調波を表している。第 2 ノッチ(1.54 MHz) は 3 次高調波 (1.5MHz) 付近で出現しているの、狭い帯域のノッチとなったと考察できる。さらに、通常のクロックと提案回路の各最大パワーを比較した結果、提案回路のほうが 5dB 程低減できている。図 13 は出力電圧波形を示している。この図より電圧リップルは 16mVpp であり、出力電圧の $\pm 0.16\%$ の変動である。この変動率は非常に小さく、安定した DC-DC 変換ができることを表している。

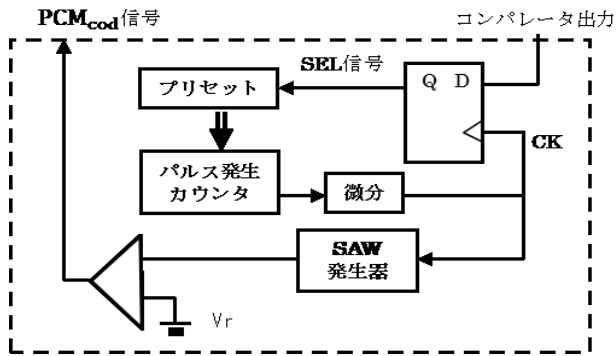


図 14 : PCM<sub>cod</sub>方式のパルスコーディング部

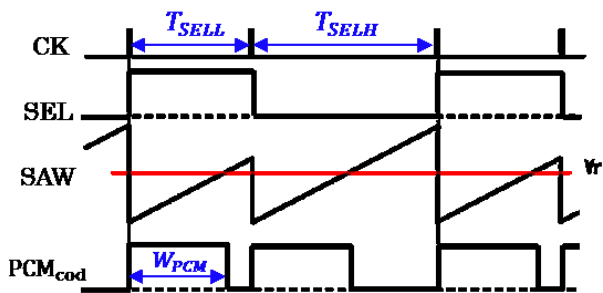


図 15 : PCM<sub>cod</sub>方式 SW 電源の主要信号波形

### 3-3. PCM<sub>cod</sub>スイッチング電源のシミュレーション結果

次に図 9 のパルスコーディング部に図 14 で示した PCM 方式のコーディング回路を適用する. この回路は D-FF, プリセットパルス発生カウンタ, 微分器, 鋸歯状波発生回路, コンパレータで構成される. D-FF の出力である SEL 信号に応じて次段のパルス発生カウンタから周期の異なったパルスが生成される. ここで D-FF の出力である SEL 信号の High/Low に対応して生成されるパルス周期を  $T_{SELH}/T_{SELL}$  と定義する. PWM<sub>cod</sub>方式と同様にスイッチング電源の出力を安定制御させるにはクロック (CK)の周期と PCM<sub>cod</sub>波形のパルスの幅  $W_{PCM}$  との間に以下の制約が存在する.

$$\frac{T_{SELL}}{2} < W_{PCM} < \frac{T_{SELH}}{2} \quad (4)$$

上記の制約を満たすパルスの高周波成分を微分器で取り除くことで, 周期変調された Clock 信号が生成される. 後段の鋸歯状波とコンパレータではこの Clock 信号の周期と同期したコーディング周期を持つ PCM<sub>cod</sub>波形を生成する. PCM<sub>cod</sub>方式のパルス符号部における主要信号波形を図 15 に示す. SEL 信号によって Clock の周期が変化し, その周期に同期した PCM<sub>cod</sub>波形が出力される. 図の等価回路を回路シミュレータ SIMetrix で作成し, PCM<sub>cod</sub>信号の周波数スペクトラムを確認し, ノッチの有無を検討した. 表 2 にシミュレーション回路の各素子のパラメータの値を記載する.

表 2 PCM コーディング電源のパラメータ

入力電圧E	出力電圧V <sub>0</sub>	出力電流I <sub>0</sub>	L
10.0V	5.0V	0.25A	200uH
C <sub>0</sub>	クロックf <sub>ck</sub>	Coding周期1	Coding周期2
470uF	500kHz	4us	8us

表 2 の各コーディング周期の値を実験式(2)に代入すると, ノッチ周波数として  $f_{notch}=250$  kHz が得られる. 図 16 に PCM<sub>cod</sub>信号の周波数スペクトラムのシミュレーション結果を示した. この PCM<sub>cod</sub>のスペクトラムでは下矢印で示した部分にノッチが出現している. また, 上矢印は基本周波数 (500kHz) とその高調波を示しており, これらの周波数外でノッチ周波数が現れていることが確認できるが, 実験式で算出できない新たなノッチが出現しているため, この式に関しては今後改良する必要がある. なお, 図 17 の電圧リップルは 13mVpp であり, 出力電圧に対する変動率は  $\pm 0.07\%$  と非常に安定した出力である. 無変調時の通常クロックの最大パワーと比較した場合, PCM<sub>cod</sub>方式での最大スペクトラムは 5dB 程の低減ができており, スペクトラム拡散できていることも確認できた.

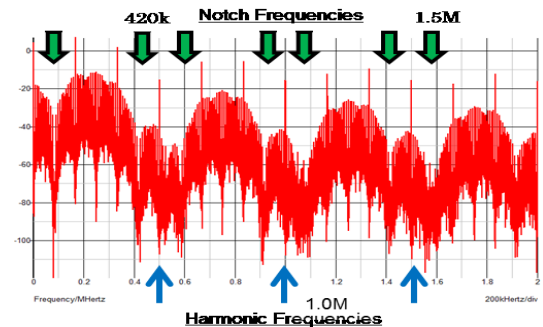


図 16 : PCM<sub>cod</sub>方式のスイッチ駆動信号スペクトラム

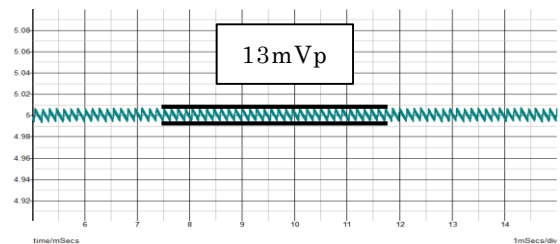


図 17 : PCM<sub>cod</sub>方式 SW 電源の出力 V<sub>0</sub> の波形

## 4. ΔΣ変調を用いたコーディング電源回路

### 4-1. ΔΣAD変換器

提案回路の特徴は制御部において誤差電圧  $\Delta V_0$  をアナログからデジタルへ変換し, デジタル変調でのスペクトラム拡散をしたことである. つまり, AD変換器を介して拡散した. 本論文ではコンパレータを用いて 1bit のデジタル信号による変調のため, 非常に小さな

bit 数である。ここで AD 変換の応用回路として制御部に  $\Delta \Sigma$  AD 変換器を挿入する。図 18 で示した  $\Delta \Sigma$  AD 変換器は小さな bit 数で符号化するにもかかわらず高精度な変換が可能な AD 変換器として精通している。この特性を利用することで、周波数スペクトラムにおいてノッチを発生できる可能性がある。さらに高精度な変換が可能なことから出力の応答速度向上が期待される。つまり、より安定した出力電圧  $V_o$  が期待される。

#### 4-2. $\Delta \Sigma$ PWM<sub>cod</sub>方式スイッチング電源

SIMetrix で図 18 の  $\Delta \Sigma$  AD 変換回路を作成し、図 9 の制御部に適用させた。この回路の各パラメータを表 3 に示す。 $\Delta \Sigma$  AD 変換器の駆動信号周波数は、鋸歯状波の周波数に合わせ、コーディング部との同期を図る。

表 3  $\Delta \Sigma$  AD 変換回路のパラメータ値

抵抗R	容量C	参照電圧 $V_{r1}, V_{r2}$	クロック $f_{ck}$
50k $\Omega$	5pF	5.0V, 10V	500kHz

図 19、図 20 にこの回路のシミュレーション結果を示す。図 19 のスペクトラムからノッチの発生が確認でき、実験式(1)との整合性を確認した。しかし、オフセット電圧は -60mV と悪化した。図 20 の出力波形からは電圧リップルが 1.0mVpp(入力に対して  $\pm 0.005\%$ ) となり、 $\Delta \Sigma$  変調器なしの出力波形と比較すると 16 分の 1 に低減している。これらの結果より、 $\Delta \Sigma$  AD 変換器を用いることでスイッチング電源の出力リップルを抑制できるが、代償として位相遅れ補償によるオフセットが大きくなってしまう。

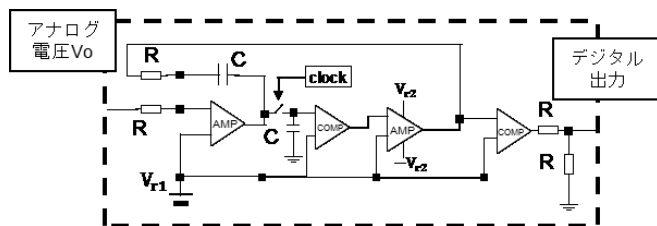


図 18 :  $\Delta \Sigma$  変調器の回路図

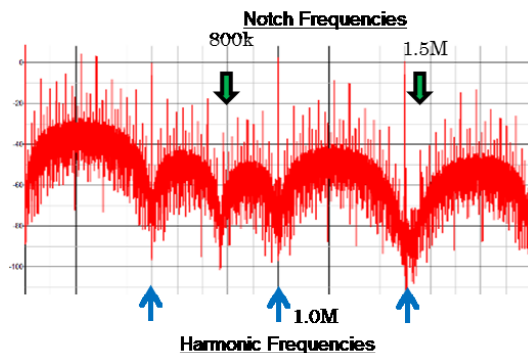


図 19 :  $\Delta \Sigma$  PWM<sub>cod</sub>電源の出力波形

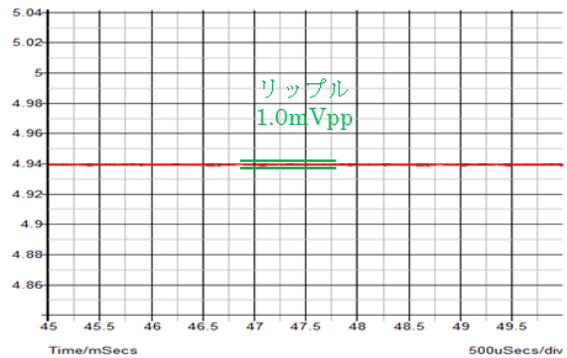


図 20 :  $\Delta \Sigma$  PWM<sub>cod</sub>電源のスペクトラム

## 5. まとめ

スイッチング電源における PWM 制御信号に、各種のパルスコーディングを施すことにより、スペクトラム上の任意周波数にノッチを発生させる方式を提案した。また、ノッチ周波数を表す実験式を示し、後のシミュレーションでこの式との整合性も確認した。

スイッチング電源にパルス幅変調 PWM コーディングを適用した結果、基準周波数のスペクトラムは 5dB 低減し、第 1 ノッチ周波数は約 770kHz であった。また、パルス周期変調 PCM コーディングでは、基準周波数のスペクトラムは 5dB 低減し、第 1 ノッチ周波数は 250 kHz であった。さらに PWM コーディング方式スイッチング電源の制御部に  $\Delta \Sigma$  変調器を適用する新方式を提案し、リップル改善に有効であることを確認した。

## 文献

- [1] R. Khatami, H. Kobayashi, N. Takai, Y. Kobori, T. Yamaguchi, E. Shikata, T. Kaneko, K. Ueda, J. Matsuda, "Delta-Sigma Digital-to-Time Converter and its Application to SSCG," The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification, Vietnam (Nov. 2013).
- [2] R. Khatami, H. Kobayashi, Y. Kobori, "Delta-Sigma Digital-to-Time Converter For Band-Select Spread Spectrum Clock", The 5th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering AMDE2013, p.82, Kiryu (Dec. 2013)
- [3] 荒船拓也, Ramin Khatami, 小堀康功, 小林春夫, "ΔΣ 変調を用いた電源クロック周波数拡散技術の研究", 第 5 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会, ETT-15-68 ETG-15-68 (2015 年 3 月)
- [4] Y. Kobori, N. Tsukiji, N. Takai, H. Kobayashi, "EMI Reduction by Extended Spread Spectrum in Switching Converter," IEICE Technical Report EMCJ2015-18, pp. 1-6, Thailand (June 2015)
- [5] Y. Kobori, T. Arafune, N. Tsukiji, N. Takai, H. Kobayashi, "Selectable Notch Frequency of EMI Spread Spectrum using Pulse Modulation in Switching Converter", The IEEE 11<sup>th</sup>. International Conference on ASIC, China (Nov. 2015)