

# 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

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\*\*

\*小山工業高等専門学校 電気電子創造工学科 〒323-0806 小山市中久喜 771

\*\*群馬大学理工学府 〒376-8515 桐生市天神町 1-5-1

E-mail: \* [kobori@oyama-ct.ac.jp](mailto:kobori@oyama-ct.ac.jp)

あらまし 従来のデジタル的 EMI 低減方式は、M 系列回路により PWM 信号を位相変調する方式が主流であった。この場合、M 系列回路のビット数は 8 ビット以上と大きく、200 段以上のシフト回路や高周波クロックが必要であった。またその結果は、離散的なスペクトラム拡散であった。そこで 3 ビット M 系列出力に LPF を施した擬似アナログノイズを PLL 回路に印加した位相変調方式を検討した。さらにビット列の周期長を大幅拡大する新 M 系列回路を考案し、スイッチング電源の鋸歯状波発生部に適用して PWM 信号を位相変調した。この結果、基本波スペクトラム成分を 1/10 に、高調波成分では線スペクトラムのない平坦な包絡線特性を得た。

## EMI Reduction for Switching Converter with Analog Spread Spectrum

Yasunori Kobori\*, Shinya Ochiai (NIT, Oyama College)

Kotaro Kaneya, Nobukazu Tsukiji, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

This paper proposes new EMI reduction method with spread spectrum using psuedo analog noise which is produced from M-sequence circuit with LPF and PLL circuit. The PLL circuit with analog noise makes the phase modulated clock pulses. Our new M-sequence circuit makes the period of 112 patarn clock's length with only 3-bit counter. Adapting this analog spread spectrum method to DC-DC switching buck converter, the spectrum level of PWM signal is reduced about 1/10 from normal PWM signal level.

**キーワード** : EMI 低減、スペクトラム拡散、擬似アナログノイズ、PLL 回路、スイッチング電源

(Keywords, EMI Reduction, Spread Spectrum, PLL Circuit, Pseudo Analog Noise, Switching Converter)

### 1. はじめに

今日、主要な電子機器には多くのスイッチング電源が使用され、多くが PWM (Pulse Width Modulation) 制御方式が使用されている。PWM 制御方式電源では、スイッチング素子において大電流および電圧を固定周波数で高速スイッチングすることより、電磁妨害 EMI

(Electro-Magnetic Interference) 問題が生じる。この解決策として従来、デジタル的なスペクトラム拡散技術が報告<sup>(1)~(3)</sup> されているが、離散的なスペクトラム拡散に留まり、改善策が望まれている。

今回、PWM 制御方式のスイッチング電源において、PWM 信号を非周期的なアナログノイズ信号で変調す

る方式として、低ビットの M 系列回路出力の D/A 変換信号に LPF を施し、さらに PLL 回路により位相変調を施す方式を検討した。3 ビット M 系列回路を用いて、従来のデジタル変調方式と提案変調方式をシミュレーションにより比較検討する。さらに M 系列回路のパターン長を大幅拡張した新 M 系列回路を提案し、その効果を確認する。

## 2. 変調方式の特徴比較

### 〈2・1〉 スペクトラム拡散による EMI 低減の概要

EMI 低減の従来手法として、デジタル位相変調方式がよく知られている。この方式では基本周波数および高調波の両サイドに離散的にエネルギーが拡散された離散スペクトラム群となる。一般的には 7・8 ビット程度の分周回路と 100~200 以上のシフト回路とセレクト回路により実現される。この場合にも離散線スペクトラム群となす。一方、熱雑音等によるアナログ位相変調によるスペクトラム拡散は、基本周波数等は連続的に両サイドに拡散され、その効果が大きいことが知られている。しかし、安定で大振幅の熱雑音発生回路の実現が困難であった。

今回提案する擬似アナログノイズによる位相変調方式では、低ビット M 系列回路出力を D/A 変換した後、LPF により擬似アナログノイズとする。しかしこのノイズも周期性信号でありスペクトラム拡散効果は小さい。そこで応答特性の遅い PLL 回路に擬似アナログノイズを印加することにより、非周期的にパルス列を発生する位相変調回路を検討した。この位相変調回路をスイッチング電源に適用した構成例を、図 1 に示す。メインスイッチを駆動する PWM 信号発生回路部において、鋸歯状波信号発生回路のクロックをアナログ的に位相変調することにより、PWM 信号をスペクトラム拡散する構成とした。

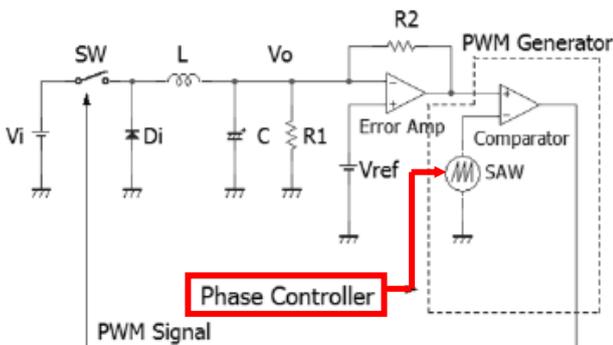


図 1 スwitching 電源と位相変調部の構成  
Fig. 1 Switching Converter with Phase Modulator

### 〈2・2〉 M 系列回路の構成

デジタル的なランダム・パターンが発生方式として、M 系列回路がよく知られている。図 2 は 3 ビットの M 系列回路であり、図 3 の出力信号に見られるように一周期に  $(2^3 - 1) = 7$  レベルが 1 度ずつランダムに現われる。なお、出力パターンは、使用する原始多項式により異なる。3 ビットの原始多項式としては下記の 2 式があり、図 3 の回路図は式(1)により作成した。各フリップフロップの出力の取り方によっても出力パターンは変化するが、ここでは各 Q 出力をデコードしてアナログ信号レベルに変換している。

$$G(x) = x^3 + x^2 + 1 \quad (1)$$

$$G(x) = x^3 + x + 1 \quad (2)$$

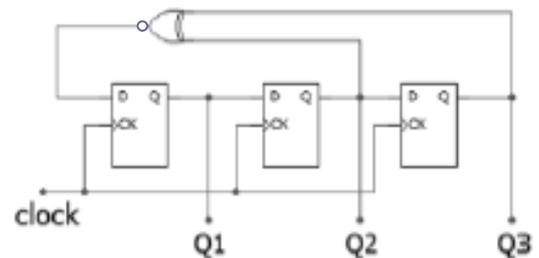


図 2 3 ビット M 系列回路例  
Fig. 2 M-sequence Circuit with 3 bit

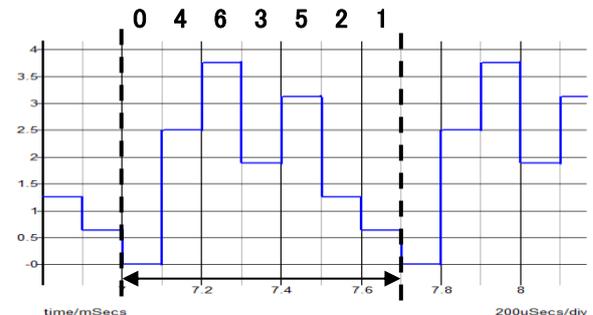


図 3 M 系列回路 (図 2) の出力信号  
Fig. 3 Output Waveform of M-sequence Circuit

### 〈2・3〉 擬似アナログノイズ発生回路

提案方式では、図 3 の階段波的なパルス状信号に LPF を施し、図 4 のような滑らかな連続的なノイズ状の信号 (本論文では擬似アナログノイズと呼ぶ) を得る。このようなアナログノイズの場合、信号レベルは多値に渡り存在するので、幅広いスペクトラム拡散が期待されるが、実際には周期的なアナログ信号となり大幅なスペクトラム拡散は期待できない。

そこで、この周期的なアナログノイズをさらに揺らす目的で、図4に示すPLL回路を次段に挿入する。ここでPLL回路の応答特性を低めに設定することにより、スイッチング電源からのノイズ等により位相ゆれが容易に収束しないように特性を設定する。この結果、擬似アナログノイズによるパルス変調は非周期性をおび、基本スペクトラムの幅広い連続的な拡散が期待できる。

なお、従来のデジタル変調スペクトラム拡散方式では、例えば6ビットM系列回路を設計した場合、位相シフトには $N=2^6=64$ 個のシフトレジスタを用いて64種の大きさの位相変調を実現する。また、シフトレジスタ用のクロック周波数は、位相シフト率を50%とした場合、鋸歯状波クロックを200kHzとすると、その150倍程度の30MHzのクロックが必要となる。

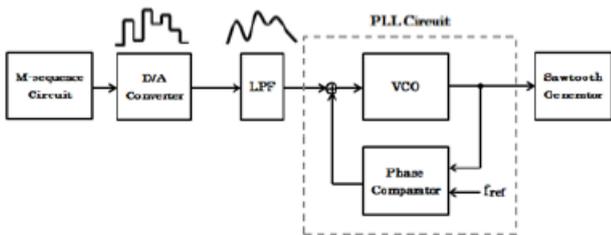


図4 擬似アナログ信号発生回路  
Fig.4 Pseudo Analog Signal Generator

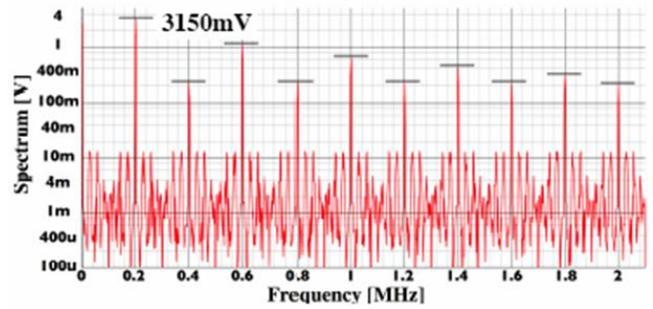
### 3. シミュレーション結果

#### 〈3・1〉 デジタル変調と擬似アナログ変調の比較

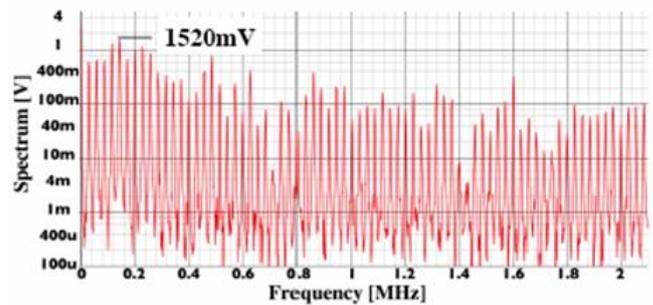
3ビットM系列信号を用いて、デジタル変調方式と擬似アナログ変調方式のスペクトラム拡散を、シミュレーションで比較して図5に示す。ここでは、パルス変調の効果のみを比較し、スイッチング電源には適用していない。また、同図では、比較用に無変調時のスペクトラムも示した。

無変調時の基本クロックのスペクトラムレベル(a)は3.15Vであり、デジタル変調方式(b)では1.52Vと約半減している。一方、擬似アナログ変調方式(c)では1.25Vと改善度はやや大きく、基本波の線スペクトラムはある程度拡散され、高調波成分の拡散も大きい。しかし、高調波を含めて全体的に線スペクトラムであり、高調波では大きな変動が現われる。

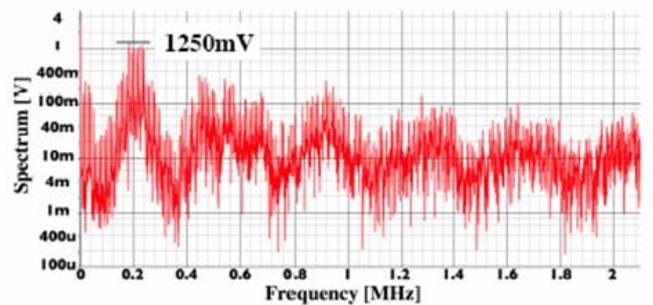
なお、原始多項式として式(2)を用いた場合も比較検討したが、シミュレーション結果では差異は見られなかった。この理由として、LFPによる擬似アナログ化や、PLL回路での位相ゆらぎによる周期性の改善に起因すると考えられる。



(a) EMI 拡散のない PWM スペクトラム



(b) 従来デジタル方式の PWM スペクトラム



(c) アナログ方式の PWM スペクトラム

図5.変調方式によるスペクトラム拡散  
Fig.5 Spread Spectrum of PWM signal

#### 〈3・2〉 スイッチング電源への適用

擬似アナログノイズ変調方式を、DC-DC降圧形スイッチング電源に適用し、そのPWM信号のスペクトラム拡散をシミュレーションにより確認する。表1に、スイッチング電源の仕様を、図6にシミュレーション結果を示す。

図6において、基本波のレベルは同等であるが、高調波スペクトラムの抱絡線はなだらかになり、かつ高調波レベルは全て大幅に低減されている。この要因として、スイッチング電源の出力電圧リップルによるPWM信号のデューティ変化が加わり、偶数高調波を中心としてより大きくスペクトラムが拡散されたと考えられる。

表1 スイッチング電源のパラメータ

Table 1 Parameters of Switching Converter

Vin	10.0 V
Vo	6.0 V
Io	0.5 A
L	4.7 $\mu$ H
Co	470 $\mu$ F
Fck	200kHz

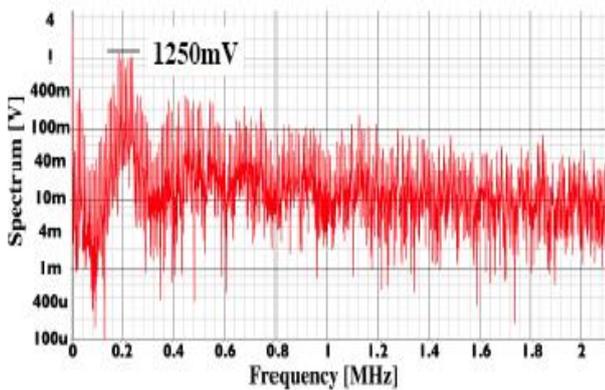


図6 スイッチング電源適用時のスペクトラム

Fig.6 Spread Spectrum with Switching Converter

#### 4. 擬似アナログノイズの周期性拡張による拡散改善

##### 〈4・1〉新M系列回路の提案

提案する EMI 低減技術は、3 ビット M 系列回路による擬似アナログノイズを用いた、スイッチング電源の PWM 信号の位相変調方式では、外乱による影響を無視すると、やはり周期性を有することは否めない。しかし M 系列回路の発生パターン周期を大きくできれば、その出力信号のランダム性は高まり、スペクトラム拡散はより効果的になると考えられる。

そこで M 系列回路の発生パターンを見直すと、図 2 による発生パターンは、下記(3)式である。ここで、出力ビットの反転出力を用いて発生パターンを検討すると、反転ビットの組合せにより式(4)~(9)の独立の 7 通りのパターンを得ることができる。このパターンを元の 7 パターン周期毎に順次切替えて用いることに、パターン周期を 8 倍に拡大できる。

0) 反転無し: 0-1-3-6-5-2-4- (3)

1) Q1 反転: 1-0-2-7-4-3-5- (4)

2) Q2 反転: 2-3-1-4-7-0-6- (5)

3) Q1Q2 反転: 3-2-0-5-6-1-7- (6)

4) Q3 反転: 4-5-7-2-1-6-0- (7)

5) Q3Q1 反転: 5-4-6-3-0-7-1- (8)

6) Q2Q3 反転: 6-7-5-0-3-4-2- (9)

7) 全部反転: 7-6-4-1-2-5-3- (10)

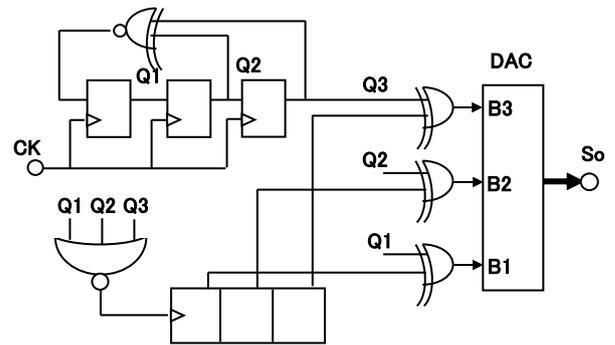


図7 新方式 M 系列回路

Fig. 7 New M-sequence Circuit

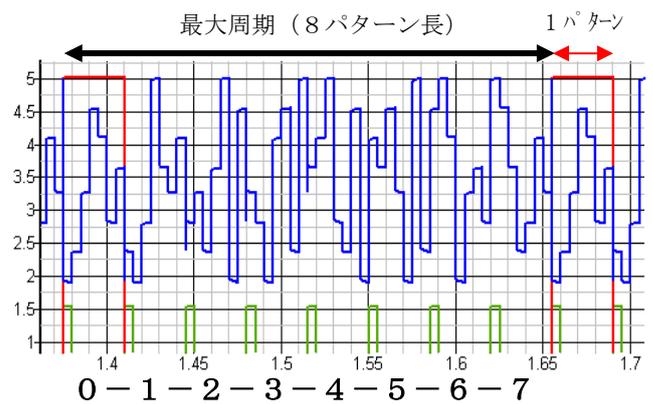


図8 新 M 系列回路の出力信号

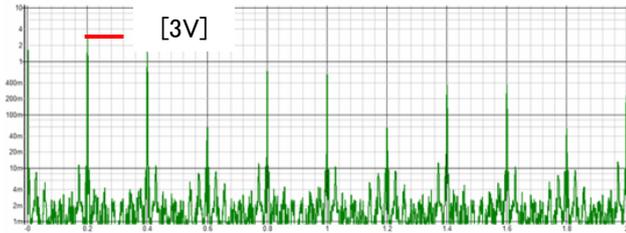
Fig. 8 Output of New M-sequence Circuit

##### 〈4・2〉新M系列回路の設計

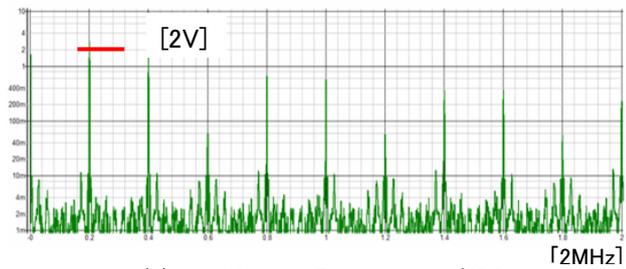
上記の 8 通りのパターンを順次切替える方式として、図 7 の 3 ビットの順次選択カウンタによる M 系列回路の出力切換え方式を検討した。また、この選択カウンタのクロックとして、基本回路の 0 レベルを検出して用いることとした。図 8 に、新 M 系列回路の出力信号を AD 変換して示す。選択カウンタの周期およびクロック入力と、DA 変換出力 So を同時に示す。各クロック間のパターンが異なり、各周期内のパターン配列は、上述のパターン番号に従って出力されていることが確認できる。この信号を、新 M 系列出力と呼ぶこととする。

### 〈4・3〉新M系列回路のスペクトラム拡散（別回路）

図7の新M系列回路による新擬似アナログノイズを、新たなスイッチング電源に適用した。図9は元の図2における状態での拡散結果を、図10は新M系列信号によるLPF処理のみの結果を、図11はさらにPLL処理を加えた拡散結果である。

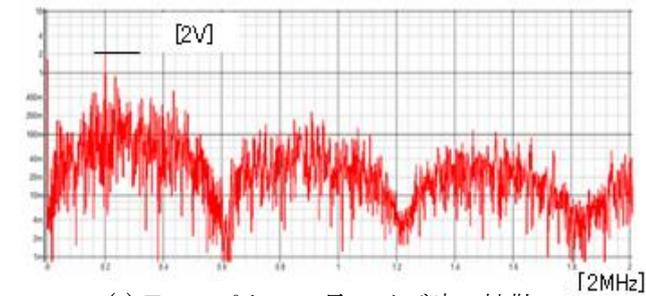


(a) 位相変調無し [2MHz]

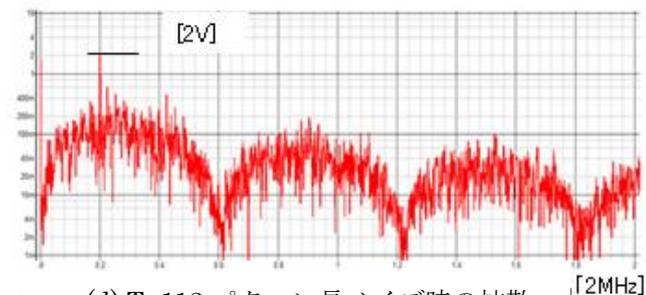


(b) 7パターン長+LPFの変調 [2MHz]

図9 3ビットM系列ノイズによる拡散  
Fig. 9 Spread Spectrum with 3bit Analog Noise



(c) T=56パターン長ノイズ時の拡散 [2MHz]



(d) T=112パターン長ノイズ時の拡散 [2MHz]

図10 3ビット新M系列回路+LPFの拡散  
Fig. 10 Spread Spectrum with 3-bit New M-Sequence Circuit and LPF

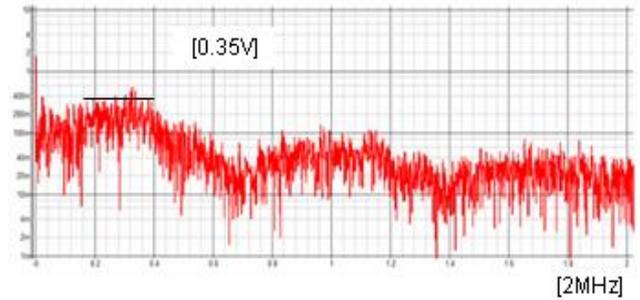


図11 3ビット新M系列回路+LPF・PLLの拡散  
Fig. 11 Spread Spectrum with 3-bit New M-Sequence Circuit and LPF+PLL

図10では、基本波におけるパターン拡張による拡散効果は少ない。しかし、図11でみると、PLL変調の効果は大きく、基本波のピークレベル低減のみでなく、高調波においてピークはなだらかに低減している。基本波レベルでは、無変調時に比較して12%に低減している。

### 5. 新M系列回路によるビット長拡張の検討

#### 〈5・1〉4ビット新M系列回路の検討

上記のように3ビット新M系列によるスペクトラム拡散効果を更に改善するには、ビット長周期の拡大が考えられる。そこで4ビット新M系列として、下記の2つの原始多項式を採用した。このときパターン列は次式(13)(14)であり、基本パターン長は、 $T_0=2^4-1=15$ である。したがって全体では、次式(15)で示す480パターン長となる。

$$G1(x)=x^4+x^3+1 \quad (11)$$

$$G2(x)=x^4+x+1 \quad (12)$$

$$G1: 0-1-3-7-14-13-11-6-12-9-2-5-10-4-8- \quad (13)$$

$$G2: 0-1-2-5-10-4-9-3-6-13-11-7-14-12-8- \quad (14)$$

$$T=(2^4-1) \cdot 2^4 \cdot 2 = 15 \cdot 16 \cdot 2 = 480 \quad (15)$$

#### 〈5・2〉4ビット新M系列回路のスペクトラム拡散

4ビット新M系列回路における480パターン長+LPF+PLL回路によるスペクトラム拡散効果を検討した。なお、出力電圧リップルを10mVpp程度に再調整した後、PWM信号のスペクトラム拡散をシミュレーション測定した。

図12に4ビット変調によるスペクトラム拡散のシミュレーション結果を、参考までに図13に出力電圧リップルを示す。図12において、全体の線スペクトラムはより細かく拡散されて、高調波の包絡線はさらに

大きく低下している。このとき出力リップルの大きさは、 $12.5\text{mVpp}$  とほぼ設定値である。またリップル波形の周期は、M 系列回路のクロック周波数( $277\text{kHz}$ )と 480 周期パターンより次式(16)のようになり、図 13 の波形と一致している。

$$T = 480/277\text{k} = 1.73\text{ms} \quad (16)$$

ここで図 14(a)の拡大出力電圧リップル波形と同図(b)の M 系列出力の擬似アナログノイズを比較すると、出力リップルは擬似アナログノイズにほぼ類似の応答波形とみなせる。つまり、スイッチング電源の応答特性が位相変調された PWM 信号、つまり擬似アナログノイズにほぼ追従している。したがって出力リップルを低減するには、M 系列回路のクロック周波数をさらに高くして、擬似アナログノイズの周波数帯を電源ループ特性の応答帯域外に設定するか、パターン発生器による最適なパターン列を使用すればさらにリップルを低減できる。

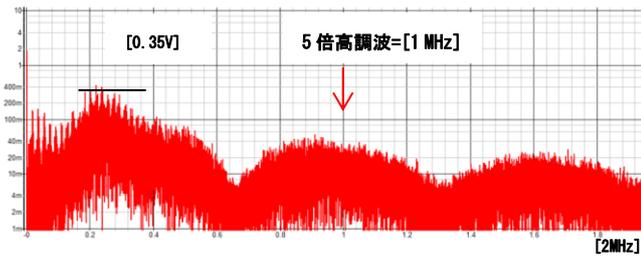


図 12 4ビット新 M 系列回路+LPF・PLL の拡散  
Fig. 12 Spread Spectrum with 4-bit New M-Sequence Circuit and LPF+PLL

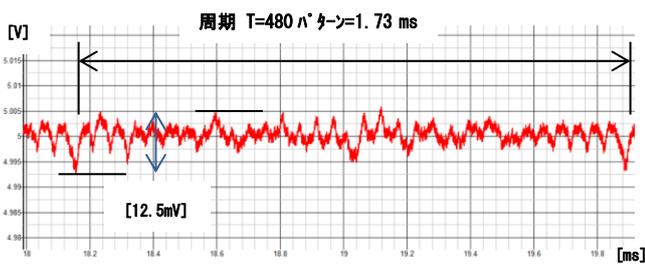
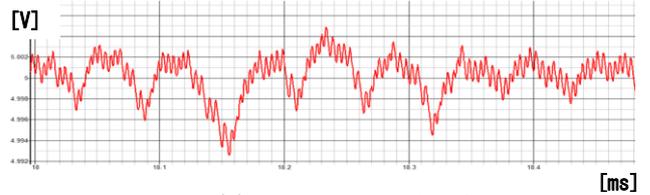


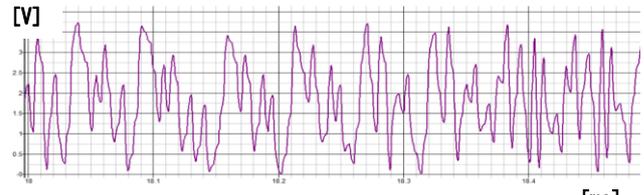
図 13 4ビット新 M 系列回路の出力電圧リップル  
Fig. 13 Output Voltage Ripple with 4-bit New M-Sequence Circuit

## 6. まとめ

スイッチング電源における EMI 低減技術として、擬似アナログノイズを用いた PWM 信号の位相変調方式を提案した。3 ビット M 系列信号の LPF 出力である擬似アナログノイズを PLL 回路に印加することにより、アナログ的な位相変調クロックを発生し、降圧形



(a) 出力電圧リップル波形



(b) 擬似アナログノイズ波形

図 14 出力リップル vs. 擬似アナログノイズ  
Fig. 14 Output Ripple vs. Pseudo Analog Noise

スイッチング電源の鋸歯状波発生回路に適用した。このとき、M 系列信号の周期は 7 パターン長である。

ここで M 系列出力に対して、ビット反転手法と 2 種の原始多項式の組合せにより、 $T = (2^N - 1) \cdot 2^N \cdot 2 = 112$  パターン長 ( $N=3$ ) を実現した。この結果、無変調時に比較して、基本波スペクトラムレベルを 1/10 に低減するとともに、高調波では線スペクトラムがほぼ消えたなだらかな包絡線にできた。

さらに 4 ビット化により  $T=480$  パターン長に拡大することにより線スペクトラムは無く、高域の包絡線レベルもさらに低下できた。

## 文 献

- (1) 定村 宏, 行方 真実, 光野 正志, 小林 春夫, 石川 信宣「スイッチング電源の EMI 低減化回路と測定による検証」, 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. 186-C, No.11, pp.1169-1176 (2003 年 11 月)
- (2) 森 偉文樹, 山田 佳央, Santos Ario WIBOWO, 光野 正志, 小林 春夫, 高井 伸和, 藤村 征弘, 杉山 寿男, 深井 功, 大西 教久, 武田 一郎, 松田 順一「デジタル電源でのスペクトラム拡散クロックによる EMI 低減化」, 第 21 回 回路とシステムワークショップ, 軽井沢 (2008 年 4 月)
- (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「擬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」電機学会 電子回路研究会, ECT-14-081, 秋田 (2014 年 9 月)
- (4) Shinya Ochiai, Yasunori Kobori, "EMI Reduction by Spread Spectrum with Pseudo Analog Noise in DC-DC Converters," 4<sup>th</sup> International Symposium on Technology for Sustainability, A3-179, Taipei (Nov. 2014)