

$\Delta\Sigma$ 変調を用いた電源クロック周波数拡散技術の研究

荒船拓也* Ramin Khatami 小堀康功 小林春夫 (群馬大学)

Spread Spectrum Clock Technique for Switching Power Supply Using Digital $\Delta\Sigma$ Modulation

Takuya Arafune*, Ramin Khatami, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード: EMI, スペクトル拡散クロック, $\Delta\Sigma$ 変調, デジタル時間変換器

(Keywords: EMI, Spread Spectrum Clock, $\Delta\Sigma$ Modulation, Digital-to-Time Converter)

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、電磁波放射(Electro-Magnetic Interference: EMI)が問題となってきた。電子機器内ではデジタルプロセッサや電源回路で使用されるクロックのクロック周波数及び高調波での放射が大きくなり、他の電子機器に誤作動等の影響を及ぼす。このため多くの国で EMI 規制の規定がされている。例として図 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。青と赤の線はそれぞれ商業・軽工業で使用する場合(industrial)、家庭で使用する場合(home)の EMI の上限を示している。この上限を超えてしまうと他の電子機器に影響が出てしまう。

このような電磁波放射を低減する方法の 1 つとして、スペクトル拡散クロック発生技術がある。この技術によって EMI を大幅に低減することが可能である。しかし、スペクトルを拡散する弊害として、ノイズが拡散して欲しくない帯域(例えばラジオの AM, FM 等の帯域)に重なってしまうことがある。

筆者等は、 $\Delta\Sigma$ 変調を用いることでクロックのスペクトラムを拡散する一方で、拡散させたくない帯域を選択できるアルゴリズムを開発している。本論文ではこれまで検討してきた方式に加えて、新たな方式を 2 つ提案する。これはそれぞれ新たな方式はこれまで検討してきた方式を 2 つ複合させたアルゴリズムである。

2. 原理

2-2. スペクトル拡散クロック発生器(SSCG)

2-2-1. $\Delta\Sigma$ デジタル時間変換回路

電子機器にデジタルアナログ変換回路 (Digital to Analog Converter: DAC) はよく用いられる。本論文に記述したデジタル時間変換回路 (Digital to Time Converter: DTC) は DAC とほぼ同様のものであるが出力の方法が異なる。DAC はデジタル入力値に応じ電圧または電流の大き

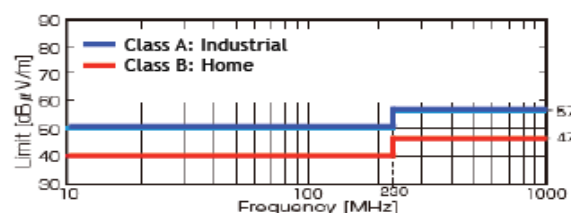


図 1: EMI パワー規定

Fig. 1 EMI power regulation

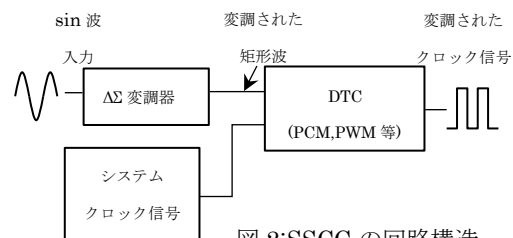


図 2: SSCG の回路構造

Fig. 2 Circuit Structure of SSCG

さで出力する。一方 DTC はデジタル値を入力し、その値に応じてパルスの時間成分(周期、幅、位相)を変調して出力する。

2-2-2. スペクトル拡散クロック発生器(SSCG)

図 2 に回路構造を示した。入力に sin 波を入力して $\Delta\Sigma$ 変調器を通りノイズシェーピングされた矩形波が出力される。これを「0」(=変調無し)と「1」(=変調あり)のデジタル値として読み取り、デジタル値を DTC へ入力する。DTC で $\Delta\Sigma$ 変調されたデジタル値に応じてクロック信号を変調し、変調されたクロック信号を出力する。

2-2-3. スペクトル拡散クロック発生器(SSCG)の問題点

電磁波放射の主な原因となるのが回路のクロックに同期した電圧電流の切替えであるので、ノイズスペクトラムは特定周波数(クロック周波数及びその整数倍周波数)にパワーが集中する(図3-(a))。このことにより EMI 規定を満

たせないことができる。ここでSSCG (Spread Spectrum Clock Generator) を用いてクロック信号を変調することで、図3-(b)のようにクロック周波数 f (=1kHz) を周波数拡散させる。その結果、ピーク電力が低減されEMIの問題が軽減できる。しかし用途によりいくつかの信号帯域(例えばAM、FMラジオ等の周波数)には、拡散クロックのノイズが入ることは望ましくない。提案する方式は図3-(c)のように $\Delta\Sigma$ 変調を用いることで、その周波数帯域にノイズが入り込まないようにする。

3. $\Delta\Sigma$ 変調を用いた SSCG

3-1. 単変調方式⁽¹⁾ (従来方式)

まず図 4-(a)に無変調時 (デジタル値=「0」) の波形を示す。パルス波のパラメータは周期 $T=1\text{ms}$ (周波数: $f=1\text{kHz}$)、幅 $W=200\mu\text{s}$ 、位相 $\theta=0\text{s}$ の3つの Duty 比=20%の矩形波とする。基本3方式の概念波形を図4に示す。

3-1-1. PCM $\Delta\Sigma$ DTC

Pulse Cycle Modulation (PCM:パルス周期変調) $\Delta\Sigma$ DTCは入力信号に対して出力パルスの周期を変える。デジタル値「0」の時の周期に対して、図4-(b)に示したようにデジタル値「1」では周期を T_M (図では1.4ms) に変調する。この場合、入力デジタル値により出力パルス列の長さが変わるので注意を要する。 T は変調前、 T_M は変調後のパルスの周期とする。

3-1-2. PWM $\Delta\Sigma$ DTC

Pulse Width Modulation (PWM:パルス幅変調) $\Delta\Sigma$ DTCは入力デジタル値に基づいて出力信号のパルス幅を変える。図4-(c)のようにデジタル値が「1」のときパルス幅を W_M (図では400us) の大きさにする。 W は変調前、 W_M は変調後のパルス幅とし、必ず $W_M < \text{周期}$ とする。図5に発生するパルス列の例を示した。変調数は図4-(c)と同じである。 $\Delta\Sigma$ 変調された値「01011」が入力されたときのパルス列を表している。 $D=「0」$ のときは変調を行わず $W=200\mu\text{s}$ であるが、 $D=「1」$ のときはパルス幅変調を行い $W_M=400\mu\text{s}$ に変調する。

3-1-3. PPM $\Delta\Sigma$ DTC

Pulse Position Modulation (PPM:パルス位相変調) $\Delta\Sigma$ DTCは出力パルス信号の開始位置をシフトすることによってデジタル信号を符号化する。図4-(d)のように入力デジタル値が「1」のとき位相 θ_M (図では400us) にパルス位置をシフトする。入力デジタル値が「0」のときは図4-(a)のようにパルス位置のシフトはしない。 θ は変調前、 θ_M は変調後のパルス幅とし、必ず $\theta_M < \text{周期}$ とする。

3-2. 複合変調方式 (提案方式)

3-2-1. ASM $\Delta\Sigma$ DTC

ASM (Asynchronous Modulation:非同期変調) $\Delta\Sigma$ DTCを提案する。ASM方式はPWMとPCMを複合した方式である。デジタル信号「1」が入力されたときパルスの幅と周

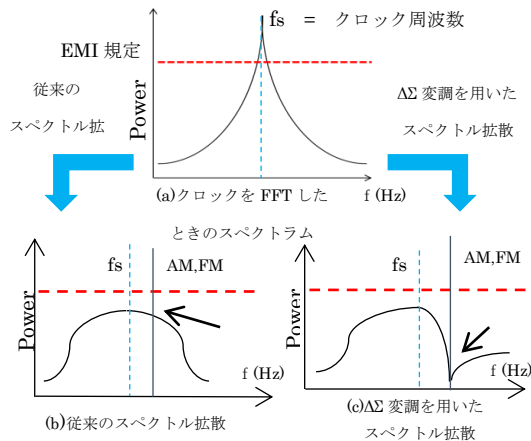


図3:従来と $\Delta\Sigma$ 変調を用いたスペクトル拡散の違い

Fig. 3 Compare spectrum spread of before and spectrum spread using $\Delta\Sigma$ converter

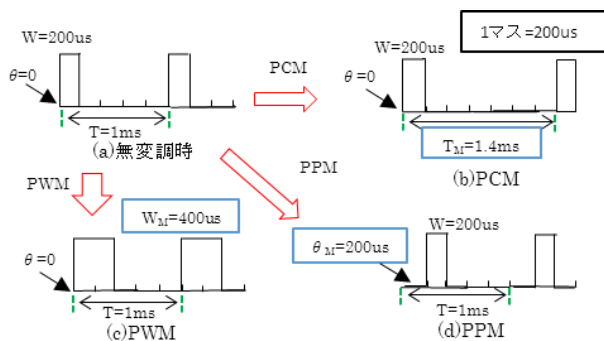


図4:PPM,PWM,PCMの変調図

Fig. 4 Modulation figures of PPM,PWM

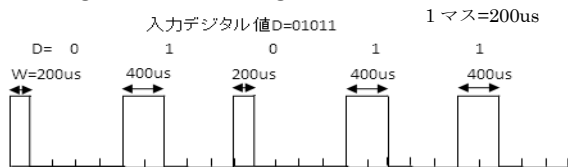


図5:PWM方式のパルス列

Fig. 5 Pulse stream of PWM

期の両方を変調させる。デジタル値「1」では幅・周期共に M 倍する。変調倍数は M とする。例えば、無変調時のパルス幅・周期は図4-(a)のように200us,1msであったが、図6のように変調時に2倍(変調倍数 $M=2$)としてそれぞれ400us,2msに変調する。幅・周期共に倍数変調するためDuty比が一定に保たれる。

3-2-2. DPM $\Delta\Sigma$ DTC

第2の提案はDPM (Double Plus Modulation:ダブル加算変調) $\Delta\Sigma$ DTC方式である。基本原理はASMと同じであるが、変調方法が少し異なる。デジタル値「1」のとき幅・周期共に Q の分だけ加算する。変調加数は Q とする。例えば、図7では変調加数 $Q=400\mu\text{s}$ 変調するので、変調時にはパルス幅・周期を400usずつ加算してそれぞれ600us,1.4msに変調する。

なお、このままでは時間とともに周期が大きくなってし

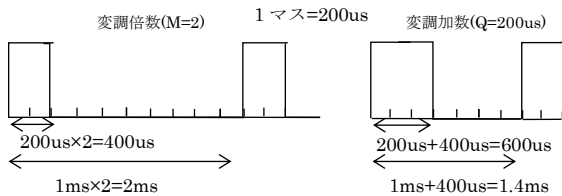


図 6:ASM 方式の変調波形

Fig. 6 Modulated waveform of ASM method

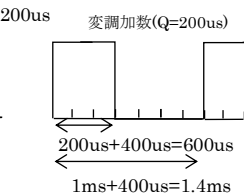


図 7:DPM 方式の変調波形

Fig. 7 Modulated waveform of DPM method

まうが、ある一定時間後は逆に周期を減算していき、時間平均では一定の周期のクロックになるように変調する。これは ASM 方式でも同様である。

4. シミュレーションによる検証

Scilab を用いて複合変調方式をシミュレーションした。図 8 に DTC 回路でデジタル値「0」を入力した時のパルスの基本波形（図 4-(a)と同様）を示す。パルス波の周期 T 、幅 W 、位相 θ は、それぞれ 1ms (周波数: $f=1\text{kHz}$)、 $200\mu\text{s}$ 、 0s とする。

単変調方式に比べ、複合変調方式でのノッチの数・深さについて検証した。図 9 に図 8 の基本波の FFT を示した。このときの最大ピーク (66dB) に対して、変調時でのピークの減少を検証した。

4-1. 単変調方式のシミュレーション結果

PWM 方式の一例として「0」入力時の基本波をパルス幅 $W=200\mu\text{s}$ 、周期 $C=1\text{ms}$ と「1」入力時には $W_M=600\mu\text{s}$ とした時のスペクトラムを図 10 に示す。このときノッチは 1 つ現れた。

次に PCM 方式の一例として「1」入力時には $T_M=1.8\text{ms}$ にして $W=200\mu\text{s}$ とした時のスペクトラムを図 11 に示す。このときノッチは 3 つ現れた。

単変調方式ではノッチの発生場所は PWM 方式で式 (2)、PCM 方式で式 (5) により現されることが分かった。

4-2. ASM 方式のシミュレーション結果

図 12~14 に ASM 方式で変調したときのクロック周波数の FFT スペクトルを示す。デジタル値「0」入力時の基本波は同一とした。

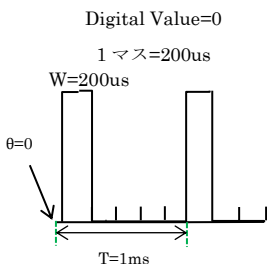


図 8:クロック基本波形
Fig. 8 Basic clock

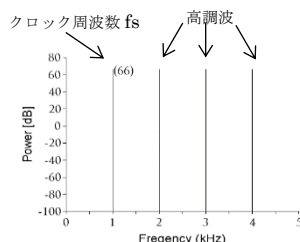


図 9:無変調クロック
スペクトル
Fig. 9 Clock spectrum

「1」入力時には変調倍数 $M=2$ として、幅・周期を $W_M=400\mu\text{s}$ 、 $T_M=2\text{ms}$ とした時のスペクトラムを図 12 に示す。このスペクトラムでは 7 つのノッチが発生した。

次に変調倍数 $M=3$ 倍にして、幅・周期を $W_M=600\mu\text{s}$ 、 $T_M=3\text{ms}$ とした時のスペクトラムを図 13 に示す。ノッチの数は 9 つになり、変調する数字が大きい程ノッチが増えることが類測できる。ただ高調波があまり低減できていない。

変調倍数を整数ではなく小数倍 $M=0.8$ にし、幅・周期を $W_M=160\mu\text{s}$ 、 $T_M=800\mu\text{s}$ とした時のスペクトラムを図 14 に示す。図 13 で高調波があまり低減されていないことを考慮し、小数倍の変調にした。結果、無変調時に比べて 4dB ほど高調波を低減できることを確認した。

ノッチの発生する周波数の式をシミュレーション結果から帰納的に求め、式(1)~(4)に示す。ASM 方式ではこれら 4 つの式に基づいてノッチが発生している。単変調方式と比べると 3,4 倍のノッチの数に増やすことができ、このことは周波数にノッチを設定する時に有利である

4-3. DPM 方式のシミュレーション結果

図 15~17 に DPM 方式で変調したときのクロック周波数の FFT スペクトルを示す。「0」入力時の波形は単変調方式同様とした。

「1」入力時に変調加数 $Q=200\mu\text{s}$ として $W_M=400\mu\text{s}$ 、 $T_M=1.2\text{ms}$ の時のスペクトラムを図 15 に示す。また、変調加数 $Q=400\mu\text{s}$ 、として、 $W_M=600\mu\text{s}$ 、 $T_M=1.4\text{ms}$ の時のスペクトラムを図 16 に示す。また変調加数を $Q=400\mu\text{s}$ と増やしたところ、1 つだけ深いノッチが出現した。これは 2 種類の式によって発生したノッチがちょうど重なったためと考えられる。

さらに変調加数 $Q=800\mu\text{s}$ 、 $W_M=1\text{ms}$ 、 $T_M=1.8\text{ms}$ とした時のスペクトラムを図 17 に示す。この場合、さらに 3 つの深いノッチが発生した。

シミュレーション結果からノッチの出現する周波数の式を導出した結果、式(1)~(2)と同じになった。

DPM 方式では、高調波を大きく抑制することできた。無変調時と比較するとピークを最大 12dB 低減することができた。また、単変調方式でのノッチの深さに対して DPM 方式はより深いノッチが生成できた。横幅は約 12 倍の広さにすることが確認でき、設定する周波数のばらつきにも有利となる。

4-4. ノッチが生成される周波数の式

多くのシミュレーションからノッチの発生する周波数を示す実測式を検討した。単変調方式のノッチの式(2),(5)と複合変調方式で新たに、出現したノッチの式(1),(3),(4)も追加した。複合変調方式では ASM,DPM で式(1)~(4),(1)~(2)の複数個当てはまる。

ノッチは変調する値に応じて発生する位置や数が変わってくる。その変調する値とノッチの位置・数を関係付けた式を以下に示す。

今回のシミュレーションでは周波数 f は 1kHz である。1マス当たり $A=200\mu\text{s}$ とし、各変調値を規格化している。変調前の周期・幅を T, W 、変調後を T_M, W_M とする。

① $T-W$ (基本波の Duty 比) に依存するノッチ

$$f_{\text{notch}} \cong K\{(f \times 5) * 200\mu\text{s} / (T - W)\} \dots\dots\dots(1)$$

$$K = 0, 1, 2, 3, \dots, (T - W)/200\mu\text{s} - 2, (T - W)/200\mu\text{s} - 1$$

② $W_M - W$ (変調幅) に依存するノッチ

$$f_{\text{notch}} \cong K\{(f \times 5) * 200\mu\text{s} / (W_M - W)\} \dots\dots\dots(2)$$

$$K = 0, 1, 2, 3, \dots, (W_M - W)/200\mu\text{s} - 2, (W_M - W)/200\mu\text{s} - 1$$

③ T_M/T (変調周期の比) に依存するノッチ

$$f_{\text{notch}} \cong K\{(f \times 5) / (T_M/T)\} \dots\dots\dots(3)$$

$$K = 0, 1, 2, 3, \dots, (T_M/T) - 2, (T_M/T) - 1$$

④ T と T_M (周期の最大公約数) に依存するノッチ

$$f_{\text{notch}} \cong K\{(f \times 5) * 200\mu\text{s} / T\} \dots\dots\dots(4)$$

$$K = 0, 1, 2, 3, \dots, T/200\mu\text{s} - 2, T/200\mu\text{s} - 1$$

⑤ $T_M - T_s$ (変調周期) に依存するノッチ

$$f_{\text{notch}} \cong K\{(f \times 5) * 200\mu\text{s} / (T_M - T)\} \dots\dots\dots(5)$$

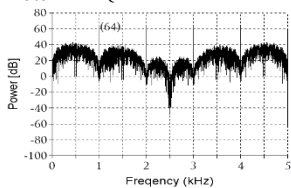


図 10: PWM のスペクトラム
($W_M=600\mu\text{s}, T=1\text{ms}$)
Fig. 10 Spectrum of PWM

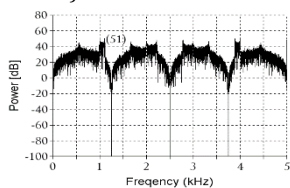


図 11: PCM のスペクトラム
($W=200\mu\text{s}, T_M=1.8\text{ms}$)
Fig. 11 Spectrum of PCM

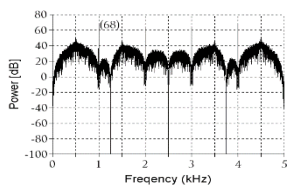


図 12: ASM のスペクトラム
($M=2$)
Fig. 12 Spectrum of ASM

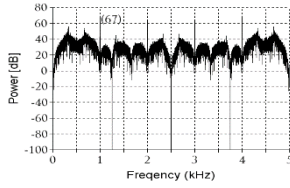


図 13: ASM のスペクトラム
($M=3$)
Fig. 13 Spectrum of ASM

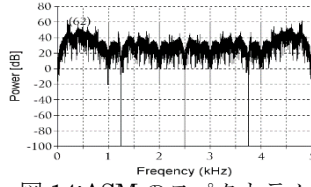


図 14: ASM のスペクトラム
($M=0.8$)
Fig. 14 Spectrum of ASM

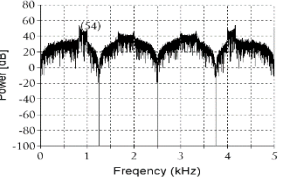


図 15: DPM のスペクトラム
($Q=200\mu\text{s}$)
Fig. 15 Spectrum of DPM

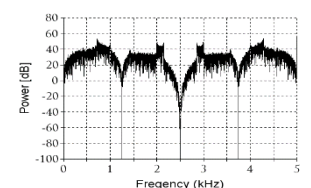


図 16: DPM のスペクトラム
($Q=400\mu\text{s}$)
Fig. 16 Spectrum of DPM

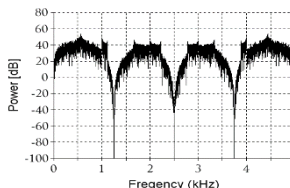


図 17: DPM のスペクトラム
($Q=800\mu\text{s}$)
Fig. 17 Spectrum of DPM

$$K = 0, 1, 2, 3, \dots, (T_M - T)/200\mu\text{s} - 2, (T_M - T)/200\mu\text{s} - 1$$

5- まとめ

提案する方式では $\Delta \Sigma$ 変調を用いたスペクトル拡散において PCM と PWM の複合方式を 2 つ提案し、シミュレーション検証した。さらにノッチの発生する周波数を表す式も新たに提案し、以下の結果を得た。

<ASM 方式>

- ・ 3,4 倍の数のノッチが出現し、狙った周波数をより正確に設定するのに優位

- ・ 小数倍にすると高調波のピークレベルを 4dB 低減可能

<DPM 方式>

- ・ $\Delta \Sigma$ 変調方式による SSCG により、従来方式に比較して 2 倍のノッチを発生

- ・ 12 倍広いノッチを発生し、拡散して欲しくない周波数のばらつきに優位

- ・ 整数倍でも高調波のピークレベルを 12dB 低減可能

<SSCG の応用>

提案する DPM 方式では EMI を低減するのはもちろんのこと他の周波数の干渉が特に許されない周波数でノッチを発生させ、不要な周波数帯域にスペクトル拡散をさせない。AM, FM 等の周波数帯域へのスペクトル拡散をさせないことも容易である。複合変調方式により拡散して欲しくない周波数をより正確に設定でき、ばらつきにも有利となった。

<今後の課題>

- ・ 2 次 $\Delta \Sigma$ 変調器への展開
- ・ 周期の増大と減少する変調の全体周期の調整手法

謝辞: 本研究をご支援いただいています半導体理工学研究センター(STARC)に感謝いたします。

文 献

- (1) R. Khatami, H. Kobayashi, N. Takai, Y. Kobori, T. Yamaguchi, E. Shikata, T. Kaneko and K. Ueda: "Delta-Sigma Digital-to-Time Converter and its Application to SSCG", IEICE ICDV(2013)
- (2) R. Schreier and G. C. Temes: "Understanding Delta-Sigma Data Converters", IEEE Press (2007)
- (3) 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..J86-C, No.11, pp.1169-1176 (2003)
- (4) T. Daimon, H. Sadamura, T. Shindou, H. Kobayashi, M. Kono, T. Myono, T. Suzuki, S. Kawai and T. Iijima: "Spread-Spectrum Clocking in Switching Regulators for EMI Reduction", IEICE Trans. Fundamentals, vol.E86-A, no.2 (2003)
- (5) I. Mori, Y. Yamada, Santhos A. WIBOWO, M. Kono, H. Kobayashi, Y. Fujimura, N. Takai, T. Sugiyama, I. Fukai, N. Onishi, I. Takeda, J. Matsuda: "EMI Reduction by Spread-spectrum Clocking in Digitally-Controlled DC-DC Converters", IEICE Trans. Fundamentals, vol..E92-A (2009)