

パルスコーディング制御スイッチング電源における 周波数可変のノッチ特性を有するスペクトラム拡散

荒船 拓也[†] 築地伸和[†] 浅見幸司[‡] 小堀 康功[†] 小林 春夫[†]

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

[‡] 株式会社アドバンテスト 〒370-0718 邑楽郡明和町大輪 336-1

E-mail: [†] t15804005@gunma-u.ac.jp

あらまし スイッチング電源で発生する電磁波輻射 (EMI)対策として、スペクトラム拡散技術がある。従来のスペクトラム拡散方式ではEMI問題を軽減できるが、それと同時に受信周波数帯にも不要ノイズが拡散してしまう問題があった。これまで任意周波数帯にノッチ特性を有するスペクトラム拡散電源を提案し、EMI低減に加えノイズの拡散帯域を制御できるアルゴリズムを検討してきた。今回、ノッチ周波数を理論的に解明し、ノッチ発生の理論式を導出した。この理論式を基にノッチ特性を向上できる複合方式を提案し、シミュレーションにて確認した。また一部方式で実装を行い、ノッチの実測を行った。

キーワード スイッチング電源, 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

Pulse Coding Controlled Switching Converter with Variable Notch Characteristic in Spread Spectrum

Takuya Arafune[†] Nobukazu Tsukiji[†] Koji Asami[‡] Yasunori Kobori[†] Haruo Kobayashi[†]

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

[‡] Advantest Corp. 336-1 Ohwa, Meiwa-machi Ora-gun Gunma, 370-0718 Japan

E-mail: [†] t15804005@gunma-u.ac.jp

Abstract This paper proposes a novel spread spectrum technique with notch characteristic, which don't let some specified frequencies to distribute the switching noise, using pulse coding method for DC-DC switching converter. We establish a theoretical formula by analysis of the notch, and confirm the integrity of the simulation results. In addition, we have conformed the notch frequency by the implementation circuit.

Keywords Switching Converter, Pulse Coding, Spread Spectrum, Notch Frequency, EMI Reduction

1. はじめに

近年、電子機器の高速化高周波化に伴い、回路内で発生する EMI (Electro-Magnetic Interference)が問題視されている。特に自動車分野は電動化・自動運転化に向けて、内部の電子回路の高密度化・複雑化が進んでいる。EMI 対策をしなければ、ラジオ帯域にノイズが重畳したり、他の電子機器に誤動作を誘発させたりする。その一例として「車載用の DC-DC コンバーター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 [1]。

対策としてはフィルタを設ける手法が主流であるがコンデンサやインダクタを必要とし、回路規模の増大及び高コスト化を招く。そのため、自動車分野を始

め多くの分野でフィルタを使用しないノイズ低減手法が要求されている [2]。

その手法の 1 つとして、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。この手法は EMI の大幅低減できるが、拡散ノイズが希望しない帯域 (拡散禁止帯) に重畳してしまう問題が起きる。

これまで筆者らは、デジタル変調によるスペクトラム拡散により、ノッチ (拡散ノイズが拡散しない) 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 [3-6]。このノッチ特性により、他の電子機器やラジオ周波数への影響を大幅低減できる。

今回、ノッチ特性を解析するとともに、高度な複合変調方式を提案する。なお、一部の単変調方式の回路実装により、任意周波数でのノッチ特性を確認した。

2. スイッチング電源

2.1. スペクトラム拡散電源の構成と課題

図 1 にスペクトラム拡散方式スイッチング電源の回路構成を示す．一般的にスイッチング電源はパワーステージ，制御部で構成され，スペクトラム拡散方式ではクロック変調部が加わる．降圧型電源では出力電圧 V_o は入力電圧 V_i とスイッチの ON/OFF 比 D (Duty 比，時比率) を用いて次式で表すことができる．

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

ここで大電力の切り替え信号の高速化に伴い，大きな 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，出力電圧誤差を入力へ帰還し安定制御を行う．スペクトラム拡散方式では鋸歯状波発生器の前段に位相変調(PPM; Pulse Phase Modulation)回路を設ける．変調部では鋸歯状波発生器のクロックをランダムに位相(あるいは周波数)変調する．

2.2. 従来のスペクトラム拡散

図 2 と図 3 に一般的なスイッチ駆動信号のスペクトラムとスペクトラム拡散を施したスイッチ駆動信号のスペクトラムを示す．これらを比較するとクロック周波数の 200kHz においてパワーが 3.5V から 2.0V へと 1.5V の低減が確認できる．しかし，900kHz 近傍では拡散ノイズの重量により，ノイズ量が増大している．

日本の AM ラジオ放送では搬送周波数帯として 0.5MHz~1.6MHz を使用しており，各放送局の占有帯域幅は 15kHz を扱っている．つまり，AM ラジオ選局周波数にもノイズを拡散させてしまう．

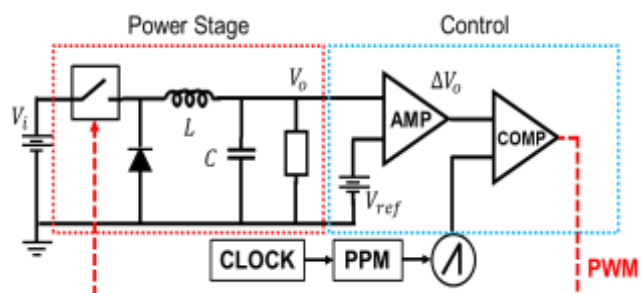


図 1 : PWM 型スペクトラム拡散スイッチング電源

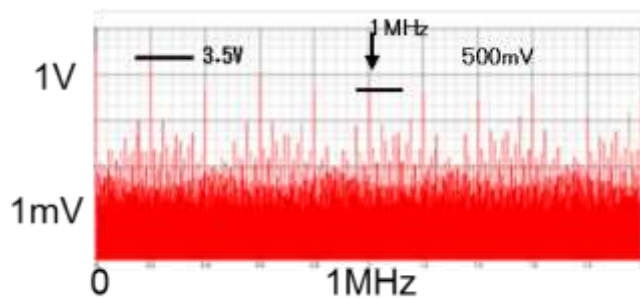


図 2 : 一般的なスイッチング電源のスイッチ駆動信号のスペクトラム

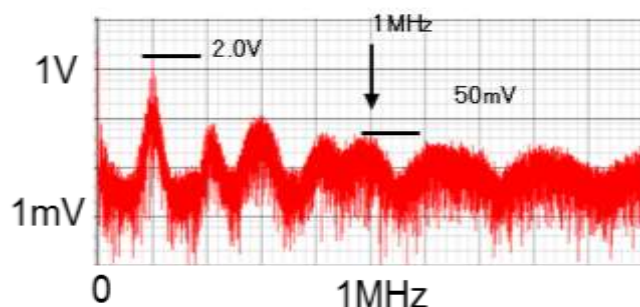


図 3 : スペクトラム拡散スイッチング電源のスイッチ駆動信号のスペクトラム

3. パルスコーディング方式

3.1. パルスコーディング方式電源

一般的にスイッチング電源の制御方式は帰還するパルス幅をリニアに変調する PWM 方式が利用されている．その一方で筆者らは帰還パルスの幅や周期を離散変調(以後コーディングと呼称)する方式として PWC(Pulse Width Coding)方式電源回路やパルス周期を離散変調する PCC(Pulse Cycle Coding)方式電源回路を検討してきた[4]．各種コーディング方式の変更はコーディング部のパルス発生回路を変更するのみで，容易に変更できる．PWC 方式では図 4 のように出力電圧誤差 ΔV_o を次段の比較器で H/L のセレクト(SEL)信号へ変換する．この SEL により，パルスコーディング部で幅の異なる 2 種類のパルスを切り替えて，コーディング信号を生成する．この信号一例として図 5 に SEL 信号に対するパルス幅コーディング信号のパルス 8 列を示す．ただし，安定制御を行うためには下記の条件を満たして，出力電圧の増減を制御する必要がある．

$$D_H < D_0 = (V_{out}/V_{in}) < D_L \quad (2)$$

ここで D_H, D_L はデジタル信号がそれぞれ High, Low のときに生成されるパルスの Duty 比である．

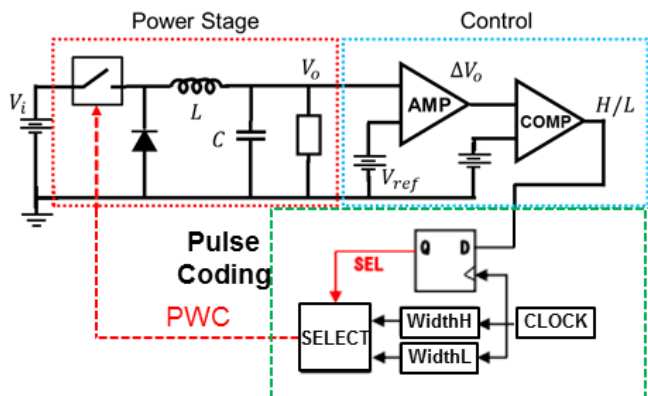


図 4 : PWC 方式のスイッチング電源の構成

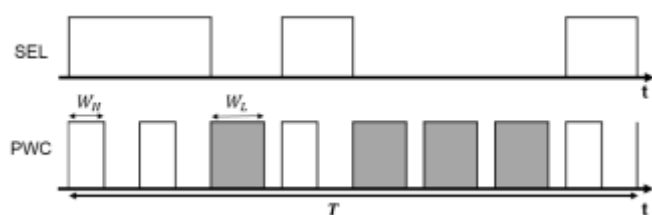


図 5 : SEL とパルス幅コーディング信号のパルス 8 列

3.2. ノッチ発生式とシミュレーション結果

まず, PWC 方式の実験式を記載するに当たり, パラメータを定義する. SEL 信号が Low のときのパルス周期・パルス幅・位相を $T_L \cdot W_L \cdot \tau_L$ とし, SEL 信号が High のときを $T_H \cdot W_H \cdot \tau_H$ と表す. また, 条件式(2)を満たすために $W_H < W_L, T_L < T_H$ とし, 式中有る N は自然数とする. これまでの研究で PWC 方式のノッチ周波数は次式(3)になることを報告している[3-4].

$$f_{\text{notch}} = N \{ 1 / (W_L - W_H) \} \quad (3)$$

つまり, ノッチ周波数は 2 パルスの「パルス幅の差 ΔW 」のみに依存する. このコーディングパラメータは自由度が高く, ノッチ周波数を任意に設定できる[4].

パラメータは周期 $T = 700\text{ns}$, $W_H = 160\text{ns}$, $W_L = 320\text{ns}$ としたときのノッチ周波数は $f_{\text{notch}} = 6.3\text{MHz}$ である. このときのシミュレーション結果を図 6 に示す. ノッチは設計値通りに発生し, ノイズパワーは -65dB である. なお, クロック信号($=1.4\text{MHz}$)のスペクトラムレベルは 8dB であった.

図 7 に PWC 方式電源の出力電圧を示す. 出力電圧 5V に対して, $I_0 = 0.5\text{A}$ 時のリップルは 16mV で変動率は 0.32% である. 電流変化 $\Delta I_0 = 0.25\text{A}$ に対するオーバー/アンダーシュートは見られず, 過度応答特性は優れている.

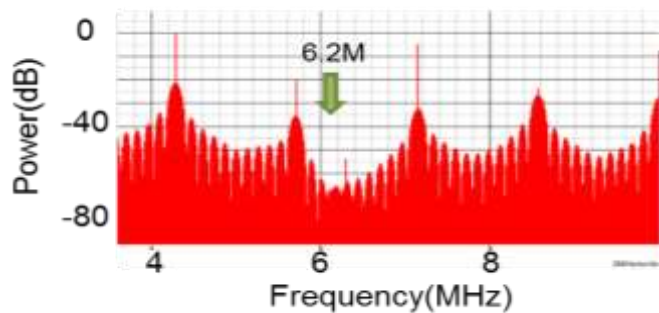


図 6 : PWC 方式のスイッチ駆動信号スペクトラム

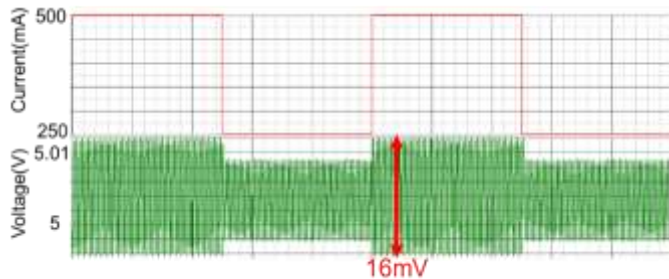


図 7 : PWC 方式 SW 電源の過度応答特性

3.3. パルス位相コーディング (PPC)

PPC 回路は遅延回路とマルチプレクサで簡単に実現できるがパルスの Duty 比が変化せず, (2)式の安定制御条件を満たすことが困難である. そのため, この方式単体での電源回路には不適切であった. しかしながら, 本論文では後述する PWC 方式との複合方式で用いることで電源回路に活用できる.

この方式はパルス周期コーディング(PCC)の 1 種に分類され, ノッチ特性も PCC 方式の(4)式で表される.

$$f_{\text{notch}} = N \{ 1 / (T_H - T_L) \} \quad (4)$$

ここでクロック周期が T のパルス列を考える. K 番目のパルスの周期 $T(k)$ を位相を用いて表すと下記の(5)式で表される.

$$T(k) = T + \{\tau(k) - \tau(k-1)\} \quad (5)$$

つまり, PPC 方式ではノッチ特性がパルス 1 列前のパラメータにも依存する. このためコーディングされる周期 $T(k)$ が 2^2 パターンとなり, ノッチが発生しにくい. これを補うために位相コーディングにおいては H/L の交互コーディングを行うとすると周期パターンは下記の 2 通りになる.

$$T = \begin{cases} T_H = T + \{\tau_H - \tau_L\} \\ T_L = T + \{\tau_L - \tau_H\} \end{cases} \quad (6)$$

これを(4)式に代入すると(7)式が得られる.

$$f_{\text{notch}} = N \{ 1 / 2(\tau_L - \tau_H) \} \quad (7)$$

この式より, PPC 方式を交互コーディングした時のノッチ特性は「パルス位相の差の 2 倍」に依存することが分かる.

3.4. 回路実装による実機検証

今回 PWC 方式電源の実装を行い、実測でノッチ特性を確認した。パラメータを $T = 6.2\mu s, W_H = 1.3\mu s, W_L = 5.0\mu s$ と設定し、実験式からノッチ周波数 f_{notch} を 270kHz に発生させる。このときの実測スペクトラムを図 8 に示す。ノッチ周波数は 274kHz に発生し、実験式との整合性が取れている。また、SEL 信号に対応して PWC 波形のパルス幅が変化していることが確認できる。図 9 では $T = 2.3\mu s, W_H = 1.3\mu s, W_L = 5.0\mu s$ とし、1MHz と AM ラジオ選局周波数にノッチが発生する設定にした。図中のノッチ帯域幅は 40kHz 程で AM 放送局の信号帯域幅 15kHz を確保できる帯域幅である。

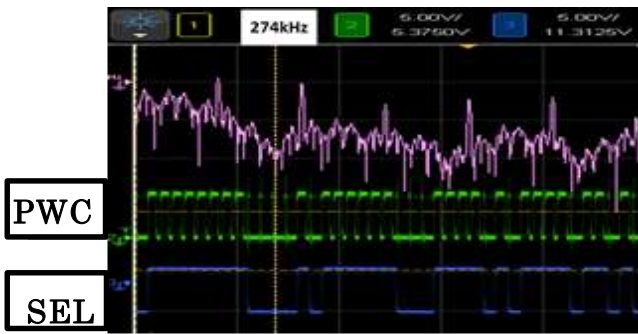


図 8：PWC 信号の実測スペクトラム 1

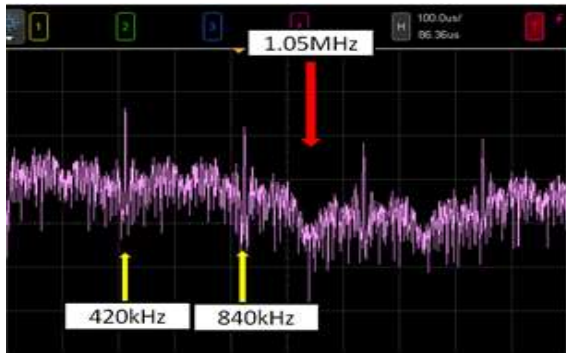


図 9：PWC 信号の実測スペクトラム 2

4. ノッチ特性の理論解析

4.1. 単コーディング方式の解析

4.1.1. PWC 方式の理論解析

ここまでに示した実験式はシミュレーション結果から、経験的に導出した式であった。そこで今回は各種コーディング方式の解析を行い、ノッチ特性の理論式を導出する。

まずは単コーディング方式における PWC 方式を解析する。1 種類コーディングの解析に当たり、表 1 に各種コーディングパルスに記載した。この上段に示した 2 種の幅を持つパルスを合わせてパルス 2 列とする。これら全体を周期 T とみなし、フーリエ変換すると(8)式となる。ここで ω とは $2\pi f$ である。

$$f(\omega) = \frac{1}{\omega} \{ \sin(\omega W_H) - \sin(\omega W_L) \dots + j\cos(\omega W_H) - j\cos(\omega W_L) \} \quad (8)$$

上記の絶対値を取ると下記の(9)式になる。

$$|f(\omega)| = \frac{\left| \sin \left\{ (W_L - W_H) \left(\frac{\omega}{2} \right) \right\} \right|}{|\omega/2|} = (W_L - W_H) \left| \text{sinc} \left\{ (W_L - W_H) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \quad (9)$$

つまり、PWC 波形のスペクトラム特性は「パルス幅の差 ΔW 」に依存する sinc 関数であることが確認できる。この sinc 関数が零になる周波数は(10)式のようになる。

$$f = \frac{N}{(W_L - W_H)} \quad [N \text{ は自然数}] \quad (10)$$

これは前章の実験式と一致し、ノッチ特性は sinc 関数の零点であることを示している。

続いて、同様の計算方法で図 5 に示した PWC パルス 8 列のスペクトラム特性を計算する。このパルス 8 列全体を周期 T と仮定し、フーリエ変換すると(11)式となる。

$$f(\omega) = -\frac{1}{j\omega} \{ \cos(\omega W_H) - j\sin(\omega W_H) + \cos(\omega W_H + \frac{\pi}{4}) - j\sin(\omega W_H + \frac{\pi}{4}) - \cos(\omega W_L) + j\sin(\omega W_L) - \cos(\omega W_L + \frac{\pi}{4}) + j\sin(\omega W_L + \frac{\pi}{4}) \} \quad (11)$$

この絶対値を取ると下記の(12)式が算出され、この式からノッチ周波数を求めると(10)式と同様の式が得られる。

$$|f(\omega)| = \sqrt{1 + \cos\left(\frac{\pi}{4}\right)} (W_L - W_H) \left| \text{sinc} \left\{ (W_L - W_H) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \quad (12)$$

つまり、パルスの並びや数に関係なくノッチ特性はコーディングした「パルス幅の差」のみに依存することを示している。

図 10 に sinc 曲線の理論式と PWC 波形のスペクトラムの比較図を示す (パルス幅は $W_H = 3\mu s, W_L = 7\mu s, f_{\text{notch}} = 250\text{kHz}$)。同図よりクロックを除くスペクトラムの包絡線は一致しており、理論式の有効性が確認できる。

表 1：各種コーディングパルス一覧

PPC	PWC	W_H	W_L
$\phi_H (=0)$			
ϕ_L			

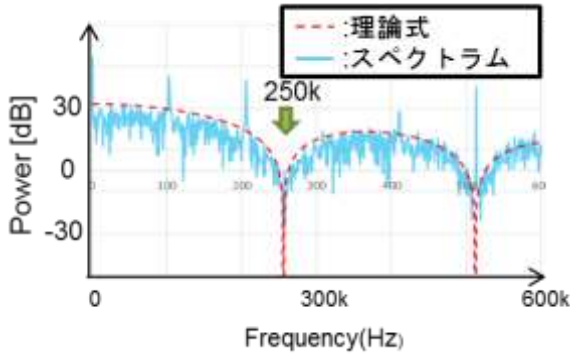


図 10：理論式とスペクトラムとの比較図

4.1.2. PPC 及び PCC の理論解析

PPC 方式の理論解析を行うに当たって、PPC パルス 2 列のモデルを表 1 の下段に示す。このパルス列をフーリエ変換すると(13)式となる。

$$f(\omega) = \frac{1}{\omega} \{ j \cos(\omega(\tau_H - \tau_L)) + \sin(\omega(\tau_H - \tau_L)) - j \cos(\omega(\tau_H - \tau_L - W)) - \sin(\omega(\tau_H - \tau_L - W)) - j \cos(\omega(\tau_L - \tau_H)) - \sin(\omega(\tau_L - \tau_H)) + j \cos(\omega(\tau_L - \tau_H - W)) + \sin(\omega(\tau_L - \tau_H - W)) \} \quad (13)$$

この絶対値を取ると下記の(14)式となる。

$$|f(\omega)| = 2|\tau_L - \tau_H| \left| \text{sinc} \left\{ (2|\tau_L - \tau_H|) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \left| \sin \left\{ W \frac{\omega}{2} \right\} \right| \quad (14)$$

この式の零点周波数を求めると下記の(15)式となる。

$$f = \frac{N}{2|\tau_L - \tau_H|}, \quad f = \frac{N}{W} \quad [N \text{ は自然数}] \quad (15)$$

(14)式、(15)式より PPC 方式では 2 種類の sinc 関数に依存し、2 種類のノッチ特性を持っている。この方式は「コーディング位相差」に加え、「パルス幅」にも依存している。ただし、今回の(14)式は交互コーディングした際の PPC 方式の理論式であることを再記述しておく。

続いて、PCC 方式においてもコーディングパルス 2 列をフーリエ変換すると、(16)式が得られ、その絶対値を取った結果が(17)式である。

$$f(\omega) = \frac{1}{\omega} \{ j \cos(\omega T_L) + \sin(\omega T_L) - j \cos(\omega(T_L - W)) - \sin(\omega(T_L - W)) - j \cos(\omega T_H) - \sin(\omega T_H) + j \cos(\omega(T_H - W)) + \sin(\omega(T_H - W)) \} \quad (16)$$

$$|f(\omega)| = (T_H - T_L) \left| \text{sinc} \left\{ (T_H - T_L) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \left| \sin \left\{ W \frac{\omega}{2} \right\} \right| \quad (17)$$

この式は式(15)と類似しており、PPC 方式同様「コーディング周期差」と「パルス幅」に依存するノッチ特性であることが分かる。

4.2. 複合コーディング(PWPC)方式の解析

前節で PPC 方式と PCC 方式の周波数特性はパルスの位相と幅の 2 種類のパラメータに依存する関数であることが分かった。そこで 2 種類のパラメータを同時にコーディングする複合コーディング方式の周波数特性を式的に解析する。今回はパルス幅と位相を同時コーディングする Pulse Width and Phase Coding (以後 PWPC 方式と呼ぶ) に関して解析する。

2 種類コーディングでは 4 個のパルス列を解析する。このパルスモデルをフーリエ変換し、絶対値を取った結果が(18)式である。

$$|f(\omega)| = (2|\tau_L - \tau_H|) \left| \text{sinc} \left\{ (2|\tau_L - \tau_H|) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \times \left| \sin \left\{ (W_L - W_H) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \quad (18)$$

PWPC では「パルス幅の差」及び「パルス位相差」に依存する sinc 関数で表される。これらのパラメータの設定自由度は高いため、2 種類のノッチ特性を任意発生できる。

さらに $2|\tau_L - \tau_H| = W_L - W_H$ とノッチ特性を重ねる設定にすると(19)式のような強いノッチ特性が得られる。

$$|f(\omega)| = (2|\tau_L - \tau_H|) \left| \text{sinc} \left\{ (2|\tau_L - \tau_H|) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \times \left| \sin \left\{ (2|\tau_L - \tau_H|) \frac{\omega}{2} \right\} \right| \quad (19)$$

図 11 に(19)式と(9)式のノッチ特性の比較図を示す。この図から(19)式の零点(250kHz)近傍は(9)式よりも広がっていることが確認できる。つまり、複合コーディング方式は単コーディング方式よりもノッチの幅を広くできると同時に深さも向上できる可能性があることを示している。そのため、単コーディング方式よりも広い周波数帯域をカバーすることができると考えられる。

次章では、複合コーディング方式の実現に向けた提案回路案及びシミュレーション結果を示す。

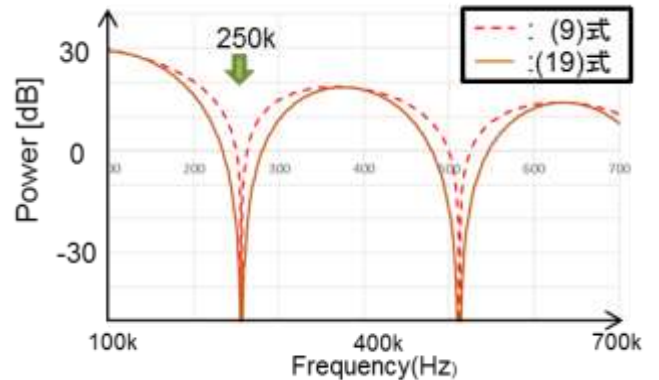


図 11：sinc関数の指数毎のノッチ特性の比較

5. 提案方式（複合コーディング方式）

5.1. PWPC 方式(PWC+PPC)

PWPC 方式の構成は図 12 のように PWC の SAW 発生器とクロックの間に PPC 回路を追加することで容易に実現できる。

パラメータとして $T=500\text{ns}$, $W_H=160\text{ns}$, $W_L=320\text{ns}$, 位相は $\phi_H=0\text{ns}$, $\phi_L=80\text{ns}$ で $\Delta W=2\Delta\phi=160\text{ns}$ とし, 6.25MHz に大ノッチを発生させる設定である。このときの PWPC 波形のシミュレーションスペクトラムを図 13 に示す。この図と図 6 を比較すると PWC 方式に比べ PWPC 方式のノッチ特性は -75dB と 10dB 程深くなっていることが確認できる。しかしながら, PWPC 方式ではクロック周波数を 1.4MHz に設定したにもかかわらず, 0.7MHz の高調波が発生している。これは図 12 の位相コーディング部のセレクト(SEL_{PPC}) 信号で H/L の交互コーディングのために 1.4MHz のクロックをフリップフロップで 0.7MHz のクロックに分周したからだと考えられる。

また, 図 14 から出力電圧のリップルは電流 $I_0=0.5\text{A}$ のとき 20mV (変動率; 0.4%)と PWC よりもリップルが大きい。これはスイッチングを制御するコーディング信号に位相という遅延成分を入れたためだと推測される。電流変化 $\Delta I_0=0.25\text{A}$ に対するオーバー/アンダーシュートは見られず, 応答特性は優れていると考えられる。

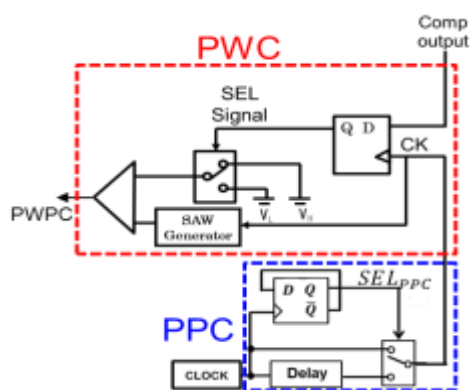


図 12: PWPC 方式のパルスコーディング回路

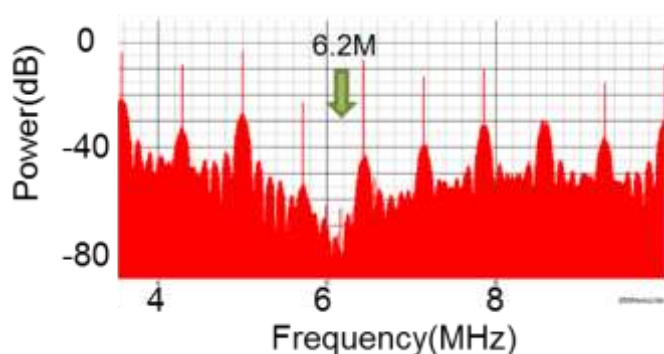


図 13: PWPC 方式の駆動信号のスペクトラム

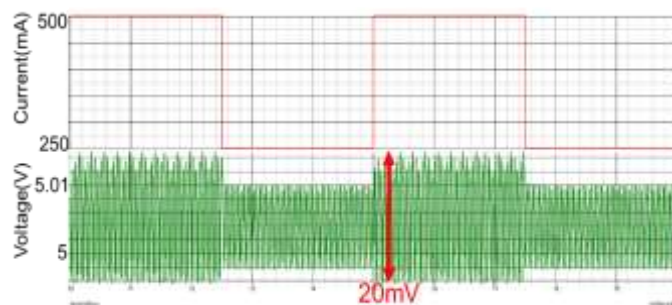


図 14: PWPC 方式の過度応答特性

6. まとめ

本論文ではノッチ特性を持つスペクトラム拡散方式電源回路に関して以下の内容を検討した。

- PWC 方式において実装を行い, 実測でのノッチの発生と実験式との整合性を確認した。
- ノッチ特性を解析し, ノッチ発生 of 理論式の導出を行った。
- ノッチ特性を向上させる方式として複合コーディング(PWPC)方式を提案した。この方式でノッチの深さが 10dB 程向上したことをシミュレーションにて確認した。

文 献

- [1] 角田清隆, "車載用 DC-DC コンバーターのノイズ, 擬似乱数スペクトラム拡散で低減する", 日経エレクトロニクス (2015)
- [2] 岡崎文洋, 青木亨, 廣田幸嗣, 小笠原悟司, 森雄生, 船渡寛人 "特定高調波を低減するスイッチング波形を用いた電力変換器", CALSONIC KANSEI TECHNICAL REVIEW vol.9 (2012)
- [3] 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).
- [4] 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)
- [5] 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)
- [6] 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 11th. International Conference on ASIC, China (Nov. 2015)