複合パルスコーディング制御 DC-DC コンバータにおける 適応型ノッチ周波数を有するスペクトラム拡散方式

小堀　康功*，築地　伸和，
高井　伸和，小林　春夫（群馬大学）

Noise Spread Spectrum with Adjustable Notch Frequency in Complex Pulse Coding Controlled DC-DC Converters

Yasunori Kobori*, Nobukazu Tsukiji,
Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

This paper proposes a novel EMI spread spectrum technology with ajustable notch charactalistics using the complex pulse coding method for DC-DC switching converters. The notches in the spectrum of the switching pulses appear at the frequencies obtained from the equation Fn=N{ 1 / (W_H-W_L)}, here W is the pulse witdth or pulse phase. We have experimented the Pulse Width Coding (PWC) controlled converter and got some notches at the ajuastable frequencis derived from the theoritical equations.

キーワード：スイッチング電源, EMI 低減,スペクトラム拡散，パルスコーディング，ノッチ周波数
(**Keywords**: Switching Converter, EMI Reduction, Spread Spectrum, Pulse Coding, Notch Frequency)

1.　はじめに

近年電子機器の高周波・高密度化に伴い，電磁波輻射（Electro-Magnetic Interference: EMI）の対策が重要である．スイッチング電源においても，これまで EMI 低減対策が提案されているが，クロック信号のエネルギーは広範囲に拡散されてしまう．一方，微弱信号の受信機では，受信周波数のノイズ発生は厳禁であり，電源の EMI においても配慮する必要がある．

これまで筆者らは，アナログノイズ利用による EMI 低減技術 [1)-2)] や，パルス幅コーディング（Pulse Width Coding: PWC）制御による選択的な周波数にノッチ特性を有するスペクトラム拡散技術 [2)~6)] を提案してきた．今回はさらに複合パルスコーディング方式による PWPC（Pulse Width and Phase Coding）制御ノッチ発生電源を提案する．さらに PWC 方式電源の実装により，任意周波数でのノッチ特性の発生を確認する．

2.　パルスコーディング制御 DC-DC コンバータ

2.1 従来アナログノイズ利用スペクトラム拡散

図 1 にアナログノイズ利用の EMI 拡散方式降圧形電源の回路構成を，図 2 に動作波形を示す．降圧形電源の基本構成は，パワーステージと制御部であり，制御部は誤差電圧増幅部と鋸歯状波（SAW）発生部で構成される．動作を説明すると，パワーステージでは PWM 信号によりスイッチ SW が制御駆動され，エネルギーをインダクタとコンデンサおよび負荷に供給する．この SW 駆動の比率 D（時比率, Duty Ratio）により出力電圧 Vo は安定制御される．

制御部においては，通常のパルス幅変調（PWM：Pulse Width Modulation）制御により，増幅誤差電圧を SAW 信号と比較して PWM 信号を得る．一方，EMI 拡散方式では，クロックをランダムノイズで位相変調して SAW 発生部に供給する．

Ⓒ 2017 IEE Japan

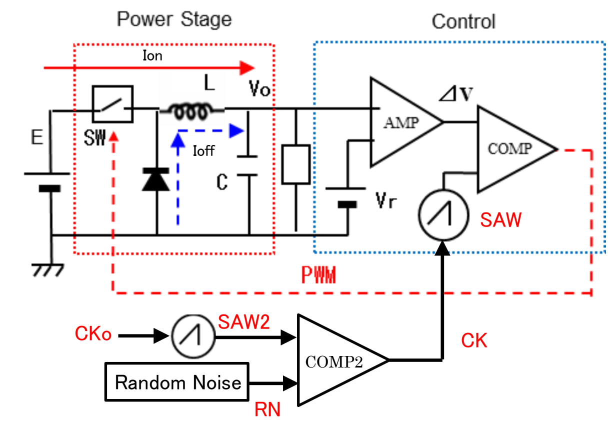

図 1：EMI 拡散方式降圧形電源の構成
Figure 1　Buck converter with EMI reduction

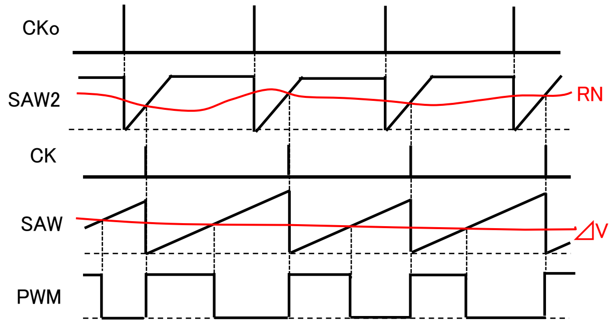

図 2：EMI 拡散方式電源の主要信号波形
Figure 2　Waveform of the buck converter with EMI reduction

EMI 拡散の無い降圧形電源における PWM 信号のスペクトラムを図 3 に，ランダムノイズ利用の EMI 拡散によるスペクトラムを図 4 に示す．クロック周波数は同じ 200kHz であり，図 3 では基本クロックおよび高調波に大きい線スペクトラムがある．一方，図 4 では EMI 拡散によりクロックレベルは－4.9dB 低減するとともに，高調波レベルは大きく減衰している．しかし，3 倍の高調波以上の谷部分では，そのノイズレベルは全体に 10mV に増大している．

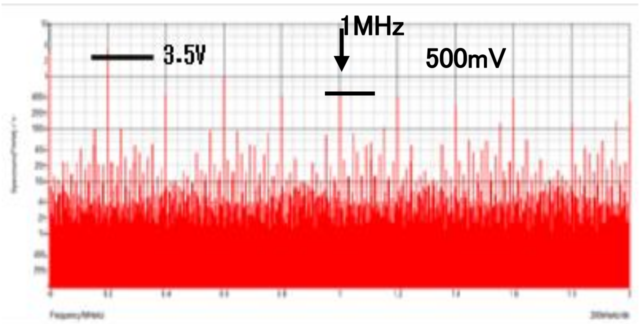

図 3：降圧形電源のスペクトラム（EMI 拡散　無）
Figure 3　Spread spectrum w/o EMI reduction

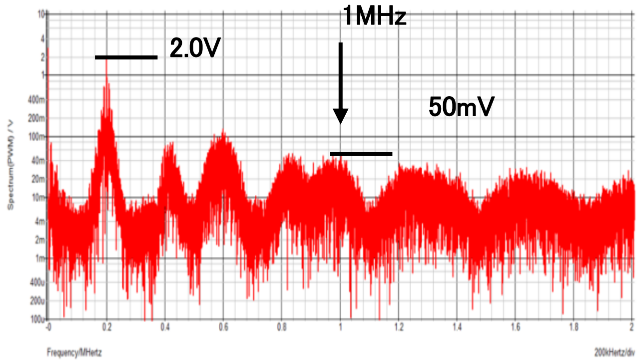

図 4：降圧形電源のスペクトラム（EMI 拡散　有）
Figure 4　Spread spectrum with EMI reduction

このように EMI 拡散を施したスイッチング電源においては，周波数全体にノイズエネルギーが拡散され，微弱電波を扱う受信機においては受信周波数内に不要ノイズが増大し，大きな問題となる．

2.3 パルス幅コーディング制御電源

これまで提案してきたパルス幅コーディング PWC 制御電源の構成を図 5 に，その動作波形を図 6 に示す．図 5 において，パワーステージは図 1 と同様であり，制御部では誤差増幅信号を基準電圧と比較して[H/L]レベルの選択信号 SEL を発生する．この SEL 信号により 2 つのコーディングパルスを選択出力して，パワーステージ内のスイッチ SW を制御駆動する．このとき 2 つのコーディングパルス P_L, P_H のデューティ D_L, D_H と電圧変換比率 Do には，出力電圧を制御するために次式の関係が必要である．

$$D_L < Do\ (\fallingdotseq Vo/Vin) < D_H \qquad (1)$$

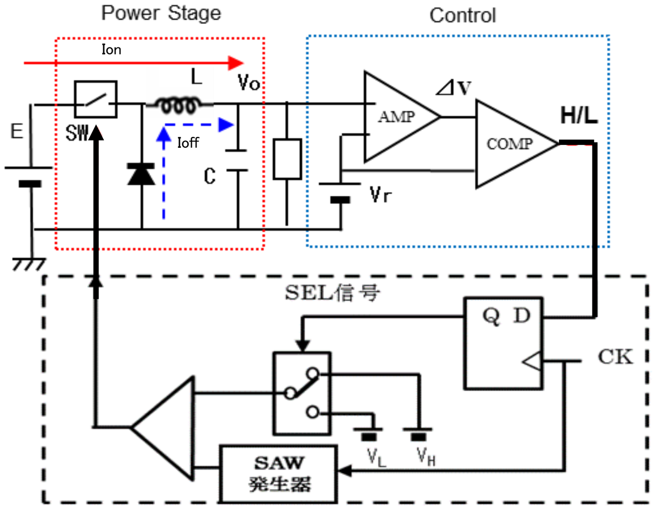

図 5：パルスコーディング方式降圧形電源
Figure 5　Converter with pulse coding control

© 2017 IEE Japan

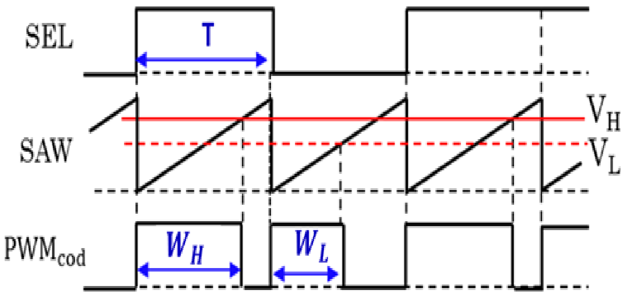

図６：PWC 制御電源の主要信号波形
Figure 6　Waveform of pulse coding converter

なお，図５のコーディングパルス発生部においては，回路方式により各種のコーディング制御が可能である．図６の動作波形では，同一の SAW 信号を異なる２電圧 V_H, V_L と比較することにより，立上りの同期したパルス幅の異なる２パルスを発生する．

2.3. PWC 制御電源のシミュレーション結果

回路シミュレータ SIMPLIS により，PWC 制御電源の諸特性を検討した．パルスコーディング制御では，パルス変換部のゲインはコーディングパルス幅の差に比例する．また，PWM 制御と異なり離散的な制御となるため，一般に制御周波数を高めに設定する．

表１のシミュレーション条件により得られた SW 駆動信号のスペクトラムを図７に，出力電圧リプルの過渡応答特性を図８に示す．

シミュレーションでは，クロック周波数を f_{ck} =500 kHz，パルス幅の差を⊿W=1.3 us とした．このときの理論的ノッチ周波数は，後述の解析より Fn=770･N kHz で表される．シミュレーション結果では，理論値と等しい周波数にノッチが発生している．また２倍高調波 1.54 MHz にノッチが発生しているが，クロックの３倍高調波の近傍であり，かろうじて確認できる．また，定常出力電流 Io=0.25A 時の出力電圧リプルは⊿Vo≒2 mVpp であり，負荷電流変動幅 ⊿Io=0.125A 時のオーバー／アンダーシュートはわずかに ±2.5mV であり，出力電圧の±0.05%と十分に小さい．

表１　シミュレーション回路のパラメータ値
Table 1　Parameters of the simulation circuit

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

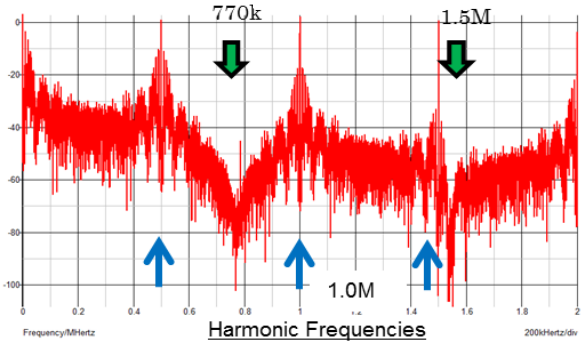

図７：PWC 制御電源のスペクトラム
Figure 7　Spread spectrum of PWC converter

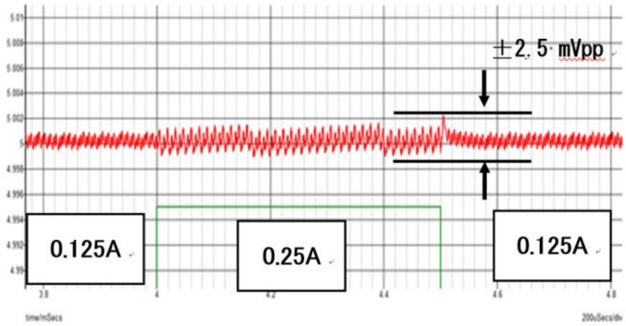

図８：PWC 制御電源の出力電圧リプル（過渡応答）
Figure 8　Output voltage ripple and step response of the PWC converter

3. ノッチ周波数の理論解析

3.1. 各種パルスコーディング方式

ディジタルータイム変換（DTC: Digital to Time Converter）等で使用されているパルスコーディング手法では，パルスの幅・位相（位置）および周期のコーディング方式が知られている．スイッチング電源への適用では，図９左側の単コーディング PWC 方式や右側の複合コーディング PWPC（Pulse Width and Phase Coding）方式が適している．ここでは，まず PWC 方式と PPC（Pulse Phase/Position Coding）方式の理論解析を行う．

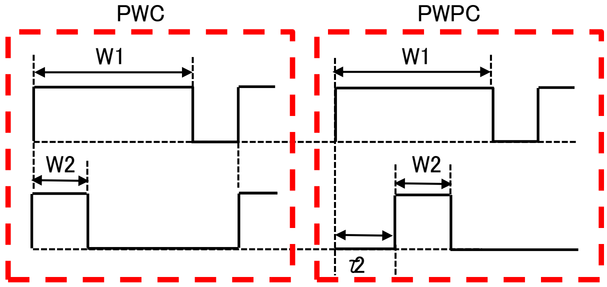

図９　各種パルスコーディング方式
Figure 9　Several pulse coding methods

© 2017 IEE Japan

3.2. パルス幅コーディング方式の理論解析

PWC 方式においてノッチ特性の条件として，異なるパルス幅が連なることが必要である．図 9 上段の２パルスを連続させたモデルにより，ノッチ特性を解析する．この２連パルス全体を一周期 T としてフーリエ変換すると，定義より次式(2)を得る．この複素関数の絶対値により振幅特性を求めると，式(3)に示す sinc 関数となる．

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\mathrm{e}^{-j\omega t}dt \\ &= \int_{0}^{t_1} \mathrm{e}^{-j\omega t}dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+t_2} \mathrm{e}^{-j\omega t}dt \\ &= \frac{1}{\omega}\Big(\sin(\omega t_1) - \sin(\omega t_2) \\ &\quad +j\cos(\omega t_1) - j\cos(\omega t_2)\Big) \qquad (2) \end{aligned}$$

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

ここで，パルス幅を記号 W に置き換え，$|F(\omega)|=0$ となる周波数を求めると，次式(4)のように２パルスの「パルス幅の差」に関連する周波数とその高調波で表される．つまり，クロック周波数やパルス幅には依存せず，「パルス幅の差」のみによりノッチ周波数を任意に設定することが可能である．

$$fn = N / (W_2 - W_1) \quad [N は自然数] \qquad (4)$$

3.3. パルス位相コーディング方式の解析

次に周波数およびパルス幅が一定で，パルス位相の異なる２パルスを用いるパルス位相コーディング（PPC: Pulse Phase Coding）方式を解析する．PWC 方式と同様にして，異なる位相の連パルスをフーリエ変換し，その絶対値をとると次式(5)の sinc 関数を得る．この結果，ノッチ周波数は式(6)に示すように，２パルスの「時間差（位相差）の２倍」に依存することが分かる．また，パルス幅 W にも依存したノッチ特性が表れる．

$$|f(\omega)| = 2|\tau_L - \tau_H|\left|\mathrm{sinc}\left\{(2|\tau_L - \tau_H|)\frac{\omega}{2}\right\}\right|\left|\sin\left\{W\frac{\omega}{2}\right\}\right| \qquad (5)$$

$$Fn1 = N / (2|\tau_2 - \tau_1|), \quad Fn2 = M / W \qquad (6)$$

ただし　M, N は自然数

3.4. パルス幅＋位相コーディング方式の解析

複合コーディング方式の一つとして，パルス幅と位相の差を組み合わせた PWPC 方式がある．その組み合わせは４通り考えられるが，電源の制御に最も適した方式として図 11 の２パルスを設定した．この連パルスをモデルにして，同様にフーリエ変換しその絶対値を求めると次式(7)を得る．ここで，パルス２の位相のみシフトする．

この式は前述のパルス幅差および位相差に関連した式であり，したがってノッチ周波数は式(8)のように「パルス幅の差」と「パルス位相の２倍」に関連した独立のノッチ周波数を設定できることを意味している．したがって，この２つのノッチ周波数を一致させることにより，より谷が深くて幅の広いノッチ特性を発生させることができる．

$$|f(\omega)|=2\tau_2\cdot|\mathrm{sinc}\{\tau_2\cdot\omega\}\cdot|\sin\{(W_1-W_2)\omega/2\}| \qquad (7)$$

$$Fn1=N/(W_1 - W_2),\ Fn2 = M/(2\cdot\tau_2) \qquad (8)$$

4. 複合コーディング PWPC 方式電源

4.1. PWPC 制御部の回路構成

PWPC 方式電源の制御部のみの構成を図 10 に，制御部の各信号を図 11 に示す．この方式では，クロック周波数は一定で，幅の狭いパルス２の位相をパルス１に対してシフトする必要がある．同図では同一の基本クロック CKo より，まず SAW１信号により幅の広いパルス１を発生する．この SAW１信号を利用して遅延したクロック CK を発生し，同様に SAW2 信号により幅の狭いパルス２を発生する．

なお，一つの鋸歯状波に対して２個の電圧 V1, V2 を用いて，立上りと立下りを設定して遅延パルス２を発生させることもできる．また，パルス設定の高精度化を図るには，ディジタル回路によるパルス発生が好ましい．

4.2. PWPC 制御電源のシミュレーション検討

シミュレーションにおけるパラメータとして，F=1.44 MHz, T=700ns, $W_H = 160$ns, $W_L = 320$ns, パルス２の遅延位相を $\tau = 80$ns とした．この条件は式 (8) において ⊿W=2 τ =160 ns として Fn=6.25MHz に大ノッチを発生させる設定である．

シミュレーション結果のスペクトラムを図 12 に，出力電圧リプルと過渡応答特性を図 13 に示す．図 12 のスペクトラム結果において，Fn=6.2 MHz 付

© 2017 IEE Japan

近に大ノッチを確認できる．また，図 7 の PWC 方式と比較すると，パルス幅に関する諸条件は異なるがノッチ特性は-75dB と 10dB 程深くなっている．

一方，図 13 において定常時の出力電圧リップルは，負荷電流$I_0 = 0.5A$ のとき 20mVpp（変動率；0.4%）と PWC 制御時よりも大きい．この要因として，パルス幅コーディングにさらに位相シフトを加えたことによると推測される．一方，電流変化$\Delta I_0 = 0.25A$に対するオーバー/アンダーシュートは見られず，過渡応答特性は優れている．

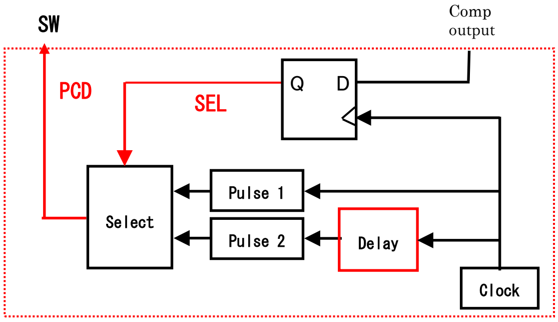

図 10：PWPC 方式のパルスコーディング回路
Figure 10 Circuit of PWPC converter

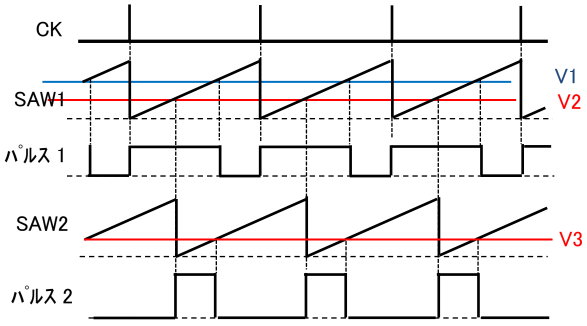

図 11：PWPC 制御部の主な信号
Figure 11　Waveform of PWPC converter

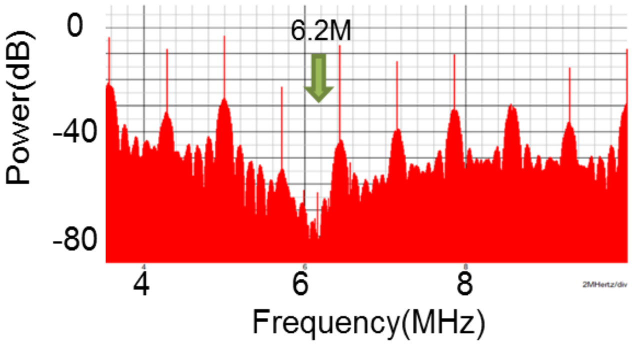

図 12: PWPC 方式の駆動信号のスペクトラム
Figure 12　Spread spectrum of PWPC converter

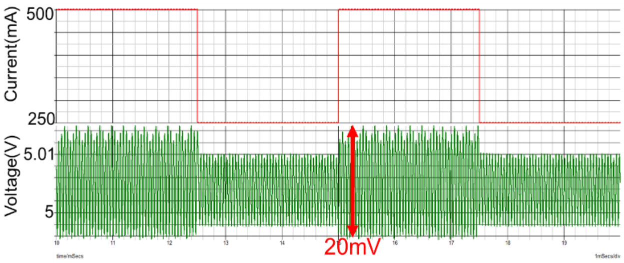

図 13：PWPC 方式の過渡応答特性
Figure 13　Output voltage ripple and step response of PWPC converter

5. PWC 制御電源の実装結果

5.1. 実装波形とスペクトラム

図 5 の PWC 制御電源回路に，表 2 のパラメータを用いて実装評価した．スイッチの制御駆動信号のスペクトラムを図 14 に，定常時の出力電圧リプルを含めた過渡応答特性を図 15 に示す．表 2 のパラメータより，理論的ノッチ周波数は Fo=940kHz であり，実測周波数の Fn=920kHz とほぼ一致している．

図 16 では，Io=530mA 時にやや振動的ではあるが，⊿Vo＜10mVpp と出力電圧の 0.2%以下と十分小さい．

表 2　PWC 制御時の実装パラメータ
Table 2　Parameters of experimental PWC converter

入力電圧 E	出力電圧 Vo	出力電流 Io
10 V	5 V	330 mA/530mA
周期	パルス 幅 t1	パルス幅 t2
1.67 μ s	0.40μs	1.46 μs
L	C	負荷変動周期
100 μ H	610 μ F	0.02ms

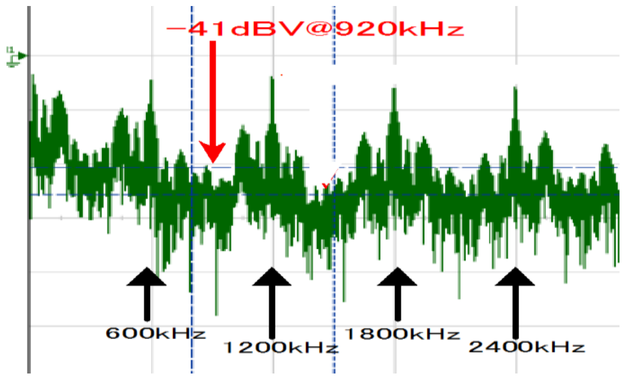

図 14：PWC 制御時の実装スペクトラム
Figure 14 Experimental spread spectrum

© 2017 IEE Japan

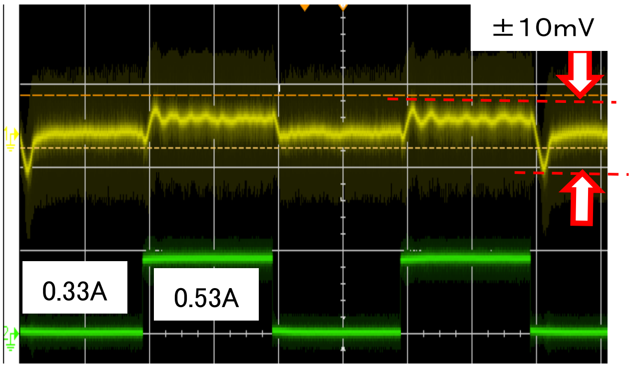

図 15：PWC 制御電源の過渡応答特性
Figure 15　Experimental step response of PWC converter

また，負荷電流変化⊿Io=0.20A に対する出力電圧のオーバー／アンダーシュートは，⊿V＜±10mV であり十分小さい．

5.2.　改良 PWC 制御電源の実装結果

PWC 制御におけるノッチ周波数は式(4)で求められる．ここで出力電圧 Vo が低くなると，式(1)の定常デューティ Do が 0 に近づくことにより，パルス 2 のデューティ D_L も小さくなる．そこで，D_L =0 としてパルス 2 を「L」に固定して省略することができる．反対に出力電圧 Vo が高くなると，パルス 1 を省略して「H」に設定することができる．

この方式による PWC 制御の実装パラメータを表 3 に，実装スペクトラムを図 16 に示す．実装パラメータにおける式(4)による理論的なノッチ周波数は，Fn0 =1/1.32us = 0.76 kHz であるが，図 17 のスペクトラム結果では基本ノッチは見られず，2・3 逓倍の Fn2 =1.48 MHz, Fn3 =2.25 MHz で確認できる．基本ノッチ特性が表れない理由は不明であり，今後に検討していきたい．

表 3　改良 PWC 制御時の実装パラメータ
Table 3　Parameters of experimental improve converter

Vin	Vo	Io
10 V	5.0 V	330 mA/530mA
Period: T	Pulse Width1	Pulse Width 2
1.67 μ s	1.32 us	0 us
L	C	
100 μ H	610 μ F	

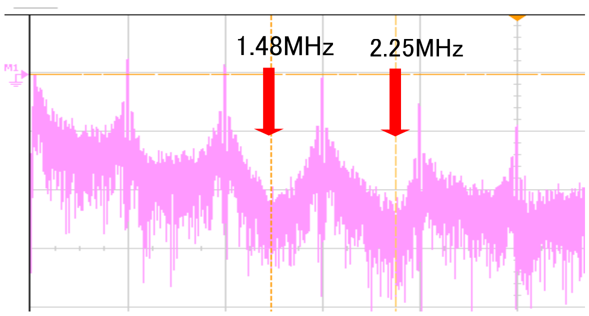

図 16：改良 PWC 制御時の実装スペクトラム
Figure 16　Spread spectrum of improved converter

6.　まとめ

本論文では，スイッチング電源に各種のパルスコーディング技術を適用して，スイッチ駆動の PWM パルスのスペクトラム上に，任意周波数のノッチ特性を発生させるスペクトラム拡散技術を提案した．また，パルス幅コーディング方式で発生するノッチ周波数を，フーリエ変換により理論式に解明した．さらに，パルス幅コーディング PWC 制御方式を実装確認し，実際に理論周波数にノッチ特性が発生することを実装した．また，改良 PWC 制御の実装により，大ノッチ特性が表れることを確認した．

文　献

[1] 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, 宇都宮 (2015 年 3 月)

[2] Y. Kobori, N. Tsukiji, N. Takai, H. Kobayashi, "EMI Reduction by Extended Spread Spectrum in Switching Converter", IEICE Technical Report EMCJ 2015-18, pp. 1-6, Bangkok, Thailand (June 2015).

[3] Y. Kobori, T. Arafune, N. Tsukiji, N. Takai, H. Kobayashi, "Selectable Notch Frequency of EMI Spread Spectrum using Pulse Modulation in Switching Converter ", IEEE 11th International Conference on ASIC, Chengdu, China (Nov. 2015)

[4] Y. Kobori, F. Fukaya, T. Arafune, E. Li, N. Tsukiji, N. Takai, H. Kobayashi, "Spread Spectrum Notch Frequency using Pulse Coding Method for Switching Converter of Communication Equipment", 18th International Conference on Electronic, Information and Communication Engineering , Amsterdam, Netherlands (May 2016).

[5] 荒船拓也, 小堀康功, 須永 祥希, 王太峰, 築地伸和, 高井伸和, 小林春夫, "通信機器用スイッチング電源に用いるノッチ特性を有するスペクトラム拡散技術" 電気学会産業応用部門, 1-60 前橋 (2016 年 8 月)

[6] 荒船拓也, 築地伸和, 浅見幸司, 小堀康功, 小林春夫, "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" 電気情報通信学会環境電磁高額研究会, 2016-88 東京 (2016 年 11 月)

© 2017 IEE Japan