

クロックレス電源のマルチフェーズ化と EMI ノイズ低減方式

熊 軼* 浅石 恒洋 三木 夏子 孫 逸菲
 築地 伸和 小堀 康功 小林 春夫 (群馬大学)

Multi-Phase Clock-less Switching Converter with EMI Noise Reduction

Yi Xiong*, Koyo Asaishi, Natsuko Miki, Yifei Sun
 Tsukiji Nobukazu, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi (Gunma University)

This paper describes multiphase implementation in clock-less power supply such as ripple control method. In the ripple control power supply, four phase sub control pulses are generated by changing main control pulse. The peak voltage of the saw-tooth-wave signal generated from the main control pulse is held and this peak voltage is equally divided to produce a multiphase control pulse. Also EMI noise is reduced by spectrum spreading by phase-modulating this main control signal. These are verified with simulation.

キーワード：リップル制御, クロックレス, マルチフェーズ, スペクトラム拡散, EMI

(Ripple Control, Clock-less, Multi-Phase, Spread Spectrum, EMI)

1. はじめに

リップル制御電源では、負荷電流の変化により制御周波数が大きく変動する欠点がある⁽¹⁾。この欠点を補足する方式として、スイッチング制御パルスの ON 時間を一定として、制御周波数の高速化を制限する COT (Constant On Time) 方式が提案されている。このような COT 方式の採用により制御周波数をスイッチング素子の限界動作速度に設定できるが、さらなる高速化、大電流化が求められている。一方、スイッチング電源の高速化・大電流化にはマルチフェーズ化が知られているが、この方式は固定クロック方式の降圧形電源等には有効な方式であるが、固定クロックを使用しないソフト・スイッチング電源やリップル制御電源では、これまで多相化は困難な技術であった⁽²⁾⁽³⁾。筆者達はこれまで、クロックレスリップル制御方式におけるマルチフェーズ電源を提案し、伝達関数特性と EMI ノイズ低減方式を検討して報告する。

2. COT 方式リップル制御電源

〈2・1〉動作原理 図 1 に COT 方式リップル制御スイッチング電源の構成を、図 2 にその動作波形を示す。この回路は、通常のリプル制御電源の制御パルスの出力段に、固定時間幅パルスの発生回路を備えた構成である。パワーステージ部には一般に降圧形電源が使用され、パワースイッチ、インダクタ、還流ダイオードおよび出力コンデンサで構成される。制御部では、出力電圧 V_o と基準電圧 V_{ref} を比較するコンパレータ、SR フリップフロップおよび COT パルス発生用タイマーで構成される。

次に動作を簡単に説明する。まず、制御部からのパルス幅変調 PWM (Pulse Width Modulation) パルススイッチ S が ON/OFF 制御される。SW が ON の状態では、入力電源 V_{in} からインダクタ L を介して電流がコンデンサ C および負荷抵抗に供給されるとともに、出力電圧はわずかに上昇する。このスイッチの ON 時間 T_{on} は COT タイマーで制限され、その後スイッチは OFF に転じる。この結果、出力電圧は負荷電流 I_o により徐々に低下して、ついには基準電圧より達する。この結果、コンパレータの出力は H に転じ、FF はその Q 出力を H に反転させる。同時にスイッチは ON するとともに、COT タイマーが起動して、 T_{on} にリセット端子 R をトリガして PWM パルスは L に転じる。なお、インダクタの両端電圧を CR 積分して、この三角波を出力リップルに加えるリップル注入方式が採用されることが多い。

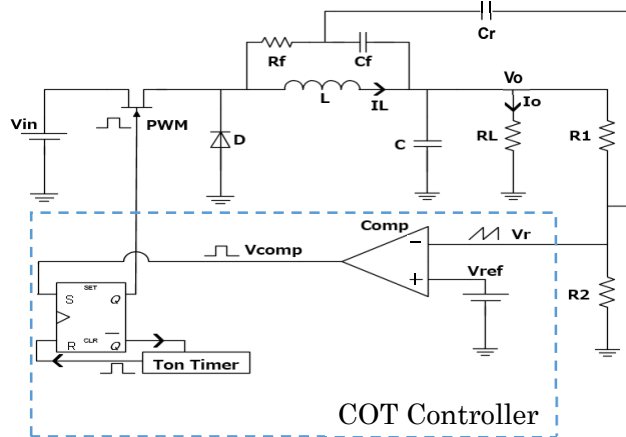


図 1 COT 方式リップル制御降圧形電源の構成

Fig.1 Configuration of COT ripple control buck converter

表1 COT方式電源のパラメータ
Table 1. Parameters of COT converter

V_{in}	10 [V]
V_o	3 [V]
L	10 [uH]
C	200[uF]
R_f	10[K Ω]
C_f	1[nF]
C_r	1[mF]
R_1	3.9 [k Ω]
R_2	470[k Ω]
R_L	1.5 [Ω]

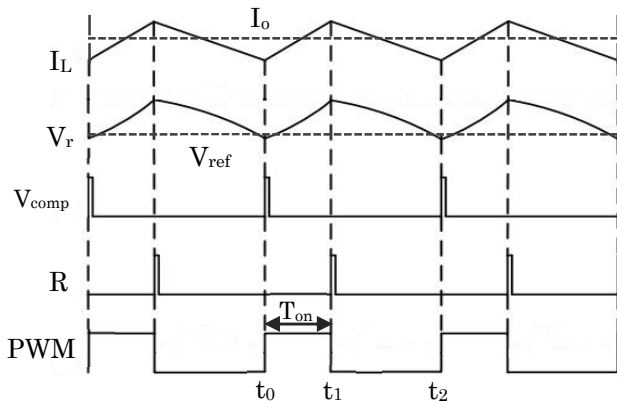


図2 COT方式リプル制御電源の動作波形
Fig.2 Operating waveform of COT converter

〈2・2〉シミュレーション結果 図1の回路について、表1のパラメータでシミュレーションした結果の動作波形を図3に示す。入力電圧 $V_{in}=10V$ 、出力電圧 $V_o=3.0V$ 、出力電流 $I_o=5.0A$ とし、COTパルス幅 $T_{cot}=0.875\mu s$ に設定した。このときの動作周波数は、理論的に次式(1)のように求まるが、内部抵抗による誤差は考えていない。

$$F_{OP} = (V_{in}/V_o)/T_{COT} = \frac{10}{3} \times \frac{1}{0.875 \times 10^{-6}} = 3.81[\text{MHz}] \dots (1)$$

図3において、PWMパルスに応じてインダクタ電流 I_L は増減し、出力電圧リプル波形も同様の波形となっている。なお、 V_o が低下して $V_o=V_{ref}$ になると同時に、PWMパルスはHに転じている。

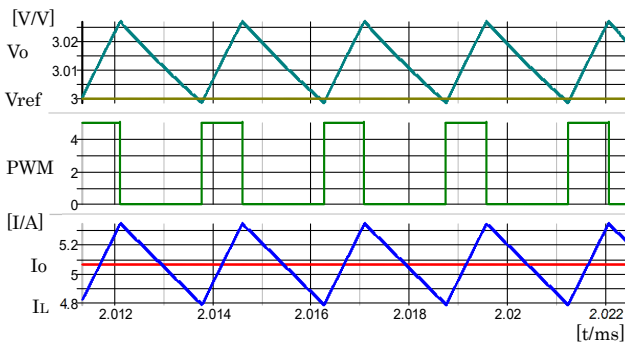


図3 COT方式電源のシミュレーション結果
Fig.3 Simulation result of COT converter

〈2・3〉COT方式リプル制御電源の四相化方式 リプル制御電源においては、先述の様に固定されたクロックは無く、周波数や位相がわずかに変化するPWMパルスが中心となる信号である。この周波数の変化するメインのPWMパルスを基準にして、図4の回路構成により移相変化に追従する図5のような他の3相パルスを発生する必要がある。一般的にはPLL(Phase Locked Loop)回路による4相信号が考えられるが、シミュレーションの結果では、負荷変動による過度時の整定時間が遅く追従性がやや悪い。今回、新たに毎周期の検出による四相化パルスの発生方式を検討した。

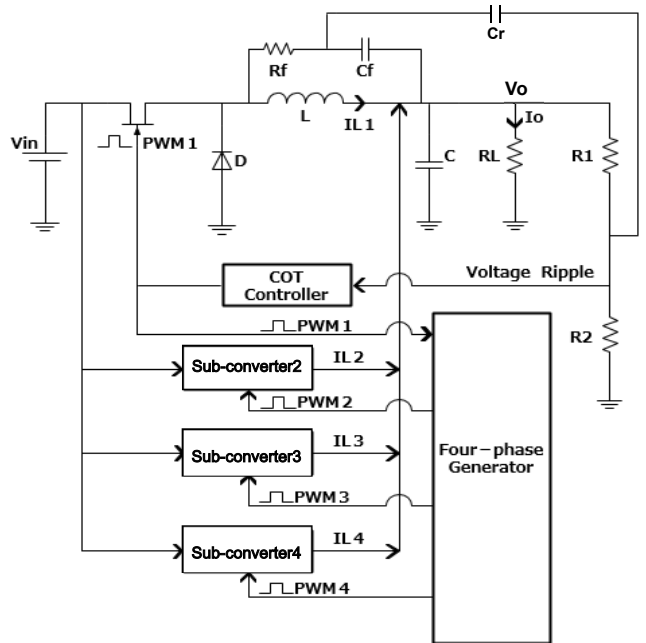


図4 COT方式電源の四相化方式構成
Fig.4 Configuration of Four-phase COT converter

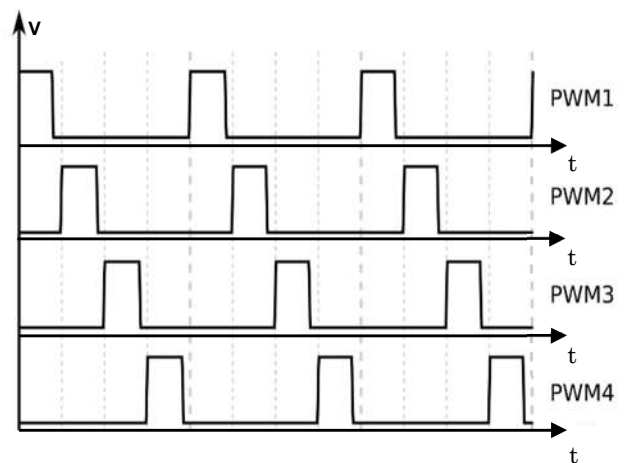


図5 四相化電源のPWM波形
Fig.5 PWM waveform of four-phase converter

3. リプル制御電源の四相化検討

〈3・1〉 鋸歯状波信号による周期検出方式 使用したピークホールド回路を図6に示す。図1のコンパレータ出力 V_{comp} のエッジより、サンプリングパルスとトリガパルスを生成する。発生する鋸歯状波は電圧フォロアを介してグスイッチに供給され、サンプリングパルスにより瞬時にスイッチをオンしてコンデンサ C に保持される。サンプリング後、トリガパルスにより瞬時オンして、鋸歯状波発生回路をリセットさせる。シミュレーション結果を図7に示す。

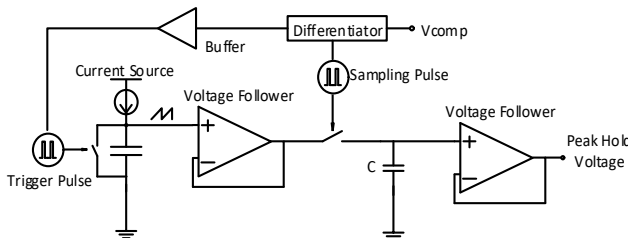


図6 鋸歯状波のピーク電圧ホールド回路

Fig.6 Peak voltage hold circuit for saw-tooth wave

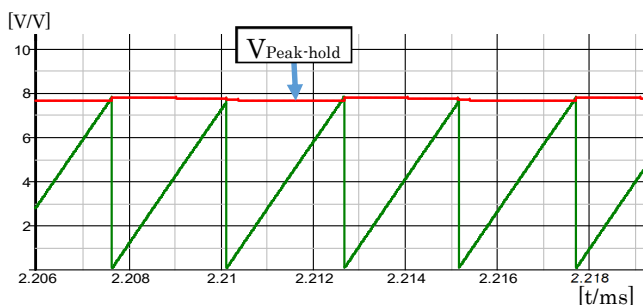


図7 電圧ホールド回路のシミュレーション結果

Fig.7 Simulation result of peak hold circuit

〈3・2〉 電圧分割による四相化パルス発生方式 上記の V_{comp} により生成された鋸歯状波は、図4のPWM1である。次に分圧器を使用して鋸歯状波のピークホールド電圧を四等分に分割し、各分圧電圧と使用した鋸歯状波とを比較して他の3位相のパルスを生成する。図9に示すシミュレーション結果では、生成された3位相パルスは規則的に位相差を保持している。

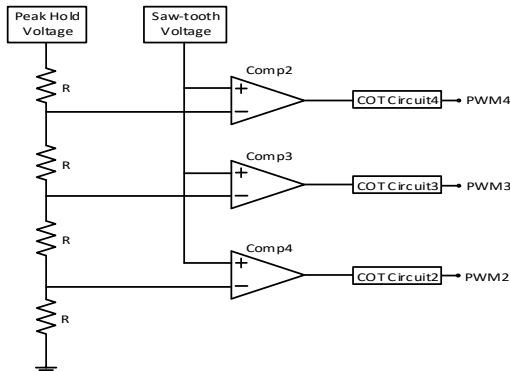


図8 四相化パルス発生方式

Fig.8 Generation of four-phase pulse

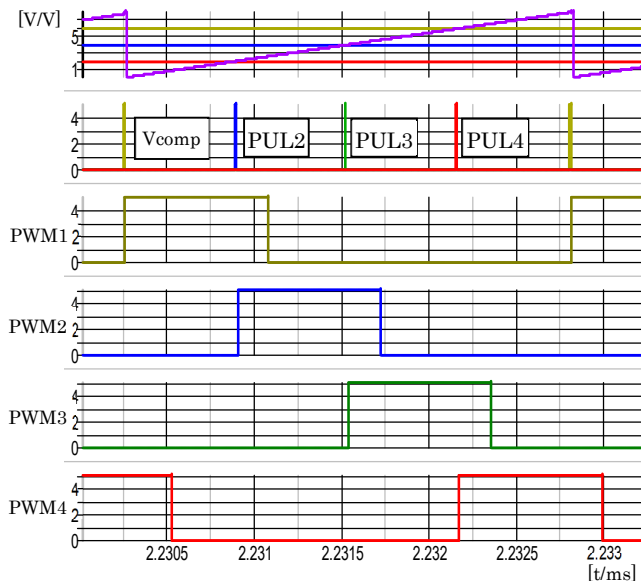


図9 四相化パルスのシミュレーション結果

Fig.9 Simulation result of four-phase pulse

4. 四相化リプル制御電源

〈4・1〉 四相化電流バランスの確認 図10に各相における電流バランスを示す。出力電流が $I_o = 5.06A$ の場合、各相のインダクタ電流 I_L は $1.26A$ とほぼ等しく、良好な電流バランスである。

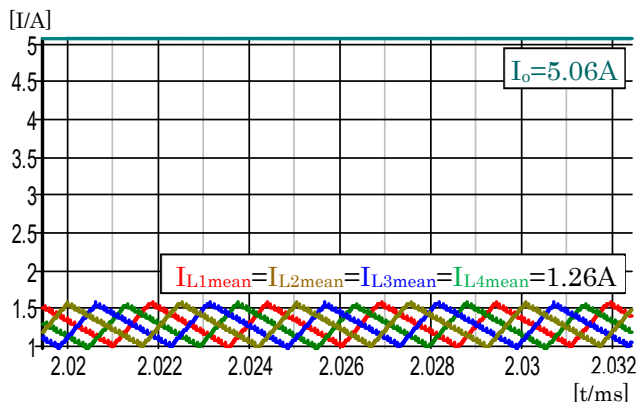


図10 四相電流バランスの確認

Fig.10 Four-phase current balance

〈4・2〉 出力電圧リプルと過渡応答特性の比較 図11に負荷電流が $5A$ 時の定常出力電圧リプルを、単相電源と4相電源の場合を比較して示す。また、出力電流変化 $\Delta I_o = 10A$ 時の過渡応答特性を図12に示す。図11における4相電源の特性は、単相に比較して出力電圧リップルは $\Delta V_o = 1.2mV_{pp}$ の57%に減少し、過渡応答ではアンダーシュートで $\Delta V_{un} = 0.2V$ の70%、オーバシュートで $\Delta V_{ov} = 0.3V$ の59%の低減であった。また整定時間は、 $\Delta T_{un} = 30\mu s$, $\Delta T_{ov} = 28\mu s$ と元の約1/5と高速応答であった。

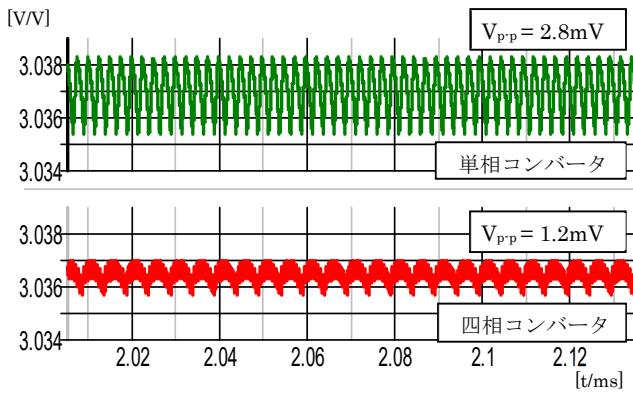


図 11 出力電圧リプルの比較

Fig.11 Comparison of output voltage ripple

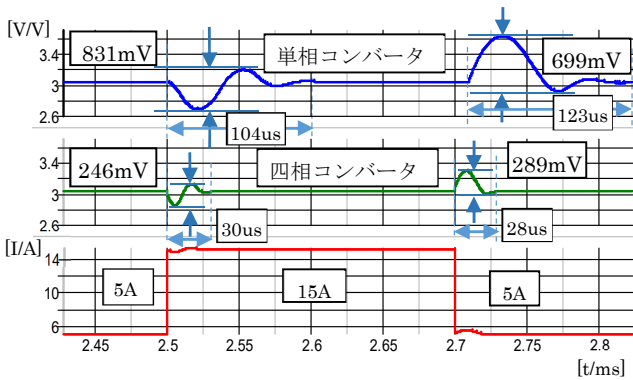


図 12 過渡応答特性の比較

Fig.12 Comparison of transient response

〈4・3〉 負荷電流の増加と電流バランス 大負荷電流時の電流バランスのシミュレーション結果を図 13 に示す。負荷電流が 105A 時にも出力リプルは問題なく同等であり、電流バランスも安定であった。

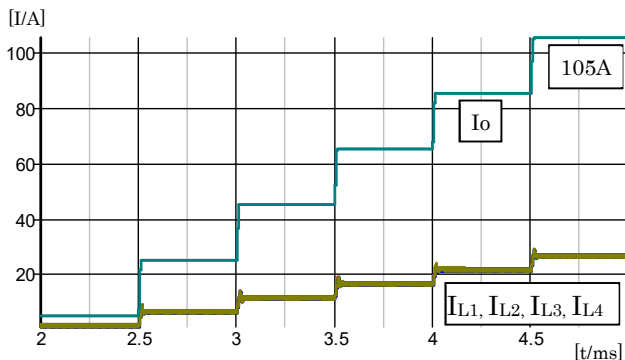


図 13 大負荷電流負荷変動シミュレーション

Fig.13 Simulation of large load current fluctuation

5. COT コンバータ一巡伝達関数の測定

単相コンバータと四相コンバータの一巡伝達関数（開ループ）を、図 14 に示す。単相のゲイン特性では、LC による重極以上の高域では -40dB/dec の傾きであるが、ゼロ点の影響によりすぐに -20dB.dec になっている。ゼロクロス

周波数は $F_{01}=6.2\text{kHz}$ であり、位相余裕は $P_{m1}=38^\circ$ である。一方、四相のゲイン特性では、単相のゲイン特性とほぼ同じ傾きであり、位相余裕は $P_{m2}=60^\circ$ と安定である。ゼロクロス点の周波数は $F_{02}=11.9\text{kHz}$ であり、約単相の 2 倍となっている。四相化によりインダクタンスが並列接続となり、次式のように考えられる。

単相電源における LC 共振周波数は次式(2)である。

$$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (2)$$

四相電源では、パワーステージが四個並列接続されており、共振周波数は次式(3)となる。この結果、四相電源ではより高速応答が可能となる。

$$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{4}LC}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} = 2F_1 \dots\dots\dots (3)$$

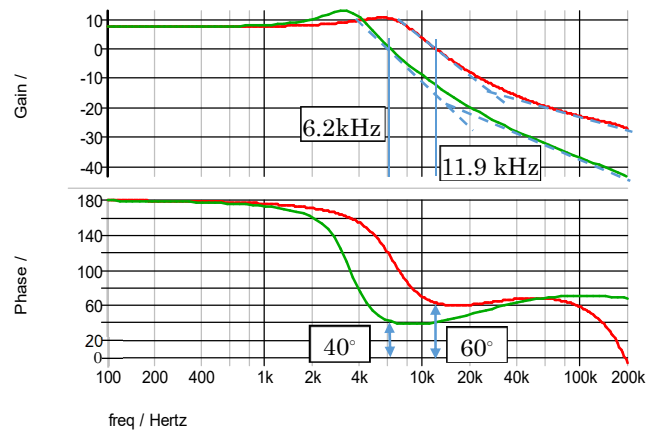


図 14 一巡伝達関数の比較

Fig.14 Comparison of loop transfer function

6. 四相リプル制御電源の EMI 低減方式

マルチフェーズ電源では、大電流のスイッチングが撒き散らす電磁ノイズ(Electro Magnetic Interference: EMI)による影響が懸念されている。COT 方式はスイッチのオン時間が固定なので、負荷電流によって動作周波数があまり変動せず、PWM 信号の周波数変調や位相変調が EMI 対策として考えられる。

〈6・1〉 EMI 低減の概要 スwitching電源では通常、一定周期のクロックによりパルス幅を変調する PWM (Pulse Width Modulation) 制御方式を用いる。一方、スペクトラム拡散のためにクロックの周波数変調 PFM (Pulse Frequency Modulation)や PPM (Pulse Phase Modulation) 方式がある。

(1)PFM 変調方式：図 15 に示すように、パルス幅やパルスの位相を一定のまま、クロックの周波数あるいは周期をランダムに微小変化させる変調方式である。

(2)PPM 変調方式：図 16 に示すように、パルスの周期や幅を一定のまま、パルスの立ち上がり位相あるいは位置を変調する方式である。

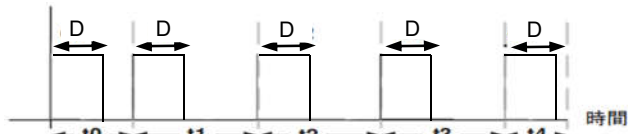


図 15 PFM 変調方式
Fig.15 Pulse frequency modulation

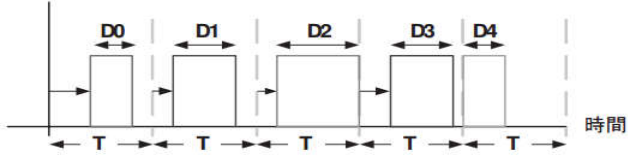


図 16 PPM 変調方式
Fig.16 Pulse phase modulation

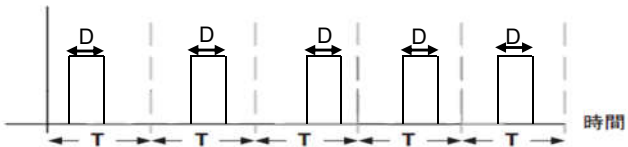


図 17 提案する固定オン時間 PM 変調方式
Fig.17 Proposed COT phase modulation

(3)提案方式の固定オン時間 PM 変調方式：図 17 に示すように固定オン時間周波数変調方式は、クロック毎にオン時間を固定に保ちながら位相をランダムに変更する変調方式である。この方式は図 18 の概略図に示すように、四相リプル制御電源において COT 回路の前にクロックを位相変調させる変調回路を挿入することで実現する。図 1 の従来回路における出力パルス V_{comp} の立ち上がり位相を変調する。 V_{comp} パルスの立ち上がり端で鋸歯状波を発生させ、この鋸歯状波と基準電圧を比較してパルス位相を遅延させる。このとき比較電圧に三角波信号を重畳させることにより、位相変調され出力が得られ、この変調パルスを COT パルス発生器に加える。

メイン電源のクロック信号を $F_{ck}=381kHz$ とし、変調信号である三角波として、周波数 $F_m=1kHz$ 、振幅 $V_m=2.0V$ 、基準電圧 $V_r=2.5V$ としたときの PWM 信号のスペクトラムを、無変調時のスペクトラムと比較して図 19 に示す。クロック周波数のピークレベルは低減されるとともに、クロックノイズは周囲に拡散されてスペクトラム幅が広がっていることが分かる。一般に、変調信号の振幅レベルによりクロック周波数の拡散幅が設定される。

この方式による四相 COT 制御方式のスペクトラム拡散の場合、各 PWM 信号も同様に位相変調されるので、そのスペクトラムは図 20 のように同期していることが分かる。

7. まとめ

固定クロックを使用しない一定のオンタイム COT 方式による 4 相化電源を提案した。四相化すると負荷変動の性能が非常に向上し、ボード図では、高速応答が可能になるということが分かる。また四相電源の EMI 低減化を実現した。PWM1 のスペクトラム拡散を行うと、四相の PWM のスペクトラム状態が同期になるということが分かった。

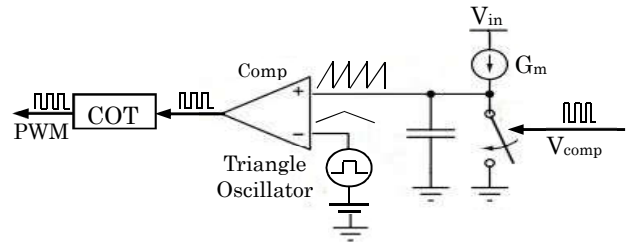


図 18 位相変調方式の COT パルス発生回路
Fig.18 Proposed COT phase modulation circuit

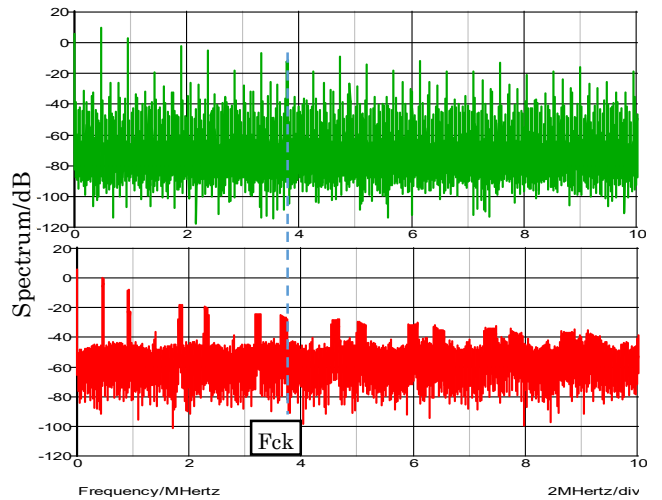


図 19 上：EMI 低減無 下：EMI 低減有

Fig.19 Up: With EMI Reduction
Down: Without EMI Reduction

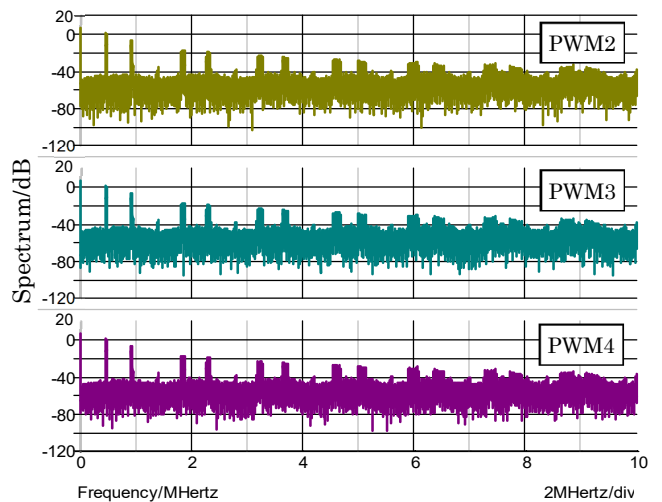


図 20 四相電源の PWM 信号スペクトラム
Fig. 20 Spectrum of PWM of four-phase converter

文 献

- (1) 浅石 恒洋, 築地 伸和, 小堀 康功, 須永 祥希, 高井 伸和, 小林 春夫, “入出力電圧に依存しない一定スイッチング周波数ヒステリシス制御電源の検討”, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会 (2016.8)
- (2) 熊 軼, 浅石 恒洋, 三木 夏子, 孫 逸菲, 築地 伸和, 小堀 康功, 小林 春夫, “COT 方式リプル制御電源における 4 相化シミュレーション検討”, 電子情報通信学会 回路とシステム研究会 CAS 技術研究報告, Vol.117, No.400, pp23-27 (2018.1)
- (3) Yi Xiong, Yifei Sun, Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi, “Two-Phase Soft-Switching DC-DC Converter with Voltage-mode Resonant Switch,” IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing And Communication Systems (ISPACS), Xiamen, China (Nov. 2017)