

スイッチング電源用位相同期回路の 安定性とその特性比較について*

小 浜 輝 彦**
横 溝 篤 史***

Comparison of Synchronizing Circuits Suitable for Paralleled DC-to-DC Converter System

Teruhiko KOHAMA and Atsushi YOKOMIZO

Interferences between converter modules such as beat phenomenon are occurred by their switching surges and switching ripples in a paralleled module DC-to-DC converter system. To solve these problems it must be required to synchronize the switching operation for all converter modules. In this paper, two synchronizing methods are introduced to eliminate the problems. Characteristics of proposed synchronizing methods including stability are analyzed and compared to reveal their different properties.

Key Words: Stability, Synchronizing Circuit, Paralleled Converter System, Switching Power Supply, Beat Phenomenon, Interference

1. まえがき

近年、電子回路の低電圧化、高密度化により電源装置に対しても低電圧・大容量化の要求が高まってきている。これを実現する方法として電源モジュールを複数台並列接続した並列電源システム⁽¹⁻⁴⁾が有効である。しかし、各モジュールのスイッチング周期に差異があると、モジュールから発生するリップルによりビート現象⁽⁵⁾等の相互干渉が起こり問題となる。この現象を抑制するために全電源モジュールの位相を同期⁽⁶⁾させることが一般に有効である。本論文では電源モジュールを同期させる方式として二つの手法をとりあげ両者の同期原理とその安定性および同期範囲について解析を行い比較検討を行った。

2. 三角波発振回路と外部同期

2.1 三角波発振回路

一般にスイッチング電源はPWM制御を行っており、その制御回路には三角波発振回路^{(7), (8)}が含まれている。図1に典型的な三角波発振回路を示す。発振回路の基本原理はコンデンサCを定電流源 I_{ref1} と I_{ref2} を用いて周期的に充電および放電させ、コンデンサ電圧 V_c を三角波とすることである。充放電の切り替えは V_c をコンパレータ CP_1 および CP_2 で常に監視し、最小電圧 V_{cmin} を下回った場合に充電モードに、最大電圧 V_{cmax} を超えた場合に放電モードに切り替わるようRSフリップフロップとスイッチSWで制御する。

2.2 マスタースレーブ方式

並列電源システムを構成する電源モジュールは個別に発振回路を内蔵し、通常は内部信号に同期してスイッチング動作を行うが、全てのモジュールを同期させる場合には、外部信号によってモジュール内の発振回路を全て同期させなければならない。一般には図2に示すマスター

* 平成16年5月31日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

スレーブ方式が採用されている。これは電源モジュールの内1台をマスターとし、その発振回路のタイミングに他のスレーブモジュールを同期させる方式である。この場合、マスター内部の発振周期はスレーブモジュールの発信周期よりも短く設定されており、一周周期ごとにパルス状の同期信号がマスターモジュールから生成されスレーブモジュールへ送られる。スレーブ側では外部同期信号を検出すると直ちに自身の周期動作を調整し、外部同期信号に同期させる。本論文ではマスタースレーブ方式で位相同期を行う場合について検討する。

3. 位相同期回路

2.1節で述べたとおり三角波発振回路の充放電切替はコンデンサ電圧を監視するコンパレータによって制御される。このため、外部信号に同期させる場合はコンデンサの三角波電圧を同期信号に合わせて変化させ、コンパレータ CP_1 , CP_2 の出力を切り替える。この原理に基づいて二つの同期方式が考えられる。一つは三角波電圧波形にパルス電圧信号を重畳し充放電を切り替えるパルス

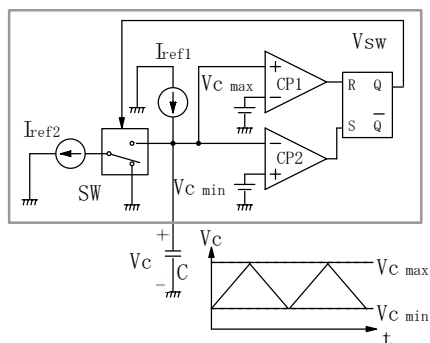


図1 三角波発振回路

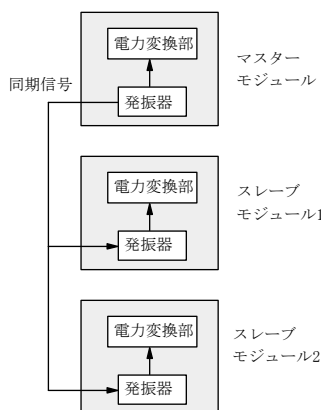


図2 マスタースレーブ方式 (3台並列システムの場合)

重畳式であり、もう一つはコンデンサを瞬時に放電させ充電に切り替えるコンデンサ放電式である。以下、それぞれの方式について詳細を述べる。

3.1 パルス重畳式

パルス重畳式同期回路の原理を図3 (a) に示す。発振回路のコンデンサ C に直列に低抵抗 r をつなぎ、外部同期信号によりパルス電流を流す。これにより抵抗 r には負の電圧パルスが発生し、波形 V_c は図3 (b) となる。この結果、同期信号が印加された瞬間 V_{cmin} を下回り、瞬時に充電モードに切り替わる。

3.1.1 同期の安定性

この方式を用いて外部同期を行った場合の Spice シミュレーション結果を図4 に示す。この結果からパルス重畳式の原理で発振回路を外部信号に同期させることが可能であることが分かる。しかし、三角波形状によっては図5のシミュレーション波形に示すように同期動作が不安定となることがある。この原因は、三角波形状によってはパルス重畳した定常動作波形が絶対安定とは言えず、ノイズ等の影響で不安定になると考えられる。

例えば図6 に示すように、外部同期によって安定した理想波形を考える。次に、これに何らかのノイズが重畳し、三角波立ち上がり電圧が ΔV_1 乱された場合を考えると次周期では ΔV_2 の影響が残る。この影響がさらに次周期では ΔV_3 となるが、これらの振幅が次第に減少するならばやがて波形は収束し安定状態となる。逆に初めの外乱をきっかけに振幅が増加するならば不安定動作となる。

すなわちパルス重畳式で安定した同期を得るためには

$$|\Delta V_1| > |\Delta V_2| > |\Delta V_3| > \dots$$

とならなければならない。これはそれぞれ隣り合う外乱の関係が線形であることを考えると

$$\left| \frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} \right| < 1 \quad (1)$$

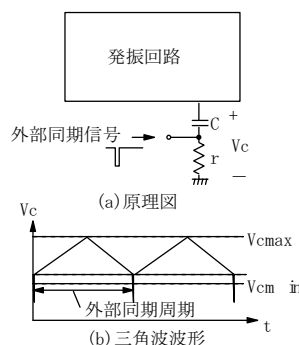


図3 パルス重畳式同期回路の動作原理

を満足することが安定条件である。従って、 ΔV_2 と ΔV_1 の関係を導出する。

まず、コンデンサ C の電荷 Q は流れ込む電流 i の時間積分であるから

$$Q = CV = \int i dt \quad (2)$$

図 1 の電流源 I_{ref1} , I_{ref2} および図 6 の T_r , T_f , T_r' , T_f' の関係より ΔT_r , ΔT_f を導出する。

まず、安定波形であるならば充電時に蓄えられる電荷と充電時間の関係から

$$C(V_{cmax} - V_t) = I_{ref1} T_r$$

$$T_r = \frac{C(V_{cmax} - V_t)}{I_{ref1}} \quad (3)$$

外乱 ΔV_1 が加わった場合も同様に

$$C\{V_{cmax} - (V_t + \Delta V_1)\} = I_{ref1} T_r'$$

$$T_r' = \frac{C\{V_{cmax} - (V_t + \Delta V_1)\}}{I_{ref1}} \quad (4)$$

(3), (4)式から

$$\Delta T_r = |T_r' - T_r| = \left| -\frac{C\Delta V_1}{I_{ref1}} \right| \quad (5)$$

次に放電時について考える。

安定波形時の電荷と充電時間の関係から

$$C(V_{cmax} - V_t) = (I_{ref2} - I_{ref1}) T_f$$

$$T_f = \frac{C(V_{cmax} - V_t)}{I_{ref2} - I_{ref1}} \quad (6)$$

外乱印加時の関係も同様に

$$C\{V_{cmax} - (V_t + \Delta V_2)\} = (I_{ref2} - I_{ref1}) T_f'$$

$$T_f' = \frac{C\{V_{cmax} - (V_t + \Delta V_2)\}}{I_{ref2} - I_{ref1}} \quad (7)$$

式(6), (7)から

$$\Delta T_f = |T_f' - T_f| = \left| -\frac{C\Delta V_2}{I_{ref2} - I_{ref1}} \right| \quad (8)$$

ここで、

$\Delta T_r = \Delta T_f$ であるから式(5), (8)より

$$\left| -\frac{C\Delta V_1}{I_{ref1}} \right| = \left| \frac{C\Delta V_2}{I_{ref2} - I_{ref1}} \right| \quad (9)$$

図 1 においてコンデンサを放電させるためには $I_{ref2} > I_{ref1}$ でなければならないことから式(9)は

$$\frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} = \frac{I_{ref2} - I_{ref1}}{I_{ref1}} \quad (10)$$

また、動作が安定となるためには式(1)を満足しなければならない。すなわち、

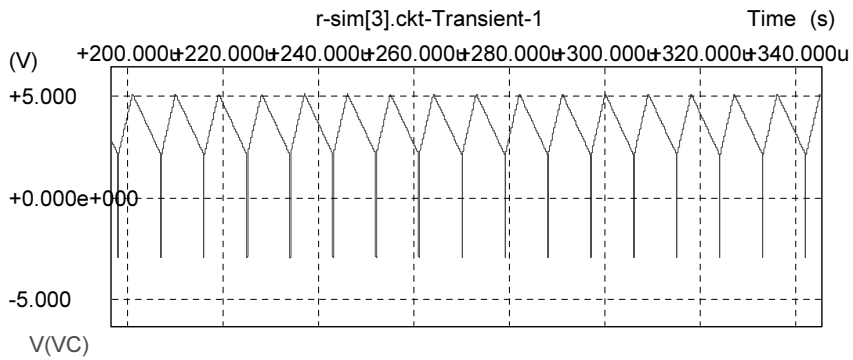


図4 パルス重畳式同期回路の三角波出力波形 (Spice シミュレーション)

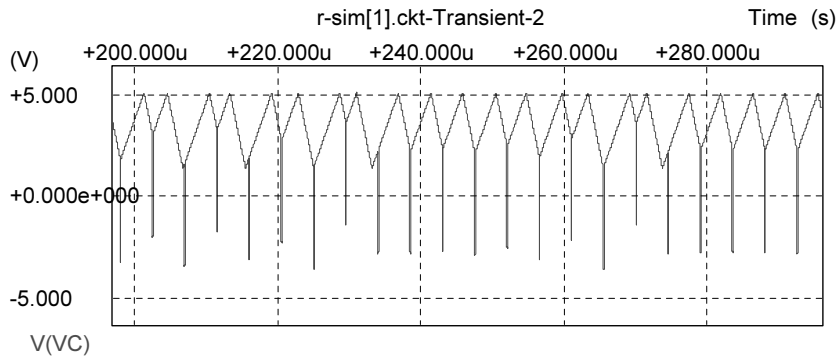


図5 パルス重畳式同期回路の不安定三角波波形 (シミュレーション)

$$\frac{I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}}}{I_{\text{ref1}}} < 1$$

$$I_{\text{ref2}} < 2I_{\text{ref1}} \quad (11)$$

したがって式(11)を満足する三角波波形が絶対安定となる。

3.1.2 重畳パルス電圧と同期周期、周波数の関係

ここでは重畳パルス振幅 V_r と同期したスレーブ発振周期 T_s および周波数 f_s の関係を図7を用いて考察する。波形が安定した状態では

$$V_{t1} = V_{t2} (= V_t)$$

となり、かつ外部同期パルスが印加された時に

$$V_t - V_r \leq V_{\text{cmin}} \quad (12)$$

の条件を満足しなければ同期しない。

以上の関係を電荷と充電時間の関係で表現する。

三角波の立ち上がりに関して

$$C(V_{\text{cmax}} - V_{t1}) = I_{\text{ref1}} T_r$$

$$V_{t1} = \frac{CV_{\text{cmax}} - I_{\text{ref1}} T_r}{C} \quad (13)$$

同様に立ち下がりに関して

$$C(V_{\text{cmax}} - V_{t2}) = (I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}}) T_f$$

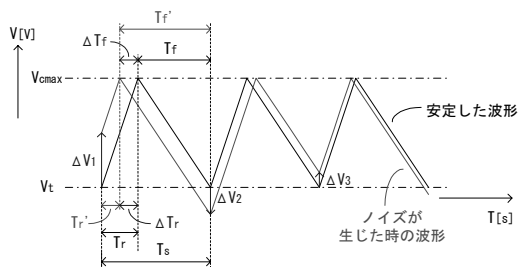


図6 三角波に外乱が重畳された場合

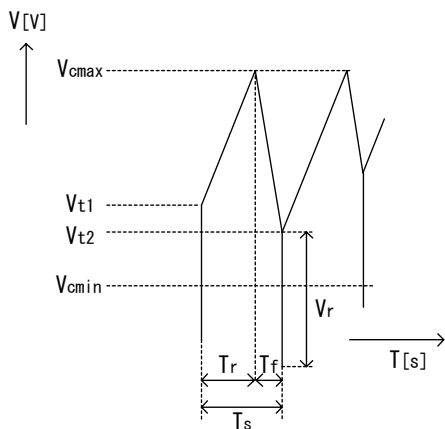


図7 パルス重畳式同期回路の三角波波形

$$V_{t2} = \frac{CV_{\text{cmax}} - (I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}}) T_f}{C} \quad (14)$$

ここで、安定した定常状態では

$V_{t1} = V_{t2}$ となることから

$$\frac{CV_{\text{cmax}} - I_{\text{ref1}} T_r}{C} = \frac{CV_{\text{cmax}} - (I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}}) T_f}{C}$$

$$\frac{T_r}{T_f} = \frac{I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}}}{I_{\text{ref1}}} \quad (15)$$

また、 $T_s = T_r + T_f$ であるから式(15)より

$$T_r = \frac{I_{\text{ref1}}}{I_{\text{ref2}}} T_s \quad (16)$$

よって

$$V_t = \frac{CV_{\text{cmax}} - \frac{I_{\text{ref1}}(I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}})}{I_{\text{ref2}}} T_s}{C} \quad (17)$$

式(12)より

$$\frac{CV_{\text{cmax}} - \frac{I_{\text{ref1}}(I_{\text{ref2}} - I_{\text{ref1}})}{I_{\text{ref2}}} T_s}{C} - V_r \leq V_{\text{cmin}}$$

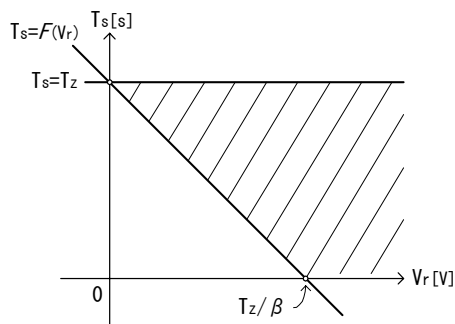


図8 $T_s - V_r$ 特性

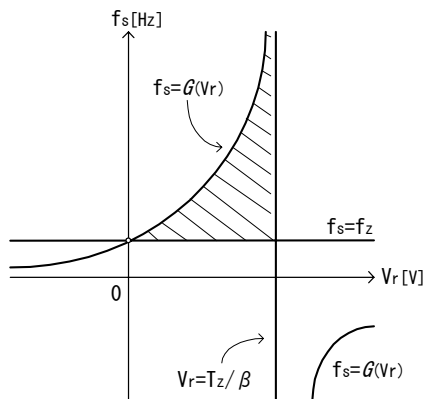


図9 $f_s - V_r$ 特性

$$T_s \geq \frac{CI_{ref2}(V_{cmax} - V_{cmin} - V_r)}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})} = F(V_r) \quad (18)$$

$$F(V_r) = \frac{CI_{ref2}(V_{cmax} - V_{cmin})}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})} - \frac{CI_{ref2}}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})} V_r = T_z - \beta V_r \quad (19)$$

ただし $T_z = \frac{CI_{ref2}(V_{cmax} - V_{cmin})}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})}$, $\beta = \frac{CI_{ref2}}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})}$ である。

以上の結果から、パルス重畳式の同期周期 T_s は以下の条件を満たす範囲となる。

$$\begin{cases} T_s \geq F(V_r) \\ T_s \leq T_z \\ T_s > 0 \\ V_r > 0 \end{cases} \quad (20)$$

図8に同期周期 T_s と重畳パルス振幅 V_r の関係(斜線)を示す。この図よりパルス振幅 V_r を増大させることによってスレーブモジュールの同期周期 T_s の範囲が拡大することが分かる。よって三角波形状による安定性に注意すれば V_r を増大させることにより任意の周期に同期させることができる。

一方、同期周波数 f_s は、

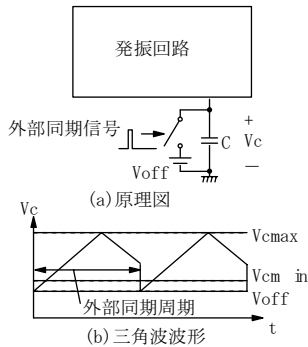


図10 コンデンサ放電式同期回路の動作原理

$$f_s \leq \frac{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})}{CI_{ref2}(V_{cmax} - V_{cmin} - V_r)} = G(V_r) \quad (21)$$

ここで、

$$G(V_r) = \frac{1}{F(V_r)} = \frac{1}{T_z - \beta V_r} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{\frac{T_z}{\beta} - V_r} \quad (22)$$

となる。したがって、同期可能な周波数範囲は以下の条件を満たす範囲となる。

$$\begin{cases} f_s \geq \frac{1}{T_z} = f_z \\ f_s \leq G(V_r) \\ f_s > 0 \\ V_r > 0 \end{cases} \quad (23)$$

以上の結果から同期周波数 f_s と重畳パルス振幅 V_r の関係が図9の斜線範囲として得られる。

ここで T_z , f_z はそれぞれ外部同期信号を加えない ($V_r = 0$) 場合のスレーブ発振回路の周期と周波数である。

3.2 コンデンサ放電方式

コンデンサ放電式同期回路を図10(a)に示す。コンデンサCには並列に放電スイッチを付加するが、外部同期信号が入力されると、放電スイッチにより瞬時にCの電荷を V_{off} まで放電し、充電モードへ切り替える。このときのスレーブモジュールの三角波波形は図10(b)となる。図11はコンデンサ放電方式をSpiceシミュレータでシミュレーションした結果である。この方式では同期信号による放電が瞬時に行われるならば、三角波の波形に依存することなく瞬時に安定して同期できる。しかし、実際には放電に時間を要するため同期パルスによる放電電圧 ΔV は制限される。

そこで、放電スイッチによる電圧降下 ΔV とスレーブモジュールの同期周期 T_s および周波数 f_s との関係を図12の波形から導く。ただし、 $V_{off} = V_{cmin}$ とする。

立ち上がり時の電荷と充電時間の関係から

$$C(V_{cmax} - V_{cmin}) = I_{ref1} T_r$$

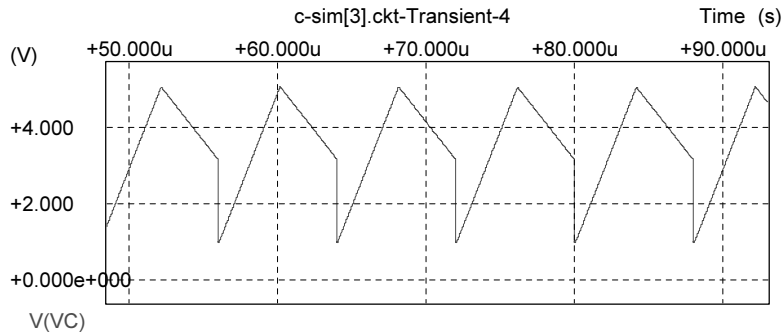


図11 コンデンサ放電式同期回路の三角波波形（Spice シミュレーション）

$$T_r = \frac{C(V_{cmax} - V_{cmin})}{I_{ref1}} \quad (24)$$

立ち下がり時間についても同様に

$$C\{V_{cmax} - (V_{cmin} + \Delta V)\} = (I_{ref2} - I_{ref1})T_f$$

$$T_f = \frac{C\{V_{cmax} - (V_{cmin} + \Delta V)\}}{I_{ref2} - I_{ref1}} \quad (25)$$

したがって、周期 T_s は

$$T_s = T_r + T_f$$

$$= \frac{C(V_{cmax} - V_{cmin})}{I_{ref1}} + \frac{C\{V_{cmax} - (V_{cmin} + \Delta V)\}}{I_{ref2} - I_{ref1}}$$

$$= \frac{C I_{ref2}(V_{cmax} - V_{cmin})}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})} - \frac{C}{I_{ref2} - I_{ref1}} \Delta V$$

$$= T_z - \alpha \Delta V \quad (26)$$

ただし $T_z = \frac{C I_{ref2}(V_{cmax} - V_{cmin})}{I_{ref1}(I_{ref2} - I_{ref1})}$, $\alpha = \frac{C}{I_{ref2} - I_{ref1}}$ である。

式26で得られた同期周期 T_s と放電電圧 ΔV の関係を図13に示す。

ここで T_z はスレープモジュールを同期させない場合の発振周期であり、放電電圧 ΔV が増加するに従って発振周期は同期して低下していることが分かる。

また、周波数 f_s については

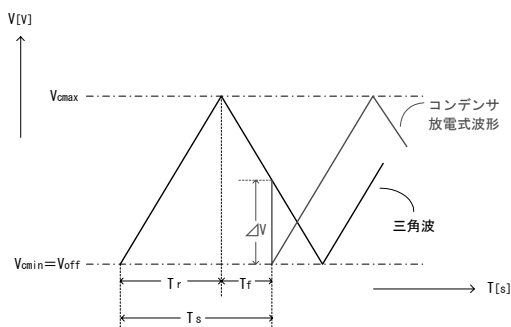


図12 コンデンサ放電式による三角波出力波形

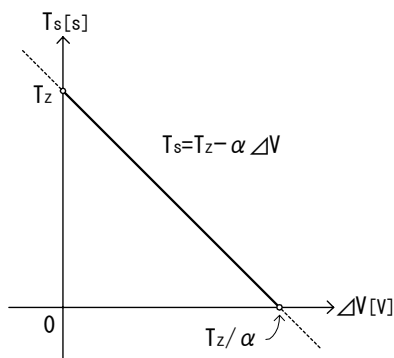


図13 $T_s - \Delta V$ 特性

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_z - \alpha \Delta V} = \frac{1}{\alpha} \frac{1}{\frac{T_z}{\alpha} - \Delta V_r} \quad (27)$$

となる。式27の関係をグラフ化したものが図14である。

4. 特性比較

以上の結果を基にパルス重畳式とコンデンサ放電式の同期特性について過渡応答と同期安定性およびその範囲について比較を行った。

4.1 同期動作が安定するまでの過渡応答期間

電源起動時もしくは並列冗長システムのモジュール台数変動時の過渡状態において同期動作が安定するまでに要する収束時間について考える。パルス重畳式では同期信号のタイミングで三角波波形を意図的に折り曲げ安定波形に近づけるため収束するまでに少なくとも数周期以上の期間が必要である。一方、コンデンサ放電式では同期信号によって強制的にコンデンサを放電させるため、放電が理想的であれば任意の三角波およびタイミングに対して一周以内で同期をとることができる。

4.2 三角波形状が及ぼす同期安定性への影響

パルス重畳式では三角波形状が式(1)を満足しなければ安定動作しないことが分かった。したがって、三角波の登りの傾きが下りの傾きよりも小さな波形では同期させることができない。また、重畳するパルス振幅 V_r の大きさによっても同期範囲が限定されるため並列電源設計時に、その範囲を考慮したパルス振幅を決定しなければならない。一方のコンデンサ放電式では原理上、三角波形状には依存せず常に安定した同期動作が可能である。ただし、三角波の一端がそぎ落とされた波形となるため三角波とPWM制御回路の誤差増幅器信号によって生成される時比率の制御ゲインが変動し、電圧制御特性に影響を及ぼす恐れがある。また、 V_{off} が V_{cmin} より小さくなるようにしなければならないため、三角波立ち上がり時点からPWMパルスを発生させる制御回路では時

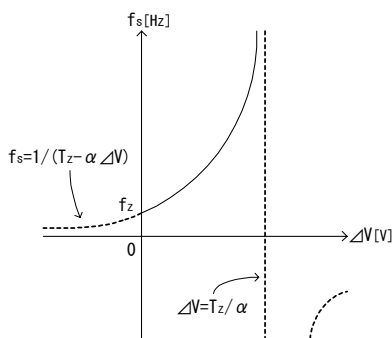


図14 $f_s - \Delta V$ 特性

比率制御不能なデッドアングルが現れ軽負荷時の制御が困難となる。ただし、この問題は V_{off} を V_{cmin} に近づけることにより解消できる。

4.3 特性比較のまとめ

以上の結果からコンデンサ放電式の方が定常状態になるまでの期間が短く、任意の三角波に同期させることができるためパルス重畳式より実用的であると言える。ただし、同期信号に伴う放電により三角波波形が崩れPWM制御回路のゲイン特性に影響を与えることとなるので注意が必要である。

5. むすび

並列電源システムに必要な位相同期回路について二方式を取り上げ、それぞれの動作原理、同期安定性および安定動作範囲について述べた。パルス重畳方式では三角波形状により不安定動作が起こることを示したが、その要因と安定条件について解析を行い明らかにした。一方のコンデンサ放電方式では放電動作が十分ならば任意の波形、周波数に同期可能で最も有効な同期手法であることが分かった。しかし、これにより三角波形状が変化しPWM制御のゲイン特性に影響を与える場合があり、電源設計時に注意を要することが分かった。

参 考 文 献

- (1) L. Thorsell, P. Lindman, "Reliability analysis of a direct parallel connected $n+1$ redundant power system based on highly reliable DC/DC modules," 10th IEEE International Telecommunications Energy Conference Record, pp.551-556, 1988.
- (2) B. Choi, B.H. Cho, R.B. Ridley, Fred F.C. Lee, "Control Strategy for multi-module parallel converter system," 21th IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.225-234, 1990.
- (3) H. Tanaka, K. Kobayashi, F. Ihara, K. Asahi, M. Motoyama, "Method for centralized voltage control and current balancing for parallel operation of power supply equipment", 10th IEEE International Telecommunications Energy Conference Record, pp. 434-440, 1988.
- (4) R. H. Wu, T. Kohama, Y. Kodera, T. Ninomiya, "Load-Current-Sharing Control for Parallel Operation of DC-to-DC Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.101-107, June 1993.
- (5) T. Ninomiya, A. Takeuchi, T. Kohama, "Beat Phenomenon, Phase-Lock, and Chaotic Oscillation in Resonant Converters", Proceedings of Chinese-Japanese Power Electronics Conference, pp.1-8, September 1992.
- (6) 小浜輝彦, 二宮 保, 庄山正仁, "並列コンバータシステムにおける新方式位相同期回路について", 電子情報通信学会論文誌 Vol. J81-B-I, No.10, pp.621-628, October 1998.
- (7) "High Speed PWM Controller UC3824", Unitrode Product & Applications Handbook, pp.6-166~6-172, 1995-1996.
- (8) "High Speed PWM Controller UC3823A, B/3825A, B", Unitrode Product & Applications Handbook, pp.6-158~6-165, 1995-1996.

