

# 自立運転単相インバータの高速サンプリングを使った キャリア同期法

学生員 岩本 拓巳 正員 渡辺 大貴 正員 中田 祐樹 上級会員 伊東 淳一  
(長岡技術科学大学)

## Carrier Synchronization Method using High-Speed Sampling for Autonomous Operated Single-Phase Inverters

Takumi Iwamoto, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Yuki Nakata, Member,  
Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a carrier-synchronized control of two inverters connected in parallel using high-speed sampling. Circulating currents due to carrier asynchrony occur in parallel-connected inverters with autonomous distributed operation. The proposed method detects the currents of the switching frequency components using high-speed sampling and performs carrier synchronization by controlling the active power of the switching frequency components to zero. Therefore, this method does not require communication. The proposed control method is demonstrated by simulation, showing that the circulating current is reduced to less than  $10^{-5}$  p.u.

キーワード：ユニバーサルスマートパワーモジュール，並列運転，循環電流，キャリア同期

**Keywords** : Universal smart power module, Parallel operation, Circulating current, Carrier synchronization

### 1. はじめに

電力変換器開発の単純化を目的に第 2 期 SIP(内閣府戦略的イノベーション創造プログラム)において USPM(Universal Smart Power Module)が提案された<sup>(1)(2)</sup>。USPM に内包される USPM コントローラには SoC-FPGA と 50MHzA/D コンバータを用いており，その高い制御性能が確認されている<sup>(3)(4)</sup>。

USPM を用いた電力変換システムのような自律分散型の電力変換器では並列接続時のキャリア非同期による循環電流が問題となるため，キャリア同期が必要である。しかし，従来のキャリア同期手法<sup>(5)</sup>ではマスターコントローラまたはもう一方の変換器との信号線が必要となる。一方で，USPM システムではマスターコントローラ-USPM 間は無線通信を想定している。また，無線通信は低速であり，信頼性が低い。そのため，USPM システムではマスターコントローラや他の USPM との通信を必要としないキャリア同期が理想である。

そこで本論文では，高速サンプリングを用いた 2 台並列接続単相インバータの通信レスキャリア同期法を提案す

る。提案制御ではキャリア周波数成分の有効電力がゼロになるようにキャリア位相を制御することでキャリアを同期する。提案法の効果をシミュレーションにより検証し，キャリア同期時の循環電流を  $10^{-5}$ p.u.以下まで低減できたので報告する。

### 2. 回路構成と循環電流発生原理

図 1 に 2 台並列接続されたインバータの回路図を示す。本回路は系統連系を想定しており， $\omega$ は系統の角周波数である。また，2 台のインバータはバイポーラ変調で動作し，それぞれが電流制御器を有する。電流指令値はマスターコントローラから送信され，同じ値で動作する。ここで，自律分散型の電力変換器ではキャリア非同期による循環電流が問題となる。本論文では，単純化のためにスイッチング周波数の基本波成分で循環電流を算出する。

図 2 にキャリアの基本波成分における等価回路を示す。 $\omega_f$ はスイッチング周波数の角周波数， $\delta$ はキャリアの位相差である。それぞれのインバータに流れる電流  $i_1, i_2$  は(1)，(2)式で表される。

$$i_1 = \frac{L_1 + L_2}{\omega_f (L_1^2 + 2L_1L_2)} V_{DC} \sin\left(\omega_f t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{L_2}{\omega_f (L_1^2 + 2L_1L_2)} V_{DC} \sin\left(\omega_f t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \dots\dots\dots (1)$$

$$i_2 = -\frac{L_2}{\omega_f (L_1^2 + 2L_1L_2)} V_{DC} \sin\left(\omega_f t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{L_1 + L_2}{\omega_f (L_1^2 + 2L_1L_2)} V_{DC} \sin\left(\omega_f t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \dots\dots\dots (2)$$

循環電流は  $i_1, i_2$  から(3)式で表される。

$$i_1 - i_2 = 2\sin\left(-\frac{\delta}{2}\right) \frac{L_1 + 2L_2}{\omega_f (L_1^2 + 2L_1L_2)} V_{DC} \sin\left(\omega_f + \frac{\delta}{2}\right) \dots\dots\dots (3)$$

(3)式より、キャリア位相差が大きいくほど循環電流の振幅が大きくなるのがわかる。

次にキャリア周波数成分の有効電力を導出する。(1)式を変形すると(4)式で表すことができる。

$$i_1 = I_1 \sin(\omega_f t - \phi) \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $i_1$  の振幅  $I_1$  は(5)式、遅れ位相角  $\phi$  は(6)式で表される。

$$I_1 = \frac{V_{DC}}{\omega_f (L_1^2 + 2L_1L_2)} \sqrt{L_1^2 + 2L_2(L_1 + L_2)(1 - \cos \delta)} \dots\dots\dots (5)$$

$$\phi = \arccos\left(\frac{-L_2 \sin \delta}{\sqrt{L_1^2 + 2L_2(L_1 + L_2)(1 - \cos \delta)}}\right) \dots\dots\dots (6)$$

ここで、キャリアの同期がとれているとき、 $\delta$  は  $0^\circ$  であり、(6)式に代入すると、電流位相差  $\phi$  は  $90^\circ$  または  $-90^\circ$  が得られる。

また、キャリア周波数成分の瞬時電力は  $I_1$  と  $\phi$  を用いて(7)式で表される。

$$P_1 = \frac{1}{2} V_{DC} I_1 \{ \cos \phi - \cos(2\omega_f t - \phi) \} \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 $\phi = 90^\circ$  または  $-90^\circ$  を代入すると有効電力(平均電力)はゼロとなる。このことから、キャリア同期時にはキャリア周波数成分の力率はゼロであり有効電力がゼロとなることがわかる。したがって、有効電力がゼロとなるようにインバータのキャリア位相角の制御を行えばキャリア位相差  $\delta$  を  $0^\circ$  にできる。

図 3 にキャリア位相差と電流位相、有効電力の関係を示す。電源  $v_1$  の位相が  $v_2$  に対して遅れるとき( $\delta > 0$ )、電源  $v_1$  の出力する有効電力は正となり、電圧  $v_1$  に対して電流は  $90^\circ$  以上の遅れ位相( $\phi > 90^\circ$ )となる。また、電源  $v_1$  の位相が  $v_2$  に対して進んでいるとき( $\delta < 0$ )、有効電力は負となり、電圧  $v_1$  に対して電流は  $90^\circ$  より進み位相( $\phi < 90^\circ$ )となる。したがって、有効電力が正のときはキャリア位相を進め、負

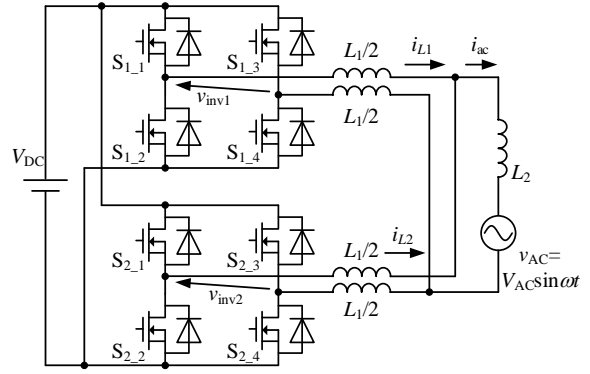


Fig. 1 Circuit configuration.

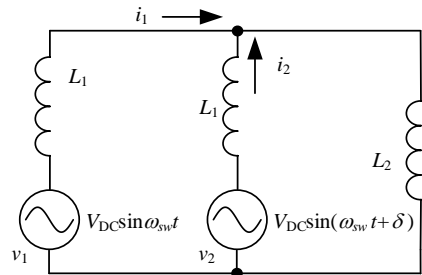


Fig. 2 Equivalent circuit of carrier frequency components.

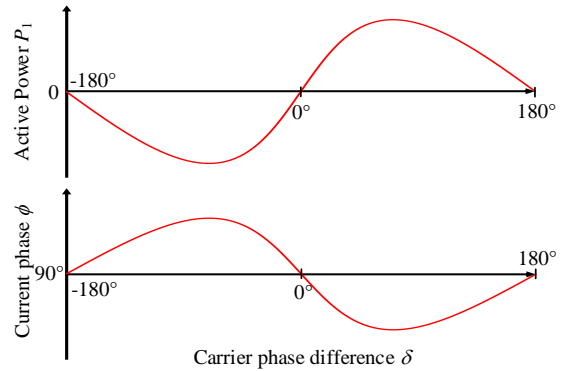


Fig.3 Carrier phase difference versus current phase and active power.

のときはキャリア位相を遅らせることでキャリア位相差をゼロにすることができる。

### 3. 通信レスキャリア同期法

図 4 に提案するキャリア同期法の制御ブロック図を示す。インダクタ電流制御部は PI 制御により、 $L_1$  に流れる電流を制御する。

提案するキャリア同期制御では、まず、インダクタ電流  $i_{L1}$  とインバータ電圧  $v_{inv1}$  から FFT により、キャリア周波数成分の振幅と位相を取得する<sup>(6)</sup>。次に、取得した  $i_1$  と  $v_{inv1}$  の振幅と位相から瞬時電力を算出し、積分する。積分された値とスイッチング周波数の積をとることで有効電力を算出する。なお、FFT と有効電力の計算周期は量子化誤差低減のためキャリアの整数倍の周期で行う。また、 $v_{inv1}$  は検出せず、 $V_{DC}$  とスイッチの状態から次の式で計算する。

$$\begin{cases} v_{inv1} = V_{DC} & (S_{1,1} = 1) \\ v_{inv1} = -V_{DC} & (S_{1,1} = 0) \end{cases} \dots\dots\dots (8)$$

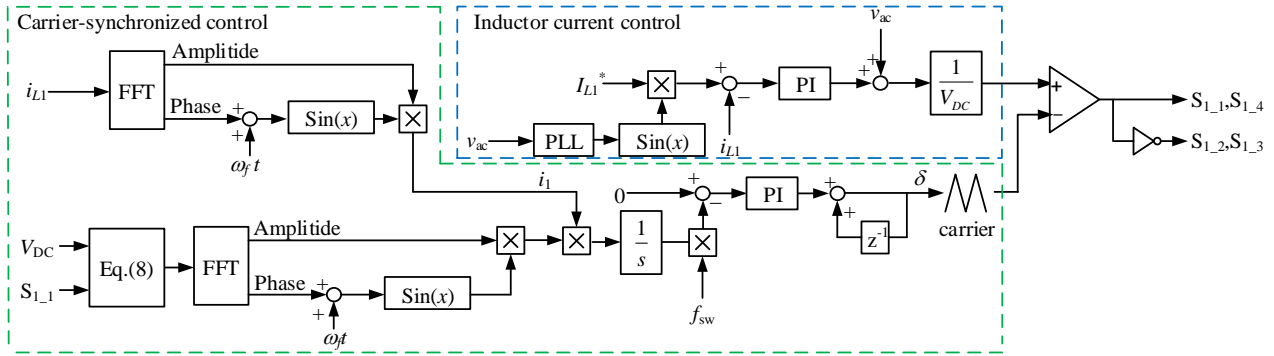


Fig.4 Proposed control.

算出した有効電力がゼロになるようにPI制御によりキャリア位相差を操作する。PI制御の制御周期は有効電力の計算周期に依存する。図3より、有効電力が正のときはキャリアを進め、負のときは遅らせる。

本制御は1台の自立運転インバータのスイッチング状態と入力電圧、出力電流の検出のみを使用するため、もう一方のインバータの情報を必要とせず、マスターコントローラや他のインバータとの通信なしにキャリア同期可能である。また、高速サンプリングではノイズが問題となるが、本制御ではインダクタ電流のスイッチング周波数成分をFFTにより得るため、ノイズの影響は小さい。

#### 4. シミュレーション結果

表1にシミュレーション条件を示す。本論文では、USPMコントローラを想定し、有効電力導出部は10MHzでサンプリングする。FFTによる有効電力算出部では、サンプリング周波数による量子化誤差低減のため、FFTはスイッチング周波数の10周期分の範囲で行う。同様に有効電力の算出もスイッチング周波数の10周期分の範囲で行う。また、電流制御部はスイッチング周期で動作する。

図5に定格動作時の系統電圧、インダクタ電流、循環電流を示す。キャリア同期前のキャリア位相差は $+30^\circ$ に設定しており、20msでキャリア同期制御をオンしている。キャリア同期前の循環電流の実効値は0.83A(0.083p.u.)、同期後の循環電流の実効値は0.58mA( $5.8 \times 10^{-5}$ p.u.)であり、キャリア同期により循環電流を抑制している。また、キャリア同期前の循環電流は系統周波数50Hzの周期で変動する成分とキャリア周波数100kHzで変動する成分を含んでいる。キャリア非同期により流れる循環電流はデューティの影響を受ける。デューティは系統電圧に合わせて変化するため、キャリア非同期を原因とした循環電流は系統周波数成分を含む。本論文ではキャリア周波数成分のみに着目したキャリア同期法を行っているが、循環電流の発生原因はキャリア非同期であるため、キャリア同期完了後には50Hz成分の循環電流についても低減できる。

図6に定格動作時のインダクタ電流のスイッチング周波数成分と有効電力、キャリア位相差を示す。シミュレーション条件は図5と同様である。キャリア同期前は有効電力が発生しているのに対し、キャリア同期制御をオンにする

Table 1 Simulation condition.

Quantity	Symbol	Value
DC voltage	$V_{DC}$	400 V
Grid voltage	$v_{ac}$	200 V <sub>rms</sub>
Grid frequency	$f$	50 Hz
Rated current of one unit	$i_{ac}$	20 A <sub>rms</sub>
Rated power of one unit	$P_1, P_2$	4 kW
Grid side inductance	$L_1$	320 $\mu$ H(%Z=1%)
Inverter side inductance	$L_2$	640 $\mu$ H(%Z=1%)
Switching frequency	$f_{sw}$	100 kHz

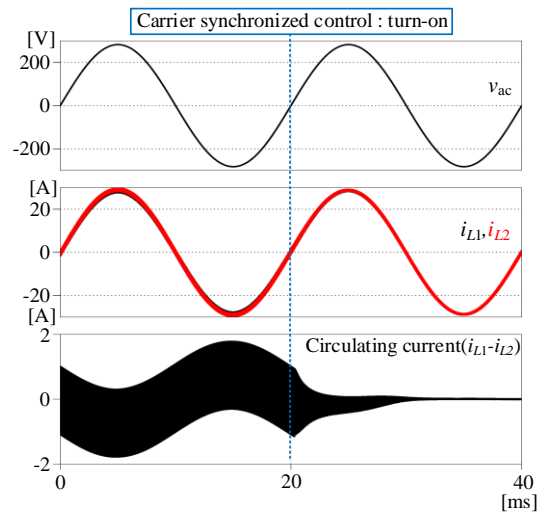


Fig.5. Output voltage and current waveforms of inverters.

ことで有効電力はほぼゼロに制御され、これによりキャリア位相差もほぼ $0^\circ$ となっている。キャリア同期後の最大位相差は $0.052^\circ$ である。また、キャリア同期前はインダクタ電流の最大振幅は $i_{1,2}$ 共に0.85A(0.060p.u.)であるのに対し、キャリア同期後のインダクタ電流の最大振幅は $i_{1,2}$ 共に0.53A(0.037p.u.)であり、電流実効値も抑制している。なお、他の電力条件においても同程度の精度で同期可能である。

図7にキャリア同期前とキャリア同期後のインバータ出力電圧とインダクタ電流を示す。キャリア同期前はインバータ出力電圧に $30^\circ$ の位相差があり、インダクタ電流が三角波ではないのに対し、キャリア同期後のインバータ出力電圧の位相差は $0.0028^\circ$ となり、波形は一致しインダクタ電

流は三角波である。

図8に初期キャリア位相差 $\delta$ を $30^\circ$ としたときのスイッチング周波数に対する循環電流を示す。また、FFT 計算周期の循環電流への影響を調べるため、FFT 計算周期をスイッチング周波数の整数倍で変更したときの結果も示す。オーバーサンプリングの効果によりサンプリング周波数が大きいほど量子化誤差が抑制され循環電流が低減している。加えて、FFT の計算周期を長くすることによっても量子化誤差を低減でき、サンプリング周波数がスイッチング周波数に対して100倍のとき、循環電流は $10^{-5}$ p.u.以下(100周期FFT時)まで低減できる。一方、FFTの周期が500倍になると循環電流が増加する。このことから、FFTの周期を大きくしすぎると、系統基本波周波数に近づき、量子化誤差抑制には逆効果になることがわかる。

また、キャリア周波数に対するサンプリング周波数の比が30の倍数のとき、より循環電流が抑制される。これはキャリアの変化タイミングがサンプリングタイミングと一致するとき発生し、FFTの計算精度が高くなるためである。本特性はシミュレーションにおいては初期キャリア位相差に依存し、サンプリング周波数が低い場合においてもキャリアの変化点とサンプリングタイミングが一致すれば循環電流を抑制可能であることを示している。

## 5. まとめ

本論文では高速サンプリングを用いた2台並列接続された自立運転単相インバータの通信レスキャリア同期法を提案した。提案制御では、高速サンプリングを用いて算出された有効電力がゼロになるようにキャリア位相を制御し、キャリアを同期する。本制御はもう一方のインバータの情報を必要としないため、他のインバータやマスターコントローラとの通信レスで行える。また、有効電力の算出にFFTを用いており、サンプリング周波数とFFTの周期を適切に設定することにより、量子化誤差の影響を抑えられ、循環電流を抑制することができることが分かった。シミュレーションにより、循環電流を $10^{-5}$ p.u.以下(10MHzサンプリング、100周期FFT時)まで低減できた。

今後は提案法の実機検証と3台以上並列接続されたときのキャリア同期法を検討する。

本研究は、内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦略的イノベーション創造プログラム(SIP)第3期「スマートエネルギーマネジメントシステムの構築」JPJ012207(管理人:JST)によって実施された。

## 文 献

- (1) 内閣府 戦略的イノベーション創造プログラム:「IoE 社会のエネルギーシステム」, SIP 第2期研究開発概要(12 課題), p. 10 (2020年)
- (2) Hiroki Watanabe, Koki Yamanokuchi, Yoshida Ikeda, Yoshikazu Takahashi and Jun-ichi Itoh: "Universal Smart Power Module (USPM) for Carbon Neutral Society", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 60, No. 2, pp. 3411-3417 (2024)
- (3) 中村一稀, 川島加也, 吉本貴太郎, 横山智紀:「SoC-FPGAによる

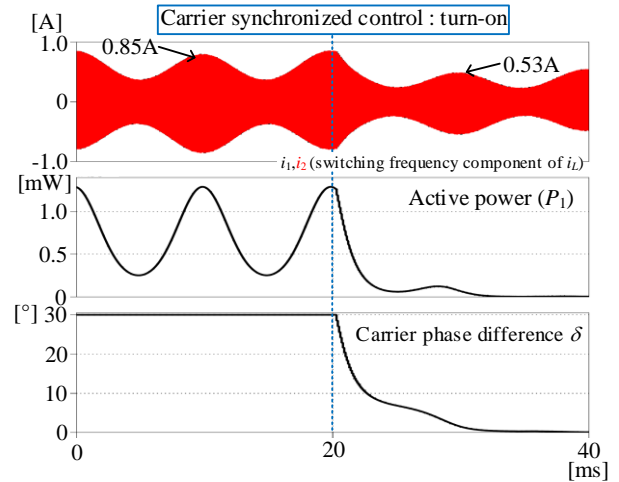


Fig. 6. Switching frequency component of inductor current and active power and carrier phase difference.

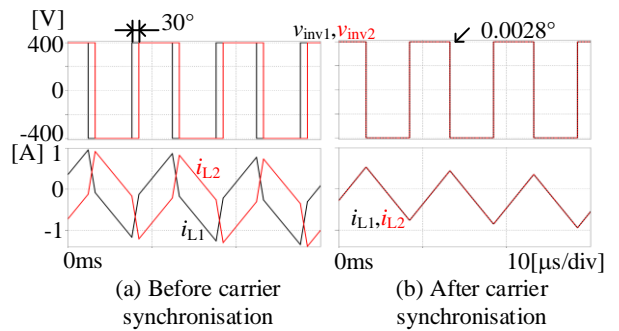


Fig. 7. Magnified waveforms of inverter voltage and inductor current before and after carrier phase synchronization.

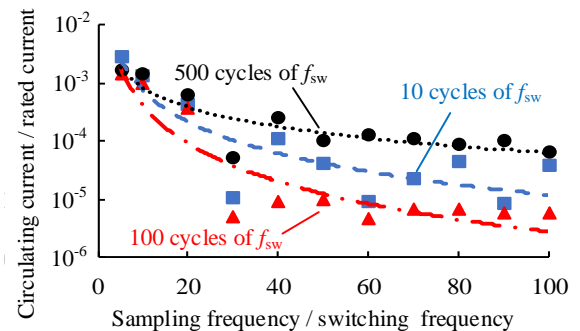


Fig. 8. Circulating currents versus sampling frequency.

- Universal Smart Power Module(USPM)コントローラを用いた三相系統連系インバータの12.5MHzマルチサンプリング外乱補償型デッドビート制御」, 電気学会産業応用部門大会, 1-46, pp.I-203-I-206 (2022)
- (4) Daisuke Hiroe, Xiaohab Zhang, Kazuki Nakamura, Kotaro Sato Ryosuke Suzuki, Kantaro Yoshimoto, Tomoki Yokoyama: "A Study of 10 MHz Multi-Sampling Deadbeat Control for PMSM Drive System using USPM controller", IEEE Journal of Industry Application, Vol. 12, No.3, pp.508-516 (2023)
- (5) Max A. Parker, Li Ran, Stephen J. Finney: "Distributed Control of a Fault-Tolerant Modular Multilevel Inverter for Direct-Drive Wind Turbine Grid Interfacing", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 2, pp. 509-522 (2013)
- (6) 鈴木貴太, 本田健斗, 廣惠大輔, 横山智紀:「USPM コントローラを用いたパワエレ装置出力波形の瞬時FFT解析手法に関する基礎検討」, 電気学会産業応用部門大会, 1-30, pp.I-163-I164 (2023)