

小型フィルタを有する単相系統連系インバータの 循環電流を抑制する並列自立運転手法の実機検証

学生員 近藤 小春* 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一(長岡技術科学大学)
非会員 岡田 亘(オムロン株式会社)

正員 馬淵 雅夫(オムロンソーシアルソリューションズ株式会社)

Circulating Current Suppression Method for Parallel Operation of Single-phase Grid-Connected Inverters in Island Mode with Small LCL Filter

Koharu Kondo, Student Member, Keisuke Kusaka, Member,
Jun-ichi Itoh, Senior-member (Nagaoka University of Technology),
Wataru Okada, Non-Member (OMRON Corp.),
Masao Mabuchi, Member (OMRON SOCIAL SOLUTIONS Co., Ltd.)

This paper proposes a circulating current suppression method for the parallel operation of single-phase grid-connected inverters with small filters in island mode. A conventional circulating current suppression method emulates a large virtual impedance to compensate for the difference in wiring impedance imbalance. However, the effectiveness of circulating current suppression reduces owing to a small filter of the inverter. The proposed method varies the virtual impedance with reactive power. The proposed method suppresses the circulating current by balancing the wiring impedance. The experimental results show that the proposed method suppresses the peak value of the circulating current by 20%.

キーワード：系統連系インバータ，並列運転，小型フィルタ，循環電流

Keywords : Grid-connected inverter, Parallel operation, Small filter, Circulating current

1. はじめに

近年，省エネルギー化の観点から太陽光発電などの再生可能エネルギーを利用した分散電源システムの研究が盛んに行われている⁽¹⁾。分散電源から交流系統へ電力を供給するためには，系統連系インバータが用いられる。系統連系インバータは災害等により系統から解列した場合を想定し，自立運転機能が要求される。このとき，同一母線に接続された複数の系統連系インバータは，他のインバータと協調して負荷に電力を供給する並列運転機能を有することが期待される。

並列運転手法として，通信を必要とする集中制御と通信を必要としない分散制御が提案されている⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。分散制御はインバータ間で通信を行わないため信頼性が高く，並列台数の変更も容易であるため汎用性が高い。分散制御の一手法として，インバータが出力する有効電力と無効電力に対して，インバータの周波数および振幅指令値をそれぞれ垂

下させるドループ制御がある⁽³⁾。ドループ制御では，各インバータと母線間の配線インピーダンスがアンバランスした場合にインバータ間に循環電流が生じる。循環電流を抑制する手法として，仮想インピーダンス制御が提案されている⁽⁴⁾。仮想インピーダンス制御では，配線インピーダンスのアンバランスに対して，十分大きな仮想インピーダンスを設けることで，循環電流を抑制することができる。

一方，系統連系インバータの小型化に向けて出力フィルタの小型化が近年検討されている⁽⁵⁾。これらのインバータでは，出力フィルタのインピーダンスが小さいため，従来の仮想インピーダンス制御では，循環電流が残存し，無効電力のアンバランスの抑制効果が低下する問題がある。

本論文では，小型フィルタを有するインバータに対して適応可能な仮想インピーダンス制御を提案する。本制御は，仮想インピーダンスを無効電力に応じて変化させることで無効電力をバランスさせ，配線インピーダンスのアンバランスを解消し，循環電流を抑制する⁽⁶⁾。本手法により従来の

仮想インピーダンス制御に対して、循環電流のピーク値を20%抑制できることを実機検証で確認したため報告する。

2. インバータの並列自立運転手法

図1にインバータ2台並列運転時の回路図を示す。本論文では、インバータ1と2の回路パラメータおよび制御構成は同一のものとし、インバータ間で通信は行わない。

〈2・1〉制御器の構成 図2に、制御器の全体構成を示す。本制御器は、ドループ制御および仮想インピーダンス制御により生成されたキャパシタ電圧指令値に基づいて電圧形インバータ(VSI)により出力電圧制御を行う。電圧制御には、オープンループ制御に外乱オブザーバを接続したセミオープンループ制御を適用する⁽⁷⁾。

VSIに対して小型フィルタを適用した場合、外乱抑圧性能が低下する。そこで、セミオープンループ制御による電圧制御では、デッドタイム誤差電圧 v_{Td} および出力電流 i_{outi} に起因するインダクタの電圧降下 $sL_i i_{outi}$ をまとめてインバータの出力電圧外乱として扱い、1つの外乱オブザーバで推定し補償する。

インバータ間の電力分担には、P- ω および Q-V ドループ制御を適用する。図2の m_i , n_i はそれぞれ P- ω ドループ、Q-V ドループのゲインである。各インバータの全パラメータが一致している場合、負荷電流が均等に分担され、有効および無効電力は各インバータで等しくなる。並列運転にセミオープンループ制御を適用した場合、電圧検出オフセットなどの影響により、各インバータの外乱オブザーバが干渉し、出力電圧および電流に直流成分が重畳する。フィルタインダクタンスが大きく、寄生抵抗が大きい場合、直流電流の抑制が可能である。しかし、小型フィルタを適用した場合、フィルタインダクタの寄生抵抗が小さくなり、直流電流を十分に抑制できない。また、各インバータと母線間の配線インピーダンスにアンバランスが生じた場合、インバータ間で循環電流が発生する。そこで、循環電流を抑制する手法として、仮想インピーダンス制御を適用する⁽⁴⁾。仮想インピーダンス制御では、配線インピーダンスと直列にインピーダンスを挿入した場合と同等の電圧降下を模擬することで、インバータ間の循環電流を抑制する。2.2節で従来の仮想インピーダンス制御と問題点について、2.3節で提案する仮想インピーダンス制御による循環電流抑制法について述べる。

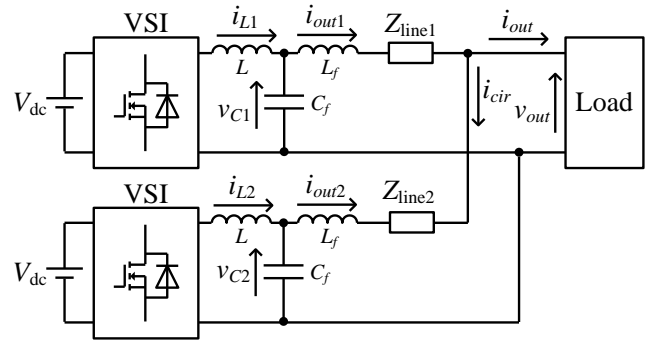


Fig. 1. Parallel operation of grid-connected inverters in island mode.

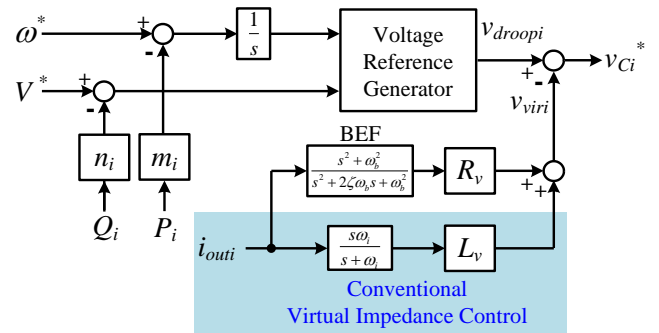


Fig. 3. Conventional virtual impedance control and droop control

〈2・2〉仮想インピーダンス制御による循環電流の抑制

図3にドループ制御と従来の仮想インピーダンス制御のブロック図を示す。仮想インピーダンスは仮想抵抗 R_v と仮想インダクタ L_v によって構成される。本制御では、ドループ制御によって生成された電圧 v_{droopi} から仮想インピーダンスに起因する電圧降下 v_{viri} を減算し、キャパシタ電圧 v_{Ci}^* とする。

配線インピーダンス Z_{linei} は誘導性であるため、循環電流を抑制するためには、インバータ出力に対して直列に仮想インダクタ L_v を設ける。このとき、配線インピーダンスのアンバランスに対して、十分大きな仮想インダクタンスを設けることで、仮想分が支配的になり、各インバータの配線インピーダンスのばらつきが相対的に減少し、循環電流が抑制される。また、インバータ間の直流電流を抑制することを目的とし、系統側インダクタ L_f と直列に仮想抵抗 R_v を設ける。このとき、バンドエリミネーションフィルタ(BEF)により、出力電流の系統周波数成分を除去することで、基本波成分の電圧降下を防止する。

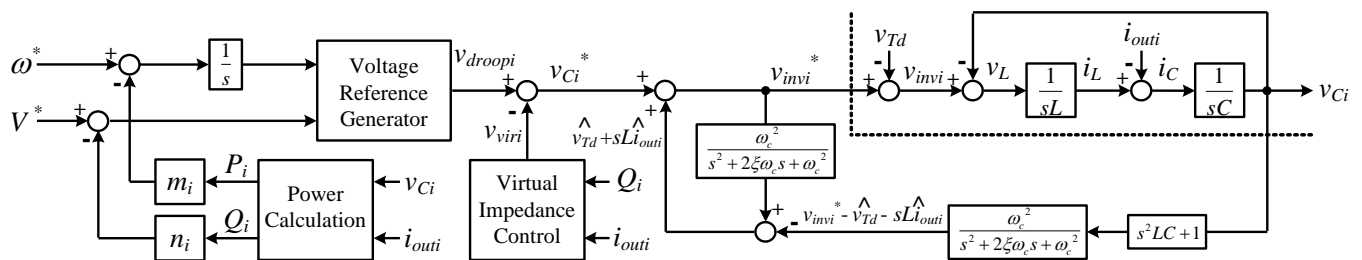


Fig. 2. Control system of parallel operation inverters

ドループ制御および仮想インピーダンス制御により、キャパシタ電圧は指令値に対して定常偏差を有する。ドループ制御と仮想インピーダンス制御によって得られるキャパシタ電圧は(1)式で表される。

$$V_{Ci}^* = \sqrt{(V^* - n_i Q_i - X_{vir} I_{outi} \sin \phi_i)^2 + (X_{vir} I_{outi} \cos \phi_i)^2} \dots\dots (1)$$

ここで、 V_{Ci}^* はキャパシタ電圧、 X_{vir} は仮想リアクタンス、 ϕ_i は出力電圧と出力電流の位相差である。(1)式が定格動作時(有効電力 2 kW, 力率 0.85)で系統連系規定 182 V を満足するように、ドループゲイン n_i および仮想インダクタ L_v を決定する必要がある。つまり、適用可能な仮想インピーダンスの値には上限がある。また、ドループゲイン m_i は定格動作時にキャパシタ電圧が 50 Hz \pm 0.5 Hz を満たすように設計する。なお、仮想抵抗による電圧降下は仮想インダクタに対して十分低いものとして無視している。

インバータ間の循環電流は無効電力の授受とみなすことができる。インバータ間の無効電力は(2)式で表される。

$$Q_1 - Q_2 = \frac{Z_{line2} - Z_{line1}}{(Z_{Lf} + Z_{line1} + n_i V_{out})(Z_{Lf} + Z_{line2} + n_i V_{out})} V_{out} (V^* - V_{out}) \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 Q_1, Q_2 は各インバータの無効電力、 Z_{Lf} は系統側のフィルタインピーダンス、 Z_{line1}, Z_{line2} は配線インピーダンス、 V_{out} は負荷電圧、 n_i はドループゲイン、 V^* はQ-Vドループの指令値である。従来の仮想インピーダンス制御では、小型フィルタがインバータに用いられた場合、フィルタインピーダンスと配線インピーダンスを合わせた合成インピーダンス $Z_{Lf} + Z_{linei}$ が小さくなることで、無効電力のアンバランスが残存し、循環電流抑制効果が低減する。

〈2・3〉 適応仮想インピーダンス制御を用いた循環電流抑制法 図4にドループ制御と、提案する適応仮想インピーダンス制御のブロック線図を示す。従来の仮想インピーダンス制御と同様に、仮想抵抗 R_v と仮想インダクタによって構成される。仮想抵抗はインバータ間の直流電流を抑制することを目的に設ける。本制御器は、仮想インダクタを無効電力に応じて変化させ、(2)式の無効電力アンバランスの差を小さくすることで、循環電流を抑制する。具体的には無効電力が小さいインバータの仮想インダクタンスを小さくし、もう一方の無効電力が大きいインバータの仮想インダクタンスを大きくすることで、無効電力をバランスさせる。

図5に無効電力とゲイン K_q の特性を示す。このとき、無効電力の 1.0p.u.は 1240 var(有効電力 2 kW, 力率 0.85)である。ゲイン K_q は $K_q = K_{qd} * Q_i$ となり、無効電力が大きい程ゲイン K_q が大きくなるように傾き K_{qd} を設けている。結果として、本論文では循環電流の抑制効果を向上させるために、無効電力の2乗に比例して仮想インダクタンス L_v を変化させる。また、本手法のドループゲイン n_i および仮想インダクタの傾き K_{qd} は、従来手法と同様に(1)式により決定する。このとき、仮想インダクタによる循環電流の抑制効果を向上させるために、ドループゲイン n_i をゼロとし、傾き K_{qd} は定格動作時(有効電力 2k W, 力率 0.85)で系統連系規定 182

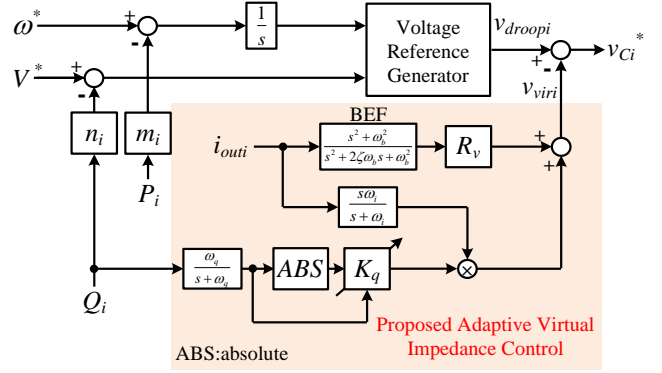


Fig. 4. Proposed virtual impedance control and droop control.

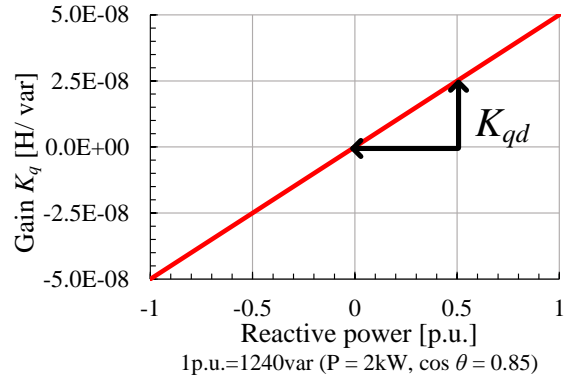


Fig. 5. Characteristics of reactive power and gain K_q .

Table1. Experimental conditions.

Circuit Parameter		
DC voltage	V_{dc}	350 V
Grid voltage	V_g	200 Vrms
Nominal power	P_i	1 kW
Grid frequency	f_g	50 Hz
Switching frequency	f_{sw}	100 kHz
Inductor (%Z=0.50%)	L	640 μ H
Filter capacitor (%Y=0.50%)	C_f	0.47 μ F
Filter inductor (%Z=0.50%)	L_f	640 μ H
Line impedance 1 (%Z=0.94%)	Z_{line1}	$j2\pi*50*1200 \mu\Omega$
Line impedance 2 (%Z=0.47)	Z_{line2}	$j2\pi*50*600 \mu\Omega$
Controller Parameter		
Damping coefficient	ζ	1.0
Cutoff frequency(DOB)	ω_c	$2\pi*2000$ rad/s
Frequency droop coefficient	m_i	$9.4e-4$ rad/s/W
Amplitude droop coefficient	n_i	$1.6e-2$ V/var
Nominal frequency	ω^*	$2\pi*50$ rad/s
Nominal amplitude	V^*	200 Vrms
Cutoff frequency (current of virtual inductor)	ω_i	$2\pi*150$ rad/s
Cutoff frequency (current of virtual resistance)	ω_b	$2\pi*50$ rad/s
Cutoff frequency (reactive power)	ω_q	$2\pi*10$ rad/s
Virtual inductor (%Z=5.5%)	L_v	7 mH
Virtual resistance	R_v	5 Ω
Droop coefficient of virtual impedance gain	K_{qd}	$5.0e-8$ H/var ²

Vを満足するように決定する。また、ドロップゲイン m_i はキャパシタ電圧が $50 \text{ Hz} \pm 0.5 \text{ Hz}$ を満たすように設計する。

3. 実機検証

本章では、従来の仮想インピーダンス制御と適応仮想インピーダンス制御の循環電流を実機検証により比較する。表 1 に実験条件を示す。配線インピーダンスの差異を模擬するために、インバータ 1 にはインバータ 2 の 2 倍のインダクタを外付けした。また、負荷は誘導性(力率 0.86)とし、インバータ 1 台の定格有効電力は 1kW(負荷電力は 2kW)とした。

図 6 に従来の仮想インピーダンス制御に仮想抵抗 R_v を設けていない場合の実験結果を示す。小型フィルタを適用することで、循環電流に直流が重畳している。これは、従来制御が電圧検出オフセットなどに起因する外乱を抑制できないことが原因である。

図 7 に従来の仮想インピーダンス制御、図 8 に提案する適応仮想インピーダンス制御の実験結果を示す。仮想抵抗を設けることで電流の直流重畳が抑制できることがわかる。また、キャパシタ電圧実効値は $202\text{V} \pm 20\text{V}$ 以内、キャパシタ電圧ひずみ率(THD)は 5%以下となり、連系点電圧 v_{out} は高調波抑制対策技術指針(JEAG 9702)を満足していると推察できる。さらに、循環電流のピーク値は、従来手法では 1.4A, 提案手法では 1.1A となり、20%低減可能であることが確認できる。

図 9 に従来手法と提案手法の有効電力および無効電力を示す。負荷の無効電力に対するアンバランスの割合は、従来手法では 2.0%(負荷の無効電力: 976 var, 差分: 20 var)であるのに対して、提案手法では 0.50%(負荷の無効電力: 993 var, 差分: 5.0 var)まで抑制できた。

4. まとめ

本論文では、小型フィルタを有する単相系統連系インバータの循環電流を抑制する並列自立運転手法を提案した。本手法では、仮想インピーダンスを各インバータの無効電力に応じて変化させ、無効電力をバランスさせることで循環電流を抑制した。本手法により、従来の仮想インピーダンス制御に対して、循環電流のピーク値を 20%抑制可能であることを実機検証で確認した。今後は非線形負荷接続時の動作について検討する。

文 献

- (1) 三谷康範・徳田憲昭・小林浩:「分散電源大量導入の今と課題への取り組み」, 電学誌, Vol. 138, No. 2, pp. 74-77 (2018)
- (2) H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su and J. M. Guerrero, "Review of Power Sharing Control Strategies for Islanding Operation of AC Microgrids", IEEE Trans. Smart Grid, vol. 7, no. 1, pp. 200-215, Jan. 2016.
- (3) M. C. Chandorkar, D. M. Divan and R. Adapa, "Control of Parallel Connected Inverters in Standalone ac Supply Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 1, pp. 136-143, Jan. 1993.
- (4) W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero and Zhao-Ming Qian, "Design

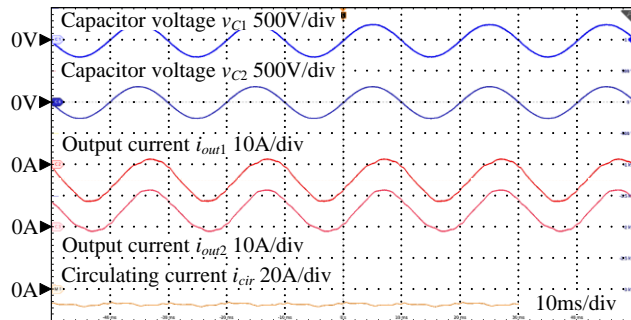


Fig. 6. Experimental result with conventional virtual impedance control without virtual resistance.

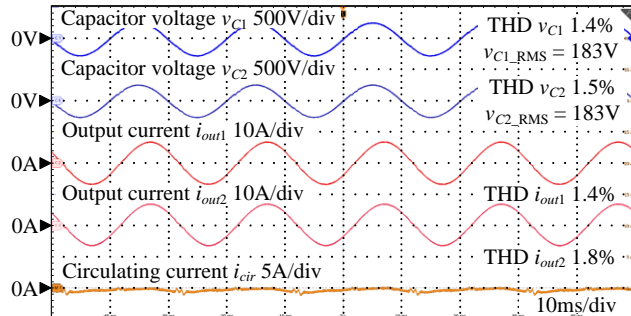


Fig. 7. Experimental result with conventional virtual impedance control with virtual resistance.

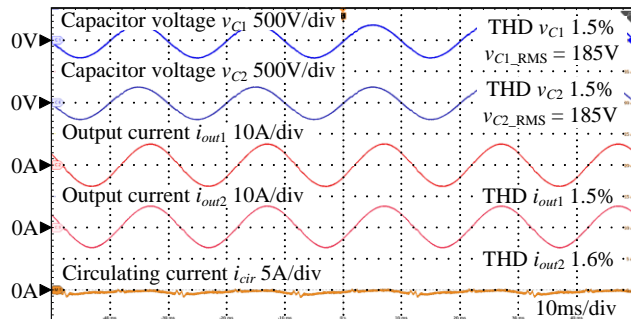


Fig. 8. Experimental result with proposed virtual impedance control with virtual resistance.

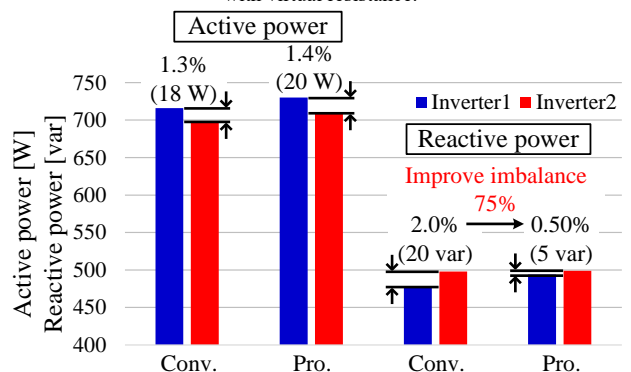


Fig. 9. Comparison of active and reactive power of inverter1 and 2.

- and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 2, pp. 576-588, Feb. 2011.
- (5) K. Park, F. D. Kieferndorf, U. Drofenik, S. Pettersson and F. Canales, "Weight Minimization of LCL Filters for High-Power Converters: Impact of PWM Method on Power Loss and Power Density", IEEE Tran. Ind. Appl., vol. 53, no. 3, pp. 2282-2296, May-June 2017
 - (6) 近藤小春, 日下佳祐, 伊東淳一, 他:「セミアオープンループ制御を用いた系統連系インバータの並列自立運転」, 半導体電力変換研究会, PE-22-047, PSE-22-067, SPC-22-095 (2022)
 - (7) 近藤小春・日下佳祐・伊東淳一:「出力電流外乱とデッドタイム誤差電圧を補償する外乱オブザーバによる系統連系インバータの出力電圧波形改善」, 令和3年電学新潟支所大, NGT-21-069 (2021)