Consideration from Viewpoint of Output Impedance Concerning Control Method for Parallel Operation of CVCF Inverters

Youichi Ito Member (MYWAY Labs.)

Hirofumi Akagi Member (Tokyo Institute of Technology)

Zhongqing Yang Member (MYWAY Labs.)

Keywords: CVCF, parallel operation, output impedance, redundant operation

This paper describes the study results of the inverters running in parallel. It is a problem how to suppress the circulating current which flows among the inverters. In the consideration of the control algorithm, it is important to reveal the output impedance characteristics of the inverters. The impedance rules the circulating current.

First, Simulations demonstrate that the output impedance depends on the control scheme of the output voltage and characteristics of the circulating current differ. The output impedance was calculated in cases on a single-phase CVCF inverter. The impedance is calculated by the disturbance transfer function when the output current is assumed as the disturbance. The validity of these calculation results was confirmed by using the simulations.

Next, as examples, two control schemes and their experimental results are demonstrated. The two schemes are: “PQ droop method” based control and “common current distribution method” based control. In the former case, since the output impedance is resistive, the phase of the output voltage is adjusted by using the reactive component of the circulating current.

Figure 1 shows the latter control system. The inverters have an instantaneous output voltage feedback system with minor current loop. The load current i_L is detected by a common current sensor and distributed to the inverters. In the case of the inverter standalone operation, the inverter output current i_{out} is fed back, and in case of the inverter parallel-operation, the load current i_L/n is fed back instead of i_{out} .

Table 1 indicates the calculation results of the output impedance on the Fig. 1. When i_{out} is not fed back ($SW1 = 0$), the output impedance becomes resistance. When i_{out} is fed back ($SW1 = 1$), the value of the impedance becomes 1/10 of the value of the impedance when $SW1 = 0$. This characteristic can bring the following matters for the inverters working in parallel. Because the load current is fed back ($SW1 = 0$), in the inverters running in parallel, the output impedance to the load is same as that of the stand-alone inverter. Consequently, the inverters can offer the same output-voltage performance as that of the stand-alone inverter. When the inverter output current is not fed back ($SW1 = 1$), the output impedance between inverters is ten times the output impedance to the load, and then the circulating current hardly flows between inverters.

Figure 2 indicates the output voltage waveforms when two 100kVA inverters are connected in parallel. 1.4% of the total harmonic distortion of the waveforms is obtained at 100% capacitive rectifier load. In this case, each inverter shares the load within 5% of error.

Fig. 1. Parallel operation controller for inverter with instantaneous output voltage control

Table 1. Z_{out} calculation results with Fig. 1 controller

Operation State	Conditions	Output impedance		
		Item	Gain	Phase
Stand alone	With feedback of i_{out} ($SW1=1$)	Z_{out}	0.025Ω (6.3%)	90°
Parallel	Without feedback of i_{out} ($SW1=0$)	Z_{outs}	0.25Ω (63%)	180°
	With feedback of i_{La} ($SW1=0$)	Z_{outa}	0.025Ω (6.3%)	90°

Fig. 2. Output Voltage and Output Current Waveforms at 200 kVA rectifier load

出力インピーダンスに着目したCVCFインバータ並列制御の考察

正員 伊東 洋一* 正員 赤木 泰文**

正員 楊 仲慶*

Consideration from Viewpoint of Output Impedance Concerning Control Method for Parallel Operation of CVCF Inverters

Youichi Ito*, Member, Hirofumi Akagi**, Member, Zhongqing Yang*, Member

This paper describes the study results of the inverters running in parallel. In the consideration of the operation algorithm, it is important to reveal output impedance characteristics of the inverters. First, simulation results demonstrate that the output impedance depends on the control scheme of the output voltage and characteristics of the circulating current that flows through the inverter differs. Next, as examples, two control schemes and their experimental results are demonstrated. The two schemes are: “PQ droop method” based control and “common current distribution method” based control. In the both case, since the output impedance is resistive, the phase of the output voltage is adjusted by using the reactive component of the circulating current. The amplitude of the output voltage is not manipulated. In the latter control system, quantity of the output-current feedback changes with the output impedance. This characteristic clarifies that the output impedance among the inverters becomes higher and the output impedance of the loads gets smaller. Moreover, suppression of the circulating current and excellent output voltage characteristics can be maintained.

キーワード：CVCF, 並列運転, 出力インピーダンス, 冗長運転

Keywords: CVCF, parallel operation, output impedance, redundant operation

1. はじめに

近年, IT 社会のますますの高度化に伴い, それらに電力を供給する電源システムに対して, 高品質, 高信頼性, システムの拡張性, 省エネルギーが要求される。高品質化を実現するためにバッテリーと CVCF インバータを組み合わせた無停電電源システムが使われる。さらに高信頼性を得るためには, インバータ等の変換器を並列冗長運転させる。また容量の拡張性や MTTR の短縮, メンテナンスの容易性から, $N+1$ 台のシステム構成とすることが一般的である⁽¹⁾。さらに省エネルギー化を推進するために新電力供給システムとして分散型電源と組み合わせて「FRIENDS」, 「DC マイクログリッド」, 「直流多端子網」等が提唱され実用化研究が行われている。これらのシステムにおいても, CVCF インバータの役割は重要であり, $N+1$ 台のインバータ並列

運転の技術が必要となる⁽²⁾。

現在までの主な CVCF インバータの並列運転方式は文献(3)~(6)で報告されている。これらを大別すると, 1) 出力の無効電力, 有効電力により電圧, 周波数に垂下特性を持たせて制御するもの(以下 PQ 垂下方式), 2) 共通負荷電流を各インバータに分配して循環電流を抑制するように電圧, 周波数を制御するもの(以下, 共通電流分配方式), 3) インバータをマスターとスレーブにわけけるものがある。1) は並列制御のための信号を各インバータに分配する必要がないのでその分だけ信頼性を高くできる。しかし, 出力電圧, 周波数に垂下特性をもっており, 出力特性は悪化する。また故障検出も難しい。2) 3) は, 共通の信号線を各インバータが必要とするため, その部分により信頼性は低下するが, 瞬時の制御が可能であり, 良好な出力電圧特性が得られる。さらに 3) においては, マスターが故障したとき, スレーブがマスターに切り替わる部分で信頼性が決まる。

いずれの方式にせよインバータの並列制御を考える場合, インバータ間において出力電圧の振幅差, 位相差により発生する循環電流を抑制制御することが課題である。この循環電流の特性は出力インピーダンス Z_{out} により決まる。現在までの発表文献では, この Z_{out} について議論されていないようである。単にリアクトルを仮定し, その値もあいま

* マイウェイ技研

〒222-0033 横浜市港北区新横浜 1-14-15

Myway Labs. Co. Ltd.

1-14-15, Shin-Yokohama, Kouhoku-ku, Yokohama 222-0033

** 東京工業大学 大学院理工学研究科 電気電子工学専攻

〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1

Tokyo Institute of Technology

2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

いなものが多い。 Z_{out} が大きければ、並列時の循環電流制御に高速性は要求されないが、負荷に対する出力電圧特性が悪化する。したがって、 Z_{out} を明確に定義し、制御系を構築しなければ応用範囲が限定される。

本論文では、はじめにインバータの主回路定数、制御方式により Z_{out} と循環電流特性が決まることを示し、シミュレーションにより確認する。 L - C フィルタを備える 1kVA 単相インバータにおいて、負荷電流は外乱成分としてモデル化する。このモデルでは、 Z_{out} は外乱伝達関数となる。次に、事例として PQ 垂下方式と共通電流分配方式について Z_{out} を考察し、並列制御系を構築する。PQ 垂下方式ではインバータの出力電圧の平均値を制御する系についての結果について示す。共通電流分配方式の結果では、文献(7)に示した方式の電圧制御系を基に並列制御系を構成する。そして、実験結果によりその妥当性を示す。

2. 電圧制御系とインバータ間循環電流の特性

本章では、インバータの制御方式により Z_{out} と循環電流特性が決まることを示し、シミュレーションにより確認する。

〈2・1〉 主回路モデルと出力インピーダンス 図 1(a) に本章で検討するインバータの主回路と制御回路を示す。主回路容量は 1kVA, 100V, リアクトル $L = 1\text{mH}$ (3.1%), コンデンサ $C = 10\mu\text{F}$ (カットオフ周波数 1.6kHz) とした。出力電圧制御系と Z_{out} の関係について次の 3 通りを検討する。

Case1: 電圧制御なし ($SW = 0$), デッドタイム $T_d = 0\mu\text{s}$

Case2: 電圧制御なし ($SW = 0$), デッドタイム $T_d = 3\mu\text{s}$

Case3: 電圧制御あり ($SW = 1$), デッドタイム $T_d = 3\mu\text{s}$

図 1(a) の主回路および制御回路は同図 (b) のようなブロック線図で示すことができる。ここで、抵抗 r_d はデッドタイムによる電圧降下分を模擬したものである。ブロック線図において、出力電圧 V_{out} は

$$V_{out} = G_r(s)V_{ref} + G_d(s)I_{out} \cdots \cdots (1)$$

ただし、 $G_r(s)$: 指令値伝達関数、 $G_d(s)$: 外乱伝達関数で示される。右辺、第 2 項が、出力電流 I_{out} に対する出力電圧 V_{out} の変動分 ΔV_{out} なる。出力インピーダンスは $Z_{out} = \Delta V_{out}/I_{out}$ の関係がある。よって、基本波周波数を ω (rad/sec) とすれば、 $Z_{out} = G_d(s)|_{s=j\omega}$ であり、 Z_{out} の特性は外乱伝達関数 $G_d(s)$ により決まる。主回路 L - C フィルタの値、制御系の構成、ゲインの設定により $G_d(s)$ の特性は変化する。

各 Case についての $G_d(s)$ はブロック図の変形により導出 (付録参照) でき、 $Z_{out} = G_d(s)|_{s=j\omega}$ 下記の通りとなる。

$$\text{Case1: } Z_{out} = j\omega L \quad (\text{誘導性}) \cdots \cdots (2)$$

$$\text{Case2: } Z_{out} = r_d + j\omega L, \quad r_d \gg \omega L \quad (\text{抵抗性}) \cdots \cdots (3)$$

$$\text{Case3: } Z_{out} = \{L\omega^2 + j(r_d + E_d)\omega\}/(K_i E_d) \quad (\text{誘導性})$$

$$L\omega^2 \ll (r_d + E_d)\omega \cdots \cdots (4)$$

図 1 出力インピーダンス検討回路

Fig. 1. Output impedance consideration circuit.

図 2 インバータ並列時の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of inverter in parallel.

〈2・2〉 出力インピーダンスと循環電流の関係 図 2 に 2 台のインバータ INV1, INV2 が並列しているときの単相等価回路を示す。インバータは電圧源に直列に Z_{out1} , Z_{out2} を接続した回路で示される。インバータ間の電圧差、位相差により流れる電流を循環電流 i_{cir} とする。負荷インピーダンス Z_{load} は i_{cir} の計算に関係しないので簡略化のため省略する。この回路において、 i_{cir} は、フェザーベクトルを用いて次ように計算される。

$$i_{cir} = (\dot{V}_{out1} - \dot{V}_{out2}) / (Z_{out1} + Z_{out2}) \cdots \cdots (5)$$

ただし、 i_{cir} : i_{cir} のフェザーベクトル

$\dot{V}_{out1} = V_{m1} \angle 0$: INV1 の出力電圧ベクトル

$\dot{V}_{out2} = V_{m2} \angle \phi$: INV2 の出力電圧ベクトル

インバータ電圧の振幅に差がある場合 (位相差 $\phi = 0^\circ$) は、次のようになる。

$$i_{cir} = (V_{m1} - V_{m2}) / (2Z_{out}) \cdots \cdots (6)$$

(a) Frequency characteristics of $G_d(s) = V_{out}/I_{out}$

(b) Circulating current when voltage difference is 20 V

(c) Circulating current when ϕ is 5°

No feedback control, Dead time = $0 \mu\text{sec}$

図 3 シミュレーション結果：Case1
Fig. 3. Simulation result: case1.

(a) Frequency characteristics of $G_d(s) = V_{out}/I_{out}$

(b) Circulating current when voltage difference is 20 V

(c) Circulating current when ϕ is 5°

No feedback control, Dead time = $3 \mu\text{sec}$

図 4 シミュレーション結果：Case2
Fig. 4. Simulation result: case2.

(a) Frequency characteristics of $G_d(s) = V_{out}/I_{out}$

(b) Circulating current when voltage difference is 3 V

(c) Circulating current when ϕ is 3°

Feedback control, Dead time = $3 \mu\text{sec}$

図 5 シミュレーション結果：Case3
Fig. 5. Simulation result: Case3.

ただし $Z_{out} = Z_{out1} = Z_{out2}$ とする。

一方、インバータの電圧振幅が同じで位相が異なる場合は、以下ようになる。

$$I_{cir} = jV_m \sin \phi / (2Z_{out}) \dots \dots \dots (7)$$

〈2・3〉 出力電圧制御系と循環電流特性 (6), (7) 式と (2)~(4) 式の Z_{out} から、表 1 に制御系に対する循環電流の特性を示す。この結果をシミュレーションにより確認する。シミュレーション・ツールには PSIM (Power Sim 社) を用いた。外乱伝達特性 (I_{out} に対する V_{out} の周波数特性) は、PSIM の「AC SWEEP 機能[†]」を利用する。さらに、図 1(a) の回路を 2 並列にして、指令値 v_{ref} または m_{ref} に電圧差または位相差が存在する場合の波形を計算する (無負荷状態)。デッドタイムにより発生する抵抗分 r_d は事例 1 の実験より 1.5Ω とした (次章で測定および計算値を示す)。

[†] 本機能の概要を以下に説明する。時間領域において、対象回路の指定した節または枝に正弦波信号を入力し、指定した節または枝の出力信号波形を観測する。定常状態になったことを判断し、入出力信号の振幅差、位相差を計測する。入力信号の周波数を決められた範囲、ステップで変化させて、繰り返し入出力信号の振幅差、位相差を計測する。そして、周波数に対する振幅差、位相差の曲線を描き、周波数特性を求める。MATLAB/Simulink (MathWorks 社) にあるような、方程式を線形化し周波数領域で周波数特性を求めるものではない。

表 1 出力インピーダンスと循環電流の性質

Table 1. Characteristics of output impedance and circulating current.

	Zout の特性	循環電流の性質	
		出力電圧の振幅差	出力電圧の位相差
Case1	誘導性	無効電流	有効電流
Case2	抵抗性	有効電流	無効電流
Case3	誘導性	無効電流	有効電流

図 3~図 5 に各 Case におけるシミュレーション結果を示す。図中 (a) に周波数特性, (b), (c) に並列運転時の循環電流波形を示す。

図 3(a) Case1 において、50 Hz の点の位相は入力に対して 90° である。同図 (b), (c) より、並列運転時、電圧差がある場合は無効電流、位相差がある場合は有効電流が流れている。これらより、 Z_{out} は誘導性であることが確認できる。

図 4(a) Case2 において、デッドタイム T_d の影響で、図 3(a) に対して周波数特性が変化し、50 Hz の点において、位相差は約 180° である。 T_d は Z_{out} に大きく影響する。同図 (b), (c) より循環電流は T_{dn} の影響により、ひずんでいるが電圧差がある場合は有効電流、位相差がある場合は無効電流となっていることがわかる。以上、 Z_{out} が抵抗性であること

が確認できる。

図 5(a) Case3 において、瞬時電圧フィードバック制御を行った場合、周波数特性における 50 Hz 点の位相は 110° である。同図 (b), (c) より、循環電流は、電圧差がある場合は無効電流、位相差がある場合、有効電流がとなっている。よって Z_{out} は誘導性であることが確認できる。

以上、インバータ制御系の外乱伝達関数から Z_{out} の特性を求め、シミュレーションによりその妥当性を確認した。デッドタイムや制御系の構成で Z_{out} の特性が変化する。したがって、単機のインバータ電圧制御系の設計方針と特性を明確にたうえで、PQ 垂下方式や共通電流分配方式等、並列制御方式を開発しなければならない。

3. 事例 1：出力電圧平均値フィードバック系を備えるインバータの並列制御

〈3・1〉 制御系と出力インピーダンスの考察 出力電圧の平均値に指令値を追従するような出力電圧フィードバック系を備えるインバータの並列運転を、PQ 垂下方式を用いて実現する。図 6 に主回路構成と制御回路構成を示す。同図 (a) において、 L - C の値は図 1 と同じである。各インバータ間の信号の授受はなく、各インバータは自身のインバータ電流と出力電圧のみを検出する。同図 (b) において、PWM キャリアは 20 kHz で、操作量 m_{ref} との比較でインバータ駆動の PWM を発生させている。 m_{ref} は、正弦波発振器からの $\sin \omega t$ に平均値電圧制御系から出力される V_{m_ref} を乗算した信号である。出力電圧の平均値 V_{out_ave} は、検出した出力電圧を絶対値変換し、カットオフ周波数 1.6 Hz の低域通過フィルタ (LPF) で平滑化したものである。平均値電圧制御系において、PI 補償器は、 V_{out_ave} と指令値 V_{out}^* の誤差が零となるような V_{m_ref} を出力する。

このような平均値電圧制御系を備えるインバータでは Z_{out} は上記 Case2 と同じ抵抗性となる。理由として、平均値制御系の固有周波数は 1 Hz 以下であり、 Z_{out} は基本波周波数 $\omega = 2\pi 50 \text{ Hz}$ の特性である。両者の周波数は 10 倍以上離れているため、平均値制御系は Z_{out} に影響を与えないからである。実験により、このインバータの出力インピーダンス特性を確認した。二台のインバータにおいて、故意に -8.3° の位相差を与える。そのときの出力電圧と循環電流の観測波形を図 7 に示す。上記で述べたとおり、位相差で無効電流が流れることが確認できた。さらに、デッドタイムにより発生する等価抵抗 r_d を次のように測定した。平均値制御がない状態で運転し、無負荷時と定格抵抗負荷時 (10 A) の出力電圧を測定した。その結果から出力電圧変動分 ΔV_{out} は 18 V であった。これより、 $Z_{out} = 18 \text{ V} / 10 \text{ A} = 1.8 \Omega$ となる。さらに、(3) 式よりリアクトル分を除き、 $r_d = 1.5 \Omega$ となった。

〈3・2〉 並列制御系の構成 以上の Z_{out} 特性から並列運転のため P-Q 方式に基づく制御系を構成すると、図 6(b) に示す循環電流制御器 (破線で囲まれる部分) となる。インバータ間に周波数や位相差があると無効電流が流れるの

(a) Main circuit configuration

(b) Inverter Controller

図 6 出力電圧平均値制御系を持つインバータ
Fig. 6. Inverter with average output voltage controller.

図 7 No.1 インバータ出力電流 (位相差 -8.3°)
Fig. 7. Inverter 1 output current at phase difference of 8.3 degree.

で、インバータ電流の無効分により出力周波数を垂下させる。無効分の検出は、次のようにした。内部にある出力電圧指令と 90° 位相が異なる $\cos \omega t$ 信号と乗算する。この信号の絶対値を取り、フィルタを通すことでインバータ電流の無効分を求めている。そして、その無効分にゲイン K_r を乗算して周波数垂下量 Δf としている。定格無効電力を出力時に出力周波数が 0.1% (50 Hz 時、0.05 Hz) 変化するよ

うにゲイン K_r を決めた。

さらに、P-Q方式に従えば、インバータ電流の有効分により出力電圧を垂下させなければならないが、次のことから図6(b)の循環電流制御器は、この機能を有していない。各インバータにおいて、単機での定格運転時の出力電圧値が $100\text{V} \pm 1\text{V}$ 以内になるように出力電圧センサのレンジ、オフセットを調整する。デジタル制御をしているため特性の経年変化や温度等による変化が少なく、この調整は一度だけ行えばよい。この調整により出力電圧差は、最大 2V となる。循環電流の最大は $Z_{\text{out}} = 1.8\Omega$ より $2\text{V}/(1.8\Omega \times 2\text{台}) = 0.55\text{A}$ である。この値は定格電流 10A (100V , 1kVA) の 5.5% であり、実用上問題ない範囲である。したがって、循環電流制御器には特に出力電圧の垂下機能は備えていない。

〈3・3〉 実験結果 図8に図6(a)の接続で2台のインバータを並列運転させたときの実験結果を示す。同図(a)は、インバータ INV2, 1台で 1kW 負荷に電力を供給中、INV1を並列投入したときの波形である。同図(b)は、INV1, INV2で 1kW 負荷に電力を供給中、INV1を解列した時の波形を示す。INV1の投入解列時、INV2に過大な電流が流れていない。つまり、循環電流がながれないことがわかる。さらに、並列運転中の負荷電流分担の差は 5% 以内で、ほぼ均等に分担していた。すなわち、定常時において循環電流は 5% 以内である。以上、上記で構成した循環電流制御器の有効性が確認できた。

(a) No.1 Inverter connected to No.2

(b) No.1 Inverter disconnected from No.2

図8 出力電圧平均値制御系をもつインバータの並列運転実験結果

Fig. 8. Experimental results for parallel operation of inverters with average output voltage controller.

4. 事例2：瞬時出力電圧フィードバック系を備えるインバータの並列制御

〈4・1〉 制御系と出力インピーダンスの考察 図9(a)に瞬時出力電圧フィードバック系を備える三相インバータの並列システムを示す。装置容量は単機 100kVA (線間電圧 200V) である。それぞれのインバータの制御器は、出力電圧 v_{out} 、インバータ電流 i_{inv} のほかに、インバータ出力電流 i_{out} または平均負荷電流 i_{La} をフィードバックする。並列制御法は、共通電流分配方式を用いる。この共通負荷電流 i_{L} のセンサは並列運転のために増える要素である。1台単独運転の場合、SW1は1、並列運転の場合は0になる。SW1 = 1の場合、制御器はインバータの出力電流 i_{out} をフィードバックするが、SW1 = 0の場合、共通負荷電流を並列台数 n で除算した平均負荷電流 $i_{\text{La}} = i_{\text{L}}/n$ をフィードバックする。

図9(b)は一相分の出力電圧制御系のブロック図を示す。単機運転時の出力電圧制御器には文献(7)を採用している。メジャ・ループとして出力電圧フィードバック系があり、マ

(a) System configuration

(b) Inverter controller block diagram

図9 瞬時出力電圧制御系を持つインバータ並列制御

Fig. 9. Parallel operation controller for inverter with instantaneous output voltage control.

図 10 図 9 の主回路を含む制御系ブロック図

Fig. 10. Control block diagram of Fig. 9 containing main circuit.

表 2 制御器図 9(b) を用いた場合の Z_{out} 計算結果Table 2. Z_{out} calculation results with Fig. 9(b) controller.

運転状態	条件	出力インピーダンス		
		記号	ゲイン	位相
単機	インバータ出力電流 i_{out} フィードバックあり	Z_{out}	0.025 Ω (6.3%)	90°
並列	インバータ出力電流 フィードバックなし	Z_{outs}	0.25 Ω (63%)	180°
	負荷平均電流 i_{La} フィードバックあり	Z_{outa}	0.025 Ω (6.3%)	90°

()内の値は%インピーダンスを示す。

イナ・ループとして L - C フィルタのコンデンサ電流 (i_{inv} - i_{out}) フィードバック系がある。並列運転のために追加した機能は循環電流制御器と電流検出切り替えのスイッチ SW1 である。循環電流制御器の構成 (図中、破線で囲まれる部分) については、次節以降で、出力インピーダンス特性を明らかにした後、説明をする。

第 2 章において電圧フィードバック制御がある場合、Case3 として Z_{out} の特性を示したが、電圧制御器の構成が異なるため、新たに、外乱伝達関数を求め Z_{out} の性質を調べる必要がある。図 1(b) において制御器を図 9(b) に示す電圧制御器に置き換えたブロック線図を図 10 に示す。制御器の構成が PI 補償器に比べ複雑であることと、制御器は離散化領域 (z 領域)、主回路は連続領域 (s 領域) であることから、ブロック図の変形により外乱伝達関数を求めることは難しい。そこで、制御解析ソフトウェア Matlab/simulink (Mathwork 社) を用いて 50 Hz 時の外乱伝達特性、すなわち出力インピーダンスを計算した。その結果を表 2 に示す。図 9(b) に示す電圧制御器では、 i_{out} のフィードバックの有無により出力インピーダンスが変化することがわかる。並列運転時、 i_{out} をフィードバックする代わりに i_{La} をフィードバックする。負荷から見た出力インピーダンス Z_{outa} と並列する相手側インバータから見た出力インピーダンス Z_{outs} の 2 つが存在する。これらは、大きさが 10 倍、位相が 90° 異なる。

これら Z_{outa} , Z_{outs} を用いて並列運転時の単相等価回路を描くと図 11 のようになる。インバータ間の循環電流 i_{cir} は Z_{outs} に依存し、インバータの出力性能は Z_{outa} により規定される。

〈4・2〉 並列制御系の構成 図 9(b) に示す循環電流制御器 (破線で囲まれる部分) は、 Z_{outs} , Z_{outa} の特性に従い

図 11 図 9 の等価回路

Fig. 11. Equivalent circuit of Fig. 9.

構成されている。 Z_{outs} が抵抗性であるため、インバータの出力電圧に位相差がある場合、循環電流は無効分が流れる。そこで、循環電流を出力電流と負荷平均電流の差、すなわち $i_{out} - i_{La}$ を求め、その無効分 p_r を下記式で計算している。

$$p_r = (v_{outu} - v_{outv})i_{cir} + (v_{outv} - v_{outw})i_{cir} + (v_{outw} - v_{outu})i_{cir} \dots \dots \dots (8)$$

そして、 p_r にゲインを乗じて周波数補正量 Δf としている。

前節で示した P-Q 方式と同様、並列運転時の出力電圧差を調整する機構は Z_{outs} の大きさによれば不要である。単機定格運転時、出力電圧の差を各インバータにおいて、 $\pm 1.0\%$ になるように出力電圧センサのゲイン、オフセットを調整する。これにより並列運転時の出力電圧の振幅誤差は 2% (相電圧 2.31 V) が最大である。この電圧差に対する循環電流は、 $2.31 \text{ V} / 2 \times 0.25 \Omega = 4.62 \text{ A}$ となる。この循環電流の値は定格電流 288 A の 1.6% であり、実用上問題ない値である。以上のことから、従来の制御法にあるような電圧差の修正を行う必要がないことがわかった。

〈4・3〉 実験結果 単機容量 100 kVA の三相インバータを 3 台並列運転 (1 台冗長) し、200 kVA のシステムを構成した場合の実験結果を示す。

図 12(a) は定格整流器負荷 200 kVA 時の出力電圧、出力電流波形である。電圧波形ひずみ率は 1.4% であり、単機運転時の特性とほぼ同等の値が得られた。前述の通り、負荷に対する出力インピーダンス Z_{outa} は単機の Z_{out} と同一の値が得られるためである。

図 12(b) は No.1, No.2 インバータを並列した状態で、No.3 インバータをこれらに並列接続したときの波形である。インバータ No.3 の投入直後にそれぞれのインバータは負荷を 1/3 分担する。各インバータに出力電圧調整機能を備えていないが、投入直後、過大な循環電流はながれていない。また、定常時では、循環電流は定格電流の $\pm 3\%$ 以下となっている。前述の通り、インバータに対する出力インピーダンス Z_{outs} は単機の Z_{out} より 10 倍大きく、電圧差があっても循環電流は流れにくいためである。 Z_{outs} 求めた計算値よりは大きくなっているが、実使用上問題ない。

図 12(c) は 3 台並列運転中、インバータ No.3 の電流センサを故障させた場合である。インバータ No.3 にて過電

(a) Output voltage and Output current waveform at 200 kVA rectifier load

(b) No.3 Inverter 投入

(c) No.3. Inverter 故障解列

図 12 100 kVA インバータ 3 台並列運転実験結果 (200 kVA システム 1 台冗長)

Fig. 12. Experimental results for three 100 kVA-inverters connected in parallel (200 kVA system, one unit is redundant).

流が発生している。インバータ No.3 のみ過電流を検出し、運転を停止、解列している。出力電圧の変動は 5%以内になっている。

以上、構築した並列制御系の有用性が確認できた。

5. おわりに

本論文ではインバータ単機出力インピーダンス特性に着目し、並列運転の制御系を構成し、次のことが得られた。

(1) 出力インピーダンスは、負荷電流を外乱としモデル化した出力電圧制御系のブロック線図において外乱伝達関数から求めることができた。

(2) 並列運転時、インバータの電圧差、位相差でインバータ間に流れる循環電流の大きさ、位相は、出力インピーダンスに依存すること 3 つの例を上げて示し、シミュレーションで確認した。

(3) 出力インピーダンスは L-C フィルタのリアクトル値、制御系の補償器の構成だけでなく、デッドタイムの影響

も受けることがわかった。

(4) PQ 垂下方式と共通電流検出方式について並列制御系の構成事例を示した。出力インピーダンスを考察した結果、両事例ともに抵抗性となることがわかった。従って、PQ 垂下方式では、出力電流の無効分を検出し出力周波数に垂下特性を付加した。共通電流検出方式では、循環電流の無効分を検出し、出力周波数に垂下特性を付加した。

(5) 両事例ともに、出力インピーダンスの大きさから循環電流を計算すると問題ない値にできることがわかった。従来方式にあるような並列運転時の出力電圧を調整する機能を付加しなかった。実験により、この妥当性を確認できた。

以上、インバータ並列システムを設計する上で出力インピーダンス特性を把握することで適切な並列制御系が構築でき、設計の効率向上、制御系の信頼性向上、アルゴリズムの簡素化が達成できる。

最後に本研究を遂行するに当たり、多大なるご協力を頂

きましたサンケン電気河内祥一氏、井山治氏に感謝の意を表します。

(平成 18 年 11 月 13 日受付, 平成 19 年 10 月 14 日再受付)

文 献

- (1) K. Matsuzaki: "Technology for Highly Dependable Large Capacity UPS System", *Trans. IEE of Japan*, Vol.114-D, No.3, p.260 (1994) (in Japanese)
松崎 薫:「大規模無停電電源システムの高信頼化技術」, 電学論, **114-D**, 3 p.260 (1994)
- (2) Y. Hayashi, T. Ise, K. Tsuji, K. Shimizu, and F. Inui: "A Power Control Scheme between Quality Control Centers in FRIENDS", *Trans. IEE of Japan*, Vol.123-B, No.12, pp.1445-1453 (2003-12) (in Japanese)
林 祐介・伊瀬敏史・辻穀一郎・清水慶一・乾 史樹:「FRIENDS における複数の電力改質センターを考慮した連系運転制御」, 電学論, **123-B**, 12, pp.1445-1453 (2003-12)
- (3) T. Kawabata and S. Higashino: "Parallel Operation of Voltage Source Inverters", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.24, No.2, pp.281-287 (1988)
- (4) S. Fujii, M. Shimizu, and M. Nakamura: "Development of Sine Wave Inverter Generating System", *HONDA R&D Technical Review*, Vol.8, pp.70-76 (1996)
藤井 茂・清水元寿・中村政史:「正弦波インバータ発電システムの構築」, *HONDA R&D Technical Review*, Vol.8, pp.70-76 (1996)
- (5) A. Takeuchi and S. Kondo: "Experimental Results of Phase Synchronizing Control in 10 PWM Inverters Parallel Operation", *Conf. Rec. of IASAC*, pp.249-252 (2001) (in Japanese)
竹内 篤・近藤正示:「10 台の PWM インバータによる位相同期制御の検証結果」, 平 13 電学産業応用部大, pp.249-252 (2001)
- (6) E.K. Sato and A. Kawamura: "Design of an Autonomous Control for Parallel-Connected Uninterruptible Power Supplies", *Trans. IEE of Japan*, Vol.126-D, No.4, pp.444-452 (2006)
- (7) Y. Ito and S. Kawauchi: "Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter", *IEEE Trans. on PE*, Vol.10, No.2, pp.1-9 (1995)

付 録

Case1 の外乱伝達関数

$$G_d(s) = -\frac{\omega_c^2 Ls}{s^2 + \omega_c^2}, \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Case2 の外乱伝達関数

$$G_d(s) = -\frac{\omega_c^2(Ls + r_d)}{s^2 + \frac{r_d}{L}s + \omega_c^2}, \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Case3 の外乱伝達関数

$$G_d(s) = -\frac{\left(\frac{L}{K_i E_d} s^2 + \frac{r_d + E_d}{K_i E_d} s\right) \frac{K_i E_d}{LC}}{s^3 + \left(\frac{r_d E_d}{L}\right) s^2 + \left(\frac{1 + K_p E_d}{LC}\right) s + \frac{K_i E_d}{LC}}$$

伊 東 洋 一 (正員) 1966 年 2 月 1 日生。1990 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程修了。同年 4 月サンケン電気 (株) 入社, 2002 年 3 月まで勤務。同年 3 月よりマイウエイ技研 (株) 入社, 現在に至る。工学博士 (東京工業大学)。無停電電源装置, 分散型電源システムにおける電力変換器のデジタル制御法に関する研究開発, 製品開発に従事。

赤 木 泰 文 (正員) 1951 年 8 月 19 日生。1979 年 3 月東京工業大学大学院電気工学専攻博士課程修了。工学博士。長岡技術科学大学助手・助教授, 岡山大学教授を経て, 2000 年 1 月東京工業大学教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会論文賞を 4 回, IEEE IAS/PELS Transactions Prize Paper Award を 4 回, IEEE IAS Committee Prize Paper Award を 9 回受賞。1996 年 IEEE Fellow。1998 年 IEEE IAS/PELS Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。2004 年 IEEE IAS Outstanding Achievement Award。2006 年文部科学大臣表彰・科学技術賞 (研究部門) 受賞。

楊 仲 慶 (正員) 1962 年 6 月 1 日生。1990 年 9 月東京工業大学大学院電気工学専攻博士課程修了。同年 10 月, 東洋電機製造 (株) に入社, 1993 年 7 月退社, 同年 8 月マイウエイ技研 (株) 設立 (代表取締役社長)。パワーエレクトロニクスにおける技術サービス業に従事。主に分散型電源や電気自動車用のモーター・ドライバの開発, 製品化を行う。1999 年 11 月から西安交通大学, 特聘教授。

工学博士。