

電流バランス制御を用いた力率改善用並列コンバータシステムの動作特性

小浜, 輝彦
九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻

二宮, 保
九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻

庄山, 正仁
九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻

<https://doi.org/10.15017/1498358>

出版情報：九州大学大学院システム情報科学紀要. 3 (2), pp.203-209, 1998-06-22. 九州大学大学院システム情報科学研究所
バージョン：
権利関係：

電流バランス制御を用いた力率改善用 並列コンバータシステムの動作特性

小浜輝彦*・二宮 保*・庄山正仁*

Characteristics of Parallel-Module High Power-Factor AC-to-DC Converter System with Current-Balancing Controllers

Teruhiko KOHAMA, Tamotsu NINOMIYA and Masahito SHOYAMA

(Received June 22, 1998)

Abstract: Characteristics of parallel-module high power-factor AC-to-DC converter systems using current-balancing controllers are discussed. The current imbalance occurs when using the parallel connection of converter modules. To solve this problem a current-balancing controller is utilized, and its effectiveness is confirmed by experiment. Two types of current-balancing controllers, i.e., Voltage reference control method and Current reference control method, are compared. Stability of the current-balancing control loop in the PFC converter system is investigated by using a small-signal model. As a result, the Current reference control method is stabler and has a faster transient response when compared with the Voltage reference control method.

Keywords: Power factor, Parallel-module, Switching power supply, Current balancing-control

1. はじめに

電源の大容量化及び高信頼化を実現するためには電源モジュールを並列に接続し、冗長系を構成する手法が有効であるが、モジュール特性の差により電流アンバランスが生じるため、これを抑える対策が必要である。これまで、DC-DC コンバータの並列システムにおいて電源モジュールに電流バランス制御回路を施すことによりバランスを保つ方法が提案されており、その静特性、動特性および安定性について幾つか報告されている^{1)~8)}。

一方、最近では商用電源の高調波電流規制への関心の高まりから高力率で動作する高力率整流回路(力率改善コンバータ:PFC回路)が注目されている。電源装置全体の大容量化、高信頼化を達成するためにはこれらの整流回路部分についても大容量化、高信頼化されなければならないが、この場合にも力率改善コンバータモジュールの並列接続が効果的であると思われる。しかし、この力率改善コンバータの並列システムに関する詳細な報告は我々の報告⁹⁾を除きまだほとんどなされていない。

本稿では、力率改善コンバータを並列接続した場合の問題点について触れ、DC-DC コンバータで広く用いられてきた平均電流バランス制御回路^{1),2)}を施した場合の並列システムの制御特性について検討した。電流バランス制御回路を適用する場合、原理上二種類の適用方法が考

えられるが、その二方式について定常特性、過渡特性及び安定性について比較を行った。

2. 力率改善コンバータの並列接続時の問題点

力率改善コンバータはこれまで様々な回路が提案されているが、本稿ではピーク電流制御方式昇圧形コンバータを対象モジュールとする。この回路方式の特徴はピーク電流制御方式¹⁰⁾であるため過電流保護が容易であることや、リアクトル電流連続モードで動作させることにより比較的大容量電源として使用できることであり、数百ワットから数キロワットの力率改善回路に広く使用されている。簡単のため、この力率改善コンバータモジュールを Fig. 1 に示すように2台並列接続した並列システムを対象に議論する。

力率改善コンバータを並列接続する際には、DC-DC コンバータの並列接続の場合と比較して以下のような問題が生じる。

- 1) 昇圧形力率改善コンバータは降圧用途の DC-DC コンバータと比較して出力電圧レベルが高い。従って、電圧基準信号の精度が DC-DC コンバータと同一であっても出力電圧レベル差が大きくなり、Fig. 2 に示すような電流アンバランスが容易に生じる。
- 2) 力率改善コンバータの入力電流は入力電圧に比例するように制御されるため出力電圧には商用電源周波数の2倍の周波数の電圧リップルが現れる。このリップルの位相はモジュールパラメータの差により異なり、これらのモジュールを並列接続することにより

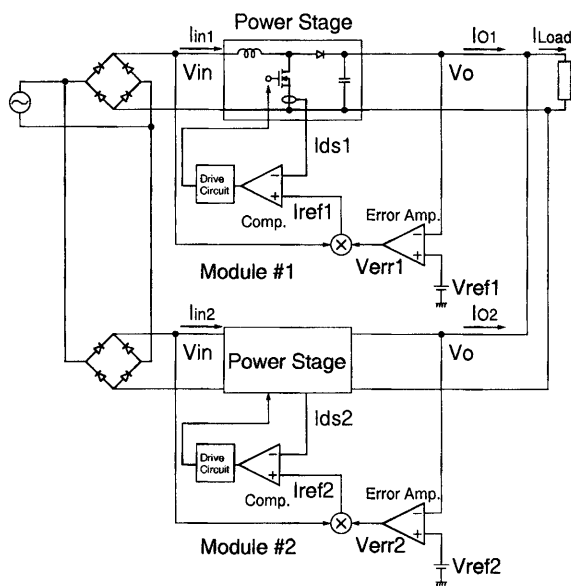


Fig. 1 Paralleled PFC converter system without current-balancing controllers.

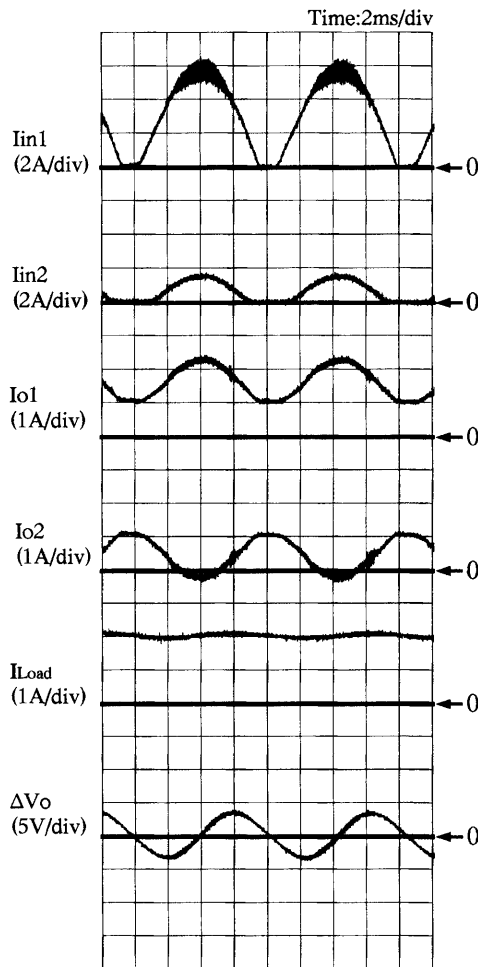


Fig. 2 Experimental current waveforms of the paralleled PFC converter system without current-balancing controllers. ($V_{in}=50V$, $V_o=101.4V$, $V_{ref1}=101.5V$, $V_{ref2}=99.5V$)

各モジュール間には Fig. 2 に示されるような電圧リップルと同一周波数の電流振動が生じる。

3) 力率改善コンバータでは出力電圧リップルによる入力電流歪みを防ぐため電圧誤差増幅器の応答を低速に設定している。このため出力電圧の応答が遅く、負荷変動が生じてから定常状態に達するまでに時間を要する。従って、過渡時において生じる電流アンバランスが抑制されるまでに長い時間を要する。

3. 電流バランス制御回路の力率改善コンバータへの適用

電流バランス制御はこれまで DC-DC コンバータの並列システムに使用されてきており、その方式として幾つか提案されている^{1)-3),6),7)}。このうち、モジュール電流の平均値に追従させる平均値電流バランス制御方式^{1),2),6)}は回路構成が容易であることから広く使用されている。本稿では、平均値電流制御方式を Fig. 1 の PFC 並列システムに適用した。

3.1 電圧基準制御方式 (VRCM)

2章で示した電流アンバランスを抑制するために電流バランス制御回路を付加した並列システムを Fig. 3 に示す。ここで用いる平均電流バランス制御方式は力率改善コンバータの電圧基準信号 V_{ref} を等价的に調整することにより電流不均衡を抑圧するもので、ここでは電圧基準制御方式 (Voltage reference control method: VRCM) と呼ぶ。モジュールの出力電流をバランスさせるには基本的にモジュールの出力電流を検出する必要があるが、この場合には新たに電流センサを必要とする。そこで使用するモジュールがピーク電流制御方式である

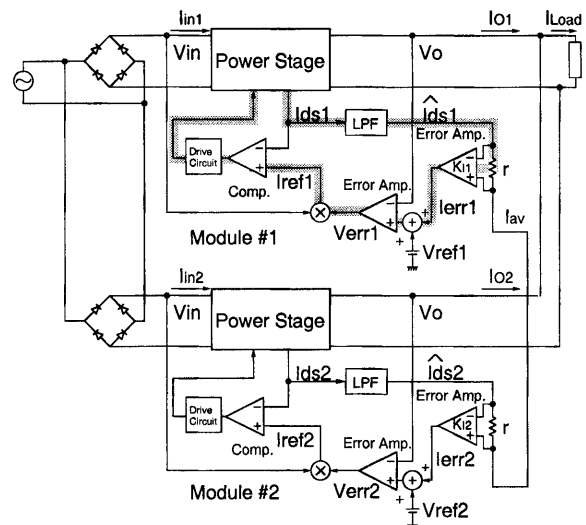


Fig. 3 Paralleled PFC converter system with current-balancing controllers (Voltage reference control method).

ことから、検出電流として主スイッチの電流を用いることによってピーク電流制御回路の電流検出部分を共有し、回路の簡素化を図っている。主スイッチの電流をバランスさせることは各モジュールの入力電流をバランスさせることに等しく、各モジュールの内部電力損失が等しければ他の回路パラメータに差違があっても定常状態において出力電流の平均値はバランスする。以上の理由から入力電流をバランスさせることとした。主スイッチの電流信号はスイッチングリップを除去するためにローパスフィルタを通した後、バランス制御回路に印加される。

電流バランス制御回路では各モジュールの電流に比例した電圧信号を抵抗 r を介して接続することにより各モジュール電流の平均値が得られ、モジュールの出力電流がこの平均値と一致するように電圧フィードバック回路の基準電圧を操作する。バランス制御回路で発生する電流誤差信号 I_{err} は、仮にモジュール # 1 の電流が平均値より小さいとした場合、電流誤差信号 I_{err1} は正となり、これが基準電圧信号 V_{ref1} に重畳され等価的な基準電圧を上昇させる。この結果モジュール # 1 の電流が上昇し電流がバランスする。

3.2 電流基準制御方式(CRCM)

負荷変動時においてはモジュールパラメータが異なると過渡的に電流アンバランスが生じる。この場合の電流バランスの応答速度は通常の DC-DC コンバータの並列システムでは、出力電圧の安定度を優先するために十分低速に設定しなければならない。一方、力率改善コンバータの場合には、入力電流の制御を優先させ高効率化を図るために電圧制御ループの応答を低速に設定しており、電圧安定度を優先させる必要はない。また、一般には力率改善コンバータの次段に DC-DC コンバータを接続して電圧安定化をはかるため、電流バランス制御の応答速度の高速化による出力電圧変動は容認できる。

以上のことから力率改善回路の電流バランス制御に関しては応答速度を速めることが可能であり、これを実現するためには Fig. 4 のように電流誤信号 I_{err} を電圧誤差増幅器を介さずに直接ピーク電流検出回路の I_{ref} に重畳することで達成できる。このように電流基準信号に電流バランス制御信号を直接重畳する方式をここでは電流基準制御方式(Current reference control method: CRCM)と呼ぶ。

電流バランス制御ループ応答の高速化により各モジュールの入力電流が歪むことが予想されるが、電流誤差信号によって変動する各モジュールの入力電流の変動分の総和は零であるため並列システムの入力電流にはその影響は現れないと思われる。

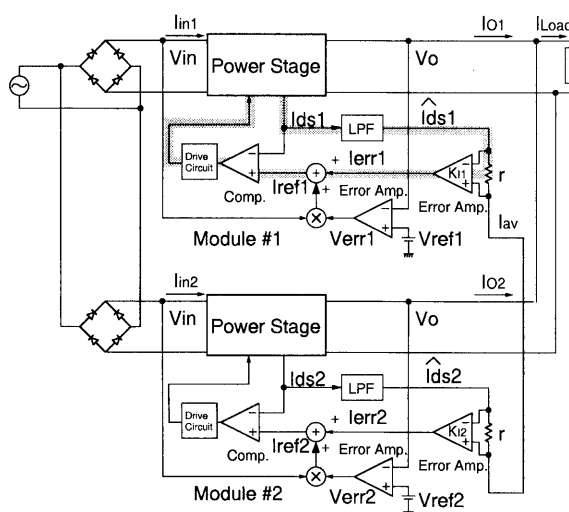


Fig. 4 Paralleled PFC converter system with current-balancing controllers (Current reference control method).

4. 定常特性

Fig. 5 及び Fig. 6 はモジュールの基準電圧 V_{ref} が僅かに異なる並列システムに VRMC 方式及び CRCM 方式をそれぞれ適用した場合の電流フィードバックゲイン K_1 とモジュールの平均出力電流のアンバランス率の関係を示している。ここで電流アンバランス率は $|I_{O2}-I_{O1}|/I_{load}$ で定義される。このグラフから電流ゲイン $K_1 (=K_{11}=K_{12})$ を大きくすることにより出力電流のアンバランスの割合が急激に減少していくことがわかる。ただし、同じアンバランス率に対して CRCM 方式の電流帰還ゲインが大きくなっている。これは、Fig. 3 の VRMC 方式においてハッチングで示したモジュールの電流帰還回路に電圧誤差増幅器が含まれるため直流ゲインが増大するのに対して Fig. 4 の CRCM 方式では電流帰還回路に電圧誤差増幅器が含まれないためである。

また、Fig. 5 及び Fig. 6 は平均電流アンバランス率を示していることに注意しなければならない。Fig. 7 及び Fig. 8 は平均電流がバランスしているものの瞬時電流においてアンバランスな状態の実験波形である。これらの瞬時電流のアンバランスは以下のメカニズムによって生じる。Fig. 9 は電流バランス制御信号が重畳された電流基準信号 I_{ref} を示している。Fig. 9(a) はバランス制御が施されずにアンバランスが生じている場合の I_{ref} 波形である。これに、バランス制御信号を重畳することによって Fig. 9(b) のようになることが理想的である。しかしながら、VRMC において電流誤差増幅器の応答速度が速い場合には、コンバータの出力電圧リップが V_{ref} に重畳され、さらに電圧誤差増幅器によって位相遅れが生じることから Fig. 9(c) の波形となり瞬時電流アンバランスが生じることとなる。従って、電流誤差増幅器の応答は出

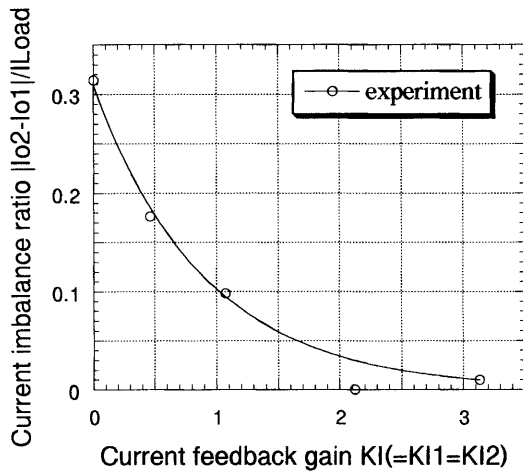


Fig. 5 Current imbalance ratio vs. current feedback gain $K_i(=K_{i1}=K_{i2})$ (VRCM).

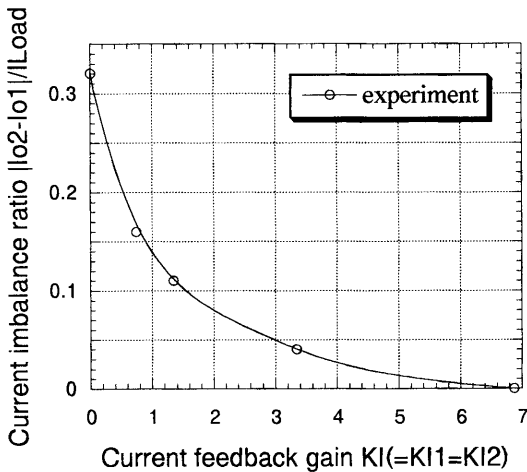


Fig. 6 Current imbalance ratio vs. current feedback gain $K_i(=K_{i1}=K_{i2})$ (CRCM).

力電圧リップルの基本周波数に対して十分低速でなければならぬ。すなわち、VRCMにおいて

$$f_h \ll f_c \tag{1}$$

f_h : 電流誤差増幅器の高域遮断周波数

f_c : 商用周波数

を満足しなければならない。

一方、CRCMにおいては電流誤差増幅器の応答速度が遅い場合には、直流成分が I_{ref} に重畳されるため Fig. 9(d) の波形となる。この結果、 I_{ref1} においてはゼロクロス付近で入力電流が I_{ref} を追従できなくなり、 I_{ref2} においては I_{ref2} が負となることによって制御不能となり電流バランス制御が機能しない期間が増大する。従って、電流誤差増幅器の周波数応答は商用周波数に比べて十分速く設定しなければならない。即ち、CRCMにおいては

$$f_h \gg f_c \tag{2}$$

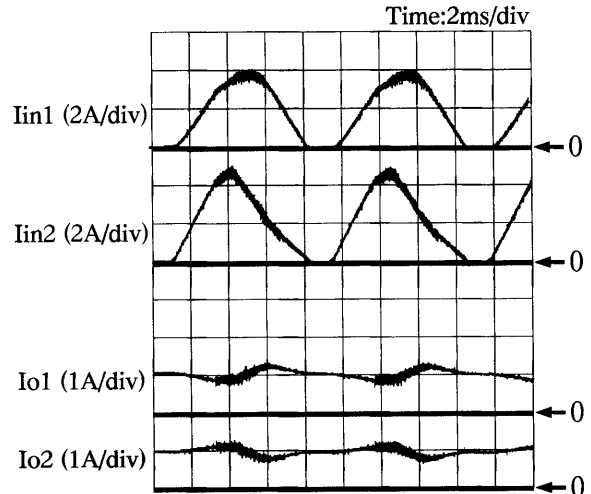


Fig. 7 Unsuitable current waveforms of the paralleled PFC converter system with VRCM.

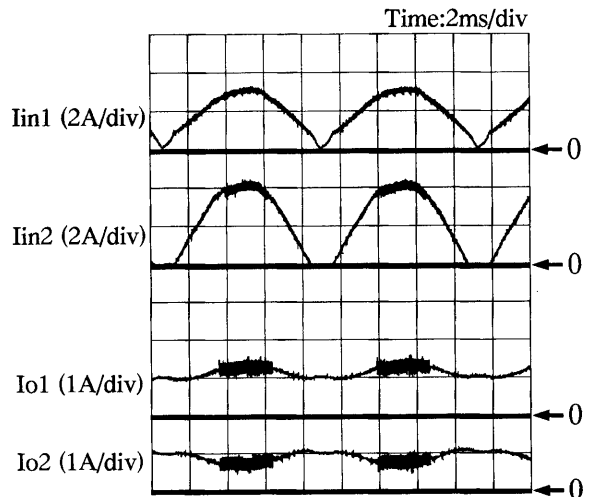


Fig. 8 Unsuitable current waveforms of the paralleled PFC converter system with CRCM.

でなければならない。

以上の結果より、各制御方式に応じて電流誤差増幅器の応答を適切に設定すれば両方式において Fig. 10 に示すような良好な波形が得られ、平均電流及び瞬時電流をバランスさせることが可能となる。

5. 動特性および安定性

Fig. 11 及び Fig. 12 は負荷電流が 2 A から 0.5 A へ急変した場合の各部波形を示している。VRCM については負荷急変後の電流アンバランスが 60ms 続くのに対して、CRCM では 20ms 程度と応答が高速になっている。この応答の違いは VRCM では応答速度の遅い電圧誤差増幅器を電流帰還ループに含むためであり、それを含まない CRCM と比べて低速応答となる。従って、過渡応答の面からは CRCM 方式が優れている。

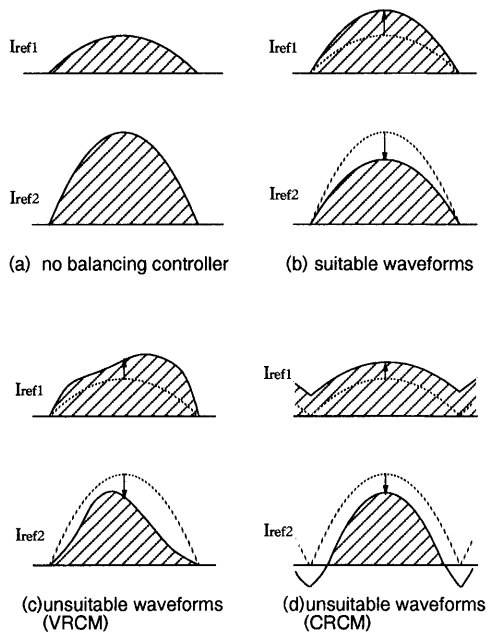


Fig. 9 Schematic waveforms of I_{ref} signals.

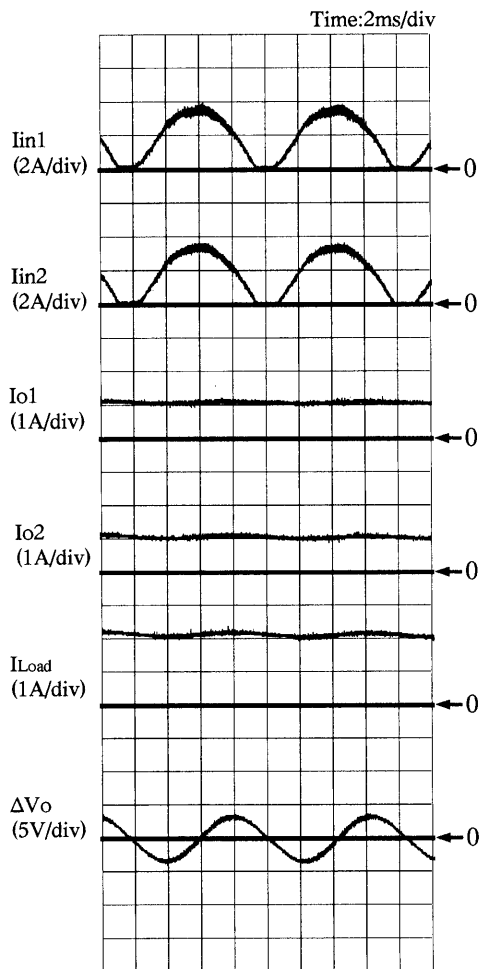


Fig. 10 Experimental current waveforms of the paralleled PFC converter system with current-balancing controllers.

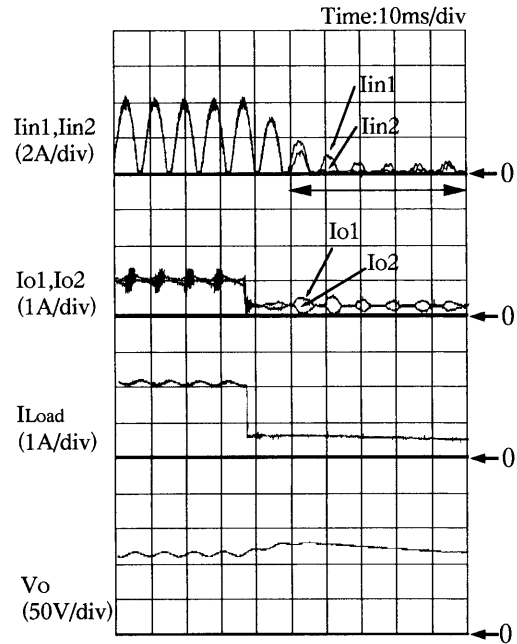


Fig. 11 Transient response of the paralleled PFC converter system with VRCM.

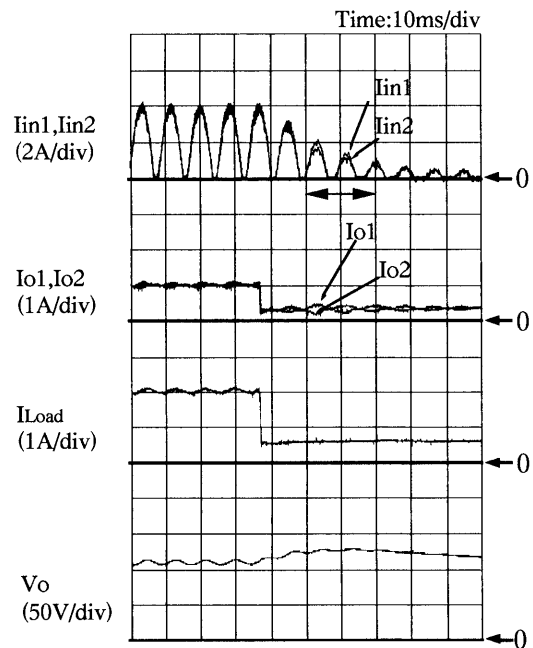


Fig. 12 Transient response of the paralleled PFC converter system with CRCM.

次に、安定性について考察する。電流バランス制御の帰還ゲインが増大すると電流バランス制御が不安定になることが予想される。Fig. 13 及び Fig. 14 は電流帰還ゲインを増大させた場合の VRCM 及び CRCM における入出力電流波形を示している。VRCM では入力電流のピーク付近で低周波の振動が生じて不安定となっている。一方、CRCM では電流帰還ゲインを増大させても不安定

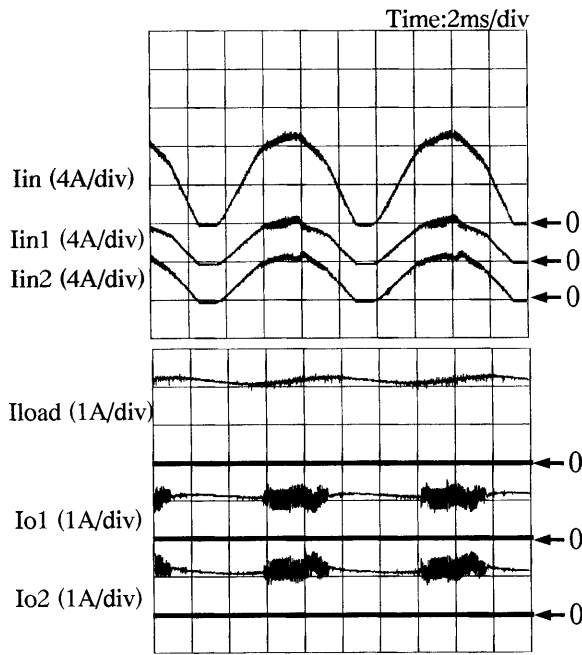


Fig. 13 Unstable current oscillation in the paralleled PFC system (VRCM).

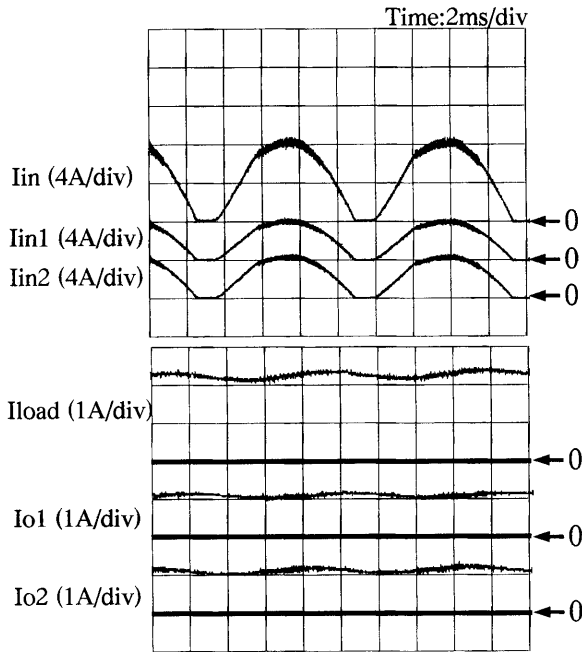


Fig. 14 Current waveforms of the paralleled PFC system (CRCM).

振動は観測されなかった。この原因は Fig. 3 の VRCM 方式においてモジュール内の電流帰還回路内に遅れ要素を持つ電圧誤差増幅器が含まれるためである。一方の Fig. 4 では電圧誤差増幅器をバイパスしているため大きな遅れ要素を含まず安定となる。この安定性の違いについて小信号モデルを用いて以下のように考察する。

一般に小信号モデルは入力電圧 V_{in} が大振幅で変動す

る力率改善コンバータには適用できないが、電流バランス制御回路に関しては V_{in} を除き他の回路パラメータの変動が無視できる。また、不安定振動の周期が商用電源の周期と比較して十分に短ければ V_{in} は一定であると仮定できることから解析が可能となる。従って、上記の仮定に基づき VRCM の小信号モデルを導出すると Fig. 15 となる。ここで、各ブロックはそれぞれ

G_{LPF} : ローパスフィルタの伝達関数

K_{11}, K_{12} : モジュール # 1, # 2 の電流誤差増幅器のゲイン

K_{V1}, K_{V2} : モジュール # 1, # 2 の電圧誤差増幅器のゲイン

G_{ds1}, G_{ds2} : $I_{ref} - I_{ds}$ 間の伝達関数である。

Fig. 13 のモジュール電流の不安定振動は位相が反転しているため負荷電流や並列システム全体の入力電流には振動がほとんど現れていないことがわかる。従って、Fig. 15 において $\Delta i_{ds1} + \Delta i_{ds2} = 0$ とおける。よって Fig. 15 のブロック図は Fig. 16 に示したとおり各モジュールの制御ループに分離される。このことから、不安定振動が生じている状態においては各モジュールの制御ループの一つが不安定であると考えられる。実際に Fig. 13 の状態の実験パラメータを用いてモジュール # 1 の電流制御ループの周波数特性を計算により求めた結果が Fig. 17 であり、入力電圧 V_{in} がピーク付近において位相余裕が低減し不安定に近づいていることが確認された。

一方、CRCM においては Fig. 18 に示すような小信号モデルが得られる。この場合、Fig. 15 と比べて V_{in} を含まず入力電圧とはほぼ無関係に維持されること、さらに、応答の遅い電圧誤差増幅器 K_V を含まないため、モジュール内部の電流帰還回路は位相遅れが小さく、ゲインを増大させても不安定にならないことが分かる。従って、安定性に関しては CRCM が優れていると言える。

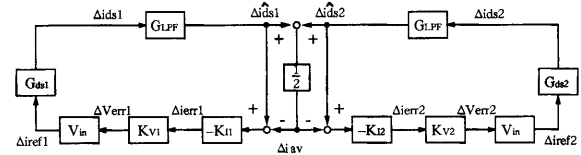


Fig. 15 Block diagram of current-balancing controllers in the PFC converter system with VRCM.

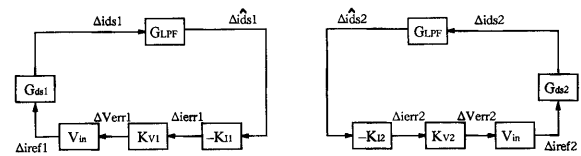


Fig. 16 Simplified block diagram of current-balancing controllers under unstable condition.

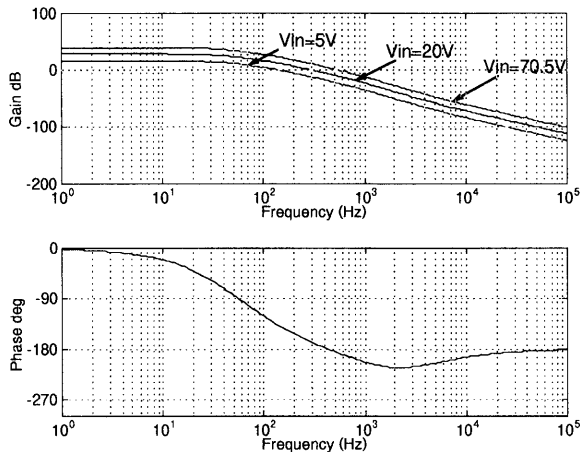


Fig. 17 Open loop bode plot of the current-balancing controller for module #1.

$$\left\{ \begin{aligned} G_{L,PF} &= \frac{1}{1 + 1.6 \times 10^{-4} s}, K_{I1} = 13.4 \frac{1 + 2.4 \times 10^4}{1 + 5.4 \times 10^2 s} \\ K_{V1} &= \frac{3.7 \times 10^{-2}}{1 + 2.5 \times 10^2 s} = 1, G_{ds} = 1 \end{aligned} \right.$$

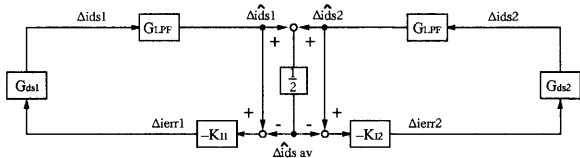


Fig. 18 Block diagram of current-balancing controllers in the PFC converter system with CRCM.

6. ま と め

力率改善コンバータの並列システムに従来の DC-DC コンバータで用いられてきた電流バランス制御回路を適用した。電流バランス制御信号の重畳方式により電圧基準制御法 (VRCM) と電流基準制御法 (CRCM) の二方式を提案し特性比較を行った。

その結果、定常特性においては平均電流以外に瞬時電流のバランスをも考慮すべきであることを示し、これを満足するための電流誤差増幅器の応答について考察した。電流誤差増幅器の応答は VRCM に対しては低速に、CRCM に対しては高速に設定することにより両方式共に良好な定常特性が得られた。

また、過渡応答については電流帰還ループに電圧誤差増幅器を含まない CRCM が優れていることを示した。安定性についても小信号モデルを用いて考察することに

より、VRCM が電流のピーク付近で振動現象が見られるのに対して CRCM は安定動作することが明らかとなった。従って、CRCM の電流帰還ゲインを増大させることにより電流バランス制御の高速応答が可能となる。

参 考 文 献

- 1) A. S. Kislovski, "About Uninterruptible DC Power Supplies", HASLER Kurzberichte, 3/81, Dec. 1981, pp. 63-70.
- 2) 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", Proc. 10th IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 434-440, 1988.
- 3) M. Jordan, "UC3907 Load Share IC Simplifies Parallel Power Supply Design", Unirode Application Note U-129.
- 4) K. Siri, C. Q. Lee and T. F. Wu, "Current Distribution Control for Parallel-Connected Converters: Parts 1 and 2", IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 28, July 1992.
- 5) B. Choi, B. H. Cho, R. B. Ridley and F. C. Lee, "Control Strategy for multi-module parallel converter system", 21th IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 225-234, 1990.
- 6) 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, 93CH329-8, pp. 101-107, June 1993.
- 7) M. M. Jovanovic, D. E. Crow, F. Y. Lieu, "A Novel, Low-Cost Implementation of "Democratic" Load-Current Sharing of Paralleled Converter Modules", IEEE International Telecommunications Energy Conference Record, 94CH3469-4, pp. 420-427, October 1994.
- 8) T. Kohama, T. Ninomiya, M. Shoyama, F. Ihara, "Dynamic Analysis of a Parallel-Module Converter System with Current Balance Controllers", IEEE International Telecommunications Energy Conference Record, 94CH3469-4, pp. 190-195, October 1994.
- 9) T. Kohama, T. Ninomiya, M. Wakamatsu, M. Shoyama, "Static and Dynamic Response of a Parallel-Module High Power-Factor Converter System with Current-Balancing Controllers", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 96CH-35962, pp. 1198-1203, June 1996.
- 10) S. Hsu, A. Brown, L. Rensink, R. D. Middlebrook, "Modelling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current Programmed Mode", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 284-301, July 1979.