

自律制御セルコンバータを直列接続した電力変換システム における電流ドロップ制御の応答性能評価

学生員 山ノ口 皓喜 正員 渡辺 大貴
上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Response Performance Evaluation of Current Droop Control for Power Conversion System with Series-connected Autonomous Controlled Cell Converters

Koki Yamanokuchi, Student Member, Hiroki Watanabe, Member,
Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a responsiveness of the current droop control for a series-connected autonomous controlled cell converter. The current droop control stabilizes the system at the expense of the disturbance response by connecting a virtual resistance. The analysis revealed that the control bandwidth of the current-droop control does not change regardless of the gain and does not effect to the bandwidth of the higher-level control. Furthermore, the analysis and the experiments show that a voltage disturbance feed-forward compensation is not necessary when the current-droop control is applied.

キーワード：自律分散制御，ドロップ制御，ユニバーサルスマートパワーモジュール

Keywords : Autonomous decentralized control, Droop control, Universal smart power module

1. はじめに

近年、Power Electronics Building Block(PEBB)等のモジュラー型電力変換器を用いたシステムは高い信頼性や拡張性を実現できることから盛んに研究が行われている⁽¹⁻²⁾。これらのモジュラー型電力変換器は小容量電力変換モジュールを電圧・電流の要求に応じて構成することにより、高い拡張性を実現している。また、冗長性を持たせた設計によりシステム内の1つのモジュールが故障した際にも運転を継続できるため、高い信頼性を有している。しかし、PEBBを含めたこれまでのパワエレ機器は仕様に応じて複雑で多角的な専用設計が必要となるため、汎用性の点で課題が残っている。

そこで、著者らはより高い汎用性と拡張性を実現することを目的に、全ての電力変換器要素を1つの電力変換モジュールとして集積化し、その組み合わせにより電力変換システムを構築するUSPM (Universal Smart Power Module)を提案している⁽³⁾。USPMを用いた電力変換器はシステム全体の動作を管理するマスターコントローラおよびUSPMから構成される。USPMは従来のモジュラー型電力変換器同様にモジュールを多直多並列構成とすることで電圧、電流仕様に対応した電力変換を可能とする。さらに、従来のモジュラー型電力変換器とは異なり、USPMではそれぞれが独立

して高速制御を行う自律分散制御を採用することで、マスターコントローラから見たUSPMが任意波形電圧源、または電流源のように振る舞う。そのため、USPMの組み合わせを変更するだけであらゆる電力変換システムを構築できる汎用性を有している。

しかし、USPMを多直多並列に接続した場合、内部パラメータのアンバランス等により各USPMの制御が干渉し、電力アンバランスや不安定化が発生する。ここで電圧型電力変換器の並列駆動に関しては従来の自律分散型電力変換器で多く検討されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。一方、電流源型電力変換器の直列駆動に関しては電流ドロップ制御の安定性が検討されている⁽⁶⁾が、応答性に関しては検討が十分なされていない。

本論文では、直列接続された自律分散型電力変換器に適用されている電流ドロップ制御の応答性に関して評価を行い、外乱補償やアウトーループ制御の帯域制限について明らかにする。電流ドロップ制御の特性解析より、電流ドロップ制御がアウトーループである電圧制御より十分に帯域が高く直流電流外乱に影響しないことを示す。さらに、電流ドロップ制御を適用した場合は電圧外乱フィードフォワード補償を必要としないことを示す。以上について、制御電流源を2直列接続した定格電力1kWの単相システムにおいて、解析結果の妥当性を確認したので報告する。

2. 検討システム構成と電流ドループ制御

図 1 に USPM を用いた単相 AC-AC 電力変換器のシステム構成を示す。本システムは H ブリッジ構成とした USPM を系統に k 直列接続し、絶縁型 DCDC コンバータを介して負荷に k 並列接続する。1 次側 USPM は各々が系統電流を制御し、2 次側 USPM は各々が負荷電圧を制御している。USPM は従来のモジュラー型電力変換器と異なり高速高応答な制御器およびノイズフィルタを内包している。マスターコントローラでは USPM を任意波形電圧源、または電流源として扱うことができる。ただし、配線レス化を目的として、マスターコントローラとの通信は無線通信を想定しているため、有線式のような高速な通信はできない。そこでマスターコントローラとスレーブコントローラ間は瞬時値指令ではなく、実効値指令などを用いて各 USPM を制御する。

図 1 の 1 次側において、電流検出の温度ドリフトや整定誤差により遅延やゲイン誤差が発生した場合、電流制御する直列 USPM 間で干渉する。その結果、USPM の出力電圧がアンバランスすることで電力アンバランスが発生し、定常的な過変調や直流電圧不足による制御破綻を引き起こす。したがって、電流制御する USPM には高速通信を用いない非干渉制御が必要となる。そこで、モジュール間で情報共有する必要がない電流ドループ制御が検討されている⁽³⁾。

図 2 に電流ドループ制御の等価回路図を示す。ここで v_g は系統電圧、添え字 x は電流制御する USPM のセル番号を示している。電流ドループ制御はマイクログリッド等で用いられる電圧ドループ制御⁽⁶⁾⁽⁷⁾の双対関係にある。直列接続された電流制御モジュールの検出ゲイン誤差等による制御系の干渉を抑制するために、各モジュールに対して並列に仮想アドミタンス Y_d を挿入することで電流に垂下特性を持たせる。各電流 i_{ac_x} がアンバランスした場合においても、 i_{ac_x} と Y_{d_x} によって分流された電流の差が各モジュールで等しくなると制御破綻を防止できる。

図 3 に電流ドループ制御を実装した USPM の制御ブロック図を示す。図 3 において PWM や検出による遅延を模擬するため、1 次の LPF を電流制御出力に挿入している。また、電流ドループ制御は、電流制御出力に 1 次の LPF と電流ドループゲイン Y_d を乗じて電流指令値にフィードバックすることで実装する。LPF は再帰演算の防止と電流ドループゲインの増加による不安定化の回避を目的として挿入され、電流制御器と同様に可能な限り高いカットオフ周波数で設計する。また、 Y_d は安定かつドループ制御による電流偏差が小さくなるゲインで設計する⁽⁸⁾。さらに、電圧外乱フィードフォワード(FF)に関しては、電流ドループ制御ループの内側または外側に挿入した場合の特性を 3 章で検討する。

3. 電流ドループ制御の特性解析

図 4 に電流 PI 制御にドループ制御を適用した場合の図 3(a)における i_{diff} から v_L^* までのボード線図、表 1 に解析および実験で用いるパラメータを示す。なお、 Y_d は定格アドミタ

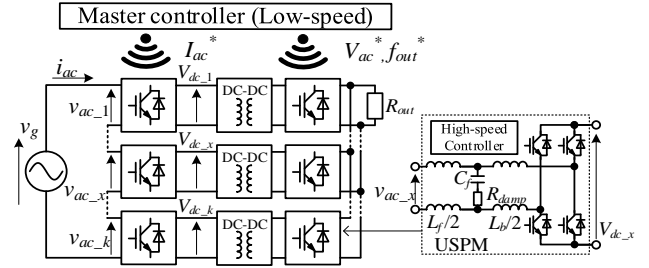


Fig. 1. System configuration diagram.

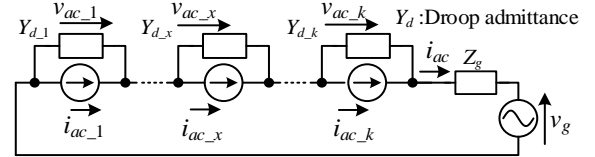


Fig. 2. Equivalent circuit of current droop control.

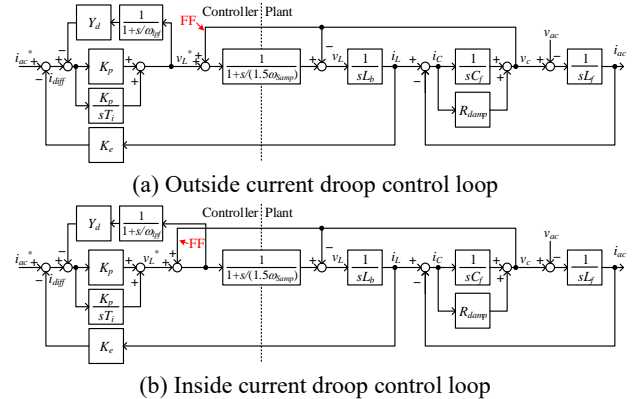


Fig. 3. Control block diagram of current control module.

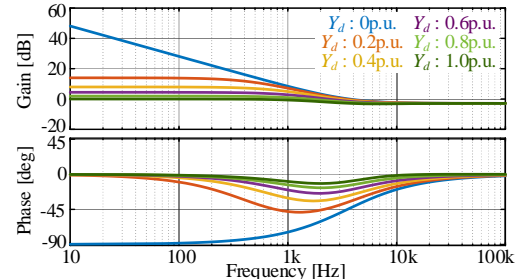


Fig. 4. Bode plot of transfer function from i_{diff} to v_L^* .

Table 1. Analysis parameters.

Cell Rated Power (1p.u.)	P	500 W
Cell Rated AC Voltage (1p.u.)	V_{ac}	100 V
Rated AC Current (1p.u.)	I_{ac}	5 A
Rated admittance (1p.u.)	Y_n	0.05 S
Grid Frequency	f_g	50 Hz
DC link Voltage	V_{dc}	200 V
Sampling Frequency (=Switching Frequency)	f_{samp}	80 kHz
Proportional Gain of Current Control	K_p	0.719
Integral Time of Current Control	T_i	45.0 μ s
Cutoff Freq. of Current Droop	f_{lpf}	5 kHz
Droop Admittance	Y_d	0~0.05 S(0~1.0p.u.)
Filter Inductor	L_f	318 μ H(%Z0.5%)
Filter Capacitor	C_f	22 μ F(%Y:13.8%)
Boost Inductor	L_b	318 μ H(%Z0.5%)
Damping Resistor	R_{damp}	2 Ω

ンスを 1p.u.としている。図 4 では Y_d が増加する程、低周波数領域のゲイン特性が減少し、平坦な特性となっている。その結果、各制御電流源の出力電流に定常偏差が発生する。また、ドループ制御は位相補償器の役割を果たし位相が進むことから位相余裕が増加している。

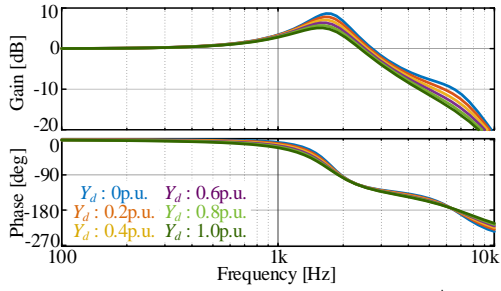
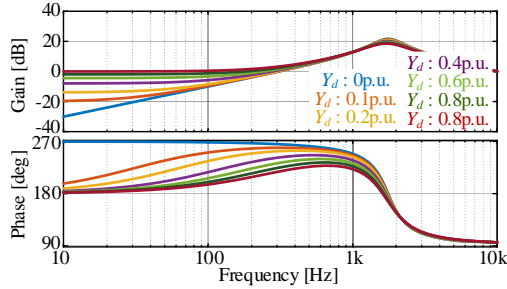
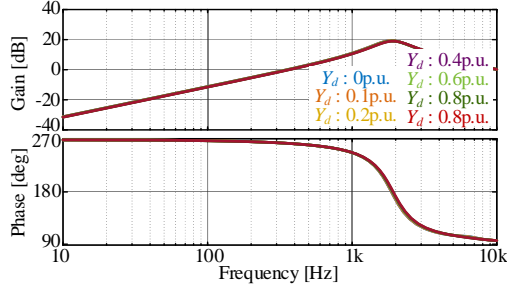


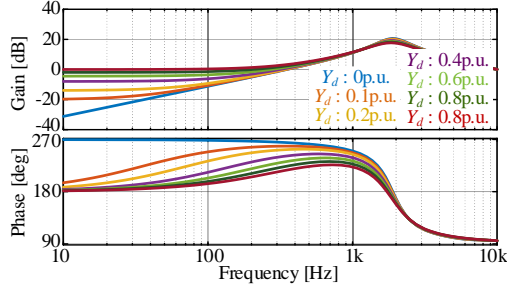
Fig. 5. Bode plot of transfer function from i_{ac}^* to i_{ac} .



(a) Without voltage disturbance feed-forward



(b) Outside current droop control loop (Fig.3 (a))

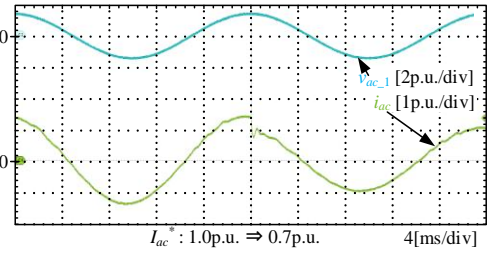


(c) Inside current droop control loop (Fig.3 (b))

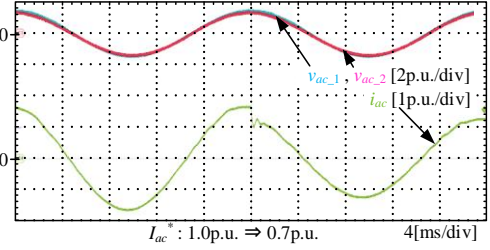
Fig. 6. Bode plot of transfer function from v_{ac} to i_{ac} .

図5に電流ドロップ制御を適用した電流制御系の i_{ac}^* から i_{ac} までの目標値応答特性を示す。図5において Y_d が増加すると周波数 1.9 kHz 付近に存在する LCL フィルタの共振点のピークが抑えられている。また、周波数 1 kHz 以下の周波数領域はゲイン特性および位相特性はほとんど Y_d に依存しないため、制御帯域は変化しない。したがって、電流ドロップ制御を適用した場合においても、アウターループの制御は電流ドロップ制御の影響を考慮せずに設計できる。

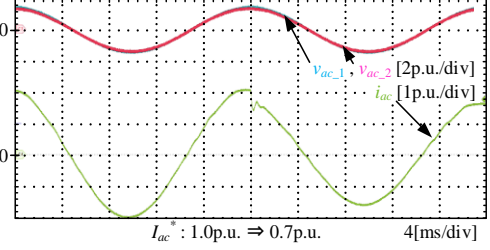
図6に電流ドロップ制御を適用した電流制御系の外乱抑圧特性を示す。図6(a)に示す通り、ドロップゲインの増加に伴い、低周波数側の外乱抑圧ゲインは Y_d に制限され、特性が悪化する。一般的に、低周波側の外乱抑圧特性の悪化は電流制御出力に外乱成分を FF することにより補償できるが、電流ドロップ制御はインバータ電圧を制御量とするため、FF の効果を検討する必要がある。図6(b)に示す図3(a)の FF



(a) $Y_d = 0p.u.$



(b) $Y_d = 0.2p.u.$



(c) $Y_d = 0.5p.u.$

Fig. 7. Experimental results of target value response.

を行うと電流ドロップ制御無しの外乱抑圧特性と同等の特性を得ることができる。しかし、電流ドロップ制御に使用する電圧フィードバックがインダクタの推定電圧となり、ドロップ制御の効果が得られなくなる。一方、図6(c)に示す図3(b)の FF を行うとインバータ電圧に対してドロップ特性を付与することができるが、低周波数域の外乱抑圧ゲインは Y_d に制限される。ただし、実際の検出ゲイン誤差は大きくとも $\pm 3\%$ 程度であるため、必要な Y_d は 0.1p.u. 以下となる。 $Y_d = 0.1p.u.$ 以下の条件では低周波域の外乱抑圧ゲインは -20dB 以上得られ、十分に外乱電圧を抑圧可能である。したがって、電流ドロップ制御は FF がなくても、ドロップゲインを適切に設定することによって、外乱を抑圧できる。

4. 実験結果

ボード線図による解析と考察の妥当性を検証するため、1次側に定格負荷を接続して実機検証を行う。また、 $Y_d = 0p.u.$ ではセル間干渉による制御破綻の可能性があるので、USPM の直列数 k は 1 とし、その他の条件では $k = 2$ とする。

図7に $Y_d = 0p.u., 0.2p.u., 0.5p.u.$ において指令値を 1p.u. から 0.7p.u. へステップ変化させた場合の目標値応答波形を示す。図7では電流ドロップ制御の垂下特性により定常電流値は異なるが、応答は Y_d に関係なく一致している。したがって、電流ドロップ制御は電流制御の指令値応答性に影響せず、上位の制御系の帯域を制限する原因とはならない。

図8に図3(a)の FF を適用した場合の定格動作時における入出力波形を示す。なお、 Y_d は文献(8)の設計式より 0.078p.u. とし、電流ドロップ制御の効果を確認するために USPM の

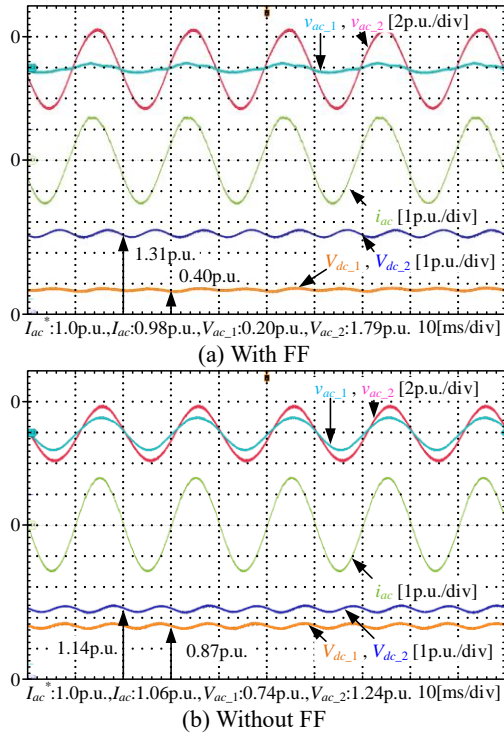


Fig. 8. Effect of FF outside current droop control loop.

電流検出ゲインを+3%と-3%増加させ、意図的にアンバランスを発生させている。図 8(a)では図 3(a)の FF が実装されているため、セル間の非干渉化が十分に行われず、交流および直流電圧にアンバランスが発生している。また、交流電流実効値は指令値 1p.u.より低く、電流ドロップ制御による電流偏差の補償が行われていないことから、十分に非干渉化できていないことが示されている。一方、同図(b)の FF なしでは交流電流が増加し、電圧アンバランスが改善している。

図 9 に図 3(b)の FF を適用した場合の系統電圧低下および復帰時における入出力波形を示す。なお、系統電圧低下は正の最大電圧で 2p.u.から 1p.u.に低下するものとし、 Y_d は図 8 同様に 0.078p.u.としている。図 9 では系統電圧低下前後で FF の有無に関わらず電流振幅が 1.00p.u.と 1.05p.u.になることから、FF を行っても系統周波数成分の外乱を完全には除去できない。これは、図 6(c)で示した通り、図 3(b)の FF は低周波域の外乱抑圧特性を悪化させるためである。なお、電圧変動の瞬間に発生している大きな電流変化は高周波数域であるため、ドロップ制御とは無関係である。この大きな電流変化は、フィルタインダクタが小さいために生じており、電流調節器を適切に設計することで低減できる。

5. まとめ

本論文では、著者らが提案した電流ドロップ制御の有用性を検証するために、応答性に関する解析および実機検証による評価を行った。その結果、電流ドロップ制御によって目標値応答性能が悪化することはなく、上位の制御帯域に影響を与えないことを明らかにした。さらに、外乱抑圧特性では、低周波数域の外乱抑圧ゲインはドロップゲイン Y_d に制限されることを示した。外乱抑圧特性は FF によって改善

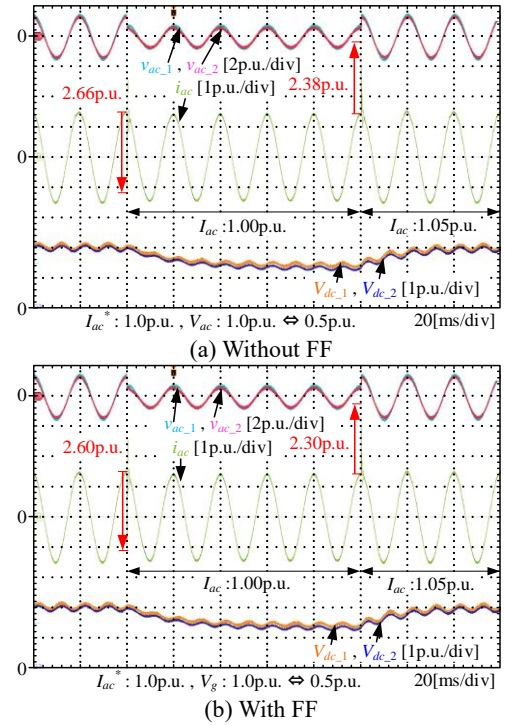


Fig. 9. Effect of FF in current droop control loop.

できないが、 Y_d を適切に設定することによって、電流ドロップ制御による外乱抑圧特性の悪化を最低限に抑えることができる。今後はマスターコントローラによる電圧制御に関して検討する予定である。

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) 「IoE 社会のエネルギーシステム」(管理法人: JST) によって実施された。

文 献

- (1) Y. Ko, V. Raveendran, M. Andresen and M. Liserre, "Advanced Discontinuous Modulation for Thermally Compensated Modular Smart Transformers," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 3, pp. 2445-2457, 2020.
- (2) A. Christe and D. Dujic, "Virtual Submodule Concept for Fast Semi-Numerical Modular Multilevel Converter Loss Estimation," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 7, pp. 5286-5294, 2017.
- (3) 山ノ口皓喜, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「自律制御セルにより構成された電力変換システムにおけるセル間の非干渉化に関する基礎検討」, SPC 金沢, No. SPC-20-101, pp. 49-54, 2020.
- (4) Tsai-Fu Wu, Yu-Kai Chen and Yong-Heh Huang, "3C strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, pp. 273-281, 2000.
- (5) D. Li and C. N. Man Ho, "A Delay-Tolerable Master-Slave Current-Sharing Control Scheme for Parallel-Operated Interfacing Inverters With Low-Bandwidth Communication," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 56, no. 2, pp. 1575-1586, 2020.
- (6) E. Alizadeh, M. Hamzeh and A. M. Birjandi, "A Multifunctional Control Strategy for Oscillatory Current Sharing in DC Microgrids," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 32, no. 2, pp. 560-570, 2017.
- (7) N. F. Avila, C. Chu: "Distributed Pinning Droop Control in Isolated AC Microgrids", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 4, pp.3237-3249, 2017.
- (8) 山ノ口皓喜, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「直列接続された自律制御セルコンバータにおける非干渉制御のゲイン設計法」, 令和3年 電気学会全国大会, No. 4-036, pp.111-112, 2021.