

トランスレス UPS の並列運転における 循環電流の解析

Analysis of Circulating Currents in Parallel Operation of Transformerless UPS

加 藤 康 司* 五十嵐 寿 勝* 佐 藤 明**

Koji Kato Hisakatsu Igarashi Akira Sato

Abstract

This paper reports on circulating currents in transformer less modular UPSs. There is concern that transformer less modular UPSs decline control performance and exceed component ratings due to circulating currents in the switching frequency component. Circulating currents in a transformer less UPS connected in parallel are even more complex. Therefore, this paper analyzes the circulating current focusing on the switching frequency component. The analysis method of the circulating current was confirmed by the experimental results.

Key words : UPS, Circulation current, Parallel operation

1 はじめに

近年、40℃を超える猛暑、巨大台風、ゲリラ豪雨などの様々な異常気象が毎年のように発生している。特にゲリラ豪雨は 1970 年代後半以降に比べて頻度が約 2 倍に増加しており¹⁾、これらは短時間に猛烈な雨と雷を伴うため、落雷による停電や瞬低のリスクは年々高まっている。

データセンターや通信機器、防災機器、工場の生産設備などの電源品質を求める需要家において停電時や瞬低時に電力供給を継続するために無停電電源装置(UPS)²⁾が広く用いられている。しかし UPS が故障した場合には負荷に電力を供給することができなくなるため、重要な負荷には複数の UPS による並列冗長構成が採用される。

並列冗長構成は UPS を並列接続し負荷電流をそれぞれの UPS が均等に分担して運転する³⁻⁵⁾。N+1 冗長構成にすれば 1 台の UPS が故障しても、残りの UPS で負荷を分担して運転を継続できる。しかし、非絶縁で並列接続する場合、電力変換器のスイッチングタイミングのずれなどにより生じる電位差によって循環電流が発生する。従来の UPS 並列運転では、絶縁用トランスと UPS ごとにバッテリーを個別に持つことで循環電流経路を遮断しているため高価である。

本研究では、コストダウンのため非絶縁における UPS 並列の循環電流経路を解析し、循環電流の発生する条件とそのワーストケースを明らかにした。その結果、循環電流が流れた場合においても部品定格の過剰なマージンを削除しつつ、トランスレスおよび共通バッテリー構成の UPS の並列動作を実現し、コストダウンにつながったので報告する。なお、本技術は「FULLBACK MLU シリーズ」⁶⁾に応用されている。

* 電源システム開発本部 川越開発部 第四 G

** 電源システム開発本部 川越開発部 第三 G

2 循環電流解析方法

2.1 UPS の構成

Fig. 1 に常時インバータ方式 UPS の回路構成を示す。ACSW はサイリスタと電磁接触器を並列接続し、UPS 異常時には無瞬断でインバータ給電と商用給電の切り換えが可能な構成となっている。また、EMI 対策のために入力部と出力部に EMI フィルタを設け、Y コンデンサで接地する。

Fig. 1(a) は従来のトランスを内蔵した場合の UPS である。出力部にトランスを内蔵しており、入力部と出力部は絶縁されるため循環電流の流れる経路を遮断している。並列時は出力トランスとバッテリーを含めて並列とするため、共通部がないので循環電流経路がない。Fig. 1(b) はトランスレスの常時インバータ方式 UPS である。入力と出力に電位差がある場合に、EMI フィルタの Y コンデンサを経由して、インバータとコンバータ間の共通モード電位差によっても循環電

流が流れる。

これらの循環電流は、制御性能の悪化や部品ディレーティングへの影響などが懸念されるため、循環電流経路を解析し、循環電流の発生する条件とそのワーストケースを明らかにすることが重要である。ここでは、入出力部の EMI フィルタに流れる循環電流に着目して解析をおこなう。浮遊容量を介して流れる循環電流は Y コンデンサに流れる循環電流に対して十分小さいためここでは無視している。

2.2 UPS 単機の循環電流解析

Fig. 2 は Fig. 1(b) に示すトランスレス常時インバータの Y コンデンサに流れる循環電流経路をわかりやすくするために、直流リンク電圧から見たコンバータとインバータに接続された共通部として示している。ここでは簡単化のために、UPS 単機の循環電流を解析する。Y コンデンサに流れる電流 i_{cir0} は、コンバータ共通電圧 v_{conv_com} とインバータ共通電圧 v_{inv_com} の電位差 v_{com} と Y コンデンサのインピーダンスより

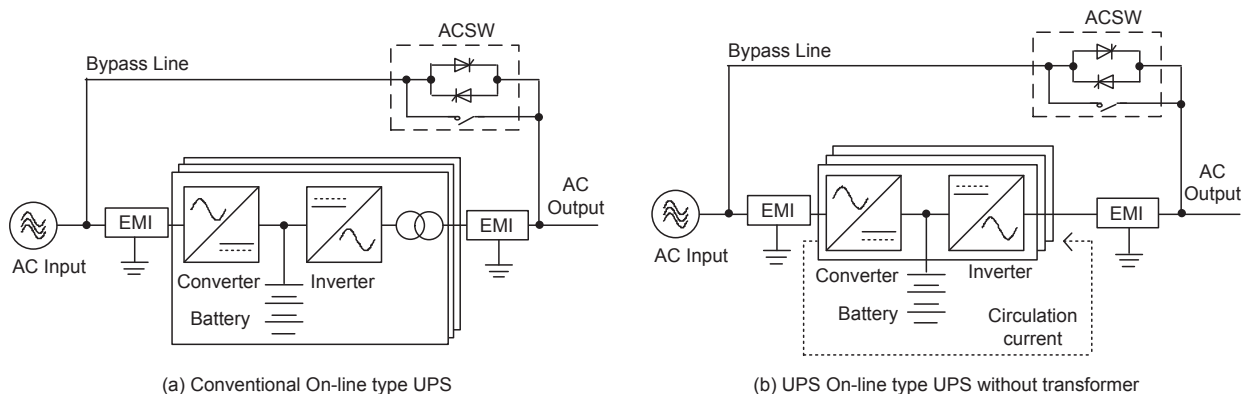


Fig. 1 Circuit diagram of on-line type UPS.

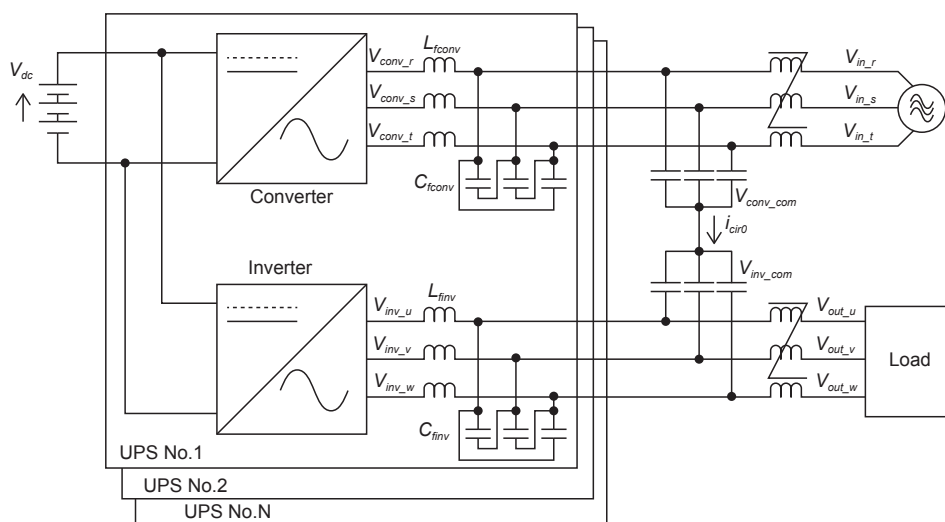


Fig. 2 Circulation Current flow of transformerless UPS.

(1) 式にてあらわすことができる。

$$i_{c1r0} = \frac{V_{conv_com} - V_{inv_com}}{Z_y} = \frac{V_{com}}{Z_y} \quad (1)$$

なお、インバータコモン電圧およびコンバータコモン電圧は (2)(3) に示す通りである。

$$V_{conv_com} = \frac{1}{3} (V_{conv_r1} + V_{conv_s1} + V_{conv_t1}) \quad (2)$$

$$V_{inv_com} = \frac{1}{3} (V_{inv_u1} + V_{inv_v1} + V_{inv_w1}) \quad (3)$$

よって、循環電流は各コモン電圧に依存するため、スイッチング成分を含む相電圧を定式化する。スイッチング関数とフーリエ級数を用いて (4) 式のように表現する。ここで ω_{sconv} はコンバータスイッチング角周波数、 ϕ_f はインバータキャリアとの位相差、 v_{dr} はデッドタイム誤差電圧、 v_{dc} は直流リンク電圧である。

$$V_{conv_r} = \frac{1}{2} v_{dc} \left\{ v_{r1}^* + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} (1 + v_{r1}^*)\right) \cos(\omega_{sconv} t + \phi_f) \right\} - v_{dr1} \quad (4)$$

ここで、コンバータ電圧指令値 v_{r1}^* をコンバータ変調率 α_{conv1} 、入力角周波数 ω_{in} 、インバータ電圧との位相差 ϕ_1 を用いて (5) とすれば、

$$v_{r1}^* = \alpha_{conv1} \sin(\omega_{in} t + \phi_1) \quad (5)$$

コンバータ R 相電圧 V_{conv_r1} は (6) 式ようになる。

$$\begin{aligned} V_{conv_com} &= \frac{1}{3} (V_{conv_r1} + V_{conv_s1} + V_{conv_t1}) \\ &= \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} \alpha_{conv1} \sin(\omega_{in} t + \phi_1) v_{dc} + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} (1 + \alpha_{conv1} \sin(\omega_{in} t + \phi_1))\right) \cos(n\omega_{sconv} t + \phi_f) - v_{dr1} \right. \\ &\quad + \frac{1}{2} \alpha_{conv1} \sin\left(\omega_{in} t - \frac{2}{3}\pi + \phi_1\right) v_{dc} + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} \left(1 + \alpha_{conv1} \sin\left(\omega_{in} t - \frac{2}{3}\pi + \phi_1\right)\right)\right) \cos(n\omega_{sconv} t + \phi_f) - v_{ds1} \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \alpha_{conv1} \sin\left(\omega_{in} t - \frac{4}{3}\pi + \phi_1\right) v_{dc} + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} \left(1 + \alpha_{conv1} \sin\left(\omega_{in} t - \frac{4}{3}\pi + \phi_1\right)\right)\right) \cos(n\omega_{sconv} t + \phi_f) - v_{dt1} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_{inv_com} &= \frac{1}{3} (V_{inv_u1} + V_{inv_v1} + V_{inv_w1}) \\ &= \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} \alpha_{inv1} \sin \omega_{out1} t v_{dc} + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} (1 + \alpha_{inv1} \sin \omega_{out1} t)\right) \cos n \omega_{sinv1} t - v_{du1} \right. \\ &\quad + \frac{1}{2} \alpha_{inv1} \sin\left(\omega_{out1} t - \frac{2}{3}\pi\right) v_{dc} + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} \left(1 + \alpha_{inv1} \sin\left(\omega_{out1} t - \frac{2}{3}\pi\right)\right)\right) \cos n \omega_{sinv1} t - v_{dv1} \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \alpha_{inv1} \sin\left(\omega_{out1} t - \frac{4}{3}\pi\right) v_{dc} + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} \left(1 + \alpha_{inv1} \sin\left(\omega_{out1} t - \frac{4}{3}\pi\right)\right)\right) \cos n \omega_{sinv1} t - v_{dw1} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} V_{conv_r1} &= \frac{1}{2} \alpha_{conv1} \sin(\omega_{in} t + \phi_1) v_{dc} - v_{dr1} \\ &\quad + \frac{1}{2} v_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2} (1 + \alpha_{conv1} \sin(\omega_{in} t + \phi_1))\right) \cos(n\omega_{sconv} t + \phi_f) \end{aligned} \quad (6)$$

S 相電圧、T 相電圧も電圧指令値に $2/3\pi$ の位相差を持ち他は同様のためここでは省略する。(2) 式および (6) 式よりコンバータコモン電圧は (7) 式のようにあらわすことができる。

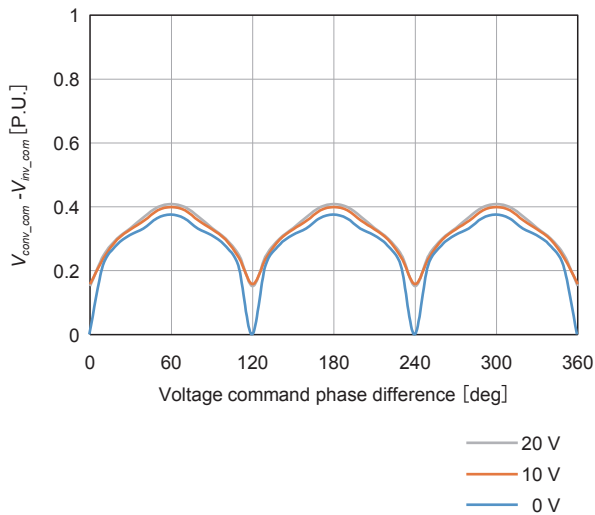
インバータ側コモン電圧も、インバータ電圧指令値 v_{u1}^* 、コンバータ変調率 α_{inv1} 、出力角周波数 ω_{out1} 、用いて (8) 式とすれば、

$$v_{u1}^* = \alpha_{inv1} \sin \omega_{out1} t \quad (8)$$

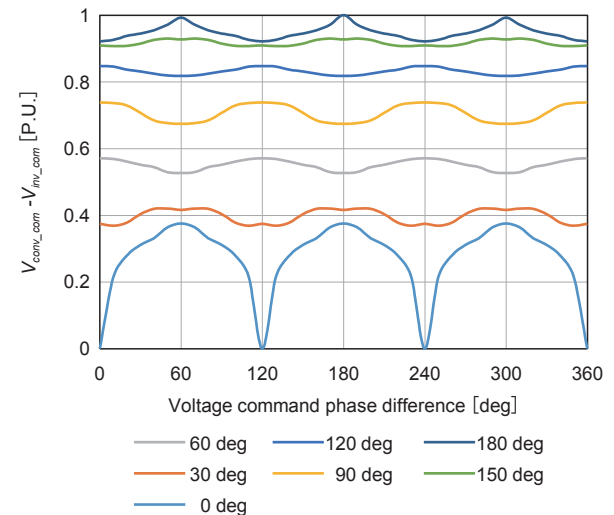
(9) 式にてあらわすことができる。

(7) 式および (9) 式より、循環電流は入力周波数と出力周波数の差 $\omega_{in} - \omega_{out}$ 、コンバータ電圧指令とインバータ電圧指令の位相差 ϕ_1 および変調率の差 $\alpha_{conv1} - \alpha_{inv1}$ 、インバータとコンバータのスイッチング周波数差 $\omega_{sconv1} - \omega_{sinv1}$ およびインバータとコンバータのキャリア位相差 ϕ_f によって電位差が発生する。

Fig. 3 にコンバータコモン電圧とインバータコモン電圧の電位差を数値計算した結果を示す。Fig. 3(a) は入力電圧 180 V-200 V / 50 Hz、出力電圧 200 V / 50 Hz として、直流電圧 400 V の場合に、コンバータ電圧指令とインバータ電圧指令の位相差 ϕ_1 を $0 \sim 360^\circ$ 、および変調率の差 $\alpha_{conv1} - \alpha_{inv1}$ を変化させたときの結果である。なお、インバータとコンバータは同一キャ



(a) Converter and inverter voltage command difference from 0V to 20V



(b) Switching angular frequency phase difference from 0deg to 180deg

Fig.3 Common potential difference of single UPS.

リアにてゲート信号を生成するためキャリア周波数および位相に差異は発生しないとして計算した。

コンバータとインバータが同一電圧振幅かつ位相差が0°, 120°, 240°の時にインバータとコンバータの電圧振幅と位相が完全に一致するためコモン電位差が最小となり, 60°, 180°, 300°で位相が反転するため, コモン電位差が最大となる。

Fig. 3(b) は入力電圧 200 V / 50 Hz, 出力電圧 200 V / 50 Hz として, 直流電圧 400 V の場合に, コンバータとインバータの電圧指令位相差 ϕ_i を 0 ~ 360°, コンバータとインバータのキャリア位相差を 0 ~ 180°まで変化させたときの結果である。インバータとコンバータの電圧振幅と位相が完全に一致する 0°, 120°, 240°の場合においても, キャリア位相差がある場合にはコモン電圧が増大し, キャリア位相差が 180°の場合に最大となる。よって, インバータとコンバータは同一キャリアによってゲート信号を生成することでコモン電位差を最小化できる。

2.3 N 台並列 UPS の循環電流解析

N 台並列時のインバータコモン電圧およびコンバータコモン電圧は (2)(3) 式を拡張し, (10)(11) 式のようにならわすことができる。

$$V_{conv_com} = \frac{1}{N} \sum_{N=1}^N \frac{1}{3} (V_{conv_rN} + V_{conv_sN} + V_{conv_tN}) \quad (10)$$

$$V_{inv_com} = \frac{1}{N} \sum_{N=1}^N \frac{1}{3} (V_{inv_uN} + V_{inv_vN} + V_{inv_wN}) \quad (11)$$

式の展開は紙面の都合上ここでは省略するが, N 台

並列時のコモン電圧変動に影響をおよぼす変数は UPS 単体時の変数に加えて, 各 UPS の出力周波数差 (もしくは位相差), スイッチング周波数差 (もしくは位相差), 各 UPS の変調率の差となる。

UPS 単体と同様に, 位相差が 0°, 120°, 240°の時にインバータ電圧とコンバータ電圧が完全に一致するためコモン電位差が最小となり, 60°, 180°, 300°で位相が反転するため, コモン電位差が最大となる。また, キャリアに位相差があった場合も, コモン電位差はほぼ同一であり, コンバータとインバータの位相差の影響が支配的であるといえる。

3 試験結果

解析結果の妥当性を確認するために, UPS 並列運転の試験を行った。UPS の諸元は Table 1 に示すとおりである。1 台 10 kVA の UPS を 3 台並列で運転し, 入力電圧 200 V / 50 Hz, 出力電圧 200 V / 50 Hz としてコンバータとインバータの位相差を 0 ~ 360°ま

Table 1 Specific of prototype UPS.

Rating power	10 kVA
Input / output voltage	AC 200 V
Input/output frequency	50 Hz
Switching frequency	20 kHz
DC link voltage	400 V
Number of Parallel UPS	3

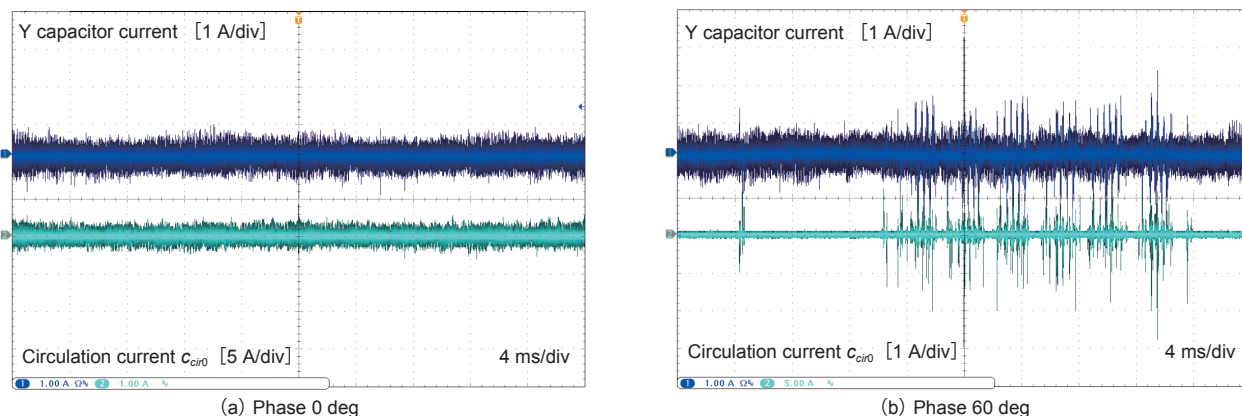


Fig. 4 Circulation current waveform of UPS.

で変化させたときの Y コンデンサに流れる循環電流を測定する。

Fig. 4 に UPS の EMI フィルタに流れる循環電流波形を示す。コンバータとインバータの位相差 0° では高周波の循環電流はほとんど流れていないが、位相差 60° において高いピークを持つ高周波の電流が流れていることがわかる。

Fig. 5 にコンバータとインバータの位相差を $0 \sim 360^\circ$ まで変化させ、電流実効値を基準化しプロットした結果を示す。また、循環電流とコモン電圧の解析結果と比較するために、コモン電圧実効値を基準化している。位相差 60° 、 180° 、 300° において循環電流が最大となり、コモン電圧解析結果とおおむね一致していることが確認できる。位相差 160° 付近においても大きな循環電流が流れているが、接地側への漏れ電流による影響と考える。よって、これらの実験結果より解析結果の妥当性を確認した。

以上の実験結果と解析結果より Y コンデンサを介してコモンモードで流れる循環電流はコンバータとインバータの位相差の影響が支配的であることが明らかとなった。よって位相差 60° 、 180° 、 300° にて部品ディレーティングの評価をおこなうことで品質を担保するとともに、最適な部品設計が可能である。

4 まとめ

本研究では、トランスレス方式常時インバータ方式 UPS の並列運転時において発生する循環電流を解析し、循環電流が発生する条件とワーストケースを理論と実験結果より確認した。本解析によって、循環電流の発生する条件が明確となり、部品設計の最適化をおこなうことで「FULLBACK MLU シリーズ」のコスト

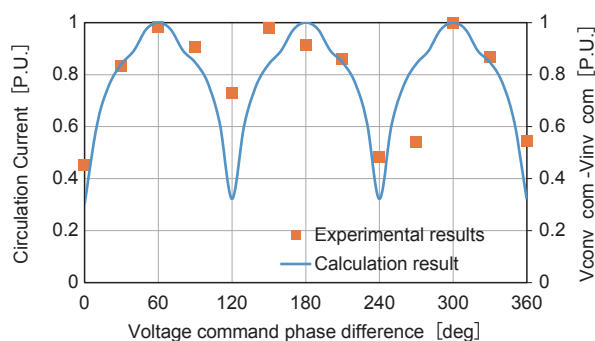


Fig. 5 Common voltage and circulation current.

ダウンにつながった。今後も本解析技術を展開し、UPS の開発を進めていく予定である。

参考文献

1. 文部科学省及び気象庁：「日本の気候変動 2020」, (2021).
2. GS ユアサ：「UPS（無停電電源装置）INDEX」, HP, <https://gyis.gs-yuasa.jp/products/ups/>, (2024).
3. 松崎 薫：「大規模無停電電源システムの高信頼化技術」, 電気学会論文誌 D, Vol.114, No.3 pp. 260 (1994).
4. 伊東 洋一・赤木 泰文・楊 仲慶：「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」, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.2 pp.102–109 (2008).
5. Baoze Wei; Josep M. Guerrero; Juan C. Vásquez; Xiaoqiang Guo, “A Circulating-Current Suppression Method for Parallel-Connected Voltage-Source Inverters with Common DC and AC

Buses” , IEEE Trans. on Industry Ap-plications, Vol.53, no. 4, July-Aug. 2017, pp.3758 – 3769.

6. 加藤 康司・五十嵐 寿勝・永野 史弥・小島 拓郎・鈴木 朗宙・佐藤明：「ユニット方式 UPS “FULL-

BACK MLU シリーズ” の開発」, GS ユアサテクニカルレポート, Vol.20 No.2 December 25, 2023, pp.7-11.