

DAB コンバータをベースとしたスイス整流器の基礎検討

大吉 宗一郎* 志村 慎士郎 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

Fundamental Study of DAB based Swiss Rectifier

Soichiro Oyoshi*, Shinjiro Shimura, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

In recent years, a low-voltage DC grid has become popular for improving the efficiency of power supply systems for data centers with many DC devices. In this paper, an isolated AC-DC converter is proposed and demonstrated by the simulation. The SR-DAB is composed of two dual active bridge converters with an isolation transformer and the Swiss rectifier (SR). The proposed converter is operated with a high power factor by applying DC link current control to the SR-DAB. The simulation confirmed that the input current is sinusoidal by connecting the DAB converter in series with the Swiss rectifier's second stage of the polarity-switching circuit.

キーワード : DAB コンバータ, スイス整流器, 力率改善
(DAB Converter, Swiss rectifier, Power factor correction)

1. はじめに

近年, DX の推進や AI の普及拡大によりデータセンターの需要が増えたことにより, データセンターの消費電力量が急速に増大しつつある。これまで, データセンターの配電システムとして交流配電が一般的に採用されてきた。しかし, データセンター等の直流機器を多く有する電源システムでは, 内部のサーバや UPS が最終的に直流電力で動作する。これらの機器は交流配電から多くの電力変換器 (AC-DC コンバータ, DC-DC コンバータ) を介して接続される。そのため, 電力変換における損失が増大しやすいという問題がある。

この問題に対処するため, データセンター内に低電圧直流 (LVDC) で電力を配電する図 1 のような LVDC システムの導入が進められている⁽¹⁻³⁾。LVDC システムでは, サーバや UPS のような直流駆動される機器を少ない電力変換回数でシステムに接続することができる。これにより, 交流配電時よりも電力変換に起因した損失を低減し, システムの消費電力低減が可能となる。また, 電力変換器の数を削減できるため, 設備の小型化が可能であるという利点もある。このような LVDC システムにおいて, 交流電力システムの入力段には, 絶縁機能を有する AC-DC コンバータが必要となる。

簡易な回路構成の AC-DC コンバータとしてスイス整流器 (SR: Swiss Rectifier) が J. W. Kolar らにより提案されている⁽⁴⁻⁶⁾。スイス整流器は三相降圧型 PFC 整流器であり, 回路単体では非絶縁である⁽⁷⁻⁸⁾。そのため, 近年, 極性切り替え回路の後段に位相シフトフルブリッジ方式⁽⁹⁻¹¹⁾や LLC 方式⁽¹²⁻¹³⁾

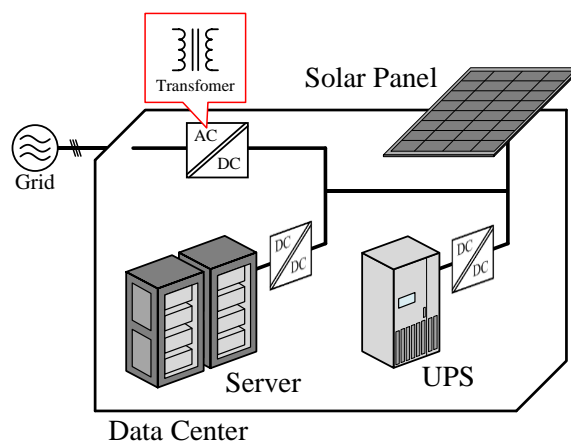


Fig. 1. LVDC system of data center.

を組み合わせることで絶縁機能を付与した回路トポロジが検討されているが, 入出力電圧範囲に制限がある。

本論文では, 絶縁用トランスを含む DAB コンバータ (Dual Active Bridge Converter) によりスイス整流器 (SR) を構成する SR-DAB の提案と基礎検討を行う。この SR-DAB は, DAB コンバータのトランスを利用して絶縁を実現し, さらに位相シフト量の変調により昇圧および降圧の両方に対応できる。これにより, 幅広い交流系統電圧と直流バス電圧に対応可能であることからワールドワイド入力が可能である。

本論文では, 初めに DAB コンバータやスイス整流器の基本動作を述べる。次に, SR-DAB に関する動作原理やトランスの設計手法を示し, 最後に SR-DAB の動作をシミュレーションによって評価する。

2. 回路構成

<2-1> DAB コンバータ

図 2 に DAB コンバータの回路構成を示す。DAB コンバータは、双方向絶縁方式の DC-DC コンバータの一種である⁽¹⁴⁾。DAB コンバータは高周波トランスとトランスに直列に挿入したインダクタ、および 2 台のフルブリッジインバータから構成される。一次側と二次側それぞれのフルブリッジインバータにより、直列インダクタの両端に印加する電圧波形及び位相を変化させることで、双方向に電力を伝送し、かつトランスにより絶縁を行う。ここで、電圧に対して電流を位相遅れとすることで、DAB コンバータではゼロ電圧スイッチング(ZVS)が可能となる。

<2-2> スイス整流器

図 3 に単方向三相降圧型 AC-DC コンバータの一種であるスイス整流器を示す。スイス整流器は、三相ダイオード整流器に双方向スイッチを備え、その後段に降圧型 DC-DC コンバータを接続した回路構成である。

一般的なダイオード整流器では、整流回路後段に接続されている出力キャパシタの影響により、入力電圧よりも出力キャパシタにかかる電圧のほうが高くなる期間が発生する。その期間では、ダイオードが ON 状態にならず、入力電流が流れなくなる。その結果、入力電流は高調波が含まれたひずみ波形となる。

スイス整流器では、3つの双方向スイッチ Q_u 、 Q_v 、 Q_w を系統周波数の 2 倍に同期してスイッチングを行い、さらに降圧型 DC-DC コンバータにより 3 次高調波電流を通過する。その結果、整流用ダイオードの導通角が広がり、入力電流の 0A 期間がなくなることで、ひずみが小さくなる。

<2-3> 提案回路 (SR-DAB)

本研究で提案する回路を図 4 に示す。図 4 の回路は 2.1 節で示した DAB コンバータと 2.2 節で示したスイス整流器を組み合わせた回路構成である。本稿ではそれぞれの回路名の頭文字から、SR-DAB と呼称する。SR-DAB は図 2 の青枠で示されている降圧型 DC-DC コンバータを 2 台の DAB コンバータに置き換えた回路構成である。スイス整流器では整流回路後段に非絶縁型の降圧型 DC-DC コンバータが接続されていたが、これを DAB コンバータに置き換えることにより、スイス整流器の力率改善動作と高周波絶縁を同時に実現する。

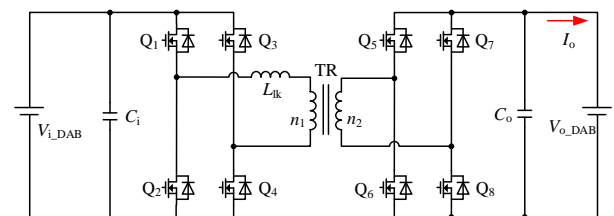


Fig. 2. DAB converter.

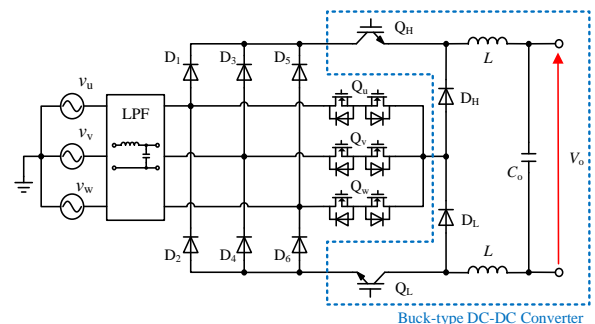


Fig. 3. Swiss Rectifier.

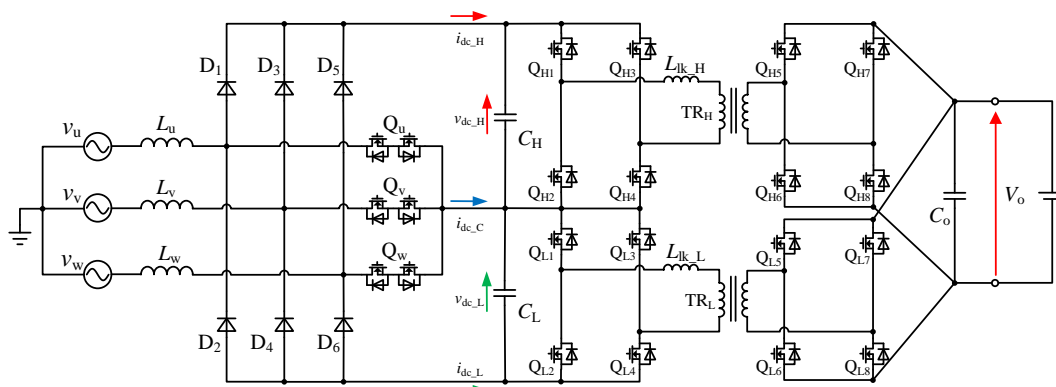


Fig. 4. Scheme of SR-DAB.

3. SR-DAB における直列インダクタンスの設計

SR-DAB における直列インダクタンス L_{lk_H} , L_{lk_L} を DAB コンバータの理論式に基づき設定する。図 1 の DAB コンバータにおける出力電流 I_o は(1)式のように導出される。なお, V_{in_DAB} を DAB コンバータにおける入力電圧, ω を角周波数, f_{sw} を DAB コンバータにおけるスイッチング周波数, θ を位相シフト量, P_o を出力電力, n_1 , n_2 をそれぞれトランス Tr における 1 次側, 2 次側の巻き数, N を巻き数比とする。また, 今回は簡単化のため, $N=1$ とする。

$$I_o = \frac{V_{in_DAB} N}{\omega L_{lk}} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_o = \frac{P_o}{V_o} \\ \text{where } \omega = 2\pi f_{sw} \\ N = \frac{n_1}{n_2} \end{array} \right.$$

ここで, 入力電圧 V_{in_DAB} は図 3 における双方向スイッチ後段のキャパシタ C_H , C_L にかかる電圧(以下, DC リンク電圧 v_{dc_H} , v_{dc_L})に等しい。ここでは DC リンク電圧をまとめて v_{dc} とし, その実効値を v_{dc_rms} とする。 v_{dc_rms} は(2)式のように表すことができる。なお, V_{in} は系統における線間電圧としている。

$$v_{dc_rms} = \frac{1}{2} \sqrt{V_{in}^2 \left(4 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right)} \quad (2)$$

さらに, DC リンク電圧の最大値は V_{dc_max} とし, (3)式で表現することができる。

$$V_{dc_max} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_{in} \quad (3)$$

また, DAB コンバータにおける位相シフト量 θ の最大値を $\pi/2$ とし, 漏れインダクタンス L_{lk_H} , L_{lk_L} (まとめて L_{lk} とする)を設定した。よって, (4)式に示す条件が与えられる。

$$\theta \leq \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

(1-2, 4)式から, 直列インダクタンス L_{lk} について解くと, 直列インダクタンスの上限値が(5)式として導出される。

$$L_{lk} \leq \frac{v_{dc_rms}}{8f_{sw} I_o} \quad (5)$$

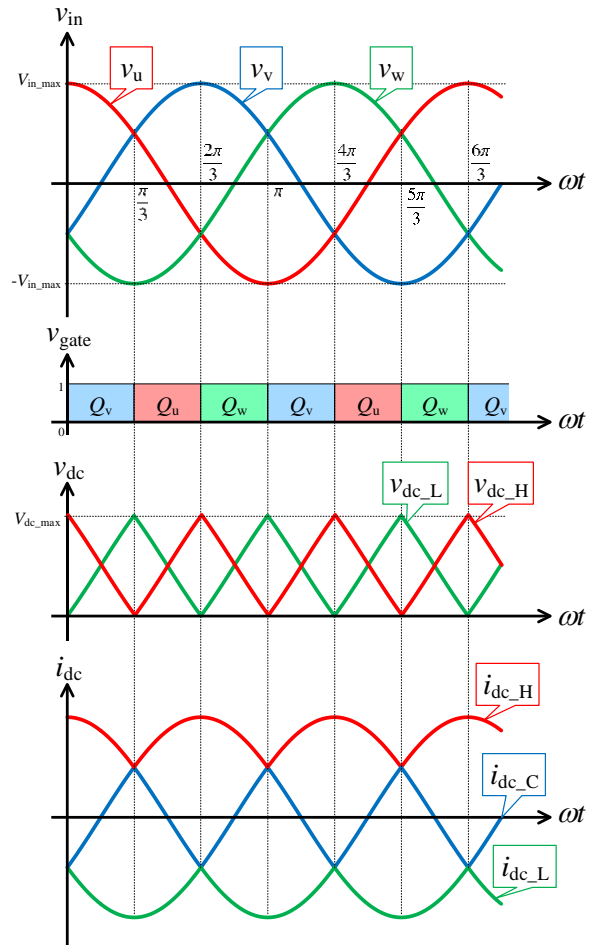


Fig. 5. Waveform of SR-DAB.

4. SR-DAB における動作

<4.1> 回路動作

SR-DAB における双方向スイッチ Q_u , Q_v , Q_w のゲート信号と三相交流電圧波形, および DC リンク電圧/電流波形を図 5 に示す。3 つの双方向スイッチは, 各相における正弦波電圧の大中小関係が変化するタイミングで切り替わる。

その結果, 三相交流電圧は DC リンク電圧 v_{dc_L} と v_{dc_H} に変換され, その最大値 V_{dc_max} は 3 章の(2)式で導出される。また, DC リンク電流 i_{dc_H} , i_{dc_C} , i_{dc_L} は三相入力電流における最大値, 中間値, 最小値となる。しかし, 図 5 に示した DC リンク電圧および DC リンク電流は力率が 1 の場合にのみ得られる。そのため, 正確な力率改善が必要となる。

<4.2> 制御構成

図 5 に SR-DAB における制御ブロックを示す。本稿では, DAB コンバータの入力電流 i_{dc_H} , i_{dc_L} をフィードバックすることにより力率改善制御を行う。初めに三相系統電圧の最大値と最小値を検出し, 系統電圧で除算することで基準

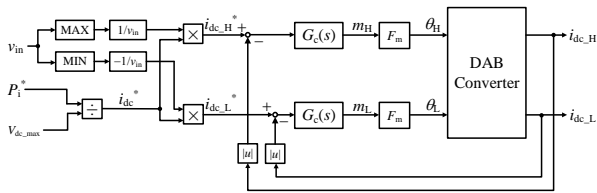


Fig. 6. Control scheme of SR-DAB.

化された最大相と最小相電圧を得る。次に、指令入力電力 P_1^* から算出された指令電流と、得られた最大相電圧および最小相電圧をそれぞれ乗算することにより、 i_{dc_H} 、 i_{dc_L} の指令値 $i_{dc_H}^*$ 、 $i_{dc_L}^*$ を生成し、 i_{dc_H} 、 i_{dc_L} との偏差を取る。偏差に応じて DAB コンバータの位相シフト量 θ_H と θ_L を変化させることで DAB コンバータの伝送電力を変化させ、間接的に DC リンク電流を制御する。これにより、回路の入力側には正弦波電流が通流する。ここで、補償器 $G_c(s)$ は PI 制御器、 F_m は PI 制御器の操作量 m を DAB コンバータの位相シフト量に変換するゲインである。それぞれ $G_c(s)$ は(6)式、 F_m は(7)式で表される。

$$G_c(s) = k_i + \frac{k_p}{s} \quad (6)$$

$$F_m = \frac{m}{\theta} = 4f_{sw} \quad (7)$$

5. シミュレーションによる検証

<5・1> 各種パラメータ

表 1 に SR-DAB におけるパラメータを示す。入力電圧はワールドワイド入力対応のため 200V または 400V とした。また、出力電圧 V_o は 380V としている。そのため、系統電圧によって、SR-DAB は昇圧動作および降圧動作を行う。本稿では、昇圧時および降圧時における回路動作の確認および考察を行う。なお、漏れインダクタンス L_{lk_H} 、 L_{lk_L} は、3 章にて示したパラメータ設定法を用いて導出したものである。

<5・2> 入力電流波形解析

図 7 に入力電圧が 200V(昇圧動作)の場合における入力電流波形、図 8 に入力電圧が 400V(降圧動作)の場合における入力電流波形を示す。基本波力率は昇圧/降圧の場合ともに 0.99 を超えていることを確認した。よって図 7、図 8 より、昇圧、降圧にかかわらず力率改善動作が正常に働いていることがわかる。しかし、入力電流波形において、電圧波形同士が交わるタイミングでリングングが発生している。これ

Table 1. Parameter of elements.

Parameters	Symbol	Values
Input voltage	V_{in}	200/400 [V]
Input frequency	f_i	50 [Hz]
Switching frequency (bidirectional switch)	f_{inj}	100 [Hz]
Switching frequency (DAB converter)	f_{sw}	50 [kHz]
Rated power	P_1^*	10 [kW]
Output voltage	V_o	380 [V]
Input inductance	L_u, L_v, L_w	800 [μ H]
DC link capacitance	C_H, C_L	5 [μ F]
Leakage inductance	L_{lk_H}, L_{lk_L}	9.7 [μ H]
Output capacitance	C_o	200 [μ F]

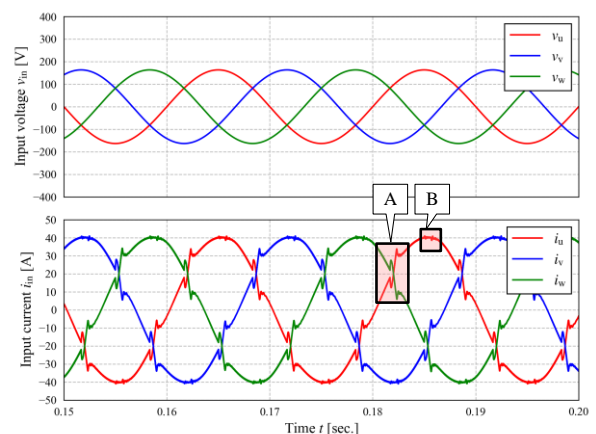


Fig. 7. Input waveform of SR-DAB ($V_{in} = 200V$, $V_{out} = 380V$).

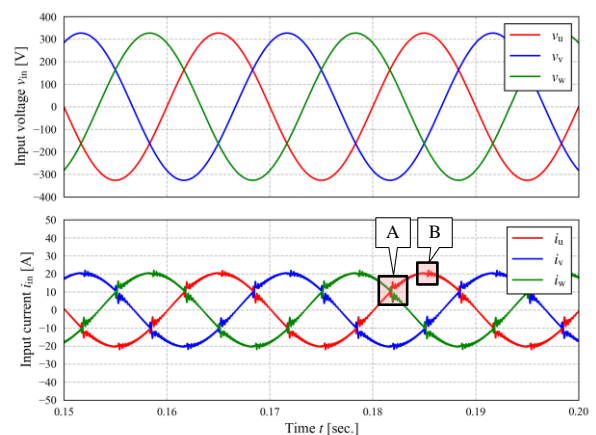


Fig. 8. Input waveform of SR-DAB ($V_{in} = 400V$, $V_{out} = 380V$).

は図5にて示した双方向スイッチ Q_u , Q_v , Q_w における切替わりにより発生する。図7($V_{in}=200V$)の u 相電流における領域Aのリングングは21.5A, 領域Bのリングングは2.31Aであった。また, 図8($V_{in}=400V$)の u 相電流における領域Aのリングングは8.31A, 領域Bのリングングは3.54Aであった。領域Aにおいては, 入力電圧が400Vの場合よりも入力電圧が200Vの場合のほうがリップルが61.4%大きくなる。それに対し, 領域Bにおいては, 入力電圧が200Vの場合よりも入力電圧が400Vの場合のほうがリップルが34.7%大きくなる。

<5-3> 入力電流波形高調波解析

図9に, 入力電圧が200V(昇圧動作)の場合と入力電圧が400V(降圧動作)の場合における u 相入力電流高調波解析結果を示す。なお, 基本周波数は50Hzとしており, 基本波振幅は1[p.u.]とした。図9より, 奇数次において高調波が発生しており, 特に $6n \pm 1$ 次(n は1以上の整数)における高調波が, より大きくなっていることがわかる。それぞれ, 入力電圧が200Vの場合におけるTHDは7.10%, 入力電圧が400Vの場合におけるTHDは4.58%であった。

<5-4> DCリンク波形解析

図10に入力電圧が200V(昇圧動作)のDCリンク電圧/電流波形, 図11に入力電圧が400V(降圧動作)のDCリンク電圧/電流波形を示す。図5の理論波形と比較すると, 昇圧動作, 降圧動作ともに, ほぼ同様の概形となっていることがわかる。しかし, DCリンク電圧が0Vに張り付いている期間で, DCリンク電流に双方向スイッチ Q_u , Q_v , Q_w の切り替わりによるリングングが見られた。

6. まとめ

本稿では, データセンター等に向けて絶縁型コンバータを内包した三相AC-DCコンバータとして, DABコンバータをベースとしたスイス整流器の基礎検討を行った。スイス整流器における極性切り替え回路後段に直列でDABコンバータを接続することにより, 入力電流の正弦波化および電圧の昇圧/降圧動作が可能であることをシミュレーションにより確認した。一方で, 極性切替え時によって生じたリングングが入力電流に重畳し, 特に昇圧動作時に電流ひずみが大きくなることが本検討で明らかとなった。

今後は, 極性切替え時のリングングの抑制を行い, THDの改善を図るとともに, ソフトスイッチングを前提としたDABコンバータの変調方式の検討を行う予定である。

文 献

(1) 泉井 良夫: 「マイクログリッドにおける直流技術の適用と実証実験

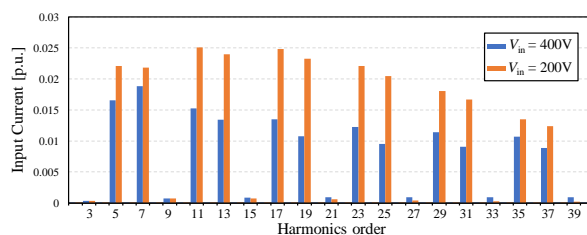


Fig. 9. THD of Input Current.

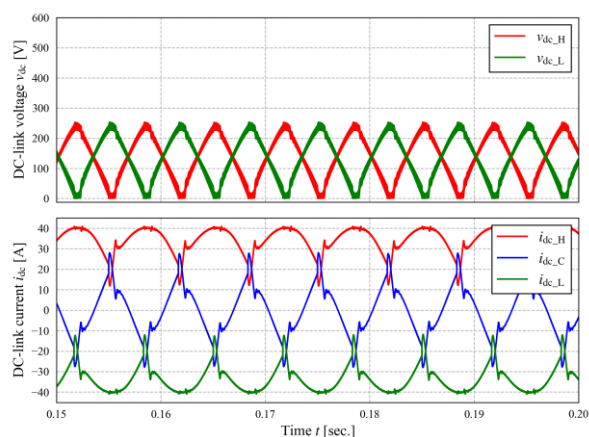


Fig.10. Waveform of DC-link voltage and current ($V_{in} = 200V$, $V_{out} = 380V$).

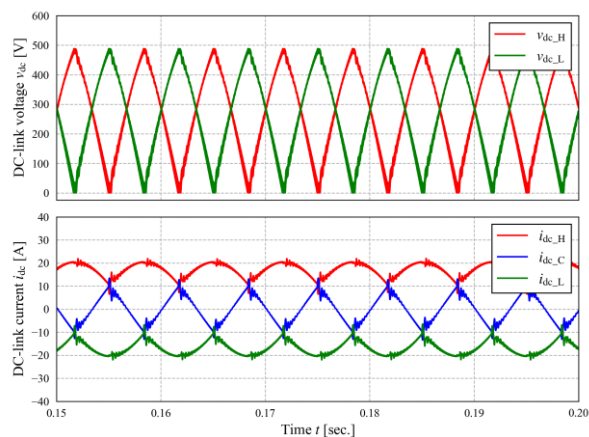


Fig.11. Waveform of DC-link voltage and current ($V_{in} = 400V$, $V_{out} = 380V$).

事例」, IEEJ Transactions on Power and Energy, Vol. 140, No. 9, pp.658-661 (2020).

- (2) J. Liu, J. K. Motwani, R. Burgos, Z. Zhou, and D. Dong, "A New Hybrid Modular Multilevel Rectifier as MVac-LVdc Active Front-End Converter for Fast Charging Stations and Data Centers" in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 9, pp. 11023-11037, Sep. 2023.
- (3) W. T. Kang, K. He, Y. Lei, H. B. Li, Q. Xie, Y. Chen, and X. Y. Chen "An Adaptive Control System for a DC Microgrid for Data Centers" in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, No. 6, pp.1910-1917, Nov.-dec. 2008.

- (4) L. Schrittwieser, J. W. Kolar and T. B. Soeiro, "Novel SWISS Rectifier Modulation Scheme Preventing Input Current Distortions at Sector Boundaries", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 7, pp. 5771-5785, July 2017.
- (5) M. Silva, N. Hensgens, J. Oliver, P. Alou, Ó. García and J. A Cobos, "Isolated Swiss-Forward three-phase rectifier for aircraft applications", in IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 951-958., Mar. 2014.
- (6) T. B. Soeiro, T. Friedli and J. W. Kolar, "Swiss rectifier — A novel three-phase buck-type PFC topology for Electric Vehicle battery charging" in 27th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Feb. 2012.
- (7) J. W. Kolar and T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems", in Proc. 33rd IEEE Int. Telecom. Energ. Conf (INTELEC 2011), 9-13, pp. 1-27, Oct. 2011.
- (8) J. W. Kolar, M. Hartmann and T. Friedli, "Three-Phase Unity Power Factor Mains Interfaces of High Power EV Battery Charging Systems", in Power Electronics for Charging Electric Vehicles ECPE Workshop, Mar. 2011.
- (9) X. Wang, B. Zhang, S. Xie and K. Xu, "A Soft Switching Swiss Rectifier Based on Phase-Shifted Full-Bridge Topology" in Proc. IEEE Int. Power Electron. Conf. Expo., pp. 1-6. April. 2018
- (10) B. Zhang, S. Xie, X. Wang and J. Xu, "Modulation Method and Control Strategy for Full-Bridge-Based Swiss Rectifier to Achieve ZVS Operation and Suppress Low-Order Harmonics of Injected Current", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 6, pp. 6512 - 6522, June. 2020.
- (11) B. Zhang, S. Xie, Z. Li, P. Zhao and J. Xu, "An Optimized Single-Stage Isolated Swiss-Type AC/DC Converter Based on Single Full-Bridge With Midpoint-Clamper", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 10, pp. 11288 - 11297, Oct. 2021.
- (12) C. Jingke, X. Junzhong, C. Kaihong, B. Yuxuan, Z. Yuxin and W. Yong, "Output Voltage Ripple Suppression Strategy for Light DC-link Capacitor DC-Type EV Charger", in IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia), May. 2024.
- (13) X. Li, J. Sun, L. Guo, M. Gao, H. Hu and M. Xu, "A Three-Phase Single-Stage ac/dc Converter Based on Swiss Rectifier and Three-Level LLC Topology", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 2, pp. 1958 - 1972, Feb. 2023.
- (14) 平地克也 : 「ソフトスイッチングの基礎から応用まで」, 電気学会, pp.100-118(2022)
- (15) X. Ruan, W. Chen, L. Cheng, C. K. Tse, H. Yan and T. Zhang, "Control Strategy for Input-Series-Output-Parallel Converters", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 4, pp. 1174 - 1185, April. 2009.
- (16) 井上 重徳, 赤木 泰文 : 「双方向絶縁形 DC/DC コンバータの動作電圧と損失解析」, IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 127, No. 2, pp.189-197 (2007)