

# 三相フライングキャパシタコンバータにおける 電圧アンバランスが損失に与える影響

志村 慎士郎<sup>†</sup> 日下 佳祐<sup>†</sup>

<sup>†</sup>長岡技術科学大学大学院工学研究科 〒940-2137 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

E-mail: <sup>†</sup>s235025@stn.nagaokaut.ac.jp, kusaka@vos.nagaokaut.ac.jp

**Abstract** 本稿では、三相フライングキャパシタコンバータ(FCC)のキャパシタ電圧をアンバランスに維持することによる損失への影響について分析し、評価する。フライングキャパシタ(FC)電圧をアンバランス維持することによって、出力電圧レベルが3から4に増加することから、出力電圧と電流リップルの低減が期待できる。しかし、FC電圧のアンバランス維持は、デバイスに印加される電圧の差異の原因となるためデバイスで生じる損失のアンバランスを生じかねない。本稿では、FC電圧アンバランス維持によるレグ内のデバイス損失分布について、スイッチング損失と導通損失、ダイオード損失の解析を通して評価を行ったので報告する。

**キーワード** フライングキャパシタコンバータ(FCC)、リップル低減、デバイス損失

**Keywords** Flying capacitor converter (FCC), Ripple reduction, Device loss

## 1. はじめに

マルチレベルコンバータは、モータドライブシステムの大電力化の要求に応える回路方式として実用化されている[1]。従来の2レベルインバータと比較して、マルチレベルコンバータは出力電圧レベル数を増やすことで高調波ひずみを低減し、高耐圧化を実現する。主な回路トポロジーとして、中性点クランプ型(NPC)、カスケードHブリッジ型、フライングキャパシタ(FC)型、T-Type、モジュラーマルチレベルコンバータ(MMC)などがある[2-6]。これらの方式の中で、フライングキャパシタ型コンバータ(FCC)は追加の電源回路やクランプダイオードを必要としないため、高パワー密度の観点から他の回路トポロジーより有利である。

マルチレベルFCCでは、FC電圧の平衡バランス維持を実現するため様々な方法が提案されている。キャリア位相シフト変調方式(CS-PWM)は、理想的なFCCに適用した場合にFCが自然にバランスするため、最も簡単な変調方式として広く使用されている[6]。しかし、実機でCS-PWM方式を適用する際には、回路内のデバイスの特性差などの影響でFC電圧の不均衡が生じるため、追加の制御ループが必要となる[7]。

一方、スイッチング状態を柔軟かつ効果的に選択できる変調方式の一つとして空間ベクトル変調(SVM)方式がある。マルチレベルFCCにおけるSVM方式では、スイッチング周波数の低減、出力電圧高調波の低減、FC電圧のバランス維持を同時に実現できる[8]。さらに文献[9]では、FC電圧を意図的にアンバランスに維持することで電圧レベル数を増加できることが示された。これにより、従来の回路構成を変更することなく、出力電圧・電流リップルの低減が可能となった。

しかしながら、FC電圧をアンバランスに維持した際の、デバイスで生じる損失の不均衡については明らかにされていない。デバイスで生じる損失の不均衡は、デバイスの発熱の差異となり、特定のデバイスの短寿命化の原因となることからインバータ寿命に直結する。

そこで本論文では出力電圧・電流リップル低減を目的としてFC電圧をアンバランスに維持した際の、三相フライングキャパシタコンバータのデバイス損失を解析する。解析した損失について、CS-PWM方式、FC電圧バランスSVM方式、およびアンバランスSVM方式と比較し、デバイスで発生する損失の差異について評価する。

## 2. フライングキャパシタ型3レベルコンバータ

### 2.1. 回路構成

Fig. 1に三相3レベルFCCの回路構成を示す。各レグは4つのスイッチング素子( $S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}$ )と1つ

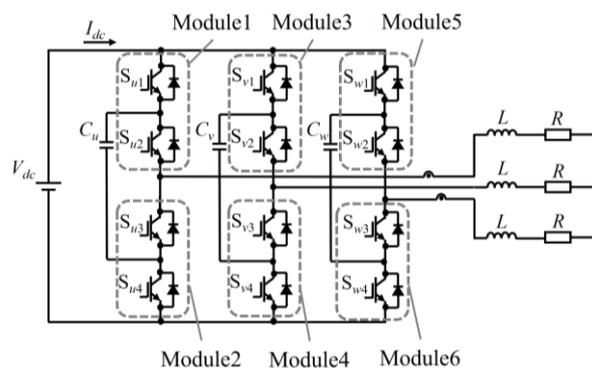


Fig. 1. The circuit diagram configuration of three-phase FCC.

のフライングキャパシタ  $C_x$  ( $x = u, v, w$ ) で構成される。本稿では、 $S_{x1}$  と  $S_{x2}$ ,  $S_{x3}$  と  $S_{x4}$  がそれぞれ 2 in 1 の同一パッケージに内蔵されているものとして損失解析を行う。レグ内の  $S_{x1}$  と  $S_{x4}$ ,  $S_{x2}$  と  $S_{x3}$  はそれぞれ相補的に動作する。3 レベル FCC では、FC の電圧を電源電圧の 1/2 に調整し、平衡を保つ。出力電圧は電源電圧  $V_{dc}$  と FC 電圧の組み合わせで生成され、2 つの電圧差による階段状の波形となる。Fig. 1 の 3 レベル FCC では、直流電圧  $V_{dc}$  と FC 電圧  $V_{dc}/2$  により、出力電圧を 3 レベルにできる。通常動作時、各スイッチングデバイスにかかる電圧は  $V_{dc}/2$  となり、すべてのデバイスの耐圧を低減できる。

TABLE 1

Output voltage due to switching states and switching function in a phase of the FCC.

State	S ( $S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}$ )	$V_x$
3	S (1, 1, 0, 0)	$V_{dc}$
2	S (1, 0, 0, 1)	$V_{dc} - V_{fc}$
1	S (0, 1, 1, 0)	$V_{fc}$
0	S (0, 0, 1, 1)	0

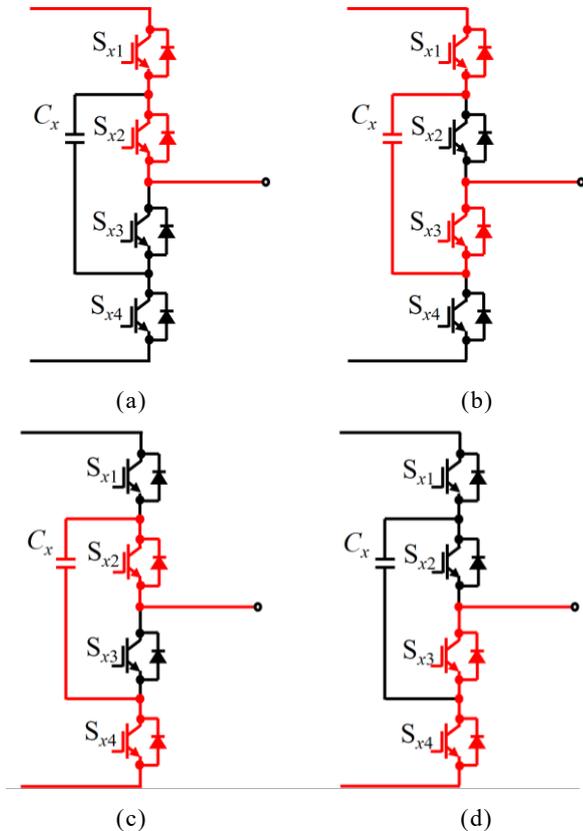


Fig. 2. The circuit operation modes of FCC corresponding to the switching states in Table 1. (a) State 3 (b) State 2. (c) State 1. (d) State 0.

### 2.2. 3 レベル FCC の基本動作

Table 1 に三相 3 レベル FCC の 1 相におけるスイッチング関数と出力電圧の関係を示す。FC 電圧を DC 電圧の 1/2 に平衡維持する場合、スイッチング状態 1 と 2 は同じ電圧を出力する。この回路動作モードを Fig. 2 に図示する。Fig. 2 (a) は上側二つのアーム ( $S_{x1}, S_{x2}$ ) が共に ON の状態を示し、相電圧に DC 電圧がそのまま出力される。Fig. 2 (b) と (c) は上側二つのアームのいずれかが ON の状態で、相電圧は  $V_{dc}/2$  となる。Fig. 2 (d) は上側二つのアームが共に OFF の状態で、相電圧は 0V となる。

### 2.3. キャパシタ電圧バランス

これまで、FCC の FC 電圧を平衡バランスするために、様々な変調方式が研究されてきた。FC 電圧の平衡バランスは、高調波の少ない 3 レベルの出力電圧を得るために最も重要である。FC 電圧を平衡バランス維持する変調方式は、主にキャリア位相シフト変調 (CS-PWM) 方式と空間ベクトル変調 (SVM) 方式がある。

Fig. 3 は、3 レベル FCC に適用する CS-PWM 方式の u 相の変調波とキャリア波を示している。CS-PWM では、電圧レベル数  $n$  に対して、 $(n-1)$  個のキャリア波が必要となる。3 レベル FCC の場合、C1 と C2 の二つのキャリアを変調波  $M$  と比較してスイッチングパルスを生成する。CS-PWM は、各 FC に対して充電と放電のスイッチング状態を等しい時間適用することで、FC 電圧を一定に保つことができる。このため、CS-PWM は自己平衡バランス特性を有している。しかし、実際の実装では、デバイスの特性差や回路内のインピーダンスの影響により、FC 電圧に不均衡が生じる可能性がある。そのため、文献[7]では追加の制御ループが必要であることが報告されている。

SVM 方式を用いた FC 電圧の平衡バランス方法は、文献[10]などで提案されている。SVM 方式では、三相電圧をベクトルとして表現し、Fig. 4 に示す平面上に配置する。平面上に配置される複数のスイッチング状態 ( $V0 \sim V63$ ) を組みあわせることで、電圧指令  $V_{ref}$  を実

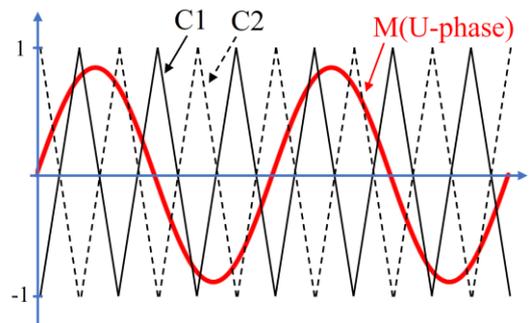


Fig. 3. Carrier phase shifted pulse width modulation of three-level FCC

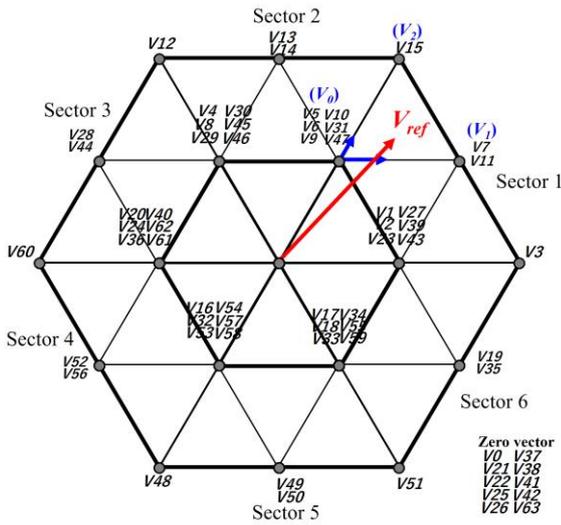


Fig. 4. Space vector diagram of balancing FC voltage for three-level FCC.

現する。この際、出力電圧に最も近いスイッチング状態を選択し、スイッチング状態のパルス幅を調整することで出力電圧が制御される。3 レベル FCC の場合、FC 電圧の平衡バランスを考慮してスイッチング状態を選択する必要がある。FC 電圧を平衡バランスさせるためには、同じ出力電圧を実現する複数のスイッチング状態の中から、FC 電圧を均等に維持できるスイッチング状態を適切に選択することが必要とされる。

三相 3 レベル FCC では、平衡バランス SVM 方式を適用することで、CS-PWM 方式に比べて変換器効率の向上や高調波低減が可能になる。

### 3. FC 電圧アンバランス動作

FC 電圧をアンバランスに調整する SVM 方式が文献 [9] で提案されている。この手法では、FC 電圧を  $V_{dc}/2$  に固定せず所望の電圧に調整できる。FC 電圧をアンバランスに調整することで、Table 1 の State 1 と State 2 による出力電圧は異なる値となる。これにより、三相 3 レベル FCC の回路構成を変更することなく、電圧レベル数を増加させることが可能となる。この電圧レベルの増加は、出力電圧・電流のスイッチングリップルを効果的に低減する上で有効である。

一方、FC 電圧のアンバランス維持によって、変換器内の半導体デバイスで生じる損失の不均衡が懸念される。例えば、FC 電圧をアンバランス維持した場合、 $S_{x1}$  と  $S_{x2}$  のデバイス電圧とコレクタ電流は Fig. 5 のようになる。各デバイスのスイッチング損失は以下の式で表される。

$$P_{loss1} = \int_0^{T_{sw}} v_{ce1} i_c dt = \int_0^{T_{sw}} (v_{dc} - v_{fc}) i_c dt \quad (1)$$

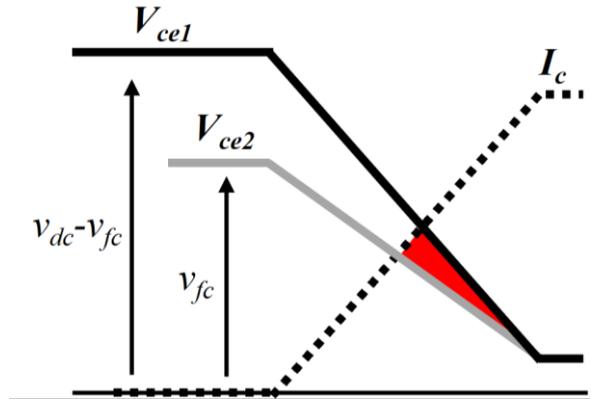


Fig. 5. Carrier phase shifted pulse width modulation of three-level FCC.

TABLE 2

Rated values and parameters of three-level FCC.

System parameter	Value
Switching devices	IGBT 2MBI50N-060
DC source voltage	300 V
Capacitor of DC bus	4.7 mF
Flying Capacitor	500 $\mu$ F
Switching Freq.	10 kHz
Output Freq.	50 Hz
Load resistance	5.5 $\Omega$
Load inductance	346 $\mu$ H

$$P_{loss2} = \int_0^{T_{sw}} v_{ce2} i_c dt = \int_0^{T_{sw}} v_{fc} i_c dt \quad (2)$$

ここで、 $P_{loss1}$ 、 $P_{loss2}$  は  $S_{x1}$ 、 $S_{x2}$  のスイッチング損失、 $T_{sw}$  はスイッチング周波数、 $v_{ce1}$ 、 $v_{ce2}$  は  $S_{x1}$ 、 $S_{x2}$  のコレクターエミッタ電圧、 $i_c$  はコレクタ電流である。スイッチング損失は、FC 電圧のバランス値によって異なり、Fig. 5 に示す赤色の部分でデバイス間に損失の差が生じる。半導体デバイス間での熱の不均衡は、変換器の寿命を低下させる。次節では、FC 電圧をアンバランス維持する SVM 方式を適用した三相 FCC における半導体デバイスの損失について詳細に解析する。

### 4. 損失解析

回路シミュレータ PLECS を用いて、FC 電圧をアンバランスに制御した際の損失を解析した。Table 2 にシミュレーション条件を示す。変調方式による損失の比較をするために、CS-PWM 方式、平衡バランス SVM 方式、アンバランス SVM 方式によるシミュレーションから損失解析を行う。本解析では、Fig. 1 に示したように 2 in 1 モジュールを各相あたり 2 個使用することを想定した。

Fig. 6 に、各変調方式による線間電圧と相電流波形を示す。アンバランス SVM 方式適用時は、FC 電圧を

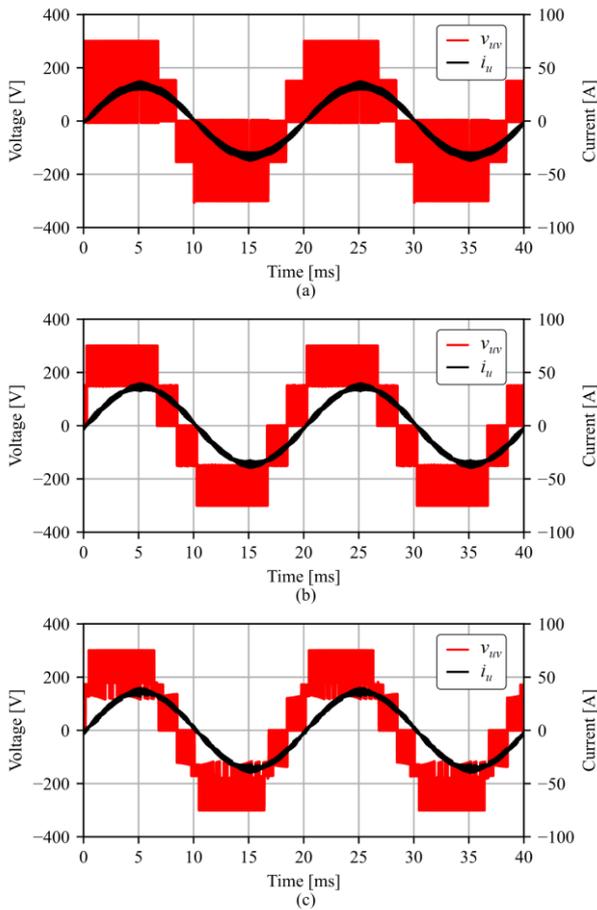


Fig. 6. Waveforms of line voltage and a phase current for each modulation method. (a) CS-PWM. (b) Balancing SVM method. (c) Unbalancing SVM method.

40%でアンバランスに維持している。CS-PWM の波形は、最も線間電圧のリプルが大きくなる。また、FC 電圧のアンバランスによって線間電圧のレベルが増大することを確認した。

まずは、Fig. 1 に示す回路内の 6 つのモジュールにおける損失を調査した。各変調方式による比較結果を Fig. 7 に示す。Fig. 7 から、すべての変調方式において、モジュールごとの損失にばらつきがないことを確認した。

Fig. 9 に、レグ内の 4 つのデバイス損失を比較する。Fig. 9 (a) の CS-PWM 方式適用時と、Fig. 9 (b) の平衡バランス SVM 方式適用時は、IGBT とダイオードのいずれにも損失のばらつきが見られない。一方、Fig. 9 (c) の FC 電圧を DC 電圧の 40% アンバランスさせた時と、Fig. 9 (d) の 60% でアンバランスさせた時では、最大で約 0.9 W のばらつきが確認された。この損失のばらつきは、主に IGBT のスイッチング損失に起因している。ダイオード導通損失と IGBT 導通損失にも若干のばらつきが見られたが、これらは互いに相殺するため、デ

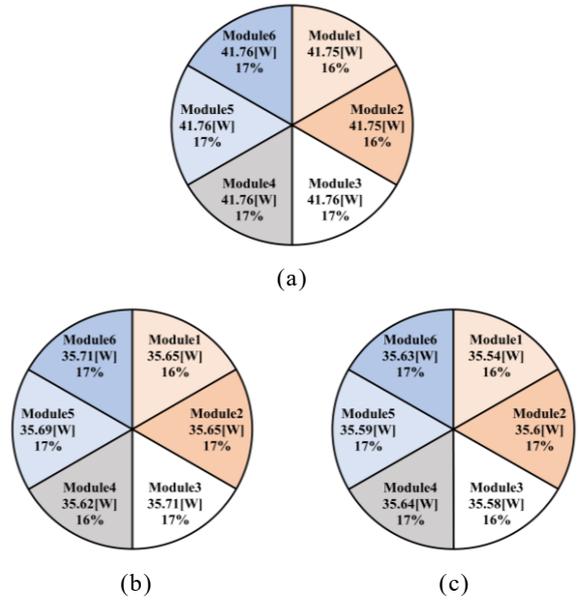


Fig. 7. Loss and percentage by modules for each modulation method. (a) CS-PWM. (b) Balancing SVM method. (c) Unbalancing SVM method.

バイス全体の損失ばらつきには大きな影響を与えない。したがって、FC 電圧アンバランスによる損失のばらつきは 1 W (定格電力に対して 0.001%) 未満のスイッチング損失の差異であり、デバイスで生じる発熱には大きく影響しないことが本検討により明らかになった。

## 5. まとめ

本稿では、三相フライングキャパシタコンバータの出力電圧・電流リップル低減のために FC 電圧をアンバランスに維持した場合のデバイス損失を解析した。デバイスの損失は、スイッチング損失、導通損失、およびダイオード導通損失を評価対象とした。解析は、キャリア位相シフト変調(CS-PWM)方式と FC 電圧を平衡バランス維持する SVM 方式、FC 電圧をアンバランス維持する SVM 方式を比較して行った。デバイス損失を分析した結果、アンバランス SVM 方式では約 0.8 W のばらつきが確認され、主に IGBT のスイッチング損失によるものであった。一方、ダイオード導通損失と IGBT 導通損失は互いに相殺しあうため、デバイス全体のばらつきに大きな影響を与えないことが確認された。したがって、FC 電圧のアンバランスによる損失のばらつきは小さく、デバイスの熱的不均衡に大きく影響しないことが示された。

## 文 献

- [1] S. Kouro et al., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010.
- [2] L. Tan et al., "A Simplified Space Vector Modulation

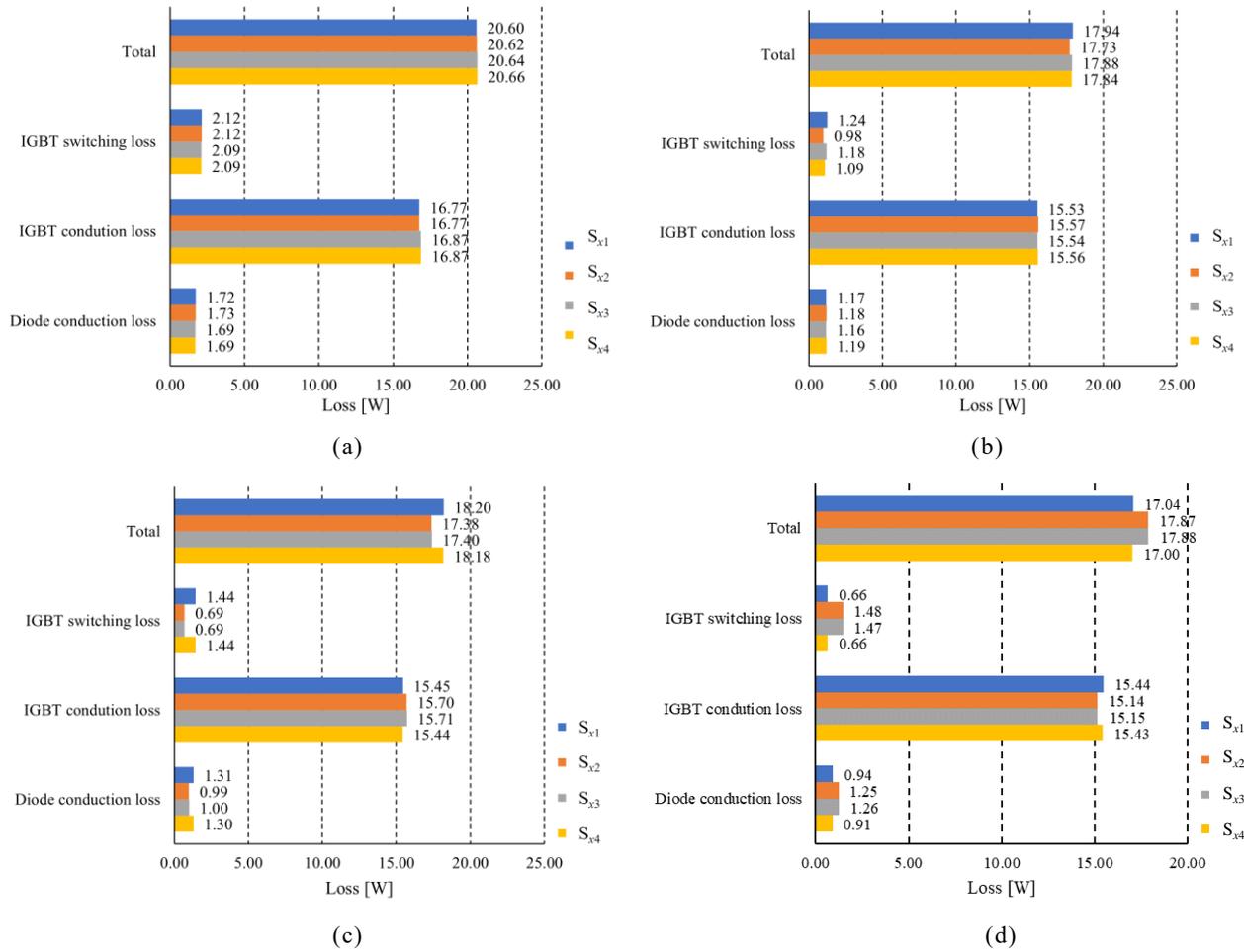


Fig. 8. Loss and percentage by modules for each modulation method. (a) CS-PWM. (b) Balancing SVM method. (c) Unbalancing at 40% of DC voltage using SVM method. (d) Unbalancing at 60% of DC voltage using SVM method.

for Four-Level Nested Neutral-Point Clamped Inverters With Complete Control of Flying-Capacitor Voltages," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 1997-2006, March 2018.

- [3] Zhaoyang Jin, Keiichiro Kondo, Front-End Design Optimization for Downsizing of Power Electronic Transformers in High-Speed Traction Applications Considering Different Modulation Strategies, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Article ID 24004655, Advance online publication September 06, 2024.
- [4] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine and M. Ferdowsi, "Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, Feb. 2012.
- [5] Resma Kalandar Kasim, Femi Robert, Performance Enhancement of an Integrated SiC JFET and GaN HEMT 5-kW T-Type Inverter for Vehicle-to-Grid and Grid-to-Vehicle Technology, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Article ID 24004484, Advance online publication September 13, 2024.
- [6] Atsushi Chiba, Kenichiro Sano, Yushi Koyama, Kei Sekiguchi, Takahiro Ishiguro, and Daichi Suzuki, "DC Fault Ride-Through Control of Half-Bridge MMCs for the HVDC Grid with DC Circuit Breakers," *IEEJ J.*

*Industry Applications*, vol. 12, no. 3, pp. 281-288, 2023.

- [7] C. Feng, J. Liang and V. G. Agelidis, "Modified Phase-Shifted PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 178-185, Jan. 2007.
- [8] S. Choi and M. Saedifard, "Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1154-1161, July 2012.
- [9] 志村慎士郎, 日下佳祐:「出力電流リップルを低減するフライングキャパシタの電圧アンバランスを維持可能な空間ベクトル変調法」, 2024年電気学会産業応用部門大会, Vol.n.a., No. 1-90, pp. 349-354 (2024).
- [10] J. Ebrahimi, H. Karshenas, S. Eren and A. Bakhshai, "A Fast-Decoupled Space Vector Modulation Scheme for Flying Capacitor-Based Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 14539-14549, Dec. 2021.