

フライングキャパシタ形 Current-Fed DAB コンバータの 昇圧キャパシタ電圧制御による損失最小化

学生員 大野 貴志 正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Consideration about Loss Reduction by Boost Capacitor Voltage Control for Flying Capacitor-type Current-Fed DAB Converter

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

This paper investigates loss reduction in a flying capacitor-type current-fed DAB converter through boost capacitor voltage control. The losses of each switching device are analyzed through formulation and validated through experimentation. The results indicate that adjusting the boost capacitor voltage to 450 V minimizes losses, achieving a mismatch of only 0.97% between the calculated and experimental results. The findings highlight the importance of considering conduction, switching and copper losses for optimal performance.

キーワード : DC-DC コンバータ, ゼロ電圧スイッチング, Current-Fed DAB コンバータ, 損失解析

Keywords : DC-DC converter, Zero voltage switching (ZVS), Current-fed DAB converter, Loss analysis

1. はじめに

近年, 電力変換器の削減や太陽光発電やバッテリーとの親和性の観点から DC グリッドが注目されている⁽¹⁾⁽²⁾. これらの用途は電圧や電力変動が大きいので, 連系する絶縁型 DC-DC コンバータはワイドレンジでの運転が要求される。

回路は様々な方式が考えられるが, Dual Active Bridge (DAB) コンバータは双方向動作やソフトスイッチングが可能な点から適用が期待できる。しかし, DAB コンバータは入出力電圧の変動によりハードスイッチングやトランスの循環電流増加を引き起こし, 効率が低下する課題がある。

上記の課題に対してこれまでに様々な DAB コンバータの高効率化手法が検討されている。拡張位相シフト(EPS)制御⁽³⁾は従来のデュアル位相シフト制御に加えて励磁電流を制御することで ZVS での動作範囲拡大や電流実効値の抑制が実現できる。しかし, 複雑な位相シフト条件に基づいて制御が行われるため, 制御パラメータの最適化が課題である。また, T-type インバータと組み合わせた DAB コンバータではトランスに印加する電圧レベルを適切に切り替えることで高効率動作範囲を拡張している⁽⁴⁾。しかし, 各レグの半導体スイッチに必要な耐圧は 2 レベルインバータと同様のため回路の高耐圧化が課題となる。

これらの問題に対して, 著者らはフライングキャパシタ形 Current-Fed (FCCF)-DAB コンバータを提案している⁽⁵⁾。

本回路はフルボルテージ(FV)とハーフボルテージ(HV)の切り替え, 電流三角波モード(TCM)によるゼロ電圧スイッチング(ZVS)と電流実効値抑制, 昇圧キャパシタ電圧調整によって広い動作範囲での高効率動作を実現できる。しかし, これまで, 損失を最小化する昇圧キャパシタ電圧は実験的に決定しており, 理論的に明らかになっていない。

本論文では FCCF-DAB コンバータにおけるスイッチングデバイスの損失と昇圧キャパシタ電圧条件の関係を数式により明確にし, 損失最小点を明らかにする。本手法ではスイッチングデバイスの飽和電圧特性を線形近似することで最小限の計算で導通損失を導出する。試作機により損失の実験結果と解析結果を比較し妥当性を検証する。

2. 回路構成および制御

図 1 に FCCF-DAB コンバータを示す。本回路は, 低圧側インバータの各中点にインダクタを接続し電流型構成とする。高圧側は 3 レベルフライングキャパシタコンバータ(FCC)で構成し必要な素子耐圧を低減する。FCC は DC グリッド電圧をトランスに印加する FV モードと FC 電圧を印加する HV モードで動作する。これらの動作モード切替により広い入力電圧, 負荷条件での高効率動作を実現する。

図 2 に FCCF-DAB コンバータの HV モードにおける動作エリアを示す。本回路は, 入力電圧や負荷条件でデバイスのスイッチングタイミングが異なるため A, B, C の動作エ

リアに分けられる。また、各動作エリアではトランス電流は図2の概形となる。本論文では最も動作エリアが広いAについて検討を行う。

図3に定常動作波形と各スイッチング素子の電流波形を示す。トランス電流のオフセット電流 I_{offset} は二次側デバイスをZVSするために、昇圧インダクタ電流のボトム電流 I_{bot} は一次側下側デバイスをZVSするために設けている。これらの電流は、デッドタイム期間中にデバイス出力容量に蓄えられたエネルギーを充分放電できる値に設定している。

図4にFCCF-DABコンバータの制御ブロック図を示す。FCCF-DABコンバータの一次側Hブリッジでは昇圧キャパシタの電圧制御を行う。また、昇圧インダクタ電流は一次側下側デバイスのZVSを達成するために電流三角波(TCM)で動作する。TCMは昇圧インダクタ電流のボトム値を一定の負電流に制御するために可変周波数で動作する。昇圧インダクタ電流のボトム値と電力の関係は(1)式で表される。

$$P^* = 2V_{in} I_{LC_avg} = 2V_{in} \left(\frac{V_{in}}{\omega L_C} \frac{2\pi D_1}{2} + I_{bot} \right) \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 P^* は電力指令値、 V_{in} は入力電圧、 I_{LC_avg} は昇圧インダクタ電流の平均値、 D_1 は一次側下アームのオンデューティ、 ω はスイッチング角周波数で $2\omega f_s$ 、 f_s はスイッチング周波数、 L_C は昇圧インダクタンス、 I_{bot} はZVSに必要な昇圧インダクタ電流のボトム値である。

(1)式よりスイッチング周波数は(2)式で表される。

$$f_s = \frac{V_{in}^2 D_1}{L_C (P^* - 2V_{in} I_{bot})} \dots\dots\dots (2)$$

一次側下アームのオンデューティ D_1 は(3)式で表される。

$$D_1 = (V_C - V_{in}) / V_C \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 V_C は昇圧インダクタ電圧である。

FCCF-DABコンバータの伝送電力と位相シフト角 δ の関係は(4)より導出される。

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{pri}(\theta) i_{Trp}(\theta) d\theta \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 v_{pri} は一次側インバータの出力電圧、 i_{Trp} はトランス一次側電流である。

また、二次側デバイスをZVSするためのオフセット電流は二次側デューティ D_2 によって制御され(5)式で表される。

$$D_2 = (2I_{offset} f_s L_{DAB} + V_C D_1) / NV_{out} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 I_{offset} はトランスオフセット電流である。

3. 半導体損失の定式化

本章では、FCCF-DABコンバータの昇圧キャパシタ電圧調整時における損失特性を明らかにするために各スイッチングデバイスの損失を定式化する。また、本論文では受動部品の損失はトランス銅損のみ考慮し、昇圧インダクタの損失とトランスの鉄損は考慮していない。スイッチングデバイスの損失はスイッチング損失と導通損失からなる。さらに、スイッチング損失はターンオン損失とターンオフ損

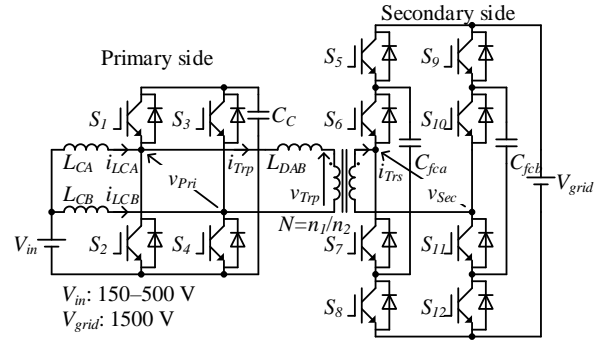


Fig. 1 Circuit configuration of flying capacitor-type current-fed (FCCF) DAB converter.

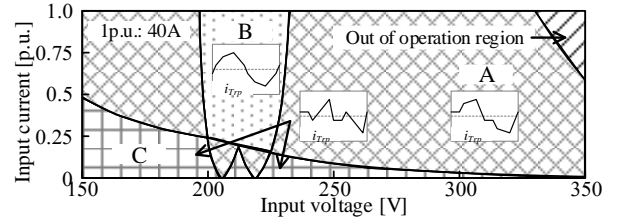


Fig. 2 Operation region of FCCF-DAB converter at HV mode

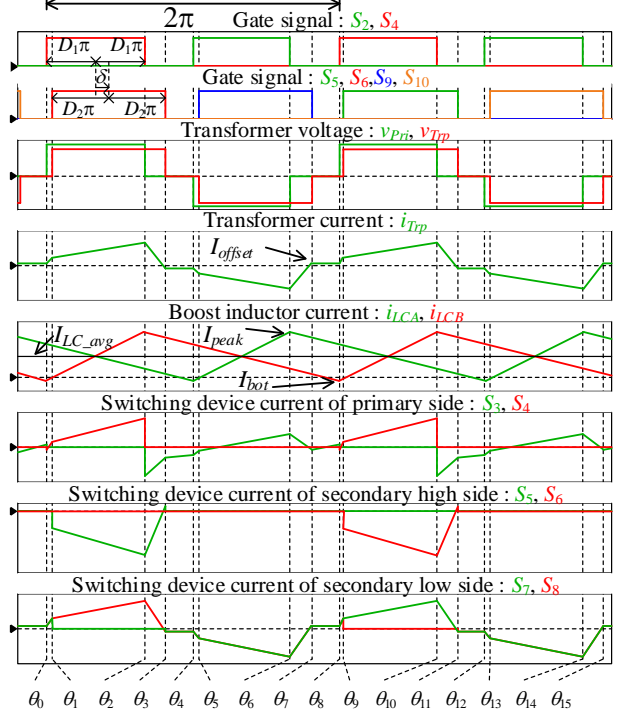


Fig. 3 Steady waveform of FCCF-DAB converter.

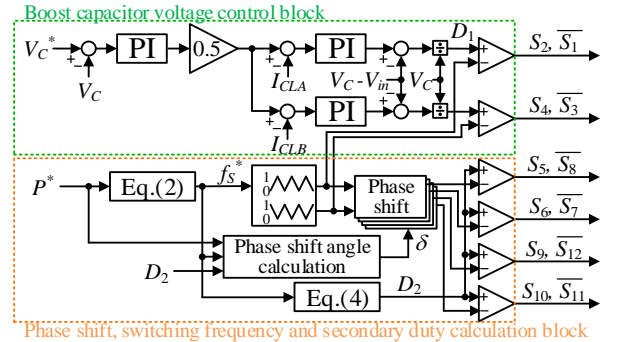


Fig. 4 Control block diagram of the FCCF-DAB converter.

失に分離できる。また、導通損失はスイッチングデバイスに通流する電流の極性によって IGBT とダイオードのいず

れかで生じる。

〈3・1〉 トランス電流と昇圧インダクタ電流 FCCF-DAB コンバータのトランス電流位相角を(6)式で表す。

$$\begin{cases} \theta_0 = 0 \\ \theta_1 = D_1\pi + \delta - D_2\pi \\ \theta_2 = 2D_1\pi \\ \theta_3 = D_1\pi + \delta + D_2\pi \end{cases} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、FCCF-DAB コンバータのトランス電流位相角は半周期で対称となるため θ_0 - θ_3 までのみを示す。

(6)式のトランス電流位相角におけるトランス電流を(7)式、昇圧インダクタ電流を(8)式で表す。

$$\begin{cases} i_{Trp}(\theta_0) = -i_{Trp}(\theta_4) = (-V_C D_1\pi + NV_{out} D_2\pi) / \omega L_{DAB} \\ i_{Trp}(\theta_1) = -i_{Trp}(\theta_5) = (V_C(\delta - D_2\pi) + NV_{out} D_2\pi) / \omega L_{DAB} \\ i_{Trp}(\theta_2) = -i_{Trp}(\theta_6) = (V_C D_1\pi + NV_{out}(\delta - D_1\pi)) / \omega L_{DAB} \\ i_{Trp}(\theta_3) = -i_{Trp}(\theta_7) = (V_C D_1\pi - NV_{out} D_2\pi) / \omega L_{DAB} \end{cases} \dots\dots\dots (7)$$

$$\begin{cases} i_{LCB}(\theta_0) = (P^* / V_{in} - V_{in} D_1 / f_s L_C) / 2 = i_{bot} \\ i_{LCB}(\theta_2) = (P^* / V_{in} + V_{in} D_1 / f_s L_C) / 2 = i_{peak} \end{cases} \dots\dots\dots (8)$$

昇圧インダクタ電流は一次側のスイッチングでのみ電流の傾きが変化するため2区間のみとなっている。

〈3・2〉 スイッチング損失 スイッチング損失はターンオン損失とターンオフ損失に分離できる。一方で、FCCF-DAB コンバータは全スイッチングデバイスでZVSを達成するためターンオン損失は生じない。また、データシートにおけるターンオフ損失は電圧と電流の重なり期間に生じる損失、キャリアの再結合に伴うテール電流による損失、出力容量による損失からなる。このうち出力容量による損失はターンオン時のZVS動作により充電された電荷が負荷または電源に回生されるため発生しない。出力容量に起因する損失は(9)式で表し、損失計算で用いるスイッチング損失 E_{SW} はデータシート上のターンオフ時に生じる損失エネルギー E_{off} から減算して用いる。

$$E_{SW} = E_{off} - C_{OES} V_{CE}^2 / 2 \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 C_{OES} はデバイス出力容量、 V_{CE} はコレクタとエミッタ間電圧である。

本論文ではそれぞれ2 nFと600 Vを用いた。ターンオフ損失は(10)式で表される。

$$P_{SW} = E_{SW}(V_{CE}, I_C) f_s \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 P_{SW} はスイッチング損失、 I_C はコレクタ電流である。スイッチング時に生じるエネルギー E_{SW} はコレクタ-エミッタ間電圧とコレクタ電流に依存する。ただし、コレクタ-エミッタ間電圧は600 V固定値とし E_{SW} はコレクタ電流に対して線形近似を行う。

表1にIGBTのターンオフ時のコレクタ電流を示す。一次側と二次側それぞれの各legは半スイッチング周期毎に対称に動作するため対応するスイッチングデバイスに流れる電流値は一致する。一次側はトランス電流と昇圧インダクタ電流の和がターンオフ時に流れる。一方で、二次側デ

Table. 1 Collector current at IGBT turn-off

Switching devices	Turn-off current
S_{1_IGBT}, S_{3_IGBT}	$\frac{V_C D_1\pi - NV_{out} D_2\pi}{\omega L_{DAB}} + \frac{1}{2} \left(-\frac{P_{in}}{V_{in}} + \frac{V_{in} D_1}{L_C f_s} \right)$
S_{2_IGBT}, S_{4_IGBT}	$\frac{V_C D_1\pi + NV_{out}(\delta - D_1\pi)}{\omega L_{DAB}} + \frac{1}{2} \left(\frac{P_{in}}{V_{in}} + \frac{V_{in} D_1}{f_s L_C} \right)$
S_{5_IGBT}, S_{6_IGBT} S_{9_IGBT}, S_{10_IGBT}	$\frac{N(V_C D_1\pi - NV_{out} D_2\pi)}{\omega L_{DAB}}$
S_{7_IGBT}, S_{8_IGBT} S_{11_IGBT}, S_{12_IGBT}	$\frac{N(V_C(\delta - D_2\pi) + NV_{out} D_2\pi)}{\omega L_{DAB}}$

バイスには一次側トランス電流に巻数比N倍した電流が流れる。ただし、二次側トランス電流には一次側トランス電流から励磁電流を除いた電流が流れるが、励磁電流は負荷電流に対して十分小さいため簡単化のため本論文では考慮していない。

〈3・3〉 導通損失 IGBTは負方向に電流を流すことができないためデバイスに流れる電流極性によってIGBTまたはダイオードのいずれかに導通損失が生じる。IGBTとダイオードの瞬時導通損失はそれぞれ(11)式と(12)式で表される。

$$P_{C_IGBT} = v_{CE}(i_C) i_C = \alpha' i_C(\theta)^2 + v_{CE0} i_C(\theta) \dots\dots\dots (11)$$

$$P_{C_Diode} = v_{EC}(i_E) i_E = \alpha'' i_E(\theta)^2 + v_{EC0} i_E(\theta) \dots\dots\dots (12)$$

ここで α' 、 α'' はそれぞれIGBTとDiodeのコレクタ-エミッタ間飽和電圧の傾き、 v_{ce0} 、 v_{ec0} はそれぞれIGBTとダイオードのゼロ電流時のコレクタ-エミッタ間の飽和電圧である。ただし、IGBTとダイオードの飽和電圧と電流の関係は線形近似している。また、IGBTとダイオードの導通損失は瞬時導通損失を各トランス電流位相角の区間ごとに積分することで求められる。1区間当たりの導通損失は(13)式と(14)式で表される。

$$P_{C_IGBT} = (2p_{C_IGBT}(\theta_0) + p_{C_IGBT}(\theta_1))(\theta_1 - \theta_0) / 6\pi \dots\dots (13)$$

$$P_{C_Diode} = (2p_{C_Diode}(\theta_0) + p_{C_Diode}(\theta_1))(\theta_1 - \theta_0) / 6\pi \dots\dots (14)$$

ただし、図3において正方向に流れる電流はIGBTを導通し、負方向に流れる電流はダイオードに導通する。また、FCCF-DABコンバータは自然転流によりトランス電流の各位相角のタイミング以外で電流極性が変わるため、転流時の位相角を求める必要がある。

4. 実験結果と損失解析結果

表2に回路パラメータを示す。試作機は入力電圧150-500 V、グリッド電圧1500 V、定格電力20 kWを用いた。使用したデバイスは三菱電機製のハイブリッドSiCモジュール(CMH150DY-24NFH, 1200 V, 150 A)である。

図5に昇圧キャパシタ電圧を400 Vから470 Vまで変化させた際のスイッチング損失、導通損失、トランス銅損の特性を示す。各損失の最小値は昇圧キャパシタ電圧に依存し、400 Vから470 Vの間で最大値に対して、スイッチング損失は410 V時で19.2%減少、導通損失は460 V時で26.8%

減少、銅損は 470 V 時で 39.4%減少した。また、損失の合計値で最小となるのは 450 V 時で 15.6%減少した。これらの特性から、FCCF DAB コンバータは導通損失またはスイッチング損失のどちらが支配的かを考慮し適切に昇圧キャパシタ電圧を調整する必要がある。

図 6 に昇圧キャパシタ電圧を 400 V と 450 V に設定した際の実験波形を示す。昇圧キャパシタ電圧を 400 V から 450 V へと昇圧することでトランス電流実効値は 23.8 A から 18.9 A へ 20.6%低減している。一方で、スイッチング周波数は 10 kHz から 12.9 kHz へ 29.0%増加している。

図 7 に昇圧キャパシタ電圧を 400 V から 470 V まで変化させた際の損失特性の解析結果と実験結果を示す。損失計算では、ターンオン損失は ZVS 達成によりゼロ、ターンオフ損失はターンオフ時のエネルギー E_{off} から出力容量のエネルギーチャージ分を差し引いて計算している。

従来のトランス電圧比とトランス巻数比を一致させた 400 V の条件では、実験時の損失が 366 W、計算結果では 366 W と有効数字 3 桁で一致した。また、計算結果と実験結果で損失最小となる昇圧キャパシタ電圧 450 V の条件では実験時の損失が 306 W、計算結果は 309 W と 0.97%の誤差で一致した。これらの誤差の要因は、スイッチング時に生じる E_{SW} や IGBT とダイオードの飽和電圧は線形近似しているためであると考えられる。具体的には、デバイス電流が極めて小さい数 A 程度の領域ではどちらの特性も非線形性があるため損失計算時に損失が多く計上されていると考えられる。また、昇圧インダクタの損失、トランスの鉄損等を考慮していないことも誤差の要因である。

5. まとめ

本論文では、FCCF-DAB コンバータの昇圧キャパシタ電圧を変更した際の損失特性を明らかにすることを目的に各スイッチングデバイスの損失を定式化した。その結果、昇圧キャパシタ電圧 450 V の条件において損失解析と実験結果どちらの条件においても損失最小となり、損失は 0.97%の誤差で一致した。

今後は動作エリア B および C の損失式の導出を行い、最適な動作モード(FV と HV)の切替点について検討を行う。

文 献

- (1) 石橋卓治, 地道拓志, 森修, 「大規模洋上風力発電の直流配電システム向け高圧大容量 DC/DC 変換器の回路方式と制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 1, pp. 58–66, 2018.
- (2) C. Meyer, M. Hoing, A. Peterson, and R. W. De Doncker, "Control and Design of DC Grids for Offshore Wind Farms," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, no. 6, pp. 1475–1482, Nov. 2007
- (3) G. Xu, L. Li, X. Chen, Y. Liu, Y. Sun and M. Su, "Optimized EPS Control to Achieve Full Load Range ZVS With Seamless Transition for Dual Active Bridge Converters," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 68, no. 9, pp. 8379–8390, Sept. 2021
- (4) 比嘉隼, 宅間春介, 日下佳祐, 伊東淳一, 「広い電圧駆動範囲に対して動作モードを切り替え法を適用した T-type Dual Active Bridge DC-DC コンバータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 4, pp. 388–400, 2019.
- (5) 大野貴志, 西川滉大, 渡辺大貴, 伊東淳一, 「1500 Vdc 系統に連系する

Table. 2 Circuit parameters with loss analysis and experiment

Element	Symbol	Value
Rated power	P_{rated}	20 kW @ $V_{in}=500$ V
Max. value of input current	$I_{in-rated}$	40 A
Switching frequency	f_s	10–30 kHz
Input voltage	V_{in}	150–500 V
DC-grid voltage	V_{grid}	1500 V
Boost capacitor voltage	V_C	HV : 400–470 V FV : 800 V
Boost inductor	L_C	270 μ H
External inductor	L_{DAB}	68 μ H
Magnetizing inductor	L_{Mg}	16.2 mH
Turn ratio	N	0.544 (37T/68T)
Dead-time	T_d	850 ns

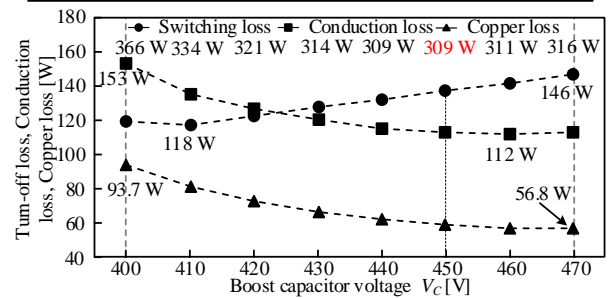
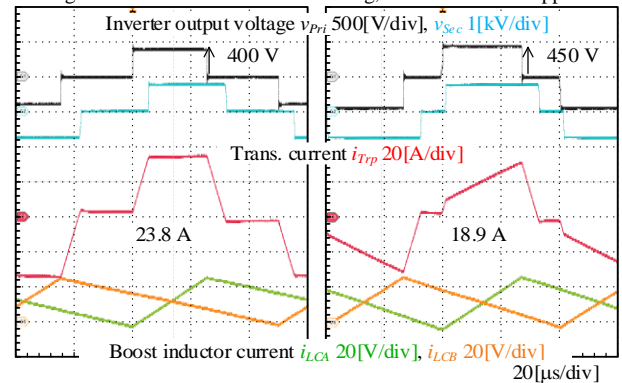


Fig. 5 loss characteristics of switching, conduction and copper.



(a) V_C : 400 V, f_s : 10 kHz (b) V_C : 450 V, f_s : 12.9 kHz

Fig. 6 Operation waveform with each boost capacitor voltage.

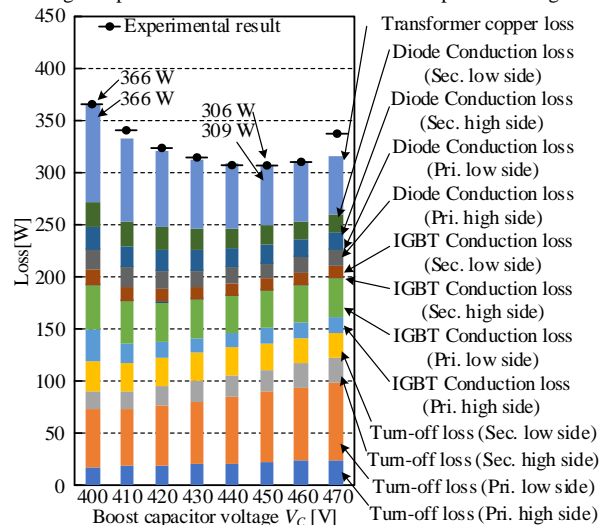


Fig. 7 Results of loss calculation and experiment.