

直流給電系における安定性解析 と安定化手法

Stability Analysis and Stabilization Methods in DC Power Supply System

井 上 馨*

Kaoru Inoue

Doshisha University

Abstract

Direct current (DC) power supply systems are drawing attention because of the increase in renewable energy, batteries, and home and customer appliances using DC. In a DC power supply system with a constant power load (CPL) and LC filter, the input voltage may oscillate because of the impedance interaction between the output impedance of the LC filter and input negative impedance of the CPL. The impedance method based on the Nyquist criterion is often utilized for stability analysis. This report introduces the impedance based stability analysis method and several control method for stabilization.

Key words : DC power supply system; Impedance based stability analysis; Stabilization

1 はじめに

温室効果ガスの排出量削減や持続可能な社会へ向けた取組みにより、再生可能エネルギーの導入が進められている。自然エネルギーを使用するため出力が変化する再生可能エネルギーを電力系統に連系するために、蓄電池の併用やインバータをはじめとするパワーエレクトロニクス機器が用いられているが、複数のパワーエレクトロニクス機器が系統に接続されることで安定性に影響が及ぼされることが指摘されており、これらに対する検討が様々報告¹⁻⁶されている。

一方で、電力系統からの電力を利用する一般的な家電・民生機器は、機器内部で交流を直流に変換して電力を利用している。インバータ方式の洗濯機、エアコンや冷蔵庫などは、さらに直流から交流に変換して電力を利用している。他にも、人工衛星、電気自動車、データセンター等の様々な応用分野において、直流バスを通じてそれぞれの負荷に直流および直流から変換した交流電力を供給する直流給電系統が用いられている。そこで、太陽光などの再生可能エネルギーによって発電された電力を交流に変換することなく、直流のまま機器で利用することで変換時の損失低減が可能な直流給電方式の検討⁷⁻¹²が行われている。

直流給電系においては、Fig. 1 に示すように直流バ

* 同志社大学 理工学部 電気工学科

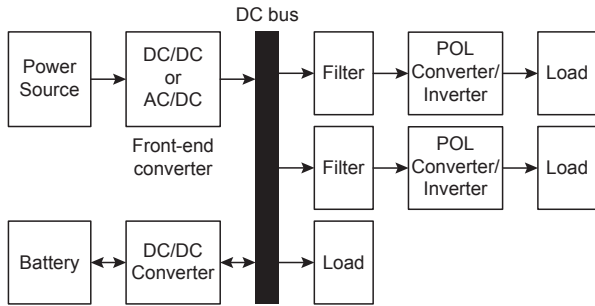


Fig. 1 Typical DC power supply system.

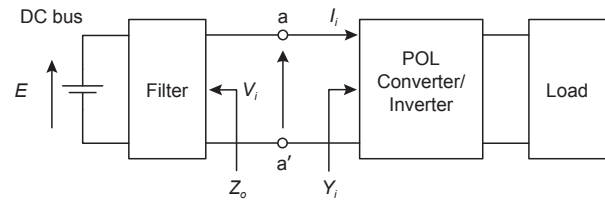
スより負荷に応じた電力供給のために、様々な負荷の直近に複数のコンバータやインバータ等の電力変換器を設置する POL (Point of Load) 方式が主に用いられる。このような系統においては、直流バス、フィルタ、コンバータ・インバータ、負荷などのインピーダンスの相互影響により、安定性に影響が表れることが知られている¹³⁻¹⁶。負荷の直近の電力変換器が一定電力を出力するように制御されていると、この変換器は直流入力バス側から見ると定電力負荷 (CPL : Constant Power Load) となるため、その動作点近傍では負性の入力インピーダンスを持つこととなり、系統の安定性に大きな影響を与える^{10, 15-16}。このような直流給電系を安定に運用するために様々な安定性解析法^{1, 15, 20}や安定化制御法¹⁷⁻²⁷の検討が行われている。

本稿では、直流給電系を安定に運用するために必要不可欠な安定解析法の一つであるインピーダンスに基づく手法^{1, 15, 20}について述べ、これに基づく3つの安定化制御法について紹介を行う。安定化制御法では、フロントエンドコンバータにより仮想的に抵抗成分を発生させる Virtual damping 法^{19, 21, 23}、フィルタと POL コンバータ (もしくはインバータ) 間に安定化のための回路を付加する方法^{18, 22, 24}、そして POL コンバータが受動性を持つように制御する手法^{19, 24-27}について、それぞれ紹介する。

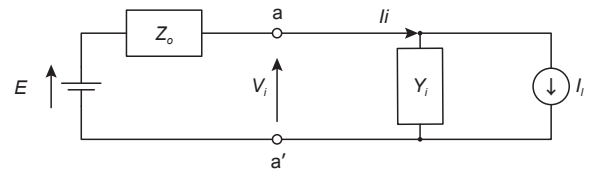
2 直流給電系の安定性解析法

2.1 インピーダンスに基づく安定性解析

Fig. 2 (a) に示す直流バスからフィルタを通して POL コンバータ (もしくはインバータ) に電力を供給する給電系について考える。端子 a-a' より左側部分の周波数領域での等価回路は、角周波数を ω , $s = j\omega$ として周波数領域での電圧・電流変数を大文字で表すとき、Fig. 2 (b) に示すように電圧源 E とフィルタや



(a) DC power supply system with a filter.



(b) Equivalent circuit for stability analysis in the frequency domain.

Fig. 2 POL circuit in DC power supply system.

寄生素子等によるインピーダンス $Z_o(s)$ のテブナンの等価回路で表される。端子 a-a' より右側部分の等価回路は、等価電流源 $I_i(s)$ と入力アドミタンス $Y_i(s)$ によるノートの等価回路により一般的に表現できる。

ここで、電流 $I_i(s)$ の動作点近傍における変化分に対する端子 a-a' 間の電圧 $V_i(s)$ の変化分は、

$$\frac{\Delta V_i(s)}{\Delta I_i(s)} = -\frac{Z_o(s)}{1 + Z_o(s) Y_i(s)} \quad (1)$$

となる。これは、Fig. 3 に示すような閉ループ系と等価であるため、ナイキストの安定判別法を適用すると、 $Z_o(s) Y_i(s)$ の位相が 180 度以内に収まるか、もしくはこの位相が 180 度となる周波数において、

$$|Z_o(s) Y_i(s)| < 1 \quad (2)$$

であれば安定となる。もしくは分母の特性方程式

$$1 + Z_o(s) Y_i(s) = Z_i(s) + Z_o(s) = 0 \quad (3)$$

に対して、ラウス・フルビッツの方法により安定性を判別できる。ただし、 $Z_i(s) = 1/Y_i(s)$ とする。

以上のように、入力・出力インピーダンス (アドミタンス) の相互影響にナイキストの安定条件やラウス・フルビッツの方法を適用することで安定性の判別がで

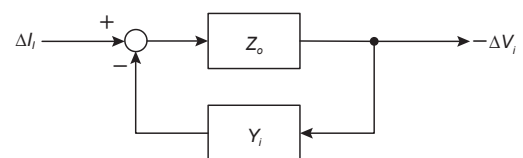


Fig. 3 Equivalent system of $\Delta V_i(s)/\Delta I_i(s)$

きる。これ以降は表現の簡単化のため (s) を省略する。

2.2 POL コンバータ回路の安定条件

Fig. 2 (a) におけるフィルタが LC フィルタで POL コンバータが降圧 DC-DC コンバータの場合である Fig. 4 を例にとり、安定になるための条件を求めよう。ここで、 R_f は配線等の抵抗成分を表している。

コンバータに接続された負荷抵抗への電圧 V_i をフィードバック制御により一定に制御すると、負荷に流れる電流 I_i も一定となり、端子 a-a' から右側回路は定電力負荷となる。定電力負荷の入力インピーダンス $Z_i(s)$ は、Fig. 5 に示すように、動作点 (V_i^* , I_i^*) 近傍で考えると負性の特性を持つ。この負性の特性とフィルタの共振特性により、回路に振動が生じる場合がある。

このとき、コンバータの効率を η とすると、コンバータ入出力電力の関係は、

$$\eta V_i I_i = V_i I_i \quad (4)$$

と表せる。動作点 (V_i^* , I_i^*) 近傍でのコンバータの入力インピーダンス Z_i は、デューティー比を D として、

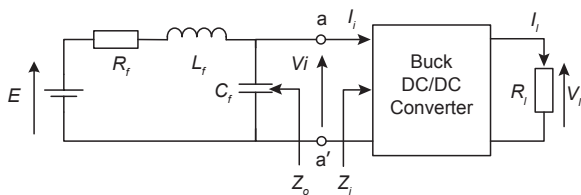


Fig. 4 Buck converter with LC input filter.

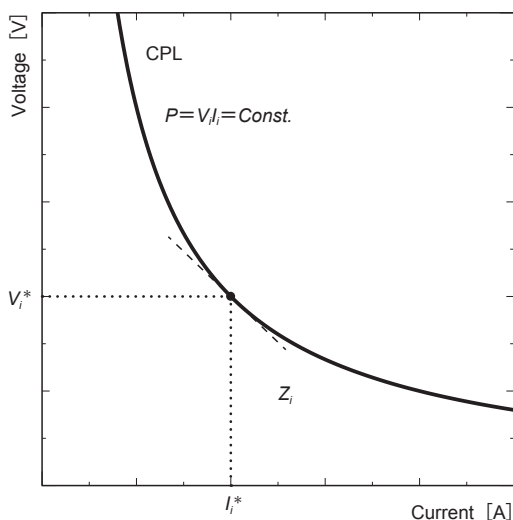


Fig. 5 Negative impedance of a constant power load.

$I_i = DI_i$ および $V_i = R_i I_i$ より、以下となる。

$$Z_i = -\frac{V_i I_i}{\eta I_i^2} = -\frac{R_i}{\eta D^2} \quad (5)$$

一方で、フィルタの出力インピーダンスは、

$$Z_o = \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \quad (6)$$

となる。

簡単化のために $\eta = 1$ として、 Z_i と Z_o を式 (1) へ代入すると、

$$\frac{\Delta V_i(s)}{\Delta I_i(s)} = -\frac{(L_f s + R_f)}{as^2 + bs + c} \quad (7)$$

が得られる。この分母の係数 a,b,c に対してラウス・フルビッツの方法を用いると、次の安定になるための条件を導くことができる。

$$a = L_f C_f > 0 \quad (8)$$

$$b = R_f C_f - D^2 \frac{L_f}{R_i} > 0 \quad (9)$$

$$c = 1 - D^2 \frac{R_f}{R_i} > 0 \quad (10)$$

フィルタパラメータはそれぞれ $L_f, C_f > 0$ であり、デューティー比は $0 \leq D \leq 1$ より、一般的に係数 $a, c > 0$ は満足される。係数 $b > 0$ については、

$$Q \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} < \frac{R_i}{D^2} \quad (11)$$

と書き直すことができる。ただし、 $Q = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$ である。

これは、右側のコンバータ入力インピーダンスの大きさ $|Z_i|$ が、左側のフィルタ出力インピーダンス Z_o の共振時における最大値よりも大きい、

$$|Z_o|_{max} < |Z_i| \quad (12)$$

であることを示している¹⁹。よって、全周波数領域において $Z_o < Z_i$ 、すなわち $Z_o Y_i < 1$ である場合に安定になることを示している。

また $R_f = 0$ の場合には、自明ではあるが b が負となるため不安定であり、どのようなフィルタパラメータであっても定電力負荷の負性インピーダンスにより発振する。

3 安定化手法

ここでは、POL コンバータを持つ直流給電系の安定化の方法の例について、Virtual damping 法、フィルタと POL コンバータの間に安定化のための回路を付加する方法、そして POL コンバータの受動性に基

づく安定化法について紹介する。

3.1 Virtual damping 法

Fig. 4 における R_f が大きくなると $b > 0$ が満足しやすくなり、安定の領域が大きくなる。すなわち、 L_f と直列に抵抗を挿入することで安定化を図ることができる。しかし、物理的な抵抗は損失を生じることから、Fig. 6 (a) に示すように直流バスへ電力を供給するフロントエンドコンバータの出力電圧・電流を制御して仮想的な抵抗 (Virtual damping) R_v を生成することで、損失を低減しながら安定化することができる^{19, 21, 23}。

フロントエンドコンバータの出力電圧を V_v 、出力電流を I_v とすると、それらの動作点 (V_v^* , I_v^*) 近傍において

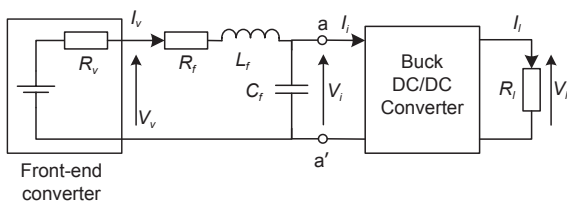
$$\Delta V_v = -R_v \Delta I_v \quad (13)$$

となるように、計測した I_v を用いて V_v の制御を行うことで R_v を仮想的に生成できる。これにより、式 (9), (10) の係数 b, c は次のようになる。

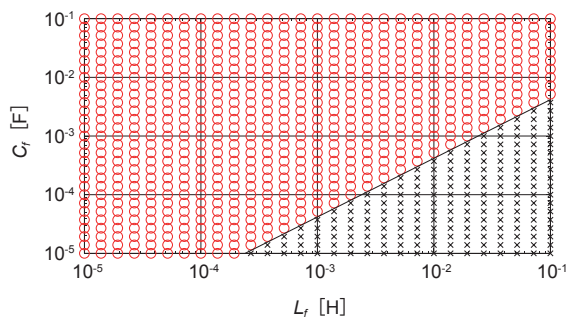
$$b' = (R_f + R_v) C_f + \frac{L_f}{Z_i} > 0 \quad (14)$$

$$c' = 1 + \frac{R_f + R_v}{Z_i} > 0 \quad (15)$$

ここでは簡単化のために $R_f = 0$ として、 R_v と安定性に着目するため b' と c' をまとめると、以下の安定条件が得られる。



(a) DC power supply system with virtual damping.



(b) Stable region of single CPL connected system.

Fig. 6 Single CPL connected system under virtual damping for stability.

$$|Z_i| > R_v > \frac{L_f}{C_f |Z_i|} \quad (16)$$

R_v の大きさはどのようなものでもよいのではなく、POL コンバータの入力インピーダンスの大きさ $|Z_i|$ よりも小さくしなければならず、また下限の大きさもフィルタ係数と $|Z_i|$ で決まる。 Z_i の大きさは動作点によって変化するため、仮想抵抗値の設計の際には十分に注意が必要となる。

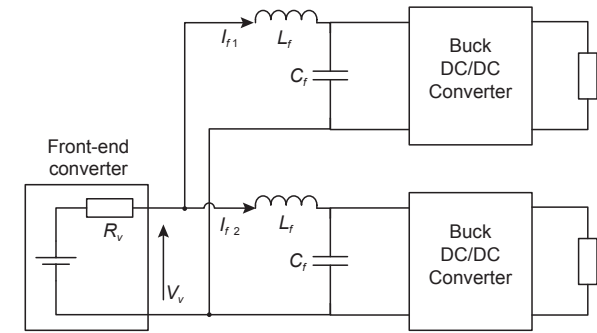
Fig. 6 (b) は、フィルタパラメータを軸に取った安定領域の例を示している。○が安定、×が不安定を示す。非制御の場合 ($R_v = 0$) はすべての領域が不安定であるが、Virtual damping により式 (16) を満たす領域が安定となっており、安定と不安定の境界である直線は、 $R_v = \frac{L_f/C_f}{|Z_i|}$ を表している。しかし、Fig. 7 (a) のように POL 回路が二つ接続されている場合には、POL 回路間のインピーダンス相互影響により生じる振動の抑制困難となる。この場合のフィルタパラメータを軸に取った安定領域を Fig. 7 (b) に示す。一つの POL 回路のみの場合では virtual damping によって安定であった領域に、二つの POL 回路間の相互影響により不安定となる領域が現れている。この不安定領域のパラメータで実験を行った場合のフィルタ電流 I_{f1} , I_{f2} の例を Fig. 7 (c) に示す。振動が生じた直後の波形を表しているが、二つの POL 回路のフィルタに流れる電流位相が逆相になっており二つの回路間の相互影響によってフィルタ部共振による振動が生じていることが確認できる。この振動は十分に時間が経過しても収束することなく一定の振幅で持続する。

さらに接続される POL 回路数が増えると、不安定な領域がさらに大きくなっていく。このため、POL 回路間の相互影響を抑制できる方法の適用が必要となる。

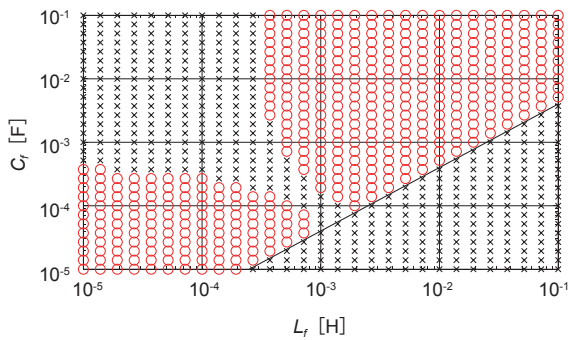
3.2 安定化のための回路を付加する方法

ここでは、POL コンバータ側に回路を付加して安定化する方法について紹介する。

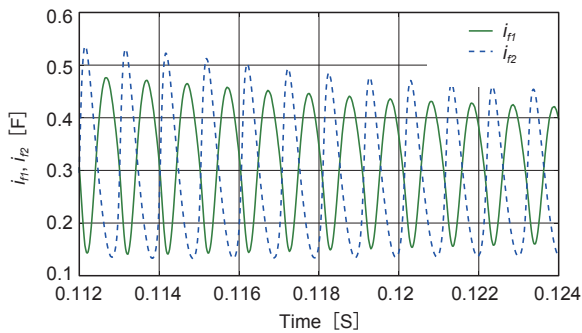
Fig. 8 (a) に示す受動素子のみで構成された RC damping 回路を、フィルタキャパシタに並列に取り付ける方法が提案されている¹⁸。これは、フィルタキャパシタ C_f より十分に大きなキャパシタ C_d により振動成分を抵抗 R_d に導くことにより安定化を図るもので、シンプルで実用的だが R_d により電力消費が生じる。この安定化のために消費される電力の低減を目指し、Fig. 8 (b) に示すような双方向 DC-DC コンバータによるコンデンサ C_s の充放電で安定化を図る方法がある^{22, 24}。



(a) Two CPLs connected system.



(b) Stable region of two CPLs connected system.

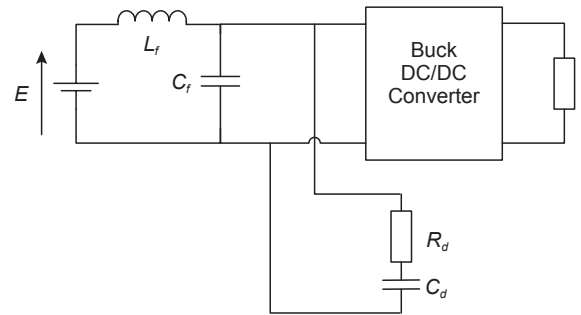


(c) Experimentally observed oscillation of filter currents.

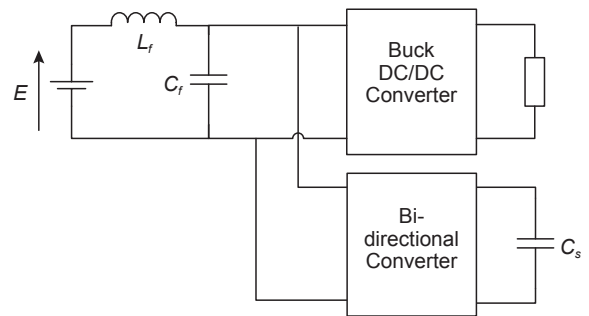
Fig. 7 Two CPLs connected system under virtual damping method.

Fig. 7 (b) に示す二つの POL 回路が接続された場合に生じる振動成分を, Fig. 8 (b) の回路の充放電で安定化を図った結果を Fig. 9 に示す. Fig. 6 (b) に比べると若干不安定な領域が残っているが, 相互影響によって生じていた不安定領域のほとんどが安定領域へと変化していることが確認できる. また, Fig. 9 (b) にフィルタ電流波形の例を示す. 2.666 s 以降の双方向コンバータ回路の動作により, 二つの POL 回路間の相互影響により生じた振動が抑制されて, 一定値に収束していることが確認できる.

このように, POL 側に付加した安定化回路により,

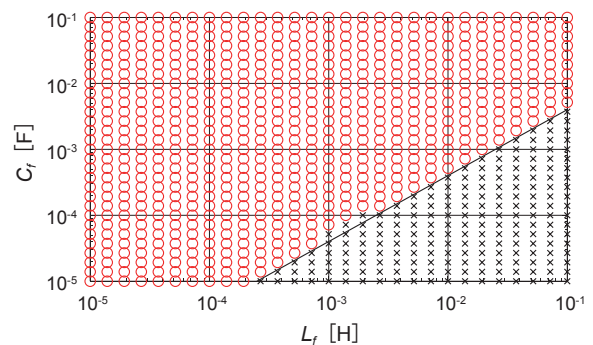


(a) RC damping circuit.

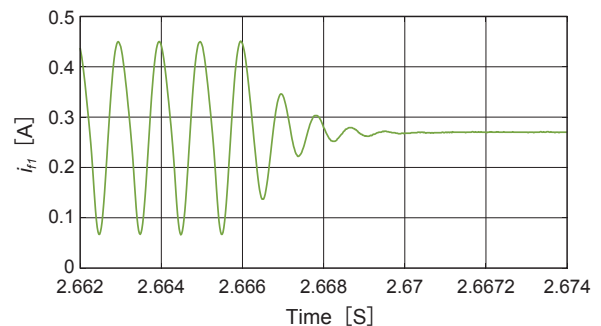


(b) Bi-directional DC-DC converter.

Fig. 8 Connected circuit for stabilization.



(a) Stable region of two CPLs connected system by using bi-directional converter.



(b) Stabilized current by bi-directional converter.

Fig. 9 Bi-directional converters for Stabilization.

Virtual dampingのみでは抑制できなかったPOL回路間の相互影響による振動現象を抑制することができ。しかしながら、安定化のための付加回路が必要であるため、これらの回路を付加することなく安定化を実現する手法が望まれる。

3.3 受動性に基づく安定化

POLコンバータに回路を付加することなく安定化する方法として、受動性に基づいた制御方法について紹介する。インピーダンスに基づくナイキストの方法では、 Z_o Y_i の軌跡が実軸の負側において(-1,0)より左側、右側のどちら側を横切るかによって安定性を判別できる。フィルタは受動素子で構成されているのでその出力インピーダンス Z_o は受動的であるから、その位相は±90度の範囲にある。POLコンバータの入力アドミタンス Y_i の位相を±90度の範囲に抑えて受動性を持たせることができれば、実軸の負側にクロス点が存在しないため安定に制御できる。すなわち、POLコンバータの入力アドミタンスの実部を

$$\operatorname{Re}\{Y_i\} > 0 \quad (17)$$

とすることで安定化することができる。

POLコンバータは、その負荷への電力供給のためにフィードバック制御が用いられている。このフィードバック制御の工夫のみではすべての周波数帯域において受動性を持たせることが困難な場合があるため、フィードフォワード制御を追加することで受動性を満足させる方法が提案されている^{25,27}。Fig. 10にPOLコンバータの制御にフィードバックとフィードフォワードを併用した場合の等価回路を示す。併用した場合には、フィードバック制御のみの場合のアドミタンス Y_{fb} に加え、フィードフォワードによるアドミタンス Y_{ff} が加わり、入力アドミタンスは

$$Y_i = Y_{fb} + Y_{ff} \quad (18)$$

となる。 Y_i が式(17)を満足するように制御系の工夫が種々行われている。

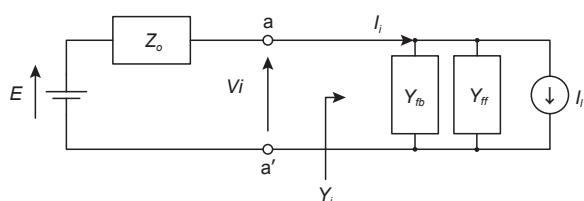


Fig. 10 Equivalent circuit of POL converters under passivity based control.

4 おわりに

本稿では、直流給電系を安定に運用するために必要不可欠な安定解析法の一つであるインピーダンス（アドミタンス）特性を用いた手法について述べ、これに基づく3つの安定化制御法を紹介した。Thomas Alva Edisonにより提案された直流が、再生可能エネルギーの増加や、これらの出力補完・有効利用のための蓄電池の導入、直流を利用する家電・民生機器や情報通信機器などの増加により、再び注目を浴びている。国際電気標準会議（IEC）や国際大電力システム会議（CIGRE）などにおいて国際標準化や技術課題に関する検討が行われている¹²。直流給電系を安全、高効率、そして安定に運用するための議論や技術発展が今後ますます期待される。

参考文献

1. Jian Sun, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 11, pp. 3075–3078 (2011).
2. 崎元謙一, 三浦友史, 伊瀬敏史, 電気学会論文誌 B, Vol. 132, No. 4, pp. 341–349 (2012)
3. Shun Nogami, Akihiko Ykoyama, Hiroyuki Amano and Takashi Daibu, *Journal of International Council on Electrical Engineering*, Vol. 8, No. 1, pp. 112–118 (2018).
4. 遠藤浩輝, 横山昌央, 井上馨, 加藤利次, 電気学会論文誌 D, Vol. 140, No. 5, pp. 417–423 (2020).
5. Yuko Hirase, Yuki Ohara and Hassan Bevrani, *Energy Reports*, Vol. 6, pp. 97–103 (2020).
6. 加藤利次, 井上馨, 山本悠暉, 与村和希, 電気学会論文誌 C, Vol. 140, No. 11, pp.1189–1197 (2020).
7. Ambra Sannino, Giovanna Postiglione, and Math H. J. Bollen, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 5, pp. 1499–1507 (2003).
8. 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史, 打田良平, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 8, pp. 890–897 (2007).
9. 田中憲光, 馬場崎忠利, 電気学会誌, Vol. 130, No. 5, pp. 289–292 (2010).
10. 廣瀬圭一, 電気学会誌, Vol. 131, No. 4, pp. 358–361 (2011).
11. 廣瀬圭一, 日本太陽エネルギー学会誌, Vol. 45, No. 5, pp. 11–17 (2019).
12. Mehran Jami, Qobad Shafiee and Hassan Bevrani,

- Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, DOI: 10.35833/MPCE.2020.000343 (2020).
13. R. D. Middlebrook, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Record, Advances in Switched-mode Power Conversion*, Vol. I (1976).
 14. Byungcho Choi and Bo H. Cho, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No. 5, pp. 583–588 (1995).
 15. Martin Florez-Lizarraga and Arthur F. Witulski, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 3, pp. 472–479 (1996).
 16. Ali Emadi, Alireza Khaligh, Claudio H. Rivetta, and Geoffrey A. Williamson, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 55, No. 4, pp. 1112–1125 (2006).
 17. Seth R. Sanders and G. C. Verghese, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 17–24 (1992).
 18. Martin F. Schlecht, *SynQor Application note*, PQ-00-05-1, Rev. 01-5/16/00 (2000).
 19. Gabriel Eirea, Ph. D. Thesis, UC Berkeley (2006).
 20. A. Kwasinski and P. T. Krein, *IEEE PESC*, pp. 259–262 (2007).
 21. 井上馨, 加藤利次, Seth R. Sanders, 平成 22 年電気学会全国大会, 4-070 (2010).
 22. 井上真, 井上馨, 加藤利次, 平成 23 年電気学会全国大会, 4-130 (2011).
 23. 秋山佑介, 加藤利次, 井上馨, 平成 26 年電気学会全国大会, 4-003 (2014).
 24. 井上真, 井上馨, 加藤利次, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 10, pp. 760–767 (2016).
 25. 山野裕輝, 武智滉司, 柿ヶ野浩明, 大橋誠, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 8, pp. 631–638 (2017).
 26. M. A. Hassan and Y. He, *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 92393–9240617–24 (2020).
 27. 加藤利次, 井上馨, 船木隆史, 高井久就, 電気学会論文誌 D, Vol. 141, No. 9, pp. 738–746 (2020).