平地研究室技術メモ No.20190212

DAB コンバータを用いたシングルステージコンバータ

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2019/2/12 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 容量の大きな PFC コンバータは、昇圧チョッパや PWM コンバータのように入力部にリアクトルを有する電力変換回路で構成されることが通例ですが、それとは異なる回路構成の DAB コンバータでも制御方法を工夫すれば PFC コンバータとして動作させることができます。しかし、入力電圧変動に弱い DAB コンバータを PFC コンバータとして適切に動作させるにはさらに工夫が必要です。本技術メモでは、DAB コンバータに PFC 機能を持たせるための制御方法と特性を改善するための方法を説明します。

■DAB コンバータを用いた電池充放電システム

図１に電池の充放電システムを示します。PFC コンバータと DC/DC コンバータの 2 つのコンバータから構成されているので、2 コンバータ方式と言われます。VtoH (Vehicle to Home)システムやロードレベリングシステムでは双方向の電力制御が必要なので、PFC コンバータは連系インバータの機能を兼ね、DC/DC コンバータは双方向の電力制御機能が必要です。このようなシステムの回路構成例を図２に示します。PFC コンバータはリアクトル L とスイッチ素子 S1～S4 から構成されており、PWM コンバータと呼ばれます。電池充電時は PFC コンバータとして動作し、電池放電時は連系インバータとして動作します。DC/DC コンバータは双方向に電力制御が可能な DAB コンバータを使用しています。

図２には PWM コンバータの主要な波形も記載しています。リアクトル L の電流 i_L は商用周波数の正弦波に高周波成分が重畳された波形となります。高周波成分はローパスフィルタ Lf,Cf でカットされ、入力電流 i_{in} は入力電圧 v_{in} と同相で歪みのない完全な正弦波になります。PWM コンバータの出力電圧 v_1 は、電源周波数の 2 倍の周波数のリプル成分を持つ直流電圧となります。

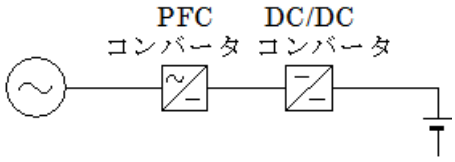

図１　電池充放電システム

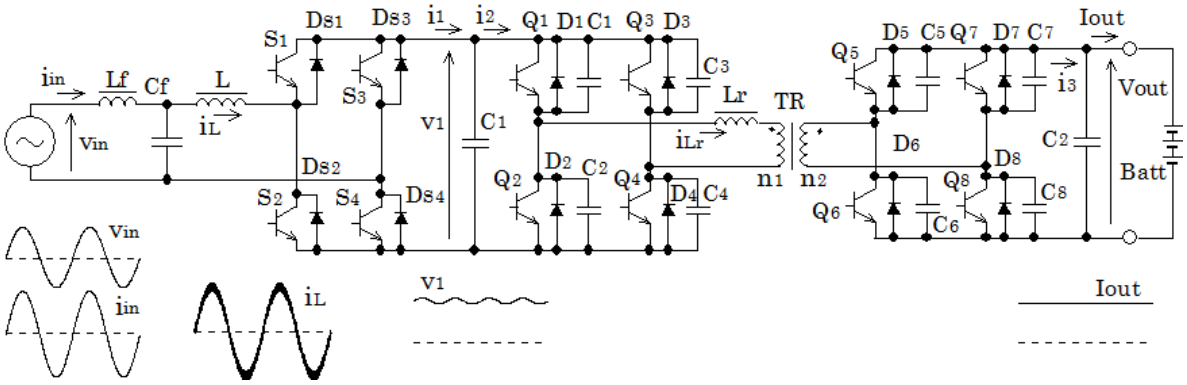

図２　電池充放電システムの回路構成例（PWM コンバータ＋DAB コンバータ）

図２に示した従来の回路構成例に対し、近年図３の回路構成が研究されています（例えば文献[1,2,3]）。S_1～S_4 は PWM コンバータではなく、商用周波数で動作する回路であり、PWM コンバータでは必要であったリアクトル L は不要です。電池充電時は S_1～S_4 は全て OFF しており、D_{S1}～D_{S4} が全波整流回路として動作します。S_1～S_4 に FET を使用する場合は同期整流回路として商用周波数で ON/OFF します。電池放電時は商用周波数のインバータとして動作します。

図２では PWM コンバータが担っていた入力電流 i_{in}（電池放電時は出力電流）を正弦波に制御する機能は、図３では DAB コンバータが実現します。高周波で動作するコンバータは DAB コンバータだけなので、シングルステージコンバータ(Single Stage Converter) 方式に分類されます。ワンコンバータ方式とも言われます。DAB コンバータの入力電流 i_2 は図３に波形を示すように高周波電流ですが、商用電源の位相に応じてその波形を制御されており、その直流成分 i_{2dc} は図３に示すように全波整流波形となります。i_2 の高周波成分はコンデンサ C_1 から供給されるので、入力電流 i_1 は図３に示すように i_{2dc} に等しい全波整流波形となります。その結果、システムの入力電流 i_{in} は図３のように電源電圧 v_{in} と同相の正弦波となります。図２ではコンデンサ C_1 は大容量の電解コンデンサであり、DAB コンバータの入力電圧 v_1 はリプル電圧の小さい直流電圧でしたが、図３では C_1 は高周波成分のみを供給する小容量のフィルムコンデンサであり、商用周波数の平滑機能はないので、v_1 波形は電源電圧 v_{in} の全波整流波形です。

また、DAB コンバータの平滑前の出力電流 i_3 は高周波波形ですが、図３ではその直流成分 i_{3dc} は図に示すように電源電圧 v_{in} の 2 倍の周波数の大きなリプル成分を含みます。したがって、平滑コンデンサ C2 に巨大な容量を使わない限りは、電池の充電電流 Iout にもある程度のリプル成分が含まれます。ただし、ほとんどの電池は多少のリプル電流では悪影響を受けることはありません。なお、図２の回路では、Iout のリプル成分はほぼ完全に抑制することができます。

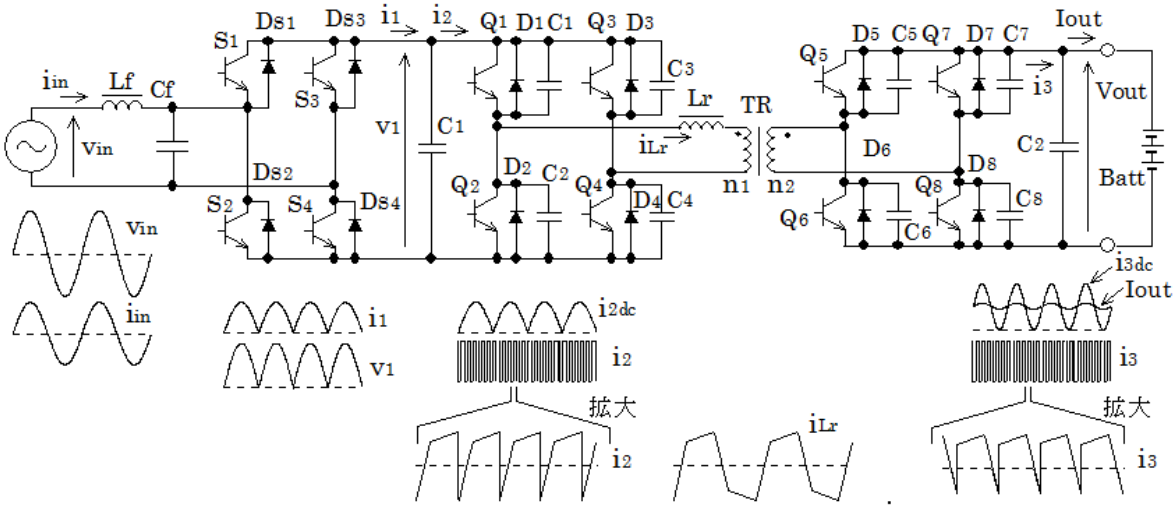

図３　DAB コンバータを用いたシングルステージコンバータ

■DAB コンバータによる PFC 機能の実現方法

通常の PFC コンバータでは、図２の PWM コンバータで示したように、回路の入力部に配置されているリアクトル L の電流 i_L を入力電圧 v_{in} と同じ位相の正弦波となるように制御します。しかし DAB コンバータでは、リアクトル Lr は回路の入力部ではなく、2 つのブリッジ回路の中間に配置されます。したがって、図３の回路では通常の PFC コンバータとは異なり、前節で示したように、「DAB コンバータの入力電流 i_2 の直流成分を入力電圧 v_1 と同じ位相の正弦波全波整流波形となるように制御する」という方法で入力電流の正弦波化を実現します。DAB コンバータの出力電流 i_3 の直流成分 i_{3dc} は次の式で与えられます。この式の導出方法は技術メモ No.20150214[4]を参照下さい。

$$\text{出力電流 } i_{3dc}=\frac{n_2}{n_1}\frac{v_1}{\omega L}\phi\left(1-\frac{\phi}{\pi}\right) \quad \cdots\cdot(1)$$

回路の損失を無視すれば $v_1\times i_1=V_{out}\times i_{3dc}$ なので、(1)式より、

$$\text{入力電流 } i_1=\frac{n_2}{n_1}\frac{v_{out}}{\omega L}\phi\left(1-\frac{\phi}{\pi}\right) \quad \cdots\cdot(2)$$

通常の DAB コンバータでは入力電流 i_1 は一定の値ですが、図３の回路では i_1 は電源電圧 v_{in} の位相 θ に応じて(3)式のように変化させます。I_{in} は交流入力電流 i_{in} の実効値です。

$$i_1=|\sqrt{2}\,I_{in}\sin\theta| \quad \cdots\cdot(3)$$

したがって、図３の回路では v_{in} の位相 θ に応じて(2)式と(3)式を満足するように ϕ を適切に制御する必要があります。ここでは表１の仕様で適切な制御方法を検討します。なお ϕ は DAB コンバータの 2 つのブリッジ回路の位相シフト量であり、DAB コンバータは ϕ により制御されます。詳細は技術メモ No.20150214[4]を参照下さい。

交流入力電圧の位相 θ に応じて入力電圧 v_1 と入力電流 i_1 は次のように計算されます。

$$v_1=|\sqrt{2}\,V_{in}\sin\theta|=|\sqrt{2}\,200\sin\theta|\,[\mathrm{V}] \quad \cdots\cdot(4)$$

$$i_1=|\sqrt{2}\,I_{in}\sin\theta|=|\sqrt{2}\,(340\times10\div200)\sin\theta|\,[\mathrm{A}]=|\sqrt{2}\,17\sin\theta|\,[\mathrm{A}] \quad \cdots\cdot(5)$$

なお、V_{in} は交流入力電圧 v_{in} の実効値です。

(2)式から 2 次方程式を解いて、ϕ は次の式で求められます。

$$\phi=\frac{\pi}{2}\left(1-\sqrt{1-8\frac{n_1}{n_2}\frac{fL}{v_2}i_1}\right)[\mathrm{rad}]=90\left(1-\sqrt{1-\frac{16}{425}i_1}\right)[\text{度}] \quad \cdots\cdot(6)$$

(4)(5)(6)式から、θ が 1°から 90°までの範囲の v_1,i_1, ϕ が表２のように求められます。

表１　検討する仕様

項目	値
電源電圧 Vin	200V
電源周波数	60Hz
出力電圧 Vout	340V
出力電流 Iout	10A
L3	40μH
DAB の動作周波数 f	40kHz
変圧比	n_1：n_2＝1：1

表２　計算結果

θ	v_1	i_1	ϕ	i_{Lr} 波形
1°	4.9V	0.42A	0.71°	図８
10°	49V	4.2A	7.37°	図７
30°	141V	12A	23.4°	図６
60°	245V	21A	48.1°	図５
90°	282V	24A	62.0°	図４

■DAB コンバータの PFC 動作時のリアクトル電流波形

表１、表２の値から、DAB コンバータのリアクトル Lr の電流 i_{Lr} の波形を計算することができます。計算方法は技術メモ No.20150204[5]で説明されており、計算用ワークシート 20150204-2.xlsx が添付されています（http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/2015/02/dab-7e86.html）。このワークシートを使って描画した θ＝1°～90°の i_{Lr} 波形を図４～図８に示します。このように、電源電圧 v_{in} の位相 θ に応じて Lr 電流波形を時々刻々と変化させれば、DAB コンバータで PFC の機能を実現することができます。

図４は θ＝90°すなわち電源電圧の正弦波のピーク値での Lr 電流波形です。①と②、すなわち動作モード２の始まりと終わりで $i_{Lr}>0$ となっており、ソフトスイッチングを実現しています。なお、DAB コンバータの動作モードやソフトスイッチングの可否は技術メモ No.20150204[5]を参照ください。

図５は θ＝60°の i_{Lr} 波形です。図４と同様に①と②で $i_{Lr}>0$ となっており、ソフトスイッチング可能です。しかし、図６（θ＝30°）では②で $i_{Lr}<0$ となっており、ソフトスイッチング不可です。図７（θ＝10°）、図８（θ＝1°）でもソフトスイッチング不可です。DAB コンバータは昇圧比が大きい時は軽負荷時にソフトスイッチング不可となりますが、PFC コンバータとして使用する場合は、電源電圧のゼロクロスに近い領域ではこの状態となるので、ソフトスイッチングを実現できません。また、θ＝10°の時は i_1＝4.2A、θ＝1°の時は i_1＝0.42A と DAB コンバータの入力電流は小さな値ですが、リアクトル電流のピーク値は 40A を越えています。これは、ゼロクロス付近では大きな無効電力の流れが発生していることを意味しており、効率の低下を招きます。

図９は θ＝30°において動作周波数 f を 2 倍の 80kHz とし、ϕ を 62°に制御した時の波形です。この場合は②でも $i_{Lr}>0$ を実現しており、ソフトスイッチング可能です。図１０は θ＝10°において f=255kHz、ϕ＝90°に制御した時の波形です。この場合はソフトスイッチング可能で、i_{Lr} のピーク値も図７から大幅に抑制されています。このように、位相シフト量 ϕ の制御と動作周波数 f の制御を併用すればソフトスイッチングの範囲を拡大でき、無効電力も抑制することができます。f を変化させることはいろんな弊害も伴いますが、DAB コンバータで PFC の機能を実現したことによるやむを得ない代償となります。

■DAB コンバータを用いたシングルステージコンバータ実用化の課題

DAB コンバータは通常の PFC コンバータとは大きく異なる回路構成ですが、以上説明したように、「DAB コンバータの入力電流の直流成分を交流入力電圧と同じ位相の正弦波全波整流波形となるように制御する」という方法を用いることにより、DAB コンバータでも PFC コンバータの機能を実現することができます。また、「2 つのブリッジ回路の位相シフト量 ϕ を制御する」という通常の制御だけではゼロクロス付近のソフトスイッチング失敗や無効電力の増加を招きますが、周波数制御を併用すればソフトスイッチング範囲の拡大と無効電力の抑制を実現することができます。さらに、技術メモ No.20190108[6]で説明した「片側 PWM 制御」や「両側 PWM 制御」を適用すればさらに特性改善を期待でき、この方法での研究成果が報告されています（例えば文献[1,2,3]）。

DAB コンバータを用いたシングルステージコンバータは、PWM コンバータを省略することができるので、コストダウンや小型化を期待でき魅力的ですが、複雑な制御を要求されます。要求される制御をまとめると次のようになります。　（6 頁に続く）

＜図４～図１０：リアクトル Lr の電流波形の計算結果＞

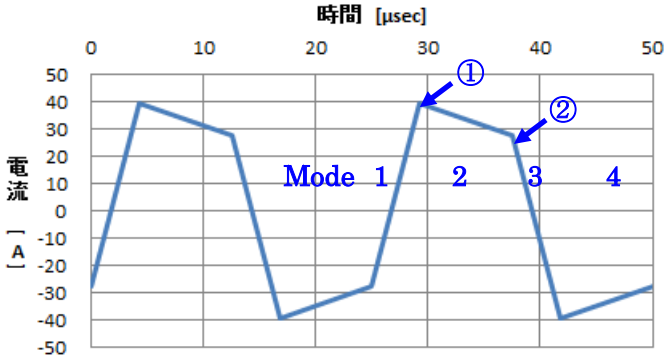

図４　θ ＝90°
V_1＝282.8V、V_2＝340V、f＝40kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、ϕ ＝62°
i_1 24.0A、i_{3dc} 20.0A、Pout 6800W
①と②で i_{Lr}＞0、よって、ソフトスイッチング可能。

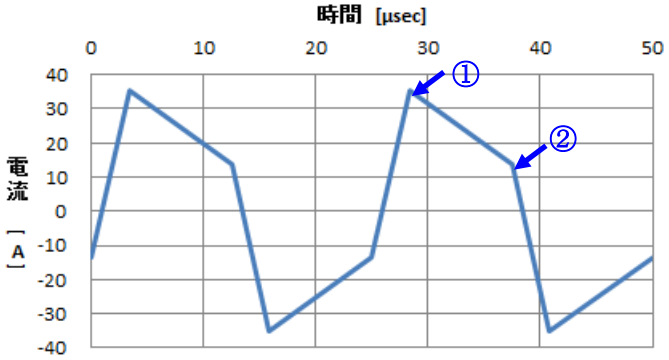

図５　θ ＝60°
V_1＝244.9V、V_2＝340V、f＝40kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、ϕ ＝48.1°
i_1 20.8A、i_{3dc} 15.0A、Pout 5100W
①と②で i_{Lr}＞0、よって、ソフトスイッチング可能。

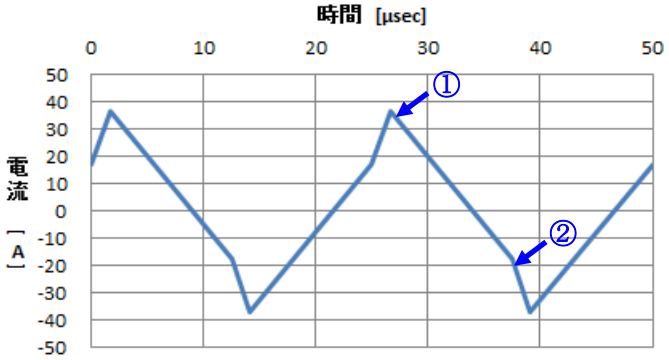

図６　θ ＝30°
V_1＝141.4V、V_2＝340V、f＝40kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、ϕ ＝23.4°
i_1 12.0A、i_{3dc} 5.0A、
Pout 1700W
②で i_{Lr}＜0、よって、ソフトスイッチング不可。

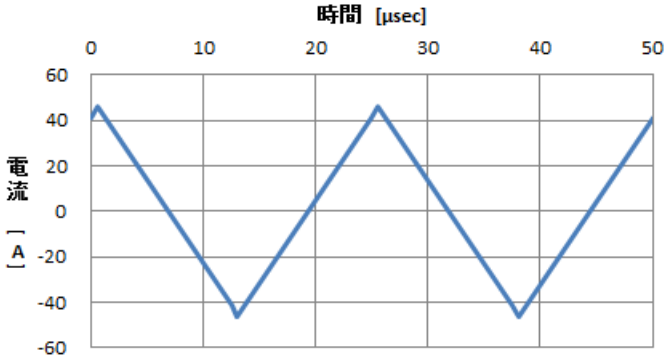

図７　θ ＝10°
V_1＝49.12V、V_2＝340V、f＝40kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、ϕ ＝7.37°
i_1 4.2A、i_{3dc} 0.60A、Pout 204W
i_1 は小さいが、i_{Lr} のピーク電流は40A 以上あり。

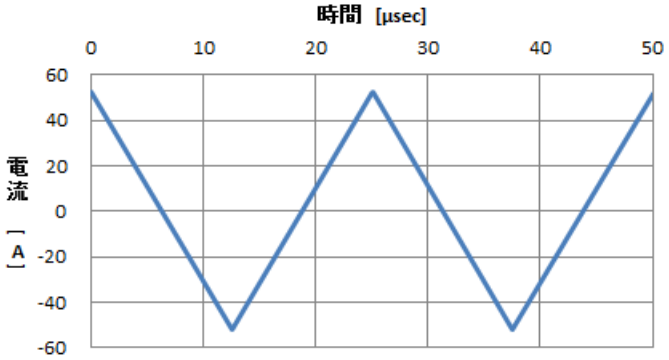

図８　θ＝1°
V_1＝4.936V、V_2＝340V、f＝40kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、φ＝0.71°
i_1 0.42A、i_{3dc} 6.0mA、Pout 2.0W
i_1 は小さいが、i_{Lr} のピーク電流は40A 以上あり。

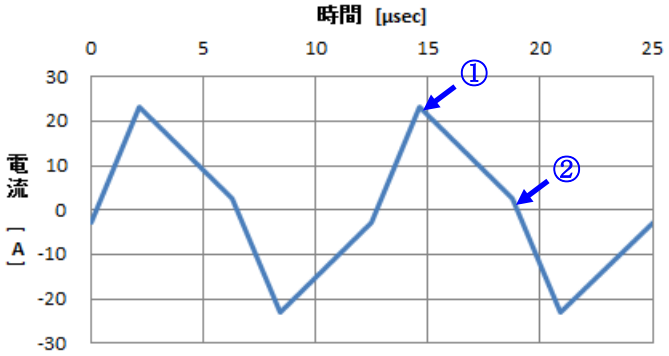

図９　θ＝30°
V_1＝141.4V、V_2＝340V、f＝80kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、φ＝62°
i_1 12.0A、i_{3dc} 5.0A、Pout 1700W
f を２倍にし、φを大にすることで i_{Lr} のピーク電流抑制と ZVS を実現。

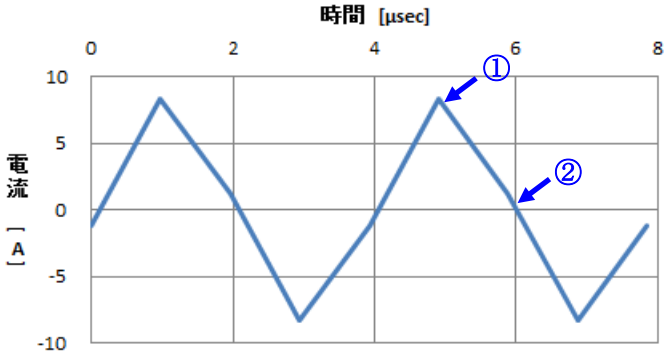

図１０　θ＝10°
V_1＝49.12V、V_2＝340V、f＝255kHz
L＝40μH、n_1／n_2＝1、φ＝90°
i_1 4.17A、i_{3dc} 0.60A、Pout 204W
θ＝10°では f＝255kHz、φ＝90°とすると i_1＝4.17 となる。i_{Lr} のピーク電流抑制を実現、ZVS 可能。

①電源位相に合わせて位相シフト量φを制御
②動作周波数 f も制御
③片側 PWM や両側 PWM を用いればパルス幅も制御

1 つの入出力条件に対して、それを実現するための①②③の組み合わせは無限にあり、最適の組み合わせを求めることは簡単ではありません。また、製品に要求される様々な動作条件を全て満足するように設計することは通常の PFC コンバータよりかなり多くの作業が必要です。

本技術メモでは PFC コンバータとしての動作（電池充電時の動作）を主に説明しましたが、連系インバータとしての動作（電池放電時の動作）はさらに複雑になります。基本原理は PFC コンバータとしての動作と同じですが、連系インバータには複雑な要求品質が多数あるので、実用化のハードルはさらに高くなります。

■参考文献

[1] Jordi Everts, Florian Krismer, Jeroen Vanden Keybus,Johan Driesen, Johann W. Kolar, "Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC–DC Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.29, No.8, 2014

[2] Juncheng Lu, Hua Bai, Alan Brown, Matt McAmmond, Di Chen, Julian Styles, “An Indirect Matrix Converter based 97%-efficiency On-board Level 2 Battery Charger Using E-mode GaN HEMTs”, 3rd IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2015

[3] Juncheng Lu, Kevin Bai, Allan Ray Taylor, Guanliang Liu, Alan Brown, Philip Michael Johnson, and Matt Mc Ammond, ”A Modular-Designed Three-Phase High-Efficieny High-Power- Density EV Battery Charger Using Dual/Triple-Phase-Shift Control”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.33, No.9, 2018

[4] 平地克也、「DAB 方式の重要な公式の導出」、平地研究室技術メモ No.20150214

[5] 平地克也、「DAB 方式のソフトスイッチングの原理とリアクトル電流波形の理論計算」、平地研究室技術メモ No.20150204

[6] 平地克也、「DAB コンバータの片側 PWM 制御について」、平地研究室技術メモ No.20190108

以上