平地研究室技術メモ No.20181112A

DAB コンバータの２つの短所とその対策

（読んでほしい人：パワエレ初心者）

2018/11/12 舞鶴高専 平地克也

2019/1/6 改訂 A

【あらまし】 DAB（Dual Active Bridge）方式双方向 DC/DC コンバータ（略して DAB コンバータ）は入出力の電圧変動に弱く、ソフトスイッチングの失敗を招きます。また、逆流電力が発生して効率を低下させます。これら 2 つの短所の対策として多くの新しい制御方式が提案されています。本技術メモでは 2 つの短所の原因と対策を紹介します。

■DAB コンバータの基本動作

図１に DAB コンバータの回路構成を示します。2 つの電源 E1 と E2 の間で双方向に電力供給が可能です。電池の充放電、モータの力行と回生、ループコントローラ（配電系統の電力制御）、などに使用でき、近年最も注目されている DC/DC コンバータの回路方式の 1 つです。大きく分けて 4 つの動作モードがあり、電力の流れが E_1 から E_2 の場合は、8 個のスイッチ素子 Q_1～Q_8 は図２のタイムチャートのように ON/OFF します。その結果、E_1 側のフルブリッジの交流電圧 v_A と E_2 側のフルブリッジの交流電圧 v_B の間には位相差 ϕ が生じます。電力の流れは位相の進み側から遅れ側となり図２では v_A から v_B となります。電力の大きさは ϕ で決まり、$\phi=0°$ で電力ゼロ、$\phi=90°$ で電力最大となります。電力の計算式とその導出過程は文献[1]で詳しく説明しています。

図２では無視していますが、Q_1 と Q_2 のように直列に接続されたスイッチ素子の間には短時間のあいだ双方が OFF となる期間が存在し、これをデッドタイムと言います。デッドタイムの間にスイッチ素子のソフトスイッチングが行われます。DAB コンバータのソフトスイッチングのメカニズムは文献[2]、ソフトスイッチング成立の条件式は文献[1]で詳しく説明しています。

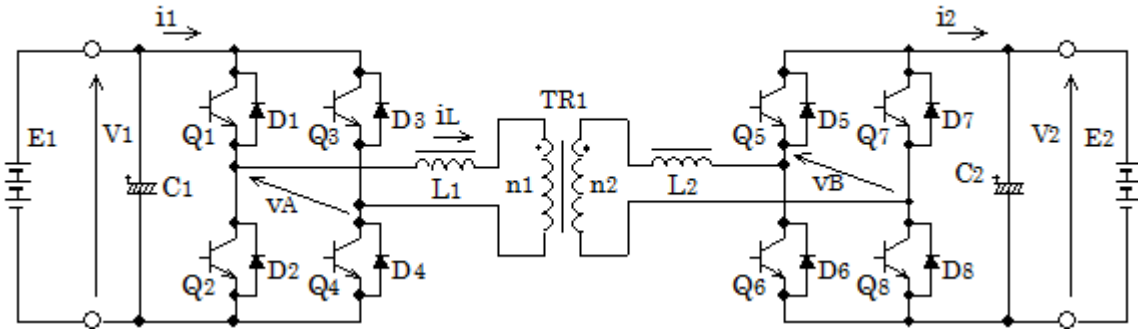


図１　DAB 方式双方向 DC/DC コンバータ（DAB コンバータ）

■ソフトスイッチングの失敗と逆流電力の発生

図３にリアクトル L_1 の電流 i_L の波形を示します。E_2 の電圧 V_2 の 1 次側換算値を V_2'（$=V_2\times n_1/n_2$）とすると、$V_1>V_2'$ の時は図３に示すようにモード２で i_L は増加します。$V_1=V_2'$ の時は図２のようにモード２で i_L は一定です。$V_1<V_2'$ なら図５と図６（4 頁）のように減少します。ソフトスイッチング成立の必要条件は、モード２開始時と終了時の i_L が正であること、すなわち図３の $i(t_2)$ と $i(t_3)$ が共に正であることです[2]。

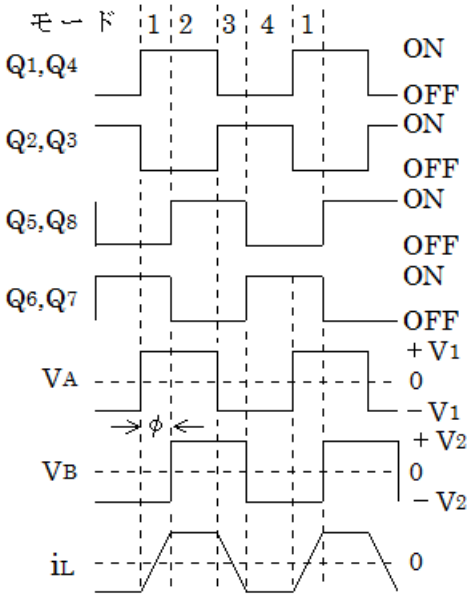


図２　スイッチ素子のタイムチャートと主要波形

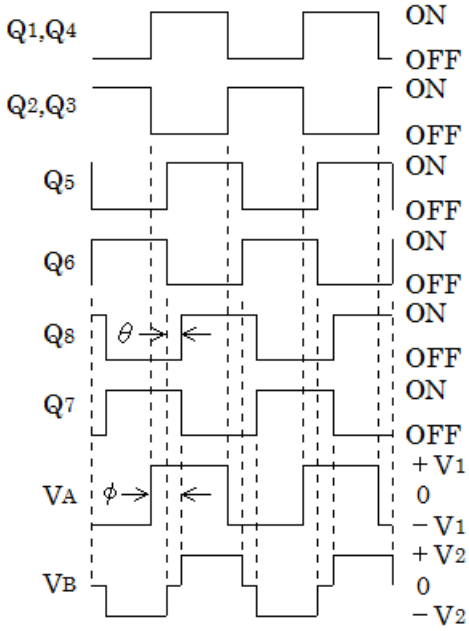


図７　片側 PWM 方式

上記のように、$V_1 \neq V_2'$ の時はモード２で i_L は増加または減少し、V_1 と V_2' の差に応じて図３の ΔI_{L2} の大きさが決まります。また、出力電力は出力電流に比例するので、出力電力の増減に対応してリアクトル電流 i_L が増減し、ΔI_{L1} の大きさが決まります。図３から幾何学的に分かるように、$\Delta I_{L1} > \Delta I_{L2}$ が $i(t_2)$ と $i(t_3)$ が共に正であることの必要充分条件です。したがって、V_1 と V_2' の差が大きい時、または出力電力が小さい時には $\Delta I_{L1} < \Delta I_{L2}$ となるので、ソフトスイッチング失敗となります。ソフトスイッチイング成立領域の正確な計算は文献[1]で説明しています。

図４～図６に表１の条件で図１の DAB コンバータを動作させた時のシミュレーション波形を示します。表１の条件は文献[2]の６頁のリアクトル電流理論波形計算条件と同じです。

＜図４＞

V_2＝200V なので、$V_2' = V_2 \times (n_1 / n_2)$＝400V となり、$V_1 = V_2'$ です。したがって、モード２での L_1 電圧は 0V であり、L_1 電流は一定です。この図の動作条件は文献[2]の図６の計算条件と同じであり、L_1 電流のシミュレーション結果は文献[2]の計算結果と一致しています。

モード１とモード３の後半では出力電流 i_2 が負になっています。したがって、この区間では電力が逆流していることになります。逆流電力の発生は DAB コンバータの大きな欠点です。

＜図５＞

V_2＝220V なので、$V_2' = V_2 \times (n_1 / n_2)$＝440V となり、$V_1 < V_2'$ です。したがって、モード２での L_1 電圧は負であり、L_1 電流は減少します。この図の動作条件は文献[2]の図７の計算条件と同じであり、L_1 電流のシミュレーション結果は文献[2]の計算結果と一致しています。

図３と同様にモード１とモード３の後半では出力電流 i_2 は負であり、逆流電力が発生しています。

＜図６＞

V_2＝220V なので、図４と同じく V_1＜V_2’であり、モード２で L_1 電流は減少します。また ϕ＝8°なので出力電力は小さく、その結果モード２の終了時点で L_1 電流は 0A となっています。したがって、図３の $i(t_3)$は 0A であり、$i(t_3)$＞0 は成立せず、ソフトスイッチングは実現できません。

表１　シミュレーション条件

項目	動作条件
入力電圧 V_1	400V
出力電圧 V_2	200V±10%
リアクトル L_1	50μH
リアクトル L_2	12.5μH
変圧比 n_1：n_2	2：1
動作周波数	40kHz

L_1 と L_2 の１次側換算合計インダクタンス $L=L_1+L_2\times(n_1/n_2)^2=100\mu H$

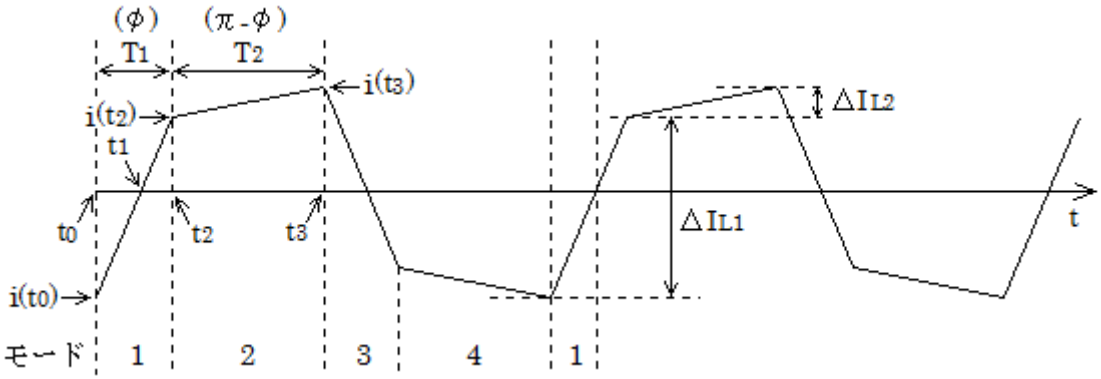


図３　リアクトル L_1 の電流 i_L の波形

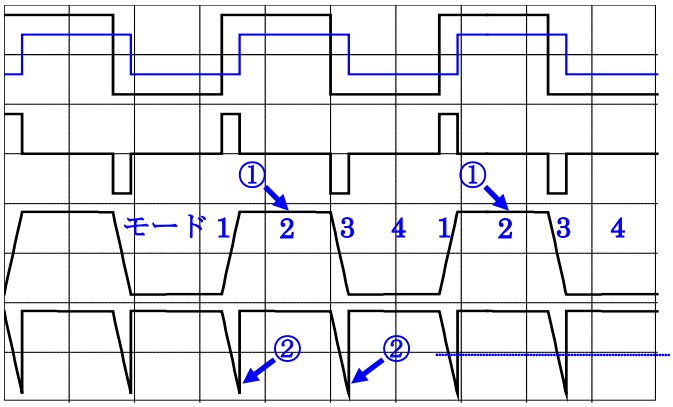
■DAB コンバータの２つの欠点の改善方法

このように、DAB コンバータにはソフトスイッチング失敗と逆流電力の発生という２つの欠点があります。効率の向上にはこれら 2 つの欠点が大きな障害となります。そこで、現在多くの研究機関で欠点を克服するための新しい制御方式が研究されています。ここでは 4 種類の方式を紹介します。

(1) 片側 PWM 制御

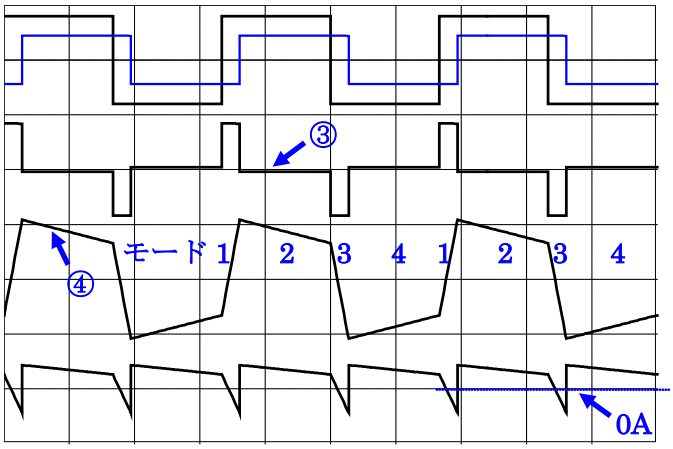
通常の DAB コンバータでは、図２のタイムチャートに示したように、Q_1,Q_4 などブリッジの対角に位置するスイッチ素子が２つずつ同時に ON/OFF します。その結果、２つのブリッジ回路が作る交流電圧 v_A と v_B はともに正負が 180°づつの方形波となります。一方、片側 PWM 方式では図７（2 頁）に示すように片側のブリッジ回路（図７では Q_5～Q_8）を位相シフト制御します。つまり、Q_5,Q_6 のペアに対して位相角 θ の遅延を設けて Q_8,Q_7 のペアを ON/OFF させます。このように制御することにより、Q_6 と Q_8 または、Q_5 と Q_7 が同時に ON する動作モードが出現し、その期間では v_B は 0V になります。したがって、v_B 波形は図７に示すように 0V 区間を有するパルス幅を制御された PWM 波形となります。

（図４,５,６,８の時間軸は全て 7.5μsec／div）



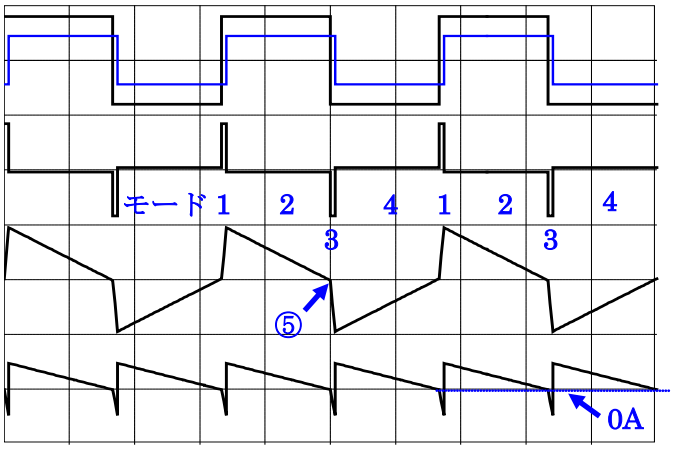
大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 10A/div
出力電流 20A/div
←0A (i_2)

図４　$V_1=V_2'$
$V_2=200V$、
$\phi=30°$
出力電流平均値 13.8A
出力電力 2760W
①$V_1=V_2'$なので、モード２で L_1 電流一定。
② 出力電流が負



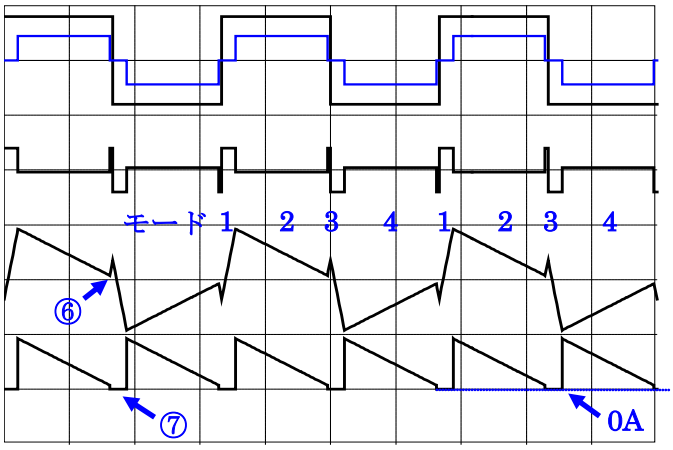
大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 10A/div
出力電流 50A/div

図５　$V_1<V_2'$
$V_2=220V$、
$\phi=30°$
出力電流平均値 13.8A
出力電力 3036W
③L_1 電圧＜0V
④L_1 電圧＜0V なので
モード２で L_1 電流減少。



大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 5A/div
出力電流 20A/div

図６　$V_1<V_2'$ 軽負荷
$V_2=220V$
$\phi=8°$
出力電流平均値 4.2A
出力電力 924W
⑤ L_1 電流は 0A であり、ソフトスイッチング不可



大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 5A/div
出力電流 10A/div

図８　片側 PWM 制御
$V_2=220V$
$\phi=23°$ 、$\theta=28°$
出力電流平均値 4.2A
出力電力 924W
⑥L_1 電流＞0
⑦逆流電流なし

片側 PWM 制御では、v_A と v_B の位相差 ϕ 以外に一方の 0V 区間 θ も制御することができるので、ϕ と θ を適切に制御することにより特性の改善を期待することができます。図８（4 頁）にその例を示します。図８は従来の制御方式を用いた図６と同じ出力電力ですが、モード 2 の終了時点で L_1 電流は正の値を保っており、ソフトスイッチング可能となるよう改善できたように見えます。また図６では発生していた電力の逆流は図８では発生していません。

同じ出力電力を得るために ϕ と θ の組み合わせは無数に存在します。最も適切な ϕ と θ の組み合わせを導出してそれを DAB コンバータの制御に反映させる方法は重要な研究課題であり、多くの研究成果が発表されています（例えば文献[3,4]）。なお、PWM 制御は v_A と v_B のどちらか一方に適用しますが、$V_1 > V_2'$ の時は v_A、$V_1 < V_2'$ の時は v_B に適用します。つまり、電圧が高い側のパルス幅を抑制するように制御します。

なお、図８ではモード 2 終了時点での L_1 電流は正の値となったので、図６でハードスイッチングであった Q_2 と Q_3 のターンオンはソフトスイッチングになるのですが、逆に図６ではソフトスイッチングであった Q_6 のターンオンがハードスイッチングになっています。

(2) 両側 PWM 制御

図７（片側 PWM 制御）では 2 つのブリッジ回路のうち Q_5～Q_8 だけを位相シフト制御し、その結果 v_B だけを PWM 制御しましたが、さらに Q_1～Q_4 も位相シフト制御すれば v_A も PWM 制御できます。その場合は図７の ϕ と θ に加えて Q_1～Q_4 の位相シフト角も制御対象となります。片側 PWM より制御の自由度が増すので、さらに良好な特性を期待でき、多数の研究成果が発表されています（例えば文献[5,6,7]）。ただし、制御対象が増えるので最適値発見の手法は複雑になります。3 つの制御量を簡単な計算式で求めることは困難であり、粒子群最適化を適用したり[8]、太陽光発電のように山登り法を使うなど[9]、百家争鳴の状態です。

(3) 運転台数制御

図９は DAB コンバータの 2 台並列運転システムです。システムの定格出力電力は DAB コンバータの定格出力電力の 2 倍です。通常は No.1 と No.2 に均等に電力分担させますが、ソフトスイッチングができなくなるような軽負荷時は 1 台だけの運転とします。このように運転台数制御を行えば、ソフトスイッチング不可の領域を 1/2 に抑制することができます。並列運転台数を増やせばソフトスイッチング不可の領域をさらに抑制することができます。

文献[10]では並列運転システムを使って全領域でソフトスイッチングを実現させる方法が提案されています。2 台並列運転システムで、1 台だけの運転でもソフトスイッチング不可となるような軽負荷時は、図１０のように他方のコンバータを逆方向に動作させて電流を環流させます。環流電流をソフトスイッチング成立の限界値以上に流せば、どのような軽負荷時もソフトスイッチングを実現できます。DAB コンバータの双方向電力供給機能を活用した方法です。ただし、環流電流は負荷への電力供給には寄与しないので効率は低下します。

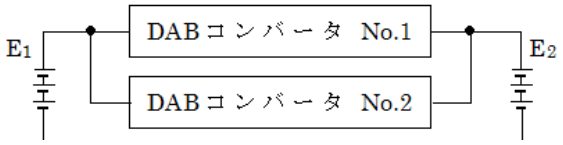


図９　DAB コンバータの並列運転

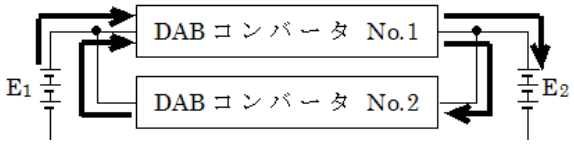


図１０　環流電流を使ってソフトスイッチング

(4) 間欠動作

図１１は DAB コンバータを 1 サイクル毎に間欠動作させた時のリアクトル電流 i_L 波形の模式図です。i_L のピーク値 i_{Lpeak} は約 2 倍に増加します。したがって、このように動作させるとソフトスイッチングできない領域を約半分に抑制することができます。文献[11]などで提案されています。文献[12]では間欠動作時の変圧器の偏磁を防ぐ方法が提案されています。

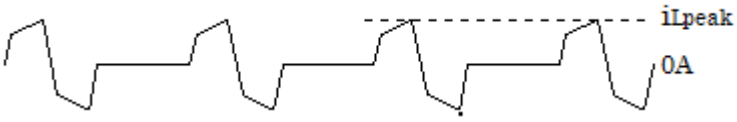


図１１　間欠動作時の i_L 波形

■参考文献

[1] 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

[2] 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

[3] Germnan G. Oggierl, Roberto Leidhold, Guillermo 0. Garcia, Alejandro R. Oliva, Juan C. Balda, Fred Barlow, “Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters”, PESC2006

[4] Biao Zhao, Qingguang Yu, Weixin Sun, “Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distributionin Microgrid”, IEEE Trans. Power Electron., vol.27, no.11, pp.4667-4680, Nov. 2012

[5] Hua Bai, Chris Mi, “Eliminate Reactive Power and Increase System Efficieny of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control”, IEEE Trans. Power Electron., vol.23, no.6, pp.2905-2914, Nov. 2008

[6] Biao Zhao, QiangSong, Wenhua Liu, “Efficieny Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC‐ DC Converter Basedon Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application”, IEEE Trans. Power Electron., vol.28, no.4, pp.1711-1727, Apr. 2013

[7] 近藤亮太、檜垣優介、山田正樹、「無効電力を抑制した電気自動車充放電用双方向絶縁型 DC/DC コンバータの損失低減効果実証」、電気学会論文誌 D、Vol.137, No.8, pp.673-680, (2017)

[8] Haochen Shi, Huiqing Wen, Yihua Hu, Lin Jiang, “Reactive Power Minimization in Bidirectional DC–DC Converters Using a Unified-Phaso-Based Particle Swarm Optimization”, IEEE Trans. on Power Electron., vol.33, no.12, pp.10990-11006, Dec. 2018

[9] 周藤龍、清水敏久、「位相シフトと PWM 制御を併用した三相 DAB 絶縁型双方向 DC/DC コンバ

ータの最小損失制御法」、電気学会論文誌 D、Vol.136, No.4, pp.310-311, (2016)
[10] 比嘉隼、伊東淳一、「全負荷領域 ZVS を実現する電力環流動作を用いた並列接続 Dual-Active-Bridge DC-DC コンバータの実機検証」、平成 29 年電気学会産業応用部門大会、第 1 分冊、331～334 頁
[11] German G.Oggier, Martin Ordonez, “High-Efficieny DAB Converter Using Switching Sequences and Burst Mode” IEEE Trans. Power Electron., vol.31, no.3, pp.2069-2082, Mar. 2016
[12] 久持裕史、赤木泰文、木ノ内伸一、宮崎裕二、「間欠運転による双方向絶縁形 DC-DC コンバータの低出力領域の変換効率向上」、電気学会論文誌 D、Vol.136, No.7, pp.501-508, (2016)

以上

2019/1/6 改訂 A：表 1 の L_2 容量の誤記修正　（修正前）25μH、（修正後）12.5μH