平地研究室技術メモ No.20190108

DAB コンバータの片側 PWM 制御について

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2019/1/8 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 前回の技術メモ[1]では DAB コンバータの 2 つの短所とその対策を各種紹介しました。そのうち「片側 PWM 制御」は有力な方式として注目されており、多数の研究機関で広く研究されています。本技術メモでは片側 PWM 制御の動作モードとソフトスイッチングの可否について分かりやすく説明します。

■DAB コンバータの回路構成

図 1 に DAB コンバータの回路構成を示します。2 つの電源 E_1 と E_2 の間で双方向に電力供給が可能です。図 2 に DAB コンバータの等価回路を示します。励磁インダクタンスは無視し、2 次側を 1 次側に換算し、変圧器を省略しています。DAB コンバータの動作解析はこの回路で行います。平地研究室技術メモではこれまでに次の文書でこの回路方式を説明していますので参照下さい。

[1] No. 20181112「DAB コンバータの 2 つの短所とその対策」
[2] No. 20181001「DAB コンバータの研究開発動向（LLC コンバータとの比較）」
[3] No.20150214「DAB 方式の重要な公式の導出」
[4] No.20150204「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」
[5] No.20140310「DAB 方式双方向 DC/DC コンバータ」

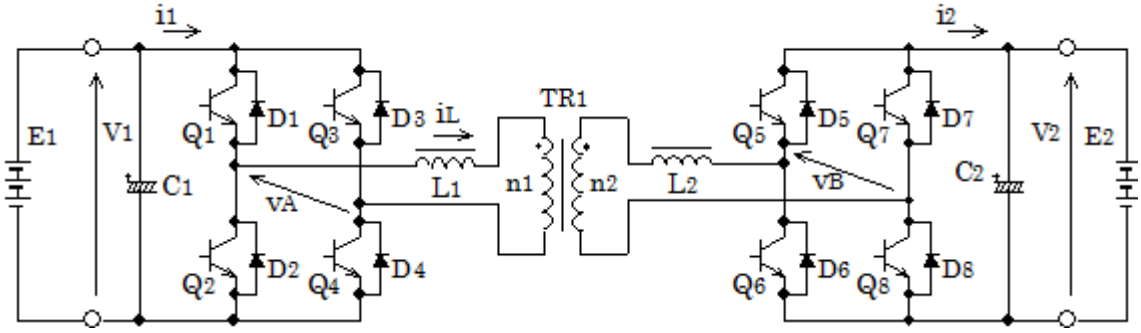


図 1　DAB 方式双方向 DC/DC コンバータ（DAB コンバータ）

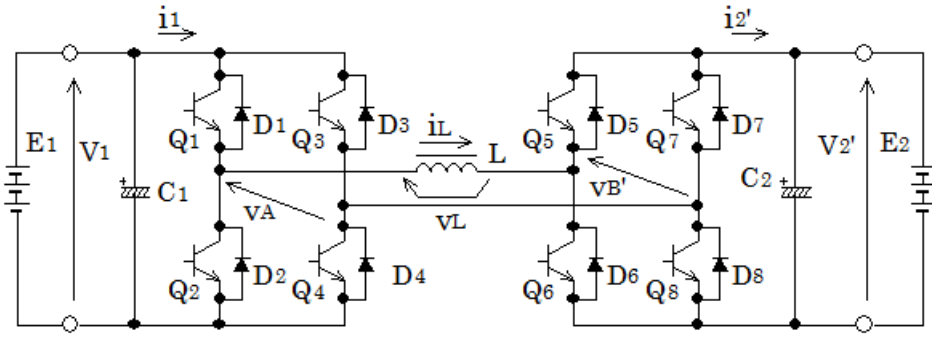


図 2　DAB コンバータの等価回路

■DAB コンバータの制御方法

DAB コンバータの制御方法と動作モードを図３に示します。(a)は通常の制御方法です。Q_1 と Q_4 など、2 つずつのスイッチ素子が同時に ON/OFF します。Q_1,Q_4 と Q_2,Q_3 は逆位相で ON/OFF します。その結果 Q_1～Q_4 で構成されるブリッジ回路の交流側電圧 v_A は図３(a)のような方形波となります。同様に Q_5,Q_8 と Q_6,Q_7 も逆位相で ON/OFF し v_B’は方形波となります。v_A と v_B’の差がリアクトル L に印加され、その電流 i_L が決まります。v_A と v_B’の位相差 θ を制御することにより i_L を制御でき、その結果 DAB コンバータの出力電力の大きさと方向が決まります。図３(a)の制御方法の詳細は技術メモ[5]を、この制御による出力電力の計算方法は技術メモ[3]を参照下さい。なお、図３では電力の流れが E_1→E_2 の場合を示しています。本技術メモでは以下全ての説明において、電力の方向は E_1→E_2 を前提とします。

図３(b)(c)が片側 PWM 制御です。Q_1～Q_4 の制御は通常の制御と同じですが、Q_5～Q_8 は図に示すように、Q_5,Q_6 のペアと Q_8,Q_7 のペアが位相差 θ_2 を持って ON/OFF します。その結果、Q_5～Q_8 で構成されるブリッジ回路の交流側電圧 v_B’は図に示すようにパルス幅が制御された PWM 波形となります。パルス幅を θ_{PW} とすると次の式が成立します。

$$\theta_{PW}=180^\circ-\theta_2$$

なお、$\theta_2=0$ が図３(a)の通常制御に該当します。

E_1 側（左側）のスイッチ素子 Q_1 がターンオンするタイミングを時間の原点と考え、E_2 側（右側）のスイッチ素子 Q_5 がターンオンするまでの位相角を θ_1 とします。図３(b)では Q_1 がターンオンした後で Q_5 がターンオンしているので $\theta_1>0$、図３(c)では Q_1 がターンオンする前に Q_5 がターンオンしているので $\theta_1<0$ となります。θ_1 の正負により各動作モードにおける電流経路が変化し、特にソフトスイッチングの可否に影響が現れます。

図３(b)(c)では E_2 側（右側）の電圧 v_B’をパルス幅制御していますが、これは E_2 側の電圧 V_2’が E_1 側の電圧 V_1 より高い場合の制御方法です。逆に $V_1>V_2$’の場合は v_A をパルス幅制御します。すなわち、電源電圧が高い側の交流電圧のパルス幅を絞るように制御します。なお、V_2’と v_B’はそれぞれ V_2 と v_B の１次側（E_1 側）への換算値です。次の式が成立します。

$$V_2'=V_2\times n_1/n_2$$

$$v_B'=v_B\times n_1/n_2$$

$$i_2'=i_2\times n_2/n_1$$

$$v_L=v_A-v_B'$$

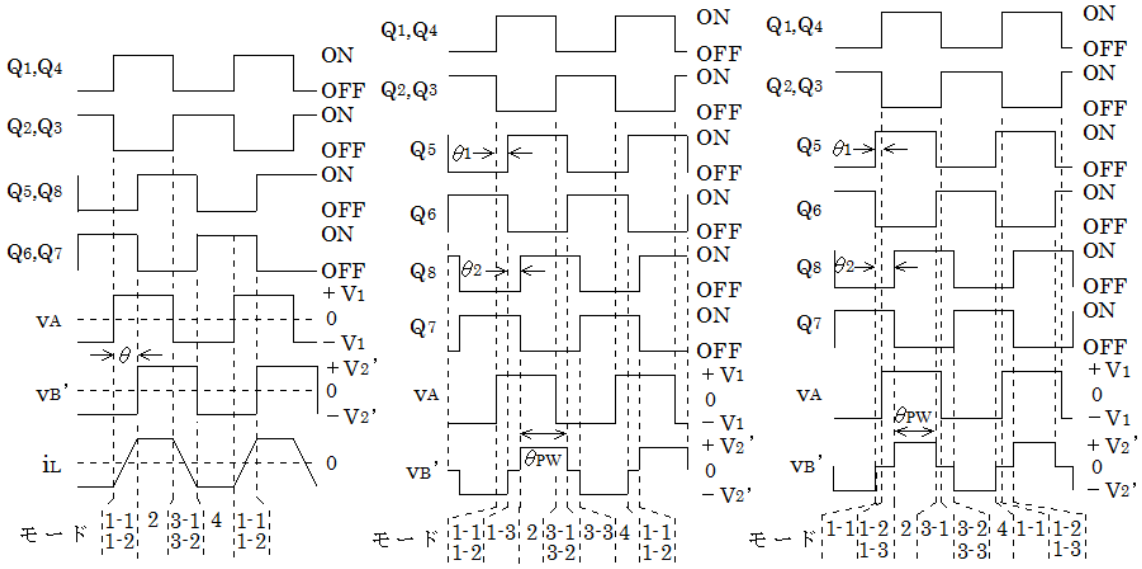
$$i_L\text{の変化量}\quad \Delta i_L=\frac{1}{L}v_L\Delta T$$

また、図３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共に OFF となる期間（デッドタイム）が存在します。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。図３(a)に示した通常制御のソフトスイッチングのメカニズムは技術メモ[4]、ソフトスイッチング成立の条件式は技術メモ[3]で詳しく説明しています。

■DAB コンバータの動作モードと電流経路

図４に通常制御の動作モードと電流経路、およびシミュレーション波形の例を示します。大きく分けて、Mode 1 でリアクトル L が正方向に充電され、Mode 2 で E_2 が充電され、Mode 3 で L が負方

向に充電され、Mode 4 で E_2 が再度充電されます。Mode 1 は途中でリアクトル電流 i_L の方向が変化するので Mode 1-1 と 1-2 に分けています。Mode 3 も同様です。各動作モードの詳しい説明は技術メモ[5]を、各動作モードで成立する式は技術メモ[3]と[4]を参照下さい。なお、コンデンサと同様にリアクトルも「充電」され、その結果電流が蓄積されます。詳しくは技術メモ No. 20060820[7]を参照下さい。

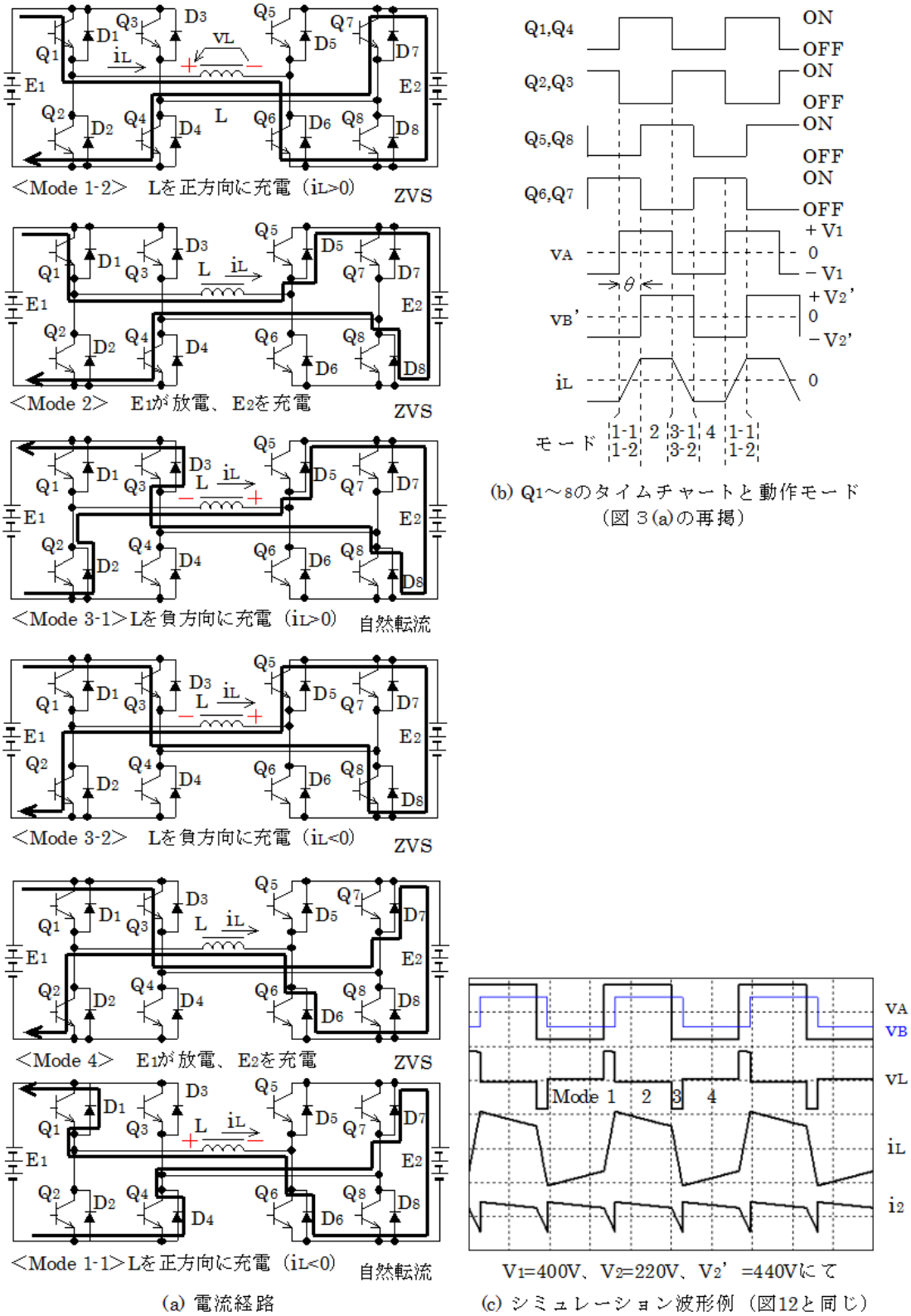


(a) 通常制御　　(b) 片側 PWM 制御（$\theta_1>0$）　　(c) 片側 PWM 制御（$\theta_1<0$）

図３　DAB コンバータの制御方法と動作モード（電力の流れが $E_1 \rightarrow E_2$ の時）

図５に片側 PWM 制御で θ_1 が正の時の動作モードと電流経路を示します。v_B’ が PWM 制御されるので、v_B’ が 0V の期間が生じ、その結果通常制御に対して Mode 1-3 と Mode 3-3 が追加になります。これらのモードでは E_2 に電流が流れず、E_2 側のブリッジの 2 つの素子によって変圧器の 2 次側が短絡されます。Mode 1-1 と 1-2 では電源 E_1 と E_2 が直列に動作してリアクトル L に V_1+V_2’ の大きな電圧が正方向に印加され、リアクトル電流 i_L は急峻に変化しますが、Mode1-3 では L には V_1 電圧だけが印加されるので電流の変化がゆるやかになります。Mode 3 ではリアクトルへの印加電圧が負方向になりますが、動作原理は Mode 1 と同じです。片側 PWM 制御で θ_1 が正の時の各動作モードの詳しい説明を附録 1（13 頁）に示しますので参照下さい。

図６に片側 PWM 制御で θ_1 が負の時の動作モードと電流経路を示します。Q_1 よりも Q_5 が先にオンするので、$\theta_1>0$ の時とは異なり、E_1 と E_2 が直列に動作して V_1+V_2’ が L に印加される動作は発生しません。Mode 3-1 では Q_6 と Q_8 でトランスの 2 次側が短絡され、L には V_1 が印加されて電流が増加します。この状態で E_1 側のブリッジの ON/OFF が発生し、電流が Q_1,Q_4 から D_2,D_3 に転流して Mode 3-2 となります。Mode 3-2 では L に $-V_1$ が印加されるので、リアクトル電流 i_L は徐々に減少してやがて方向が逆転して Mode 3-3 に移行します。Mode 1 では Mode 3 と i_L と v_L の方向は逆になりますが、同様の動作を行います。片側 PWM 制御で θ_1 が負の時の各動作モードの詳しい説明を附録 2（13 頁）に示しますので参照下さい。



(a) 電流経路

(b) Q1～8のタイムチャートと動作モード（図３(a)の再掲）

(c) シミュレーション波形例（図12と同じ）

図４　通常制御での動作モードと電流経路（電力の流れが E1→E2 の時）

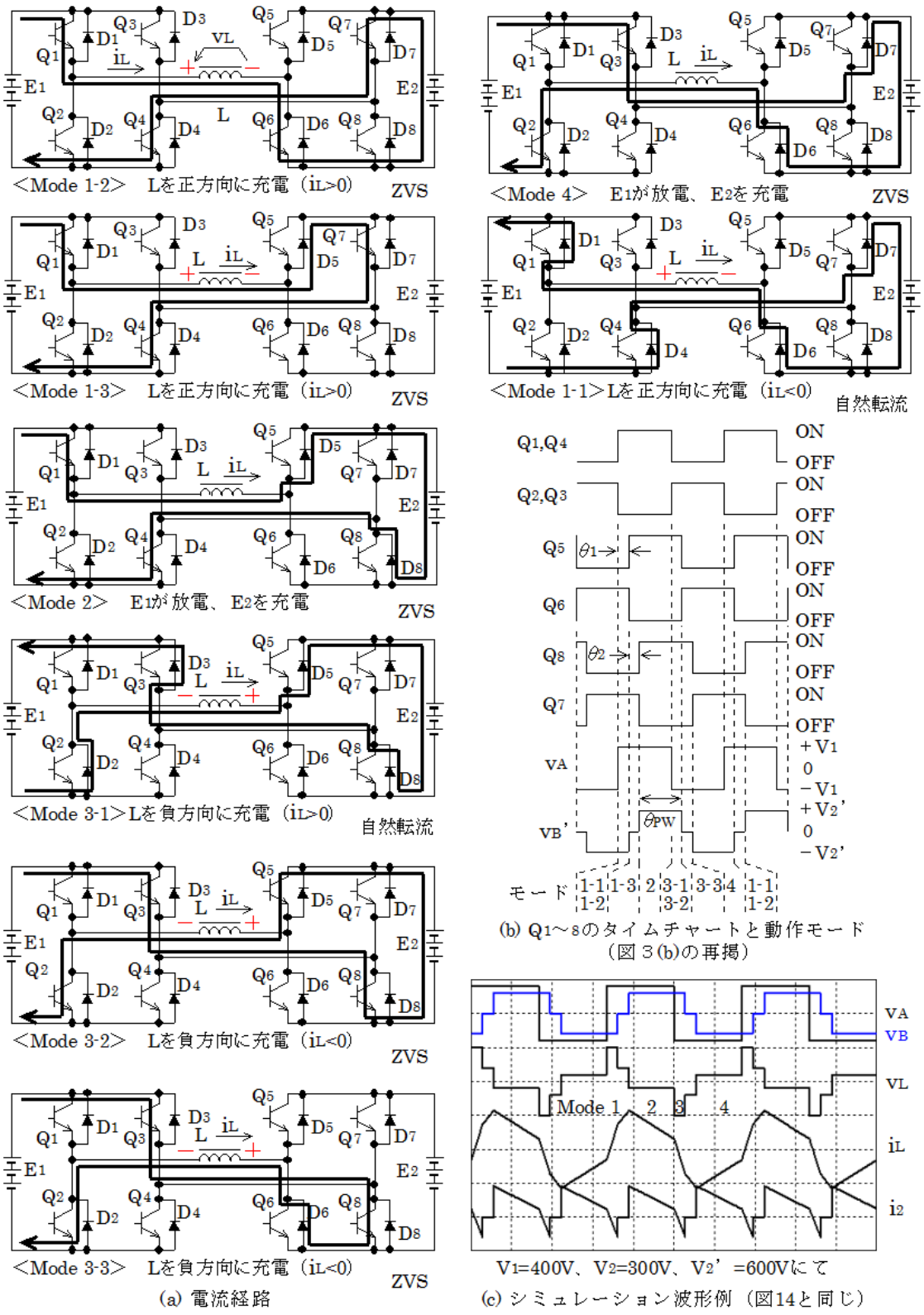


図５　片側 PWM 制御で θ_1 が正の時の動作モードと電流経路（電力の流れが $E_1 \rightarrow E_2$ の時）

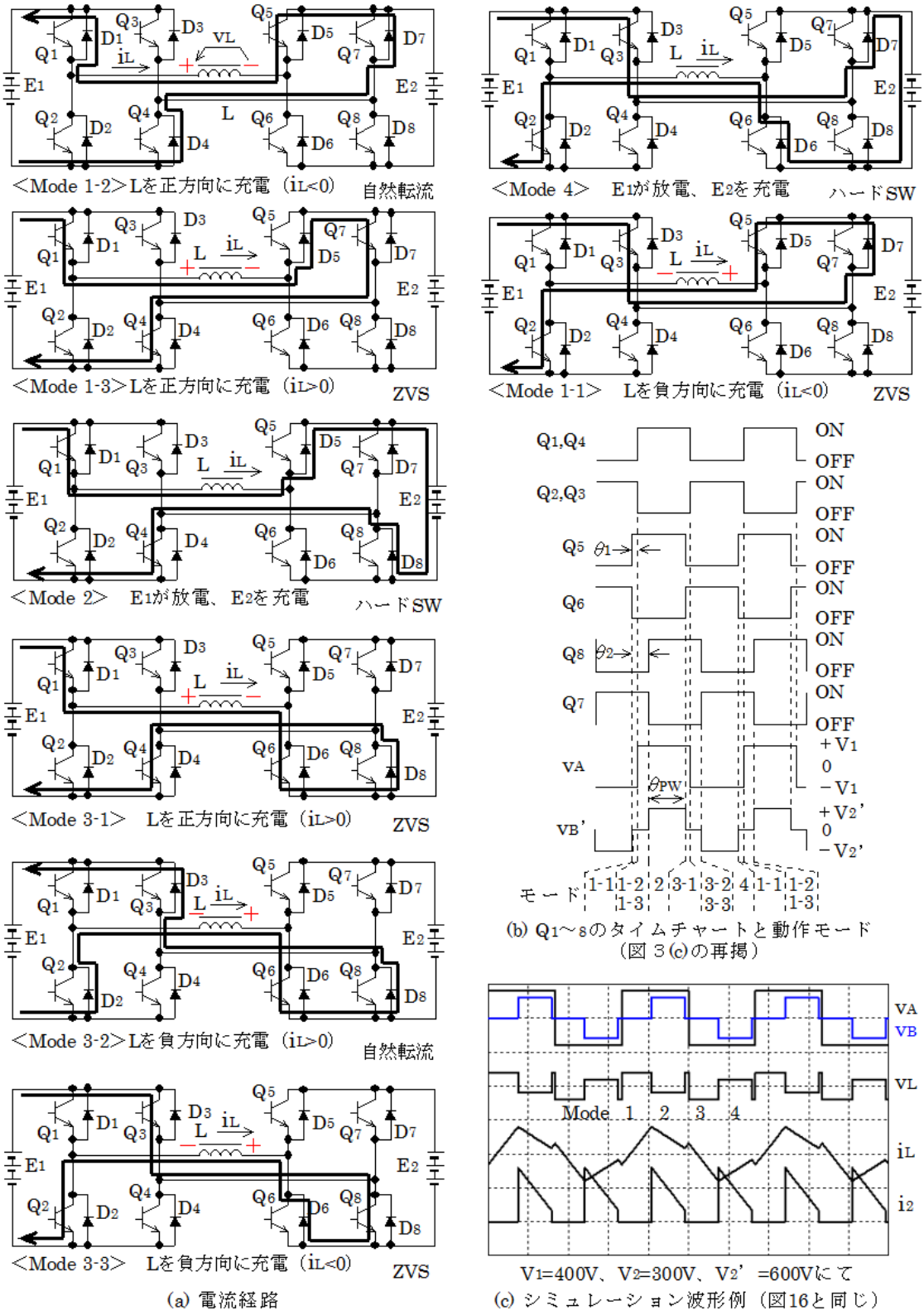


図６　片側 PWM 制御で θ 1 が負の時の動作モードと電流経路（電力の流れが E1→E2 の時）

■DAB コンバータのソフトスイッチング

＜部分共振定番方式＞

ソフトスイッチングにはいろんな方式がありますが、DAB コンバータは「部分共振定番方式」を採用しています。この方式は次のような方法でソフトスイッチングを実現します。

ターンオフ時：スイッチ素子と並列にコンデンサを挿入し、電圧の立ち上がり速度を遅くしてゼロ電圧スイッチング（ZVS）を実現

ターンオン時：上記コンデンサの電荷をリアクトルのエネルギーを使って引き抜いてゼロ電圧状態としてからターンオンし、ZVS を実現

部分共振定番方式については文献[6]で詳しく説明しているので参照下さい。

＜DAB コンバータのソフトスイッチングの原理＞

部分共振定番方式では、ターンオフ時の ZVS の実現は容易ですが、ターンオン時の「コンデンサの電荷をリアクトルのエネルギーを使って引き抜く」という動作の実現は簡単ではありません。DAB 方式では図７、図８に示す方法で実現しています。図１に示したように、DAB 方式では全てのスイッチ素子は図７、図８のように、2 つずつがペアになって直流電源 E と並列に接続されています。電源のプラス側に接続されている素子を Q_P、マイナス側に接続されている素子を Q_N としています。C_P と C_N はターンオフ時のソフトスイッチングを実現するためのコンデンサです。Q_P と Q_N は短いデッドタイムを挟んで交互に ON/OFF します。なお、図１,２,４,５,６では煩雑さを避けて C_P,C_N に相当するコンデンサは記載していません。

図７に、Q_P がターンオフして Q_N がターンオンするまでのソフトスイッチングの原理を示します。(a)の状態で Q_P がターンオフすると Q_P を流れていた電流は C_P に転流し、C_P を充電します。その結果 Q_P の電圧は C_P の充電に伴ってゆるやかに上昇するので ZVS とみなすことができます。(b)に示すように C_P の充電と同時に C_N は放電します。C_N の放電が完了するとリアクトル L の電流は(c)に示すように D_N に転流します。この状態で Q_N がターンオンするので ZVS となります。

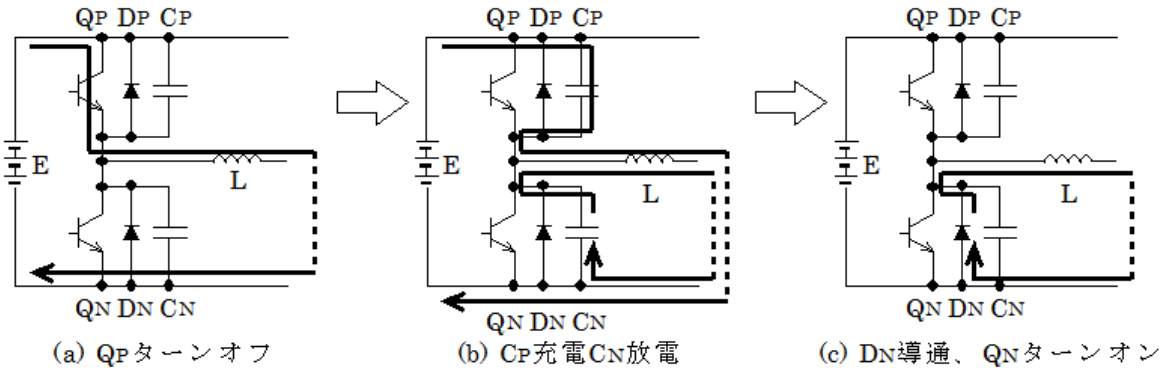


図７　ソフトスイッチングの原理（プラス側スイッチ素子ターンオフ時）

図８では、Q_N がターンオフして Q_P がターンオンするまでのソフトスイッチングの原理を示します。(a)の状態で Q_N がターンオフすると Q_N を流れていた電流は C_N に転流し、C_N を充電します。その結果 Q_N の電圧は C_N の充電に伴ってゆるやかに上昇するので ZVS となります。(b)に示すように C_N の充電と同時に C_P は放電します。C_P の放電が完了するとリアクトルの電流は(c)に示すように

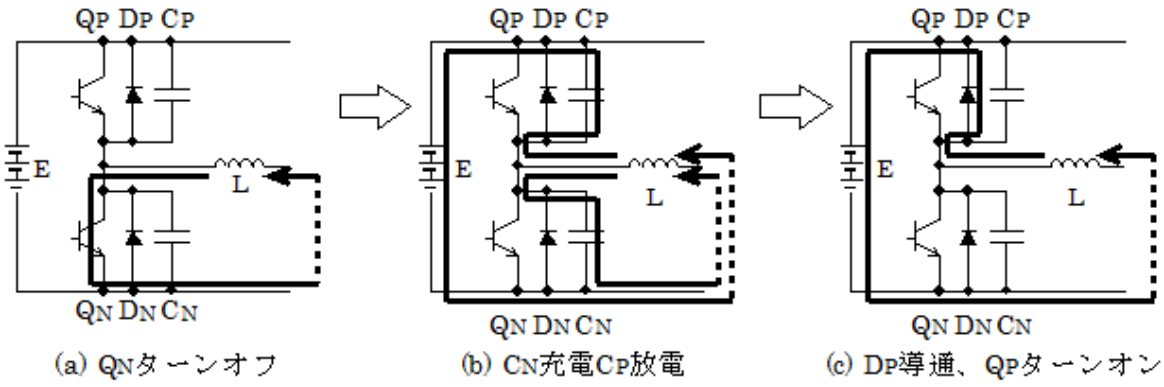


図８　ソフトスイッチングの原理（マイナス側スイッチ素子ターンオフ時）

D_P に転流します。この状態で Q_P がターンオンするので ZVS となります。この方式でのソフトスイッチングの成立には次の 3 つの条件が必要です。

①C_P と C_N の充放電に要する時間はスイッチ素子のターンオフ時間（チャンネルを流れる電流の下降時間）より充分長いこと。

②デッドタイムは C_P と C_N の充放電に要する時間より長いこと。

③ターンオフ前にスイッチ素子に L の電流が流れており、L の持つエネルギーは C_P と C_N の充放電に要するエネルギーより大きいこと。

図７、図８の回路構成で①②③の条件を満たすソフトスイッチング方式は、DAB コンバータ以外にも、LLC コンバータや位相シフトフルブリッジ方式 DC/DC コンバータなどで用いられています。

＜通常制御での DAB コンバータのソフトスイッチングの可否＞

図４に示した通常制御での動作では Mode 1～4 の間に 4 回のスイッチングが発生しますが、電流経路図から明かなように、全ての場合において図７,８の方法で部分共振定番方式が成立していることが分かります。ただし、出力電力が小さくリアクトル電流が小さい場合で、$V_1 < V_2'$ の時は Mode 2 と Mode 4 で電流の方向が逆転し、ハードスイッチングとなります。$V_1 > V_2'$ の時は Mode 1-2 と Mode 3-2 が存在せず、ハードスイッチングとなります。詳細は技術メモ[3]を参照下さい。

■片側 PWM のソフトスイッチング

＜θ が正の時＞

片側 PWM 制御で $\theta_1 > 0$ の時の電流経路と動作モードを図５に示しました。この場合は 1 周期に 6 回のスイッチング動作が発生しています。電流経路図から、通常制御と同様に、全てのスイッチングにおいて部分共振定番方式で ZVS が成立していることが分かります。

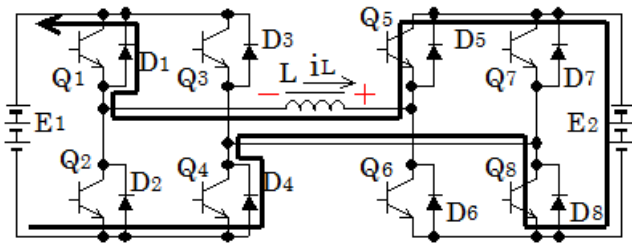


図９　Mode 2 末期（i_Lが負になった場合）

ただし、通常方式と同様に、軽負荷時はソフトスイッチングが成立しません。$V_1 < V_2'$ の時は Mode 2 と Mode 4 で電流の方向が逆転してハードスイッチングとなります。図９に Mode 2 末期

に電流が逆転して iL が負になった場合の電流径路図を示します。この状態で Q_1,Q_4 がターンオフし、Q_2,Q_3 がターンオンして Mode 3-1 となります。Q_2 のターンオンで D_1 のリカバリ時間の間「E_1→D_1→Q_2→E_1」の径路で短絡電流が流れます。同時に Q_3 のターンオンで Q_3 と D_4 に短絡電流が流れます。V_1＞V_2’ の時は Mode 1-2 と Mode 3-2 が存在せず、ハードスイッチングとなります。

＜θ1が負の時＞

片側 PWM 制御でθ1＜0 の時の電流経路と動作モードを図６に示しました。この場合も１周期に６回のスイッチング動作が発生しますが、Mode 2 から Mode 3-1 への移行時と Mode 4 から Mode 1-1 への移行時は図６から分かるようにハードスイッチングとなります。Mode 2 では D_5 が導通していますが、この状態で Q_5 がターンオフして Q_6 がターンオンするので、D_5 のリカバリ期間に短絡電流が流れます。Mode 4 から Mode 1-1 への移行時は Q_5 から D_6 に短絡電流が流れます。

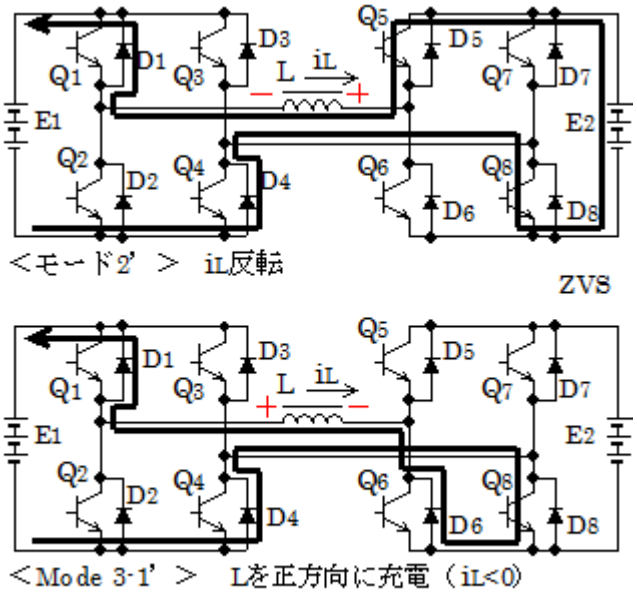


図１０ θ1＜0で軽負荷時

θ1＜0 で軽負荷時の電流径路を図１０に示します。θ1＞0 の時と同様に、軽負荷時は Mode 2 の末期に電流が反転します。この状態を Mode 2’として図１０に示します。この場合は D_5 の代わりに Q_5 が導通しています。この状態で Q_5 がターンオフ、Q_6 がターンオンして Mode 3-1’に移行するので部分共振定番方式が成立します。Mode 3-1’からやがて電流が反転して Mode 3-1 となります。

DAB 方式は軽負荷時のソフトスイッチング失敗が大きな欠点ですが、上記のように片側 PWM 制御でθ1＜0 で動作させると、軽負荷時もソフトスイッチングが成功する場合があります。この動作を有効に使用すればソフトスイッチング可能範囲を拡大することができます。

■シミュレーションでの確認

＜図 11（技術メモ[1]の図４と同じ）＞

通常制御で V_1＝V_2’ の時の波形です。DAB コンバータにとって理想的な動作条件であり、ソフトスイッチングが実現できます。

＜図 12（技術メモ[1]の図５と同じ）＞

通常制御で V_1＜V_2'の時の波形です。V_1＜V_2'なので Mode 2 で L_1 電流 i_L が減少します。しかし Mode 2 の終了時まで i_L＞0 なのでソフトスイッチング可能です。

＜図 13＞

図 12 と同じくθ＝30°の波形ですが、V_2’ が 600V と大きいので Mode 2 で i_L が大きく減少し、

Mode 2 終了時に 0A となっています。よって Mode 2 から Mode 3 への移行時にハードスイッチングとなります。通常の制御方法でソフトスイッチングを実現するには、V_2 を小さくする、または出力電力を大きくする必要があります。

＜図 14＞

V_2 と出力電力は図 13 と同じですが、制御方法を片側 PWM 制御とし、θ_1＝10°　θ_2＝51.8°　で動作させています。図から分かるように Mode 2 の終了時①でリアクトル電流 i_L は正の値を保っており、ソフトスイッチング可能です。また、②から分かるように出力電流 i_2 の逆流が小さく、その結果図 13 の場合よりリアクトル電流 i_L のピーク値が抑制されています。このように、片側 PWM 制御を使用するとソフトスイッチングの範囲を拡大することができると同時にリアクトルやスイッチ素子のピーク電流を抑制することもできます。

＜図 15＞

図 14 と同じく、V_2＝300V、θ_1＝10°　の状態で θ_2 を小さくして出力電力を抑制した時の波形です。θ_2＝40°　、出力電力＝3795W とすると図のように Mode 2 の最後に i_L＝0A となります。これがソフトスイッチング限界です。

＜図 16＞

片側 PWM 制御で θ_1＜0 の時の波形です。図 6 で説明したように、Mode 2 終了時の Q_6 のターンオンがハードスイッチングとなります。

＜図 17＞

図 16 の状態から θ_1 を－20°　に、θ_2 を 70°　に変更して v_B の PWM 波形を全体に左にシフトし、出力電力を抑制しています。その結果リアクトル電流 i_L が小さくなったので、Mode 2 の途中で i_L が反転しています。したがって、図１０で説明したメカニズムで Mode 2 終了時（図１０では Mode 2’ 終了時）の Q_5,Q_6 のスイッチングがソフトスイッチングとなります。

■片側 PWM の効果

以上の説明から、片側 PWM の効果をまとめると次のようになります。

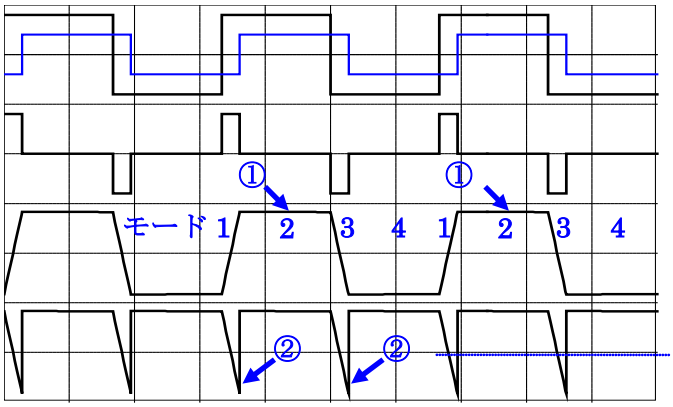
・θ_1＞0 で重負荷の時は通常制御と同様に、ソフトスイッチングを実現できる。θ_1 と θ_2 を適切に制御すれば通常制御よりソフトスイッチングの範囲を拡大できる。

・同時に、出力電流 i_2 の逆流を抑制でき、その結果リアクトル電流のピーク値を抑制できる。

・θ_1＞0 で限界を超えて軽負荷となると、通常制御と同様に Mode 2 と Mode 4 の末期で電流の逆転が発生し、ソフトスイッチングを実現できない。

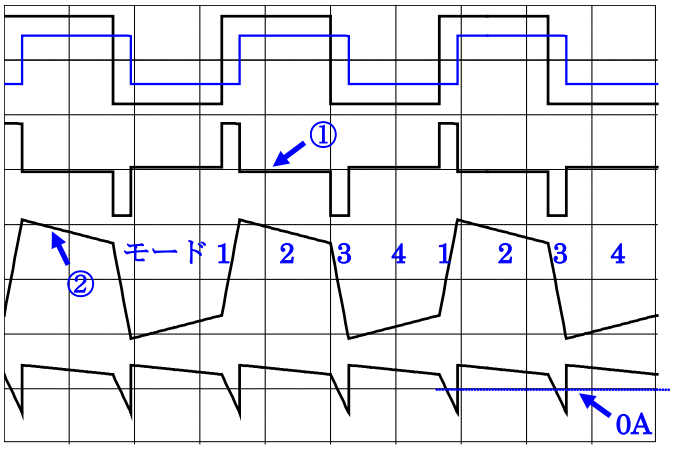
・逆に、θ_1＜0 の時は軽負荷時にソフトスイッチングを実現できるので、この動作を利用すればソフトスイッチング範囲を拡大できる。

（図 11～17 共通条件：V_1＝400V、n_1/n_2＝2、L＝100μH、時間軸は 7.5μsec／div）



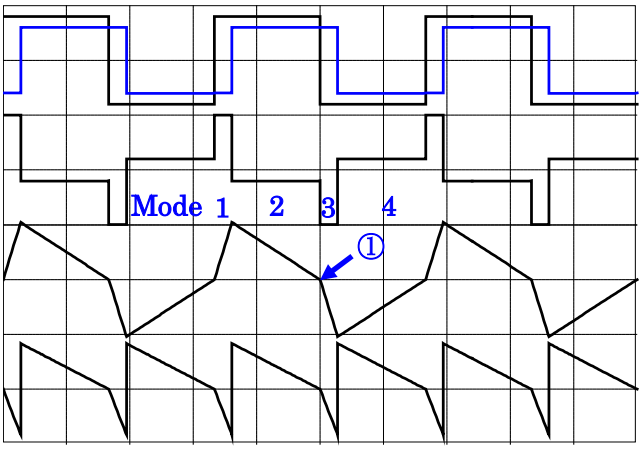
大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 10A/div
出力電流 20A/div
←0A (i_2)

図 11 通常制御 V_1＝V_2'
V_2＝200V、V_2'＝400V
θ＝30°
出力電流平均値 13.8A
出力電力 2760W
①V_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

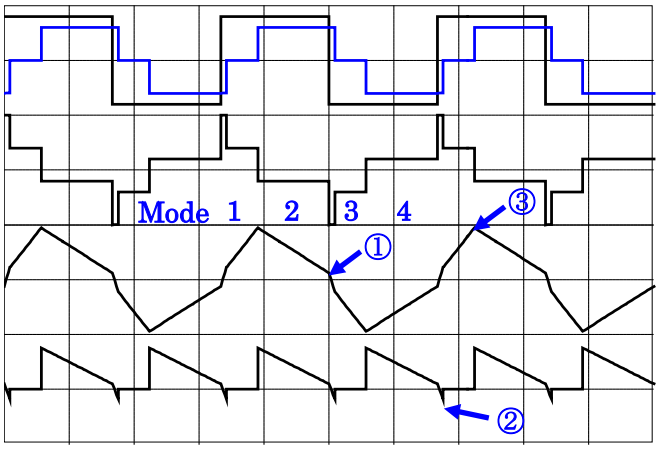
図 12 通常制御 V_1＜V_2'
V_2＝220V、V_2'＝440V
θ＝30°
出力電流平均値 13.8A
出力電力 3036W
①L_1 電圧＜0V
②L_1 電圧＜0V なので Mode2 で L_1 電流減少



大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 20A/div
出力電流 50A/div

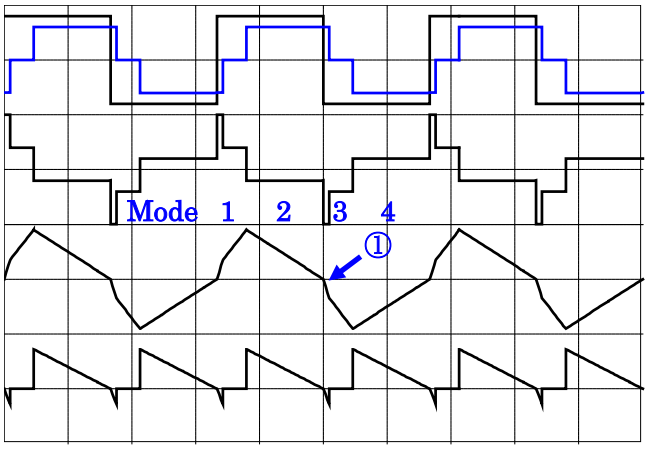
図 13 通常制御 V_1＜V_2'
V_2＝300V、V_2'＝600V
θ＝30°
Iout 平均値 13.87A
出力電力 4161W

①：Mode2 の最後で 0A、よって、ソフト SW 不可。



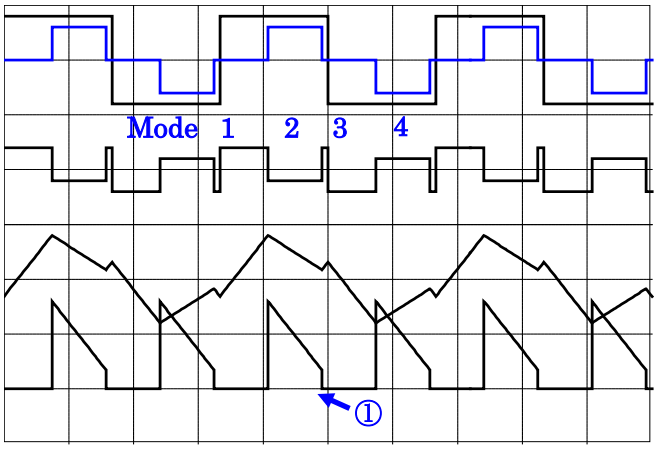
大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 20A/div
出力電流 50A/div

図 14　片側 PWM 制御
V_2＝300V、V_2'＝600V
θ_1＝10°
θ_2＝51.8°
Iout 平均値 13.89A
出力電力 4167W
①：ソフト SW 可能
②：逆流電流小
③：i_L のピーク値小



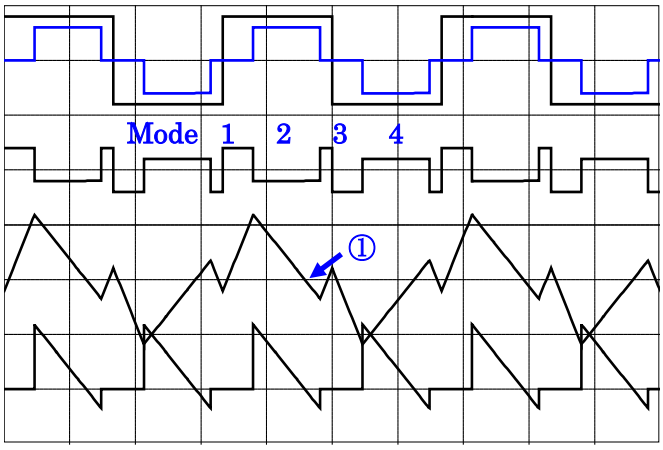
大：v_A 500V/div
小：v_B 500V/div
L_1 電圧 500V/div
L_1 電流 20A/div
出力電流 50A/div

図 15　片側 PWM 制御
V_2＝300V、V_2'＝600V
θ_1＝10°
θ_2＝40°
Iout 平均値 12.65A
出力電力 3795W
①：Mode2 の最後で 0A、よってソフト SW 限界。



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

図 16　片側 PWM 制御
V_2＝300V、V_2'＝600V
θ_1＝−10°
θ_2＝90°
Iout 平均値 9.716A
出力電力 2915W
①：逆流電力なし



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

図 17　片側 PWM 制御
V_2＝300V、V_2'＝600V
θ_1＝−20°
θ_2＝70°
Iout 平均値 5.085A
出力電力 1526W
①：Mode2 で電流反転
→ソフト SW 可

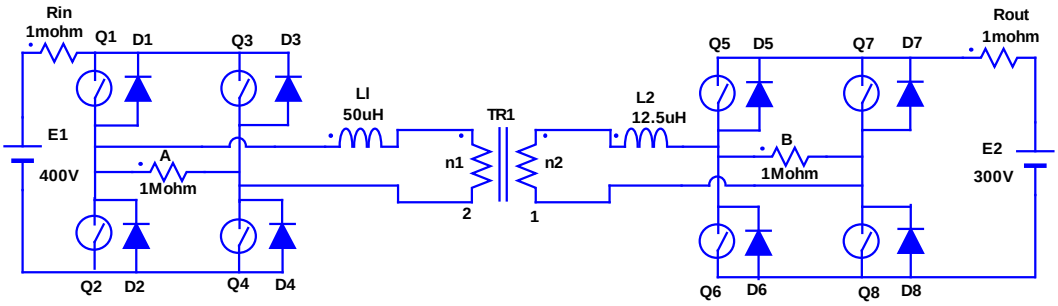


図１８　シミュレーション回路（シミュレーションソフトは SCAT）

■附録１　片側 PWM 制御で $\theta_1>0$ の時の動作モード（図５の詳しい説明）

Mode 1-2（Q_1、Q_4、Q_6、Q_7 が ON。電流径路は $E_1 \to Q_1 \to L \to Q_6 \to E_2 \to Q_7 \to Q_4 \to E_1$）

E_1 と E_2 が直列につながり、E_1 の電圧と E_2 の電圧が加算されて L に印加されている。よって、L の電流は正方向に急速に増加する。E_1、E_2 が協力して L を充電している。Q_6 がターンオフ、Q_5 がターンオンして次の Mode に移行する。Q_6 に電流が流れているので部分共振定番方式が成立する。

Mode 1-3（Q_1、Q_4、Q_5、Q_7 が ON。電流径路は $E_1 \to Q_1 \to L \to D_5 \to Q_7 \to Q_4 \to E_1$）

E_1 の電圧が L に印加されている。よって、L の電流は正方向に増加する。増加の速度は Mode 1-2 より小さい。E_1 が L を充電している。Q_7 がターンオフ、Q_8 がターンオンして次の Mode に移行する。Q_7 に電流が流れているので部分共振定番方式が成立する。

Mode 2（Q_1、Q_4、Q_5、Q_8 が ON。電流径路は $E_1 \to Q_1 \to L \to D_5 \to E_2 \to D_8 \to Q_4 \to E_1$）

E_1 が放電し、E_2 を充電している。E_1 の電圧と E_2 の電圧の差が L に印加される。E_1 電圧＞E_2 電圧なら i_L は増加し、E_1 電圧＜E_2 電圧なら i_L は減少する。Q_1,Q_4 がターンオフし、Q_2,Q_3 がターンオンして次の Mode に移行する。Q_1,Q_4 に電流が流れているので部分共振定番方式が成立する。ただし、軽負荷時は E_1 電圧＞E_2 電圧なら Mode 2 の開始時、E_1 電圧＜E_2 電圧なら Mode 2 の終了時に $i_L<0$ となりハードスイッチングとなる。

Mode 3-1（Q_2、Q_3、Q_5、Q_8 が ON。電流径路は $E_1 \to D_2 \to L \to D_5 \to E_2 \to D_8 \to D_3 \to E_1$）

E_1 と E_2 が直列につながり、E_1 の電圧と E_2 の電圧が加算されて L に負方向に印加されている。よって、正方向に流れている L の電流 i_L は急速に減少する。やがて $i_L<0$ となり、次の Mode に移行する。

Mode 3-2（Q_2、Q_3、Q_5、Q_8 が ON。電流径路は $E_1 \to Q_3 \to Q_8 \to E_2 \to Q_5 \to L \to Q_2 \to E_1$）

E_1 と E_2 が直列につながり、E_1 の電圧と E_2 の電圧が加算されて L に負方向に印加されている。よって、負向に流れている L の電流 i_L は負方向に急速に増加する。E_1、E_2 が協力して L を負方向に充電している。Q_5 がターンオフ、Q_6 がターンオンして次の Mode に移行する。Q_5 に電流が流れているので部分共振定番方式が成立する。

なお、Mode 3-2 は Mode 1-2 と i_L と v_L の方向が逆になっているが、動作原理は同じである。同様に、Mode 3-3、Mode 4、Mode 1-1 はそれぞれ、Mode1-3、Mode 2、Mode 3-1 と動作原理は同じなので説明は省略する。

■附録２　片側 PWM 制御で $\theta_1<0$ の時の動作モード（図６の詳しい説明）

Mode 1-2（Q_1、Q_4、Q_5、Q_7 が ON。電流径路は $E_1 \to D_4 \to D_7 \to Q_5 \to L \to D_1 \to E_1$）

L には負方向の電流が流れているが、E_1 の電圧が正方向に L に印加されている。よって、L の負方向の電流は減少する。やがて電流の方向が反転し、次の Mode に移行する。

Mode 1-3（Q_1、Q_4、Q_5、Q_7 が ON。電流径路は $E_1 \to Q_1 \to L \to D_5 \to Q_7 \to Q_4 \to E_1$）

E_1 の電圧が L に印加されている。よって、L の電流は正方向に増加する。E_1 が L を正方向に充電している。Q_7 がターンオフ、Q_8 がターンオンして次の Mode に移行する。Q_7 に電流が流れているので部分共振定番方式が成立する。

Mode 2（Q_1、Q_4、Q_5、Q_8 が ON。電流径路は $E_1 \to Q_1 \to L \to D_5 \to E_2 \to D_8 \to Q_4 \to E_1$）

E_1が放電し、E_2を充電している。E_1の電圧とE_2の電圧の差がLに印加される。E_1電圧＞E_2電圧ならi_Lは増加し、E_1電圧＜E_2電圧ならi_Lは減少する。Q_5がターンオフし、Q_6がターンオンして次のModeに移行する。ただし、電流はQ_5ではなくD_5を流れているのでQ_5がターンオフしても電流に変化はない。Q_5がFETの場合はMode 2ではQ_5は同期整流の動作を行い、チャンネルを逆方向に電流が流れる。その状態でQ_5がターンオフするので電流はQ_5のチャンネルからD_5に転流する。いずれの場合も、D_5が導通している状態でQ_6がターンオンする。したがって、D_5の逆回復時間の間D_5とQ_6の同時オン状態が発生し、電源E_2が短絡され、ハードスイッチングとなる。

Mode 3-1（Q_1、Q_4、Q_6、Q_8がON。電流径路は$E_1 \to Q_1 \to L \to Q_6 \to D_8 \to Q_4 \to E_1$）

E_1の電圧が正方向にLに印加されている。よって、Lの電流は正方向に増加する。E_1がLを正方向に充電している。Q_1,Q_4がターンオフし、Q_2,Q_3がターンオンして次のModeに移行する。Q_1,Q_4に電流が流れているので部分共振定番方式が成立する。

Mode 3-2（Q_2、Q_3、Q_6、Q_8がON。電流径路は$E_1 \to D_2 \to L \to Q_6 \to D_8 \to D_3 \to E_1$）

Lには正方向の電流が流れているが、E_1の電圧が負方向にLに印加されている。よって、Lの正方向の電流は減少する。やがて電流の方向が反転し、次のModeに移行する。

なお、Mode 3-2はMode 1-2とi_Lとv_Lの方向が逆になっているが、動作原理は同じである。同様に、Mode 3-3、Mode 4、Mode 1-1はそれぞれ、Mode1-3、Mode 2、Mode 3-1と動作原理は同じなので説明は省略する。

■参考文献

[1] 平地克也、「DABコンバータの２つの短所とその対策」、平地研究室技術メモ No. 20181112

[2] 平地克也、「DABコンバータの研究開発動向（LLCコンバータとの比較）」、平地研究室技術メモ No. 20181001

[3] 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

[4] 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

[5] 平地克也、「DAB方式双方向DC/DCコンバータ」、平地研究室技術メモ No.20140310

[6] 平地克也、「部分共振定番方式」、平地研究室技術メモ No. 20150501

[7] 平地克也、「コンデンサは電流で充電、リアクトルは電圧で充電する！」、平地研究室技術メモ No. 20060820

以上