平地研究室技術メモ No.20190716

フォワード型 DC/DC コンバータのターンオフ時の動作：1 石式と 2 石式の相違

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2019/7/16 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 フォワード型 DC/DC コンバータには、スイッチ素子を 1 つ使用した 1 石式と 2 つ使用した 2 石式があります。1 石式も 2 石式も動作原理は同じであり、特性も良く似ていますが、スイッチ素子のターンオフ時の特性には大きな違いがあります。1 石式ではスイッチ素子に、変圧器の漏れインダクタンスに起因する大きなサージ電圧が発生します。2 石式では変圧器の漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーを効率良く電源に回生することができます。したがって、1 石式は大きな容量の DC/DC コンバータには適しませんが、2 石式では数 kW クラスの大きな容量の DC/DC コンバータを容易に構成することができます。

■1 石フォワード方式と 2 石フォワード方式の動作の概要

1 石フォワード方式 DC/DC コンバータ（図 1）と 2 石フォワード方式 DC/DC コンバータ（図 2）は、共にフォワード方式なので動作原理は同じです。2 石フォワードの 2 つのスイッチ素子 Q_1,Q_2 は同時に ON/OFF し、1 石フォワードのスイッチ素子 Q の ON/OFF と同じ役割を果たします。図 3 に 1 石フォワード方式と 2 石フォワード方式の動作モードと電流経路を示しますが、共に 4 つの動作モードがあり電流経路もほぼ同じです。各動作モードの概要を以下に示します。

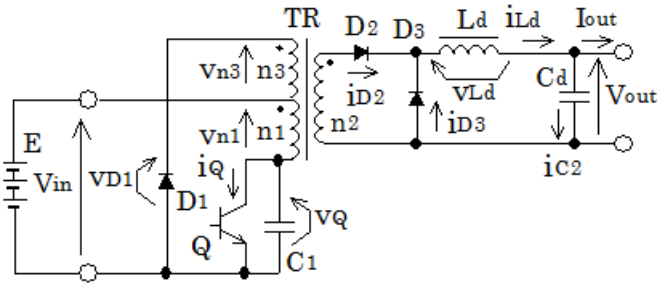


図 1　1 石フォワード方式 DC/DC コンバータ

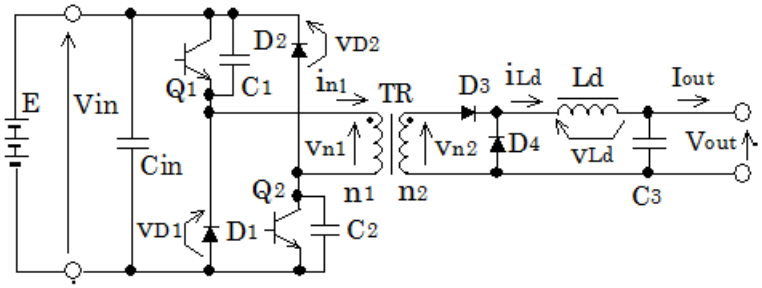


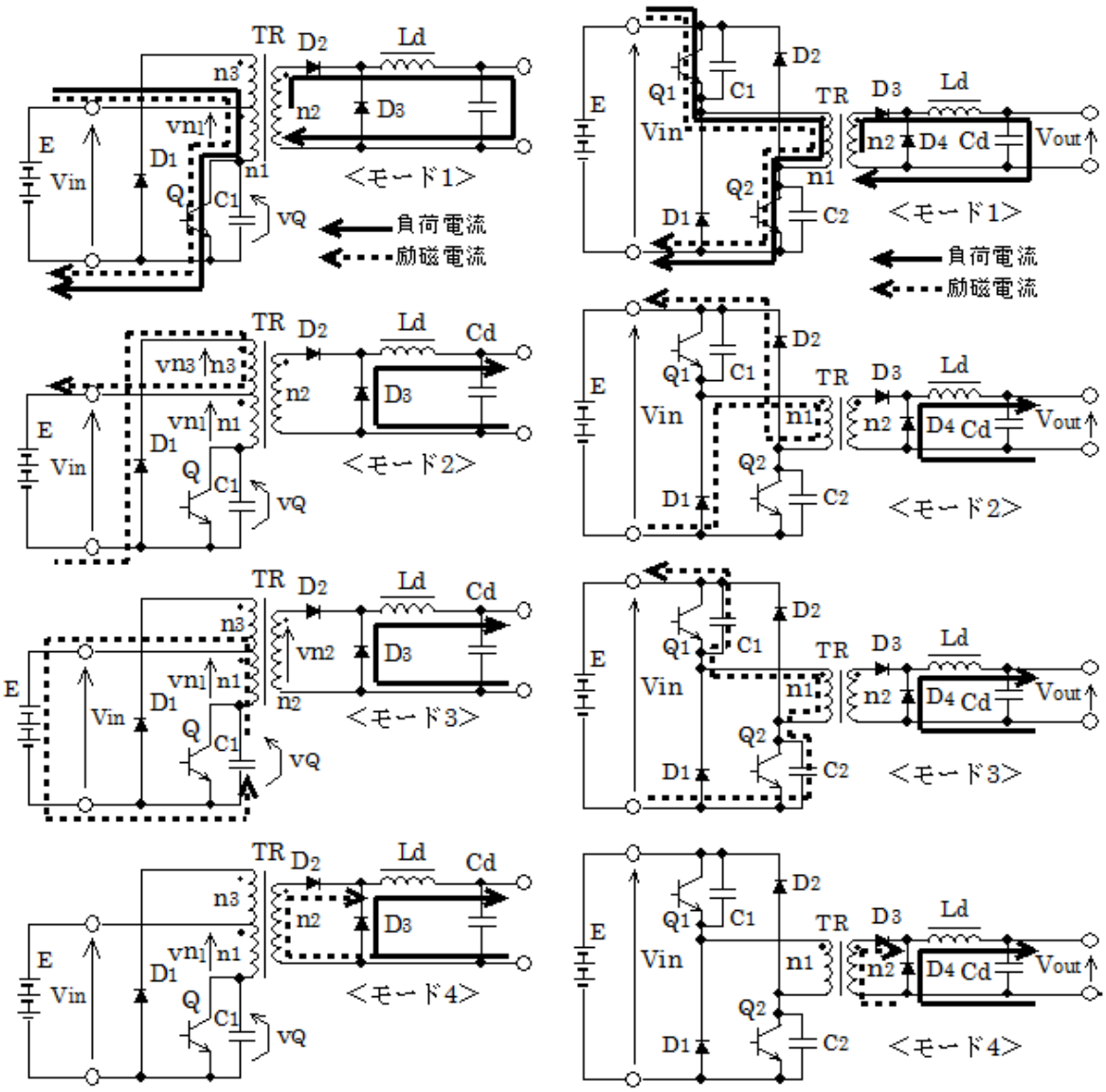
図 2　2 石フォワード方式 DC/DC コンバータ

モード 1：スイッチ素子がオンしており、2 次側に電力が伝達されます。励磁電流は n_1 巻線を流れます。スイッチ素子がターンオフして次のモードに移行します。

モード 2：スイッチ素子がオフしても励磁電流と Ld 電流は同じ値で流れ続けます。励磁電流は 1 石フォワードでは n_3 巻線に転流し、D_1 を介して電源に回生されます。2 石フォワードでは D_1,D_2 を介して電源に回生されます。Ld 電流はフライホイールダイオード（1 石では D_3、2 石では D_4）を介して 2 次側を環流します。励磁電流が 0A となって次のモードに移行します。

モード 3：高い電圧に充電されたスイッチ素子の寄生容量（1 石では C_1、2 石では C_1,C_2）が電源となって励磁電流が負方向に流れます。

モード 4：寄生容量が半分まで放電すると 2 次側の整流ダイオード（1 石では D_2、2 石では D_3）が順バイアスされて導通し、励磁電流は n_2 巻線に転流します。その後スイッチ素子がターンオンしてモード 1 に戻ります。



(a) 1 石フォワード方式　　(b) 2 石フォワード方式

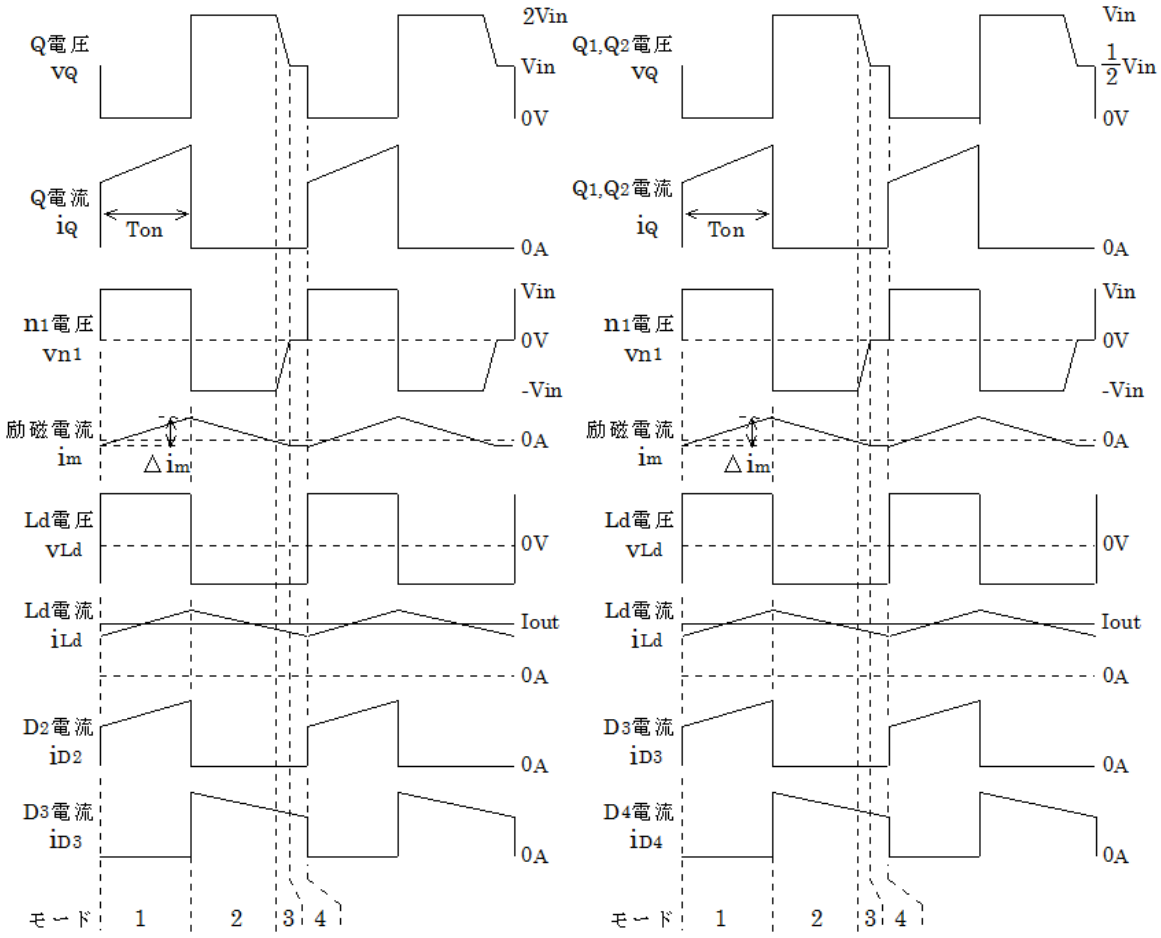
図 3　フォワード方式 DC/DC コンバータの動作モードと電流経路

なお、動作モードのもっと詳しい説明は以下の番号の平地研究室技術メモを参照下さい。

1 石フォワード方式：No. 20061124、20061125、20061230、20070106

2 石フォワード方式：No.20161012

回路各部の主要な電圧電流波形を図 4 に示します。2 石式ではスイッチ素子の印加電圧 v_Q が 1 石式の半分になります。それ以外は 1 石式と 2 石式に相違点はありません。なお、励磁電流 i_m は Ld 電流と比べて充分小さい値ですが、図 4 では i_m を拡大表示しています。



(a) 1 石フォワード方式　　(b) 2 石フォワード方式

図 4　フォワード方式 DC/DC コンバータの主要波形

■ターンオフ時の動作：1 石フォワード方式の場合

このように、1 石フォワード方式と 2 石フォワード方式はほぼ同じ動作をしますが、変圧器の漏れインダクタンスの影響により、スイッチ素子のターンオフ時の動作には大きな相違があります。図 5 に 1 石フォワード方式のターンオフ時の動作を示します。モード 1（スイッチ素子 Q は導通状態）から Q がターンオフするとモード 2（励磁電流回生のモード）に移行しますが、その過渡時に漏れインダクタンスの影響などで 2 つの短時間の動作モード（モード 1-1 と 1-2）が発生します。

モード 1-1 : Q を流れていた電流は Q のターンオフに伴い、C_1 に転流する。C_1 の充電に伴い Q の電圧 v_Q は上昇する。次の式が成立する。

$$v_{n1} = V_{in} - v_Q$$

$$v_{n3} = v_{n1}$$

$$v_{D1} = V_{in} + v_{n3}$$

よって、$v_Q = 0$ の時は $v_{D1} = 2V_{in}$、$v_Q = 2V_{in}$ の時は $v_{D1} = 0$

したがって、C_1 が充電されて 2Vin を越えると $v_{D1} < 0$ となり、D_1 は導通する。

モード 1-2 : D_1 が導通すると n_1 巻線電流（実線の電流）は n_3 巻線に転流し、点線の径路で流れる。しかし、n_1 と n_3 の結合率は 100%ではないので、n_3 巻線の漏れインダクタンス L_{k3} に妨げられて、n_3 巻線電流はすぐには増加できない。その間、n_1 巻線電流は流れ続け、C_1 は大きな電圧に充電され、Q のサージ電圧となる。

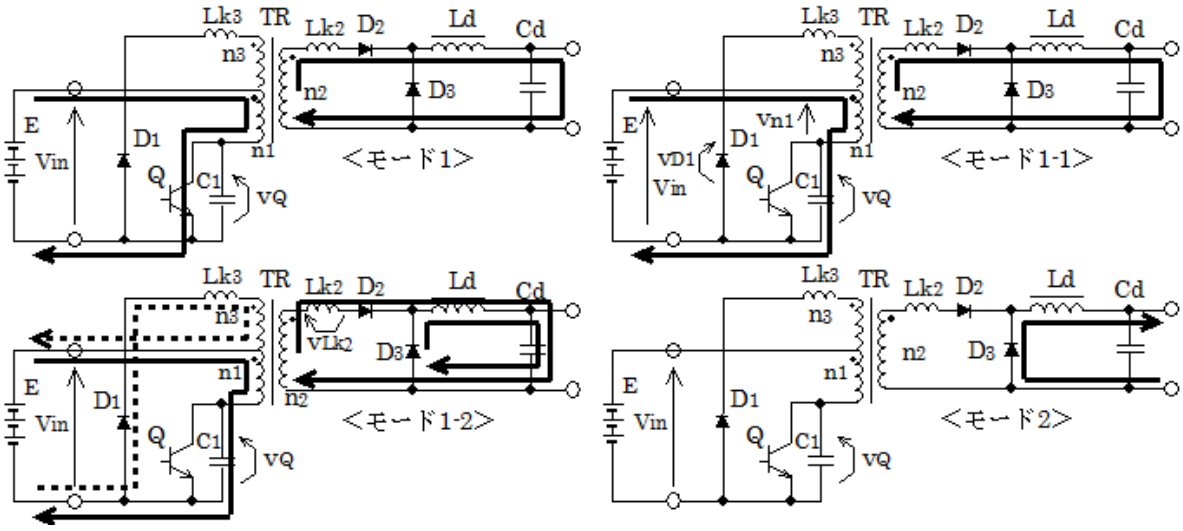


図５　１石フォワード方式のターンオフ時の動作

（励磁電流は無視しています）

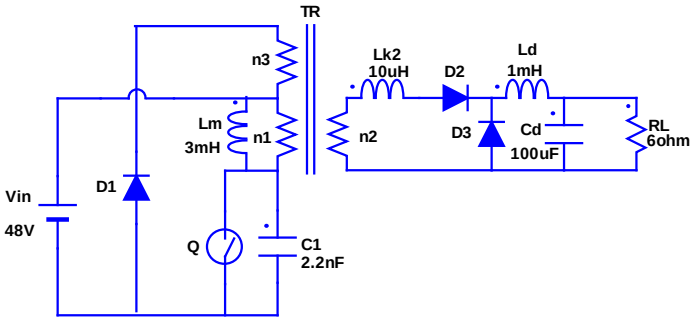
過渡時の動作(モード 1-1 と 1-2)について理解を深めるために、n_1 巻線と n_3 巻線の結合率が 100%という理想的な状態での動作を考えます。このような理想状態は現実に作り出すことは困難ですが、シミュレーションなら実現可能です。図 6 にシミュレーション回路を示します。TR は理想変圧器であり、n_1 巻線と n_3 巻線の結合率は 100%です。n_2 巻線には漏れインダクタンス L_{k2} を付加しています。

シミュレーション結果を図 7 に示します。Q がターンオフしてモード 1 が終了すると、C_1 が充電されて Q の電圧が急上昇します。その結果 Q の電流は流れ終わり、D_1 に同じ大きさの電流が流れ始めます。Q→C_1→D_1 の転流はすみやかに行われ、Q にはサージ電圧は全く発生しません。なお、D_1 が導通すると、n_2 巻線の漏れインダクタンス L_{k2} には $\frac{n_2}{n_1}V_{in}$ の電圧が逆方向に印加され、L_{k2} のエネルギーで流れている D_1 の大きな電流は急速に減少し、短時間で流れ終わります。この時の D_1 電流 i_{D1} は次の式で表されます。

$$i_{D1}=\frac{n_2}{n_1}i_{D2}=\frac{n_2}{n_1}(I_{Ld}+\frac{1}{L_{k2}}v_{Lk2}t)=\frac{n_2}{n_1}(I_{Ld}-\frac{1}{L_{k2}}\frac{n_2}{n_1}V_{in}t)$$

なお、t はモード 1-2 開始時刻からの経過時間、I_{Ld} はモード 1-2 の Ld 電流であり、Ld 電流のピーク値に該当します。

図 7 によると、D_1 にはその後しばらくの間小さな電流が流れていますが、これは TR_1 の励磁電流です。また、Q のターンオン時に Q にサージ電流が見られますが、これは C_1 の放電電流です。



（Lm は TR の励磁インダクタンス、L_{k2} は n_2 巻線の漏れインダクタンス）

図 6　シミュレーション回路（シミュレーションソフトは SCAT）

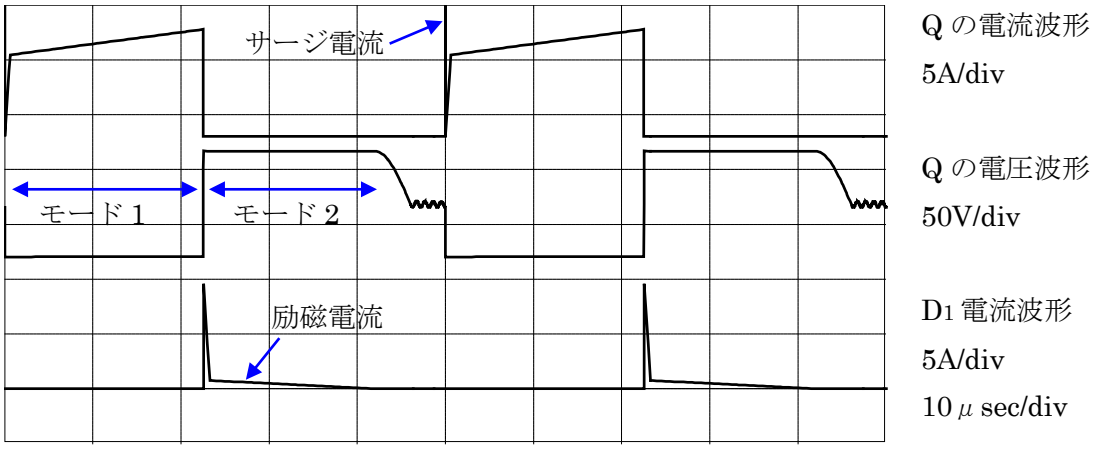


図 7　シミュレーション波形

このように、n_1 巻線と n_3 巻線の結合率が 100%なら、n_2 巻線の漏れインダクタンス L_{k2} に蓄積されたエネルギーはすべて D_1 を介して電源に回生され、Q にサージ電圧は発生しません。しかし、n_1 巻線と n_3 巻線の結合率は現実には 100%にできないので、モード 1-2 でスイッチ素子 Q のサージ電圧の発生は避けられません。サージ電圧を許容レベルに抑制するために、例えば図 8 に示すように Rs,Cs のようなスナバ回路が使用されます。図 9 に実測波形の例を示します。

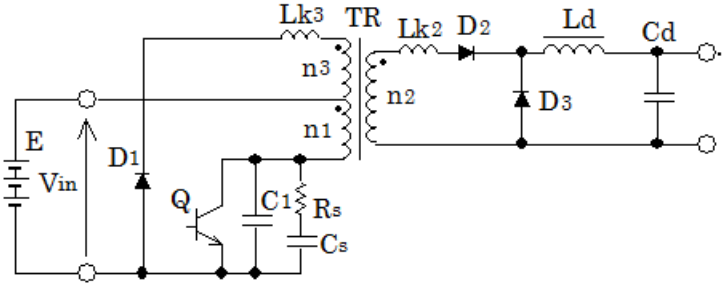


図８　１石フォワード方式のサージ電圧対策

図９　Q1 電圧の実測波形例

■ターンオフ時の動作：２石フォワード方式の場合

図 10 に 2 石フォワード方式のターンオフ時の動作を示します。モード 1 から Q_1,Q_2 がターンオフしてモード 2 に移行しますが、漏れインダクタンスの影響などで過渡的に 2 つの動作モード、モード 1-1 と 1-2 が発生します。

モード 1-1：Q_1,Q_2 を流れていた電流は Q_1,Q_2 のターンオフに伴い、C_1,C_2 に転流する。C_1,C_2 の充電に伴い Q_1,Q_2 の電圧 v_{Q1},v_{Q2} は増加する。次の式が成立する。

$v_{Q1}=v_{Q2}=v_Q$ とする

$v_{D1}=v_{D2}=Vin-v_Q$

よって、$v_Q=Vin$ の時は $v_{D1}=v_{D2}=0$

したがって、C_1,C_2 が充電されて Vin を越えると $v_{D1}<0$、$v_{D2}<0$ となり、D_1 と D_2 は導通する。

モード 1-2：D_1,D_2 が導通すると n_1 巻線電流は「Lk→n_1→D_2→E→D_1→Lk」の径路で流れ、漏れインダクタンス Lk のエネルギーは電源 E に回生される。この間、$v_{C1}=v_{C2}\fallingdotseq Vin$ であり、Q_1,Q_2 にサージ電圧は発生しない。

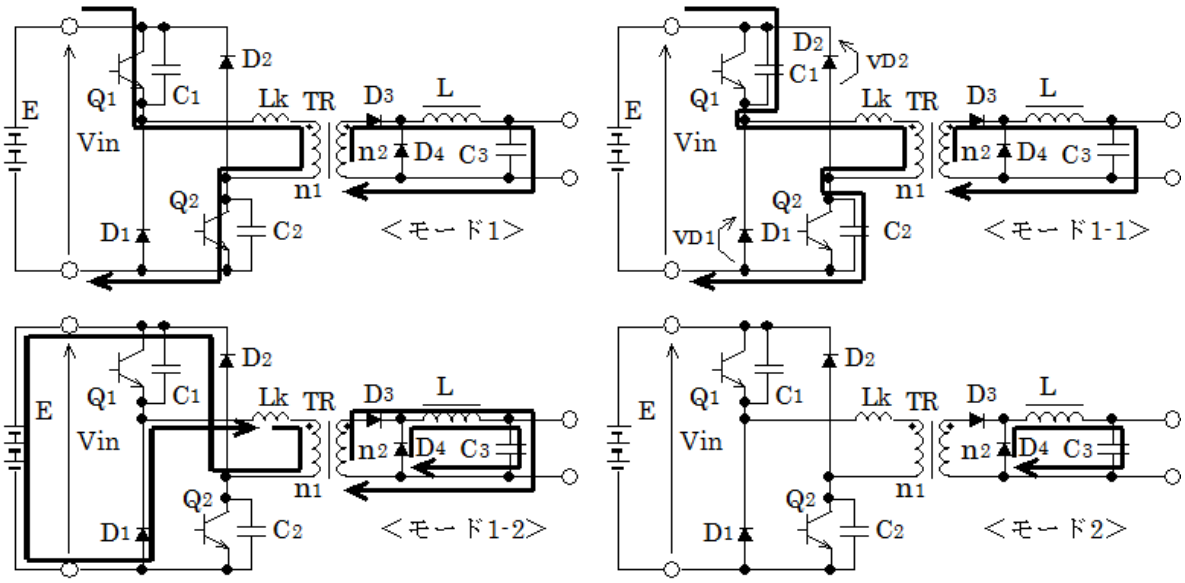


図 10　2 石フォワード方式のターンオフ時の動作

（Lk は n_1 巻線と n_2 巻線の漏れインダクタンスの 1 次側換算値、励磁電流は無視している）

このように、2 石フォワード方式では 1 石フォワード方式とは異なり、変圧器 TR の漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーは D_1,D_2 を介してすみやかに電源に回生され、Q_1,Q_2 に変圧器の漏れインダクタンスに起因するサージ電圧が発生することはありません。しかしながら、現実の回路では 2 石フォワード方式でも Q_1,Q_2 にサージ電圧が発生することはよく経験することです。これは回路のラインインダクタンスに起因するものであり、その発生原理を図 11 に示します。

前記のように、モード 1-1 で C_1,C_2 が充電され、C_1,C_2 の電圧が Vin を越えると D_1,D_2 が導通してモード 1-2 に移行しますが、回路の入力部のラインインダクタンス Lline が無視できない大きさなら、図 11 に示すように、過渡的にモード 1-1’ が発生します。図に示すように、D_1,D_2 を通って電源に回生される電流（点線の電流）は Lline に妨げられ、すぐに増加することはできません。その間、C_1,C_2 の充電電流は流れ続け、C_1,C_2 は過大に充電され、Q_1,Q_2 のサージ電圧となります。

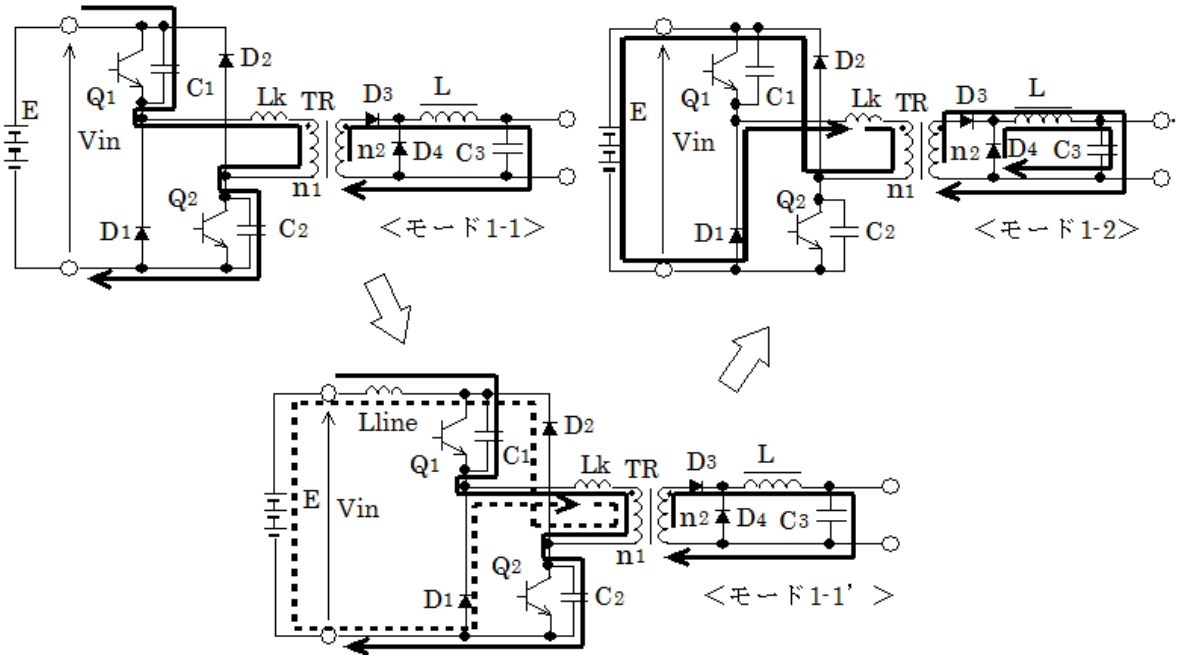


図 11　2 石フォワード方式のサージ電圧発生原理

このように、入力部のラインインダクタンス Lline の影響で 2 石フォワード方式でもスイッチ素子にサージ電圧は発生しますが、その対策として図 12 の方法があります。入力部の平滑コンデンサ Cin をスイッチ素子の直近に配置して、過渡時の電流を Cin とスイッチ素子の間に閉じこめれば Lline の影響を受けることはありません。構造設計上 Cin をスイッチ素子の直近に配置することが難しい場合は、図 12 の Cin の位置にスナバコンデンサを配置します。

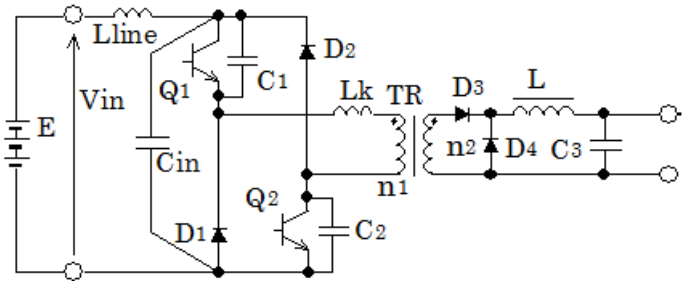


図 12　2 石フォワード方式のサージ電圧対策

このように、2 石フォワード方式は 1 石フォワード方式とは異なり、変圧器の漏れインダクタンスのエネルギーをスムーズに電源に回生することができます。また、ラインインダクタンスの悪影響も構造設計の工夫で回避することができます。したがって、2 石フォワード方式は電力損失を伴うスナバ回路を設ける必要はなく、1 石フォワードより高い効率を得ることができます。1 石フォワードではあまり大きな容量の DC/DC コンバータを作ることはできませんが、2 石フォワードなら数 kW クラスの DC/DC コンバータを容易に実現できます（例えば文献[1,2]）。

■参考文献

[1] Y.Nagai, Y.Tomokuni, K.Hirachi, "A 48V 100A Switching Power Supply Unit and its Application", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), San Diego, pp.421-428, 1988

[2] 平地、高橋、福井、友国、「48V100A スイッチング電源ユニットを使った通信用直流無停電電源システムについて」、ユアサ時報、第 66 号、pp.27-35, 1989

（ユアサ時報は GS ユアサ(当時は湯浅電池)の技術誌です）

以上