平地研究室技術メモ No.20210104

フライバックトランス方式 DC/DC コンバータ

（読んでほしい人：パワエレ初心者）

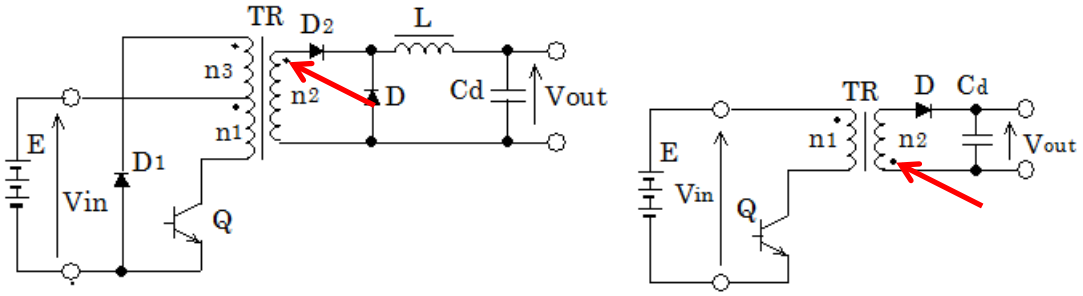
2021/1/4 舞鶴高専名誉教授 平地克也

【あらまし】 フライバックトランス方式は、絶縁形 DC/DC コンバータの多数の回路方式の中で最も部品点数の少ない回路方式であり、安価に製作できるので広く使用されています。この方式は、変圧器の励磁電流を負荷に供給する、という特殊な動作をします。励磁電流の制御方法には連続モード制御と不連続モード制御の 2 つがあります。不連続モード制御では部分共振の動作が可能であり、スイッチング損失を抑制することができます。

■フライバックトランス方式の概要

図１(a)に 1 石フォワード方式 DC/DC コンバータ、(b)にフライバックトランス方式 DC/DC コンバータの回路構成を示します。共にスイッチ素子 Q が 1 つだけで、一見類似しているように見えますが、変圧器 TR の 2 次巻線 n_2 の極性記号（赤色矢印）の位置が逆になっているので動作は全く異なります。図(a)では Q がオンすると D_2 が導通するのに対し、図(b)では Q がオフの時に D が導通します。なお、変圧器の「極性記号」については技術メモ No. 20131014「変圧器の極性について」を参照ください。

「フライバックトランス」は、励磁電流を使用して 2 次側に高電圧を発生させることができる特殊な変圧器です。本回路方式ではこの変圧器を DC/DC コンバータの絶縁トランスとして使用するので、フライバックトランス方式 DC/DC コンバータと呼ばれています。略してフライバックコンバータともいいます。

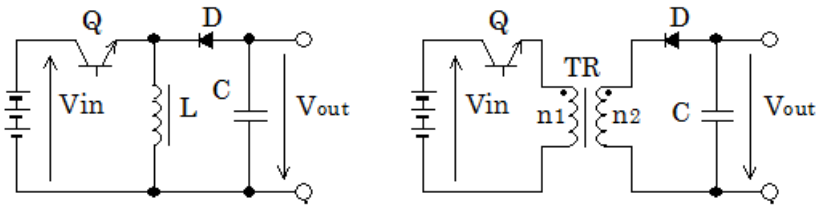


(a) 1 石フォワード方式 DD コン　　(b) フライバックトランス方式 DD コン

図１　フォワード方式とフライバックトランス方式

技術メモ No.20061124「フォワード型 1 石式 DC/DC コンバータの動作」で説明しているように、フォワード型は降圧チョッパに変圧器を挿入した回路と考えられるのに対し、フライバックトランス方式は昇降圧チョッパに変圧器を挿入した回路と考えられます。図２にフライバックトランス方式の「生い立ち」を示します。図２(a)の昇降圧チョッパのリアクトル L を変圧器 TR に置き換えると図(b)となります。さらに図(b)から n_2 巻線を上下反転させ、D を左右逆にすれば図１(b)のフライバックトランス方式となります。図１(b)では、変圧器 TR の励磁インダクタンス Lm が図２(a)の昇降圧チョッパのリアクトル L と同じ役割を果たします。通常の DC/DC コンバータでは、励磁電流を小さ

くするために Lm は大きな値となるように設計しますが、フライバックトランス方式では Lm が昇降圧チョッパのリアクトル L の役割を担うので、励磁電流を大きくするために Lm は小さな値となるように設計します。



(a) 昇降圧チョッパ　　(b) L を TR に変更

図２　フライバックトランス方式の「生い立ち」

■フライバックトランス方式の基本動作

フライバックトランス方式の動作モードと電流径路を図３に示します。Q_1 がオンしている動作モードをモード 1、オフしている動作モードをモード 2 とします。変圧器 TR の 1 次巻線 n_1 と 2 次巻線 n_2 は逆極性であり、モード 1 では n_1 巻線は上がプラスで下がマイナス、n_2 巻線は上がマイナスで下がプラスとなります。モード 1 では Q がオンしているので n_1 巻線には入力電圧 Vin が印加され、n_1 巻線を流れる励磁電流は直線的に増加します。この時 2 次側では、D が逆バイアスされるので n_2 巻線には電流が流れません。

Q がオフしても励磁電流は流れ続けるので、n_2 巻線に転流して D を介して出力側に供給されます。なお、励磁電流はモード 1 では n_1 巻線の黒丸（極性表示）に流れ込む方向なので、モード 2 でも方向は変わらず、n2 巻線の黒丸に流れ込む方向に流れます。その結果 D が導通して n_2 巻線には Vout が印加され、n_2 巻線の極性は上がプラス、下がマイナスとなります。その結果、励磁電流は直線的に減少します。なお、モード 1、モード 2 ともに変圧器の電流は片方の巻線にしか流れないので、これらの電流は負荷電流ではなく励磁電流です。励磁電流はリアクトル電流と同じ性質を持ちます。変圧器の励磁電流の性質については技術メモ No.20100817「励磁電流の重要な性質」を見て下さい。

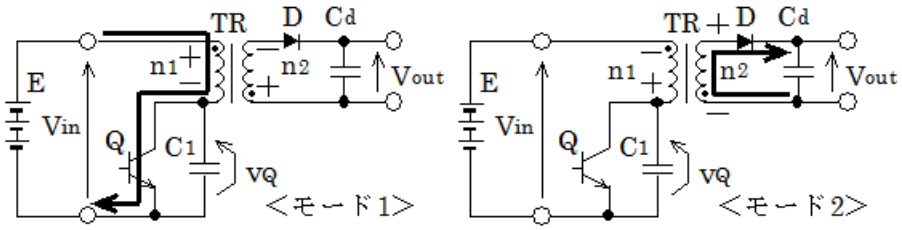
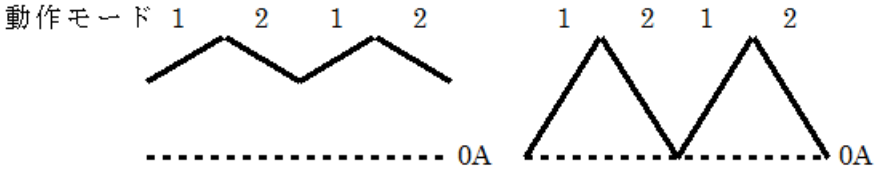


図３　フライバックトランス方式の動作モードと電流径路

■2 つの制御方法と Q のターンオフ時の動作

フライバックトランス方式は励磁電流の制御方法に 2 つの方法、連続モード制御（CCM：Continuous Current Mode）と不連続モード制御（DCM：Discontinuous Current Mode）があります。2 つの制御方法の励磁電流波形模式図を図４に示します。励磁電流はモード 1 で直線的に増加、モード 2 で直線的に減少します。図(a)のように、励磁電流が常に正の値である場合を連続モード制御、図(b)のように、励磁電流がいったん 0A まで減少する制御方法を不連続モード制御と言います。

なお、励磁電流はモード 1 とモード 2 では異なる巻線を流れますが、図４は 1 次側換算値を図示していると理解して下さい。



(a) 連続モード制御　　(b) 不連続モード制御

図４　２つの制御方法の励磁電流波形模式図

モード 1 からモード 2 への過渡時の電流径路を図５に示します。モード 1 の状態で Q がターンオフすると励磁電流は C_1 に転流し、C_1 は充電されて v_Q は上昇します（モード 1-1）。v_Q が $V_{in}+\frac{n_1}{n_2}V_{out}$ まで上昇すると D は逆バイアスが解除されて導通し、モード 1-2 に移行します。D の導通によって励磁電流は n_1 巻線から n_2 巻線に転流しますが、変圧器の漏れインダクタンス Ll のために転流には時間を要します。転流が完了するまでの期間がモード 1-2 であり、この期間に C_1 はさらに充電されるので v_Q は $V_{in}+\frac{n_1}{n_2}V_{out}$ を越えて大きな電圧となり、Q のサージ電圧となります。Q のサージ電圧の抑制には C_1 の容量を大きくすることが効果的です。また、C_1 と直列に抵抗を設けるとサージ電圧発生後の v_Q の振動を早く減衰させることができます。

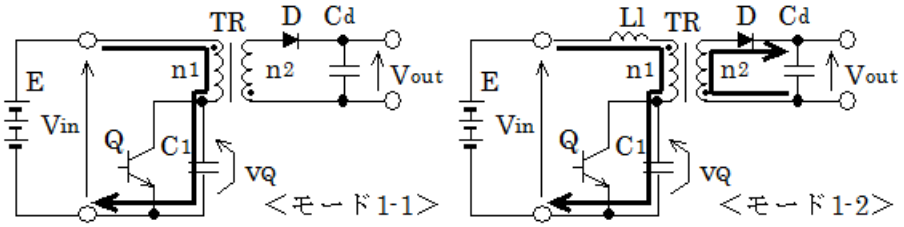


図５　モード 1 からモード 2 への過渡時の電流径路

■Q のターンオン時の動作

Q のターンオン時の動作は連続モード制御と不連続モード制御で大きく異なります。連続モード制御では図３のモード 2 の状態で Q がターンオンしてモード 1 の状態に移行します。モード 2 では C_1 は $V_{in}+\frac{n_1}{n_2}V_{out}$ に充電されていますが、Q のターンオン時に C_1 は短絡されて電荷は消滅し、電力損失が発生します。

不連続モードでは、図４(b)のように n_2 巻線電流はいったん 0A まで減少します。この時 C_1 は Vin より高い電圧である $V_{in}+\frac{n_1}{n_2}V_{out}$ に充電されているので、Q のターンオンを少し遅らせると図６に示すように C_1 から Vin への放電が始まり、v_Q は低下します。放電電流は電源 E に回生され、電力

損失とはなりません。v_Q が充分低下した時点で Q をターンオンさせればスイッチング損失を抑制することができます。

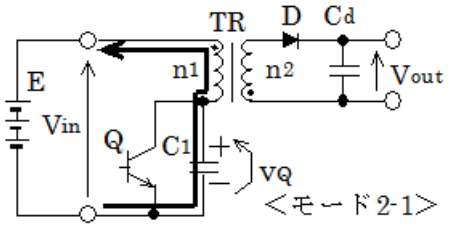
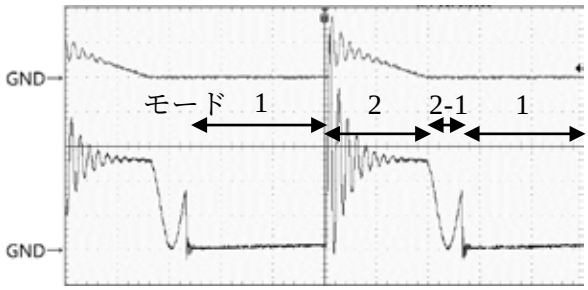


図６　モード 2 からモード 1 への過渡時の電流径路（不連続モード制御の時）

不連続モード制御時の典型的な波形を図７に示します。モード 1 では Q はオンしており、v_Q は 0V です。モード 1 終了時に v_Q に大きなサージ電圧が発生していますが、これは前記のモード 1-2 での C1 の充電によるものです。サージ電圧発生後しばらく v_Q に振動が見られますが、これは C_1 と Ll の共振によるものです。共振電流は変圧器で変流して 2 次側に伝えられており、v_Q の振動と同じ期間に n_2 巻線電流の振動が見られます。振動を除けば n_2 巻線電流は直線的に減少しており、0A になってモード 2 が終了しています。n_2 巻線電流が 0A になるのと同じタイミングで v_Q の低下が始まっています。v_Q の低下は C_1 の放電が始まったことを示しており、図６のモード 2-1 の動作です。C_1 の放電は、C_1 と変圧器 TR の励磁インダクタンス Lm との共振であり、v_Q は共振の半サイクル後に最低値に達しています。v_Q が最低となる時点で Q をターンオンさせると、Q のスイッチング損失を最小化することができます。v_Q の「谷底」でスイッチングさせるので、バレースイッチング（Valley Switching）と言われています。



上：n_2 巻線電流波形　　下：Q の電圧 v_Q の波形

図７　不連続モード制御時の典型的な波形

（2019 年 3 月舞鶴高専平地研究室卒太田航介の卒業研究より）

■連続モード制御と不連続モード制御のソフトさ比較

Q のターンオフ時には、連続モード制御も不連続モード制御もともに、Q に大きなサージ電圧が発生します。このサージ電圧は C_1 の容量を大きくすれば抑制することができます。しかし、連続モード制御では Q のターンオン時に C_1 のエネルギーはすべて Q で消費されます。不連続モード制御では、C_1 の電荷を電源に回生することができ、v_Q の谷底で Q をターンオンさせれば、C_1 のエネルギー損失を最小に抑制することができます。したがって、不連続モード制御の「ソフトさ」は連続モード制御より大幅に高くなります。なお、DC/DC コンバータの「ソフトさ」については技術メモ

No. 20160131「DC/DC コンバータの評価指標ソフトさの提案」、および、No.20180502「各種回路方式のソフトさ比較」を見て下さい。参考に、各種回路方式のソフトさ比較表を表１に示します。フライバックトランス方式の不連続モード制御は、部分共振の１種と考えられますが、疑似共振とも呼ばれます。

表１　各種回路方式のソフトさ比較表		ソフトさ評価指標					
		ターンオン時			ターンオフ時		
回路方式	種類	①	②	③	④	⑤	⑥
降圧チョッパ	ハードSW	×	×	×	×	×	−
昇圧チョッパ	ハードSW	×	×	×	×	×	−
昇降圧チョッパ	ハードSW	×	×	×	×	×	−
１石フォワード方式	ハードSW	×	×	×	×	×	×
２石フォワード方式	ハードSW	×	×	×	△	○	○
フライバックトランス方式（CCM）	ハードSW	×	×	×	×	×	×
フルブリッジ方式（PWMFB）	ハードSW	×	×	×	△	○	○
ハーフブリッジ方式	ハードSW	×	×	×	△	○	○
プッシュプル方式	ハードSW	×	×	×	×	×	×
電流型フルブリッジ方式	ハードSW	×	×	×	×	×	×
電流型プッシュプル方式	ハードSW	×	×	×	×	×	×
電流共振型昇圧チョッパ・降圧チョッパ	電流共振	○	○	×	○	○	○
絶縁形電流共振型DDコン（並列共振）	電流共振	○	○	×	○	○	○
絶縁形電流共振型DDコン（直列共振）	電流共振	○	○	×	○	○	○
電圧共振型昇圧チョッパ・降圧チョッパ	電圧共振	○	○	○	○	○	○
電圧共振型1石フォワード方式	電圧共振	○	○	○	○	○	○
E級スイッチング方式昇圧チョッパ	電圧共振	○	○	○	○	○	−
準E級スイッチング方式昇圧チョッパ	電圧共振	○	○	○	○	○	−
アクティブクランプ方式１石フォワード型	部分共振	△	×	△	○	○	○
位相シフトフルブリッジ方式（PSFB）	部分共振	△	×	△	○	○	△
フライバックトランス方式（DCM）	部分共振	△	○	△	○	△	△
LLC方式	部分共振	○	○	○	○	○	○
DAB方式	部分共振	○	○	○	○	○	○

① スイッチ素子ターンオン時の電圧と電流の重なり解消

② ダイオードの逆回復特性によるサージ電圧・サージ電流の抑制

③ スイッチ素子の寄生容量とスナバ容量のエネルギー回生

④ スイッチ素子ターンオフ時の電圧と電流の重なり解消

⑤ スイッチ素子ターンオフ時のサージ電圧抑制

⑥ 変圧器の漏れインダクタンスのエネルギー回生

以上