平地研究室技術メモ No.20190811

# アクティブクランプ方式１石フォワード型 DC/DC コンバータの負方向の直流励磁

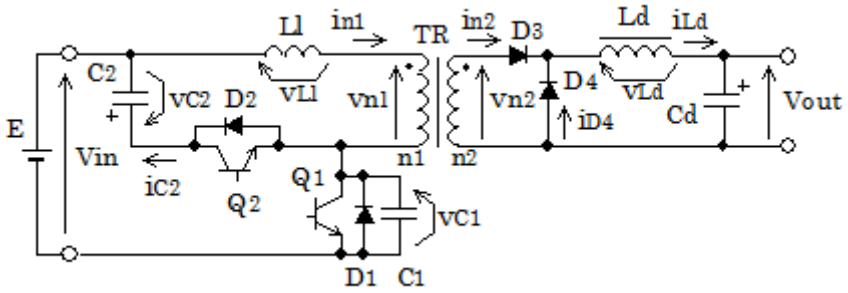
（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2019/8/11 舞鶴高専 平地克也

**【あらまし】** 前回の技術メモ（No.20190805[1]）では、アクティブクランプ方式１石フォワード型 DC/DC コンバータには２つの「負帰還機能」があり、出力電圧とクランプ電圧が自動的に唯一の安定動作点で動作することを説明しました。実は、この回路方式にはさらにもう一つの負帰還機能があります。漏れインダクタンスによるクランプコンデンサへの充電電流が励磁電流に負帰還されてクランプコンデンサの電圧を安定化させます。その結果励磁電流に負方向の直流成分が発生します[2]。

## ■アクティブクランプ方式１石フォワード型 DC/DC コンバータの概要

アクティブクランプ方式１石フォワード型 DC/DC コンバータ（以下、アクティブクランプ方式と略す）の回路構成を図１に示します。この方式の 2 つの動作モードとそれぞれの電流径路を図２に示します。これらの図は前回の技術メモ（No.20190805[1]）の図６、図７と同じものであり、図の説明およびアクティブクランプ方式の基本動作の説明は前回の技術メモを参照ください。




（Ll は変圧器 TR の漏れインダクタンス）

図１　アクティブクランプ方式１石フォワード形 DC/DC コンバータ

## ■漏れインダクタンスの影響

図２のように、アクティブクランプ方式には２つの動作モードがありますが、モード 1 からモード 2 に移行する時、図３に示す 3 つの過渡的な動作モードが発生します。それぞれの動作の概要を以下に示します。

＜モード 1-1＞

モード１の状態で $Q_1$ がターンオフすると $Q_1$ を流れていた電流が $C_1$ に転流してモード 1-1 が始まります。$C_1$ は負荷電流と励磁電流双方で充電され、$C_1$ の電圧 $v_{C1}$ は急速に上昇します。次の式が成立します。

$$Vin = v_{C1} + v_{n1} + v_{Ll}$$

$v_{Ll} \fallingdotseq 0$ より、$v_{n1} = Vin - v_{C1}$

$v_{C1}$ が上昇して Vin に達すると $v_{n1}=0$ となり、モード 1-2 に移行します。

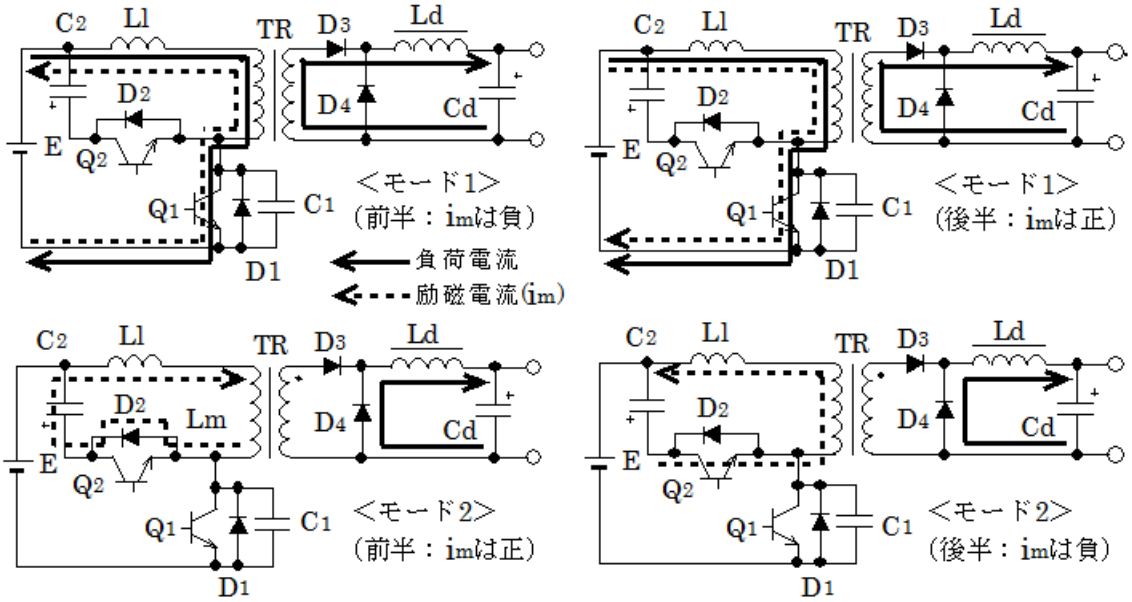



図２　アクティブクランプ方式１石フォワード形の２つの動作モードと電流径路

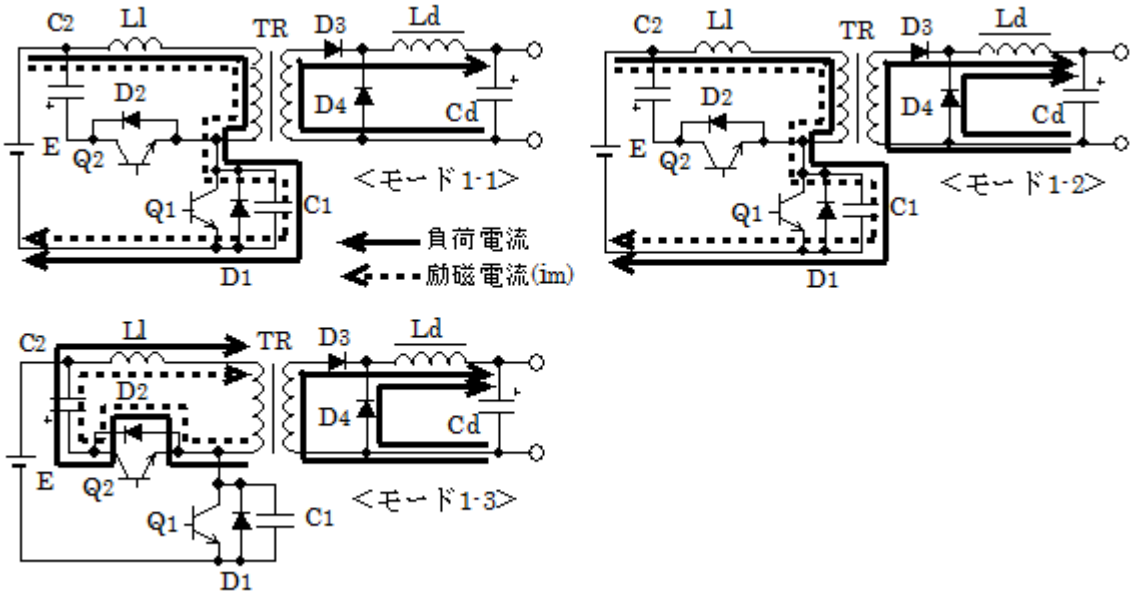



図３　モード１からモード２への過渡時の動作モード

＜モード 1-2＞

モード 1-1 では $v_{C1}$＜Vin なので $v_{n1}$ は正であり、したがって $v_{n2}$ も正であり、$D_4$ は逆バイアスされていました。$v_{C1}$ が Vin に達すると逆バイアスが解消されて $D_4$ は導通し、$D_3$ と $D_4$ の双方が導通している状態となります。次の式が成立します。

$D_3$ と $D_4$ の双方が導通しているので　$v_{n2}=0$

したがって　$v_{n1}=0$

$Vin=v_{C1}+v_{n1}+v_{Ll}$ より、$v_{Ll}=Vin-v_{C1}$

モード 1-2 ではモード 1-1 と同様に、$C_1$ は負荷電流と励磁電流で充電されているので、$v_{C1}$ は急速に上昇します。したがって、モード 1-2 では $v_{C1}$＞Vin なので $v_{Ll}$ は負であり、Ll を流れる負荷電流は急速に減少します。Ll の持つエネルギーに応じて次の 2 つの場合があります。

(1) Ll のエネルギーが小の時

Ll を流れる負荷電流はすぐに流れ終わり、その後は励磁電流のみで $C_1$ を充電します。

$C_1$ 電圧が上昇し、$v_{C1}$＝Vin＋$v_{C2}$ となってモード 2 に移行します。

(2) Ll のエネルギーが大の時

$C_1$ の充電が進み、$v_{C1}$＝Vin＋$v_{C2}$ となってもまだ Ll のエネルギーが残存している場合はモード 1-3 に移行します。

(1),(2)それぞれの場合のモード遷移をまとめると次のようになります。

(1) 漏れインダクタンス Ll のエネルギー小の時　モード 1 → 1-1 → 1-2 → 2

(2) 漏れインダクタンス Ll のエネルギー大の時　モード 1 → 1-1 → 1-2 → 1-3 → 2

＜モード 1-3＞

モード 1-2 では $v_{C1}$＜Vin＋$v_{C2}$ なので $D_2$ は逆バイアスされています。$v_{C1}$ が上昇して Vin＋$v_{C2}$ に達すると $D_2$ は導通し、$C_1$ を流れていた負荷電流と励磁電流は $D_2$ に転流してクランプコンデンサ $C_2$ を充電します。$D_3$ と $D_4$ が共に導通しているので変圧器の巻線電圧は 0V です。Ll には $C_2$ 電圧（クランプ電圧）が負方向に印加され、Ll を流れる負荷電流は急速に減少します。Ll のエネルギー放出が完了すると $C_2$ の充電電流 $i_{C2}$ は励磁電流のみとなり、モード 2 に移行します。

**■シミュレーションによる動作確認**

漏れインダクタンスの大きさによる波形の変化を図４～図７に示します。入力電圧と出力電圧・電流は全て同じ値です。出力電圧が同じ値を保つように $Q_1$ の通流率を調整しています。$Q_1$ の Vds 波形（$C_1$ 電圧 $v_{C1}$）とクランプコンデンサ $C_2$ の充電電流波形をシミュレーションしています。

図４では Ll が非常に小さい（0.01μH）ので Ll のエネルギーは小さく、上記の(1)に該当します。Ll を流れる負荷電流はモード 1-2 の途中で流れ終わっています。$Q_1$ の Vds の立ち上がり速度が途中で低下していますが、この部分は励磁電流のみで $C_1$ を充電しています。モード 2 では $C_2$ の充電電流 $i_{C2}$ は励磁電流のみであり、前半は正の値（充電）、後半は負の値（放電）です。

図５は Ll が図４より大きく（Ll＝1μH）上記の(2)に該当します。$i_{C2}$ に大きなサージ電流がありますが、これは Ll を流れる負荷電流であり、モード 1-3 に該当します。

図６は Ll がさらに大きく（Ll＝5μH）、モード 1-3 の継続時間が図５より長くなっています。$Q_1$ の Vds の立ち下がりは途中で一度中断されていますが、これは励磁電流による $C_1$ の電荷の引き抜きが完了しなかったことを意味しており、$Q_1$ のターンオンはハードスイッチングになっています。なお、図４、図５も $Q_1$ のターンオンはハードスイッチングです。

図７は Ll がさらに大きい場合（Ll＝13.5μH）であり、モード 1-3 の継続時間はさらに長くなっています。なお、図７では励磁電流による $C_1$ の電荷の引き抜きが完了しており、$Q_1$ のターンオンはソフトスイッチング（ZVS）が実現しています。

図８にシミュレーションに用いた回路図を示します。図９に図７のシミュレーションと同じ動作条件での実測波形を示します。

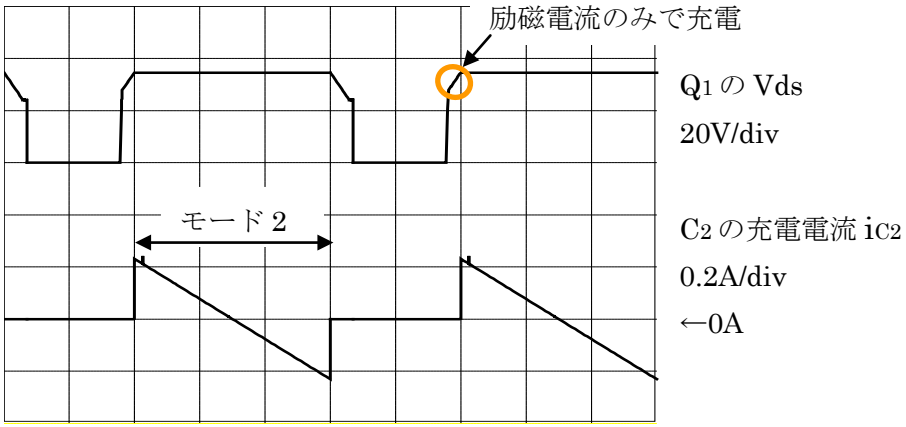



図 4 （Ll＝0.01μH）
入力電圧 Vin＝24V
出力電圧 Vout＝5.0V
出力電流 Iout＝7.0A
Q1 の通流率 α＝0.285
ZVS 実現していない
励磁電流は正負対称。

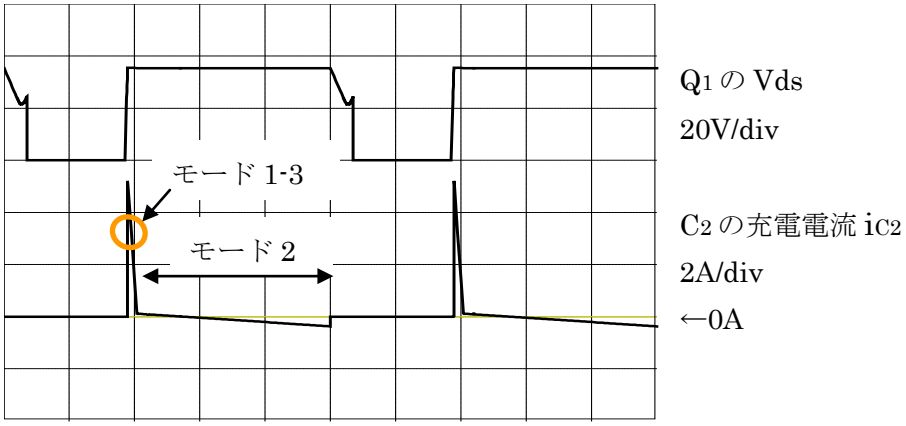



図 5 （Ll＝1.0μH）
入力電圧 Vin＝24V
出力電圧 Vout＝5.0V
出力電流 Iout＝7.0A
Q1 の通流率 α＝0.30
ZVS 実現していない
励磁電流は少し負方向に偏磁している。

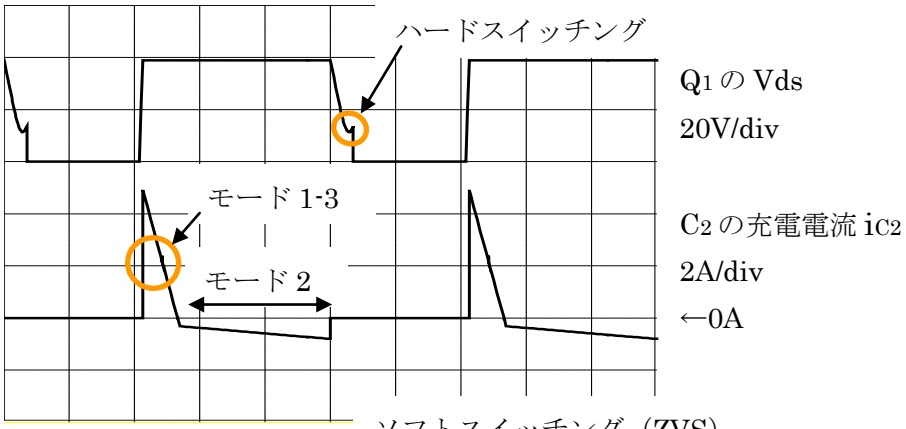



図 6 （Ll＝5.0μH）
入力電圧 Vin＝24V
出力電圧 Vout＝5.0V
出力電流 Iout＝7.0A
Q1 の通流率 α＝0.345
ZVS 実現していない
励磁電流は負に偏磁。

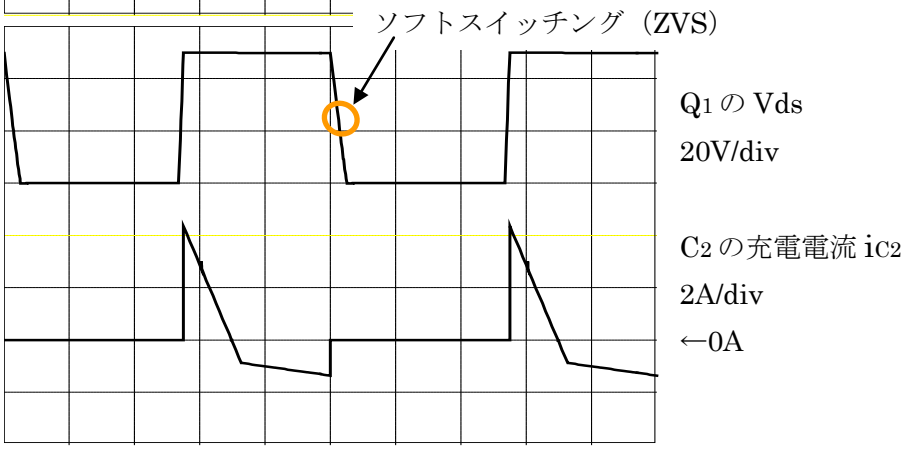



図 7 （Ll＝13.5μH）
入力電圧 Vin＝24V
出力電圧 Vout＝5.0V
出力電流 Iout＝7.0A
Q1 の通流率 α＝0.465
ZVS 実現している
励磁電流は負に偏磁。

図 4 ～図 7 共通事項：動作周波数は 64.7kHz、デッドタイムは Q1,Q2 共に 1 周期の 7%

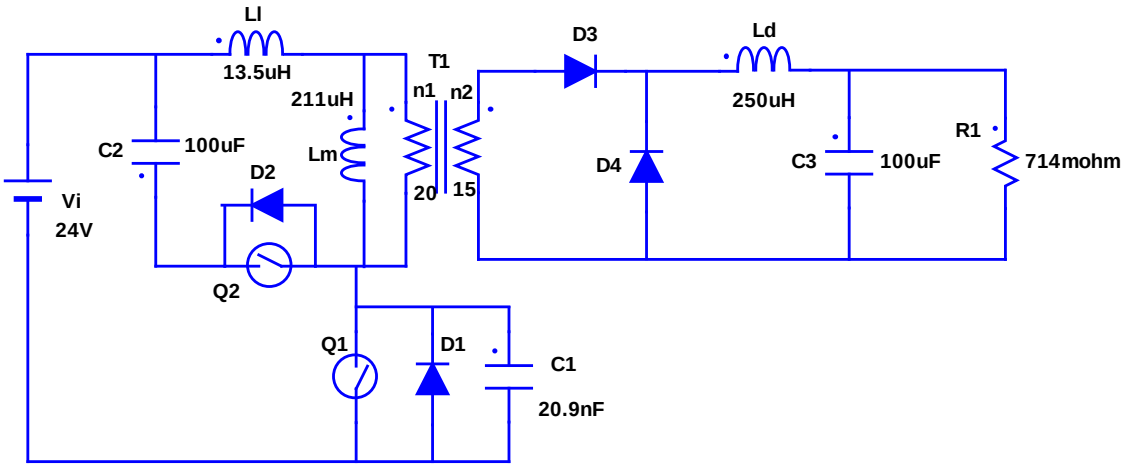
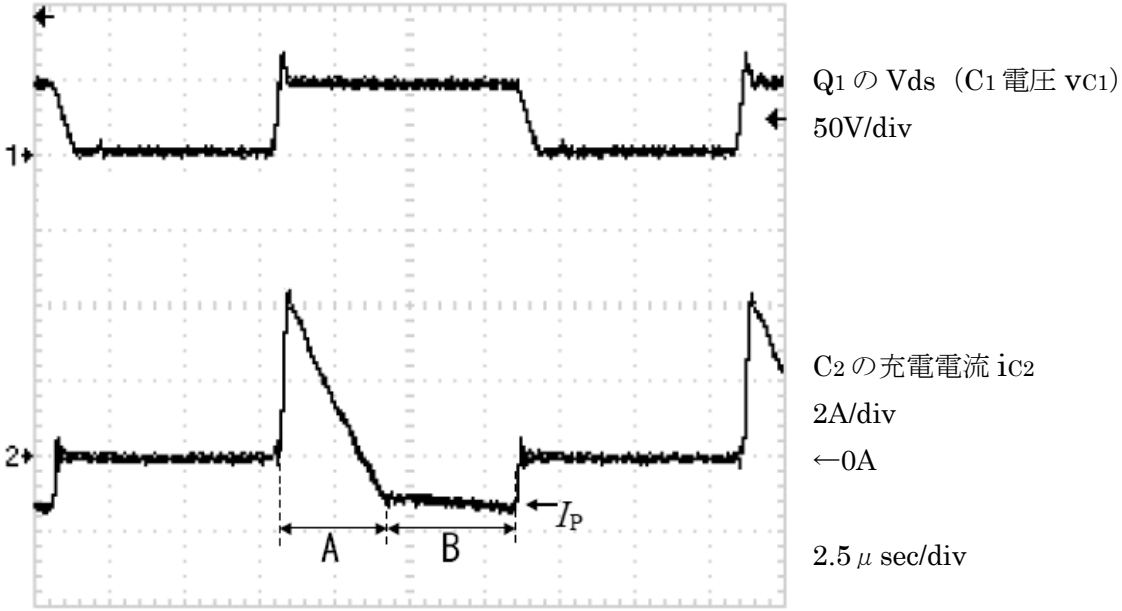



図８　シミュレーション回路（SCAT による）




A : 漏れインダクタンスによる充電区間（モード 1-3）　B : 励磁電流のみによる放電区間（モード 2）

Ip：負方向の励磁電流のピーク値（－1.5A）

図９　漏れインダクタンス Ll＝13.5μH の時の実測波形

図１０に図５（Ll＝1.0μH）の $Q_1$ ターンオフ時の拡大波形を示します。次のように、モード１からモード２に切り替わる過渡時の動作を詳しく確認することができます。

・$Q_1$ ターンオフ後、$C_1$ が充電されて $Q_1$ の Vds（$v_{C1}$）が上昇します（モード 1-1）。

・Vds が Vin（電源電圧 24V）まで上昇すると $D_4$ が導通を開始してモード 1-2 に移行します。

・Vds が Vin＋$v_{C2}$（今回は 35.4V）まで上昇すると $D_2$ が導通して $C_2$ の充電電流が流れ始め、モード 1-3 が始まります。

・モード 1-3 では Ll に C2 電圧（11.4V）が負方向に印加され、$C_2$ の充電電流（Ll の負荷電流）が急速に減少します。Ll の負荷電流の減少と同時に $D_3$ 電流が減少し、$D_4$ 電流が増加します。

・Ll の負荷電流（$C_2$ の大きな充電電流）が流れ終わってモード２が始まります。

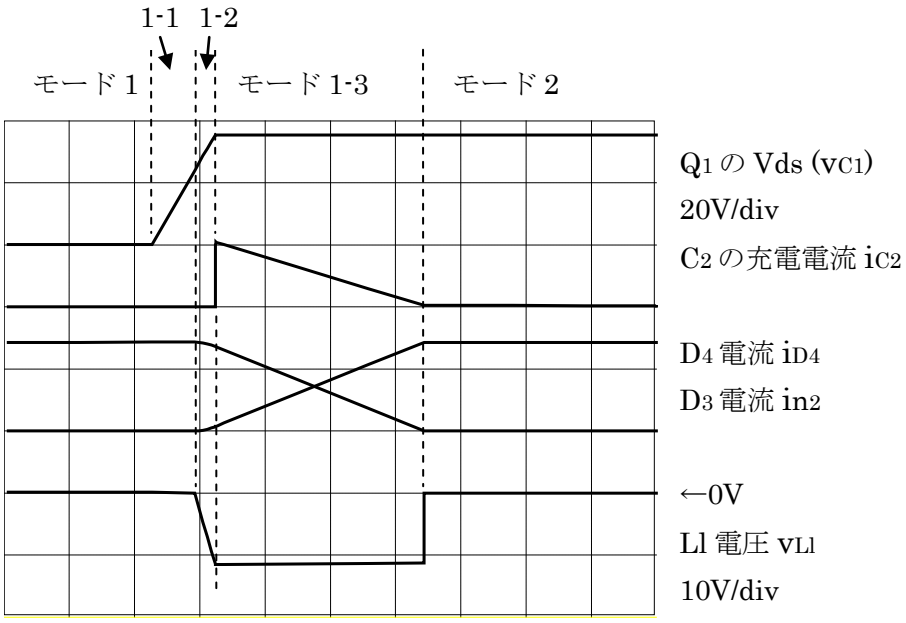



図１０
入力電圧 Vin＝24V
出力電圧 Vout＝5.0V
出力電流 Iout＝7.0A
Q1 の通流率 α＝0.30
Ll＝1.0μH
モード 1→2 過渡時
電流は全て 5A/div
140nsec/div

**■負方向の直流励磁の発生**

図１１に $C_2$ 充電電流 $i_{C2}$、励磁電流 $i_m$、1 次巻線電圧 $v_{n1}$ の波形の模式図を示します。(a)は漏れインダクタンスのエネルギーが小さい時の波形です。図４のシミュレーション波形に相当します。モード 2 でクランプコンデンサ $C_2$ が充放電されますが、励磁電流 $i_m$ のみで充放電されています。$i_m$ は正負対称の波形なので、$C_2$ の充電電荷と放電電荷は均衡しています。

(b)は漏れインダクタンス Ll のエネルギーが大きくなった時の波形です。モード 1-2 終了後も Ll のエネルギーは残っており、モード 1-3 が発生しています。たとえば、負荷電流が急増した場合は回路の動作は(a)から(b)に変化すると思われます。(b)ではモード 1-3 において負荷電流が励磁電流に加算されて C2 を充電します。したがって、充電電荷は放電電荷より大きく、$C_2$ 電圧 $v_{C2}$ は上昇します。$v_{C2}$ が上昇して $v_{C2}$’になると、図１１(b)に青色で示したように、変圧器の 1 次巻線電圧 $v_{n1}$ の負方向の面積が増加します。その結果励磁電流は負方向に増加し、図１１(c)に示すように $C_2$ の充電電流 $i_{C2}$ は正負の面積が均衡した状態になります。つまり、Ll を流れる負荷電流が加算されて正方向の面積が増加した量と同じだけ負方向の直流励磁により負方向の面積が増加します。この状態は次のような負帰還機能が働いていると考えられます。

$C_2$ の充電量増加 → 励磁電流負方向に偏磁 → $C_2$ の放電増加 → $C_2$ の充放電バランス

逆に、負荷が急減するなどして、Ll のエネルギーが減少してモード 1-3 による $C_2$ の充電量が減少した場合は、次のような負帰還機能が働きます。

$C_2$ の充電量減少 → 励磁電流負方向の偏磁減少 → $C_2$ の放電減少 → $C_2$ の充放電バランス

このように、アクティブクランプ方式では、漏れインダクタンスの影響が無視できない場合は励磁電流に負方向の直流成分が発生します。直流成分の値は、漏れインダクタンスの影響とちょうど釣り合うように負帰還機能が働いて決定されます。図５をよく見ると、モード 2 では正方向（充電）の面積より負方向（放電）の面積が広くなっていることが分かります。負方向に広くなった量がモード 1-3 の面積（充電）と釣り合っています。図６、図７ではモード 1-3 での充電電荷が大変大きいので、励磁電流は常に負であり、モード２の期間全体で $C_2$ を放電しています。

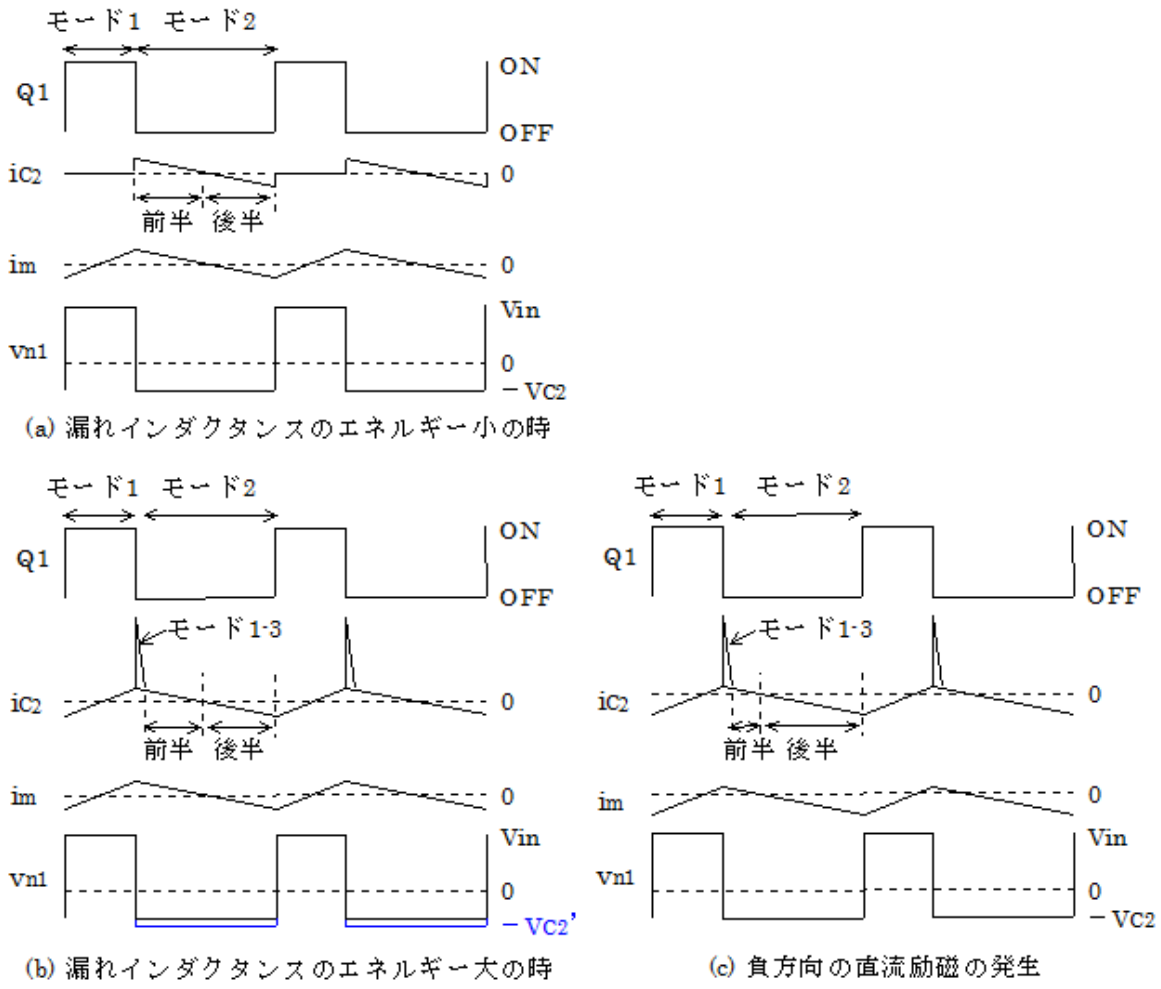



図１１　$C_2$ 充電電流 $i_{C2}$、励磁電流 $i_m$、１次巻線電圧 $v_{n1}$ の波形

励磁電流の負方向の直流成分の存在は変圧器が負に偏磁していることを意味しており、変圧器の設計に影響を与えます。例えば図９の実測波形では負方向の励磁電流のピーク値 Ip が 1.5A であり、この状態で変圧器が飽和しないように設計する必要があります。通常のフォワード型は、片励磁なので正方向に大きく偏磁しますが、アクティブクランプ方式は両励磁なので変圧器を有効利用できるとされています。しかし実際には、以上のような漏れインダクタンスを原因とする負方向の偏磁も考慮した設計が必要です。

負方向の直流励磁の大きさは漏れインダクタンスのエネルギーで決まります。インダクタンスのエネルギーは$(1/2)LI^2$ なので L と I の大きさで決まります。I はモード１終了時の変圧器１次巻線の電流です。I は与えられた仕様で決まるので、直流励磁を減らすには漏れインダクタンスを減らすしか方法はありません。ただし、漏れインダクタンスを減らすとソフトスイッチングできる領域が減少します[3]。このトレードオフ関係を解消するには特別な方法が必要です（例えば文献[4]）。

**■参考文献**

[1] 平地克也、「DC/DC コンバータの負帰還動作」、平地研究室技術メモ No.20190805
[2] 田中孝明、平地克也、「アクティブクランプ方式 DC/DC コンバータの動作に対する漏れインダク

タンスの影響」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC10-002, pp.9-15, 2010
[3] 田中孝明、平地克也、「アクティブクランプ方式 DC/DC コンバータのソフトスイッチング成立条件の検討」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC09-6, pp.31-36, 2009
[4] 田中孝明、平地克也、「アクティブクランプ方式 1 石フォワード型 DC/DC コンバータの新しい制御方式」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.36, pp.41-47, 2011

以上