

昇圧チョッパ型高力率コンバータのリアクトル電流不連続モード制御

(読んでほしい人：パワエレ初心者)

2012/5/31 舞鶴高専 平地克也

A 2012/6/26 一部修正

昇圧チョッパ型高力率コンバータ(図1)ではリアクトルの電流 i_L を適切に制御することにより入力電流 i_s を正弦波に整形している。その動作原理は平地研究室技術メモ No.20070415(文献1)で紹介したので参照下さい。

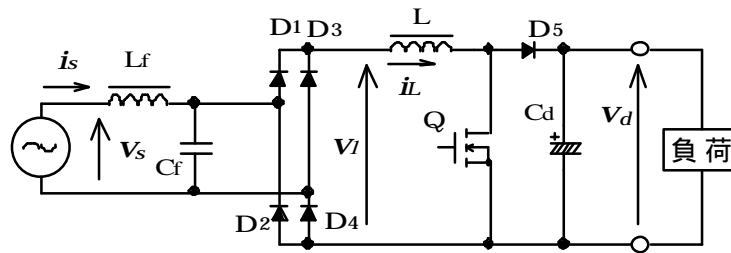


図1 昇圧チョッパ型高力率コンバータ

リアクトル電流の制御方法には図2(a)のように動作周期の1サイクル毎に電流が0Aとなる不連続モード制御と(b)のように連続した波形となる連続モード制御の2種類がある。文献1では連続モード制御を紹介したので本技術メモでは不連続モード制御を紹介する。

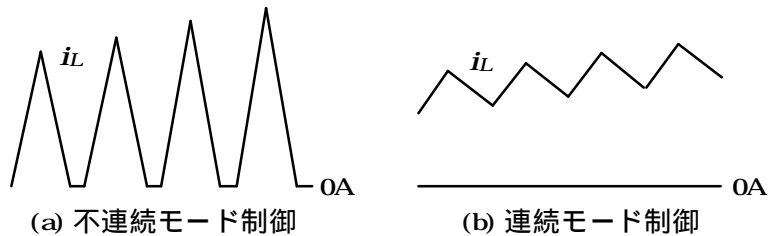


図2 リアクトル電流の制御方法

リアクトル電流不連続モード制御と連続モード制御

図3に文献1で紹介した連続モード制御を用いた電流制御の様子を示す。リアクトル電流 i_L は図3(c)のように高周波のリプルを含んだ正弦波状に変化する。高周波のリプル電流は L_f と C_f で構成されるローパスフィルタで除去され、入力電流 i_s は図3(d)のような歪のない完全な正弦波に整形される。このように高周波成分はローパスフィルタで除去できるので高周波のリプル電流は大きくても入力電流の正弦波化は可能である。例えばリプル電流を非常に大きくして i_L 波形を図4のようにしても正弦波制御は可能である。図4では i_L は1サイクル毎に0Aになる不連続波形となっているのでこのような波形で正弦波制御を行う方法を不連続モード制御と言う。

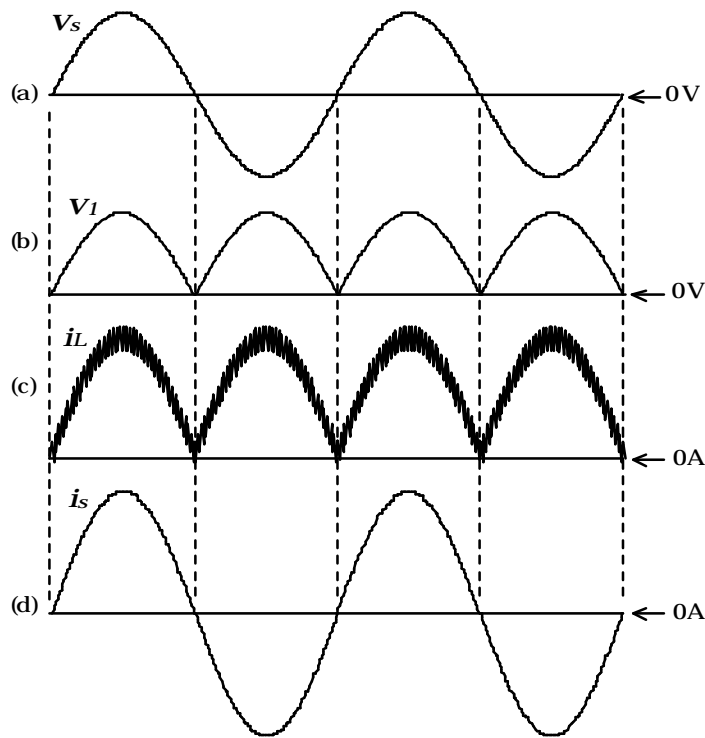


図3 リアクトル電流の制御

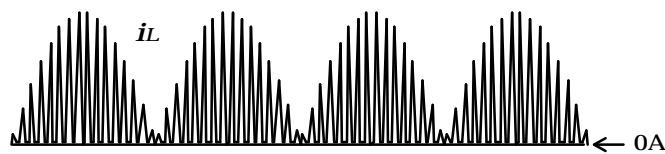


図4 リアクトル電流の不連続モード制御

リアクトル電流不連続モード制御の原理

図5に昇圧チョッパ型高力率コンバータの電流経路を示す。スイッチ素子QがONの時は(a)の経路で電流が流れるので、Lには電圧 v_1 が印加されLの電流 i_L は増加する。QがOFFの時は(b)の経路で電流が流れるので、Lには $v_1 - V_d$ の電圧が印加される。昇圧チョッパ型高力率コンバータでは V_d は必ず v_1 より大きいので $v_1 - V_d$ は負の値であり i_L は減少する。よって、 i_L は図6のような波形となる。 T_1 はQがONの時間である。 i_L のピーク値 i_p は(1)式で表される。なお、リアクトル電流と電圧の関係については平地研究室技術メモ No.20060820⁽²⁾を参照下さい。

$$i_p = \frac{1}{L} v_1 T_1 \quad \dots \quad (1)$$

(1)式から明かなように i_p は v_1 に比例する。したがって、通流率を一定 (T_1 は一定) としてQを動作させると i_L 波形は図7のようにピーク値が v_1 に比例する三角波のパルス列となる。なお、実際の高力率コンバータでは半サイクルのパルス数は数100~数1000であるが、図7では分かり易いように10パルスとしている。 i_L をこのような波形とすると i_L の高周波成分はローパスフィルタ (L_f と C_f) で除去されて入力電流 i_s は正弦波状の波形となる。

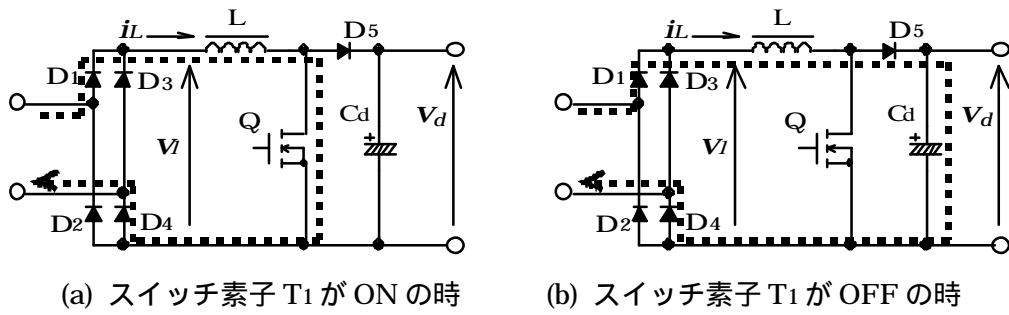


図5 昇圧チョッパ型高力率コンバータの電流経路

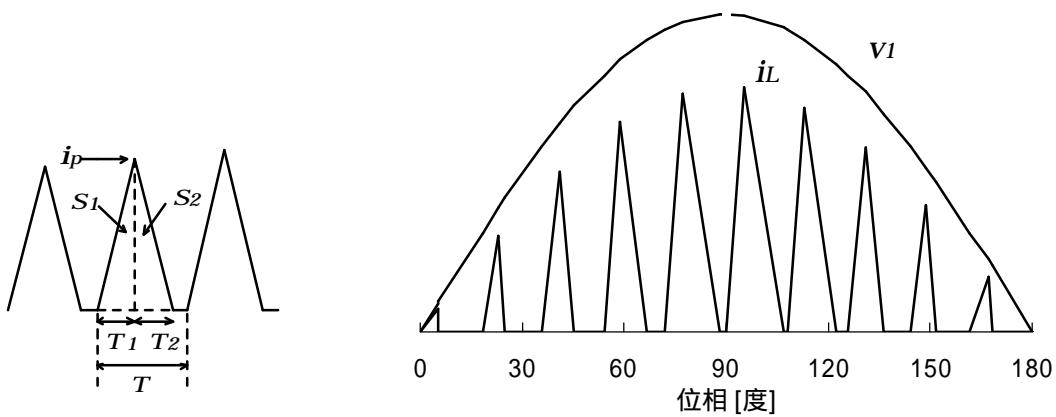


図6 リアクトルLの電流波形

図7 リアクトル電流 i_L と入力電圧 v_1 の半サイクルの波形

不連続モード制御での入力電流の歪

以上のように不連続モード制御の昇圧チョッパ型高力率コンバータでは単にスイッチ素子 Q を一定の通流率で動作させるだけで正弦波状の入力電流を得ることができる。連続モード制御では文献(1)で説明したように電流のフィードバック制御が必要であったが、不連続モード制御では非常に簡単な制御で入力電流の正弦波化を実現することができる。しかし不連続モード制御では入力電流波形は完全な正弦波にはならない。以下、不連続モード制御の昇圧チョッパ型高力率コンバータの入力電流波形について詳しく検討する。

前記のように、リアクトル電流 i_L は図6のような不連続の三角波となり、この波形からローパスフィルタにより高周波成分が除去されて入力電流 i_s となる。したがって、 i_s の瞬時値は図6の波形の1周期 T における平均値に等しい。図6に示すように、Q が ON している時の i_L の面積（電流時間積）を S_1 、Q が OFF の時の電流時間積を S_2 とすると i_s は次の式で表される。

$$i_s = \frac{1}{T}(S_1 + S_2) \quad \dots \dots (2)$$

S_1 は次のように計算される。

$$S_1 = \frac{1}{2} i_p T_1$$

(1)を代入し、

$$S_1 = \frac{1}{2} \frac{1}{L} v_1 T_1^2 \quad \dots \dots (3)$$

S_2 は次のように計算される。

$$S_2 = \frac{1}{2} i_p T_2$$

$$i_p = \frac{1}{L_1} (V_d - v_1) T_2 \quad \text{より} \quad T_2 = i_p L \frac{1}{V_d - v_1} \quad \text{よって、} \quad \dots \dots (4)$$

$$S_2 = \frac{1}{2} i_p^2 L \frac{1}{V_d - v_1} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_1} v_1 T_1 \right)^2 L \frac{1}{V_d - v_1} = \frac{1}{2} \frac{1}{L} \frac{v_1^2}{V_d - v_1} T_1^2 \quad \dots \dots (5)$$

(3)式から S_1 は v_1 に比例することが分かる。よって、 S_1 は入力電圧 v_1 と同じ位相で正弦波の形で変化する。しかし、 S_2 はおおむね v_1 の 2 乗に比例した値となる。したがって入力電圧のピーク値付近では大きな値となり、ゼロクロス付近では小さな値となる。入力電流 i_s は(2)式に示したように S_1 と S_2 の合計であるので S_2 の分が誤差となり正弦波から歪むことになる。また、(5)式から分かるように S_2 は高力率コンバータの出力電圧 V_d におおむね反比例する。したがって、 V_d が大きい時は S_2 は小さく i_s の歪は小さい。 V_d が小さい時は S_2 は大きく i_s の歪は大きい。

入力電流波形の例

(1)式からリアクトル電流のピーク値 i_p 、(4)式からリアクトル電流が 0A になるまでの時間 T_2 が計算できるのでこの 2 つの式からリアクトル電流 i_L の波形を描くことができる。また、(2)(3)(5)式から入力電流 i_s の波形を描くことができる。図 8 に波形の例を示す。次の条件で計算している。

入力電圧 v_s の実効値は 100V、周波数は 50Hz。

出力電圧 V_d : (a)では 200V、(b)では 400V。

Q のスイッチング周波数 : 10kHz (180 度で 100 回スイッチング)

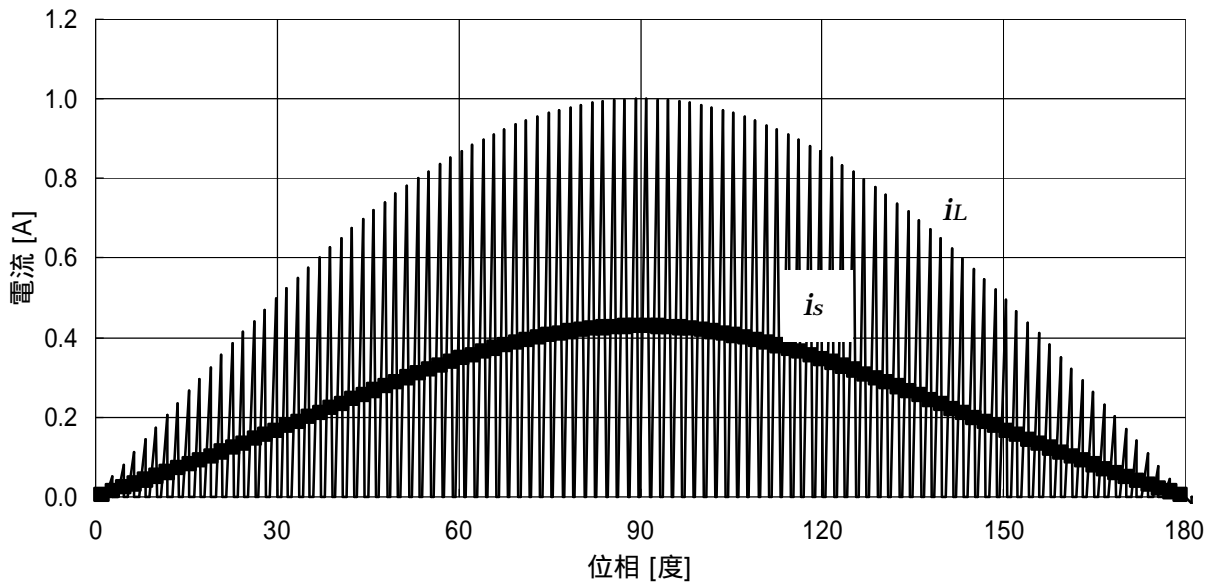
Q の通流率 : (a)では 56% (ON 時間が 1 度に相当) (b)では 28% (ON 時間が 0.5 度に相当)

(a)では出力電圧が 400V と高いので入力電流 i_s は歪の少ない正弦波になっている。(b)では入力電圧が 200V と低いので i_s の歪がやや大きいことが分かる。

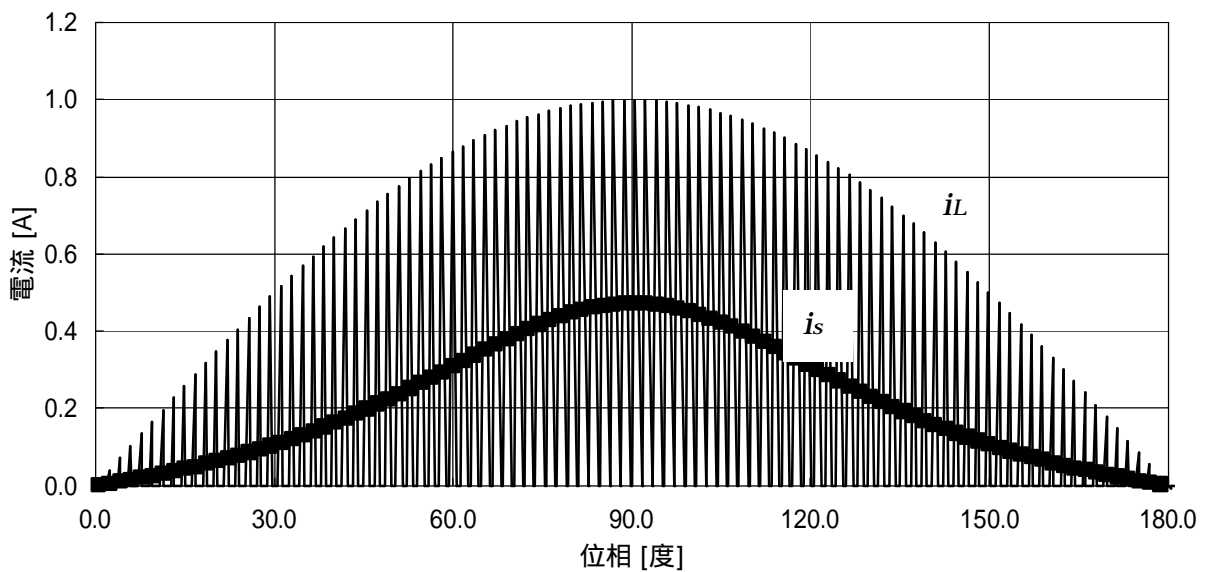
境界モード制御

< 動作原理 >

図 1 に示したように不連続モード制御ではリアクトル電流 i_L に 0A の期間が必ず生じるように動作させ、連続モード制御では 0A になることがないように動作させる。それに対して図 9 ではリアクトル電流は一瞬 0A になるが図 1 (a)のように 0A の状態が継続することはない。図 9 は不連続モードと連続モードの境界の動作状態と考えられるので境界モード制御と言う。不連続モード制御ではスイッチ素子 Q の ON 時間と OFF 時間は共に一定だったが、境界モード制御では ON 時間は一定だが OFF 時間は変化する。



(a) 出力電圧が 400V の時



(b) 出力電圧が 200V の時

図 8 リアクトル電流 i_L と入力電流 i_s の波形の例

< 境界モード制御の入力電流波形 >

式(2)に示したように入力電流 i_s の瞬時値が i_L 波形の 1 サイクル毎の平均値になることは不連続モードも境界モードも同じである。不連続モードでは 1 サイクル毎の平均値は式(2)(3)(5)で示したように正弦波にはならなかった。しかし、境界モード制御では図 9 からすぐに分かるように各三角波の平均値は必ずピーク値の 1/2 になる。ピーク値は境界モードでも不連続モードと同じであり式(1)で与えられ正弦波として変化する。故に境界モード制御では入力電流 i_s は歪のない正弦波となる。

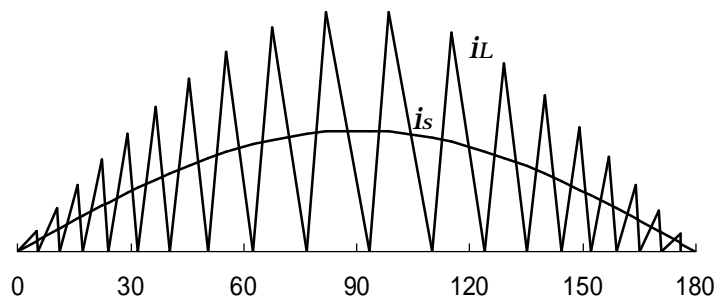


図9 境界モード制御

境界モード制御は入力電流に歪が発生しない所は不連続モード制御よりすぐれているがこの制御を実現するためには i_L が 0A になるとすぐに Q を ON させて i_L を増加させる必要がある。そのために制御回路が複雑になる。そこでこの制御を行うための専用の制御 IC が開発されている。

表 1 に昇圧チョッパ形高力率コンバータにおける連続モード、不連続モード、境界モードの 3 つの制御方式の比較を示す。連続モードは制御回路が複雑になるがピーク電流が小さいのでスイッチ素子の負担が軽いので大容量にまで使用できる。不連続モードは制御回路は大変簡単であるが、ピーク電流が大きくスイッチ素子の負担が大となり小容量のものに限られる。境界モードはその中間、と言える。

表 1 昇圧形高力率コンバータ 3 つの制御モードの比較

制御方式	連続モード	不連続モード	境界モード
リアクトル電流波形	連続	不連続	連続・不連続の境界
リアクトルピーク電流	小	大	やや大
効率	高	低	中
適応容量	中～大	小	小～中
動作周波数	一定	一定	変動する
通流率	変動する	一定	変動する
制御回路	複雑	単純	やや複雑
スイッチング損失	ターンオン時大 ターンオフ時やや大	ターンオン時小 ターンオフ時大	ターンオン時小 ターンオフ時大
入力電流歪	小	やや大	小
入力電圧変動耐量	強い(100/200V 共用可)	弱い	やや弱い
制御 IC	各種あり	不要	各種あり

参考文献

- (1) 平地研究室技術メモ No.20070415 「昇圧チョッパ型高力率コンバータの動作原理」
- (2) 平地研究室技術メモ No.20060820 「コンデンサは電流で充電、リアクトルは電圧で充電する」

関連文献

- (3) 平地研究室技術メモ No.20091130 「高力率コンバータの制御回路」
- (4) 平地研究室技術メモ No.20091231 「高力率コンバータの主回路の設計方法」

以上