

昇降圧チョッパ型高力率コンバータ

(読んでほしい人：パワエレ初心者)

2012/6/26 舞鶴高専 平地克也

概要

前回の平地研究室技術メモ(1)では昇圧チョッパ型高力率コンバータ(図1)のリアクトル電流不連続モード制御方式を紹介しました。今回は昇降圧チョッパを用いてリアクトル電流を不連続モードで制御する高力率コンバータを紹介します。図2に回路図を示します。Q、L、D5が昇降圧チョッパを構成しています。図1のリアクトル電流不連続モード制御(通流率一定)では入力電流波形が完全な正弦波にはなりませんでしたが、図2の回路では通流率一定でスイッチ素子QをON/OFFさせるだけで歪みのない完全な正弦波の入力電流を得ることができます。しかし、リアクトル電流のピーク値は図1の回路よりさらに大きくなり電力損失は増加します。

- (1) 平地研究室技術メモ No.20120531「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」

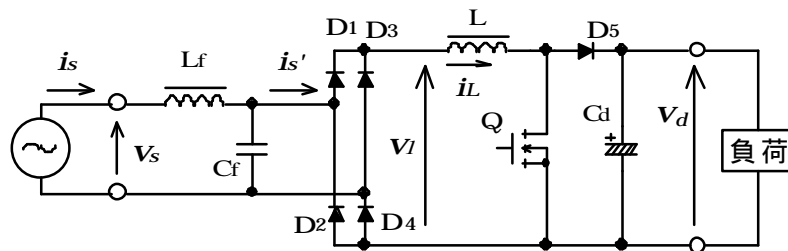


図1 昇圧チョッパ型高力率コンバータ

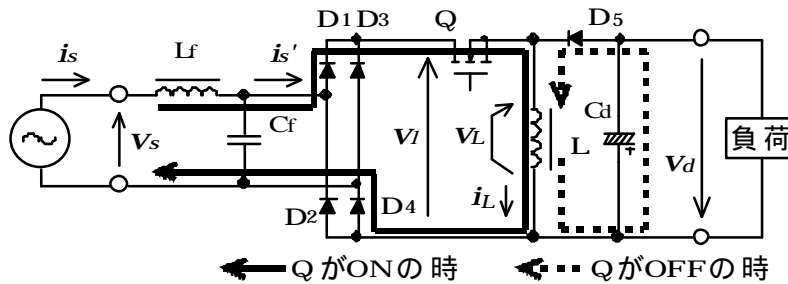


図2 昇降圧チョッパ型高力率コンバータの回路図と電流経路

動作原理

図2の回路図にQがONの時とOFFの時の電流経路を記入しています。QがONの時はLに v_l が印加されてLの電流 i_L は増加します。QがOFFの時はD5が導通するのでLに出力電圧 v_d が逆方向に印加されて $v_L = -v_d$ となり、 i_L は減少します。よって i_L は昇圧チョッパ型と同じく図3のような波形になります。T₁はQのON時間、Tは1周期の時間です。 i_L のピーク値 i_p は(1)式で表されます。

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

(1)式から明かなように i_p は v_l に比例します。したがって、通流率を一定 (T と T_1 は一定) として Q を動作させると i_L 波形は図4のようにピーク値が v_l に比例する三角波のパルス列となります。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 ですが、図7では分かり易いように 10 パルスとしています。

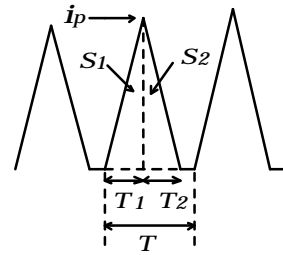


図3 リアクトルLの電流 i_L の波形

前回の技術メモで説明したように昇圧チョッパ型では交流入力電流 i_s は完全な正弦波にはなりません。昇降圧チョッパ型ではどうなるか検討します。

図1の昇圧チョッパ型では $i_s' = i_L$ となり、 i_s' の基本波成分が i_s となります。したがって i_s の瞬時値は図3の S_1 と S_2 の合計の平均値となります。しかし、図2の昇降圧型では電流経路から明かなように Q が ON の期間のみ $i_s' = i_L$ となります。 Q が OFF の期間は i_L は負荷側に流れるので i_s' は 0A となります。したがって、入力電流 i_s の瞬時値は $S_1 + S_2$ ではなく、 S_1 だけの平均値となります。次のように計算されます。

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

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

(1)式を代入して、

$$i_s = \frac{1}{2L} \frac{T_1^2}{T} v_l \dots \dots (2)$$

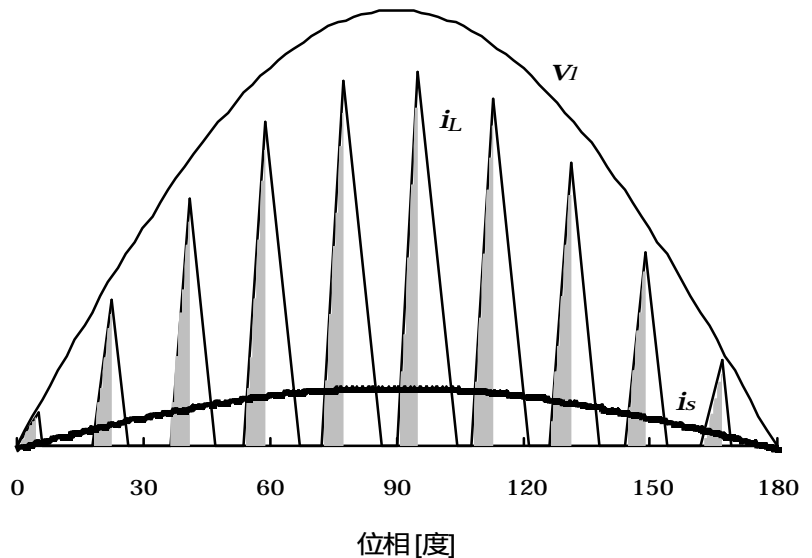


図4 リアクトル電流不連続モード昇降圧チョッパ型高力率コンバータの動作原理

$\frac{1}{2L} \frac{T_1^2}{T}$ は一定の値なので i_s は v_l に比例します。 v_l は正弦波なので i_s も正弦波になります。以上をまとめて図4で動作原理を説明すると次のようになります。

- ・ v_l は交流入力電圧 (正弦波) の全波整流波形である。
- ・ i_L のピーク値は v_l に比例する。
- ・ i_L の斜線部分 (i_L の左半分) が i_s' となる。
- ・ i_s' の平均値が i_s であり、(2)式に示すように、 v_l に比例して変化する。
- ・ よって交流入力電流 i_s は正弦波になる。

図4から明かなように i_L のピーク値 i_p は i_s の瞬時値よりかなり大きな値になります。 i_p と i_s の比率は(1)式と(2)式から次のように計算されます。

$$\frac{i_p}{i_s} = \frac{\frac{1}{L} v_1 T_1}{\frac{1}{2L} \frac{T_1^2}{T} v_1} = \frac{2T}{T_1} = \frac{2}{a} \quad \dots \dots (3)$$

なお a はスイッチ素子 Q の通流率であり、 $a = \frac{T_1}{T}$

よって、例えば通流率が 0.5 ならリアクトル電流のピーク値は入力電流の 4 倍となります。したがって、この回路方式は非常に簡単な制御（通流率一定）で完全な正弦波の入力電流を得ることができますが、リアクトル電流のピーク値が大変大きくなるという欠点があることが分かります。

フライバックトランス方式高力率コンバータ

よく知られているように、昇降圧チョッパはリアクトルを変圧器に置き換えて変圧器の励磁インダクタンスでリアクトルのインダクタンスを代用することができます。ON/OFF 型 DC/DC コンバータ、フライバックトランス方式 DC/DC コンバータなどと呼ばれています。この回路を高力率コンバータに応用すると図5の回路となります。トランス TR の励磁インダクタンスが L の役割を果たしており、Q が ON の時に n_1 巻線を通して流れている電流と Q が OFF の時に n_2 巻線を通して流れている電流は共に TR の励磁電流です。図4の斜線部分の電流が n_1 巻線を通り、斜線のない部分の電流が n_2 巻線を通ります。簡単な回路で3つの機能を同時に実現することができます： 入力電流 i_s の正弦波制御、入出力の絶縁、出力電圧 V_d の定電圧制御。 i_s の正弦波制御のための特別な制御回路は不要であり、単にスイッチ素子 Q を通流率一定で駆動するだけで良いので制御回路も簡単です。実用的な回路であり、小型の充電器などによく使われています。ただし、図4で示したように電流のピーク値が大きいため回路の損失が大きく、容量の大きな電源には適しません。数 10W 程度が実用的な容量です。

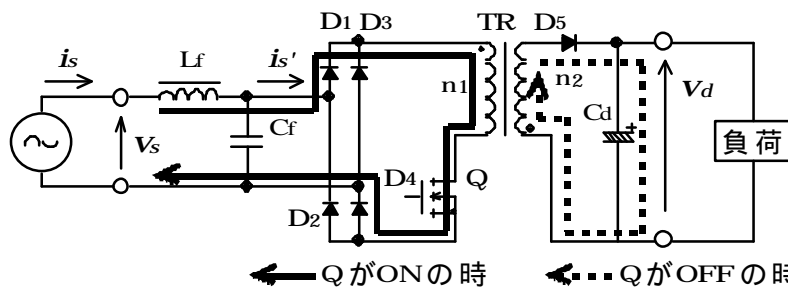


図5 フライバックトランス方式高力率コンバータの回路図と電流経路

以上