

降圧型高力率コンバータの基本動作

(読んでほしい人：パワエレ初心者)

2016/7/1 舞鶴高専 平地克也

高力率コンバータには昇圧型、昇降圧型、降圧型の 3 種類の回路方式があります。昇圧型はいろんな分野で広く使用されており高力率コンバータの標準的な回路方式となっています。昇降圧型はフライバックトランスを用いた回路が数 10W クラスの小容量の高力率コンバータに広く使用されています。降圧型は従来は特殊な事例（例えば文献[1]）を除いてはほとんど使用されて来なかったのですが、近年 LED 照明の普及と共に LED ドライバ（LED への電力供給回路）として広く使用されるようになりました。本技術メモでは降圧型高力率コンバータの基本動作を説明します。

高力率コンバータの 3 つの回路方式と制御方式

昇圧型、昇降圧型、降圧型にはそれぞれ様々な回路構成がありますが、図 1 に示すように「全波整流回路 + チョッパ回路」が基本となります。また、高力率コンバータはリアクトル電流の制御によりその特性が決まりますが、図 2 に示すようにリアクトル電流の制御方式にも連続モード制御、不連続モード制御、境界モード制御の 3 種類があります[2]。

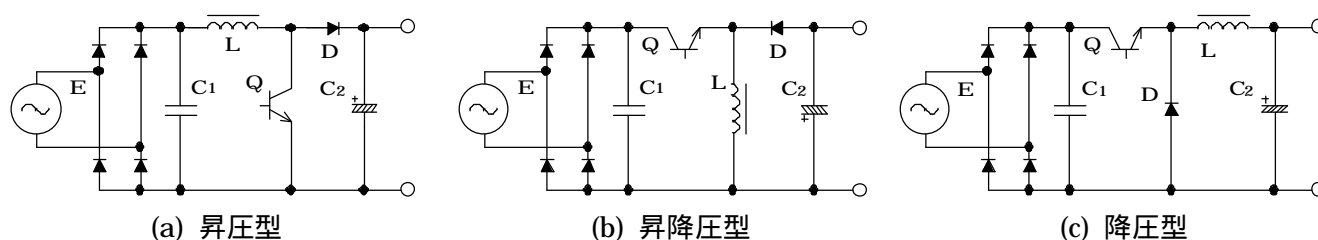
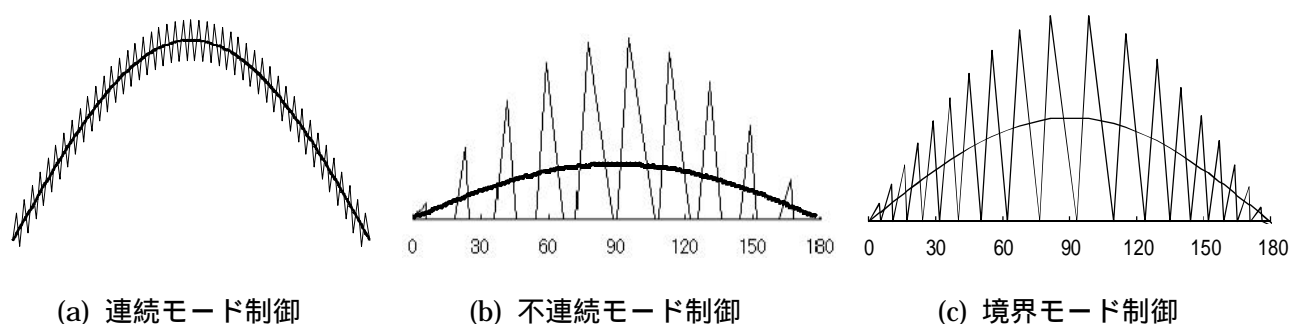


図 1 高力率コンバータの基本回路



(a) 連続モード制御

(b) 不連続モード制御

(c) 境界モード制御

(正弦波は交流入力電流、三角波がリアクトル電流)

図 2 高力率コンバータの 3 種類のリアクトル電流制御方式（半サイクルの波形）

表 1 に 3 種類の回路方式と 3 種類の制御方式の関係を示します。昇圧型の連続モード制御は入力電流を完全な正弦波に制御可能であり、専用の制御 IC が多くのメーカーから販売されており最も広く使用されています[4]。しかしながら昇圧型は「直流出力電圧 > 交流入力電圧ピーク値」の関係にあるので低い出力電圧がほしい場合には使用できません。LED ドライバには数 10V 程度の低い電圧が

必要なので、低い電圧を出力可能な降圧型の高力率コンバータが注目されています。

表 1 回路方式と制御方式の対応 (文献[3]より)

	昇圧型	昇降圧型	降圧型
連続モード制御		×	×
不連続モード制御			
境界モード制御			

: 入力電流を完全な正弦波に制御可能

: 高調波規格をクリアする程度に制御可能

× : 通常は使用しない

降圧型高力率コンバータの動作原理

図 3 に降圧型高力率コンバータの基本的な回路を示します。全波整流回路の後段に降圧チョップを接続した回路構成となっています。C1 は高周波電流をバイパスするための小容量のコンデンサであり、商用周波数成分を平滑する機能はありません。

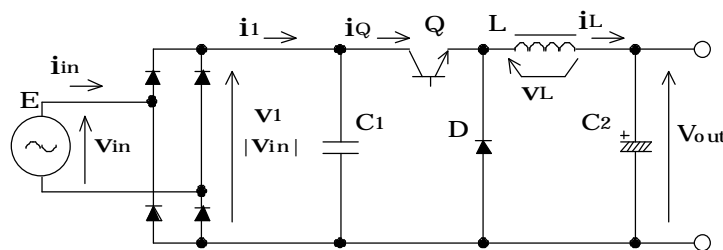


図 3 降圧型高力率コンバータ

スイッチ素子 Q が ON するとリアクトル電流 i_L が増加します。しかし、入力電圧が小さい時、即ち $|v_{in}| < V_{out}$ の時は Q が ON しても i_L は流れません。したがって、図 4 の電圧電流波形の模式図のように $|v_{in}| < V_{out}$ の領域では i_L は 0A となります。C1 で高周波成分はバイパスされて i_1 は図 4 のように正弦波に近い波形が断続する形になります。したがって入力電流 i_{in} は完全な正弦波にはなりません。適切に設計すれば高調波規格を満足する程度には高調波を抑制することができます。高調波の大小に最も影響するのが V_{out} の値です。 V_{out} が小さいほど入力電流の休止期間が短くなり正弦波に近づきます。

リアクトル電流と入力電流の計算

図 5、図 6 にスイッチ素子 Q の ON/OFF に伴うリアクトル電流 i_L とスイッチ素子の電流 i_Q の波形を示します。図 5 は境界モード動作、図 6 は不連続モード動作です。

リアクトル電流 i_L のピーク値を i_p とすると、

$|v_{in}| > V_{out}$ の時は

$$i_p = \frac{1}{L} (|v_{in}| - V_{out}) T_{ON}$$

なお、 $|v_{in}| < V_{out}$ の時は $i_p = 0$ です。

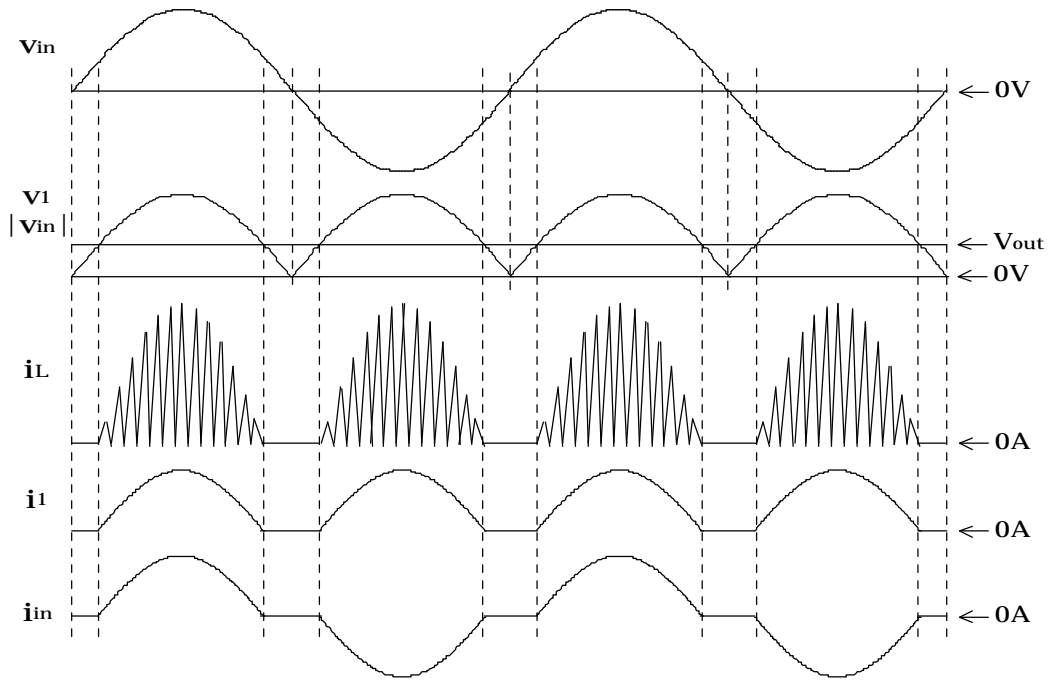


図4 降圧型高力率コンバータの電圧電流波形模式図

不連続モードの時、スイッチ素子 Q の ON 時間を T_{ON} 、動作周期を T とすると、

$$i_{in} = \frac{1}{2} i_p \frac{T_{ON}}{T}$$

境界モードの時、スイッチ素子 Q の OFF 時間を t_{OFF} とすると、

$$i_{in} = \frac{1}{2} i_p \frac{T_{ON}}{T_{ON} + t_{OFF}}$$

$$t_{OFF} = \frac{i_p}{V_{out}} L = \left(\frac{|V_{in}|}{V_{out}} - 1 \right) T_{ON}$$

これらの式から入力電流 i_{in} とリアクトル電流 i_L は表計算ソフトを使って図7、図8のように描画されます。なお、図7、図8ではリアクトル電流波形が判読できるように動作周波数はわざと低くしています。

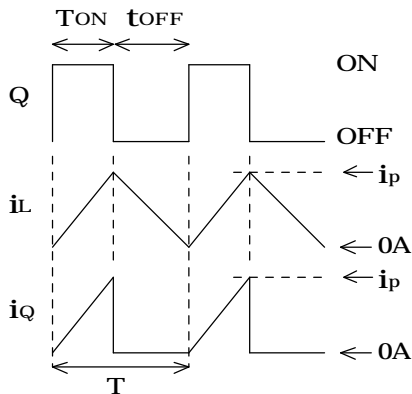


図5 境界モード

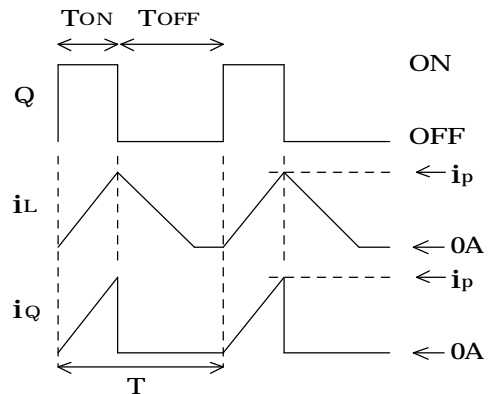
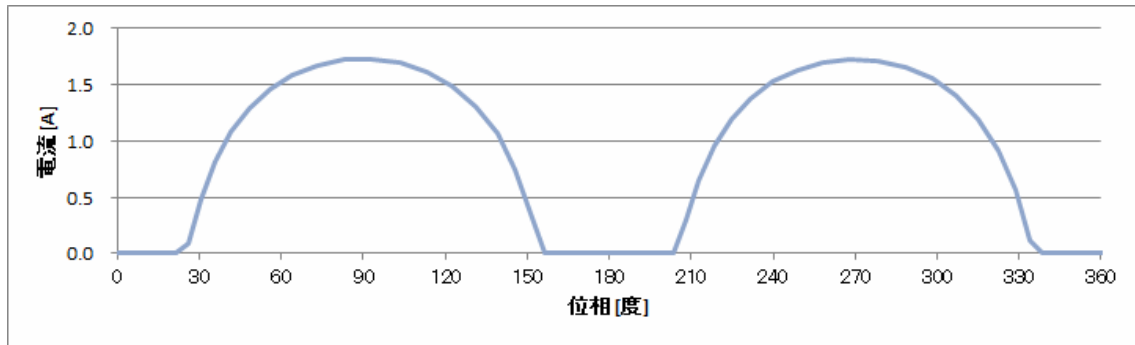
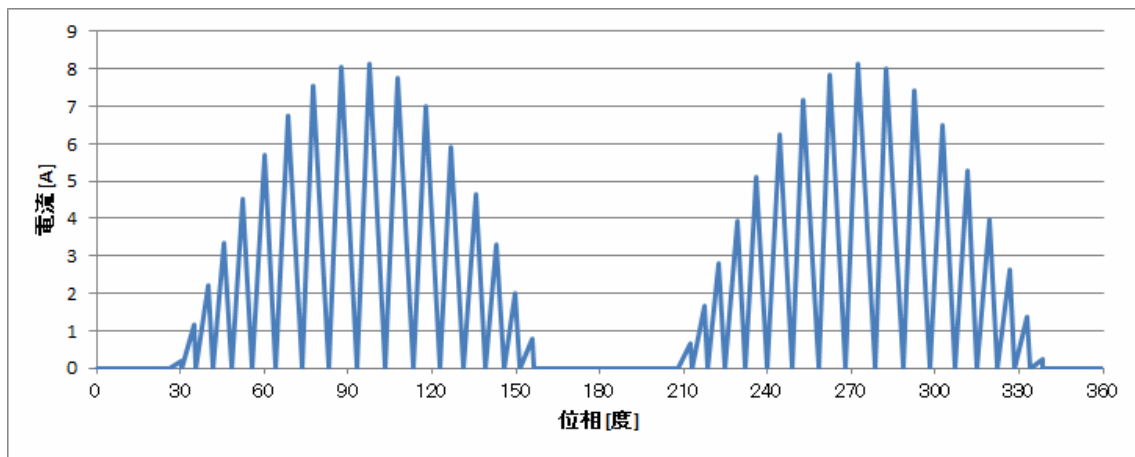


図6 不連続モード



(a) 入力電流 i_1 (整流後)



(b) リアクトル電流 i_L

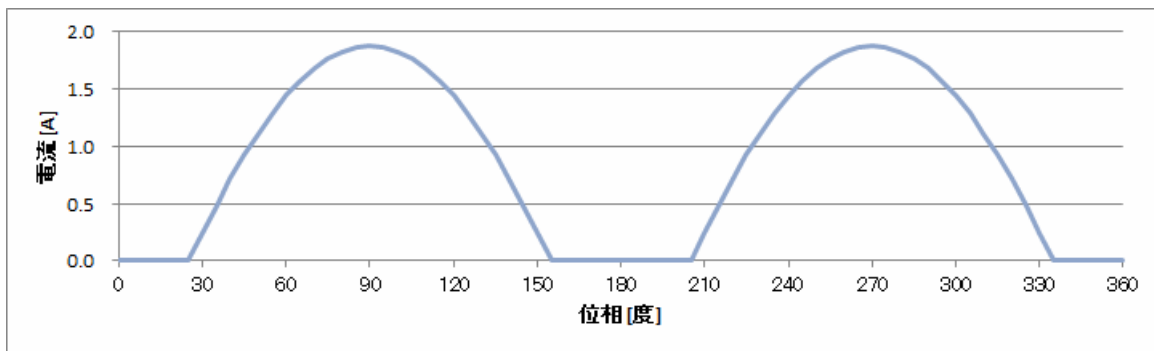
($V_{in} = AC100V$ 、 $V_{out} = DC60V$ 、 $L = 2mH$ 、 $T_{ON} = 200 \mu sec$ にて)

図7 境界モード制御での波形

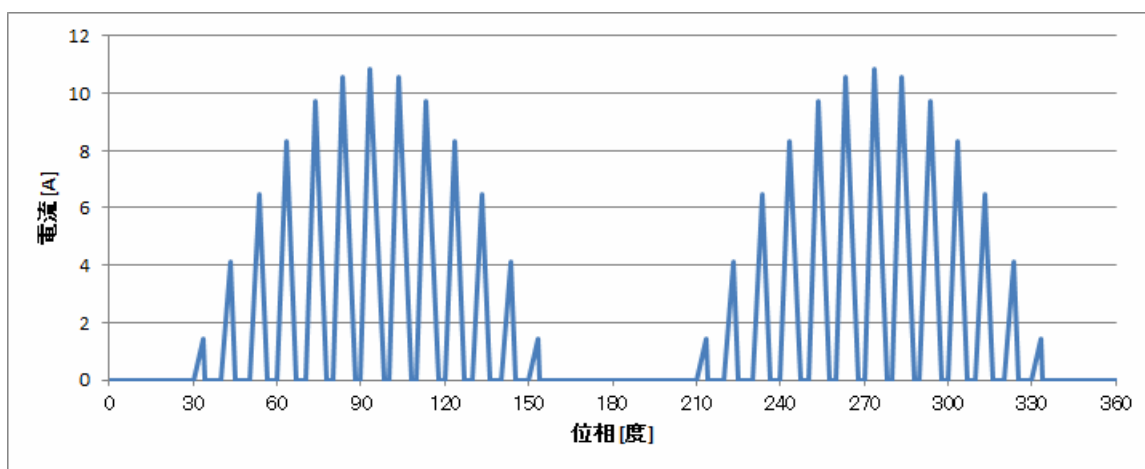
LED ドライバ用降圧型高力率コンバータ

平地研究室技術メモ No.20150324「LED 照明用高力率コンバータ」[3]で紹介したように、近年のLED 照明の急速な普及により多数のメーカーがLED ドライバを市場に投入しています。学術的に興味深い開発事例も多いのですが、学会発表が少ないので学界ではあまり話題になっていませんが、実は今パワエレ業界で最もホットな分野の1つと言えるでしょう。

降圧型高力率コンバータの降圧チョッパ部分は図3に示したように通常はスイッチ素子 Q とリアクトル L はプラスラインに配置してマイナスラインは入出力共通ラインとしますが、LED ドライバでは図9のように Q と L をマイナス側に配置する例が多いようです。図9では Q の駆動回路がローサードに配置されるので制御回路の構成が容易になります。その代わりにFETのドレインの電位が高周波で振動し、いわゆるホットエンドとなるのでEMI対策に配慮が必要です。



(a) 入力電流 i_1 (整流後)



(b) リアクトル電流 i_L

($V_{in} = AC100V$ 、 $V_{out} = DC60V$ 、 $L = 1.2mH$ 、 $T_{ON} = 160 \mu sec$ 、 $f = 2.16kHz$ にて)

図8 不連続モード制御での波形

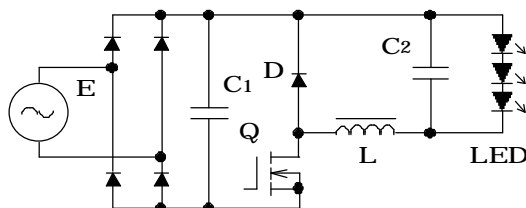


図9 LEDドライバ用降圧チョッパ型高力率コンバータ

参考文献

- [1] 平地克也、小見山慎二、森本出身、「降圧型高力率コンバータの新しい回路方式」、2001年電子情報通信学会総合大会シンポジウム、通信2、SB-8-3、2001
- [2] 平地克也、「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」、平地研究室技術メモ No.20120531
- [3] 平地克也、「LED照明用高力率コンバータ」、平地研究室技術メモ No.20150324
- [4] 平地克也、「高力率コンバータの制御回路」、平地研究室技術メモ No.20091130