

第1章

このPDFは、CQ出版社発売の「グリーン・エレクトロニクス No.3」の一部の見本です。内容・購入方法などにつきましては以下のホームページをご覧ください。
<http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSPZ201010.htm>



力率改善や調光対応を実現している
ドライバICの使用例

AC入力LED照明用電源回路集

梅前 尚

Hisashi Umezaki

LED 照明用のドライバ IC には、多くのメーカからいろいろな形状・機能のものが販売されています。

ここではとくに AC 入力に対応したものを取り上げて、その回路例を紹介します。

AC 入力で求められる機能や性能

照明器具は、一般的に出力電力が数 W ~ 100W 程度と比較的低容量ですが、配電系統に接続される数量が多いため、高効率、低ノイズ、高力率が要求されます。

近年、急速に市場が拡大している電球型は形状や容積が限られているため、特に発熱が問題となり、より部品点数が少なく損失の少ない LED ドライブ回路が求められます。

IC メーカー各社は、これらの要求を実現するためにさまざまな工夫をしていますが、数多くあるドライバ IC から目的のものを選択し、回路設計するには、

品種が多すぎて迷ってしまいます。

そこで、各社が提供している評価ボードあるいは推奨回路のなかで、**絶縁型で高調波対策として PFC 回路機能を有したもの**を紹介し、それぞれの IC の特徴を見てみます。

絶縁型電源の場合、AC 入力側を 1 次側、絶縁された LED 側を 2 次側と呼びます。2 次側を人が触っても感電することは基本的にありません。放熱器を人が触れる場所に出してもよいので、非絶縁電源より放熱や安全性などの点で有利になります。

ドライバ IC の分類

ドライバ IC にはどのようなものがあるのか、IC そのものの構成や機能で分類します。

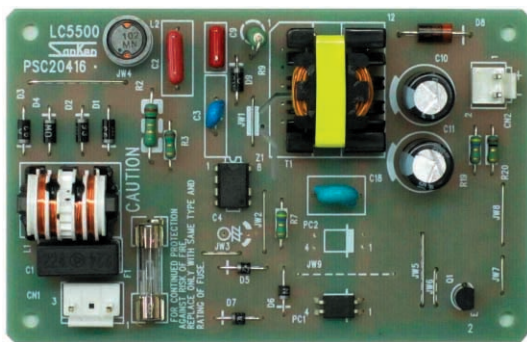
● 多石式と一石式

素子の構成は、PFC 部とコンバータ部を別のスイッチング素子で駆動する「多石式」と、PFC 機能とコンバータを一つのスイッチング回路で実現する「一石式」に分けることができます。

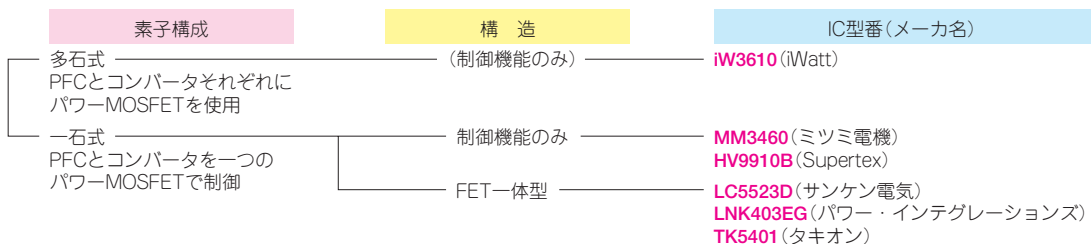
多石式では、PFC がコンバータと独立して制御されるので、それぞれの回路動作が干渉することなく、広い入力電圧範囲、負荷条件で精度良く高調波電流対策を行いつつ LED を定電流駆動させられます。

一石式は、一つのスイッチング素子で PFC 動作をさせつつ、LED を定電流駆動するのに必要な電力変換をするので、少ない部品点数で回路を実現できます。

PFC 機能はコンバータ部のスイッチングと兼用し



〈写真 1〉 LC5500 シリーズ評価基板(サンケン電気)



〈図 1〉 PFC 機能付き LED ドライバの分類

ているため、多石式と比べて力率がやや悪くなる傾向にあります。高調波電流規制の規格基準値は満足しています。

● パワー素子内蔵か否か

一石式は、さらにスイッチング素子を内蔵しているかどうかで分類することができます。

制御機能のみでパワー MOSFET を別途必要とするタイプはスイッチング素子を任意に選定できることから、設計の自由度が高く、とくに放熱に配慮が必要な容量の大きな製品に向いています。

パワー MOSFET を制御回路と一緒に DIP-8 パッケージなどに内蔵した一体型は、外付けのスイッチング素子を必要としないように、FET のドライブ回路や周辺回路も IC 内部に組み込まれているため、部品点数が少なく回路の小型化に適しており、特に 20W 以下の場合には威力を発揮します。

この分類で紹介する IC をまとめると図 1 のようになります。

● その他の機能や回路構成の違い

電源としての機能や回路構成にも特徴を見ることができます。

▶ 位相制御調光対応

照明器具に特有の動作環境として、ウォール・ディマー (Wall dimmer) と呼ばれる調光器の存在があります。調光器は、トライアックや FET などを用いた調光装置が照明器具への配電系統中に組み込まれ、AC 入力電圧の導通角を制御して 1 次側から照明器具への電力を調整する装置です。

白熱電球では調整された電力に応じて明るさが変化しますが、定電流制御をする LED 照明器具では、導通角の変化は単に入力電圧変動として扱われ、明るさを変える = LED の電流値を増減させるという動作にはなりません。

調光器により導通角が小さく制御された場合、AC 調光に対応していないドライバ回路では電圧が不足し、調光期間中に発振が停止することがあり、LED のちらつきや動作不良の原因となることです。

AC 調光に対応した製品では、AC 入力導通角に応じて出力電流を制御し、連続的に発振を継続しつつ LED の明るさを制御できます。

▶ 調光信号対応

周囲の明るさによって自動的に LED の明るさを変えたいような場合、電源回路の二次側から調光を行うことになります。二次側調光には、調光信号レベルを変化させる「DC 調光」と、160Hz 程度の周波数で発振する制御信号のデューティ比を変化させる「PWM 調光」の 2 種類があり、IC の制御方式がこれらに対応し

ているかどうかで分類することができます。

▶ 1 次側制御

LED を一定の明るさで点灯させるには、定電流制御が必要となります。一般的な AC 入力電源の考え方では、2 次側の出力電流を検出し、これをフォト・カプラを用いて 1 次側の制御 IC にフィードバックします。

これに対し、フォト・カプラを使用せずに定電流制御を実現する方法が 1 次側制御です。

フライバック型トランスで、1 次側の IC 駆動回路用出力の補助巻き線を 2 次側巻き線と同じ極性で巻くと、この補助巻き線には 2 次側出力に比例した電圧が発生します。

この巻き線電圧の変化を利用して、スイッチング動作を制御することで、擬似的に 2 次側を定電流制御することができます。この場合、入力電圧変動の影響をまともに受けるため、AC 入力電圧の許容変動範囲は限られてしまいますが、2 次側からの帰還回路をつける必要がないので、回路を大幅に簡略化することができます。

▶ 定電圧制御 (ランプ・オープン保護)

LED を一定の明るさで点灯させるには、2 次側出力を定電流で制御すれば良いのですが、LED が破損したり断線するなど負荷がオープン状態となった場合には、電流制御ができずに出力電圧が異常上昇してしまいます。このような危険な状態を回避するために、ランプ・オープン保護は必須です。

この電圧上昇を抑制する方法として、2 次側の出力制御に定電流だけでなく定電圧制御機能を持たせたものと、制御 IC 側で V_{CC} 電圧を検出するなどして動作を停止させたものがあります。

◆ 参考・引用*文献 ◆

- (1) iW3610 データシート Rev 1.1, iWatt inc.
- (2) Dimmable LED Driver with iW3610, iWatt inc.
- (3) HV9910B データシート, Supertex inc.
- (4) HV9910B PFC 40W LED Driver Demoboad, Supertex inc.
- (5) * Isolated LED Driver Using the HV9910B, DN-H01, Supertex Inc.
- (6) * LC5500 シリーズ アプリケーションノート (Rev.0.3), サンケン電気株式会社.
- (7) * LNK403-409EG LinkSwitch-PH Family データシート, パワーインテグレーションズ.
- (8) * Reference Design Report RDR-193, パワーインテグレーションズ.
- (9) * TK5401 アプリケーションノート (Ver.1.3), 株式会社タキオン.

次ページ以降に回路を紹介しますが、基本的にはメーカーの許諾を得て、見やすい形に若干の修正を行って転載しています。回路図配置の関係で、横置きになっていることをご了承ください。

第 1 章 Appendix

スイッチング電源を使わずに高効率と高力率を目指す 位相制御型電力制限方式のLED点灯回路

大塚 康二
Kohji Ohtsuka

LED 灯具用の電源回路としては、AC-DC 電力変換回路を使う方法が一般的です。しかし本稿では、電力変換を行わない高効率 LED 点灯回路として、位相制御型電力制限方式を紹介します。高効率の電源開発に精力的に取り組んでいる先輩諸氏に対し、少々乱暴な話を持ち出すところもありいささか恐縮ですが、ご容赦のほどをお願いします。

高効率な LED 照明は電源回路レス

● 40 個直列の LED にピーク 141V を直接印加
AC100V 電源を使って白色 LED を光らせる最も効率の高い方法は、次のようなものです。

20mA 時の順方向電圧 V_F が 3.1V 程度の LED を 40 個シリーズに繋ぎ、 V_F の総和を 125V 程度にしたものを作ります。これを 2 組用意し、逆向きに並列接続したものを 1 回路ブロックとします。必要な明るさに応じた数のブロックに直接 (電源回路なしで) AC100V 電源に接続します。

図 1 に、上記のような最もシンプルで高効率な 8W LED 灯具の点灯回路を示します。使用した LED は 10 チップ内蔵タイプの MCM (マルチ・チップ・モジュール)、SEPW0N2001 (サンケン電気) です。

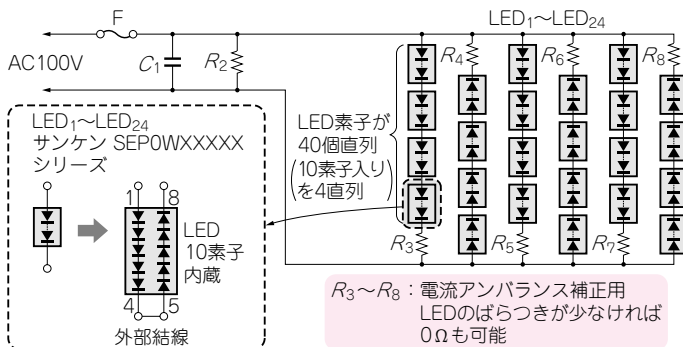
▶ 白色 LED の内部抵抗で電流が制限されている
普通サイズの LED チップ 40 個をシリーズに接続した 1 スtring の抵抗成分は、LED 1 個がもっている内部抵抗およそ 15Ω の 40 倍、約 600Ω にもなりますから、これだけで適度な電流制限抵抗が入っていることと同等です。電流制限抵抗といっても、もともと LED の内部抵抗ですから、新たな電力損失が発生

しているわけではありません。LED の V_F のばらつきを抑えることで、図 1 の $R_3 \sim R_8$ はショートでも実用可能です。

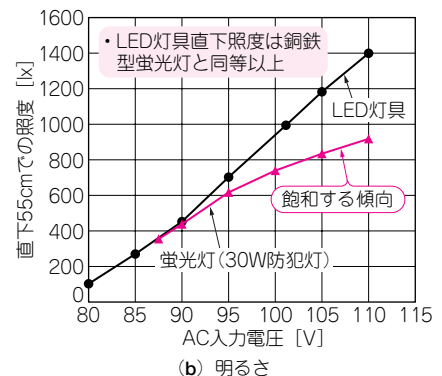
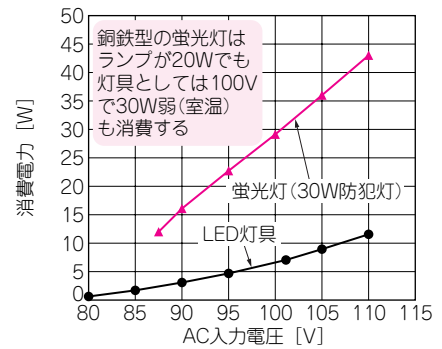
AC100V のピーク電圧である 141V での電流も LED を破損するような大きさではありませんし、実験室レベルでの確認であれば何の問題もないことが理解いただけると思います。ただし、非線形特性なので消費電力の算出は難しく、実験的に求めるのが簡単です。

力率の観点からみても 0.85 以上と優秀です。サンケン電気では、 $0.5 \times 0.5\text{mm}$ の通常サイズ 1 チップ LED に上述のような回路を組み込んで、付属回路なしで 100V 電源に直結できる LED 表示ランプ (「電圧 LED」と呼んでいる) を開発・製造しています。

ただし、このような商用周波数の 2 倍の脈流波形による LED 照明は後述するように用途が限られるので、サンケン電気の LED 点灯方式としての基本スタンスは、電流制御による DC 駆動を志向しています。

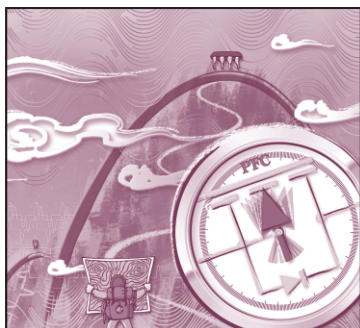


〈図 1〉 高効率 8W LED 灯具の回路



〈図 2〉 図 1 の LED 灯具と銅鉄型安定器方式 20W 蛍光灯を比較

第2章



MM3460 を使う PFC 対応で高効率・低待機電力 1コンバータ方式LED照明用 電源の設計と試作

磯貝 太郎/山中 裕司

Taro Isogai / Yuji Yamanaka

LED 照明用の電源には、一般的にスイッチング電源が用いられますが、効率に加えて、高調波電流の抑制が課題となります。ここでは、PFC(力率改善)回路とフライバック・コンバータを一体化し、**高効率、高調波電流抑制の特徴をもった1コンバータ方式用 IC MM3460** による LED 照明電源の設計について紹介します。

高効率と高調波電流規制への対応

● LED 照明用では電源効率が重要

LED 照明では、電源回路の損失、LED の発熱や器具の効率など、さまざまな損失があります。一般的に、LED 照明器具のトータルの効率は 40 ~ 65% と言われており、図 1 に示すとおり、光源の発光効率が 100 ml/W の場合、実際には、40 ~ 65lm/W 程度まで低下します。

トータル効率を改善するため、電源回路部における効率改善が強く求められています。

● 照明用途では高調波対策も必要

25W 以上の照明機器は、表 1 に示すように高調波電流規制 (IEC61000-3-2) で最も厳しいクラス C に定められており、**電源回路の力率改善が必須**となります。

一般的に使われているアクティブ・フィルタ方式の

〈表 1〉高調波電流規制のカテゴリ

クラス	装置の例
A	家庭用器具、工具、オーディオ機器、その他
B	ポータブル工具
C	照明装置
D	消費電力 600W 以下のパソコン、モニタ、テレビ受信機

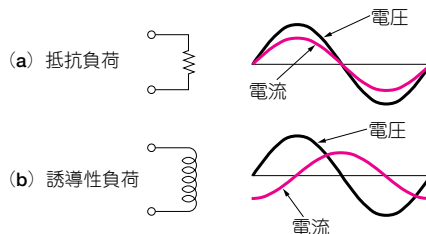
力率改善回路は、2コンバータ方式と呼ばれる PFC + DC-DC コンバータの 2 段構成となっています。そのため力率改善回路追加による部品点数の増加と、効率の低下が問題となっています。とくに LED 照明用電源の場合、省スペース化や低発熱化が求められることが多く、PFC 回路と DC-DC コンバータによる 2 段構成は困難な場合があります。

LED 照明では一般的に負荷変動がなく、電圧・電流条件が固定であるため、応答性をそれほど要求されないという一面があります。そのため、1 次制御と力率改善を一つのスイッチング・コンバータで制御する 1 コンバータ方式でも十分な特性が得られる可能性が高くなります。

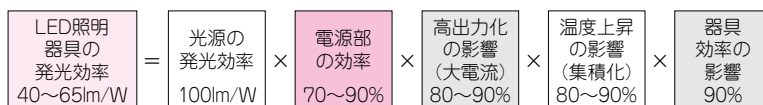
LED 照明に向く 1コンバータ・フライバック電源

● 力率と高調波電流規制

力率とは、AC 電圧に対する AC 電流の位相差、歪みの度合いの指標です。電源回路の負荷には、抵抗成分以外にも容量性成分(コンデンサ)や図 2 のような誘導性成分(インダクタ)を含むため、AC 電圧に対し、AC 電流の位相にずれが生じます。とくに、全波整流後の AC 電圧を大容量のコンデンサで平滑するコンデ

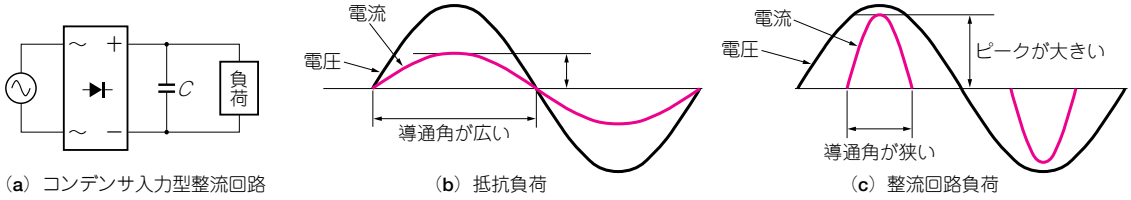


〈図 2〉誘導性負荷による電流の位相ずれ



〈図 1〉LED 照明器具の総合効率

100lm/W が 40~65lm/W に低下 → 高効率・小型化のために電源回路の高効率化が必要!



〈図3〉コンデンサ入力型整流回路による高調波電流の発生

ンサ入力型の整流回路(図3)では、AC電流の導通角が非常に狭く、瞬間的に大電流が流れるため、力率の低下を引き起こす大きな要因となります。

電源回路の力率が低いと、実際に必要となる実効電力以上の皮相電力が必要となります。ピーク電流が増大することで、商用ラインに電流歪みを生じさせ、受電用設備の焼損、隣接機器の誤動作、異常音、振動などの障害を引き起こします。

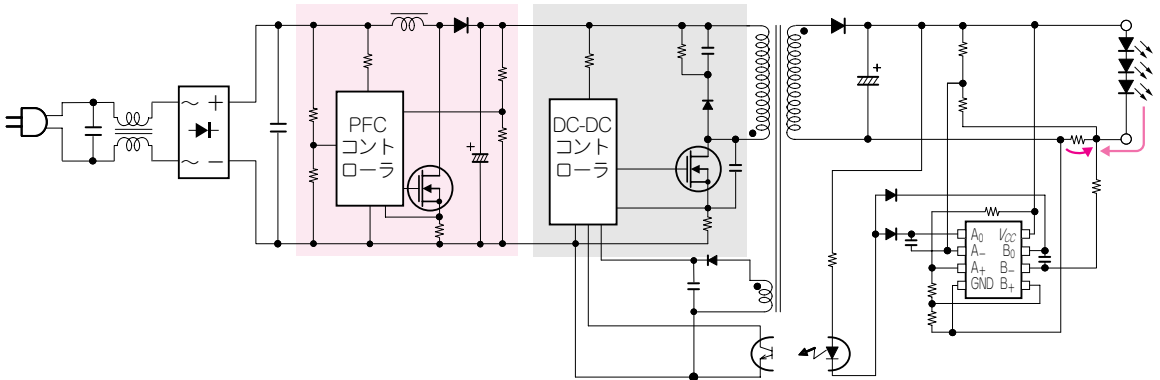
力率と高調波電流は同じ指標ではありませんが、一般的に力率の改善を行うことで、上記の高調波電流についても抑制することが可能です。

高調波電流規制は、用途別にクラスA～クラスDの四つのカテゴリーに分けられており、照明用はクラ

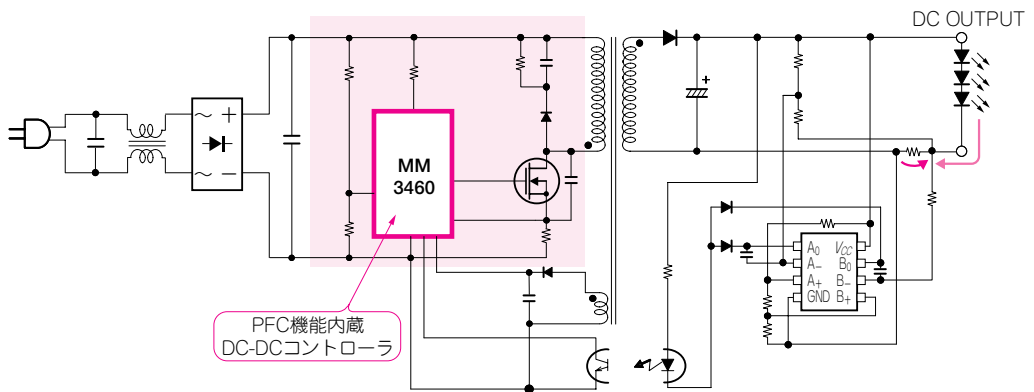
スCに該当します。先の表1に、高調波電流規制の各カテゴリについて示してあります。

● 従来の2コンバータ方式の問題点

スイッチング電源において力率改善に対応するには、1次側をコントロールするDC-DCコンバータとは別に、PFC(力率改善)回路を追加する必要があります。一般的に用いられているアクティブ・フィルタ方式の力率改善を行う場合は、図4(a)のように、DC-DCコンバータの前段にPFC回路を設けることが一般的です。そのため、PFC+DC-DCコンバータの2段構成となり、2コンバータ方式と呼ばれています。この場合、力率改善動作と電圧変換でそれぞれ独立し



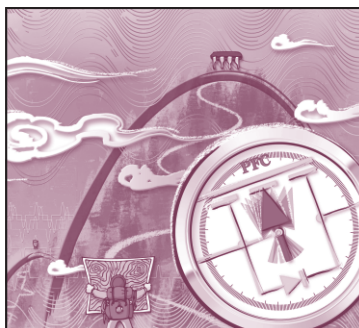
(a) 一般に採用例が多い2コンバータ方式



(b) LED照明に向く1コンバータ方式

〈図4〉力率改善が可能なスイッチング電源の構成

第3章



iW3610 を使う 絶縁型擬似共振タイプ 調光器(ディマー)対応 LED照明電源の設計

山崎 浩
Hiroshi Yamazaki

LED 電球・照明機器などを、市販の調光器(ディマー)と組み合わせて使用するニーズがあります。ディマーとは、トライアックやトランジスタ、MOSFET などのスイッチ素子を用いて交流入力電圧の一部をカットする、位相制御型調光器のことです。

本章では LED 照明に対して、既設されているディマーと組み合わせて使用することのできる iWatt 社の制御 IC iW3610 の使用例について紹介します。

iWatt 社はシリコンバレーを拠点とする新興のパワー・コントロール IC のメーカーです。

調光器との相性を考慮した iW3610

● LED 照明用電源は調光器と相性が悪い

位相制御型調光器…ディマーは、もともと白熱灯のような抵抗負荷をドライブするのに都合ができており、回路が簡単であることから、世界中で広く普及しています。

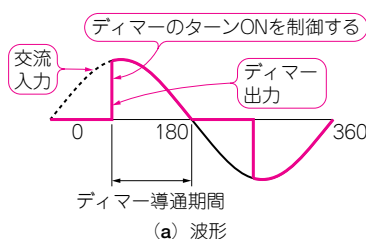
近年、白熱灯に代わって徐々に普及し始めている LED 照明器具は、駆動回路としてスイッチング・レギュレータが多く使用されています。ところが、通常のコンデンサ入力型スイッチング電源と位相制御型

ディマーとの組み合わせには、いろいろな問題があります。ディマーの種類によっては、点灯できなかったり、ちらつきが発生したり、最悪の場合は破損にいたることなどがあります。

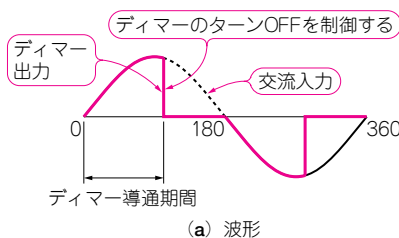
この位相制御型ディマーは、日本国内ではリーディング・エッジ・タイプ(図1)しか見られませんが、海外では、トレーリング・エッジ・タイプ(図2)も多く見られ、リーディング・エッジとトレーリング・エッジを組み合わせたスマート・ディマーも存在するようです。さらには、300W/400W/500W などパワー・レベルの違い、スイッチ素子の違い、制御回路の違いなどにより、さまざまな種類のディマーが存在します。

したがって、とくに海外市場(北米・ヨーロッパ・アジア各国など)向け LED 照明のドライバを設計する場合、これら各種ディマーに対する互換性を維持できるように考慮する必要があります。

iWatt 社からリリースされている調光対応 LED 電源用コントロール IC iW3610 は、さまざまな種類のディマーとの相性・互換性を維持するとともに、ちらつきのない安定した定電流ドライバを設計するのに適しています。もちろん、ディマーなしの動作も支障ありません。



〈図1〉リーディング・エッジ・ディマー



〈図2〉トレーリング・エッジ・ディマー

本稿では、iW3610の基本回路図を基に動作説明を行い、次にiWatt社から供給されている評価基板(EBC 836, 6直LED/350mA)の動作と特性の検証を行います。

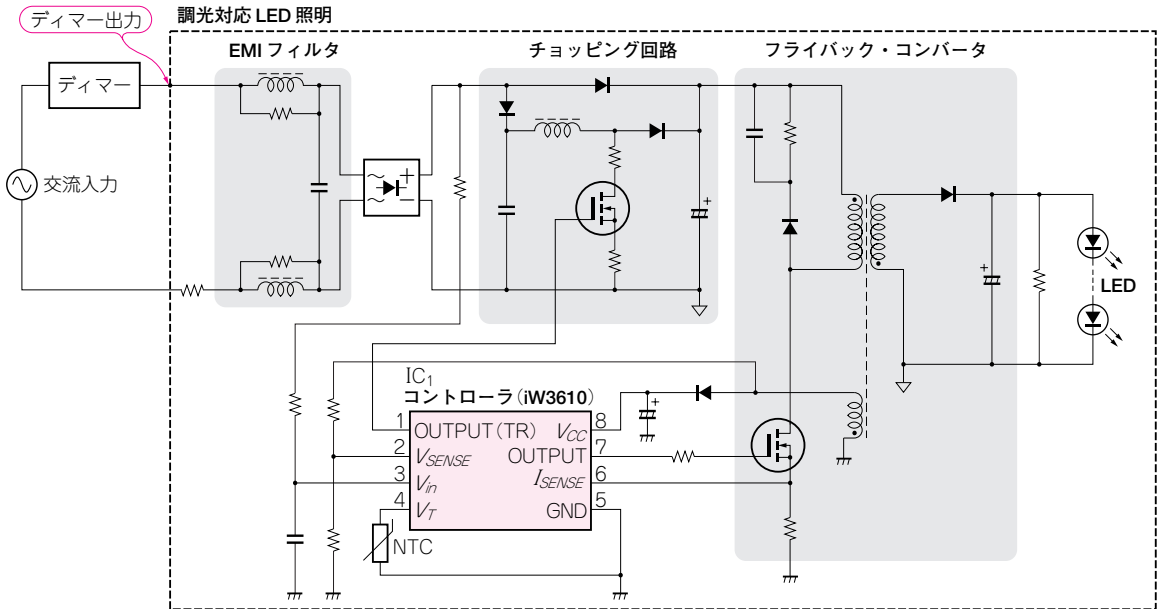
● iW3610の基本回路構成

図3に示すのは、iW3610を使用したアプリケーションの基本回路図です。図4がICの内部構成と端子の説明です。

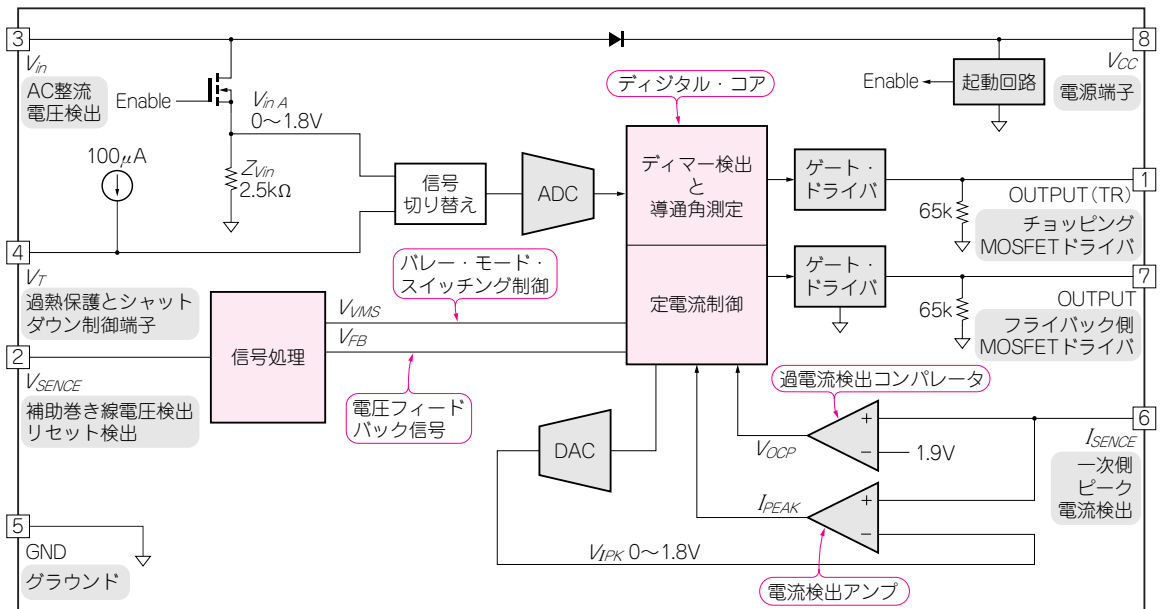
iW3610は、デジタル制御ICです。ブロック図

内部のデジタル・コアは、大きく分けて二つの機能があります。

- ① デイマー・タイプの検出とデイマー・フェーズ(導通角)の測定
 - ② 出力LEDの定電流駆動制御と調光制御
- チョッピング回路はデイマーに対して、ダイナミック・インピーダンスを与えてブリーダ回路としての機能をもつと同時に、プースト動作により入力高調波電流を抑制し、力率を改善する効果があります。



〈図3〉調光対応LED照明用電源制御IC iW3610の基本回路



〈図4〉iW3610の内部構成と端子

〈表 7〉 力率改善回路の分類

回路方式		特 徴	
交流インダクタ (チョーク)方式	インダクタのみ	1. 回路構成が簡単で部品点数が少なくコストが安い 2. 体積、重さに難点がある 3. C、D が追加されるにしたがって力率が良くなるが複雑になる	
	C 付き		
	LCD 付き		
ツェ 2 コンバータ 方式	昇圧型	インダクタ電流連続 モード	1. 整流ダイオードのリカバリが問題 2. スイッチのピーク電流が小さい 3. 乗算器が必要 4. インダクタ電流不連続、臨界制御に比べて部品点数が多い 5. ピーク電流が少なく ON 損失が少ない 6. 周波数は固定にできる
		インダクタ電流臨界 モード	1. 回路構成が簡単で安価 2. ピーク電流が大きく ON 損失が大きい 3. 力率は非常に良い 4. 周波数が変わる 5. 小型電源では最も多く使われている
		インダクタ電流不連続 モード	1. 回路構成が簡単で安価 2. ピーク電流が大きくターン OFF 時、ターン ON とも損失が大きい 3. 力率も規制をパスするには十分 4. 他励型の固定周波数で使われている
	降圧型	インダクタ電流不連続 モード	1. 出力電圧は入力電圧のピークより低い 2. インダクタ電流のモードも昇圧型と同様に 3 種類ある 3. 力率は入力/出力比が大きいほど良くなる 4. スイッチ故障時(短絡)の保護が難しい
	反転型	インダクタ電流不連続 モード	1. 降圧、昇圧型より効率が悪く絶縁されないのであまり使われていない 2. 力率はかなり良くできる
ツェ 1 コンバータ 方式	フライバック・コンバータ (コンデンサレス・コンバータ)	1. 1 コンバータで部品点数が少なく安価 2. 力率もかなり良い 3. 出力に 100Hz のリップルが出る 4. 瞬停保持対策が取りにくい	
	ディザ方式	1. 昇圧部分の電圧をコンバータから供給するか商用電源から供給するかで分かれる 2. 回路によってかなり特徴が違う	
	その他	1. いろいろな方式が提案されている	
その他	部分平滑方式	1. 回路構成が簡単 2. 高調波規制以下にすることにぎりぎり	
	非線形キャパシタンス整流回路	1. 一定負荷にしか使えない 2. 無負荷時には電圧上昇が大きい	

モードに分かれます。

- 電流連続モード… CCM, Continuous Current Mode/Continuous Conduction Mode
- 電流不連続モード… DCM, Discontinuous Current Mode/Discontinuous conduction Mode
- 電流臨界モード… CRM または BCM, CRITICAL current mode/Boundary Current mode/Critical conduction mode

この三つのモードの違いを図 6 に示します。この図では平均電流が同じになるように波形を描いています。ピーク電流が最も大きいのが電流不連続モードで、最も小さいのが電流連続モードです。小容量の PFC はピーク電流が大きい電流不連続モードでかまいませんが、大容量になるとピーク電流の小さい方式を選ぶ必要があります。

さらに、この 3 種類は後述するインターリーブと呼ぶ方法と組み合わせることも可能です。合計 6 種類の特徴をまとめたのが表 8 です。

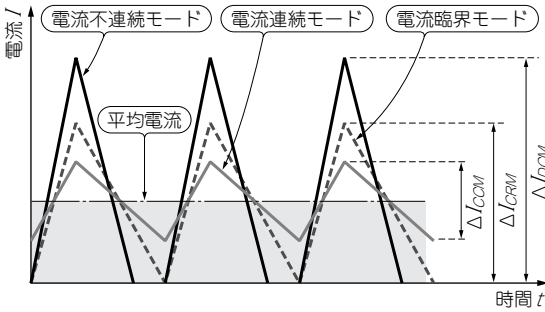
● 電流連続モードの力率改善回路

図 7 は電流連続モードによる力率改善回路の波形です。インダクタ L の電流が 0 にならないうちに MOSFET を ON させ、インダクタの電流が 0 にならないように使います。すなわちインダクタの電流が連続的です。一般的には固定周波数で、電流が正弦波になるように電流波形を制御します。

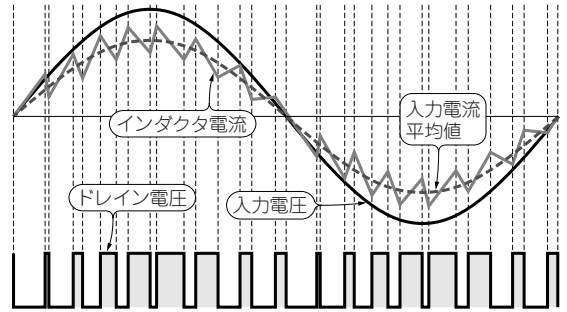
この方式は、次に述べる電流臨界モードに比べると MOSFET のピーク電流が小さくできるため、MOSFET が ON したときの抵抗損失が小さくなり、大出力に使われます。

そのかわり、MOSFET が ON するときも出力ダイオードに電流が流れているので、後述するようにダイオードのリカバリ特性によって効率がかなり変わってしまいます。効率を高くするためには、リカバリ時間の小さい高速ダイオードを使う必要があります。

制御回路も複雑になるので、実際は電流連続モード専用の制御 IC を使うことになります。



〈図6〉インダクタへの電流波形



〈図7〉電流連続モード電流電圧波形

〈表8〉 力率改善回路の使い分け (記号の意味…◎：最も良い，○：良い，△：やや悪い，×：悪い)

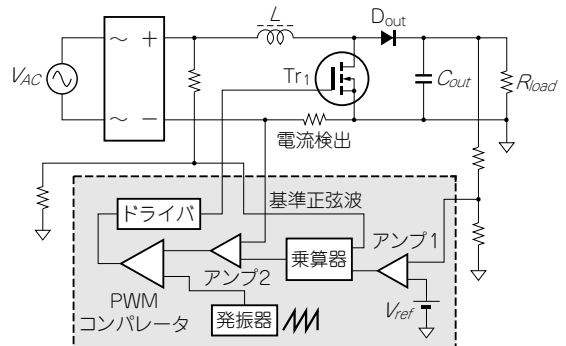
モード	略号	出力容量 [W]	ノイズ	100V100W 当たりのインダクタのピーク電流 [A]	周波数	主なコンパター	効率	制御
電流不連続モード	DCM	20 ~ 300	○	6	固定 (可変も可)	反転型, RCC	×	パルス幅一定制御
電流臨界モード	CRM/BCM	30 ~ 400	○ 擬似共振にすると◎	2.8	負荷に逆比例	昇圧型	△ 擬似共振にすると○	ゼロ電流検出制御
電流連続モード	CCM	200 ~ 2000	× (ダイオードのリカバリによる) SiC ショットキーを使うと△	1.6	固定 (可変も可)	昇圧型	△ SiC ショットキーを使うと○	乗算器
インターリーブ電流不連続モード	IDCM	100 ~ 600	○	3	固定 (可変も可)	反転型, RCC	×	パルス幅一定制御
インターリーブ電流臨界モード	ICRM/IBCM	300 ~ 1000	○ 擬似共振にすると◎	1.4	負荷に逆比例	昇圧型	△ 擬似共振にすると○	ゼロ電流検出制御
インターリーブ電流連続モード	ICCM	400 ~ 4000	× (ダイオードのリカバリによる) SiC ショットキーを使うと△	0.8	固定 (可変も可)	昇圧型	△ SiC ショットキーを使うと○	乗算器

図8は最も普及している電流連続モード制御方式の構成で、入力電圧の正弦波を正弦波の基準電圧として使った制御方法です。正弦波の基準電圧を乗算器に入力しています。乗算器はコンバータの出力電圧によって正弦波の大きさを調整して出力し、これを今度は電流検出の基準電圧としています。この基準電圧と電流検出の電圧とを比較して平均電流値が同じになるようにメインの MOSFET を PWM 制御します。帰還ループが電圧のループと電流のループの2重になるので、安定性には十分注意する必要があります。

● 電流臨界モードの力率改善回路

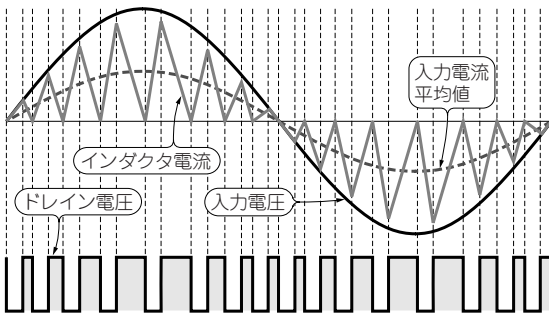
図9は電流臨界モードの力率改善回路とその電流波形です。インダクタ L の電流が0になってから MOSFET を ON します。MOSFET の電流は三角波になります。

回路の構成例を図10に示します。MOSFET の ON

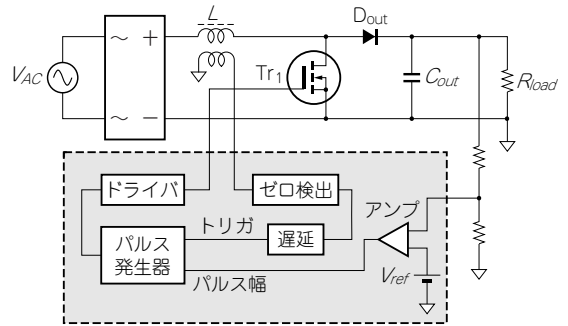


〈図8〉電流連続モードの力率改善回路

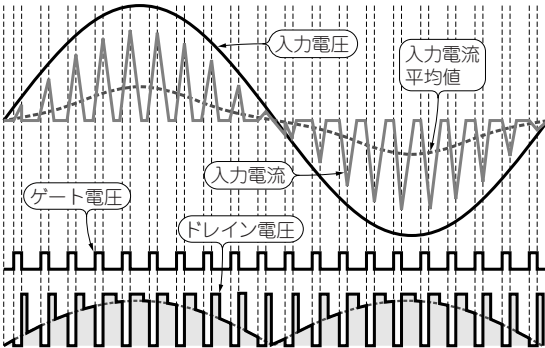
幅を一定 (t) で動作させ、そのときの瞬時の入力電圧を V_{AC} とすると、三角波のピーク電流は $i_p = V_{Act}/L$ で決まります。入力電圧は $V_{im} = \sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin \omega t$ であり正弦波なので、それに比例する i_p も正弦波です。



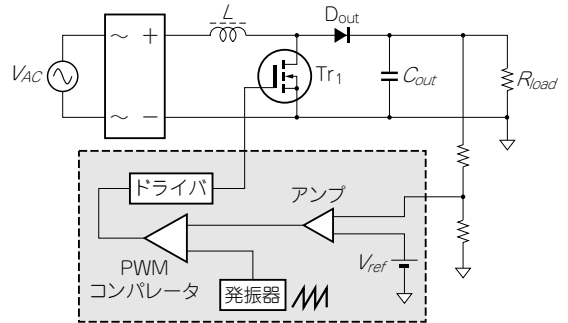
〈図 9〉 電流臨界モードの電圧電流波形



〈図 10〉 電流臨界モードの力率改善回路



〈図 11〉 電流不連続モードの電圧電流波形



〈図 12〉 電流不連続モードの力率改善回路

MOSFET の電流波形は三角波で、出力ダイオード (D_{out}) の電流波形も三角波になるので、それらの電流の平均値 i_{ave} は $i_{ave} = i_p/2$ となり、平均電流値も入力電圧の正弦波に比例して正弦波になります。

出力電圧が変われば、その電圧を検出して MOSFET ドライブのパルス幅を変えます。出力が高すぎる場合はパルス幅を狭く、低すぎる場合は広くします。

発振周波数はメインのインダクタ L の値、出力電圧や入力電圧によって変わるので、固定周波数ではありません。負荷が重くなると、それに逆比例して周波数が下がります。

この電流臨界モードでは、後述する擬似共振の技術が使えます。ダイオード (D_{out}) が OFF してから最適な期間をおくと、損失もノイズも少ない、効率の良い力率改善回路を実現できます。

● 電流不連続モードの力率改善回路

インダクタの電流が 1 サイクルごとに 0 になり、電流が 0 の期間が少しある昇圧型力率改善回路です。周期、パルス幅とも一定の方式の波形例を図 11 に、回路の構成例を図 12 に示します。

周期も ON 幅も一定でよいので制御回路は簡単ですが、電流連続モードや電流臨界モードに比べると、ピーク電流が大きくなるため効率が他の方式より悪くなります。

ピーク電流が大きくなるので、MOSFET も電流容量の大きな品種を使う必要があります。そのかわり、MOSFET が ON するとき、出力ダイオードには電流が流れていないのでリカバリの問題がなく、その分、低ノイズのコンバータができます。

入力電流波形は、ピーク電流を I_p とすると、

$$I_p = \frac{V_{in}}{L} \cdot \frac{D}{f} \dots\dots\dots (6)$$

ダイオードが ON しているときのデューティ比 D' は、

$$D' = \frac{L}{V_{out} - V_{in}} \cdot I_p \cdot f \dots\dots\dots (7)$$

入力電流 $i(t)$ は、

$$i(t) = \frac{I_p}{2} (D + D') = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{D \cdot V_{out}}{V_{out} - V_{in}} \dots\dots (8)$$

ここで、 $V_{in} = \sqrt{2} V_{AC} \sin \omega t$ とすると、

$$i(t) = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{V_{out}}{V_{out} - \sqrt{2} \cdot V_{AC}} \cdot \sqrt{2} V_{AC} \sin \omega t \dots\dots (9)$$

となり、正弦波にはなりません。この電流は図 11 の入力電流平均値です。この入力電流は昇圧比 (V_{out}/V_{AC}) が大きければ大きいほど正弦波に近くなります。このため、入力電圧によって力率がかわり、入力電圧が高いときは力率が悪くなります。力率を良くしようとすると出力電圧を高くしなければならず MOSFET の耐圧が上がってしまうため、効率やコストに影響します。

第4章



16ピンDIPの制御IC R2A20112SPを使う インターリーブ臨界モード 4kW PFCの設計と試作

佐藤 守男
Morio Sato

大容量電源での力率改善(PFC)回路というと、インターリーブ電流連続モードによる対応が一般的です。ここではインターリーブ臨界モードによる4kWのPFC回路の設計・試作に挑戦します。

なぜインターリーブなのか

● スイッチング電源の三つの動作

はじめに、普通のスイッチング電源の特徴を確認してみましょう。

スイッチング電源の基本的な配線形態(トポロジ)は、図1に示すように昇圧チョッパ、降圧チョッパ、反転チョッパの三つに分類されます。

それぞれの特徴は、入力電圧に対してより高い電圧を作る「昇圧」と、入力電圧に対してより低い電圧を作る「降圧」と、入力電圧に対して極性が反対になる電圧を作る「反転」というように名前で表されています。

上記各トポロジの特徴は電圧から見たものですが、電流でみると、次のような違いがあります。

▶ 昇圧チョッパ

Tr_1 がONのときもOFFのときも入力電流が流れます。 C_1 を充電する電流は Tr_1 のOFFの間しか流れません。

▶ 降圧チョッパ

Tr_1 がONの間だけ入力電流が流れます。 C_1 を充電する電流は Tr_1 がONのときもOFFのときも流れます。

▶ 反転チョッパ

Tr_1 がONの間だけ入力電流が流れます。 C_1 を充電する電流は Tr_1 がOFFの間しか流れません。

電流は連続して流れるほうがリプルが小さくなるので、昇圧チョッパは入力電流のリプルは小さいけれど、出力電流のリプルが大きいといえます。

● PFCには昇圧チョッパがよく使われる

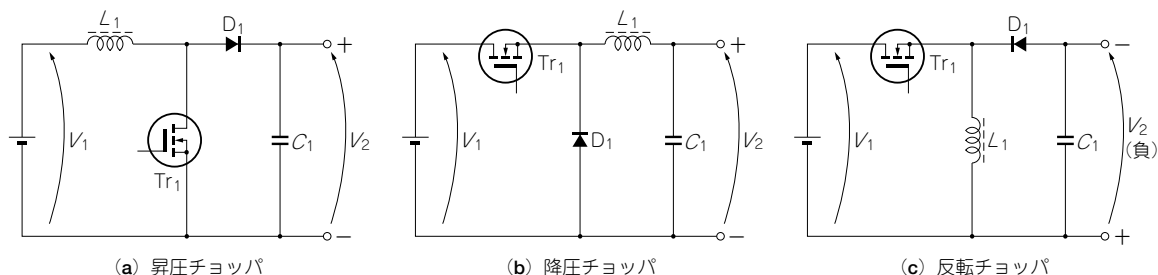
PFC(Power Factor Correction : 力率改善回路)に昇圧チョッパを応用する理由は、出力電圧に交流電圧の波高値より高い値を選べば、0Vから波高値まで、全ての位相で交流電流を流すことができ、力率が改善できるからです。また、昇圧チョッパがPFCに向いている別な理由として、入力リプル電流が小さいこともあげられます。

入力リプル電流が小さいので、入力コンデンサの容量も小さくて済み、その結果入力コンデンサの電圧が交流の瞬時値に近くなり、力率がより改善されるのです。

ただし、出力側にはOFF期間にしか電流が流れないために、出力リプル電流が大きいという短所も合わせ持っています。

● インターリーブ方式の昇圧チョッパ

本章で述べるインターリーブ方式昇圧チョッパの構成を図2に示します。インターリーブ方式昇圧チョッパは、従来の昇圧チョッパの出力リプル電流が大きいという短所を改善するために生まれた方式と



〈図1〉スイッチング電源の三つのトポロジ

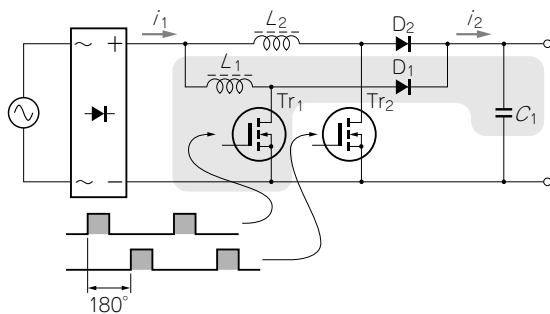
いっていいでしょう。インターリーブ方式をひとくちでいえば、互いに位相をずらした複数の昇圧回路と、共有する一つのコンデンサから構成されているとっていいかもしれません。

図2に示すように、 L_1 、 Tr_1 、 D_1 と C_1 が作る昇圧チョップMと、 L_2 、 Tr_2 、 D_2 と C_1 が作る昇圧チョップSからなっています。 C_1 が共有の出力コンデンサです。そして重要なところは、 Tr_1 と Tr_2 のON/OFFの位相が互いに異なるという点です。

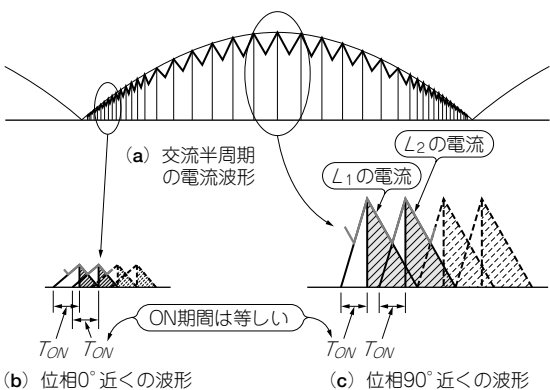
図2のブリッジ整流器の出力電流 i_1 は図3(a)のような波形で表すことができます。波形は臨界モードで動いているときのものです。臨界モードの特徴として、位相 0° 付近では密で、位相 90° 付近では疎になります。

図3(b)は 0° 付近、(c)は 90° 付近の拡大波形です。実線は二つの昇圧チョップの各々の波形で、点線はそれらの次のサイクルの波形です。(b)と(c)の波形を比べると、ON期間はいずれも同じで、傾きは電圧に比例して変化します。OFF期間の傾きは入力電圧が低いときほど大きくなり、OFF期間が短くなります。位相 0° 付近で密になるのはそのためです。

図3(b)、(c)の波形の斜線部はOFF期間の電流で、それらが図2の i_2 になります。図からも直感的にわかることですが、インターリーブ方式はOFF期間が



〈図2〉インターリーブ方式の回路構成とゲート駆動パルス



〈図3〉インターリーブ方式での電流波形

交流の半周期に占める時間を2倍に増やせます。そのため出力コンデンサ C_1 のリプル電流が減ります。

シングル方式と インターリーブ方式の比較

前述より、インターリーブ方式の臨界モードPFCは、出力リプル電流が小さくなるのが直感的にわかりました。それがどの程度小さくなるのか、もう少し詳しく見ることにしましょう。

● シングル方式の臨界モードの場合

図4はインターリーブ方式ではない普通のシングル方式〔図1(a)〕で入出力電圧電流波形を示しています。(a)は入力電圧、(b)は入力電流、(c)はダイオード〔図1(a)の D_1 〕の電流をそれぞれ示しています。

図4(a)において、入力電圧の波高値が V_1 (実効値は $V_1/\sqrt{2}$)で、出力電圧 V_2 はそれより少し高い位置にあります。

図4(b)において、入力交流電流の波高値が I_1 (実効値は $I_1/\sqrt{2}$)で、スイッチング電流のピーク値は I_1 の2倍になります。

図4(c)はダイオードの電流と出力電流を示しています。ダイオードの電流のピーク値の包絡線は $2I_1 \sin \omega t$ になります。

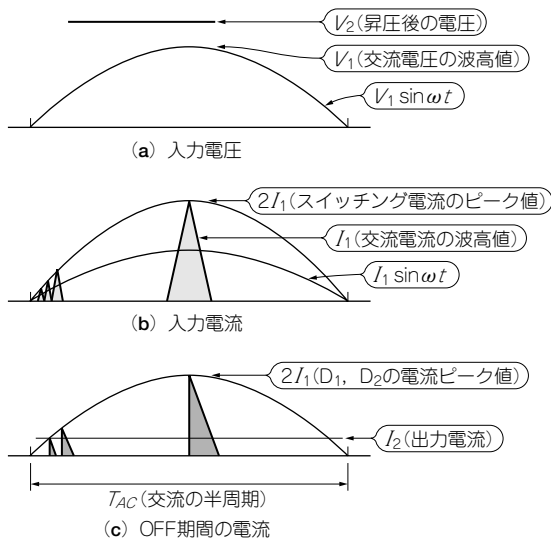
電解コンデンサ C_1 に流れる電流の実効値 I_C は、

$$I_C = \sqrt{\frac{1}{T_{AC}} \int_0^{T_{AC}} (I_2 - i_D)^2 dt} \dots\dots\dots (1)$$

T_{AC} : 交流電圧の半周期、 I_2 : 出力電流、 i_D : ダイオードの電流

と表せます。

式(1)の $\sqrt{\quad}$ 内の積分をもう少し展開してみると、



〈図4〉臨界モードPFCの入出力電圧電流波形