

平成24年度修士論文

# AC-DC 電源回路と PFC 回路の研究

指導教員 小林 春夫 教授

群馬大学大学院工学研究科

電気電子工学専攻

小野澤 昌徳

# 目次

## 1 章 研究背景

## 2 章

- 2-1 AC-DC 電源について
- 2-2 高調波電流の発生
- 2-3 高調波規制に関する記述
- 2-4 PFC 回路について
- 2-5 3相電源の概要

## 3 章

- 3-1 降圧型スイッチングコンバータの原理
- 3-2 単相降圧型 AC-DC コンバータ

## 4 章

- 4-1 ダイレクト AC-DC 電源)

## 5 章

- 5-1 提案型 3相 AC-DC 変換回路 (PFC 付)
- 5-2 提案回路の PFC 制御方法の検討
- 5-3 BCM-PFC 制御回路

## 6 章

- 6-1 シミュレーションによる検討
  - ・各波形
- 6-2 まとめ

## ・ 概要

本研究では主に以下の事に関して検討を行った。

### 1, AC-DC 電源に関する研究

従来型の AC-DC 変換器は、ブリッジダイオード、出力コンデンサを用いて商用電源からの交流を直流に平滑したのち、不安定な直流を DC-DC コンバータによって安定な直流にして電気機器などに用いられる、2 段構成であった。本研究では、1 段のコンバータで、交流から直流への平滑、かつ安定化した直流を生成する直接 AC-DC 変換回路の検討を行った。

### 2, PFC 回路に関する研究

AC-DC 電源には送電線に影響を及ぼす電源高調波電流が発生する。国内外でこの高調波に対する規制がされているため、AC-DC 電源にも高調波対策をする必要があり、そのための回路が PFC（力率改善）制御回路である。本研究では、従来型の PFC 制御回路とは異なる回路構成で検討をした。従来型より少ない部品点数での制御回路を実現した。

### 3, 3 相入力電源での検討

上記 1, 2 を 3 相入力電源に取り入れ、シミュレーションによる検討をした。

# 1 章 研究背景

小型機器から産業用大型機械まで電源回路は多くの電気機器に使われている。AC-DC 電源回路には大きく 2 つの課題がある。1 つめは交流から安定した直流を生成すること、2 つ目は環境への配慮から国内で厳しく規定されている高調波規格を使われる電源の用途に合わせてクリアすることである。

通常 AC-DC 変換回路は交流から直流へ平滑したのち、不安定な直流を DC-DC 変換回路で安定させ、所望の電圧を生成する 2 段構成であるが、このような回路構成では回路規模が大きくなってしまい、損失も大きくなるというデメリットがある。本研究ではこのようなデメリットを解消し、1 段で平滑と安定した直流を生成し、かつ国内高調波規格をクリアできる降圧型 AC-DC 電源と力率改善 (=PFC) 回路を設計することを目的とした。家庭用電源では大型機器向けの 3 相 200V 電源で検討し、さらに厳しい高調波規制がある 3 相電源用の AC-DC 電源回路と PFC 回路の設計を目標とし、シミュレーションによる動作確認をした。

## 第2章

### 2-1 AC-DC 変換回路

本研究でキーワードとなっているAC-DC変換回路について記述する。AC-DC変換回路とは、交流電流から電圧の異なる直流電流へ変換するための整流回路の一種である。電子回路は直流電流を利用するため、交流電流として供給される家庭用電源から給電するためには、AC-DC 変換回路を使用して電流を変換する必要がある。AC-DC 変換回路は、機器に内蔵されているか、あるいはACアダプタとして外部に付属している。一般的な電子機器の中にある IC などが必要とする電圧は直流で 5 V、12 V、3.3 V 等であるのに対し、一般家庭に供給されているのは交流 100 Vとなっている。これらの変換を行い、電子機器に必要な電力を供給するものを AC-DC コンバータと呼んでいる。最も基本的な回路は全波整流器に出力コンデンサ、抵抗を接続したものである。その回路図を図 1 に示す。

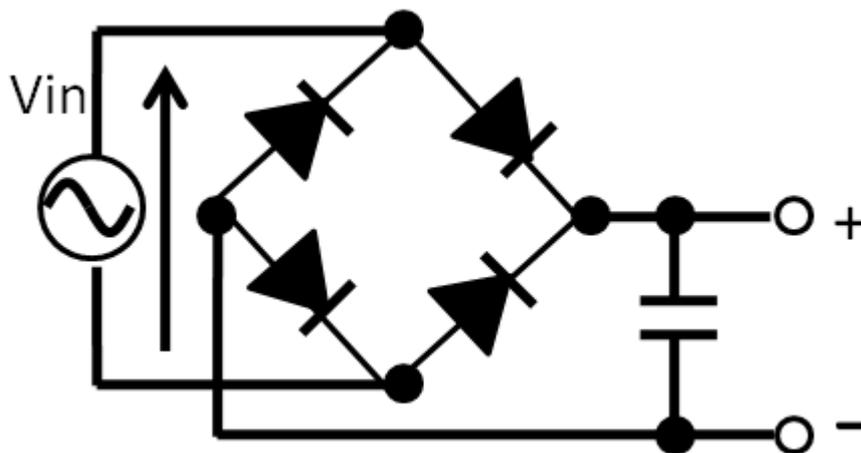


図 1. コンデンサインプット型全波整流器

## 2-2 高調波電流の発生

高調波と言われているものは、ほとんどが「電源高調波電流」のことを指す。「高調波」とは「周期的な複合波の各成分中、基本波以外のもの。第  $n$  次高調波とは、基本周波数の  $n$  倍の周波数を持つもの。」(JIS Z8106「音響用語(一般)」より)および、「基本波の整数倍の周波数をもつ正弦波」(JIS Z9212「エネルギー管理用語(その2)」より)となっている。つまり高調波を含まない基本波成分だけの波形は、歪みのない正弦波で、歪みを持った波形はすべて高調波を含んでいる。電源高調波電流は、その「高調波」に「電源」と「電流」がついたもので、言い換えると「電源ラインに流れる高調波電流」となる。この場合の電源ラインは、国内では100Vまたは200V(海外では120V、230Vなど)の、一般に「商用電源」と呼ばれる電源のことで、一般家庭のACコンセントなどのことを指す。商用電源の周波数は、50Hzまたは60Hzである。そしてその高調波については、例えば基本周波数が50Hzの場合の第3次高調波は、150Hzの成分のことになる。高調波と似ている現象に「ノイズ」がある。高調波も広い意味でのノイズになるが、一般に「ノイズ」は単発的に発生し、電源周波数に必ずしも同期していないが、高調波は電源周波数に必ず同期する。

## 2-3 高調波電流発生の原因と影響

家庭にある一般的な電気製品（冷蔵庫・洗濯機・エアコン・電気毛布・こたつ・テレビ・パソコンなど）を例にとると、冷蔵庫・洗濯機・エアコンの最新式でないものは、それぞれの主な電力費部分は全てモータであった。モータはそのまま電源に接続されると、誘導性の負荷となり電圧より位相の遅れた正弦波電流が流れる。また電気毛布・こたつの最新式でないものは、その電力消費部分はヒータやランプなので抵抗負荷となり、電圧と同じ位相の正弦波電流が流れる。テレビやパソコンはその内部で交流電圧を直流電圧に変換する回路（整流回路）を通して直流電源をつくり、それで各電子回路部品に電力を供給しているので、その電源回路に流れる入力電流が、テレビやパソコンの入力電流になる。これらの整流回路はコンデンサ入力型が多く、その入力電流は電圧波形のピーク付近だけ流れるパルス状電流波形になる。以上の例で高調波を発生する機器を挙げると、電流波形が正弦波の冷蔵庫・洗濯機・エアコン・電気毛布・こたつの最新式でないものは、すべて高調波は発生しない。それに対してテレビとパソコンは高調波電流を発生する機器であるが、テレビとパソコンだけでなく、たとえばエアコンやこたつなどの最新型のものも高調波を発生する。エアコンはインバータ回路が主流になっているが、インバータ回路はコンデンサ入力型整流回路、またはそれに力率改善用のチョークコイルを追加した回路を使用するのが普通なので高調波電流が流れる。こたつや電気毛布もサイリスタやトライアックで位相制御と呼ばれる制御をして温度調節をしているので、高調波が発生する。以上のように、便利で使いやすく電力効率を高めた機器が、高調波を発生することが分かる。具体的に電源ラインに接続された機器や配電設備に悪影響を及ぼした例をあげてみると、進相コンデンサに高調波電流が流れて焼損したり、トランスのうなり、電圧のピーク値が下がることによりスイッチング電源が正常動作しなくなった事例がある。

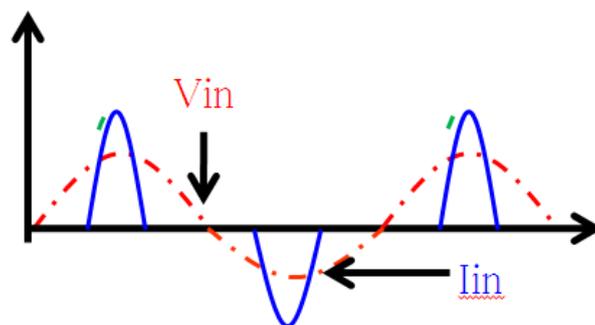


図2.コンデンサ入力型全波整流器の電圧、電流波形

## 2-4 PFC 回路

現在高調波が発生するおそれの AC-DC 電源回路には力率改善回路（PFC 回路）が使われている。高調波を抑制する方法として、入力電圧のピーク期の短い期間にしか流れない入力電流を長い期間流すように制御する回路を追加し、力率を上げることが一般的となっている。力率と高調波電流の関係を以下に示す。まず力率を表す式は次のようになる。

$$\begin{aligned}
 PF &= \frac{V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n}{V_{rms} I_{rms}} \\
 &= \frac{V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n}{\sqrt{(V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots)} \sqrt{(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots)}} \\
 &= \frac{V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n}{\sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}
 \end{aligned}$$

また全高調波ひずみを表す式（電流 THD : Total Harmonic Distortion）は次のようになる。

$$\frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_1} = \frac{\text{高調波電流の和}}{\text{基本波電流}}$$

電源電圧は基本波で、電流のみに高調波が含まれるとすると、力率 (PF) は次のようになる。

$$\begin{aligned}
 PF &= \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{V_1 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{V_1 \sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots)}} = \frac{I_1 \cos \phi_1}{\sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots)}} \\
 &= \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + (I_2 / I_1)^2 + (I_3 / I_1)^2 + (I_4 / I_1)^2 + \dots}} = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + (THD)^2}}
 \end{aligned}$$

$\phi_1$  は基本波電圧と基本波電流との位相角を表すもので、 $\cos \phi_1$  を位相率という。 $\cos \phi = 1$  ( $\phi = \text{位相角}$ ) のとき、力率と位相率が一致し、力率を 1 に近づければ高調波が抑制できることがわかる。

PFC回路がある場合とない場合のAC-DC変換回路の電流波形を比較すると次のようになる。

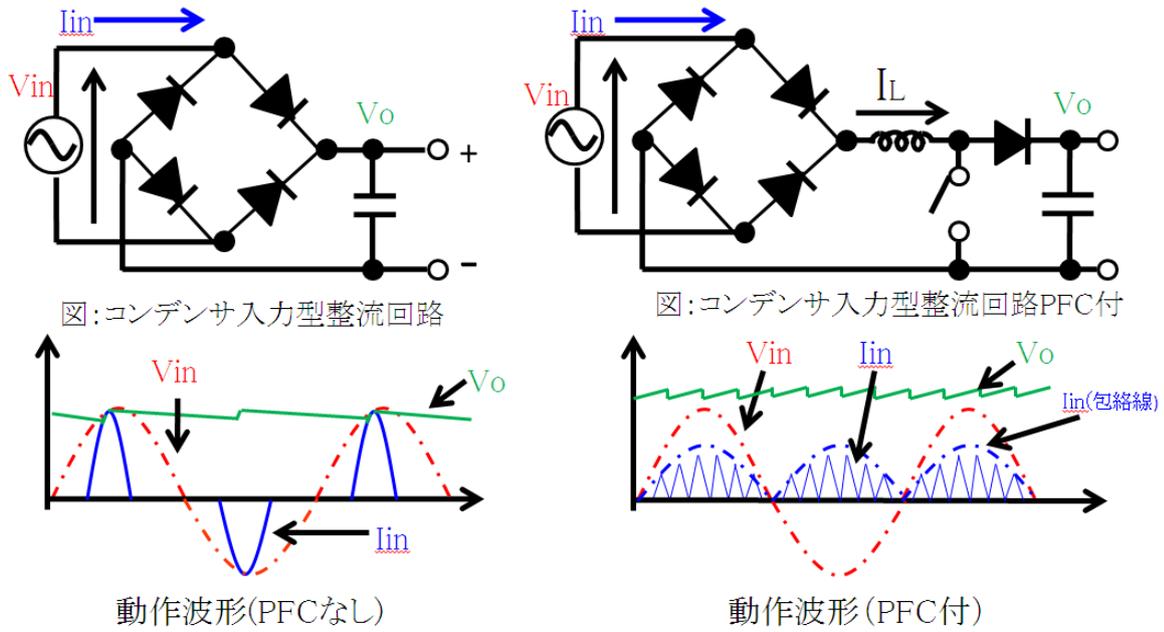


図3 PFC回路がある場合とない場合の動作波形

一般的なPFC回路はコンデンサ入力型整流器に昇圧コンバータを接続したものになっている。制御回路でインダクタ電流をのこぎり波状になるように制御し、電流を長い期間流すことで入力電流が正弦波に近づき力率を1に近づけることができる。のこぎり波状のインダクタ電流の平均値が正弦波になる(=入力電流)ことがわかる。

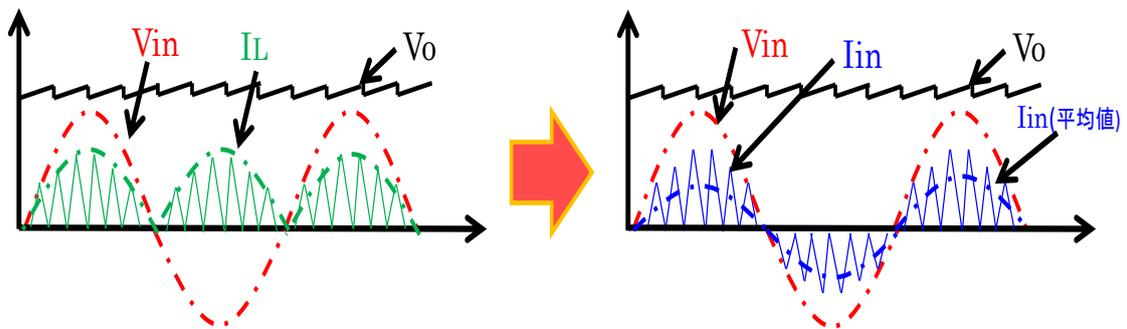


表1：高調波抑制方法

方法	内容	効果
インバータ用リアクトル (ACL, DCL)	インバータの交流側にリアクトル(ACL) または直流側にリアクトル(DCL) を設置	5 次, 7 次を主体に約50%を低減
高圧進相コンデンサ設備	高圧側にリアクトルとコンデンサを設置	5 次, 7 次を主体に3~10%を低減 (電源インピーダンス, 次数により変わる)
多層化変圧器	12 パルス効果により高調波電流を低減	5 次, 7 次を主体に50~90%を低減
低圧進相コンデンサ設備	低圧側にリアクトルとコンデンサを設置	5 次, 7 次を主体に20~40%を低減
AC フィルタ (受動フィルタ)	5 次, 7 次, 11 次の3種類のフィルタ (コンデンサとリアクトルの組み合わせ) で高調波電流を吸収する	5次, 7 次, 11 次の70~90%を低減
アクティブフィルタ (能動フィルタ)	高調波電流の逆位相の電流を流すことにより高調波を相殺する	25 次以下に対して1台で対応できる。80~90%を低減

## 2-5 3相交流電源

今回検討した AC-DC 変換回路は通常の単相 100V 電源ではなく、3相 200V 電源を全波整流し、それに降圧コンバータを接続した。ここでは3相電源について説明をする。

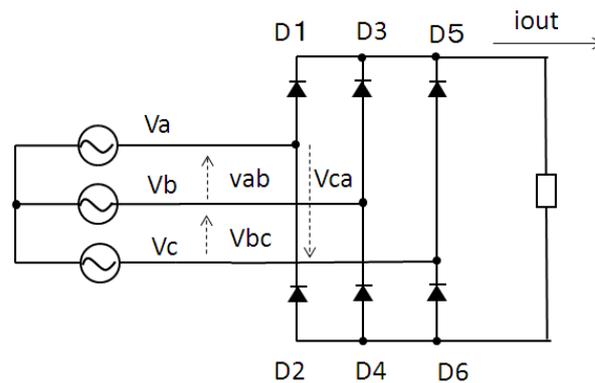


図5 3相全波整流回路

図6に3相交流の回路図を示す。a相、b相、c相の3つの相がある。それぞれの相の電圧を相電圧と言い、 $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$ の記号で表す。それぞれの相と相の間の電圧を線間電圧と言い、 $v_{ab}$ 、 $v_{bc}$ 、 $v_{ca}$ の記号で表す。それぞれの電圧をベクトル図で表すと図7のようになる。相電圧  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$ の間には120度ずつ位相差がある。

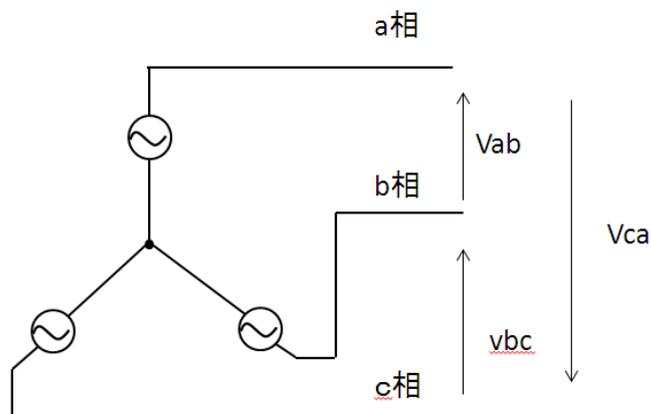


図6 3相交流の回路図

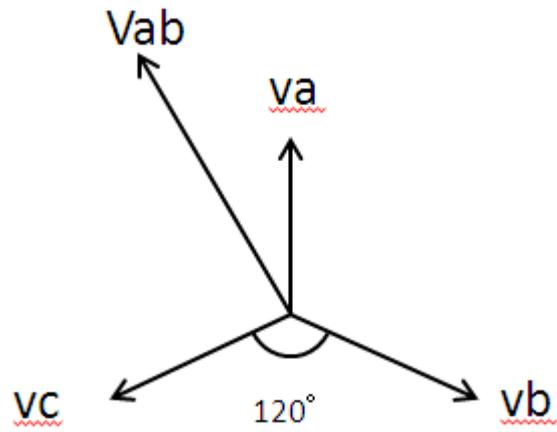


図7 3相交流ベクトル図

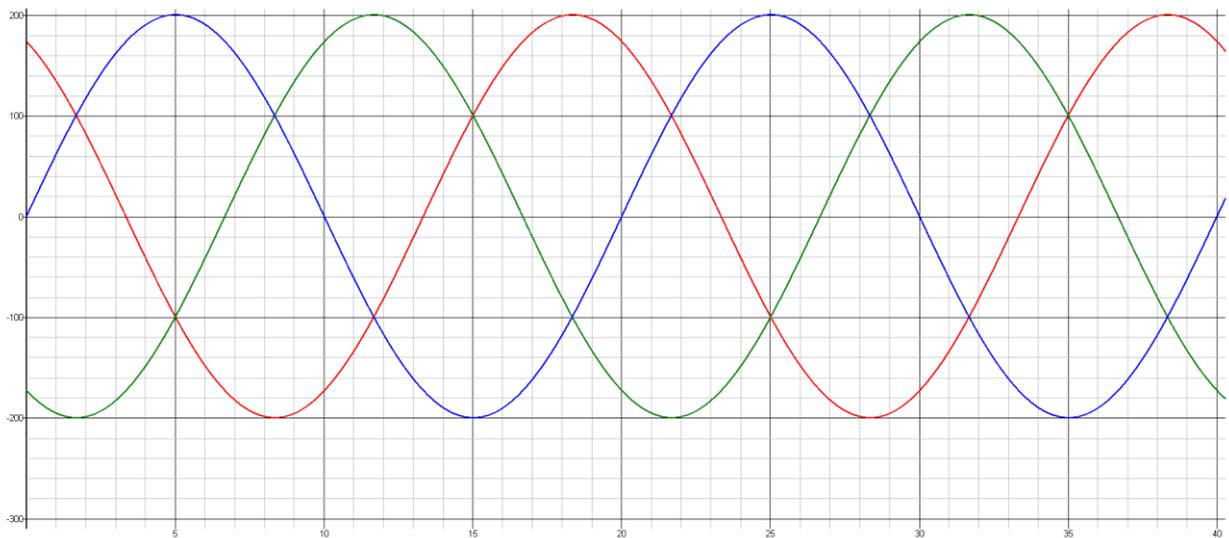


図8 3相交流の波形

3相交流は位相が  $120^\circ$  ずつずれているのでそれぞれ最大値や最小値及び0になるタイミングが規則的かつ交互にやってくる。3つのコイルを  $120^\circ$  ずつずらして配置し3相交

流を印加すれば、3つのコイルに順番に最大値がやってくるので回転磁界を容易に作れることからモーターなどに利用されることが多い。多くの大出力電源は3相電源である。その分3相電源には厳しい高調波規制がある。また単相電源に比べ3相電源のほうが効率がよくなる、リップルが低減されるなどのメリットがある。続いて、今回のシミュレーション回路で用いられている3相全波整流回路について説明する。

図9に3相全波整流器の回路図を示す。

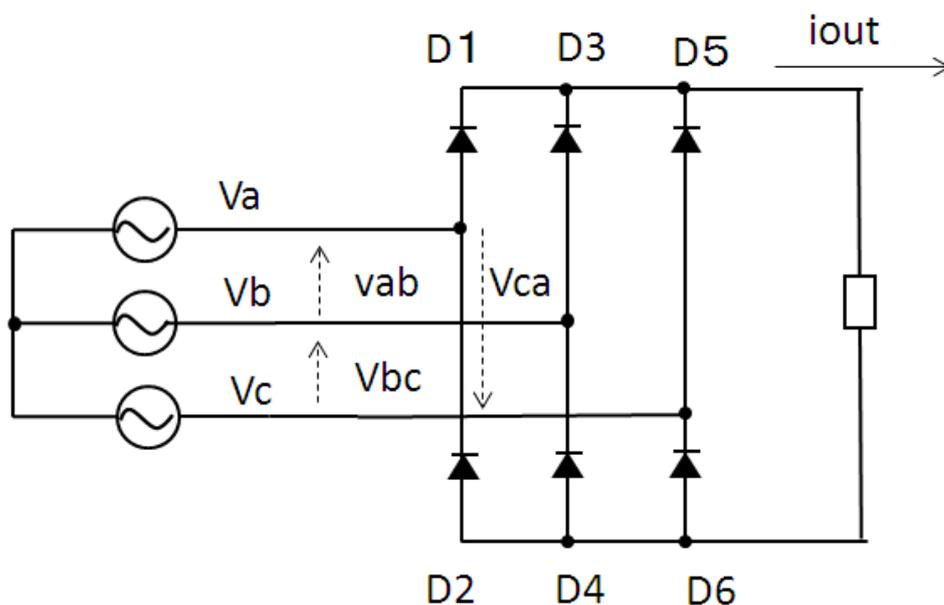


図9 3相全波整流器

電流が流れ込んで最も相電圧の低い相から電流が流れ出る。したがって、出力電圧  $v_{out}$  は3つの線間電圧の最大絶対値と等しくなる。3相全波整流器は6つの動作モードがある。動作モード導通ダイオードについての表を表2に示す。

動作モード	最高電圧	最低電圧	導通ダイオード
Mode1	$V_a$	$V_c$	D1 と D4
Mode2	$V_a$	$V_b$	D1 と D6
Mode3	$V_b$	$V_b$	D3 と D6
Mode4	$V_b$	$V_c$	D3 と D2
Mode5	$V_c$	$V_c$	D5 と D2
Mode6	$V_c$	$V_a$	D5 と D4

表2 3相全波整流器の動作モード

図10にモード1を例に電流経路を示す。モード1はVaからVbに電流が流れる。

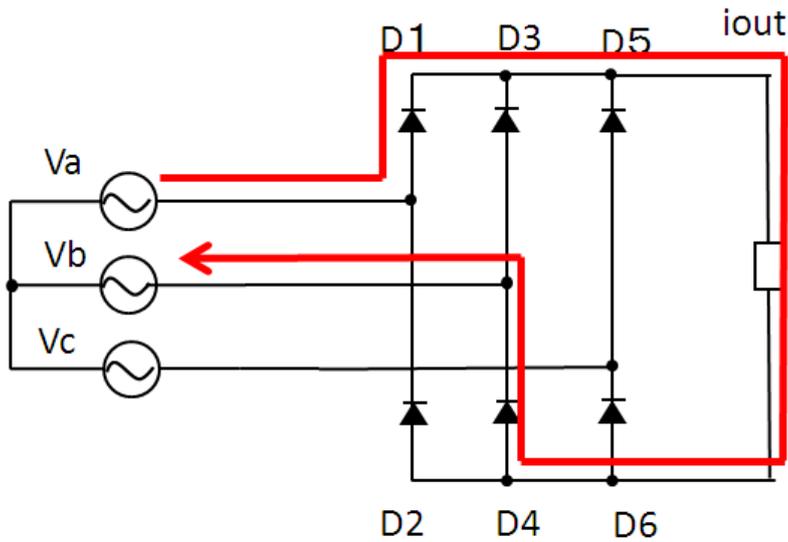


図10 Mode 1の電流経路

また電流電圧波形は図11のようになる。

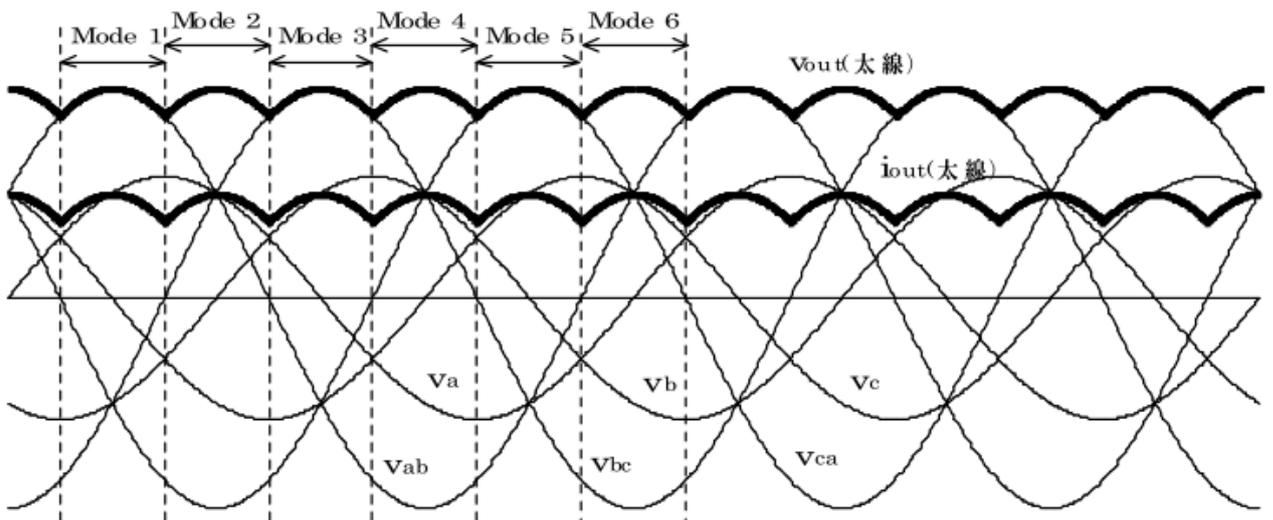


図 1 1 3 相全波整流器の出力波形

実際の 3 相全波整流器は出力リップル低減のため出力コンデンサをつけたものを用いている。平滑コンデンサ付全波整流器の動作モードは通常の 6 モードに加えコンデンサの充放電も加えられ、全部で 12 のモードがあるがここでは省略する。

## 3 章

### 3-1 降圧型スイッチングコンバータの原理

今回用いたシミュレーション回路は 3 相全波整流器に降圧コンバータを接続したものである。ここでは降圧コンバータの基本動作についての説明をする。

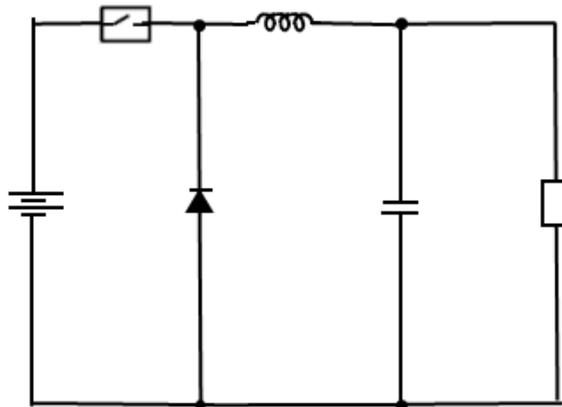


図 1 2 降圧型 DC-DC コンバータ

スイッチング電源の代表例として降圧型スイッチング電源の原理の紹介を行う。降圧型スイッチング電源回路の構成は図 1 4 のようになっている。LC フィルタ (LPF) で平均化する方式で、入力電圧より低い電圧を出力する。以下にスイッチの ON/OFF による降圧スイッチング電源の動作原理を説明する。このスイッチ ON/OFF の比率を Duty といいこの時比率によって出力電圧が決まる。

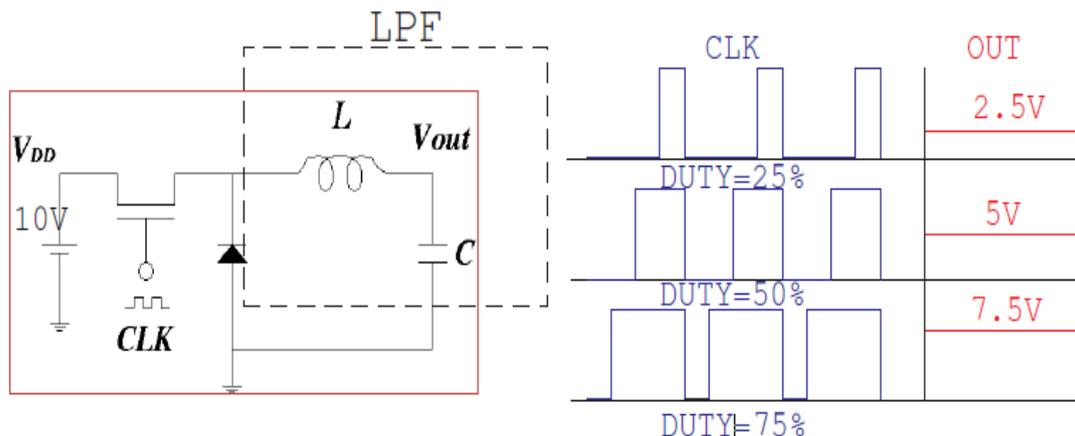


図 1 3 降圧型スイッチング電源回路の動作原理

スイッチング電源には降圧型、昇圧型、負昇降圧型が代表的である。図 1 4 に入力電源VDD, パワーMOS スイッチ, チョークコイル(L), 容量(C), ダイオードから構成された降圧型スイッチング電源を示す。スイッチのオン・オフにより高い入力電圧(VDD) が低い出力電圧(VOUT) に高効率で変換され、またLC はローパスフィルタとして出力電圧を平滑化する。素子が理想的なものとすると、CLK がオンの時(Ton)、オフの時(Toff) にL に流れる電流の変化( $\Delta I_{Lon}$ 、 $\Delta I_{Loff}$ ) はそれぞれ次式のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta I_{Lon} &= \frac{V_{DD} - V_{out}}{L} T_{on} \\ \Delta I_{Loff} &= \frac{V_{out}}{L} T_{off} \end{aligned} \quad (1)$$

定常状態では、Lに流れる電流は連続的に変化するのでこの2つの電流変化量は等しくなり出力電圧は次のようになる。

$$V_{out} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_{DD} \quad (2)$$

この結果、出力電圧は出力電流に依存せず(大電流出力可能)クロック・デューティ  $T_{on} = (T_{on} + T_{off})$ のみで決まる(出力電圧連続可変可能)ことがわかる。しかしながらスイッチング電源ではコイルL が使われているのでスイッチング時のコイルにおける電流微分(LdI/dt)による大きなスイッチングノイズが発生する。このノイズはスイッチングの際に発生する事から、DC 電源であるにもかかわらずそのスペクトラムは特定周波数(クロック周波数の整数倍)にピークを持つ。このスイッチングノイズは接続される電子機器に対し、伝導ノイズ・電磁輻射ノイズとしてEMI の問題を引き起こす。

## 降圧型コンバータ（理想状態の解析）

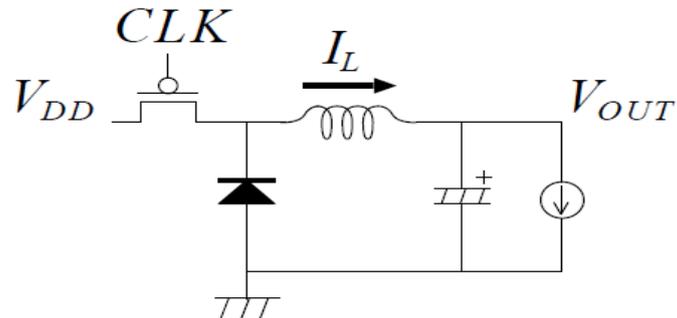


図 1 4 チョップパ型Buck converter  
コイルの両端にかかる電圧を $V_L$ とすると

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3)$$

上式の右边を  $t$  で積分すると

$$I_L = \frac{V_L}{L} \quad (4)$$

i) MOSがONのとき

Lの両端に掛かる電圧 $V_L$ は、式(3) より $V_L = V_{dd} - V_{out}$  なので

$$I_L = \frac{V_{dd} - V_{out}}{L} t \quad (5)$$

ii) MOS が OFF のとき

同様にして $V_L = -V_{out}$ より

$$I_L = -\frac{V_{out}}{L} t \quad (6)$$

ここで、式(5)、式(6) 式は、時間tに関する線形関数より、図式化すると以下となる。

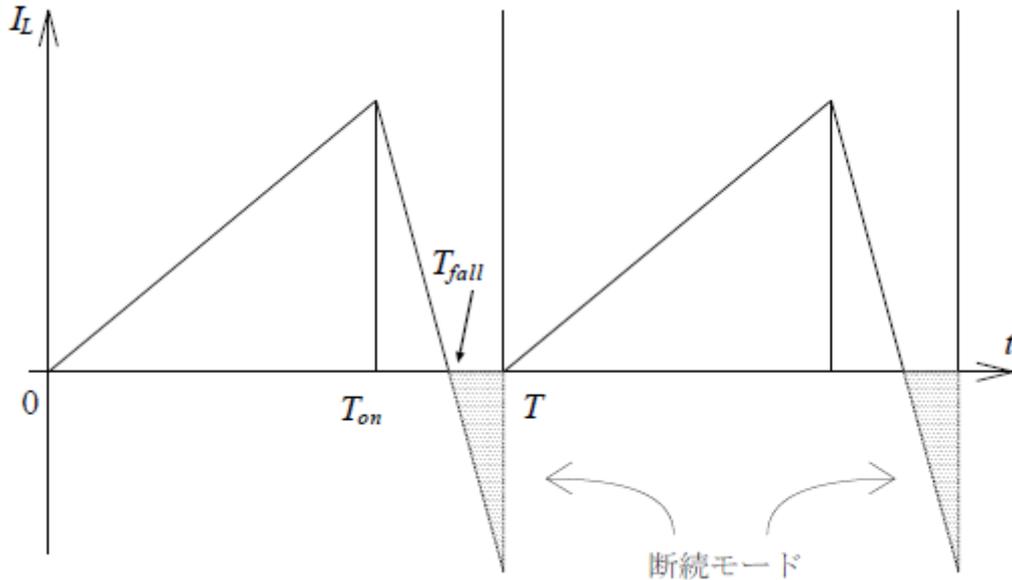


図 1 6 インダクタ電流の遷移状態

ここで、入力電力Pinを考えると

$$P_{in} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T_{on}} \frac{V_{dd}(V_{dd} - V_{out})}{L} t dt + \int_0^{T_{fall}} -\frac{V_{dd}V_{out}}{L} t dt \right\} \quad (7)$$

ここで、インダクタは鎖交磁束不変の原理より

磁束の変化量は等しい $\equiv$ 電流の変化量は等しい

という関係を持つ。これにより0 - $T_{on}$ のIL変量の総和と $T_{on}$  - $T_{fall}$  - $T$ のIL変量の総和は等しいとも言える。

よって、式(5)、式(6) より、

$$\begin{aligned} \int_0^{T_{on}} \frac{V_{dd} - V_{out}}{L} t dt &= \int_{T_{on}}^{T_{fall}} -\frac{V_{out}}{L} t dt + \int_{T_{fall}}^T \frac{V_{out}}{L} t dt \\ \frac{V_{dd} - V_{out}}{2L} T_{on}^2 &= -\frac{V_{out}}{2L} (T_{fall}^2 - T_{on}^2) + \frac{V_{out}}{2L} (T^2 - T_{fall}^2) \\ T_{fall}^2 &= \frac{V_{out}T^2 + 2V_{out}T_{on}^2 - V_{dd}T_{on}^2}{2V_{out}} \end{aligned} \quad (8)$$

式(7), 式(8) より

$$\begin{aligned}
Pin &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{Vdd(Vdd - Vout)}{2L} T_{on}^2 - \frac{VddVout}{2L} T_{fall}^2 \right\} \\
&= \frac{1}{T} \left\{ \frac{Vdd(Vdd - Vout)}{2L} T_{on}^2 - \frac{VddVout}{2L} \frac{VoutT^2 + 2VoutT_{on}^2 - VddT_{on}^2}{2Vout} \right\} \\
&= \frac{T}{2L} \left\{ Vdd(Vdd - Vout) \frac{T_{on}^2}{T^2} - \frac{VddVout - 2VddVout\left(\frac{T_{on}}{T}\right)^2 - Vdd^2\left(\frac{T_{on}}{T}\right)^2}{2} \right\} \\
&= \frac{1}{4Lf} \left\{ 2Vdd^2 Duty^2 - 2VddVout Duty^2 - VddVout + 2VddVout Duty^2 + Vdd^2 Duty^2 \right\} \\
&= \frac{1}{4Lf} (3Vdd^2 Duty^2 - VddVout)
\end{aligned} \tag{9}$$

(9)式のPinが出力電力Pout=VoutIout と等しいから

$$\begin{aligned}
VoutIout &= \frac{1}{4Lf} (3Vdd^2 Duty^2 - VddVout) \\
4LfVoutIout + VddVout &= 3Vdd^2 Duty^2 \\
Vout &= \frac{3Vdd^2}{4LfIout + Vdd} Duty^2
\end{aligned} \tag{10}$$

つまりクロックデューティを変えることで出力電圧を連続可変が可能となる。

### 3-2 単相降圧型 AC-DC コンバータ

降圧型 DC-DC を AC-DC コンバータとして応用したものが単相降圧型 AC-DC コンバータである。その回路図を図 1 7 に示す。その動作原理は図 1 8 のようになる。

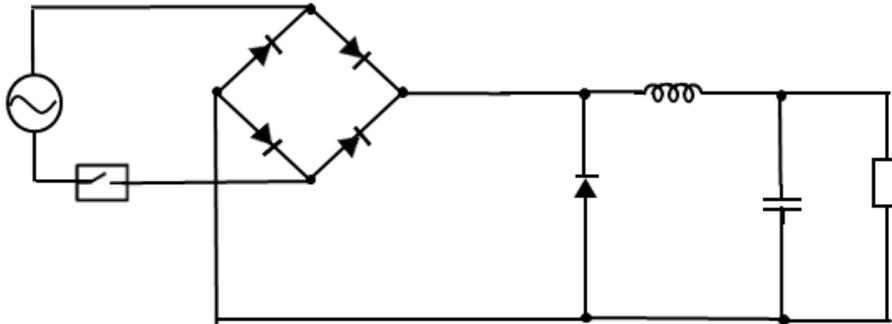


図 1 7 単相降圧型 AC-DC コンバータ

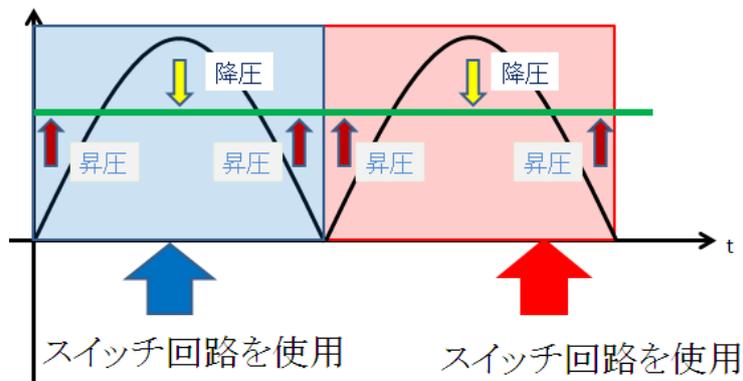


図 1 8 降圧型 AC-DC コンバータの動作原理

今回用いた 3 相 AC-DC コンバータもこの単相降圧型 AC-DC コンバータが基になっている。  
正負の場合の動作について示す。

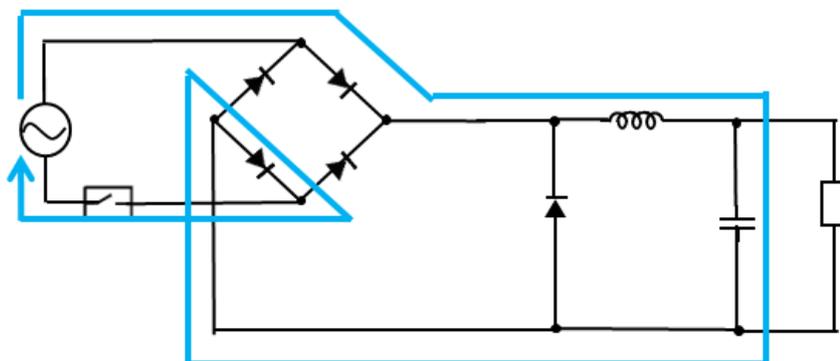


図 1 9 正の半周期動作

正の半周期のときは図 1 9 の青の線のような電流経路となる。

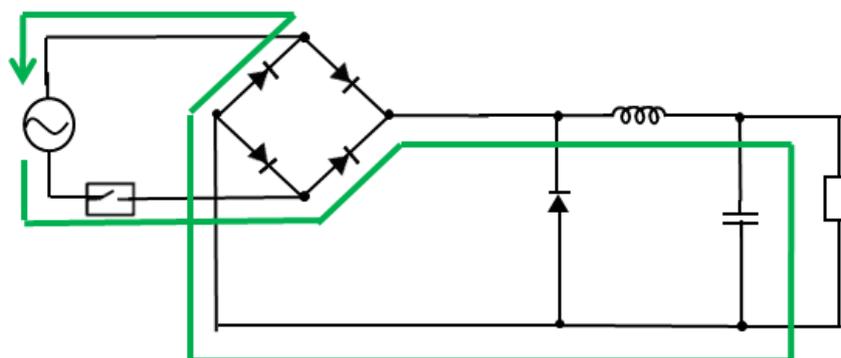


図 2 0 負の半周期動作

負の半周期動作は図 2 0 のようになる。このような降圧型回路構成にした理由は、先に説明した DC-DC コンバータが出力リップルを抑えられるというメリットがあるからである。また回路構成も比較的簡単に構成できるが、AC-DC コンバータに応用した場合のデメリットとして  $V_o < V_i$  の期間は、電圧変換できないという点がある。出力電圧リップルを抑えるためには PFC 回路が必須である。また、もう一つの対策として、谷埋め補正回路がある。その回路図を図 2 1 に示す。



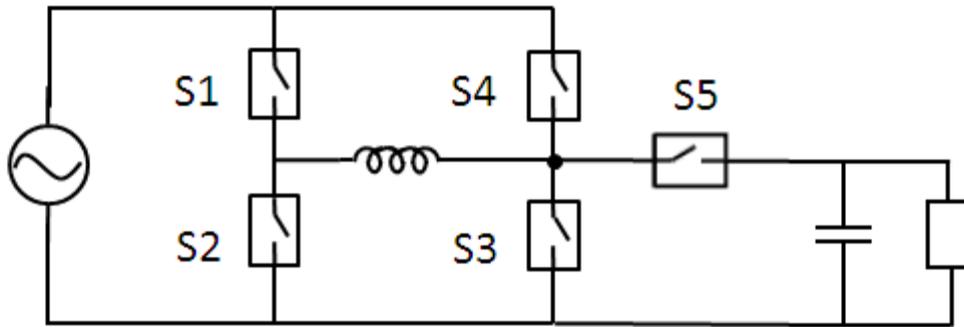


図 2 2 昇降圧型ダイレクト AC-DC 変換器

回路構成はスイッチを5つ使い、間にインダクタを挟んだHブリッジ型構成となっている。

動作原理は入力電圧より高い電圧、低い電圧の双方を出力できる昇降圧コンバータである（図 2 3）。

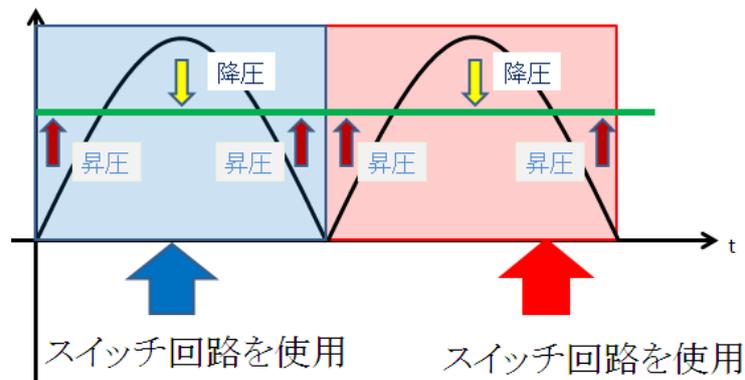


図 2 3 ダイレクト AC-DC 変換器の動作原理

入力の正負の2つの場合について動作の詳細を示す。まず正の半周期では電流は青の線のように流れ、インダクタに充電、放電をする。

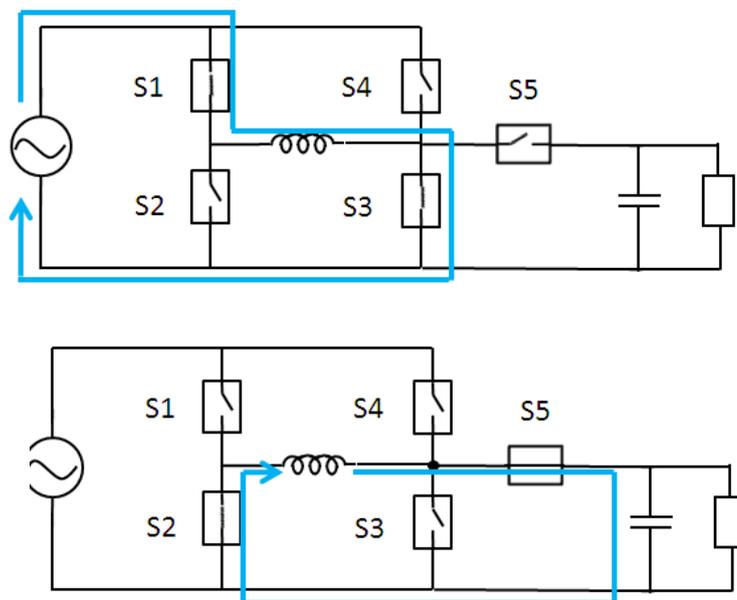


図 2 4 正の半周期の動作

続いて負の半周期でも同様にインダクタにエネルギーを充電、放電をする。

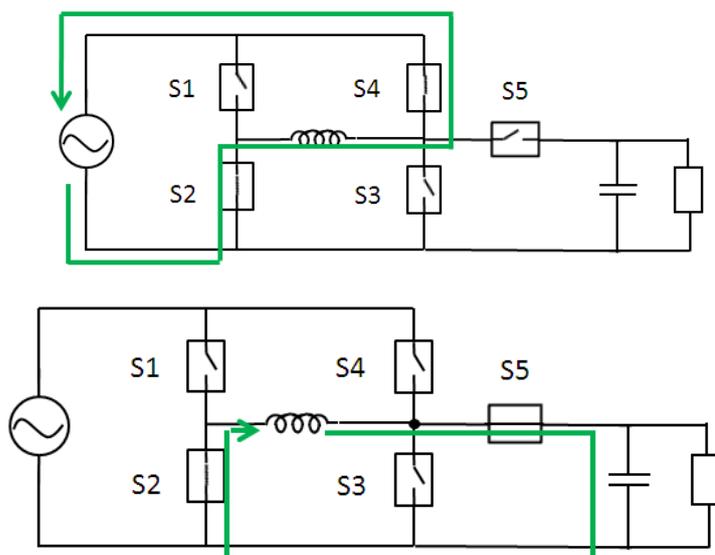


図 2 5 負の半周期の動作

以上の動作で交流を安定した直流にブリッジダイオードなしで平滑することができる。ブリッジダイオードがないこと、さらに1段コンバータによる回路規模が縮小されたことにより高効率化が見込める。

## 5 章

### 5-1 提案型 3 相降圧型 AC-DC 電源 (PFC 付)

今回提案する 3 相降圧型 AC-DC の回路図と各素子のパラメータを図 2 5 表 2 に示す。3 相型入力電源は主に大電力や、モーターを使う産業用機器や、業務用の冷蔵庫、エアコンに使われることが多い。

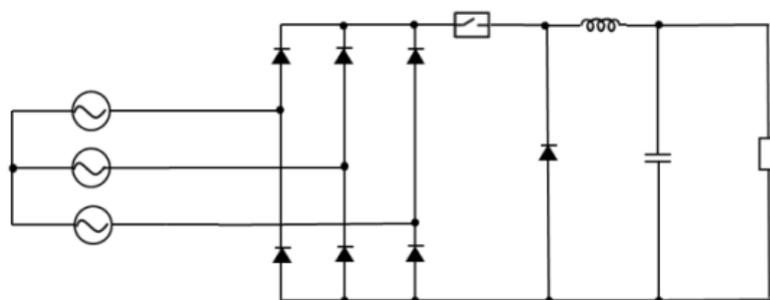


図 2 5 提案型 3 相降圧型 AC-DC 変換器の基本回路

Vin	3 相 200V
Vo	24V
R	47Ω
Iout	0.5A
L	100uH
C	47mF

表 2 各素子のパラメータ

3 相電源では商用電源として 3 相 200V が一般的である。この 3 相 200V から出力 24V を生成することを検討した。また 3 相 AC-DC 電源は先に述べた高調波規制もあり、高い力率が要求されるため、PFC 回路は必須である。制御方法については事項で述べる。

## 5-2 提案回路の PFC 制御方法の検討

3相電源にも2章に述べた高調波規制があり、高い力率が要求されている。ここでは PFC の代表的な制御方法について説明をする。PFC 回路にはインダクタ電流の波形の形状によって制御法が数種類あり、電流不連続モード、電流臨界モード、電流連続モードがある。図24に制御法について示す。

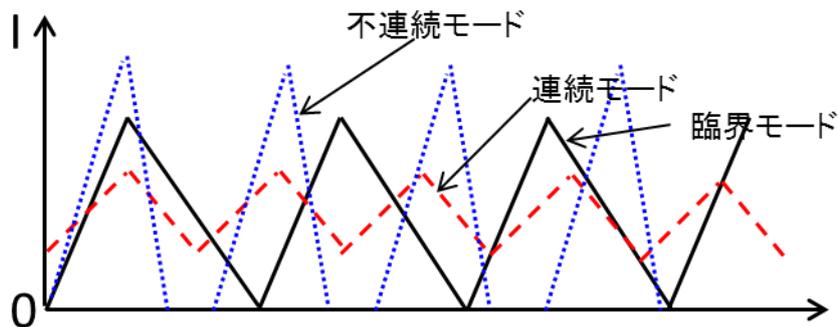


図26 PFC回路の制御方法(上) 表3 各制御法の詳細(下)

モード	略号	出力容量[W]	ノイズ	100V100W当りのインダクタのピーク電流[A]	周波数	主なコンバータ	効率	制御
電流不連続モード	DCM	20~300	○	6	固定	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◎	2.8	負荷に逆比例	昇圧型	△ 擬似共振○	ゼロ電流検出制御
電流連続モード	CCM	200~2000	×	1.6	固定	昇圧型	△	乗算器

単相入力分野では連続モード専用制御 IC が各種市販されるようになり、その結果現在では単相入力の高力率コンバータは「昇圧チョップパ型でリアクトル電流連続モード制御で専用の制御 IC を使用する」、という方法が主流となっている。一方3相入力では連続モード制御の適切な制御 IC がないので、不連続モードにより制御回路の簡略化の検討が盛んに行なわれてきた。3相入力の電源は全て容量が大きいので電流のピーク値が大きくなるのが欠点となる。また、3相入力では高調波電流の抑制が単にガイドラインを満足するだけでなく、高いレベル(例えば高調波含有率5%以下)を求められる場合が多く、通常の不連続モード制御では不十分となってしまう。提案型の回路では臨界モード(BCM)での制御を検討した。従来の不連続モードの部品構成に少量の部品を追加し、BCM制御し高力率を達成することを検討した。次にその全体回路図について示す。

### 5-3 BCM-PFC 制御回路

提案型 3 相降圧型 AC-DC 変換回路の全体回路図について示す (図 2 7)。3 相電源で一般的な不連続モード PFC (図 2 7) と比べて少量の部品追加での制御回路となっていることがわかる。

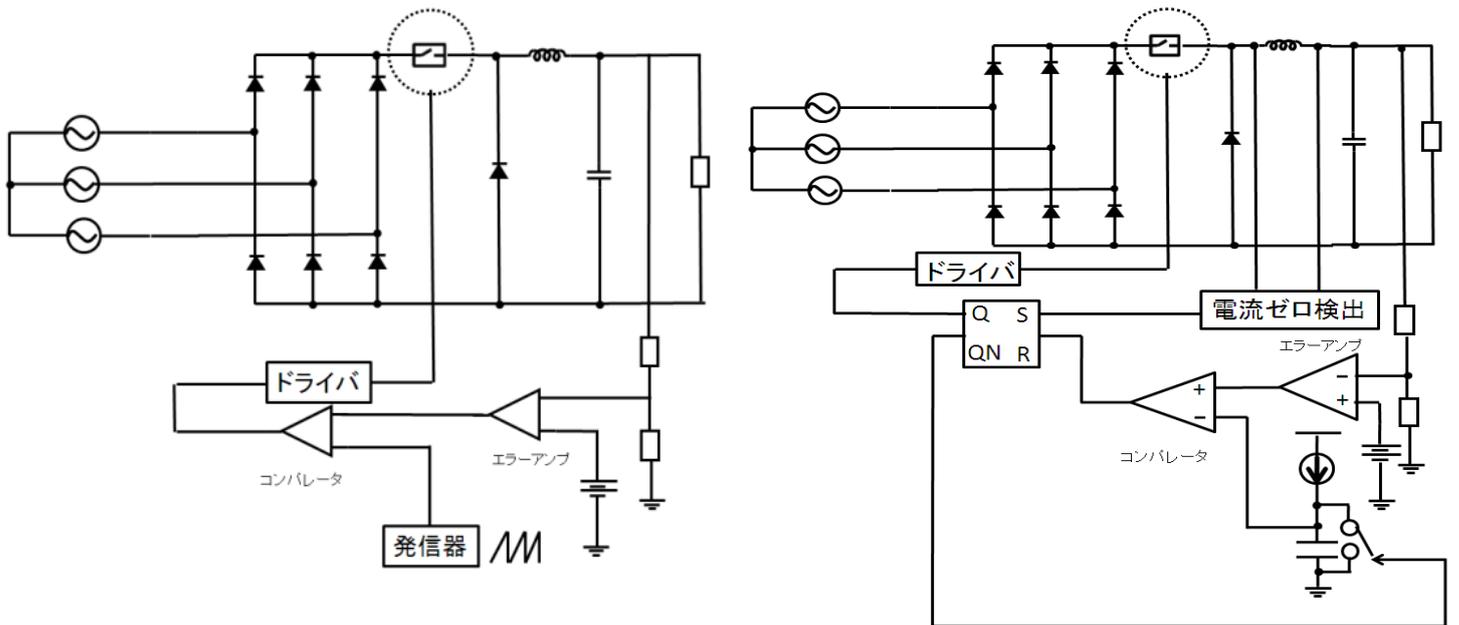


図 2 7 不連続モード PFC (左) と提案型臨界モード (BCM) PFC (右) の回路構成

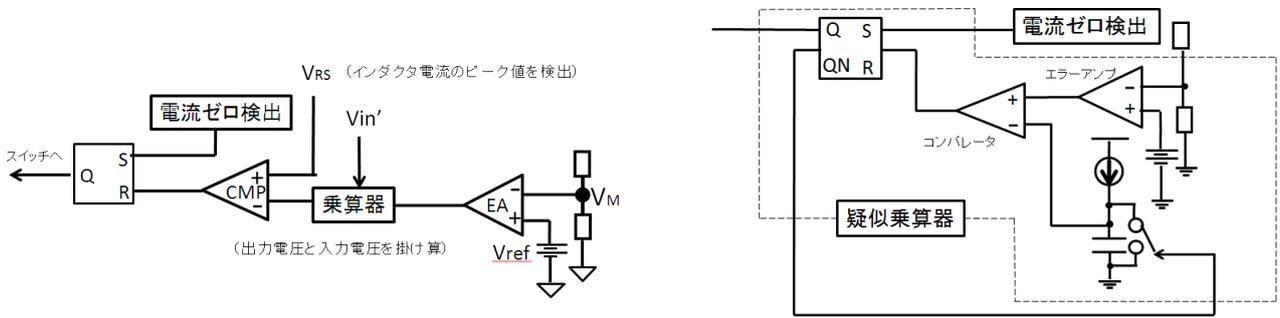


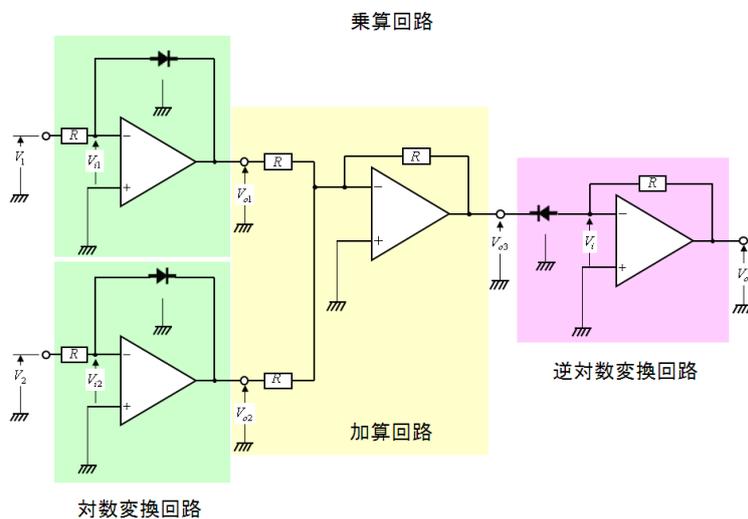
図 2 8 BCM-PFC 回路の制御回路従来型 (左) と提案型 (右)

従来型	提案型
FF (フリップフロップ)	SRFF (SR フリップフロップ)
電流ゼロ検出回路	電流ゼロ検出回路
コンパレータ	コンパレータ
エラーアンプ	エラーアンプ
乗算器	のこぎり波発生装置

表 4 従来型と提案型制御回路の素子構成の比較

従来型と提案型の制御回路を比較すると、素子数はほぼ同じであるが、従来型で使われている一般的な乗算器は回路規模が大きくなってしまい、損失につながってしまう。一般的なアナログ乗算器の回路図を図 2 9 に示す。

図 2 9 アナログ乗算器



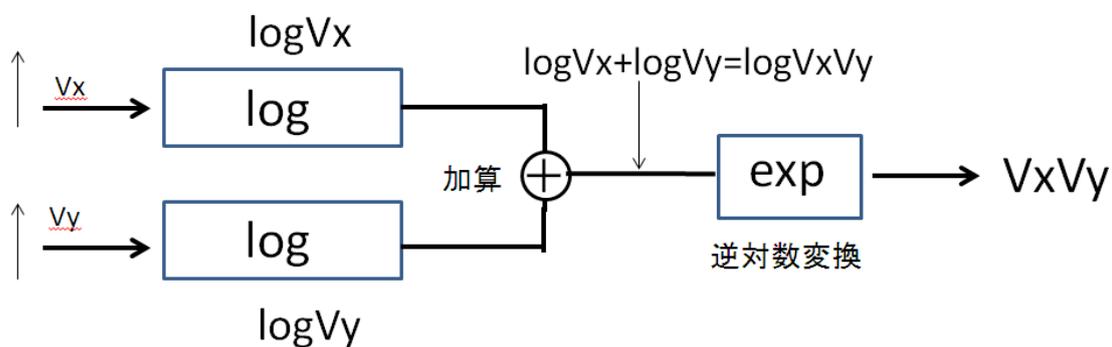


図 3 0 アナログ乗算器の原理

アナログ乗算器はオペアンプを用いた対数変換回路と逆対数変換回路を利用したものである。図 2 9 のように通常のアナログ乗算器は回路規模が大きくなってしまふ。次に今回の提案型の疑似乗算器についての説明をする。

提案型回路に使用されている疑似乗算器の回路図を図 3 1 に示す。

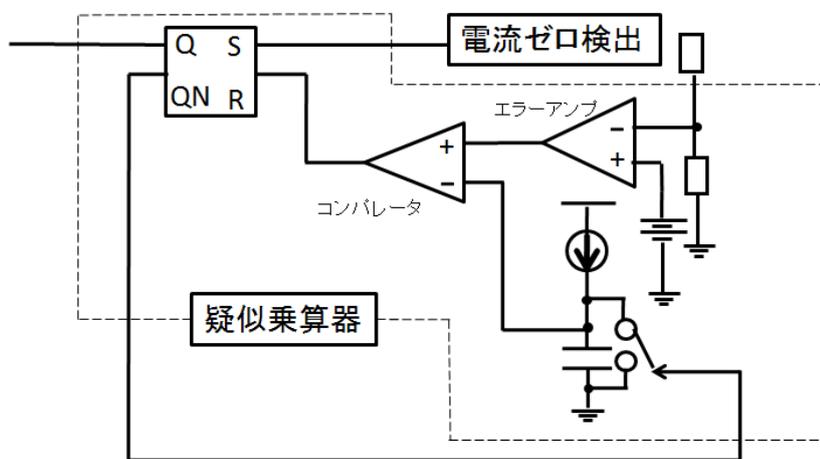


図 3 1 疑似乗算器

まず電流ゼロ検出回路について説明する。BCM-PFC 回路には電流ゼロ点を検出する必要がある。電流ゼロ検出回路の回路図を図 3 2 に示す。

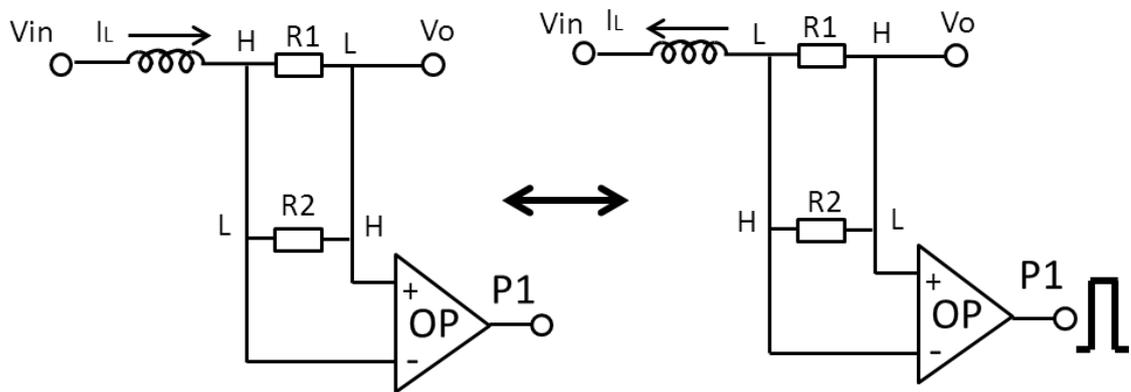
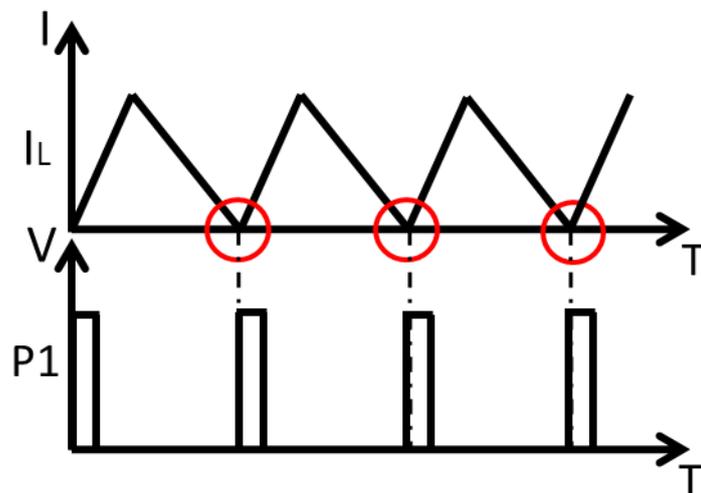


図 3 2 電流ゼロ検出回路

ゼロ電流検出器の回路構成は抵抗とオペアンプとなっている。抵抗R2はR1より、はるかに大きい値となっている。ゼロ電流検出器はインダクタと抵抗を直列につなぐ。動作原理として、インダクタへの充電時、抵抗はVin側の電圧が高い。インダクタが放電時R1の出力側



が高くなりそこを検出しオペアンプ(OP)で出力するという動作になっている。正確には電流が少し負になった所を検出している。動作波形を図 3 2 に示す。

図 3 3 電流ゼロ検出回路の動作波形

制御回路でスイッチが使われている部分はこのこぎり波発生装置である（図34の○で囲われた部分）。スイッチがオフになると電流源より電流が流れ、傾きを持ったコンデンサ電圧を生じる。このこのこぎり波状の波形を疑似乗算器に利用している。このこぎり波発生装置の動作波形を図に示す。

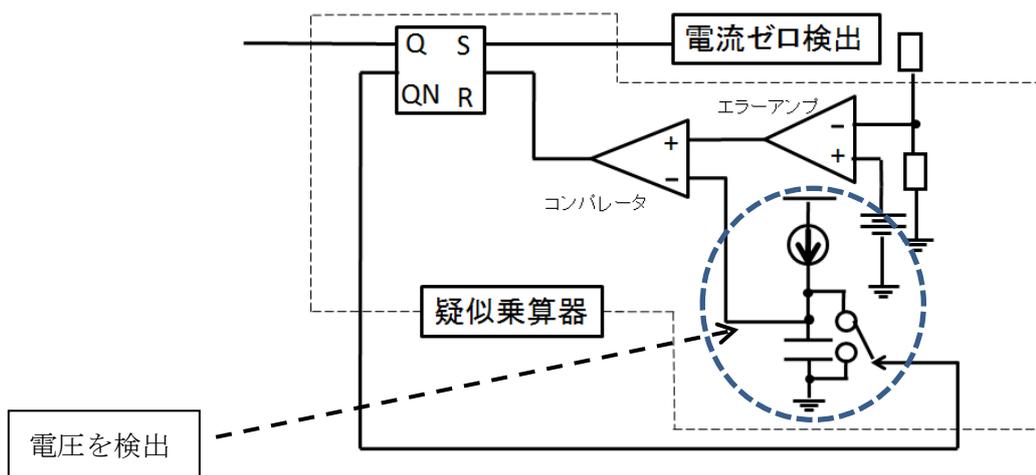


図34 このこぎり波発生装置

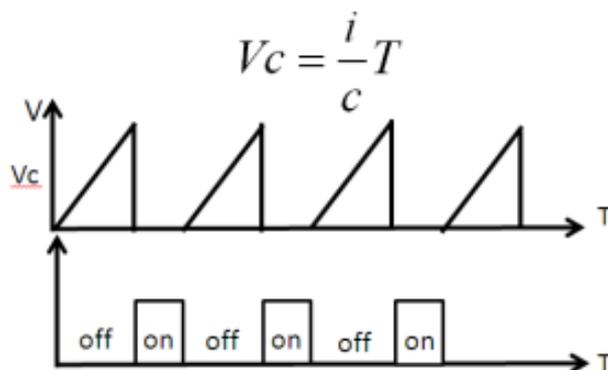


図35 このこぎり波発生回路の動作波形

基本回路のスイッチ動作を含めた全体動作は図3.6のようになる

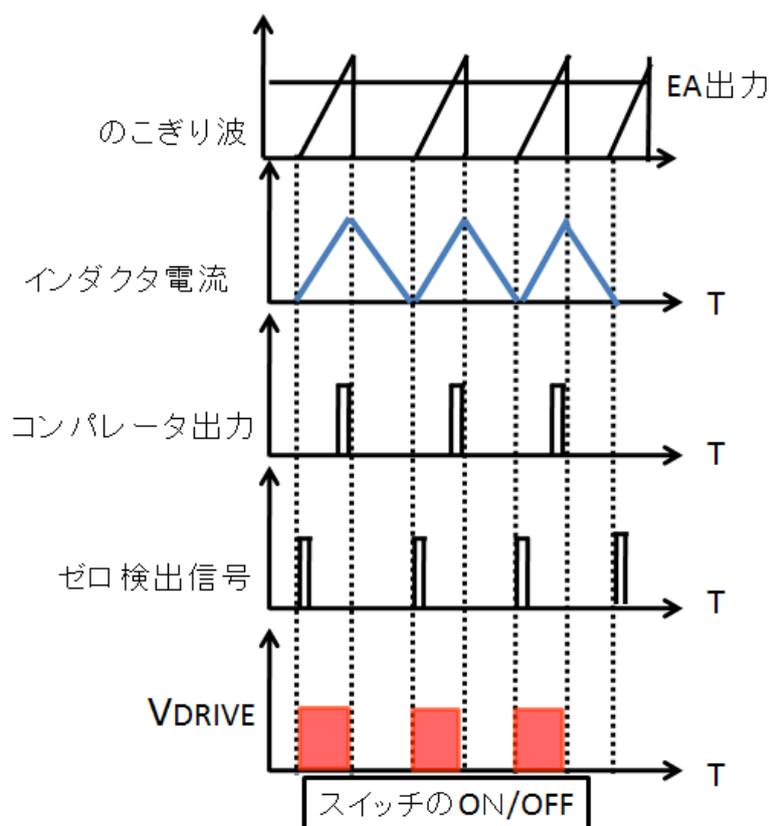


図3.6 全体動作波形

- (1) AC-DC 変換回路のスイッチがオンすることでインダクタ電流に充電が始まり出力が上昇する。
- (2) エラーアンプの出力（設定電圧との差）とのこぎり波をコンパレータで比較する。比較した差を SRFF に出力する。
- (3) SRFF からの出力でスイッチはオフになり、インダクタ電流が下がり始める。
- (4) インダクタ電流が0になったところを電流ゼロ検出回路で検出し、SRFF に信号を出力する。
- (5) インダクタ電流が上昇すると共に出力電圧が上昇を始めてエラーアンプで基準電圧との差を検出し出力する。

以上の動作を繰り返す。またインダクタ電流の大きさは下記の式のようになり、疑似乗算器を用いることで、エラーアンプの出力をほぼ一定とすると、のこぎり波生成器の生成電圧はほぼ一定の時間でエラーアンプの出力よりも大きくなる。つまり一定時間で動作する。オン時間が一定であるためインダクタ電流の傾きは入力電圧の大きさにより変化するので入力が交流の際にインダクタ電流は時間ごとのピーク値が変化していく。結果としてインダクタ電流は動作するAC-DC変換回路のSWが動作すると、インダクタ電流の動作が充電時は入力の大きさに比例し変化するので、SWのオン時間がのこぎり波とエラーアンプの比較によりほぼ一定となりインダクタ電流は正弦波状に近づきインダクタ電流を制御したことで入力電流も正弦波状になる。

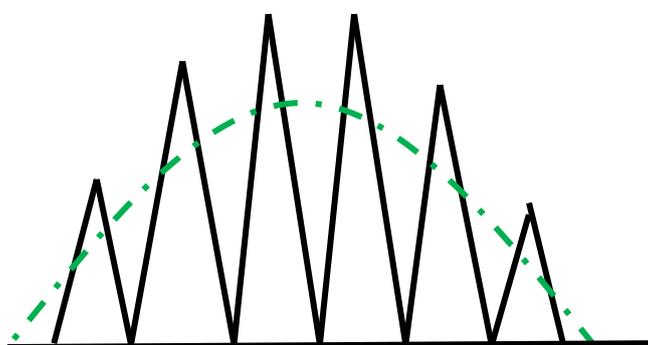


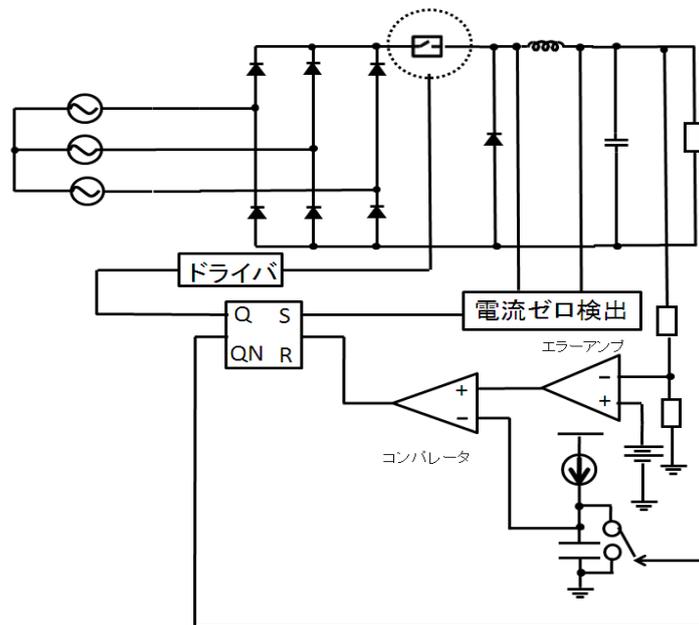
図 3 7 BCM-PFC インダクタ電流波形

$$I_L = \frac{V_i}{L} T_{on}$$

# 6 章

## 6-1 シミュレーションによる検討

提案型回路の各素子パラメータを表に示す。



Vin	3相 200V
Vo	24V
R	47Ω
Iout	0.5A
L	100uH
C	47mF

表5 各素子パラメータ

出力電圧波形を図 3 8 に示す。設定電圧は 2.4V にした。リップルは 0.007V となっており、安定した直流を生成できていることがわかる。

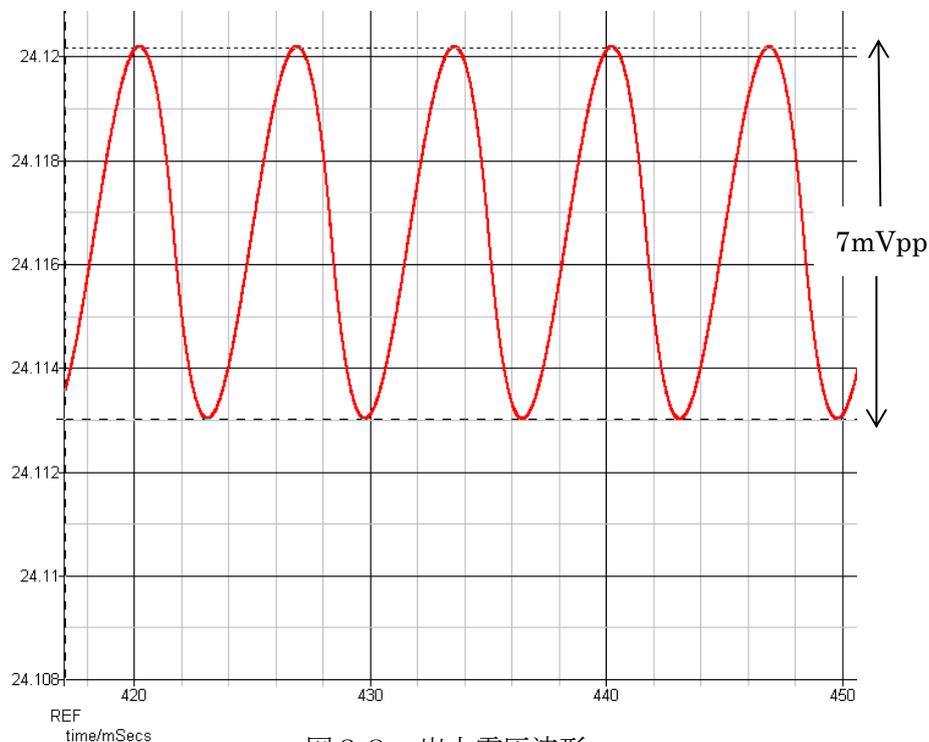


図 3 8 出力電圧波形

続いてインダクタ波形を図 に示す。インダクタ電流波形とインダクタ電流の波形の拡大図をそれぞれ図 3 9、図 4 0 に示す。BCM-PFC のインダクタ電流はのこぎり状の三角波が繋がった波形になるが、理論通りの波形になっていることがわかる。

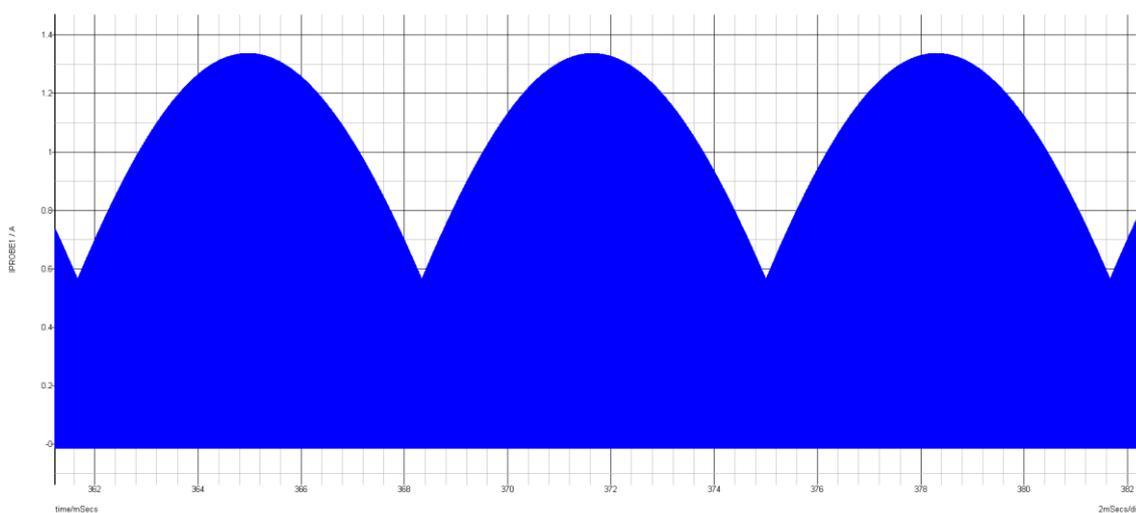


図 3 9 インダクタ電流波形 (BCM-PFC)

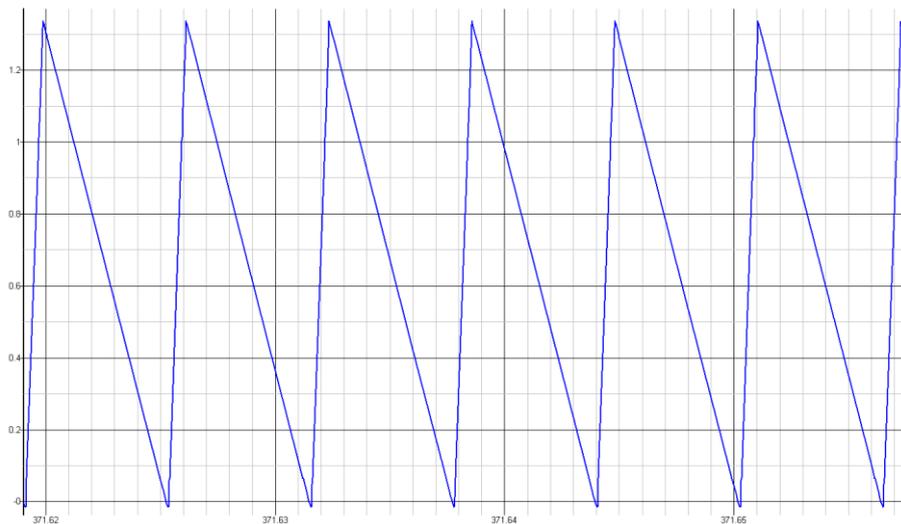


図 4 0 インダクタ電流拡大図

入力電流の波形を図 4 1 に示す。この波形はインダクタ電流の平均値をとったものである。今回は比較しやすくするため、整流後の入力電圧の波形と比較した。波形はひずみのない入力電圧と同じような波形となっている。

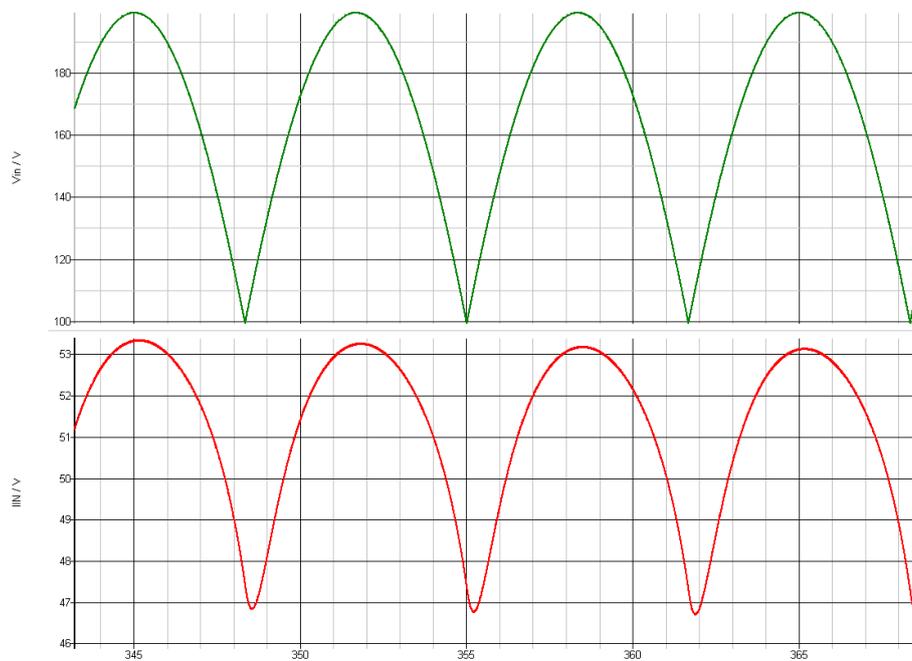


図 4 1 入力電圧波形（上）と入力電流波形（下）

続けて疑似乗算器波形のシミュレーション結果を図4 2に示す。先程示したタイミングチャートが実現できていることがわかる。

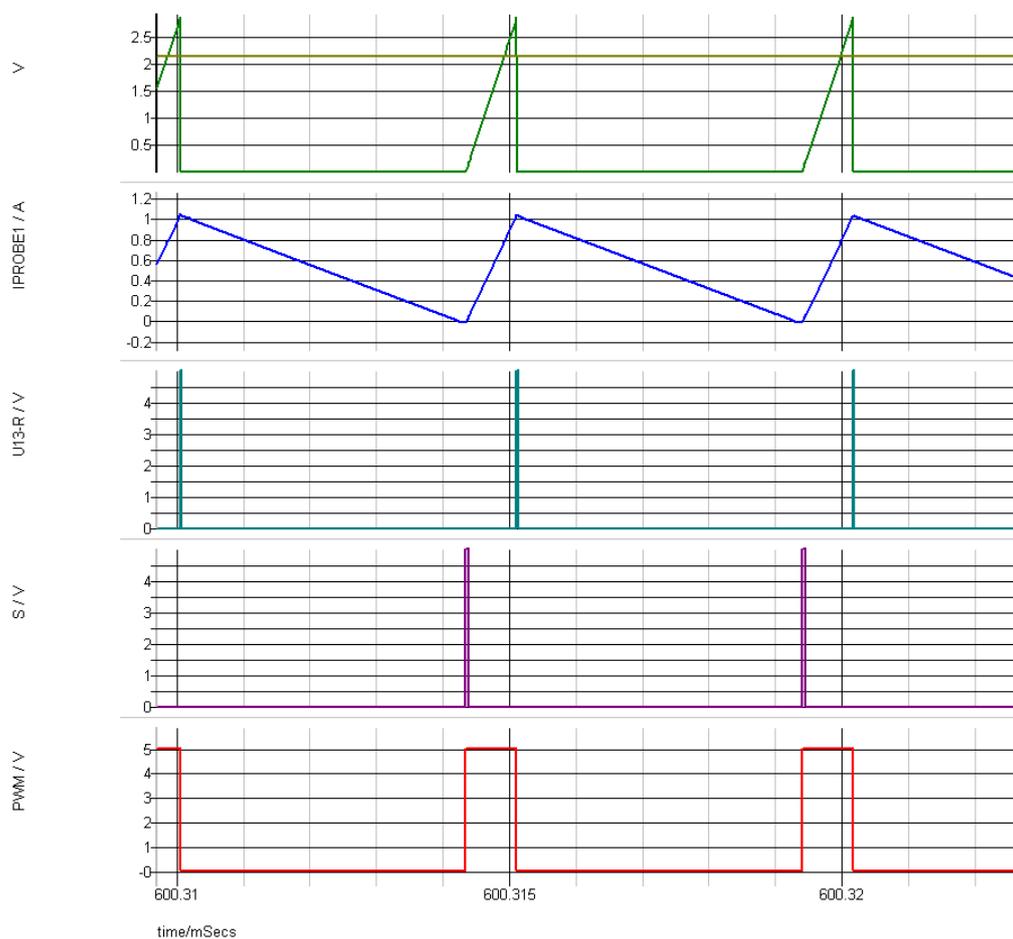


図4 2 疑似乗算波形

この整流後の波形を利用して力率の算出をした。まずそれぞれの  $V_{in} \cdot V_{in}$ ,  $I_{in} \cdot I_{in}$ ,  $V_{in} \cdot I_{in}$  の波形をそれぞれシミュレーションで出力させた。その波形を図 4 1 に示す。

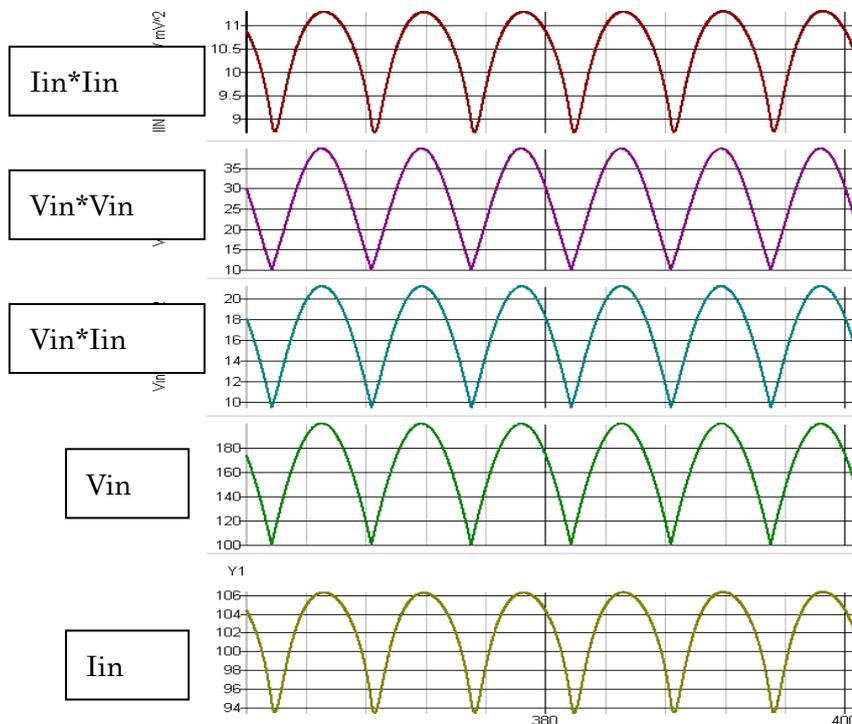


図 4 3  $V_{in} \cdot I_{in}$   $V_{in} \cdot V_{in}$   $I_{in} \cdot I_{in}$  波形

それぞれの波形を使い、力率の計算

$$\frac{|V \cdot I|_{rms}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\int V_{in} \cdot I_{in} dt / T}{\sqrt{\int V_{in}^2 dt / T} \cdot \sqrt{\int I_{in}^2 dt / T}}$$

より、各波形の積分値（＝波形の面積）で力率が算出できると考えた。計算をした結果、今回の提案回路は力率が 98.8% であることがわかった。

続いて負荷応答特性について図4-2に示す。出力電流を0.5A、0.25Aと切り替えた時の出力リップルは37mVppとなった。一般的に出力の負荷応答オフセットは設定電圧の0.1%程度が理想とされており、今回は若干高めに出ているが許容範囲であると判断した。

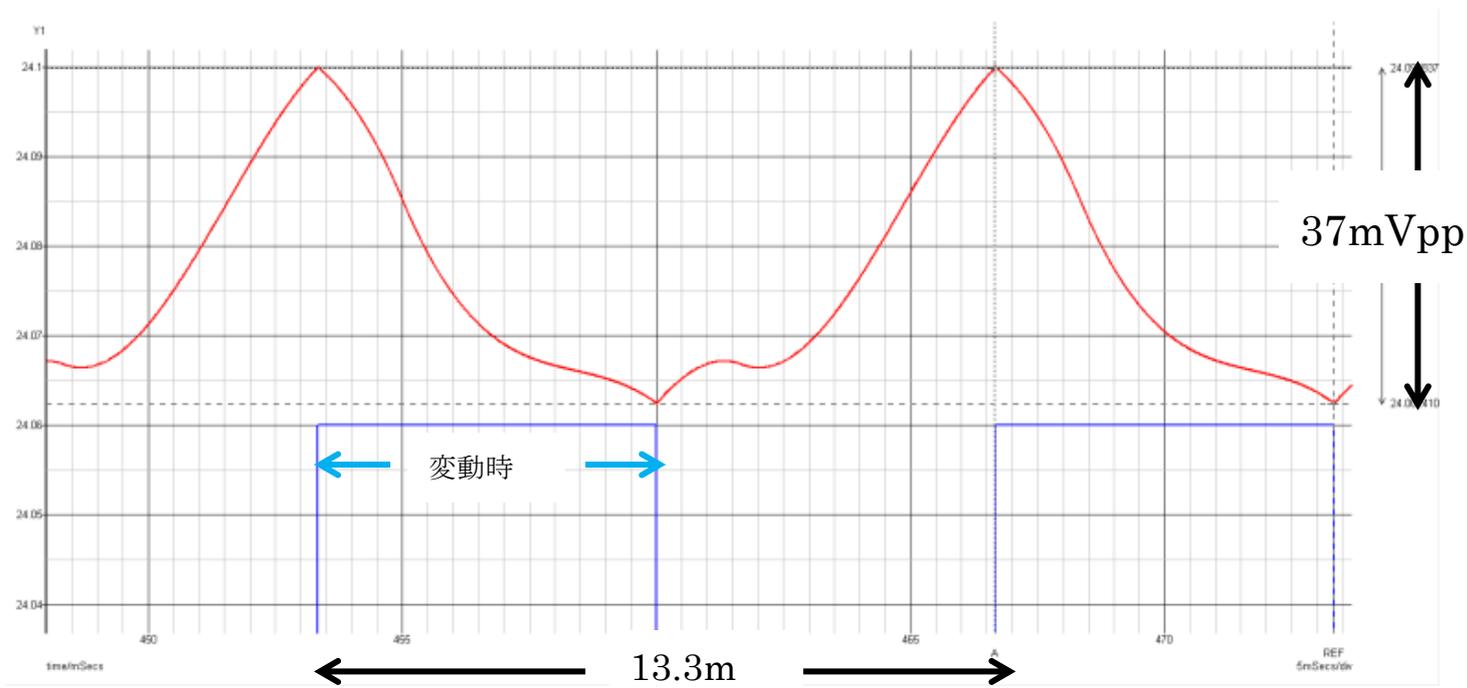


図4-4 負荷応答特性

続いてインダクタ電流の負荷応答特性について示す。負荷変動前と負荷変動後でインダクタ電流に変化はなく、BCMを維持できていることがわかる。

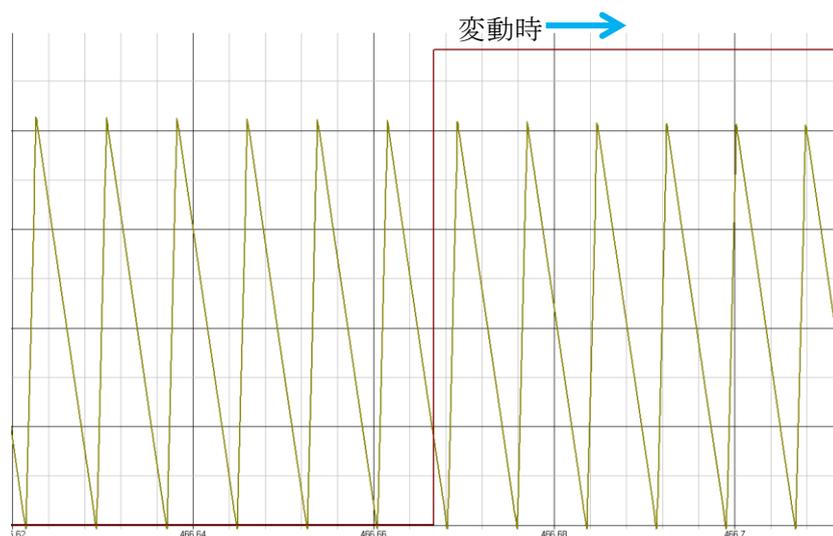


図4-5 負荷応答特性 (インダクタ電流)

## 6-2 まとめ

今回は単相電源と同様、厳しい高調波規制がある3相入力電源での高力率制御方法と、整流から直接安定した直流を作り出すAC-DC変換器の検討を行った。これまで3相電源で多く検討されてきた不連続モードではなく、臨界モード(BCM)回路構成を、不連続モードに近い素子構成で検討し、シミュレーションの確認を行った結果、98.8%の高力率を達成し、整流後の直流もリップルは設定電圧の0.1%以下である0.007Vと安定した直流を作り出すことができた。

3相電源は近年LED照明(業務用)の電源として使用される機会が増えている。LED照明は高調波規格のなかでも厳しい規制がされており、提案型の高力率で、低電圧を出力できる電源は可能性があるといえるであろう。

## 参考文献

- [1]. Y. Kobori, L. Xing, H. Gao, M. Onozawa, S. Wu, S. N. Mohyar, Z. Nosker, H. Kobayashi, No. Takai, K. Niitsu, "Non-Isolated Direct AC-DC Converter Design with BCM-PFC Circuit," International Conference on Power Engineering. Bali, Indonesia (Oct. 2012).
- [2] 村上和貴、小堀康功 他「PFC回路とAC-DC変換器」  
ETG-11-12, 第2回 電気学会栃木・群馬支所研究会、桐生(2012年2月)
- [3].原田耕介、二宮保、顧文健、“スイッチングコンバータの基礎”
- [4]. CQ出版社 “グリーンエレクトロニクス No.3”
- [5]. 佐藤守男 “スイッチング電源設計入門 “

## 学会発表

### 学会発表

- [1]. 3相AC-DC変換回路とPFC回路の高性能化の検討  
小野澤昌徳、小堀康功、村上和貴、ケイ林、高虹、小林春夫、高井伸和  
(群馬大学)  
小田口貴弘 山口哲二 上田公大 (AKM テクノロジ) 松田順一 (旭化成パワーデバイス)  
電気学会栃木・群馬支所主催 研究発表会(2013年2月28日、3月1日)

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、指導教員であり副査をやって頂いた小林先生には普段からご心配をかけると同時に、私を最後まで見捨てず指導していただき本当に感謝しております。ありがとうございました。また主査の高井先生、副査の橋本先生にも感謝を申し上げます。

また普段から遠方の栃木よりわざわざ群馬大学までお越しいただき、電源の研究の面倒を見て頂いた小堀先生にも本当に感謝を申し上げます。小堀先生がいなかったら私は卒業できなかったと思っております。本当にありがとうございました。

さらに普段から一緒に研究をしてくださった村上和貴氏、ケイ林氏、高虹氏、長島辰徳氏、田中駿祐氏にも心から感謝を申し上げます。