

PFC 回路

概要

力率改善回路すなわち PFC (Power Factor Correction) 回路は、力率を 1.0 に近づける、あるいは高調波成分を少なくするために用いられます。このアプリケーションノートでは、PFC 回路の基本回路、動作などについて説明します。PFC 回路は、リアクトルを利用するパッシブ方式 (あるいはスタティック方式) とスイッチングデバイスを使用して高周波で動作するアクティブ方式 (あるいはスイッチング方式) および適用事例は限定されますが商用周波数の各サイクルで数回程度オン・オフする部分スイッチング方式があります。特にスイッチング方式は、電源の小型・高効率化要求に伴いインターリーブ、ブリッジレス PFC などその回路方式も進化してきています。

目次

概要	1
目次	2
1. PFC および力率とは	4
1.1. 負荷の違いにおける力率	4
1.2. コンデンサー入力型回路における力率低下要因	5
2. 力率改善回路（PFC 回路）	6
2.1. パッシブ方式	6
2.2. 部分スイッチング方式	7
2.3. アクティブ方式	8
2.4. スwitching方式の通電モード	9
2.4.1. 連続通電モード CCM (Continuous Conduction Mode)	9
2.4.2. 臨界通電モード CRM (Critical Conduction Mode)	9
2.4.3. 不連続通電モード DCM (Discontinuous Conduction Mode)	10
2.5. スwitching方式における PFC 動作モード比較	11
2.6. MOSFET のスswitching損失	11
3. PFC 各種応用回路	12
3.1. 並列接続運転の PFC	12
3.2. インターリーブ PFC	12
3.3. ブリッジレス PFC	13
3.4. その他の回路例	14
3.5. ブリッジレス PFC 改善回路	15
4. 補足	16
製品取り扱い上のお願い	18

目次

図 1.1 純抵抗負荷の電源電圧と負荷電流	5
図 1.2 容量性負荷の電源電圧と負荷電流	5
図 1.3 コンデンサ入力型回路例	5
図 2.1 パッシブ方式の PFC 回路例	6
図 2.2 パッシブ方式の入力電流波形例	6
図 2.3 部分スイッチング方式 PFC 回路	7
図 2.4 部分スイッチング方式 PFC 回路電流波形	7
図 2.5 アクティブ方式 PFC 基本回路と電流経路	8
図 2.6 CCM 制御時の代表的各部波形	8
図 2.7 連続通電モード CCM PFC 回路の波形	9
図 2.8 臨界通電モード CRM PFC 回路の波形	9
図 2.9 不連続通電モード DCM PFC 回路の波形	10
図 2.10 PFC 基本回路	11
図 2.11 CCM PFC 回路の動作波形	11
図 3.1 並列運転による PFC 回路例	12
図 3.2 インターリーブ PFC 回路と動作	13
図 3.3 インターリーブ PFC 波形	13
図 3.4 ブリッジレス PFC 回路と動作	14
図 3.5 トーテムポール接続の PFC 回路および動作例	14
図 3.6 ブリッジレス PFC ノイズ改善回路	15
図 3.7 ブリッジレス PFC 改善回路	15
図 4.1 有効電力と無効電力	16
図 4.2 CCM 波形	17
図 4.3 DCM 波形	17

表目次

表 2.1 各電流モード比較	11
表 3.1 半サイクル毎の通電素子比較	13

1. PFC および力率とは

多くの電子回路は、直流動作をするために、その電源入力部にコンデンサーが挿入されています。このコンデンサーにより正弦波である交流電源電圧と通電電流の位相ずれが生じ、力率（Power Factor：PF）が低下します。力率改善（Power Factor Correction、以下 PFC と略す）回路は、この低下した力率（補足 1.）を 1 に近づけるなど、通電電流の高調波成分を低減し基調波の正弦波に近づけるための回路です。

力率とは実際に供給される電力（これを皮相電力、本報告書では“ P_{apr} ”とします）に対して有効に使われる電力（これを有効電力、本報告書では“ P_{act} ”とします）の割合を表す数値です。誘導性負荷あるいは容量性負荷では、電圧に対してその負荷電流位相が遅延あるいは進行することにより無効電力（本報告書では“ P_{rea} ”とします）成分が増加することがあります。多くの電子機器がこの状態で使用されることにより高調波電流成分（補足 2.）の発生、電力の送配電設備を損傷させるなどの問題が発生する可能性があります。

力率 PF は、有効電力／皮相電力で表され、交流電力の電圧と電流の位相差を φ とすると、 $PF = \cos\varphi$ で表されます。また、電流の波形が正弦波から逸脱すると、力率は 1 から遠ざかります。力率を 1 に近づけることは、同時に高調波電流を低く抑えることを意味します。

1.1. 負荷の違いにおける力率

1) 抵抗負荷の場合

純抵抗負荷の場合、図 1.1 に示すように電源電圧と負荷電流が同位相（ $\varphi = 0$ ）となりますので $\cos\varphi$ は 1 となります。したがって、力率 $PF = 1.0$ となります。

有効電力 P_{act} は

$$\begin{aligned} P_{act} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_M \sin\theta \times V_M \sin\theta d\theta \\ &= \frac{1}{2} I_M \times V_M = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \times \frac{V_M}{\sqrt{2}} = I_{rms} \times V_{rms} \end{aligned}$$

皮相電力 P_{apr} は

$$P_{apr} = I_{rms} \times V_{rms}$$

したがって、力率 $PF = P_{act}/P_{apr} = 1.0$ となります。

2) 容量性・誘導性負荷の場合

図 1.2 のように電流と電圧の位相が φ 分ずれることとなります。この場合の有効電力 P_{act} は

$$\begin{aligned} P_{act} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_M \sin(\theta + \varphi) \times V_M \sin\theta d\theta \\ &= I_{rms} \times V_{rms} \times \cos\varphi \end{aligned}$$

皮相電力 P_{apr} は

$$P_{apr} = I_{rms} \times V_{rms}$$

したがって、力率 $PF = P_{act}/P_{apr} = \cos\varphi$ となります。

3) 純容量、リアクタンスの場合

φ が $(\pi/2)$ あるいは $(-\pi/2)$ となりますので $PF = 0$ となります。

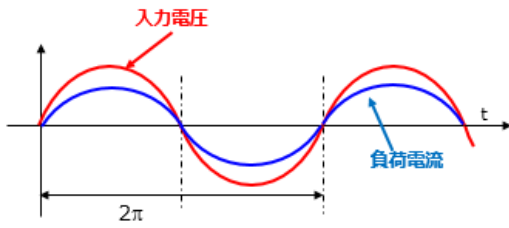


図 1.1 純抵抗負荷の電源電圧と負荷電流

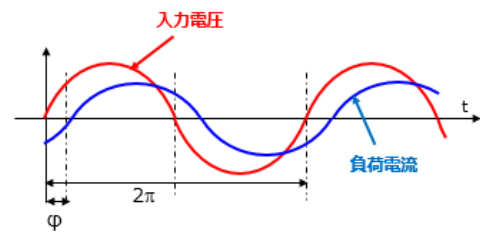


図 1.2 容量性負荷の電源電圧と負荷電流

1.2. コンデンサー入力型回路における力率低下要因

コンデンサー入力型回路では、コンデンサーへの充電電流が正弦波電流から逸脱していくことにより高調波電流が発生します。図 1.3 上段部に示される回路では、商用電源の入力交流電圧は整流回路（ダイオードブリッジ）を通過して入力平滑コンデンサー C に印加されます。その結果、AC 入力電圧が入力平滑コンデンサー C の充電電圧より高いときのみ電流 I は流れることとなります。そのときの入力電流の波形例を同図下部に示しますが、正弦波から大きく逸脱しており、多くの高調波成分を含み力率 PF も 1.0 より大きく低下することとなります。高調波成分を低く抑えかつ力率 PF を 1.0 に近づけるために入力電流の波形を正弦波に近づける回路として **PFC 回路** があります。

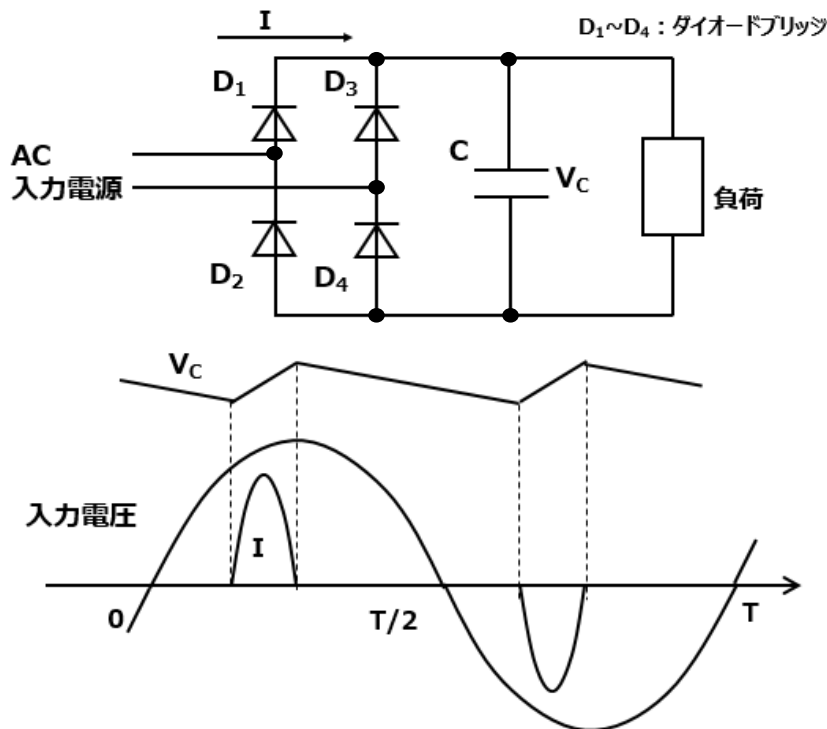


図 1.3 コンデンサー入力型回路例

2. 力率改善回路（PFC 回路）

PFC 回路は、大別するとパッシブ方式（あるいはスタティック方式）、部分スイッチング方式、アクティブ方式（スイッチング方式）があります。パッシブ方式は、電源に直列にリアクトルを挿入するもので、リアクトルが大きくなることもあり小容量の電源回路に使用されています。部分スイッチング方式は、AC100V 入力のインバータータイプのエアコンディショナーを中心とした家電製品用電源部に倍電圧整流回路とともに併用される事例が多いようです。高効率かつ小型化が要求されるスイッチング電源では、スイッチングデバイスとして MOSFET を用いたアクティブ方式が一般的で、昇圧チョッパー方式を基本回路として電源容量に応じて PFC 用スイッチングデバイスの並列運転やインターリーブ方式、さらなる高効率化を追求したブリッジレス PFC などが活用されています。またスイッチング用リアクトルへの電流を連続して通電する CCM (Continuous Conduction Mode)、電流がゼロのときスイッチングデバイスをターンオンする臨界通電モードの CRM (Critical Conduction Mode)、通電電流がいったん途切れる不連続通電モードの DCM (Discontinuous Conduction Mode) の 3 種類があり、各モードによって制御方法も変わってきます。

2.1. パッシブ方式

図 2.1 に倍電圧整流回路を含むパッシブ方式 PFC 回路例を、図 2.2 に入力電流波形例を示します。リアクトル L により力率改善が図られ、ダイオードおよび平滑用のコンデンサーで交流を直流化しています。商用周波（50Hz/60Hz）での動作となりますので、大きなリアクトルやコンデンサーが必要であり、小容量の電源で採用される傾向にあります。

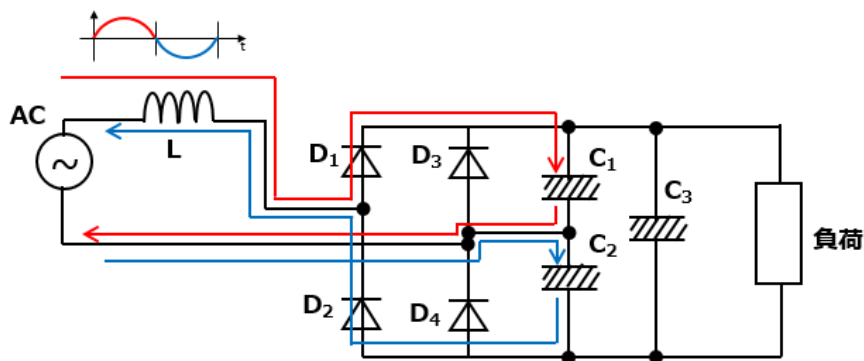


図 2.1 パッシブ方式の PFC 回路例

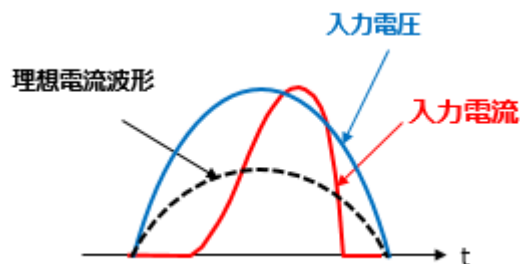


図 2.2 パッシブ方式の入力電流波形例

(ご参考)

図 2.1 は、全波倍電圧整流回路で AC100V 入力のインバーター型エアコンディショナーを中心に使用されています。交流電源から力率改善用リアクトルを介して全波倍電圧整流を行っています。さらに、倍電圧用コンデンサー C₁ および C₂ を充電します。またコンデンサー C₁ および C₂ を保護するための保護用ダイオード D₃ および D₄ がそれぞれ並列に接続されています。

2.2. 部分スイッチング方式

スイッチング素子を備えた PFC 回路で、半サイクル期間に数回スイッチング動作を行います。パッシブ方式で電流の流れない期間に、部分スイッチングでは、スイッチング素子をオンして、リアクトルに電流を流すことで入力電流の通電区間が広がり力率を改善することができます。また、リアクトルにエネルギーを蓄積できるため昇圧機能も有しており、出力電圧を変化させることが可能になります。またスイッチング回数が商用周波数の半周期につき数回のスイッチング動作でありスイッチング損失も非常に小さく設計できます。図 2.3 に回路図、図 2.4 に入力電流波形例を示します。

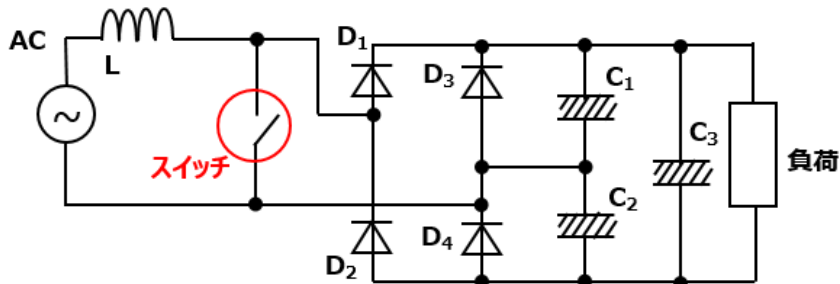


図 2.3 部分スイッチング方式 PFC 回路

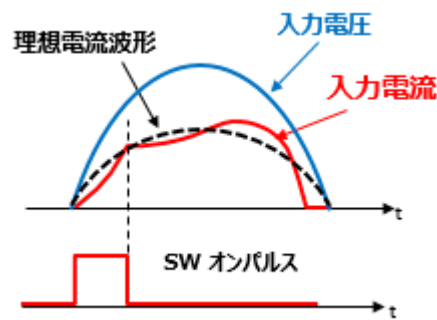


図 2.4 部分スイッチング方式 PFC 回路電流波形

2.4. スイッチング方式の通電モード

2.4.1. 連続通電モード CCM (Continuous Conduction Mode)

図2.7に連続通電モードにおけるスイッチングPFC回路の波形例を示します。連続通電モードはリアクトルLに連続的に電流を流すため、Lの電流がゼロにならないうちにMOSFETをターンオンさせます。一般的には固定周波数で動き入力電流が正弦波になるように制御します。この方式は、他の2つのモード（CRM、DCM）に比べMOSFETに流れる電流のリプルを小さく設計できる反面、MOSFETがターンオンする際に出カダイオードに電流が流れているため、このダイオードの逆回復電流がリアクトルLの負荷電流に重畳されMOSFETのターンオン損失を大きくします。低損失を実現し効率を高めるには、逆回復時間の小さい高速ダイオードを使う必要があり、特に高効率を求める電源ではSiC SBDが多く使用されるようになって来ています。

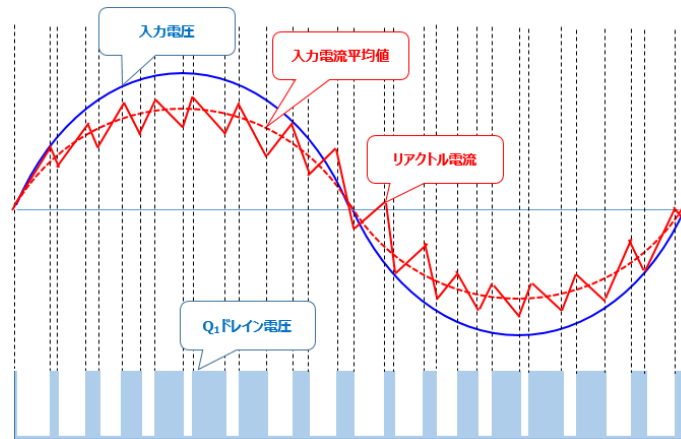


図 2.7 連続通電モード CCM PFC 回路の波形

2.4.2. 臨界通電モード CRM (Critical Conduction Mode)

図2.8に臨界モードによるPFC回路の電流波形を示します。リアクトルLの電流がゼロになった時点でMOSFETがオンします。動作時の瞬時の入力電圧を V_{AC} とすると、そのときのピーク電流は $i_p = V_{AC} \cdot t/L$ で決まります。入力電圧は $V_{in} = \sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin\omega t$ ですので、それに比例して i_p も正弦波になります。入力電流の平均値 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。出力電圧を検出してMOSFETのパルス幅を変えて制御します。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。

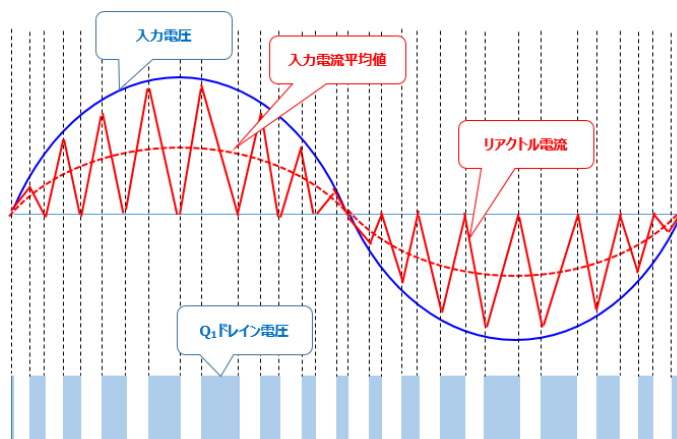


図 2.8 臨界通電モード CRM PFC 回路の波形

2.4.3. 不連続通電モード DCM (Discontinuous Conduction Mode)

不連続モードはリアクトル L の電流が 1 サイクルごとにゼロとなり、電流がゼロの期間を持つモードです。

図 2.9 に不連続通電モードによる PFC 回路の電流波形例を示します。この例では MOSFET の入力信号は同一の周期、オン幅で繰り返されるので制御回路は簡単になります。入力パルス電流のピーク値は入力電圧に比例します。CCM や CRM と比較するとピーク電流が大きくなるため、変換効率が悪くなる傾向にあります。ただし、不連続モードでは出力ダイオードに電流が流れてない状態で MOSFET をターンオンするので、ダイオードの逆回復特性の影響を受けず、低ノイズになります。

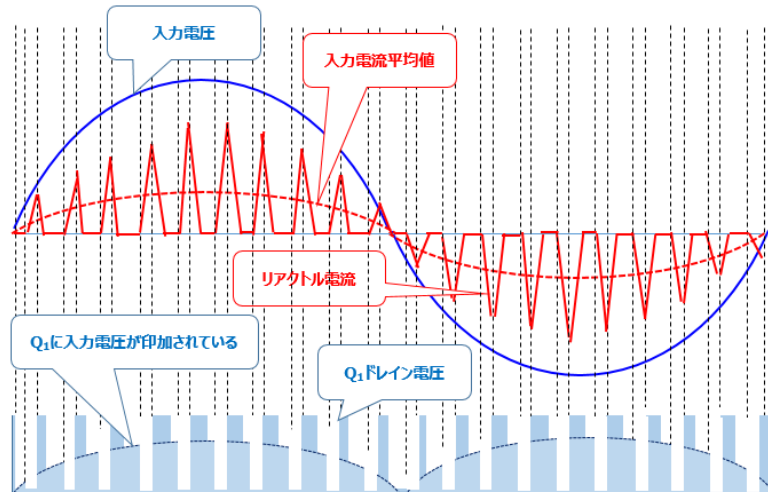


図 2.9 不連続通電モード DCM PFC 回路の波形

2.5. スイッチング方式における PFC 動作モード比較

スイッチング方式 PFC は、通電電流モードにより前述のように 3 つに分類されそれぞれ特徴があります。CCM は比較的容量の大きい電源に、CRM および DCM は低容量の民生用電源を主体に使用されています。以下の表 2.1 に概要を示します。

表 2.1 各電流モード比較

通電モード	制御方法	出力容量 および用途	特徴・課題	リアクトル 電流波形
連続通電 モード CCM	PWM 制御 (Pulse Width Modulation)	300W 以上 産業用電源	<ul style="list-style-type: none"> 通電電流のリップルが小さくなります。 電流ピーク値が小さくなります。 PFC 用ダイオードの逆回復時間 t_{rr} が長いと回路全体の効率低下やノイズの問題が発生します。 	
臨界通電 モード CRM	PFM 制御 (Pulse Frequency Modulation)	75~300W LCDTV、PC 民生用電源	<ul style="list-style-type: none"> 通電電流のリップルが大きくなります。 電流ピーク値が大きくなります。 ゼロ電流スイッチングとなりスイッチング損失が小さくなります。 	
不連続通電 モード DCM	PWM 制御 PFM・Valley 制御	25~100 (W) LED 照明用電源 他小容量電源	<ul style="list-style-type: none"> CRM 同様電流にリップル大きくなります。 ゼロ電流スイッチングとなりスイッチング損失が小さくなります。 電流ピーク値が大きくなります。 電流が流れない期間は Valley 発振現象があります。 	

2.6. MOSFET のスイッチング損失

スイッチング方式 PFC は、高周波スイッチング動作をすることによりリアクトル L や充電用コンデンサを小さく設計できます。したがって、スイッチングデバイスとして多用されている MOSFET は、高速でスイッチングすることが求められ、高速スイッチング MOSFET の FOM である $R_{ON} \cdot Q_{gd}$ が小さい製品が求められています。最近開発された東芝スーパージャンクション MOSFET DTMOSVI は、この $R_{ON} \cdot Q_{gd}$ 特性に優れ、PFC 回路の効率向上に高い評価を受けています（注：高速スイッチングは同時にスイッチングノイズが増加する傾向にありますので回路設計には留意が必要です）。

また、CCM 方式では MOSFET のターンオン損失に出力用ダイオードの逆回復特性が大きく影響しますので出力用ダイオードとして SiC SBD を使用し低損失化を図ることが一般的になってきています。

図 2.10 に PFC の基本回路を、図 2.11 に CCM 動作時の MOSFET Q_1 とダイオード D_5 の通電電流および電圧波形を示します。MOSFET のターンオン時、ダイオード D_5 の逆回復電流 I_{rr} ③が流れ、スイッチング損失に大きく影響することが分かります。

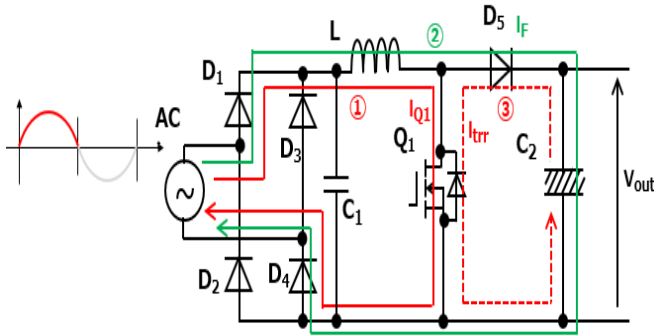


図 2.10 PFC 基本回路

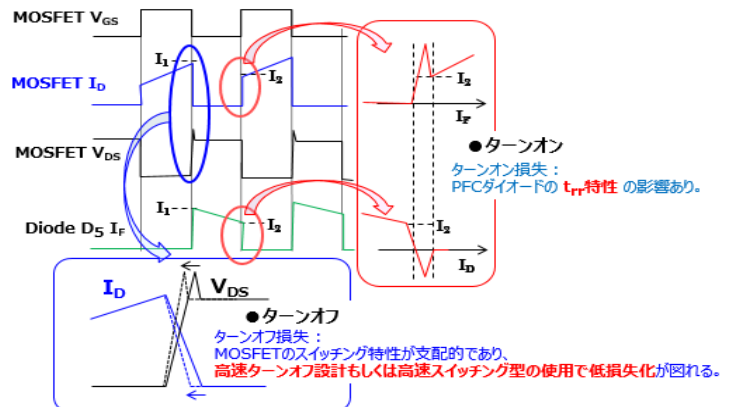


図 2.11 CCM PFC 回路の動作波形

3. PFC 各種応用回路

アクティブ PFC 回路は、図 2.10 を基本に高効率化、電源の大容量化を達成するために各種回路方式が提案されています。その代表的な回路方式として、①並列接続運転 ②インターリーブ ③ブリッジレスがありますので、以下にこれらについて説明します。

3.1. 並列接続運転の PFC

MOSFET を並列接続することで電源容量が大きいものに対応できます。2 並列接続の場合、スイッチング動作は 2 素子同一タイミングで行い、1 素子あたりの通電電流は半分になります。通電電流が分担されるため 1 素子あたりの損失も分担されます。素子の発熱が分散されるため放熱効果の向上が見込めます。

並列使用素子は同一特性および同一ドライブ条件が必要であり、基板配線による浮遊インダクタンスは同一かつ小さくすることが要求されます。

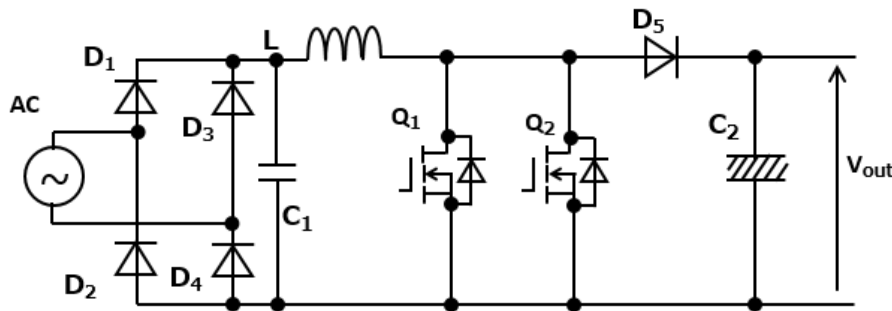
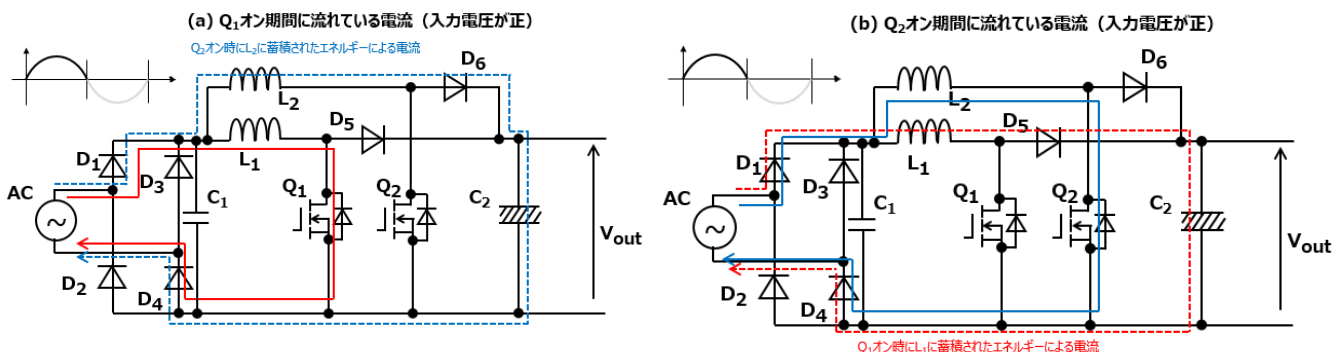


図 3.1 並列運転による PFC 回路例

3.2. インターリーブ PFC

500W 前後を越える中～大型電源に多用されるようになってきており、原理的には多相も考えられますが、図 3.2 のように 2 相方式が大多数を占めています。2 個のスイッチング素子を交互にスイッチング（2 つの PFC が 180 度逆位相で動作）させることにより 1 素子のスイッチング周波数は回路の周波数に対して半分になります。入力の交流電圧が、正期間の電流経路を図 3.2(a)および(b)に、負期間の電流経路を図 3.2(c)および(d)に、そのときの電流波形を図 3.3 に示します。入力電流は常に 2 つのリアクトル L_1 、 L_2 電流の和になり、リアクトルのリップル電流は逆位相であり互いに打ち消しあい、リアクトルによる入力リップル電流は小さくなります。インターリーブ方式は PFC 並列接続と同様に損失を 2 素子に分散することができますので熱設計が容易になります。また、各 MOSFET は、別スイッチング動作となるため並列接続運転と違って 2 素子の特性の合込みにも、さほど神経を使う必要がないのもメリットの 1 つです。1 素子のスイッチング周波数は回路の周波数に対して半分になるためスイッチング損失は半分になりますが、通電電流のピーク値は並列運転方式と比較しますと倍になるため導通損失は、（並列運転に比べ）多くなります。



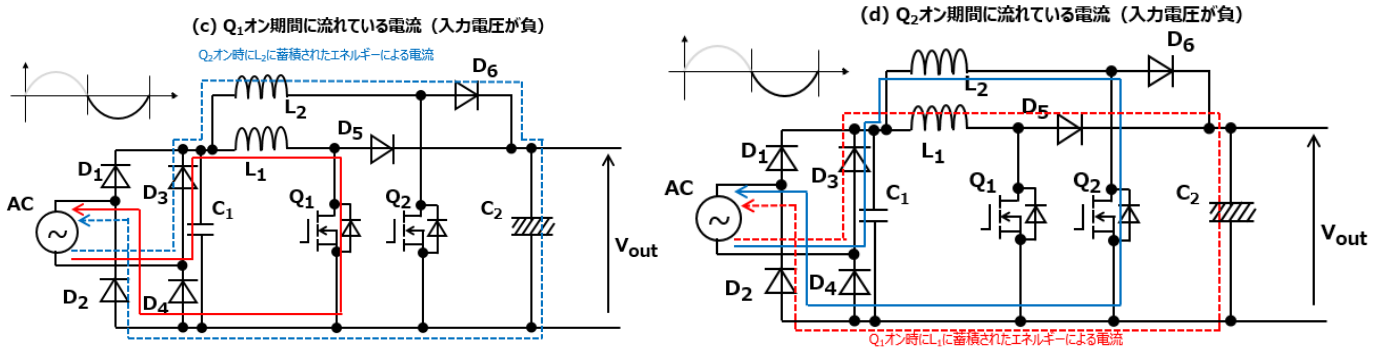


図 3.2 インターリーブ PFC 回路と動作

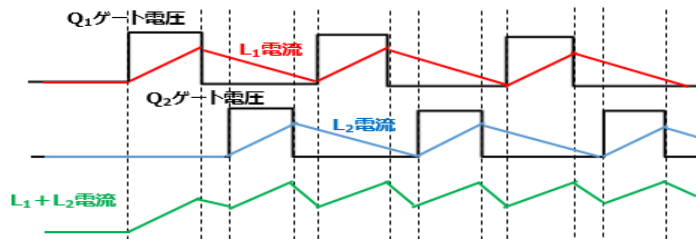


図 3.3 インターリーブ PFC 波形

3.3. ブリッジレス PFC

ブリッジレスPFC回路は、さらなる効率改善を目的にしたものです。入力ブリッジダイオードの損失を減らすために、入力ブリッジダイオードとPFCの機能を統合しています。図3.4にブリッジレスPFCの基本回路構成と交流入力の半サイクルごとの電流経路を示します。交流入力の L_1 側が正の半サイクルでは、 Q_1 がスイッチング、 D_1 がその出力ダイオードとしてPFC動作を行います。このとき、 Q_2 はこの商用電源の半サイクル期間常時同期整流モードで動作し、交流入力の整流動作を行います。他方、 L_2 側が正の半サイクル期間では、 Q_2 と D_3 がスイッチング動作を行い、 Q_1 が整流動作となります。

図2.10のPFC基本回路とこの図3.4のブリッジレスPFC回路の損失の差は、2つのダイオードの順電圧降下 $2V_F$ と MOSFET 1pcの R_{ON} による電圧降下 $V_{DS(ON)}$ の差となります。表3.1に半サイクル毎の通電素子比較を示します。

表 3.1 半サイクル毎の通電素子比較

		入力 ダイオード	Switching MOSFET	オフ (整流) MOSFET	出力 ダイオード	通電素子の電圧降下
基本 アクティブPFC回路 (図2.5/2.10)	MOSFET Q_1 オン時	D_1, D_4	Q_1			$2 \times V_F$ (ダイオード電圧降下) $V_{DS(on)}$ (MOSFETオン電圧)
	MOSFET Q_1 オフ時	D_1, D_4			D_5	$3 \times V_F$ (ダイオード電圧降下)
ブリッジレス PFC回路 (図3.4)	MOSFET Q_1 オン時		Q_1	$Q_2(D_4)$		$2 \times V_{DS(on)}$ (MOSFETオン電圧)
	MOSFET Q_1 オフ時			$Q_2(D_4)$	D_1	V_F (ダイオード電圧降下) $V_{DS(on)}$ (MOSFETオン電圧)

Q_1 オン時、オフ時ともに、基本アクティブPFC回路とブリッジレスPFCでは電圧降下の差は $2 \times V_F$ と $V_{DS(on)}$ の差になります。

通常MOSFETの $V_{DS(ON)}$ と V_F は、 $V_{DS(ON)} < V_F$ の関係が成立しますので、回路損失は改善されます。また、入力側のリアクトル L_1 および L_2 は、1個に集約しても問題ありませんが、2個に分割することでスイッチングによる高い dv/dt がAC入力端子に直接印加されることを抑えています。

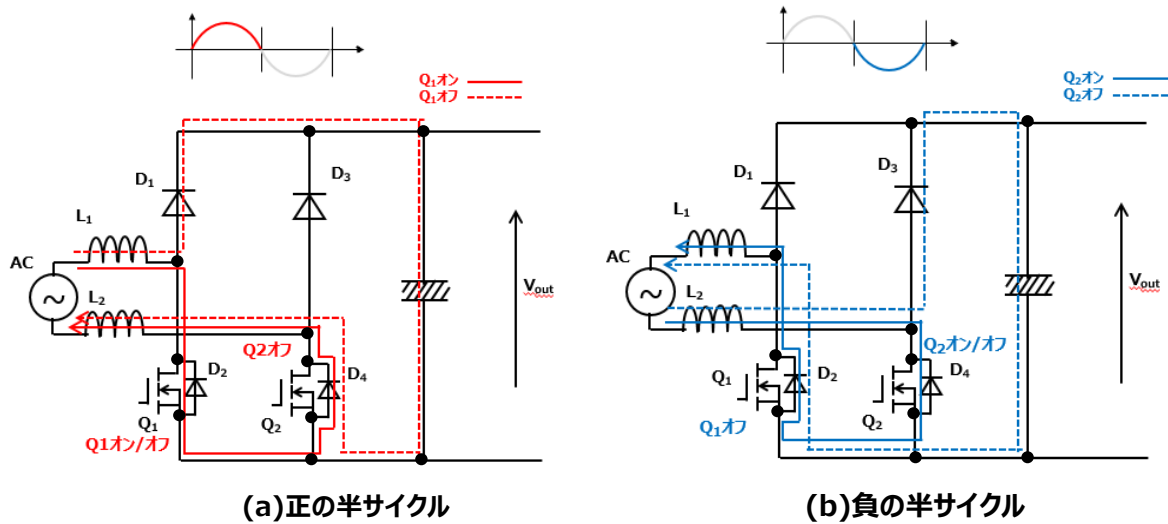


図 3.4 ブリッジレス PFC 回路と動作

3.4. その他の回路例

図 3.5 に Q_1 と Q_2 をトータムポール接続したブリッジレス PFC の例を示します。

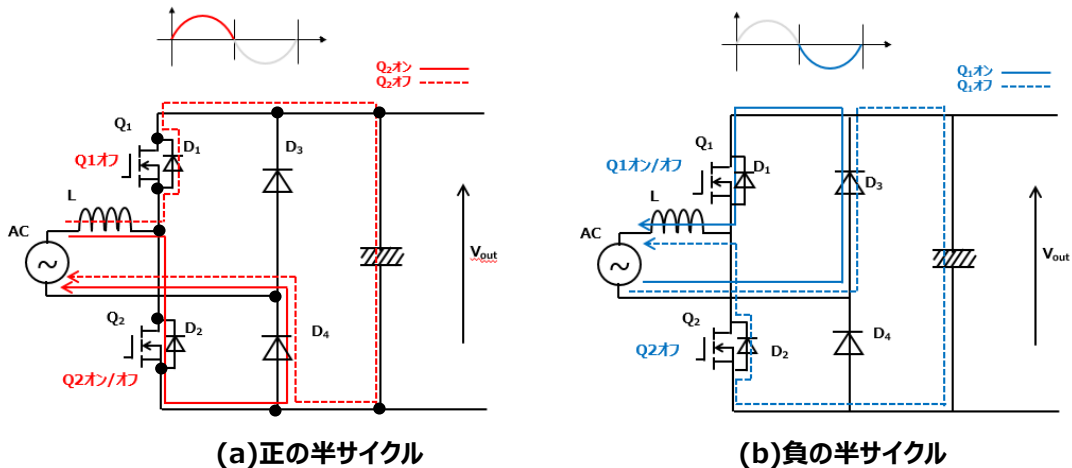


図 3.5 トータムポール接続の PFC 回路および動作例

図 3.5 は、図 3.4 の回路の D_1 、 D_3 の動作機能を MOSFET で同期整流することで行う回路です。

図 3.4 のブリッジレス PFC 回路は、 Q_1 あるいは Q_2 ターンオンの際、 D_1 あるいは D_3 の逆回復電流を抑制するために SiC SBD が多用されています。図 3.5 は、そのダイオードとして正のサイクル期間には Q_1 が、負のサイクル期間には Q_2 が動作し SiC SBD の順電圧降下 V_F よりも MOSFET 同期整流時のオン電圧 $V_{DS(ON)}$ が小さく、回路効率を改善することを目的としています。ただし、 Q_1 と Q_2 の同時オンを防ぐ目的のデッドタイム期間にボディダイオードが動作しこの逆回復電流が問題となります。したがって、回路対策を実施するか SiC MOSFET や GaN HEMT などの優れた逆回復特性を備えた製品を使用する必要があります。

3.5. ブリッジレス PFC 改善回路

図 3.6 は、交流入力電源側にダイオードを付加したブリッジレス PFC 回路を示しています。2 つのダイオード (D_a および D_b) によって PFC の出力のグランドが D_a と D_b を通して入力ラインに接続されています。これにより、入力ラインは PFC 出力に対してフローティングではなくなります。したがって入力電圧の検出回路にトランスやフォトカプラーを使用して入力側と絶縁する必要はなく、単純な抵抗分圧回路が使用できます。また、ノイズ対策にもなります。

D_c および D_d は最初のスタートアップ中にコンデンサー C_0 をピーク充電するためのダイオードで、コンデンサーがピーク充電され、PFC が動作し始めた後は、 D_c および D_d からコンデンサー C_0 の充電はおこなわれません。図 3.6 のブリッジレス PFC に示されるように、電流は D_a および D_b を通って戻る以外に、オフ状態にある MOSFET のボディーダイオード(同期整流の場合 MOSFET)も経由します。入力電圧の正弦波が正の場合 (L ラインがハイのとき)、MOSFET Q_1 がオンのときもオフのときも、電流の大半が MOSFET Q_2 あるいは Q_2 のボディーダイオードを通して流れます。わずかですが、ダイオード D_b にも電流が流れます (入力電圧の正弦波が負で N ラインがハイのときも同様に考えられます)。

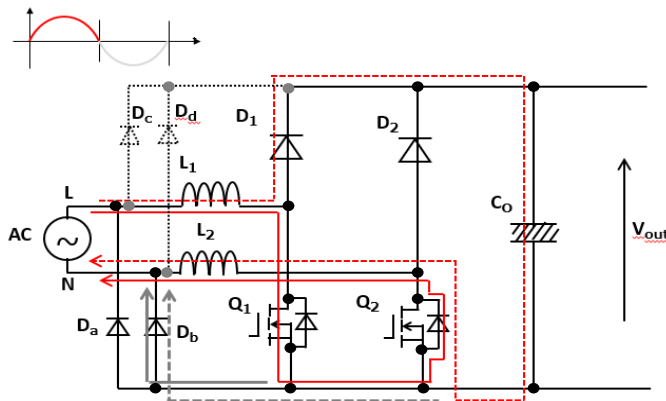


図 3.6 ブリッジレス PFC ノイズ改善回路

図 3.7 は、図 3.5 のダイオード D_3 、 D_4 の順方向電圧降下 V_F を改善するために MOSFET を同期整流モードで使用しています。この Q_{D3} と Q_{D4} は、入力交流電源の半サイクルごとのゼロクロスポイントで交互に同期整流動作しますので、寄生内蔵ダイオードの高速逆回復特性を必要とせず、単に低オン抵抗製品を選択することが可能です (注: Q_1 と Q_2 は、3.4 項と同じく高速逆回復特性を備えた MOSFET が必要です)。

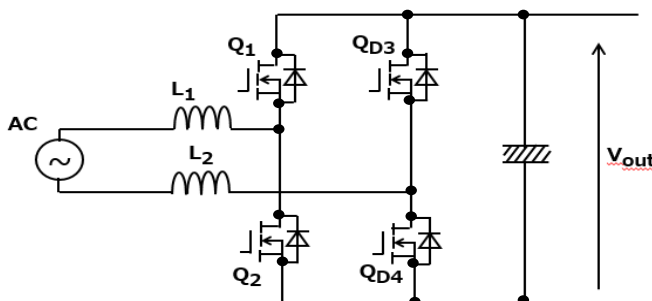


図 3.7 ブリッジレス PFC 改善回路

4. 補足

補足 1. 力率

力率とは、「電力を有効に使える割合」のことで以下の式で表され、皮相電力 P_{apr} の大きさに対する有効電力 P_{act} の大きさの割合を示しています。

$$\text{力率 } PF = \text{有効電力} / \text{皮相電力} = P_{act} / P_{apr} \quad \text{--- 式 4-1}$$

有効電力 P_{act} は、負荷で消費される電力であり、皮相電力 P_{apr} は電源が送り出す電力です。

また、皮相電力 P_{apr} は、以下のように表すことができます。

$$P_{apr} = \sqrt{\text{有効電力}^2 + \text{無効電力}^2} = \sqrt{P_{act}^2 + P_{rea}^2} \quad \text{--- 式 4-2}$$

ここで無効電力 P_{rea} とは、負荷で消費されない電力を指します。したがって、

$$\text{力率 } PF = \frac{P_{act}}{\sqrt{P_{act}^2 + P_{rea}^2}} \quad \text{--- 式 4-3}$$

で表すことができます。

力率は、図 4.1 のように電圧と電流の位相差 ϕ （皮相電力と有効電力のなす角）の $\cos\phi$ になります。電力がエネルギーに変換されるのは、電圧と電流の積です。誘導負荷や容量性負荷に交流電圧を印加すると電圧と電流の間に位相差が生じ、この位相差によってエネルギーに変換される比率が変わります。力率とはこの変換される比率を示しています。

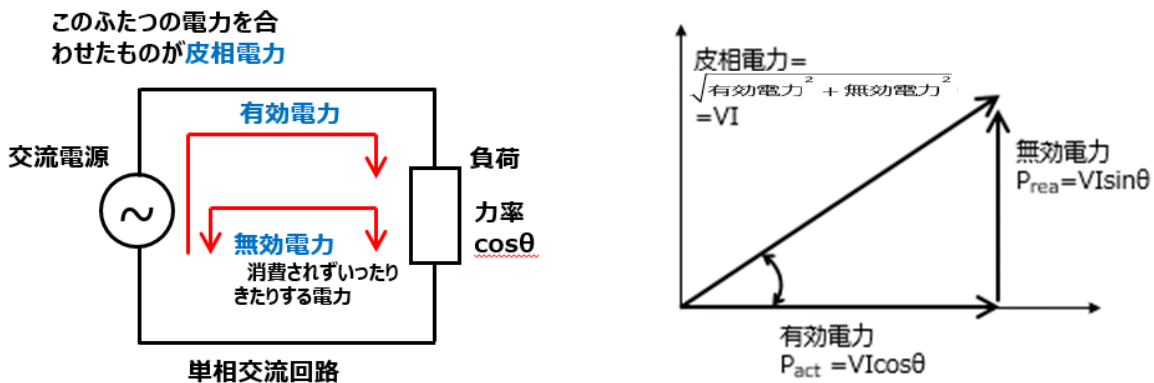


図 4.1 有効電力と無効電力

補足 2. 高調波

現在「高調波」といわれているものは、ほとんどが「電源高調波電流」を指していますが、基本的には「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。」「基本波の整数倍の周波数を持つ正弦波。」を指します。つまり高調波を含まない基本波成分だけの波形が、ひずみのない正弦波で、ひずみを持った波形は全て高調波を含んでいるということになります。

商用電源に高調波が含まれた波形は、ひずみ波となります。ひずみ波の発生源は、電子機器の入力側にある整流回路と平滑回路です。機器から発生した高調波が電気設備およびその他の機器に影響（進相コンデンサーやリアクトルの過熱など）を及ぼす場合があります。

高調波と似ている現象に「ノイズ」があります。高調波も広い意味でのノイズになるのですが、一般に「ノイズ」は電源周波数に同期していませんが、高調波は電源周波数に必ず同期します。

補足 3. 昇圧コンバーターにおける入力電圧と出力電圧の関係

1) 昇圧コンバーター連続通電モード：CCM

図 4.2 の CCM 動作波形で、スイッチングデバイスのオン期間はインダクタンス L の両端に V_{in} の電圧が印加されます。(図 3.5 参照)

$V_{in}=L \cdot (di_L/dt)$ で電流が変化します。

MOSFET のオン期間 T_{on} の電流変化分 Δi_L は

$$\Delta i_L = (V_{in}/L) \cdot T_{on}$$

MOSFET のオフ期間は、インダクタンス L の両端に $V_{in} - V_{out}$ の電圧が印加されます。

したがって、MOSFET のオフ期間 T_{off} の電流変化分 $\Delta i_L'$ は

$$\Delta i_L' = ((V_{in} - V_{out})/L) \cdot T_{off}$$

定常状態では $\Delta i_L = -\Delta i_L'$ であるから

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{in} \cdot (T_{on} + T_{off}) / T_{off} \\ &= V_{in} / (1 - D) \end{aligned} \quad \text{式 4-1}$$

(D: オンデューティー比 $T_{on} / (T_{on} + T_{off})$)

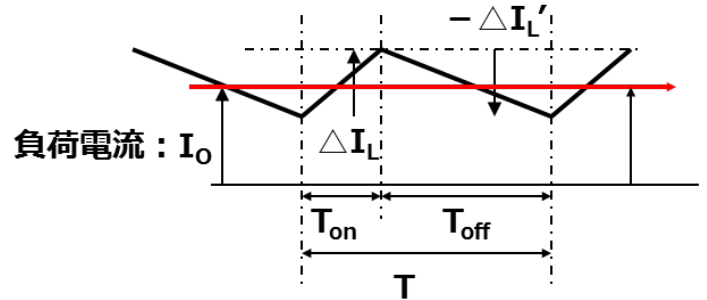


図 4.2 CCM 波形

2) 昇圧コンバーター不連続通電モード：DCM

図 4.3 の DCM 動作波形でインダクタンス L に流れる電流の連続性からスイッチングデバイスのオン期間とオフ期間の電流のピーク値は等しい。

$$(V_{in}/L) \cdot T_{on} = [(V_{out} - V_{in})/L] \cdot T_d \quad \text{式 4-2(1)}$$

一周期 T に負荷に供給する総電流量 (電荷) はインダクタンスからコンデンサーに供給する総電流 (電荷) は等しく

$$(V_{out}/R)T = [(V_{out} - V_{in})/L] \cdot T_d^2 / 2 \quad \text{式 4-2(2)}$$

上記の式 4-2(1) と 4-2(2) から T_d を消去すると下記となります。

$$(V_{out}/R) [(V_{out} - V_{in})/L]T = (V_{in}/L)^2 \cdot T_{on}^2 / 2 \Rightarrow V_{out}^2 - V_{in} \cdot V_{out} - V_{in}^2 \cdot T_{on}^2 \cdot R / 2 \cdot T \cdot L = 0$$

上記から V_{out} を求めると下記となります。(D はスイッチングデバイスのオンデューティーです。)

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{in} / 2 \pm (V_{in}^2 / 4 + V_{in}^2 \cdot T_{on}^2 \cdot R / 2 \cdot T \cdot L)^{1/2} \\ &= (V_{in} / 2) [1 \pm (1 + 2T_{on}^2 \cdot R / T \cdot L)^{1/2}] \\ &= (V_{in} / 2) [1 \pm (1 + 2D^2 \cdot R \cdot T / L)^{1/2}] \end{aligned} \quad \text{式 4-3}$$

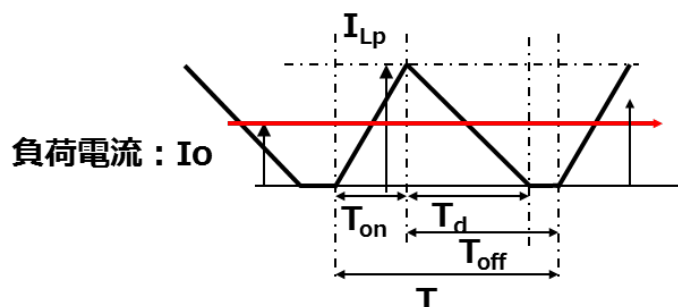


図 4.3 DCM 波形

製品取り扱い上のお願い

株式会社東芝およびその子会社ならびに関係会社を以下「当社」といいます。

本資料に掲載されているハードウェア、ソフトウェアおよびシステムを以下「本製品」といいます。

- 本製品に関する情報等、本資料の掲載内容は、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
- 文書による当社の事前の承諾なしに本資料の転載複製を禁じます。また、文書による当社の事前の承諾を得て本資料を転載複製する場合でも、記載内容に一切変更を加えたり、削除したりしないでください。
- 当社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体・ストレージ製品は一般に誤作動または故障する場合があります。本製品をご使用頂く場合は、本製品の誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。なお、設計および使用に際しては、本製品に関する最新の情報（本資料、仕様書、データシート、アプリケーションノート、半導体信頼性ハンドブックなど）および本製品が使用される機器の取扱説明書、操作説明書などをご確認の上、これに従ってください。また、上記資料などに記載の製品データ、図、表などに示す技術的な内容、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例などの情報を使用する場合は、お客様の製品単独およびシステム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。
- 本製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、またはその故障や誤作動が生命・身体に危害を及ぼす恐れ、膨大な財産損害を引き起こす恐れ、もしくは社会に深刻な影響を及ぼす恐れのある機器（以下“特定用途”という）に使用されることは意図されていませんし、保証もされていません。特定用途には原子力関連機器、航空・宇宙機器、医療機器（ヘルスケア除く）、車載・輸送機器、列車・船舶機器、交通信号機器、燃焼・爆発制御機器、各種安全関連機器、昇降機器、発電関連機器などが含まれますが、本資料に個別に記載する用途は除きます。特定用途に使用された場合には、当社は一切の責任を負いません。なお、詳細は当社営業窓口まで、または当社 Web サイトのお問い合わせフォームからお問い合わせください。
- 本製品を分解、解析、リバースエンジニアリング、改造、改変、翻案、複製等しないでください。
- 本製品を、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用することはできません。
- 本資料に掲載してある技術情報は、製品の代表的動作・応用を説明するためのもので、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 別途、書面による契約またはお客様と当社が合意した仕様書がない限り、当社は、本製品および技術情報に関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をしておりません。
- 本製品、または本資料に掲載されている技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用しないでください。また、輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守し、それらの定めるところにより必要な手続を行ってください。
- 本製品の RoHS 適合性など、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問い合わせください。本製品のご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用ある環境関連法令を十分調査の上、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は一切の責任を負いかねます。