



インタリーブ型PFCステージの特性

概要

インタリーブ型PFCは、ノートPC用薄型電源アダプタや液晶テレビなど、フォーム・ファクタの厳しい分野で特に普及が進んでいる新しいソリューションの1つです。本アプリケーション・ノートでは、200 Wを超える幅広いACライン接続用途に効率よく対応する、2つの(周波数クランプされた)臨界導通モードPFCステージのインタリーブ構成について検討します。連続導通モード(CCM) PFCステージ同士をインタリーブ接続することもできますが、これは大電力用(1 kW以上)ですので今回は詳しく説明しません。

本アプリケーション・ノートの主な目的は、インタリーブ型PFCの主な特性と利点を示すことです。特に、2つのインタリーブ・ステージの位相をずらした状態で動作させたときの電流リップル低減効果と、パワー・コンポーネントのサイズを決めるときの設計基準に焦点を当てています。本アプリケーション・ノートの理論分析値は、NCP1631EV[1]に記載されるACコンセント接続型の実用的な300 W回路の実験データによく一致しています。

はじめに

インタリーブとは、大きなステージを1つ構成する代わりに小さなステージを2つ並列接続することで、設計がより困難になる場合もあります。実際、2つの150 W PFCステージを組み合わせると、300 WのPFCプリレギュレータを構成できます。この方法には、実現が容易であること、部品数は増えるが小型部品が使えること、熱分布が良好になることなど、いくつかの利点があります。

また、効率的でコスト効果の高い手段である臨界導通モード(CrM)(低 t_{rr} ダイオードが不要)の電力範囲もインタリーブによって拡大します。さらに、NCP1631EV[1]で述べているように、周波数クランプ臨界導通モード(FCCrM)で動作させたときは特に効率が向上します(90 V_{rms}、300 W回路の場合、広い負荷範囲で95%以上)。

また、2つのステージの位相をずらして動作させた場合は、電流リップルが著しく低減されます。特に、入力電流が連続導通モード(CCM)の電流のようになるので、バルク・コンデンサ内の実効値電流が大幅に減少します。

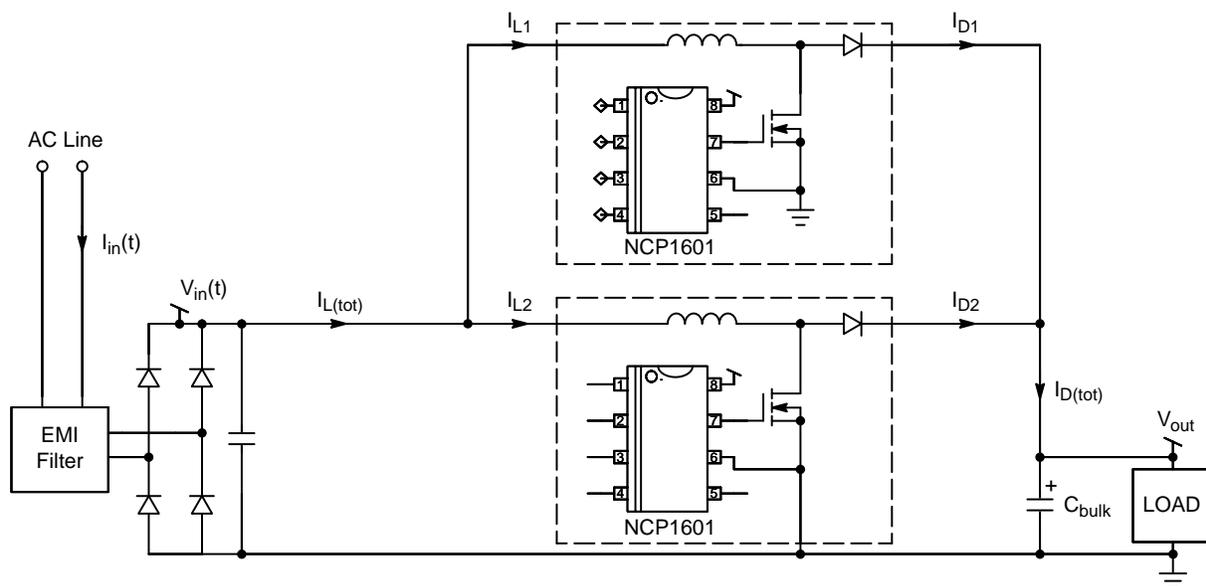


Figure 1. Schematic of an Interleaved PFC Driven by Two NCP1601

実用的な回路構成

CrMまたはFCCrMのインタリーブPFCの制御には大きな問題があります。2つのブランチの位相をずらした状態で、CrMまたはFCCrMで両方のブランチを動作させるにはどうすればよいのでしょうか？これが難しいのは、スイッチング周波数が負荷およびACライン電圧によって変動するためです。これはCrMでもFCCrMでも、コイルが完全に消磁されるまで、さらにはバレーが検出される瞬間まで、MOSFETがターン・オンできないことがあるためです。それにより、各位相がそれぞれのビートを刻み、同時に互いに同期したままになってしまいます。

主な解決方法が2つあります。

- マスタ/スレーブ手法：マスタ側のブランチは自由に動作し、それに従ってスレーブ側ブランチの位相がずれるように制御する方法。課題は、CCMに入らず不要なデッドタイムが出現しないですむように、スレーブ側ブランチを駆動することです。回路に次のような欠点があるときに、マスタ側と同じスイッチング周期でスレーブ側を動作させる方法の困難さを簡単にFigure 2に示しました。

- ◆ 電流モードで、インダクタの値が揃っていない場合は、スレーブ側がCrM動作をしなくなるおそれがある(Figure 2a参照)。
- ◆ 2つのブランチのオン時間がわずかに異なる。電圧モード制御でも同じような問題が起きることがある(Figure 2b参照)。
- インタラクティブ位相手法：2つのブランチを別々に動作させる方法。そのため、CrMでもFCCrMでも両ステージの位相は正しく動作します。ただし、両方のブランチが作用し合って、適切に180°ずれた位相で動作します。Figure 3に、電圧モード・ソリューションで克服しなければならない問題の1つ「一方のブランチの伝導時間に乱れがあると位相のずれが維持できなくなる」を示します。

詳細については[4]を参照してください。この資料では、上記2つの手法における困難な点を徹底的に分析しています。以下の説明では、位相ずれの動作が完璧であることを前提にしています。

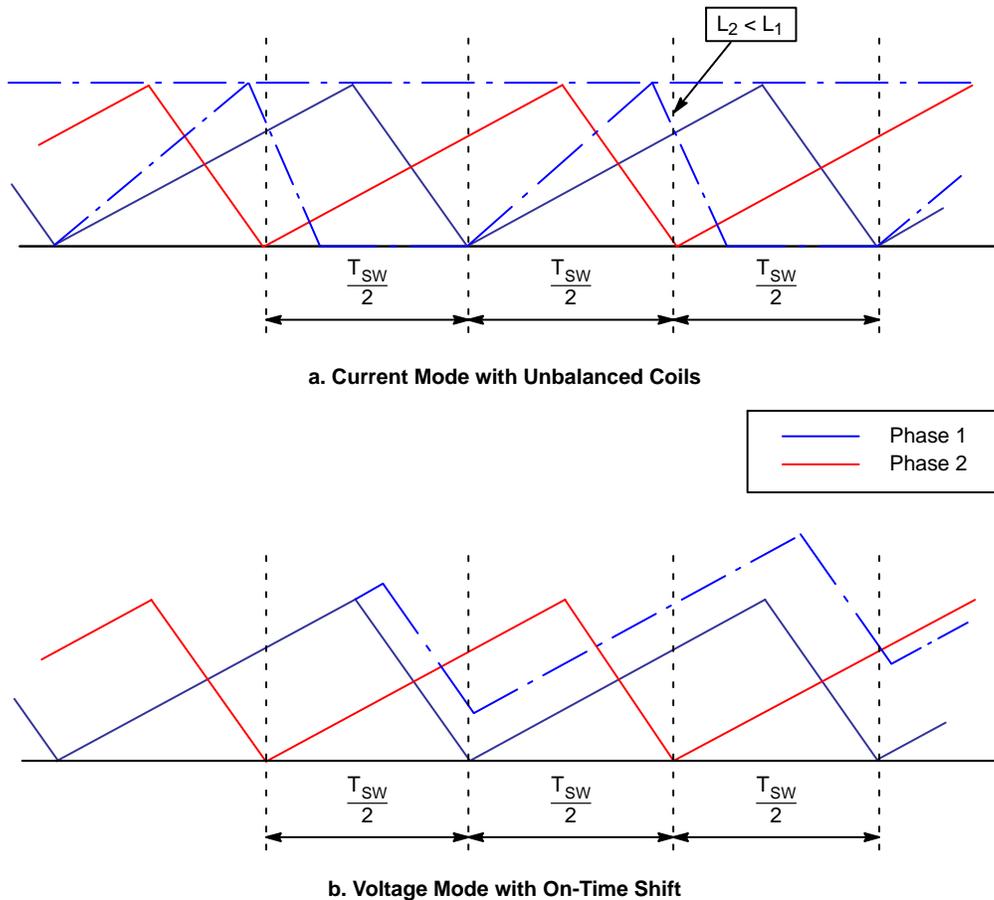


Figure 2. Possible Issues in a Master/Slave Approach

AND8355/D

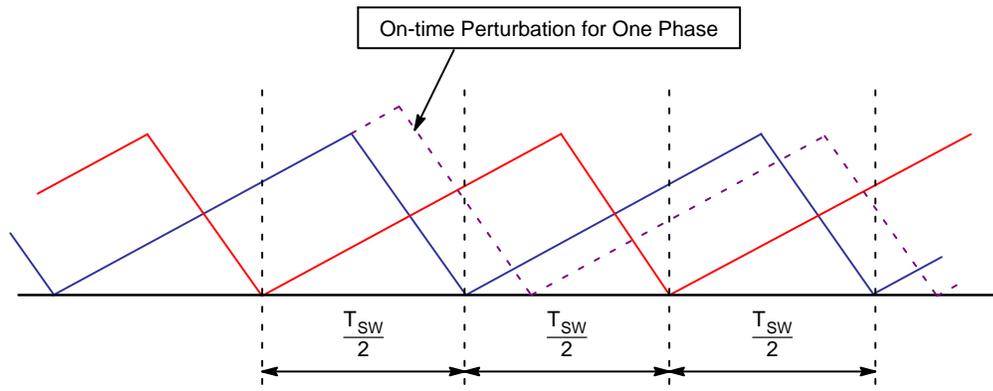


Figure 3. Possible Issues in the Independent Phases Approach

インタリーブ型PFCの主な利点
入力電流リップルが最小：

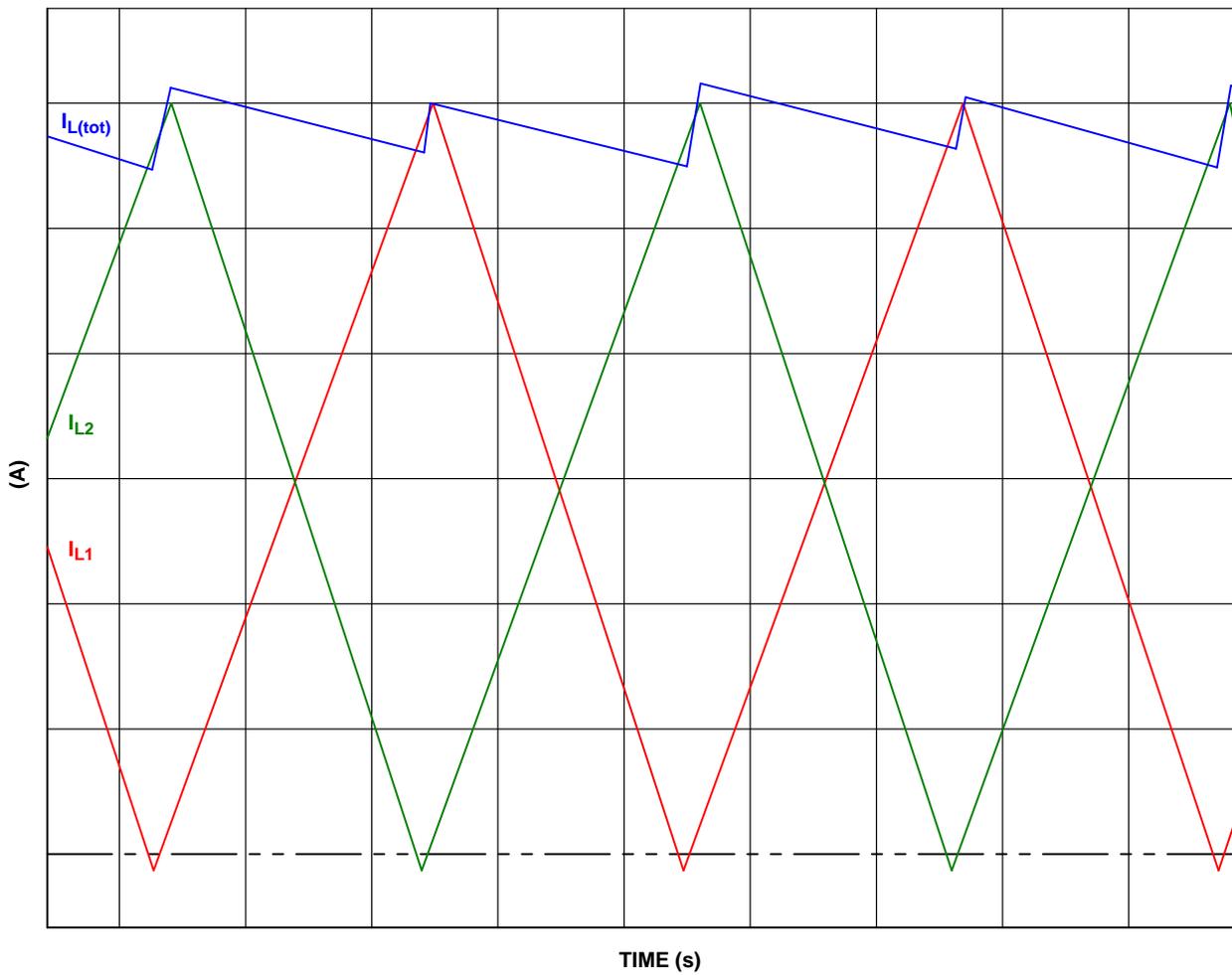
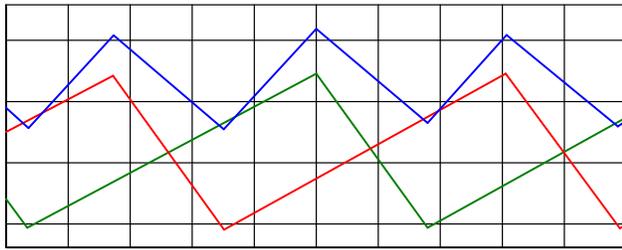


Figure 4. The Total Current Exhibits a Reduced Ripple

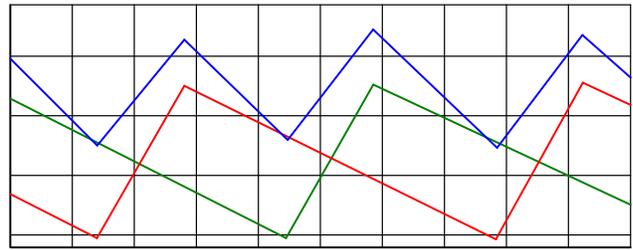
AND8355/D

各ブランチ内のコイル電流はリップルが大きい(CrM動作)が、位相ずれ動作にするとFigure 4に示すとおり、PFCステージに電流が引き込まれるため、電流全体のリップルは非常に小さくなります。

り、PFCステージに電流が引き込まれるため、電流全体のリップルは非常に小さくなります。



Current Shape When $\left(V_{in} \leq \frac{V_{out}}{2}\right)$



Current Shape When $\left(V_{in} \geq \frac{V_{out}}{2}\right)$

Figure 5. Current Shape

電流リップルを計算するには、Figure 5に示すとおり、電流の全体波形が入力電圧レベルに応じて異なることに注目しなければなりません。

- $V_{in} \leq (V_{out}/2)$ の場合、どちらのブランチも50%超のデューティ・サイクルで動作します。そのため、両方の位相のオン時間が重なります。
- $V_{in} \geq (V_{out}/2)$ の場合、デューティ・サイクルは50%未満です。スイッチング周期内で最も長い時間を占めるのが消磁フェーズです。どちらの位相もオフ時間が重なります。

このような違いがあるため、合計電流を計算するには上記2つのケースを別々に検討する必要があります。この2つのケースごとに、「両ブランチともMOSFETがオンになっている期間」「両ブランチとも消磁フェーズに入っている期間」「一方のブランチが消磁期間に入っている、他方のブランチのMOSFETが閉じている期間」という3つの期間を明確にしたうえで、各期間ごとに両ブランチの電流を加算すれば、全体の電流が求まります。

この計算によって次のことがわかります。

- 合計電流はどちらかのブランチが消磁フェーズに入るとピークを迎える。
- 合計電流は、どちらかのブランチが新たなオン時間に入る瞬間に最小になる。

より具体的には、この計算によって「全入力電流」「入力電流のリップル」「各ピーク値をつないだピーク電流包絡線」「バレー値を示すバレー電流包絡線」が求まるということです。

- 合計電流は、どちらかのブランチが新たなオン時間に入る瞬間に最小になる。

Figure 6に、それぞれの大きさを (V_{in}/V_{out}) の関数として示します。

	$V_{in}(t) \leq \frac{V_{out}}{2}$	$V_{in}(t) \geq \frac{V_{out}}{2}$
Average Input Current (Line Current)	$I_{in}(t) = (I_{L(tot)})_{T_{SW}} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{V_{in} \cdot P_{in(avg)}}{V_{in(rms)}^2}$	
Peak-to-Peak Ripple	$(\Delta I_{L(tot)})_{PP} = I_{in} \cdot \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}}\right)$	$(\Delta I_{L(tot)})_{PP} = I_{in} \cdot \left(2 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$
Peak Current Envelop	$(I_{L(tot)})_{pk} = 2 \cdot I_{in} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{4 \cdot (V_{out} - V_{in})}\right)$	$(I_{L(tot)})_{pk} = 2 \cdot I_{in} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{4 \cdot V_{in}}\right)$
Valley Current Envelop	$(I_{L(tot)})_V = I_{in} \cdot \frac{V_{out}}{2 \cdot (V_{out} - V_{in})}$	$(I_{L(tot)})_V = \frac{P_{in(avg)} \cdot V_{out}}{2 \cdot V_{in(rms)}^2}$

Figure 6. Input Current Magnitude and Ripple

Figure 7に、入力電流のリプルが (V_{in}/V_{out}) の関数として変化する様子を示します。リプルのピーク・トゥ・ピーク値は決して100% ($\pm 50\%$)を超えないことが分かります。この値が最大になるのは、 $(V_{in} = 0)$

のときと、入力範囲の限界である $(V_{in} = V_{out})$ のときです。入力電圧がこのような両極端から離れて、 $(V_{in} = (V_{out}/2))$ になったときに、リプルはすべて相殺されてゼロになります。

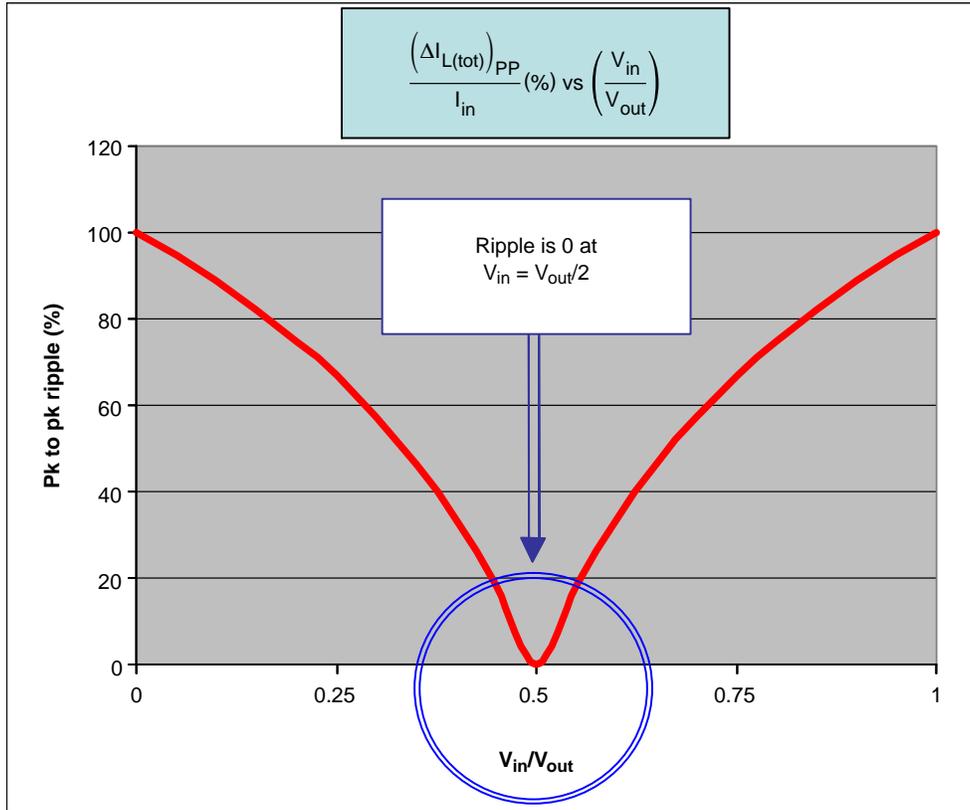


Figure 7. Input Current Ripple as a Function $\left(\frac{V_{in}}{V_{out}}\right)$

Figure 8およびFigure 9は、ACライン電圧が低い場合と高い場合のそれぞれの入力電流を示します。

ACライン電圧が低い場合はリプルが小さいため、入力電流はCCM PFCの電流のように見えます。ACライン電圧が $90 V_{rms}$ の場合、曲線のピーク部分では、リプル電流は $\pm 28\%$ の範囲内にあります。

しかしFigure 7の表に示す式から分かるように、以下の2つの意味で言えば、実際にはリプル電流はCCM PFCステージのように振る舞うことはありません。

- リプル電流は選択したインダクタに依存しない。
- リプル電流は負荷に依存しない。

ACライン電圧の高いほうが、電流包絡線は少しだけ歪んでいるように見えます。それでもリプル電流は制限されたままです。

AND8355/D

Peak, averaged and valley current @ 90 Vrms, 320 W input
(Vout = 390 V)

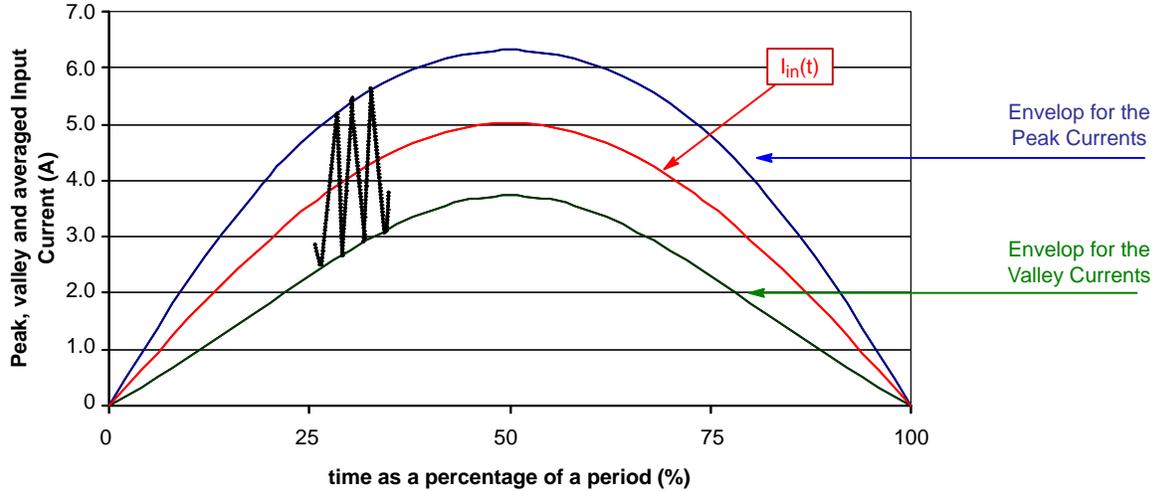


Figure 8. Typical Input Current at Low Line

Peak, averaged and valley current @ 230 Vrms, 320 W input
(Vout = 390 V)

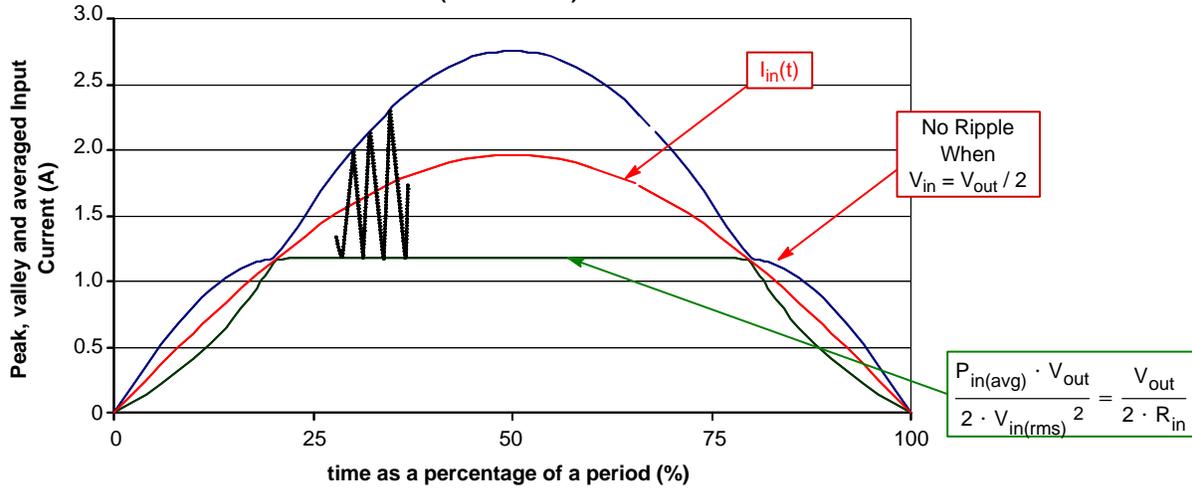


Figure 9. Typical Input Current at High Line

バルク・コンデンサと負荷に供給される電流のリプルが極端に小さくなる：

Figure 10は、各種PFCコンバータで得られるリフューエリング電流(注1)を比較した図です。

連続導通モードPFCでは、わずかなリプルを含む疑似方形波電流がブースト・ダイオードを流れます。このリプルを無視した場合、ブースト・ダイオード電流の最大値は(I_{in})、すなわち瞬時ライン電流です。臨界導通モードでは、リフューエリング電流波形は、コイル電流のようにピーク値が($2 \cdot I_{in}$)の三角波です。インタリーブ型PFCでは、各ブランチか

ら合計電力の半分ずつが供給されます(電流バランスが完璧であると仮定)。したがって、各ブランチ

のコイル電流のピーク値は $\left(2 \cdot \left(\frac{I_{in}}{2}\right)\right)$ (I_{in})です。

Figure 5に示すとおり、ACライン電圧の低いほうで動作させると、2つのブランチのリフューエリング電流は位相が重なりません。位相に180°のずれがあるからです。より正確に言うと、これに該当するのは条件が最も厳しいとき $\left(V_{\leq} \frac{V_{out}}{2}\right)$ です。

1. We call refueling current the current delivered by the PFC stage that feeds the bulk capacitor and the load. In a conventional 1-phase PFC, this is the output diode current. In a 2-phase interleaved PFC, it corresponds to the total current derived by the two output diodes.

AND8355/D

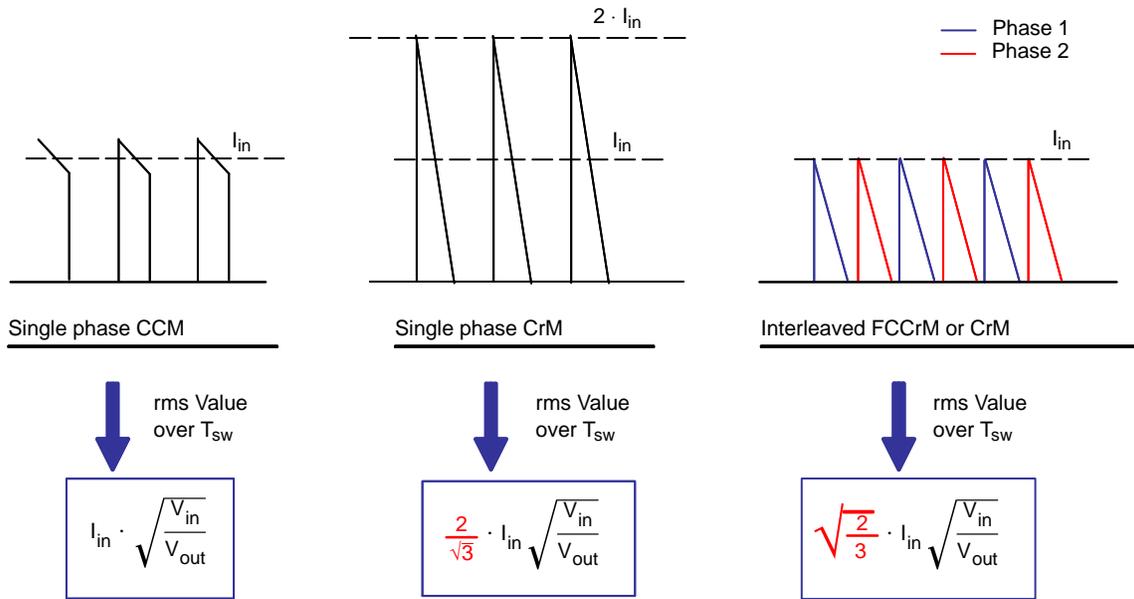


Figure 10. Shape and Magnitude of the Refueling Current

上記の特性をFigure 10にまとめました。電流整形の結果として、1スイッチング周期にわたって計算される「実効値電流」 $((I_{RMS})_{Tsw})$ が与えられます。 $((I_{RMS})_{Tsw})$ は、対象となるスイッチング周期に抵抗を流れるリフューエリング電流と同じエネルギーを消費する等価DC電流であると見なす必要があります。ACライン周期1回にわたる実効値電流を求めるには、その期間に $((I_{RMS})_{Tsw})$ の2乗を平均し、その結果の平方根を計算しなければなりません。言い換えると、リフューエリング電流が1Ω抵抗で消費す

る合計電力を計算して、同じ1Ωの抵抗で同じ損失をもたらすDC電流を推定するという方法です([AND8123JP/D](#)に詳述されている方法を参照)。

この方法を使用すれば、3つのケースでリフューエリング電流が簡単に計算できるうえ、抵抗性負荷または定電流負荷の場合にコンデンサ電流の実効値を推定できます。

一般式をFigure 11に示します。ライン電圧範囲が300 Wアプリケーションを実現するための実用的な値も示してあります。

	Single Phase CCM PFC	Single Phase CrM or FCCrM PFC	Interleaved CrM or FCCrM PFC
Diodes(s) rms Current ($I_{D(rms)}$)	$\sqrt{\frac{8\sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{3\pi \cdot V_{in(rms)} \cdot V_{out}}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{8\sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{3\pi \cdot V_{in(rms)} \cdot V_{out}}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{8\sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{3\pi \cdot V_{in(rms)} \cdot V_{out}}}$
Capacitor rms Current ($I_{C(rms)}$)	$\sqrt{\frac{8\sqrt{2} \left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{3\pi \cdot V_{in(rms)} \cdot V_{out}} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}}\right)^2}$	$\sqrt{\frac{32\sqrt{2} \left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{9\pi \cdot V_{in(rms)} \cdot V_{out}} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}}\right)^2}$	$\sqrt{\frac{16\sqrt{2} \left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{9\pi \cdot V_{in(rms)} \cdot V_{out}} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}}\right)^2}$
300 W, $V_{out} = 390 V$, $V_{in(rms)} = 90 V$	$I_{D(rms)} = 1.9 A$ $I_{C(rms)} = 1.7 A$	$I_{D(rms)} = 2.2 A$ $I_{C(rms)} = 2.1 A$	$I_{D(tot)(rms)} = 1.5 A$ $I_{C(rms)} = 1.3 A$

Figure 11. Comparison of the Refueling and Capacitor Currents

設計の考慮事項

このセクションではインタリーブ型PFCの設計については詳述していません。要点をいくつか示すにとどめます。詳細については、NCP1631(インタリーブ型PFCステージに最適化されたコントローラ)で駆動する300 Wのライン電圧範囲が広いアプリケーションを取り上げている[5]を参照してください。[6]でも、NCP1601コントローラを2個使用したディスクリート・ソリューションについて述べています。

ブランチごとのブースト・インダクタの設計

ブースト・インダクタは半分の電力で設計しなければなりません。同じ電力を従来のCrM PFCで供給しなければならない場合に比べると、ピーク電流は半分です。一方、CrMでは、スイッチング周波数は、電力、インダクタ、入力電圧、出力電圧で決まる電流サイクル時間に直接左右されます。電流の大きさが半分の場合、同じスイッチング周波数範囲を維持するには、コイル・インダクタンスを倍にしなければなりません。

これをまとめると、次のようになります。

- $L_1 = L_2 = 2 \cdot L_{CrM}$
- $I_{pk1} = I_{pk2} = I_{pk(CrM)} / 2$

$$P_{M(CrM)(on)} = \frac{4}{3} \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{\left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{V_{in(rms)}^2} \cdot \left(1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(rms)}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}\right) \quad (\text{eq. 2})$$

したがって、インタリーブ型PFCの各ブランチにおける損失は、両ブランチのバランスが完璧と仮定すれば、次式のようにになります。

$$P_{M1(on)} = P_{M2(on)} = \frac{4}{3} \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{\left(\frac{P_{out}}{2 \cdot \eta}\right)^2}{V_{in(rms)}^2} \cdot \left(1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(rms)}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}\right) \quad (\text{eq. 3})$$

この式は次のように整理できます。

$$P_{M1(on)} = P_{M2(on)} = \frac{1}{3} \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{\left(\frac{P_{out}}{\eta}\right)^2}{V_{in(rms)}^2} \cdot \left(1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(rms)}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}\right) = \frac{P_{M(CrM)(on)}}{4} \quad (\text{eq. 4})$$

したがって合計損失は次のとおりです。

$$P_{M1(on)} + P_{M2(on)} = \frac{P_{M(CrM)(on)}}{2} \quad (\text{eq. 5})$$

これから、インタリーブ型PFCステージの各ブランチが従来のCrM PFCステージと同じMOSFETを使用する場合、伝導損失は半分になります。

実際は、従来のCrM PFCステージに使用されるスイッチよりも小さなMOSFETを各ブランチに使用することが多いと考えられます。例えば、300 Wアプリケーションの場合、ブランチごとにSPP11N60 (0.39 Ω @25°)を1個ずつ、計2個を並列に使用でき、また従来の単相PFCにはSPP20N60 (0.19 Ω @25°)を1

ここで、

- L_1 および L_2 は各ブランチのインダクタ、 L_{CrM} は同じ合計電力を供給する従来のCrM PFCステージのインダクタ
- I_{pk1} および I_{pk2} は各ブランチのピーク電流、 $I_{pk(CrM)}$ は同じ合計電力を供給する従来のCrM PFCステージのピーク電流

コアのサイズを決める大まかな基準として($L \cdot I_{pk}^2$)を使用すると、次のようになります。

$$L_1 \cdot I_{pk1}^2 = L_2 \cdot I_{pk2}^2 = \frac{L_{CrM} \cdot I_{CrM}^2}{2} \quad (\text{eq. 1})$$

最後に、全体の電力が同じ場合、インタリーブ型PFCステージには、従来のCrM PFCステージに使用される半分のサイズのコアが2個必要になります。したがって、両方のソリューションとも、必要なコア・サイズは全体で見ればほぼ同じということです。

パワー-MOSFET

CrM PFCステージの伝導損失は次式で与えられません。

個使用することができます。これにより全体の伝導損失が同じになります。

スイッチング損失は予測が非常に困難です。

従来のPFCとインタリーブ型PFCのどちらを使用する場合でも、同じ電圧ストレス下でスイッチング・イベントが発生します。インタリーブ型PFCは、位相ごとの電流は半分ですが、ブランチを2つ考慮しなければなりません。そのため、電流ストレスも

同様に捉えることができます。したがって、以下のことが言えます。

- 同じMOSFETを使用する場合(従来のPFCを1個、インタリーブ型PFCをブランチごとに1個ずつ)は、どちらも全体のスイッチング損失は同じになる。
- 各ブランチに小さなMOSFETを使用した場合、寄生容量が小さくなり、遷移速度が高くなるため、スイッチング損失が減少するはずである。

ブースト・ダイオード

インタリーブ型PFCには、ブースト・ダイオードが2個(各ブランチに1個ずつ)が必要です。しかしCrMまたはFCCrMで使用するときには、悩ましい逆回復の問題はありません。求められるのは、正しい電圧定格($V_{out(max)}$ +マージン)を満たしていること、および順方向電圧降下が低いことだけです。電流共有が完璧と仮定すれば、平均ダイオード電流は負荷電流の半分です

$$I_{d1} = I_{d2} = \frac{I_{d(total)}}{2} = \frac{P_{out}}{2 \cdot V_{out}} \cong 0.39 \text{ A}$$

したがって、損失はダイオード1個当たりちょうど

$$\left(\frac{I_{d(total)} \cdot V_f}{2} \right)$$

ダイオードに流れるピーク電流は、対応するインダクタのピーク電流と同じになります。

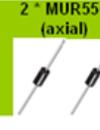
まとめ

下表は、300 Wのライン電圧範囲が広いアプリケーションを対象に、インタリーブ型PFCと従来のFCCrM PFCおよびCCM PFCの主な特性を比較したものです。

重要事項

FCCrMは、周波数クランプのためにCrMよりも小さなコイルを使用できます。CrMは、スイッチング周波数を許容レベルに制限する手段として、比較的大きなインダクタンスを使用する必要があります。したがって、下表が有効なのは従来のFCCrM PFCとインタリーブ型FCCrM PFCだけです。

一貫性を持たせるため、CCMコイルは、低いライン電圧および全負荷において、入力リプルがインタリーブ型PFCと同じになるものを選択しています。

	Single FCCrM stage		Interleaved FCCrM stage		Single CCM stage	
	General	300-W, wide mains	General	300-W, wide mains	General	300-W, wide mains
$\Delta I_{in(max)}$ (A)	Independent on L	10.0 A	Independent on L	2.6 A	Depends on L	2.6 A (at 90 V _{in} , full load if L = 250 µH)
Inductor	1 coil 	75 µH I _{Lpk(max)} = 10 A I _{Lrms(max)} = 4.1 A L * I _{Lpk} ² = 7.5 mJ	2 coils 	150 µH I _{Lpk(max)} = 5.0 A I _{Lrms(max)} = 2.0 A L * I _{Lpk} ² = 3.7 mJ	1 coil 	250 µH I _{Lpk(max)} = 6.3 A I _{Lrms(max)} = 3.5 A L * I _{Lpk} ² = 9.9 mJ
Total MOSFET conduction losses (with below MOSFETs)	$\frac{4 P_{con}}{3} \left(\frac{P_{H(eq)}}{V_{(eq)}} \right)^2 \left(1 + \frac{8\sqrt{2} V_{(eq)}}{3\pi V_{out}} \right)$		$\frac{2 P_{con}}{3} \left(\frac{P_{H(eq)}}{V_{(eq)}} \right)^2 \left(1 + \frac{8\sqrt{2} V_{(eq)}}{3\pi V_{out}} \right)$		$P_{con} \left(\frac{P_{H(eq)}}{V_{(eq)}} \right)^2 \left(1 + \frac{8\sqrt{2} V_{(eq)}}{3\pi V_{out}} \right)$	
MOSFETs	1 * SPP20N60 or 2 * SPP11N60		2 * SPP11N60		1 * SPP20N60 or 2 * SPP11N60	
Diode	Ultrafast	MUR550 (TO220) 	2 * Ultrafast	2 * MUR550 (axial) 	Low t _r diode	High speed diode (SiC.) 
I _{C(rms)} (max) (A)	$\sqrt{\frac{32 \sqrt{2} \left(\frac{P_{out}}{\eta} \right)^2}{9\pi V_{in(rms)} V_{out}} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}} \right)^2}$		$\sqrt{\frac{16 \sqrt{2} \left(\frac{P_{out}}{\eta} \right)^2}{9\pi V_{in(rms)} V_{out}} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}} \right)^2}$		$\sqrt{\frac{8 \sqrt{2} \left(\frac{P_{out}}{\eta} \right)^2}{3\pi V_{in(rms)} V_{out}} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}} \right)^2}$	
EMI complexity	DM: high CM: moderate		DM: moderate CM: moderate		DM: moderate CM: high	
Characteristics	Compact design		Low profile designs		Compact design	

Compared to CrM, FCCrM allows the use of smaller inductances (due to frequency clamp). The inductance for the single and interleaved FCCrM stages is based on a 130 kHz frequency clamp (high frequency design). The switching frequency is also supposed to be 130 kHz for the CCM stage.

結論

本資料ではインタリーブ型PFC方式の概要を述べています。このモジュール方式では熱分散が容易です。部品点数は増えても部品サイズが小さくてすむので、薄型設計が必要なときには特に魅力的と言えます。詳細については、以下の参考資料を参照してください。特に、[1]および[2]は、効率面から見た性能データが示してあるため重要です。

参考資料

- [1] Stephanie Conseil, “Performance of a 300-W Interleaved PFC driven by the NCP1631”, Evaluation Board Manual NCP1631EVB, www.onsemi.com.
- [2] Joel Turchi, “NCP1631で駆動するインタリーブPFCの低電力効率をさらに改善する”, Application Note AND8456JP/D, www.onsemi.jp.
- [3] Joel Turchi, “Performance of a 300 W, wide mains interleaved PFC driven by the NCP1601”, Application Note AND8356/D, www.onsemi.com.
- [4] L. Huber, B. T. Irving and M. M. Jovanovic, “Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters”, IEEE trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp 1649-1657, July 2008.
- [5] Joel Turchi, “NCP1631で駆動するインタリーブ型PFCステージ設計時の主要な手順”, Application Note AND8407JP/D, www.onsemi.jp.
- [6] Joel Turchi, “Designing a high efficiency, 300 W, wide mains interleaved PFC driven by the NCP1601”, Application Note AND8354/D, www.onsemi.com.

ON Semiconductor及びON SemiconductorのロゴはON Semiconductorという商号を使うSemiconductor Components Industries, LLC 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における商標です。ON Semiconductorは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。ON Semiconductorの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marketing.pdf。ON Semiconductorは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。ON Semiconductorは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害など一切の損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。お客様は、ON Semiconductorによって提供されたサポートやアプリケーション情報の如何にかかわらず、すべての法令、規制、安全性の要求あるいは標準の遵守を含む、ON Semiconductor製品を使用したお客様の製品とアプリケーションについて一切の責任を負うものとします。ON Semiconductorデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。ON Semiconductorは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許しません。ON Semiconductor製品は、生命維持装置や、いかなるFDA (米国食品医薬品局)クラス3の医療機器、FDAが管轄しない地域において同一もしくは類似のものと分類される医療機器、あるいは、人体への移植を対象とした機器における重要部品などへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にON Semiconductor製品を購入または使用した場合、たとえ、ON Semiconductorがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、ON Semiconductorとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとします。ON Semiconductorは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local Sales Representative