

臨界導通モード(CrM)で動作する力率補正段

この資料では、力率補正(PFC)段の部品選択を容易に行うことを目標として、臨界導通モードで動作するPFCの動作に関連する詳細な数学的分析を提案します。このアプリケーション・ノートでは、PFCの仕様に関するいくつかの用語の定義と、主な臨界導通方式の簡単な説明の後、電力部品を選択する上で重要な電流と電圧の大きさを計算するのに必要な式を示します。

はじめに

一般に力率補正(PFC)標準として知られるIEC1000-3-2規格は、ライン電源から流れる電流の全高調波歪み(THD)を最小化することを目的として発行されたものです。実際、規制では電流の波形が正弦波に近いことやACライン電圧と同相であることが要求されています。

アクティブ・ソリューションは規制に適合する最も効果的な手段です。PFCプリレギュレータは入力ブリッジとバルク・コンデンサの間に挿入します。

この中間ステージは、定電圧を出力すると同時に、ライン電源から正弦波電流が流れるように設計されています。実際には、実装が容易であるという理由から昇圧(すなわち、ブースト)構成が採用されます。名前のとおり、このトポロジでは入力電圧より出力電圧が高い必要があります。これが汎用ライン電源条件で、出力安定化レベルが一般に400 V前後に設定される理由です。

臨界導通モードの基礎

臨界導通モード(すなわち、境界線上でのライン導通モード)動作は、小電力アプリケーション向けで最も一般的なソリューションです。このモードは可変周波数制御方式を採用しています。この方式ではインダクタ電流が必要な平均値の2倍に上昇してから0に減少し、その後、直ぐに再び正の値に上昇します(Figure 2とFigure 4を参照)。この制御方式には次の利点があります。

- 簡潔な制御方式：アプリケーションで必要な外付部品数がわずかです。
- 安定化が容易：昇圧によりコンバータは一次領域で維持され、ランプ補償は必要ありません。

- ゼロ電流ターンオン：臨界導通モードの主な利点の1つは、ダイオード電流が0に達するとMOSFETがターンオンすることです。したがって、MOSFETのスイッチオンは損失がないので、その結果、 t_{rr} の短いダイオードを使用する必要はありません。

一方、臨界導通モードには次のような短所もあります。

- ピーク電流が大きく、PFCステージ全体に大きな di/dt が発生しrms大電流が流れます。
- 周波数変動が大きくなります。詳細については、この資料で説明します。

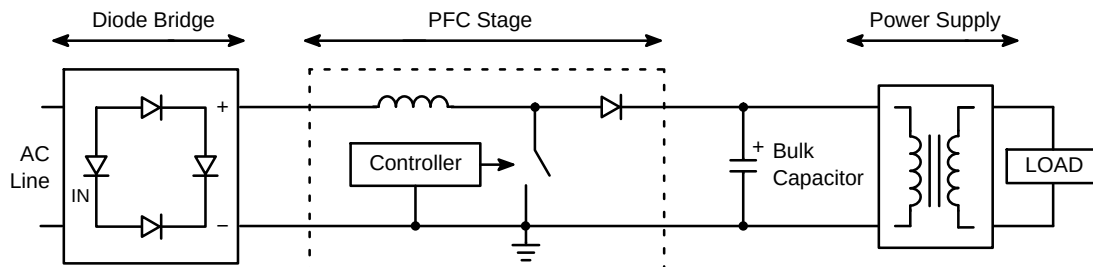


Figure 1. Power Factor Corrected Power Converter

PFCの昇圧プリコンバータでは通常、コイル、ダイオード、パワー・スイッチが必要です。また、このステージでは力率補正コントローラも必要です。これは、PFCプリレギュレータを駆動する目的で個別に設計する回路です。オン・セミコンダクターは、臨界モードで動作する3種類のコントローラ(MC33262、MC33368、MC33260)を開発済みです。一方、NCP1650は連続モード・アプリケーションを対象にしています。

一般的に、臨界導通モードを300 W以下の力率制御回路で使用することを想定しています。



ON Semiconductor®

www.onsemi.jp

APPLICATION NOTE

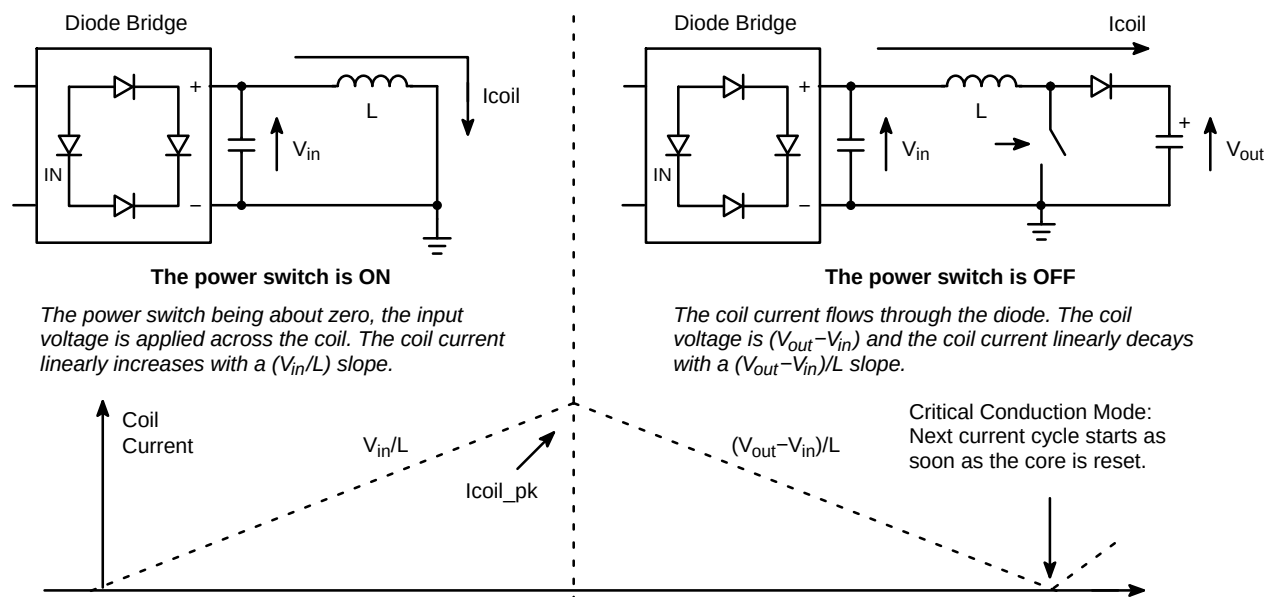


Figure 2. Switching Sequences of the PFC Stage

臨界不連続モードでは、昇圧コンバータには次の2つのフェーズがあります(Figure 2を参照)。

- パワー・スイッチがオンのときのオンタイム。
インダクタ電流は、傾斜 (V_{in}/L) に従って直線的に上昇します。ここで、 V_{in} は瞬時入力電圧、 L はインダクタ値です。
- パワー・スイッチがオフのときのオフタイム。
インダクタ電流は、傾斜 $(V_{out}-V_{in})/L$ に従って直線的に減少します。ここで、 V_{out} は出力電圧です。電流が0に等しくなった時点で、このシーケンスは終了します。

したがって、コイルに三角波の電流が流れます。PFCステージはこれらの三角波の振幅を調整し、平均の結果、コイル電流は(整流された)正弦波になります(Figure 4を参照)。EMIフィルタ(一般的には、ダイオード・ブリッジ出力の両端に配置した100 nF ~ 1.0 μ Fの入力コンデンサを使用)は、フィルタリング機能を果たします。

電流を表す三角波の振幅と形状を制御するために一般的に使用されている手法では、インダクタのピーク電流を正弦波エンベロップに強制的に追従させます。Figure 3にこの動作モードを図示しますが、文で要約すると次のようになります。

- ダイオード・ブリッジの出力はわずかにフィルタリングされ、入力電圧(V_{in})は整流された正弦波になります。PFCコントローラの1本のピンは V_{in} の一部を受け取ります。この端子の電圧は、電流エンベロップを形成するために必要な波形設定情報です。
- エラー・アンプは、出力電圧の実際の値と望ましいレベルの差を誤差として検知し、その誤差に応じて必要な電力を計算します。エラー・アンプの帯域幅は狭く設定してあるので、出力は非常に緩やかに反応し、ACラインの単一の周期内では一定とみなすことができます。

- コントローラは形状設定情報と、エラー・アンプの出力電圧を乗算します。結果として得られる積は、望ましいエンベロップです。つまり、ACライン電源と同じ位相の正弦波であり、その振幅は、供給する必要がある電力に応じて変化します。
- コントローラは、パワー・スイッチの電流を監視します。この電流がエンベロップ・レベルを上回った時点で、PWMラッチはリセットされ、パワー・スイッチがターンオフします。
- 一部の回路はコア・リセットを検出してPWMラッチをセットし、コイル電流が0になった瞬間に新しいMOSFET導通フェーズを初期化します。

したがって、パワー・スイッチがオンになる時点で、電流は0からエンベロップ・レベルまで上昇します。この瞬間に、パワー・スイッチはターンオフし、電流は0に減少します(Figure 2とFigure 4を参照)。図を簡潔にするために、Figure 4では「電流の三角波」を8個のみ示しています。実際は、この周波数は、ACライン電源の周波数に比べると非常に高い値です。入力フィルタリング・コンデンサとEMIフィルタはコイル電流の「三角波」を平均化し、次の結果をもたらします。

$$\langle I_{coil} \rangle_T = \frac{I_{coil_pk}}{2} \quad (\text{eq. 1})$$

ここで、 $\langle I_{coil} \rangle_T$ は1つの電流三角波の平均(周期 T)、 I_{coil_pk} はこの三角波のピーク電流です。

I_{coil_pk} は正弦波エンベロップ($k \cdot V_{in}$)に追従するように強制されるので、 $\langle I_{coil} \rangle_T$ も正弦波になります。

$$\left(\langle I_{coil} \rangle_T = \frac{k \cdot V_{in}}{2} = \frac{k \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t)}{2} \right) \quad (\text{eq. 2})$$

ここで、 k はエラー・アンプによる変調の定数です。その結果、この手法ではACライン電流も正弦波になります。

AND8123/D

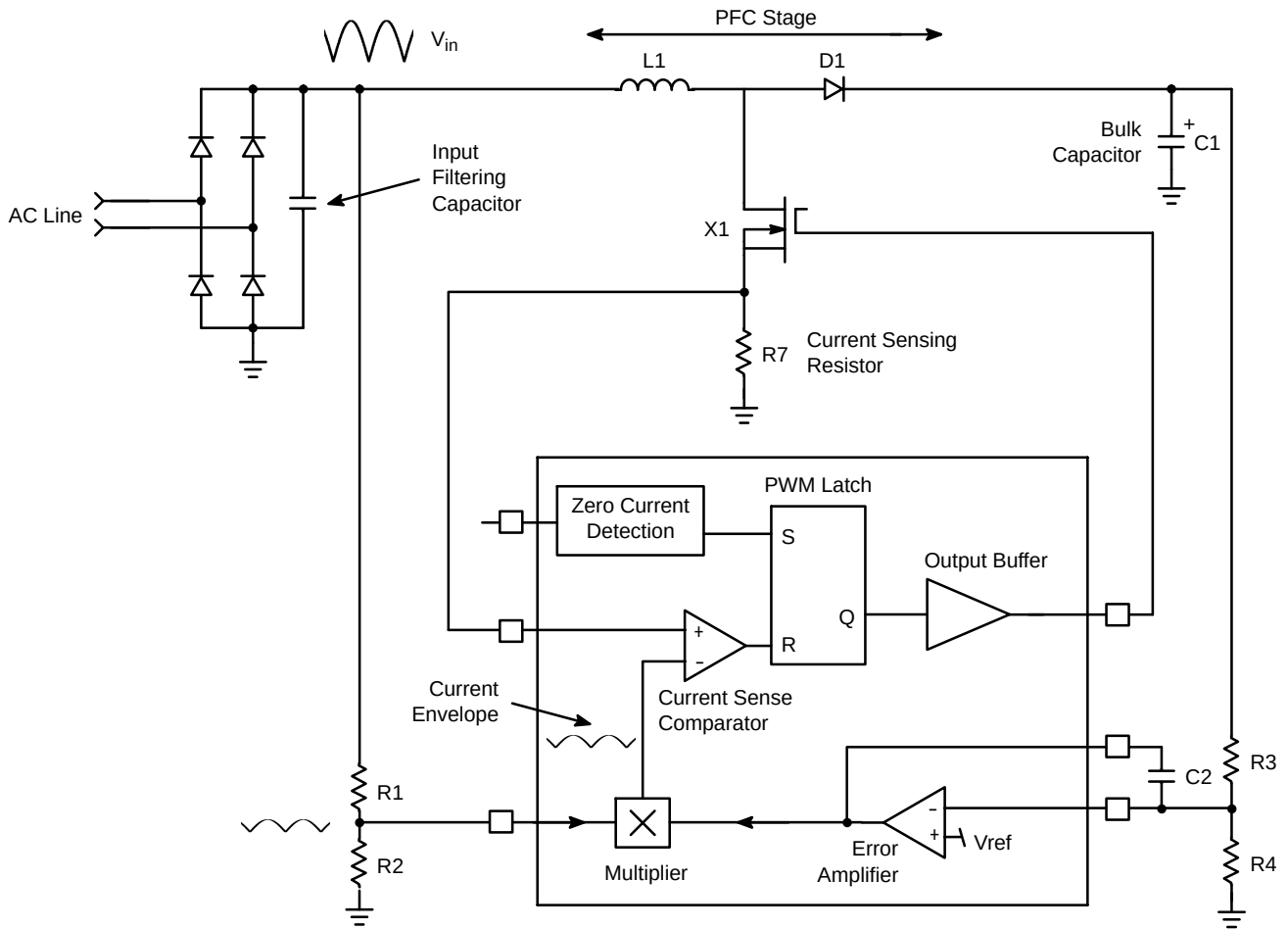


Figure 3. Switching Sequences of the PFC Stage

コントローラは、入力電圧と出力電圧を監視し、この情報と乗算器を使用して正弦波エンベロープを作成します。検知された電流がエンベロープの電圧を上回った時点で、電流センス・コンパレータはPWMラッチをリセットし、パワー・スイッチはターンオフします。コアがリセットされた時点で、専用ブロックはPWMラッチをセットし、新しいMOSFET導通期間が開始されます。

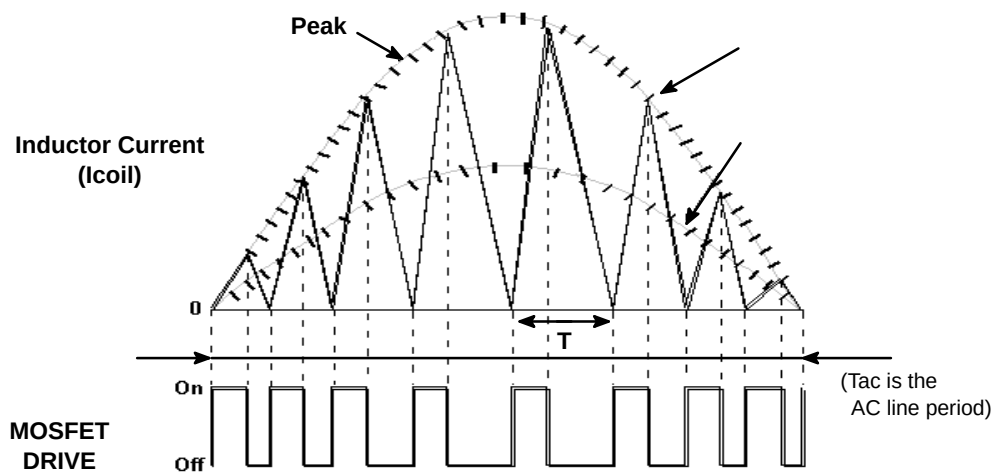


Figure 4. Coil Current

パワー・スイッチの導通期間に、電流は0からエンベロープ・レベルまで上昇します。この瞬間に、パワー・スイッチはターンオフし、電流は0に減少します。図を簡潔にするために、「電流の三角波」を8個のみ示しています。実際は、この周波数は、ACライン電源の周波数に比べると非常に高い値です。

簡潔な計算で、正弦波の期間全体を通じてオンタイムが一定であること、 $t_{on} = 2 * L * \frac{Pin}{Vac^2}$ また、スイッチング周波数変調が、次の式のオフタイムで行われることが分かります。

$$t_{off} = 2 * \sqrt{2} * L * \frac{Pin}{Vac * (V_{out} - \sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t))} * \sin(\omega t) = t_{on} * \frac{\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)}{V_{out} - \sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)} \quad (\text{eq. 3})$$

この理由で、オン・セミコンダクターが開発したMC33260は、コイル電流の波形を整形することを目的とした、整流されたACラインの一部を入力する乗

算器を内蔵していません。代わりに、この製品は最も簡潔な方法で力率補正を実現するために、一定のオンタイムを強制します。

主要な式

スイッチング周波数

すでに説明したように、コイル電流は次の2つのフェーズで形成されています。

- パワー・スイッチの導通時間(t_{on})。この期間のうちに、入力電圧はコイルの両端に印加され、コイルを流れる電流は傾斜(V_{in}/L)に従って直線的に増加します。

$$I_{coil}(t) = \frac{V_{in}}{L} * t \quad (\text{eq. 4})$$

このフェーズが終了するのは導通時間(t_{on})が完了したとき、つまりコイル電流がそのピーク値(I_{coil_pk})に達したときです。したがって、次のようになります。

$$I_{coil_pk} = \frac{V_{in}}{L} * t_{on} \quad (\text{eq. 5})$$

導通時間は、次の式によって表されます。

$$t_{on} = \frac{L * I_{coil_pk}}{V_{in}} \quad (\text{eq. 6})$$

- パワー・スイッチのオフタイム(t_{off})。この2番目のフェーズの間に、コイル電流は出力ダイオードを貫流し、出力コンデンサと負荷に供給されます。オンの間は、ダイオード電圧は0とみなすことができ、コイルの両端の電圧は負になり、その値は($V_{in}-V_{out}$)に等しくなります。その後、コイル電流は傾斜($(V_{out}-V_{in})/L$)に従って、(I_{coil_pk})から0まで次のように直線的に減少します。

$$I_{coil}(t) = I_{coil_pk} - \left(\frac{V_{out} - V_{in}}{L} * t \right) \quad (\text{eq. 7})$$

このフェーズが終了するのは、 I_{coil} が0に達したときです。オフタイムは次の式で表されます。

$$t_{off} = \frac{L * I_{coil_pk}}{V_{out} - V_{in}} \quad (\text{eq. 8})$$

合計電流サイクル(したがって、スイッチング周期 T)は、 t_{on} と t_{off} の合計です。したがって、次のようになります。

$$T = t_{on} + t_{off} = L * I_{coil_pk} * \frac{V_{out}}{V_{in} * (V_{out} - V_{in})} \quad (\text{eq. 9})$$

次の段落(式17)に示すとおり、コイルのピーク電流は次のように入力電力とACラインのrms電圧の関数の形で表せます。

$$I_{coil_pk} = 2 * \sqrt{2} * \frac{Pin}{Vac} * \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 10})$$

ここで、 ω はACラインの角周波数です。式(9)の I_{coil_pk} をこの式で置き換えると、次のようになります。

$$T = 2 * \sqrt{2} * \frac{L * Pin}{Vac} * \sin(\omega t) * \frac{V_{out}}{\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t) * (V_{out} - V_{in})} \quad (\text{eq. 11})$$

この式を簡潔にすると、次のようになります。

$$T = \frac{2 * L * Pin}{Vac^2 * (V_{out} - V_{in})} \quad (\text{eq. 12})$$

スイッチング周波数は、スイッチング周期の逆数です。したがって、次のようになります。

$$f = \frac{Vac^2}{2 * L * Pin} \left(1 - \frac{\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)}{V_{out}} \right) \quad (\text{eq. 13})$$

この式は、スイッチング周波数が次のもので形成されていることを示しています。

- 動作ポイント(負荷とACラインのrms電圧)のみに応じて変動する1つの項 $\left(\frac{Vac^2}{2 * L * Pin} \right)$ 。
- ACラインの正弦波内でスイッチング周波数を変動させる変調係数 $\left(1 - \frac{\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)}{V_{out}} \right)$ 。

次の図に、ACラインの振幅、ACラインの電力、正弦波の周期内それぞれに対するスイッチング周波数の変動を示します。

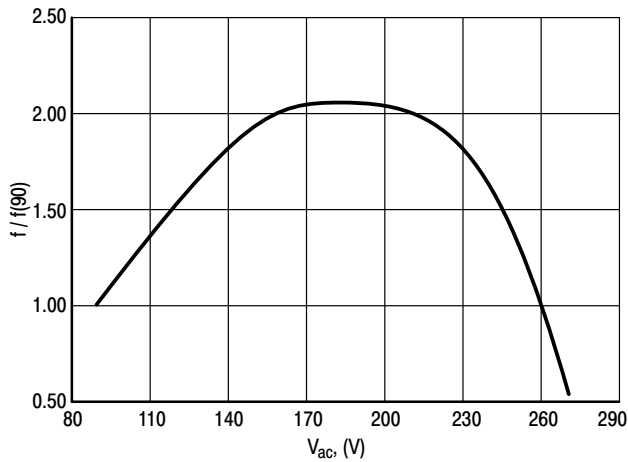


Figure 5. Switching Frequency Over the AC Line RMS Voltage (at the Sinusoid top)

この図では、 $f(90) = 1$ に正規化した形で、ラインのrms電圧に対するスイッチング周波数の変動を表しています。 $V_{out} = 400\text{ V}$ の状態を描いたこのプロットは、大きな変動($V_{ac} = 180\text{ V}$ の場合に200%、 $V_{ac} = 270\text{ V}$ の場合に60%)を表しています。 V_{out} が高くなるほど、曲線の形状は平坦になる傾向があります。ただし、スイッチング周波数の最小値が得られるのは必ず、ACラインが極値のいずれか(V_{acLL} または V_{acHL} 、ここで V_{acLL} と V_{acHL} はそれぞれ、 V_{ac} の最小レベルと最大レベルを表す)です。

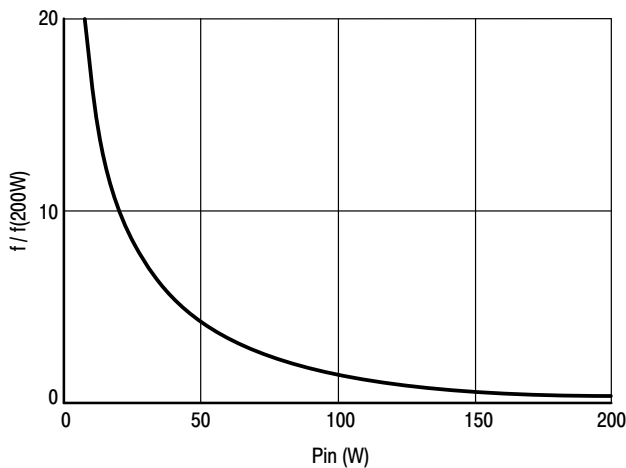


Figure 6. Switching Frequency vs. the Input Power (at the Sinusoid top)

このプロットでは、 $f(200\text{ W}) = 1$ に正規化した形で、入力電力に対するスイッチング周波数の変動を表しています。電力が10 Wの場合は、スイッチング周波数に20をかけます。実際はPFCステージの伝播遅延はスイッチング周波数をクランプし、非常に負荷が軽い条件下で理論的にはクランプが数MHzを上回る可能性があります。MC33260の最小オフタイムにより、無負荷の場合の周波数は約400kHzに制限されます。

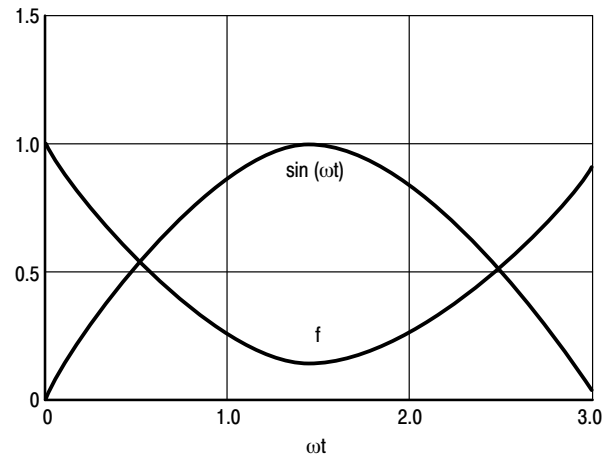


Figure 7. Switching Frequency Over the AC Line Sinusoid @ 230 Vac

このプロットでは、ACラインがゼロクロスする時点で f が1に等しくなるように正規化した形で、 $V_{ac} = 230\text{ V}$ および $V_{out} = 400\text{ V}$ の場合のACラインの1つの正弦波全体に対するスイッチング周波数の変動を表します。正弦波の上端で、スイッチング周波数をおよそ5で割ることになります。

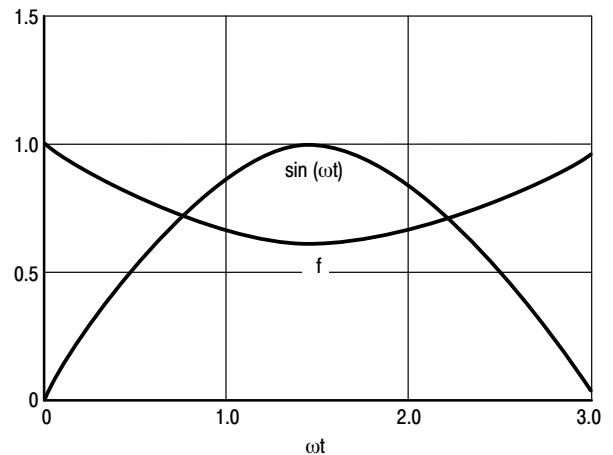


Figure 8. Switching Frequency Over the AC Line Sinusoid @ 90 Vac

このプロットでは、 $V_{ac} = 90\text{ V}$ の条件で同じ特性を表します。Figure 5(f - V_{ac})で示した場合と同様に、出力電圧と入力電圧の差が大きくなるほど、スイッチング周波数の形状は平坦になります。

最後に、ACラインと電力に応じてスイッチング周波数は大きく変動します。この挙動は、臨界導通モードの動作の利便性を大きく低下させる可能性が高いと考えられます。多くの場合、この挙動によって

EMIフィルタリングが困難になります。また、PFCステージから電力が供給されるシステムの妨げになる干渉が生成されるリスクも大きくなります(例えば、モニタの画面に、目に見えるノイズが生じる可能性があります)。

さらに、周波数に変動が生じ、その変動が高い値(最大500 kHz)に達する場合は、EMIを効果的に減衰させノイズを低減するスナバ・ネットワークのようなツールの利用が実質的に妨げられ、損失が過度に大きくなります。

また、電力が減少したときや、入力電圧が上昇したときに周波数が高くなることも分かります。軽負荷時にはスイッチング周期は最小2.0 μ s (500 kHz)までにも短くなる可能性があります。制御回路内の伝播遅延やパワー・スイッチのリアクション時間全般は、もう無視できなくなり、全般的に電流の形状が乱れます。その結果、力率は低下します。

スイッチング周波数の変動は、負荷があまり変動しないアプリケーション限定で使用するシステムにとって主要な制限事項になります。

コイルのピーク電流とrms電流

コイルのピーク電流

PFCステージでACラインの電流が正弦波になり、ACライン電圧と同じ位相になった結果、次のように表現できます。

$$i_{in}(t) = \sqrt{2} * i_{ac} * \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 14})$$

ここで、 $i_{in}(t)$ はACライン電流の瞬時値、 i_{ac} は実効値です。

ACラインの電流がコイル電流を平均した結果として得られることを前提にすると、次の式を導くことができます。

$$i_{in}(t) = \langle i_{coil} \rangle_T = \frac{i_{coil_pk}}{2} \quad (\text{eq. 15})$$

ここで、 $\langle i_{coil} \rangle_T$ は考慮しているコイル電流の三角波に関するスイッチング周期T全体にわたる平均値、 i_{coil_pk} は対応するピーク値です。

したがって、コイル電流の三角波のピーク値は、正弦波エンベロープに従うことになり、次の式に等しくなります。

$$i_{coil_pk} = 2 * \sqrt{2} * i_{ac} * \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 16})$$

PFCステージは力率を強制的に1に近付けるので、平均入力電力を、ACラインのrms電流とrms電圧に結び付ける既知の関連付け($\langle Pin \rangle = Vac * i_{ac}$)が使用でき、上記の式から次の式を導くことができます。

$$i_{coil_pk} = 2 * \sqrt{2} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac} * \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 17})$$

コイル電流のピークは、正弦波の上端、つまり $\sin(\omega t) = 1$ で最大になります。この最大値、 $(i_{coil_pk})_H$ は次のようになります。

$$(i_{coil_pk})_H = 2 * \sqrt{2} * \frac{\langle Pin \rangle}{Vac} \quad (\text{eq. 18})$$

この式からは、要求される電力が最大で、ACライン電圧が最小のときに、コイル電流のピークが最大に達することが容易に導かれます。

$$i_{coil_max} = 2 * \sqrt{2} * \frac{\langle Pin \rangle_{max}}{Vac_{LL}} \quad (\text{eq. 19})$$

ここで、 $\langle Pin \rangle_{max}$ はアプリケーションの最大入力電力、 Vac_{LL} はACライン電圧の最小レベルです。

コイルのrms電流

電流のrms値は振幅の2乗に相関し、1.0 Ω の抵抗内でこの電流によって生じる消費電力を表します。その後、次の式を使ってrmsコイル電流を計算します。

- 最初に、2乗により単一スイッチング周期内での「rms電流」を計算すると、考慮しているスイッチング周期内に1.0 Ω の抵抗で消費される電力が得られます。
- 次いで、入力電圧のサイクルに比べるとスイッチング周期は短いので、コイル電流の瞬時値の2乗を求め、指定した正弦波サイクル全体でそれらの値を平均化する方法で、コイルのrms電流の2乗を表す式を得ることができます。

この方式をこのセクションで使用します。すでに説明したように、コイルを流れる電流は、

- MOSFETのオンタイム、つまり $0 < t < t_{on}$ のときは $(i_M(t) = V_{in} * t / L = i_{coil_pk} * t / t_{on})$ です。
- $(i_D(t) = i_{coil_pk} - ((V_{out} - V_{in}) * t / L) = i_{coil_pk} * (T - t) / \text{ダイオードの導通時間、つまり } t_{on} < t < T \text{ のときは } (T - t_{on}))$ です。

したがって、コイル電流のどの三角波でも、対応するスイッチング周期T全体にわたるrms値は、次の式で表されます。

$$\langle (i_{coil})_{rms} \rangle_T = \sqrt{\frac{1}{T} * \left(\int_0^{t_{on}} \left[\frac{i_{coil_pk} * t}{t_{on}} \right]^2 * dt + \int_{t_{on}}^T \left[i_{coil_pk} * \frac{T - t}{T - t_{on}} \right]^2 * dt \right)} \quad (\text{eq. 20})$$

積分を解くと、次のようになります。

$$\langle (i_{coil})_{rms} \rangle_T = \sqrt{\frac{1}{T} * \left(\left[\frac{i_{coil_pk}^2}{t_{on}^2} * \frac{t_{on}^3}{3} \right] + \left[\frac{-(T - t_{on})}{3 * i_{coil_pk}} * \left(\left[i_{coil_pk} * \frac{T - T}{T - t_{on}} \right]^3 - \left[i_{coil_pk} * \frac{T - t_{on}}{T - t_{on}} \right]^3 \right) \right] \right)} \quad (\text{eq. 21})$$

式を簡単になると、次のようになります。

$$\langle (I_{coil})_{rms} \rangle_T = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{I_{coil_pk}^2 \cdot t_{on}}{3} + \left[\frac{-(T - t_{on})}{3 \cdot I_{coil_pk}} \cdot (-I_{coil_pk}^3) \right] \right)} \quad (\text{eq. 22})$$

項を整理すると、次のようになります。

$$\langle (I_{coil})_{rms} \rangle_T = I_{coil_pk} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{t_{on}}{3} + \frac{T - t_{on}}{3} \right)} \quad (\text{eq. 23})$$

ルート記号内の項を計算すると、次の式が得られます。

$$\langle (I_{coil})_{rms} \rangle_T = \frac{I_{coil_pk}}{\sqrt{3}} \quad (\text{eq. 24})$$

コイル電流のピークを、入力電力の平均値とACライン電圧のrms値の関数で表される式17に置き換えると、次の式が得られます。

$$\langle (I_{coil})_{rms} \rangle_T = 2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac}} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 25})$$

この式からは、単一のスイッチング周期、つまり特定の V_{in} 全体にわたるコイルの等価rms電流が得られます。すでに説明したように、この値の2乗とコイルの抵抗値を乗算すると、特定の V_{in} での抵抗損失

式25を直前の式に代入すると、次の式が得られます。

$$(I_{coil})_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_{ac}} \cdot \int_0^{T_{ac}/2} \left[2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac}} \cdot \sin(\omega t) \right]^2 \cdot dt} \quad (\text{eq. 27})$$

この式は、コイルのrms電流が、次の式のrms値であることを表しています。 $2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac}} \cdot \sin(\omega t)$ 。つまり、振幅が $(2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac}})$ である正弦波電流のrms値です。このような正弦波電流のrms値は既知です(振幅を $\sqrt{2}$ で割った値)。
したがって、

$$I_{coil}(rms) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac}} \quad (\text{eq. 28})$$

が得られます。整流後のACラインの周期全体にわたるrms電流が得られたので、 $\langle (I_{coil})_{rms} \rangle_T$ を積分する必要はありませんが、その2乗を求めて、単一のスイッチング周期全体にわたる消費電力から、平均抵抗損失を導く作業に進みます。ただし、rms値を得るために、結果の平方根を計算する必要があることに注意してください。

その結果、コイルのrms電流は次のようになります。
(eq. 26)

$$(I_{coil})_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_{ac}} \cdot \int_0^{T_{ac}/2} \langle (I_{coil})_{rms} \rangle_T^2 \cdot dt}$$

ここで、 $T_{ac} = 2 \cdot \pi / \omega$ はACラインの期間です(欧州では20 ms、米国では16.66 ms)。整流されたACライン電圧を供給されるPFCステージは、ACラインに比べて2倍の周波数で動作します。この理由で、ACラインの周期の半分の長さ($T_{ac}/2$)にわたって積分を実行します。

スイッチング損失

スイッチング損失を正確に決定することは困難です。この損失は、MOSFETの種類、特にゲートの電荷、コントローラで使用しているドライバのドライブ能力、および臨界導通モード動作では大幅に変化するスイッチング周波数に応じて異なります。ただし、以下のことを想定すると、概算の推定は可能です。

- 出力電圧が一定であると想定。
出力電圧リップルが交差電圧のおおむね5%未満と想定します。この想定は妥当と考えられます。
- スwitchング時間(Figure 9で定義する δt と t_{FR})が正弦波全体で一定であると想定。

Tek Run: 10.0GS/s ET Hi Res

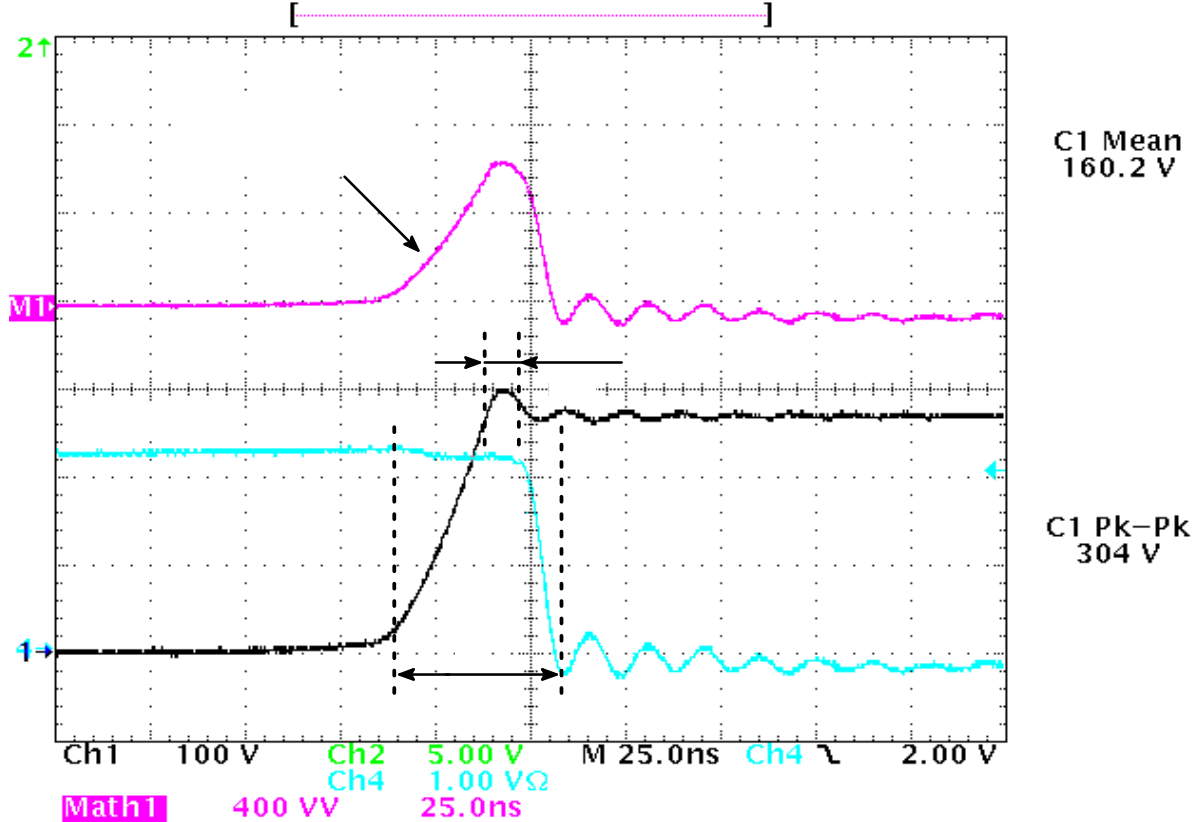


Figure 9. Turn Off Waveforms

Figure 9は、ターンオフ・シーケンスを表します。次の3つのフェーズを観測できます。

- ゲート電圧のミラー・プラトーのおおよそ後半の期間にわたって、ドレイン・ソース間電圧は出力電圧に達するまで直線的に上昇します。
- ダイオードの順方向回復時間の一部である短い時間にわたって、MOSFETには最大電圧と最大電流の両方が発生します。
- その後、ゲート電圧は(ミラー・プラトー)からゲートのしきい値以下に降下し、ドレイン電流も減少して0になります。

“ δt ”(Figure 9)は、3つのフェーズの合計時間を表し、“ t_{FR} ”は2番目のフェーズの持続時間を表します。

したがって、次のように記述できます。

(eq. 29)

$$psw = \left(\frac{V_{out} * I_{coil_pk} * \delta t - t_{FR}}{2} \right) + \left(V_{out} * I_{coil_pk} * \frac{t_{FR}}{T} \right)$$

項を整理すると、次の式が得られます。

$$\langle psw \rangle = \frac{\delta t + t_{FR}}{2 * L} * \left\{ \left(\frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} V_{in} * V_{out} * dt \right) - \left(\frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} V_{in}^2 * dt \right) \right\} \quad (eq. 32)$$

ここで、 δt と t_{FR} は、Figure 9に示したスイッチング時間、 T はスイッチング周期です。

式9に、コイルのピーク電流と、考慮している電流サイクル(三角波)のスイッチング周期を結び付ける

$$式を示します。 \quad T = \frac{L * I_{coil_pk}}{V_{in}} * \frac{V_{out}}{V_{out} - V_{in}}$$

式9を式29に代入すると、次の式が得られます。

$$psw = \frac{V_{in} * (V_{out} - V_{in}) * (\delta t + t_{FR})}{2 * L} \quad (eq. 30)$$

この式は、入力電圧の瞬時値、出力電圧と入力電圧の差の瞬時値、スイッチング時間、コイルの値に基づく、1つのスイッチング周期全体にわたるスイッチング損失を示しています。ACライン周期の半分の時間にわたって psw の積分を実行し、平均損失($\langle psw \rangle$)を計算してみましょう。

(eq. 31)

$$\langle psw \rangle = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \frac{V_{in} * (V_{out} - V_{in}) * (\delta t + t_{FR})}{2 * L} * dt$$

考慮している V_{out} が定数であると想定すると、すでに説明したように入力電圧の平均値が $(2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} / \pi)$ であること、また

$$(V_{ac}^2 = \frac{2}{T_{ac}} \cdot \int_0^{T_{ac}/2} V_{in}^2 \cdot dt)$$

この式を簡単に解くことができます。これらの式を適用すると、次の式が得られます。

(eq. 33)

$$< p_{sw} > = \frac{\delta t + t_{FR}}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot V_{out}}{\pi} - V_{ac}^2 \right)$$

簡単にすると、次のようになります。

(eq. 34)

$$< p_{sw} > = \frac{2 \cdot (\delta t + t_{FR}) \cdot V_{ac}^2}{\pi \cdot L} \cdot \left(\frac{V_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac}} - \frac{\pi}{4} \right)$$

コイルのインダクタンス(L)は重要な役割を果たします。損失は、この値に反比例します。スイッチング周波数もLに反比例するので、この概念は容易に理解できます。

この式はスイッチング損失が電力レベルとは独立していることも示しています。電力が小さくなるとスイッチング周波数が高くなることに注意すると、この結果を容易に予測できます。

式34は、比率(V_{out}/V_{ac})が小さくなると、MOSFETのスイッチング損失が小さくなることも示しています。その原因は、出力電圧と入力電圧の差が小さくなるとスイッチング周波数が低くなる「フォロー・ブースト」モードにあります。言い換えると、この手法を活用して、同じスイッチング周波数範囲、同じスイッチング損失で、より小さいコイルを使用することもできます。

例えば、MC33260は「フォロー・ブースト」動作を採用しており、プリコンバータの出力電圧が安定するレベルは、ACラインの振幅に応じて直線的に変化します。この手法の意図は、ブースト(昇圧)の効率を最適化し、PFCステージのコストを最小限に抑えることを目的として、出力電圧と入力電圧の差を小さくすることにあります¹。

δt と t_{FR} をどのように求めますか。

- 最善の方法は、これらの値を測定することです。
- 代わりに、MOSFETのゲート電荷 Q_3 を放電するための所要時間(Figure 10を参照)を使用して、 δt を近似することもできます。 Q_3 は必ずしも規定されているとは限らないので、次の方法で計算することも考えられます。つまり、 Q_1 に、ミラー・プラトのゲート電荷の半分($Q_2/2$)を加算する方法です。回路のドライブ能力が既知である場合は、ターンオフタイム($\delta t = Q_3/I_{drive}$ 、または $\delta t = [Q_1 + (Q_2/2)]/I_{drive}$)を導くことができます。
- 最初のアプローチでは、ダイオードの順方向回復時間に等しくなるように t_{FR} を設定することもできます。

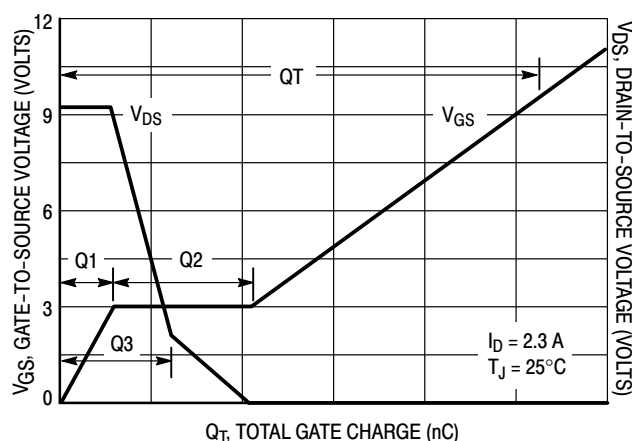


Figure 10. Typical Total Gate Charge Specification of a MOSFET

この計算では、以下の点を考慮していないことに注意してください。

- MOSFETを駆動するためにコントローラが消費するエネルギー($Q_{cc} \cdot V_{cc} \cdot f$)。ここで、 Q_{cc} はゲート電圧を V_{cc} に充電するために必要とされるMOSFETのゲート電荷、 V_{cc} はドライバの電源電圧、 f はスイッチング周波数です。
- PFCステージの寄生容量によって消費されるエネルギーターンオンごとに、MOSFETのドレインソース間、ダイオード、コイルそれぞれの寄生容量の両端の間で突発的な電圧の変化が発生します。この結果、MOSFETの両端である程度の追加の消費($1/2 \cdot C_{parasitic} \cdot \Delta V^2 \cdot f$)が生じます。ここで、 $C_{parasitic}$ は考慮している寄生コンデンサ、 ΔV はその両端での電圧の変化です。

¹ 詳細については、次のサイトでMC33260のデータシートを参照してください。www.onsemi.jp

ただし、ほとんどのアプリケーションでは、記載した損失のうち最初の2つがあまり重要な役割を演じず、その場合は式34は最初のアプローチで十分な近似を示す結果になります。とはいえ、軽負荷時にはスイッチング周波数が高くなるので、寄生コンデンサによって消費される損失も大きくなる可能性があります。いつものように、ベンチでの実際の測定による検証が重要です。

パワーMOSFETの導通損失

Figure 4で示したように、コイル電流は高周波の三角波によって形成されます。入力コンデンサを入力RFIと組み合わせたフィルタは、コイルの電流リップルを積分し、結果として得られるACライン電流は正弦波になります。

オンタイムの間に、パワー・スイッチを流れるこの電流は次のように直線的に増加します。

$$I_{coil}(t) = \frac{V_{in}}{L} \cdot t \quad (\text{eq. 35})$$

ここで、 V_{in} は入力電圧($V_{in} = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t)$)、 L はコイルのインダクタンス、 t は時間です。

スイッチング周期の残りの時間では、パワー・スイッチはオフになります。オンタイムの間に、Icoilによって消費される電力に起因する導通損失に関して、スイッチング周期Tの間の電力を次のように計算できます。

$$p_T = \frac{1}{T} * \int_0^{ton} Ron * Icoil(t)^2 * dt = \frac{1}{T} * \int_0^{ton} Ron * \left(\frac{Vin}{L} * t\right)^2 * dt \quad (eq. 36)$$

ここで、RonはMOSFETのオンタイムのドレイン・ソース間抵抗、tonはオンタイムです。

積分を解くと、式36は次のように簡単になります。

$$p_T = \frac{Ron}{T} * \left(\frac{Vin}{L}\right)^2 * \int_0^{ton} t^2 * dt = \frac{1}{3} * Ron * \left(\frac{Vin}{L}\right)^2 * \frac{ton^3}{T} \quad (eq. 37)$$

オンタイムの終わりにコイルの電流がそのピーク値に達すると、Icoil_pk = Vin * ton/Lおよび前の式を次のように書き直すことができます。

$$p_T = \frac{1}{3} * Ron * Icoil_pk^2 * \frac{ton}{T} \quad (eq. 38)$$

従来の式($\frac{1}{3} * Ron * Ipk^2 * d$ 、ここで、Ipkはピーク電流、dはMOSFETのデューティ・サイクル)は、昇圧またはフライバック構成でMOSFETの導通損失を計算可能にするためのものと考えられます。

デューティ・サイクル(d = ton/T)は、次の式で計算できます。

- 次の方法のどちらかが使用できます。1つは、オフタイム(toff)はtonの関数として表現でき(式3を参照)、この式を使用して(T = ton + Toff)の一部を置き換えることができます。
- もう1つの方法は、臨界導通モードが連続導通モード(CCM)との境界にあると想定して、CCM昇圧コンバータに見られるデューティ・サイクルを表す式を適用することです。

どちらの方法を使用しても、次の同じ結果が得られます。

$$d = \frac{ton}{T} = 1 - \frac{Vout}{Vin} \quad (eq. 39)$$

式39を式38に代入すると、次の式が得られます。

$$p_T = \frac{1}{3} * Ron * Icoil_pk^2 * \left(1 - \frac{Vout}{Vin}\right) \quad (eq. 40)$$

正弦波エンベロープに追従するコイルのピーク電流(Icoil_pk)は、次のように表現できます。

$$Icoil_pk = 2 * \sqrt{2} * \frac{Pin}{Vac} * \sin(\omega t) \quad (式 17を参照)。$$

VinとIcoil_pkをそれぞれの正弦波表現、つまり($\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)$)と($2 * \sqrt{2} * \frac{Pin}{Vac} * \sin(\omega t)$)で置き換えると、式40は次のようになります。

$$p_T = \frac{1}{3} * Ron * \left(2 * \sqrt{2} * \frac{Pin}{Vac} * \sin(\omega t)\right)^2 * \left(1 - \frac{\sqrt{2} * Vac * \sin(\omega t)}{Vout}\right) \quad (eq. 41)$$

この式を整理すると、次のようになります。

$$p_T = \frac{8}{3} * Ron * \left(\frac{Pin}{Vac}\right)^2 * \left[\sin^2(\omega t) - \left(\frac{\sqrt{2} * Vac}{Vout} * \sin^3(\omega t)\right)\right] \quad (eq. 42)$$

式42から、特定のVin電圧における導通損失を求めることができます。平均損失を求めるには、整流されたACラインの正弦波全体にわたってこの式を積分する必要があります。

$$< p >_{Tac} = \frac{8}{3} * Ron * \left(\frac{Pin}{Vac}\right)^2 * \frac{2}{Tac} * \int_0^{Tac/2} \left[\sin^2(\omega t) - \left(\frac{\sqrt{2} * Vac}{Vout} * \sin^3(\omega t)\right)\right] * dt \quad (eq. 43)$$

sin²(ωt)の平均値が既知である(0.5)場合、<sin³(ωt)>を計算するにはいくつかの三角関数を使用する必要があります。

- $\sin^2(\alpha) = \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}$
- $\sin(\alpha) * \cos(\beta) = \frac{\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)}{2}$

前述の2つの式を組み合わせると、次の式が得られます。

$$\sin^3(\omega t) = \frac{3 * \sin(\omega t)}{4} - \frac{\sin(3\omega t)}{4} \quad (eq. 44)$$

式44を式43に代入すると、次の式が得られます。

$$< p >_{Tac} = \frac{8}{3} * Ron * \left(\frac{Pin}{Vac}\right)^2 * \frac{2}{Tac} * \int_0^{Tac/2} \left[\sin^2(\omega t) - \left(\frac{3 * \sqrt{2} * Vac}{4 * Vout} * \sin(\omega t)\right) + \left(\frac{\sqrt{2} * Vac}{4 * Vout} * \sin(3\omega t)\right)\right] * dt \quad (eq. 45)$$

積分を解くと、次のようになります。

$$\langle p \rangle_{\text{Tac}} = \frac{8}{3} * \text{Ron} * \left(\frac{\langle \text{Pin} \rangle}{\text{Vac}} \right)^2 * \left[\frac{1}{2} - \left(\frac{3 * \sqrt{2} * \text{Vac}}{4 * \text{Vout}} * \frac{2}{\pi} \right) + \left(\frac{\sqrt{2} * \text{Vac}}{4 * \text{Vout}} * \frac{2}{3\pi} \right) \right] \quad (\text{eq. 46})$$

式46を整理すると、次のようになります。

$$\langle p \rangle_{\text{Tac}} = \frac{4}{3} * \text{Ron} * \left(\frac{\langle \text{Pin} \rangle}{\text{Vac}} \right)^2 * \left[1 - \left(\frac{8 * \sqrt{2} * \text{Vac}}{3\pi * \text{Vout}} \right) \right] \quad (\text{eq. 47})$$

この式は、比率(Vac/V_{out})が小さくなると、MOSFETのスイッチング損失が小さくなることも示しています。その原因は、出力電圧と入力電圧の差が小さくなるとMOSFETのサイズを小さくできる「フォロウ・ブースト」モードにあります。

例えば、MC33260は「フォロウ・ブースト」動作を採用しており、ブリコンバータの出力電圧が安定するレベルは、ACラインの振幅に応じて直線的に変化します。この手法の意図は、ブースト(昇圧)の効率を最適化し、PFCステージのコストを最小限に抑えることを目的として、出力電圧と入力電圧の差を小さくすることにあります²。

なお、 $\langle p \rangle_{\text{Tac}} = \text{Ron} * (I_M)_{\text{rms}}^2$ が既知である場合は、上記の式から、パワー・スイッチを流れるrms電流((I_M)_{rms})を導くことができます。

$$(I_M)_{\text{rms}} = \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{\langle \text{Pin} \rangle}{\text{Vac}} * \sqrt{1 - \left(\frac{8 * \sqrt{2} * \text{Vac}}{3\pi * \text{Vout}} \right)} \quad (\text{eq. 48})$$

電流センス抵抗での消費

PFCコントローラは、波形整形機能を実行するため、または単純に電流が超過することを防止する目的で、パワー・スイッチの電流を監視します。この理由で、従来はMOSFETのソースとグラウンドの間に抵抗を配置し、パワー・スイッチの電流を検知していました。

² 詳細については、次のサイトでMC33260のデータシートを参照してください。www.onsemi.jp

この計算を行うと、次の式が得られます。

$$\langle p_{\text{Rs}} \rangle_{262} = \frac{4}{3} * \text{Rs} * \left(\frac{\langle \text{Pin} \rangle}{\text{Vac}} \right)^2 * \left[1 - \left(\frac{8 * \sqrt{2} * \text{Vac}}{3\pi * \text{Vout}} \right) \right] \quad (\text{eq. 49})$$

ここで、 $\langle p_{\text{Rs}} \rangle_{262}$ は、電流センス抵抗Rsが消費する電力です。

MC33260のような回路内の電流センス抵抗による消費

この場合は、電流センス抵抗Rsはコイルの電流全体を測定します。したがって、Rsにコイルのrms電流の2乗をかけると、電流センス抵抗が消費した電力が得られます。

$$\langle p_{\text{Rs}} \rangle_{260} = \text{Rs} * (I_{\text{coil}})_{\text{rms}}^2 \quad (\text{eq. 50})$$

MC33260は、グラウンドとダイオードの間に挿入した抵抗の両端の電圧を監視(負のセンス - Figure 15を参照)する方法で、コイルの電流全体を監視します。この回路は過電流保護とコア・リセット検出(ゼロ電流検出とも呼びます)の両方を目的として、電流情報を活用します。この手法により、次の2つの主要な利点を達成できます。

- 補助巻線でコア・リセットを検出する必要がありません。PFCステージに簡潔なコイルを使用するだけで十分です。
- MC33260は、起動時または何らかの過負荷条件時に発生する可能性のある突入電流を検出し、そのようなストレス条件下でパワー・スイッチがオンになることを防止します。その結果、PFCステージはいつも安全になります。

MC33262のような回路がパワー・スイッチのみの電流を監視するのに対し、電流センス抵抗は電流全体を検知するので、電流センス抵抗が消費する電力がある程度増加しても対応可能です。

MC33262のような回路内の電流センス抵抗による消費

電流センス抵抗とパワー・スイッチの両方に同じ電流が流入するので、計算はむしろ容易です。前のセクションで計算したパワー・スイッチの電流(I_M)_{rms}というrms値を2乗し、その結果に電流センス抵抗をかける必要があります。

ここで、I_{coil}(rms)はコイルのrms電流であり、式28で表されているのと同じ値です。

$$I_{\text{coil}}(\text{rms}) = \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{\langle \text{Pin} \rangle}{\text{Vac}}$$

したがって、次のようになります。

$$\langle p_{\text{Rs}} \rangle_{260} = \frac{4 * \text{Rs}}{3} * \left(\frac{\langle \text{Pin} \rangle}{\text{Vac}} \right)^2 \quad (\text{eq. 51})$$

2つの条件下での損失量の比較

比を計算してみましょう。

< pRs > 262 / < pRs > 260。次の式が得られます。
(eq. 52)

$$< pRs > 262 / < pRs > 260 = 1 - \left(\frac{8 * \sqrt{2} * V_{ac}}{3\pi * V_{out}} \right)$$

8/3 πがおおよそ0.85に等しいと想定すると、上の式は次のように簡単になります。

$$< pRs > 262 / < pRs > 260 \approx 1 - \frac{0.85 * V_m}{V_{out}} \quad (\text{eq. 53})$$

ここで、VmはACラインの振幅です。

ダイオードを流れる電流の平均値とRMS値

ダイオードの平均電流は、負荷電流と出力コンデンサ電流の合計なので、簡単に計算できます。

$$I_d = I_{load} + I_{Cout} \quad (\text{eq. 54})$$

ここで平均を求めると、

$$< I_d > = < I_{load} + I_{Cout} > = < I_{load} > + < I_{Cout} > \quad (\text{eq. 55})$$

平衡状態では、出力コンデンサの平均電流は0になる必要があります(それ以外の場合は、コンデンサの電圧が無限に上昇します)。したがって、次のようになります。

$$< I_d > = < I_{load} > = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (\text{eq. 56})$$

ダイオードのrms電流の計算は、これより困難です。コイルのrms電流などの計算と同様に、最初にスイッチング周期レベルでrms電流の2乗を計算し、次にACラインの制限は全体にわたって、得られた結果を積分する必要があります。

Figure 4に示すように、オフタイムの間にコイルからの放電が発生します。より具体的には、この電流はダイオード経由でピーク値(Icoil_pk)から0まで直線的に減衰します。0に達するのは、オフタイムが終了するときです。オフタイムの開始時点時間を時間方向の原点として使用すると、次のように表現できます。

「パワーMOSFETの導通損失」セクションと同様に、(sin³(ωt))を積分するには、いくつかの基礎的な三角関数を計算する必要があります。

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{And :} \\ \sin^3(\omega t) = \sin(\omega t) * \sin^2(\omega t) = \sin(\omega t) * \left(\frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right) = \frac{1}{2} * \sin(\omega t) - \frac{1}{2} * \sin(\omega t) * \cos(2\omega t) \\ \text{Then :} \\ \sin(\omega t) * \cos(2\omega t) = \frac{1}{2} * (\sin(-\omega t) + \sin(4\omega t)) \\ \sin^3(\omega t) = \frac{3}{4} * \sin(\omega t) - \frac{1}{4} * \sin(3\omega t) \end{array} \right.$$

したがって、式63は次のように変形できます。

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \frac{8 * \sqrt{2}}{3} * \frac{P_{in}^2}{V_{ac} * V_{out}} * \left[\frac{3 * \sin(\omega t)}{4} - \frac{\sin(3\omega t)}{4} \right] * dt \quad (\text{eq. 64})$$

$$I_{coil}(t) = I_{coil_pk} * \frac{t_{off} - t}{t_{off}} \quad (\text{eq. 57})$$

コイルのrms電流を計算した場合と同様に、「1つのスイッチング周期全体にわたるダイオードのrms電流」を計算できます。

$$I_d(\text{rms})^2_T = \frac{1}{T} * \int_0^{t_{off}} \left[I_{coil_pk} * \frac{t_{off} - t}{t_{off}} \right]^2 * dt \quad (\text{eq. 58})$$

この積分を解くと、「1つのスイッチング周期全体にわたるダイオードのrms電流」を表す式を得ることができます。

$$I_d(\text{rms})_T = \sqrt{\frac{t_{off}}{3 * T}} * I_{coil_pk} \quad (\text{eq. 59})$$

Icoil_pkを表す式17を直前の式に代入すると、次の式が得られます。

$$I_d(\text{rms})_T = 2 * \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{P_{in}}{V_{ac}} * \sqrt{\frac{t_{off}}{T}} * \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 60})$$

さらに、toffとTが次の式で示す関係にあることが容易に理解できます。

$$t_{off} = T * \frac{V_{in}}{V_{out}} = T * \frac{\sqrt{2} * V_{ac} * \sin(\omega t)}{V_{out}} \quad (\text{eq. 61})$$

したがって、式60は次のように変形できます。

$$I_d(\text{rms})_T = \frac{2 * \sqrt{2} * \sqrt{2}}{\sqrt{3}} * \frac{P_{in}}{V_{ac} * V_{out}} * (\sqrt{\sin(\omega t)})^3 \quad (\text{eq. 62})$$

この式からは、単一スイッチング周期、つまり特定のVin全体にわたるダイオードの等価rms電流が得られます。「コイルのピーク電流とrms電流」セクションですでに説明したように、ダイオードのrms電流を2乗した値を求めるには、整流された正弦波期間全体にわたって、この式の2乗を積分する必要があります。

したがって、

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} \frac{8 * \sqrt{2}}{3} * \frac{P_{in}^2}{V_{ac} * V_{out}} * \sin^3(\omega t) * dt \quad (\text{eq. 63})$$

これで、積分を解き、次のように表記することができます。

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{16 * \sqrt{2}}{3 * T_{ac}} * \frac{< Pin > 2}{V_{ac} * V_{out}} * \left(\frac{3 * (\cos(\omega 0) - \cos(\omega T_{ac}/2))}{4\omega} + \frac{\cos(3\omega T_{ac}/2) - \cos(3\omega 0)}{12\omega} \right) \quad (\text{eq. 65})$$

($\omega * T_{ac} = 2\pi$)から次のように計算できます。

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{16 * \sqrt{2}}{3} * \frac{Pin^2}{V_{ac} * V_{out}} * \left(\frac{3 * (1 - \cos(\pi))}{4\omega * T_{ac}} + \frac{\cos(\pi) - 1}{12\omega * T_{ac}} \right) \quad (\text{eq. 66})$$

余弦(cos)成分を具体的な値に置き換えて、この式を簡単に行うことができます。

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{16 * \sqrt{2}}{3} * \frac{< Pin > 2}{V_{ac} * V_{out}} * \left(\frac{6}{8 * \pi} - \frac{1}{12 * \pi} \right) \quad (\text{eq. 67})$$

ダイオードのrms電流の2乗は次のように整理できます。

$$I_d(\text{rms})^2 = \frac{32 * \sqrt{2}}{9 * \pi} * \frac{< Pin > 2}{V_{ac} * V_{out}} \quad (\text{eq. 68})$$

最後に、ダイオードのrms電流は次の式で表されます。

$$I_d(\text{rms}) = \frac{4}{3} * \frac{\sqrt{2 * \sqrt{2}}}{\pi} * \frac{< Pin >}{\sqrt{V_{ac} * V_{out}}} \quad (\text{eq. 69})$$

出力コンデンサのrms電流

Figure 11に示すように、コンデンサ電流は、ダイオード電流(I1)と、負荷によって吸収される電流(I2)の差から生じます。

$$I_c(t) = I_1(t) - I_2(t) \quad (\text{eq. 70})$$

したがって、整流されたACラインの1周期全体にわたるコンデンサのrms電流は、この期間でのI1とI2それぞれのrms値の差に等しくなります。したがって、次のようになります。

$$I_c(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} (I_1 - I_2)^2 * dt \quad (\text{eq. 71})$$

(I1-I2)²を整理すると、次のようになります。

$$I_c(\text{rms})^2 = \frac{2}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} [I_1^2 + I_2^2 - (2 * I_1 * I_2)] * dt \quad (\text{eq. 72})$$

したがって、次のようになります。

$$I_c(\text{rms})^2 = I_1(\text{rms})^2 + I_2(\text{rms})^2 - \frac{4}{T_{ac}} * \int_0^{T_{ac}/2} I_1 * I_2 * dt \quad (\text{eq. 73})$$

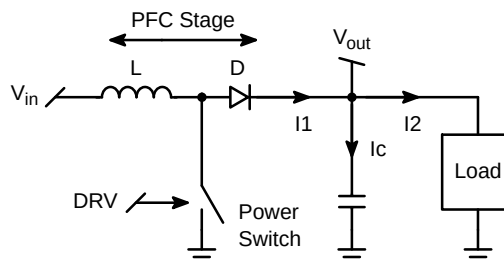


Figure 11. Output Capacitor Current

最初の項は(I1(rms)²)です。これは前のセクションから計算したダイオードのrms電流です。2番目と3番目の項は負荷に依存します。該当する負荷の特性が不明な場合は、これらを計算することはできません。

いずれにしても、2番目の項(I2(rms)²)は負荷が既知になった段階で容易に計算できます。代表的な例として、ダウンストリーム・コンバータによって吸収されるrms電流を上げることができます。一方、3番目の項はI1とI2それぞれの電流の相対的な発生量に依存するので、決定するのがより困難です。PFCステージと負荷(一般的にスイッチ・モード電源)は同期していないので、この項を予測するのは事実上不可能と考えられます。この項が原因でコンデンサのrms電流が減少する傾向があることに注意するとよいでしょう。その結果、次の式を導くことができます。

$$I_c(\text{rms}) \leq \sqrt{I_1(\text{rms})^2 + I_2(\text{rms})^2} \quad (\text{eq. 74})$$

ダイオードのrms電流を表す式69を上記の式に代入すると、次の式が得られます。

$$I_c(\text{rms}) \leq \sqrt{\frac{32 * \sqrt{2} * < Pin > 2}{9 * \pi * V_{ac} * V_{out}}} + I_2(\text{rms})^2 \quad (\text{eq. 75})$$

ここで、I2(rms)は負荷のrms電流です。

負荷が抵抗性の場合は、 $I_2 = V_{out}/R$ です。ここで、 R は負荷の抵抗値であり、式73は次のように変形できます。

$$I_c(rms)^2 = I_1(rms)^2 + \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2 - \frac{4}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}/2} I_1 \cdot \frac{V_{out}}{R} \cdot dt \quad (eq. 76)$$

したがって、コンデンサのrms電流の2乗は次のようになります。

$$I_c(rms)^2 = I_d(rms)^2 + \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2 - \frac{2 \cdot V_{out}}{R} \cdot \langle I_d \rangle \quad (eq. 77)$$

$$I_c(rms)^2 = \frac{32 \cdot \sqrt{2}}{9 \cdot \pi} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac} \cdot V_{out}} + \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2 - \left(\frac{2 \cdot V_{out}}{R} \cdot \frac{P_{out}}{V_{out}}\right) \quad (eq. 78)$$

$P_{out} = V_{out}^2/R$ なので、上記の式は次のように整理できます。

$$I_c(rms) = \sqrt{\left[\frac{32 \cdot \sqrt{2}}{9 \cdot \pi} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{ac} \cdot V_{out}} \right] - \left(\frac{V_{out}}{R}\right)^2} \quad (eq. 79)$$

文献には、より親しみやすい次のような式が掲載されていることがあります。 $I_c(rms) = \frac{I_2}{\sqrt{2}}$ 。ここで、 I_2 は負荷電流です。この式は、ダイオード電流のスイッチング周波数リップルを考慮に入れていないので、近似式です。低周波電流によって生成されるバルク・コンデンサの周波数リップルは小さい(次のセクションを参照)ことのみを考慮します(式90を使用し、 $I_{bulk} = C_{bulk} \cdot dV_{out}/dt$ を計算すると、この式を簡単に導くことができます)。

式79は、高周波と低周波両方のリップルを考慮に入れています。

出力電圧リップル

出力電圧(またはバルク・コンデンサ電圧)は、次の2つのリップルを示します。

最初は、スイッチ・モード電源で従来から観察されているリップルです。このリップルは、スイッチング周波数と同じペースの電流パルスが出力に対して供給されることが原因で発生します。バルク・コンデンサが寄生直列抵抗(ESR – Figure 12を参照)の特性を示す場合は、このパルス形式のエネルギー源を完全にフィルタリングすることはできません。

より具体的には、次のようになります。

- オンタイムの間、PFCのMOSFETは導通し、出力に対して何もエネルギーが供給されません。負荷が必要とする電流は、バルク・コンデンサから負荷に供給されます。この電流とバルク・コンデンサのESR抵抗分の組み合わせは、負電圧、 $-(ESR \cdot I_2)$ を形成します。ここで、 I_2 は負荷電流の瞬時値です。
- オフタイムの間、ダイオードはコイル電流を出力に導き、ESRの両端にある電流は $ESR \cdot (I_d - I_2)$ を形成します。ここで、 I_d はダイオード電流の瞬時値です。

この説明は、各スイッチング周期全体にわたって、PFCステージから供給されるエネルギーが、負荷で消費されるエネルギーに完全に一致していることを想定しています。つまり、バルク・コンデンサの容量成分は一定の電圧を維持し、ESRのみがある程度のリップルを発生させていると考えることができます。

事実、力率補正に固有である、追加の低周波リップルが存在します。入力電流と入力電圧が正弦波である場合は、PFCステージから供給される電力も正弦波を2乗した波形になります。一方、負荷は一般的に一定の電力を消費します。その結果、PFCプリコンバータは平均という形でのみ、負荷の需要に一致する大きさの電力を供給します。出力コンデンサは、瞬間ごとに両者を一致させるために必要とされるエネルギーの一部を供給(または蓄積)することにより、入力電力の不足分(または過剰分)を補償します。Figure 13とFigure 14に、この挙動を図示します。

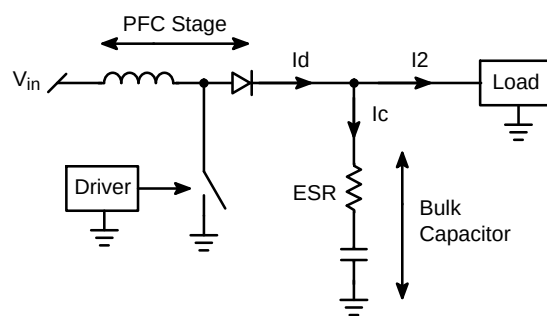


Figure 12. ESR of the Output Capacitor



低周波リップルに比べて一般的に小さい値であるスイッチング・リップルを、この計算では考慮に入れていません。また、スイッチング・リップルは、一般的な方法では予測できない負荷電流の形状に依存します。

すでに説明したように、1つのスイッチング周期全体にわたる平均コイル電流は、次のようになります。

$$I_{in} = \frac{\sqrt{2} * \langle P_{in} \rangle}{V_{ac}} * \sin(\omega t) \quad (\text{eq. 80})$$

入力電力の瞬時値(スイッチング周期全体にわたって平均化)は、入力電圧($\sqrt{2} * V_{ac} * \sin(\omega t)$)と I_{in} の積です。したがって、次のようになります。

$$P_{in} = 2 * \langle P_{in} \rangle * \sin^2(\omega t) \quad (\text{eq. 81})$$

スイッチング周期全体にわたる平均化により、バルク・コンデンサは充電電流($\eta * P_{in}/V_{out}$)が供給されます。ここで、 η はPFCステージの効率です。また、このコンデンサは平均化した負荷電流 $\langle I_2 \rangle = \eta * \langle P_{in} \rangle / V_{out}$ を供給します。有名な「コンデンサの式」である $I = C * dV/dt$ を適用すると、この式は次のようになります。

$$\eta * \frac{P_{in}}{V_{out}} - \langle I_2 \rangle = C_{bulk} * \frac{dV_{out}}{dt} \quad (\text{eq. 82})$$

式81を式82に代入すると、次の式が得られます。

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C_{bulk}} * \left(\frac{2 * \eta * \langle P_{in} \rangle * \sin^2(\omega t)}{V_{out}} - \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle}{V_{out}} \right) \quad (\text{eq. 83})$$

この式の項を整理すると、次の式が得られます。

$$V_{out} * \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle}{C_{bulk}} * [2 * \sin^2(\omega t) - 1] \quad (\text{eq. 84})$$

$\frac{d(V_{out}^2)}{dt} = 2 * V_{out} * \frac{dV_{out}}{dt}$ と $\cos(2\omega t) = 1 - 2 * \sin^2(\omega t)$ を考慮に入れると、上記の式から出力電圧の2乗を導くことができます。

$$V_{out}^2 - \langle V_{out} \rangle^2 = \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle}{C_{bulk} * \omega} * \sin(2\omega t) \quad (\text{eq. 85})$$

ここで、 $\langle V_{out} \rangle$ は出力電圧の平均値です。

上記の式に各項を、出力電圧の平均値の2乗で割ると、次のようになります。

$$\left(\frac{V_{out}}{\langle V_{out} \rangle} \right)^2 = 1 - \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2} \quad (\text{eq. 86})$$

したがって、次のようになります。

$$\frac{\langle V_{out} \rangle + \delta V_{out}}{\langle V_{out} \rangle} = \sqrt{1 - \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} \quad (\text{eq. 87})$$

ここで、 δV_{out} は出力電圧リップルの瞬時値です。

式87を整理すると、次のようになります。

$$\delta V_{out} = \langle V_{out} \rangle * \left(\sqrt{1 - \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} - 1 \right) \quad (\text{eq. 88})$$

平均出力電圧に比べて出力電圧リップルが小さい(幸い、一般的にこれは事実)ことを考慮に入れて、この式を簡潔にすることができます。この結果、 $\left(\sqrt{1 - \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} - 1 \right)$ という項が0に近い、すなわち1に比べて $\left(\frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2} \right)$ が小さいという結論になります。したがって、次のように記述できます。

$$\sqrt{1 - \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2}} \approx 1 - \frac{1}{2} * \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle^2} \quad (\text{eq. 89})$$

式88を式89に代入すると、簡略化したリップルの式は、この資料で目にしたのと同じ、次の形になります。

$$\delta V_{out} = \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle * \sin(2\omega t)}{2 * C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle} \quad (\text{eq. 90})$$

最大リップルは $\sin(2\omega t) = -1$ のときに発生し、最小は $\sin(2\omega t) = 1$ のときに発生します。したがって、

これら2つの差であるピークツーピーク・リップルは、次のようになります。

$$(\delta V_{out})_{pk-pk} = \frac{\eta * \langle P_{in} \rangle}{C_{bulk} * \omega * \langle V_{out} \rangle} \quad (\text{eq. 91})$$

および

$$V_{out} = \langle V_{out} \rangle - \frac{(\delta V_{out})_{pk-pk}}{2} * \sin(2\omega t) \quad (\text{eq. 92})$$

結論

PFCステージ内での電流と電圧を予測しようとすると、従来型のスイッチ・モード電源に比べて、より困難な課題に直面します。つまり、正弦波の変調という課題です。スイッチング・リップルを無視できない臨界導通モードでは、このことが特に当てはまります。この資料で推奨したように、次の方法でこの困難な課題を克服できます。

- 最初に、1つのスイッチング周期内でそれぞれの値を計算します。
- 次に、ACラインのサイクルに比べると非常に短い、考慮しているスイッチング周期内で、正弦波の周期全体にわたってそれぞれの結果を積分します。

推奨した理論的分析を実行すると、PFCステージの主要な素子が直面するストレスの予測に役立ちます。これらの素子とは、コイル、MOSFET、ダイオード、バルク・コンデンサです。目標は、電力部品の選択を容易にすること、したがってPFCの実装を容易にすることにあります。とはいえ、いつものように、実際に測定を行うベンチ・ワークを理論計算だけで置き換えることはできず、またアプリケーションが正常に動作することを保証するための信頼性テストも必要です。

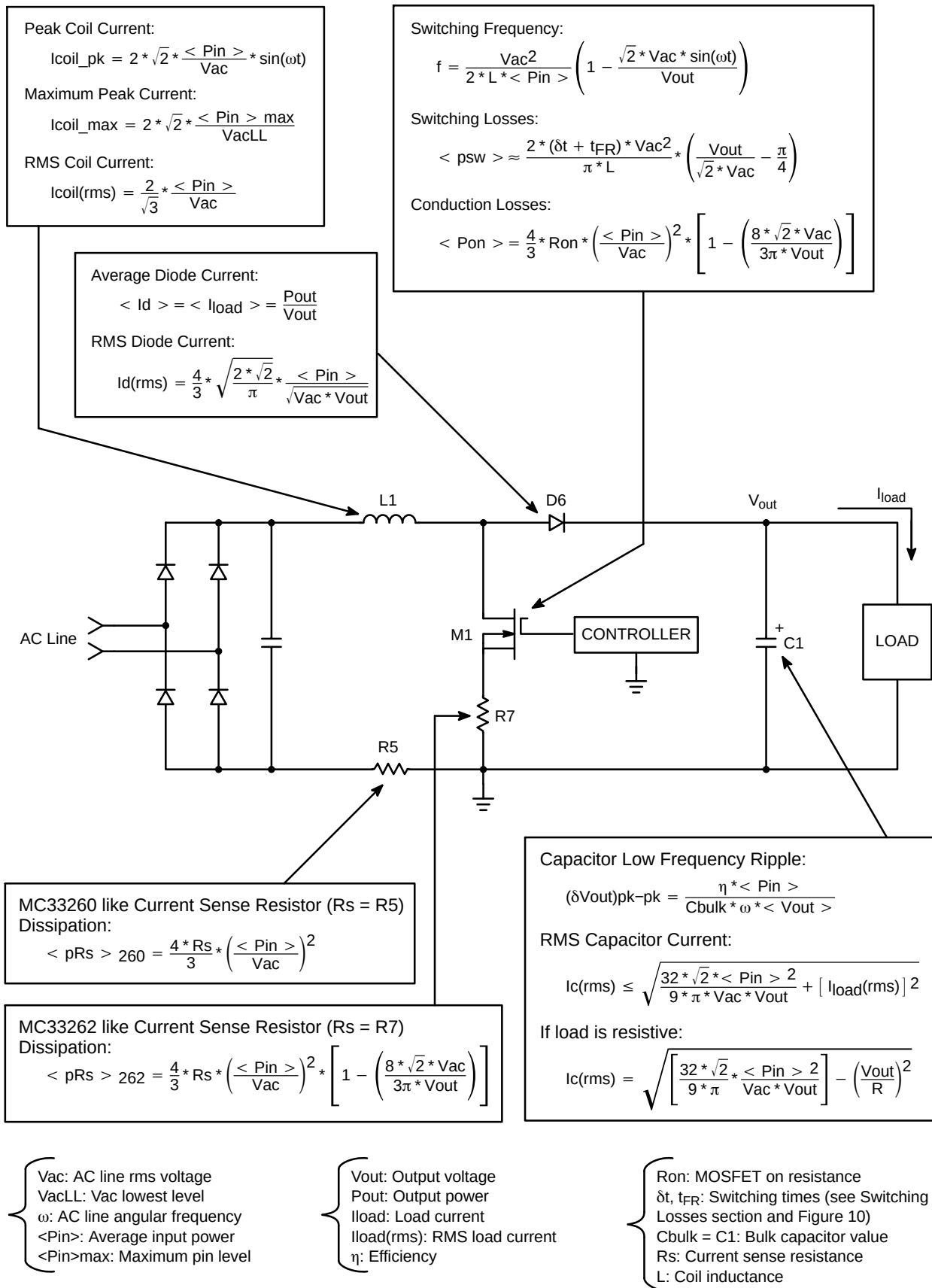


Figure 15. Summary

ON Semiconductor及びONのロゴはSemiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における登録商標です。SCILLC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。SCILLC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-Marking.pdf。SCILLC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。SCILLC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、偶発的な損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。SCILLC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。SCILLC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諾しません。SCILLC製品は、人体への外科的移植を目的とするシステムへの使用、生命維持を目的としたアプリケーション、また、SCILLC製品の不具合による死傷等の事故が起こり得るようなアプリケーション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SCILLC製品を購入または使用した場合、たとえば、SCILLC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、SCILLC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。SCILLC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
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 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