

## NCP1608による力率補正



### はじめに

NCP1608は、電圧モードの力率補正(PFC)コントローラで、入力ラインの高調波規制に適合できるコンバータを実現するように設計されています。350 Wまでのアプリケーションで最適性能が得られるよう臨界導通モード(CrM)で動作します。独自の電圧モード方式により、ライン検知ネットワークを用いず、1に近い力率(PF)を達成できます。出力電圧は内蔵の高精度相互コンダクタンス誤差アンプで正確に制御されます。システム設計を簡素化する、多くの安全機能も実装しています。

このアプリケーション・ノートでは、NCP1608を使用したCrMブーストPFCコンバータ(400 V, 100 W)の設計と実装について説明します。このコンバータは、高効率、低スタンバイ時消費電力、高アクティブ・モード時効率、多彩な保護機能を備えています。

### PFCの必要性

大部分の電子安定器およびスイッチモード電源(SMPS)は、ダイオード・ブリッジ整流器とバルク・コンデンサを使用してACライン電源からDC電圧を

**ON Semiconductor®**

[www.onsemi.jp](http://www.onsemi.jp)

### APPLICATION NOTE

生成します。しかしこの方法では、非正弦波の電流消費が生じるため、電力供給設備へのストレスが大きくなります。また、政府規制や電力会社からの要求により、ライン電流に乗る高調波成分を抑える必要があります。これらの高調波成分に対する要件を満たす方法として、アクティブ型PFC回路が最も普及しています。システム・ソリューションは、整流ブリッジとバルク・コンデンサの間にPFCプリコンバータを接続して構成されます(Figure 1)。ブースト・コンバータは、アクティブ型力率補正で最も一般的な回路構成です。ACラインから定出力電圧を生成し、正弦波入力電流を消費します。

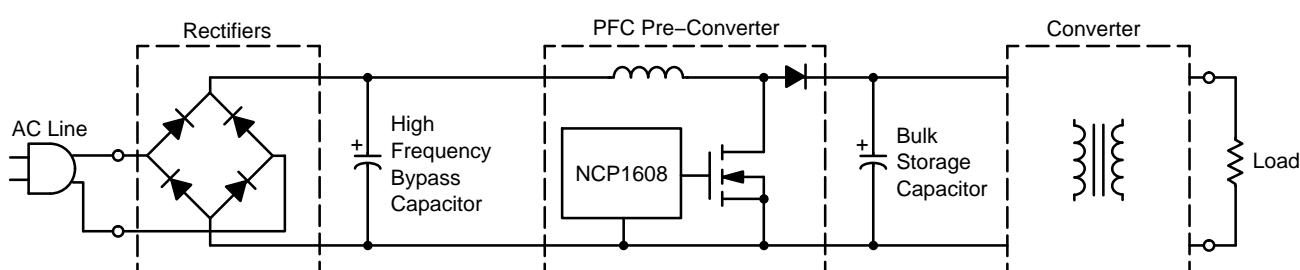


Figure 1. Active PFC Stage with the NCP1608

### CrMブースト・コンバータの基本動作

中電力(350 W未満)アプリケーションの場合は、CrM(臨界導通モード)が好ましい制御方式です。CrMは不連続導通モード(DCM)と連続導通モード(CCM)との境界で動作します。CrMでは、インダクタ電流がゼロに達したときにドライブのオン・タイムが開始されます。

CrMはピーク電流の低いCCM動作の特徴と、スイッチング時の電流がゼロであるDCM動作の特徴を兼

ね備えています。この制御方式では、瞬時ライン入力電圧( $V_{in}$ )と出力負荷に応じて周波数が変動します。CrM PFCブースト・コンバータの動作と波形をFigure 2に示します。PFCアプリケーションに使用するCrMブースト・コンバータの動作について詳しくは、[AND8123JP/D](#)を参照してください。

# AND8396/D

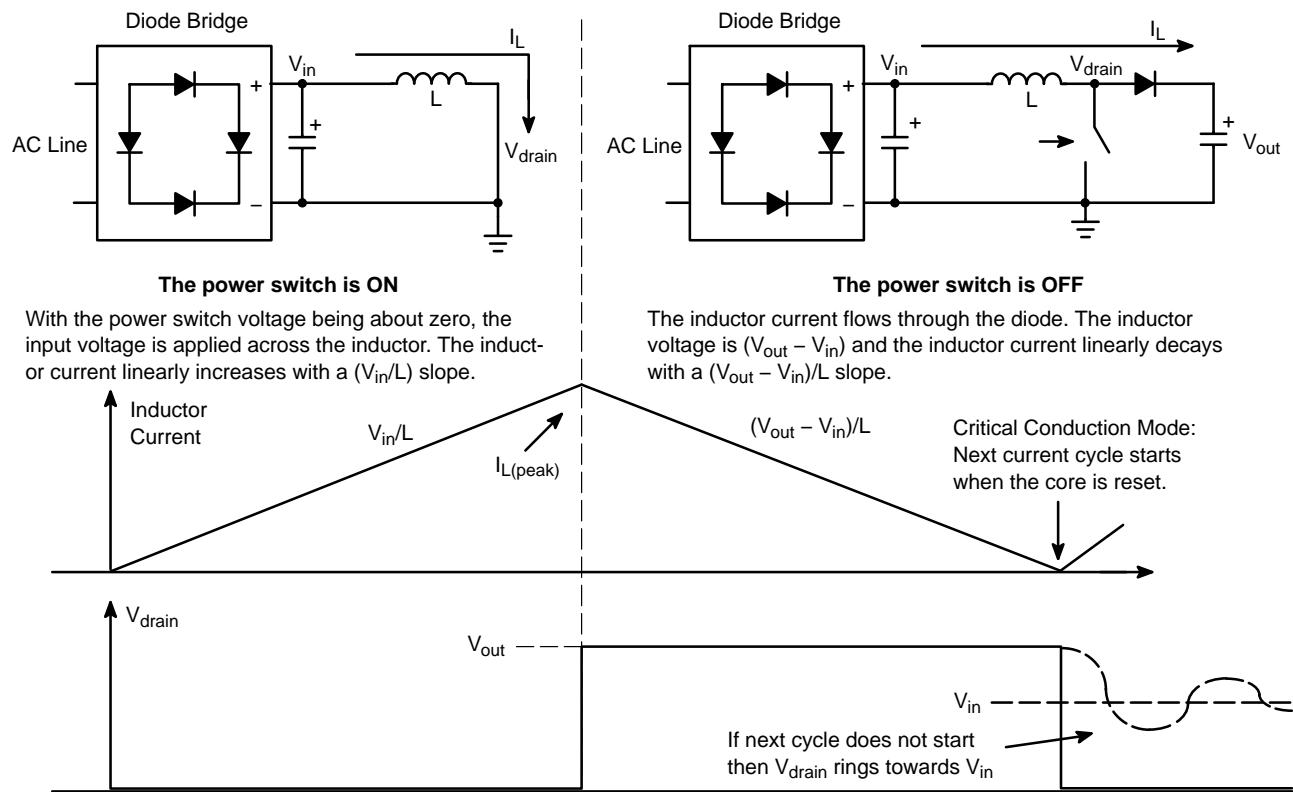


Figure 2. Schematic and Waveforms of an Ideal CrM Boost Converter

## NCP1608の特徴

NCP1608は、統合安全機能、低インピーダンス・ドライバ、高精度誤差アンプ、低スタンバイ消費電流などの特徴を備えており、堅牢な中電力CrMブーストPFCアプリケーション向けの優れたコントローラです。

NCP1608の動作について詳しくは、[NCP1608JP/D](#)を参照してください。NCP1608を使用したCrMブースト・プリコンバータをFigure 3に示します。

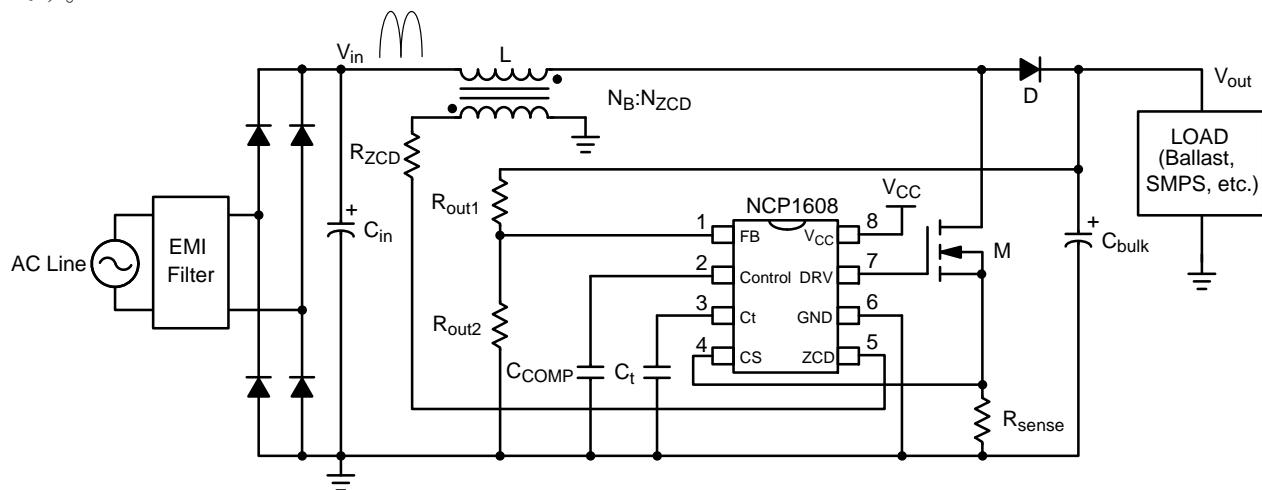


Figure 3. CrM Boost PFC Stage Featuring the NCP1608

FBピンは、 $R_{out1}$ と $R_{out2}$ で構成される抵抗分圧器を通じてブースト出力電圧を検知します。Fbピンには、過電圧保護(OVP)、低電圧保護(UVP)、フローティング端子保護(FPP)が含まれています。このピンは誤差アンプの入力です。誤差アンプの出力はControlピンです。

Controlとグランド・ピンの間に接続される抵抗とコンデンサの組み合わせにより、コンバータの帯域幅を制限する補償ネットワークを形成しています。力率が高い場合、コンバータの帯域幅は20 Hz未満に設定されます。Ctピンに接続されたコンデンサで最大オン・タイムを設定します。CSピンは1サイクル

ごとに過電流保護を行います。内部コンパレータは、 $R_{sense}(V_{CS})$ の両端の電圧と内部リファレンス( $V_{ILIM}$ )を比較します。 $V_{CS}$ が $V_{ILIM}$ に達するとドライバがオフになります。ZCDピンはブースト・インダクタの消磁を検知してドライブをオンにします。ドライブのオン・タイムはZCDピンの電圧( $V_{ZCD}$ )が $V_{ZCD(ARM)}$ を超えるとスタートし、やがて $V_{ZCD(TRIG)}$ 未満に低下します。ZCD巻線に直列接続された抵抗は、ZCDピン電流を制限します。

NCP1608はDRVピンに強力な出力ドライバを備えています。このドライバはソースおよびシンク・インピーダンスが低いため、大型MOSFETのゲートを効率よくスイッチングできます。NCP1608がディセーブルされたときに、出力が“H”的ままフロート状態にならないよう、アクティブとパッシブ両方のプルダウン回路を内蔵しています。

$V_{CC}$ ピンはコントローラの電源ピンです。 $V_{CC}$ がターン・オン電圧( $V_{CC(on)}$ )よりも低いとき、デバイスの消費電流は35  $\mu A$ 未満です。これによって起動時間が短くなり、スタンバイ時の電力損失が低減されます。

#### 設計手順

CrMブーストPFCコンバータの設計については、オン・セミコンダクターの多くのアプリケーション・ノートで解説されています。Table 1にいくつか例を示します。

このアプリケーション・ノートでは、NCP1608の特長を活かしたコンバータ(400 V、100 W)の設計手順について述べます。ユーザが素早く部品値を求めるための専用のNCP1608デザイン・ツールは、[www.onsemi.jp](http://www.onsemi.jp)で入手できます。

Table 1. Additional Resources for the Design and Understanding of CrM Boost PFC Circuits

<a href="#">AND8123/D</a> <a href="#">AND8123JP/D</a>	Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction Mode
AND8016/D	Design of Power Factor Correction Circuits Using the MC33260
<a href="#">AND8154/D</a>	NCP1230 90 W, Universal Input Adapter Power Supply with Active PFC
<a href="#">HBD853/D</a>	Power Factor Correction Handbook

#### 設計手順1：必要なパラメータを定義する

コンバータのパラメータをTable 2に示します。

Table 2. CONVERTER PARAMETERS

Parameter Name	Symbol	Value	Units
Minimum Line Input Voltage	$V_{ac(LL)}$	85	Vac
Maximum Line Input Voltage	$V_{ac(HL)}$	265	Vac
Minimum Line Frequency	$f_{line(MIN)}$	47	Hz
Maximum Line Frequency	$f_{line(MAX)}$	63	Hz
Output Voltage	$V_{out}$	400	V
Full Load Output Current	$I_{out}$	250	mA
Full Load Output Power	$P_{out}$	100	W
Maximum Output Voltage	$V_{out(MAX)}$	440	V
Minimum Switching Frequency	$f_{SW(MIN)}$	40	kHz
Minimum Full Load Efficiency	$\eta$	92	%
Minimum Full Load Power Factor	PF	0.9	-

#### 設計手順2：ブースト・インダクタを計算する

ブースト・インダクタの値( $L$ )はeq.1で計算されます。

$$L \leq \frac{V_{ac}^2 \cdot \left( \frac{V_{out}}{\sqrt{2}} - V_{ac} \right) \cdot \eta}{\sqrt{2} \cdot V_{out} \cdot P_{out} \cdot f_{SW(MIN)}} \quad (\text{eq. 1})$$

スイッチング周波数が最低周波数より高くなるように、 $L$ は入力ライン電圧(実効値)が最小値の場合と最大値の場合の両方で計算されます。

$$L_{LL} \leq \frac{85^2 \cdot \left( \frac{400}{\sqrt{2}} - 85 \right) \cdot 0.92}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 40 \text{ k}} = 581 \mu\text{H}$$

ここで、 $L_{LL}$ は、 $V_{ac(LL)}$ で計算されるインダクタ値です。

$$L_{HL} \leq \frac{265^2 \cdot \left( \frac{400}{\sqrt{2}} - 265 \right) \cdot 0.92}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 100 \cdot 40 \text{ k}} = 509 \mu\text{H}$$

ここで、 $L_{HL}$ は、 $V_{ac(HL)}$ で計算されるインダクタ値です。

値は400  $\mu\text{H}$ が選択されます。インダクタンスの許容差は $\pm 15\%$ です。最大インダクタンス値( $L_{MAX}$ )は460  $\mu\text{H}$ です。eq.2で全負荷時の最低周波数を計算します。

$$f_{SW} = \frac{\text{Vac}^2 \cdot \eta}{2 \cdot L_{MAX} \cdot P_{out}} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot \text{Vac}}{V_{out}} \right) \quad (\text{eq. 2})$$

$$f_{SW(LL)} = \frac{85^2 \cdot 0.92}{2 \cdot 460 \mu \cdot 100} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 85}{400} \right) = 50.5 \text{ kHz}$$

$$f_{SW(HL)} = \frac{265^2 \cdot 0.92}{2 \cdot 460 \mu \cdot 100} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 265}{400} \right) = 44.3 \text{ kHz}$$

$f_{SW}$ は、 $\text{Vac}_{LL}$ のとき50.5 kHz、 $\text{Vac}_{HL}$ のときが44.3 kHzです。

### 設計手順3：コンデンサCtの値を決める

コンデンサCtは、最小ライン入力電圧時および最大出力電力時にオン・タイムが最大となるような値に設定します。最大オン・タイムはeq.3で計算されます。

$$t_{on(MAX)} = \frac{2 \cdot L_{MAX} \cdot P_{out}}{\eta \cdot \text{Vac}_{LL}^2} \quad (\text{eq. 3})$$

$$t_{on(MAX)} = \frac{2 \cdot 460 \mu \cdot 100}{0.92 \cdot 85^2} = 13.8 \mu\text{s}$$

Ctの容量が大きすぎると、出力電力が過剰になり、 $\text{Vac}_{HL}$ または低出力電力時の制御範囲が狭まります。コンデンサCtの値は、eq.4で計算した値よりわずかに大きくすることを推奨します。

$$Ct \geq \frac{2 \cdot P_{out} \cdot L_{MAX} \cdot I_{charge}}{\eta \cdot \text{Vac}_{LL}^2 \cdot V_{Ct(MAX)}} \quad (\text{eq. 4})$$

$I_{charge}$ および $V_{Ct(MAX)}$ の値はNCP1608のデータシートに記載されています。所要出力電力を供給するのに十分な値が最大オン・タイムに設定されるように、Ctの計算には、最大 $I_{charge}$ と最小 $V_{Ct(MAX)}$ を使用してください。

NCP1608のデータシートによれば各値は以下のとおりです。

- $V_{Ct(MAX)} = 4.775 \text{ V}$  (最小)
- $I_{charge} = 297 \mu\text{A}$  (最大)

Ctは次のようになります。

$$Ct \geq \frac{2 \cdot 100 \cdot 460 \mu \cdot 297 \mu}{0.92 \cdot 85^2 \cdot 4.775} = 860 \text{ pF}$$

標準的な1 nF ( $\pm 10\%$ )で十分な余裕が得られます。全高調波歪み(THD)の低減には1.22 nFを選択します(詳細はこのアプリケーション・ノートのTHDをさらに低減するセクションを参照)。

### 設計手順4：ZCD巻線の巻数比を決める

NCP1608のZCD検出器を動作させるには、すべての動作条件で最低でも $V_{ZCD(ARM)}$ (最大1.55 V)がZCDピンに印加されるようなZCD巻数比にしなければな

りません(Figure 4参照)。ブースト巻線対ZCD巻線の巻数比( $N = N_B : N_{ZCD}$ )はeq. 5で計算されます。

$$N \leq \frac{V_{out} - (\sqrt{2} \cdot \text{Vac}_{HL})}{V_{ZCD(ARM)}} \quad (\text{eq. 5})$$

$$N \leq \frac{400 - (\sqrt{2} \cdot 265)}{1.55} = 16$$

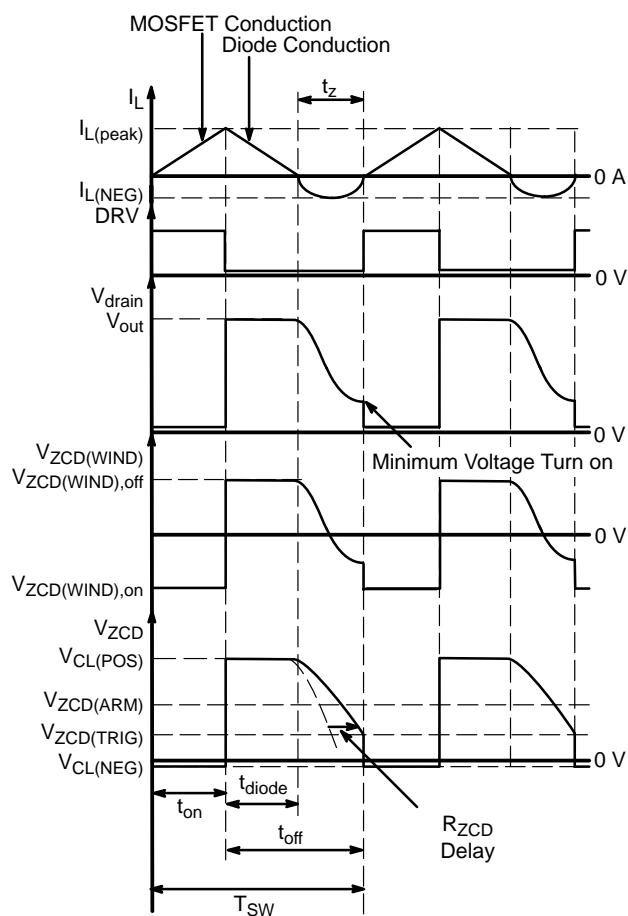


Figure 4. Realistic CrM Waveforms Using a ZCD Winding with  $R_{ZCD}$  and the ZCD Pin Capacitance

この設計では巻数比を10とします。 $R_{ZCD}$ がZCD巻線とZCDピンとの間に接続されていますが、これはZCDピンの電流を制限するためです。この電流は10 mA未満に制限しなければなりません。 $R_{ZCD}$ はeq.6で計算されます。

$$R_{ZCD} \geq \frac{\sqrt{2} \cdot \text{Vac}_{HL}}{I_{ZCD(MAX)} \cdot N} \quad (\text{eq. 6})$$

$$R_{ZCD} \geq \frac{\sqrt{2} \cdot 265}{10 \text{ mA} \cdot 10} = 3.75 \text{ k}\Omega$$

いつZCD巻線の信号が検出されてドライブのタンソンがスタートするかは、 $R_{ZCD}$ の値と、ZCDピンの寄生容量とによって決ります。 $R_{ZCD}$ 値が大きすぎると、ZCDイベントの検出に長い遅延が生じます。この場合、コントローラはDCMで動作し、力率が低

下します。 $R_{ZCD}$ 値が小さすぎると、ドレイン電圧が高いときにドライブがオンになるため、スイッチング効率が低下します。 $R_{ZCD}$ を選択する一般的な方法は、最小ドレイン電圧でターンオンする $R_{ZCD}$ 値を使用することです。この値は実験により見つけます。

$R_{ZCD}$ とZCDピンの容量に起因する遅延中に、等価ドレイン容量( $C_{EQ(drain)}$ )がFigure 5に示す経路を通じて放電されます。

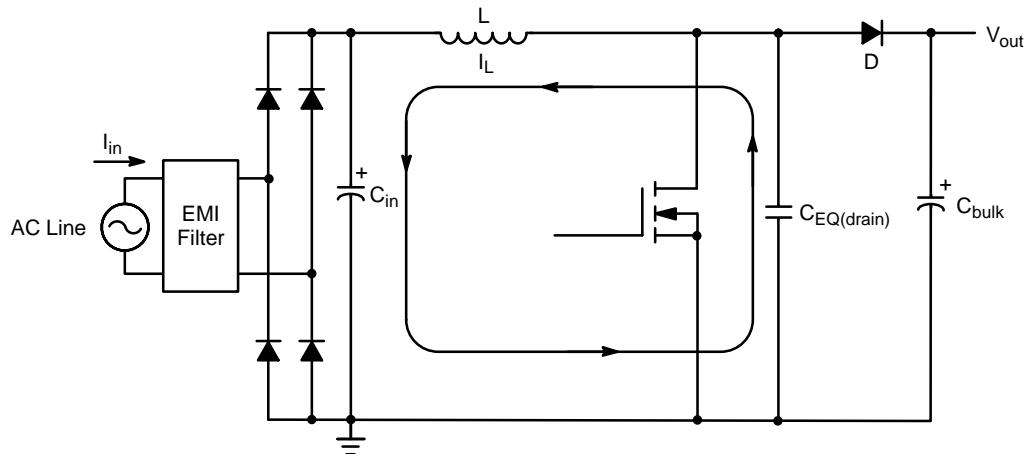


Figure 5. Equivalent Drain Capacitance Discharge Path

$C_{EQ(drain)}$ はMOSFET、ダイオード、インダクタの複合的な寄生容量です。 $C_{in}$ は、 $C_{EQ(drain)}$ で放電されるエネルギーにより充電されます。 $C_{in}$ の充電は、ブリッジ整流器を逆バイアスするため、入力電流( $I_{in}$ )がゼロに減少します。入力電流がゼロになるとTHDが増加します。THDを低減するには、比率( $t_z/T_{SW}$ )を最小にします。ここで、 $t_z$ は $I_L = 0\text{ A}$ からドライブ・ターンオンまでの期間です。比率( $t_z/T_{SW}$ )はLの平方根に反比例します。

#### 設計手順5：FB、OVP、UVPの各レベルを設定する

$R_{out1}$ と $R_{out2}$ で抵抗分割器が構成され、これで $V_{out}$ を低減してからFBピンに印加します。誤差アンプはドライブのオン・タイムを調整して、FBピンの電圧を誤差アンプの基準電圧( $V_{REF}$ )と等しい電圧に維持します。計算での最初の手順は、分割器ネットワークのバイアス電流( $I_{bias(out)}$ )の選択です。分割器ネットワークのバイアス電流は、雑音余裕と消費電力のトレードオフを最適化する値に選択されます。 $R_{out1}$ は、最適化されたバイアス電流と出力電圧を用いて、eq.7により計算されます。

$$R_{out1} = \frac{V_{out}}{I_{bias(out)}} \quad (\text{eq. 7})$$

100  $\mu\text{A}$ のバイアス電流は、消費電力と雑音余裕の間の許容可能なトレードオフを提供します。

$$R_{out1} = \frac{400}{100 \mu} = 4 \text{ M}\Omega$$

出力電圧信号は、 $R_{out1}$ とFBピンの容量で設定される時定数のために、遅延してからFBピンに印加されます。 $R_{out1}$ は大きすぎてはなりません。大きすぎると、この遅延によってOVP検出電圧のオーバーシュートが発生することがあります。

$R_{out2}$ は $V_{out}$ 、 $R_{out1}$ 、および内部フィードバック抵抗(NCP1608仕様表に記載する $R_{FB}$ )によって決まります。 $R_{out2}$ はeq.8で計算されます。

$$R_{out2} = \frac{R_{out1} \cdot R_{FB}}{R_{FB} \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1 \right) - R_{out1}} \quad (\text{eq. 8})$$

$$R_{out2} = \frac{4 \text{ M} \cdot 4.6 \text{ M}}{4.6 \text{ M} \cdot \left( \frac{400}{2.5} - 1 \right) - 4 \text{ M}} = 25.3 \text{ k}\Omega$$

この設計では $R_{out2}$ を25.5  $\text{k}\Omega$ で選択しています。

結果の出力電圧は、選択した抵抗を使用し、eq.9により計算されます。

$$V_{out} = V_{REF} \cdot \left( R_{out1} \cdot \frac{R_{out2} + R_{FB}}{R_{out2} \cdot R_{FB}} + 1 \right) \quad (\text{eq. 9})$$

$$V_{out} = 2.5 \cdot \left( 4 \text{ M} \cdot \frac{25.5 \text{ k} + 4.6 \text{ M}}{25.5 \text{ k} \cdot 4.6 \text{ M}} + 1 \right) = 397 \text{ V}$$

PFC段は帯域幅が狭いため、負荷の急変時や起動時にオーバーシュートが生じます。NCP1608は出力が安全電圧を超えないようOVP回路を内蔵しています。OVP回路は $V_{FB}$ と内部過電圧検出しきい電圧を比較して、OVP障害が発生したかどうかを判定します。OVP検出電圧はeq.10で計算されます。

$$V_{\text{out(OVP)}} = \frac{V_{\text{OVP}}}{V_{\text{REF}}} \cdot V_{\text{REF}} \cdot \left( R_{\text{out1}} \cdot \frac{R_{\text{out2}} + R_{\text{FB}}}{R_{\text{out2}} \cdot R_{\text{FB}}} + 1 \right) \quad (\text{eq. 10})$$

$$V_{\text{out(OVP)}} = 1.06 \cdot 2.5 \cdot \left( 4 \text{ M} \cdot \frac{25.5 \text{ k} + 4.6 \text{ M}}{25.5 \text{ k} \cdot 4.6 \text{ M}} + 1 \right) = 421 \text{ V}$$

出力コンデンサ( $C_{\text{bulk}}$ )の値は、ピークツーピーク出力電圧リップル( $V_{\text{ripple(peak-peak)}}$ )がOVP検出電圧以下になるよう十分大きな容量になります。 $C_{\text{bulk}}$ はeq.11で計算されます。

$$C_{\text{bulk}} \geq \frac{P_{\text{out}}}{2 \cdot \pi \cdot V_{\text{ripple(peak-peak)}} \cdot f_{\text{line}} \cdot V_{\text{out}}} \quad (\text{eq. 11})$$

ここで、 $f_{\text{line}} = 47 \text{ Hz}$ はリップル電圧のワースト・ケースで、 $V_{\text{ripple(peak-peak)}} < 42 \text{ V}$ です。

$$C_{\text{bulk}} \geq \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 42 \cdot 47 \cdot 400} = 20 \mu\text{F}$$

$C_{\text{bulk}}$ の値は $68 \mu\text{F}$ として選択され、 $V_{\text{ripple(peak-peak)}}$ を $15 \text{ V}$ 未満に低下させます。これにより、ピーク出力電圧は $406.25 \text{ V}$ となり、この値はピーク出力OVP検出電圧( $421 \text{ V}$ )以下です。

NCP1608は低電圧保護(UVP)機能を内蔵しています。起動中に、 $C_{\text{bulk}}$ がACライン電圧のピーク値まで充電されます。 $C_{\text{bulk}}$ が最小電圧まで充電されない場合、NCP1608はUVP障害を検出します。UVP検出電圧はeq.12で計算されます。

$$V_{\text{out(UVP)}} = V_{\text{UVP}} \cdot \left( R_{\text{out1}} \cdot \frac{R_{\text{out2}} + R_{\text{FB}}}{R_{\text{out2}} \cdot R_{\text{FB}}} + 1 \right) \quad (\text{eq. 12})$$

$$V_{\text{out(UVP)}} = 0.31 \cdot \left( 4 \text{ M} \cdot \frac{25.5 \text{ k} + 4.6 \text{ M}}{25.5 \text{ k} \cdot 4.6 \text{ M}} + 1 \right) = 49 \text{ V}$$

UVP機能はフィードバック・ループでのオープン・ループ状態に対する保護も提供します。FBピンが誤ってフロート状態になった場合(ハンダ付け不良など)、システム内のカップリングによって $V_{\text{FB}}$ が安定化範囲内(すなわち、 $V_{\text{UVP}} < V_{\text{FB}} < V_{\text{REF}}$ )に入る可能性があります。コントローラは最大電力を供給してこれに応答します。すると出力電圧が上昇して部品に過度なストレスがかかります。NCP1608はFBがフロート状態の場合にシステムを保護する機能を内蔵しています。内蔵のプルダウン抵抗( $R_{\text{FB}}$ )により、FBピンがフロート状態になった場合は、 $V_{\text{FB}}$ がUVPしきい値以下になるようにします。

動作中にFBピンがフロートした場合は、 $V_{\text{FB}}$ が $V_{\text{REF}}$ から低下し始めます。低下率は、 $R_{\text{FB}}$ とFBピンの寄生容量によって左右されます。 $V_{\text{FB}}$ が低下すると、 $V_{\text{Control}}$ が上昇し、それによってオン・タイムは $V_{\text{FB}} < V_{\text{UVP}}$ まで上昇します。 $V_{\text{FB}} < V_{\text{UVP}}$ のとき、UVP障害が検出され、コントローラがディセーブルされます。Figure 6にシーケンスを示します。

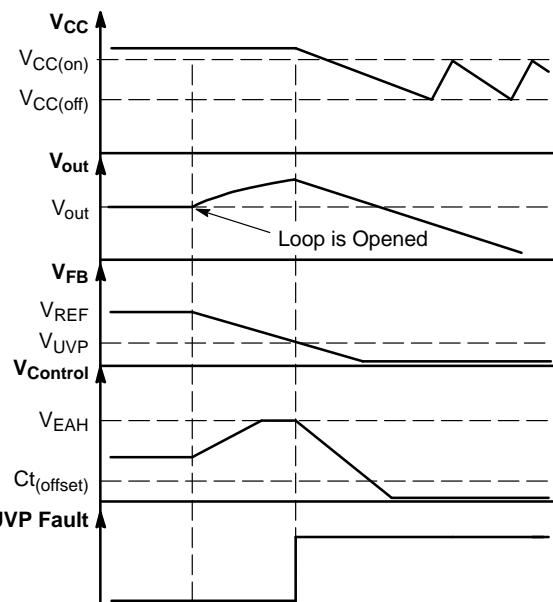


Figure 6. UVP Operation if Loop is Opened During Operation

#### 設計手順6：電力部品の値を決める

電力部品は、印加される電流と電圧を維持するのに十分な余裕が得られる値に決定します。ライン入力電圧が最小で出力電力が最大のときに、インダクタ・ピーク電流が最大になり、電力部品に最大のストレスがかかります。これらの部品をFigure 3に示します。

1. インダクタ・ピーク電流( $I_{\text{L(peak)}}$ )はeq.13で計算されます。

$$I_{\text{L(peak)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_{\text{ac}}} \quad (\text{eq. 13})$$

$$I_{\text{L(peak)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 100}{0.92 \cdot 85} = 3.62 \text{ A}$$

インダクタの実効電流( $I_{\text{L(RMS)}}$ )はeq.14で計算されます。

$$I_{\text{L(RMS)}} = \frac{2 \cdot P_{\text{out}}}{\sqrt{3} \cdot V_{\text{ac}} \cdot \eta} \quad (\text{eq. 14})$$

$$I_{\text{L(RMS)}} = \frac{2 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 85 \cdot 0.92} = 1.48 \text{ A}$$

2. 出力ダイオード(D)の実効電流( $I_{\text{D(RMS)}}$ )はeq. 15で計算されます。

$$I_{\text{D(RMS)}} = \frac{4}{3} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \cdot 2}{\pi}} \cdot \frac{P_{\text{out}}}{\eta \cdot \sqrt{V_{\text{ac}} \cdot V_{\text{out}}}} \quad (\text{eq. 15})$$

$$I_{\text{D(RMS)}} = \frac{4}{3} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \cdot 2}{\pi}} \cdot \frac{100}{0.92 \cdot \sqrt{85 \cdot 400}} = 0.75 \text{ A}$$

ダイオードにかかる最大電圧は、 $V_{OVP}$ (421 V)に寄生容量の影響によるオーバーシュートを加えた値になります。このデモ・ボードでは最大電圧は450 Vです。600 Vのダイオードの場合、ディレーティング係数は25%です。この設計ではMUR460(4 A/600 V)ダイオードを選択しています。

3. MOSFET(M)の実効電流( $I_{M(RMS)}$ )はeq.16で計算されます。

$$I_{M(RMS)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{P_{out}}{\eta \cdot Vac} \right) \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{\sqrt{2} \cdot 8 \cdot Vac}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}} \right)} \quad (\text{eq. 16})$$

$$I_{M(RMS)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{100}{0.92 \cdot 85} \right) \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{\sqrt{2} \cdot 8 \cdot 85}{3 \cdot \pi \cdot 400} \right)} = 1.27 \text{ A}$$

MOSFETにかかる最大電圧は、 $V_{OVP}$ (421 V)に寄生容量の影響によるオーバーシュートを加えた値になります。このデモ・ボードでは最大電圧は450 Vです。560 VのMOSFETの場合、ディレーティング係数は20%です。この設計ではSPP12N50C3(11.6 A/560 V)MOSFETを選択しています。

4. 電流センス抵抗( $R_{sense}$ )は、MOSFETの最大インダクタ・ピーク電流を制限し、この値はeq.17で計算されます。

$$R_{sense} = \frac{V_{ILIM}}{I_{L(\text{peak})}} \quad (\text{eq. 17})$$

ここで、 $V_{ILIM}$ の値は[NCP1608](#)のデータシートに記載されています。

$$R_{sense} = \frac{0.5}{3.62} = 0.138 \Omega$$

消費電力を低減するために、電流センス抵抗は0.125 Ωが選択されます。その結果、最大インダクタ・ピーク電流は4Aとなります。MOSFETの連続電流定格は7 A(メーカーのデータシートに記載されるとおり、 $T_C = 100^\circ\text{C}$ の場合)、インダクタの飽和電流は4.7 Aなので、最大ピーク・インダクタ電流4 Aは十分低い値です。

$R_{sense}$ による消費電力は、eq. 18で計算されます。

$$P_{R_{sense}} = I_{M(RMS)}^2 \cdot R_{sense} \quad (\text{eq. 18})$$

$$P_{R_{sense}} = 1.27^2 \cdot 0.125 = 0.202 \text{ W}$$

5. 出力コンデンサ( $C_{bulk}$ )の実効電流は、eq.19で計算されます。

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{\sqrt{2} \cdot 32 \cdot P_{out}^2}{9 \cdot \pi \cdot Vac \cdot V_{out} \cdot \eta^2} - I_{load(RMS)}^2} \quad (\text{eq. 19})$$

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{\sqrt{2} \cdot 32 \cdot 100^2}{9 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 400 \cdot 0.92^2} - 0.25^2} = 0.7 \text{ A}$$

$C_{bulk}$ の値は手順5で計算され、リップル電圧を低く抑えてOVPがトリガされないようにします。 $C_{bulk}$

の値は、実効電流が $C_{bulk}$ の定格を超えないようにするため、場合によっては増やす必要がります。

$C_{bulk}$ の電圧定格は、 $V_{out(OVP)}$ より高くする必要があります。 $V_{out(OVP)}$ は421 Vなので、 $C_{bulk}$ は電圧定格が450 Vになるように選択します。

#### 設計手順7：電源電圧 $V_{CC}$

$V_{CC}$ コンデンサ( $C_{VCC}$ )を $V_{CC(on)}$ に充電する標準的な方法は、 $V_{in}$ と $V_{CC}$ の間に抵抗を接続することです。NCP1608は起動時消費電流が少ないため、起動時に抵抗電流の大部分で $C_{VCC}$ を充電することができます。これは起動時消費電流が少ないので、起動時間が短く、スタンバイ時の消費電力が減少します。起動時間( $t_{startup}$ )の概算値は、eq.20で計算されます。

$$t_{startup} = \frac{C_{VCC} \cdot V_{CC(on)}}{\frac{\sqrt{2} \cdot Vac}{R_{start}} - I_{CC(startup)}} \quad (\text{eq. 20})$$

ここで、 $I_{CC(startup)}$  = 24 μA(標準値)です。

$C_{VCC}$ が47 μFコンデンサとして選択され、 $R_{start}$ が660 kΩとして選択された場合、 $t_{startup}$ は次のようになります。

$$t_{startup} = \frac{47 \mu \cdot 12}{\frac{\sqrt{2} \cdot 85}{660 \text{ k}} - 24 \mu} = 3.57 \text{ s}$$

$V_{CC}$ 電圧が $V_{CC(on)}$ に達すると、NCP1608の内部リファレンスとロジック回路がオンになります。NCP1608は、 $V_{CC}$ が $V_{CC(off)}$ より低くならない限り、確実に動作状態を維持する低電圧ロックアウト(UVLO)機能を備えています。このヒステリシスにより、別の電源が $V_{CC}$ に電力を供給するのに十分な時間が確保されます。

ZCD巻線が考えられる解決策ですが、ZCD巻線に発生する電圧が必要な電圧よりも低い場合があります。もう一つの方法は、チャージ・ポンプ回路を実装して、 $V_{CC}$ を供給することです。そのような回路をFigure 7に示します。

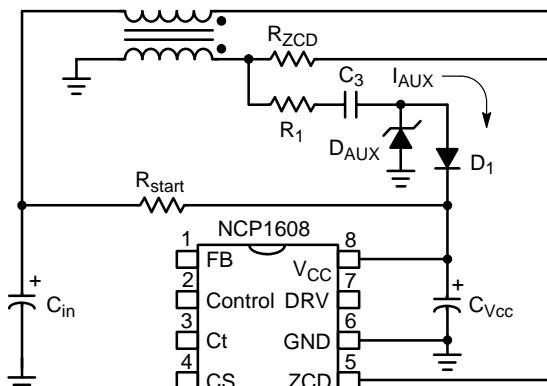


Figure 7. The ZCD Winding Supplies  $V_{CC}$  using a Charge Pump Circuit

C<sub>3</sub>はチャージ・ポンプ用のエネルギーを蓄えます。R<sub>1</sub>は電圧の変化率を低減することによって電流を制限します。D<sub>AUX</sub>はカソード側が負のときにはC<sub>3</sub>に電流を供給し、正のときには、V<sub>CC</sub>に印加される最大電圧を制限します。

C<sub>3</sub>の両端電圧の1周期における電圧変動は、eq.21で計算されます。

$$\Delta V_{C3} = \frac{V_{out}}{N} - V_{CC} \quad (\text{eq. 21})$$

C<sub>VCC</sub>を充電する電流は、eq. 22で計算されます。

$$I_{AUX} = C_3 \cdot f_{SW} \cdot \Delta V_{C3} = C_3 \cdot f_{SW} \cdot \left( \frac{V_{out}}{N} - V_{CC} \right) \quad (\text{eq. 22})$$

PFCを必要とするオフラインAC-DC電源の場合は、一般に2段方式が使用されます。1段目はCrMブーストPFCです。これから2段目(一般にフライバックまたはフォワード方式の絶縁型コンバータ)に電力を供給します。この解決策はコスト効果が高く優れた性能を達成します。低出力電力状態のとき、PFC段は不要であり効率が低下します。NCP1230やNCP1381などの先進コントローラは、低出力電力状態を検出し、PFC(V<sub>CC</sub>)を取り外してPFC段をシャットダウンします(Figure 8)。

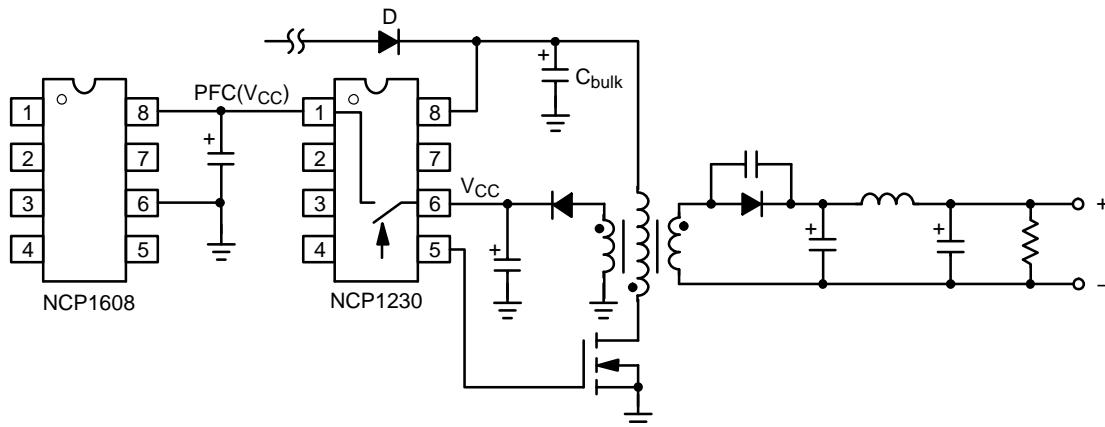


Figure 8. Using the SMPS Controller to Supply Power to the NCP1608

#### 設計手順8：突入電流を抑える

PFCプリコンバータにACライン電圧を急に接続すると、突入電流が流れ、通常値の数倍の共振電圧オーバーシュートが発生します。突入電流および共振電圧オーバーシュートを処理するための電力部品の値を見直していくには、コストがかかりすぎます。

##### 1. 突入電流制限用外付け抵抗

NTC(負温度係数)サーミスタをダイオードと直列に接続して、突入電流を抑えます(Figure 9)。NTCの抵抗は、I<sup>2</sup>Rの電力損失によって加熱されると、数オームから数ミリオームに低下します。しかしNTC抵抗では、ACライン電圧の低下や回復時など、ACライン電圧の瞬断時に発生する突入電流からインダクタとC<sub>bulk</sub>を十分保護できないおそれがあります。

##### 2. 起動時バイパス整流器

V<sub>in</sub>からV<sub>out</sub>に整流器が接続されます(Figure 10)。この整流器は、インダクタへの起動電流を迂回させて直接、C<sub>bulk</sub>に流す働きをします。この方法なら、共振オーバーシュートも過度なインダクタ電流もなく、ACライン電圧のピーク値までC<sub>bulk</sub>が充電されます。起動後に、D<sub>bypass</sub>には逆バイアスがかかるため、ブースト・コンバータを妨害することはありません。

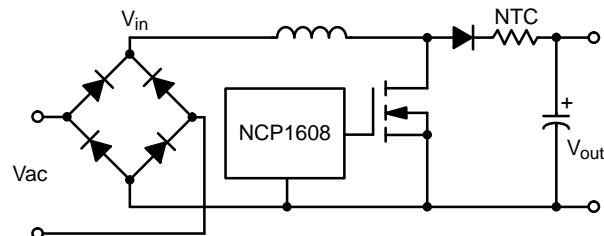


Figure 9. Use a NTC to Limit the Inrush Current Through the Inductor

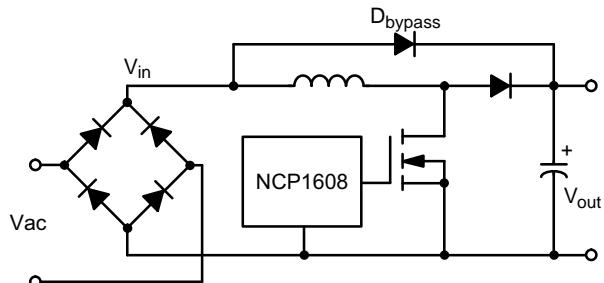
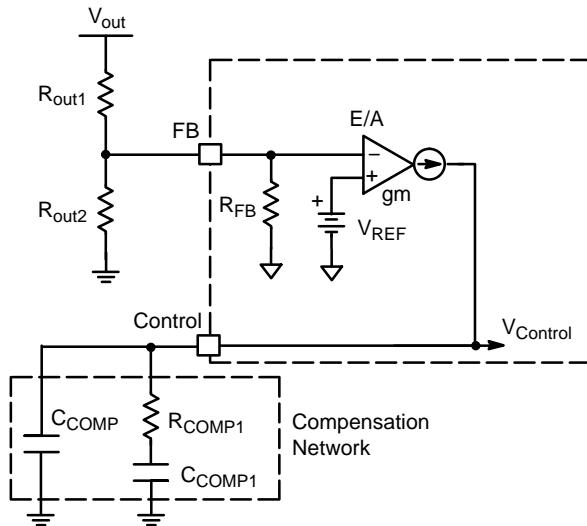


Figure 10. Use a Second Diode to Route the Inrush Current Away from the Inductor

### 設計手順9：補償ネットワークを開発する

プリコンバータは入力電圧と出力電力範囲全域にわたって安定動作するよう補償されます。ループを補償するために、Controlピンとグランド・ピンの間に補償ネットワークが接続されます。力率を高くするために、ループの帯域幅は20 Hz未満に設定されます。この設計には、位相余裕を向上させるためにタイプ2の補償ネットワークが選択されます。タイプ2の補償ネットワークをFigure 11に示します。



**Figure 11. Type 2 Compensation Network**

タイプ2ネットワークは、 $C_{COMP}$ 、 $C_{COMP1}$ 、 $R_{COMP1}$ で構成されます。 $C_{COMP1}$ は、クロスオーバ周波数( $f_{CROSS}$ )を設定し、eq.23で計算されます。

$$C_{COMP1} = \frac{gm}{2 \cdot \pi \cdot f_{CROSS}} \quad (eq. 23)$$

この設計では、THDを低減するために $f_{CROSS}$ が平均入力電圧(175 Vac)時に5 Hzに設定されます。gmはNCP1608のデータシートで規定されています。

$$C_{COMP1} = \frac{110 \mu}{2 \cdot \pi \cdot 5} = 3.5 \mu F$$

3.3 μFの正規化された値が選択され、これにより fCROSS が 5.3 Hz に設定されます。

$R_{COMP1}$ を追加すると、ループ応答がゼロになります。ゼロ周波数( $f_{zero}$ )は、一般にクロスオーバ周波数の半分に設定されます。このケースでは2.5 Hzです。 $R_{COMP1}$ はeq.24で計算されます。

$$R_{COMP1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zero} \cdot C_{COMP}} \quad (eq. 24)$$

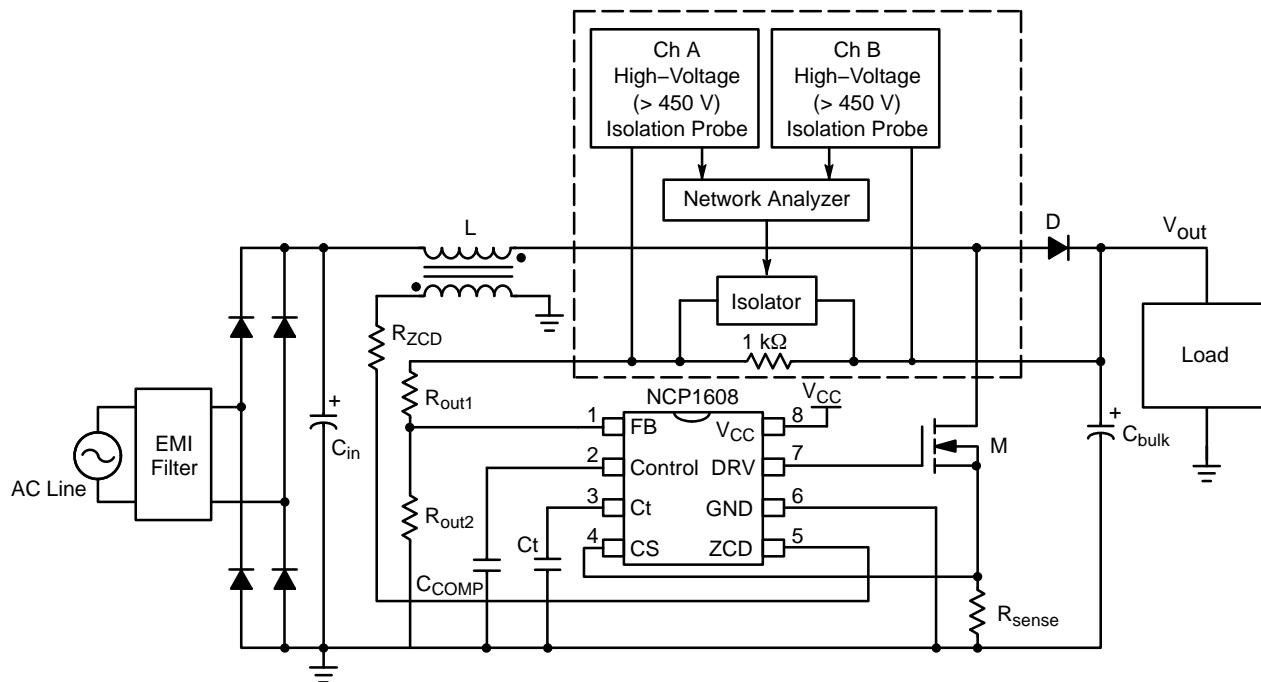
$$R_{COMP1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2.5 \cdot 3.3 \mu} = 19.3 \text{ k}\Omega$$

$R_{COMP1}$ は20 k $\Omega$ で選択されます。 $C_{COMP}$ は高周波ノイズをフィルタするのに使用され、 $C_{COMP1}$ の1/10～1/5に設定されます。この設計では、 $C_{COMP}$ は $C_{COMP1}$ の1/5になるように選択されます。

$$C_{COMP} = \left(\frac{1}{5}\right) \cdot 3.3 \mu F = 0.66 \mu F$$

$C_{COMP}$ は $0.68 \mu F$ で選択されます。

位相余裕およびクロスオーバ周波数は、ACライン電圧に応じて変化します。あらゆる動作条件に対して利得と位相を測定することが重要です。ネットワーク・アナライザを使用した測定セットアップをFigure 12に示します。



**Figure 12. Gain-Phase Measurement Setup for a Boost PFC Pre-Converter**

PFおよびTHDに対する過渡応答のトレードオフがあります。フィードバック・ループは帯域幅が狭いため、Controlピンのリップル電圧が低下します。Controlピンのリップル電圧が低下すると、PFが高くなりTHDが減少しますが、オーバーシュートとアンダーシュートが大きくなります。

#### THDのさらなる低下

NCP1608はオン・タイムが固定されており、各設計の最適化を図る際の自由度が高くなっています。

以下の設計ガイドラインは、PFとTHDをさらに改善するための方法を提供します。

#### 1.ゼロ・クロス時のオン・タイムを長く延ばすことで最大出力電力時のTHD/PFを改善する：

固定オン・タイムCrM制御の1つの欠点は、ACラインがゼロ・クロスするとき、瞬時入力電圧が不十分で、固定オン・タイム期間中にインダクタに十分なエネルギーが蓄えられないことです。エネルギーがほとんど処理されず、“ゼロ・クロスオーバ歪み”(Figure 13)が発生します。

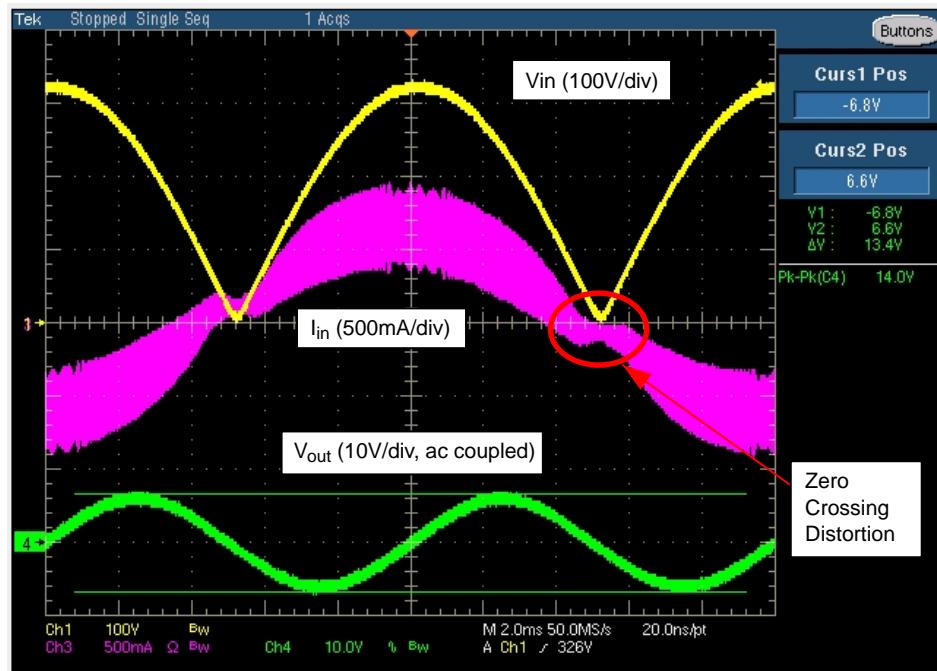


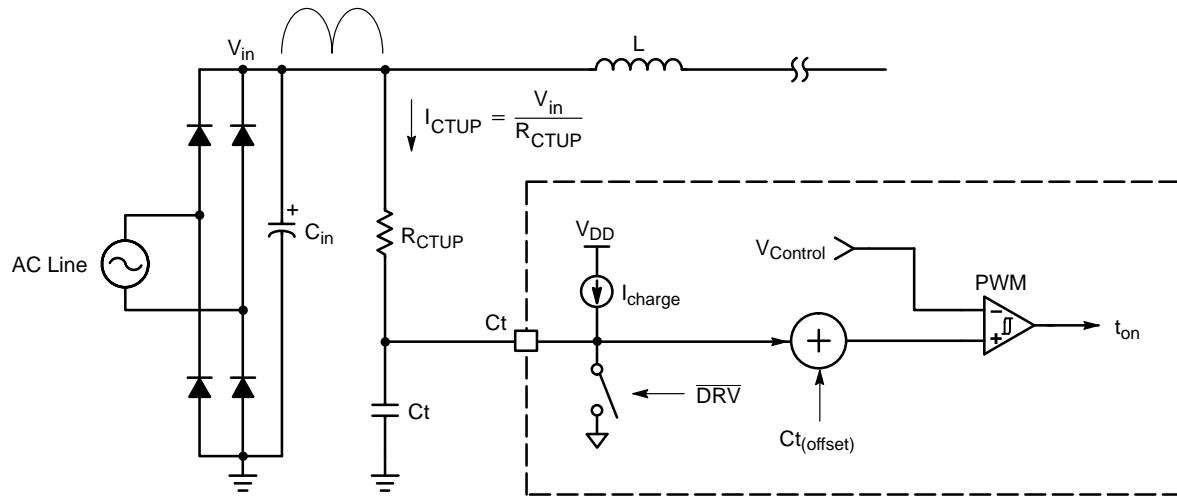
Figure 13. Full Load Input Current ( $V_{in} = 230$  Vac 50 Hz,  $I_{out} = 250$  mA)

ゼロ・クロス歪みによりTHDが増加し、プリコンバータのPFが低下します。NCP1608は十分余裕を持って入力電流歪みを低減できるため、IEC61000-3-2要件を満たすには、このことは一般的に問題ではありません。THDまたはPFを改善する必要がある場合は、ゼロ・クロス歪みを低減する必要があります。ゼロ・クロス歪みを低減するために、瞬時入力電圧がゼロに減少したらオン・タイムが延長されます。これにより、インダクタ電流を蓄積するための時間

が長くなり、歪みが始まる瞬時入力電圧が低下します。

この方法は、 $V_{in}$ から $C_t$ に抵抗を接続して実装されます(Figure 14)。抵抗電流( $I_{CTUP}$ )は、瞬時ライン電圧に比例し、 $I_{charge}$ と合算されて $C_t$ の充電電流を増加させます。

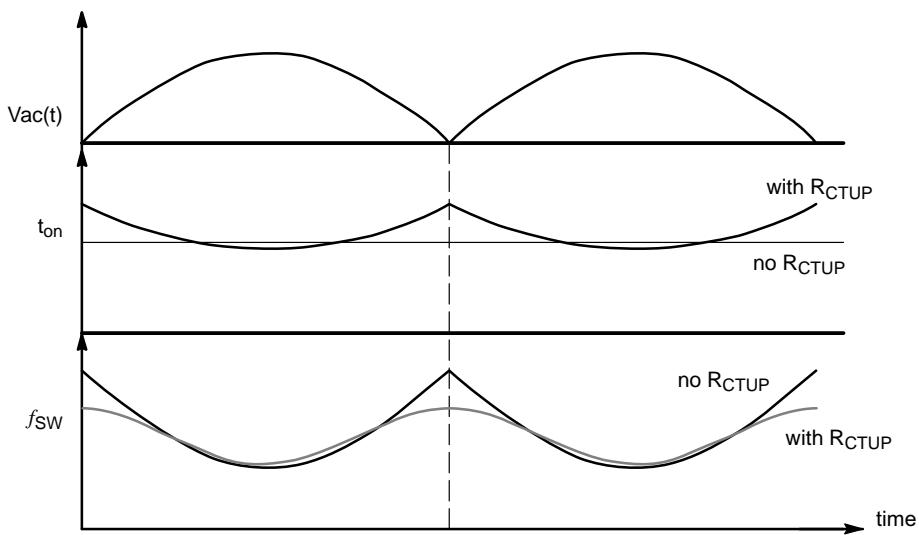
$I_{CTUP}$ は $V_{in}$ のピークで最大となり、ゼロ・クロス時にほぼゼロになります。



**Figure 14. .Add  $R_{CTUP}$  to Modulate the On Time and Reduce Zero Crossing Distortion**

$V_{in}$ のピーク時に充電電流が増えるため、 $V_{ac(HL)}$ または低出力電力時の制御範囲を狭めることなく、 $C_t$ コンデンサの容量を大きくすることができます。 $C_t$ コンデンサの値が大きいと、ゼロ・クロス付近でのオン・タイムが長くなり、ゼロ・クロス歪みが低

減されます(Figure 15)。ACライン周期の周波数変動も減少します。この方法の欠点は、 $R_{CTUP}$ によってスタンバイ時の電力損失が増大することです。THDおよびPFに求められる性能とスタンバイ時の電力損失に対する要件のバランスを図る必要があります。



**Figure 15. On Time and Switching Frequency With and Without  $R_{CTUP}$**

THDの $R_{CTUP}$ への依存度をFigure 16に示します。

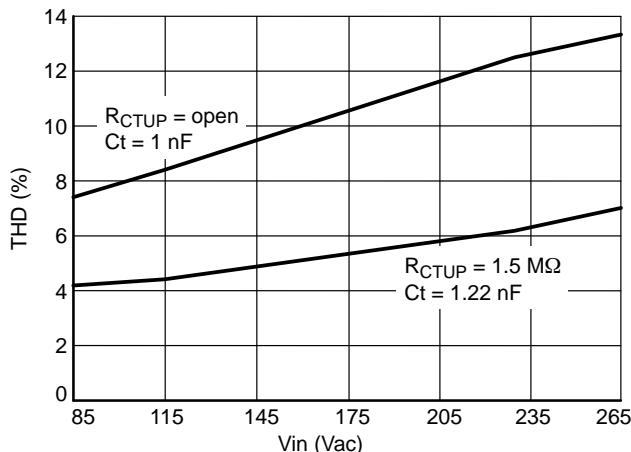


Figure 16. Dependency of THD on  $R_{CTUP}$   
( $I_{out} = 250$  mA)

## 2.最大入力電圧または低出力電流時のTHDとPFを改善する：

最大入力電圧時または低出力電流時の所要オン・タイムが最小オン・タイム( $t_{PWM}$ )より短い場合は、DRVパルスをスキップして、出力に過剰な電力が送られないようにします。これによって、次のシーケンスが発生します。

1. オン・タイムが過剰になると、 $V_{control}$ が  $C_{t(offset)}$  にまで低下します。
2.  $V_{control} < C_{t(offset)}$  のとき、ドライブはディセーブルされます。
3. ドライブがディセーブルされ、 $V_{out}$  が低下します。
4.  $V_{out}$  が低下すると、 $V_{Control}$  が上昇します。
5. このシーケンスが繰り返されます。Figure 17にシーケンスを示します。

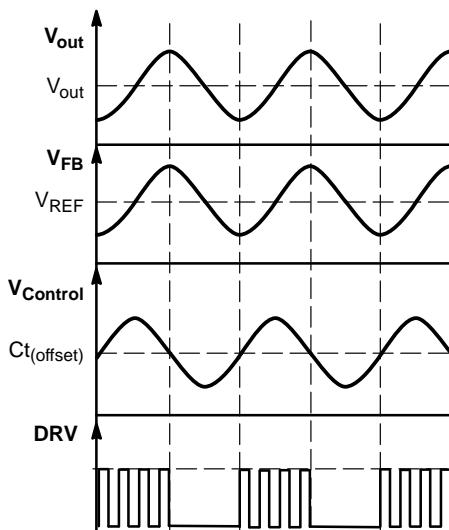


Figure 17. Required On Time Less Than the Minimum On Time

このシーケンスによって入力電流の歪みが大きくなります。最大入力電圧時または低出力電流時のTHDおよびPFを改善する方法は次の2つです。

1. コンデンサ $C_t$ を最適な容量にすること。前述のとおり、コンデンサ $C_t$ は、最小ライン入力電圧時および最大出力電力時にオン・タイムが最大となるような値に設定されます。 $C_t$ の容量が大きすぎると、 $V_{ac HL}$ または低出力電力時の制御範囲が狭まります。
2. 伝播遅延を補償する：  
コンデンサ $C_t$ の容量を最適化しても必要な性能が達成されない場合は、 $C_t$ と直列に抵抗( $R_{CT}$ )を接続して、PWMの伝播遅延を補償することが必要な場合があります。Figure 18に示すとおり、 $C_t$ の電圧が $V_{Control}$ の設定値に達すると、PWMコンパレータがドライバのオン・タイムを終了させる信号を送出します。

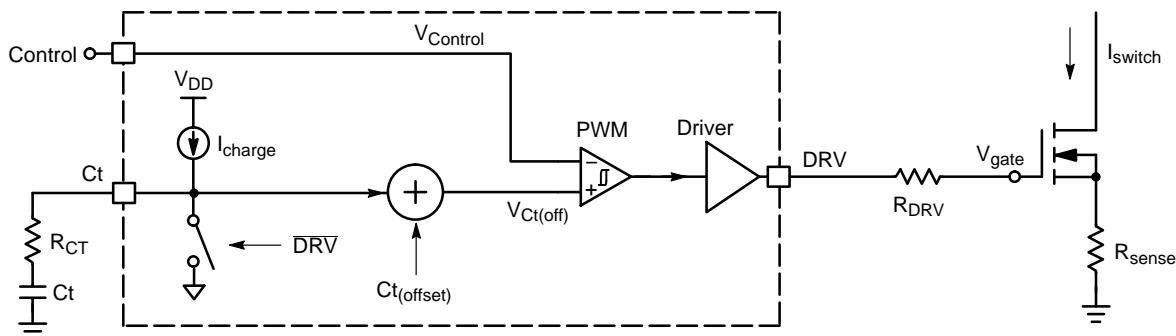


Figure 18. Block Diagram of the Propagation Delay Components

$V_{Ct(off)}$ に達してからMOSFETが完全にオフになるまでに、遅延( $t_{delay}$ )があります。 $t_{delay}$ は、PWMコンパレータの伝播遅延( $t_{PWM}$ )と、MOSFETのゲート電圧がゼロになるまでの時間( $t_{gate}$ )によって生じます。これらの遅延をFigure 19に示します。

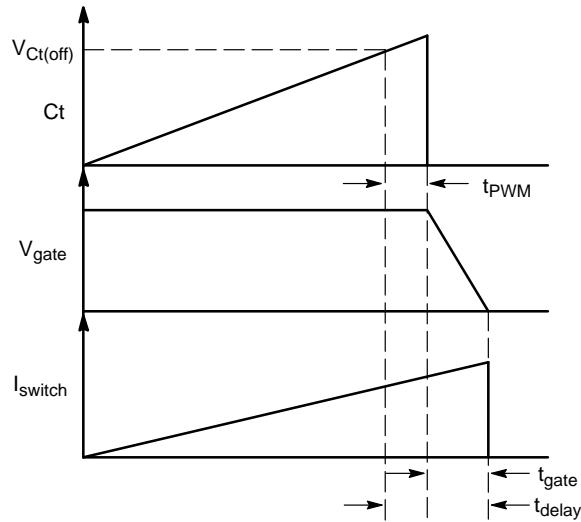


Figure 19. Turn Off Propagation Delays

合計遅延はeq.25で計算されます。

$$t_{delay} = t_{PWM} + t_{gate} \quad (\text{eq. 25})$$

$t_{delay}$ によってMOSFETの実際のオン・タイムが長くなります。

抵抗( $R_{CT}$ )をコンデンサ $Ct$ に直列に接続した場合、全体のオン・タイムは、eq.26で計算される値だけ短くなります。

$$\Delta t_{on} = Ct \cdot \frac{\Delta V_{R_{CT}}}{\Delta I_{R_{CT}}} = Ct \cdot R_{CT} \quad (\text{eq. 26})$$

したがって、伝播遅延を補償するために、eq.27で $R_{CT}$ の値を計算します。

$$R_{CT} = \frac{t_{delay}}{Ct} \quad (\text{eq. 27})$$

NCP1608のデータシートでは $t_{PWM}$ の最大値は130 nsで規定されています。 $t_{gate}$ は、MOSFETのゲート電荷と $R_{DRV}$ に応じて変化します。このデモ・ボードではゲート遅延時間は約230 nsで測定されます。

$$R_{CT} = \frac{360 \text{ n}}{1 \text{ n}} = 360 \Omega$$

伝播遅延を補償するには、 $R_{CT} = 365 \Omega$ で十分です。Figure 20に伝播遅延を補償することによって、 $V_{ac_{HL}}$ および低出力電力時にTHDを低減する方法を示します。

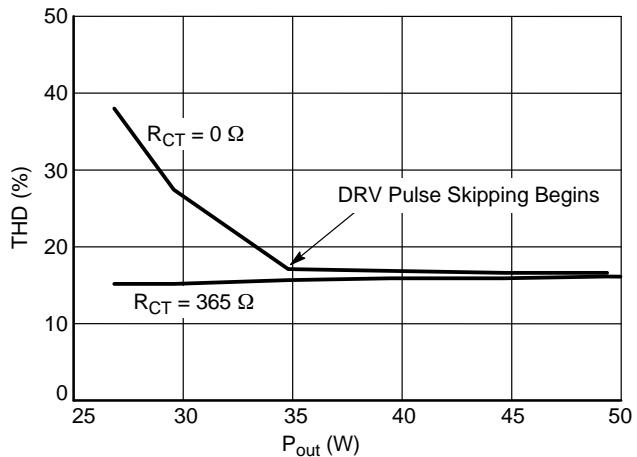


Figure 20. Low Output Power THD Reduction with  $R_{CT}$  ( $V_{in} = 265 \text{ Vac } 50 \text{ Hz}$ ,  $R_{CTUP} = \text{Open}$ ,  $Ct = 1 \text{ nF}$ )

出力電力範囲の全域で、両方のTHDの低減手法を組み合わせてTHDを下げることができます。Figure 21にゼロ・クロス歪みを低減し、伝播遅延を補償することによって、出力電力範囲の全域において最大入力電圧時にTHDを低減する方法を示します。

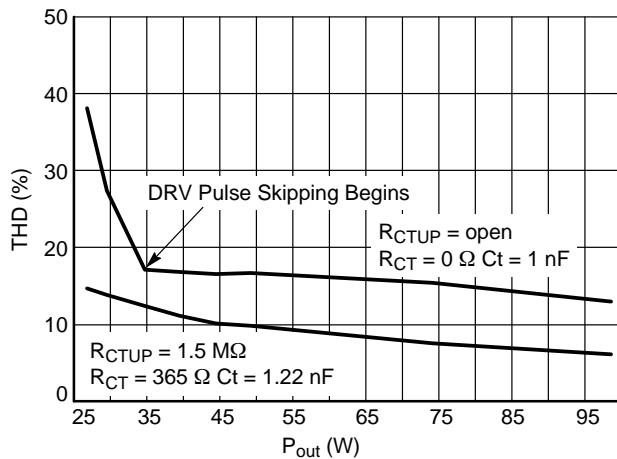


Figure 21. THD Reduction with  $R_{CTUP}$  and  $R_{CT}$  ( $V_{in} = 265 \text{ Vac } 50 \text{ Hz}$ )

## 設計結果

完成したデモ・ボードの回路図をFigure 22に示します。

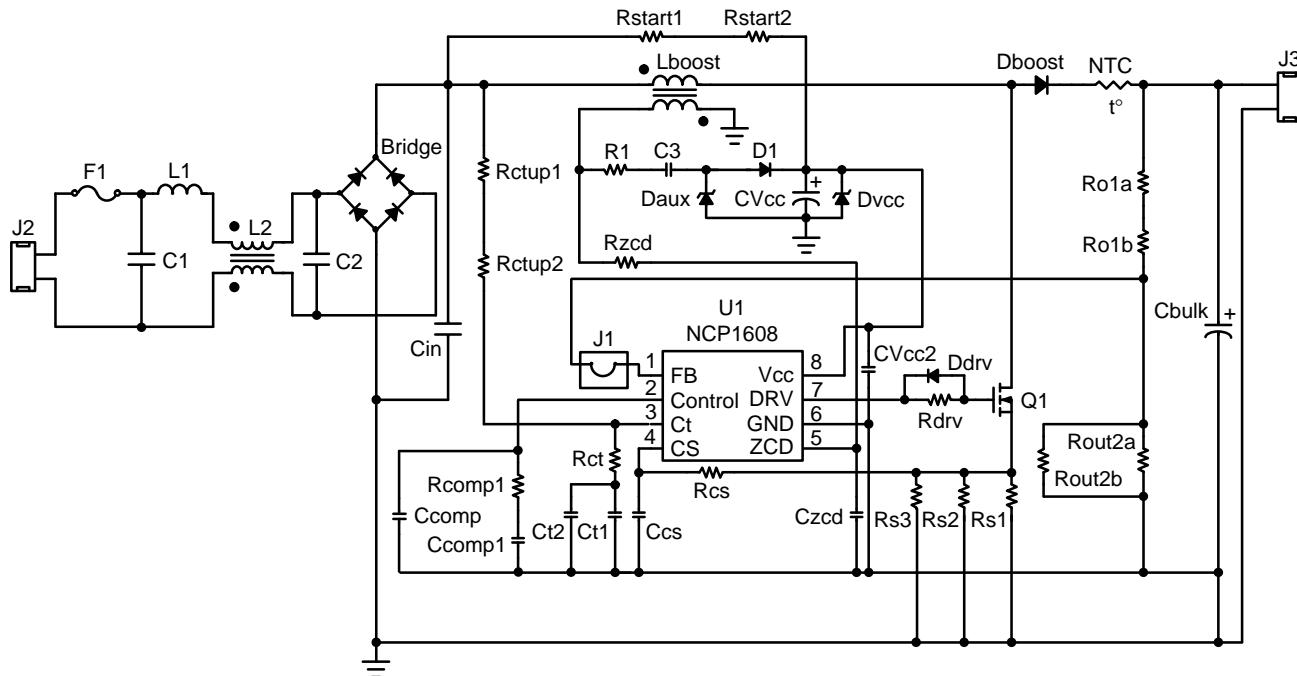


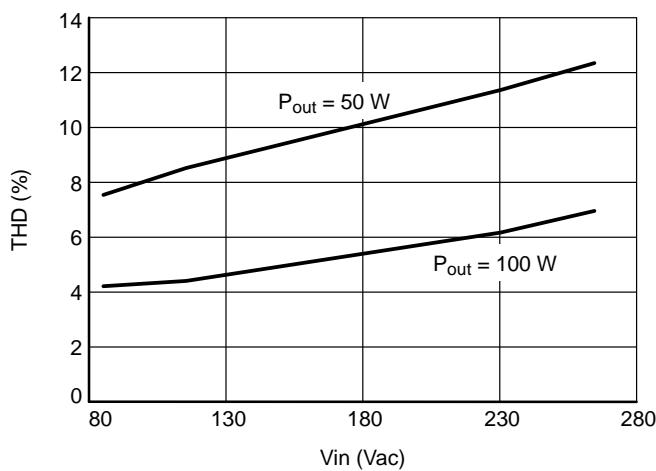
Figure 22. 100 W Pre-Converter Using the NCP1608

部品表(BOM)、レイアウト、およびブースト計算式をそれぞれAppendix 1、2、3に示します。このプリコンバータは、優れたTHD (Figure 23およびFigure 24)、PF (Figure 25)、効率(Figure 26)を実現しています。すべての測定は以下の条件で実行されます。

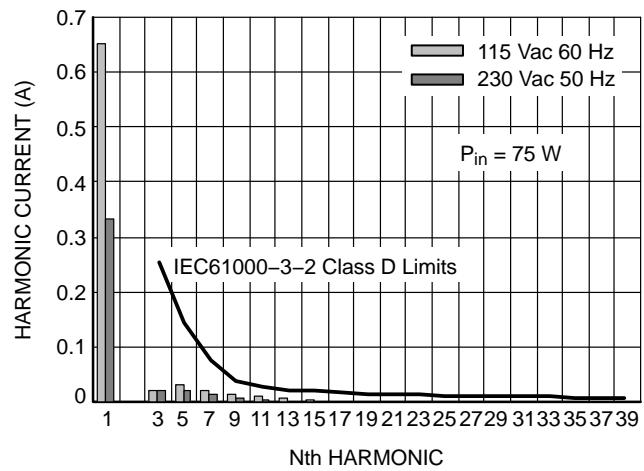
- ボードを最大負荷、最小ライン入力電圧で30分間動作させた後

- 周囲温度25°C、オープン・フレーム、強制通気なし
- 入力電力、PF、THDをPM3000A電力計で測定
- 出力電圧をHP34401Aマルチメータで測定
- 出力電流をPLZ1003WH電子負荷を使用して設定
- 出力電流をHP34401Aマルチメータで測定
- 出力電力は出力電圧と出力電流を乗算して算出

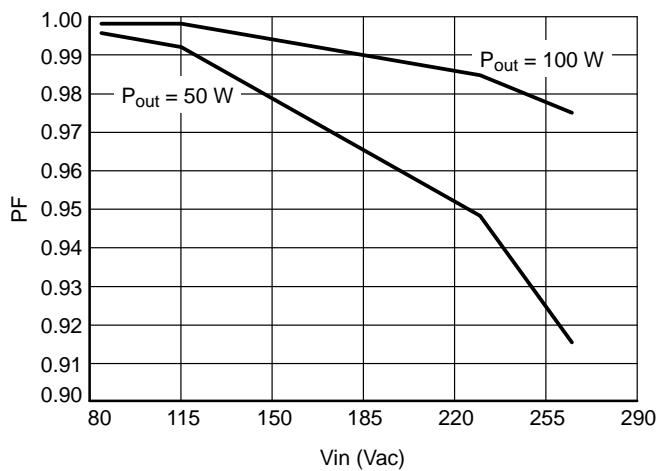
## AND8396/D



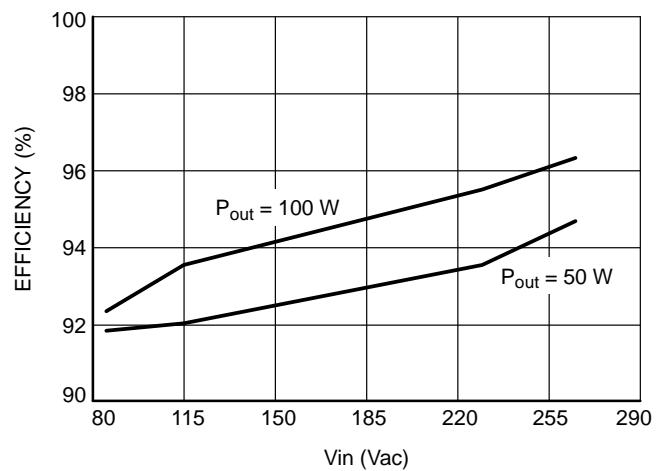
**Figure 23. THD vs. Input Voltage**



**Figure 24. Individual Harmonic Current**



**Figure 25. PF vs. Input Voltage**



**Figure 26. Efficiency vs. Input Voltage**

# AND8396/D

## 入力電流と出力電圧

入力電流と出力電圧リップルをFigure 27に示します。Figure 28に示すとおり、無負荷状態でプリコンバータを起動させることによって過電圧保護を確認できます。

NCP1608は $V_{out}$ が421 Vに達するとOVP障害を検出し、 $V_{out}$ が410 Vに低下すると再起動します。

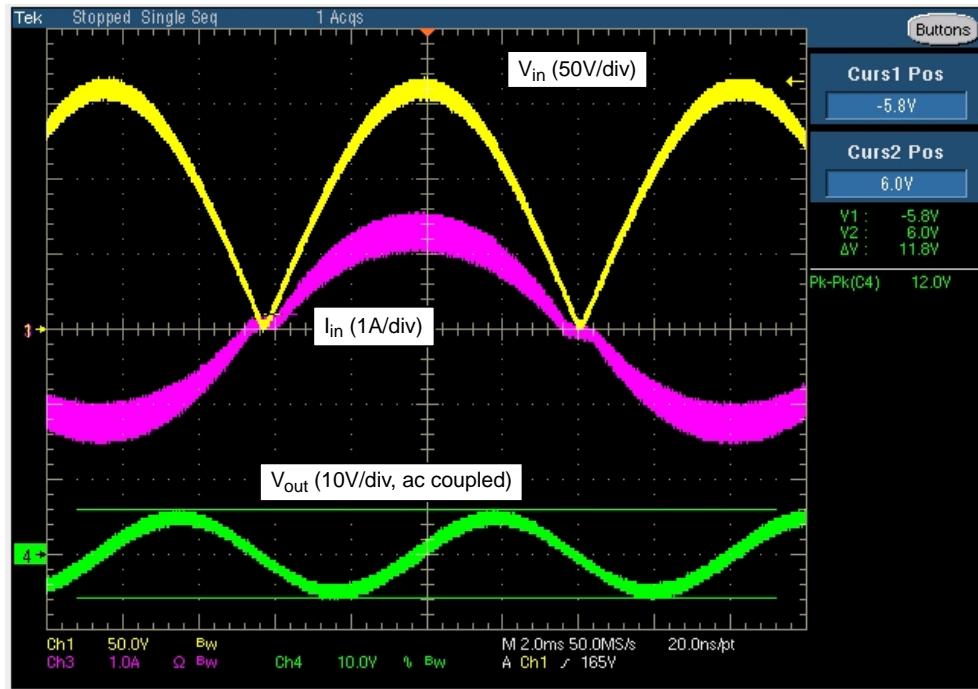


Figure 27. Input Current and Output Voltage Ripple ( $V_{in} = 115$  Vac 60 Hz,  $I_{out} = 250$  mA)

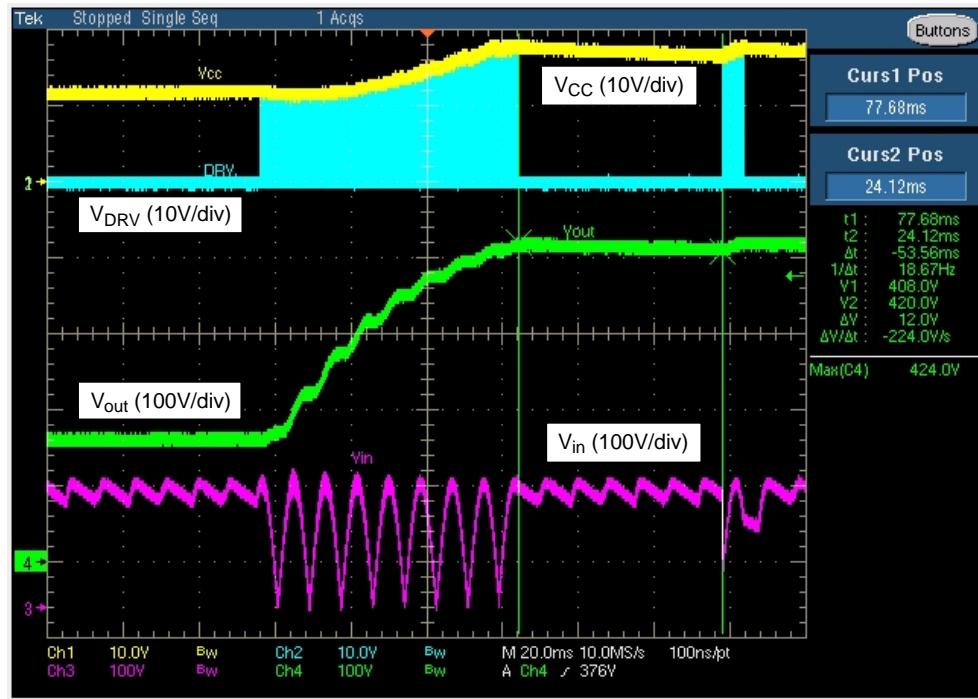


Figure 28. Startup Transient Showing OVP Detection and Recovery ( $V_{in} = 115$  Vac 60 Hz,  $I_{out} = 0$  mA)

### 周波数応答

周波数応答は最小および最大入力電圧時と最大出力電力時に測定されます。Figure 29は、最小入力電圧時、クロスオーバ周波数が2 Hz、位相余裕が71°で

あることを示しています。Figure 30は、最大入力電圧時、クロスオーバ周波数が10 Hz、位相余裕が53°であることを示しています。

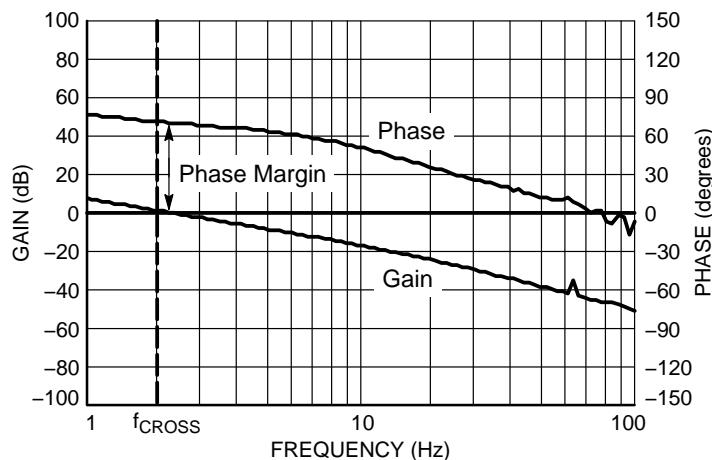


Figure 29. Frequency Response  $V_{in} = 85$  Vac 60 Hz  $I_{out} = 250$  mA

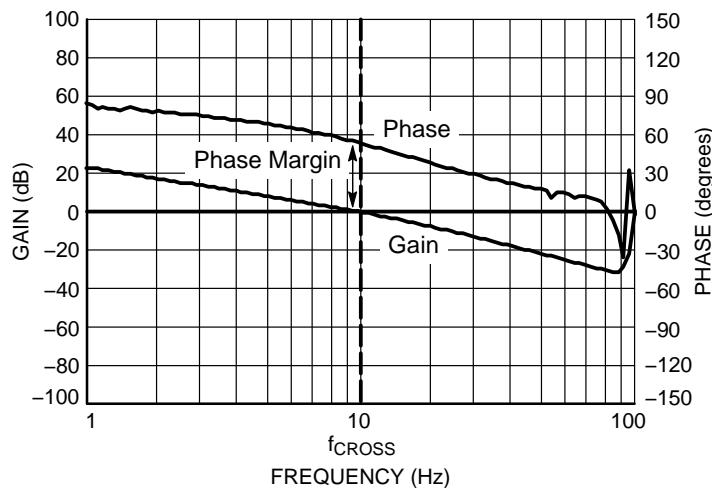


Figure 30. Frequency Response  $V_{in} = 265$  Vac 50 Hz  $I_{out} = 250$  mA

# AND8396/D

## フローティング端子保護(FPP)ジャンパ

デモ・ボードには、NCP1608のFPP機能を実証するために、FBピンとフィードバック・ネットワークの間にジャンパ(J1)があります。Figure 31に示すとおり、ライン入力電力を印加する前にJ1を取り外した

場合、ドライブは決してイネーブルされません。動作中にJ1を取り外した場合、ドライブはディセーブルされます(Figure 32)。J1はFPP機能を確認する目的でのみ用意されており、製造されたシステムには設けません。



Figure 31. Startup with Jumper Removed ( $V_{in} = 265$  Vac 50 Hz,  $I_{out} = 0$  mA)

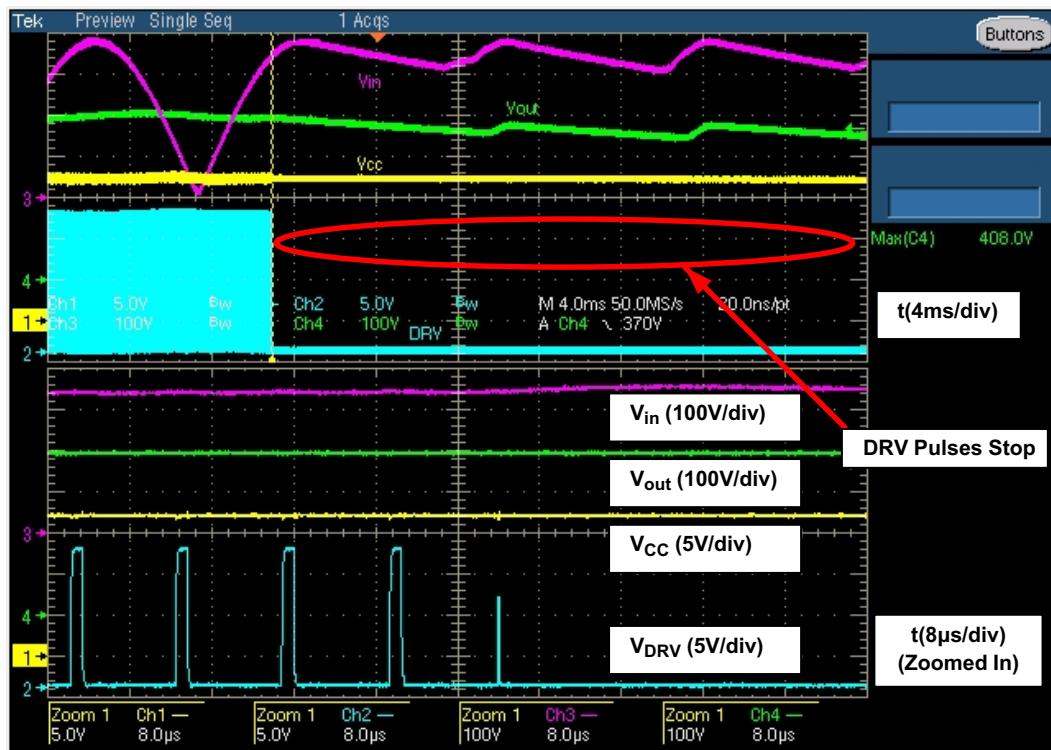


Figure 32. Removing the Jumper During Operation ( $V_{in} = 265$  Vac 50 Hz,  $I_{out} = 250$  mA)

デモ・ボードはTHD低減または消費電力低減のために構成できます。Table 3に構成の結果を示します。

Table 3. DEMONSTRATION BOARD CONFIGURATION RESULTS

$R_{CTUP}$	$C_t$ ( $R_{CT} = 0 \Omega$ )	Shutdown Power Dissipation ( $V_{FB} = 0 V$ ) ( $V_{in} = 265 Vac 50 Hz$ )	Efficiency ( $P_{out} = 100 W$ )		THD ( $P_{out} = 100 W$ )	
			115 Vac 60 Hz	230 Vac 50 Hz	115 Vac 60 Hz	230 Vac 50 Hz
open	1 nF	224 mW	93.5%	95.7%	8.4%	12.5%
1.5 MΩ	1.22 nF	294 mW	93.5%	95.5%	4.4%	6.2%

### 安全対策

FPP機能はFBピンがフロート状態になったときにシステムを保護することのみを目的としていますので、ジャンパを取り外すときは注意が必要です。ジャンパを取り外した状態では、ジャンパ・ピンにどのワイヤも取り付けないでください。FBピンにワイヤを接続すると、そのピンに過剰なノイズが結合されます。これによりFPPが正しく動作しなくなり、出力に最大電力が送られます。これにより、 $C_{bulk}$ に過剰な電圧が印加される可能性があります。ジャンパを取り外すときは必ず、適切な安全メガネを装着してください。

ジャンパは高圧部品の隣に配置されているので、動作中は、素手や非絶縁金属工具では取り外さないでください。

### レイアウトに関する検討事項

スイッチング電源のレイアウト時は、部品の配置を慎重に検討しなければなりません。高電圧および大電流により発生したノイズは、NCP1608のピンに結合されるおそれがあります。以下のガイドラインに従えば、過剰なカップリングの可能性を減らすことができます。

1. 以下の部品をできるだけNCP1608の近くに配置します。
  - a. コンデンサ $C_t$
  - b.  $V_{CC}$ デカップリング・コンデンサ
  - c. Controlピンの補償部品
2. 特に高電流ループ用をはじめ、トレース長は最短にします。
3. 高電流接続には幅の広いトレースを使用します。
4. 電源グランドと信号グランドの間に単一点のグランド接続を使用します。

ユーザが実験できるようデモ・ボードには、以下の部品実装用パターンが設けてあります。

1. CCS : CSピンにデカップリング・コンデンサを追加するためのパターン
2. CZCD : ZCDピンにデカップリング・コンデンサを追加するためのパターン
3. DDRV : Q1の高速ターンオフ用ダイオードを追加するためのパターン
4. DVCC : クランプ $V_{CC}$ にダイオードを追加するためのパターン
5. ROUT2B : より正確な出力電圧が得られるよう抵抗を追加するためのパターン
6. RS3 : より正確なインダクタ・ピーク電流制限を行う、または電流センス抵抗の加熱を緩和する抵抗を追加するためのパターン

### まとめ

汎用入力電圧の100 Wコンバータは、ブースト・トポロジを使用して設計されています。このコンバータはNCP1608を使用して実装されます。入力電圧範囲の全域で出力電力が100 Wのとき、PF、THD、効率は、それぞれ0.97超、8%未満、92%超です。コンバータは入力電力75 Wの場合にIEC61000-3-2 Class D限界に準拠します。コンバータは測定される位相余裕が50°を超える入力電圧範囲全域にわたって安定して動作します。最後に、過電圧保護およびフローティング端子保護機能が過剰な出力電圧を発生しないようコンバータを保護します。

デモ・ボードはNCP1608の機能と柔軟性を実証できるように設計されています。この設計はガイドラインに過ぎず、いかなる製造・製作における性能を保証するものではありません。

# AND8396/D

## Appendix 1: BILL OF MATERIALS (BOM)\*

Designator	Qty	Description	Value	Tolerance	Manufacturer	Manufacturer Part Number
BRIDGE	1	Bridge Rectifier, 4 A, 600 V	–	–	Vishay	KBL06-E4/51
C1, C2	2	Capacitor, EMI Suppression, 305 Vac	0.47 $\mu$ F	20%	EPCOS	B32923C3474M
C3	1	Capacitor, Ceramic, SMD, 50 V	8.2 nF	5%	TDK Corporation	C3216C0G1H822J
CBULK	1	Capacitor, Electrolytic, 450 V	68 $\mu$ F	20%	United Chemi-Con	EKXG451ELL680MMN3S
CCOMP	1	Capacitor, Ceramic, SMD, 25 V	0.68 $\mu$ F	10%	TDK Corporation	C3216X7R1E684K
CCOMP1	1	Capacitor, Ceramic, SMD, 25 V	3.3 $\mu$ F	10%	TDK Corporation	C3216X7R1E335K
CCS, CZCD	2	Capacitor, Ceramic, SMD	open	–	–	–
CIN	1	Capacitor, EMI Suppression, 305 Vac	0.1 $\mu$ F	20%	EPCOS	B32921A2104M
CT1	1	Capacitor, Ceramic, SMD, 50 V	1 nF	10%	Yageo	CC1206KRX7R9BB102
CT2	1	Capacitor, Ceramic, SMD, 50 V	220 pF	10%	Yageo	CC1206KRX7R9BB221
CVCC	1	Capacitor, Electrolytic, 25 V	47 $\mu$ F	20%	Panasonic	EEU-FC1E470
CVCC2	1	Capacitor, Ceramic, SMD, 50 V	0.1 $\mu$ F	10%	Yageo	CC1206KRX7R9BB104
D1	1	Diode, Switching, 100 V	–	–	ON Semiconductor	MMSD4148T1G
DAUX	1	Diode, Zener, 18 V	–	–	ON Semiconductor	MMSZ4705T1G
DBOOST	1	Diode, Ultrafast, 4 A, 600 V	–	–	ON Semiconductor	MUR460RLG
DDRV	1	Diode, Switching	open	–	–	–
DVCC	1	Diode, Zener	open	–	–	–
F1	1	Fuse, SMD, 2 A, 600 V	–	–	Littelfuse	0461002.ER
J1	1	Header 1 Row of 2, 100 mil	–	–	3M	929400-01-36-RK
J2, J3	2	Connector, 156 mil 3 pin	–	–	MOLEX	26-60-4030
L1	1	Inductor, Radial, 4 A	180 $\mu$ H	10%	Coilcraft	PCV-2-184-05L
L2	1	Line Filter, 2.7 A	4.7 mH	–	Panasonic	ELF-20N027A
LBOOST	1	Inductor, 400 $\mu$ H, N <sub>B</sub> :N <sub>ZCD</sub> = 10:1	–	–	Coilcraft	JA4224-AL
MECHANICAL	1	Shorting Jumper	–	–	3M	929955-06
MECHANICAL	1	Heatsink	–	–	Aavid	590302B03600
MECHANICAL	1	Screw, Phillips, 4-40, 1/4", Steel	–	–	Building Fasteners	PMSSS 440 0025 PH
MECHANICAL	1	Nut, Hex 4-40, Steel	–	–	Building Fasteners	HNS440
MECHANICAL	1	Shoulder Washer #4, Nylon	–	–	Keystone	3049
MECHANICAL	1	TO-220 Thermal Pad, 9 mil	–	–	Wakefield	173-9-240P
MECHANICAL	4	Standoffs, Hex 4-40, 0.75", Nylon	–	–	Keystone	4804K
MECHANICAL	4	Nut, Hex 4-40, Nylon	–	–	Building Fasteners	NY HN 440
NTC	1	Thermistor, Inrush Current Limiter	4.7 $\Omega$	20%	EPCOS	B57238S479M
Q1	1	MOSFET, N-Channel, 11.6 A, 560 V	–	–	Infineon	SPP12N50C3
R1	1	Resistor, SMD	100 $\Omega$	1%	Vishay	CRCW1206100RFKEA
RCOMP1	1	Resistor, SMD	20 k $\Omega$	1%	Vishay	CRCW120620K0FKEA
RCS	1	Resistor, 0.25 W Axial	510 $\Omega$	5%	Yageo	CFR-25JB-510R
RCT	1	Resistor, SMD	0 $\Omega$	–	Vishay	CRCW12060000Z0EA
RCTUP1, RCTUP2	2	Resistor, 0.25 W Axial	750 k $\Omega$	5%	Yageo	CFR-25JB-750K
RDRV	1	Resistor, SMD	10 $\Omega$	1%	Vishay	CRCW120610R0FKEA
RO1A, RO1B	2	Resistor, SMD	2 M $\Omega$	1%	Vishay	CRCW12062M00FKEA
ROUT2A	1	Resistor, SMD	25.5 k $\Omega$	1%	Vishay	CRCW120625K5FKEA
ROUT2B	1	Resistor, SMD	open	–	–	–
RS1, RS2	2	Resistor, SMD, 1 W	0.25 $\Omega$	1%	Vishay	WSL2512R2500FEA
RS3	1	Resistor, SMD	open	–	–	–
RSTART1, RSTART2	2	Resistor, 0.25 W Axial	330 k $\Omega$	5%	Yageo	CFR-25JB-330K
RZCD	1	Resistor, 0.25 W Axial	100 k $\Omega$	5%	Yageo	CFR-25JB-100K
U1	1	CrM PFC Controller	NCP1608	–	ON Semiconductor	NCP1608BDR2G

\*All products listed are Pb-Free.

## Appendix 2: LAYOUT

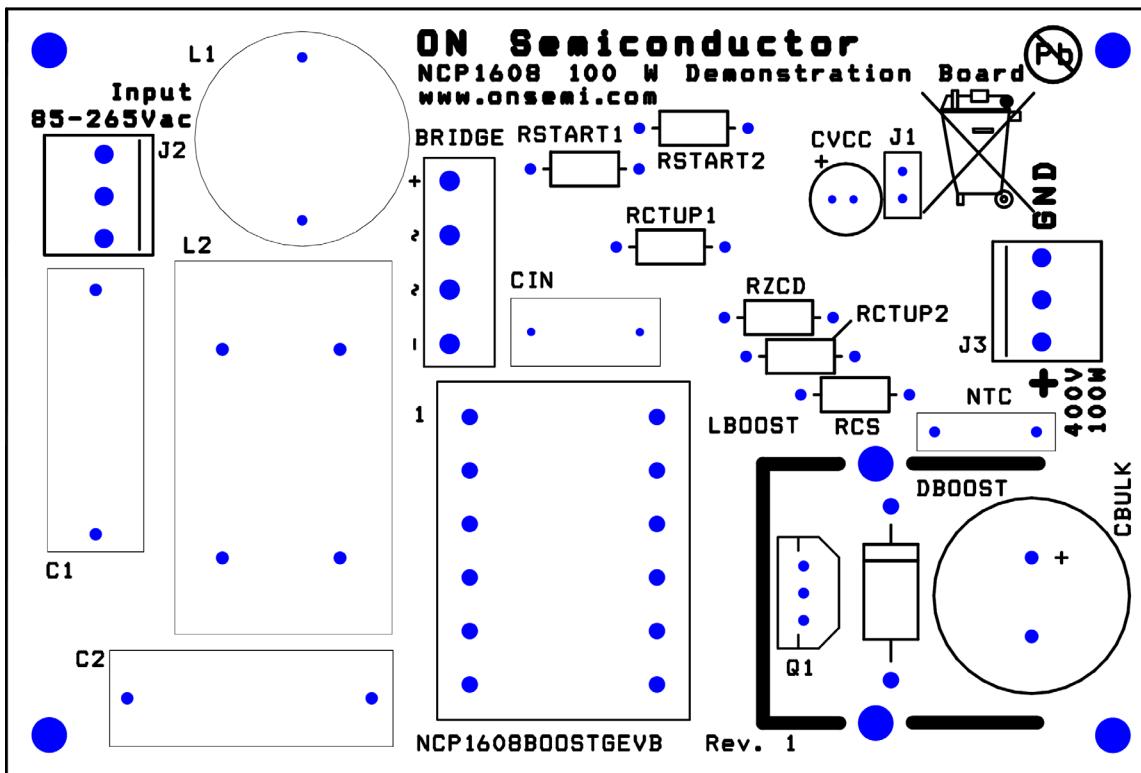


Figure 33. Top View of the Layout

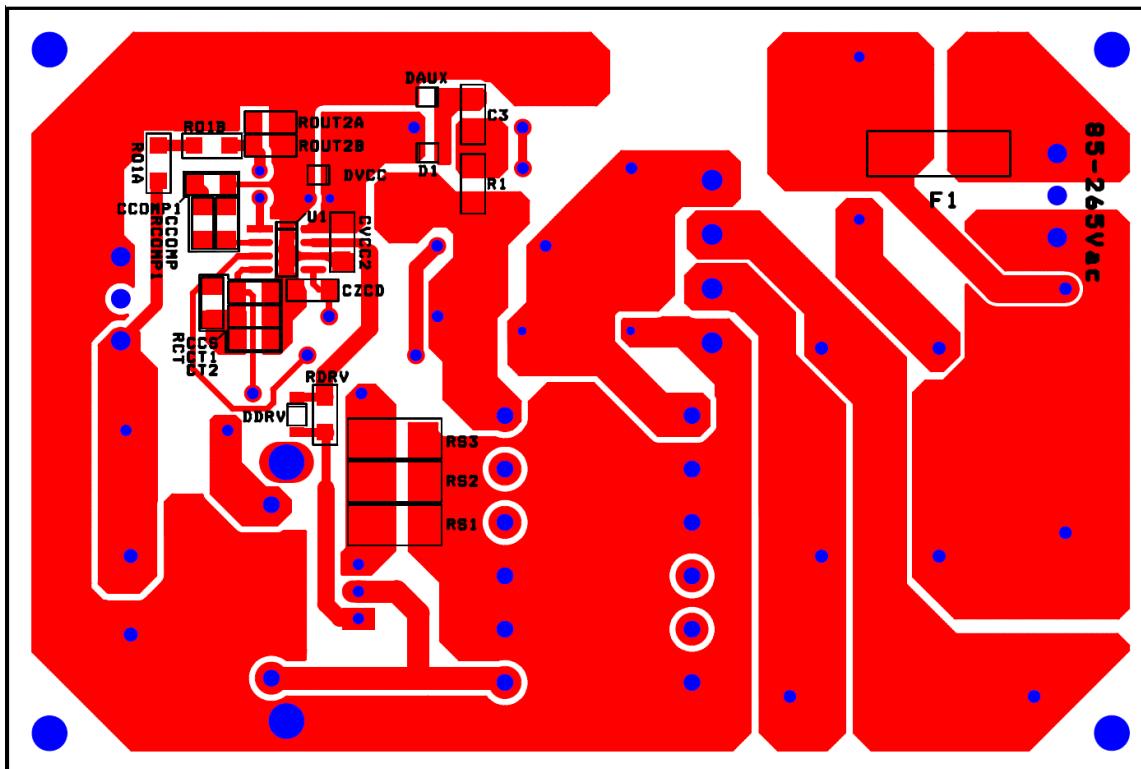


Figure 34. Bottom View of the Layout

## Appendix 3: SUMMARY OF BOOST EQUATIONS

Components are identified in Figure 3

Input rms Current	$I_{ac} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot Vac}$	$\eta$ (the efficiency of only the PFC stage) is generally in the range of 90–95%. $Vac$ is the rms ac line input voltage.
Inductor Peak Current	$I_{L(peak)} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot P_{out}}{\eta \cdot Vac}$	The maximum inductor peak current occurs at the minimum line input voltage and maximum output power.
Inductor Value	$L \leq \frac{Vac^2 \cdot \left( \frac{V_{out}}{\sqrt{2}} - Vac \right) \cdot \eta}{\sqrt{2} \cdot V_{out} \cdot P_{out} \cdot f_{SW(MIN)}}$	$f_{SW(MIN)}$ is the minimum desired switching frequency. The maximum $L$ is calculated at both the minimum line input voltage and maximum line input voltage.
On Time	$t_{on} = \frac{2 \cdot L \cdot P_{out}}{\eta \cdot Vac^2}$	The maximum on time occurs at the minimum line input voltage and maximum output power.
Off Time	$t_{off} = \frac{t_{on}}{\frac{V_{out}}{Vac \cdot  \sin \theta  \cdot \sqrt{2}} - 1}$	The off time is a maximum at the peak of the ac line voltage and approaches zero at the ac line zero crossings. Theta ( $\theta$ ) represents the angle of the ac line voltage.
Switching Frequency	$f_{SW} = \frac{Vac^2 \cdot \eta}{2 \cdot L \cdot P_{out}} \cdot \left( 1 - \frac{Vac \cdot  \sin \theta  \cdot \sqrt{2}}{V_{out}} \right)$	
On Time Capacitor	$C_t \geq \frac{2 \cdot P_{out} \cdot L_{MAX} \cdot I_{charge}}{\eta \cdot Vac_{LL}^2 \cdot V_{Ct(MAX)}}$	Where $Vac_{LL}$ is the minimum line input voltage and $L_{MAX}$ is the maximum inductor value. $I_{charge}$ and $V_{Ct(MAX)}$ are shown in the specification table.
Inductor Turns to ZCD Turns Ratio	$N_B : N_{ZCD} \leq \frac{V_{out} - (\sqrt{2} \cdot Vac_{HL})}{V_{ZCD(ARM)}}$	Where $Vac_{HL}$ is the maximum line input voltage. $V_{ZCD(ARM)}$ is shown in the specification table.
Resistor from ZCD Winding to the ZCD pin	$R_{ZCD} \geq \frac{\sqrt{2} \cdot Vac_{HL}}{I_{ZCD(MAX)} \cdot (N_B : N_{ZCD})}$	Where $I_{ZCD(MAX)}$ is maximum rated current for the ZCD pin (10 mA).
Output Voltage and Output Divider	$V_{out} = V_{REF} \cdot \left( R_{out1} \cdot \frac{R_{out2} + R_{FB}}{R_{out2} \cdot R_{FB}} + 1 \right)$ $R_{out1} = \frac{V_{out}}{I_{bias(out)}}$ $R_{out2} = \frac{R_{out1} \cdot R_{FB}}{R_{FB} \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1 \right) - R_{out1}}$	Where $V_{REF}$ is the internal reference voltage and $R_{FB}$ is the pull-down resistor used for FPP. $V_{REF}$ and $R_{FB}$ are shown in the specification table. $I_{bias(out)}$ is the bias current of the output voltage divider.
Output Voltage OVP Detection and Recovery	$V_{out(OVP)} = \frac{V_{OVP}}{V_{REF}} \cdot V_{REF} \cdot \left( R_{out1} \cdot \frac{R_{out2} + R_{FB}}{R_{out2} \cdot R_{FB}} + 1 \right)$ $V_{out(OVPL)} = \left( \left( \frac{V_{OVP}}{V_{REF}} \cdot V_{REF} \right) - V_{OVP(HYS)} \right) \cdot \left( R_{out1} \cdot \frac{R_{out2} + R_{FB}}{R_{out2} \cdot R_{FB}} + 1 \right)$	$V_{OVP}/V_{REF}$ and $V_{OVP(HYS)}$ are shown in the specification table.
Output Voltage Ripple and Output Capacitor Value	$V_{ripple(peak-peak)} < 2 \cdot (V_{out(OVP)} - V_{out})$ $C_{bulk} \geq \frac{P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot V_{ripple(peak-peak)} \cdot f_{line} \cdot V_{out}}$	Where $f_{line}$ is the ac line frequency and $V_{ripple(peak-peak)}$ is the peak-to-peak output voltage ripple. Use $f_{line} = 47$ Hz for universal input worst case.
Output Capacitor rms Current	$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{\sqrt{2} \cdot 32 \cdot P_{out}^2}{9 \cdot \pi \cdot Vac \cdot V_{out} \cdot \eta^2} - I_{load(RMS)}^2}$	Where $I_{load(RMS)}$ is the rms load current.

**Appendix 3: SUMMARY OF BOOST EQUATIONS** Components are identified in Figure 3 (Continued)

Output Voltage UVP Detection	$V_{out(UVP)} = V_{UVP} \cdot \left( R_{out1} \cdot \frac{R_{out2} + R_{FB}}{R_{out2} \cdot R_{FB}} + 1 \right)$	$V_{UVP}$ is shown in the specification table.
Inductor rms Current	$I_{L(RMS)} = \frac{2 \cdot P_{out}}{\sqrt{3} \cdot V_{ac} \cdot \eta}$	
Output Diode rms Current	$I_{D(RMS)} = \frac{4}{3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 2}{\pi}} \cdot \frac{P_{out}}{\eta \cdot \sqrt{V_{ac} \cdot V_{out}}}$	
MOSFET rms Current	$I_{M(RMS)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{ac}} \right) \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{\sqrt{2} \cdot 8 \cdot V_{ac}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}} \right)}$	
Current Sense Resistor	$R_{sense} = \frac{V_{ILIM}}{I_{L(\text{peak})}}$ $P_{R_{sense}} = I_{M(RMS)}^2 \cdot R_{sense}$	$V_{ILIM}$ is shown in the specification table.
Type 1 Compensation	$C_{COMP} = \frac{gm}{2 \cdot \pi \cdot f_{CROSS}}$	Where $f_{CROSS}$ is the crossover frequency and is typically less than 20 Hz. $gm$ is shown in the specification table.

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](http://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、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、または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賠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  
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](mailto: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](http://www.onsemi.com)

**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative