International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

アプリケーション・ノート：AN-1173

IRS2500 を使用した力率改善

著 Peter B. Green

目次

ページ

1. はじめに 2
2. 力率と THD 3
3. PFC ブースト・プリ・レギュレータ 5
4. 設計方程式 11
5. PF と THD に影響する因子 14
6. PCB レイアウトの考察 16
7. 回路図の例 17
8. 部品表.....18
9. テスト結果 19
10. コントローラの交換 21

安全に対する警告

IRS2500 搭載の力率改善プリ・レギュレータは、非絶縁ブースト SMPS 回路トポロジに基づいています。通常、出力範囲は DC 400 ～ 500V です。動作中、出力によって危険な電圧が発生する可能性があります。IRS2500 および関連回路は、資格を持つ電子技術者に取扱い頂くようお願いします。

© インターナショナル・レクティファイアー・ジャパン
この文献の無断複製・転載を禁じます。

IRS2500 PFC プリ・レギュレータ

1. はじめに

伝送ラインの損失、高調波成分と位相シフトによって発生する発電機と変圧器へのストレスを最小限に抑えるために、多くのオフライン・アプリケーションには力率改善回路が必要です。多くの場合、家電製品には、ブリッジ整流の後の容量性フィルタ回路、および負荷に供給するバルク・コンデンサを含むスイッチング電源（SMPS）が組み込まれています。

力率改善回路がない場合、SMPS はラインピーク電圧に近い高尖頭電流を引き込み、サイクルのほとんどで電流をほとんど引き込まないため、力率は約 0.5 になり、全高調波歪みが高くなります。

このため、位相シフトが無視できる AC ラインから正弦波電流を引くことを可能にするために、また非常に低い全高調波歪を実現するために、力率改善回路が追加されます。これにより電力網の負荷が最適化されるため、伝送ラインで追加の伝送損失が発生したり、変圧器と発電機で追加の負荷が発生することなく電力が供給されます。したがって、電力会社へのコストが削減され、これが消費者への低価格での提供にもつながる可能性があります。

力率とライン電流高調波に関連する IEC61000-3-2 などの規格では、明示的に指定されていませんが、一般に PFC プリ・レギュレータにより供給される、ライン入力電流の全高調波歪み（THD）はできるだけ小さくする必要があります。コストとパフォーマンスの間にトレードオフが存在します。つまり一般に、電力定格がより高い高価なハイエンド製品には アクティブ PFC 回路が組み込まれますが、より安価な民生品では低価格の パッシブ回路で十分です。

これは蛍光灯、高輝度放電（HID）ランプ、LED 照明用の電子安定器のような、さまざまな機器で使用される電源市場トレンドです。

アクティブ PFC が組み込まれた製品の場合、広い入力電圧範囲（通常は AC100～305V）にわたって、20%未満の THD を期待できます。

多くの場合、この電圧範囲のほとんどまたはすべてにわたって、THD を 10%未満にすることができます。

重要な安全情報

IRS2500 ベースの PFC プリ・レギュレータには、ライン入力から出力の間にガルバニック絶縁が用意されていません。このため、非絶縁入力から直接システムに電源が供給されると、感電の危険性があります。DC 出力電圧が高いため、感電死に至る可能性があります。

実験室評価では、IRS2500PFC 基板を絶縁 AC または DC 入力電源とともに使用することをお勧めします。IRS2500 シリーズのブースト・トポロジは、絶縁が必要でない、または絶縁がシステムの別の場所で用意されているフロント・エンド・アプリケーションにのみ適しています。

2. 力率と THD

THD は、AC 信号のすべての成分（基本を除く）による高調波歪みの実効値で、基本の実効値のパーセンテージで表されます。つまり、これは信号が純粋な正弦波から外れている量を定量化します。

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} An^2}}{A_1} = \frac{\sqrt{(A_{RMS} - A_1^2)}}{A_1}$$

ここで、A_1 は基本の実効値振幅で、A_{RMS} は完全な信号の実効値合計です。

電流入力と電圧入力の間の位相シフトは THD の計算因子にならないため、THD は力率（PF）に直接関係しません。力率は、負荷によって利用される*有効電力*と、負荷に蓄えられるエネルギや、ソースや非抵抗負荷によって発生する電流高調波に返されるエネルギを含む*皮相電力*の比で定義されます。オフライン AC システムでは、有効電力は、電圧と電流の基本成分（位相シフトの機能のみ）から得られます。歪み電力は、電流の他のすべての高調波から得られます。

このため、位相シフトが存在する場合、力率が高ければ、回路は THD をほとんど含みません。欧州規格 IEC61000-3-2 クラス C 限度値（定格 25W 超の照明安定器に適用）は、個々の奇数調波の最大許容レベルを 39 次までと規定しています。THD が 10%未満であれば、通常、これらの制限に準拠します。

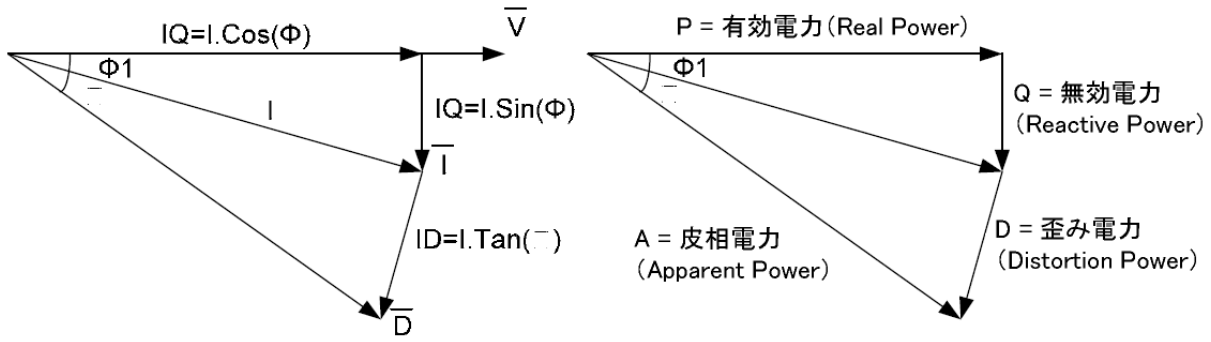


図 1. 電力ベクトル図

力率の一般的な式は以下のとおりです。

$$PF = \frac{P_{RMS}}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}}$$

ここで、PRMS は負荷によって消費される実際の電力です。

*変位力率*は以下の式のとおりです。

$$PF = COS\ (\phi)$$

ここで、Φ は電圧と正弦波電流の間の位相シフトです。
以下の式は、*歪み力率*を算出します。

$$DF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

以下の式は、以上の値を組み合わせて力率の合計を算出します。

$$PF = \frac{COS\ (\phi_1)}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

ここで、Φ1 は電圧と電流の基本成分の間の位相シフトで、THD は分数で表されます。

3. PFC ブースト・プリ・レギュレータ

図 1 は、臨界モードのブースト回路 PFC プリ・レギュレータの回路図です。IRS2500 のピン配置は、業界標準のほとんどの力率コントローラに準拠しており、多くのアプリケーションで代替部品として使用できます。

ブースト PFC プリ・レギュレータ回路は、EMI フィルタ、全波整流するブリッジ整流器、ブースト・インダクタ LPFC で構成されます。CIN は、循環高周波スイッチング電流の基本的な経路になります。CF と CIN は、過度の伝導性雑音が AC ラインに戻ることを防ぐために重要ですが、CF は入力電流の位相進み成分を発生させ、CIN はライン・ゼロ交差で完全放電しないので、クロス・オーバー歪みの一因になります。

臨界モード（遷移または境界モードとも呼ばれる）では、MPFC への PWM ゲート駆動信号は、ゼロ交差近くで別のオンタイムが追加される場合および、可変オフタイムを除き、ライン・サイクル中は固定オンタイムを保ちます。LPFC に蓄えられたエネルギが完全に出力に転送されると、新しいサイクルが開始されます。

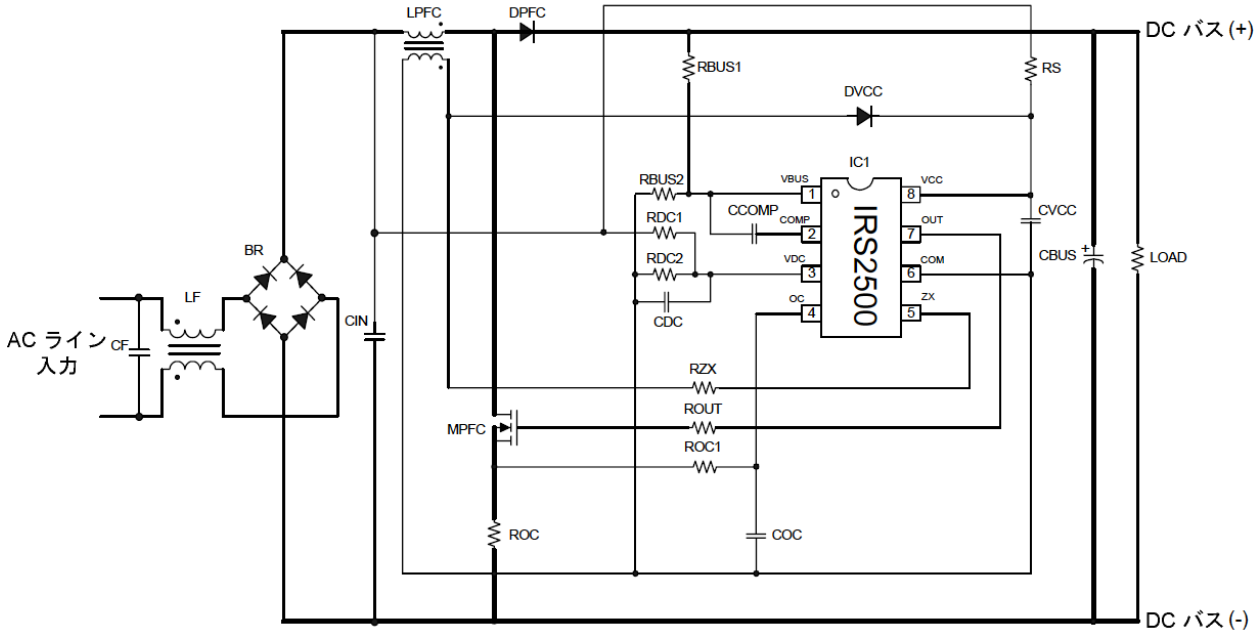


図 2. PFC プリ・レギュレータ回路図

オンタイムとオフタイムを考慮しない場合、追加のオンタイム調整は以下の式で計算できます。

$$T_{ON} = \frac{L.I_{L(pk)}}{\sqrt{2}.V_{in(rms)}}$$

$$T_{OFF} = \frac{L.I_{L(pk)}.\sin\theta}{\sqrt{2}.V_{in(rms)}.\sin\theta}$$

帰還ループは、多くのライン・サイクルにわたって PWM オンタイムを徐々に調整することで出力電圧を調節して、入力電流が入力電圧の形状をたどり、正弦曲線が維持されるようにします。

スイッチ MPFC がオンになると、整流されたライン入力（＋）と（－）の間でインダクタ LPFC が接続されるため、LPFC の電流が直線的に増加します。

MPFC がオフになると、ダイオード DPFC を通して、整流されたライン入力（＋）と DC バス・コンデンサ CBUS の間で LPFC が接続されます。LPFC の蓄積されたエネルギが出力に転送され、CBUS に電流を供給します。MPFC は高い周波数でオン・オフされ、CBUS の電圧は指定された電圧まで充電されます。IRS2500 の電圧帰還ループは、DC 出力を継続的に監視し、それに応じて MPFC のオンタイムを調整して、出力を目的の電圧に調節します。出力電圧が高すぎると、オンタイムが減少し、出力電圧が低すぎるとオンタイムが増加します。平均インダクタ電流が低周波ライン入力電圧を円滑にたどって高力率と低 THD を実現するように、この負帰還制御ループは、ループ速度が低くてループ・ゲインが小さい場合に動作します。

単ライン半周期の間のオンタイムで大きな変化がないように、AC ライン周波数に対してループ速度が意図的に低くなっています。これにより、電流が正弦波電圧の形状をたどることができます。

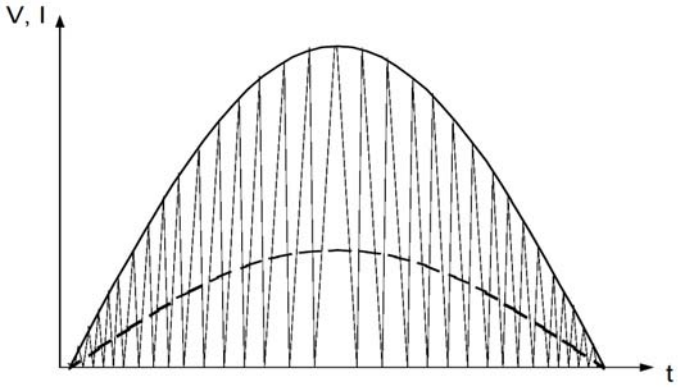


図 3. AC ライン入力電圧の 1 半周期にわたる正弦波ライン入力電圧（実線）、三角形の PFC インダクタ電流、平滑化された正弦波ライン入力電流（点線）

このため、出力電圧の改善には、いくつかのライン・サイクルが必要です。固定オンタイム、およびインダクタ電流がゼロまで放電するによって決定されるオフタイムを使用すると、スイッチング周波数が自走で、AC 入力ライン電圧のゼロ交差近くの高周波数から、ピークでの低周波数まで絶えず変化するシステムになります（図 3）。

ライン入力電圧が低い（ゼロ交差近く）場合は、インダクタ電流が少しだけ増加し、放電時間が短くなるため、スイッチング周波数が高くなります。入力ライン電圧が高い（ピーク近く）場合は、インダクタ電流がはるかに高くまで充電され、放電時間がより長くなるため、スイッチング周波数がより低くなります。

IRS2500 の PFC 制御回路（図 4）には、VBUS、COMP、ZX、OUT、VDC、OC の 6 つのピンがあります。VBUS ピンは、外部抵抗分圧器から DC バス電圧を測定します。COMP ピン電圧は、MPFC のオンタイムを決定し、外部 RC 積分器を使用して、帰還ループ応答速度を設定します。ZX ピンは、PFC インダクタから二次巻線を使用して、スイッチング・サイクルごとにインダクタ電流がゼロまで放電されたときを検出します。OUT ピンは、外部 MOSFET である MPFC 用のローサイド・ゲート駆動出力です。VDC ピンは、次のセクションで説明する、オンタイムを制御する位相情報を供給するライン入力サイクルを検出します。OC ピンは、MPFC を流れる電流を検出し、サイクルごとの過電流保護を実行します。

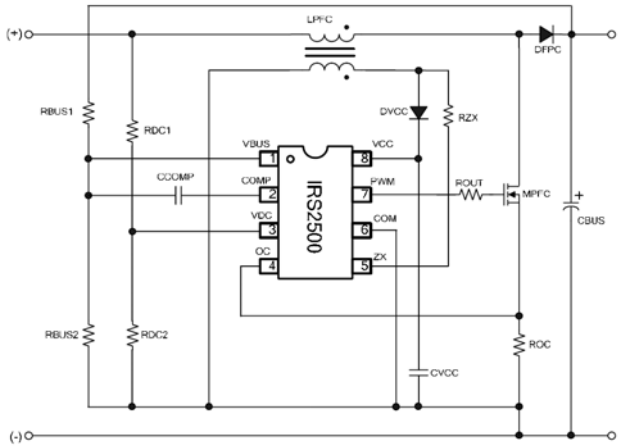


図 4. IRS2500 は、PFC 制御回路を簡略化します。

VBUS ピンは、DC 出力電圧を調整するために、固定内部 2.5V 基準電圧と比較します。帰還ループ誤差アンプは、COMP ピンの電圧を増減させます。その結果 COMP ピンの電圧が、図 5 に示す内部タイミング・コンデンサの充電のしきい値を設定するので、MPFC のオンタイムが決定します。

誤差アンプは、単一の入力ライン・サイクル中に PWM のデューティ・サイクルで急速な変化が発生しないように、低いループ速度で動作します。これにより、歪みを防いで高力率と低 THD を実現します。

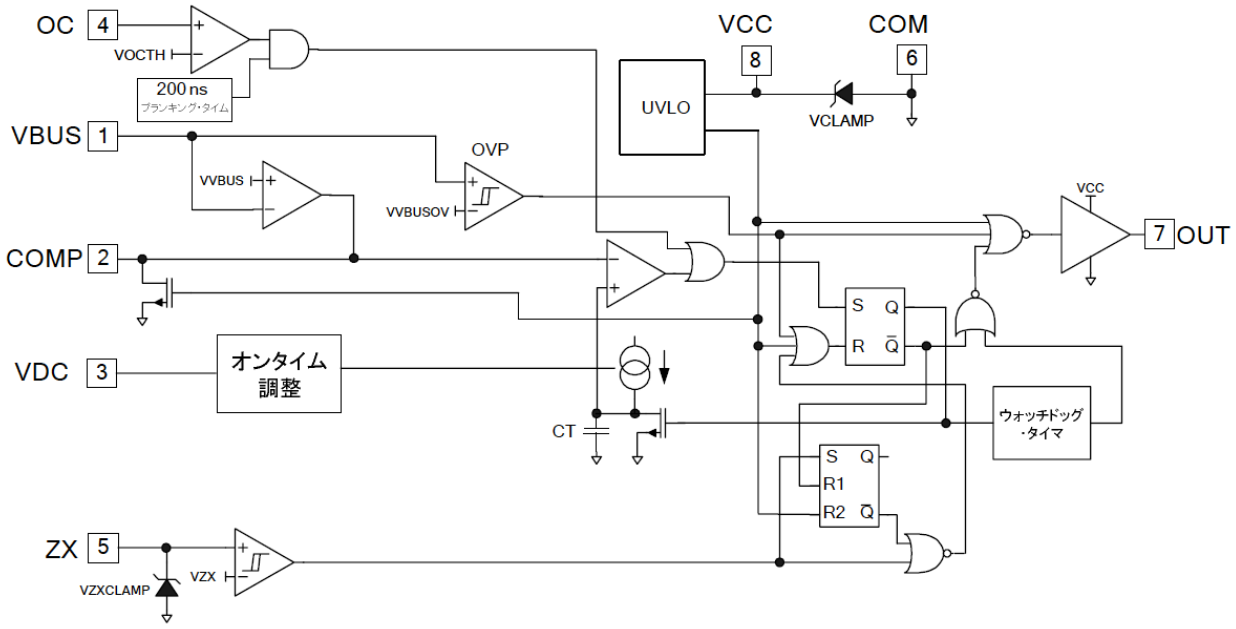


図 5. IRS2500 内部ブロック図

MPFC のオフタイムは、LPFC 電流がゼロまで放電するためにかかる時間によって決定されます。ゼロ電流レベルは、外部電流制限抵抗 RZX から ZX ピンに接続された LPFC の二次巻線によって検出されます。通常、この巻線と主巻線の巻数比は、約 1：10 です。内部しきい値 VZX+信号を超える立ち上りエッジは､オフタイムの始まりを示します｡VZX を下回る ZX ピンの立下りエッジは､LPFC 電流がゼロまで放電した場合に発生します。これは、オフタイムの終わりを示し、MPFC が再度オンになったことを示します（図 6）。次の PWM サイクルをトリガーする前に、インダクタから検出される電圧が、完全にゼロに降下するように、ZX ピンは内部でバイアスされています。ヒステリシスが広いと、リンギング発振による誤ったトリガーがなくなります。過度の電流によって誤ったトリガーが発生したり、IRS2500 が損傷する可能性があるため、ZX ピン電流は 0.5mA を超えてはなりません。

DC バスの過電圧によって IRS2500 がディセーブルになるまで、または ZX ピン電圧の負の遷移が発生しない時まで、同じサイクルを無制限に繰り返します。ZX ピンの負エッジが発生しない場合、COMP ピンの電圧によってプログラミングされたオンタイム期間中に、ウォッチドッグ・タイマが MPFC のターンオンを強制するまで、MPFC はオフのままです。ZX ピンで正しい立ち上り、および立ち下り信号が検出され、通常動作が再開されるまで、ウォッチドッグ・パルスは 300～400us（tW）ごとに無制限に発生します。オンタイム中に OC ピン電圧が VOCTH 過電流しきい値を超えると、

ゲート駆動出力がオフになります。次に、回路は、ZX ピンでの立ち下り遷移、またはウォッチドッグ・タイマからのターンオンの強制によって出力が再びオンになるのを待機します。

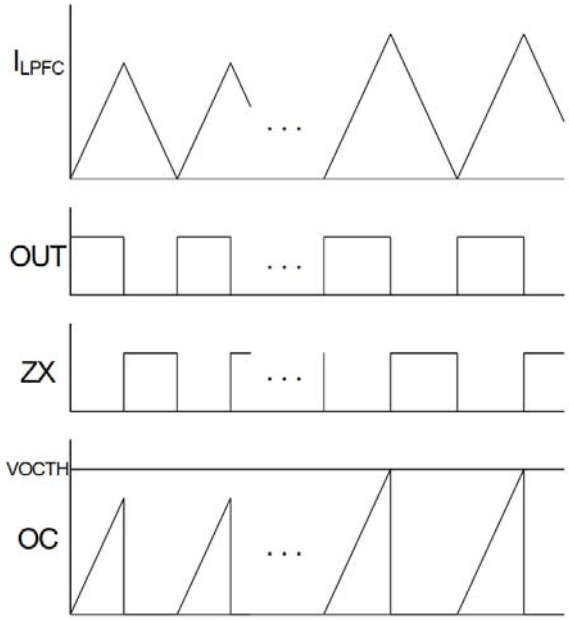


図 6. インダクタ電流、OUT ピン、ZX ピン、および OC ピンのタイミング図

ライン入力電圧のサイクル全体にわたる MPFC の固定オンタイムは、ライン入力電圧の正弦波の形状を必然的にたどるピーク・インダクタ電流が発生します。平滑化かつ平均化されたライン入力電流は、高力率のライン入力電圧と同調しますが、全高調波歪み（THD）および電流の個々の高調波は高いままである可能性があります。これは主に、ライン入力電圧のゼロ交差近くのライン電流のクロス・オーバー歪みによります。国際規格と一般的な市場の要求を順守できる低高調波を実現するために、PFC 制御に追加のオンタイム調整回路が搭載されました。ライン入力電圧がゼロ交差に近づくにつれて、この回路は MPFC のオンタイムを動的に増加させます（図 7）。これにより、LPFC ピーク電流が発生し、平滑化されたライン入力電流が、ライン入力電圧のゼロ交差近くで増加します。したがって、ライン入力電流でクロス・オーバー歪みの量が減少するため、THD とより高い高調波が減少します。

オンタイム調整は、ブリッジ整流器出力の全波整流電圧を抵抗分圧器（RDC1、RDC2）を通して感知することで制御されます。これは、ピーク電圧がおよそ AC120V 時に 1V、AC265V 時に 3V になるようにスケーリングされます。

入力信号の代わりに、抵抗をピン 3 から VCC に接続することで、この機能を無効にすることができます。

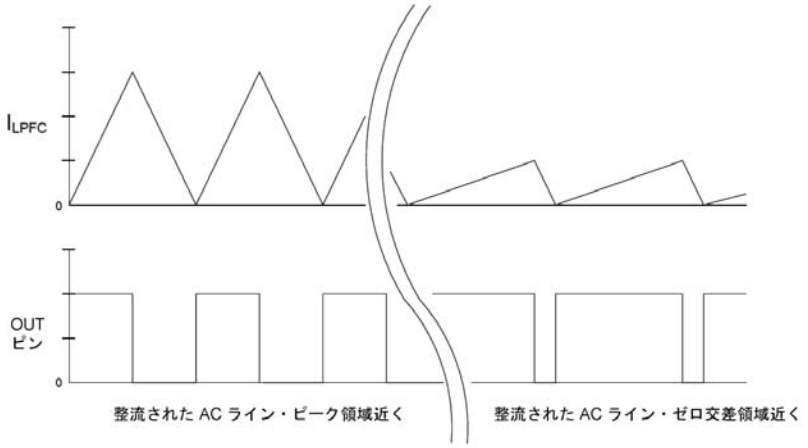


図 7. オンタイム調整回路のタイミング図

IRS2500 には、静的過電圧保護と動的過電圧保護の両方が組み込まれています。静的過電圧保護は VBUS ピンで帰還電圧を監視し、この電圧がターゲット電圧を 8%超えると、ゲート駆動出力を無効にします。これはしきい値 2.7V（規定しきい値 2.5V の 8%増）を検出するように、内部コンパレータを設定することで、可能になります。

ただし、起動状態時または出力から負荷が除去された場合、COMP ピンでの誤差アンプ出力電圧は低下します。補償コンデンサ CCOMP はこの出力から VBUS 入力に接続されるため、COMP 電圧の遷移中に電流が流れます。これにより VBUS 電圧が下がるため、遷移中に出力電圧が目的の規制レベルを超え、その結果、VBUS 入力電圧が規制しきい値を超える前に、オーバーシュートになります。

これを補正するために、IRS2500 には、誤差アンプ出力電流の動的検出機能が備わっています。負方向に振れる間、誤差アンプ出力電流のピークは、安定動作中よりはるかに高くなります。この高い電流が内部で検出されて、過電圧保護回路をトリガーし、誤差アンプ出力が新しいレベルで安定するまで PWM 出力を無効にします。これにより、前述の過渡状態で、出力電圧が目的のレベルを大幅にオーバーシュートすることがありません。そのため、安定動作中は COMP での電圧リップルが最小限に抑えられるようにループを設計する必要があります。

4. 設計方程式

ステップ 1：PFC インダクタ値を計算します。

$$L_{PFC} = \frac{(VBUS - \sqrt{2} \cdot VAC_{min}) \cdot VAC^2{}_{MIN} \cdot \eta}{2 \cdot f_{min} \cdot P_{OUT} \cdot VBUS} \quad [H]$$

ここで、

VBUS = DC バス電圧

VAC$_{MIN}$ = 最小実効値 AC 入力電圧

η = PFC 効率（通常は 0.95）

f$_{MIN}$ = 最小 AC 入力電圧での最小 PFC スイッチング周波数

P$_{OUT}$ = 出力電力

ステップ 2：ピーク PFC インダクタ電流を計算します。

$$i_{PK} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{OUT}}{VAC_{MIN} \cdot \eta} \quad [A\ peak]$$

注：PFC インダクタは、指定された安定器動作温度範囲にわたって i_{PK} で飽和してはなりません。インダクタ設計では、適切なコア寸法と空隙を考慮する必要があります。

ステップ 3：PFC 過電流抵抗 ROC 値を計算します。

$$R_{OC} < \frac{VOCTH}{i_{PK}}$$ ここで、VOCTH = 1.1V [Ω]

ROC 定格電力は、以下のように概算できます。

$$PR_{OC} \geq \left(\frac{P_{OUT}}{VAC_{MIN} \cdot \eta} \right)^2 \times R_{OC} \quad [W]$$

ステップ 4：起動抵抗 RVCC 値を計算します。

$$R_{VCC} < \frac{VAC_{MIN}}{IQCCUV} \quad [\Omega]$$

$$PRV_{CC} > \frac{V^{2}_{ACMAX}}{R_{VCC}} \quad [W]$$

高電圧に耐えるために、RVCC は、通常 2 つの直列抵抗器（RBUS1A と RBUS1B）で構成されます。

この場合は、PRVCC/2 よりも大きな定格電力を持つ RVCC/2 を下回る次の推奨値を RVCC1 と RVCC2 に選択します。

ステップ 5：VBUS 帰還抵抗分圧器ネットワークを計算します。

高電圧に耐えるために、RBUS1 は、通常 2 つの直列抵抗器（RBUS1A と RBUS1B）で構成されます。

RBUS2 の初期値として 10K を選択します。

$$R_{BUS1} = (V_{BUS} - 2.5) \times \frac{10000}{2.5} \quad [\Omega]$$

$$R_{BUS1A} = R_{BUS1B} = \frac{R_{BUS1}}{2} \quad [\Omega]$$

推奨値に最も近い値を RBUS1A と RBUS1B に選択します。

次に、RBUS2 を再計算します。

$$R_{BUS2} = \frac{2.5 \times (R_{BUS1A} + R_{BUS1B})}{V_{BUS} - 2.5} \quad [\Omega]$$

次に、最も近い E96 1%許容値を RBUS2 に設定します。

ステップ 6：VDC 抵抗分圧器ネットワークを計算します。

高電圧に耐えるために、RDC1 は、通常 2 つの直列抵抗器（RDC1A と RDC1B）で構成されます。RDC2 の初期値として 10K を選択します。

$$R_{DC1} = (\sqrt{2}.V_{ACMIN} - 1) \times 10000 \quad [\Omega]$$

推奨値に最も近い値を RDC1A と RDC1B に選択します。

次に、RDC2 を再計算します。

$$R_{DC2} = \frac{R_{DC1A} + R_{DC1B}}{\sqrt{2}.V_{ACMIN} - 1} \quad [\Omega]$$

次に、最も近い E96 1%許容値を RDC2 に設定します。

ステップ 7：COMP コンデンサを計算します。

約 20Hz で誤差アンプのゲインをロールオフするには、CCOMP を選択する必要があります。

$$C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \times 20\,Hz \times R_{BUS2}} \quad [F]$$

CCOMP に推奨値に最も近い値を選択します。

ステップ 8：RZX 抵抗を計算します。

Izx を 0.5mA とし、近似値として ZX 巻線最大電圧 VZX を 20V と仮定します。実際の VZX が 20V より高い場合は、実際の値を使用します。

$$R_{ZX} \le \frac{V_{ZX}}{I_{ZX}} \quad [\Omega]$$

RZX として次の最小の推奨抵抗値を選択します。

5. PF と THD に影響する因子

これまでに説明した PFC プリ・レギュレータ回路は、電圧の形状をたどる電流をライン入力から引き込みますが、以下の制限があります。

1. CF によって発生する位相シフト

CF のキャパシタンスは、ライン入力から電流を引き込みます。これにより、電圧位相を 90º 進めます。この無効電流の大きさは、CF の大きさと AC ライン入力電圧によります。これは、ライン入力電圧が増加すると、常に力率が低下する理由の 1 つです。このため、入力フィルタが EMC 規格を十分満たす範囲で、CF をできるだけ小さくする必要があります。これは歪みは発生せず、力率のみが影響を受けます。

2. CIN によって発生する位相シフト

CIN にかかる電圧は全波整流したものなので、CIN もある程度の位相シフトを発生させます。

スイッチング・レギュレータに高周波 AC 電流源を十分に供給する必要がありますが、CIN も最小にする必要があります。EMC 規格には、これも不可欠です。

3. CIN によるクロス・オーバー歪み

また、CIN はクロス・オーバー歪みの原因になりますが、CF はその原因になりません。回路は抵抗負荷として見なすことができるため、AC ライン入力電圧がゼロ交差を通過するたびに、CIN は負荷を通して放電する必要があることは明らかです。CIN および負荷の大きさによっては、ゼロ交差ごとに CIN の電圧がゼロまで完全に放電することなく、常に残留電圧が残ります。調光可能な電子安定器などの負荷が可変のシステムでは、この問題はさらに悪化します。負荷が減少するにつれて、CIN の残留電圧は増加します。

CIN の電圧がゼロに到達しないので、AC ライン入力電圧が CIN での最小電圧より低下すると、ライン入力から電流が引き込まれません。これにより、図 7 の入力電流波形で示す特性不感帯が発生します。

また、ブリッジ整流器（BR）も、わずかながらクロス・オーバー歪みの原因となります。これは、AC ライン電圧と整流電圧の間に常に現れる 2 つの直列ダイオードの順電圧降下によるので、CIN が小さくても、ある程度のクロス・オーバー歪みが常に存在します。

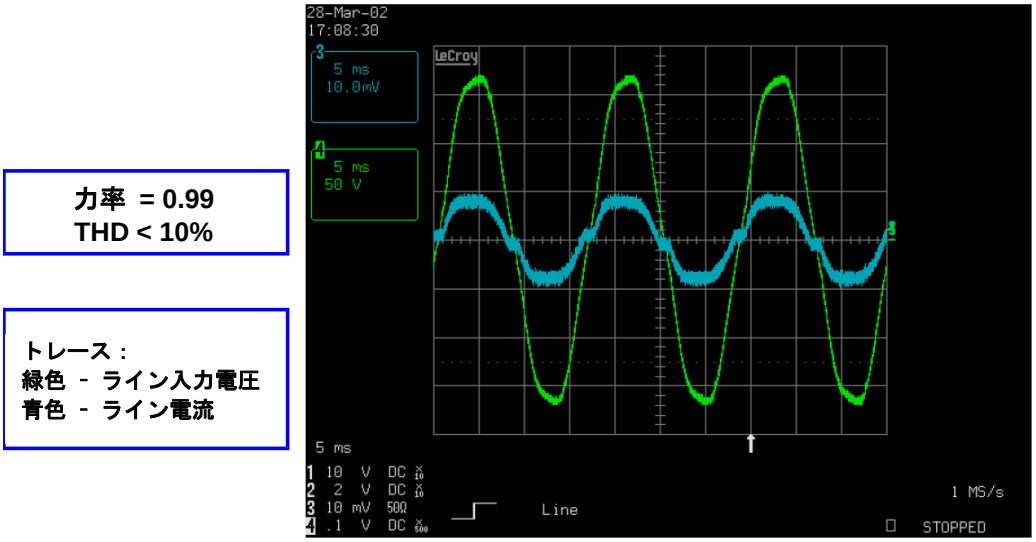


図 8. 標準 PFC プリ・レギュレータのライン入力とライン電流

4. ゼロ交差での最小エネルギー伝送

ライン入力電圧が低い場合、出力ダイオード DPFC に順方向バイアスをかけるのに十分な電圧を MPFC のドレインに供給するために、ブースト・インダクタ LPFC に蓄えられたエネルギでは不十分なことがあります。これは、LPFC の巻線の寄生容量と MOSFET スイッチのドレイン・ソース間容量が原因です。電圧がゼロに近づいたときに、MOSFET のオンタイムを増やして、より多くの電流を引き込むように、 制御 IC で補正する必要があります。IRS2500 を含む多くの PFC 制御 IC には、入力電圧がゼロ交差に近くなると、オンタイムを徐々に増やす回路が含まれています。この機能は、*オンタイム調整*と呼ばれます。一般に、ライン入力電圧はピン 3 に供給される分割入力信号によって検出されます。CIN にある残留電圧は、ピン 3 にも現れるように RDC1 と RDC2 を通して分割されます。これにより、IC は残留電圧のレベルを下回る入力電圧を検出しません。この問題を極力避けるため、残留電圧レベルに到達する前に、IRS2500 は十分なオンタイム調整を行って、CIN をできるだけ低レベルまで放電する必要があります。

5. 誤差アンプ出力でのリップル（COMP）

PFC プリ・レギュレータ回路からの出力バス電圧には、安定化された DC 出力にライン周波数 ΔV_{OUT} の 2 倍のリップルが常に含まれます。ΔV_{OUT} の大きさは、出力蓄積容量 CBUS の大きさによって異なります。出力電圧は分割されて、誤差アンプの反転入力に帰還されるため、リップル成分も入力に供給されて、IRS2500 の内部の 2.5V 基準と比較されます。これにより、PWM オンタイムを決定する誤差アンプ出力（COMP）にリップルの成分が現れることがあります。できるだけ多くのリップルを除去するために、補償コンデンサ CCOMP を大きくして、ライン周波数の 2 倍をはるかに下回る周波数で誤差アンプ・ゲインをロールオフできるようにする必要があります。COMP 出力のリップルにより、電流波形の歪みを発生させるようなオンタイム調整の原因となるので、そのリップルをできるだけ除去する必要があります。

6. 次のスイッチング・サイクルの前の遅延

臨界モードでは、ブースト・インダクタの補助巻線は、コントローラの ZX（ゼロ交差）ピンに信号を供給します。これは、ハイからローに遷移することで、インダクタのすべてのエネルギが出力に転送されたことを示します。この遷移が検出されると、PWM 出力駆動がハイになり、次のサイクルが開始されます。ただし遅延がある場合は、デッドタイムによって実際にはコンバータが不連続モードで動作します。これにより、電流波形に歪みが発生する可能性があります。

6. PCB レイアウトの考察

正常動作のためには、以下のガイドラインに従ってください。

1. CVCC をできるだけ IC1 の近くに配置し、短い直接のパターンで結線してください。
2. VBUS 入力でのノイズを最小限に抑えるために、帰還パスを最小の長さにし、可能な限り高周波数スイッチングパターンから分けてください。
3. 電流検出フィルタ部品の ROC と COC は、IRS2500 の近くに配置し、短い直接のパターンで結線してください。
4. ノイズが制御環境に影響しないように、すべての信号と電源グランドを分けてください。
   信号と電源グランドは、1 点でのみ結線してください。これは、IRS2500 の COM ピンで行ってください。これらのガイドラインに従わない場合は、IRS2500 が安定して動作しないことがあります。
   IRS2500 とその周辺部品は、考えられる最小のラインによって IC の信号グランド（COM）に接続してください。
5. 負荷電流を伝送するすべてのパターンは、適当な太さで引いてください。
6. ゲート駆動パターンも、最短にしてください。

7. 回路図の例

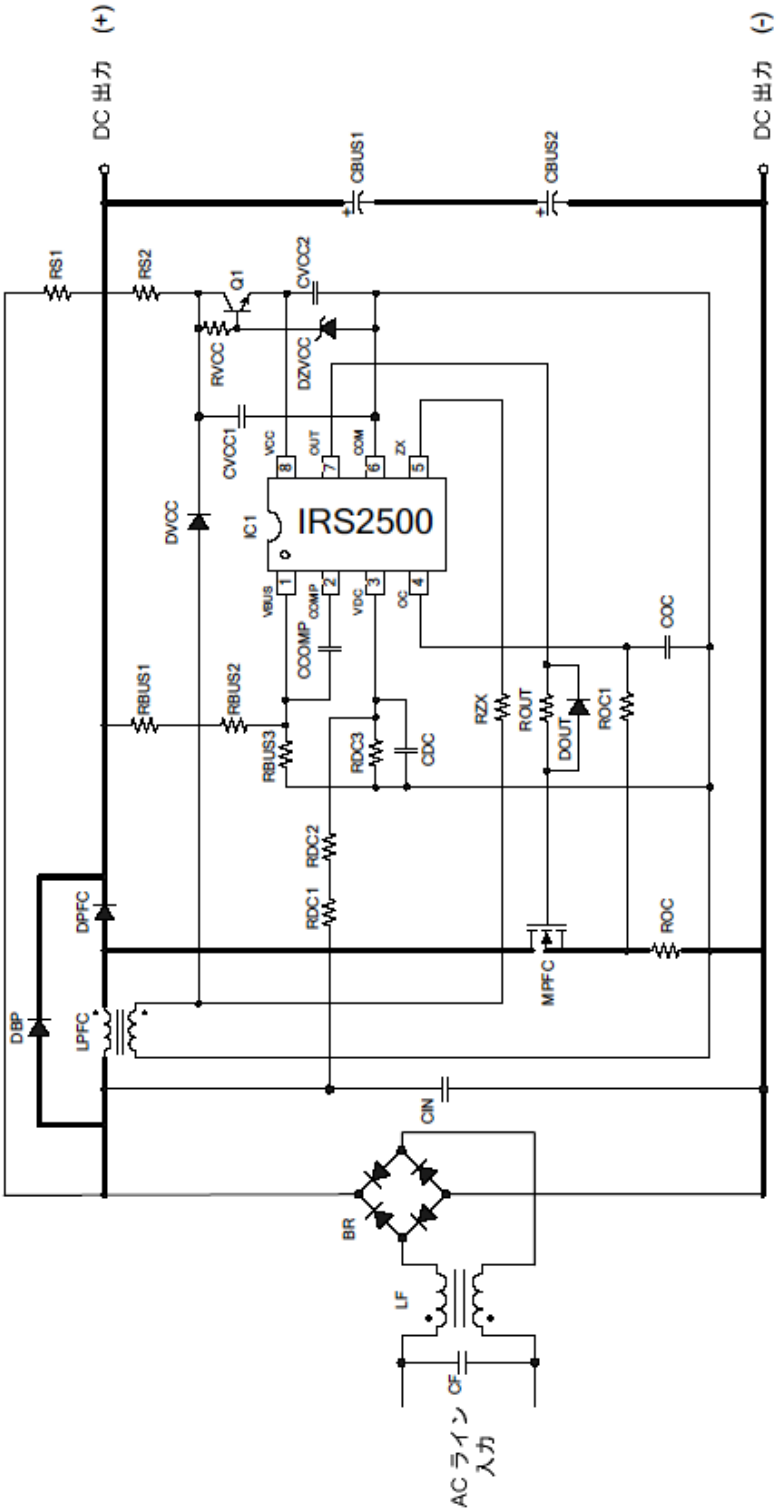


図 9. 80W PFC 回路図

8. 部品表

番号	概要	型番	メーカー名	数量	参照記号
1	ダイオード、75V、150mA、MiniMELF	DL4148	Diodes Inc	2	DVCC、DOUT
2	ダイオード、1000V、1A	1N4007	Diodes Inc	1	DBP
3	20V、ZenerDiode、500mW、MiniMELF	ZMM5250B-7	Diodes Inc	1	DZVCC
4	ダイオード、600V、3A、250nS、SMB	RS3JB-13-F	Diodes Inc	1	DPFC
5	ブリッジ、1000V、1.5A、4SDIP	DF10S	Fairchild	1	BR1
6	MOSFET、650V、0.38 Ω、TO220	SPP11N60C3	Infineon	1	MPFC
7	NPN 形トランジスタ、SOT23、40V	MMBT2222A-TP	Micro Com	1	Q1
8	IC、PFC コントローラ	IRS2500SPBF	インターナショナル・レクティファイアー・ジャパン	1	IC1
9	インダクタ CM ライン・フィルタ、250V、0.70A	ELF-15N007A	Panasonic	1	LF
10	インダクタ、520uH、4.2Apk	SRW2620PQX22V102	TDK	1	LPFC
11	コンデンサ、0.10uF、275VAC、X2/Y2,TH,.591”	ECQ-U2A104ML	Panasonic	1	CF
12	コンデンサ、0.10uF、400VDC、0.295”	MKS4-.1/400/10 PCM 7.5	Wima	1	CIN
13	コンデンサ、100uF、250V			2	CBUS1、CBUS2
14	コンデンサ、1.0uF、25V、X7R、1206	C3216X7R1E105K	TDK	1	CCOMP
15	コンデンサ、10nF、1206	12061C103K4T2A	AVX	1	CDC
16	コンデンサ、1nF、50V、1206	12065C102KAT2A	AVX	1	COC
17	コンデンサ、10µF、50V、1210	GRM32DF51H106ZA 01L	Murata	1	CVCC1
18	コンデンサ、2.2uF、25V、X7R、1206	C3216X7R1E225K	TDK	1	CVCC2
19	抵抗、0.33 Ω、0.5W、2010	MCR50JZHFLR330	Rohm	1	ROC
20	抵抗、470K、5%、1206	ERJ-8GEYJ474V	Panasonic	2	RDC1、RDC2
21	抵抗、5.6K、5%、1206	ERJ-8GEYJ562V	Panasonic	1	RDC3
22	抵抗、787K、1%、1206	ERJ-8SENF7873V	Panasonic	2	RBUS1、RBUS2
23	抵抗、9.1K、1%、1206	ERJ-8ENF9101V	Panasonic	1	RBUS3
24	抵抗、100K、5%、1206	ERJ-8GEYJ104V	Panasonic	2	RS1、RS2
25	抵抗、18K、5%、1206	ERJ-8GEYJ183V	Panasonic	1	RZX
26	抵抗、1.0K、5%、1206	ERJ-8GEYJ102V	Panasonic	1	ROC1
27	抵抗、3.3K、5%、1206	ERJ-8GEYJ332V	Panasonic	1	RVCC
28	コネクタ、2 ポジション			2	
29	PCB			1	

9. テスト結果

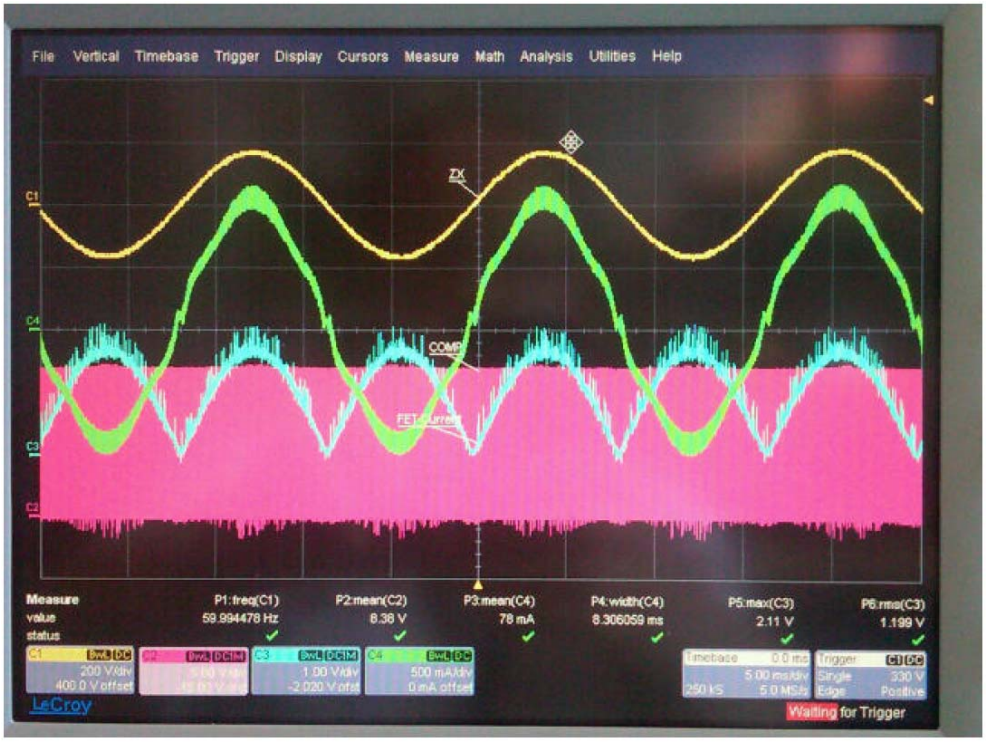


図 10. 80W サンプル波形

AC 入力電圧：黄色

AC 電流：緑色

VDC ピン入力：青色

MPFC ゲート駆動：赤色

入力電圧 AC90～260V の力率と THD を測定しました。（表 1 参照）。THD の結果を正確に測定するために、テストでは、純粋な正弦波電圧を基板に供給する電子 AC 電源を使用しました。電子 AC 電源を使用しない場合は、AC ラインに接続された他の負荷の影響と自動トランスと安全に絶縁された変圧器の組み合わせにより、入力電圧が歪むことがあります。これらの影響で、THD の結果が実際より悪く見える可能性があります。

VAC	VDC_{max}	VDC_{min}	P.F.	T.H.D.i	V_{out}	P_{out}（W）
90	1	0	0.998	6.4%	440	83.5
100	1.2	0	0.998	5.5%	440	82.7
110	1.4	0	0.998	4.9%	440	82.1
120	1.6	0	0.999	4.4%	440	81.9
140	1.8	0	0.998	4.0%	440	80.9
160	2.0	0	0.998	4.4%	440	80.6
180	2.2	0	0.997	5.4%	440	80.6
200	2.4	0	0.995	6.8%	440	80.6
220	2.6	0	0.993	8.3%	440	80.6
240	2.8	0	0.99	9.8%	440	80.4
260	3	0	0.986	11.3%	440	80.4

表 1. 80W の例の PF と THD の結果

10. コントローラの交換

競合の型番	メーカー	IR 互換品 1	IR 互換品 2	IR Cross Possible	競合パッケージ	IR 社パッケージ
L6561(A)	STM	IRS2500			SO8/DIP8	SO8
L6562(A)	STM	IRS2500			SO8/DIP8	SO8
MC33262	On Semi		IRS2500		SO8/DIP8	SO8
UCC28810	TI		IRS2500		SO8/DIP8	SO8
UCC28811	TI		IRS2500		SO8/DIP8	SO8
FAN7527B	Fairchild	IRS2500			SO8/DIP8	SO8

表 2. 代替コントローラ

IRS2500 は、表 2 に 互換品 1 としてリストしたものは、ほぼ互換品として使用できます。互換品 2 としてリストしたコントローラの場合、既存のコントローラを IRS2500 に交換するには、アプリケーション回路にいくつかのマイナー変更を行う必要があります。

MC33262 などの一部のコントローラは、標準の統合構成と同様に、補償コンデンサが出力から（入力ではなく）0V に接続された伝達コンダクタンス誤差アンプを使用します。この部品を IRS2500 に置き換えると、補償コンデンサを 0V から外してピン 1 に接続する必要があります。