International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

アプリケーション・ノート：AN-1169

評価基板IRPLLED5
IRS2548D搭載の40V／1.4Aの低電圧LED駆動回路

*Peter B. Green*著

目次

ページ

1. はじめに····· 2
2. PFC部····· 3
3. LLC共振ハーフブリッジ部····· 8
4. 変圧器および共振回路の設計····· 15
5. 評価基板IRPLLED5の回路図····· 23
6. 補助のV_{cc}電源····· 27
7. 磁気部品の仕様····· 28
8. 出力電源の安定化····· 31
9. 0V～10Vの調光····· 32
10. テスト結果····· 33
11. 部品表（BOM）····· 37
12. プリント回路基板のレイアウト····· 39

© 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。

評価基板IRPLLED5



1.はじめに

半導体素子光源は現在、利用可能で、蛍光灯や HID（高輝度放電管）ランプの代替品になることができ、白熱灯よりも遥かに優れています。1W 当たりのルーメンで表現される光源の効率でみると現在、LED（発光ダイオード）は一般照明に使えるレベルに達しています。高輝度 LED も、最大 5 万時間のより長い寿命、および、それほど効率的でない他の光源よりも非常に丈夫であるという付加価値を持っています。このため、街灯などの屋外の用途に適しています。

大電力 LED は、理想的には安定化した一定の直流電流で駆動されます。この駆動電流は、交流または直流の電源から必要な電流を供給する「駆動回路」または「コンバータ」によって供給されます。PFC（力率改善）駆動回路とハーフブリッジ LED 駆動回路を搭載した IC である IRS2548D の周辺回路に基づく 2 段の電力コンバータは、高い力率および低い THD（全高調波歪率）で、交流ライン電圧の広い入力範囲にわたって制御された電流出力を供給します。

評価基板IRPLLED5は、オフラインの低電圧／大出力電流の絶縁型LED駆動回路です。50／60Hzで90V～305Vの交流ライン入力電圧から、30Vから60Vの電圧範囲にわたって動作し、1.4Aの安定化した直流出力電流を供給するように設計されています。0%から100%の光出力を1V～10Vで調光する機能も備えています。このLED駆動回路の出力は、短絡に対して完全に保護され、オープン回路電圧を安全規制のために60VDC以下に制限しています。

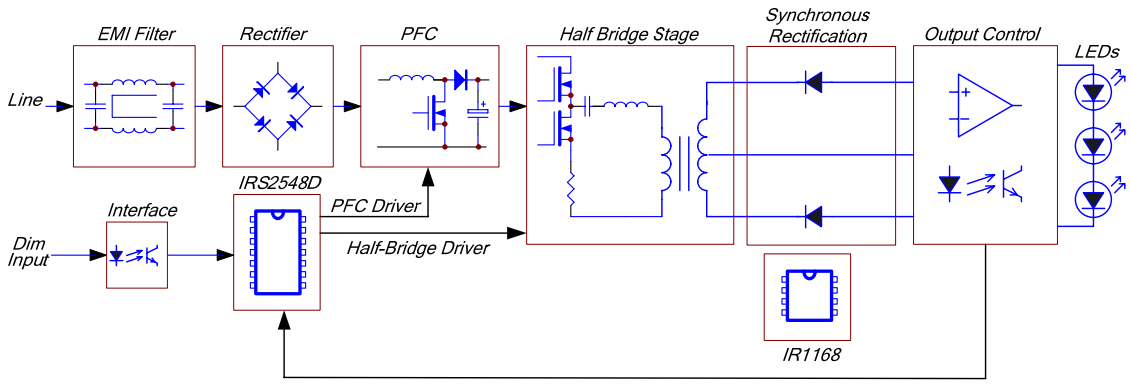


図1. 評価基板IRPLLED5の回路ブロック図

2. PFC部

IRPLLED5は、臨界モードで動作する力率改善（PFC）ブースト・コンバータ段のフロント・エンドを使っています（図2）。PFCのMOSFET（MPFC）の各スイッチング周期中、MPFCが次のスイッチング周期を始めるためにオンする前に、すべての蓄積エネルギが出力に転送されるとき、IRS2548Dは、コイルの電流がゼロまで放電するポイントを検出します。

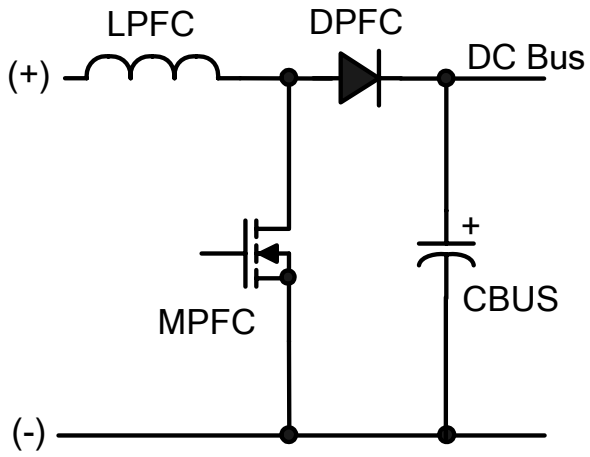


図2. PFCブースト・コンバータの回路

スイッチMPFCがオンすると、コイルLPFCは、整流されたライン入力（＋）と戻り（－）の間で接続され、LPFCの電流が線形に上昇します。MPFCがオフすると、LPFCは、整流されたライン入力（＋）と、ダイオードDPFCを介してDCバス・コンデンサCBUSとの間に接続され、LPFCの蓄積エネルギはCBUSに転送されます。MPFCは、高周波でオン／オフし、CBUSの電圧は、所定の電圧まで充電されます。IRS2548DのPFC帰還ループは、連続的にDCバス電圧をモニターし、それに応じてMPFCのオン時間を調整することによって、この電圧を定電圧に安定化します。この負の帰還制御は、力率を高め、THDを小さくするために、平均コイル電流が低周波ライン入力電圧に滑らかに追随するように、遅いループ速度で動作します。従って、MPFCのオン時間は、ライン電圧の数周期にわたって固定されているように見えます（付加的な変調については後で議論します）。ゼロへと放電するコイルの電流によって決まる固定のオン時間とオフ時間と共に、スイッチング周波数は、交流入力ライン電圧のゼロ交差付近の高周波から、ピークでのより低い周波数まで連続的に変わります（図3）。

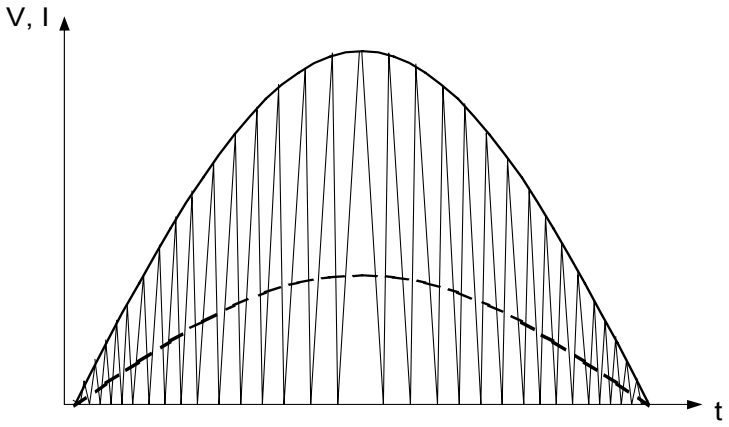


図3. 正弦波のライン入力電圧（実線）、三角波のPFCのコイル電流、交流ライン入力電圧の1つの半周期にわたる滑らかな正弦波のライン入力電流（破線）

ライン入力電圧がゼロ交差の近くで低いとき、コイル電流は比較的低いレベルへ上昇し、放電時間が短くなるので、スイッチング周波数は高くなります。入力ライン電圧がピーク近くで高いとき、コイル電流は、より高いレベルへと上昇し、放電時間が長くなるので、スイッチング周波数はより低くなります。IRS2548DのPFC制御回路は5本の制御ピンを持っています（図4）。すなわち、VBUS、COMP、ZX、PFC、OCの5本です。VBUSピンは、外付け抵抗による分圧器によってDCバス電圧を測定します。エラー・アンプ出力のCOMPピンは、MPFCのオン時間を設定し、外付けコンデンサと共に帰還ループの速度を設定します。ZX（ゼロ交差）ピンは、PFCコイルからの2次側巻き線を使うオフ時間の間に、いつコイル電流がゼロまで放電するかを検出します。PFCピンは、外付けのMOSFETであるMPFCのゲート駆動回路の出力です。OCピンは、MPFCを介して電流を検出し、各周期ごとの過電流保護を提供します。

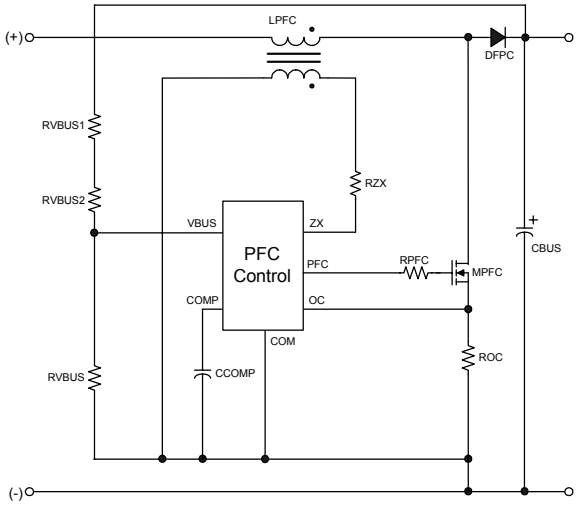


図4. IRS2548DはPFC制御回路を簡素化

VBUS ピンは、出力 DC バス電圧の安定化のために、4V 固定の内部基準電圧に対して安定化されます（図 5）。帰還ループは、COMP ピンで外付けコンデンサに電流を吐き出す、または吸い込むトランス・コンダクタンス・アンプ（OTA）によって機能します。この結果、COMP ピンの電圧が、内蔵タイミング・コンデンサ（図 5 中の C1）の充電のためのしきい電圧を設定し、これによって、MPFC のオン時間を設定します。

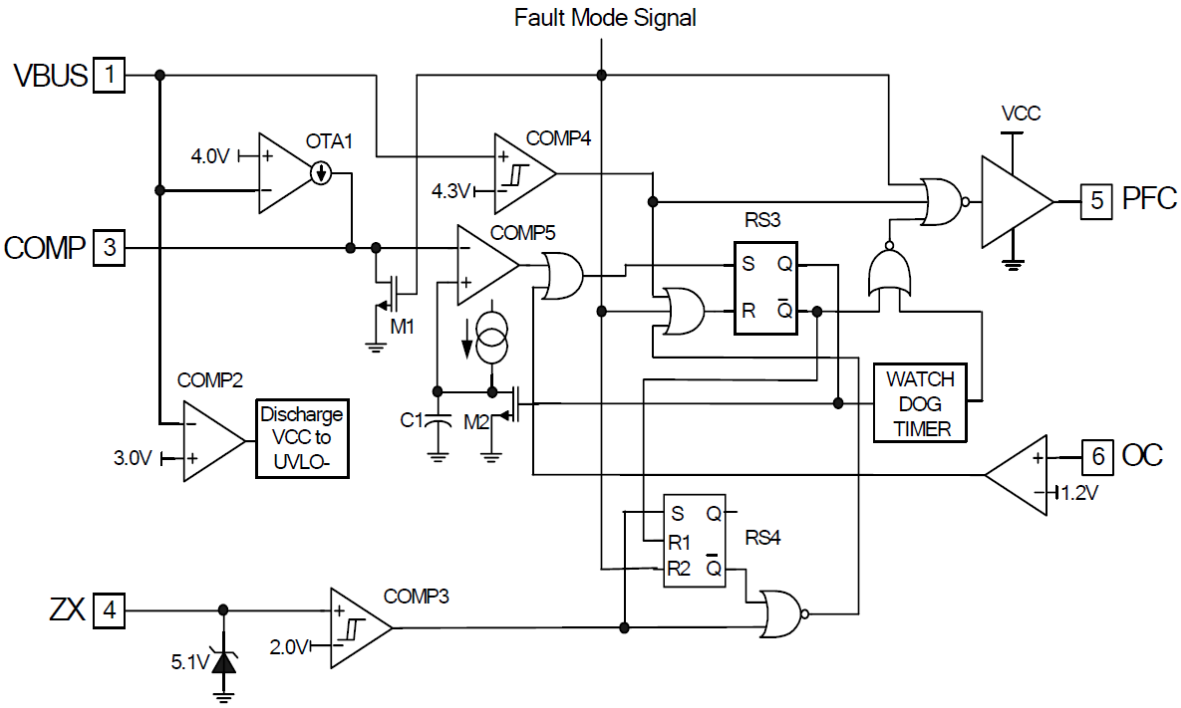


図5. IRS2548DのPFC制御回路の詳細

ゼロ電流レベルは、外付けの電流制限抵抗RZXを介してZXピンに接続されるLPFCの2次側巻き線によって検出されます。内部の2Vのしきい電圧（VZXTH+）を越えて正に向かうエッジは、オフ時間の始まりを示します。LPFC電流がゼロまで放電し、ZXピンの負に向かうエッジが1.7V未満（VZXTH+ － VZXHYS）に下がると、これが、オフ時間の終わりを示し、MPFCが再びオンします（図6）。システム部によって検出された故障（フォールト・モード）、過電圧、DCバスの状態、ZXピン電圧に負の遷移が生じない状態よって、PFC部がディセーブルになるまで、このサイクルを繰り返します。なんらかの理由でZXピンの負のエッジ検出に失敗すると、内蔵のウォッチドッグ・タイマーがMPFCをオンさせるまで、MPFCはオフを維持します。ZXピンで正しい正および負に向かう信号が検出されるまで、ウォッチドッグ・パルスは常に400µs（tW）ごとに生じ、正常なPFC動作が再開されます。もしOCピンが、オン時間の間に1.2V（VOCTH+）の過電流しきい電圧を越えると、PFC出力はオフします。その後、回路は、ZXピンの負に向かう遷移を待つか、あるいは再びPFC出力をオンするためのウォッチドッグ・タイマーからの強制的なオンを待ちます。

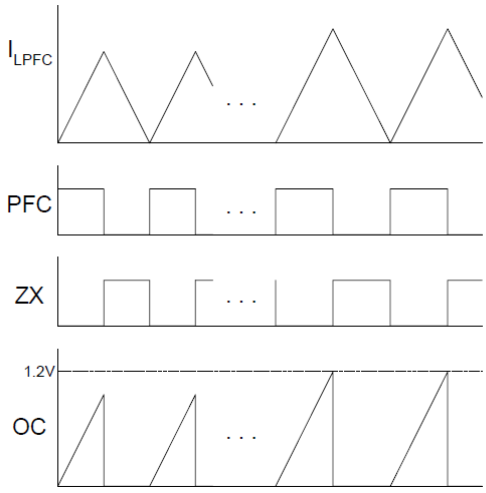


図6. コイルの電流I_{LPFC}、PFCピン、ZXピン、OCピンのタイミング図

ライン入力電圧の全周期にわたる MPFC の固定のオン時間は、本質的にライン入力電圧の正弦波形に追随するピーク・コイル電流を発生します。滑らかにされ平均化されたライン入力電流は、高い力率を提供するためにライン入力電圧と同じ位相です。ライン電流の高調波歪みが、まだ、いくらか残っています。ほとんどがゼロ交差付近のクロスオーバー歪みによるものです。低い THD を達成するために、付加的なオン時間変調回路が IRS2548D の PFC 制御に組み込まれています。この機能は、ライン入力電圧がゼロ交差に近づくと共に、動的に MPFC のオン時間を長くします（図 7）。これは、ピーク LPFC 電流、従って滑らかなライン入力電流を発生し、ライン入力電圧のゼロ交差の近くでわずかに高くします。

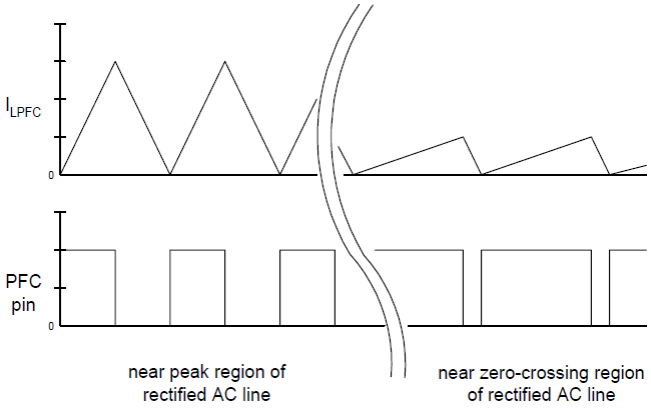


図7. オン時間変調回路のタイミング図

もし過電圧がDCバスで起こり、VBUSピンが内部の4.3Vのしきい電圧（VBUSOV+）を越えたら、PFC出力は、MPFCをオフするために遷移するでしょう。DCバス電圧が再び減少し、VBUSピンの電圧が内部の4.15Vのしきい電圧（VBUSOV-）以下に減少したら、PFCの動作が再開されます。

PFCのコイルの値L_{PFC}は、次式で計算できます。

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

ここで、

VBUS＝DC バス電圧
VAC_{MIN}＝交流入力電圧の最小の実効値
η＝PFC の効率（標準値で 0.95）
f_{MIN}＝最小交流入力電圧における最小の PFC スイッチング周波数
P_{OUT}＝システムの出力電力

PFC コイルのピーク電流 i_{PK} は次式で与えられます。

$$i_{PK} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{OUT}}{VAC_{MIN} \cdot \eta} \quad \text{[Amps Peak]}$$

最大動作温度時、i_{PK}で飽和しないように、PFCコイルを設計してください。これには、コアとエアギャップの適切な大きさも含まれます。

PFCの電流検出抵抗R_{OC}の値は次式で計算され、最も近い推奨値に丸められます。

$$R_{OC} = \frac{1.25}{i_{PK}} \quad \text{where VCSTH+ = 1.25V} \quad \text{[Ohms]}$$

3. LLC共振ハーフブリッジ部

動作周波数は、FMINピンにあるタイミング抵抗RFMINによって設定されます。図8（RFMIN対周波数）のグラフは、所望の動作周波数に対するRFMINの値の選択に使えます。

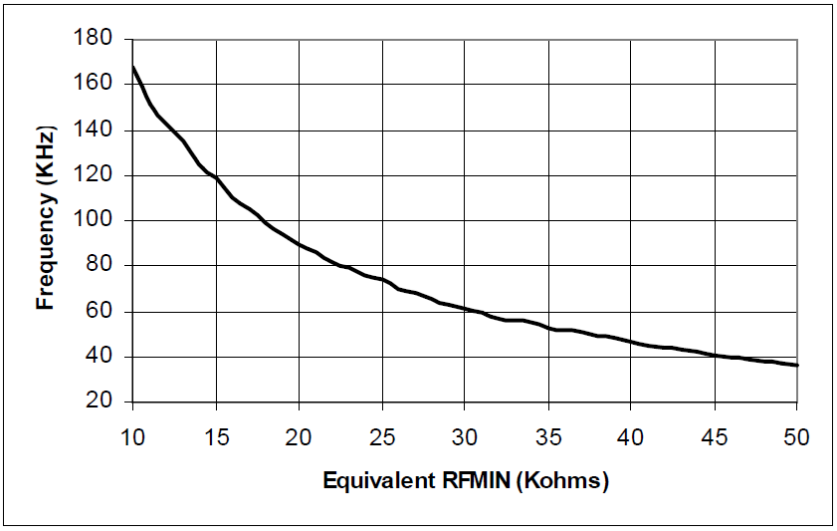


図8. RFMINに対する周波数のグラフ

最大電流は、外付け抵抗RCSと1.25V（VCSTH+）の内部しきい電圧で設定できます。このしきい値は、システムの過電流制限値I_{MAX}を決定します。

$$I_{MAX} = \frac{1.25}{R_{CS}} \quad \text{[Amps Peak]}$$

又は

$$R_{CS} = \frac{1.25}{I_{MAX}} \quad \text{[Ohms]}$$

ハーフブリッジLLC共振コンバータは、ゼロ電圧スイッチング動作によって高効率を実現し、このスイッチング動作はスイッチング雑音も除去します。スイッチング損失が無視できるので、ハーフブリッジMOSFETにヒートシンク（冷却器）の必要はありません。このトポロジは、BH（磁気ヒステリシス）曲線の2つの象限の中で動作する変圧器の効率的な利用によって、高い電力密度を達成できます。この共振トポロジには、ソフト・スイッチング領域においてバック・ブースト伝送特性を備えた複雑な共振タンクを構成するために、回路に直列コイルを加える必要があります。変圧器の中にこの追加コイルを組み込むことは可能ですが、単純化のために、IRPLLED5の設計では、追加コイルを外付けする簡単な変圧器設計を採用しています。このトポロジの標準的な電力段回路を図9に示します。

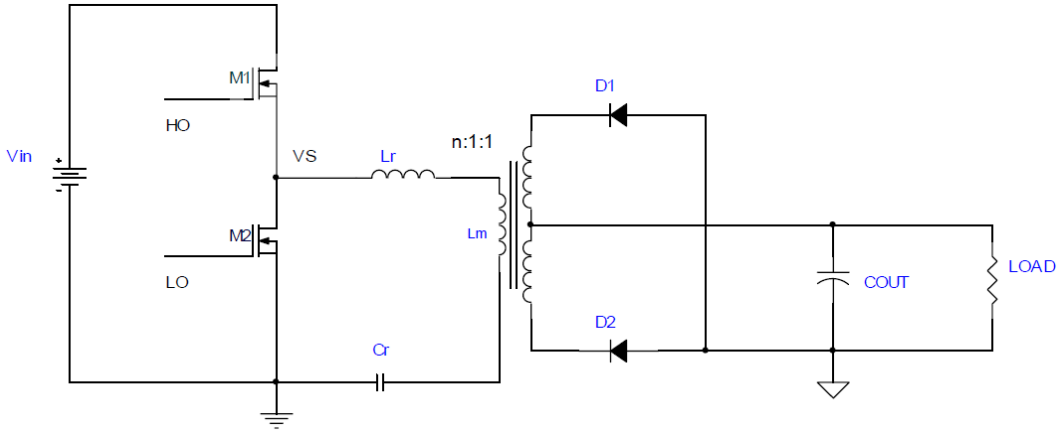


図9. DC-DCハーフブリッジ共振コンバータの標準的な回路図

ハーフブリッジのスイッチは、デューティ比50%で動作し、出力電圧はスイッチング周波数を変えることによって安定化されます。IRPLLED5は、直列抵抗を備えた電圧源で表わすことができるLED負荷を駆動するので、電流も周波数を調整することで効果的に安定化できます。この周波数が、最大60Vまでの出力に接続された任意の数のLEDに必要な駆動電流を調整するでしょう。ハーフブリッジの共振段は、2つの共振周波数を持っており、1つは直列コイル（Lr）と共振コンデンサ（Cr）によって決定され、2つ目は、変圧器の磁気インダクタンス（Lm）と共振コンデンサによって決められます。周波数が誘導性領域のままであれば、ソフト・スイッチングが生じるでしょう。

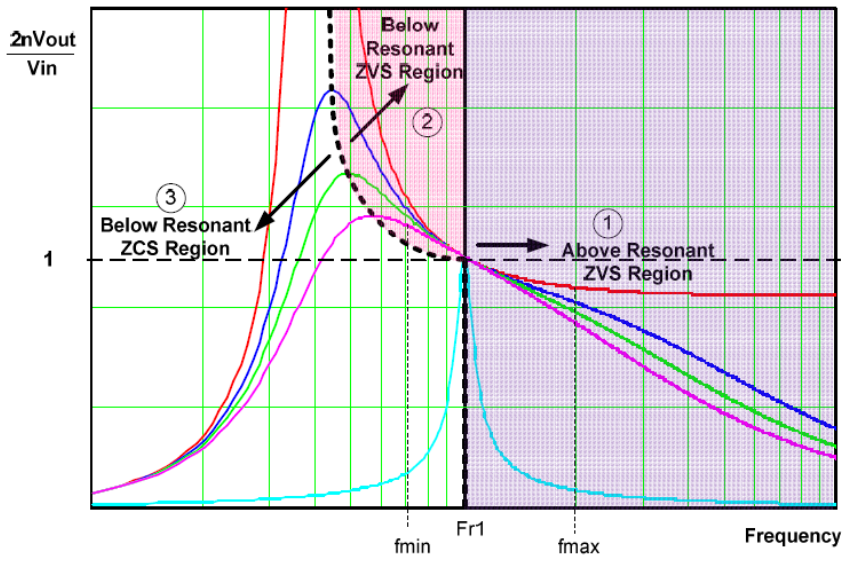


図10. LLC共振コンバータの標準的な周波数応答

LLC共振コンバータの特性は、3つの異なる動作モードに基づいた3つの領域に分けられます。最初の領域は、共振周波数F_{r1}より高いスイッチング周波数の領域です。

$$F_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

図10の領域1（紫色の斜線部分）では、スイッチング周波数は共振周波数Fr1よりも高い領域です。コンバータの動作は、直列共振コンバータによく似ています。ここでは、Lmは、決して共振コンデンサ（Cr）と共振しません。Lmは、出力電圧によってクランプされ、直列共振タンクの負荷として振る舞います。これは誘導性負荷の領域で、コンバータは、負荷条件にかかわらず常にZVS（ゼロ電圧スイッチング）動作の下にあります。

領域 2（ピンク色の斜線部分）では、スイッチング周波数は、低い方の共振周波数よりも高く、Fr1よりも低くなっています。より低い共振周波数は負荷に応じて変わり、領域 2 と領域 3 の境界は、一連の負荷対利得曲線のピークのトレースです。この複雑な領域では、LLC 共振動作は 2 つの時間間隔に分割できます。すなわち、最初の時間間隔では、Lr は Cr と共振し、Lm は出力電圧によってクランプされます。共振コイル Lr の電流が磁化電流と同じレベルに戻って共振するとき、Lr と Cr は共振を止めます。Lm はここで、共振動作に加わり、第 2 の時間間隔が始まります。この時間間隔中に、支配的な共振部品は、Cr と、Lr に直列接続した Lm です。領域 2 の ZVS 動作は、負荷利得曲線の右側でコンバータを動作させることよって保証されます。共振周波数 Fr1 より低いスイッチング周波数は、負荷条件によって領域 2 または領域 3 のいずれかに入ります。

Fr1 より低い ZCS（ゼロ電流スイッチング）範囲では、LLC 共振コンバータは容量性モードで動作します。すなわち、M1 と M2 は、大きなスイッチング損失でハード・スイッチングします。このため、ZCS 動作は常に回避されるべきです。

図11、12、13の波形は、各動作領域のシステムの振る舞いを示します。LLC共振コンバータの標準的な電圧変換比を図14に示します。

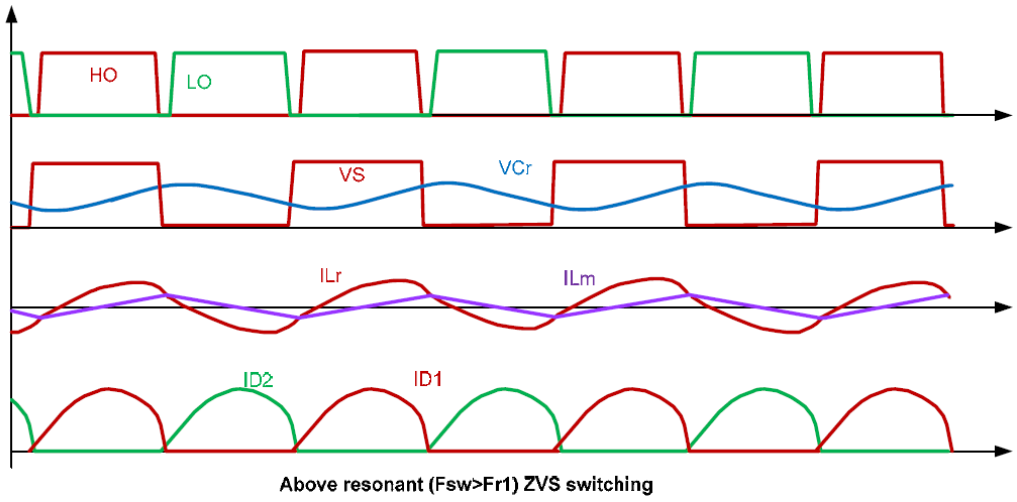


図11. 共振スイッチングより高いときZVSの標準的な波形

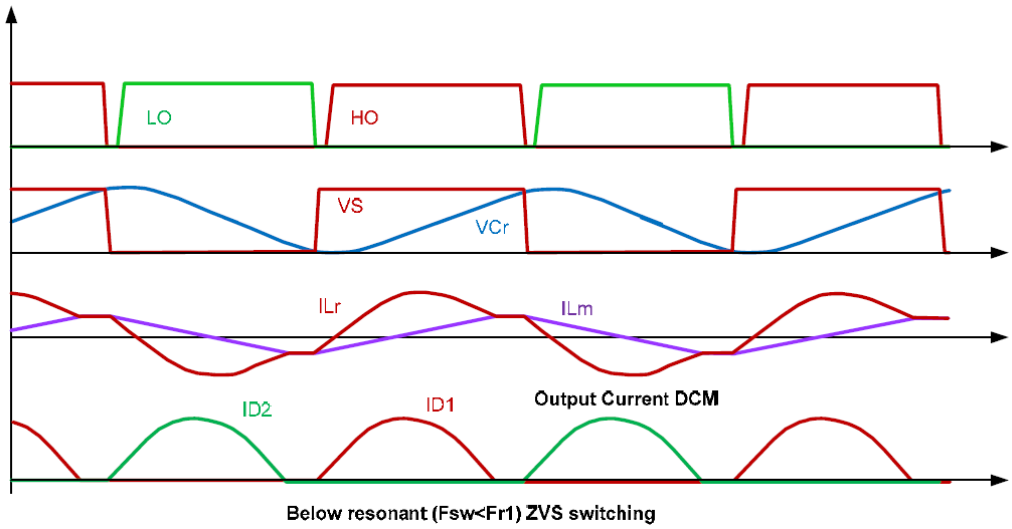


図12. 共振スイッチングより低いときZVSの標準的な波形

図12の波形は、スイッチング周波数が負荷の増加によって、共振ZVSより高い周波数から共振ZVSより低い周波数に変わるとき、2次側の整流ダイオードの電流が、電流連続モード（CCM）から電流不連続モード（DCM）に移行することを示しています。共振コンデンサCrのリップル電圧も共振ZVSモードより低い周波数では増加します。

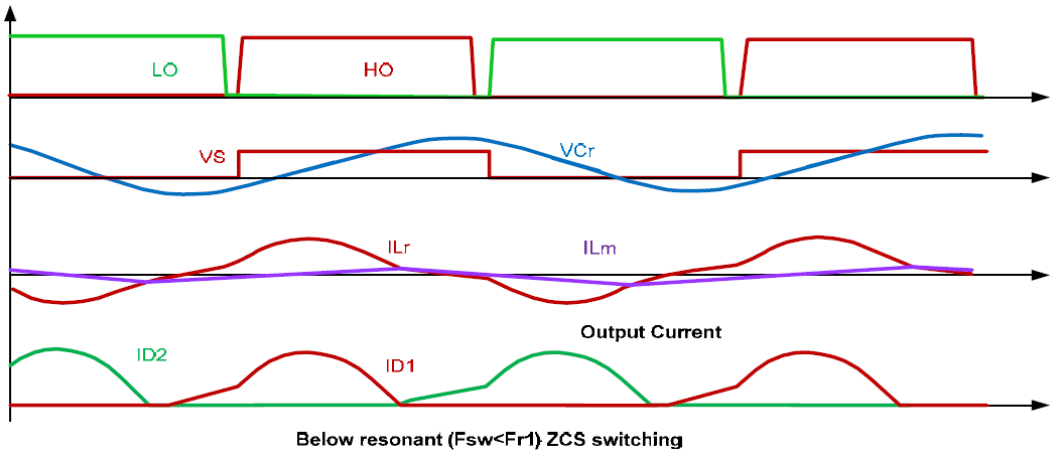


図13. 共振スイッチングより低いときZCSの標準的な波形

ZCSモードにおいて、2つのスイッチング・デバイスM1とM2は、ゼロ電流状態の下でオフされます。2つのスイッチがオンするときはハード・スイッチング（ZVSではない）です。オンするときのスイッチング損失は、高電圧のバス電圧の下で特に大きくなります。共振コンデンサCrも高電圧ストレスがかかります。ZCS動作は常に避けてください。

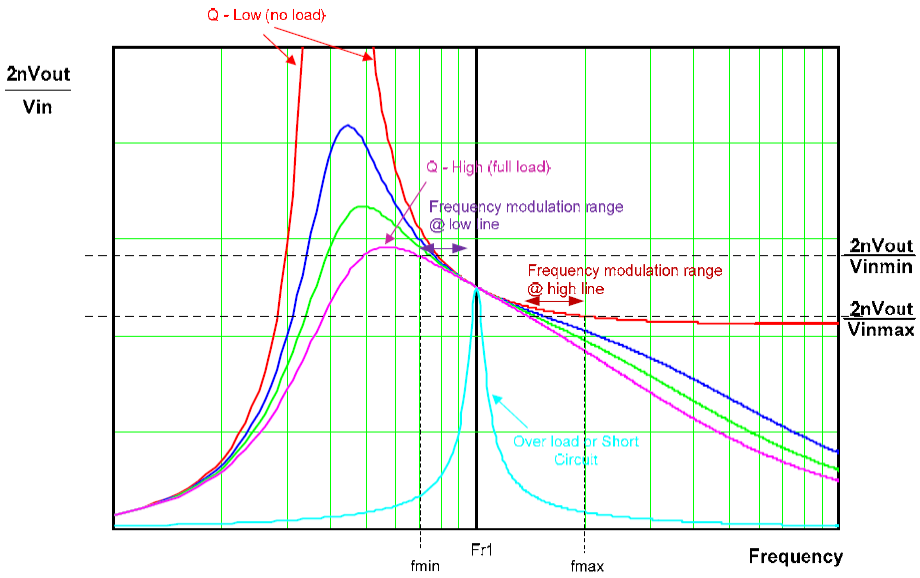


図14. LLC共振コンバータの標準的な電圧変換比

PFC段から供給され、安定化されたDCバス電圧と共に、コンバータは、異なるQ値を持った一連の曲線で同じ変換比を維持し、負荷範囲にわたって出力の電圧と電流を安定化するためにスイッチング周波数を変えます。固定の負荷条件が与えられたら、コンバータは、入力電圧範囲にわたって出力を安定化するために、その負荷ラインに沿ったスイッチング周波数に調整します。

LLC共振ハーフブリッジ・コンバータの設計に使われた手順は、等価回路を得るために、基本波近似法（First Harmonic Approximation：FHA）を使っています。すべての部品は、分析を単純化するために1次側に移行されます。Racは、変圧器の1次側コイルLmと並列な等値負荷抵抗を表わします。

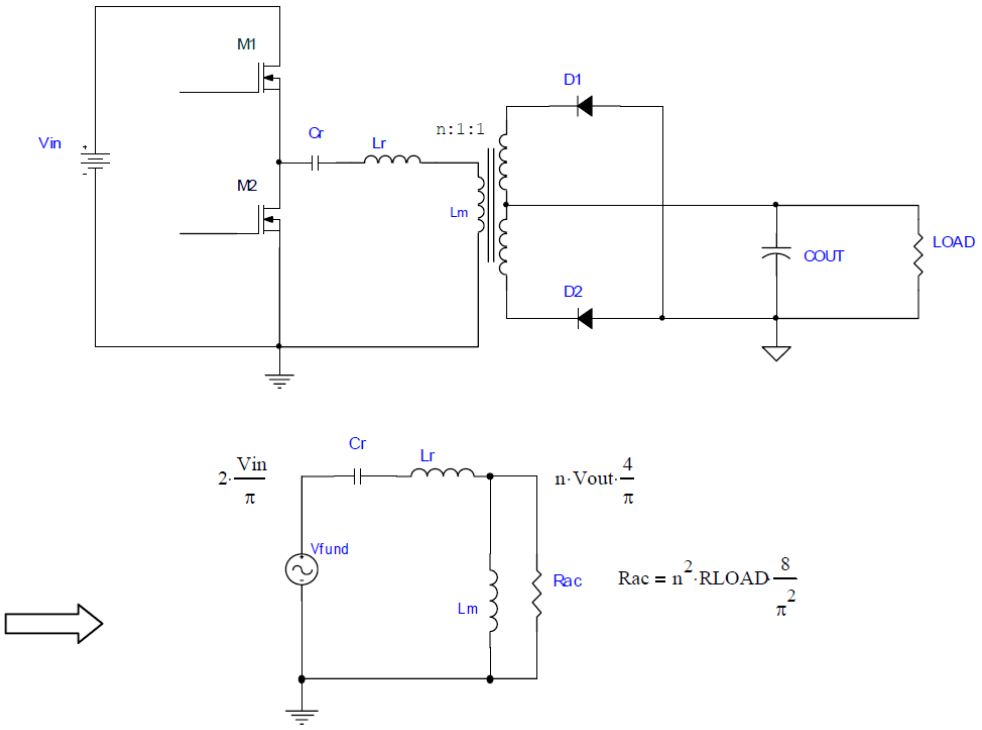


図15. FHA等価回路

共振タンクの入力電圧は、DCバス電圧Vbusと等しい振幅を持った矩形波です。矩形波の基本成分は以下のようになります。

$$\frac{2 \cdot Vbus}{\pi} \sin(\varpi \cdot t)$$

共振タンクの出力電圧は、Lmに加わる電圧です。それは、*−n・Vout*から*+n・Vout*まで振れる振幅を持つ矩形波に非常に近くなっています。そして、出力矩形波の基本成分は以下のようになります。

$$\frac{4 \cdot n \cdot Vout}{\pi} \sin(\varpi \cdot t)$$

等価交流抵抗*Rac*の消費電力は、出力電流で最大出力電圧V_{out}を割ることによって導かれる抵抗R_{LOAD}によって表わされる負荷の消費電力と同じです。次のように表わせます。

$$\frac{Vout^2}{R_{LOAD}} = \frac{\left(\frac{4 \cdot n \cdot Vout}{\sqrt{2}\pi}\right)^2}{Rac}$$

この式を整理すると、等価交流抵抗 *Rac* が求められます。

$$Rac = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} R_{LOAD}$$

等価回路の伝達率Mは、次式のように得ることができます。

$$M = \left| \frac{\frac{j \cdot \omega \cdot Lm \cdot Rac}{j \cdot \omega \cdot Lm + Rac}}{j \cdot \omega \cdot Lr + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cr} + \frac{j \cdot \omega \cdot Lm \cdot Rac}{j \cdot \omega \cdot Lm + Rac}} \right|$$

単純化すると、

$$M = \left| \frac{1}{1 + \frac{Lr}{Lm} - \frac{1}{\omega^2 \cdot Lm \cdot Cr} + \frac{j\omega \cdot Lr}{Rac} - \frac{j}{\omega \cdot Cr \cdot Rac}} \right|$$

となり、以下の定義で、M の計算はさらに単純化することができます。

$$F_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}, \qquad x = \frac{Fsw}{F_{r1}}, \qquad \varpi = 2\pi Fsw = 2\pi \cdot x \cdot F_{r1} = \frac{x}{\sqrt{L_r \cdot C_r}},$$

$$k = \frac{L_m}{L_r}, \qquad Rac = \frac{8 \cdot n^2 \cdot R_{LOAD}}{\pi^2}, \qquad Q = \frac{2\pi F_{r1} \cdot L_r}{Rac} = \frac{1}{2\pi F_{r1} \cdot C_r \cdot Rac}$$

$$M = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \cdot \left(1 - \frac{1}{x^2}\right) + j \cdot Q \cdot \left(x - \frac{1}{x}\right)} \right|$$

または

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \cdot \left(1 - \frac{1}{x^2}\right)\right]^2 + \left[Q \cdot \left(x - \frac{1}{x}\right)\right]^2}}$$

図15に対し、Mもバス電圧と出力電圧の比と等しくなります。

$$M = \frac{n \cdot Vout \cdot \frac{4}{\pi}}{2 \cdot \frac{Vbus}{\pi}} = \frac{Vout}{Vbus} \cdot 2 \cdot n$$

そして、バス電圧*Vbus*に対する出力電圧*Vout*の変換比が得られました。

$$\frac{Vout}{Vbus} = \frac{M}{2 \cdot n}$$

4. 変圧器および共振回路の設計

システム入力データ：

パラメータ	単位	記述	値
Vbusmax	V	最大DCバス電圧	480
Vbusmin	V	最小DCバス電圧	440
Vbusnom	V	名目DCバス電圧	460
Vout	V	DC出力電圧	48
Iout	A	出力負荷電流	1.4
Fr1	kHz	共振周波数	60
Fmax	kHz	最大スイッチング周波数	120
Dmax		最大デューティ比	0.5
		変圧器のコア・サイズ	E32/16/9

注：一般的に、もし最大スイッチング周波数が限界より高いなら、出力電圧を無負荷時のスイッチング周波数と共に増加させるために、システムの寄生容量が第3の共振周波数を生成するようにFmax＜Fr1×2に設定します。

ステップ1：変圧器の巻線比を計算

$$n = \frac{Vbus(\max)}{2 \cdot Vout},$$

$$n = \frac{480}{2 \cdot 48} = 5$$

出力が常に規制よりも下にあることを確実にするために、変圧器の巻数比は、最大入力電圧で計算されます。これには最悪の場合、すなわち、高いライン電圧や無負荷状態を含みます。

ステップ 2：k 値の選択

kは、変圧器の磁気インダクタンスと共振コイルの比率です。より小さなk値は、より急峻な利得曲線を与え、特に、図16に示されるような共振ZVS領域より低い周波数で顕著です。出力電圧は、kファクタが小さくなると、周波数変動に反応しやすくなります。

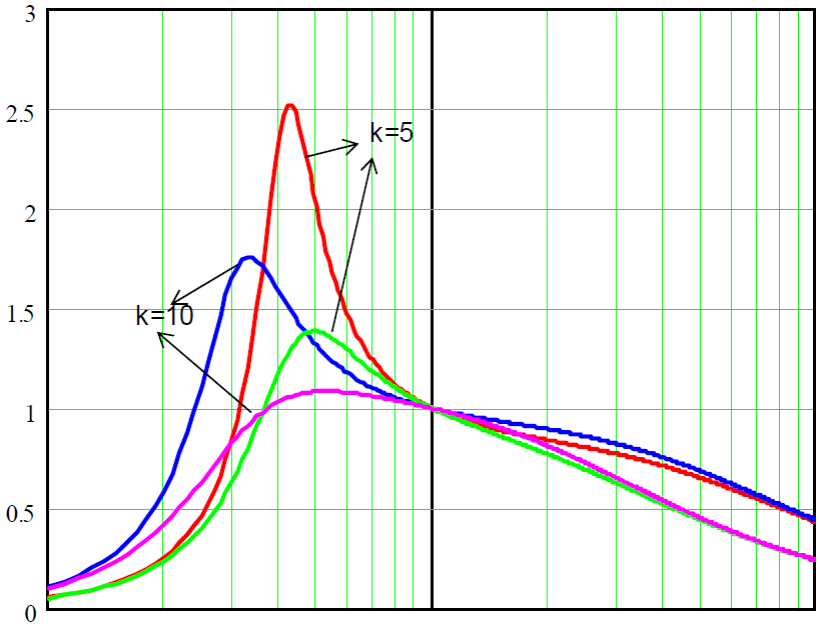


図16. kファクタ

より高いk値は、より高い磁気インダクタンスということになり、従って変圧器の1次側巻き線のより低い磁化電流、すなわち、より低い還流電力損失という意味になります。しかし、より高い磁気インダクタンスは、環流電流がデッドタイム中にVSノードを十分に充放電するためには小さすぎるので、高いライン電圧かつ無負荷状態において非ZVSを引き起こすかもしれません。

kの推奨範囲は3～10です。ここでは、k＝7を選びます。

ステップ3：最小入力電圧において、最大負荷でZVS動作にするためのQmaxを計算

等価共振回路（図15）の入力インピーダンスは、次式で得られます。

$$Zin = j\cdot\omega\cdot Lr + \frac{1}{j\cdot\omega\cdot Cr} + \frac{j\cdot\omega\cdot Lm\cdot Rac}{j\cdot\omega\cdot Lm + Rac}$$

$$Zin = Q\cdot Rac\left|\frac{k^2\cdot x^2\cdot Q}{1 + k^2\cdot x^2\cdot Q^2} + j\left(x - \frac{1}{x} + \frac{x\cdot k}{1 + k^2\cdot x^2\cdot Q^2}\right)\right|$$

コンバータをソフト・スイッチング・モードで動作させておくために、動作ポイントは、常に図10に示されるようにZVS領域の中に入れておくべきです。ZVS-ZCSの境界線は、Zinφ（Zin）＝0（容量性負荷と誘導性負荷の間の境界条件）の位相角によって定義されます。すなわち、Zinの虚数部は0です。この条件で、コンバータがZVS領域の中にとどまることを可能にする最大のQ値を計算することができます。最大のQ値は、最小入力電圧で最大負荷のときに生じます。

$$Qmax = \frac{1}{k}\cdot\sqrt{\frac{1+k\cdot\left(1-\frac{1}{Mmax^2}\right)}{Mmax^2-1}} = \frac{1}{k}\cdot\sqrt{\frac{1+k\cdot\left[1-\frac{1}{\left(2\cdot n\cdot\frac{Vout}{Vinmin}\right)^2}\right]}{\left(2\cdot n\cdot\frac{Vout}{Vinmin}\right)^2-1}}$$

ここで、*Mmax*は最小入力電圧のときの最大変換比なので、

$$Q\max = 0.523$$

となります。

ステップ4：最小スイッチング周波数を計算

最小スイッチング周波数は、前に計算した最大値Qmaxで、最大負荷かつ最小入力電圧のときに起こります。QmaxがIm（Zin）＝0で定義されるとすると、

$$\left(x-\frac{1}{x}+\frac{x\cdot k}{1+k^2\cdot x^2\cdot Qmax^2}\right) = 0$$

となり、Fminは以下で計算できます。

$$xmin = \frac{1}{\sqrt{1+k\cdot\left(1-\frac{1}{Mmax^2}\right)}} = \frac{1}{\sqrt{1+k\cdot\left[1-\frac{1}{\left(\frac{2n\cdot Vout}{Vinmin}\right)^2}\right]}}$$

$$x\min = 0.736$$

$$F\min = x\min\cdot F_{r1} = 44.2KHz$$

ステップ5：Lr、Cr、およびLmを計算

Qmaxが最大負荷で起こるので、共振部品Lr、Cr、Lmは、ステップ3で得たQmax値に対して計算できます。

$$R_{LOAD} = \frac{Vout}{Iout} = \frac{48V}{1.4A} = 34.3\Omega$$

$$Rac = \frac{8 \cdot n^2 \cdot R_{LOAD}}{\pi^2} = \frac{8 \times 5^2 \times 34.5}{\pi^2} = 699\Omega$$

$$L_r = \frac{Q\max \cdot Rac}{2 \cdot \pi \cdot F_{r1}} = \frac{0.523 \times 699}{2 \cdot \pi \cdot 44.2 \cdot 10^3} = 1.32mH$$

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{r1} \cdot Q\max \cdot Rac} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 44.2 \cdot 10^3 \times 0.523 \times 699} = 9.85nF$$

Crに対して最も近い標準コンデンサの値を選ぶと、Cr＝10nFとなります。

選択されたCrコンデンサで、同じQmaxを維持するためにFr1を再計算すると、

$$F_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_r \cdot Q\max \cdot Rac} = 43.5kHz$$

となり、選択した Cr と Fr1 で Lr を再計算すると、

$$L_r = \frac{Q\max \cdot Rac}{2 \cdot \pi \cdot F_{r1}} = 1.33mH$$

となります。実際の Lr の値は、ZVS 領域にとどまるように、計算値より小さくしてください。
さて、Lr、およびステップ2で前もって決めたkファクタに基づいたLmの値を計算すると、

$$L_m = L_r \cdot k = 1.33 \times 7 = 9.31mH$$

となります。

ステップ 6：変圧器の 1 次側の巻き数と 2 次側の巻き数を計算

変圧器の巻き数計算のための標準的なハーフブリッジ方程式が、ここで使われます。

$$Np = \frac{Vin\min \cdot D\max}{2 \cdot \Delta B \cdot Ae \cdot F\min}$$

$$\Delta B = 0.2T\ ,\ Ae = 0.83cm^2\ (\text{ETD49}),\ F\min = 28kHz\ ,\ Vin\min = 440V\ ,\ D\max = 0.5$$

$$Np = \frac{440 \times 0.5}{2 \times 0.2 \times 0.83 \times 28} \times 10 = 235$$

$$Ns = \frac{Np}{n} = \frac{235}{5} = 47$$

最小周波数はこの設計の中で43.5kHzですが、変圧器は、安全マージンをとるために28kHzまで動作周波数を下げられるように設計されています。Nsが整数になるように、Npはnで割ることが可能な最も近い数に丸められました。

ステップ7：変圧器の1次側と2次側の電流を計算

ほとんどのLLCコンバータは、低いライン電圧および全負荷でも出力電圧を安定に保つために、共振周波数Fr1より低くなるように最小スイッチング周波数を設計します。スイッチング周波数が共振周波数Fr1よりも低いときの電流波形が図17です。

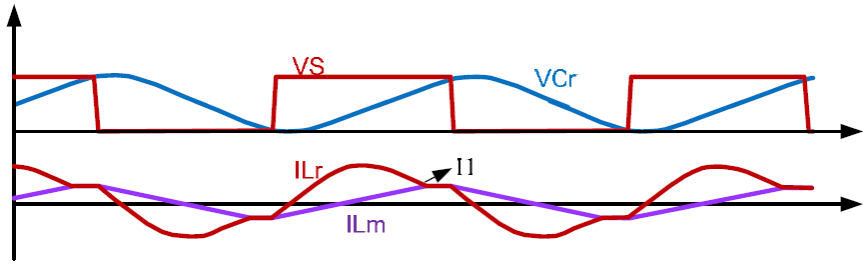


図17. 全負荷で最小入力電圧における変圧器の1次側電流

I1は、Lrの共振電流とLmの磁化電流が一致する電流です。これは、CrとLrがFr1の最初の半分の期間に対する共振を終了するポイントでもあります。このポイントでは、負荷にエネルギ送られず、出力ダイオードはオフです。Crは、スイッチングMOSFETが状態を変えるまで、Lr＋Lmと共振し始めます。I1は次のように計算できます。

$$I1 = \frac{n \cdot Vout}{2 \cdot Lm \cdot 2 \cdot Fr1} = 0.15A$$

1次側電流のピーク値と実効値は、以下のように見積もることができます。

$$Ipri(pk) = \sqrt{\left(\frac{Iout \cdot \pi}{2 \cdot n}\right)^2 + I1^2} = 0.47A$$

$$IpriRMS = \frac{Ipri(pk)}{\sqrt{2}} = 0.33A$$

電流の実効値は、純粋な正弦波の電流波形と仮定することで計算されます。従って、実際の1次側電流の実効値は、計算値よりも大きくなります。

各2次側巻き線の電流は、正弦波の半分に非常に近くなっています。このため、電流のピーク値と実効値は、次のように見積もることができます。

$$Ispk = \frac{Iout \cdot \pi}{2} = 2.2A$$

$$Isrms = \frac{Iout \cdot \pi}{4} = 1.1A$$

1次側および2次側の巻き線のワイヤ径は、計算された実効値電流に従って適切に選択してください。

ステップ8：共振コンデンサ電圧の計算

Crの波形を図18に示します。

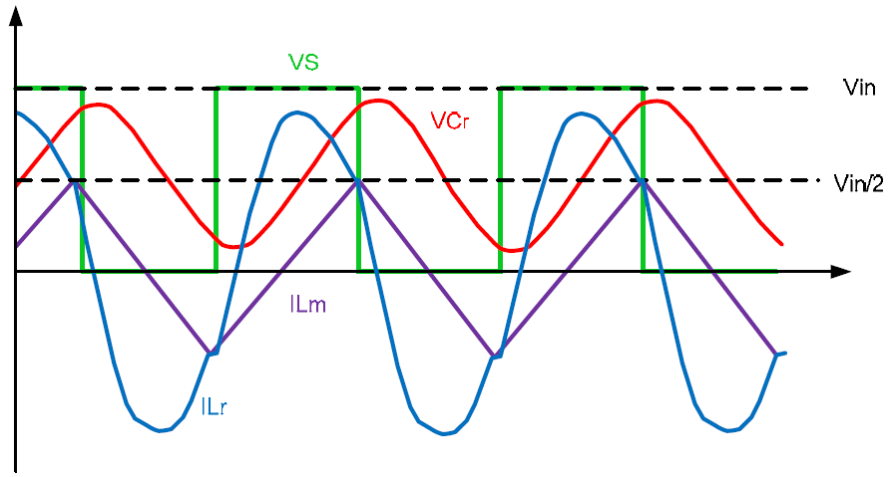


図18. 標準的な共振タンクの電圧と電流の波形

ILmは、変圧器の1次側の磁化電流で、Lmと並列接続した理想的な変圧器によって2次側の負荷に供給された電流を含んでいません。ILrとILmの差が出力電流です。

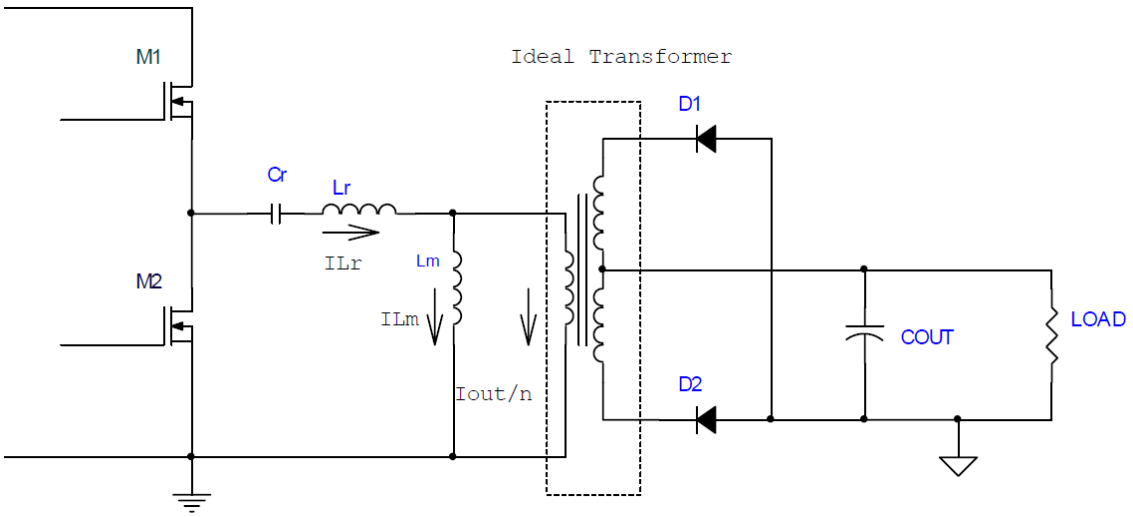


図19. Lmと理想的な変圧器

Lrの電流がゼロと交差するとき、電圧VCrはピークに達します。そして、Lrの電流がピークに達したとき、VCrは入力電圧の中央値になります。VSノードがゼロのとき、Crの電圧は最大値になり、VSノードがVinと等しいとき、Crの電圧は最小値になります。従って、VCrminとVCrmaxは、次のように計算できます。

$$VC_{r\max} = n \cdot Vout + Ipri(pk) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$VC_{r\min} = Vin - n \cdot Vout - Ipri(pk) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

VCrのピーク・ピーク間の電圧リップルは、VCrmax－VCrminです。

$$VC_{rpk_pk} = 2n \cdot Vout + 2 \cdot Ipri(pk) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - Vin$$

ピーク・ピーク間の最大電圧は、最大負荷かつ最小直流入力電圧 Vinmin で起こることが分かり、スイッチング周波数は、最小の Fmin です。

この例では、

$$Vcrpk_pk = 2 \times 5 \times 48V + 2 \times 0.47A \times \sqrt{\frac{1.33mH}{10nF}} - 460V = 363V$$

となります。

共振コンデンサCrは、その定格電圧と定格電流と共に容量値に従って選択することができます。ポリプロピレン・フィルム・コンデンサは、より低い電力損失に使用することが推奨されます。ポリプロピレン・フィルム・コンデンサは、直流電圧、または高周波では電圧ディレーティング（定格低減）した50Hzの交流電圧で定格化されます。高周波電圧に耐える能力は、熱（電力消費）とピーク電流能力によって制限されます。たとえ計算結果が、最大交流電圧の実効値が363Vであることを示しても、その周波数特性によって、より高い定格電圧のコンデンサを選んでください。下記は、EPCOS MKPコンデンサB32612（直流1000V／交流250V）の例です。

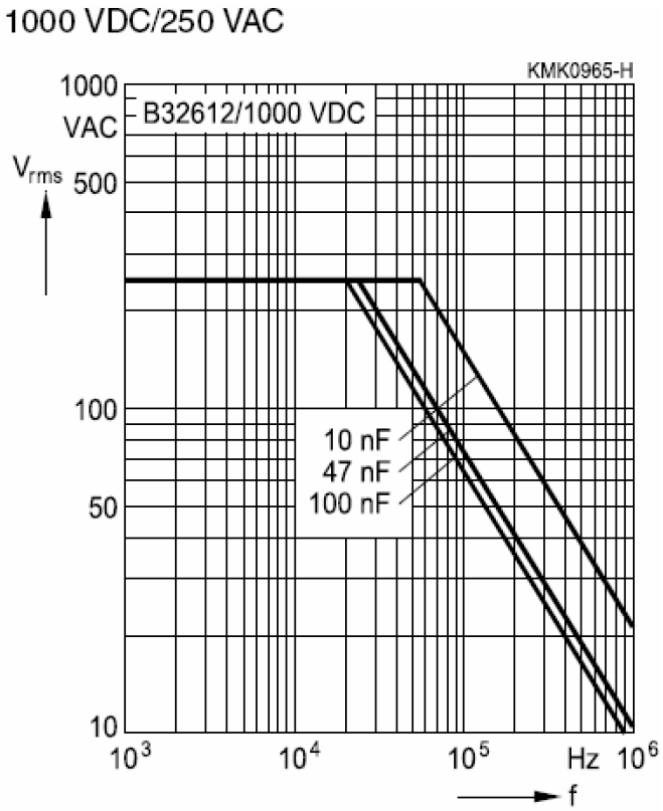
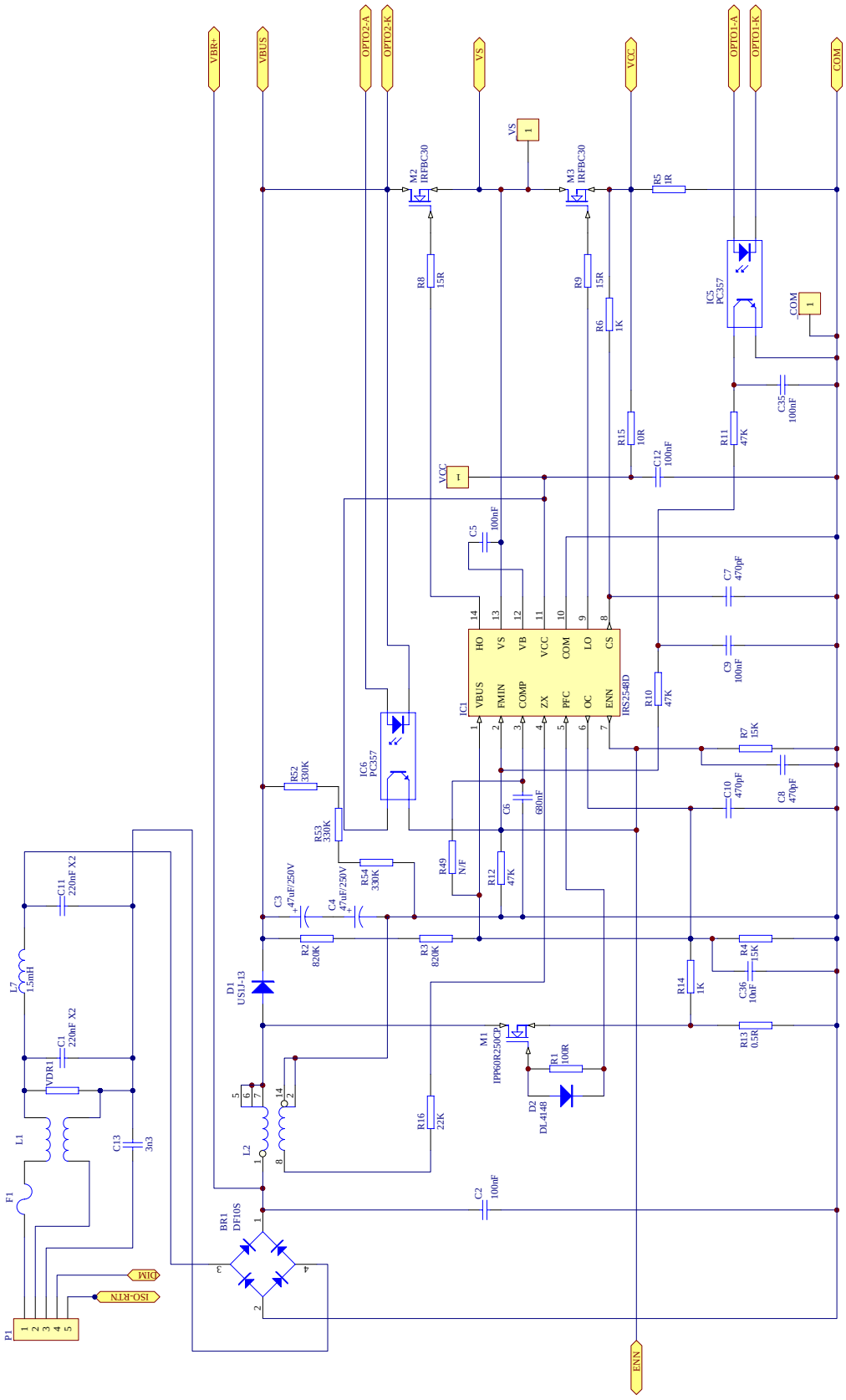
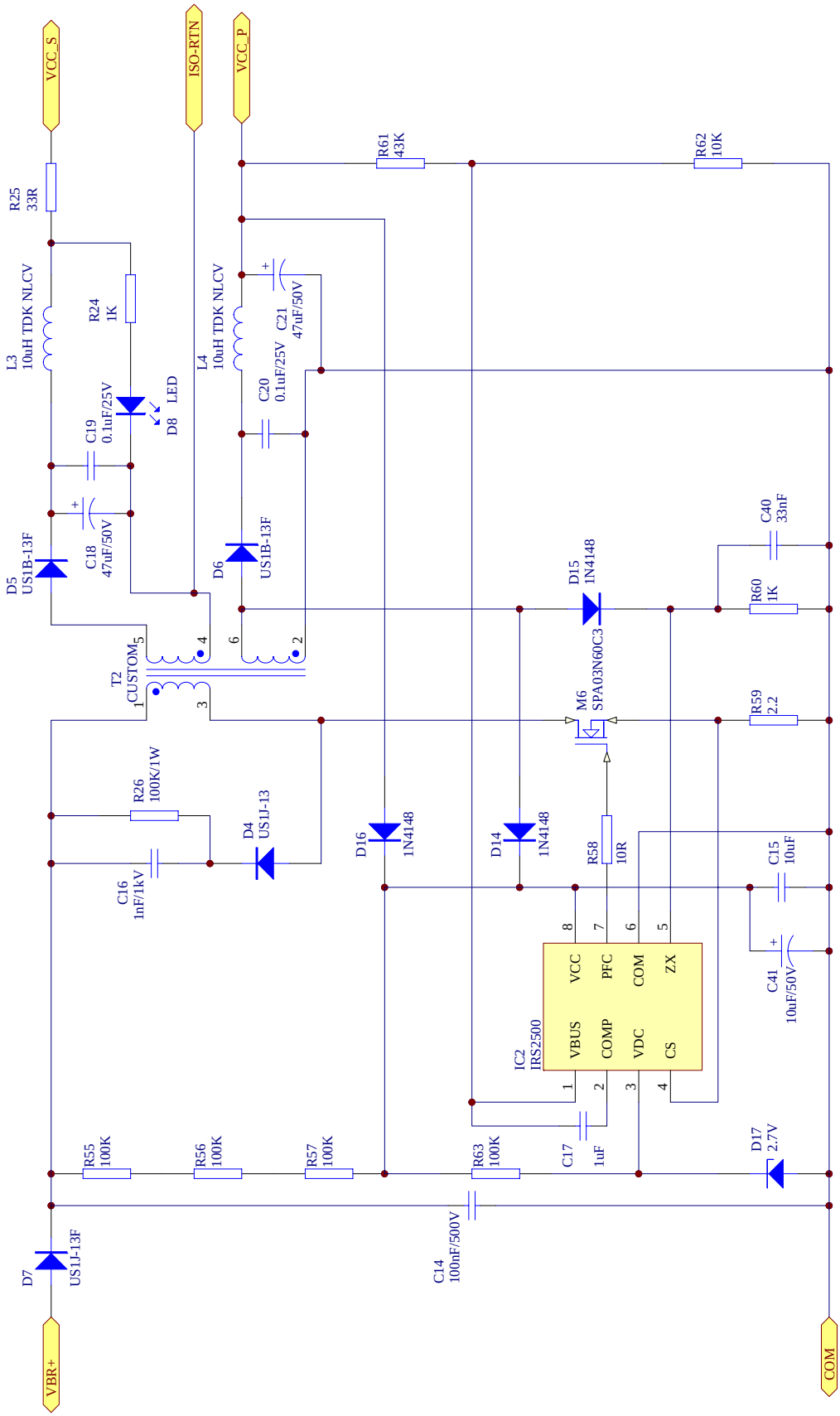


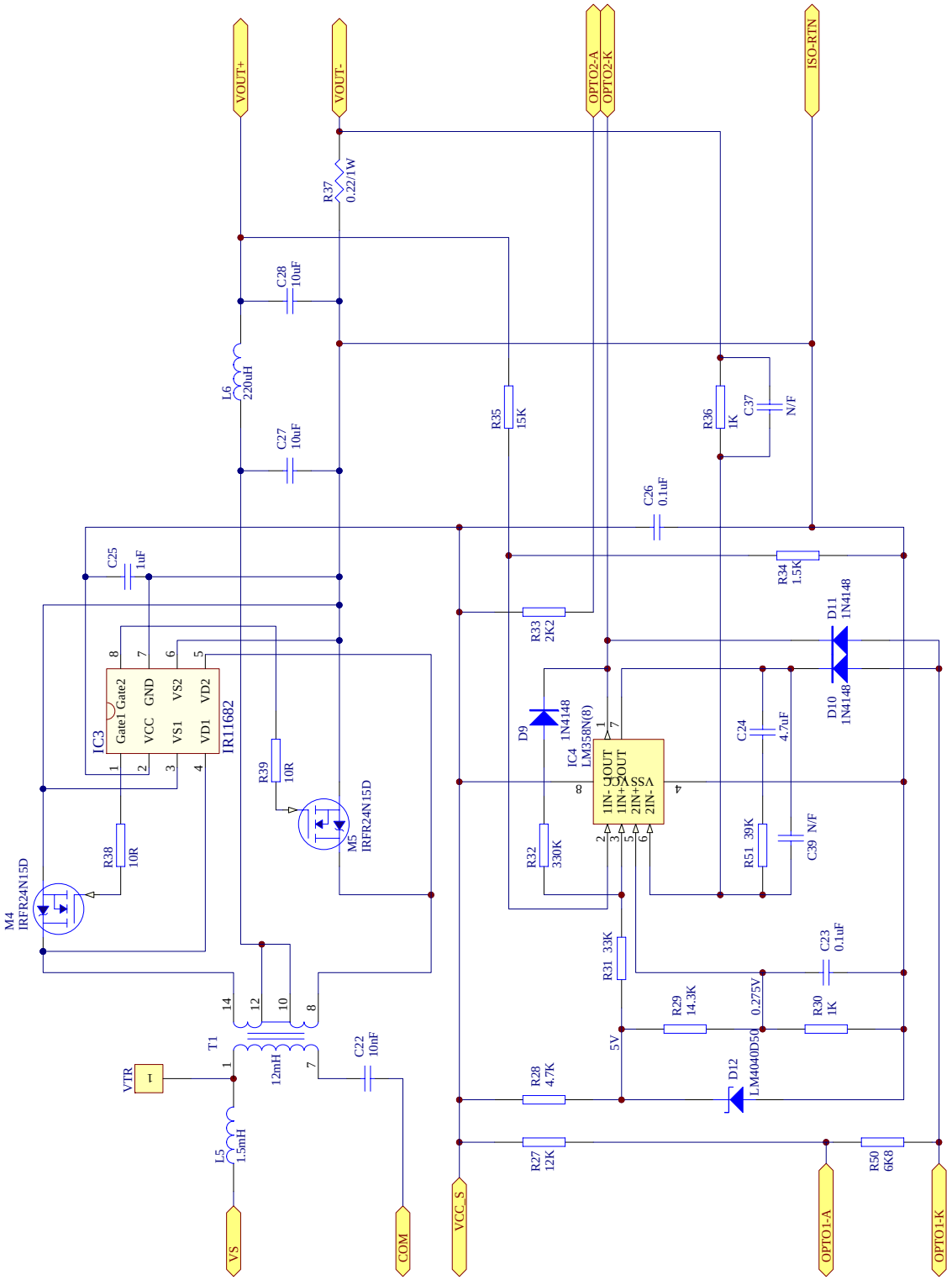
図20. MKPコンデンサB32612のVrms 対 周波数のグラフ（Taは90℃以下）

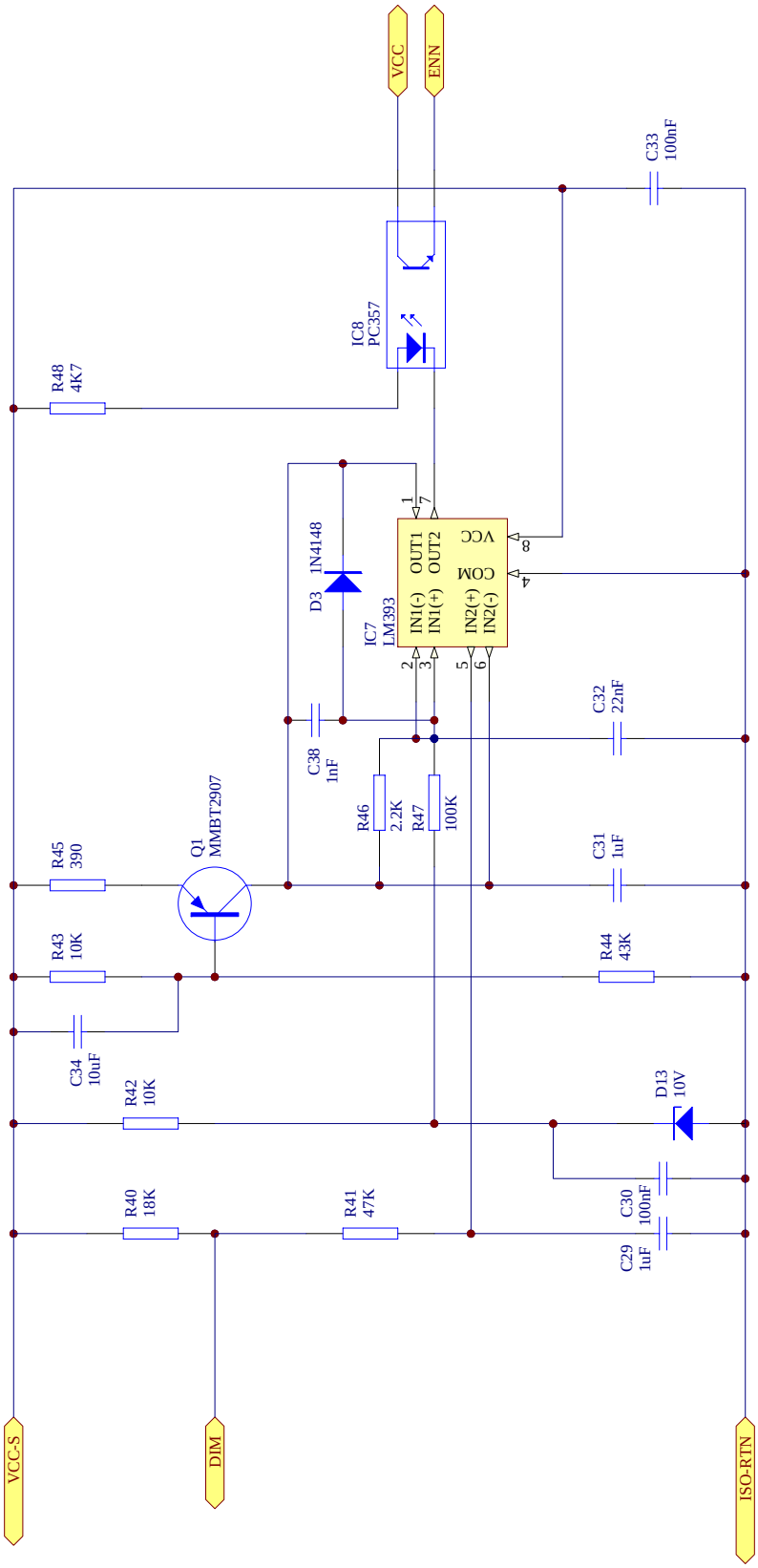
実際、評価基板IRPLLED5上で使われる変圧器（T1）は12mHの磁化インダクタンスがあり、直列共振コイル（L5）は1.5mHです。LmとLrの間の同様の比率を維持する限り、L5に低価格の規格品のコイルを使うことができます。

5. 評価基板IRPLLED5の回路図




VCC_S
ISO-RTN
VCC_P
R25
33R
L3
10uH TDK NLCV
R24
1K
D8 LED
C19
0.1uF/25V
C18
47uF/50V
D5
US1B-13F
L4
10uH TDK NLCV
C20
0.1uF/25V
C21
47uF/50V
D6
US1B-13F
R61
43K
R62
10K
C40
33nF
R60
1K
D15
1N4148
M6
SPA03N60C3
R59
2.2
T2
CUSTOM
R26
100K/1W
C16
1nF/1kV
D4
US1J-13
D16
1N4148
D14
1N4148
R58
10R
C15
10uF
C41
10uF/50V
IC2
IRS2500
VCC
PFC
COM
ZX
VBUS
COMP
VDC
CS
C17
1uF
D17
2.7V
R55
100K
R56
100K
R57
100K
R63
100K
C14
100nF/500V
D7
US1J-13
VBR+
COM


VOUT+
VOUT-
OPTO2-A
OPTO2-K
ISO-RTN
R37 0.22/1W
C28 10uF
L6 220uH
C27 10uF
R35 15K
R36 1K
C37 N/F
C26 0.1uF
C25 1uF
R34 1.5K
R33 2K2
D11 1N4148
D10 1N4148
IC3
Gate1 Gate2 GND VS2 VD2
VCC VS1 VD1
IR11682
D9 1N4148
IC4 LM358N(8)
1IN- 1IN+ 2IN+ 2IN-
C24 4.7uF
R39 10R
M5 IRFR24N15D
R38 10R
M4 IRFR24N15D
R32 330K
R51 39K
C39 N/F
R31 33K
C23 0.1uF
R29 14.3K
0.275V
R30 1K
5V
D12 LM4040D50
T1
12mH
C22 10nF
VTR
L5 1.5mH
R28 4.7K
R27 12K
R50 6K8
VS
COM
VCC_S
OPTO1-A
OPTO1-K


VCC
ENN
C33
100nF
IC8
PC357
R48
4K7
D3
1N4148
IC7
LM393
OUT1
OUT2
VCC
COM
IN1(-)
IN1(+)
IN2(+)
IN2(-)
C32
22nF
C38
1nF
R46
2.2K
R47
100K
Q1
MMBT2907
R45
390
C31
1uF
R43
10K
R44
43K
C34
10uF
R42
10K
D13
10V
R40
18K
R41
47K
C30
100nF
C29
1uF
VCC-S
DIM
ISO-RTN

6. 補助の VCC 電源

LED 駆動回路基板の IRPLLED5 には、2 つの低電圧電源が必要で、1 次側と 2 次側の回路に VCC 電圧を供給します。IRS2548D（IC1）を搭載した 1 次側回路は、VCC_P によって供給され、同期整流用制御 IC の IR11682（IC3）を搭載した 2 次側回路は、VCC_S によって供給されます。VCC_P 電源は絶縁の必要がありませんが、VCC_S は、それが駆動回路の絶縁された出力回路に接続されるので、絶縁する必要があります。システムは、バースト・モードにおける LED 光出力レベルを調節するためにハーフブリッジ駆動と PFC の両方をパルスでオン／オフする PWM 調光を利用するので、PFC から、あるいはチャージ・ポンプを用いたハーフブリッジから VCC_P と VCC_S を得ることはできません。これは、低い調光レベルにおいて、システムが、これらの電源レールに供給するために不十分な時間でスイッチングすることになるからです。実際、システムがゼロ出力に調光されると、このような仕組みのこの条件下の任意の低電圧回路に供給することはできません。このために、小さなフライバック電源が VCC_P と VCC_S を連続的に発生させるために使われます。この電圧は、整流された交流ライン電圧から供給され、PFC、ハーフブリッジのスイッチング動作からは独立しています。

フライバック・コンバータは、フライバック・コイル（T2）と共に600VのスイッチングMOSFET（M6）を備えたSMPS（スイッチング電源）／PWM制御ICであるIRS2500（IC2）を使っています。起動時は、UVLO（低電圧ロックアウト）電圧に到達するまで、C15は、R55、R56、およびR57を介して、整流された交流ラインから充電されます。そしてIC2がM6のゲートを駆動し始めます。システムが、VCC_Pが上昇するのに十分長くスイッチし続け、かつIC2のVCCに供給を引き継ぐために、C15は、10μFである必要があります。T2上の付加的な絶縁された巻き線がVCC_Sを提供します。この補助電源回路が動作していることを示すために、LED（D8）が回路基板に搭載されています。VCC_PとVCC_Sで供給される電圧は、IC2によって約14Vで安定化されています。電圧帰還は、14Vを分割するR61とR62を介して2.5Vに減圧し、IRS2500に供給されます。1次側のピーク電流制限は、T2の1次側電流が飽和するような高いレベルに達するのを防ぐR59によって行われます。もしVCC_PかVCC_Sのいずれかが短絡したら、この1次側の周期ごとのピーク電流制限も故障の発生を防ぎます。

この設計では、フライバック・コンバータは、R60とC40の時定数で決まるほぼ固定のオフ時間を生成するために、IC2のゼロ交差検出入力を使って、電流不連続モードで動作しています。M6がオフしているスイッチングサイクル中に、T2の6番ピンの電圧が負から正へ遷移し、C40がD15を介して充電されます。T2に蓄積されたすべてのエネルギが伝送されたとき、T2の6番ピンの電圧はゼロまで下がり、C40はR60を介して放電されます。IC2のZX入力の電圧が内部しきい電圧以下に下がると、次の周期が起動されます。このフライバック・コンバータの所要電力は1W未満なので、オフ時間は、オン時間や、エネルギがVCC_PとVCC_Sの出力に伝送される導通時間に比べて非常に長くなります。最終的には、R60とC40によって決められた非常に狭い周波数範囲内で動作する電源となります。

7. 磁気部品の仕様

International
IOR Rectifier

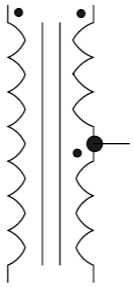
PFC INDUCTOR SPECIFICATION

Supplier: Murata Part Number: CD1488C

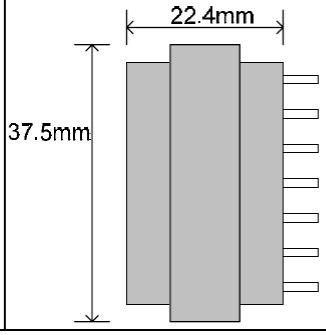
CORE SIZE	E32/16/9 (EF32)		
BOBBIN	HORIZONTAL	PINS	14
CORE MATERIAL	Philips 3C85, Epcos N27 or equivalent		
PRIMARY INDUCTANCE	0.95	mH	
AIR GAP LENGTH	1.0	mm	
PRIMARY PK TO PK VOLTAGE	500	Vpk	
MAXIMUM CORE TEMPERATURE	100	°C	
WINDING ISOLATION (Pri to Sec)	2000	V	

WINDING	START PIN	FINISH PIN	TURNS	WIRE DIAMETER (mm)
Primary	1	7	83	5 Strands of AWG 32
Secondary	14	8	8	1 Strand of AWG 32

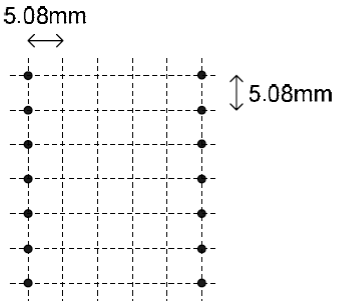
ELECTRICAL LAYOUT



PHYSICAL LAYOUT



TOP VIEW



TEST (TEST FREQUENCY = 50kHz)

PRIMARY WINDING INDUCTANCE	MIN 0.85	mH	MAX 1.05	mH
SECONDARY WINDING RESISTANCE	MAX 0.1	Ohms		

International
IOR Rectifier

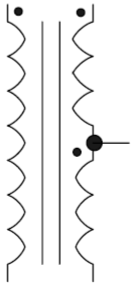
TRANSFORMER SPECIFICATION

Supplier: Murata Part Number: CD1490C

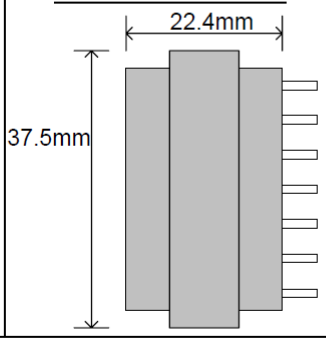
CORE SIZE	E32/16/9 (EF32)		
BOBBIN	HORIZONTAL	PINS	14
CORE MATERIAL	Philips 3C85, Epcos N27 or equivalent		
PRIMARY INDUCTANCE	12	mH	
AIR GAP LENGTH	0.4	mm	
PRIMARY PK TO PK VOLTAGE	500	Vpk	
MAXIMUM CORE TEMPERATURE	100	°C	
WINDING ISOLATION (Pri to Sec)	2000	V	

WINDING	START PIN	FINISH PIN	TURNS	WIRE DIAMETER (mm)
Primary	1	7	235	1 Strand of AWG 32
Secondary (1)	14	12	47	5 Strands of AWG 32
Secondary (2)	10	8	47	5 Strands of AWG 32

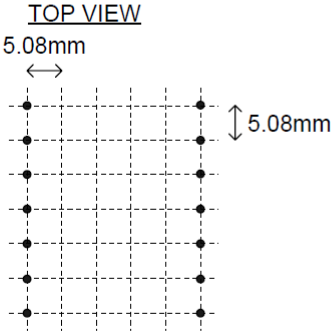
ELECTRICAL LAYOUT



PHYSICAL LAYOUT



TOP VIEW



TEST (TEST FREQUENCY = 50kHz)

PRIMARY WINDING INDUCTANCE	MIN 11	mH	MAX 13	mH
SECONDARY WINDING RESISTANCE	MAX 0.1	Ohms		

International
IOR Rectifier

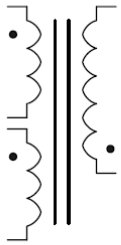
FLYBACK INDUCTOR SPECIFICATION

Supplier: Murata Part Number: CD1491C

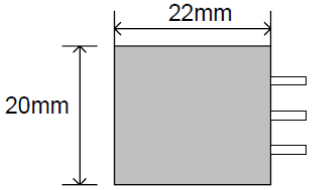
CORE SIZE	E20/10/6 (EF32)		
BOBBIN	VERTICAL	PINS	6
CORE MATERIAL	Philips 3C85, Epcos N27 or equivalent		
PRIMARY INDUCTANCE	1.4	mH	
AIR GAP LENGTH	~0.13	mm	
PRIMARY PK TO PK VOLTAGE	500	Vpk	
MAXIMUM CORE TEMPERATURE	100	°C	
WINDING ISOLATION (Pri to Sec, Pri to Iso)	1000, 2000	V	

WINDING	START PIN	FINISH PIN	TURNS	WIRE DIAMETER (mm)
Primary	1	3	71	1 Strand of AWG 35
Secondary	2	6	11	1 Strand of AWG 30
Isolated	4	5	11	1 Strand of AWG 30

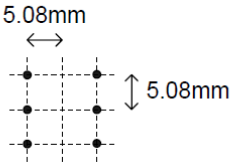
ELECTRICAL LAYOUT



PHYSICAL LAYOUT



TOP VIEW



TEST (TEST FREQUENCY = 50kHz)

PRIMARY WINDING INDUCTANCE	MIN 1.2	mH	MAX 1.6	mH
SECONDARY WINDING RESISTANCE	MAX 0.1	Ohms		

8. 出力電流の安定化

IRPLLED5 は、1.4A（名目値）の安定化された定電流出力を発生します。電流は、ハーフブリッジの LLC 共振電力段の周波数を調整することによって安定化されます。最大有効出力は、最小周波数のときであり、それは R12（RFMIN とも呼ばれています）によって設定されます。図 8 が、この値と周波数の関係です。IRS2548D は、約 1.8μs の固定のデッドタイムを備えており、これは、余計なリンギング発振を生じることなく、ハーフブリッジ電圧が遷移するのに十分な時間です。周波数は、R10、R11 を介した IC1 の 2 番ピン（FMIN）、およびフォトカプラ IC5 から追加の電流を吸い込むことによって高くなります。IC5 の中のトランジスタが完全にオンし、この周波数が R10 と R11 の値によって設定されるとき、ハーフブリッジは最大周波数で発振します。IRS2548D の FMIN 入力は非常に感度が高く、フリッカの原因となる周波数ジッターを生じるので、コンデンサ C9 と C35 が過渡雑音を除去するために加えられています。さらに、R10 と C9 も、できる限り短い配線で IC1 の近くに配置し、IC1 の COM ピンは信号グラウンドに直接接続する必要があります。

IC5 は、絶縁された出力において、帰還回路によって駆動されます。出力電流は、シャント抵抗 R37 によって検出され、R29 と R30 によって設定された 0.275V（名目値）の基準電圧と比較されます。D12 は、引き込まれた基準電流から、温度に対して安定した正確な 5V 基準電圧を供給します。IC4 は 2 個の LM358 オペアンプから成り、1 つは電流帰還エラー・アンプに使われ、もう 1 つは、過電圧保護に使われます。IC5 のダイオードに対して吸い込み電流を供給するために、その出力は、ダイオード D10 と D11 を介して論理和の構成になっています。

電流帰還ループは非常に遅い応答時間を持っています。PFC フロント・エンド段の動作を妨害しないように、PFC フロント・エンド段の IC1 内のエラー・アンプは、交流ラインのいくつかの半周期をカバーする応答時間を持っています。入力電流波形が正弦波になり、電圧波形に追随することができるように、そのオン時間は各周期の間、一定のままです。IRS2548D も、THD を最適化するために、周期ごとに交流ラインのゼロ交差に近づくようにオン時間を長くする回路を内蔵していますが、バス電圧安定化ループの全体的な動作への影響は無視できます。ブースト PFC のフロント・エンド段において一般的なように、ライン周波数の 2 倍で DC バス上にいくらかのリップルが存在します。バック・エンド段の電流安定化ループは、システムでの副高調波発振を招き、軽出力での不安定性を生じる 2 つのループ間の干渉を防ぐために、PFC ループよりも遅くしなければなりません。もし電流ループが PFC ループよりも、はるかに速く設定されていたならば、有効な負荷が交流ラインの周期内で変わるので、入力電流波形の歪みが生じるでしょう。電流ループ速度は R36、R51 および C24 によって決まります。R36 は、電流エラー・アンプに低い入力インピーダンスを供給するために 1kΩ のままです。電流エラー・アンプは、雑音を拾うことによって引き起こされたエラーを大幅に低減します。ハーフブリッジがスイッチング中に高い dV/dT を生じるので、システムは感度の高いノードで雑音を拾いやすいです。従って、回路の各部は、雑音感度を最小化するように設計されています。

出力電圧はR35とR34によって検出されます。もし出力が、UL規格に沿った安全な低電圧の限界である60Vを超えると、IC4の2番ピンは5Vを超え、1番ピンの出力はローに駆動されます。これにより、強制的にハーフブリッジの周波数を最大にし、フォトカプラIC6をオンに切り替え、ENNピンをプルアップし、IC1をディセーブルにします。R32とD9によるヒステリシスのために、出力電圧がロー・レベルに落ちるまで、PFCとハーフブリッジ駆動はオフのままです。これは、オープン回路状態の下では、出力が60Vそして減衰するまで連続的にパルスを生じるであろうことを意味します。このバースト・モード動作は、オープン回路状態の間、最小の消費電力になります。

9. 0V～10Vの調光

調光は、IC1 の ENN 入力を通じて制御された PWM／バースト・モードを使って実行されます。矩形波信号は、フォトカプラ IC8 によって、調光の間、この入力に供給されます。この入力が、ENN 入力のしきい電圧を越えると、PFC へのゲート駆動とハーフブリッジの MOSFET はディセーブルになります。IC1 の 3 番ピンの補償コンデンサ C6 は、この期間に放電されず、その電圧を保持します。そしてスイッチングが再び始まると、C6 が毎回、ゼロから前のレベルまで充電する必要がないので、DC バス電圧を、すぐに所望のレベルに安定化できます。そのため、たとえ負荷がパルスでオン／オフされても、DC バス電圧は非常に安定なままです。調光のこの方法は、低いレベルまで下げても安定に制御できます。出力は、ゼロまですべての方法で調光でき、再びバックアップできます。

調光制御回路は、出力を基準にしており、交流ライン入力から絶縁され、任意の 0V～10V の調光制御電源に安全に接続することができます。もし調光入力が入力されなければ、システムはデフォルトで最大出力になるように、内部でプルアップされています。これは、バラスト自身から供給される 0～10V 調光制御の電流吸い込みと、互換性があります。

0V～10V の範囲で変化するこぎり波は、C31 と電流源 Q1 とで生成されます。周波数は約 150Hz（120Hz のフリッカ限界以上）で、R45 を介して調整することができます。しかし、より高い周波数では、IC8 の遅延が重要になってきます。0V～10V の調光入力に比例して 0%～100%で変わるデューティ比を備えた矩形波を発生するために、のこぎり波は、0V～10V の調光制御入力と比較されます。デュアル・コンパレータ IC7 のうちの 1 つのコンパレータは、のこぎり波の発振器を構成し、もう 1 つは、この波形と制御入力とを比較して、IC8 への PWM 出力を生成します。

この回路を、同様のPWM制御入力を発生するためにマイクロコントローラに基づいたDALIインタフェースのようなデジタル的な方法に置き換えることも可能です。

10. テスト結果

Load: 2 x TT Electronics OPA731 connected in series

VACin (Vrms)	Pin (W)	PF	THDi (%)	Fs (kHz)	Vout (Vdc)	Iout (Adc)	Pout (W)	Eff (%)
100	51.1	0.998	3.2	49.5	32.1	1.32	42.4	82.9
120	49.8	0.997	7.2	49.5	32.0	1.32	42.2	84.8
220	49.3	0.973	15.3	49.3	31.9	1.32	42.1	85.4
240	48.9	0.965	16.5	49.7	31.8	1.32	42.0	85.8
277	48.9	0.94	20.0	49.6	31.8	1.32	42.0	85.8

Load: 2 x Eco Lumens EPAD connected in series

VACin (Vrms)	Pin (W)	PF	THDi (%)	Fs (kHz)	Vout (Vdc)	Iout (Adc)	Pout (W)	Eff (%)
100	55.1	0.999	2.3	42.8	39.2	1.22	47.8	86.8
120	55.4	0.998	6.4	42.8	39.1	1.23	48.1	86.8
220	55.0	0.979	13.1	42.8	39.1	1.24	48.5	88.2
240	55.1	0.972	15.6	42.8	39.1	1.24	48.5	88.0
277	55.5	0.952	18.3	42.8	39.1	1.25	48.9	88.1

短絡電流＝1.5A（周波数60.2kHzのとき）

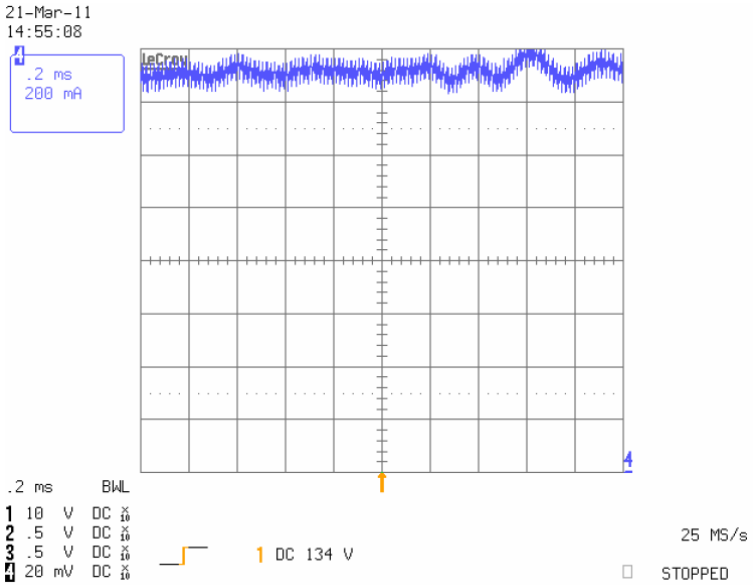


図21. 短絡電流

オープン回路電圧 ＝ 54V

オープン回路の消費電力 ＝ 1.4W（交流120Vのとき）、1.6W（交流230Vのとき）

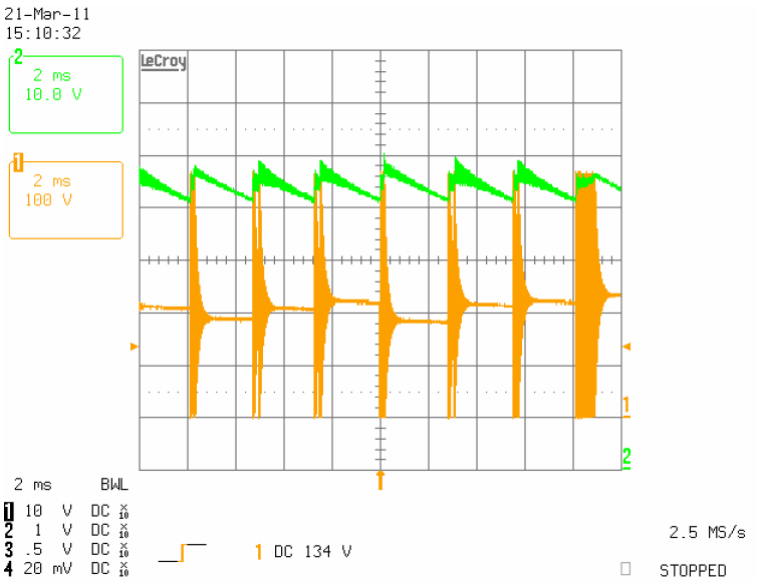


図22. オープン回路の動作

チャネル1（オレンジ色）は、消費電力を最小化して出力を60V以下に制限するオープン回路状態の間に、バースト・モードで動作しているハーフブリッジを示します。

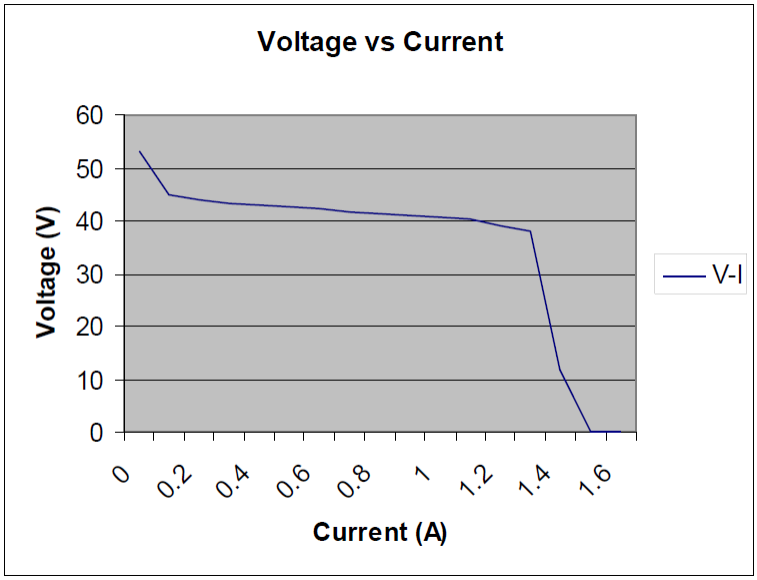


図23. 出力のV-I特性

図23はコンバータの電流特性に対する出力電圧を示します。これは定電流制限動作を示しています。抵抗性のアクティブ負荷でテストされるとき、電流が安定化の限界に達するまで、電圧は広い電流範

囲にわたって非常に平坦なままです。LED負荷では、電圧は、直列LEDの順方向電圧の合計によってクランプされます。

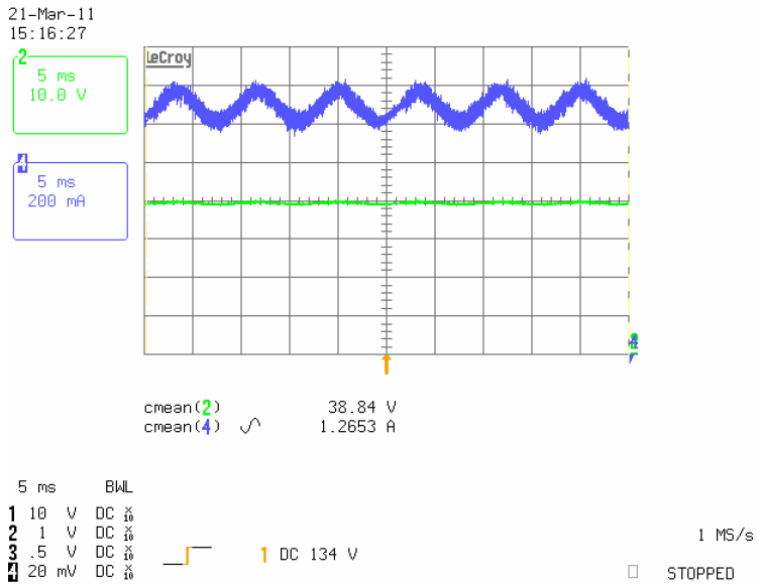


図24. 出力の電圧と電流

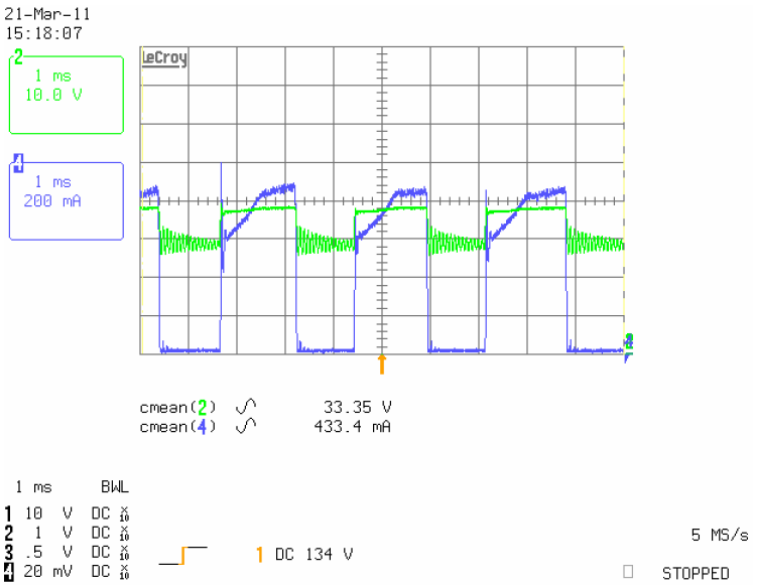


図25. 調光された出力の電圧と電流

図24のチャネル2（緑色）は、LED負荷を駆動する出力電圧を示し、チャネル4（青色）は平均1.3Aの出力電流を示します。電流のリップルは200mAppで、約15%です。これは出力にどのような電解コンデンサも追加せずに達成されました。

図 25 は調光動作中の出力の電流と電圧を示しています。PWM／バースト・モード調光のオフの期間、順方向電圧降下によって、LED を流れる電流がない電圧レベルまで出力コンデンサが放電するので、LED 電圧は急速に低下します。電流は、この期間にゼロまで下がります。そして出力コンデンサを充電するために、オンの期間中に、ある一定の時間がかかります。そして電流制御ループは、以前に述べた理由で遅くしています。PWM のデューティ比が減少されるとともに、ピーク電流はリニアに下がり、この結果、効果的に組み合わせた PWM／リニア調光動作が調光を非常に低いレベルにすることを可能にします。

電源が周波数150Hz付近でオン／オフのパルスにされているので、ある可聴雑音は、調光動作中に聞こえてしまいます。ワニスを塗布したコイルの採用や、筐体の内部に回路基板を配置することによって、これは大幅に低減することができます。フォトカプラの遅延を考慮する必要はありますが、PWM調光周波数を高くすることも可能です。

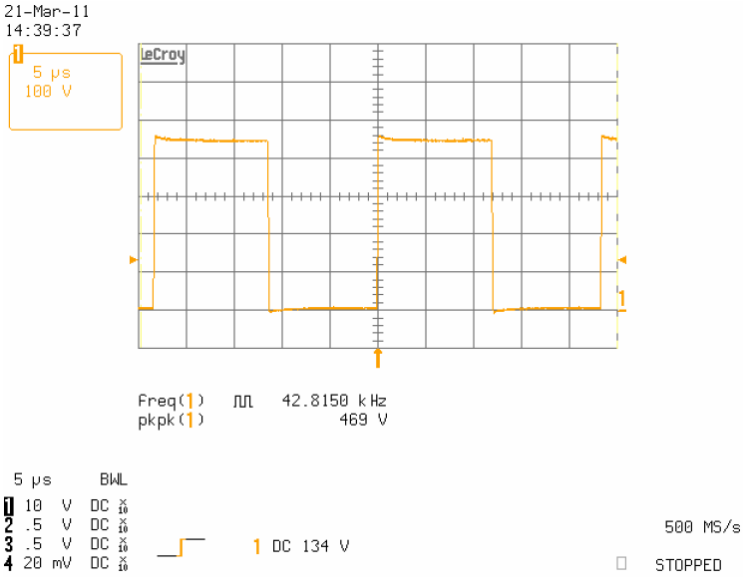


図26. ハーフブリッジ・スイッチング電圧

図 26 は、469V のバス電圧においてソフト・スイッチング領域で動作するハーフブリッジのスイッチング波形を示します。DC バス電圧は、120Hz で約 15Vpp のリップル成分を含んでいます。
評価基板IRPLLED5の効率は85%と90%の間です。より高い電力の設計では90%を超えるでしょう。しかし、この評価基板は、テストと評価のために非常に大きくて高価なLED負荷が必要にならないように、より低い電力で動作するように設計されています。

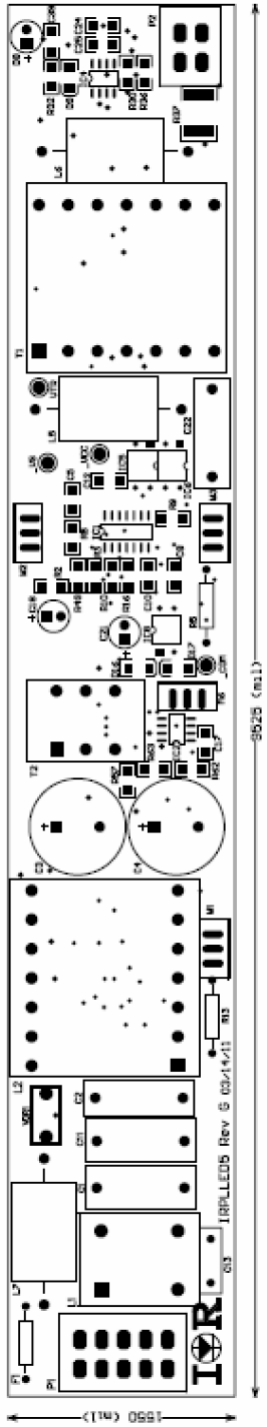
11. 部品表（BOM）

番号	数量	メーカー名	型番	概要	参照記号
1	1	IR	IRS2548DS	LED Combo Controller, SO14	IC1
2	1	IR	IRS2500S	Flyback controller, SO8	IC2
3	1	IR	IR11682	Sync Rectifier Controller, SO8	IC3
4	1	STM	LM358DT	Dual Opamp, SO8	IC4
5	3	Toshiba	TLP621(BL,T,F)	Opto Isolator, DIP4	IC5,IC6,IC8
6	1	STM	LM393DT	Dual Comparator	IC7
7	1	Infineon	IPP60R250CP	MOSFET, 650V, TO220	M1
8	2	Vishay	IRFBC30A	MOSFET, 600V, TO220	M2,M3
9	2	IR	IRFR24N15DTRLPBF	MOSFET, 100V, DPAK	M4,M5
10	1	Infineon	SPA03N60C3	MOSFET, 650V, TO220	M6
11	1	Diodes Inc	MMBT2907	Transistor, PNP, 60V, SOT23	Q1
12	5	Diodes Inc	US1J-13	Diode, 600V, 1A, SMA	D1,D4,D5,D6,D7
13	8	Diodes Inc	LL4148	Diode, 100V, 200mA, SOD80	D2,D3,D9,D10, D11,D14,D15,D16
14	1	Dialight	521-9327F	LED, Green	D8
15	1	Diodes Zetex	LM4040D50FTA	Voltage Reference, 5V	D12
16	1	Diodes Inc	ZMM5240B-7	Diode, Zener 10V	D13
17	1	Diodes Inc	BZT52C2V7-7-F	Diode, Zener 2.7V	D17
18	1	Fairchild	DF10S	Bridge, 1000v, 1.5A, 4SDIP	BR1
19	1	Murata	CD1490C	Transformer, Resonant, 12mH	T1
20	1	Murata	CD1491C	Flyback Inductor, 1.4mH	T2
21	1	Panasonic	ELF-15N007A	EMI Common Mode Line Filter, 250V	L1
22	1	Murata	CD1488C	Inductor, PFC, 0.95mH	L2
23	2	TDK	NLCV25T-100K-PF	Inductor	L3,L4
24	2	Delevan	4590R-155K	Inductor, 1.5mH, 460mA,Axial	L5,L7
25	1	Delevan	4590R-224K	Inductor, 220uH, 2A, Axial	L6
26	12	Panasonic	ERJ-8GEYJ104V	Capacitor, 0.1µF, 50V, 1206	C5,C9,C12,C17,C19 ,C20,C23,C26,C30, C33,C35,C40
27	2	Panasonic	ECQ-U2A224ML	Capacitor, 220nF,275VAC,X2,TH,.6”	C1,C11
28	1	Panasonic	ECQ-U2A104BC1	Capacitor, 100nF, 275V, TH,O.6”	C2
29	2	Panasonic	EEU-EB2E470S	Capacitor, 47uF, 250V,TH.RAD,0.3”	C3,C4
30	1	TDK	C3216X7R1H684K	Capacitor, 680nF, 50V, 1206	C6
31	3	Yageo	CC1206KRX7R9BB471	Capacitor, 470pF, 50V, 1206	C7,C8,C10
32	1	EPCOS	B32652A7103J	Capacitor, 10nF, 1.25KV, Polypro, 0.6”	C22
33	1	Vishay	VY1332M59Y5UQ63V0	Capacitor, 3.3nF, 500VAC, 0.3” disk	C13
34	2	TDK	C4532X7R1E106M	Capacitor, 10uF, 50V, 1812	C27,C28
35	3	Panasonic	ECJ-3YB1E105K	Capacitor, 1uF, 25V, X7R, 1206	C25,C29,C31
36	1	AVX	12063C102MAT2A	Capacitor, 1nF, 25V, 1206	C38
37	1	TDK	C3216X7R1E475K	Capacitor, 4.7uF, 25V, 1206	C24
38	1	TDK	C3216C0G1E103J	Capacitor, 10nF, 25V, 1206	C36
39	1	TDK	C3216C0G1E223J	Capacitor, 22nF, 25V, 1206	C32
40	1	Vishay	VJ1812Y104KXEAT	Capacitor, 100nF, 500V, 1812	C14

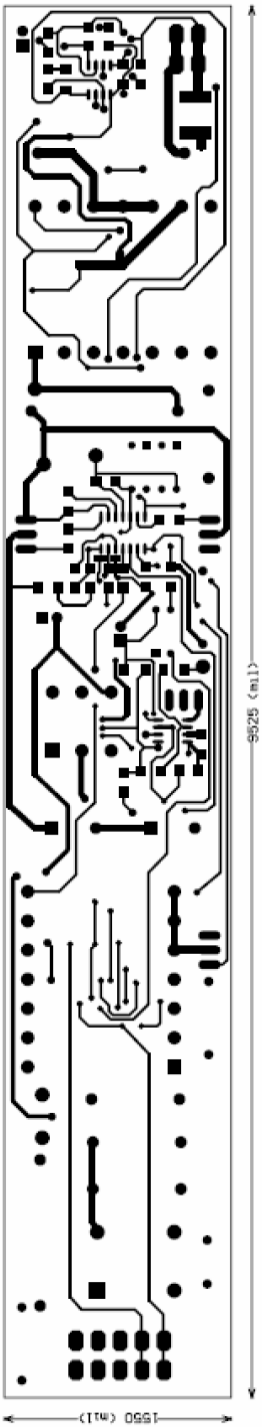
		Vitramon			
41	1	Murata	GRM31BR73A102K W01L	Capacitor, 1nF, 1kV, 1206	C16
42	2	Panasonic	EEU-FC1H470	Capacitor, 47uF, 50V, Radial	C18,C21
43	2	TDK	C1216X5R1E106M	Capacitor, 10uF, 25V, 1206	C15,C34
44	1	Panasonic	EEU-EB1H100S	Capacitor, 10uF, 50V, Radial	C41
45	1	Rohm Semi	LTR18EZPJ101	Resistor, 100R, 5%, 1206	R1
46	2	Panasonic	ERJ-8GEYJ824V	Resistor, 820K, 5%, 1206	R2, R3
47	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ153V	Resistor, 15K, 5%, 1206	R4
48	1	Vishay	PR01000101008JR 500	Resistor, 1R, 1W, TH 0.5”	R5
49	5	Panasonic	ERJ-P08J102V	Resistor, 1K, 5%, 1206	R6,R14,R24,R30,R3 6
50	2	Panasonic	ERJ-8GEYJ153V	Resistor, 15K, 5%, 1206	R7,R35
51	2	Panasonic	ERJ-8GEYJ150V	Resistor, 15R, 5%, 1206	R8, R9
52	4	Panasonic	ERJ-8GEYJ473V	Resistor, 47K, 5%, 1206	R10,R11,R12,R41
53	2	Panasonic	ERJ-8GEYJ433V	Resistor, 43K, 5%, 1206	R44,R61
54	1	Vishay / BC	PAC100005007FA1 000	Resistor, 0.5R, 1W, TH 0.5”	R13
55	4	Panasonic	ERJ-8GEYJ100V	Resistor, 10R, 5%, 1206	R15,R38,R39,R58
56	2	Panasonic	ERJ-P08J223V	Resistor, 22K, 5%, 1206	R16,R60
57	1	Panasonic	ERJ-P08J330V	Resistor, 33R, 5%, 1206	R25
58	1	Panasonic	ERJ-P08J123V	Resistor, 12K, 5%, 1206	R27
59	2	Panasonic	ERJ-P08J472V	Resistor, 4.7K, 5%, 1206	R28,R48
60	1	Panasonic	ERG-8ENF1432V	Resistor, 14.3K, 1%, 1206	R29
61	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ333V	Resistor, 33K, 5%, 1206	R31
62	4	Panasonic	ERJ-8GEYJ334V	Resistor, 330K, 5%, 1206	R32,R52,R53,R54
63	1	Panasonic	ERJ-P08J222V	Resistor, 2.2K, 5%, 1206	R33
64	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ152V	Resistor, 1.5K, 5%, 1206	R34
65	1	Panasonic	ERJ-1TRQJR22U	Resistor, 0.22Ohm, 1W, 2512	R37
66	1	Panasonic	ERJ-P08J183V	Resistor, 18K, 5%, 1206	R40
67	3	Panasonic	ERJ-8GEYJ103V	Resistor, 10K, 5%, 1206	R42,R43,R62
68	1	Panasonic	ERJ-P08J391V	Resistor, 390R, 5%, 1206	R45
69	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ222V	Resistor, 2.2K, 5%, 1206	R46
70	5	Panasonic	ERJ-8GEYJ104V	Resistor, 100K, 5%, 1206	R47,R55,R56,R57,R 63
71	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ682V	Resistor, 6.8K, 5%, 1206	R50
72	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ393V	Resistor, 39K, 5%, 1206	R51
73	1	Panasonic	ERJ-1TYJ104U	Resistor, 100K, 1W, 2512	R26
74		Vishay	CRCW2512100KJN EG	Resistor, 100K, 5%, 1W, 2512	R26 (alternate)
75	1	Panasonic	ERJ-8GEYJ2R2V	Resistor, 2.2Ohm, 5%, 1206	R59
76	1	Panasonic	ERZ-V10D511	Varistor, 320VAC, 10mm Diameter	VDR1
77	1	Littelfuse	0215002.MXEP	Fuse, 2A, Fast, 250V	F1
78	1	Wago	235-205	Connector, 5 Way, Light Gray	P1
79	1	Wago	235-202	Connector, 2 Way, Light Gray	P2
80	1			NF	R49
81	1			NF	C39
82	1			NF	C37

12. プリント回路基板のレイアウト

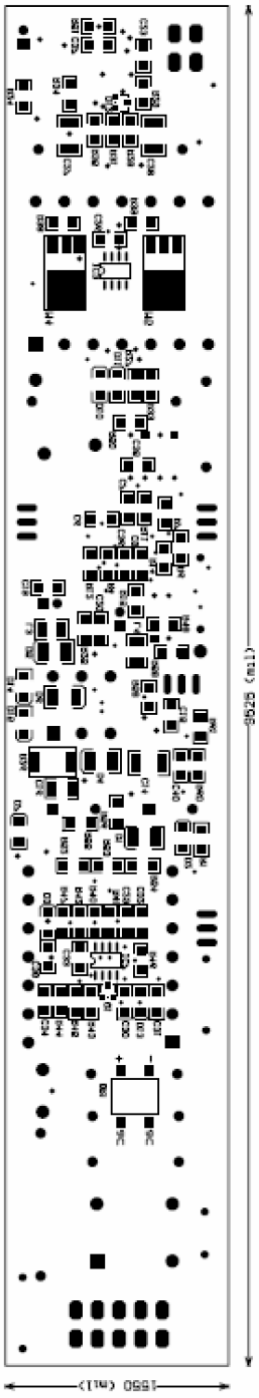
表面処理のパターン



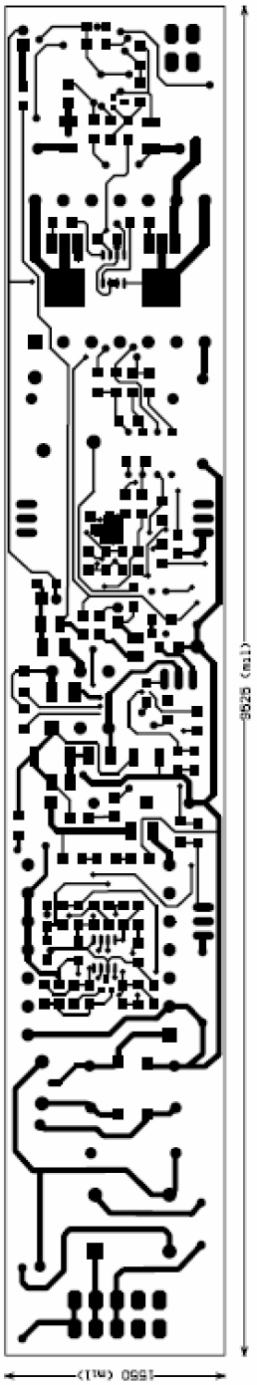
表面金属のパターン



裏面処理のパターン



裏面金属のパターン



修正履歴

修正バージョン／日付	変更内容
Rev 1. **April 11, 2011**	

参考文献

IRS2548D のデータシート（International Rectifier）
IRS2500 のデータシート（International Rectifier）
AN-1160 Helen Ding（International Rectifier）