International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

アプリケーション・ノート：AN-1131

IRS2541を利用した
ユニバーサル入力（交流90 V – 265 V）の
LED駆動回路

目次

頁

1. 概要 ……1
2. 回路説明 ……2
3. 部品の選択 ……4
4. 電気的特性 ……5
5. 調光 ……8
6. 効率、電力損失、温度についての考察 ……8
7. その他の設計項目の考察 ……11
8. 設計手順の概要 ……14

©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。

1. 概要

新しい用途が急激に広がっているため、LED（発光ダイオード）の需要が拡大しています。LED は、効率の良くない光源に対する有効な代替品であることが明らかになってきました。LED の利点には、極めて長い寿命、小型、設計の柔軟性、アーキテクチャ効果、保守コストの大幅な削減、省エネ、安全な低電圧動作などが挙げられます。長期間にわたる低コスト化と効率の向上が進んだことにより、LED の採用が広がっています。

このアプリケーション・ノートでは、インターナショナル・レクティファイアー（IR）社の LED 駆動 IC（IRS2541）を採用したユニバーサル入力（交流 90V～265 V） の LED 駆動回路について説明します（**図 1**、部品表は**表 1**）。IRS2541 は、LED の電流安定化用の高耐圧で高周波動作可能なバック・コントロール IC です。内蔵の正確なバンドギャップ基準電圧源を使って平均負荷電流を直接制御する連続モード遅延型ヒステリシスのバック・レギュレータを採用しています。LED には、温度変化、入力電圧の変動や製造ばらつきに対する定電流制御、さらに調光機能や適切な故障保護機能などの特別な機能を備える駆動回路が必要です。IRS2541 は、これらの要求に適うように特別に設計されています。

以下の理由により、このアプリケーション・ノートは、LED を直列接続するときの LED メーカーのガイドラインに従っています。

1）一般的な LED の電流（I）- 電圧（V）特性は非常に急峻です。ダイオードの順方向電圧の小さな変化が大きな電流変化に変換されます。LED の輝度は電流にほぼ比例して変化するため、電圧を少し変えただけで LED の輝度は大きく変わります。このため、LED に加える電圧ではなく、LED に流れる電流を駆動回路で制御すれば、LED の輝度をより厳密に制御できます。IR2541 はこの方法を採用しています。

2）LED を並列接続して電流を分割する場合、許容電圧、温度依存性、LED 固有の負の温度係数が問題になります。2 個のダイオードを並列接続したときに、一方の温度が少し高い場合、このダイオードの方に大きな電流が流れるため、ますます高温になり、全体の温度も上昇します。高温側のダイオードが大部分の電流を流すようになり、遂には破壊されてしまいます。温度と電圧降下の違いにより、LED の輝度にも差が生じます。電圧降下の違いによって、電流が不均等になります。LED を直列接続すると、直列接続した各 LED に流れる電流は並列接続した LED の場合よりも均等になるので、輝度を安定化するための 1 つの解決策となります。

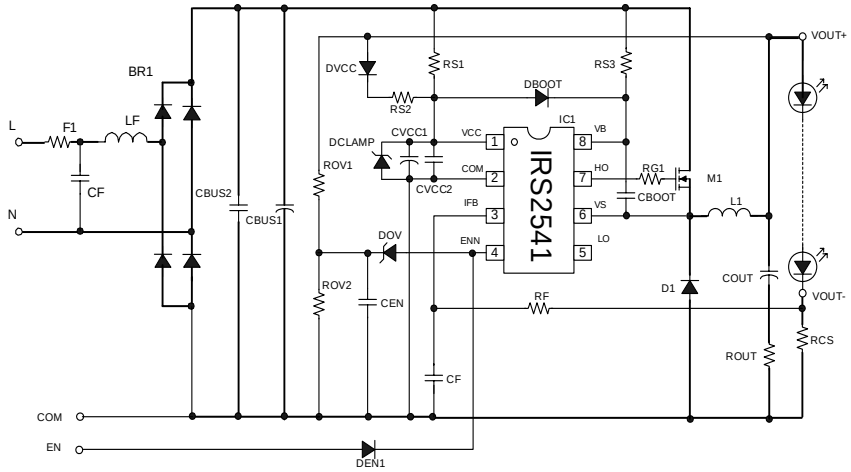


図 1　IRS2541 を使った LED 駆動回路図

表 1　部品表

番号	説明	型番	メーカー名	部品数	参照記号
1	電解コンデンサ, 10 µF, 25 V	UVZ1E100MDD	Nichicon	1	CVCC1
2	コンデンサ, 100 nF, 400 V	MKP10	BC Components	1	CBUS2
3	コンデンサ, 100 nF, 50 V	VJ0805Y104KXATW1BC	BC Components	3	CVCC2, CBOOT, CEN
4	コンデンサ, 33 µF, 100 V	UVZ2A330MPD	Nichicon	1	COUT
5	コンデンサ, 1 nF, 50 V, 0805	VJ0805Y102KXACW1BC	BC Components	1	CF
6	電解コンデンサ, 47 µF, 450 V	EEU-EB2W470	Panasonic	1	CBUS1
7	ウルトラファスト・ダイオード, 600 V, 1 A	MURS160DICT	Digi-key	1	DBOOT
8	4148ダイオード	LL4148	Diodes Inc	2	DEN1, DVCC
9	ダイオード, 400 V, 8 A, TO-220	8ETU04	IR	1	D1
10	ツェナー・ダイオード, 14 V, 0.5 W	ZMM5244B-7	Diodes Inc	1	DCLAMP
11	ツェナー・ダイオード, 7.5 V, 0.5 W	ZMM5236B-7	Diodes Inc	1	DOV
12	コイル, 470 µH	IL 050 321 31 01	VOGT	1	L1
13	抵抗, 10 Ω, 1%	MCR10EZHF10R0	Rohm	1	RG1
14	抵抗, 1.43 Ω, 1%	ERJ-8RQFR56V	Panasonic	1	RCS
15	抵抗, 100 Ω, 1%, 0805	MCR10EZHF1000	Rohm	1	RF
16	抵抗, 390 Ω, 5%, 1/2 W,2010	ERJ12ZYJ391	Panasonic	1	ROV2
17	抵抗, 2 kΩ , 5%, 1/2 W,2010	ERJ12ZYJ202	Panasonic	1	ROV1
18	抵抗, 1 kΩ, 5%, 1 W	5073NW1K000J12AFX	Phoenix Passive	1	RS2
19	抵抗, 47 kΩ, 5%, 1 W	5073NW47K00J12AFX	Phoenix Passive	1	RS3
20	抵抗, 56 kΩ, 5%, 1 W	5073NW56K00J12AFX	Phoenix Passive	1	RS1
21	抵抗, 5Ω, 5%, 1 W	5073NW5R100J12AFX	Phoenix Passive	1	Rout
22	LED駆動IC	IRS2541PBF	IR	1	IC1
23	MOSFET, 500 V, 20 A, TO-220	IRFB20N50K	IR	1	M1
24	ヒートシンク	7-340-1PP-BA	IERC	1	
25	TO-220 熱絶縁パッド	SP600-54	Berquist	2	
26	ショルダ・ワッシャ	3049	Berquist	2	
27	ネジ, 4-40, 0.5", 亜鉛	H346-ND	Building Fasteners	1	
28	六角ナット, 4-40, 亜鉛	H216-ND	Building Fasteners	1	
29	ヒューズ, 0.5 Ω, 1/2 W	CW 1/2	Dale	1	F1
30	ブリッジ整流器, 1 A, 1000 V	DF10S	IR	1	BR1
31	コンデンサ, 0.33 µF, 275 VAC	F1772433-2200	Roederstein	1	CF
32	EMI コイル, 470 µH	RFB1010-471	Coilcraft	1	LF

2.　回路説明

このアプリケーション・ノートでは、LED 駆動 IC（IRS2541）を使って設計した交流 90V～265 V のオフラインの LED 駆動回路について説明します。この回路は交流 220 V の入力で動作し、出力電圧範囲が 16 V～35 V で、350 mA のプログラマブルな負荷電流を供給します。直列接続した 6～12 個の LED を駆動できます。評価のために Lumileds 社の評価基板 Luxeon Flood LED（LXHL-MMCA）を使っています。この評価基板はフューチャー・エレクトロニクス社から入手できます。評価基板（flood board）の最大定格電流は 700 mA で、降伏電圧は 16V～24 V です。

この LED 駆動回路は、遅延型ヒステリシス・バック・コントローラである IR 社の LED 駆動 IC（IRS2541）を使って LED に流れる電流を厳密に制御します。通常動作状態では、出力電流が

標準値で 500 mV の IFB ピンの電圧を介して安定化されます。この帰還値は、内部の高精度バンドギャップ基準電圧と比較されます。その結果に基づいて、HO 出力をトグルすることにより、電流を安定化します。

通常動作状態で、V_{IFB} が V_{IFBTH} より低い場合に HO がオンになり、バス電圧から負荷に電流が流れます。これと同時に、出力段の L_1 と C_{OUT} にエネルギが蓄積され、同時に V_{IFB} が上昇します。V_{IFB} が V_{IFBTH} を超えると、HO がオフになります。HO がオフすると、出力のコイルとコンデンサに蓄積されたエネルギが負荷に放出されて、V_{IFB} が低下します。V_{IFB} が再度 V_{IFBTH} に到達すると、遅延時間 $t_{_HO_on}$ の経過後に HO がオンになります。

このスイッチング動作が続いて、電流は以下に設定する平均値に安定化されます。出力の L_1 と C_{OUT} の組み合わせが、IFB ピン上のリップルを小さく（約 100mV 以下）抑えるために十分な大きさである場合、I_{OUT} の平均値は次のように計算できます。

$$I_{OUT(avg)} = V_{IFBTH} / R_{CS}$$

$$R_{350mA} = \frac{0.5\ V}{350\ mA} = 1.43\ \Omega$$

IC の詳細や、この設計例の他の入出力への応用については、それぞれ IRS2541 のデータシートと評価基板 IRPLLED1 のユーザーズ・ガイド（http://www.irf-japan.com/technical-info/whitepaper/IRPLLED1.pdf）を参照してください。

3. 部品の選択

IRS2541 の周波数はフリーランであり、入力電圧と出力電圧の変化に迅速に追従することにより、電流を安定化します。この IC では、周波数を設定するための特別な外付け部品が不要です。周波数は L_1 と C_{OUT}、および入出力電圧と負荷電流によって決まります。

周波数の選択は、システム効率、電流制御の安定化、大きさ、コストの間のトレードオフになります。周波数が高いほど、L_1 と C_{OUT} は小型で低価格になり、リップルが大きくなります。MOSFET のスイッチング損失も大きくなり（V_{BUS} 電圧が高くなるほど、駆動時の重要な要因になります）、部品のストレスが大きくなります。この結果、出力電流の制御が難しくなります。

ヒステリシス電流の安定化を厳密に維持するためには、$t_{_HO_on}$ の間、負荷への電源供給を維持できるように L_1 と C_{OUT} を十分大きくし、さらに負荷電流の大きなアンダーシュートを防止して、平均電流が目標値の範囲内に入るようにしてください。入力電圧は周波数に対して大きな影響を与えます。入力電圧を小さくして周波数を下げるとき、コイルのインダクタンス値の影響が最大になります。出力電圧範囲または入力電圧範囲で、コイルの値が小さくなるほど負荷電流の変動が大きくなります。

目標とする周波数と電流制御精度を得るために、出力コンデンサも使えます。出力コンデンサを使うと、入力電圧範囲の全体にわたって周波数が低下します。4.7 μ F の小さい容量値でも、周波数の低下に大きく影響します。出力コンデンサの使用によって電流の安定度も改善されます。C_{OUT} を追加することは、出力段に蓄積できるエネルギ量を増やすことを意味します。電流を供給できる時間も長くなります。従って、負荷での di／dt を小さくすることにより、周波数を効果的に下げることができます。C_{OUT} が存在すると、コイルの電流は負荷電流と一致しなくなります。コイルの電流はまだ完全な三角波（負荷電流でも基本的に同じ傾向）ですが、すべての鋭い頂点に丸みが加わり、すべてのピーク値が大幅に小さくなります。

L_1 と C_{OUT} は、$t_{_HO_on}$ 期間中に負荷に供給する十分なエネルギを蓄積すると同時に、電流制御の精度を維持するように選択してください。L_1 の値が小さいと、C_{OUT} の値を大きくしなければな

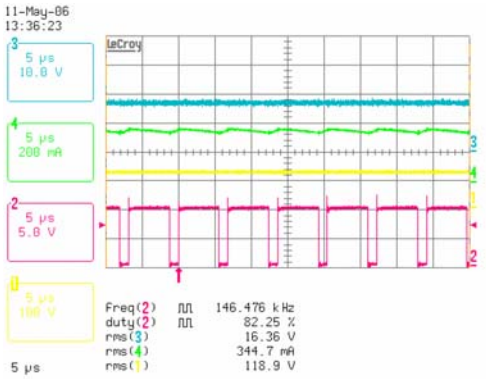
りません。L_1の値が小さ過ぎると（100μH程度以下）、優れた電流の安定度を維持するためには、C_{OUT}が数百μFの大きさになってしまいます。L_1の値がさらに小さいと、C_{OUT}のリップル電流が非常に大きくなり、電解コンデンサを使った場合にコンデンサの寿命が短くなります。

これらを考慮して、470 μH のコイルと 33 μF の出力コンデンサを選択しました。470μH のコイルによるリップル電流が比較的小さいため、この回路基板は定格電流が小さければ出力容量の有無によらず動作します。

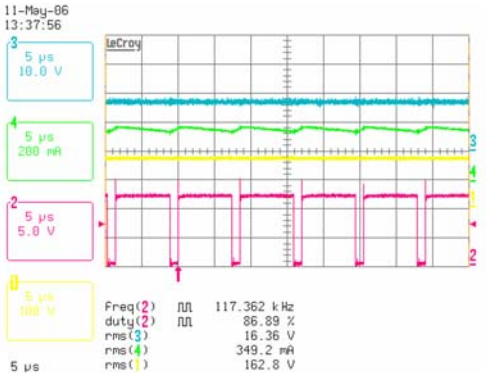
4. 電気的特性

図 2 と**表 2** に、この回路を使って直列接続した 6 個の LED を電流 350 mA、交流 90 V～265 V のユニバーサル入力範囲で駆動したときの電気的特性を示します。負荷には 1 枚の評価基板（Luxeon flood board（25-0032））を使いました。

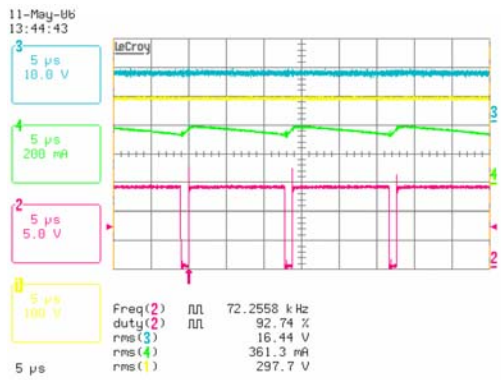
入力：交流 90V



入力：交流 120V



入力：交流 220V



入力：交流 265V

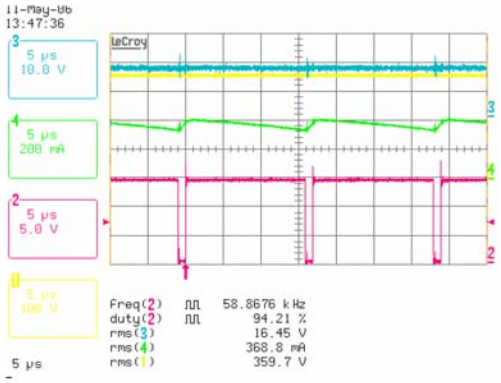


図 2　6 個の直列 LED を駆動したときの電気的特性
上の図の波形は下から、赤色：LO、黄色：バス電圧、緑色：LED の電流、青色：LED の電圧。
下の図の波形は下から、赤色：LO、緑色：LED の電流、黄色：バス電圧、青色：LED の電圧。

表 2　テスト結果　　6 個の直列 LED に 350mA を流したとき。

入力の交流電圧	Pin	Iin	Iled	Vled	Ipkpk	LO freq	LO duty	VBUS	T Diode	T FET
交流 90 V	8.1 W	144 mA	344 mA	16.4 V	62 mA	146 kHz	82%	120 V	50.3 ℃	48.8 ℃
交流 120 V	8.7 W	126 mA	351 mA	16.4 V	75 mA	120 kHz	87%	165 V	51.2 ℃	50.4 ℃
交流 140 V	9.1 W	118 mA	352 mA	16.4 V	81 mA	105 kHz	88%	190 V	N/A	N/A
交流 180 V	10.4 W	110 mA	356 mA	16.4 V	87 mA	86 kHz	91%	245 V	N/A	N/A
交流 220 V	12 W	108 mA	365 mA	16.5 V	100 mA	72 kHz	92%	300 V	58.2 ℃	57.5 ℃
交流 265 V	14 W	107 mA	369 mA	16.5 V	110 mA	58 kHz	94%	360 V	61℃	59℃

注）　P_{in} ＝ 入力電力、I_{in} ＝ 入力電流、I_{led} ＝ LED の電流、V_{led} ＝ LED に加わる電圧、I_{pkpk} ＝ LED のピーク・ツー・ピークのリップル電流、LO_{freq} ＝ LO ピンの信号の周波数、LO_{duty} ＝ LO ピンの信号のデューティ比、V_{BUS} ＝ バス電圧、T_{Diode} ＝ 安定して 30 分後のダイオード（D_1）のパッケージ温度、T_{FET} ＝ 安定して 30 分後の MOSFET（M_1）のパッケージ温度。

図 3 と**表 3** に、この回路を使って 12 個の直列接続した LED を電流 350 mA、交流 90 V～265 V のユニバーサル入力電圧範囲で駆動したときの電気的特性を示します。負荷として 2 枚の評価基板（Luxeon flood board（25-0032））を直列接続して使いました。

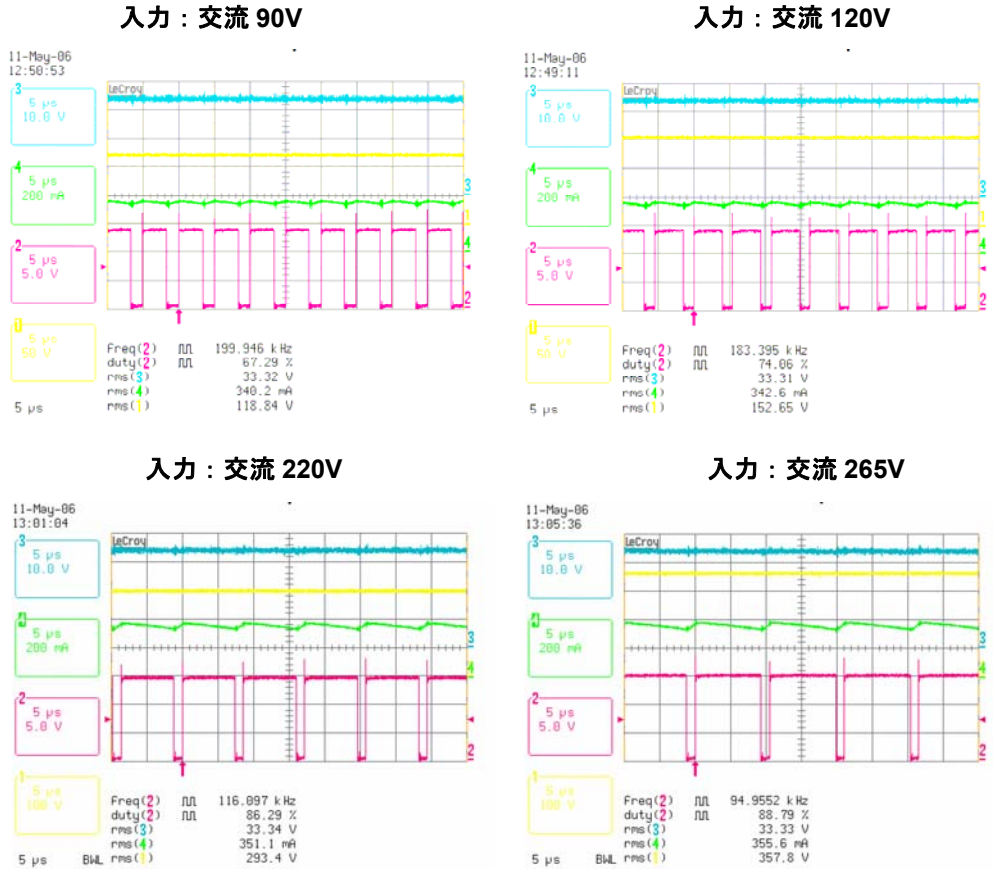


図 3　LED12 個を駆動する回路の電気的特性
波形の下から、赤色：LO、緑色：LED の電流、黄色：バス電圧、青色：LED に加わる電圧。

表 3　テスト結果　12 個の直接接続した LED に電流を 350mA 流したとき。

入力の交流電圧	Pin	Iin	Iled	Vled	Ipkpk	LO freq	LO duty	VBUS	T Diode	T Fet
交流 90 V	14.8 W	241 mA	340 mA	33.4 V	81 mA	200 kHz	68%	120 V	56.5 ℃	54.5 ℃
交流 120 V	15.5 W	207 mA	342 mA	33.4 V	76 mA	180 kHz	75%	165 V	N/A	N/A
交流 140 V	16.1 W	190 mA	345 mA	33.4 V	76 mA	160 kHz	78%	190 V	N/A	N/A
交流 180 V	17.4 W	168 mA	348 mA	33.4 V	85 mA	137 kHz	83%	245 V	N/A	N/A
交流 220 V	19 W	157 mA	356 mA	33.4 V	87 mA	115 kHz	86%	300 V	71 ℃	69.7 ℃
交流 265 V	20.8 W	150 mA	362 mA	33.4 V	95 mA	95 kHz	88%	360 V	72.2 ℃	71.2 ℃

注）　P_{in} ＝ 入力電力、I_{in} ＝ 入力電流、I_{led} ＝ LED の電流、V_{led} ＝ LED に加わる電圧、I_{pkpk} ＝ LED のピーク・ツー・ピークのリップル電流、LO_{freq} ＝ LO ピンの信号の周波数、LO_{duty} ＝ LO ピンの信号のデューティ比、V_{BUS} ＝ バス電圧、T_{Diode} ＝ 安定して 30 分後のダイオード（D_1）のパッケージ温度、T_{FET} ＝ 安定して 30 分後の MOSFET（M_1）のパッケージ温度。

この設計例では、極めて安定な電流が得られます。入力電圧を交流 90 V～265 V の範囲で変化させたとき、最悪の場合でも±3.7%の精度が得られました。同様に、16.4 V～33.4 V の負荷電圧変化に対しては、±1.3%の高精度な安定化を維持することができました。

5.　調光

イネーブル（ENN）ピンは、調光機能と断線保護機能のために使うことができます。ENN ピンをロー・レベルで保持すると、IC の動作環境は変化することなく、完全な動作状態を保持します。制御の帰還と安定化をディセーブルにするときは、V_{ENTH}（約 2.5V）を超える電圧を ENN ピンに入力してください。IC がディセーブル状態になると、HO 出力はロー・レベルを維持し、LO 出力はハイ・レベルを維持して、V_S がフローティング状態になるのを防止し、ブートストラップ・コンデンサの電荷を保持します。IRS2541 をディセーブルにするしきい電圧は、外部で生じる雑音や使用した機器の接地の雑音に対する耐性を強化するため、2.5V に設定されています。マイクロコントローラからの駆動信号入力にも、この 2.5V のしきい電圧は最適です。

調光するためには、固定周波数で設定したデューティ比を持つ信号を ENN ピンに入力します。平均負荷電流とデューティ比は直接、比例関係になります。デューティ比を 50%に設定すると、最大設定光出力の 50%が出力されます。同様にデューティ比を 30%に設定すると、最大設定光出力の 70%が出力されます。フラッシングや「ストロボ」効果を防止するためには、調光信号として十分高い周波数を選択してください。数 kHz 程度の信号で十分です。イネーブル信号に接続する完全に調整可能な（0%～100%のデューティ比） PWM 波形発生器の設計法、および調光に必要な LED 駆動回路の変更については、評価基板 IRPLLED1 のユーザーズ・ガイドを参照してください。この変更例には、V_{CC} への十分大きなコンデンサの使用（約 10 μF）することや、突入電流を制限するために出力コンデンサと直列に抵抗 R_{OUT} を接続することなどがあります。

6.　効率、電力損失、温度についての考察

効率、電力損失、温度についての考察は、スイッチング・デバイス、出力のコイルの値とコンデンサの値を選択するときに重要です。このアプリケーション・ノートで説明する回路は、コスト（スイッチング・デバイスとしてダイオード 1 個と MOSFET1 個だけを使用）と性能（高精度の電流安定化）について最適化されていますが、効率については最適化されていません。回路に以下のような変更を施すと効率を改善できます。

システム効率は、次式を使って表 2 と表 3 の結果から計算できます。

$$効率 = \frac{P_{in}}{V_{led} \times I_{led}}$$

バス電圧と出力電圧の差が小さくなると効率は大きくなります。従って、バス電圧（交流入力電圧）を下げても、出力電圧を上げても（直列の LED の数を増やす）、効率は高くなります。直列接続した 12 個の LED の場合、効率は交流 220 V 入力で約 63%、交流 120 V 入力で約 67%になります。効率は、出力電圧を上げると、さらに改善します。例えば、各 LED 当たり 3 V の電圧降下とすると、出力電圧を直流 48 V（安全な安定化の点からの最大推奨出力電圧）として、16 個の直列 LED を駆動することができ、効率を改善できます。

スイッチング・デバイスの損失を減らすように回路を変更しても、効率を高くできます。特に入力電圧が高い場合、バス電圧（欧州の交流 220 V 入力に対しては 300 V）と LED 両端の出力電圧との間の差が非常に大きくなり、周波数、デューティ比、電流のオーバーシュートが損失に影響する重要なパラメータになります。出力コンデンサ C_{OUT} の値と出力コイル L1 の値を変更して、スイッチング・デバイスの損失を低減できます。例えば、C_{OUT} の値を大きくすると、周波数を下げてスイッチング損失を小さくできます。同様に、抵抗 R_{OUT} を回路から削減できます。この抵抗が必要になるのは、突入電流を制限する調光の用途だけです。

効率を改善するために非常に有効な方法は、損失の少ないスイッチング部品を使うか、あるいはスイッチング・デバイスとして 1 個の MOSFET と 1 個のダイオードを使う代わりに 2 個の MOSFET、または 2 個の MOSFET と 1 個のダイオードを使うなどの別の構成にすることです。1 個の MOSFET による構成はシステムのコストを下げられますが、ローサイドのダイオードの代わりに MOSFET（または並列接続したダイオードと MOSFET）を使う構成ではさらに効率が改善されます。特に負荷電流が大きく入力電圧が高い場合に有効です。一般に、IRS2541 は、フリーホイール・ダイオードと組み合わせて使うハイサイド MOSFET（図 1 の回路で説明）を駆動するか、またはローサイド MOSFET とハイサイド MOSFET の両方を駆動するように設計されています。この構成の回路を**図 4** に示します。この回路の詳細については、IRPLLED1 のユーザーズ・ガイドを参照してください。

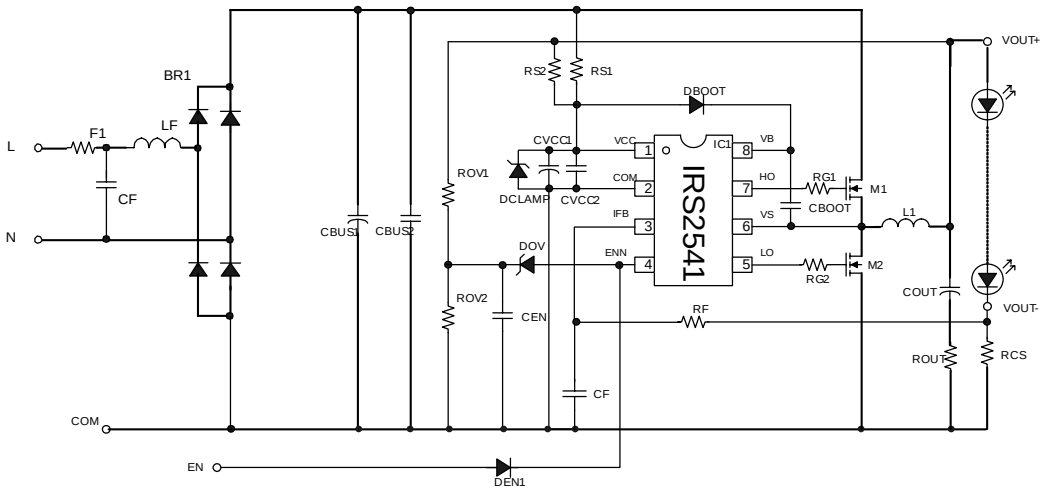


図4　2つのMOSFET（M_1とM_2）を使用したときのIRS2541の周辺回路

システム効率は、動作周波数、負荷電流、入力電圧などの複数のシステム・パラメータから直接影響を受けます。考慮すべき主なパラメータは、置き換えに使う MOSFET のボディ・ダイオードと単体のダイオードの逆回復時間の比較です。単体のダイオードはこのために特別に設計されているので、本質的に逆回復時間は小さくなっています。これに対して、ボディ・ダイオードは製造工程の中で形成される寄生素子であり、順方向電圧降下、逆回復時間、電力処理能力の点で一般に望ましい特性とは言えません。逆回復時間の問題は、ローサイド MOSFET がオンになって電流が流れた後のデッドタイム期間で発生します。このデッドタイム中に、ローサイド MOSFET はオフになりますが、ボディ・ダイオードがフリーホイール効果を持つために負荷へ電流を供給します。

ボディ・ダイオードが電流を流しているために、キャリアが存在し、最終的に、これらが再結合するときに逆回復現象が発生します。ハイサイド MOSFET がオンすると、V_S 端子は瞬時に COM から V_{BUS} に持ち上げられ、逆回復現象があるためにローサイド MOSFET またはフリーホイール・ダイオードが電流を V_S から接地へ流します。このために、大きな電力損失、ローサイド・スイッチング部品の過熱、部品へのストレスが発生します。

パワー・ダイオードの逆回復時間は、はるかに短いため、電流は非常に短い時間だけ流れるので電力損失は小さくなります。周波数が低く負荷電流が小さい場合には、MOSFET のボディ・ダイオードによる長い回復時間は問題になりません。周波数が高くて電流も大きい用途では、ダイオードの電力損失は MOSFET に比べて小さくなります。

バス電圧は、ローサイド MOSFET またはフリーホイール・ダイオードが導通する時間を決定するために重要です。バス電圧が出力に比較して非常に大きい場合、ローサイド MOSFET またはダイオードはスイッチング周期の大部分で導通します。MOSFET の導通損失は、オン抵抗が小さいため、かなり小さくなりますが、高耐圧ダイオードの順方向電圧降下が 1V を下回ることはほとんどありません。システム効率に関しては、ダイオードの順方向導通損失はローサイド MOSFET の逆回復の損失とほぼ同じです。

最も効率良いソリューションは、ローサイドの位置にダイオードと並列に MOSFET を使うことです。この場合、ボディ・ダイオードのフリーホイール動作の代わりに、デッドタイムの間に単体の外付けダイオードが導通します。外付けダイオードの順方向電圧降下がボディ・ダイオードの順方向電圧降下より小さい場合には、常にこの動作が発生します。コスト的に許せるなら、ダイオードを IGBT と並列に使うことも 1 つの選択肢です。

ローサイド用に MOSFET またはダイオードを選ぶ前に、システム・ニーズとコストを見積もらなければなりません。場合によっては、ダイオードは安価ですが、それに対応する電力損失によってヒートシンクが必要になるかもしれません。これによって、コスト削減が相殺されてしまうことがあります。同様に、MOSFET によって効率が悪くなり、冷却コストが増える場合もあります。

この回路に最適な MOSFET は、消費電力が最小のものです。その用途で必要とされる最小の定格電圧の MOSFET を使うことが最善策です。定格電圧が大きくなるとと共に、MOSFET の特性は低下します。もし 2 個の MOSFET を使うなら、次に考慮すべきパラメータは逆回復時間です。MOSFET の逆回復時間は単体のダイオードと同等ではありませんが、望ましい MOSFET の逆回復時間は 150 ns～200 ns の範囲です。

考慮すべき残りの 2 つのパラメータは、トレードオフの関係にあるオン抵抗とゲート電荷です。MOSFET のゲート容量が小さいなら、チップ面積も小さいですが、オン抵抗が大きくなります。大電流の用途では問題となります。一方、MOSFET のゲート容量が大きいなら、チップが大きいので、MOSFET のオン抵抗は小さくなります。ゲート容量が大きいと、MOSFET をオンさせることが難しくなり、駆動 IC への負担が大きくなります。これらの間での妥協が必要です。この用途に対して選ばれるデバイスと同様に、最適なソリューションは、比較的小さいオン抵抗で中くらいのゲート容量を持つ MOSFET を選ぶことでしょう。

電力損失を計算するために、次の考察を使うことができます。HO がハイ・レベルの間に、ハイサイド MOSFET がオンし、負荷にはバス電圧から電流が流れ、同時に出力段にエネルギが蓄積されます。LO がハイ・レベルの間に、ダイオード D_1 またはローサイド MOSFET が導通し、出力のコイルとコンデンサが蓄積されたエネルギを負荷へ放出します。

ダイオードの全消費電力は、導通時の電圧降下と逆回復阻止の漏れ電流に起因する消費電力によって決まります。次式で計算できます。

$$P_D = I_F \times V_F \times t_{ON} / T + I_L \times V_R \times (T - t_{ON}) / T$$

ここで、
t_{ON} はダイオードが導通している時間、
T は全周期、
I_F は順方向の導通電流、
V_F は逆方向電圧降下、
I_L は逆方向の漏れ電流、
V_R は加えられた電圧。
この場合、t_{ON}/T は LO のデューティ比、$(T - t_{ON})/T$ は（1 －LO のデューティ比）。

一般に、2 番目の項は無視でき、順方向導通電流は I_{led} に等しいと見なすことができます。ダイオードの全消費電力は次式のように簡素化されます。

$$P_D = I_{led} \times V_F \times (\text{LOduty})$$

MOSFET の消費電力は近似的に、導通時の消費電力とスイッチング時の消費電力の和と見なすことができ、次式で計算できます。

$$P_F = I_F \times V_F \times t_{ON} / T + (1/2) \times I_F \times V_S \times T_F / T$$

ここで、
t_{ON} はダイオードが導通している時間、
T は全周期、
I_F は順方向の導通電流、
V_F は IF における逆方向電圧降下、
V_S は阻止電圧、
t_F はオン状態からオフ状態（オフ時間の方がオン時間よりもかなり長いと仮定）に変わるときに電流がゼロになる時間。
この場合、t_{ON}/T は（1 －LO のデューティ比）、1 ／T は LO の周波数。
V_S はバス電圧で、順方向導通電流は I_{led} に等しいと見なすことができます。従って、この計算は以下のように簡素化されます。

$$P_F = I_{led}^2 \times R_{DSon} \times (1 - \text{LOduty}) + (1/2) \times I_{LED} \times V_S \times t_F / T$$

この項に対して、オンするときの損失とボディ・ダイオードの消費電力を加算する必要があります（共通ダイオードと同じ式ですが、2 番目の項が支配的になります）。

7. その他の設計項目の考察

7.1 短絡保護／過電圧保護

推奨の電圧分圧回路、コンデンサ、ツェナー・ダイオード（R_{OV1}、R_{OV2}、C_{EN}、D_{OV}）を使うことにより、出力電圧を実質的に任意の値にクランプできます。負荷がなく、出力クランプを使わない場合には、正の出力端子はハイサイド入力電圧でフローティング状態になります。負荷が接続されていないとき、その後、駆動回路をシャットダウンせずに再接続するときのために、断線クランプを推奨します。電源が入った状態で負荷を再接続すると、負荷には短い時間、バス電圧がそのまま加わります。断線クランプ機能は V_{BUS} よりもかなり低い電圧にクランプすることにより、このような状況で負荷へのストレスを小さくします。

断線状態では出力電圧クランプ機能またはウォッチドッグ・タイマによって、HO 出力と LO 出力との間でのスイッチングが継続します。この状態では、帰還ピンを使った電流安定化ではなく、出力電圧がイネーブル・ピンを介して緩く安定化されます。正の出力端子には過渡電圧とスイッチングが観測されます（**図 5**）。信号形状の違い（出力電圧 V_{out} と I_{FB} との差）は、電圧クランプを行うために使われるコンデンサ C_{EN} によって生じます。スパイクの繰り返しは、コンデンサの容量値を大きくすることによって減らすことができます。VBUS の電圧が目的の出力電圧クランプよりも大幅に高い場合、出力電圧は V_{BUS} の関数になります。これは、HO の最小オン時間の他に IC に固有の遅延時間（$t_{_LO_on}$、$t_{_LO_off}$、$t_{_HO_on}$、$t_{_HO_off}$）があるためです。負荷を切り離すと、出力が所望の電圧にクランプされます。そこで、もしバス電圧が高くなると、クランプされた電圧にも比例する変化が生じます。これが問題になることはありません。断線クランプは、電源を落とさずに負荷の切り離しと再接続を行うときに負荷へのストレスを減らす安全な機能だからです。

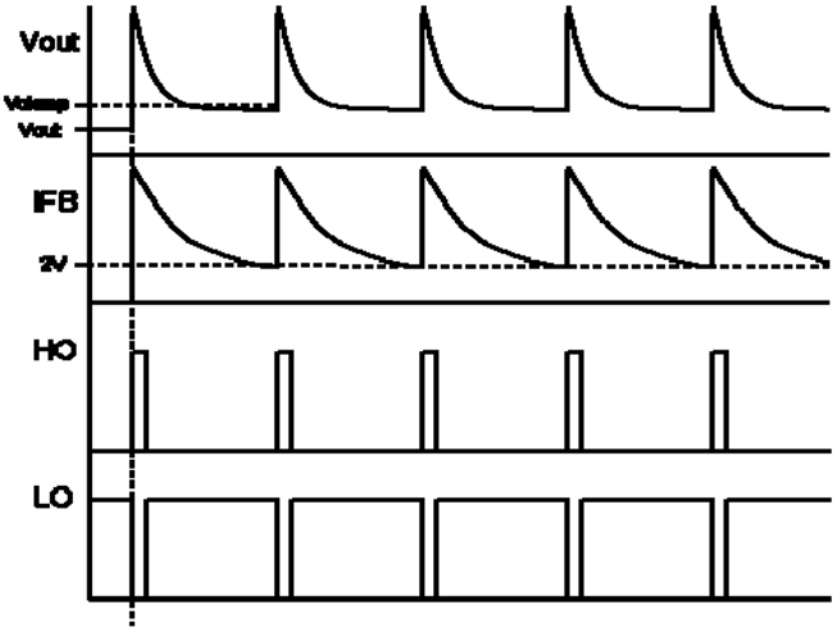


図 5　断線回路のクランプされたフォールト信号

2 つの抵抗 R_{OV1} と R_{OV2} は出力に対する分圧器を構成します。この出力はツェナー・ダイオード D_{OV} のカソードへ接続されます。イネーブル・ピンが標準電圧を超えたときにだけダイオードが導通します。分圧器がツェナー・ダイオードの定格よりも、少なくとも 2.5V 上回る電圧を発生すると、IC はディセーブル状態になります。C_{EN} の役目は、正の出力端子での過渡電圧／スイッチングのフィルタと低速化だけです。クランプ出力電圧は、次の解析によって決めることができます。

$$V_{out} = \frac{(2.5V + DZ) \times (R_1 + R_2)}{R_2}$$

DZ はツェナー・ダイオードの標準定格電圧。

D_{OV} には 7.5V のツェナー・ダイオードを選びました。前述のように C_{BOOT} に低抵抗の充電経路を与えるため、R_{OV2} も 390Ω に設定してあります。出力電圧は 60 V にクランプするように決めました。この値は誤動作による遮断が生じないような所定の最大負荷電圧よりも十分高い値です。一方、100V 定格の出力段の仕様は十分満たしています。これらのパラメータを任意に選択すると、R_{OV1} は次のように計算できます。

$$V_{out} = \frac{(2.5V + DZ) \times (R_{OV1} + R_{OV2})}{R_{OV2}}$$

$$R_{OV1} = \frac{V_{out} \times R_{OV2}}{(2.5V + DZ)} - R_{OV2} = \frac{60\ V \times 390\ \Omega}{(2.5\ V + 7.5\ V)} - 390\ \Omega \fallingdotseq 2\ k\Omega$$

7.2 フィルタ ／EMC の問題

IRS2541 は、V_{BUS} 上の低周波数リップルを処理するように特別に設計されています。このようなリップルを処理する機能は、オフライン整流波形向けに最適です。ただし、V_{BUS} 上に高電圧（5V～10V 程度）の高周波発振（動作周波数に近いかそれ以上）が存在するときは、入力フィルタを使う方が良いでしょう。これらの高周波信号が V_{BUS} 上に存在するときには、IRS2541 は負荷電流の安定化を続けますが、LO と HO の異常なスイッチングが発生することがあります。これは、スイッチング損失の問題を引き起こします。前述のように、システム効率を制御するため動作周波数を制御しようとしても、LO と HO がランダムに切り換わる場合、周波数を制御しようとするすべての努力は無駄になります。もちろん、この問題の原因はプリント回路基板のレイアウトにありますが、負荷電流の関数でもあります。この問題を軽減するためには、入力フィルタ（図 1 の C_F、L_F、C_{BUS1}）を使用することができます。入力フィルタを使うと、回路の EMC（電磁両立性）特性も大幅に改善されます。

IRS2541 の評価基板は EMC テストを実施していません。不要輻射が、該当する EMC 規格よりも低くなるようにしたいときは、入力フィルタと出力フィルタを使うことができます。すべてのコイルはフェライトではなく鉄粉コアにしてください。飽和電流が大きくなるため、負荷電流の大きさに応じて採用することができます。EMC が重要な場合には、ハーフブリッジ構成ではなく MOSFET1 個とダイオード 1 個を使う方が良いこともあります。ダイオードの逆方向回復時間は、もともと MOSFET よりも短くなっています。これは、スイッチング素子内に発生する過渡電圧の低減に役立ち、EMC 特性が向上します。

7.3 レイアウト時に考慮すること

IRS2541 のプリント回路基板をレイアウトするときには、以下を考慮することが非常に重要です。

1. C_{VCC2} と C_F をできるだけ IC_1 の近くに配置します。
2. 帰還経路は高周波のパターンと交差しないようにして最短にします。
3. C_{OUT} はできるだけ主要なコイルの近くに配置します。
4. V_S 端子と V_B 端子を形成するすべてのパターンはできるだけ短くします。
5. すべての信号の接地と電源の接地は互いに離して、制御系からの雑音の混入を防止します。一般的な経験則として、IC に接続されるすべての部品は最短経路で IC の接地に接続します。
6. 負荷電流が通過するすべてのパターンは正しく調整します。
7. ゲート駆動のパターンは最短にします。

8. 設計手順の概要

1. システム条件、すなわち所望の入出力の電圧と電流を決めます。
2. 電流検出抵抗を計算します。
3. 所望の動作周波数を決定します。
4. $t_{_HO_on}$ 間に負荷へ電源を供給できるように L_1 と C_{OUT} を選択します。
5. 電力損失を小さくするように、スイッチング部品（MOSFET／フリーホイル・ダイオード）を選択します。
6. V_{CC} と V_{BS} の電源部品を決めます。
7. 必要に応じて入力、IFB ピンや ENN ピンにフィルタを追加します。
8. 所望のシステム特性を実現できるように部品を微調整します。

部品、特にコンデンサを注意深く選択すると、製品の信頼性が向上します。これらは、少なくとも 100℃で適切な定格電圧でなければなりません。ほとんどの電力の大きい用途と同様に、コンデンサと抵抗は長時間のストレスと高温動作が原因となって故障することが多い部品です。

各設計に対して、テストは低電圧から開始して、入力電圧を徐々に上昇させて以下を確認します。

- スイッチング・デバイスの温度を確認します。
- LO の周波数が安定で高過ぎないことを確認します（周波数が高いと MOSFET のスイッチング損失が大きくなります）。
- LO のデューティ比を確認します。
- IRS2541のIFBピンの電流にオーバーシュートがないことを確かめます。C_{OUT}が存在するため、LEDの電流よりも、この電流の方が出力コイルの電流を良く表しています。オーバーシュートは制限しなければなりません。

©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。
（原文2007年3月12日、翻訳2007年10月31日）

03/12/2007