



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.



AN-9750JA

一次側制御 コントローラー FL7732 を用いた LED ドライバー向け高効率フライバックコンバーター

概要

集積度の高いPWM コントローラー、FL7732、は低消費電力フライバックコンバーターの特性を向上させるいくつかの特長を備えています。また、独自のトポロジーにより、LED照明アプリケーション向けの設計を簡素化することが可能です。一次側制御を用いたシングルステージ・トポロジーを採用することで、LED照明用基板は入力バルクコンデンサ及び二次側からのフィードバック回路を必要とせず、少ない外付け部品で低コストを実現します。COMI ピンに接続される外付けコンデンサを利用したコンスタント・オンタイム制御により、高効率、低歪率(THD)を実現しています。

高精度の定電流制御回路は入力電圧及び出力電圧の変化に対し正確に出力電流を制御します。常にDCM動作を保つため動作周波数は出力電圧に応じて変化し、シンプル

なデザインで高効率を得ています。FL7732はLEDの短絡及びオープン保護、過熱保護等の保護回路を備えており、LED短絡時には、電流制限レベルが自動的に低くなり、出力電流を制限して外部部品を保護します。

このアプリケーションノートはフェアチャイルドの一次側制御(PSR)PWMコントローラー、FL7732、を使用してLEDドライバーを設計する際に考慮すべき事柄を説明しています。トランス設計、部品選定、定電流制御などを含め、エンジニアが電源設計をする上で役に立つようにデザイン方法をステップ毎に説明しています。また、ここで説明したデザイン手法は試作コンバーターを実験することで検証されています。図1にデザイン例で採用したFL7732による標準的な一次側制御フライバックコンバーターを示します。

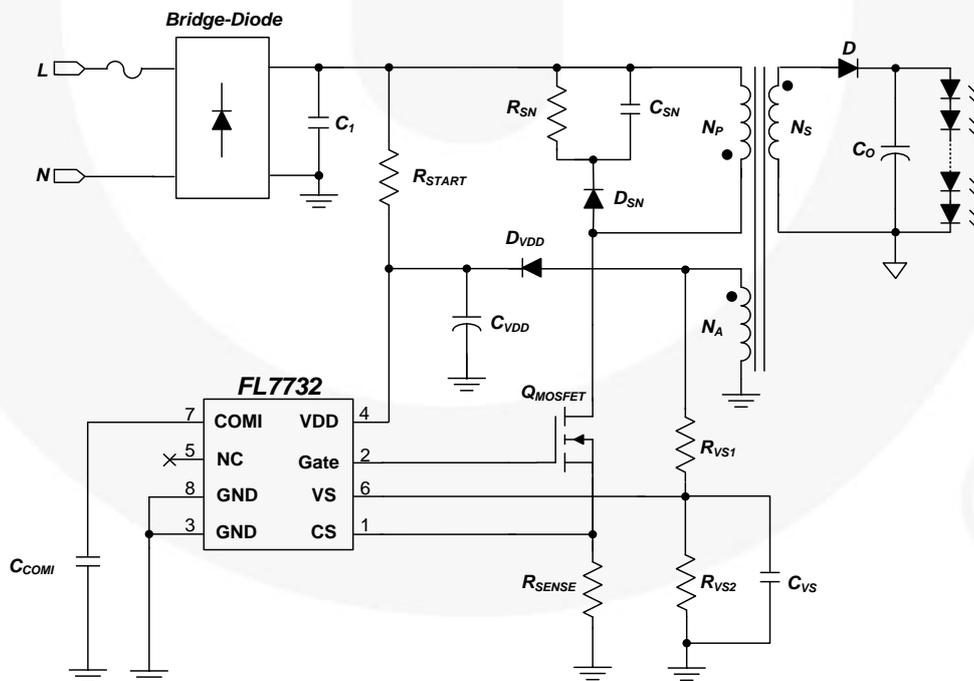


図1. 標準アプリケーション回路図

基本動作

一般的に一次側制御方式の場合には、より正確に安定した出力電圧を得るため不連続モード(DCM)動作が採用されます。DCMフライバックコンバータの基本動作を以下に説明します。

Mode I

MOSFETがオンしている期間 (t_{ON})、入力電圧 ($V_{IN,PK}$)は一次側インダクター(L_m)の両端に加わります。その間、図 2に示すように、MOSFETのドレイン電流(I_{DS})はゼロからリニアに増加しピーク値(I_{pk})に達します。この間に入力からのエネルギーはインダクターに蓄えられます。

Mode II

MOSFET(Q)がオフすると、インダクターに蓄えられたエネルギーは整流ダイオード(D)をオンさせます。ダイオードが導通している間、出力電圧(V_{OUT})には二次側インダクターに発生する電圧からダイオードの順方向ドロップ電圧(V_F)を減じた電圧が現れ、ダイオード電流(I_D)はピーク値($I_{pk} \cdot N_p/N_s$)からリニアに減少しゼロになります。インダクター電流の放電期間(t_{DIS})終了時にインダクターに蓄えられたエネルギーは全て出力に伝達されます。

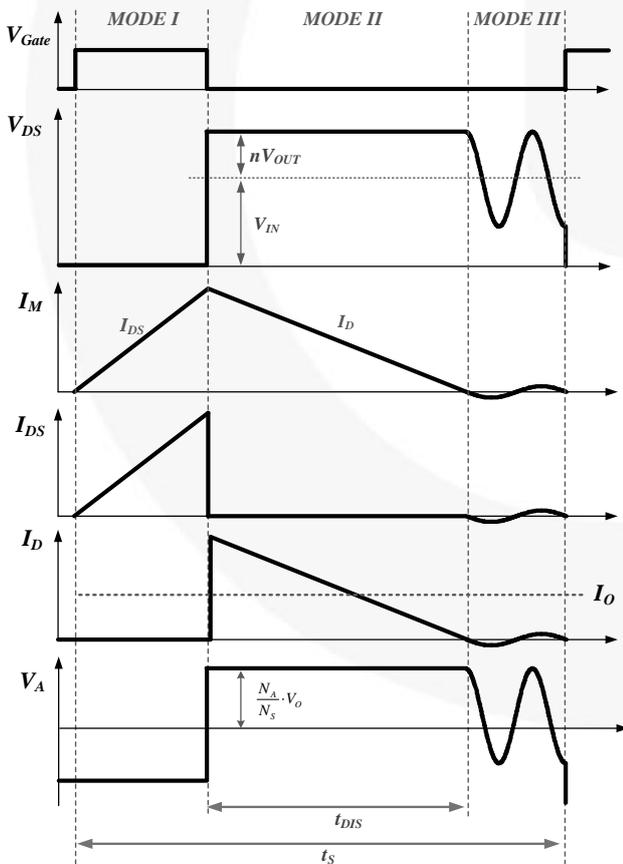


図 2. DCM モードフライバック基本動作

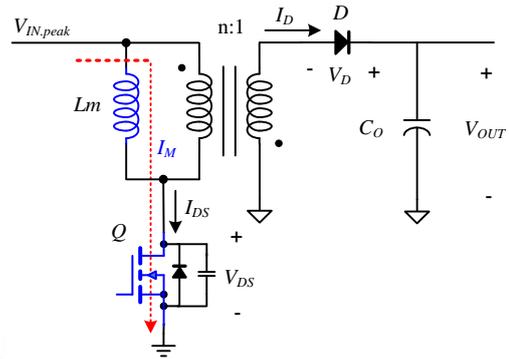


図 3.Mode I: Q[オン]、D[オフ]

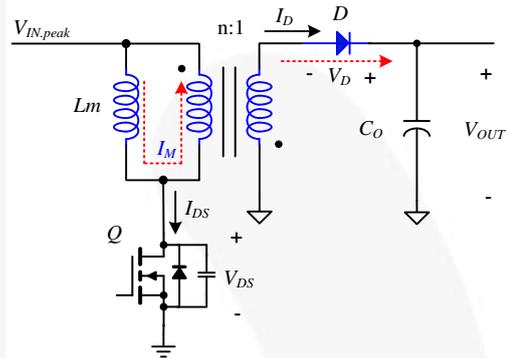


図 4.Mode II: Q[オフ]、D[オン]

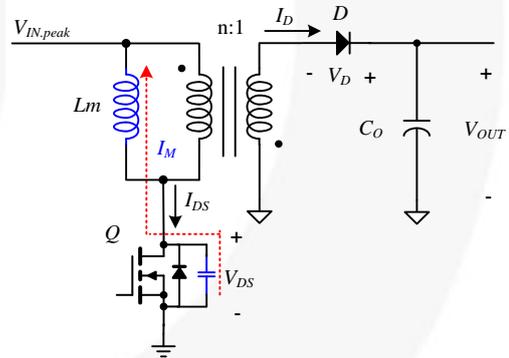


図 5.Mode III: Q[オフ]、D[オフ]

Mode III

ダイオード電流がゼロになると、トランス補助巻線電圧は一次側インダクター(L_m)と MOSFET(Q)の両端に存在する寄生容量により形成される共振回路で発振を開始します。

定電流制御

出力電流(I_O)は定常状態におけるダイオード電流(I_D)の平均値と同一であることから、MOSFETのピークドレイン電流(I_{pk})とインダクター電流の放電期間(t_{DIS})を使って出力電流(I_O)を算出することができます。出力電流算出回路はピーク検出回路によってドレイン電流のピーク値を検出し、更にインダクター放電期間及びスイッチング期間(t_s)を用いて出力電流を算出します。この出力電流情報は内部の正確な基準電圧と比較されエラー電圧(V_{COMI})を発生し、このエラー電圧は定電流制御におけるMOSFETのデューティサイクルを決定します。このようにして、フェアチャイルド独自のTRUECURRENT®技術により、出力電流は正しく一定に制御されます。

$$I_O = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{DIS}}{t_s} \cdot V_{CS} \cdot \frac{NP}{NS} \cdot \frac{1}{R_{SENSE}} \quad (1)$$

TRUECURRENT®算出技術は正確な出力電流の予測を可能にします。

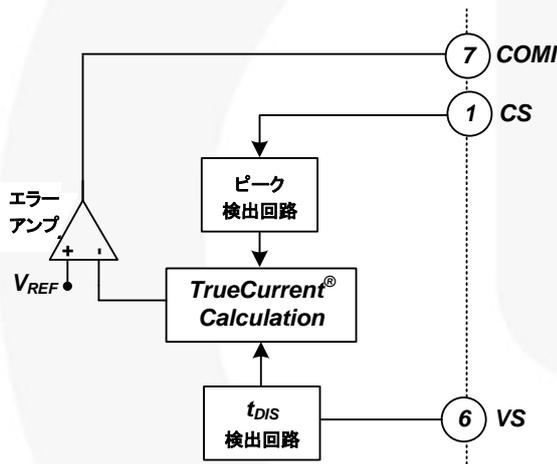


図 6. TRUECURRENT®算出回路

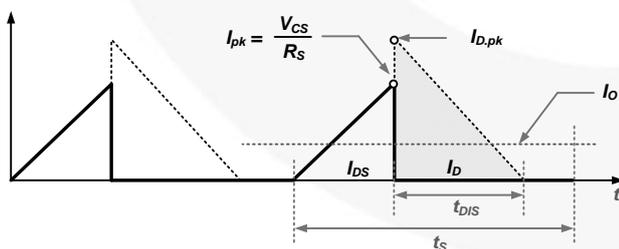


図 7. TRUECURRENT®算出概要

リニア周波数制御

フライバック・トポロジーで高い力率を達成するためDCMモードを維持する必要があることは前に述べましたが、広い出力電圧範囲でDCMを維持するため、出力電圧の大きさに応じてスイッチング周波数をリニアに変化させるリニア周波数

制御回路を採用しています。出力電圧は図 8に示すように、補助巻線により検出され、抵抗分圧されて VS ピンに接続されます。

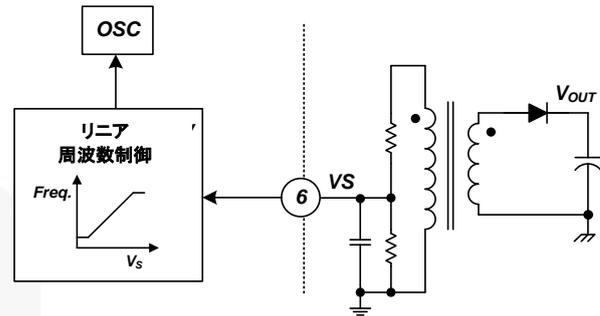


図 8. リニア周波数制御

出力電圧が減少すると、二次側ダイオードの導通時間が増加するため、リニア周波数制御はスイッチング期間を長くします。こうすることで、図 9 に示すように、広い電圧範囲で DCM モードを維持します。また、この周波数制御方式では一次側実効電流を低く抑えることができ、全負荷時の電力効率が改善されます。

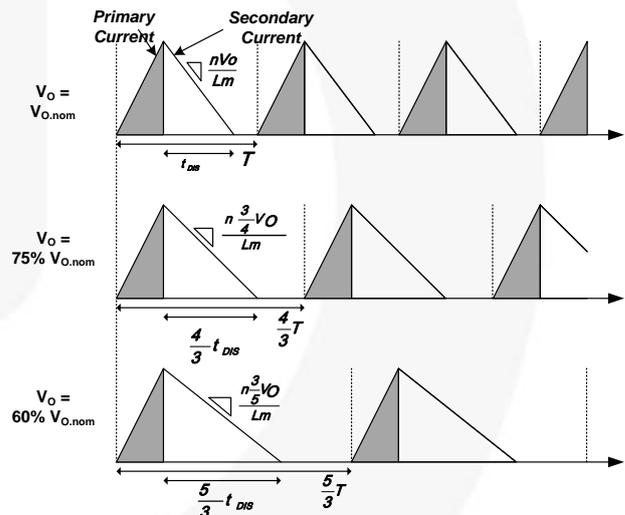


図 9. 一次側および二次側巻線電流

臨界モード(BCM) 制御

二次側ダイオードの導通している期間が、リニア周波数制御で設定するスイッチング期間を超過する可能性もあります。この場合、FL7732はCCMモードになることを許可せず、動作モードはDCMから臨界モード(BCM)へ移行します。即ち、FL7732は、もとよりCCMモードでのサブハーモニック発振に至らないように設計されています。

保護回路

FL7732は、過電圧保護、過熱保護、サイクル・バイ・サイクル電流制限等、様々な保護回路を内蔵しています。全ての保護回路はオートリスタートするように設定されています。

LEDオープン保護回路

FL7732はLEDオープン状態になった場合、二次側に接続されるダイオードやコンデンサなどの外付け部品を保護します。スイッチがオフの期間、 V_{DD} コンデンサは補助巻線に発生する電圧、即ち出力から補助巻線側に伝達される電圧、にまで充電されます。 V_{DD} 電圧には出力電圧情報が含まれるため、図 10に示すように、 V_{DD} 端子が接続される内部コンパレータは過電圧保護(OVP)回路をトリガーすることができます。少なくとも一つのLED がオープン状態になると、出力インピーダンスは非常に大きくなり、出力コンデンサは即座に $V_{OVP} \times N_S/N_A$ まで充電されます。すると、スイッチングは停止し、図 11に示すように V_{DD} ブロックはLEDオープン状態が解除されるまで“ヒックアップ”モードを継続します。

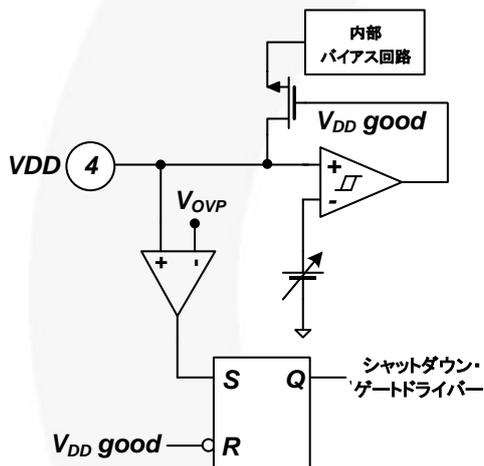


図 10. 内部 OVP ブロック

低電圧誤動作防止回路 (UVLO)

オン方向、オフ方向のしきい値はそれぞれ、内部で16Vおよび7.5Vに設定されています。スタートアップ期間に V_{DD} コンデンサは16Vまで充電される必要があります。 V_{DD} コンデンサは、トランスの補助巻線から電力が供給されるまで継続して V_{DD} 端子に電源を供給します。スタートアップ期間中に V_{DD} が7.5V以下にならないようにします。UVLOのヒステリシス幅はスタートアップ期間中 V_{DD} コンデンサが適切に V_{DD} 電圧を供給できるよう設定されています。

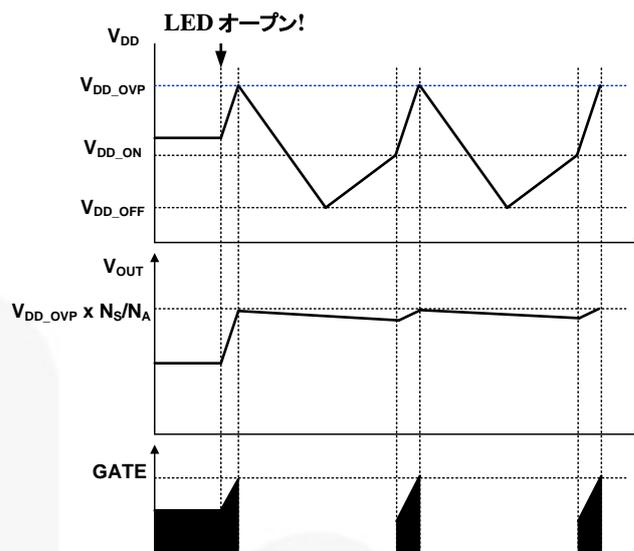


図 11. LEDオープン状態の波形

LED 短絡保護回路 (OCP)

LED短絡状態では、通常、スイッチングMOSFETおよび二次側ダイオードは電流の増加に対応するため大きなストレスを受けます。FL7732ではLED短絡状態を検知し、過電流保護(OCP)レベルを変化させます。 V_S 電圧が0.4V以下になると、図 12に示すように、OCPレベルは0.7Vから0.2Vに変化し、出力を制限して外付け部品が損傷を受けないようにします。

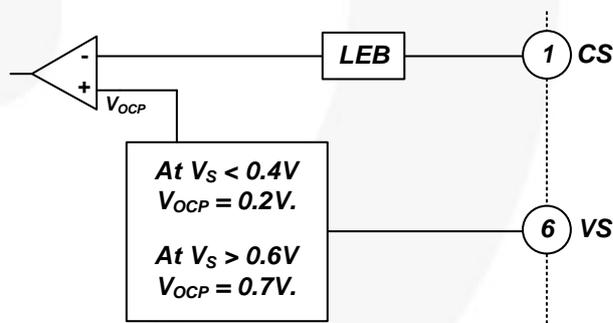


図 12. 内部 OCP ブロック

図 13にLED短絡状態の動作波形を示します。LED短絡の発生直後、出力電圧は0Vになり、従って補助電圧も0Vまで低下します。即ち V_S 電圧は0.4V以下となるためOCPレベルは0.2Vに変化し、一次側電流を制限します。また、 V_{DD} 電圧はUVLOヒステリシス電圧幅でヒックアップ状態を繰り返します。

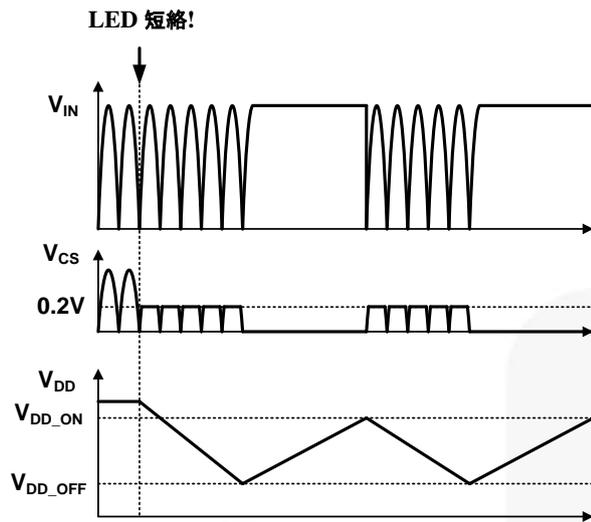


図 13. LED 短絡状態の波形

LED短絡状態では、出力が低下するため、 V_S も低い値となります。従って、OCPレベルは $0.2V$ に変化し、出力電流を制限します。

過電圧保護回路 (OVP)

OVPは過電圧状態による損傷を防ぎます。フィードバックループがオープンになり V_{DD} 電圧が $23V$ を超えるような場合には、OVPがトリガーされ、PWMスイッチング動作は停止します。LEDオープン状態で V_{DD} が V_{DD_OVP} に達した場合、スイッチング動作停止後、オートリスタート・シーケンスが出力電圧回復までの遅延時間を発生させ、出力電圧を制限します。

過熱保護回路 (OTP)

接合温度が $150^{\circ}C$ を超えた場合、内部の温度センス回路によりPWM 出力を停止させます。しきい値のヒステリシスは $10^{\circ}C$ です。

設計手順

この章では図 1 に示す回路図を実例にして、FL7732を使ったシングルステージ・フライバックコンバーターの設計手順を説明します。設計例では16.8W (24V/0.7A)出力、オフラインLEDドライバを取り上げ、その設計スペックは以下の通りです：

- 入力電圧範囲：90 ~ 264V_{AC} , 50 ~ 60Hz
- 公称出力電圧/電流：24V/0.7A
- 効率(最小)：87%
- 最大スイッチング周波数：65kHz

Step 1. インダクター 値(L_m)を求める

FL7732は図 14に示すように、コンスタント・オンタイム、コンスタント・オフタイム方式で動作します。MOSFETオンタイム(t_{ON}) およびスイッチング期間(t_S)が一定である場合、I_{IN}はV_{IN}に従って変化し、高効率を実現します。

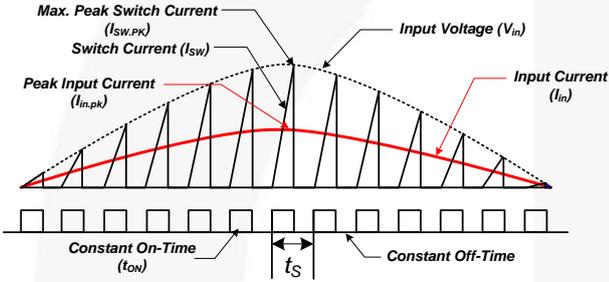


図 14. 理論上の動作波形

FL7732を用いたシングルステージ・フライバックコンバーターがコンスタントt_{ON}及びコンスタントt_Sを保ちDCMモードで動作していると、入力電圧はt_{ON}期間に励磁インダクタンス(L_m)両端に加わり、L_mに励磁エネルギーを蓄えます。従ってMOSFETを流れる最大スイッチング電流のピーク値(I_{SW.pk})は図 14に示すようにライン電圧の最大値で発生します。ピーク入力電流(I_{IN.pk})もまた、1ラインサイクルのうち最大入力電圧値で発生します。最大t_{ON}が与えられると、最小ライン入力電圧及び全負荷のときのMOSFETのI_{SW.pk}は以下の式で求められます：

$$I_{SW.pk} = \frac{t_{ON} \cdot V_{IN.min.pk}}{L_m} \quad (2)$$

ここでV_{IN.min.pk}およびt_{ON}は、それぞれ、最小入力電圧時における、ピーク入力電圧、最大オンタイムです。

式(2)を使って、ピーク入力電流は 以下のように表せます：

$$I_{IN.pk} = \frac{1}{2} \cdot (t_{ON}) \left(\frac{V_{IN.min.pk}}{L_m} \cdot t_{ON} \right) \cdot f_s \quad (3)$$

また、I_{IN.pk} および V_{IN.min.pk} は次のように表せます：

$$I_{IN.pk} = \sqrt{2} \cdot I_{IN.rms} \quad (4)$$

$$V_{IN.min.pk} = \sqrt{2} \cdot V_{IN.rms} \quad (5)$$

ここで I_{IN.rms} および V_{IN.rms} はそれぞれ、ライン入力実効値電流、ライン入力実効値電圧です。

適切なL_m値を得る為、t_{ON}を求めます。式(2)~(5)より、オンタイムt_{ON}は以下の式で求められます：

$$t_{ON}^2 = \frac{2L_m \cdot I_{IN.rms}}{V_{IN.rms} \cdot f_s} \quad (6)$$

入力電力は次式により与えられます：

$$P_{IN} = I_{IN.rms} \cdot \frac{P_O}{\eta} \quad (7)$$

式(6)、(7)を用いて、L_mを表す式は以下のようになります：

$$L_m = \frac{\eta \cdot (V_{IN.rms})^2 \cdot f_s \cdot t_{ON}^2}{2P_O} \quad (8)$$

(設計例) 最小入力電圧は90V_{AC}であり、最大t_{ON}は全負荷時に発生します。最大周波数65kHzにおける最大t_{ON}を7.4μsとすると、励磁インダクタンスは次式で求められます：

$$L_m = \frac{0.87 \times 90^2 \times 65 \times 10^3 \times (7.4 \times 10^{-6})^2}{2 \times 16.8} = 743 \mu H$$

また、公称出力電力時におけるMOSFETの最大ピーク電流は次式で与えられます：

$$I_{SW.pk} = \frac{7.4 \times 10^{-6} \times \sqrt{2} \times 90}{743 \times 10^{-6}} = 1.26 A$$

Step 2. センス抵抗、および n_{PS}

FL7732は出力電流(I_O)を一定に制御する為、式(1)で定義された計算手法 TRUECURRENT[®]を採用しています。出力電流はトランスの一次側と二次側の巻線比n_{PS}に比例し、センス抵抗の値(R_S)に反比例します。また、FL7732はV_{CS}をモニターするサイクルバイサイクル電流制限回路を備え、システムを過負荷または出力短絡による損傷から防いでいます。従って電流制限に至らずに定格出力が得られるようV_{CS}レベルを考慮する必要があります。標準的にはサイクルバイサイクル電流制限レベル(0.67V_{typ})は全負荷時におけるピークCS電圧値(V_{CS.pk})に対し20~30%高めに設定します。MOSFETピーク電流(I_{SW.pk})は次式によりV_{CS.pk}に変換されます：

$$V_{CS.pk} = I_{SW.pk} \cdot R_S \quad (9)$$

式 (1)より、トランスの巻線比 n_{ps} ($=N_p/N_s$) はセンス抵抗および公称出力電流を使って以下のように表せます:

$$n_{ps} = 10.5 \times I_o \times R_s \quad (10)$$

ここで 10.5 は回路で決まる定数です:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{t_{DS}}{t_s} \cdot V_{CS} = \frac{1}{10.5} \quad (11)$$

(設計例) $V_{CS.pk}$ を 0.5V に設定すると、センス抵抗の値は次のように求められます:

$$R_s = \frac{V_{CS.pk}}{I_{SW.PK}} = \frac{0.5}{1.26} = 0.396$$

$$n_{ps} = 10.5 \times 0.7 \times 0.396 = 2.91$$

Step 3. n_{AS}

V_{DD} 電圧が 23V まで上昇すると、FL7732 は過電圧保護 (OVP) によりスイッチング動作を停止します。従って、 n_{AS} は以下のように定義されます:

$$n_{AS} = \frac{V_{DD.OVP}}{V_{O.OVP}} = \frac{23}{V_{O.OVP}} \quad (12)$$

ここで、 n_{AS} ($=N_A/N_S$) はトランス二次側と補助側の巻線比です。従って、 $V_{O.OVP}$ は n_{AS} の値を変化させることにより調整できます。

(設計例) 出力の過電圧レベルを 30V に設定すると、 n_{AS} は以下のように求められます:

$$n_{AS} = \frac{23}{30} = 0.77$$

Step 4. 抵抗値 R_{VS1} および R_{VS2}

R_{VS1} 及び R_{VS2} を決める上で最初に考慮すべきことは定格出力時に最大周波数で動作するためには、ダイオードの導通時間が終了した時の V_S の値を 2.35V にすることです。次に考慮するのは以下に説明する V_S のブランキング期間です。出力電圧は図 8 に示すように、補助巻線に接続される抵抗分圧回路を VS 端子に接続して検出します。DC リンクコンデンサを持たないシングルステージ・フライバックコンバータの場合、 L_m を流れる電流が小さくなると補助巻線電圧は出力から伝達される電圧値にまで上昇せず、結果的に V_S 電圧の検出誤差を発生させます。即ち、ライン電圧のゼロクロス付近では周波数が急激に低下し、フリッカーを発生させる原因となります。正弦波ライン電圧全体で一定の周波数を維持するため、FL7732 では補助巻線電圧をセンスし、ある一定のライン電圧に達しない場合には、 V_S ブランキングを設けて V_S 電圧のサンプリングを停止します。定格電力時の最

大スイッチング周波数と V_S ブランキングレベルを考慮して R_{VS1} および R_{VS2} は次式で与えられます:

$$R_{VS} = \frac{(V_O + V_F)n_{AS} - V_{VS} \cdot \max}{V_{VS} \cdot \max} \quad (13)$$

$$R_{VS1} = R_{VS} \cdot R_{VS2} \quad (14)$$

ここで、 $V_{VS.max}$ は定電流制御された定格出力で最大スイッチング周波数を与える V_S 値、また V_F は二次側ダイオードの順方向電圧です。

$$R_{VS2} = \frac{1}{I_{VS.bnk}} \times (V_{VS.bnk} + \frac{V_{VS.bnk} + V_{IN.bnk} \cdot n_{AP}}{R_{VS}}) \quad (15)$$

ここで $V_{IN.bnk}$ および n_{AP} は、それぞれ、入力電圧のブランキングレベル、補助巻線に対する二次巻線の比です。 n_{AP} は n_{PS} に対する n_{AS} の比として計算できます。また、 I_{VSbnk} および V_{VSbnk} は内部で決まる定数で、それぞれ 1uA、0.545V です。

(設計例) 抵抗分圧回路は以下のように決まります:

$$R_{VS1} = \frac{(24 + 0.7) \times 0.77 - 2.35}{2.35} = 7.06$$

$V_{IN.bnk}$ レベルを 50V とすると、 R_{VS2} は次式で与えられます:

$$R_{VS2} = \frac{1}{100 \times 10^{-6}} \times (0.545 + \frac{0.545 + 50 \times \frac{0.77}{2.91}}{7.06}) = 24.86k\Omega$$

従って、 R_{VS1} は 175.5k Ω となります。

スイッチングノイズを抑え、正確な V_S 電圧検出により定電流制御が行えるように 10 ~ 30pF のバイパスコンデンサを VS および GND 端子間にデバイスに近づけて接続することを推奨します。コンデンサの値により定電流制御は影響を受け、 V_S コンデンサの値を大きくすると、小さい場合に比べ、放電時間 t_{DS} は長くなり、出力電流は低下します。

Step 5. トランス設計

トランス一次側巻線数はファラデーの法則から導かれます。一次側最小巻線数 $N_{p,min}$ は一次側巻線に加わる最小入力ライン電圧のピーク値、及び最大オンタイムによって決まります。コアを飽和させない $N_{p,min}$ の値は以下の式で求められます:

$$N_{p,min} = \frac{V_{IN.min.pk} \cdot t_{ON}}{B_{sat} \cdot A_e} \quad (16)$$

ここで、 A_e はコアの断面積 [m^2]、また、 B_{sat} は飽和磁束密度 [Tesla] です。

飽和磁束密度は温度の上昇と共に増加します。密閉されたケースで使用される場合は高温時の特性を考慮してください。

(設計例) トランスに RM8 コアを使用した場合、コアが飽和しない範囲の一次側巻線数は次式により与えられます:

$$N_{p,\min} = \frac{\sqrt{2} \cdot 90 \times 7.4 \times 10^{-6}}{0.27 \times 64 \times 10^{-6}} = 54.5T$$

トランスの誤差および高周囲温度を考慮し、コアの飽和を回避する為、 N_p に 5% ~ 10% のマージンを加えます:

$$N_p = 54.5 \times 1.1 = 59.95T$$

一次側の巻線数(N_p)を 60T に設定すると、二次側巻線数(N_s) は次のように決まります:

$$N_s = 60 \div 2.91 = 20.5T$$

二次側巻線数(N_s)を 20T として、補助巻線数(N_A) は以下の式で求めることができます:

$$N_A = 20 \times 0.77 = 15.4T$$

N_A は 15T とします。

Step 6. スイッチングデバイスの電圧・電流値

一次側MOSFET: MOSFETに加わる電圧ストレスはトランスの巻線比を決める際にも触れましたが、ドレイン電圧のオーバーシュートと、出力から一次側に伝達される電圧とが等しい値だと仮定して、最大ドレイン電圧を次式により求めます:

$$V_{DS(\max)} = V_{IN,\max, pk} + \frac{N_p}{N_s} (V_o + V_F) + V_{OS} \quad (17)$$

ここで、 $V_{in,\max, pk}$ は最大ライン電圧のピーク値です。

MOSFET の実効値電流 ($I_{SW,rms}$) は次式で与えられます:

$$I_{SW,rms} \approx I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{t_{ON} \cdot f_S}{6}} \quad (18)$$

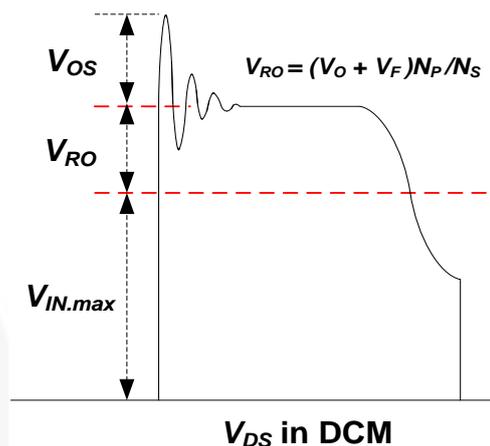


図 15. MOSFET ドレイン電圧

(設計例) ドレイン電圧のオーバーシュートが出力側から伝達される電圧と等しい値だと仮定して、MOSFET に加わる最大ドレイン電圧は次式で求められます:

$$V_{DS(\max)} = 374 + \frac{60}{20} \times (24 + 0.7) \times 2 = 522V$$

MOSFET の実効値電流は次のようになります:

$$I_{SW,rms} \approx 1.26 \times \sqrt{\frac{7.4 \times 0.065}{6}} = 0.357A$$

二次側ダイオード: 整流ダイオードに加わる最大逆方向電圧および実効値電流はそれぞれ次式で求められます:

$$V_D = V_o + \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{in,\max, pk} \quad (19)$$

$$I_{D,rms} \approx I_{SW,rms} \times \sqrt{\frac{V_{in,\min, pk}}{2 \times V_{RO}}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (20)$$

(設計例) ダイオード電圧及び電流は以下のようになります:

$$V_D = 24 + \frac{20}{60} \times 374 = 148.7V$$

$$I_{D,rms} \approx 0.357 \times \sqrt{\frac{127}{2 \times 74.1}} \cdot \frac{60}{20} = 0.991A$$

Step 7. 一次側 RCD スナバ回路の設計

パワーMOSFETがオフすると、トランスの漏れインダクタンスにより非常に高いスパイク電圧がドレインに発生します。この大きな電圧によりMOSFETがアバランシェ降伏を引き起こし、更にはデバイスの損傷に至る可能性があります。従って、電圧をクランプする回路を付加する必要があります。RCDスナバ回路と、その動作波形を図 16および図 17にそれぞれ示します。RCDスナバ回路は、MOSFETドレイン電圧がダイオードのカソード電圧を超え、スナバダイオード(D_{SN})がオンすることで漏れインダクタンスによる電流を吸収します。スナバ回路を解析する中で、スナバコンデンサの値はその電圧がスイッチングサイクルで大きく変化しない程度に十分に大きいと仮定しています。スナバコンデンサはセラミック、またはESRが低い材質のものを使用してください。電解またはタンタルコンデンサはこのような理由から推奨できません。

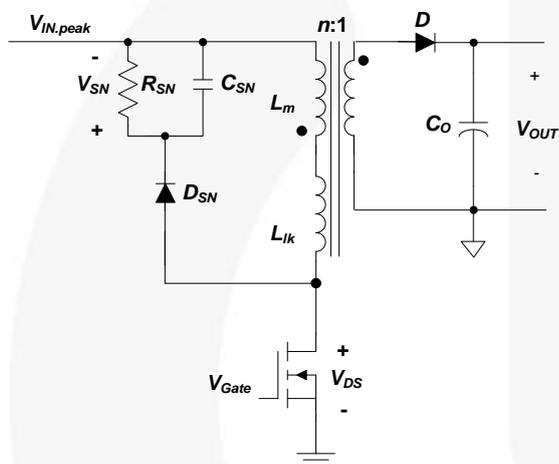


図 16. スナバ回路

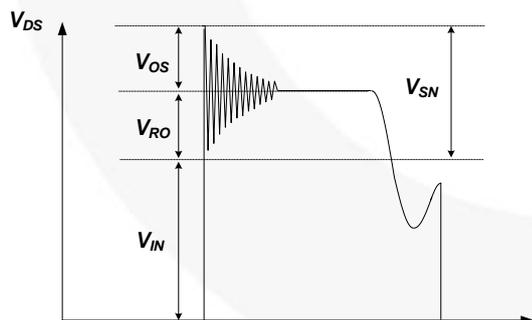


図 17. スナバ回路動作波形

全負荷時のスナバコンデンサ電圧は次式で与えられます:

$$V_{SN} = V_{RO} + V_{OS} \quad (21)$$

スナバ回路で消費される電力は次のようになります:

$$P_{SN} = \frac{V_{SN}^2}{R_{SN}} = \frac{1}{2} L_{ik} \cdot I_{PK}^2 \cdot \frac{V_{SN}}{V_{SN} - V_{RO}} \cdot f_S \quad (22)$$

ここで、 L_{ik} は漏れインダクタンス、 V_{SN} は全負荷時のスナバコンデンサ電圧、そして R_{SN} はスナバ抵抗です。

漏れインダクタンスは他の全ての巻線を短絡した状態で、一次巻線に対しスイッチング周波数を用いて測定します。また、消費電力を考慮し適切な定格電力値のスナバ抵抗を使用してください。スナバコンデンサに発生するリップル電圧の最大値は次式により与えられます:

$$\Delta V_{SN} = \frac{V_{SN}}{C_{SN} \cdot R_{SN} \cdot f_S} \quad (23)$$

標準的にはコンデンサ電圧の 5 ~ 20% のリップル電圧であれば問題ありません。このスナバ回路ではインダクタ放電での漏れ、或いは浮遊容量等は考慮されていません。

(設計例) ドレイン電圧のオーバーシュートは出力側から伝達される電圧と等しいものと仮定して、スナバ電圧は次式で求められます:

$$V_{SN} = V_{RO} + V_{OS} = 150V$$

漏れインダクタンスの測定値が $10\mu H$ であるとして、スナバ回路の損失は次のようになります:

$$P_{SN} = \frac{1}{2} 10 \times 10^{-6} \times 1.26^2 \times \frac{150}{150 - 75} \times 65 \times 10^3 = 1.03W$$

スナバ抵抗の値は次式で与えられます:

$$R_{SN} = \frac{150^2}{1.03} = 21.84k\Omega$$

スナバ電圧(150V)に対してリップル電圧が 7% 許容されるとしてスナバコンデンサの値は次のように求められます:

$$C_{SN} = \frac{150}{0.07 \times 150 \times 21.84 \cdot 10^3 \times 65 \cdot 10^3} = 10.06nF$$

実験メモ

1. 電源回路を修正、あるいは半田付け/外しをする場合、前もってコンデンサを外部の抵抗を用いて放電させてください。これを怠ると、PWM IC は外部からの高電圧により損傷する場合があります。
2. LED 短絡の状況では、 V_{DD} コンデンサに充電された電圧は V_{DD} のオフレベルまで急激に下降し、スイッチング動作を停止させる必要があります。従って、 V_{DD} コンデンサの値は $22\mu\text{F}$ 以下にすることを推奨します。

このデバイスは静電気放電 (ESD) に対して敏感です。量産歩留まりを改善するため、量産ラインは以下に示す標準規格で要求されるESD保護対策を施すようにしてください。ANSI ESD S1.1, ESD S1.4, ESD S7.1, ESD STM 12.1、および EOS/ESD S6.1

設計例の回路図

図 18 に 16.8W、LED ドライバーの設計例の回路図を示します。トランスには RM8 を使用しています。図 19 にトランス情報を示します。

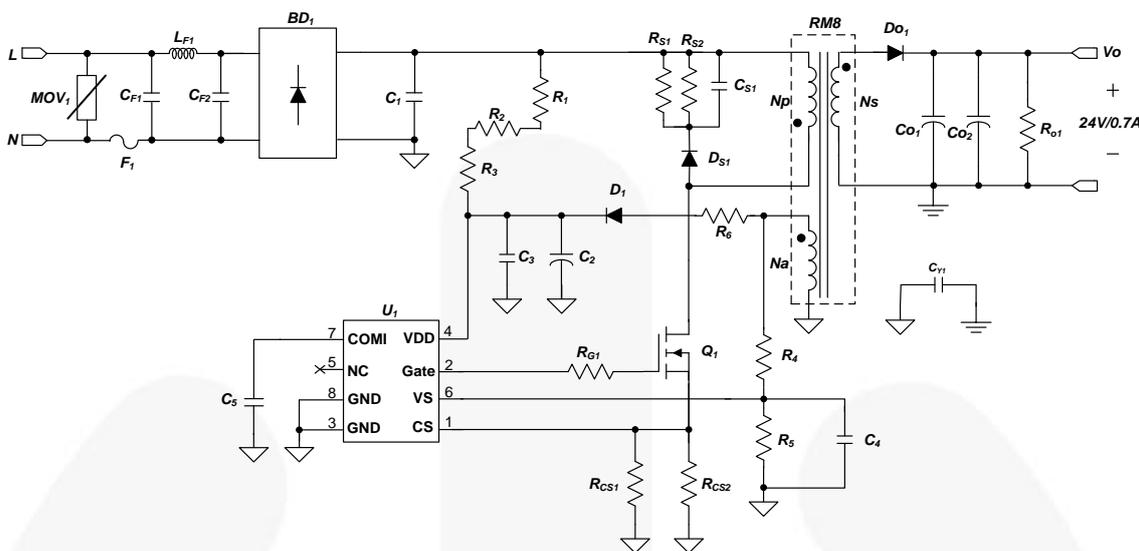


図 18. FL7732 17W 設計例 回路図

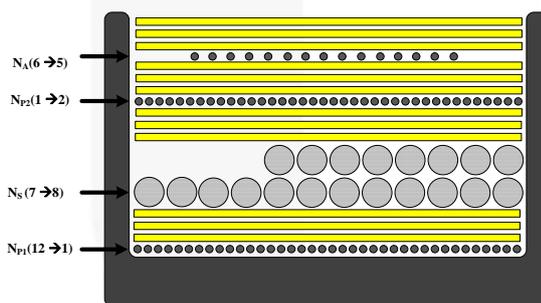


図 19. トランス巻線構造

層 No.	巻線	端子 (S → F)	ワイヤー径	巻数	巻線方法
1	NP1	12 → 1	0.25φ	30 T	ソレノイド
2	絶縁膜: ポリエステル・テープ 厚み = 0.025mm, 3層				
3	NS	7 → 8	0.5φ (TIW)	20 T	ソレノイド
4	絶縁膜: ポリエステル・テープ 厚み = 0.025mm, 3層				
5	NP2	1 → 2	0.25φ	30 T	ソレノイド
6	絶縁膜: ポリエステル・テープ 厚み = 0.025mm, 3層				
7	NA	6 → 5	0.25φ	15 T	ソレノイド
8	絶縁膜: ポリエステル・テープ 厚み = 0.025mm, 3層				

	端子	規格	備考
インダクタンス	12-2	750μH ± 10%	60kHz, 1V
漏れインダクタンス	1-2	6μH	60kHz, 1V 全ての出力端子を短絡

部品表

項目	記号	部品名	数量	内容	製造メーカー
1	BD1	DF06S	1	1.5A/600V Bridge Diode	Fairchild
2	CF1	MPX AC275V 104K	1	104/AC275V X-Capacitor	Carli
3	CF2	MPX AC275V 473K	1	473/AC275V X-Capacitor	Carli
4	CS1	C1206C103KDRACTU	1	103/1kV SMD Capacitor 3216	Kemet
5	CY1	SCFz2E472M10BW	1	472/250V Y-Capacitor	Samwha
6	CO1,CO2	KMG 470 μ F/35V	2	470 μ F/35V Electrolytic Capacitor	Samyoung
7	C1	MPE 630V104K 14S	1	104/630V MPE Film Capacitor	Sungho
8	C2	KMG 22 μ F/50V	1	22 μ F/35V Electrolytic Capacitor	Samyoung
9	C3	C0805C104K5RACTU	1	104/50V SMD Capacitor 2012	Kemet
10	C4	C0805C200J5GACTU	1	200/50V SMD Capacitor 2012	Kemet
11	C5	C0805C225Z3VACTU	1	225/25V SMD Capacitor 2012	Kemet
12	DS1	RS1M	1	1000V/1A Ultra Fast Recovery Diode	Fairchild
13	Do1	ES3D	1	200V/3A, Fast Rectifier	Fairchild
14	D1	1N4003	1	200V/1A, General Purpose Rectifier	Fairchild
15	F1	SS-5-1A	1	250V/1A Fuse	Bussmann
16	LF1	R10402KT00	1	4mH Inductor, 10 \emptyset	Bosung
17	MOV1	SVC 471 D-07A	1	Metal Oxide Varistor	Samwha
18	Q1	FDD5N60NZ	1	600V/4A, N-Channel MOSFET	Fairchild
19	RG1, R6	RC1206JR-0710L	2	10 Ω SMD Resistor 3216	Yageo
20	RS1,RS2	RC1206JR-07100KL	2	100k Ω SMD Resistor 3216	Yageo
21	RCS1,RCS2	RC1206JR-071RL	2	1 Ω SMD Resistor 3216	Yageo
22	RCS3	RC1206JR-072R4L	1	2.4 Ω SMD Resistor 3216	Yageo
23	RO1	RC1206JR-0720KL	1	20K Ω SMD Resistor 3216	Yageo
24	R4	RC1206JR-07150KL	1	150K Ω SMD Resistor 3216	Yageo
25	R1,R2,R3	RC1206JR-0768KL	3	68K Ω SMD Resistor 3216	Yageo
26	R5	RC1206JR-0724KL	1	24K Ω SMD Resistor 3216	Yageo
27	T1	RM8 Core	1	12pin, Transformer	TDK
28	U1	FL7732M_F116	1	Main PSR Controller	Fairchild

関連資料

[FL7732 — Single-Stage PFC Primary-Side-Regulation Offline LED Driver](#)

[Reference Designs — <http://www.fairchildsemi.com/referencedesign/>](#)

注意事項

フェアチャイルドセミコンダクタは、本書に記載したすべての製品に対して、信頼性、機能、及びデザインを改善する為に予告なしに変更する権利を所有しています。また、フェアチャイルドはここに記載した製品或いは回路の使用及び応用に起因するいかなる債務を負うものではなく、また、当社の特許権または第三者の権利に基づくライセンスを許諾するものではありません。

生命維持装置への使用について

フェアチャイルドセミコンダクタの製品はフェアチャイルドセミコンダクタコーポレーション社長の書面による承諾がない限り生命維持装置または生命維持システム内の重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、

1. 生命維持装置または生命維持システムとは、(a) 外科的に体内に埋め込まれて使用されることを意図したもの、(b) 生命を維持或いは支持するもの、(c) ラベルに表示された使用法に従って適切に使用された場合
2. 重要な部品とは、生命維持装置或いは生命維持システム内のあらゆる部品を指し、これらの不具合が生命維持装置或いは生命維持システムの不具合の原因に、またはその安全性および効果に影響を及ぼす原因になるものと合理的に予想されるものをいいます。
にその不具合が使用者に重大な損傷をもたらすことが合理的に予想されるもの、をいいます。

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

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

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local
Sales Representative