



Is Now Part of



**ON Semiconductor®**

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at

[www.onsemi.com](http://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](http://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-4159JA

## グリーンモード フェアチャイルド降圧パワースイッチ FSL336LR

### 概要

このアプリケーションノートではオフライン降圧コンバーターのデザイン手法及び手順について詳しく説明します。また、設計する際に考慮すべき事項と計算式もあわせて示します。FSL336LRは、非絶縁型降圧および昇降圧コンバーター、そして非絶縁型フライバックコンバーター向けに開発され、電流モードパルス幅変調(PWM)コントローラーとセンスFETを統合したデバイスです。内蔵のPWMコントローラーには外部からのバイアス電圧が不要となる10Vレギュレーター、低電圧誤動作防止回路(UVLO)、リーディングエッジブランキング回路(LEB)、ターンオン/オフ時間を最適化したゲートドライバー、EMIアッテネーター、サーマルシャットダウン回路(TSD)、ループ補償のための温度補正された高精度電流源、そして異常時に作動する保護回路が搭載されています。保護回路としては、過負荷保護(OLP)、過電圧保護(OVP)、およびフィードバック・オープンループ保護(FB\_OLP)が含まれます。

FSL336LRはスタートアップ時、安定したソフトスタート特性を実現します。内部の高電圧スタートアップスイッチ、そして極めて低い動作電流を実現するバーストモードはスタンバイモードでの消費電力を削減します。最終的にこのデバイスの230 V<sub>AC</sub>入力時電力消費は25 mW以下(外部バイアス使用時)、および120 mW(外部バイアス無し)です。

アナログ方式の電源回路と比べ、FSL336LRでは全体のサイズおよび重量が削減するとともに、効率、生産性、およびシステム信頼性が向上します。FSL336LRを応用した回路はコスト効果の高いプラットフォーム設計に最適です。

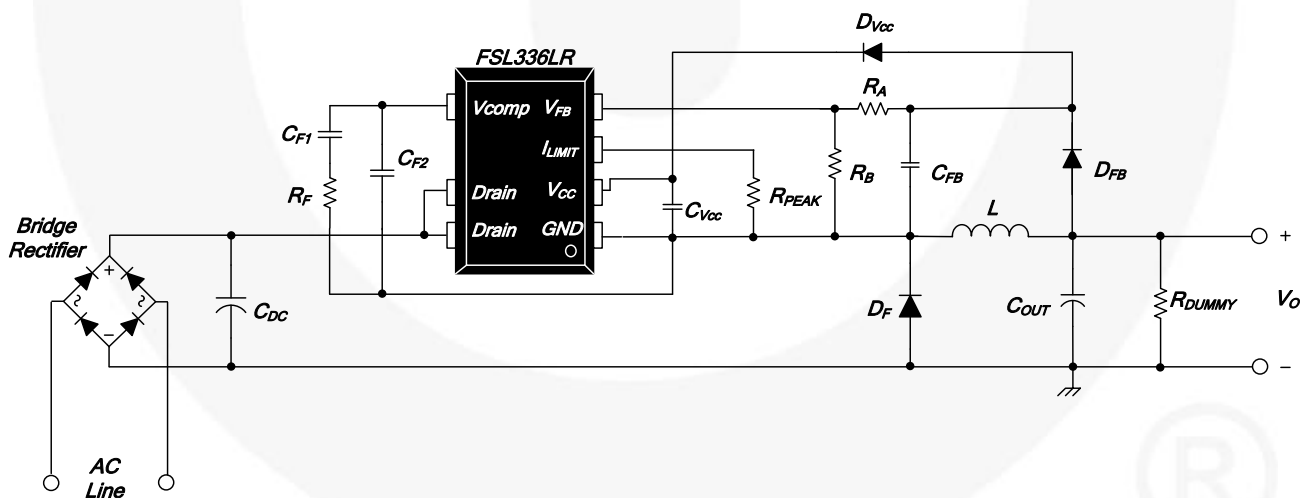


図 1. 標準アプリケーション回路

## 回路ブロック機能説明

### スタートアップ回路とソフトスタート

スタートアップ時、図 2. に示すように内蔵高電圧レギュレーター内の電流源( $I_{CH}$ )は内部バイアス電流( $I_{START}$ )を供給するとともに、 $V_{CC}$ 端子に接続される外部コンデンサ( $C_A$ )を充電します。この高電圧電流源は $V_{CC}$ 電位が10 Vに達するまで供給されます。定常動作になると、この高電圧レギュレーター( $HV_{REG}$ )は $V_{CC}$ 電位を10 Vに保ち、全ての内部回路に動作電流( $I_{OP}$ )を供給します。従ってFSL336LRは外部からのバイアス回路を必要としません。また、外部からのバイアス電圧が10 V以上であると高電圧レギュレーターは無効になります。

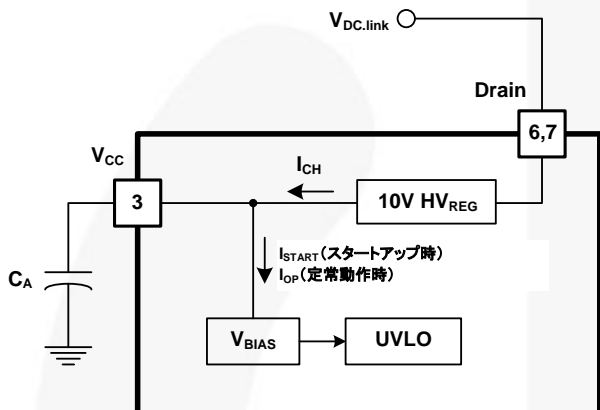


図 2. スタートアップ電流

スタート時、内部のソフトスタート回路はゆっくりとセンスFET電流を増加させます。標準的なソフトスタート時間は10 msであり、図 3. に示すように、スタートアップ期間中、センスFET電流は連続して階段状に増加します。パワースイッチデバイスを駆動するパルス幅は徐々に増加し、トランス、インダクター、およびコンデンサーのための正しい動作条件を確立します。出力コンデンサーの電位は徐々に増加し、要求された出力電圧に滑らかに到達します。また、ソフトスタートはトランスが飽和するのを防ぎ、二次側ダイオードに与えるストレスを軽減します。

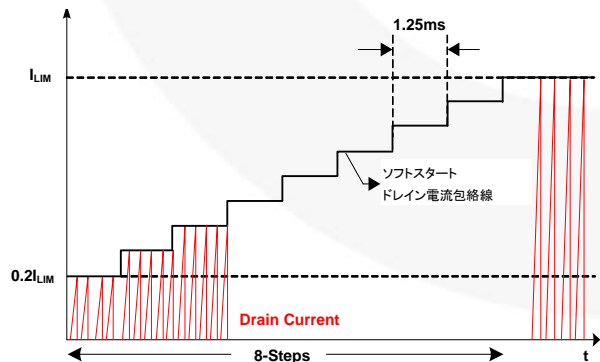


図 3. ソフトスタート機能

### フィードバック制御

FSL336LRは図 4. に示すように、フィードバック制御にトランスコンダクタンスアンプを用いた電流モード制御を採用しています。通常二つの抵抗を $V_{FB}$ 端子に接続して出力電圧をセンスします。出力を制御するため、外部位相補償回路を $V_{COMP}$ 端子に接続することを推奨します。内蔵のトランスコンダクタンスアンプはツェナーダイオード或いはトランジスターなどの外部部品を必要としないで出力電圧を高精度で制御します。

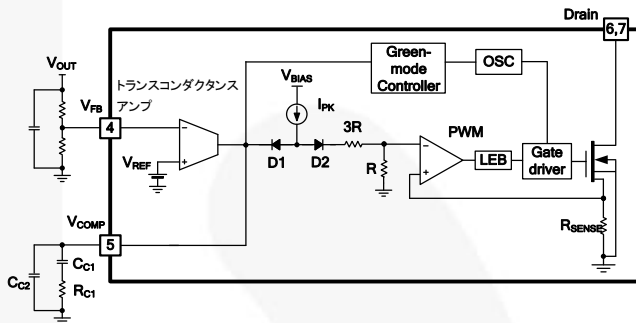


図 4. パルス幅変調 (PWM) 回路

### トランスコンダクタンスアンプ (gmアンプ)

トランスコンダクタンスアンプ出力は $V_{COMP}$ 端子に接続された位相補償回路に電流をソース、或いは位相補償回路から電流をシンクします(図 5 参照)。この位相補償された $V_{COMP}$ 端子電圧は $R_{SENSE}$ 電位と比較されスイッチングのデューティ比を制御します。 $V_{FB}$ 端子電圧が2.5 Vの内部基準電圧( $V_{REF}$ )を超えた場合、トランスコンダクタンスアンプは位相補償回路から電流をシンクします。すると $V_{COMP}$ 電位は下降しデューティサイクルが減少します。通常、これは入力電圧が高くなったか、出力負荷が軽くなった場合に発生します。適正な出力電圧制御とAC特性を得るため、二つのポールと一つのゼロを持つ位相補償回路を採用することを推奨します。

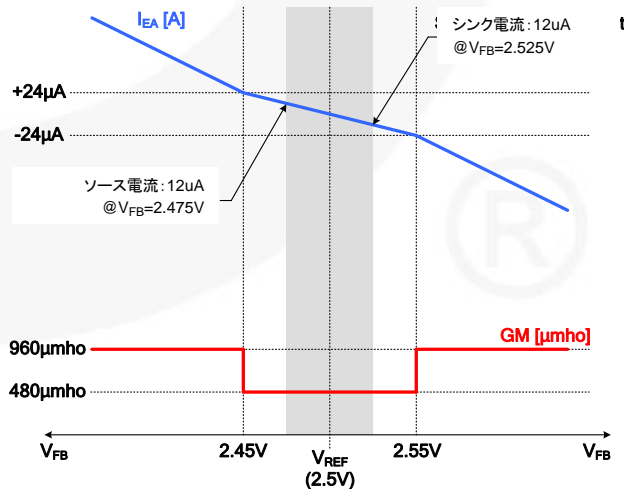


図 5. gmアンプ特性

## パルス-バイ-パルス電流制御

電流モード制御を採用しているため、図 4.に示すようにセンスFETを流れる電流のピークはPWMコンパレータの反転入力で制限されます。50  $\mu$ Aの電流源が内部抵抗( $3R + R = 46 \text{ k}\Omega$ )だけに流れたとすると、ダイオードD2のカソード電圧は約2.4 Vになります。V<sub>COMP</sub> が2.4 Vを超えた場合、ダイオードD1 は非導通となるので、D2のカソード最大電圧はこの電位でクランプされます。従ってセンスFET電流のピーク値は制限されます。

## リーディングエッジ ブランキング (LEB)

内部のセンスFETがオンした瞬間、一般的に、フライバックアプリケーションでの一次側容量および二次側整流ダイオード逆回復電荷、また、フリーホイールダイオードの逆回復電荷、そして降圧アプリケーションにおけるその他の浮遊容量によってセンスFETに高電流スパイクが発生します。センス抵抗(R<sub>SENSE</sub>)両端に発生する過剰な電圧は電流モード制御におけるフィードバック動作に誤差を発生させることとなります。この問題に対応するため、リーディングエッジブランキング(LEB)回路(図 4参照)を設けて、センスFETがオンした後PWMコンパレータ動作を短い期間(t<sub>LEB</sub>)無効にします。

## 保護機能

以下の保護機能が搭載されています。過負荷保護(OLP)、過電圧保護(OVP)、低電圧誤動作防止(UVLO)、フィードバックオープンループ保護(FB\_OLP)、そしてサーマルシャットダウン(TSD)。全ての保護回路はオートリスタート・モードで動作します。これらの保護回路は外付け部品を必要とせず、全てICに内蔵されているため、コスト及び基板スペースを増加させることなく信頼性が向上します。異常発生時にはスイッチ動作は停止し、センスFETはオフ状態を保ちます。同時に、オートリスタート動作中は電力消費と、受動および能動部品へのストレスを減少させるため、内部の保護タイミング制御回路が起動します。保護タイミング制御回路が起動すると、V<sub>CC</sub>はスイッチングが停止されるまで内部の高電圧レギュレーターによって10Vに保たれます。この保護タイミング制御回路はリスタート期間(650ms) が終了するまで継続します。650ms カウントした後、内部の高電圧レギュレーターは動作を止め、V<sub>CC</sub> は減少します。V<sub>CC</sub> がUVLOの立下りしきい値、V<sub>STOP</sub> (7V)、に達すると、保護回路はリセットされ内部高電圧電流源がドレイン端子を経由してV<sub>CC</sub> コンデンサーを充電します。V<sub>CC</sub> がUVLO 立上がりしきい値、V<sub>START</sub> (8V)、に達すると、通常動作がスタートします。このようにしてオートリスタート機能は異常状態がなくなるまでパワーセンスFETのスイッチングを交互に起動/停止させます。

## 過負荷保護 (OLP)

過負荷(Overload)とは負荷電流が予期せぬ事由で設定値を超えた場合と定義されます。この状況で保護回路が起動しスイッチング電源を保護します。しかし、スイッチング電源が正常動作している場合でも、負荷の変動、或いはスタートアップの時にOLP回路が作動する可能性があります。このような不要な動作を防ぐ為、内部に固定の遅延時間(40 ms)回路を設けて、負荷変動によるものなのか、過負荷によるものなのかを判断します(図 6. 参照)。電流モードフィードバック経路は最大出力電流を制限し、出力がこの

最大電力以上を消費しようとする場合、出力電圧(V<sub>O</sub>)はその定格電圧以下に低下します。このためフィードバック端子の電位が低下し、出力電流が減少します。すると内部のトランスコンダクタンスアンプの出力電流が増加し、V<sub>COMP</sub> 電位が上昇します。最終的にV<sub>COMP</sub> 電位が3 Vに達すると、OLP固定遅延(40 ms)回路が作動します。この遅延時間を経過した後、図 7.に示すようにスイッチング動作は停止します。

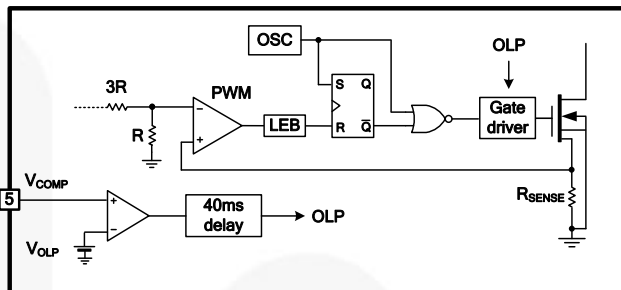


図 6. 過負荷保護(OLP)回路

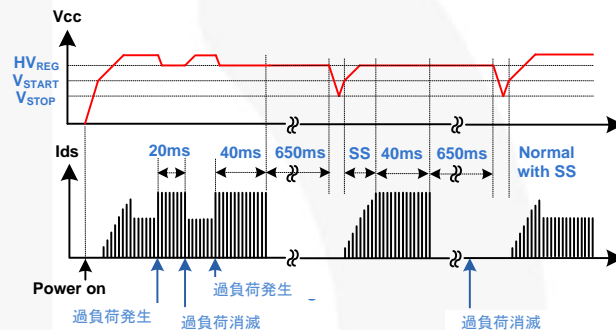


図 7. 過負荷保護(OLP) 動作波形

## 過電圧保護(OVP)

フィードバックループを構成する部品に、はんだ不良などの故障があった場合、V<sub>COMP</sub> 電位は過負荷状態と同様に上昇し、OLPが作動するまでスイッチング電源に最大電流が供給されることとなります。このような場合、過大なエネルギーが出力に供給され、出力電圧はOLP が作動する前に定格電圧を超えてしまう可能性があります。このような状態になるのを避ける為、過電圧保護(OVP)回路を備えています。通常、V<sub>CC</sub> を通して出力電圧はモニターされていますが、V<sub>CC</sub>電位が24.5 Vを超えると、OVPが作動し、その結果スイッチングは停止します。通常動作時の不必要なOVP作動を防ぐ為、V<sub>CC</sub> は24.5 V 以下に設計してください(図 8. 参照)。

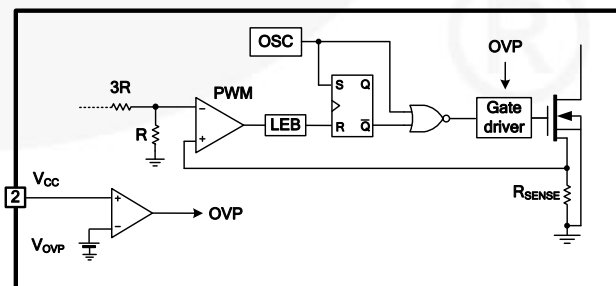


図 8. 過電圧保護(OVP)回路

## フィードバックオープンループ保護回路(FB\_OLP)

フィードバックループに故障が発生した場合、特にフィードバック端子からグランド側に接続される抵抗が短絡した場合、 $V_{COMP}$  電位が過負荷状態と同様に上昇するだけでなく、 $V_{FB}$  電位がICのグランドレベルにまで低下します。このような状況ではOLPおよびOVPもスイッチング電源を保護することができますが、FB\_OLPはセンスFETにかかるストレスを軽減します。FB\_OLPが無い場合には、出力電圧はOLP或いはOVPが作動する前に定格電圧より大きな値になります。 $V_{FB}$  電位が0.5V以下に低下すると、FB\_OLPが作動し、スイッチングは停止します。スタートアップ時には作動しないように、FB\_OLPはソフトスタート期間は無効になります。

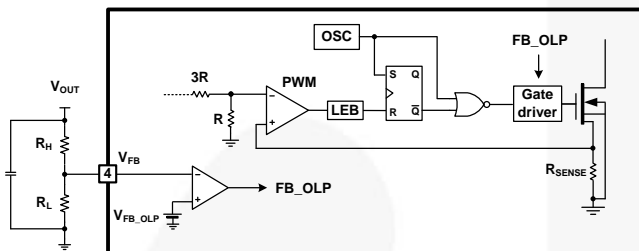


図 9. フィードバックオープンループ保護(FB\_OLP)回路

## サーマルシャットダウン (TSD)

センスFETと制御IC が同じパッケージに統合されているため容易にセンスFETの温度を測定することができます。接合温度が135°Cに達すると、サーマルシャットダウンが作動します。その後、FSL336LRは接合部温度が60°Cに低下すると再起動します。

## バースト動作

スタンバイモードでの電力消費を最小にする為、FSL336LRはバーストモードに移行します。負荷が小さくなると、位相補償電位( $V_{COMP}$ )は減少します。図 10.に示すように、 $V_{COMP}$  が $V_{BURL}$  以下になると、デバイスは自動的にバーストモードに移行します。ここで、スイッチングが停止し出力電圧はスタンバイ時の負荷電流に応じた速度で下降を始めます。このため $V_{COMP}$  が上昇を始め、 $V_{BURH}$  に達したところでスイッチングが再開します。再び $V_{COMP}$  が下降し、この工程を繰り返します。バーストモードはセンスFETのスイッチングを交互に停止/スタートさせ、これを繰り返すことでスタンバイモードでのスイッチング損失を削減します。

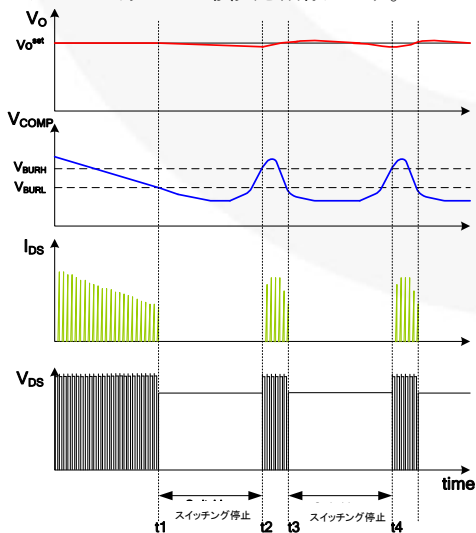


図 10. バーストモード動作

## グリーンモード動作

負荷電流が減少すると、電力損失の中でスイッチング損失の占める割合が大きくなります。FSL336LRは $V_{COMP}$  端子電圧を利用して出力負荷の状態をモニターしています。負荷が軽くなると、図 11.に示すように、 $V_{COMP}$  電位は減少しスイッチング周波数は低下します。 $V_{COMP}$  が0.8Vにまで低下すると、バーストモードに移行するまでは、スイッチング周波数は21kHz~23kHzの間で変化します。

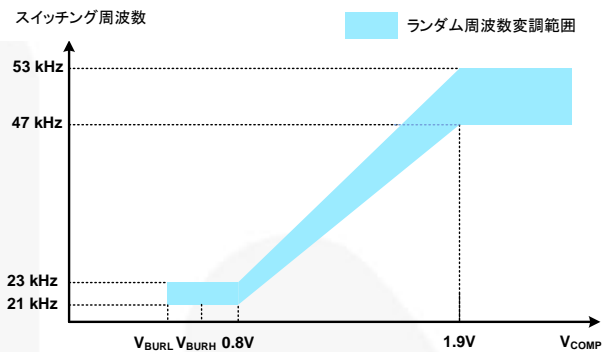


図 11. グリーンモード動作

## 電流制限値の調整

図 12.に示すように、46 kΩの内部合成抵抗(3R + R)はPWMコンパレータの反転入力に接続されています。 $I_{LIMIT}$  端子に接続される外部抵抗、 $R_X$ 、は50 μAの電流源で内部ダイオードがバイアスされた時、46 kΩとの並列接続になります。FSL336LRのセンスFET ピーク電流制限の標準値は1.8Aですが、例えば、 $I_{LIMIT}$  端子とグランド間に $R_X$ を接続して電流制限値を1Aに変更することができます。この場合の $R_X$ の値は式(1)により求められます:

$$1.8A: 1A = (46 \text{ k}\Omega + R_X): R_X \quad (1)$$

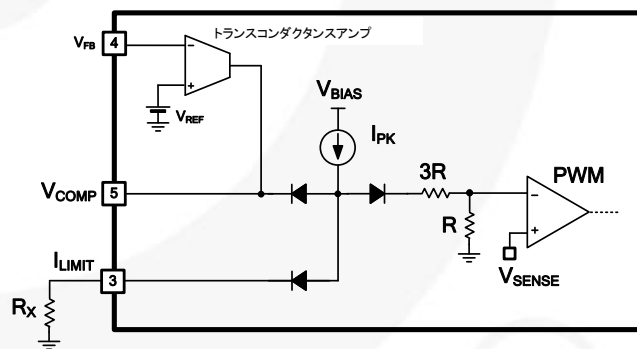


図 12. 電流制限値の調整



## 設計手順の詳細

### システム仕様

- 入力電圧範囲( $V_{AC,min}$  および  $V_{AC,max}$ ): ワールドワイド標準電源ライン入力電圧は、85-264 V<sub>AC</sub> (ユニバーサル入力); 195-264 V<sub>AC</sub> (ヨーロッパ入力)
- ライン入力周波数( $f_L$ ): 50Hz または 60Hz
- 出力電圧:  $V_O$
- 電力効率:  $\eta$

### AC入力整流方式の選択

一般的にAC-DCスイッチング電源ではAC入力に対して全波整流が用いられます。ところが、3W以下の降圧または昇降圧方式の電源設計には低コストの半波整流の選択が可能です。3W以上のデザインには入力コンデンサのサイズを小さくできることと、リップル電圧が小さいことから一般的に全波整流が選択されます。

### DCリンクコンデンサー( $C_{DC}$ )およびDCリンク電圧範囲を決定

DCリンクコンデンサの値は整流方式と入力電圧範囲から決まります。DCリンクコンデンサの値は全波整流に対して、入力電力1Wにつきユニバーサル入力範囲(85-264 V<sub>AC</sub>)では2-3  $\mu$ F、ヨーロッパ入力範囲(195-264 V<sub>AC</sub>)では1  $\mu$ Fを使用します。また、半波整流では全波整流の2倍: 入力電力1Wにつきユニバーサル入力範囲(85-264 V<sub>AC</sub>)では4-6  $\mu$ F、またヨーロッパ入力範囲(195-264 V<sub>AC</sub>)では2  $\mu$ Fを使います。図13.に全波整流および半波整流の入力電圧波形を示します。

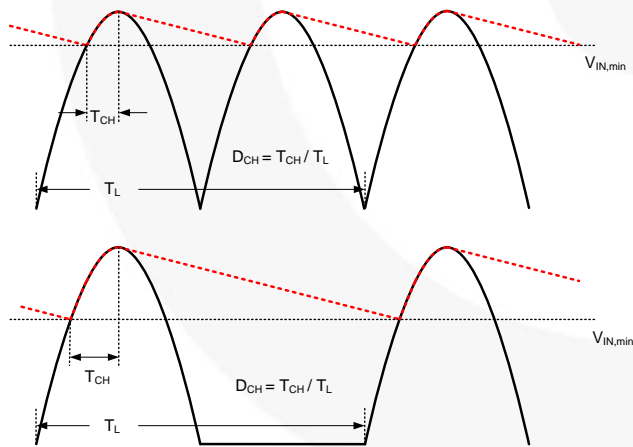


図13. ブリッジ整流およびバルクコンデンサ電圧波形

整流方式を選択しリンク電圧が次式により求められます:

$$V_{DC,min} = \sqrt{2V_{AC,min}^2 - \frac{2P_O \times (1/2 - D_{CH})}{\eta \times C_{DC} \times f_L}} \quad (2)$$

$$V_{DC,min} = \sqrt{2V_{AC,min}^2 - \frac{2P_O \times (1 - D_{CH})}{\eta \times C_{DC} \times f_L}} \quad (3)$$

$$V_{DC,max} = \sqrt{2V_{AC,max}} \quad (4)$$

ここで $D_{CH}$ は図13.で定義されるDCリンクコンデンサの充電デューティ比で、標準的に全波整流では約0.15、半波整流では約0.3です。式(2)および(3)は、それぞれ全波整流および半波整流のリンク電圧最小値です。また、式(4)はリンク電圧最大値です。

### 動作モードの決定

インダクター、フリーホイールダイオード、および出力コンデンサの値を決める前に、動作モード、即ち連続モード(CCM)、または不連続モード(DCM)、を決める必要があります。DCMの特徴はインダクターサイズが小さい、フリーホイールダイオードが低価格、小出力降圧アプリケーションにおいてスイッチング損失が小さく高効率、などがあげられます。一方、DCMでは、電流制限の値をより高くする必要があり、出力に現れるリップルが大きくなります。従って、システムの要求に合わせて選択の妥協点を見つけることが必要です。

表1. CCM および DCMの簡単な比較

	CCM	DCM
出力インダクターサイズ	大	小
効率 (スイッチング損失)	低(大)	高(小)
出力リップル電圧	小	大
電流制限	低	高

電流制限値が高いということは、最大出力を供給するため潜在的に定格電流の大きいデバイスが必要になる可能性を意味します。

### フリーホイールダイオードの選択

降圧コンバーターではトランスが不要ですが、漏れインダクタンスおよび寄生コンデンサ等により、センスFETのオフ時にフリーホイールダイオードに電圧スパイクが発生します。この電圧スパイクを考慮して、式(5)で表されるように、標準的に最大DC入力電圧に対し30%程度のデレーティングをする必要があります。

$$V_{RRM} > 1.3 \times V_{DC,max} \quad (5)$$

ダイオードはスイッチング電源の中で高熱を発する部品の一つです。フリーホイールダイオードの定格電流を決める際、全負荷出力電流に対し次式(6)に推奨するように、150%のデザインマージンを持って熱特性を考慮してください:

$$I_{F(AV)} > 2.5 \times I_O \quad (6)$$

ここで $V_{RRM}$ は繰り返しピーク逆電圧、 $I_{F(AV)}$ は平均順方向整流電流を示します。

フリーホイールダイオードの選択には逆回復時間も重要な要素です。逆回復時間が小さいほど、スイッチング損失は小さくなります。

表 2. ユニバーサル入力用 フリーホイールダイオード  
セレクションガイド

製品名	V <sub>RRM</sub>	I <sub>F(AV)</sub>	t <sub>rr</sub>	パッケージタイプ
ES1J	600 V	1 A	35 ns	DO-204AC
UF4005	600 V	1 A	75 ns	DO-204AL
EGP10J	600 V	1 A	75 ns	DO-204AL
EGP20J	600 V	2 A	75 ns	DO-204AC
ES3J	600 V	3 A	45 ns	DO-214AB
EGP30J	600 V	3 A	75 ns	DO201-AD

フリーホイールダイオードの順方向ドロップ電圧(V<sub>F</sub>)は他の計算式にとっても重要な要素です。特にその式が出力電圧に関係する場合、式(7)に示すように、より正確な値を求めるには出力電圧はV<sub>F</sub>を含んで算出する必要があります。

$$V_{OUT} = V_O + V_F \quad (7)$$

### 出カインダクターの選択

境界モード(BCM)で動作する場合、最小DC入力電圧でのインダクター値は式(8)で求められます。DCM動作ではL<sub>Boundary</sub>より小さなインダクター値を、CCM動作の場合は大きなインダクター値を選択します。

$$L_{Boundary} = \frac{\eta \cdot \left(1 - \frac{V_O}{V_{DC.min}}\right) \cdot V_{OUT}^2}{2 \cdot P_O \cdot f_{S.HIGH}} \quad (8)$$

ここでV<sub>OUT</sub> は式(7)で説明した出力電圧の設計値(V<sub>O</sub>)とフリーホイールダイオードの順方向ドロップ電圧(V<sub>F</sub>)の和、また、f<sub>S.HIGH</sub> は図 11.に表すグリーンモード時における最大スイッチング周波数です。

FSL336LRはグリーンモードを備えており、全負荷時の実際上のスイッチング周波数はf<sub>S.HIGH</sub>よりも低くなる可能性があります。スイッチング周波数とピークドレイン電流の関係を表す二組の連立方程式によって、動作時のスイッチング周波数が計算できます。式(9)および式(10)に、それぞれCCM動作、DCM動作における二つの連立方程式を示します。

$$f_s = \alpha(\gamma \cdot I_{ds.peak} - 0.8V) + 22kHz$$

$$I_{ds.peak} = \beta \frac{V_{DC.min}}{V_{OUT}} + \frac{(V_{DC.min} - V_O)V_{OUT}}{2Lf_s} \quad (9)$$

$$f_s = \alpha(\gamma \cdot I_{ds.peak} - 0.8V) + 22kHz$$

$$I_{ds.peak} = \sqrt{\frac{2(V_{DC.min} - V_O)\beta}{Lf_s}} \quad (10)$$

ここで、

$$\alpha = \frac{f_{S.HIGH} - f_{S.LOW}}{V_{GREEN.HIGH} - V_{GREEN.LOW}}$$

$$\beta = \frac{P_O}{\eta V_{DC.min}} \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{2.4V}{I_{LIMIT} - SL \times t_{CLD} + \frac{V_{DC.min} - V_O}{L} \times t_{CLD}}$$

ここで、I<sub>LIMIT</sub> はピーク電流制限値、SLはI<sub>LIMIT</sub>の傾き(di/dt)、t<sub>CLD</sub> は電流制限の遅延時間です。一般的に、α、I<sub>LIMIT</sub>、SL、t<sub>CLD</sub> は、それぞれ25.5 kHz/V、1.8 A、1.2 A/μs、および200 nsです。

通常、最小入力電圧、全負荷条件で設計されたCCM降圧コンバーターは、入力電圧の上昇とともにDCM動作になります。全負荷条件でCCM動作を保証する最大入力電圧は次式で求められます：

$$V_{DC.CCM} = \frac{V_O}{1 - \frac{2 \cdot P_O \cdot f_s \cdot L}{\eta \cdot V_{OUT}^2}} \quad (12)$$

ここで、f<sub>s</sub> はグリーンモードを考慮した動作スイッチング周波数です。

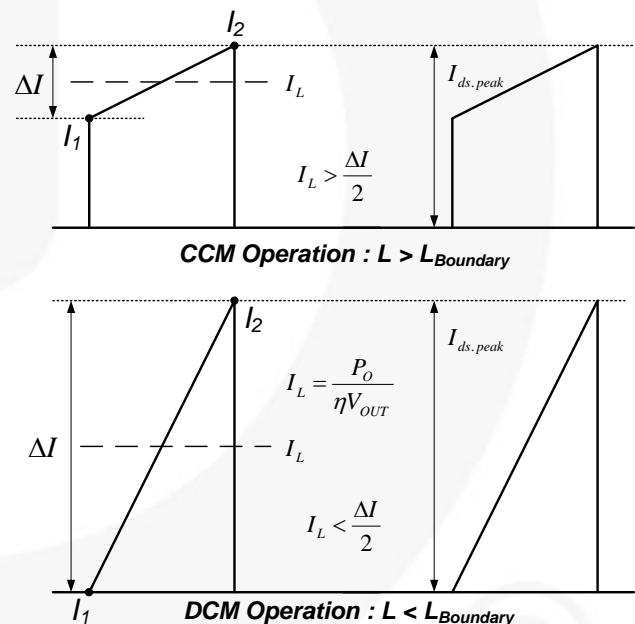


図 14. MOSFETドレイン電流

全負荷条件におけるドレインピーク電流最大値(I<sub>ds,peak</sub>)は選択する出力インダクターにより決まります。ドレインピーク電流最大値がパルス-バイ-パルス電流制限値より大きい場合、より大きな値の出力インダクター、或いはより大きな最大定格を持つデバイスが必要です。式(13)および(14)は、それぞれCCMおよびDCM動作でのドレインピーク電流最大値を表します。ドレインピーク電流最大値がパルス-バイ-パルス電流制限値より小さい場合、I<sub>LIMIT</sub>端子とICグランド間に抵抗を接続して最適なパルス-バイ-パルス電流制限値を設定します。

$$I_{ds,peak} = \frac{P_o}{\eta V_{OUT}} + \frac{\left(1 - \frac{V_o}{V_{DC,min}}\right) V_{OUT}}{2Lf_s} \quad (13)$$

$$I_{ds,peak} = \sqrt{\frac{2\left(1 - \frac{V_o}{V_{DC,min}}\right) P_o}{\eta Lf_s}} \quad (14)$$

降圧コンバーターでマルチ出力を必要とするアプリケーションについては、付録Aのステップバイステップ・デザインガイドを参照してください。

## パルス-バイ-パルス電流制限値の調整

外付け抵抗値は式(15)で求めることができ、このパルス-バイ-パルス電流制限値は式(13)および(14)で定義される最大ドレインピーク電流値より高くしてください。この機能は $I_{LIMIT}$  端子をオープンにすることで無効になります:

$$I_{LIMIT,adj} = I_{LIMIT} \times \frac{R_X}{46k\Omega + R_X} > I_{ds,peak} \quad (15)$$

ここで、 $I_{LIMIT}$  はデバイスのパルス-バイ-パルス電流制限値で、標準的に1.8Aです。ノイズの影響を防ぐため  $I_{LIMIT}$  端子に小容量(1 nF~100 nF)のコンデンサーを接続してください。

## 出力コンデンサーの選択

出力リップル電圧の最大値は出力コンデンサーの容量と、その等価直列抵抗(ESR)によって決まります。100  $\mu$ F以上の容量を選択した場合、容量による出力リップル電圧は無視できるほど小さい為、出力リップルの値は、ほぼ出力コンデンサーのESRによって決まります:

$$C_{O,recommend} = \frac{5}{8 \cdot ESR \cdot f_s} \quad (16)$$

$$Ripple = \left(\frac{1}{8C_o f_s} + ESR\right) \times \Delta I \approx ESR \times \Delta I \quad (17)$$

ここで $C_{O,recommend}$  は出力コンデンサー推奨容量で、標準的には100  $\mu$ F以上です。 $Ripple$  はリップル電圧です。

## フィードバック回路の設計

フィードバック回路は図 15.に示すように、出力電圧を検出する1個のダイオード、センスFETのオン期間に出力検出電圧を維持するための1個のコンデンサー、そして出力電圧を設定する2個の抵抗で構成されます。

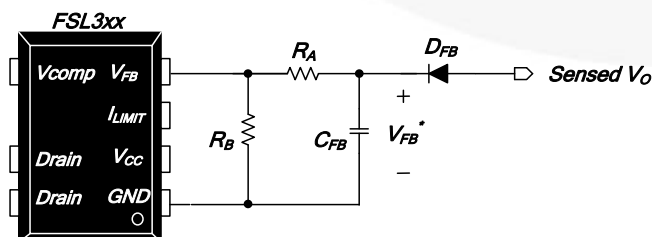


図 15. フィードバック回路

センスFETがオンする時と、フリーホイールダイオードが導通する時において、ICグラウンドはDC入力電圧と出力電圧のグラウンド間でパルス動作をします。出力電圧はフリーホイールダイオードの導通期間にフィードバックダイオード( $D_{FB}$ )を通してセンスされます。フィードバックダイオードは一般的にフィードバックダイオードとフリーホイールダイオード間の順方向ドロップ電圧の差を取り除くために使用されます。この電圧差が増加すると、出力電圧制御特性が損なわれます。

出力電圧はフリーホイールダイオードの導通期間でのみセンスされるため、フィードバックコンデンサーがセンスされた出力電圧を維持するよう補助します。これはバーストモードでは特に重要になります。標準的に1  $\mu$ F以上の値を推奨しますが、大きな値のフィードバックコンデンサーは出力の電圧制御特性を改善します。

2個のフィードバック抵抗は式(18)に表すように出力電圧を決定します。また、出力センス電圧( $V_o$ )とフィードバックコンデンサー電圧( $V_{FB}^*$ )との差を小さくすることにより、より正確な出力電圧制御が可能になります:

$$V_{FB}^* \approx V_o + K_{REG} \times I_o = 2.5V \times \frac{R_A + R_B}{R_B} \quad (18)$$

ここで、 $K_{REG}$  は出力センス電圧( $V_o$ )とフィードバックコンデンサー電圧( $V_{FB}^*$ )との差に関するレギュレーション係数です。その値は標準的に2 [V/A]です。

## 位相補償回路の設計

FSL336LR は内部にトランスコンダクタンスアンプ(gmアンプ)を用いた電流モード制御を採用しているため、位相補償回路の設計はシンプルです。図 16.に示すように2個のポールと1個のゼロを持つ回路で十分な帯域幅と位相余裕を確保できます。

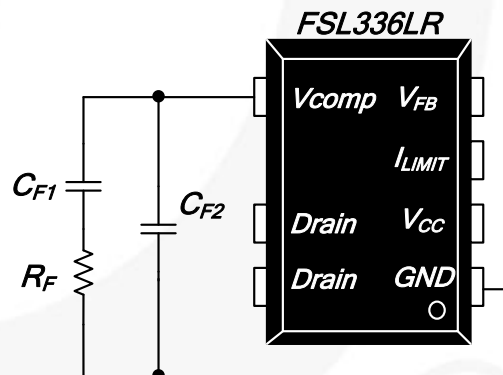


図 16. 位相補償回路

電流制御係数 $K$ を次のように定義します:

$$K = \frac{I_{ds,peak}}{V_{COMP}} = \frac{I_{LIMIT}}{V_{COMP,sat}} \quad (19)$$

ここで、 $I_{ds,peak}$  は、与えられた全負荷条件におけるピークドレイン電流、 $V_{COMP}$  は位相補償電圧を表します。 $I_{LIMIT}$  はFSL336LRの電流制限値、そして $V_{COMP,sat}$  は位相補償飽和電圧を表し、その値は標準的に2.4 Vです。



小信号AC伝達関数を用いるため、小信号での位相補償電圧 ( $v_{COMP}$ ) および出力電圧 ( $v_O$ ) の変化をそれぞれ  $\hat{v}_{COMP}$  および  $\hat{v}_O$  で表します。CCM動作の場合、電流モード制御を用いた降圧コンバーターの制御入力から出力への伝達関数は次式で与えられます:

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_{comp}} = G_{vc0} \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_p} \quad (20)$$

ここで、 $K$  を式(19)で定義された値、 $R_L$  は出力から見た  $V_O/I_O$  で定義される負荷抵抗を表すとして、式(20)のポールおよびゼロは次式で与えられます:

$$G_{vc0} = K \cdot R_L$$

$$\omega_z = \frac{1}{ESR \times C_O} \quad \& \quad \omega_p = \frac{1}{(ESR + R_L) \times C_O} \quad (21)$$

ここで、 $ESR$  は出力コンデンサの等価直列抵抗、 $C_O$  は出力コンデンサ容量です。

DCM動作の場合、電流モード制御を用いた降圧コンバーターの制御入力から出力への伝達関数は次式で与えられます:

$$G_{vc}(s) = G_{vc0} \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_p} \quad (22)$$

$$G_{vc0} = K \cdot V_O \cdot \frac{V_{DC}/V_O - 1}{2 \cdot V_{DC}/V_O - 3} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \eta \cdot L \cdot f_s}{P_O \left(1 - \frac{V_O}{V_{DC}}\right)}}$$

$$\omega_z = \frac{1}{ESR \times C_O} \quad (23)$$

$$\omega_p = \frac{2 - 3 \cdot V_O/V_{DC}}{C_O [2 \cdot ESR + R_L + (3 \cdot ESR + R_L) \cdot V_O/V_{DC}]}$$

ここで、 $\eta$  はコンバーターの効率、 $V_{DC}$  は入力DC電圧です。

図 17 に、異なる入力電圧を加えた場合のCCMコンバーターの制御入力から出力への伝達関数の変化を示します。入力電圧の値によって、DCゲイン、ポールおよびゼロの位置は変化しません。

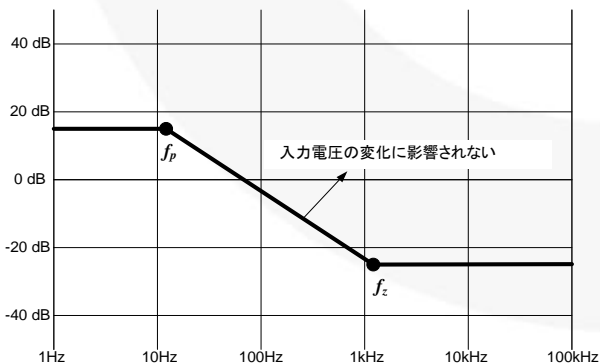


図 17. 異なる入力電圧を加えた場合の制御入力から出力への伝達関数の変化 (CCM)

図 18 に、異なる入力電圧を加えた場合のDCMコンバーターの制御入力から出力への伝達関数の変化を示します。低ライン入力電圧条件の時、DCゲインは最小になります。

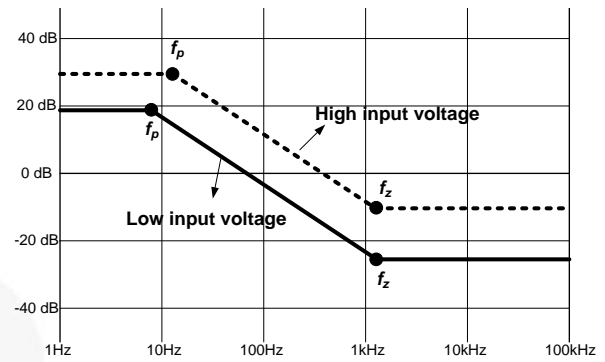


図 18. 異なる入力電圧を加えた場合の制御入力から出力への伝達関数の変化 (DCM)

図 19 に異なる負荷電流の場合のコンバーターの制御入力から出力への伝達関数の変化を示します。CCMおよびDCM両動作で同じような変化を示します。即ち負荷が軽くなるとゲインが増加し、ポールの位置が低くなります。

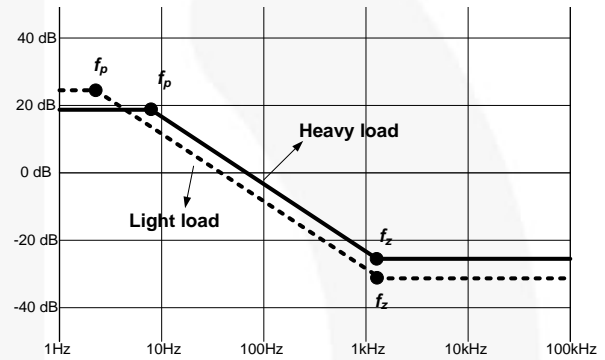


図 19. 異なる出力負荷電流を与えた場合の制御入力から出力への伝達関数の変化

位相補償回路の伝達関数は以下のように与えられます:

$$G_{vc}(s) = \frac{1 + s/\omega_{zc}}{(s/\omega_{pc1})/(1 + s/\omega_{pc2})} \quad (24)$$

$$\omega_{pc1} = \frac{g_m \cdot R_B}{(C_{F1} + C_{F2}) \cdot (R_A + R_B)}, \quad (25)$$

$$\omega_{pc2} = \frac{1}{R_F} \left( \frac{1}{C_{F1}} + \frac{1}{C_{F2}} \right) \quad \& \quad \omega_{zc} = \frac{1}{R_F C_{F1}}$$

ここで、 $R_A$  および  $R_B$  は図 15 に、 $R_F$ 、 $C_{F1}$ 、および  $C_{F2}$  は図 16 に、それぞれ示しています。

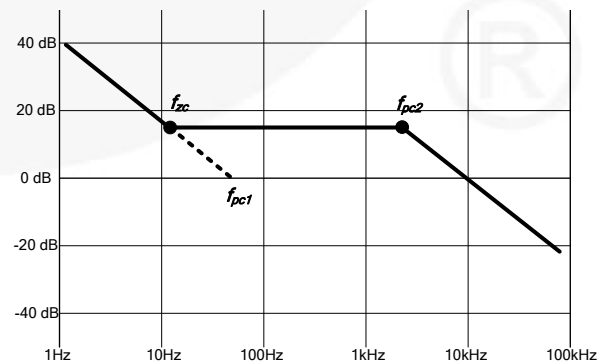


図 20. 位相補償回路伝達関数

## 位相補償回路の設計アドバイス

- 十分な位相余裕を確保するため、第2ポール( $f_{pc2}$ )とゼロ( $f_{zc}$ )は出来るだけ離れるようにします。 $C_{F1}$ の値を大きく、 $C_{F2}$ の値を小さくすることを推奨します。
- 伝達関数の帯域幅を広くするため、位相補償回路のゼロ( $f_{zc}$ )は出来るだけ小さくします。
- $C_{F2}$ 容量の最小値はノイズを防ぐため100~470 pFを推奨します。

設計アドバイスを基に、 $C_{F2}$ 、 $C_{F1}$ 、および $R_F$ の値として、標準的に、220 pF、220 nF、および75k $\Omega$ をそれぞれ推奨します。

## ダミー負荷抵抗の選択

軽負荷時には、出力電圧をセンスしたフィードバックコンデンサ電圧は実際の出力電圧と正確には一致しないため、出力電圧制御特性が低下します。ダミー負荷抵抗を接続することにより負荷が増え、軽負荷時にはこの小さな負荷の増加が出力電圧制御特性を改善します。標準的に5~20 k $\Omega$ の抵抗を使用します。

## 設計例

アプリケーション	出力	入力電圧範囲	出力電圧 / 最大電流
ホームアプライアンス および 産業用補助電源	7.08 W	85-265 V <sub>AC</sub>	15 V/0.45 A、3.3 V/0.1 A

## 回路の概要

- ACライン入力に対し全波整流を採用
- 優れた低EMI特性を得るため、X-コンデンサ(CX1)、ラインフィルターを使用する代わりに二つの固定インダクター(LF001)、およびパイ型フィルター(C1、C2、L1、L2、およびR1)を使用
- 低スタンバイ電流実現のため、 $V_{CC}$ は出力電圧からD5およびR2を通して外部より供給
- $I_{LIMIT}$ 端子のノイズ耐性を改善するためC8を接続
- $V_{CC}$ コンデンサには小型SMDタイプ(1  $\mu$ F)を使用
- 3.3 V出力を得るのに、大きな損失が発生するレギュレーター(U2)を避け、結合インダクターを使用

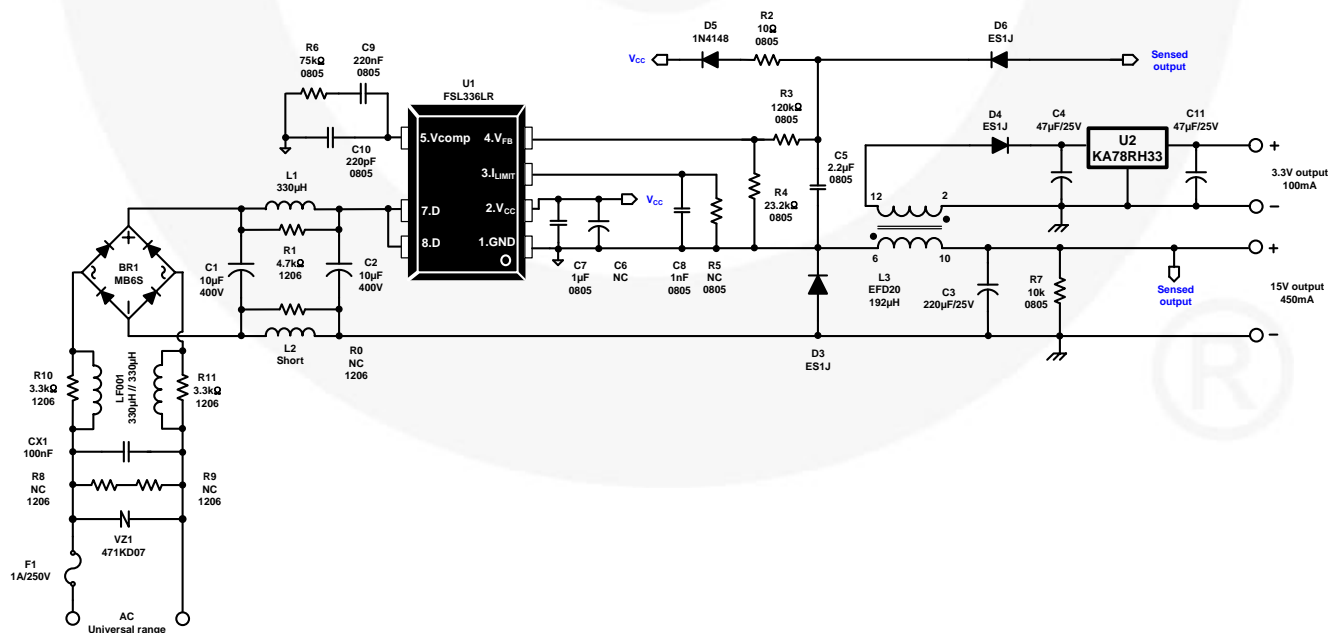


図 21. 設計回路例

表 3. 評価ボード用部品表

部品 #	値	備考	部品 #	値	備考
IC			コンデンサー		
U1	FSL336LRN	Fairchild 降圧パワースイッチ	C1	10 $\mu$ F	400 V 電解コンデンサー
U2	KA78RH33	Fairchild レギュレーター	C2	10 $\mu$ F	400 V 電解コンデンサー
抵抗			C3	220 $\mu$ F	25 V 電解コンデンサー
R0	NC	5% 1206 SMD	C4	47 $\mu$ F	25 V 電解コンデンサー
R1	4.7 k $\Omega$	1% 1206 SMD	C5	2.2 $\mu$ F	0805 SMD
R2	10R	5% 0805 SMD	C6	NC	50 V 電解コンデンサー
R3	120 k $\Omega$	1% 0805 SMD	C7	1 $\mu$ F	0805 SMD
R4	23.2 k $\Omega$	1% 0805 SMD	C8	1 nF	0805 SMD
R5	NC	1% 0805 SMD	C9	220 nF	0805 SMD
R6	75 k $\Omega$	5% 0805 SMD	C10	220 pF	0805 SMD
R7	10 k $\Omega$	5% 0805 SMD	C11	47 $\mu$ F	25 V 電解コンデンサー
R8	NC	5% 1206 SMD	CX1	100 nF	X-コンデンサー 250 V <sub>AC</sub>
R9	NC	5% 1206 SMD	ダイオード		
R10	3.3 k $\Omega$	5% 1206 SMD	D3	ES1J	Fairchild Super-Fast ダイオード
R11	3.3 k $\Omega$	5% 1206 SMD	D4	ES1J	Fairchild Super-Fast ダイオード
インダクター			D5	1N4148	Fairchild Signal ダイオード
LF001	330 $\mu$ H *2	アキシャルタイプ	D6	ES1J	Fairchild Super-Fast ダイオード
L1	330 $\mu$ H	アキシャルタイプ	BR1	MB6S	0.5 A 600 V ブリッジダイオード
L2	ジャンパー	アキシャルタイプ	バリスタ		
L3	749196521	トランス EFD20	VZ1	471KD07	バリスタ 7 $\Phi$ 470 V
フューズ					
F1	1 A	250 V ラジアルタイプ			

## 実験結果

表 4. 無負荷時入力電力、全負荷効率、およびIC 温度の実験結果

入力電圧	入力電力（無負荷）	効率（全負荷）	IC温度（全負荷）
85 V / 60 Hz	0.083 W	77.38%	58°C
110 V / 60 Hz	0.083 W	78.35%	54°C
230 V / 60 Hz	0.094 W	77.68%	61°C
265 V / 60 Hz	0.099 W	76.79%	65°C

## 実験観測波形

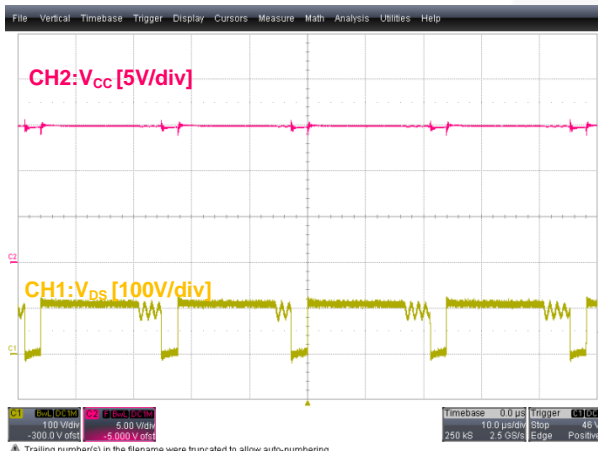


図 22. 通常動作; 入力電圧 85 V<sub>AC</sub>  
(CH1: V<sub>DS</sub>, CH2: V<sub>CC</sub>)

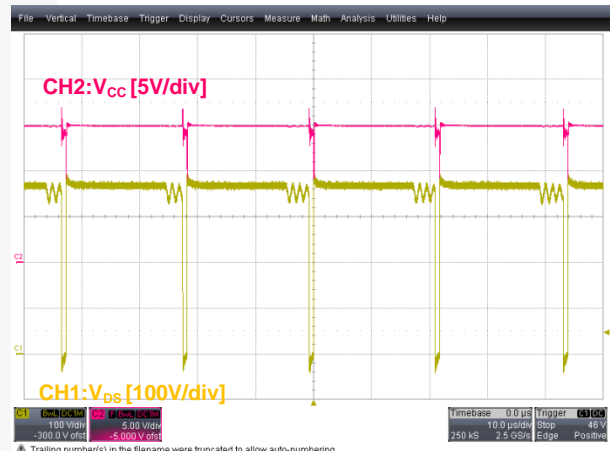


図 23. 通常動作; 入力電圧 265 V<sub>AC</sub>  
(CH1: V<sub>DS</sub>, CH2: V<sub>CC</sub>)

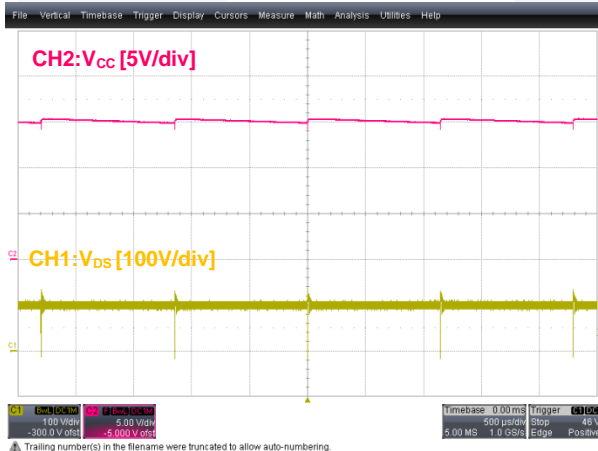


図 24. バーストモード動作; 入力電圧 85 V<sub>AC</sub>  
無負荷(CH1: V<sub>DS</sub>, CH2: V<sub>CC</sub>)

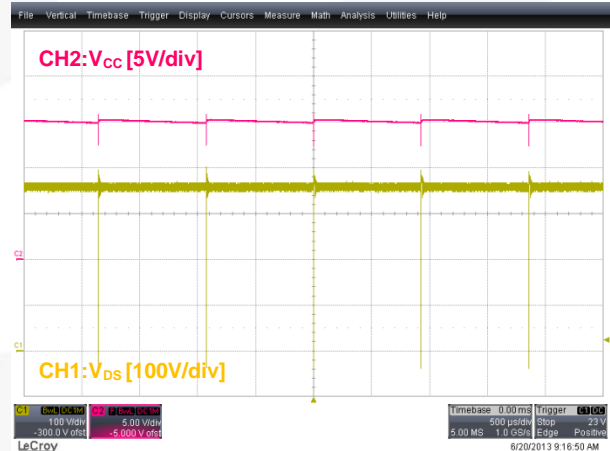


図 25. バーストモード動作; 入力電圧 265 V<sub>AC</sub>  
無負荷(CH1: V<sub>DS</sub>, CH2: V<sub>CC</sub>)

出力電圧制御特性、実験結果

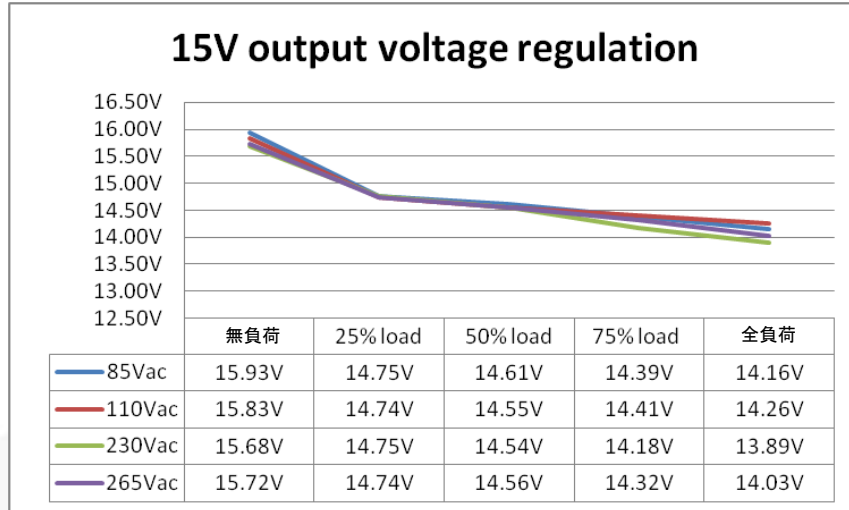


図 26. 15 V 出力電圧制御特性

電磁妨害 (EMI) 特性

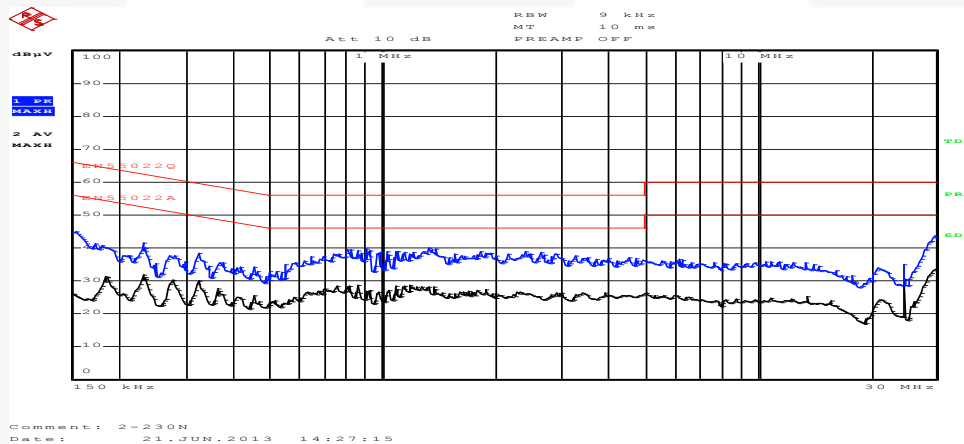


図 27. 110 V<sub>AC</sub>、全負荷条件

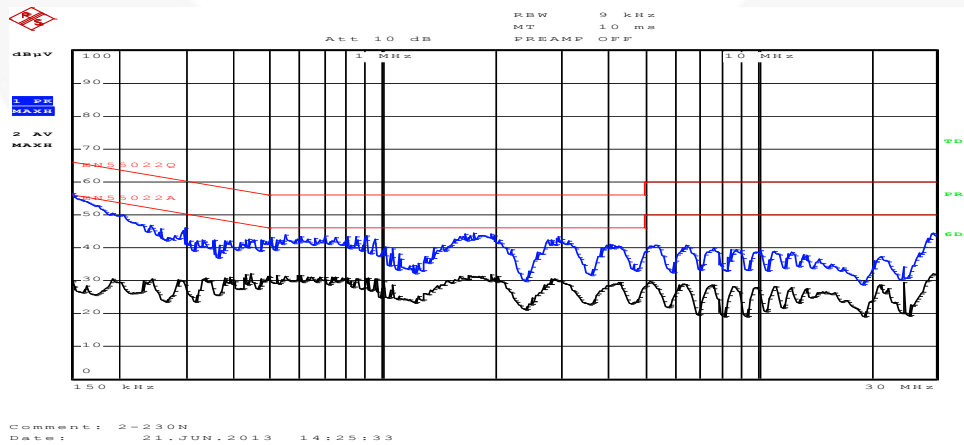


図 28. 230 V<sub>AC</sub>、全負荷条件

## 付録 A — 結合インダクターを使用した場合のデザインガイド

図 29.に示すように、マルチ出力用に直接接続されるLDOはそれ自身の効率および熱特性がそれほど優れていません。これらの問題を避けるため、一般的に結合インダクターが使用されます(図 30.参照)。結合インダクターの長所は、異なるグラウンド配線することにより二つの出力間が絶縁されることです。ここではステップ毎のデザインガイドと結合インダクターの基本動作を説明します。

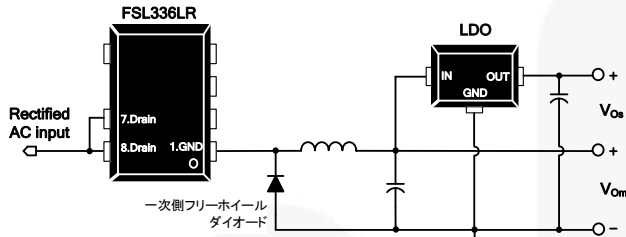


図 29. LDOを使用したマルチ出力降圧コンバーター回路図

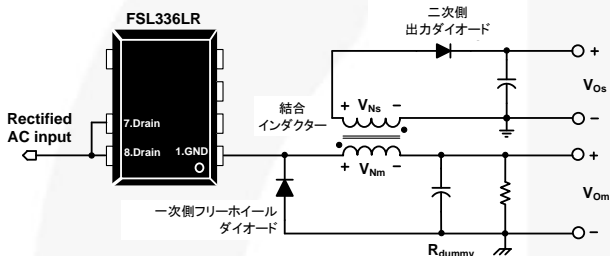


図 30. 結合インダクターを使用した降圧コンバーター標準回路図

### Step 0: 結合インダクターを使用した降圧コンバーターの動作説明

内部のセンスFETがオンした時、フリーホイールダイオードは非導通となり、 $V_{DC} - V_{Om}$  の電圧が結合インダクターの一次側にかかります。トランス巻き線の関係から、二次側に発生する電圧( $V_{Ns}$ )は一次側に加わる電圧を巻き線比で割った値になります。また、その極性は逆になるため二次側出力のダイオードは非導通となります。この間、エネルギーは二次側出力には伝達されません。

フリーホイールダイオードが導通すると、結合インダクターの一次側インダクタに加わる電圧( $V_{Nm}$ )は一次側出力電圧( $V_{Om}$ )とフリーホイールダイオードの順方向ドロップ電圧の和( $V_{Fm}$ )になります。 $V_{Nm}$  の極性は負なので、 $V_{Ns}$  は正極性となり、二次側出力に接続される出力ダイオードが導通します。フリーホイールダイオードが導通した時、二次側出力電圧は( $V_{Os}$ ) が決定されます。

- FSL336LR のゲートがオンした時の結合インダクターの動作説明:
  - 一次側に加わる電圧( $V_{Nm}$ ):  
 $V_{Nm} = V_{DC} - V_{Om}$
  - 二次側に出力される電圧( $V_{Ns}$ ):  
 $V_{Ns} = -(V_{DC} - V_{Om}) \cdot N_s / N_m$

- フリーホイールダイオードが導通した時の結合インダクターの動作説明:

- 一次側に加わる電圧( $V_{Nm}$ ):

$$V_{Nm} = -(V_{Om} + V_{Fm})$$

- 二次側に出力される電圧( $V_{Ns}$ ):

$$V_{Ns} = (V_{Om} + V_{Fm}) \cdot N_s / N_m$$

ここで、 $V_{DC}$  はDC入力電圧、一次側および二次側出力の巻き線数はそれぞれ $N_m$  および $N_s$ です。また、 $V_{Om}$  は出力電圧、 $V_{Fm}$  はフリーホイールダイオードの順方向ドロップ電圧です。

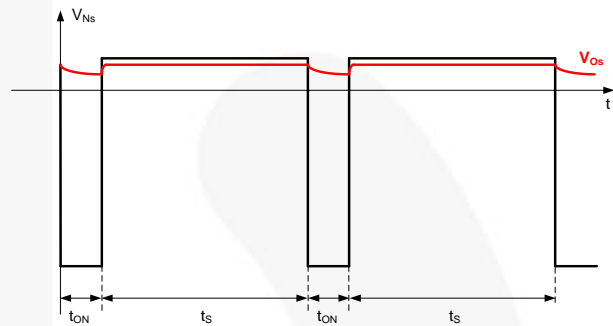


図 31. 結合インダクターの二次側に発生する電圧および二次側出力電圧波形

二次側出力電圧は次のように与えられます:

$$V_{Os} = (V_{Om} + V_{Fm}) \cdot N_s / N_m - V_{Fs}$$

ここで $V_{Fs}$ は二次側出力ダイオードの順方向ドロップ電圧です。

### Step 1: インダクタンスおよびドレインピーク電流の最大値を計算

最小DC入力電圧時に境界モード(BCM)で動作する場合のインダクタンスは式(8)で与えられ、以下の条件を考慮してインダクターの値を決めます:

- $L > L_{Boundary}$  (CCM 動作の場合)
- $L < L_{Boundary}$  (DCM 動作の場合)

$$L_{Boundary} = \frac{\eta \cdot \left(1 - \frac{V_{Om}}{V_{DC.min}}\right) \cdot (V_{Om} + V_{Fm})^2}{2 \cdot P_o \cdot f_s}$$

動作モードに基づき、ドレインピーク電流の最大値は次式で与えられます:

$$I_{ds,peak} = \frac{P_o}{\eta(V_{Om} + V_{Fm})} + \frac{\left(1 - \frac{V_{Om}}{V_{DC.min}}\right)(V_{Om} + V_{Fm})}{2Lf_s}$$

(CCM動作の場合)

$$I_{ds,peak} = \sqrt{\frac{2 \left(1 - \frac{V_{Om}}{V_{DC.min}}\right) P_o}{\eta L f_s}}$$

(DCM動作の場合)

ここで $V_{DC.min}$ は最小DC入力電圧です。



## Step 2: 結合インダクターのコアを決める

結合インダクターサイズを決める前に、コアサイズを最適化するため、電流制限の値を次式により調整することができます:

$$I_{LIMIT.adj.min} = I_{LIMIT.min} \times \frac{R_X}{46k\Omega + R_X} > I_{ds,peak,max}$$

ここで、 $I_{LIMIT.min}$  はパルス-バイ-パルス電流制限の最小値、 $R_X$  は $I_{LIMIT}$  端子に接続される外付け抵抗の値です。

降圧コンバーターでの結合インダクター動作はStep 0で説明したようにフライバックコンバーターのトランス動作に似ています。表 5. に示すように、EI、EE、およびEFタイプのような標準的なコアの選択が可能です。

表 5. コア選択表(ユニバーサル入力電圧、 $f_s=50$  kHzおよび $P_O=5\sim 10$  W)

EI コア		EE コア		EF コア	
サイズ	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	サイズ	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	サイズ	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )
EI12.5	14.4	EE16	19.0	EF12.6	13.0
EI16	19.8	EE19	23.0	EF16.0	20.1
EI19	24.0	EE20	31.0	EF20.0	33.5

## Step 3: 最小一次巻線数を計算

選択されたコアに対し、コアが飽和しない範囲で一次側の最小巻線数は以下の式により与えられます:

$$N_{m,min} = \frac{L_{max} \cdot I_{LIMIT.adj,max}}{B_{sat} \cdot A_e}$$

$$I_{LIMIT.adj,max} = I_{LIMIT,max} \times \frac{R_X}{46k\Omega + R_X}$$

ここで、 $L_{max}$  はインダクタンスの最大値、 $B_{sat}$  は飽和磁束密度、 $A_e$  はコアの断面積を表します。

## Step 4: 一次側および二次側巻き線数を決定

一次側および二次側巻き線数は次の式より与えられます:

$$N_m > N_{m,min}$$

$$N_s = \frac{V_{Os} + V_{Fs}}{V_{Om} + V_{Fm}} N_m$$

## Step 5: 実効値電流に基づきそれぞれの巻き線のワイヤー径を決定

それぞれの巻線の実効値電流は以下のように求められます。

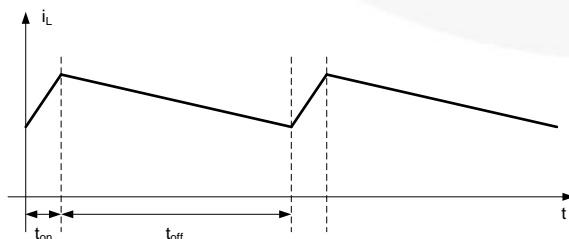


図 32. CCM動作 一次側インダクター電流波形

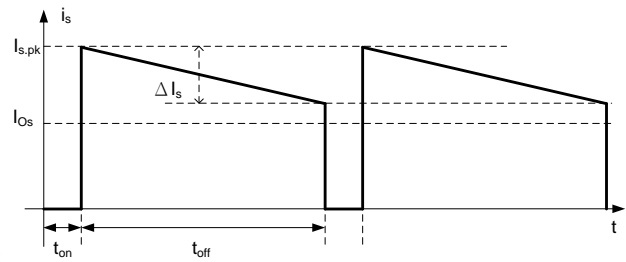


図 33. CCM動作 二次側出力ダイオード電流波形

$$I_{L,rms} = \sqrt{\left(\frac{P_O}{\eta(V_{Om} + V_{Fm})}\right)^2 + \left(\frac{1 - \frac{V_{Om}}{V_{DC,min}}}{L f_s} (V_{Om} + V_{Fm})\right)^2} \frac{1}{12}$$

CCM動作 一次側インダクター電流実効値

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{I_{Os}^2}{1 - \frac{V_{Om} + V_{Fm}}{V_{DC,min}}} + \frac{(V_{Os} + V_{Fs})^2 \left(1 - \frac{V_{Om} + V_{Fm}}{V_{DC,min}}\right)^3}{12 [L f_s (N_s / N_m)]^2}}$$

CCM動作 二次側出力ダイオード電流実効値

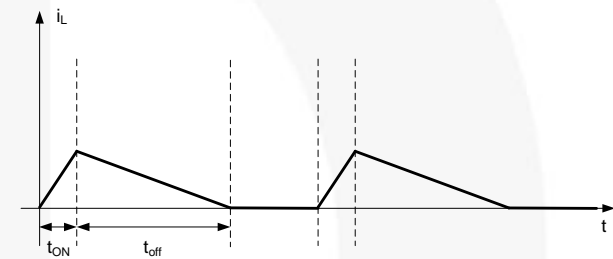


図 34. DCM動作 一次側インダクター電流波形

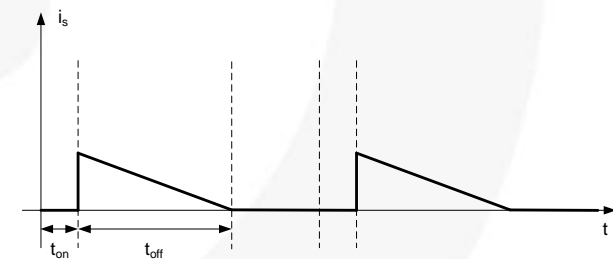


図 35. DCM動作 二次側出力ダイオード電流波形

$$I_{L,rms} = \sqrt{\left(\frac{1 + \frac{V_{Om} + V_{Fm}}{V_{DC,min}}}{V_{DC,min}}\right)^2 \frac{8 \left(1 - \frac{V_{Om}}{V_{DC,min}}\right)^3 P_O^3}{9 L f_s \eta^3}}$$

DCM動作 一次側インダクター電流実効値

$$I_{s,rms} = I_{Os} \sqrt{(V_{Om} + V_{Fm}) \frac{8 \eta \left(1 - \frac{V_{Om}}{V_{DC,min}}\right)}{9 P_O f_s L}}$$

DCM動作 二次側出力ダイオード電流実効値

ここで、 $I_{Os}$  は二次側出力電流

電流密度は一般的に6~10 A/mm<sup>2</sup>が推奨されます。エディ電流損失を避けるため、線径 >0.5 mm は推奨しません。

## 付録 B — 算出式の詳細

### 式 2: 最小DC入力電圧

DCリンクコンデンサーに現れるリップル電圧はコンバーターに供給される電力で計算できます。

$$\frac{1}{2} C_{DC} (2V_{AC.min}^2 - V_{DC.min}^2) = P_{in} \frac{(1-D_{CH})}{f_L}$$

半波整流

$$\frac{1}{2} C_{DC} (2V_{AC.min}^2 - V_{DC.min}^2) = P_{in} \frac{(1/2-D_{CH})}{f_L}$$

全波整流

従って、最小DC入力電圧は以下の式で求められます：

$$V_{DC.min} = \sqrt{2V_{AC.min}^2 - \frac{2P_o \times (1-D_{CH})}{\eta \times C_{DC} \times f_L}}$$

半波整流

$$V_{DC.min} = \sqrt{2V_{AC.min}^2 - \frac{2P_o \times (1/2-D_{CH})}{\eta \times C_{DC} \times f_L}}$$

全波整流

上に示す式にある $D_{CH}$ を正確に見積もるのは困難であるため、代わりに次に示す連立方程式から $V_{DC.min}$ を解きます。式 Aは入力電力による入力電圧の放電波形に関するもので、式 BはAC入力電圧波形に関するものです。これらの式から $D_{CH}$ を求めることなく、より正確な最小入力電圧の値を計算することが出来ます。

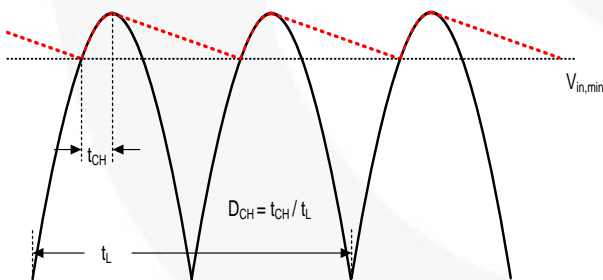


図 36. 全波整流

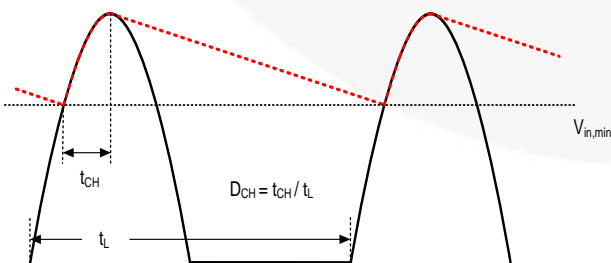


図 37. 半波整流

$$\text{式 A: } V_{DC.min} = V_{AC.min} \sqrt{2} - \frac{P_o}{\eta \times C_{DC} \times V_{AC.min} \sqrt{2}} t_{AC.dis}$$

$$\text{式 B: } V_{DC.min} = V_{AC.min} \sqrt{2} \times \cos 2\pi f_L (t_{AC.dis} - \frac{1}{2f_L} AC\_F)$$

ここで、AC\_F は半波整流では0、全波整流では1 となります。

### 式 8: 境界モードでのインダクタンス

BCMで動作するには、下図に示すようにインダクター電流の平均値はインダクター電流のリップル電圧のちょうど半分になる必要があります。

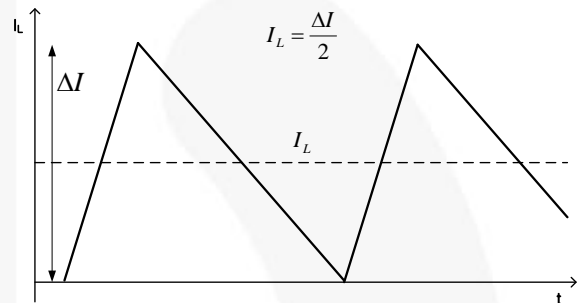


図 38. BCM動作でのインダクター電流

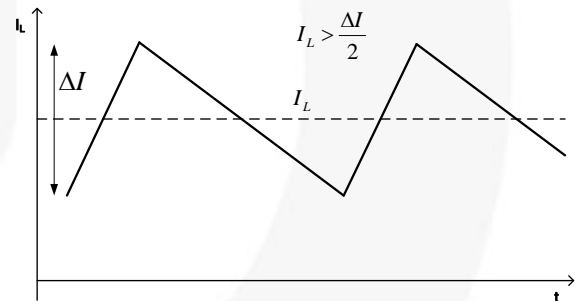


図 39. CCM動作でのインダクター電流

$$I_L = \frac{1}{2} \Delta i_L$$

$$\Rightarrow \frac{I_{in}}{D} = \frac{(V_{DC.min} - V_o) D}{2L_{boundary} f_{S.HIGH}}$$

$$\Rightarrow \frac{I_{in}}{V_{OUT} / V_{DC.min}} = \frac{(V_{DC.min} - V_o) V_{OUT} / V_{DC.min}}{2L_{boundary} f_{S.HIGH}}$$

BCMで動作するためのインダクタンスは：

$$L_{boundary} = \frac{\eta (1 - \frac{V_o}{V_{DC.min}}) V_{OUT}^2}{2f_{S.HIGH} P_o}$$

## 式 9, 11: 動作スイッチング周波数および ドレインピーク電流 (CCM動作)

グリーンモード動作の関係から (図 11. 参照):

$$f_s = \frac{f_{S.HIGH} - f_{S.LOW}}{V_{GREEN.HIGH} - V_{GREEN.LOW}} (V_{COMP} - 0.8V) + 22kHz$$

$V_{COMP}$  と  $I_{ds,peak}$  との関係は:

$$V_{COMP} = \frac{2.4V}{I_{LIMIT} - SL \times t_{CLD} + \frac{V_{DC.min} - V_o}{L} \times t_{CLD}} \times I_{ds,peak}$$

CCM 動作での  $I_{ds,peak}$  の計算式は:

$$I_{ds,peak} = \frac{I_{in}}{D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{P_o}{\eta V_{OUT}} + \frac{(V_{DC.min} - V_o) V_{OUT} / V_{DC.min}}{2L f_s}$$

式を簡単にするため、いくつかの定数で置き換えます:

$$\alpha = \frac{f_{S.HIGH} - f_{S.LOW}}{V_{GREEN.HIGH} - V_{GREEN.LOW}}, \quad \beta = \frac{P_o}{\eta V_{DC.min}},$$

$$\gamma = \frac{2.4V}{I_{LIMIT} - SL \times t_{CLD} + \frac{V_{DC.min} - V_o}{L} \times t_{CLD}}$$

二つの変数、 $I_{ds,peak}$  および  $f_s$  を持つ連立方程式が成り立ちます:

$$\text{式 A: } f_s = \alpha(\gamma \cdot I_{ds,peak} - 0.8V) + 22kHz$$

$$\text{式 B: } I_{ds,peak} = \beta \frac{V_{DC.min}}{V_{OUT}} + \frac{(V_{DC.min} - V_o) V_{OUT} / V_{DC.min}}{2L f_s}$$

## 式 10, 11: 動作スイッチング周波数および ドレインピーク電流 (DCM動作)

CCM 動作の説明にあるように:

$$f_s = \frac{f_{S.HIGH} - f_{S.LOW}}{V_{GREEN.HIGH} - V_{GREEN.LOW}} (V_{COMP} - 0.8V) + 22kHz$$

$$V_{COMP} = \frac{2.4V}{I_{LIMIT} - SL \times t_{CLD} + \frac{V_{DC.min} - V_o}{L} \times t_{CLD}} \times I_{ds,peak}$$

しかし、DCM 動作での  $I_{ds,peak}$  を求める計算式は:

$$I_{in} = \frac{1}{2} I_{ds,peak} D_1 \quad \& \quad I_{ds,peak} = \frac{V_{DC.min} - V_o}{L f_s} D_1$$

$$\Rightarrow I_{in} = \frac{1}{2} \frac{L f_s}{V_{DC.min} - V_o} I_{ds,peak}^2$$

$$\Rightarrow \frac{P_o}{\eta V_{DC.min}} = \frac{1}{2} \frac{L f_s}{V_{DC.min} - V_o} I_{ds,peak}^2$$

$$\Rightarrow I_{ds,peak} = \sqrt{\frac{2(V_{DC.min} - V_o)}{L f_s} \times \frac{P_o}{\eta V_{DC.min}}}$$

CCM動作と同様、式を簡単にするため、いくつかの定数で置き換えます:

$$\alpha = \frac{f_{S.HIGH} - f_{S.LOW}}{V_{GREEN.HIGH} - V_{GREEN.LOW}}, \quad \beta = \frac{P_o}{\eta V_{DC.min}},$$

$$\gamma = \frac{2.4V}{I_{LIMIT} - SL \times t_{CLD} + \frac{V_{DC.min} - V_o}{L} \times t_{CLD}}$$

二つの変数、 $I_{ds,peak}$  および  $f_s$  を持つ連立方程式が成り立ちます:

$$\text{式 A: } f_s = \alpha(\gamma \cdot I_{ds,peak} - 0.8V) + 22kHz$$

$$\text{式 B: } I_{ds,peak} = \sqrt{\frac{2(V_{DC.min} - V_o)\beta}{L f_s}}$$

## 関連製品データシート

[FSL336LRN – Green Mode Fairchild Buck Switch](#)

### 注意事項

フェアチャイルドセミコンダクターは、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きいかなる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ーの製品はフェアチャイルドセミコンダクター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方法に従って適切に使用された場合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。
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。

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](http://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](mailto:orderlit@onsemi.com)

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

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