

LM3477

*LM3477 High Efficiency High-Side N-Channel Controller for Switching
Regulator*



Literature Number: JAJ949

ご注意：この日本語データシートは参考資料として提供しており、内容が最新でない場合があります。製品のご検討およびご採用に際しては、必ず最新の英文データシートをご確認ください。



2004 年 7 月

LM3477

スイッチング・レギュレータ用高効率ハイサイド N チャネル FET コントローラ

概要

LM3477/A はハイサイド N チャネル MOSFET スイッチング・レギュレータ・コントローラです。本デバイスは、降圧型、反転型（昇降圧型）、ゼータ・レギュレータなど、ハイサイド MOSFET を必要とする回路トポロジーに適しています。LM3477/A はプッシュプル・ドライバを内蔵しているため、さまざまな種類の MOSFET が使えます。LM3477/A は広い入力電圧範囲に対応し、ディスクリート・パワー部品の組み合わせによる柔軟性を有し、さらに最大電流を設定できるので、多くのアプリケーションに最適です。

LM3477/A は回路全体の実装面積を小型化するために、500kHz の高いスイッチング周波数を採用しています。電流モード制御の周波数補償に必要な部品は、単一の抵抗と単一のコンデンサのみです。電流モード方式は、優れた入力側ライン・レギュレーションと出力側負荷レギュレーションを実現し、サイクル毎の電流制限が可能です。LM3477/A はシャットダウン時の電流がわずか 5μA であり、省電力動作もしくは電源オン・シーケンス制御ができます。そのほか突入電流を抑制するソフトスタートと、保護機能として出力電圧がレギュレーション範囲を超えないようにする出力過電圧保護を備えています。

LM3477A は LM3477 と機能的には同等ですが、ヒステリシス・モードにおけるヒステリシス・スレッショルド電圧が LM3477 の 1/3 となっています。

特長

- 500kHz スイッチング周波数
- 可変電流制限
- リファレンス電圧定格 ± 1.5%

サーマル・シャットダウン

コンデンサ 1 個と抵抗 1 個で最適化される周波数補償

ソフトスタート回路を内蔵

電流モード動作

ヒステリシス特性を持った低電圧検出回路（低電圧ロックアウト）

8 ピン Mini-SO (MSOP-8) パッケージ

アプリケーション

回路部位ごとの電圧レギュレーション

分散型の電源

ノートブック型およびパームトップ型コンピュータ

インターネット・アプライアンス

プリンタやオフィス機器

バッテリー動作機器

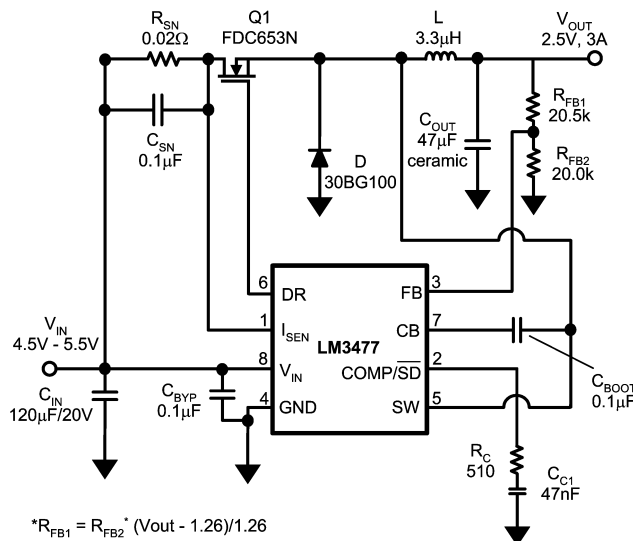
ケーブル・モデム

バッテリー・チャージャ

	ヒステリシス・スレッショルド
LM3477	≒ 36% of programmed current limit
LM3477A	≒ 12% of programmed current limit

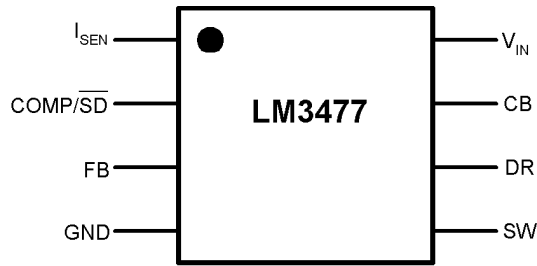
* 詳細は「ヒステリシス・スレッショルド」の項を参照

代表的なアプリケーション 回路



Typical High Efficiency Step-Down (Buck) Converter

ピン配置図



8 Lead Mini SO8 Package (MSOP-8 Package)

パッケージのマーキングおよび製品情報

Order Number	Package Type	Package Marking	Supplied As:
LM3477MM	MSOP-8	S13B	1000 units on Tape and Reel
LM3477MMX	MSOP-8	S13B	3500 units on Tape and Reel
LM3477AMM	MSOP-8	S13A	1000 units on Tape and Reel
LM3477AMMX	MSOP-8	S13A	3500 units on Tape and Reel

端子説明

端子名	端子番号	説明
I_{SEN}	1	電流検出用入力端子。電流検出用の1個の外部抵抗の両端に生じた電圧をこの端子に入力します。
COMP/ \overline{SD}	2	補償用端子。抵抗とコンデンサを組み合わせたものをこの端子に接続すると、制御ループに対する補償になります。また本端子を0.65V以下にするとシャットダウン・モードに移行します。
FB	3	フィードバック端子。出力電圧を抵抗で分圧して1.270Vを取り出し、その電圧をこの端子に入力してください。
GND	4	グラウンド端子
SW	5	スイッチ・ノード端子。外部 MOSFET のソースに接続してください。
DR	6	駆動端子。外部 MOSFET のゲートをこの端子に接続してください。
C_B	7	ブートストラップ端子。この端子と SW 端子 (5 ピン) の間にコンデンサを接続しないと、正しい動作が得られません。コンデンサ端子間の電圧によって外部 MOSFET に対するゲート駆動電圧が生成されます。
V_{IN}	8	電源入力端子

絶対最大定格 (Note 2)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

MSOP パッケージのリード温度
ペーパ・フェーズ (60 秒)
赤外線 (15 秒)

215
220

入力電圧	36V
ドライバ出力電流のピーク値 (< 10 μ s)	1.0A
C _B 端子電圧 (Note 2)	43V
I _{SEN} 端子電圧 Voltage	500mV
消費電力	内部制限
保存温度範囲	- 65 ~ + 150
接合部温度	+ 150
ESD 耐圧 (Note 3)	
人体モデル	2kV
マシン・モデル	200V

動作定格 (Note 1)

電源電圧	2.97V	V _{IN}	35V
接合部温度範囲	- 40	T _J	+ 125

電気的特性 (Note 4)

標準字体で示した仕様は T_J = 25 に適用されます。太字で示した仕様は全動作温度範囲に適用されます。特記のない限り、V_{IN} = 12V です。

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
V _{FB}	Feedback Voltage	V _{COMP} = 1.4V, 2.97V ≤ V _{IN} ≤ 36V	1.270	1.260/ 1.252 1.288/ 1.290	V V(min) V(max)
ΔV _{LINE}	Feedback Voltage Line Regulation	2.97V ≤ V _{IN} ≤ 36V	0.001		%/V
ΔV _{LOAD}	Output Voltage Load Regulation		±0.5		%/V (max)
V _{UVLO}	Input Undervoltage Lock-out		2.87	2.97	V V(max)
V _{UV(HYS)}	Input Undervoltage Lock-out Hysteresis		180	130 225	mV mV (min) mV (max)
F _{SW}	Switching Frequency		500	435 575	kHz kHz(min) kHz(max)
R _{DS1 (ON)}	Driver Switch On Resistance (top)	I _{DR} = 0.2A, V _{IN} = 5V	7		Ω
R _{DS2 (ON)}	Driver Switch On Resistance (bottom)	I _{DR} = 0.2A	4		Ω
(V _{CB} -V _{SW}) _{max}	Maximum Boot Voltage	V _{IN} < 7.2V V _{IN} ≥ 7.2V	V _{IN} 7.2		V
D _{max}	Maximum Duty Cycle		93	88	% %(min)
T _{min (on)}	Minimum On Time		330	230 495	nsec nsec(min) nsec(max)
I _{SUPPLY}	Supply Current (switching)	(Note 5)	2.0	3.0	mA mA (max)
I _Q	Quiescent Current in Shutdown Mode	(Note 6), V _{IN} = 5V	5	8	μA μA (max)
V _{CL(O)}	Current Limit Voltage at 0% Duty Cycle	LM3477	155	130/ 125 185/ 190	mV mV (min) mV (max)
		LM3477A	165	140/ 135 195/ 200	mV mV (min) mV (max)

電气的特性 (Note 4) (つぎ)

標準字体で示した仕様は $T_J = 25$ に適用されます。太字で示した仕様は全動作温度範囲に適用されます。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ です。

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
$V_{CL(100)}$	Current Limit Voltage at 100% Duty Cycle	LM3477	74	50/43 98/98	mV mV (min) mV (max)
		LM3477A	65	41/25 89/98	mV mV (min) mV (max)
V_{SC}	Short-Circuit Current Limit Sense Voltage	$V_{IN} = 5V$, LM3477	350	270 420	mV mV (min) mV (max)
		$V_{IN} = 5V$, LM3477A	310	260 380	mV mV (min) mV (max)
V_{SL}	Internal Compensation Ramp Voltage Height	$V_{IN} = 5V$, LM3477	83		mV
		$V_{IN} = 5V$, LM3477A	103		
V_{OVP}	Output Over-voltage Protection (with respect to feedback voltage) (Note 7)	$V_{COMP} = 1.4V$	50	32/25 78/85	mV mV(min) mV(max)
$V_{OVP(HYS)}$	Output Over-Voltage Protection Hysteresis(Note 7)	$V_{COMP} = 1.4V$	60	20 110	mV mV(min) mV(max)
G_m	Error Amplifier Transconductance	$V_{COMP} = 1.4V$ $I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink)	750	600/365 1000/1265	μmho μmho (min) μmho (max)
A_{VOL}	Error Amplifier Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.4V$ $I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink)	38	30 42	V/V V/V (min) V/V (max)
I_{EAO}	Error Amplifier Output Current (Source/ Sink)	Source, $V_{COMP} = 1.4V$, $V_{FB} = 0V$	100	75/50 130/160	μA μA (min) μA (max)
		Sink, $V_{COMP} = 1.4V$, $V_{FB} = 1.4V$	-140	-110/-95 -170/-180	μA μA (min) μA (max)
V_{EAO}	Error Amplifier Output Voltage Swing	Upper Limit $V_{FB} = 0V$ COMP Pin = Floating	2.2	2.0 2.35	V V(min) V(max)
		Lower Limit $V_{FB} = 1.4V$	0.75	0.5 0.95	V V(min) V(max)
T_{SS}	Internal Soft-Start Delay	$V_{FB} = 1.2V$, $V_{COMP} =$ Floating	5		msec
T_r	Drive Pin Rise Time	$C_{GS} = 3000pF$, $V_{DR} = 0$ to 3V	25		ns
T_f	Drive Pin Fall Time	$C_{GS} = 3000pF$, $V_{DR} = 0$ to 3V	25		ns
V_{SD}	Shutdown Threshold (Note 8)	Output = High	1.15	1.35	V V (max)
		Output = Low	0.65	0.3	V V (min)
I_{SD}	Shutdown Pin Current	$V_{SD} = 5V$	-1		μA
		$V_{SD} = 0V$	+1		

電氣的特性 (Note 4) (つぎ)

標準字体で示した仕様は $T_J = 25$ に適用されます。太字で示した仕様は全動作温度範囲に適用されます。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ です。

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
TSD	Thermal Shutdown		165		$^{\circ}C$
T_{SH}	Thermal Shutdown Hysteresis		10		$^{\circ}C$
θ_{JA}	Thermal Resistance	MM Package	200		$^{\circ}C/W$

Note 1: 「絶対最大定格」とは、その値を超えて動作させると、デバイスが破損する可能性のあるリミット値のことです。「動作定格」とは、デバイスが正常に機能する条件のことです。保証仕様とテスト条件については、「電氣的特性」を参照してください。

Note 2: C_B 端子の電圧は、SW 端子電圧 V_{SW} に対し 8V を超えてはなりません。

Note 3: 人体モデルでは、100pF コンデンサから 1.5k Ω 抵抗を介して各端子に放電させます。マシン・モデルでは 200pF のコンデンサを使用し直接各端子に放電します。

Note 4: 標準字体で示したリミット値はすべて、室温で保証されます。太字で示したリミット値はすべて、動作温度範囲の最低値および最高値で保証されます。室温でのリミット値は全数テストされます。動作温度範囲の最低値および最高値でのリミット値はすべて、統計的品質管理 (SQC: Statistical Quality Control) の標準的な手法を用いて導いた相関関係により保証されます。平均出荷品質水準 (AOQL: Average Outgoing Quality Level) の計算にはすべてのリミット値が使用されています。

Note 5: 本テストでは COMP/ \overline{SD} 端子を開放としています。

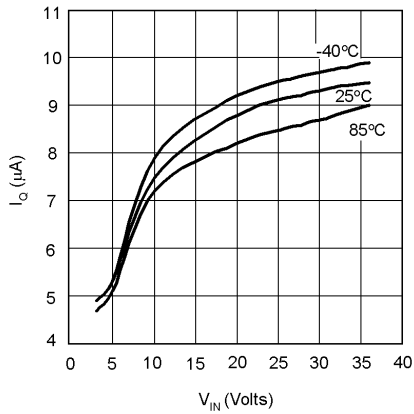
Note 6: 本テストでは COMP/ \overline{SD} 端子を Low レベルに接続しています。

Note 7: 過電圧保護に関する値は帰還電圧を基準に規定されています。過電圧保護回路は帰還電圧を監視しているからです。過電圧保護回路のスレッシュホールドは、過電圧保護に関する仕様値に帰還電圧 V_{FB} を加えた値です。

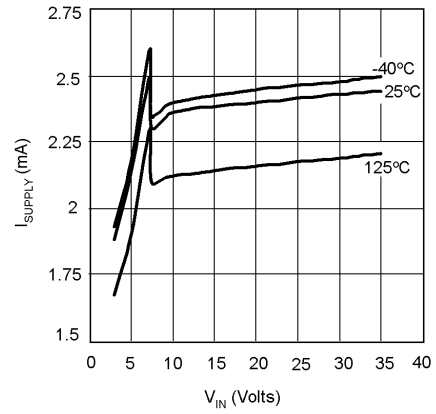
Note 8: レギュレータをオフにするときは、抵抗を介して CMOP/ \overline{SD} 端子をグラウンドにつけてください。レギュレータをオフに保つときは、「Output = Low」のリミット値より低い電圧を CMOP/ \overline{SD} 端子に入力してください。

代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。

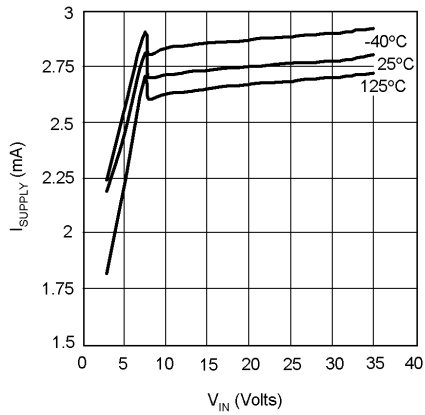
I_Q (Shutdown) vs Temperature & Supply Voltage



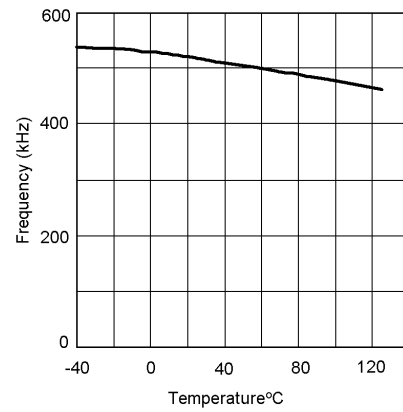
I_{Supply} vs Temperature & Supply Voltage (Non-Switching)



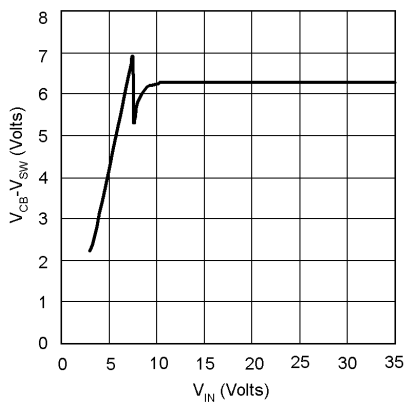
I_{Supply} vs Temperature & Supply Voltage (Switching)



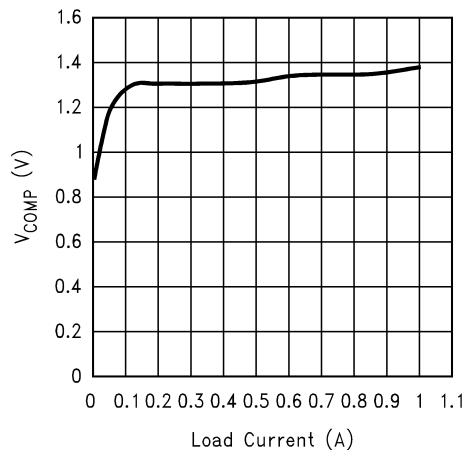
Frequency vs Temperature



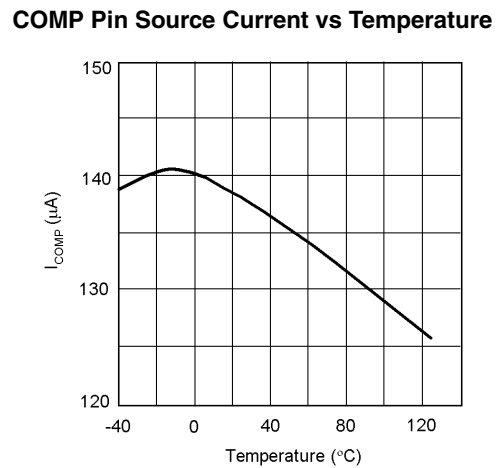
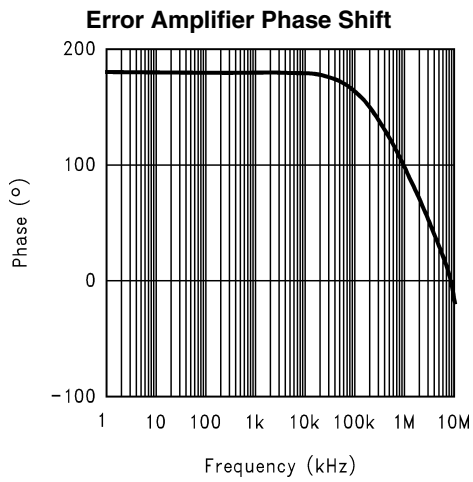
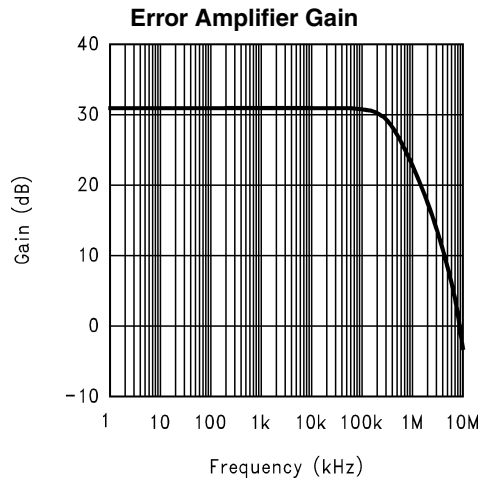
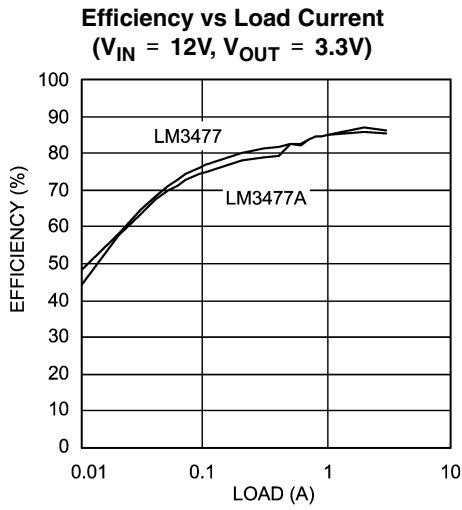
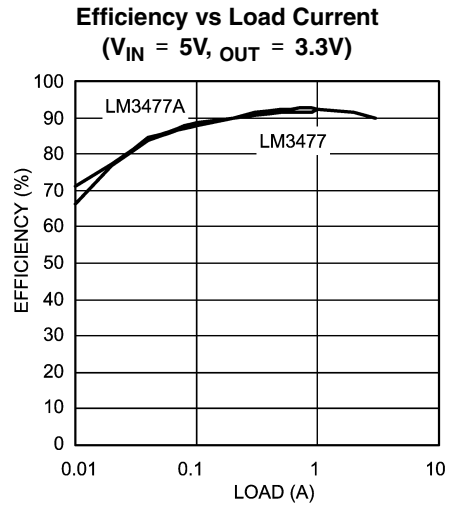
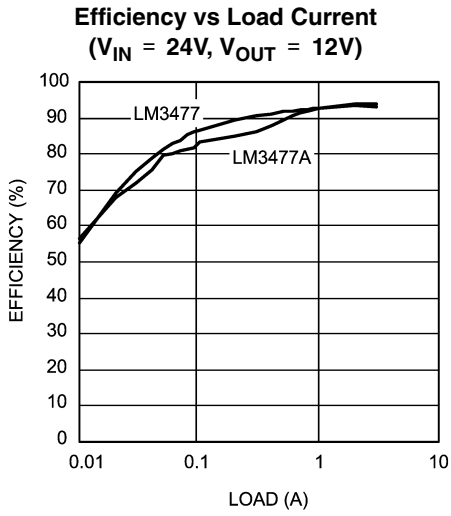
$V_{CB} - V_{SW}$ vs Supply Voltage



COMP Pin Voltage vs Load Current

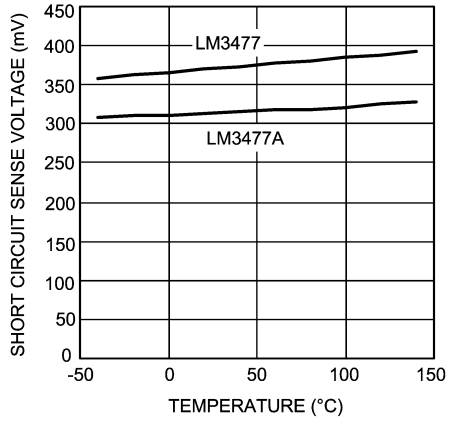


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。(つづき)

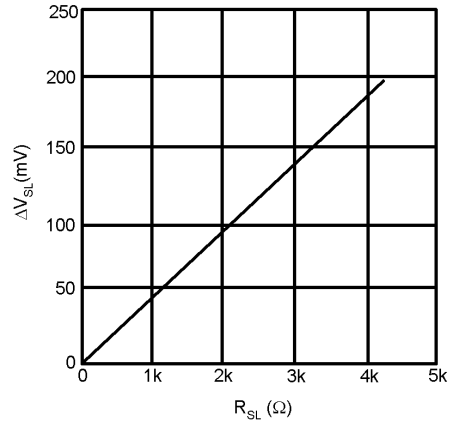


代表的な性能特性 特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25$ です。(つづき)

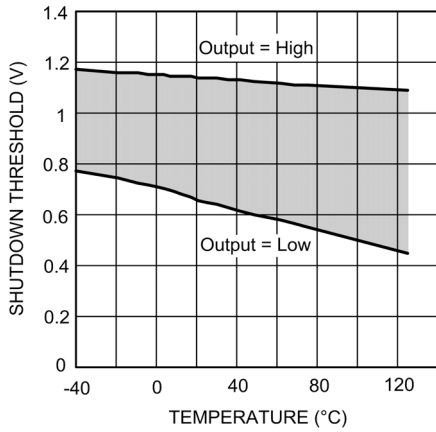
Short Circuit vs Temperature



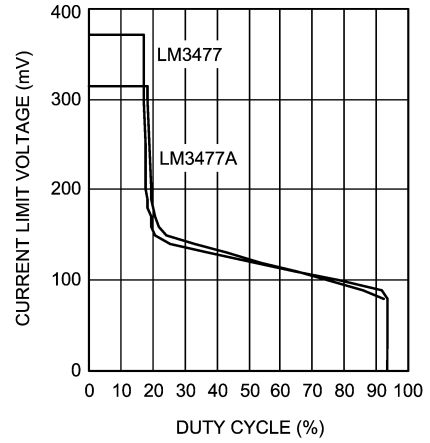
Slope Compensation Ramp vs Slope Compensation Resistor



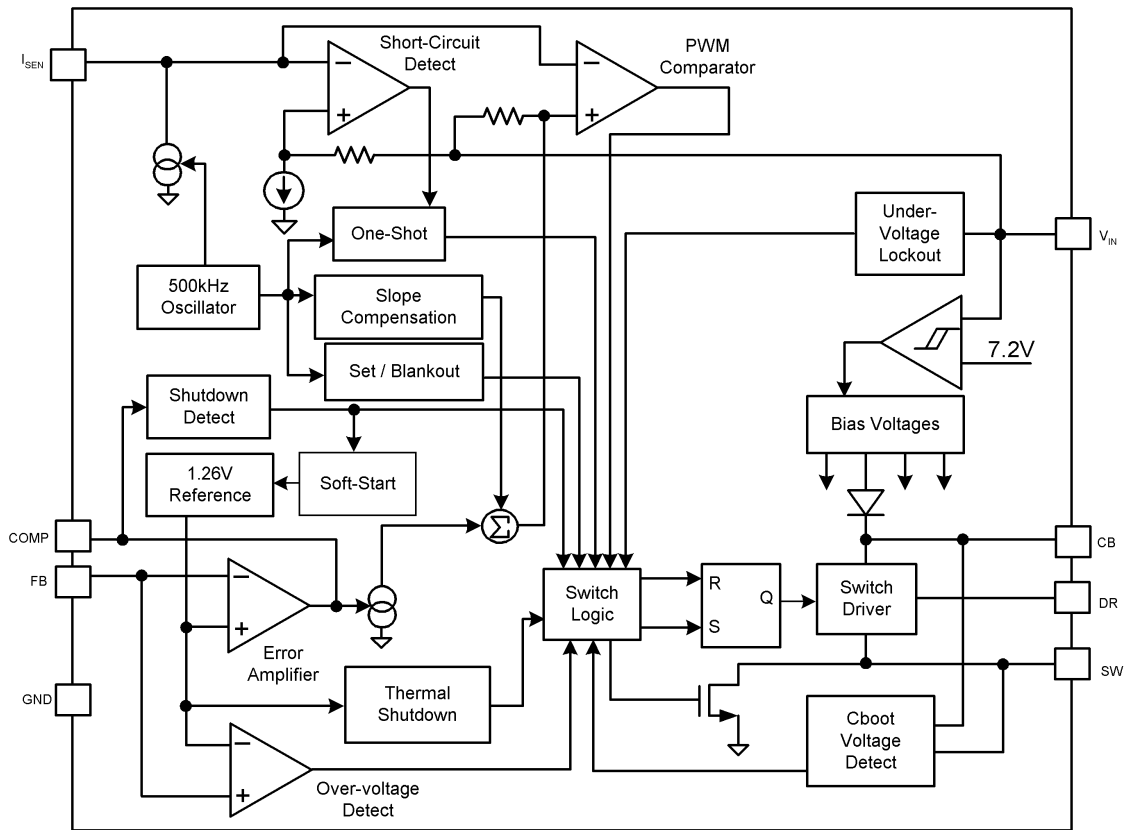
Shutdown Threshold Hysteresis vs Temperature



Current Sense Voltage vs Duty Cycle



機能ブロック図



機能説明

概要

LM3477/A は、ハイサイド MOSFET を必要とする回路トポロジーに適したスイッチング・レギュレータ・コントローラです。たとえば降圧型がそのような回路トポロジーに該当します。その他には、反転型（昇降圧型）、および反転 SEPIC（ゼータ）コンバータがあります。本データシートでは、主に降圧型コンバータへの適用について説明します。

LM3477/A は電流モード制御方式を採用しています。電流モード制御方式の特徴として、優れた入力側ライン・レギュレーションと出力側負荷レギュレーションの実現、サイクル毎の電流制限、そしてループ補償が容易であることが挙げられます。LM3477/A は、傾きを設定できる特許取得済みの補償方式を備えており、インダクタの選択に自由度を与えています。LM3477/A は多くの特徴により、さまざまなアプリケーションに適用可能となっています。入力電圧範囲は 2.97V から 35V と広く、また回路トポロジーにより正電圧または負電圧の出力を得ることができます。電流制限機能によりどのような負荷も安全に駆動します。また内蔵のソフトスタート機能はスタートアップ時の突入電流を抑制します。さらに出力過電圧と入力の過小電圧保護は、LM3477/A の安全な動作を保証します。

動作領域

LM3477/A の基本動作モードはパルス幅変調 (PWM) です。PWM モードでは出力電圧は十分にレギュレートされ、わずかにスイッチング周波数 (500kHz) と同じ周波数のリップル成分を含みます。一方、軽負荷のときは LM3477/A はヒステリシス・モードで動作します。ヒステリシス・モードでは出力電圧は High と Low の電圧間でのジグザグとなるため、結果的に PWM モードに比べてリップル振幅が大きくなり、またリップル周波数は低くなります（「出力過電圧保護」の項を参照）。

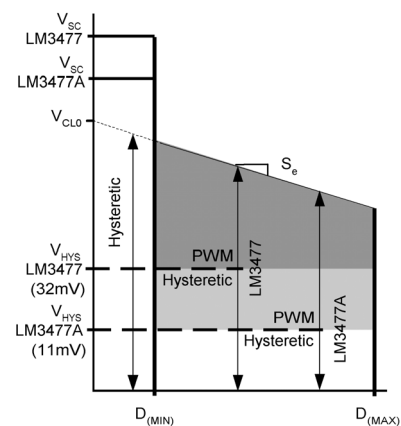


FIGURE 1. Operating Regions of the LM3477/A

機能説明 (つづき)

LM3477 と LM3477A の動作上の主な相違を Figure 1 に示します。Figure 1 に示される電圧はセンス抵抗 R_{SN} での電圧降下であり、スイッチ電流により変わります。LM3477A はヒステリシス・スレッシュホールド電圧 V_{HYS} が低く、そのため PWM モードで動作する負荷範囲が LM3477 より先広がっています。代表値 (typ) で LM3477 の V_{HYS} は 32mV ですが、LM3477A は 11mV です。この負荷範囲の違いは、Figure 1 では灰色の領域として示されています。薄い灰色は LM3477 に比べて LM3477A が対応できる PWM モードでの動作領域です。すなわち LM3477A を用いると、PWM モード動作の特徴である低リップルの良好なレギュレーション出力電圧を、広い負荷範囲に対して得ることができます。また大きな違いではありませんが、短絡電流制限 V_{SC} が両デバイスで異なっています。

V_{SC} はセンス電圧 V_{SNpk} の上限値です (「短絡保護」の項を参照)。 V_{SC} は LM3477 より LM3477A の方が低くなっています (上限値については「電気的特性」を参照)。

出力過電圧保護

LM3477/A は出力電圧に対する過電圧保護 (OVP) 機能を備えています。過電圧は FB 端子 (3 ピン) で検出され、 $V_{FB} + V_{OVP}$ を越えると OVP 機能にトリガがかかります。 V_{FB} と V_{OVP} の上限値は「電気的特性」に記載されています。

OVP機能にトリガがかかると DR 端子は Low になり、パワー MOSFET を強制的にオフします。MOSFET のオフにより出力電圧は低下します。その後 FB 端子電圧が $V_{FB} + (V_{OVP} - V_{OVP(HYS)})$ を下回ると、LM3477/A は再びスイッチングを開始します。 $V_{OVP(HYS)}$ の上限値は「電気的特性」に記載されています。

出力電圧がレギュレーション範囲を超えるすべての事象において、OVP 機能にトリガがかかります。OVP 機能が働くと通常のパルス幅変調 (PWM) モードからヒステリシス・モードに切り替わってしまうので、開発に際しては過電圧に至る要因を考慮することが望まれます。ヒステリシス・モードでは Figure 2 に示すように出力電圧は High と Low の電圧間でジグザグとなるため、結果的に PWM モードに比べてリップル振幅が大きくなり、またリップル周波数は低くなります。

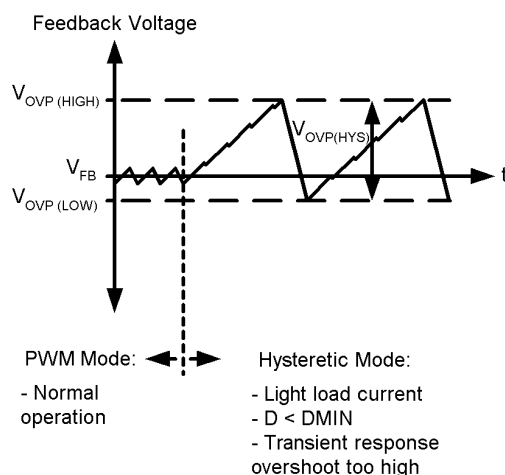


FIGURE 2. The Feedback Voltage is related to the Output Voltage. See different Ripple Components in PWM and Hysteretic Modes

負荷電流が小さくなると LM3477/A はデューティ・サイクルを増加させるため、出力電圧が上がり OVP がトリガされます。これは、パルス幅変調波形を用いた LM3477/A の出力電圧レギュレーションの方法によるものです。パルス幅変調波形には上限と下限があります。

OVP がトリガされる別の要因は、LM3477/A の入力電圧が、パルス幅変調モードでレギュレーションを行える動作範囲より高い場合です。出力電圧は入力電圧とデューティ・サイクルの関数として $V_{OUT} = V_{IN} * D$ と表されます。LM3477/A のデューティ・サイクルの最小は、ブランク・アウト・タイミング T_{MIN} によって 16.5% (typ) になっています。入力電圧が高く D_{MIN} 以下のデューティ・サイクルが必要な場合でも、動作上 D_{MIN} を下回ることができないため、入力電圧に伴って出力電圧は上昇し OVP を引き起こします。

LM3477/A の動作境界をプロットすると、ヒステリシス・モードへの移行点の理解が容易になります。Figure 1 で、動作上限はセンス抵抗 R_{SN} の両端のピーク電圧 (V_{SNpk}) として示されています。これはピーク・インダクタ電流によって生じる R_{SN} での電圧降下に相当します。 V_{SNpk} が取り得る範囲は灰色の部分です。すなわち通常の動作で V_{SNpk} は灰色の領域内になければならず、LM3477/A は PWM モードで動作します。 V_{SNpk} が灰色の領域に入らないような動作条件を選べば、 V_{SNpk} が灰色の領域に収まるように動作モードが変更され、LM3477/A はヒステリシス・モードに切り替わります。実際は、LM3477/A はデューティ・サイクルを変えて、 V_{SNpk} が灰色の領域から出ないように制御します。

出力電圧の遷移応答で起こるオーバーシュートも OVP をトリガします。「出力コンデンサの選択」の項で述べるように、コンデンサの容量が小さすぎる場合、もしくは ESR が大きすぎる場合に、出力オーバーシュートが大きくなり OVP を引き起こします。ただしデューティ・サイクルで吸収できる可能な動作マージンを持つ場合 (すなわちコンバータが D_{MIN} もしくは D_{MAX} 付近で動作していない場合)、ヒステリシス・モードで数サイクル動作した後 PWM モードに戻ります。

OVP を引き起こす残りの要因について述べます。入力電圧がレギュレートされなく 7.2V を交わる場合、出力電圧は Figure 3 のような動作を示します。LM3477/A の内部バイアスは、入力が 7.2V になると切り替わります。このとき LM3477/A のすべての内部ブロックで、バイアス電圧がわずかながら急激に変動します。バイアスの変動により制御電圧 V_C がシフトし、PWM コンバータはレギュレーションを維持しようと試みます。PWM コンバータから見れば、シナリオ的には負荷電流のステップ変化と同じであり、そのため出力電圧応答は、負荷がステップ変化した時に観測される出力電圧の変動と同じになります。したがって出力電圧のオーバーシュートが OVP を引き起こします。LM3477/A はヒステリシス・モードに移り、負荷電流が下がってもヒステリシス・モードを維持して PWM モードに戻らない場合があります。すなわち出力電圧はヒステリシス・モードでレギュレートされてしまいます。本現象で LM3477/A がヒステリシス・モードを抜け出すかどうかは、主に出力電流と出力コンデンサ容量の作用によりますが、予測は困難です。上記要因によりヒステリシス・モードへの切り替わりが起こるのは負荷電流が大きいときに限られているので、出力コンデンサの容量を大きくして発生を防ぎます。

機能説明 (つづき)

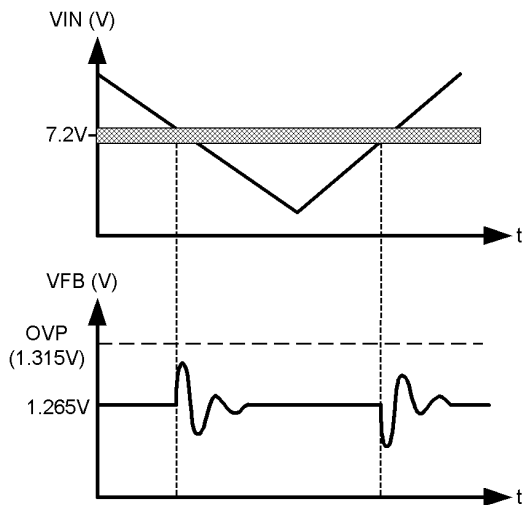


FIGURE 3. The Feedback Voltage Experiences an Oscillation if the Input Voltage Crosses the 7.2V Internal Bias Threshold

デフォルト / 可変スローブ補償

LM3477/A は電流モード制御を採用しています。電流モード制御の主な長所として、サイクル毎に電流制限が行えるという固有の特長のほかに、制御ループの補償が単純化できる点が挙げられます。しかし、電流モードを用いた結果として回路素子の選択には注意が必要です。またインダクタ電流による低調波発振の可能性を固有の性質として持っており、不安定性の要因となるため対策が必要です。

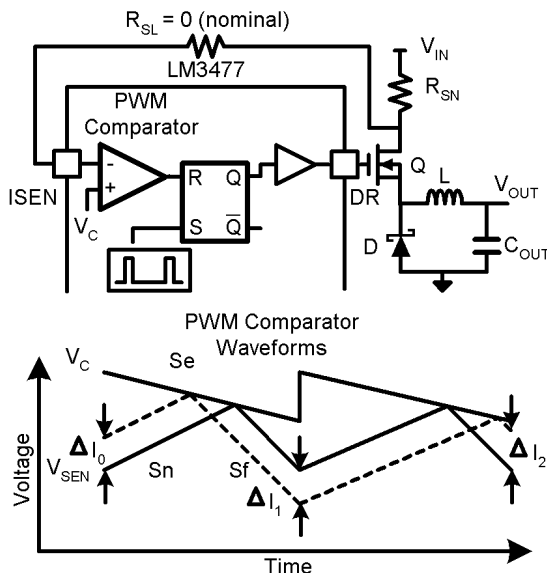


FIGURE 4. The Current Sensing Loop and Corresponding Waveforms

Figure 4 を用いて簡単に説明します。この図には多くの情報が含まれています。図の上側は電流センス・ループの回路です。図の下側には、二つのスイッチング・サイクルにわたるパルス幅変調 (PWM) コンパレータの波形を示します。実線で描かれた二本の

波形は、MOSFET の駆動信号を生成するために、内部のパルス幅変調器で比較されます。傾き S_e を持つ上側の波形は内部で生成された制御波形 V_C です。傾き S_n と S_f を持つ下側の実線は、センスされたインダクタ電流波形 V_{SEN} です。両方の波形が PWM コンパレータに入力され比較されます。この回路には帰還ループが存在します。インダクタ電流はセンスされ、 V_C と比較を行うために PWM コンパレータに与えられます。コンパレータの出力と次段の R/S フリップフロップにより MOSFET のオンまたはオフが決まり、インダクタが受け取る電流量が効率的に制御されます。たとえば V_C が V_{SEN} より高い場合、PWM コンパレータ出力は High となり外部パワー MOSFET をオンにします。MOSFET がオンのときインダクタ電流は一定の傾きで上昇し、センス電圧 V_{SEN} も高くなります。 V_{SEN} が V_C に等しくなると PWM コンパレータは MOSFET をオフするように信号を生成し、インダクタ電流は傾き S_f で降下していきます。最後に内部発振クロックによって R_S フリップフロップがセットされ、以上のサイクルが繰り返されます。

低調波での発振現象は負荷が異常急変したときに起こります。そのような異常急変が起きた後でインダクタ電流がどのように落ち着くかを計算し、発振現象を解析します。例としてインダクタ電流が平均的な状態からステップ増加した場合を、Figure 4 では点線の波形で示します。異常急変が起こったスイッチング周期では、インダクタ電流が I_0 だけ増加しています。次のスイッチング周期の初めには、インダクタ電流は本来の値より I_1 だけ異なっています。このように最初の異常急変は、その後のすべてのスイッチング・サイクルに伝搬していきます。この伝搬が収束に向かうのか発散に向かうのかを見極めなければなりません。あるサイクルと次のサイクル間のインダクタ電流の差は、 S_n 、 S_f 、 S_e の関数として次のように表されるのは明らかです。

$$\Delta I_n = \frac{S_f - S_e}{S_n + S_e} \Delta I_{n-1}$$

この式から、 $(S_f - S_e)/(S_n + S_e)$ が 1 より大きければインダクタ電流は発散に向かい、低調波発振が起こることがわかります。なお、 S_e が大きくなると係数が小さくなる点に注意してください。またデューティ・サイクルが 50% を越える場合は、インダクタンスが小さくなると係数は大きくなります。

LM3477/A は、妥当なインダクタが使用できるように、 S_e に対する十分な傾き補償を内部で行います。傾きラмп V_{SL} の高さは「電気的特性」に記載されています。LM3477/A では、小さなインダクタを使用したいときに S_e を大きくできる特許取得済みの補償方式を採用しています。外部単一抵抗 R_{SL} によって S_e を無限に大きくできます。 R_{SL} による増える補償傾き S_e の量を次式に示します。

$$\Delta S_e = 50 \times 10^{-6} \times f_s \times R_{SL} \left(\frac{V}{\mu S} \right)$$

ゆえに、

$$S_e = f_s (V_{SL} + 50 \times 10^{-6} \times R_{SL}) \left(\frac{V}{\mu S} \right)$$

インダクタ電流の異常急変が発散に向かう場合、電流センス制御ループは不安定となりインダクタ電流において低調波発振が起こります。この発振は、スイッチング周波数の 1/2 の周波数を持つ、外側の電圧制御ループの共振として観測されます。「パワー・インダクタ」の項では、この共振ピーキングに基づき、最小インダクタンスと必要な傾き補償抵抗 R_{SL} の求め方について記述しています。

機能説明 (つづき)

スタートアップ/ソフトスタート

LM3477/A は、スタートアップ時に働くソフトスタート機能を内蔵しています。ソフトスタートにより、定常電流に至るまで、インダクタ電流は緩やかにかつ滑らかに増加します。この技術によってスタートアップ時の入力突入電流が抑制されます。ソフトスタート機能はスタートアップ時の最初のおよそ 5ms だけ機能します。

Note: 出力電圧にグラウンド上で 200mV を超えるバイアス電圧がかけられていると LM3477/A は起動しない場合があります。

Note: 傾き抵抗 R_{SL} を用いると、ヒステリシス・スレッショルドは低下します。したがって LM3477/A は、スタートアップ前に最大 100mA のプリロードを必要とする場合があります。

短絡保護

センス抵抗の両端の電圧 ($V_{IN} - I_{SEN}$ の電圧差) が V_{SC} を超えると、短絡電流制限機能がアクティブとなります。短絡電流保護モード時は外部 MOSFET はターンオフされます。短絡の状態が取り除かれると、外部 MOSFET は 5 サイクル後にターンオンされます。短絡保護電圧 V_{SC} は「電気的特性」に記載されています。なお V_{SC} は、LM3477A のほうが LM3477 より低くなっています。

シャットダウン

LM3477/A の COMP/SD 端子 (2 ピン) は、シャットダウン端子の役割も持っています。COMP/SD 端子に Low レベルを与えると、LM3477/A はスイッチングを停止し低電流モードに移行します (Low レベルの電圧仕様値については「電気的特性」に規定されています)。シャットダウン・モードではデバイスの総消費電流は 10 μ A 以下になります。Figure 5 に、シャットダウン機能を実現する回路例を二つ示します。

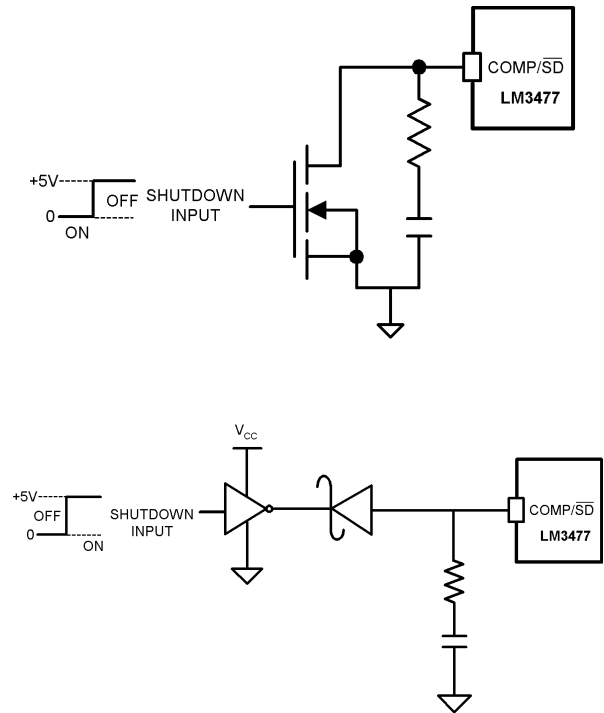


FIGURE 5. Implementing Shutdown in LM3477

回路の設計

概要

電源の設計ではさまざまなトレードオフが存在します。性能を実現する上で、部品の選択が性能の上限を左右します。LM3477/A では、最適な性能と素子選択のトレードオフを実現するため、外付け部品の選択に対する柔軟性を高めています。たとえば小さなインダクタを使用できるように、内部傾き補償を外部から増加させられるようにしています。以下に述べる設計手順では、連続導通モードで動作する典型的な LM3477/A 降圧型コンバータ回路で、性能および素子選択の最適化を支援するとともに、外部素子を選択する方法について説明します。Figure 6 に標準的な回路例と各素子の名称を示します。なお LM3477/A は、不連続導通モード動作にも対応しています。

回路の設計 (つづき)

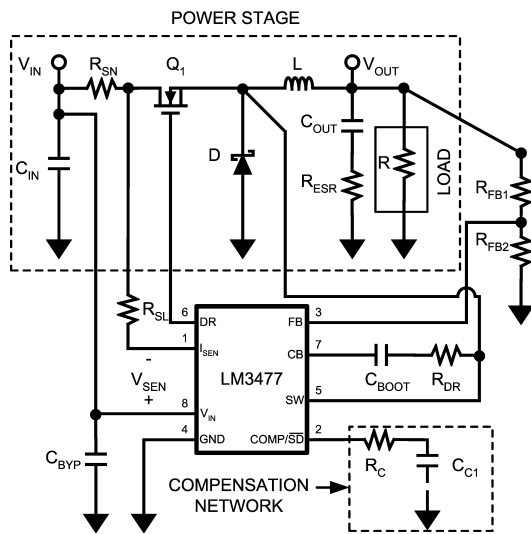


FIGURE 6. LM3477 Buck Converter Reference Schematic

出力電圧の設定

出力電圧は、Figure 6 に示すように、出力および FB 端子に接続した抵抗分圧回路により設定可能です。両分圧抵抗は、FB 端子電圧が 1.27V になるように選択します。R_{FB1} および R_{FB2} の値は次式で求められます。

$$V_{OUT} = 1.27 \cdot (1 + R_{FB1}/R_{FB2})$$

デューティ・サイクルの計算

降圧型コンバータ・アプリケーションにおいて、LM3477/A のデューティ・サイクルは次式で計算できます。

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D - V_Q - V_{SEN}} \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

V_D = パワーダイオードの順方向電圧降 ≒ 0.5V

V_Q = MOSFET が導通状態での V_{DS} ≒ I_{OUT} * R_{DSON}

V_{SEN} = センス抵抗両端の電圧 = I_{OUT} × R_{SN}

D はスイッチング周期に対する MOSFET スイッチがオンしている時間の比です。スイッチング周期からオン時間を引いた時間が MOSFET スイッチがオフしている時間となります。式は次で示されます。

$$D' = 1 - D$$

LM3477/A が取り得るデューティ・サイクルには上限と下限があります (「電気的特性」参照)。最大デューティ・サイクルは 93% (typ) で、出力電圧のレギュレーションが維持できる入力電圧と出力電圧の差 (ドロップアウト電圧) がこれによって決まります。設計上、ドロップアウト電圧を極めて低くしたい場合は、近似式ではなく、V_D、V_Q、V_{SN} の各項を含めて最大デューティ・サイクルを正確に求める必要があります。またインダクタにおける電圧降下もドロップアウト電圧を低下させます。

SW ピンが Low のときに充電される C_{boot} に発生する電圧を通して FET ドライブ電圧が LM3477/A によって供給されます。C_{boot}

が再充電できないときは、C_{boot} 電圧が約 2V を下回ると LM3477/A は自動的に再起動します。したがって、デューティ・サイクルが高いときの正常な動作を保证するためには、C_{boot} の値は、少なくとも、0.1 μF とすることを推奨します。

LM3477/A の最小デューティ・サイクルは、オン時間の最短、またはブランクアウト時間に対応します (「電気的特性」参照)。

$$D_{MIN} = T_{MIN} \cdot f_s$$

最小デューティ・サイクル自体が入力電圧の上限を制限することはありません。ただし最小のデューティ・サイクルまで下ると、LM3477/A の動作はヒステリシス・モードに切り替わります。

電流制限値とヒステリシス・スレッシュホールド

定義

電流制限値：電流制限値とは、LM3477/A がピーク・スイッチ電流の制限を始めるポイントを指します。LM3477/A の電流制限値はデューティ・サイクルによって変わり、V_{IN} - V_{OUT} の関数です。

ヒステリシス・スレッシュホールド：ヒステリシス・スレッシュホールドとは、LM3477/A がヒステリシス・モード動作に移行するインダクタ電流の大きさを指します (「出力過電圧保護」の項を参照)。ヒステリシス・スレッシュホールドはピーク・スイッチ電流に関係します。

電流制限値とヒステリシス・スレッシュホールドの設定

LM3477/A の電流制限値はセンス抵抗 R_{SN} で設定します。R_{SN} の両端電圧が内部制御電圧 V_C と比較されます。V_{SEN (peak)} が V_{C (max)} または V_{CL} と等しくなると電流制限が始まります。ここで V_{SEN} は V_{IN} 端子と I_{SEN} 端子間の差電圧として定義されます。デューティ・サイクルが大きくなると、Figure 7 に示されるように V_{CL} は小さくなります。そのため、最大デューティ・サイクルもしくは最低 V_{IN} の条件における V_{SEN (peak)} および V_{CL (min)} を把握することが重要となります。

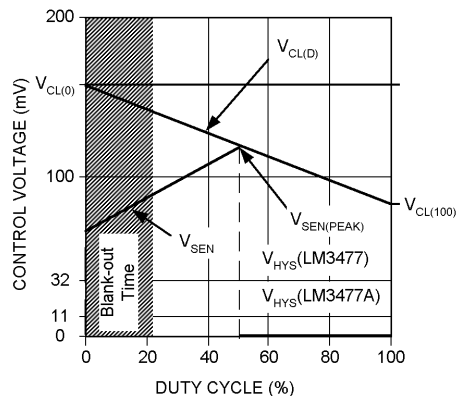


FIGURE 7. Current Limit and Hysteretic Threshold vs Duty Cycle

$$V_{SEN(PEAK)} = R_{SN}(I_{OUT(MAX)} + \frac{V_{OUT}(1-D_{MAX})}{2 \times L \times f_s}) \text{ (V)}, R_{SL} = 0$$

$$\approx R_{SN} \times I_{OUT(MAX)}(1 + 0.15) \text{ (V)}$$

$$V_{CL(MIN)} = V_{CL(0)(MIN)} - D_{(MAX)}(V_{CL(0)(MIN)} - V_{CL(100)(MIN)})$$

回路の設計 (つづき)

D_{MAX} は V_{IN} が最低電圧条件のときのデューティ・サイクルです。
電流制限を避けるには、

$$V_{SEN(peak)} < V_{CL(MIN)}$$

それゆえ、

$$R_{SN(MAX)} = \frac{V_{CL(0)(MIN)} - D_{MAX} (V_{CL(0)(MIN)} - V_{CL(100)(MIN)})}{I_{OUT(MAX)} + \frac{V_{OUT}(1-D_{MAX})}{2 \times L \times f_S}}$$

$$\approx \frac{V_{CL(0)(MIN)} - D_{MAX} (V_{CL(0)(MIN)} - V_{CL(100)(MIN)})}{1.15 \times I_{OUT(MAX)}}$$

例: $V_{IN(MIN)} = 4.5V$, $V_{OUT} = 2.5V$, $I_{OUT(MAX)} = 3A$

$$R_{SN(MAX)} = \frac{0.135 - 0.556(0.135 - .025)}{1.15 (3)} \doteq 0.02\Omega$$

$V_{SEN(peak)}$ と $V_C(min)$ (V_{HYS}) の比較によって、同様にヒステリシス・スレッショルドが得られます。ここで V_{HYS} はデューティ・サイクルに影響しない点に注意してください。ヒステリシス・スレッショルドは上述の R_{SN} の選択によって決まります。ヒステリシス・スレッショルドは、

$$I_{HYS} = \frac{V_{HYS}}{R_{SN}} = \frac{0.032}{R_{SN}} \text{ (A), LM3477}$$

$$= \frac{0.011}{R_{SN}} \text{ (A), LM3477A}$$

回路の設計 (つづき)

上記の例で続けると、

$$I_{HYS} = \frac{0.032}{0.02} = 1.6A, \text{ LM3477}$$

$$= \frac{0.011}{0.02} \approx 0.55A, \text{ LM3477A}$$

ピーク・スイッチ電流がこのスレッシュホールドより小さい場合、LM3477/A はヒステリシス・モードで動作します (「出力過電圧保護」の項を参照)。また設計によっては、小さなインダクタを使えるようにするため、 R_{SL} を用いたほうが望ましい場合があります (「デフォルト/可変スロープ補償」と「パワー・インダクタ」参照)。ただし R_{SL} を使用すると、電流制限値とヒステリシス・スレッシュホールドは低下します。Figure 8 から、 R_{SL} によって当初の V_C 傾きに對し、さらに傾きが与えられているのがわかります。

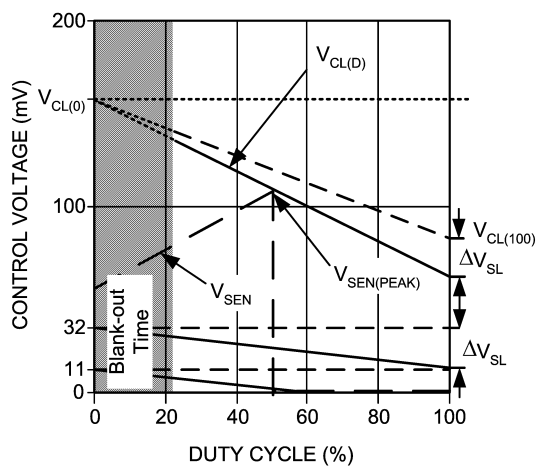


FIGURE 8. Current Limit and Hysteretic Threshold vs Duty Cycle with R_{SL}

R_{SL} を使った場合は次式が適用されます。

$$R_{SN(MAX)} = \frac{V_{CL(0)(MIN)} - D_{MAX} (V_{CL(0)(MIN)} - (V_{CL(100)(MIN)} - 50 \times 10^{-6} \times R_{SL}))}{I_{OUT} + \frac{V_{OUT}(1-D_{MAX})}{2 \times L \times f_s}}$$

$$\approx \frac{V_{CL(0)(MIN)} - D_{MAX} (V_{CL(0)(MIN)} - (V_{CL(100)(MIN)} - 50 \times 10^{-6} \times R_{SL}))}{1.15 \times I_{OUT}}$$

$$I_{HYS} = \frac{\text{MAX}(V_{HYS} - 50 \times 10^{-6} \times R_{SL} \times D_{MAX}, 0)}{R_{SN}} \text{ (A)}$$

$\text{MAX}(V_{HYS} - 50 \times 10^{-6} \times R_{SL} \times D_{MAX}, 0)$ はカッコ内の二つの値の小さいほう、 V_{HYS} は LM3477 で 0.032V、LM3477A では 0.011V です。 R_{SL} はヒステリシス・スレッシュホールドを意図的に下げたいときに使うとよく、軽負荷時の性能を改善します。しかし R_{SL} を使うと、最小負荷が規定される場合があります (「スタートアップ/ソフトスタート」の項を参照)。

パワー・インダクタ

LM3477/A は 500kHz の高いスイッチング周波数で動作するので、小さなインダクタの使用が可能です。そのため出力電圧リップルの計算には次式が用いられます。

$$V_{OUT(PK-PK)} \equiv i_{L(PK-PK)} \times R_{ESR} \text{ (V)}$$

$$\Delta i_{L(PK-PK)} = \frac{V_{OUT}(1-D)}{L \times f_s} \text{ (A)}$$

スイッチング周波数 f_s が高いと、所定の出力電圧リップルに求められるインダクタンスは小さくすみすみます。 V_{OUT} と i_L に関する上式はインダクタの選択要件を与えます。PWM 動作での安定状態における最大リップル電圧は、インダクタンス値から順に求められる i_L を制限して、制御ができます。あるいは、最大出力電流のパーセンテージとして単純に i_L も選択できます。さらに出力コンデンサの ESR である R_{ESR} によって、インダクタンスの決定に必要な要件は明らかに異なってきます。たとえばセラミック、OS-CON(三洋電子部品)、その他の低 ESR タンタル・コンデンサのような ESR が相対的に小さいコンデンサを用いた場合 (100mΩ 以下)、 i_L が $I_{OUT(MAX)}$ の 30% になるようにインダクタンスを選択するとよいでしょう。ESR が大きい場合は、 i_L を小さい値に抑え、出力電圧リップルが大きくなるように工夫する必要があります。一般的に、 i_L を $I_{OUT(MAX)}$ の 30% にする前者の案を推奨します。

インダクタンスはコンバータの安定性にも影響を与えます。Figure 4 で、補償傾き S_c はデフォルトでは一定値ですが、傾き S_n と S_f はインダクタンスの関数です。そのためインダクタンスが小さすぎると、コンバータは低調波発振を起こすおそれがあります。LM3477/A は、多くの場合に $i_L = 0.3 \times I_{OUT}$ のガイドラインを用いてインダクタンスの選択が行えるように、十分な内部傾き補償を備えています。しかしそれでも、設計プロセスを続けるにあたっては、インダクタンスが小さすぎないことを確認してください。なお LM3477/A では、選択したインダクタンスが小さすぎる場合にも対応できるよう、補償傾き S_c を大きくできる特許取得済みの補償方式を内蔵しています (「デフォルト/可変スロープ補償」の項を参照)。下記の計算で求めたインダクタンスが小さすぎる場合でも、 R_{SL} を用いて S_c を増大させればそのインダクタを使用できるようになります。

電流モード制御方式では、スイッチング周波数の 1/2 の周波数に固有の共振周波数が存在します (「デフォルト/可変スロープ補償」の項を参照)。共振の存在と程度を示す便利な指標は Q です。Q が大きいと低調波発振が起こり得ます。一方 Q が小さいと、電流モードは電圧モードのような動作を始めるため、必要な補償はより複雑になります。詳細は「補償」の項で述べますが、Q を計算して、選択したインダクタンスがコンバータの安定度に対し問題にならないのを確認してください。以下の式では Q が 0.15 から 2 の間をとるインダクタンスを必要とします。選択したインダクタンスによって Q がこの範囲を超えてしまう場合は、「補償」を参照してください。デフォルトでは、追加の傾き補償は必要ないので、 $R_{SL} = 0$ となります。一般的に、Q は 0.5 から 1 の範囲が最適です。

回路の設計 (つづき)

$$Q = \frac{1}{\pi (m_c \times D' - 0.5)}$$

ここで、

$$D' = 1 - D$$

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D - V_Q - V_{SEN}} \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} = 1 + \frac{f_s L (V_{SL} + 50 \times 10^{-6} \times R_{SL})}{1.8 R_{SN} V_{IN} D' - V_Q - V_{SEN}} \approx 1 + \frac{f_s L (V_{SL} + 50 \times 10^{-6} \times R_{SL})}{1.8 R_{SN} V_{IN} D'}$$

V_Q = MOSFET が導通状態での $V_{DS} \cong I_{OUT} \times R_{DSON}$

1.8 = 電流センス・アンプの電圧ゲイン

V_{SEN} = センス抵抗両端の電圧 $\cong I_{OUT} \times R_{SN}$

L を逆に解くと、Q の範囲に対応する許容可能なインダクタンス範囲が求められます。

$$\frac{V_{IN} 1.8 R_{SN} \left(\frac{1}{\pi Q_{MAX}} + D - 0.5 \right)}{f_s (V_{SL} + 50 \times 10^{-6} \times R_{SL})} \leq L \leq \frac{V_{IN} 1.8 R_{SN} \left(\frac{1}{\pi Q_{MIN}} + D - 0.5 \right)}{f_s (V_{SL} + 50 \times 10^{-6} \times R_{SL})}$$

推奨は、

Q(max) = 2、かつ

Q(min) = 0.15

V_{SL} の値は「電気的特性」に記載されています

Note: R_{SL} によって傾き補償を大きくすると、電流制限値が低下します。電流制限値と安定性の要件を満たすように、以上の手順の繰り返しが必要になる場合があります。「電流制限値とヒステリシス・スレッシュホールド」の項を参照してください。

出力コンデンサの選択

一般的に 47 μ F から 100 μ F の範囲のコンデンサを使用します。最小容量の計算方法については「出力コンデンサの算出」の項に進んでください。

出力コンデンサの種類

コンデンサの種類により、容量に対する等価直列抵抗 (ESR) と電圧定格仕様は異なります。積層セラミック・コンデンサ (MLCC) は通常で 12m のとても小さい ESR を持ちますが、容量は相対的に小さく電圧定格も高くありません。タンタル・コンデンサは 18m のかなり小さな ESR を持っており、しかも大容量 (最大 1mF) が得られ、電圧定格も MLCC に比べて高くなっています。アルミ電解コンデンサは大容量でありながら比較的 ESR は小さく、高い電圧定格品が揃っています。OS-CON コンデンサは MLCC よりさらに小さい ESR を大きな容量でも実現していますが、電圧定格は高くありません。コンデンサでそのほか考慮すべき点としては、温度安定性、サージ電流性能、容量密度 (体積対容量) などがああります。

出力コンデンサの考慮事項

設計を迅速に行いたい場合は「出力コンデンサの算出」の項に進んでください。一般的にコストを下げる目的から、できるだけ小容量の出力コンデンサを使用することが望まれますが、出力コンデンサは他の素子と同じように出力リップル電圧成分に直接影響するため、選択には注意が必要です。出力リップル電圧は出力コンデンサの ESR に直接比例します (「パワー・インダクタ」の項を参照)。そのため、低い出力リップル電圧が求められる設計では、小 ESR の出力コンデンサを選択しなくてはなりません。「補償」の項で述べるように、小 ESR のコンデンサを採用すると補償ネットワークの素子が少なくて済むという利点もあります。

出力コンデンサは、出力リップル電圧だけではなく、負荷変動に対する出力電圧オーバーシュートにも直接影響します。負荷変動には二つの種類があり、一つは負荷が重くなった場合、もう一つは負荷が軽くなった場合です。負荷が重くなるのは負荷インピーダンスが下がり、電流が大電流に遷移した場合を指し、電流は出力コンデンサの放電により供給されます。負荷が軽くなるのは負荷インピーダンスが上がリ、電流が小電流に遷移した場合を指し、電荷は出力コンデンサに蓄積されます。このような負荷変動における出力電圧の振る舞いを遷移応答と呼びます。出力コンデンサは、容量と ESR の両方が遷移応答に影響を与えます。

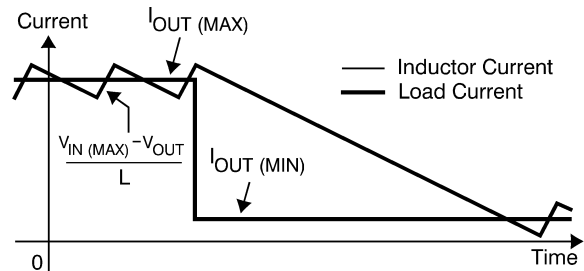


FIGURE 9. A Loading Transient

ワースト・ケースの条件で負荷変動が発生した場合でも、LM3477/A の制御ループは、デューティ・サイクルを飽和させられるほどに充分高速に設計されています。すなわち負荷変動によっては、デューティ・サイクルが D_{MIN} から D_{MAX} へのジャンプもあり得ます。例えば負荷が軽くなった場合、Figure 9 に示すようにデューティ・サイクルは D_{MIN} まで減少し、一方インダクタ電流は負荷電流に一致するまで低下します。このような負荷変動にレギュレータが対応する際に、出力コンデンサは大きな影響度を持っています。まず負荷変動の初めで、出力コンデンサの ESR が原因となってオーバーシュートが発生します。インダクタ電流の低下速度および出力コンデンサの容量によって、負荷急変後に出力電圧がどのように回復するかが決まります。Figure 10 を参照してください。

回路の設計 (つづき)

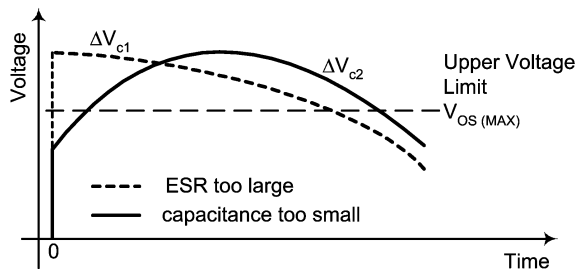


FIGURE 10. Output Voltage Overshoot Violation

出力コンデンサの選定では、出力電圧のオーバーシュートが設計仕様 $V_{OS(MAX)}$ の範囲に収められるように、ESR と容量を注意深く選定しなければなりません。出力コンデンサの ESR の総計がそれほど小さくない場合、最初に現れる出力電圧の変化は仕様を超えてしまうでしょう。 V_{C1} を参照してください。 ESR が充分低くても出力コンデンサ容量がそれほど大きくはない場合、余分な電荷をコンデンサが吸収できないため、出力電圧は仕様を超えるでしょう。 V_{C2} を参照してください。 LM3477/A は、オーバーシュート遷移が充分大きいと、出力過電圧保護 (OVP) 機能にトリガがかかります。これが起こると、コントローラは出力電圧が安定状態になるまで、数サイクルにわたってヒステリシス・モード動作に切り替わります (「出力過電圧保護」の項を参照)。 OVP トリガが望ましくない場合は、 $V_{OS(MAX)}$ の代わりに V_{OVP} (出力基準、「電気的特性」に記載) を用いて出力コンデンサに必要な容量と、許容される ESR の最大値を求めてください。

出力コンデンサの算出

負荷変動で、出力電圧の変化 V_c は二つの変動要素から構成されます。一つは ESR (V_r) で生じる電圧で、もう一つは得られた電荷 (V_q) で生ずる電圧差です。これは、

$$V_c = V_r + V_q$$

設計の目的は、 V_c をオーバーシュートの最大値 $V_{OS(MAX)}$ より低く保つことです。 $V_{OS(MAX)}$ は出力負荷の要件にもとづいて決めます。

V_r および V_q の両方も時間とともに変化します。このうち V_r は次のように表されます。

$$\Delta V_r = R_{ESR}(\Delta I_{OUT(MAX)} - \frac{V_{OUT} - D_{MIN} V_{IN}}{L} t)(V)$$

R_{ESR} = 出力コンデンサの ESR

I_{OUT} = 負荷電流変化の差 $I_{OUT(MAX)} - I_{OUT(MIN)}$

D_{MIN} = デバイスの最小デューティ・サイクル (0.165 typ)

本式は $t = 0$ で $V_{r(max)}$ が与えられるとします。 $V_{r(max)}$ の代わりに $V_{OS(MAX)}$ を使い、 R_{ESR} を求めると、

$$R_{ESR(MAX)} = \frac{V_{OS(MAX)}}{\Delta I_{OUT(MAX)}} \Omega$$

V_q は次のように記述されます。

$$\Delta V_q = \frac{\Delta I_{OUT(MAX)}}{C_{OUT}} t - \frac{V_{OUT} - D_{MIN} V_{IN}}{2 \times L \times C_{OUT}} t^2 (V)$$

Figure 11 から、 V_c はある時点でピークになり、その後低下することがわかります。出力コンデンサ容量が大きいとピークを迎える時間は早くなります。ピークの時点を見つけるには V_c の微分係数をゼロとして求めます。

$$t_{peak} = \frac{\Delta I_{OUT(MAX)} \times L}{V_{OUT} - D_{MIN} V_{IN}} - C_{OUT} R_{ESR}$$

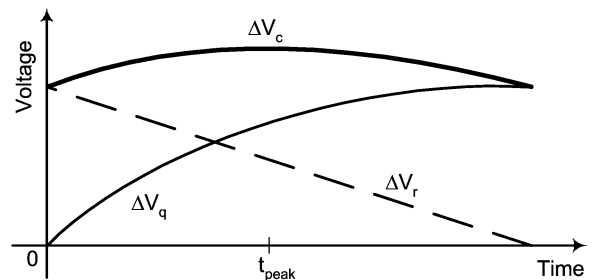


FIGURE 11. Output Voltage Overshoot Peak

コンデンサの容量を決める過程では、 t_{peak} で $V_{OS(max)}$ に等しい V_c が得られました。 t_{peak} を t で代用し、 V_c を $V_{OS(max)}$ とすれば、 $C_{OUT(MIN)}$ について次の解が得られます。

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{L(V_{OS(MAX)} - \sqrt{V_{OS(MAX)}^2 - (\Delta I_{OUT(MAX)} \times R_{ESR})^2})}{(V_{OUT}) R_{ESR}^2} (F)$$

なお、仮に $C_{OUT(MIN)}$ の解が $47 \mu F$ 未満であっても、出力コンデンサは $47 \mu F$ 以上を選択しなければなりません。また総 ESR は $R_{ESR(MAX)}$ を上回ってはいないと既に仮定している点に注意します。ルート内の計算項が負になってしまうからです。

パワー MOSFET の選択

LM3477/A の DR 端子を外部 MOSFET のゲートに接続してください。降圧型の回路トポロジーでは、外部 N チャネル MOSFET のドレインを入力に、ソースをインダクタに接続します。 C_B 端子電圧は、外部 N チャネル MOSFET のゲート駆動電圧を生成します。ゲート駆動電圧は入力電圧に依存します (「代表的な性能特性」参照)。ロジックレベルの MOSFET は、ほとんどのアプリケーションに適用可能です。ただし入力電圧が極めて低い場合は、サブ・ロジックレベルの MOSFET を使います。

MOSFET はコンバータの効率に直接影響します。MOSFET の選定で重要な項目は次の通りです。

1. 最小スレッショルド電圧 $V_{TH(MIN)}$
2. オン抵抗 $R_{DS(ON)}$
3. ゲート総電荷量 Q_g
4. 逆方向伝達容量 C_{RSS}
5. 最大ドレイン=ソース間電圧 $V_{DS(MAX)}$

パワー MOSFET の選択 (つづき)

MOSFET のオフ状態電圧は入力電圧とほぼ等しくなります。MOSFET の $V_{DS(MAX)}$ は入力電圧より高くなくてはなりません。MOSFET における電力損失は、導通損失とスイッチング損失に分類できます。導通損失を求めるにあたり $R_{DS(ON)}$ の値が必要となります。導通損失 P_{COND} は MOSFET 端子間で起こる I^2R 損失で、最大導通損失は次式で示されます。

$$P_{COND(MAX)} = I_{D(MAX)}^2 \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_{(PK-PK)}}{I} \right)^2 \right] R_{DS(ON)}$$

D_{MAX} は最大デューティ・サイクルです。

$$D_{max} \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}}$$

MOSFET のターンオンおよびターンオフに必要な遷移時間は、MOSFET の仕様として数十 ns です。そのような遷移で発生する瞬間的に大きな電力損失を求めるには、MOSFET の仕様から C_{RSS} と Q_g の値が必要となります。

MOSFET をターンオンするために必要な平均ゲート電流は次式で求められます。

$$I_G = Q_g \cdot F_S$$

MOSFET をオンにするために必要なゲート駆動電力は、電荷を与えてゲート蓄積電圧 V_{DR} に持ち上げるまでに必要なエネルギーに、スイッチング周波数を乗じた値です (駆動電圧仕様に関しては「電気的特性」と「代表的な性能特性」参照)。

$$P_{Drive} = F_S \cdot Q_g \cdot V_{DR}$$

I_{SEN} 端子に現れるスイッチング・ノイズを抑えるには、ドライブ抵抗 R_{DR} をブートストラップ・コンデンサに直列接続し、FET のターンオン遷移を緩やかにします (Figure 6 参照)。この対策はセンス・ノイズの低減に有用であり、ノイズによってデューティ・サイクルの上限もしくは下限かその近くでの動作の発生を防ぎます。ゲート・ドライブ抵抗としては 2.2 から 51 を推奨します。

パワー・ダイオードの選択

外部 MOSFET がターンオフのとき、出力電流の整流を行う素子がダイオードです。ダイオードの主要な三つのパラメータは、ピーク電流、ピーク逆方向電圧、平均消費電力です。これら定格を超えるとダイオードの破壊を引き起こします。ダイオードを通る平均電流は次式で表されます。

$$I_{D(AVG)} = I_{OUT} \times (1-D)$$

D はデューティ・サイクル、 I_{OUT} は出力電流です。ダイオードはこの大きさの電流に対応できなければなりません。

降圧型コンバータでは、オフ状態でのダイオード両端電圧は入力電圧にほぼ等しくなります。したがってダイオードのピーク逆方向電圧定格は、オフ状態でダイオードに印加される電圧より先大きくなければなりません。効率を上げるために、順方向電圧降下の低いショットキ・ダイオードを推奨します。

入力コンデンサの選択

降圧型コンバータでは、ハイサイド・スイッチは入力コンデンサから大きなリップル電流を引き込みます。したがって入力コンデンサは、この RMS 電流を扱える定格を持っていなければなりません。

$$I_{RMS_CIN} = I_{OUT} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

入力コンデンサで損失される電力は次式で与えられます。

$$P_{D(CIN)} = I_{RMS_CIN}^2 R_{ESR_CIN}$$

R_{ESR_CIN} は入力コンデンサの ESR です。入力コンデンサは、上記 RMS 電流を扱えなければならず、かつ上記の電力を消費できなければなりません。したがって $P_{D(CIN)}$ は、選択した入力コンデンサの定格消費電力を超えてはなりません。また多くの場合、RMS 電流に対応できるようにコンデンサを並列に設ける必要があります。並列接続した場合、各コンデンサにおける電力損失は、

$$P_{D(CIN)} = (I_{RMS_CIN}^2 R_{ESR_CIN}) / n^2,$$

n は並列に接続した入力コンデンサの個数です。

またデバイスの V_{IN} 端子 (8 ピン) には、0.1 μ F もしくは 1 μ F のバイパス・コンデンサの接続を推奨します。バイパス・コンデンサは極力 8 ピンの近くに配置してください。

補償

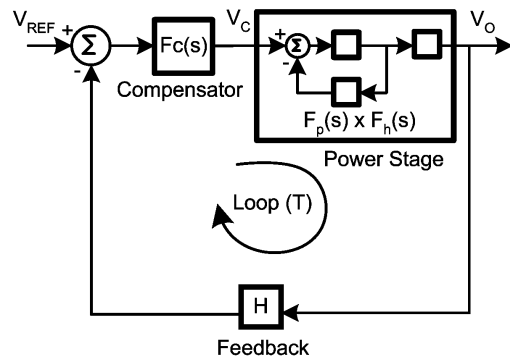


FIGURE 12. Control Block Diagram of a Current Mode Controlled Buck Converter

LM3477/A は電流モード制御を採用しているため、制御ブロックでみると二つの帰還ループを有します (Figure 12)。内側の帰還ループではセンスされたインダクタ電流の帰還であり、外側の帰還ループは出力電圧のモニタです。ここでは、電流モード制御の厳格な解析は行わず、補償ネットワークを決める上で、簡単でありながら精度の高い方法について述べます。まず始めにモデルの結果を明らかにし、補償ネットワークの素子の値を解式を与えます。

補償ネットワークはパワー段の周囲に設計します。エラー・アンプ部だけを独立させた回路図と、それら補償用素子を Figure 13 に示します。エラー・アンプは補償ネットワークと共に、Figure 12 に示される補償器を構成します。補償器の目的は制御ループを安定させ、さらに遷移応答、リップル除去および出力インピーダンスに対し高い性能の実現にあります。

補償 (つづき)

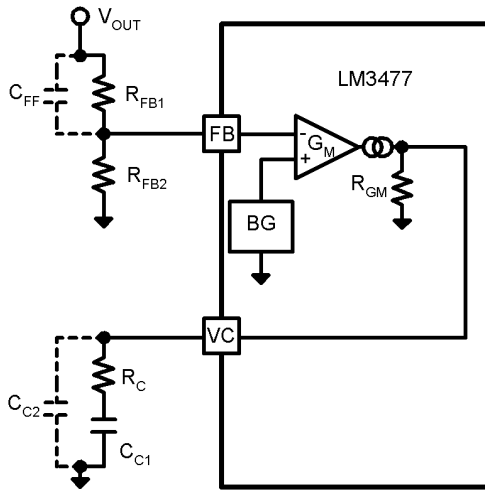


FIGURE 13. LM3477 Compensation Components

Figure 14 に、一般的な電流モード降圧型コンバータのボード線図を示します。この図は実測値を用いて漸近的にプロットしたものです。3本の線は、補償器、パワー段、ループ・ゲインであり、ループ・ゲインはパワー段、補償器および帰還ゲインの積です。ループ・ゲインは、コンバータの静的および動的な性能を決めます。パワー段応答は電力素子の選定により決まってしまうので、補償器によってパワー段応答に対して良好なループ応答を得ます。とくに補償器は、低周波数での振幅の増大と、0dB 周波数 (クロスオーバー周波数) の拡大、そして位相特性の改善に効果があります。

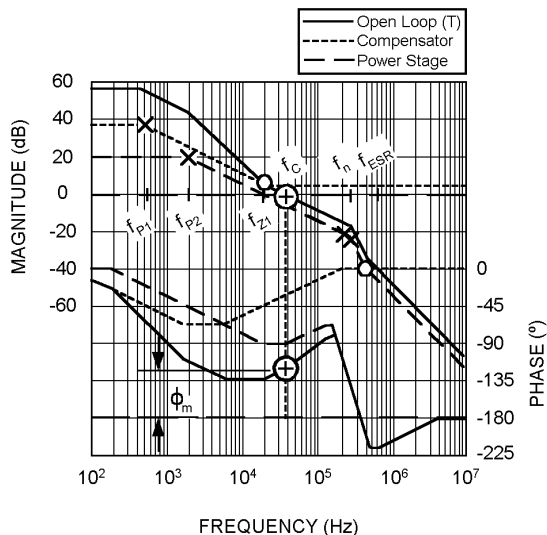


FIGURE 14. Typical Open Loop, Compensator, and Power Stage Bode Plots for LM3477 Buck Circuits. Poles, Zeros and Important Measurements are Labeled

制御ループの周波数応答の改善には、いくつかの補償方法が適用できます。パワー段の特性によってどの補償方法を採用するか決めます。

補償素子を求めるときは、 $V_{IN} = V_{IN(MIN)}$ 、および $R = R_{MIN}$ ($I_{OUT(MAX)}$) を使います。

$$H = \text{feedback gain} = \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}}$$

$$A_{DC} = \frac{R}{1.8R_{SN}} \frac{1}{1 + \frac{R}{f_s L} [m_c \times D' - 0.5]}$$

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n}$$

$$S_e = f_s (V_{SL} + 50 \times 10^{-6} R_{SL})$$

$$S_n = \frac{V_{IN} D' \times 1.8 R_{SN}}{L}$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{C_{OUT} R} + \frac{1}{f_s L C_{OUT}} (m_c \times D' - 0.5) \right] \text{ (Hz)}$$

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} R_{ESR}} \text{ (Hz)}$$

$$Q = \frac{1}{\pi (m_c \times D' - 0.5)}$$

パワー段の特性が明らかになれば、性能と安定性の改善を実現する補償器の設計に進むことができます。LM3477/A は、通常、補償回路として単一の抵抗と単一のコンデンサしか必要としません。しかしパワー段の特性によっては、三つもしくは四つの部品が必要となる場合もあります。

インダクタ選択の過程で Q を求めていなければ、Q が 0.15 から 2 の範囲にあることを確かめてください。Q が 0.15 未満、もしくは 2 よりも大きい場合は、以下の補償器設計の続きに入る前に「サンプリング・ポールの Q 係数」の項へ進んでください。

初めに、ループ・ゲインに対するクロスオーバー周波数 (f_c) を決めなくてはなりません。クロスオーバー周波数とはコンバータの帯域幅です。一般的に帯域幅が広いと応答時間が高速となり、負荷変動時のオーバーシュートが少なくなります。ただし帯域はスイッチング周波数の 1/10 の周波数より低くなくてはなりません。LM3477/A は 500kHz のスイッチング周波数で動作するので、クロスオーバー周波数の推奨範囲は 10kHz から 50kHz の間となります。

LM3477/A の補償器の回路を Figure 13 に示します。最初の設計では R_C と C_{C1} を用いて遅れ補償を構成しています。コンデンサ C_{C2} は、追加ポール形成のために付加するもので、通常は出力コンデンサの ESR ゼロをキャンセルするために用いられます。また一層の位相マージンが欲しい場合は、 C_{FF} コンデンサを追加します (ただし出力電圧が低い場合は、次に述べるように効果がありません)。

補償 (つづき)

R_C と C_{C1} の選択は、 R_C でクロスオーバー周波数を設定し、 C_{C1} で補償器のゼロを設定するという考えに基づいています。決定したクロスオーバー周波数 f_C から R_C を求めます。

$$R_C = \frac{f_C \times R_{GM}}{A_{DC} \times GM \times R_{GM} \times H \times f_{p1} - f_C} \Omega$$

f_C = 単位をヘルツ (Hz) とするクロスオーバー周波数 (20kHz から 50kHz を推奨)

$$R_{GM} = 50 \times 10^3$$

$$GM = 1000 \times 10^{-6} \text{ A/V}$$

補償器のゼロ f_{Z1} は C_{C1} によって設定します。高速な遷移応答が求められる場合、選択したクロスオーバー周波数 f_C を超えない範囲で、可能な限り高く設定します。ここではパワーポール f_{p1} と 1/2 デイケードの間で、選択したクロスオーバー周波数 f_C より低い周波数に f_{Z1} を設定するように、 C_{C1} を選択することを設計ガイドラインとして提案しています。

$$\frac{3.16}{2\pi f_C R_C} \leq C_{C1} \leq \frac{1}{2\pi f_{p1} R_C}$$

この補償方式では、 C_{C2} で作られるポールは出力コンデンサの ESR が作るゼロを打ち消します。そのほかの、たとえば「サンプリング・ポールの Q 係数」の項で述べている方法では、ESR ゼロを用いています。一般的に次式が成立する場合は C_{C2} を使ってください。

$$f_{ESR} < \frac{f_s}{2}$$

$$C_{C2} = \frac{R_{GM} + R_C}{2\pi f_{ESR} R_{GM} R_C} (F)$$

開ループ応答をプロットする

開ループ応答は次のように表されます。

$$T = A_{DC} \times A_{CM} \times H \times F_p(s) \times F_C(s)$$

ここで A_{DC} と H は上記で与えられ、また、

$$A_{CM} = GM \times R_{GM}$$

$$F_p(s) = \frac{1 + \frac{s}{2\pi f_{ESR}}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{p1}}}$$

$$F_h(s) = \frac{1}{s^2 \left(\frac{1}{\pi f_s} \right)^2 + s \left(\frac{1}{\pi f_s Q} \right) + 1}$$

C_{C2} を使わない場合、

$$F_C(s) = \frac{(sC_{C1}R_C + 1)}{sC_{C1}R_{GM}(R_{GM} + R_C) + 1}$$

C_{C2} を使用した場合、

$$F_C(s) = \frac{(sC_{C1}R_C + 1)}{s^2 C_{C1} C_{C2} R_C R_{GM} + s(C_{C2} R_{GM} + C_{C1}(R_{GM} + R_C)) + 1}$$

周波数応答の解析のために、振幅と位相の開ループ応答をグラフ化するとよいでしょう。

例：補償設計

$$4.5V \quad V_{IN} \quad 5.5V$$

$$V_{OUT} = 2.5V$$

$$I_{OUT} = 3A \quad (R = 0.83)$$

$$R_{SN} = 0.02$$

$$L = 3.3\mu H$$

$$R_{SL} = 0$$

$$C_{OUT} = 100\mu F$$

$$R_{ESR} = 0.01$$

初めに、パワー段パラメータを $V_{IN(MAX)}$ と $R_{(MAX)}$ を使用して求めます。

$$H = \text{feedback gain} = \frac{1.27}{2.5} = 0.508$$

$$A_{DC} = \frac{0.83}{1.8 \times 0.02} \frac{1}{1 + \frac{0.83}{(500 \times 10^3)(3.3 \times 10^{-6})}} = 15.5$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{(100 \times 10^{-6})(0.83)} + \frac{1}{(500 \times 10^3)(3.3 \times 10^{-6})(100 \times 10^{-6})} \right) = 2.86 \text{ kHz}$$

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi(100 \times 10^{-6})(0.01)} = 159 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{1}{\pi[(3.36)(0.44) - 0.5]} = 0.33$$

この例ではクロスオーバー周波数を 20kHz としているので、 $f_C = 20000$ です。 R_C はパワー段の特性パラメータとクロスオーバー周波数 f_C を用いて算出されます。

$$R_C = \frac{(20 \times 10^3)(50 \times 10^3)}{(15.5)(0.001)(50 \times 10^3)(0.508)(2.86 \times 10^3) - (20 \times 10^3)} = 904\Omega$$

R_C は補償器の高周波数ゲインを、クロスオーバー周波数 f_C が得られるように設定します。コンデンサ C_{C1} は補償回路 f_{Z2} のゼロを設定します。 f_{Z2} はパワーポール f_{p1} と 1/2 デイケードの間で、選択したクロスオーバー周波数 f_C より低い周波数に設定します。

$$\frac{3.16}{2\pi(20 \times 10^3)(900)} \leq C_{C1} \leq \frac{1}{2\pi(2.86 \times 10^3)(900)}$$

$$28 \text{ nF} \leq C_{C1} \leq 62 \text{ nF}$$

補償 (つづき)

$C_{C1} = 62 \times 10^{-9}$ とすると $f_{Z2} = f_{P1}$ になり、パワー・ポールはキャンセルされ、 -20dB/デケード の傾きを持つ低周波の振幅応答が保証されます。言い方を変えると、クロスオーバー周波数以下の位相マージンは、クロスオーバー周波数における位相マージンより先常に大きいことです。

より優れた遷移応答時間が求められる場合は、 $f_{Z2} = f_{P1}$ とせず、 f_{Z2} を f_{P1} と $1/2$ デケードの間で、ターゲットとなるクロスオーバー周波数 f_C の前に設定します。この方法は低周波ゲインを大きくできる一方で位相マージンが減るといったトレードオフが生じ、すなわち高速ながらステップ応答に対して振動性を有します。ここで $C_{C1} = 47\text{nF}$ とします。

出力コンデンサの ESR ゼロ (f_{ESR}) が低すぎるか、より多くの位相マージンが必要な場合、補償器の適応性を高めるために追加部品が必要となります。

$f_{ESR} < 1/2 f_S$ で次式が成立する場合は C_{C2} を使用してください。

$$\frac{1}{2\pi C_{OUT} R_{ESR}} < 250\text{kHz}$$

たとえば、 $f_{ESR} = 159\text{kHz}$ で C_{C2} を使います。

$$C_{C2} = \frac{50 \times 10^3 + 900}{2\pi \cdot (159 \times 10^3) (50 \times 10^3) (900)} = 1.1\text{nF}$$

R_C 、 C_{C1} 、 C_{C2} に適用している式は、 $C_{C2} \ll C_{C1}$ のときに有効となる近似式です。正確な式は、このセクションの前にある「開ループ応答をプロットする」の項を参照してください。場合によっては、求められるインダクタンスが、内部傾き補償によって設定される最適なインダクタンスの数倍になる場合があります。これによって Q が 0.15 より先小さくなるので、その場合はさらなる補償が必要です（「サンプリング・ポールの Q 係数」の項を参照）。

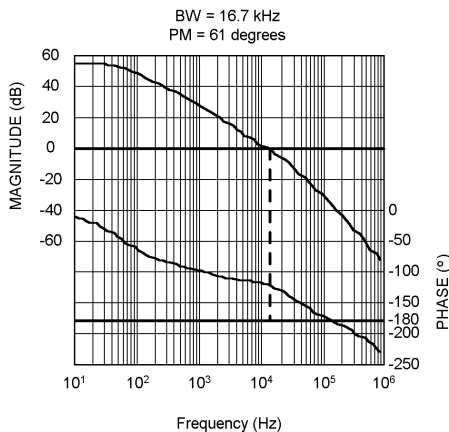


FIGURE 15. Open Loop Frequency Response for LM3477 Compensation Design Example

サンプリング・ポールの Q 係数

電流モード制御方式では、スイッチング周波数の $1/2$ の周波数に固有の共振周波数が存在します。LM3477/A は、PWM 制御波形に負の傾きを加えて内部で補償を行っています（「デフォルト / 可変スロープ補償」の項を参照）。上記のパワー段の式の係数 Q は、どのくらいの共振が観測されるかを表しています。 Q はデューティ・サイクルと m_c の関数です。 Q が 0.01 から 10 の範囲で変化したとき、パワー段のボード線図の変化の様子を Figure 16 に示します。共振は $1/2$ スwitching 周波数で、二つの複素

ポールによって起こります。 m_c が極めて小さいとき、共振ピークはインダクタ電流の低調波発振に厳密に一致します。逆に m_c が極めて大きいときは、二つの複素ポールは分かれ、コンバータは電圧モード・コンバータのように振る舞いを始めるため、上述した補償方法を変更する必要があります。

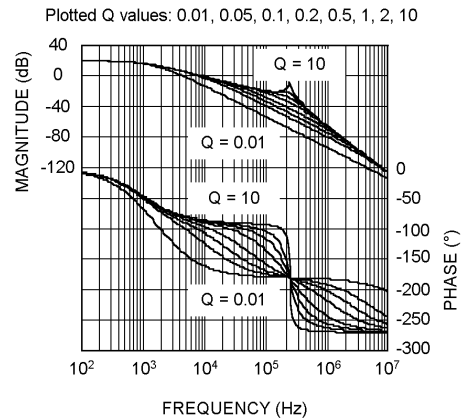


FIGURE 15. The Quality Factor Q of the Two Complex Poles is used to qualify how much resonant peaking is observed in the Power Stage Bode Plot

$Q > 2$ のときサンプリング・ポールは虚数で、虚数平面の右半分に接近していきます（システムは不安定となります）。この場合はインダクタンスを大きくするか、もしくは R_{SL} 抵抗により傾き補償を強くして、 Q を低減させることが望まれます（「デフォルト / 可変スロープ補償」の項を参照）。

$Q < 0.15$ の場合、支配的なパワーポール f_{P1} に向かって、一つのサンプリング・ポールの周波数の低下を意味します。これに対し、クロスオーバー周波数を下げる、位相進みネットワークを追加する、出力コンデンサの ESR により低周波サンプリング・ポールをキャンセルする、という三つ補償方法があります。

最初は、サンプリング・ポールが位相マージンを大きく低下させないように、クロスオーバー周波数を下げる方法です。クロスオーバー周波数を 1kHz から 10kHz の範囲に下げるとよいでしょう。ただし遷移応答特性は悪化します。

二つ目はフィードフォワード・コンデンサ C_{ff} を使う方法です。 C_{ff} によって与えられる正の位相シフト（進み）によって、位相マージンを増やせます。しかし、 C_{ff} の影響により出力電圧が低下する点に注意しなければなりません。その理由は、出力電圧を減少させる方向にゼロ周波数 f_{zff} とポール周波数 f_{pff} が接近するためです。

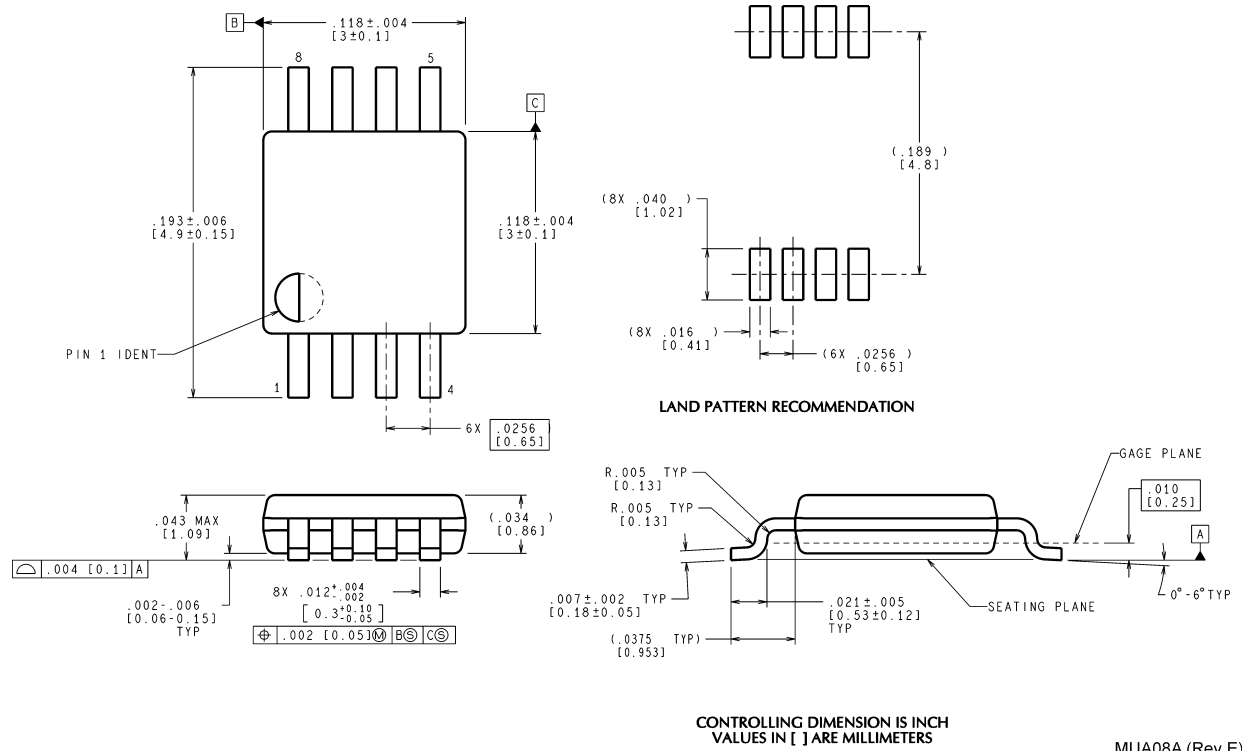
フィードフォワード・ゼロとポールの周波数は、

$$f_{zff} = \frac{1}{2\pi R_{FB1} C_{ff}} \text{ (Hz)}$$

$$f_{pff} = \frac{1}{2\pi R_{FB1} C_{ff}} \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} = f_{zff} \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \text{ (Hz)}$$

三つ目は、サンプリング・ポールを打ち消すために、出力コンデンサの ESR ゼロ周波数 f_{ESR} を、意図的に設定する方法です。この場合、 f_{ESR} をキャンセルするためにコンデンサ C_{C2} は使用しません。 f_{ESR} はクロスオーバー周波数近辺に置く必要がありますが、 Q がどの程度低いかに依存します。

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



**8 Lead Mini SO-8 Package
NS Package Number MUA08A**

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。


ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

その他のお問い合わせはフリーダイヤルをご利用ください。

 **0120-666-116**

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは承認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上