

MAXIM**5V から3.3V への同期ステップダウン
電源コントローラ****MAX767****概要**

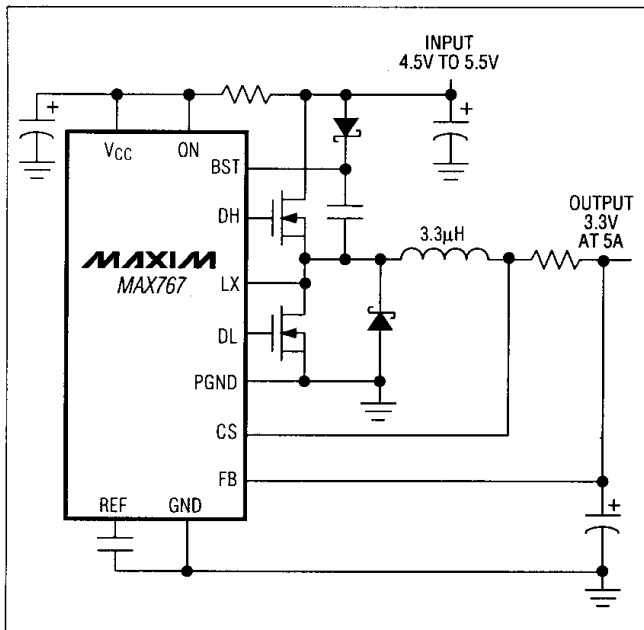
MAX767は5Vの固定電源から優れた出力電圧精度を備えた3.3V電圧に変換する、高効率、同期バックコントローラです。類似の低電圧ステップダウンスイッチングレギュレータと比べて、高周波動作及び全Nチャンネルのアプリケーション回路構成という2つの特徴を備えています。動作周波数が300kHzと高いため、超小型、低コストの外付け表面実装部品を使用することが可能です。

5A出力用に使用する3.3 μ Hのインダクタは、類似回路におけるインダクタのサイズの5分の1以下です。また、全Nチャンネル構成及び同期整流によりコスト削減と、高効率を実現しています。さらに広い範囲の負荷電流において90%を超える効率を備えているため、ヒートシンクは不要です。出力コンデンサの容量も小さくてすむため、ボードスペース及びコストを節約できます。

MAX767はモノリシックBiCMOSのICで、20ピンSSOPパッケージで供給されています。その他の固定出力電圧及びパッケージに関しては、お問い合わせ下さい。

アプリケーション

5Vから3.3VへのローカルDC-DC変換
マイクロプロセッサのドーターボード
10A以上の電源供給

標準動作回路

™ Pentium is a trademark of Intel. PowerPC is a trademark of IBM.

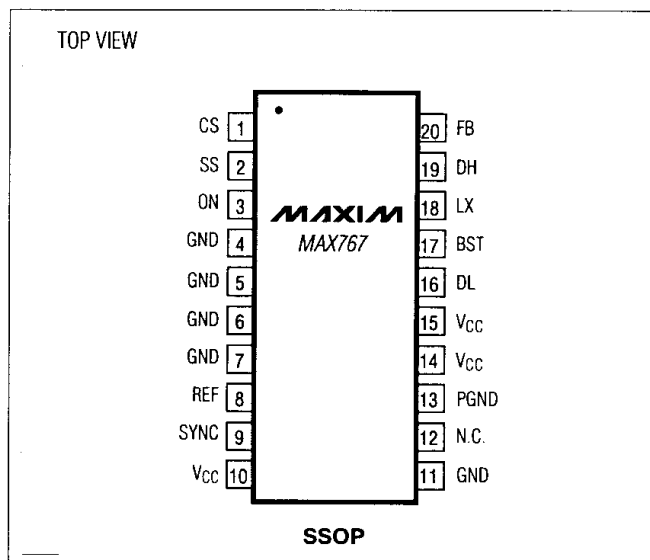
特長

- ◆効率：90%以上
- ◆自己消費電流：700 μ A
- ◆スタンバイ電流：120 μ A
- ◆入力電圧範囲：4.5V~5.5V
- ◆低コストのアプリケーション回路
- ◆全Nチャンネルスイッチ
- ◆小型外付け部品
- ◆小型SSOPパッケージ
- ◆設計済のアプリケーション
- ◆固定出力電圧：
 - 3.3V (標準)
 - 3.45V(高速 Pentium™)
 - 3.6V (Power PC™)

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	V _{OUT}
MAX767CAP	0°C to +70°C	20 SSOP	3.3V
MAX767RCAP	0°C to +70°C	20 SSOP	3.45V
MAX767SCAP	0°C to +70°C	20 SSOP	3.6V
MAX767C/D	0°C to +70°C	Dice*	—
MAX767EAP	-40°C to +85°C	20 SSOP	3.3V
MAX767REAP	-40°C to +85°C	20 SSOP	3.45V
MAX767SEAP	-40°C to +85°C	20 SSOP	3.6V

* Contact factory for dice specifications.

ピン配置**MAXIM**

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.

Maxim Integrated Products

5V から3.3V への同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC} to GND	-0.3V, +7V	REF Short to GND	Momentary
PGND to GND	±2V	REF Current	20mA
BST to GND	-0.3V, +15V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
LX to BST	-7V, +0.3V	20-Pin SSOP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW
Inputs/Outputs to GND		Operating Temperature Ranges:	
(ON, REF, SYNC, CS, FB, SS)	-0.3V, V _{CC} + 0.3V	MAX767CAP/MAX767_CAP	0°C to +70°C
DL to PGND	-0.3V, V _{CC} + 0.3V	MAX767EAP/MAX767_EAP	-40°C to +85°C
DH to LX	-0.3V, BST + 0.3V	Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = ON = 5V, GND = PGND = SYNC = 0V, I_{REF} = 0mA, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

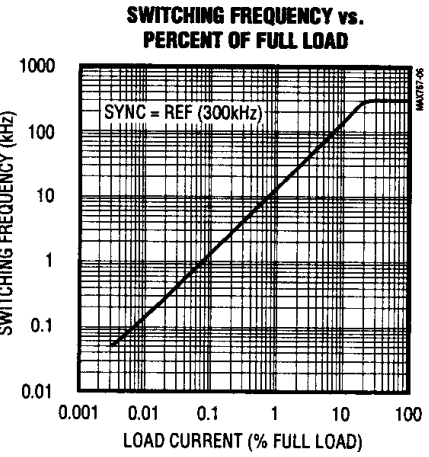
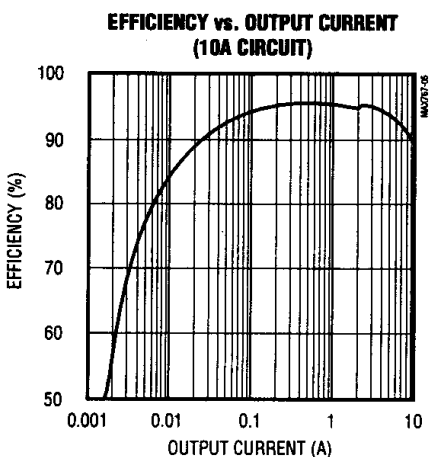
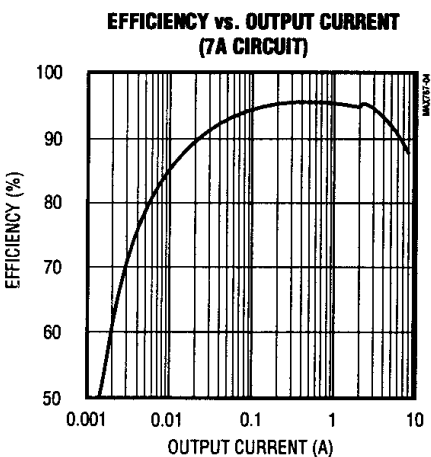
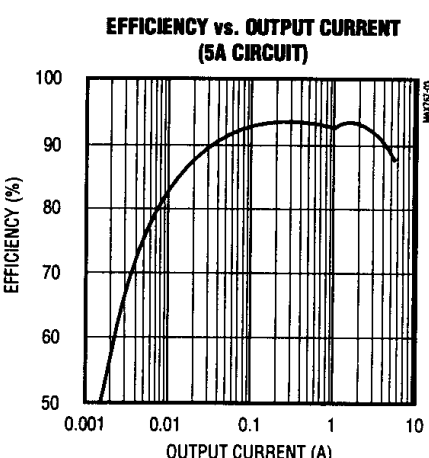
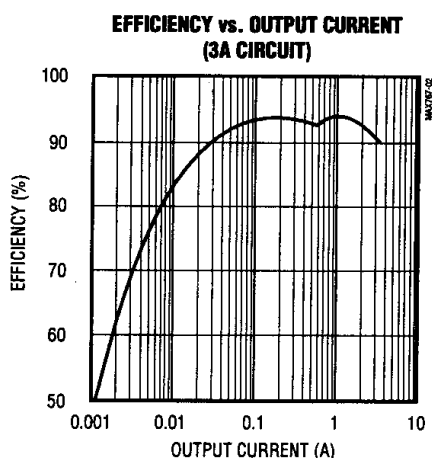
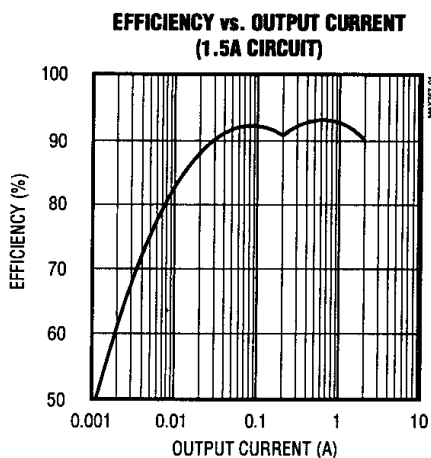
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V _{CC} Input Supply Range		4.5		5.5	V	
Output Voltage (FB)	0mV < (CS - FB) < 80mV, 4.5V < V _{CC} < 5.5V (includes load and line regulation)	MAX767	3.17	3.35	3.46	V
		MAX767R	3.32	3.50	3.60	
		MAX767S	3.46	3.65	3.75	
Load Regulation	(CS - FB) = 0mV to 80mV		2.5		%	
Line Regulation	V _{CC} = 4.5V to 5.5V		0.1		%	
V _{CC} Fault Lockout Voltage	Falling edge, hysteresis = 1%	3.80		4.20	V	
Current-Limit Voltage	CS - FB	80	100	120	mV	
SS Source Current		2.50	4	6.5	μA	
SS Fault Sink Current		2			mA	
REF Output Voltage	No external load	3.24	3.30	3.36	V	
V _{CC} Standby Current	ON = 0V, V _{CC} = 5.5V		120	200	μA	
V _{CC} Quiescent Current	FB = CS = 3.5V		0.7	1.0	mA	
Oscillator Frequency	SYNC = 3.3V	260	300	340	kHz	
	SYNC = 0V or 5V		200			
Oscillator SYNC Range		240		350	kHz	
SYNC High Pulse Width		200			ns	
SYNC Low Pulse Width		200			ns	
SYNC Rise/Fall Time	Not tested			200	ns	
Oscillator Maximum Duty Cycle	SYNC = 3.3V	89	92		%	
	SYNC = 0V		95			
Input Low Voltage	SYNC, ON			0.8	V	
Input High Voltage	ON	2.40			V	
	SYNC	V _{CC} - 0.5				
Input Current	SYNC, ON = 0V or 5V			±1	μA	
DL Sink/Source Current	DL = 2V		1		A	
DH Sink/Source Current	(BST - LX) = 4.5V, DH = 2V		1		A	
DL On Resistance	High or low			7	Ω	
DH On Resistance	High or low, (BST - LX) = 4.5V			7	Ω	

5V から3.3V への同期ステップダウン 電源コントローラ

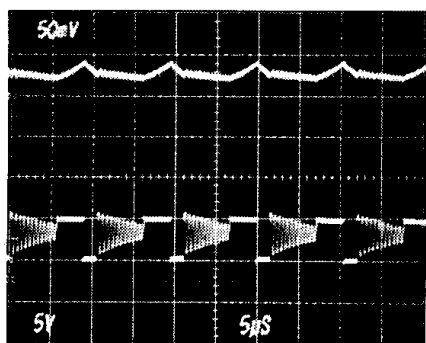
MAX767

標準動作特性

(Circuit of Figure 1 (5A configuration), $V_{IN} = 5V$, oscillator frequency = 300kHz, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

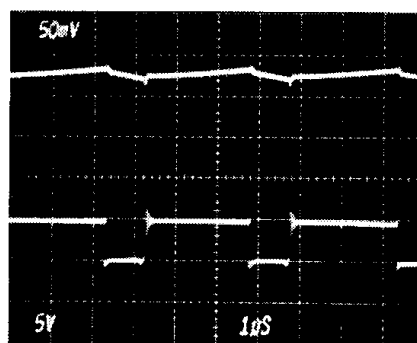


IDLE-MODE WAVEFORMS



5μs/div
 $I_{LOAD} = 300mA$

PWM MODE WAVEFORMS



1μs/div
 $I_{LOAD} = 5A$

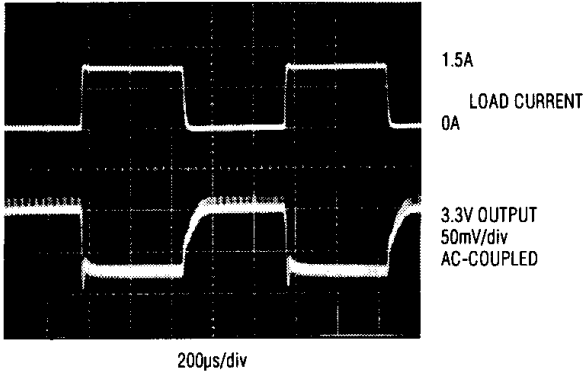
5V から3.3V への同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

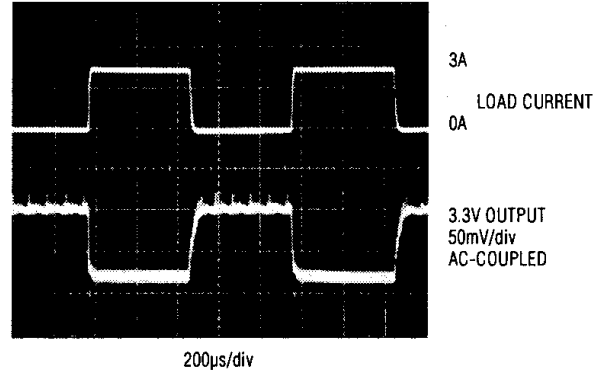
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1 (5A configuration), $V_{IN} = 5V$, oscillator frequency = 300kHz, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

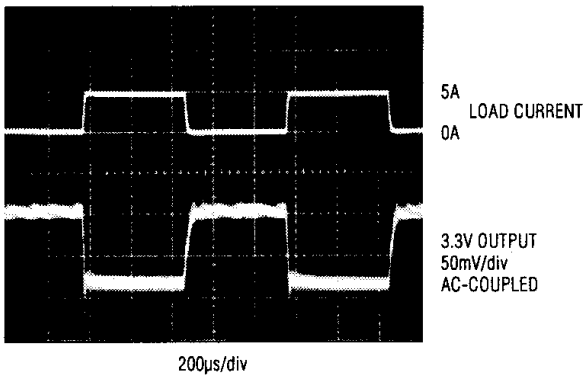
1.5A CIRCUIT LOAD-TRANSIENT RESPONSE



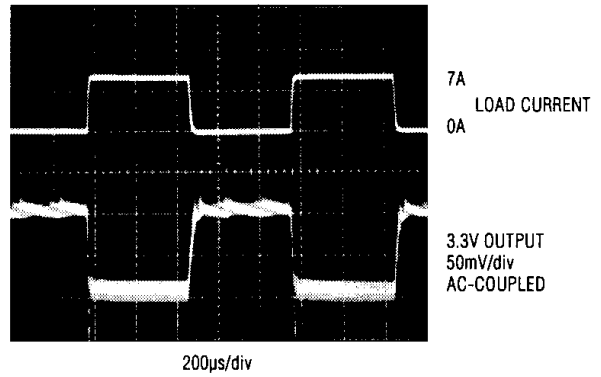
3A CIRCUIT LOAD-TRANSIENT RESPONSE



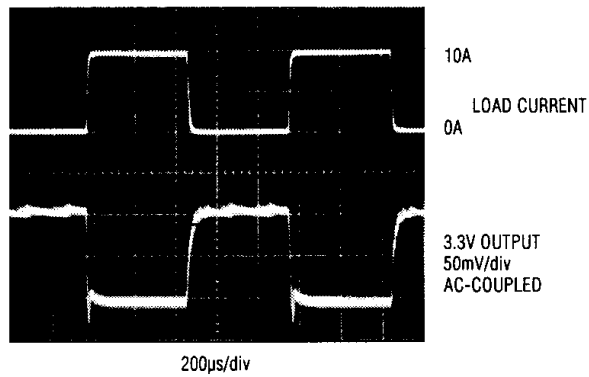
5A CIRCUIT LOAD-TRANSIENT RESPONSE



7A CIRCUIT LOAD-TRANSIENT RESPONSE



10A CIRCUIT LOAD-TRANSIENT RESPONSE



5V から3.3V への同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

端子説明

端子	名称	機能
1	CS	電流検出入力。公称電流制限レベルはFBを基準に+100mV。
2	SS	ソフトスタート入力。全電流制限までのランプ時間は1ms/nF(グランド間とのコンデンサ)。
3	ON	PWMをディセーブルするON/OFF制御入力。自動スタートアップ用にはV _{CC} に直接接続。
4-7,11	GND	低電流アナロググランド。出力に対するフィードバック基準点。
8	REF	3.3V内部リファレンス出力。0.22μF以上のコンデンサでGNDにバイパス。
9	SYNC	オシレータ制御/同期入力。200kHz動作にはV _{CC} またはGNDに接続。300kHzの場合はREFに接続。240kHz~350kHzの範囲で外部同期化する場合、ハイからローへの変化で新しいサイクルがスタート。
10, 14, 15	V _{CC}	電源電圧入力:4.5V~5.5V
12	N. C.	内部接続無し
13	PGND	パワーグランド
16	DL	ローサイド同期整流MOSFET用のゲートドライブ出力
17	BST	ブーストコンデンサを接続(0.1μF)
18	LX	インダクタを接続。ラッチアップ無しでGNDの2V以下までスイング可能。
19	DH	ハイサイドMOSFET用のゲートドライブ出力
20	FB	PWM用のフィードバック及び電流検出入力

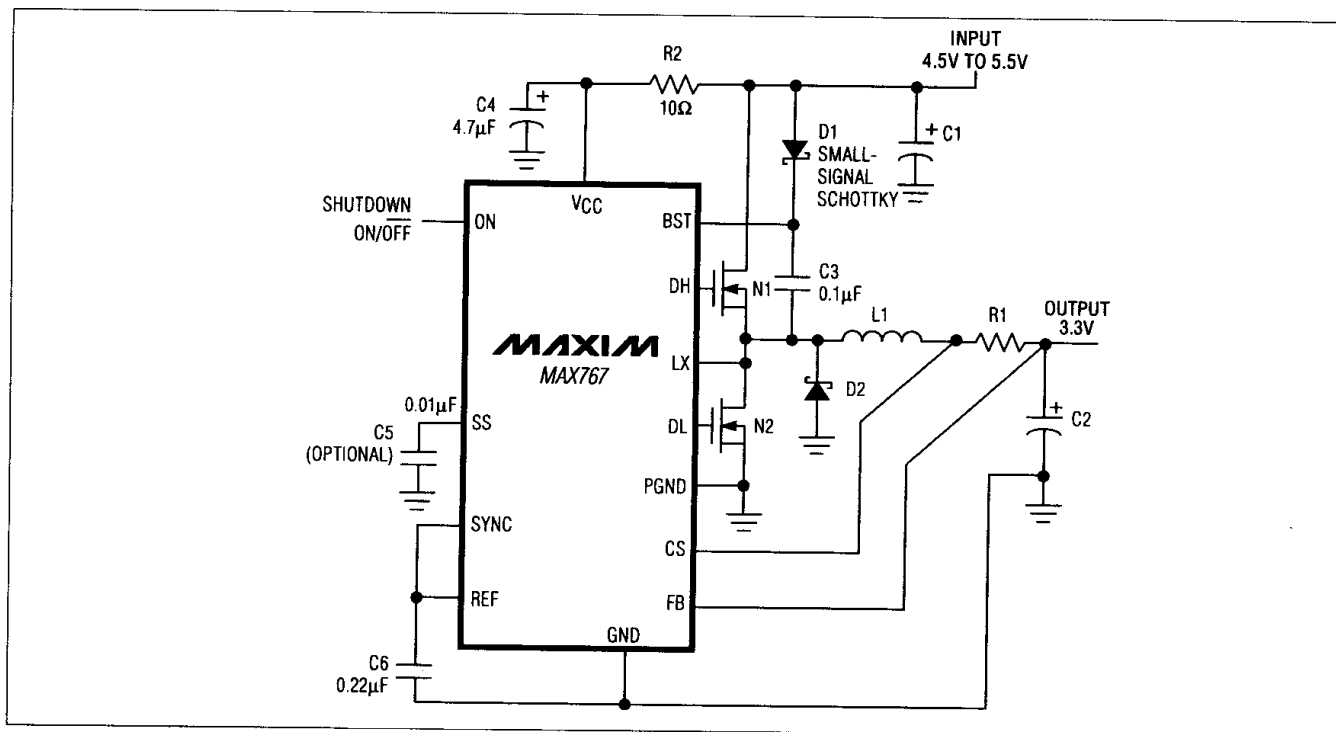


図1. 標準アプリケーション回路

5Vから3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

標準アプリケーション回路

このデータシートには、出力電流能力が1.5A~10Aの5種類の設計済みの回路が示されていますが、ほとんどの場合この標準回路のどれかを使用することと思います。この標準回路を使用する場合は、“詳細”、“アプリケーションインフォメーション及び設計手順”の項は参照する必要はありません。

図1は標準アプリケーション回路図を示しています。表1には5種類の回路(1.5A、3A、5A、7A、10A出力)を構成するのに必要な使用部品の値と型番が示されています。

各回路は全温度範囲で規格された全出力負荷電流を供給できるように設計されています。さらに、各回路は出力のグラウンドへの数秒間の短絡に耐えることができます。連続的な短絡に耐える回路が必要な場合には、“短絡期間”の項の回路変更点を参照して下さい。

レイアウトとグラウンド

設計された出力電力、高効率、低ノイズを実現するためには、良好なレイアウトが必要です。良好なレイアウトにはグラウンドプレーン、適切な部品配置、適切なパターン幅を用いた正しい配線等が含まれます。次に示したポイントが重要な順序です。

1. グラウンドプレーンは、最適化された特性を得るために欠くことのできないものです。ほとんどのアプリケーションでは、回路は多層基板上に構成されており、4層またはそれ以上の銅箔面全部の使用を推奨します。上面と下面は互いの接続に使用し、内部層はグラウンドプレーン面に使用して下さい。
2. 検出抵抗の値はプリント基板上の数センチの配線と同等なため、トレース抵抗が大きなエラーを起こすこともあります。これを防ぐためには、CS及びFBを検出抵抗にケルビン接続して下さい。図2に示すようにインダクタまたは負荷電流を流さない独立した配線を使用して下さい。これらの信号は、DH、DL、BST及びLXから注意深くシールドして下さい。注意：検出抵抗をできるだけICの近くに配置し、MAX767から10mm以上離さないで下さい。
3. LX接続点での部品N1、N2、L1、D2をできるだけ近づけて配置します。これによって抵抗損失及びスイッチング損失が低減され、グラウンドインダクタンスによりノイズが制限されます。
4. 入力フィルタコンデンサC1は、N1のドレインから10mm以内に配置します。接続される銅箔トレースは大電流を流すため、少なくとも2mm幅以上にし、5mm幅ぐらいが最適です。

5. MOSFETゲートへの接続は、クリーンなスイッチングを行うために短くし、低インダクタンス化を計ります(長さ20mm以内で幅0.5mm以上)。
6. 良いシールドを行うために、全スイッチング信号(MOSFETのゲート駆動DH、DL、BST、LX)をボードの片面側に配線し、もう一方の面に敏感な点(CS、FB、REF)を配置して下さい。
7. GND及びPGND端子は直接グラウンドプレーンに接続します。グラウンドプレーンは理想的には多層基板の内部層を使用します。

詳細

注意：以下に書かれているものは、5種類の標準アプリケーション回路とはかなり異った回路を設計する際に必要な詳細説明です。設計済みの標準回路を使用する場合には、参考程度にとどめておいて下さって結構です。

MAX767は4.5V~5.5Vの入力を3.3V出力に変換し、外付け部品に応じて10Aを越える負荷電流の出力能力を備えています。この3.3V出力は電流モード、パルス幅変調(PWM)ステップダウンレギュレータによって発生されます。PWMレギュレータは高効率(200kHz)特性を重視するか小型外付け部品(300kHz)の長所を重視するかにより、200kHzまたは300kHzのどちらでも動作できます。またMAX767は3.3V/5mAのリファレンス電圧も備えています。フォルト保護回路は、リファレンスが不安定になったり、入力電圧が4V以下(通常)に低下した時、出力をシャットオフします。

MAX767の外付け部品には2個のNチャンネルMOSFET、整流器、LC出力フィルタが含まれています。ハイサイドMOSFET用ゲート駆動電圧は、入力電圧よりも高くしなければならぬため、0.1 μ Fコンデンサを使用したブースト回路によって供給されます。また同期整流は整流ダイオードの電圧をクランプすることによって高効率を維持します。外部電流検出用の低抵抗は最大電流制限の値を設定し、スタートアップ時または短絡状態時の過度なインダクタ電流から保護します。オプションの外付けコンデンサはソフトスタートの値を設定し、これによりスタートアップ時の突入電流が低減され、またパワーアップ時間の調整が可能になります。

PWMレギュレータは、ダイレクトサミングタイプで、従来の積分タイプのエラーアンプ及びそれに伴う位相シフトがありません。従って“アプリケーション情報及び設計手順”の項のESRのガイドラインに従っている限り外付けフィードバック補償は不要です。

5V から3.3V への同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

表1. 部品リスト

Part	1.5A Circuit	3A Circuit	5A Circuit	7A Circuit	10A Circuit
L1	10 μ H Sumida CDR74B-100	5 μ H Sumida CDR125 DRG# 4722-JPS-001	3.3 μ H CoilCraft DO3316-332	2.1 μ H, 5m Ω Coiltronics CTX03-12338-1	1.5 μ H, 3.5m Ω Coiltronics CTX03-12357-1
R1	0.04 Ω IRC LR2010-01-R040 or Dale WSL-2512-R040	0.02 Ω IRC LR2010-01-R020 or Dale WSL-2512-R020	0.012 Ω Dale WSL-2512-R012 or 2 x 0.025 Ω IRC LR2010-01-R025 (in parallel)	3 x 0.025 Ω IRC LR2010-01-R025 or Dale WSL-2512-R025 (in parallel)	3 x 0.020 Ω IRC LR2010-01-R020 or 2 x 0.012 Ω Dale WSL-2512-R012 (in parallel)
N1, N2	International Rectifier IRF7101, Siliconix Si9936DY or Motorola MMDF3N03HD (dual N-channel)	Siliconix Si9410DY, International Rectifier IRF7101 or Motorola MMDF3N03HD (both FETs in parallel)	Motorola MTD20N03HDL	Motorola MTD20N03HDL (N1 = 2 in parallel, N2 = 1 FET)	Motorola MTD20N03HDL (N1 = 3 in parallel, N2 = 2 in parallel)
C1	47 μ F, 20V AVX TPSD476K020R	2 x 47 μ F, 20V AVX TPSD476K020R	220 μ F, 10V Sanyo OS-CON 10SA220M	2 x 100 μ F, 10V Sanyo OS-CON 10SA100M	2 x 220 μ F, 10V Sanyo OS-CON 10SA220M
C2	220 μ F, 6.3V Sprague 595D227X06R3D2B	2 x 150 μ F, 10V Sprague 595D157X0010D7T	2 x 220 μ F, 10V Sanyo OS-CON 10SA220M	2 x 220 μ F, 10V Sanyo OS-CON 10SA220M	4 x 220 μ F, 10V Sanyo OS-CON 10SA220M
D2	1N5817 Nihon EC10QS02, or Motorola MBRS120T3	1N5817 Nihon EC10QS02, or Motorola MBRS120T3	1N5820 Nihon NSQ03A02, or Motorola MBRS340T3	1N5820 Nihon NSQ03A02, or Motorola MBRS340T3	1N5820 Nihon NSQ03A02, or Motorola MBRS340T3
Temp. Range	to +85°C	to +85°C	to +85°C	to +85°C	to +85°C

表2. 部品供給メーカー

Company	Factory Fax [Country Code]	USA Telephone
AVX	[1] (207) 283-1941	(800) 282-4975
CoilCraft	[1] (708) 639-1469	(708) 639-6400
Coiltronics	[1] (407) 241-9339	(407) 241-7876
Dale	[1] (402) 563-6418	(402) 563-6582
IRC	[1] (512) 992-3377	(512) 992-7900
International Rectifier	[1] (310) 322-3332	(310) 322-3331
Motorola	[1] (602) 244 4015	(602) 244- 3576
Nihon	[81] 3-3494-7414	(805) 867-2555
Sanyo	[81] 7-2070-1174	(619) 661-6835
Siliconix	[1] (408) 970-3950	(408) 988-8000
Sprague	[1] (603) 224-1430	(603) 224-1961
Sumida	[81] 3-3607-5144	(708) 956-0666

5Vから3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

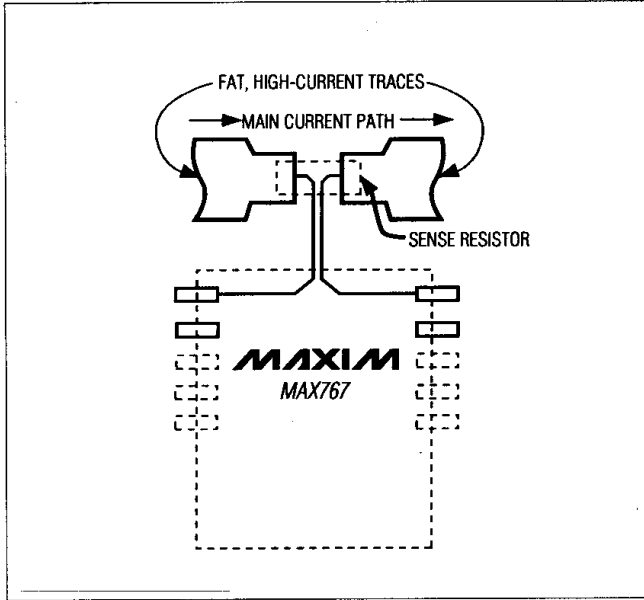


図2. 電流検出抵抗のケルビン接続

メインのゲインブロックは4個の信号(出力電圧エラー信号、電流検出信号、スロープ補償ランプ、3.3Vリファレンス)を加えたオープンループコンパレータです。このダイレクトサンプリング方式により出力電圧のサイクル毎の制御が理想的な形で実現できます。重負荷時、このコントローラはフルPWMモードで動作します。オシレータから発生した各パルスにより、出力をラッチしデューティ比によって決定された期間ハイサイドスイッチをターンオンします(約 V_{out}/V_{in})。

ハイサイドスイッチがターンオフされると同期整流ラッチが設定され、60ns後にローサイドのスイッチがターンオンします。ローサイドスイッチは次のクロックサイクルが始まるまで(連続コンダクションモード)、またはインダクタ電流がゼロになるまで(断続コンダクションモード)オンのままです。インダクタ電流が100mVの電流制限スレッシュホールドを越えたフォルト状態では、ハイサイドラッチはリセットされ、ハイサイドスイッチはターンオフされます。

軽負荷時、インダクタ電流は最小電流コンパレータによって設定された25mVのスレッシュホールドを越えないため、PWMはIdle-Mode™に入り、ほとんどのオシレータパルスをとばし、スイッチング周波数及びスイッチング損失を低減します。FB信号がリファレンス電圧レベル以下に低下しない限り、最小電流コンパレータは各サイクルの始めでハイサイドラッチを即座にリセットするため、このオシレータは軽負荷時に効率的にゲートオフされます。

ソフトスタート

コンデンサをソフトスタート端子(SS)とグラウンド間に接続することにより、電源投入後またはONが“ハイ”になった後、3.3V出力は徐々に上昇します。ONが“ロー”の場合、ソフトスタートコンデンサはGNDに放電され、ONが“ハイ”の場合 $4\mu\text{A}$ の定電流源によりコンデンサが4Vまで充電されます。この結果SS端子のランプ電圧により電流制限コンパレータの設定点が直線的に増加し、外部パワーMOSFETへのデューティサイクルが増加します。ソフトスタートコンデンサがない場合、 $10\mu\text{s}$ 以内でフル出力電流になります(“アプリケーション情報及び設計手順”の項を参照)。

同期整流

同期整流によりショットキ整流器に伴う損失を低減することで高効率が得られます。またMAX767のゲート駆動用ブースト電源を正常に動作させるにはこの同期整流MOSFETが必要です。

外部パワーMOSFET(N1)がターンオフされると、インダクタに蓄えられたエネルギーにより端子電圧がすぐに反転します。電流はインダクタ(L1)、ショットキダイオード(D2)、負荷によって構成されたループ内を流れ、出力フィルタコンデンサ(C2)を充電します。ショットキダイオードの順方向電圧は約0.5Vで小さいですが、かなりの電力損失が発生し、効率を低下させます。同期整流のMOSFETはダイオードと並列に接続され、ダイオードが導通したあとすぐにDLによってターンオンされます。同期整流器のオン抵抗($r_{DS(on)}$)はかなり低いいため、損失は低下します。またインダクタ電流がゼロに低下した時、同期整流MOSFETはターンオフされます。

MAX767はブレーク・ビフォー・メイクのタイミング方式を採用しているため、貫通(両外部スイッチが同時にターンオンすること)は起こりません。ショットキダイオードは両MOSFETがオンしていない期間導通していますが、これは同期整流MOSFETの損失の大きいボディダイオードが導通しないようにすることで効率を上げます。

この同期整流器は、断続コンダクションモード及びアイドルモードを含め全ての状態において動作します。

ゲート駆動用ブースト電源

ハイサイドNチャンネルスイッチのゲート駆動電圧は、図4に示されているようにフライングコンデンサを用いたブースト回路により発生されます。このコンデンサ(C3)はダイオード(D1)を経由して5V入力から交互に充電され、そしてハイサイドMOSFETのゲートソース端子間に並列に接

5Vから3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

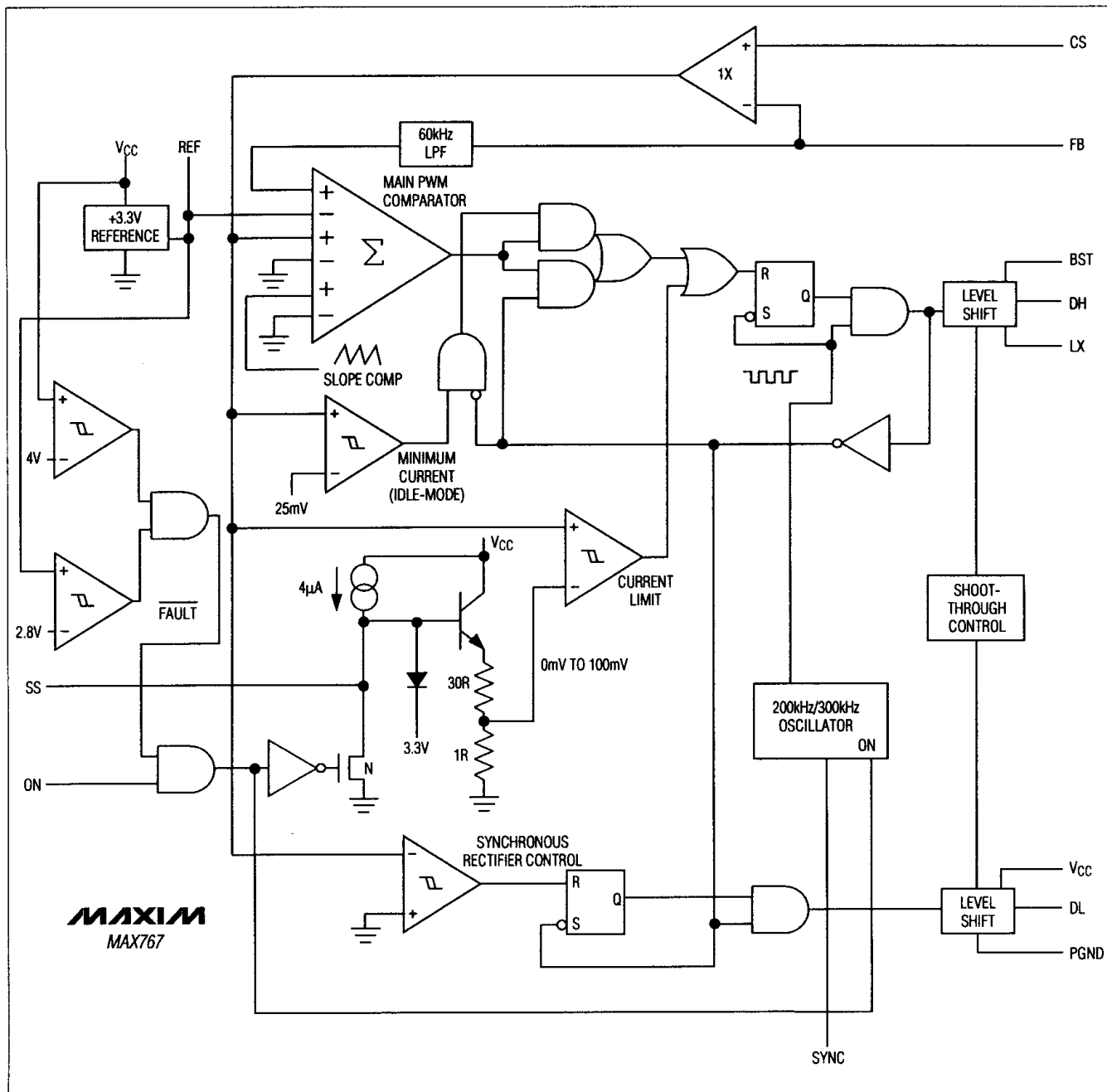


図3. MAX767ブロックダイアグラム

5Vから3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

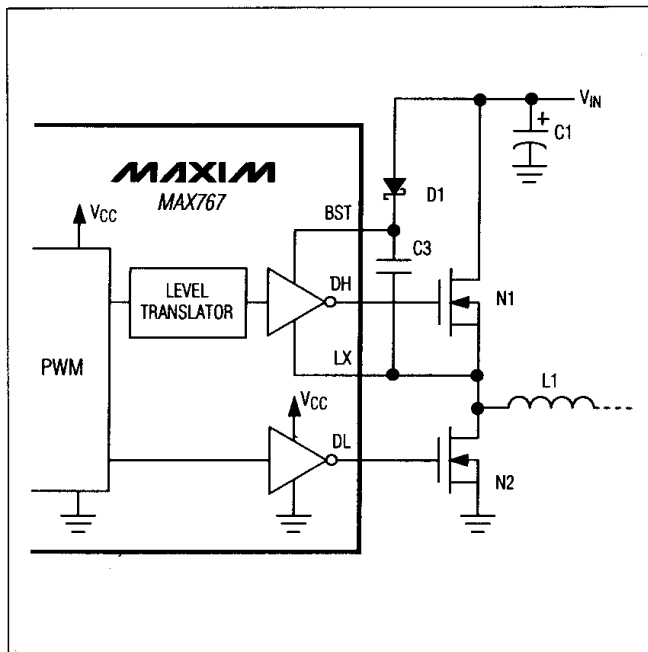


図4. ハイサイドゲートドライバのブースト電源

続されます。スタートアップ時、同期整流（ローサイド）MOSFET(N2)はLXを0Vにし、BSTコンデンサを5Vに充電します。次のハーフサイクルで、PWMはBSTとDH間の内部スイッチを閉じるにより、コンデンサをMOSFETゲートに接続し、ハイサイドMOSFET(N1)をターンオンさせます。これによりハイサイドスイッチをターンオンするのに必要な電圧が、入力電圧の上にブーストされた+5Vゲート駆動信号として得られます。

断続モード(軽負荷)においてハイサイドMOSFETのゲート(DH)で見られるリングングは、インダクタとLXノードの浮遊容量によって構成される共振回路に残っているエネルギーによって起こる自然の動作状態です。ゲートドライバの負電源はLXを基準としているため、リングングはゲート駆動用電源に直接カップリングされます。

動作モード

PWMモード

重負荷時(フルロードの約25%以上)、電源は連続電流モードのPWM電源として動作します(“標準動作特性”参照)。デューティサイクル(%ON)のおよその値は、次の式で示されます。

$$\%ON = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

電流はインダクタを連続して流れます。まずパワーMOSFETが導通している時、電流は増加し、その後、エネルギーがインダクタに蓄えられ、そして負荷に放電されるため各サイクルのフライバック期間で電流は低下します。充電時、インダクタを流れる電流は負荷にも流れるため、連続してインダクタから負荷に電流が流れます。これにより出力リップルが最小限に抑えられ、外形サイズも電気的にも小さなインダクタの使用が可能です。出力リップルはフィルタコンデンサのESR(等価直列抵抗)に依存し、50mV(typ)以下です(“設計手順”の項を参照)。

アイドルモード

軽負荷時(フルロードの25%以下)、MAX767は多くのクロックパルスを完全にスキップし、1回のクロック期間のみ、ドライブ電圧をターンオン/オフすることによって、効率はさらに上がります。従ってオシロスコープ上でゴーストとして見られる非同期スイッチングは、負荷電流がフルロードの約25%以下の時には普通の動作状態です。

ある入力電圧と負荷状態において、コントローラがアイドルモードからPWMモードに行ったり来たりするトランジション範囲が存在します。この状態で、短いバースト状のパルスが起こり、電流波形は不規則に見えますが、出力リップルにはたいして影響を与えません。効率は高いままが維持されます。

電流制限

CSとFB端子間の電圧は連続的に監視されています。外付け低シャント抵抗は、インダクタと直列にこの端子間に接続され、インダクタ電流はスイッチングサイクルを通して連続的に測定されます。この電圧が100mVを越える時、外付けハイサイドMOSFETへのドライブ電圧は遮断されます。これにより短絡あるいは一時的な負荷サージからMOSFET、負荷、電源が保護されます。電流制限抵抗値は3Aの負荷電流に対し20mΩ(typ)です。

オシレータ周波数

SYNC入力により、オシレータ周波数が制御されます。SYNCをGNDまたはV_{CC}に接続することにより200kHz動作が選択され、REFに接続することにより300kHz動作が選択されます。またSYNCは内部オシレータを同期させるために外部の240kHz~350kHzのCMOS/TTL信号で駆動することも可能です。通常、インダクタと出力フィルタコンデンサのサイズを最小限に抑えるために300kHzを使用しますが、重負荷での効率を増加させる(約1%)ためには200kHzの周波数が必要になります。

内部リファレンス

3.3Vの内部バンドギャップリファレンス(REF)は、スイッチングレギュレータがオフの時でも動作し続けます。これは最大5mAを供給することが可能で、メモリに対する連続的な電力供給及びその他の目的で使用することができます。0.22 μ Fに加えて1 μ F/mAの負荷電流の割合でREFをGNDにバイパスして下さい。

アプリケーション情報 及び設計手順

殆どのアプリケーションで標準回路を使用することができますが、標準値の間またはそれ以上の出力電流規格を備えた回路を使用したい場合もあります。

2種類の標準アプリケーション回路の間の出力電流レベルが必要な場合、2種類の回路で 사용되는部品の値を利用することができます。この部品には、入出力フィルタコンデンサ、インダクタ、検出抵抗が含まれます。コンデンサはESR及びリップル電流の条件に適合しなければなりません(“入力フィルタコンデンサ”及び“出力フィルタコンデンサ”の項を参照)。またインダクタは電流定格条件を満たさなければなりません(“インダクタ”の項を参照)。

出力電流能力以上の回路用に規格化された整流器及びMOSFETを使用したり、“整流器及びMOSFETスイッチ”の項に詳しく書かれてある条件に応じて新しい整流器及びMOSFETを選択することもできます。さらに詳しい情報及び10Aを越える出力電流が必要な場合は、次の設計情報を参照して下さい。

インダクタ、L1

3つのインダクタのパラメータが要求されます。つまり、インダクタンス値(L)、ピークインダクタ電流(I_{LPEAK})、コイル抵抗(R_L)の3個の値です。

$$L1 = \frac{1.32}{f \times I_{OUT} \times LIR}$$

ここで、

f = スwitchング周波数、通常300kHz

I_{OUT} = 3.3Vの最大DC負荷電流(A)

LIR = インダクタのピーク-ピークAC電流と平均DC負荷電流との比(通常0.3)

LIRの値を大きくすることで小さなインダクタンスが使用できますが、損失及びリップルが大きくなってしまいます。

最大のピークインダクタ電流(I_{LPEAK})は、DC負荷電流(I_{OUT})とピーク-ピークACインダクタ電流の半分(I_{LPP})との和に等

しくなります。ピーク-ピークACインダクタ電流は、一般的に最大DC負荷電流の30%に設定され、ピークインダクタ電流は $1.15 \times I_{OUT}$ となります。

このピークインダクタ電流は負荷の値に関係なく次の式で与えられます。

$$I_{LPEAK} = I_{OUT} + \frac{1.32}{2 \times f \times L1}$$

コイル抵抗はできるだけ小さくして下さい(数m Ω が望ましい)。コイルは常に負荷に対して直列になるため、電線の抵抗損失は次式のようにになります。

$$\text{電力損失} = I_{OUT}^2 \times R_L$$

一般的には、L、 I_{LPEAK} 、 R_L 要求を満足した標準タイプのインダクタを選択します。もし標準タイプのインダクタがない場合には、コアのパラメータ LI^2 が $L \times I_{LPEAK}^2$ より大きいコアを選択し、コアに適合する最大の電線を用います。

電流検出抵抗、R1

電流検出抵抗は全DC負荷電流を越えるインダクタのピーク電流を流さなければなりません。内部電流制限は、検出抵抗での電圧が公称100mV(最小80mV)に達した時に開始します。十分な出力電流能力を確実にするために、最小値を用います($R1 = 80\text{mV}/I_{LPEAK}$)。

V_{IN}/V_{OUT} の比が低いとフルロード時のスタートアップや無負荷からフルロードへの負荷変動特性に問題が生じます。電源がこれらの影響を受ける場合は、検出抵抗を低減して下さい。

$$R1 = 70\text{mV}/I_{LPEAK}$$

検出抵抗値はプリント基板上での数cmの幅の狭い配線と同じくらいになるため、配線抵抗によって大きな誤差を発生することがあります。この誤差を防ぐために、検出抵抗とCS-FB端子間をケルビン接続にします。例えば図2に示すようなインダクタ及び負荷電流を導かないような分離した配線を用います。

R1をMAX767のできるだけ近くに、できれば10mm以内に配置して下さい。最小限の間隔でお互いの配線を行って下さい。20mm以上離れている場合には、これらの端子にできるだけ近い位置に1000pFコンデンサを配置しCSをFBにバイパスして下さい。安定性、低リップル出力を実現するため、このような配線でのレイアウトが重要です(“レイアウト及びグラウンド”の項を参照)。

5Vから3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

入力フィルタコンデンサ、C1

C1の容量は、出力電力に対して最低 $6\mu\text{F}/\text{W}$ とします。5V入力が離れていたり、PCバスから来る場合は、負荷トランジェント応答を向上させるために、より大きな容量が必要です。リングングを抑えるために低ESRコンデンサを使用しMOSFETスイッチから10mm以内に配置して下さい。リップル電流定格 I_{RMS} は最低 $0.5 \times I_{\text{OUT}}$ 以上とします。高電流アプリケーション用では、この条件を満たすためにコンデンサを2個以上並列に接続する必要があります。

C1のESRは、実際には入力と直列になるため、C1の抵抗損失($I_{\text{RMS}}^2 \times \text{ESR}_{\text{C1}}$)は回路の効率に多大な影響を与えます。

出力フィルタコンデンサ、C2

出力フィルタコンデンサにより、ループ安定性、出力電圧リップル、出力負荷トランジェント応答が決まります。

安定性

安定性を維持するためのコンデンサの最低容量及び最大ESRは次式のようになります。

$$C2 > \frac{3\Omega}{R1} (\mu\text{F})$$

$$\text{ESR}_{\text{C2}} < R1$$

必ず上記の式を満たすようにして下さい。低ESR条件を満たさせるためには、2個以上のコンデンサを並列に接続し、また計算された最低容量値の2~3倍のコンデンサを使用するのが適切と思われます。

出力リップル

連続コンダクションモードでの出力リップルは、次式で示されます。

$$V_{\text{OUT(RPL)}} = I_{\text{OUT(max)}} \times \text{LIR} \times \left(\text{ESR}_{\text{C2}} + \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C2} \right)$$

ここで f はスイッチング周波数(200kHzまたは300kHz)です。

アイドルモードでは、リップルは容量性および抵抗性のもがあります。

$$V_{\text{OUT(RPL)}(\text{C})} = \frac{0.0004 \times L}{R1^2 \times C2} \times 0.89\text{V}$$

$$V_{\text{OUT(RPL)}(\text{R})} = \frac{0.02 \times \text{ESR}_{\text{C2}}}{R1}$$

トータルリップルの $V_{\text{OUT(RPL)}}$ は以下のように表せます。

$$V_{\text{OUT(RPL)}(\text{R})} < 0.5V_{\text{OUT(RPL)}(\text{C})} \text{の時、}$$

$$V_{\text{OUT(RPL)}} = V_{\text{OUT(RPL)}(\text{C})}$$

それ以外では

$$V_{\text{OUT(RPL)}} = 0.5V_{\text{OUT(RPL)}(\text{C})} + V_{\text{OUT(RPL)}(\text{R})}$$

負荷トランジェント性能

負荷電流が急に増加する場合には、C2に上記要求を満たす容量よりも、より大容量を使用していないと出力電圧が数 μs の間低下することがあります。コンデンサ容量の増加は、トランジェント応答を向上させるためのみであり、ESR条件は変わらないことに注意して下さい。従って容量の増加は、通常の低ESRスイッチングレギュレータ用コンデンサと並列に低コストのコンデンサを追加することで得られます。ステップ状の負荷変動における電圧低下は次の式で示すことができます。

$$V_{\text{SAG}} = \frac{I_{\text{STEP}}^2 \times L}{2 \times C2 \times (V_{\text{IN(min)}} \times \text{DMAX} - 3.3\text{V})}$$

ここでDMAXは最大デューティサイクルです。

オシレータ周波数が200kHzに低減した場合、PWMコンバータの固定伝播遅延が全期間に対し極めて小さくなるため、高デューティサイクルが得られます。DMAXの最悪時の値は200kHzで92%、300kHzで89%です。インダクタンス値をより小さくすることで、フィルタ容量条件が低減しますが、出力リップルを増加させます(高ピーク電流のため)。

V_{CC}のRCフィルタ

R2とC4はローパスフィルタを形成し、MAX767への V_{CC} 入力でのスイッチングノイズを取り除きます。C4はかなり低い値のESR($< 5\Omega$)を備えていなければなりません。スイッチングノイズは良好な出力電圧の安定性に影響を与え、そのためフルロードにてかなりの出力電圧低下が起こります($> 100\text{mV}$)。

半田付けをする間の過剰な熱は表面実装コンデンサ(C4)にダメージを与え、上記の安定化に問題を起こします。コンデンサに熱を与える時は、特に手で半田付けを行う時は、できるだけ短い時間で行って下さい。

ダイオード、D2

3Aまでのアプリケーションには、1N5817又は同等のショットキダイオードを使用し、10Aまでには1N5820を使用して下さい。同等の表面実装型が日本インターからEC10QS02及びNSQ03A02で、またモトローラ社からMBRS120T3及びMBRS320T3で供給されています。損失の多いMOSFETのボディダイオードがオンしないために、D2はショットキダイオードでなければなりません。

ソフトスタート

SSとGND間に接続されたコンデンサにより、電源電流制限のレベルを徐々に増加させます。全電流制限に達するまでのランプ時間は、SSに接続されたコンデンサの容量1000pFに対し約1msで、最小値は10 μ sです。ソフトスタートコンデンサのティピカル値は、5V規格を満足させるには、10000pF \sim 0.1 μ Fです。

出力電圧が規格値まで増加する時間は出力負荷に依存し、必ずしも電流制限が全電流能力に達するのにかかる時間と同じではありません。

デューティサイクル

連続コンダクションモードでのハイサイドMOSFET(N1)のデューティサイクルは

$$100\% \times \frac{(V_{OUT} + V_{N2})}{V_{IN} - V_{N1}}$$

ここで

$$V_{OUT} = 3.3V$$

$$V_{IN} = 5V$$

$$V_{N1} \text{ と } V_{N2} = I_{LOAD} \times r_{DS(ON)} \text{ (各MOSFETにつき)}$$

連続コンダクションモードでは明らかにN1はN2の約2倍の間導通しますが、短絡状態はN2は90%もの時間導通します。出力短絡の可能性がある場合は、N2は短絡時のデューティサイクルを扱える物を選択して下さい(“短絡回路”の項を参照)。

MOSFETスイッチ、N1及びN2

2個のNチャンネルMOSFETはロジックレベルのFETで、僅か4Vのゲートソースドライブ電圧で完全にオン(低 $r_{DS(ON)}$)しなければなりません。高電流用のアプリケーションには、低ゲートスレッショルド電圧のFET(3Vではなく最大 $V_{GS(TH)}=2V$)が適当です。さらにスイッチング損失を最小限に抑えるために、低トータルゲートチャージ(<70nC)を備えていなければなりません。

5個の標準アプリケーションの出力電流を越える回路に対しては、低ゲートチャージのMOSFETを並列にすることによって出力電流が増加し抵抗損失が低下します。この方法は7A及び10A回路に対して使用されています。N2は通常N1と同程度の電流能力を必要としませんが、これはN1が約66%の期間導通するのに対し、N2は僅か33%の期間のみ導通するからです。

短絡期間

最高の温度範囲(+70 $^{\circ}$ C \sim +85 $^{\circ}$ C)で、5個の標準回路はそれぞれ数秒間の短絡に耐えることができます。ほとんど

の場合、MAX767は長期間の短絡は起こらないアプリケーションで使用されます。

回路が連続短絡に耐えるためには、MOSFETが必要な電力を消費する能力を備えていることが必要です。これはトランジスタに流れる実際の電流にも関係しますが、トランジスタの実装及び使用するヒートシンク、通風状況等の物理的要因にもよります。この短絡回路電流は約100mV/R1で、 $\pm 20\%$ 変化します。

トランジスタが最大電流、 $I_{SC}=120\text{mV}/R1$ に耐えられるように、注意深い設計が要求されます。N1及びN2は最大デューティ比によって決められる電流に耐えることが要求されます。高負荷(しかし短絡ではない)の状態ではN1のデューティ比は最大となり、それは約 $V_{OUT}/V_{IN(min)}$ つまり約0.7です。N2のデューティ比は短絡状態で最大となり、次の式で示されます。

$$1 - \frac{I_{SC} \times r_{DS(ON)N2}}{V_{IN(max)} - I_{SC} \times r_{DS(ON)N1}}$$

これは0.9以上を越えます。両MOSFETの全電力消費はトータルで $I_{SC}^2 \times r_{DS(ON)}$ です。

適当な回路動作が行われるには、短絡電流は少なくとも $I_{LOAD} \times (1+LIR/2)$ でなければなりません。しかしこの標準アプリケーション回路はこの値を少し越えるような短絡電流用に設計されています。このマージンをもった電流設計は、連続フルロードの状態での良好なスタートアップ、良好なフルロードトランジェント応答を保証します。これは特に低入力電圧で必要です。スタートアップ時にフルロードトランジェントまたはフルロードに近い負荷が必要でない場合には、“電流検出抵抗”の項にかかれてるように、R1の値を増加させることによって短絡電流を減少させることができます。

重負荷での効率

スイッチ、コイル、検出抵抗での寄生抵抗による損失は、負荷電流が高い場合に大きな影響を与えます。重負荷時においては、MAX767は連続コンダクションモードで動作し、このモードではインダクタ電流に大きなDCオフセットと小さな三角波のAC成分(インダクタの項を参照)が存在します。このDC電流は負荷電流とまったく等しく、全インダクタ電流がDCオフセット電流と等しいという仮定に基づくことで抵抗損失を容易に推測することができます。重負荷時の主な損失の原因は次の順序のようになります。

- ◆ I^2R 損失
- ◆ゲート充電損失
- ◆ダイオード導通損失

5Vから3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

- ◆スイッチング損失
- ◆コンデンサのESR損失
- ◆ICの動作電流による損失

重負荷時でのインダクタコア損失は、インダクタ電流のAC成分が小さいことから、大変低くなります。このため、コア損失はこの計算式において考慮されていません。

$$\begin{aligned}\text{効率} &= \frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{IN}}} \times 100\% \\ &= \frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{OUT}} + P_{\text{D}_{\text{TOTAL}}}} \times 100\%\end{aligned}$$

$$P_{\text{D}_{\text{TOTAL}}} = P_{\text{D}_{(I^2R)}} + P_{\text{D}_{\text{GATE}}} + P_{\text{D}_{\text{DIODE}}} + P_{\text{D}_{\text{TRAN}}} + P_{\text{D}_{\text{CAP}}} + P_{\text{D}_{\text{IC}}}$$

I²R損失

$$P_{\text{D}_{(I^2R)}} = \text{抵抗損失} = (I_{\text{LOAD}})^2 \times (R_{\text{COIL}} + r_{\text{DS(ON)}} + R_1)$$

ここでR_{COIL}はコイルのDC抵抗、r_{DS(ON)}はMOSFETのドレインソース間オン抵抗です。同期整流とハイサイドスイッチ用の2つのMOSFETが同等で、またこれらがインダクタ電流を時分割しているため、r_{DS(ON)}の項が決められています。もし2つのMOSFETが同等でない場合には、損失はそれぞれのr_{DS(ON)}をデューティサイクル(N1は0.66、N2は0.34)で平均化することで求められます。

ゲートチャージ損失

$$P_{\text{D}_{\text{GATE}}} = \text{ゲートドライバ損失} = q_G \times f \times 5V$$

ここでq_Gはローサイドとハイサイドスイッチのゲートチャージの和です。ゲートチャージ損失はMOSFETではなくIC内部で消費されるためパッケージの温度上昇をもたらします。2つの同等のMOSFETのq_Gは、1つのMOSFETゲート容量を単純に2倍したものです(データシートのスペックを参照)。

ダイオードコンダクション損失

$$\begin{aligned}P_{\text{D}_{\text{DIODE}}} &= \text{ダイオードの導通損失} \\ &= I_{\text{LOAD}} \times V_D \times t_D \times f\end{aligned}$$

ここでV_Dは出力電流におけるショットキダイオードの順方向電圧、t_Dはダイオードの導通時間(110ns typ)、またfはスイッチング周波数です。

トランジション損失

$$\begin{aligned}P_{\text{D}_{\text{TRAN}}} &= \text{トランジション損失} \\ &= \frac{V_{\text{IN}}^2 \times C_{\text{RSS}} \times I_{\text{LOAD}} \times f}{I_{\text{DRIVE}}}\end{aligned}$$

ここでC_{RSS}はハイサイドMOSFETの逆伝達容量(データシートのパラメータ)、fはスイッチング周波数、I_{DRIVE}はハイサイドのゲート駆動出力でのピーク電流能力(約1A)です。

その他のスイッチング損失は、キャッチダイオードの容量、コイルの巻線容量、ローサイドスイッチのドレイン容量を含む、スイッチング箇所での浮遊容量によって発生します。この損失は、P_{D_{SW}} = V_{IN}² × C_{STRAY} × fで与えられますが、これはC_{RSS}損失に比べると無視できる程度です。ローサイドのスイッチは、オン状態ではドレインソース電圧が低いいため、僅かな損失しか発生しません。

コンデンサのESR損失

$$P_{\text{D}_{\text{CAP}}} = \text{コンデンサのESR損失} = I_{\text{RMS}}^2 \times \text{ESR}$$

ここでI_{RMS} = RMS AC入力電流で約I_{LOAD}/2です。

回路が重負荷時においては、コンデンサにはチョッピング電流が流れ込まないため、出力フィルタコンデンサの損失は小さいです。この出力コンデンサには、僅かな三角波のACリップル電流しか見られません。入力バイパスコンデンサのリップル電流定格は、I_{RMS}以上にします。

ICの消費電流損失

P_{D_{IC}}はICの自己消費電力で、自己消費電流に5Vをかけたもので(データシートのパラメータを参照)、約5mWです。

軽負荷時の効率

軽負荷時においては、PWMは断続コンダクションモードで動作し、このモードではインダクタ電流は各スイッチングサイクルにおいてあるポイントでゼロまで放電します。重負荷時にはあまり顕著でなかった、新しい損失のメカニズムが発生してきます。基本的に異なる点は、断続モードにおいてはインダクタ電流のAC成分が負荷電流に比べて大きくないことです。これによって、コア損失及び出力フィルタコンデンサ損失が増加します。軽負荷時の効率を最良にするには、ダストコアタイプよりもフェライトコアが推奨されます。

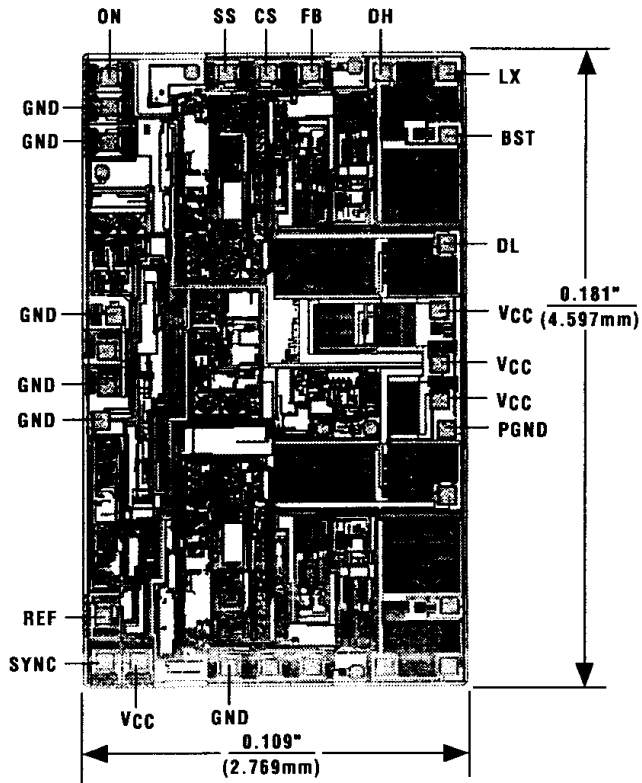
軽負荷時において、インダクタは連続モードで見られる方形波に近い波形ではなく、三角波の電流パルスを提供します。このパルスはアイドルモードの電流コンパレータによって設定された値(フルスケールの電流制限レベルの約25%に内部設定)まで上昇します。この25%のスレッシュホールドにより、低電流効率と出力電圧ノイズの両特性のバランスが最適化されます(効率特性は約45%に設定されたスレッシュホールドの方が良くなりますが、出力ノイズが高くなってしまいます)。

MAXIM

5V から3.3Vへの同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

チップ構造図

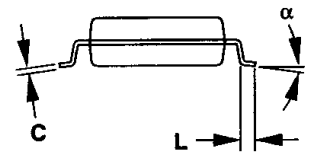
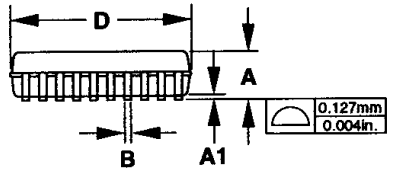
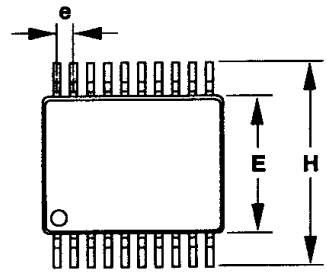


TRANSISTOR COUNT: 1294;
SUBSTRATE CONNECTED TO GND.

5V から3.3V への同期ステップダウン 電源コントローラ

MAX767

パッケージ



DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.068	0.078	1.73	1.99
A1	0.002	0.008	0.05	0.21
B	0.010	0.015	0.25	0.38
C	0.005	0.009	0.13	0.22
D	0.278	0.289	7.07	7.33
E	0.205	0.212	5.20	5.38
e	0.0256 BSC		0.65 BSC	
H	0.301	0.311	7.65	7.90
L	0.022	0.037	0.55	0.95
α	0°	8°	0°	8°

21-0003A

**20-PIN PLASTIC
SHRINK
SMALL-OUTLINE
PACKAGE**