

超小型、低電圧、
高精度ステップダウンコントローラ

概要

MAX1637は、バッテリー駆動機器のCPU電源電圧を発生する同期バックスイッチモード電源コントローラです。MAX1637は、MAX1636の一部の機能を省いて小型16ピンQSOPパッケージに収めた製品です。MAX1637はバッテリー電圧が5.5Vを超える機器において、MAX1637はバッテリーとは別の電源で駆動されます(通常はメイン+5V電源から)。MAX1637は優れたDC及びAC出力電圧精度を達成します。低入力電圧(3.15V)における動作が可能で、しかも次世代の動的クロックCPUが必要とする優れた負荷トランジェント応答を提供します。

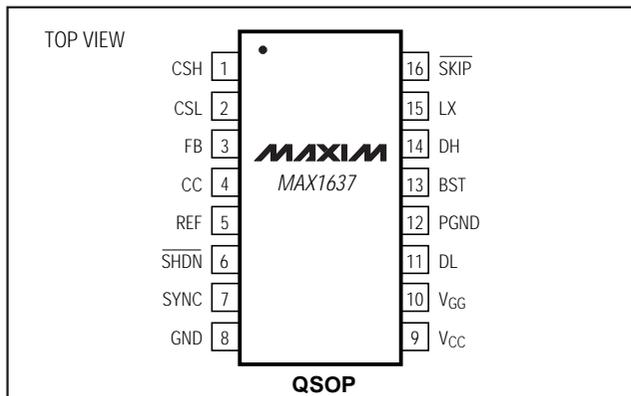
MAX1637は同期整流により最大95%の効率を実現しています。効率は1000:1の負荷電流範囲にわたって80%以上に維持されるため、システムサスペンド又はスタンバイモードのバッテリー寿命が拡張されます。優れたダイナミック応答特性により、最新の動的クロックCPUが生成する出力トランジェントを300kHzクロックの5サイクル以内に修正します。強力な1Aの内蔵ゲートドライバによって、外部NチャンネルMOSFETの高速スイッチングを可能にしています。

MAX1637は、ロジック制御の同期可能な固定周波数パルス幅変調(PWM)動作モードを備えています。このモードでは、敏感な移動通信及びペン入力アプリケーションにおいて、ノイズ及びRF干渉を低減します。SKIPピンにより固定周波数モードをイネーブルして、全ての負荷条件でノイズを最小限に抑えることもできます。+5V VLリニアレギュレータ及び低ドロップアウト機能を備えたスタンドアロンデバイスとしては、MAX1636のデータシートを参照してください。

アプリケーション

ノートブックコンピュータ
ハンディターミナル、PDA
サブノートブックコンピュータ

ピン配置



Idle Modeはマキシム社の商標です。

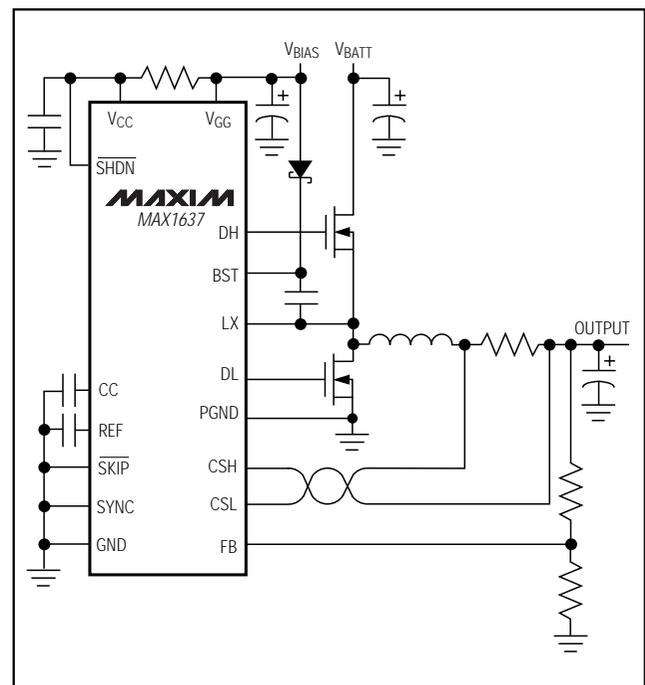
特長

- ◆ DC精度: $\pm 2\%$
- ◆ DC負荷レギュレーション: 0.1%(typ)
- ◆ 最大350kHzの可変スイッチング周波数
- ◆ Idle Mode™パルススキッピング動作
- ◆ 出力電圧: 可変1.10V ~ 5.5V
- ◆ 最小IC電源電圧(V_{CC} ピン): 3.15V
- ◆ 内部デジタルソフトスタート
- ◆ リファレンス出力: 1.1V $\pm 2\%$
- ◆ シャットダウン電流: 1 μ A(typ)
- ◆ 出力過電圧クローバ保護
- ◆ 出力低電圧シャットダウン(フの字)
- ◆ パッケージ: 超小型16ピンQSOP

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1637EEE	-40°C to +85°C	16 QSOP

標準動作回路



超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

GND to PGND	+2V to -2V	REF Short-Circuit to GND	Indefinite
LX, BST to GND	-0.3V to +36V	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
BST, DH to LX	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
V _{CC} , V _{GG} , CSL, CSH, SHDN to GND	-0.3V to +6V	QSOP (derate 8.3mW/°C above +70°C)	667mW
DL to GND	-0.3V to (V _{GG} + 0.3V)	Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
REF, SKIP, SYNC, CC to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	Junction Temperature	+150°C
REF Output Current	20mA	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

(Circuit of Figure 1, V_{CC} = V_{GG} = 5V, SYNC = V_{CC}, I_{REF} = 0mA, T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SMPS CONTROLLER					
Input Voltage Range	V _{CC} , V _{GG}	3.15		5.5	V
Output Voltage	FB tied to V _{OUT} , 0mV < (CSH - CSL) < 80mV, includes line and load regulation	1.080	1.100	1.120	V
Output Adjustment Range	V _{CC} = 5V	V _{REF}		5.5	V
	V _{CC} = 3.3V	V _{REF}		3.6	
Current-Limit Threshold	CSH > CSL	80	100	120	mV
	CSH < CSL	-145	-100	-55	
Power Consumption	Output not switching	V _{CC} = V _{GG} = 5V	1.5	2.5	mW
		V _{CC} = V _{GG} = 3.3V	1	1.75	
Shutdown Supply Current	SHDN = GND, V _{CC} = V _{GG}		0.5	3	μA
FB Input Current	V _{FB} = V _{REF}	-50		50	nA
Soft-Start Ramp Time	SHDN to full current limit, four levels		512		clocks
Idle-Mode Switchover Threshold	CSH - CSL	20	30	40	mV
AC Load Regulation	CSH - CSL = 0mV to CSH - CSL = 100mV		2		%
INTERNAL REFERENCE					
V _{CC} Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, hysteresis = 15mV	2.80		3.05	V
V _{GG} Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, hysteresis = 15mV	2.80		3.05	V
REF Output Voltage	REF load = 0μA	1.080	1.100	1.120	V
REF Load Regulation	REF load = 0μA to 50μA			10	mV
REF Line Regulation	V _{CC} = 3.15V to 5.5V			3	mV
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency	SYNC = V _{CC}	270	300	330	kHz
	SYNC = GND	170	200	230	
Maximum Duty Factor	SYNC = V _{CC}	89	92		%
	SYNC = GND	93	96		
SYNC Input Pulse Width High		200			ns
SYNC Input Pulse Width Low		200			ns
SYNC Input Rise/Fall Time	(Note 1)			200	ns
SYNC Input Frequency Range		240		340	kHz

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{GG} = 5V$, $SYNC = V_{CC}$, $I_{REF} = 0mA$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OVERVOLTAGE PROTECTION					
Overvoltage Trip Threshold	FB, with respect to regulation point	4	7	10	%
Overvoltage Fault Propagation Delay	FB to DL delay, 22mV overdrive, $C_{GATE} = 2000pF$		1.25		μs
Output Undervoltage Lockout Threshold	% of nominal output	60	70	80	%
Output Undervoltage Lockout Delay	From shutdown or power-on-reset state		6144		clocks
INPUTS AND OUTPUTS					
Logic Input Voltage High	\overline{SHDN} , \overline{SKIP} , SYNC	2.4			V
Logic Input Voltage Low	\overline{SHDN} , \overline{SKIP} , SYNC			0.8	V
Logic Input Bias Current	Pin at GND or V_{CC}	-1		1	μA
Current-Sense Input Leakage Current	$CSH = CSL = 5V$, $V_{CC} = V_{GG} = GND$, either CSH or CSL input			10	μA
Gate Driver Sink/Source Current	DH or DL forced to 2V		1		A
Gate Driver On-Resistance	High or low, DH or DL			7	Ω

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{GG} = 5V$, $SYNC = V_{CC}$, $I_{REF} = 0mA$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SMPS CONTROLLER					
Input Voltage Range	V_{CC} , V_{GG}	3.15		5.5	V
Output Voltage	FB tied to V_{OUT} , $0mV < (CSH - CSL) < 80mV$, includes line and load regulation	1.080		1.120	V
Output Adjustment Range	$V_{CC} = 5V$	V_{REF}		5.5	V
	$V_{CC} = 3.3V$	V_{REF}		3.6	
Current-Limit Threshold	$CSH > CSL$	70		130	mV
Power Consumption	$V_{CC} = V_{GG} = 5V$, output not switching			2.5	mW
	$V_{CC} = V_{GG} = 3.3V$, output not switching			1.75	mW
INTERNAL REFERENCE					
V_{CC} Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, hysteresis = 15mV	2.80		3.05	V
V_{GG} Undervoltage Lockout Threshold	Rising edge, hysteresis = 15mV	2.80		3.05	V
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency	$SYNC = V_{CC}$	262		338	kHz
	$SYNC = GND$	170		230	
SYNC Input Pulse Width High		200			ns
SYNC Input Pulse Width Low		200			ns
SYNC Input Rise/Fall Time				200	ns
SYNC Input Frequency Range		240		340	kHz

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{GG} = 5V$, $SYNC = V_{CC}$, $I_{REF} = 0mA$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

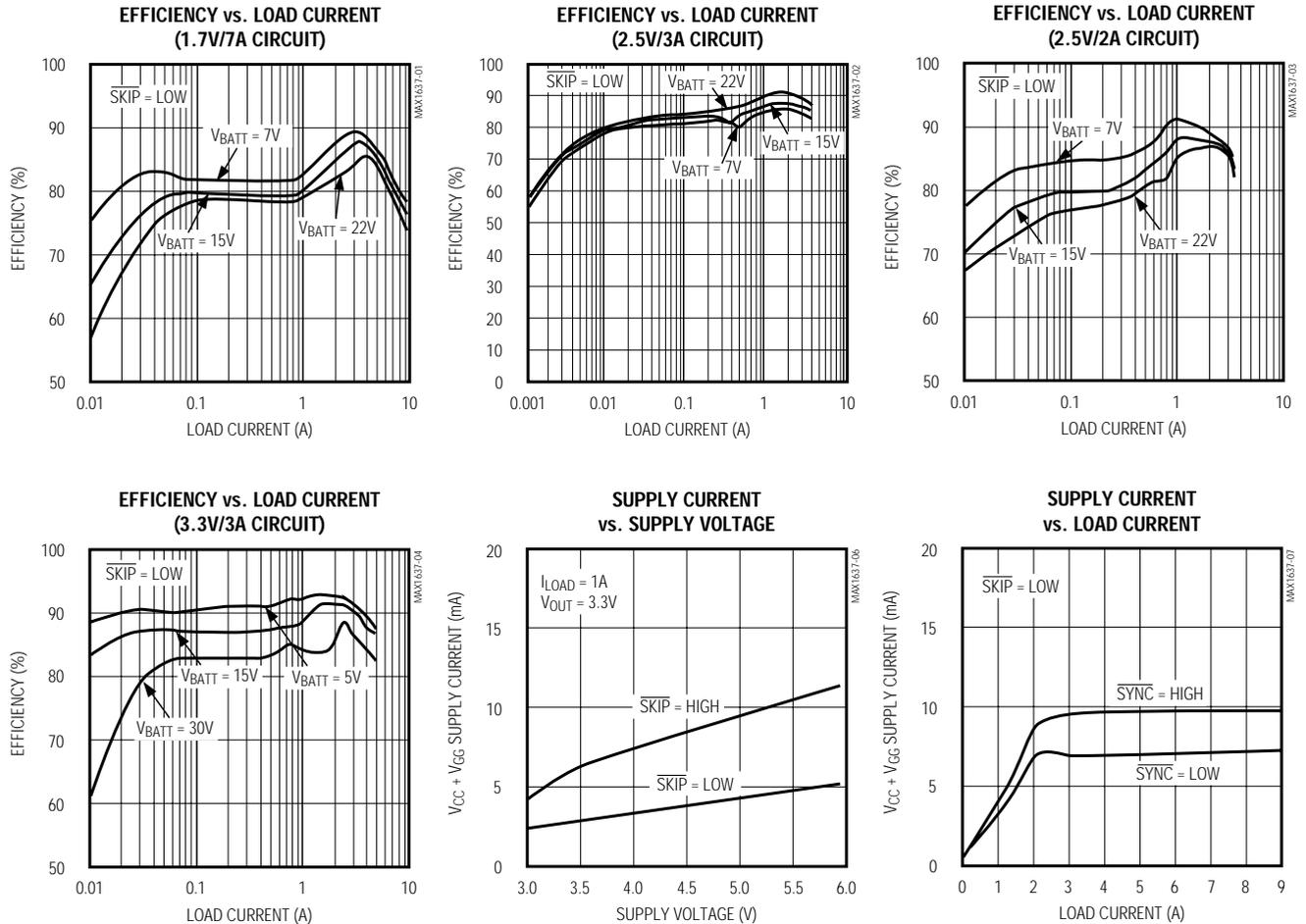
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OVERVOLTAGE PROTECTION					
Overvoltage Trip Threshold	FB, with respect to regulation point	4.0		10	%
Output Undervoltage Lockout Threshold	% of nominal output	60		80	%
INPUTS AND OUTPUTS					
Logic Input Voltage High	\overline{SHDN} , \overline{SKIP} , SYNC	2.4			V
Logic Input Voltage Low	\overline{SHDN} , \overline{SKIP} , SYNC			0.8	V

Note 1: Guaranteed by design, not production tested.

Note 2: Specifications from $-40^{\circ}C$ to $0^{\circ}C$ are guaranteed by design and not production tested.

標準動作特性

($V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

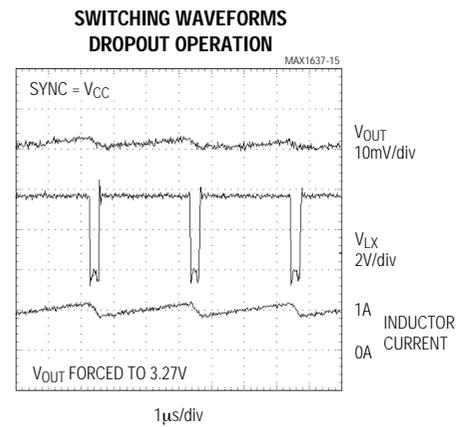
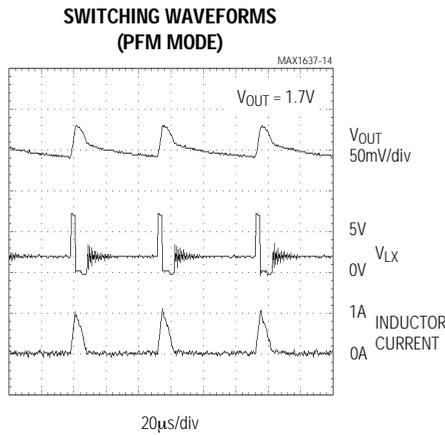
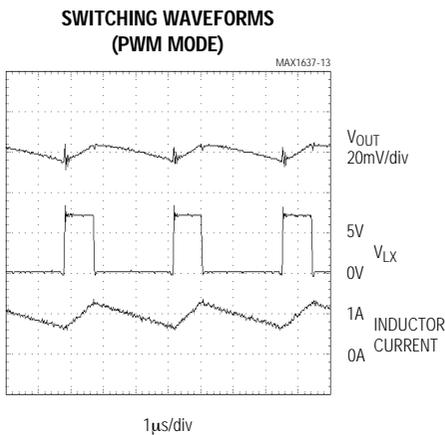
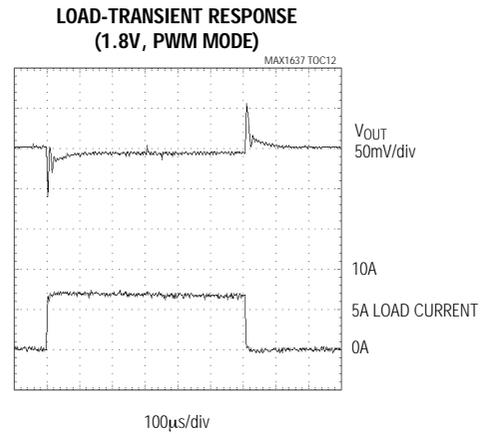
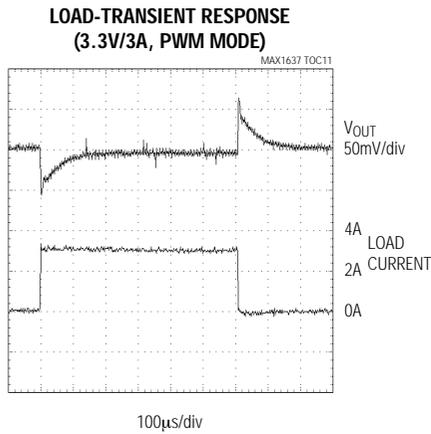
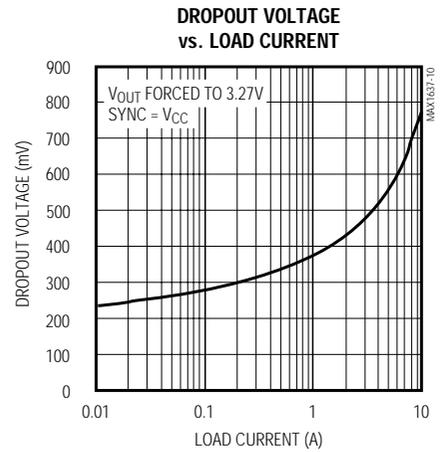
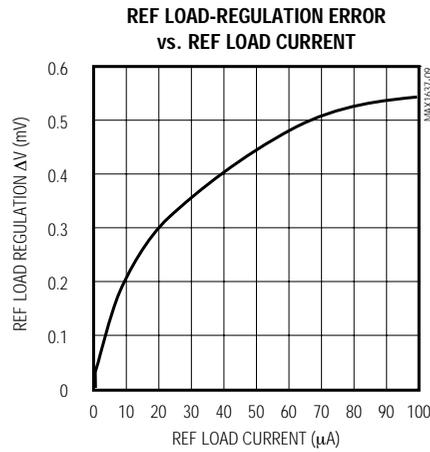
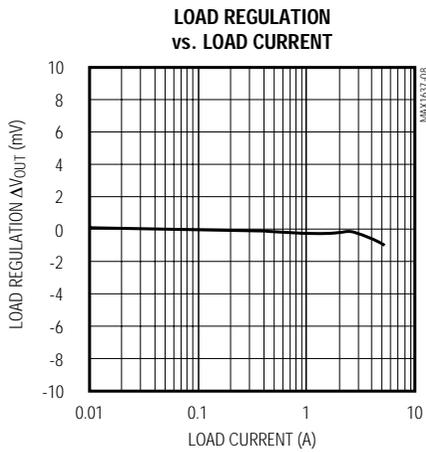


超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

標準動作特性(続き)

($V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

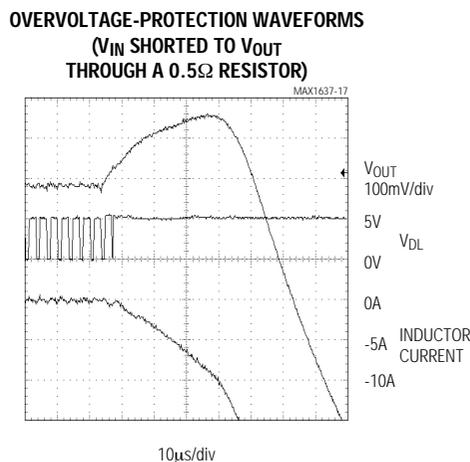
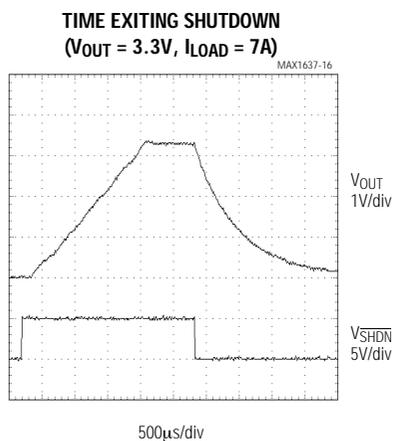


超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

標準動作特性(続き)

($V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



端子説明

端子	名称	機能
1	CSH	ハイサイド電流検出入力
2	CSL	ローサイド電流検出入力
3	FB	フィードバック入力。抵抗分圧器の中央に接続してください。
4	CC	補償ピン。小さなコンデンサを通じてGNDに接続することにより、積分時間定数を設定します。
5	REF	1.100Vリファレンス出力。外部負荷に対して50µAのソースになります。0.22µF(min)コンデンサでバイパスしてください。
6	\overline{SHDN}	シャットダウン制御入力。IC全体をターンオフします。ローの時に消費電流が0.5µA(typ)以下になります。ロジック入力で駆動するか、GNDと V_{CC} の間のRCネットワークに接続すると自動スタートアップになります。
7	SYNC	発振器周波数選択及び同期入力。 V_{CC} に接続すると300kHz動作、GNDに接続すると200kHz動作になります。
8	GND	アナロググランド
9	V_{CC}	チップのメインアナログ電源電圧入力。 V_{CC} はPWMコントローラ、ロジック及びリファレンスを駆動します。入力範囲は3.15V ~ 5.5Vです。0.1µFコンデンサを使用し、ピン付近でGNDにバイパスしてください。
10	V_{GG}	ゲート駆動及びブースト回路電源。 V_{CC} 以外の電源で駆動することができます。 V_{CC} と V_{GG} が同じ電源を使用している場合は、20Ω抵抗で V_{CC} を V_{GG} から分離してください。4.7µFコンデンサでPGNDにバイパスしてください。 V_{GG} 電流 = $(Q_{G1} + Q_{G2}) \times f$ (Q_G は $V_{GS} = V_{GG}$ におけるMOSFETのゲート電荷)。
11	DL	ローサイドゲートドライバ出力
12	PGND	パワーグランド
13	BST	ブーストコンデンサ接続部
14	DH	ハイサイドゲートドライバ出力
15	LX	インダクタ接続部
16	SKIP	低ノイズモードコントロール。ハイの時は、強制的に固定周波数PWM動作になります。

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

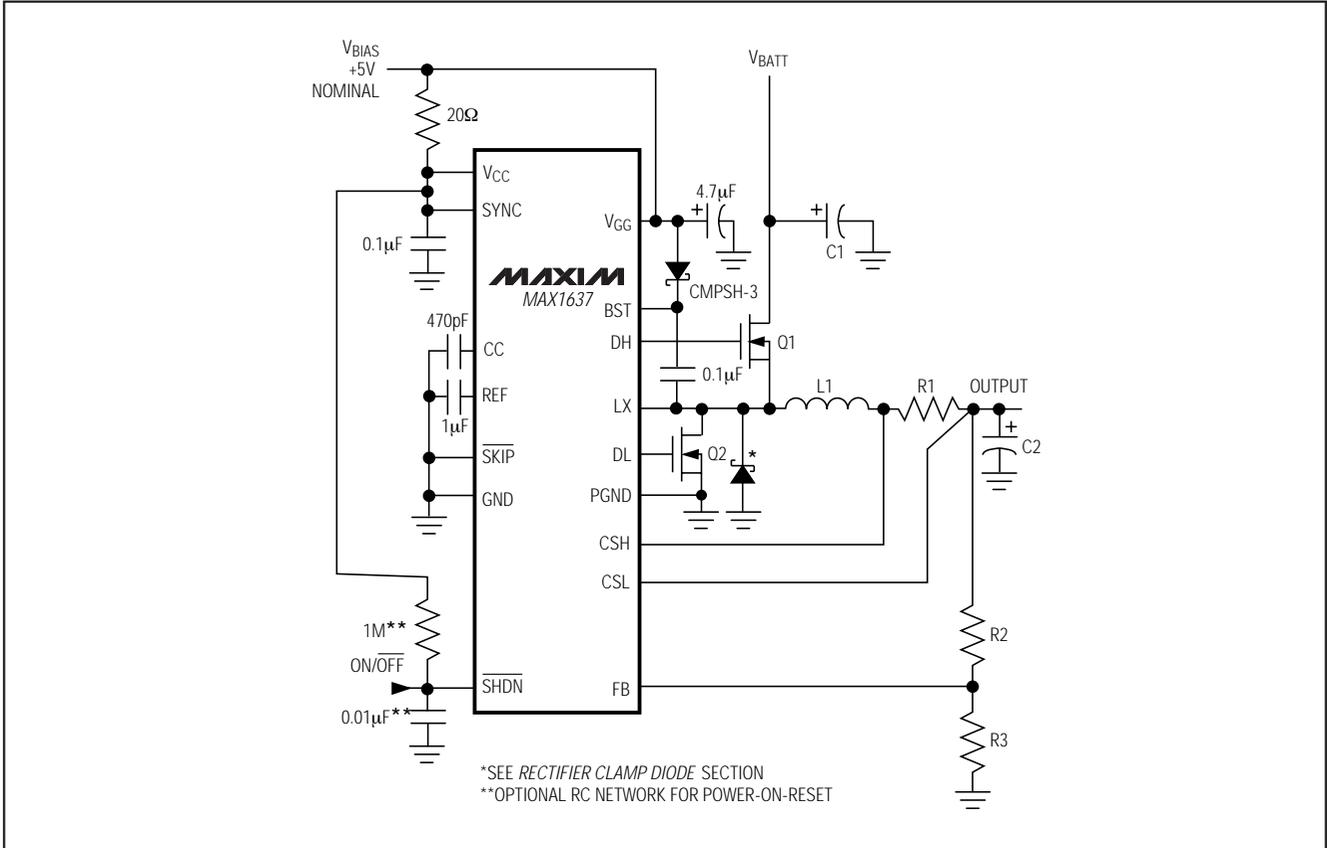


図1. 標準アプリケーション回路

標準アプリケーション回路

MAX1637バックコンバータの基本回路(図1)は、5V以下の電源が使用できる広範囲のアプリケーションで簡単に応用できます。表1の部品の選択においては、コンデンサリップル電流等のストレス関係のパラメータのワーストケース仕様リミットを超えずに、しかもコスト、サイズ及び効率のバランスが考慮されています。スイッチング周波数を変更する場合は、必ず部品定数(特に最大バッテリー電圧でのインダクタンス値)を計算しなおしてください。

同期整流器の両端にパワーショットキ整流器を追加すると、回路効率が約1%向上しますが、このショットキ整流器は必ずしも必要ではありません。なぜなら、この回路に必要なとされるMOSFETは、ドレインとソースの間に通常高速シリコンダイオードを備えているためです。ショットキ整流器としては、DC電流が少なくとも負荷電流の1/3のものを使用してください。

詳細

MAX1637は、主に高効率と低自己消費電流が重要なバッテリー駆動アプリケーションにおけるバクトポロジレギュレータ用に設計されたBiCMOSスイッチモード電源コントローラ(SMPS)です。自動アイドルモード動作(遷移損失とゲート電荷損失を低減する可変周波数パルススキッピングモード)により、軽負荷効率が強化されています。ステップダウン電源スイッチング回路は、2つのNチャネルMOSFET、整流器及びLC出力フィルタにより構成されています。出力電圧は、スイッチングノードの平均AC電圧です。この電圧のレギュレーションは、MOSFETスイッチのデューティサイクルを変化させることによって行われます。NチャネルハイサイドMOSFETのゲートドライブ信号(この信号はバッテリー電圧を超えている必要があります)は、BSTとLXの間の100nFコンデンサを使用したフライングコンデンサブースト回路により供給されます。図2に主な回路ブロックを示します。

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

表1. 標準アプリケーション用の部品

COMPONENT	LOAD CURRENT			
	2A	3A (EV KIT)	7A (EV KIT)	3A
Input Voltage Range	7V to 22V	7V to 22V	7V to 22V	4.75V to 30V
Output Voltage Range	2.5V	2.5V	1.7V	3.3V
Application	Chipset Supply	Chipset Supply	CPU Core	General Purpose
Frequency	300kHz	300kHz	300kHz	300kHz
Q1 High-Side MOSFET	1/2 Si4902DY or 1/2 MMDF3NO3HD	International Rectifier IRF7403 or Siliconix Si4412	Fairchild FDS9412 or International Rectifier IRF7403	International Rectifier IRF7403 or Siliconix Si4412
Q2 Low-Side MOSFET	1/2 Si4902DY or 1/2 MMDF3NO3HD	International Rectifier IRF7413 or Siliconix Si4410DY	Fairchild FDS6680 or Siliconix Si4420DY	International Rectifier IRF7413 or Siliconix Si4410DY
C1 Input Capacitor	10 μ F, 25V ceramic Tokin C34Y5U1E106Z or Marcon/United Chemicon THCR40E1E106ZT	10 μ F, 25V ceramic Tokin C34Y5U1E106Z or Marcon/United Chemicon THCR40E1E106ZT	4 x 10 μ F, 25V ceramic Tokin C34Y5U1E106Z or Marcon/United Chemicon THCR40E1E106ZT	10 μ F, 30V Sanyo OS-CON
C2 Output Capacitor	220 μ F, 6.3V tantalum Sprague 595D227X96R3C2	470 μ F, 6.3V tantalum Kemet T510X477(1)006AS or 470 μ F, 4V tantalum Sprague 594D477X0004R2T	3 x 470 μ F, 6.3V tantalum Kemet T510X477(1)006AS or 470 μ F, 4V tantalum Sprague 594D477X0004R2T	470 μ F, 6.3V tantalum Kemet T510X477(1)006AS or 470 μ F, 4V tantalum Sprague 594D477X0004R2T
R1 Resistor	0.033 Ω , 1% (2010) Dale WSL-2010-R033F	0.020 Ω , 1% (2010) Dale WSL-2010-R020F	0.010 Ω , 1% (2512) Dale WSL-2512-R010F	0.020 Ω , 1% (2010) Dale WSL-2010-R020F
L1 Inductor	10 μ H Coilcraft DO3316P-103 or Coiltronics UP2-100	10 μ H Sumida CDRH125-100	2.2 μ H Panasonic P1F2R0HL or Coiltronics UP4-2R2 or Coilcraft DO5022P-222HC	10 μ H Sumida CDRH125-100

表2. 部品メーカー

COMPANY	FACTORY FAX (COUNTRY CODE)	USA PHONE
AVX	(1) 803-626-3123	(803) 946-0690
Central Semiconductor	(1) 516-435-1824	(516) 435-1110
Coilcraft	(1) 847-639-1469	(847) 639-6400
Coiltronics	(1) 561-241-9339	(561) 241-7876
Dale	(1) 605-665-1627	(605) 668-4131
Fairchild	(1) 408-721-1635	(408) 721-2181
International Rectifier (IR)	(1) 310-322-3332	(310) 322-3331
IRC	(1) 512-992-3377	(512) 992-7900

COMPANY	FACTORY FAX (COUNTRY CODE)	USA PHONE
Marcon/United Chemi-Con	(1) 847-696-9278	(847) 696-2000
Matsuo	(1) 714-960-6492	(714) 969-2491
Motorola	(1) 602-994-6430	(602) 303-5454
Panasonic	(1) 714-373-7183	(714) 373-7939
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	(847) 956-0666
TDK	(1) 847-390-4428	(847) 390-4373
Tokin	(1) 408-434-0375	(408) 432-8020

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

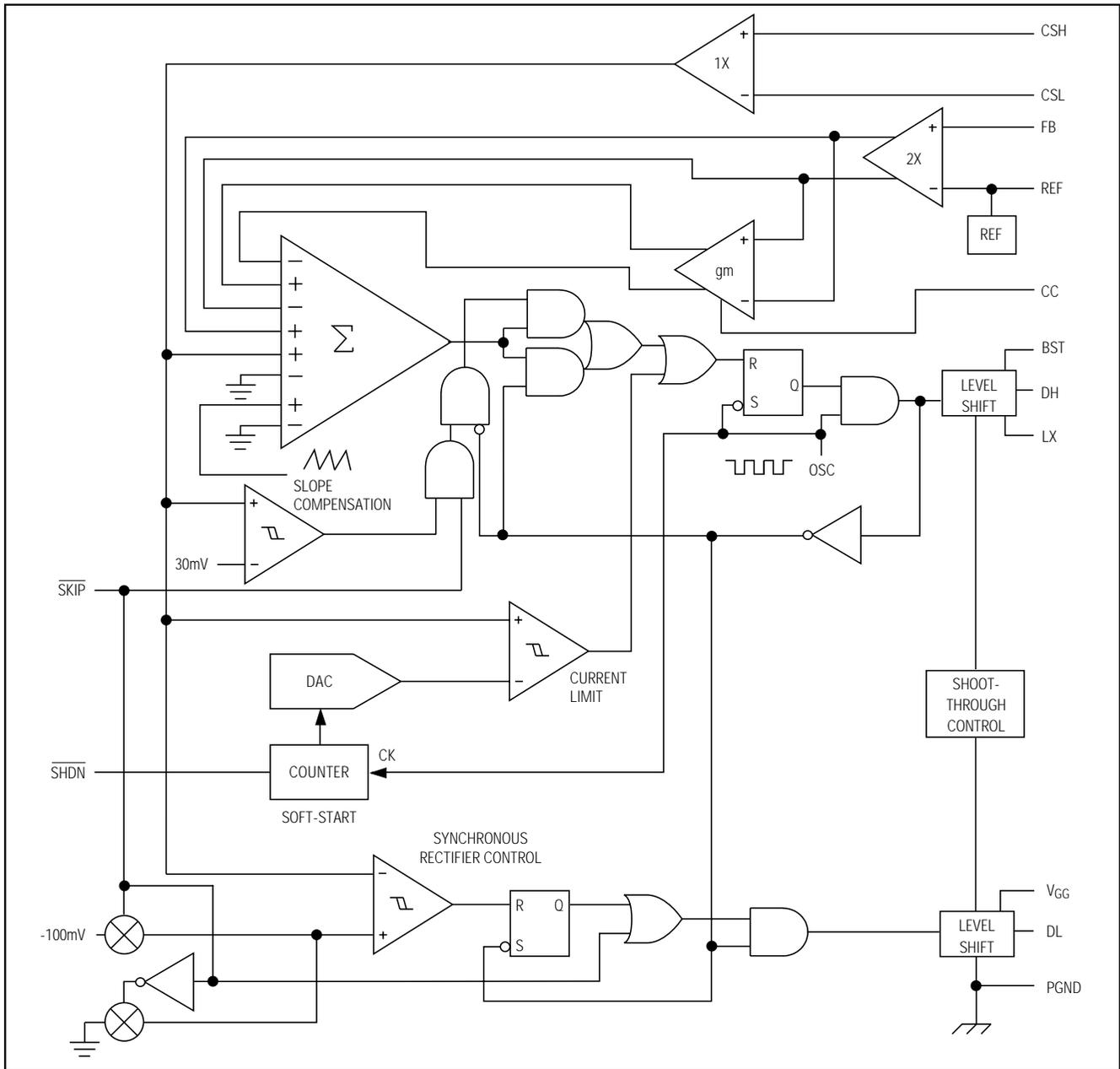


図3. PWMコントローラのファンクションダイアグラム

PWMコントローラブロック

電流モードPWMコントローラの心臓部は、リファレンス電圧と比較した出力電圧エラー信号、電流検出信号、積分された電圧フィードバック信号及びスロープ補償ランプの4つの信号の加算を取るマルチ入力オープン

ループコンパレータです(図3)。PWMコントローラは、直接加算タイプであるため従来のエラーアンプを持たず、そのためエラーアンプに伴う位相シフトもありません。この直接加算構成は出力電圧のサイクル毎の制御という理想に近くなっています。

超小型、低電圧、高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

アイドルモード

SKIP = ローの場合、アイドルモード回路が全負荷電流範囲での効率を自動的に最適化します。アイドルモードでは、実効周波数を低減してスイッチング損失を抑えることによって軽負荷効率が著しく向上します。このモードでは、ピークインダクタ電流が強制的に完全電流リミットの30%まで直線的に増加し、それにより出力に余分のエネルギーを与えてその後のサイクルをスキップできるようにします。負荷電流が増加するにつれて、アイドルモードから滑らかに固定周波数PWM動作に移行します(表3)。

固定周波数モード

SKIP = ハイの時に、コントローラは常に固定周波数PWMモードで動作し、ノイズが最小になります。発振器からの各パルスがメインPWMラッチを設定し、それによりハイサイドスイッチがデューティファクタ(V_{OUT}/V_{IN})で決まる期間だけターンオンします。ハイサイドスイッチがターンオフすると、同期整流器のラッチがセットし、60ns後にローサイド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の始まりまでオン状態に留まります。

PWMモード時のコントローラは、デューティファクタが入力/出力電圧比によって設定される固定周波数電流モードコントローラとして動作します。PWMモード(SKIP = ハイ)においては、PWMコントローラに2つの変更を行います。第1に、最小電流コンパレータをディセーブルして固定周波数動作を保証します。第2に、逆電流リミットの検出スレッシュホールドを0mVから-100mVに変えます。これにより、固定周波数動作及び連続インダクタ電流が実現されます。PWMモードにおいては断続モードにおけるインダクタリングが

表3. SKIP PWM表

SKIP	負荷電流	モード	説明
ロー	軽	アイドル	パルススキッピング断続インダクタ電流
ロー	重	PWM	一定周波数PWM連続インダクタ電流
ハイ	軽	PWM	一定周波数PWM連続インダクタ電流
ハイ	重	PWM	一定周波数PWM連続インダクタ電流

排除され、トランスカプリングのマルチ出力電源同士のクロスレギュレーションが改善されます。

電流モードフィードバックシステムは、出力電圧エラー信号の関数としてピークインダクタ電流値のレギュレーションを行います。連続導電モード時の平均インダクタ電流はピーク電流とほぼ同じであるため、回路はスイッチモードトランスコンダクタンスアンプとして動作します。これにより、デューティファクタ制御(電圧モード)PWMで通常見られる2番目の出力LCフィルタポールが高周波数側に移動します。内部ループ安定性を保持してインダクタ電流の「階段状変化」の繰り返しを排除するため、スロー補償ランプをメインPWMコンパレータに加算して見かけ上のデューティファクタを50%未満にします。

電圧検出及び電流検出入力の相対利得には、メインPWMコンパレータの4つの差動入力段をバイアスする電流ソースの値によって重みが付けられます(図4)。PWMへの電圧検出はフィードバック電圧の積分成分によって調節されているため、優れたDC出力電圧精度が得られます。詳細については、「出力電圧精度」の項を参照してください。

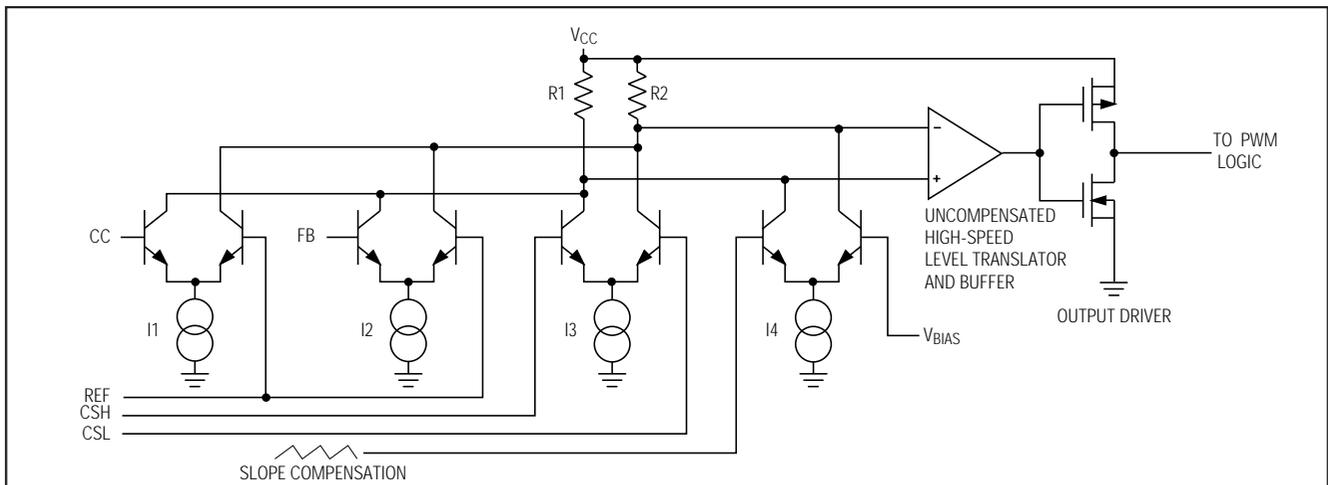


図4. メインPWMコンパレータのファンクションダイアグラム

超小型、低電圧、高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

REF、 V_{CC} 及び V_{GG} 電源

1.100Vリファレンス(REF)は全温度範囲で $\pm 2\%$ の精度を持っているため、高精度システムリファレンスとして使用できます。0.22 μ F(min)コンデンサを使用して、REFをGNDにバイパスしてください。REFは最大50 μ Aの電流を外部負荷に供給することができます。REFに負荷がかかると、リファレンス負荷レギュレーション誤差のためにメイン出力電圧が僅かに低くなります。

MAX1637は V_{CC} 及び V_{GG} という2つの独立な電源ピンを持っています。 V_{CC} はSMPSの敏感なアナログ回路の電源で、 V_{GG} は大電流MOSFETドライバの電源です。この2つの電源の間には、保護ダイオードや電源シーケンスは必要ありません。両者が同じ電圧源から電源を得ている場合は、20 Ω 抵抗で V_{GG} を V_{CC} から分離してください。 V_{CC} は、ピンのすぐそばで0.1 μ Fコンデンサを使用してGNDにバイパスしてください。ブースト回路に使用するダイオードは、小信号用のものに限ってください(10mA~100mAのショットキ又は1N4148が好適)。 V_{GG} は4.7 μ Fを使用して、バッテリーピンのところで直接PGNDにバイパスしてください。 V_{CC} 及び V_{GG} の入力範囲は、3.15V~5.5Vです。

ブーストハイサイドゲートドライブ電源(BST)

ハイサイドNチャンネルスイッチのゲート駆動電圧は、フライングコンデンサブースト回路によって生成されます(図2)。BSTとLXの間のコンデンサは、 V_{GG} 電源による充電とハイサイドMOSFETのゲート・ソース端子への並列接続を交互に繰り返します。

スタートアップ時には、同期整流器(ローサイドMOSFET)によってLXが強制的に0Vになり、ブーストコンデンサを V_{GG} まで充電します。サイクルの後半では、SMPSがBSTとDHの間の内部スイッチを閉じるため、ハイサイドMOSFETがターンオンします。これにより、ハイサイドスイッチをターンオンするために必要な電圧が生成されます。この動作により、ゲート駆動信号がバッテリー電圧より上にブースト(昇圧)されます。

断続導電モード(軽負荷)において、ハイサイドMOSFETゲート(DH)にリングングが生じるのは正常です。このリングングの原因は、インダクタとスイッチングノードLXにおける浮遊容量によって発生したタンク回路内の残留エネルギーです。ゲート駆動負電源はLXを基準にしているため、そこにリングングがあるとゲート駆動出力に直接カップリングされます。

同期整流器ドライバ(DL)

同期整流は、通常のショットキキャッチダイオードを低抵抗MOSFETスイッチでシャントすることにより、整流器の伝導損失を低減します。又、同期整流器はブースト式ゲートドライブ回路のスタートアップが正常に行われることを保証します。コストやその他の

理由で同期パワーMOSFETを置き換える場合は、2N7002等の小信号MOSFETとしてください。

回路が連続導電モードで動作している場合は、DL駆動波形がDHハイサイド駆動波形と相補的になります(交差導通、即ち貫通を防ぐために制御されたデッドタイムが導入されています)。断続(軽負荷)モードでは、インダクタ電流が低下してゼロを通過すると同期スイッチがターンオフされます。

シャットダウン及びパワーオンリセット

$\overline{\text{SHDN}}$ は、スレッシュホールドが約1.5Vのロジック入力です。 $\overline{\text{SHDN}}$ をローに保持すると、ICは0.5 μ Aシャットダウンモードに入ります。MAX1637はパワーオンリセット回路を持っていないため、最初のパワーアップ時のデバイスの状態は不確定です。ロジックを使用して $\overline{\text{SHDN}}$ を駆動するアプリケーションでは、 V_{CC} が安定化した時点で $\overline{\text{SHDN}}$ をトグルしてデバイスを初期化することが必要になることもあります。自動的にスタートアップさせる場合は、外部RCネットワークを通じて $\overline{\text{SHDN}}$ を駆動してください(図5)。このネットワークは、 V_{CC} が安定化するまで $\overline{\text{SHDN}}$ をローに維持します。R及びCの標準的な値は、1M Ω 及び0.01 μ Fです。 V_{CC} の立ち上がりが遅い場合は、大きめのコンデンサを使用してください。 V_{CC} を再投入する時は、0.01 μ Fが放電するのに必要な時間だけ V_{CC} をローに維持することが必要になります。そうしないと、回路がスタートしないことがあります。放電を速くするために、抵抗と並列にダイオードを追加することもできます。

電流制限及び電流検出入力(CSH及びCSL)

電流制限回路は、CSHとCSLの間の電圧差が100mVを超えると、メインPWMラッチをリセットしてハイサイドMOSFETをターンオフします。この制限は両方向の電流に対して有効であるため、スレッシュホールドリミットは $\pm 100\text{mV}$ となります。正電流リミットの公差は $\pm 20\%$ であることから、外付の検出用低抵抗(R_1)は80mV/ I_{PEAK} にする必要があります。ここで、 I_{PEAK} は最大負荷電流を

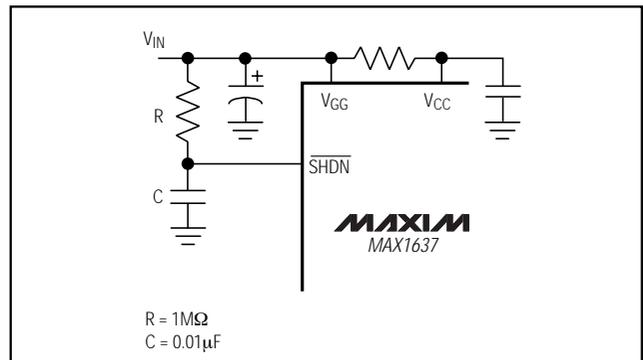


図5. 自動スタートアップ用のパワーオンリセットRCネットワーク

超小型、低電圧、高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

サポートするために必要なピークインダクタ電流です。又、部品は120mV/R1の連続電流ストレスに耐えるように設計されていることが必要です。

プロトタイプや電流の非常に大きいアプリケーションでは、PCボードのトレースでなくツイストペアで電流検出入力を配線する方が有用な場合があります(このツイストペアは特別なものである必要はなく、任意のワイヤラップワイヤを撚り合せて使用できます)。このようにすると、CSH及びCSLで入ってくるノイズを低減できます。このノイズはスイッチングを不安定にし、出力電流を減少させる原因になります。

発振器周波数及び同期(SYNC)

SYNC入力は、発振器周波数を制御します。ローの時は200kHz、ハイの時は300kHzになります。SYNCは、外部5V CMOS又はTTLクロック発生器への同期に使用することもできます。SYNCのキャプチャ範囲は、240kHz~340kHzが保証されています。SYNCのハイからローへの遷移で新しいサイクルが開始されます。

300kHz動作では、部品のサイズ及びコストが最適化されます。200kHzでは効率が向上し、ドロップアウトが低下するだけでなく、入出力電圧差が小さい時の負荷変動応答が改善されます(「低電圧動作」の項を参照)。

出力電圧精度(CC)

出力電圧誤差はライン、負荷及び温度の全条件において±2%以下であることが保証されています。積分器アンプがあるため、MAX1637のDC負荷レギュレーションは0.1%以下(typ)となっています。過渡応答は、出力からメイン加算PWMコンパレータまでの直接経路を持つフィード

バック信号を提供することにより最適化されています。積分されたフィードバック信号もPWMコンパレータに加算されます。この時、積分された信号の利得はDC精度のずれを補正できるだけの重みが付けられます。積分器の応答時間は、CCピンに配置されたコンデンサで設定される時定数で決まります。この時定数は、積分器が通常のV_{OUT}リップルに応答するほど速くならないように、又、積分器の効果を無にするほど遅くならないようにする必要があります。200kHz~300kHzの周波数では、CCコンデンサとして470pF~1500pFが適当です。

図6に積分器がある場合とない場合の、0Aから3Aへの負荷トランジェントへの出力電圧応答を示します。積分器があると、出力電圧は小さなAC変化の後で無負荷時の値の0.1%以内に戻ります。積分器がないと負荷レギュレーションが悪化します(図6b)。積分器出力のところで非対称的クランプを行うことにより、パルススキッピングモードにおける負荷トランジェントの悪化を防ぐことができます。

出力低電圧ロックアウト回路

出力低電圧ロックアウト回路は、メインSMPS出力における過負荷及び短絡に対する保護を提供します。方式としては、フの字過電流制限の代わりにタイマを使用します。SMPSは、SMPSがイネーブルされてから6144クロックサイクルで起動される低電圧保護回路を備えています。SMPS出力が公称値の70%よりも低いと、SMPSはラッチオフされ、SHDNがトグルされるまでリスタートしません。推奨されているRCパワーオンリセット回路を使用しているアプリケーションでは、V_{CC}が0.5V(typ)以下に低下すると障害条件がクリアされます。低電圧保護機能のために、プロトタイプの

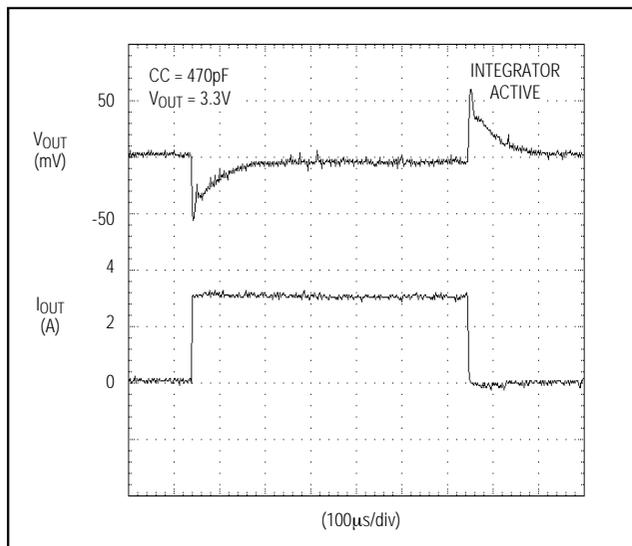


図6a. 積分器が作動中の負荷トランジェント応答

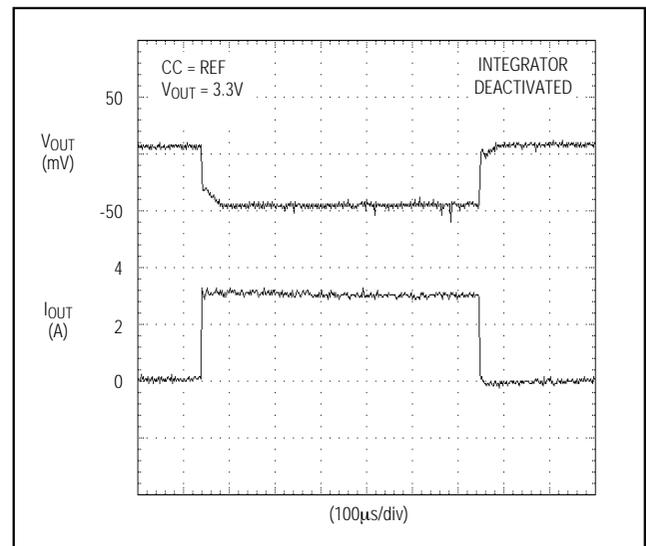


図6b. 積分器が作動していない時の負荷トランジェント応答

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

トラブルシュートが困難になることがあります。これは、SMPSがラッチオフされるまでに20ms~30msしかないためです。出力低電圧モードにおいては、過電圧クローバ保護がディセーブルされます。

出力過電圧保護

過電圧クローバ保護回路は、メインSMPS出力がプリセットレベルよりも著しく高くなった場合にバッテリーと直列のヒューズがとぶように設計されています(表4)。通常動作では、この出力は内部高精度リファレンス電圧と比較されます。出力が公称値よりも7%高くなると、同期整流器MOSFETが100%ターンオンして(同時にハイサイドMOSFETが強制的にオフになります)、バッテリーから大きな電流が流れ、ヒューズが切断されます。この安全機能はコントローラICそのものの故障からシステムを保護することはできませんが、ハイサイドMOSFETの両端の短絡からの保護を目的としています。クローバイベントはラッチされ、SHDNの立上がりエッジ(あるいはV_{CC}電源電圧の除去)によってのみリセットすることができます。過電圧検出の判断は、レギュレーションポイントとの比較によって行われます。

内部デジタルソフトスタート回路

ソフトスタートにより、スタートアップ時の内部電流リミットレベルをゆっくりと増加して入力サージ電流を低減できます。SMPSは内部デジタルソフトスタート回路を備えており、この回路はカウンタ、デジタルアナログコンバータ(DAC)及び電流リミットコンパレータで制御されています。シャットダウンでは、ソフトスタートカウンタがゼロにリセットされます。SMPSがイネーブルされると、カウンタが発振器のパルスのカウントし始め、それに従ってDACが電流リミットコンパレータに印加される比較電圧を増やします。カウンタが512クロックに達するまでに、DAC出力は5つの等ステップで0mVから100mVまで増加します。

表4. 動作モード

モード	SHDN	条件	状態	備考
作動	ハイ	V _{OUT} は安定化状態	全ての回路ブロックが作動	通常動作
シャットダウン	ロー	—	全ての回路ブロックがオフ	消費電流が最小
過電圧(クローバ)	ハイ	V _{OUT} がレギュレーションポイントを7%以上超過	REF = オフ、DL = ハイ	SHDNの立上がりエッジでクローバを解除
出力低電圧ロックアウト	ハイ	20ms~30msのタイムアウトが経過した後で、V _{OUT} が公称値の70%以下	REF = オフ、DL = ロー	SHDNの立上がりエッジでUVLOを解除

この結果、メイン出力コンデンサは比較的ゆっくりと充電します。出力の立上がりに要する正確な時間は、出力容量と負荷電流に依存しますが、300kHz発振器の場合は1ms(typ)です。

出力電圧の設定

出力電圧は、FBに接続された抵抗分圧器を通じて設定します(図1)。出力電圧は、次式で計算してください。

$$V_{OUT} = V_{REF} (1 + R1/R2)$$

ここで、V_{REF} = 1.1V (公称)です。

R2の推奨標準値は、5k ~ 100k の範囲です。公称出力1.1Vを実現するには、FBを直接CSLに接続してください。リモート出力電圧検出は、外付抵抗分圧器の上端をリモート検出ポイントとして使用することによって実現できます。

設計手順

標準アプリケーション回路(図1)は設計済みの例であり、一般的なアプリケーションにそのまま利用できます。以下の設計手順によって、これらの基本的な回路を様々な電圧又は電流条件に合わせて最適化してください。但し、設計を始める前に、下記を確定してください。

- 最大入力(バッテリー)電圧、V_{IN(MAX)}。この値は、ワーストケースの条件(例えばバッテリー充電器又はACアダプタが接続されているがバッテリーが取り付けられていない無負荷動作等)を考慮して決めてください。必ず、V_{IN(MAX)}が30Vを超えないようにします。
- 最小入力(バッテリー)電圧、V_{IN(MIN)}。この値は、最低バッテリー条件で最大負荷の場合を想定して決めてください。最小入出力差が1.5V未満の場合は、良好なAC負荷レギュレーションを維持するためにフィルタ容量を増加させる必要があります(「低電圧動作」の項を参照)。

インダクタ値

インダクタンス値は決定的に重要ではないため、サイズ、コスト及び効率のバランスを考慮して自由に選ぶことができます。インダクタ値を小さくするとサイズ及びコストが最小限になりますが、ピーク電流レベルが高くなるために効率が低下します。回路が連続モードと断続モードの境界で動作するまでインダクタンスを下げると、最小のインダクタになります。インダクタ値をこのクロスオーバーポイントよりさらに小さくすると、最大負荷においても断続導電動作になります。このようにすると出力フィルタに必要な容量が小さくなりますが、 I^2R 損失が増えるために効率は悪化します。逆に、インダクタ値を大きくすると効率は向上しますが、巻数が増えることによる抵抗性損失がやがてピーク電流レベルの低下によるメリットを上回るようになります。又、インダクタ値が大きいと負荷変動応答にも影響します(「低電圧動作」の項の V_{SAG} 式を参照)。本項の式は、連続導電動作の式です。

インダクタンス値(L)、ピーク電流(I_{PEAK})及びDC抵抗(R_{DC})の3つの重要なインダクタのパラメータを指定する必要があります。以下の式に含まれる定数LIRは、インダクタのピークトピークAC電流とDC負荷電流の比です。LIRの値を大きくするとインダクタンスは小さくできますが、損失とリップルが大きくなります。リップル電流と負荷電流の比が30%($LIR = 0.3$)のところサイズと損失の妥協点です。これは、ピークインダクタ電流がDC負荷電流の1.15倍であるということです。

$$L = V_{OUT}(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) / (V_{IN(MIN)} \times f \times I_{OUT} \times LIR)$$

ここで、 f = スイッチング周波数(通常200kHz又は300kHz)、 I_{OUT} = 最大DC負荷電流です。ピーク電流は、次式で計算できます。

$$I_{PEAK} = I_{LOAD} + [V_{OUT}(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) / (2 \times f \times L \times V_{IN(MAX)})]$$

インダクタのDC抵抗は、 $R_{DC} \times I_{PEAK} < 100mV$ が成り立つだけ十分に小さくしてください。これは、効率に対して重要なパラメータです。市販のインダクタに最適なものがない場合は、 LI^2 定格が $L \times I_{PEAK}^2$ よりも大きなコアを選び、巻線部分に収まる最も太いワイヤで巻いてください。300kHzアプリケーションでは、フェライトコアをお勧めします。200kHzアプリケーションでは、Kool-M®(アルミ合金)又は鉄粉も使用できます。軽負荷効率が重要でない場合は(例えばデスクトップPCアプリケーション)、300kHzでも透磁率の低い鉄粉コアを使用できます。大電流アプリケーションでは、トロイダル又はポットコア等のシールドコア形状を使用すると、ノイズ、EMI及びスイッチング波形のジッタを低く抑えられます。

Kool-MuはMagnetics, Inc.の登録商標です。

電流検出抵抗値

電流検出抵抗値は、ワーストケースの電流リミットスレッショルド低電圧(「電氣的特性」の表参照)及びピークインダクタ電流を基にして計算します。

$$R_{SENSE} = 80mV / I_{PEAK}$$

「インダクタ値」の項の2番目の式の I_{PEAK} を使用してください。 R_{SENSE} の計算値を使用してMOSFETスイッチのサイズを決め、ワーストケースの最大電流リミットスレッショルド電圧を基にしてインダクタ飽和電流定格を決めてください。

$$I_{PEAK} = 120mV / R_{SENSE}$$

表面実装金属皮膜等の低インダクタンス抵抗をお勧めします。

入力コンデンサ値

低ESRのバルクコンデンサをハイサイドMOSFETのドレインに直接接続してください。バルク入力フィルタコンデンサは、通常コンデンサ値ではなく入力リップル電流の必要条件及び電圧定格を基にして選びます。リップル電流の必要条件を満たすのに十分なだけ実効直列抵抗(ESR)が低い電解コンデンサの場合は、必ず十分な容量を備えています。三洋電機のOS-CONやニチコンのPL等のアルミ電解コンデンサは、タンタルタイプよりも優れています。これは、タンタルタイプを特に強力なACアダプタや低インピーダンスバッテリーに接続した場合、パワーアップサージ電流故障の可能性があるので、RMS入力リップル電流(I_{RMS})は、入力電圧及び負荷電流によって決まります(ワーストケースは $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ の場合)。即ち、 V_{IN} が $2 \times V_{OUT}$ の場合は、次式が成り立ちます。

$$I_{RMS} = I_{LOAD} / 2$$

V_{CC} 及び V_{GG} の間を20 Ω 抵抗で分離し、個別にグラウンドにバイパスしてください。 V_{CC} とGNDの間の電源ピンのできるだけ近くに、0.1 μF コンデンサを取り付けてください。 V_{GG} とPGNDの間には、4.7 μF コンデンサを取り付けることをお勧めします。

出力フィルタコンデンサ値

一般に、出力フィルタコンデンサの値はループ安定性のための実際の容量の必要条件ではなく、ESR及び電圧定格の必要条件によって決まります。つまり、ESRの必要条件を満たす低ESR電解コンデンサの容量は、AC安定性に必要な値よりも大きいことが普通です。AVX TPS、Sprague 595D、三洋電機のOS-CON又はニチコンのPLシリーズ等のスイッチングレギュレータアプリケーション用の特殊低ESRコンデンサだけを使用してください。安定性を確実にするため、コンデンサ

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

は次式で決まる最小容量及び最大ESR値の両方を満たす必要があります。

$$C_{OUT} > V_{REF}(1 + V_{OUT} / V_{IN(MIN)}) / V_{OUT} \times R_{SENSE} \times f \\ R_{ESR} < R_{SENSE} \times V_{OUT} / V_{REF}$$

ここで、 R_{ESR} は下記の説明にあるように、この1.5倍まで可能です。

これらの式は、ワーストケースを想定しており、ジッタフリーの固定周波数動作のために位相マージンを 45° とし、ゼロから最大負荷までのステップ変化に対して、程よくダンピングされた出力を提供します。コストを下げるために、これらの規則に従わずにより安価なコンデンサを使用する場合も出てきます。特に負荷に大きなステップ状の変化がないような場合に、そのようなコンデンサを使用します。全温度範囲でベンチテストを行い、許容ノイズ及びトランジェント応答を確認した上でそのようにしても構いません。

安定動作と不安定動作の間には、明確に定義された境界があるわけではありません。位相マージンが低下した場合の最初の兆候は、タイミングジッタが多少見られることです。これは、オシロスコープが完全に同期できないためにスイッチング波形のエッジがぼける現れ方をします。厳密に言えば、デューティファクタが僅かに変動するため、このジッタ(通常は無害)は不安定動作です。ESRの大きなコンデンサを使用すると、このジッタが顕著になり、負荷トランジェント出力電圧波形のエッジがギザギザになってきます。そして最終的に負荷トランジェント波形に乗っているリングングが大きくなり、ピークノイズレベルが出力電圧の許容限度を超えます。位相マージンがゼロで明らかに不安定な場合でも、(負荷が一定であれば)出力電圧が $I_{PEAK} \times R_{ESR}$ より著しく悪くなることは殆どありません。

RF通信機その他のノイズに敏感なアナログ機器を設計する場合は、慎重にこのガイドラインに従ってください。ノートブックコンピュータ等の民生用温度範囲のデジタル機器では、 R_{ESR} を1.5倍にしても安定性やトランジェント応答を損なうことはありません。

通常出力電圧リップルの主な原因はフィルタコンデンサのESRであり、 $I_{RIPPLE} \times R_{ESR}$ で近似できます。容量性の条件もあるため、連続導電モードでのリップルの完全な式は、 $V_{RIPPLE(p-p)} = I_{RIPPLE} \times [R_{ESR} + 1/(2 \times f \times C_{OUT})]$ となります。Idle Modeでは、インダクタ電流が断続になり、高いピークと間隔の広いパルスになります。このため、軽負荷時にかえってノイズが(最大負荷時に比べて)大きくなる場合があります。Idle Modeにおける出力リップルは、次式で計算してください。

$$V_{RIPPLE(p-p)} = (0.02 \times R_{ESR} / R_{SENSE}) + [0.0003 \times L \times (1 / V_{OUT} + 1 / (V_{IN} - V_{OUT})) / R_{SENSE}^2 \times C_f]$$

その他の部品の選択

MOSFETスイッチ

大電流NチャネルMOSFETは、保証オン抵抗仕様が $V_{GS} = 4.5V$ で規定されているロジックレベルタイプであることが必要です。望ましい仕様は、より低いゲートスレッシュホールドの方です(即ち $3V_{max}$ よりも $2V_{max}$ が好適)。ドレインソース・ブレークダウン電圧定格は、少なくとも最大入力電圧と等しくなければならず、できれば20%のマージンを付加すべきです。ゲート電荷のナノクーロン当たりのオン抵抗が最も小さなMOSFETが最良です。 $R_{DS(ON)} \times Q_g$ の値によって、様々なMOSFETを比較できます。新しいMOSFETプロセス技術によってセル構造の密度が高くなっているものの方が、一般的に高性能を示します。内蔵のゲートドライバは、全ゲート電荷として $100nC$ 以上を許容しますが、最良のスイッチング時間を維持するには $70nC$ が実用的な上限です。

大電流アプリケーションでは、MOSFETパッケージの電力消費が往々にして主要なデザイン要素になります。 I^2R 電力損失は、ハイサイドMOSFET及びローサイドMOSFETの両方において最大の発熱源となります。 I^2R 損失は、デューティファクタに従ってQ1とQ2の間に分配されます(以下の式を参照)。一般的に、スイッチング損失は上側のMOSFETだけに影響します。これは、殆どの場合同期整流器がターンオンする前にショットキ整流器がスイッチングノードをクランプするためです。ゲート電荷損失は、ドライバによって放熱されるため、このMOSFETを加熱しません。パッケージの熱抵抗仕様を使用して、温度上昇を計算し、周囲温度が高くても両方のMOSFETが最大ジャンクション温度以下に留まるようにしてください。ハイサイドMOSFETのワーストケース電力消費は、入力電圧が両極端の場合に起こります。ローサイドMOSFETのワーストケース電力消費は、最大入力電圧で起こります。

$$\text{デューティ} = (V_{OUT} + V_{Q2}) / (V_{IN} - V_{Q1})$$

$$P_D(\text{上側FET}) = I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)} \times \text{duty} + V_{IN} \times I_{LOAD} \times f \times [(V_{IN} \times C_{RSS}) / I_{GATE} + 20ns]$$

$$P_D(\text{下側FET}) = I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)} \times (1 - \text{duty})$$

ここで、オン状態電圧降下 $V_{Q} = I_{LOAD} \times R_{DS(ON)}$ 、 $C_{RSS} = \text{MOSFET逆伝達容量}$ 、 $I_{GATE} = \text{DHドライバピーク出力電流能力}(1A \text{ typ})$ 、DHドライバの固有立上がり/立下がり時間が $20ns$ です。MAX1637の出力低電圧シャットダウン機能によって、出力短絡状態の同期整流器が保護されます。EMIを低減するため、ハイサイドスイッチのドレインとローサイドスイッチのソースの間に $0.1\mu F$ セラミックコンデンサを付加してください。

超小型、低電圧、高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

整流器クランプダイオード

この整流器は、ローサイドMOSFETの両端のクランプです。このクランプは、1つのMOSFETをオフしてから各ローサイドMOSFETをオンにするまでの60nsのデッドタイム中の負のインダクタリングを捕捉します。最新世代のMOSFETでは高速シリコンボディアダイオードを備えているため、このダイオードが効率が重要でない場合に十分なクランプダイオードの役割を果たします。ショットキダイオードをボディアダイオードと並列に取り付けると、順方向電圧降下が減少して効率が1%~2%向上します。ダイオードには、DC電流定格が負荷電流の1/3に等しいものを使用してください。例えば、1.5Aまでの負荷にはMBR0530(定格500mA)、3Aまでの負荷には1N5819タイプ、10Aまでの負荷には1N5822タイプを使用してください。整流器の逆方向ブレークダウン電圧定格は、少なくとも最大入力電圧と等しくなければならず、できれば20%のマージンを付加してください。

ブースト電源ダイオードD2

殆どのアプリケーションでは、1N4148のような信号ダイオードが良好に動作します。1N5817や1N4001のような大きなパワーダイオードは使用しないでください。

低電圧動作

低入力電圧及び低入出力電圧差の場合に対し、それぞれ設計上特別な配慮が要求されます。 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差が小さいと、負荷電流が急変した時に出力電圧が落ち込むことがあります。この落ち込みの大きさは、次式に示すようにインダクタ値及び最大デューティファクタ D_{MAX} (「電気的特性」のパラメータで、 $f = 200\text{kHz}$ では全温度範囲で93%を保証)の関数です。

$$V_{SAG} = [(I_{STEP})^2 \times L] / [2C_F \times (V_{IN(MIN)} \times D_{MAX} - V_{OUT})]$$

表5は、低電圧故障対策ガイドです。低電圧落ち込みを直すには、出力コンデンサの値を大きくします。例えば、 $V_{IN} = 5.5\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 5\text{V}$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ 、 $f = 200\text{kHz}$ 、 $I_{STEP} = 3\text{A}$ の時に、全容量が660 μF あると落ち込みを200mV以下に抑えることができます。ここで増加しなければならないのは容量だけであって、ESRの必要条件は変化しないことに注意してください。このように、容量の追加は、低コストのバルクコンデンサを通常の低ESRコンデンサに並列に接続することによって実現できます。

いことに注意してください。このように、容量の追加は、低コストのバルクコンデンサを通常の低ESRコンデンサに並列に接続することによって実現できます。

アプリケーション情報

重負荷時の効率

負荷をかけた状態で効率が低下する主要な原因を重要度の順に並べると、以下のようになります。

- $P(I^2R) = I^2R$ 損失
- $P(\text{tran}) =$ 遷移損失
- $P(\text{gate}) =$ ゲート電荷損失
- $P(\text{diode}) =$ ダイオード導電損失
- $P(\text{cap}) =$ コンデンサESR損失
- $P(\text{IC}) =$ ICの動作消費電流に起因する損失

重負荷では、インダクタのAC電流成分が小さいためインダクタコア損失は僅かです。このため、この解析ではインダクタンスコア損失は考慮していません。特に300kHzではフェライトコアが望まれますが、Kool-Mu等の鉄粉コアでもよく動作します。

$$\begin{aligned} \text{効率} &= P_{OUT} / P_{IN} \times 100\% \\ &= P_{OUT} / (P_{OUT} + P_{TOTAL}) \times 100\% \end{aligned}$$

$$P_{TOTAL} = P(I^2R) + P(\text{tran}) + P(\text{gate}) + P(\text{diode}) + P(\text{cap}) + P(\text{IC})$$

$$P = (I^2R) = I_{LOAD}^2 \times (R_{DC} + R_{DS(ON)} + R_{SENSE})$$

ここで、 R_{DC} はコイルのDC抵抗、 $R_{DS(ON)}$ はMOSFETのオン抵抗、 R_{SENSE} は電流検出抵抗値です。 $R_{DS(ON)}$ の項では、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチがインダクタ電流をタイムシェアリングしているため、それらのMOSFETが同一であると仮定しています。MOSFETが同一ではない場合、損失はデューティファクタに従って損失を平均することにより計算できます。

$$P_{D(\text{tran})} = \text{遷移損失} = V_{IN} \times I_{LOAD} \times f \times [(V_{IN} C_{RSS} / I_{GATE}) + 20\text{ns}]$$

ここで、 C_{RSS} はハイサイドMOSFETの逆方向伝達容量(データシートのパラメータ)、 I_{GATE} はDHゲートドライバのピーク出力電流(1.5A typ)、そしてDHドライバの立上がり/立下がり時間は20ns (typ)です。

表5. 低電圧故障対策チャート

症状	条件	原因	対策
負荷のステップ変化時に V_{OUT} が落ち込む	低 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差、 $< 1.5\text{V}$	サイクル当たりのインダクタ電流のスルーレートが不足	式に従ってバルク出力容量を増加(「低電圧動作」の項を参照)。インダクタ値を低減。
ドロップアウト電圧が高すぎる	低 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差、 $< 1\text{V}$	最大デューティサイクルリミットを超過	動作周波数を200kHzに低減。MOSFETのオン抵抗とコイルDCRを低減。

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

$$P(\text{gate}) = Q_g \times f \times V_{GG}$$

ここで、 Q_g はローサイド及びハイサイドスイッチのゲート電荷値の合計です。マッチングされたMOSFETにおいては、 Q_g は個々のMOSFETのデータシート値の2倍です。 V_{GG} をシステム+5V電源等の高効率5V電源に接続することにより、効率を向上させることができます。

$$P(\text{diode}) = \text{ダイオード導電損失} = I_{LOAD} \times V_{FWD} \times t_D \times f$$

ここで、 t_D はダイオード導電時間(120ns typ)、 V_{FWD} はダイオードの順方向電圧です。この電力は、外部ショットキダイオードが使用されない場合にMOSFETのボディダイオードで消費されます。

$$P(\text{cap}) = \text{入力コンデンサESR損失} = I_{RMS}^2 \times R_{ESR}$$

ここで、 I_{RMS} は「入力コンデンサ値」の項で計算された入力リップル電流です。

軽負荷時の効率

軽負荷時にはPWMは断続モードで動作します。即ち、インダクタ電流はスイッチングサイクルのある時点でゼロまで放電します。このことからインダクタ電流のAC成分が負荷電流に比べて大きくなり、そのためコア損失及び出力フィルタコンデンサにおける I^2R 損失が増加します。最良の軽負荷効率を得るには、ゲート電荷レベルが中程度のMOSFETを使用し、フェライト、MPPその他の低損失コア材料を使用してください。鉄粉コアは避けてください。Kool-Mu(アルミ合金)もフェライト程良くありません。

低ノイズ動作

Hi-Fiマルチメディアを装備した機器、携帯電話、RF通信コンピュータ及び電磁ペン入力機器等のノイズに敏感なアプリケーションにおいては、コントローラをPWMモード(SKIP = ハイ)で動作させてください。PWMモードでは、スイッチング周波数を強制的に一定にして輻射をシステムのオーディオ又はIF帯域外にもっていくことにより、スイッチングノイズに起因する干渉を低減できます。発振周波数は、スイッチング周波数の高調波が敏感な周波数帯域に入らならないように選んでください。必要に応じて、発振器を公差の小さい外部クロック発生器に同期させてください。

単一低電圧電源による駆動

図7の回路は3.3V~5.5Vの単一電源で駆動され、2.5V、4Aを供給します。入力電圧3.15Vにおいて、この回路は負荷電流3.5Aで効率90%を達成します。 V_{BATT} と V_{BIAS} の両方を単一の電源で駆動する場合は、 V_{GG} 及び V_{CC} の定格5.5V(絶対最大定格6V)を超えないことを確認してください。又、入力からの大きな電流サージにより V_{CC} が過渡的に落ち込む場合があります。これを防

ぐには、 V_{CC} のデカップリングコンデンサを2 μ F以上に増やす必要があるかもしれません。この回路は、低スレッシュホールド($V_{GS} = 2.7V$ で仕様測定)のIRF7401 MOSFETを使用しています。このMOSFETは、標準3.15V、4A以上のスタートアップが可能です。入力電圧が低い場合は、入力コンデンサを大きくする必要があります。三洋OS-CONは容量が大きくESRが小さいため、お勧めできます。

PCボードレイアウト

ノイズ、効率及び安定性の仕様を実現するには、良好なPCボードレイアウトが必須です。PCボードレイアウトの作成者には明確な指示を与え、できればパワースwitchング部品の配置及び大電流配線のスケッチを添えてください。PCボードレイアウトの例は、MAX1637評価キットのマニュアルに記載されています。最適な性能を発揮させるには、グランドプレーンが必須です。殆どのアプリケーションでは回路が多層ボードに配置されますが、4層以上の銅層をフルに使用することをお勧めします。最上層は大電流接続、最下層は静かな接続(REF、CC、GND)に使用してください。内部の層は、切れ目のないグランドプレーンとして使用してください。以下の手順に従ってください。

- 1) 大電力部品(C1、C2、Q1、Q2、D1、L1及びR1)を先に配置します。この時、それぞれのグランドを隣接させます。
 - 電流検出抵抗のトレース長をできるだけ短くし、電流を正確に検出するためにケルビン接続にします(図8)。
 - 大電流経路のグランドトレースをできるだけ短くします。
 - 大電流経路のその他のトレースをできるだけ短くします。
 - トレースの幅を5mm以上にしてください。
 - CINからハイサイドMOSFETのドレインまでの長さは最大10mm。
 - 整流器ダイオードのカソードからローサイドMOSFETまでの長さは最大5mm。
 - LXノード(MOSFET、整流器カソード、インダクタ)の長さは最大15mm。

表面実装電力部品同士が接触し合っ、各グランド端子同士が殆ど触れ合っている形が理想的です。これら的大電流グランドは、ピアを通さないで最上層の銅の広い隙間のないゾーンで互いに接続します。こうしてできた最上層の「サブグランドプレーン」は、出力グランド端子のところで通常の内層のグランドプレーンに接続します。これにより、ICのアナロググランドがRドロップやグランドノイズの影響なしに電源の出力端子で検出できるようになります。

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

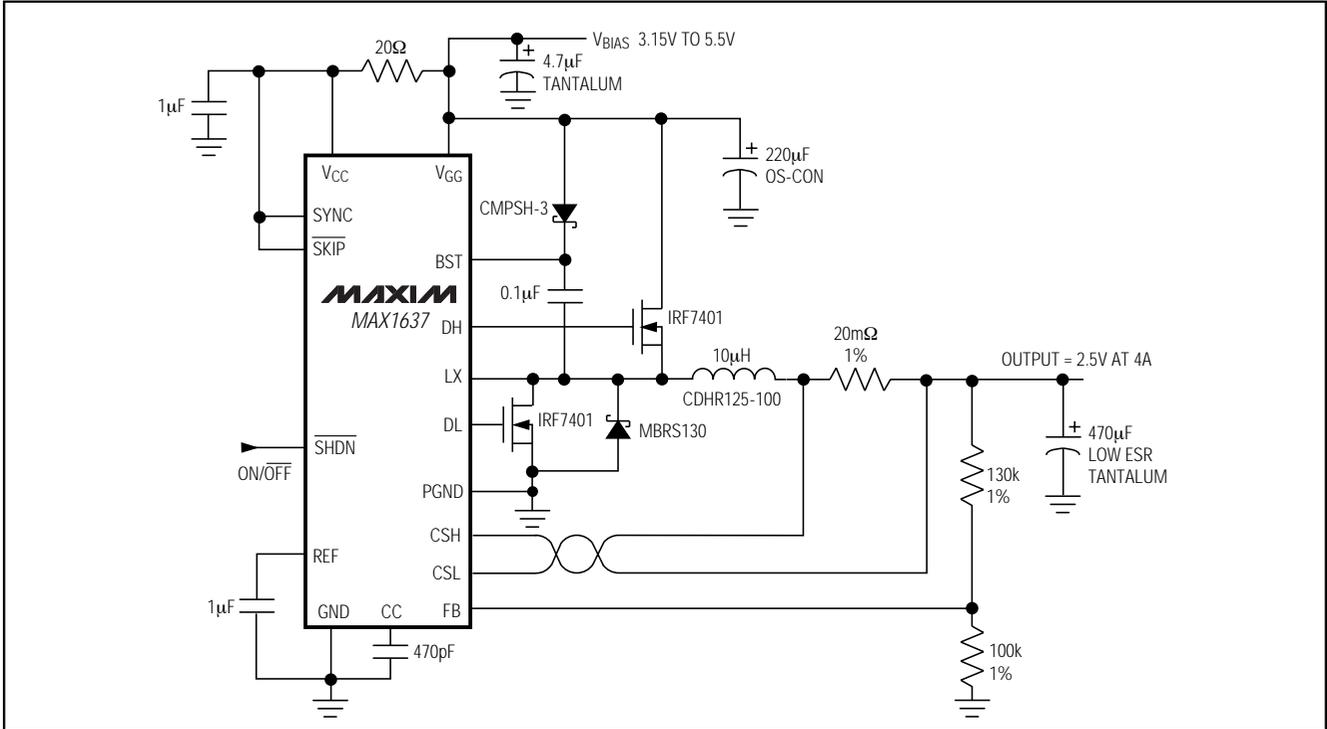


図7. 3.15V~5.5V単一電源アプリケーション回路

その他の大電流経路もできるだけ短くすべきですが、主にグランドや電流検出線の接続の短縮に努力を集中することにより、PCボードのレイアウトの問題の約90%までは解決されます(PCボードレイアウトの例は、MAX1637評価キットのマニュアルに記載されています)。

2) IC及び信号部品を配置します。メインスイッチングノード(LXノード)を敏感なアナログ部品(電流検出トレース及びREFコンデンサ)から遠ざけてください。IC及びアナログ部品は、ボード上のパワースイッチングノードの反対面に配置します。重要：ICは電流検出抵抗から10mm以内に配置する必要があります。ゲート駆動トレース(DH、DL及びBST)は、20mm以内に短く保ち、CSH、CSL及びREFから遠ざけて配線してください。セラミックバイパスコンデンサは、ICの近くに配置してください。バルクコンデンサは、これより遠くても構いません。

3) 入力グランドトレース、パワーグランド(サブグランドプレーン)及び通常グランドプレーンが電源の出力グランド端子で出会うところで、シングルポイント・スターグランドにします。ICの両方のグランドピン及び全てのICバイパスコンデンサを、通常グランドプレーンに接続します。

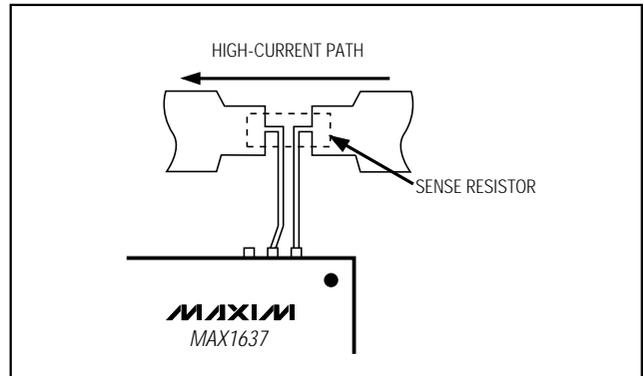


図8. 電流検出抵抗のケルビン接続

チップ情報

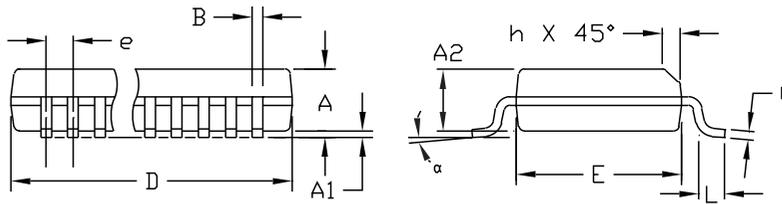
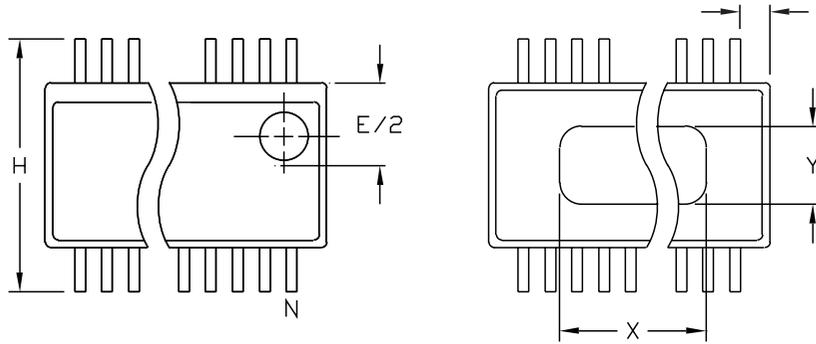
TRANSISTOR COUNT: 2164

超小型、低電圧、 高精度ステップダウンコントローラ

MAX1637

パッケージ

QSOPEFS



NOTES:

1. D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS
2. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .006" PER SIDE.
3. HEAT SLUG DIMENSIONS X AND Y APPLY ONLY TO 16 AND 28 LEAD POWER-QSOP PACKAGES.
4. CONTROLLING DIMENSIONS: INCHES.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.061	.068	1.55	1.73
A1	.004	.0098	0.102	0.249
A2	.055	.061	1.40	1.55
B	.008	.012	0.20	0.31
C	.0075	.0098	0.191	0.249
D	SEE VARIATIONS			
E	.150	.157	3.81	3.99
e	.025 BSC		0.635 BSC	
H	.230	.244	5.84	6.20
h	.010	.016	0.25	0.41
L	.016	.035	0.41	0.89
N	SEE VARIATIONS			
X	SEE VARIATIONS			
Y	.071	.087	1.803	2.209
α	0°	8°	0°	8°

VARIATIONS:

DIM	INCHES		MILLIMETERS		N
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
D	.189	.196	4.80	4.98	16 AA
S	.0020	.0070	0.05	0.18	
X	.107	.123	2.72	3.12	
D	.337	.344	8.56	8.74	20 AB
S	.0500	.0550	1.270	1.397	
D	.337	.344	8.56	8.74	24 AC
S	.0250	.0300	0.635	0.762	
D	.386	.393	9.80	9.98	28 AD
S	.0250	.0300	0.635	0.762	
X	.271	.287	6.88	7.29	

MAXIM
 PROPRIETARY INFORMATION
 TITLE:
 PACKAGE OUTLINE, QSOP, .150", .025" LEAD PITCH
 APPROVAL: _____ DOCUMENT CONTROL NO. 21-0055 REV B 1/1