

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ
DC-DCコントローラ

概要

MAX863は、独立した2個のステップアップコントローラをコンパクトな1つのパッケージに収納した、デュアル出力DC-DCコンバータです。両方のコントローラが動作時には、このモノリシック・bi-CMOS設計のICの消費電流は僅か85 μ Aです。入力範囲は1.5Vまで拡張しているため、電子手帳、翻訳機、及びその他の低電力ハンドヘルド機器に利用することができます。MAX863は、20mA~1A以上の出力負荷で90%の効率を達成します。この省スペースデバイスは、8ピンSOPと同じスペースの16ピンQSOPパッケージで提供されています。

MAX863は、電流制限、パルス周波数変調(PFM)制御アーキテクチャにより、スタートアップサージ電流を低減すると共に低自己消費電流を維持し、優れた低電流時効率を發揮します。各コントローラは、任意の出力電流及び電圧用に最適化されたサイズの低コストの外部NチャンネルMOSFETスイッチを駆動します。

より大型のシステムでは、MAX863を2個使用することにより、2セル又は3セルのバッテリーから5V、3.3V、12V、28Vを発生することができます。なお、設計のスピードアップには評価キット(MAX863EVKIT)が提供されています。単一出力コントローラに関しては、MAX608とMAX1771データシートを参照して下さい。

アプリケーション

2セル及び3セル携帯機器

電子手帳

翻訳機

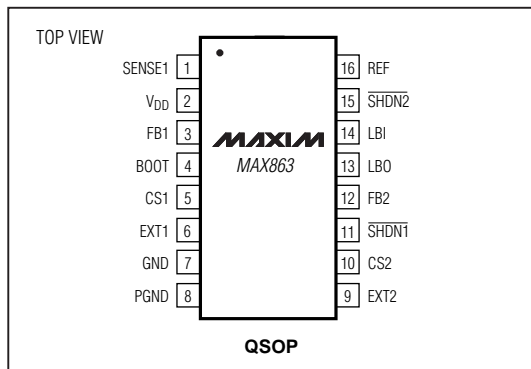
ハンドヘルド機器

パームトップコンピュータ

PDA

デュアル電源(ロジック及びLCD)

ピン配置



特長

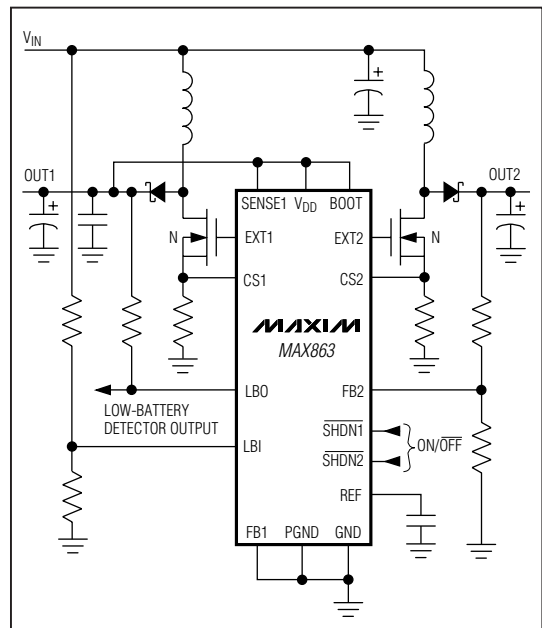
- ◆ 超小型デュアルステップアップコンバータ：
16ピンQSOP
- ◆ 効率：90%
- ◆ スタートアップ電圧：1.5V
- ◆ 自己消費電流：85 μ A (max)
- ◆ 1 μ Aシャットダウンモード
- ◆ 個別のシャットダウン入力
- ◆ 表面実装デュアルNチャンネルMOSFETを駆動
- ◆ 低電池電圧入力/コンパレータ出力
- ◆ ステップアップ/ダウン構成可能

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX863C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX863EEE	-40°C to +85°C	16 QSOP

*Dice are tested at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

標準動作回路



デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{DD} to GND	-0.3V to +12V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
PGND to GND	-0.3V to +0.3V	QSOP (derate 8.30mW/°C above +70°C)667mW
SHDN1, SHDN2, SENSE1, LBO to GND	-0.3V to +12V	Operating Temperature Range	
EXT1, EXT2 to PGND	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)	MAX863EEE-40°C to +85°C
FB1, FB2, CS1, CS2, SEL, LBI, BOOT to GND	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)	Junction Temperature+150°C
LBO Continuous Output Current15mA	Storage Temperature Range-65°C to +160°C
EXT1, EXT2 Continuous Output Current50mA	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_{DD} = +5V, I_{LOAD} = 0mA, T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{DD} Input Voltage	V _{DD}	V _{DD} = OUT1 = BOOT (Note 1)	1.5		11	V
		(Note 2)	2.7		11	
OUT1 Output Voltage (Note 3)	V _{OUT1}	FB1 = V _{DD}	3.2	3.3	3.4	V
		FB1 = GND	4.85	5	5.15	
Quiescent Current	I _{DD}	SHDN1 = SHDN2 = V _{DD} , measured from V _{DD}		50	85	μA
		SHDN1 = V _{DD} , SHDN2 = GND, measured from V _{DD}		35	60	
Shutdown Current	I _{DD} , SHDN	SHDN1 = SHDN2 = GND			1	μA
Load Regulation		V _{IN} = 3.3V, V _{OUT1} = 5V, I _{LOAD} = 0mA to 500mA, Figure 2		40		mV/A
Line Regulation		V _{IN} = 2.7V to 5V, V _{OUT1} = 5V, I _{LOAD} = 300mA, Figure 2		8		mV/V
FB1, FB2, LBI Threshold Voltage (Note 4)	V _{FB} , V _{LBI}		1.225	1.25	1.275	V
FB1, FB2, LBI Input Current	I _{FB} , I _{LBI}			2	10	nA
SHDN1, SHDN2, SEL, BOOT Input High Voltage	V _{IH}	2.7V < V _{DD} < 11V		1.6		V
		V _{DD} = 1.5V		0.7 × V _{DD}		
SHDN1, SHDN2, SEL, BOOT Input Low Voltage	V _{IL}	2.7V < V _{DD} < 11V			0.4	V
		V _{DD} = 1.5V			0.2 × V _{DD}	
SHDN1, SHDN2, SEL, BOOT Input Current	I _I	Logic input = V _{DD} or GND			1	μA
CS1, CS2 Threshold Voltage	V _{CS}		85	100	115	mV
CS1, CS2 Input Current				1	25	μA
Maximum Switch On-Time	t _{ON}		14	17.5	22	μs
Minimum Switch Off-Time	t _{OFF}		1.6	2	2.4	μs
EXT Rise/Fall Time (Note 5)		C _{LOAD} = 1nF, 10% to 90%		50		ns
EXT On-Resistance				5		Ω
LBO Leakage Current	I _{LBO}	V _{LBO} = 11V, V _{LBI} > 1.275V			1	μA
LBO Low Level	V _{LBO,L}	I _{LBO,SINK} = 1mA, V _{LBI} < 1.225V		0.1	0.4	V

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{DD} = +5V$, $I_{LOAD} = 0mA$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 6)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{DD} Input Voltage	V _{DD}	V _{DD} = OUT1 (Note 1)	1.6		11	V
		(Note 2)	2.8		11	
OUT1 Output Voltage (Note 3)	V _{OUT1}	FB1 = V _{DD}	3.15		3.45	V
		FB1 = GND	4.8		5.2	
Quiescent Current	I _{DD}	$\overline{SHDN1} = \overline{SHDN2} = V_{DD}$, measured from V _{DD}			85	μA
		$\overline{SHDN1} = V_{DD}$, $\overline{SHDN2} = GND$, measured from V _{DD}			60	
Shutdown Current	I _{DD} , \overline{SHDN}	$\overline{SHDN1} = \overline{SHDN2} = GND$			1	μA
FB1, FB2 Threshold Voltage	V _{FB}		1.21		1.285	V
CS1, CS2 Threshold Voltage	V _{CS}		85		115	mV

Note 1: When bootstrapped, an internal low-voltage oscillator drives the EXT1 pin rail-to-rail for low supply voltages.

Note 2: For non-bootstrapped operation, $V_{DD} > 2.7V$ is required to allow valid operation of all internal circuitry.

Note 3: For adjustable output voltages, see the *Set the Output Voltage* section.

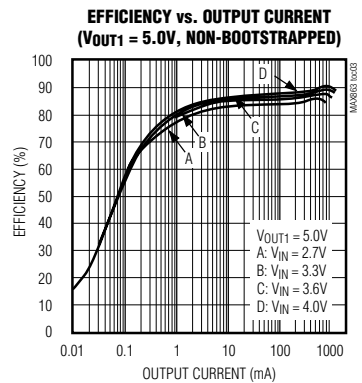
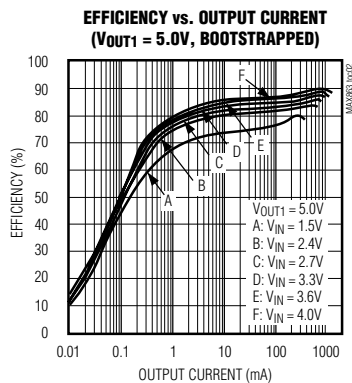
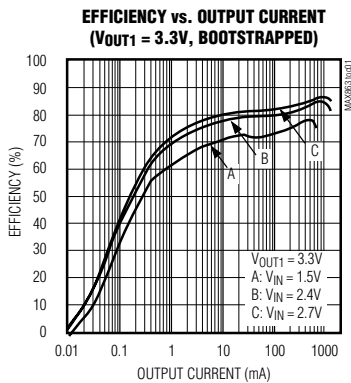
Note 4: Measured with LBI falling. Typical hysteresis is 15mV.

Note 5: EXT1 and EXT2 swing from V_{DD} to GND.

Note 6: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design and not production tested.

標準動作特性

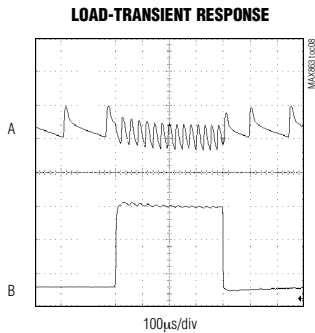
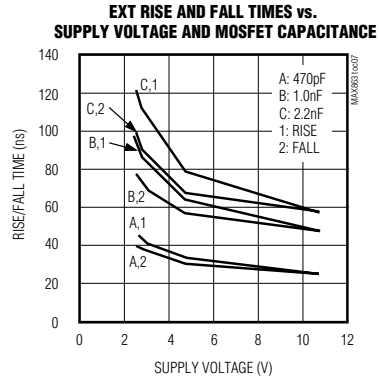
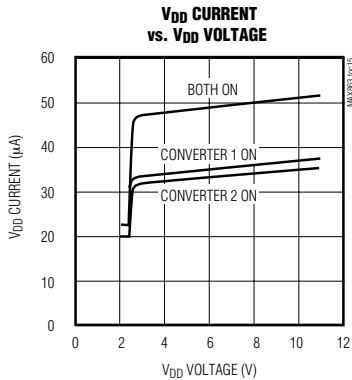
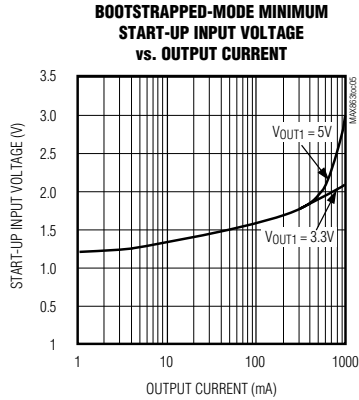
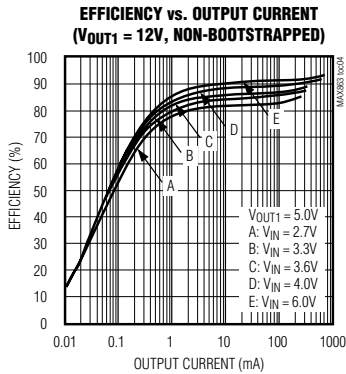
($T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)



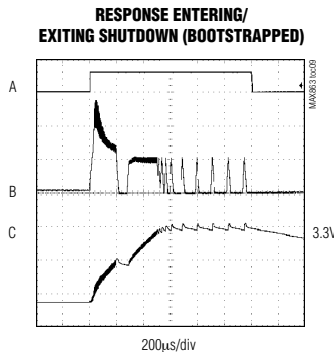
デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

標準動作特性(続き)

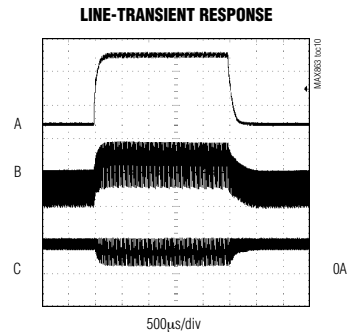
(T_A = +25°C, unless otherwise noted.)



V_{OUT1} = 3.3V, I_{OUT1} = 100mA TO 600mA
 A: V_{OUT1}, 100mV/div, 3.3V DC OFFSET
 B: I_{OUT1}, 200mA/div



V_{OUT1} = 3.3V, I_{OUT1} = 100mA, V_{IN} = 2.4V
 A: SHDN1, 5V/div
 B: INDUCTOR CURRENT, 2A/div
 C: V_{OUT1}, 3.3V OFFSET, 500mV/div



V_{OUT1} = 5V, I_{OUT1} = 800mA
 A: V_{IN} = 2.7V TO 3.7V, 500mV/div
 B: V_{OUT1}, AC COUPLED, 50mV/div
 C: INDUCTOR CURRENT, 2A/div

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

端子説明

端子	名称	機能
1	SENSE1	固定出力モードでのDC-DCコントローラ1のフィードバック入力
2	V _{DD}	IC電源入力
3	FB1	DC-DCコントローラ1の可変フィードバック及びプリセット出力電圧選択入力。3.3Vプリセット出力の場合はV _{DD} に接続し、5V出力の場合はGNDに接続します。出力電圧は、抵抗分圧器を接続して調整できます。「出力電圧の設定」の項を参照。
4	BOOT	ブートストラップ低電圧オシレータのイネーブル入力。BOOTはアクティブハイのロジックレベル入力です。低電圧オシレータをイネーブルし、ブートストラップ回路構成で最低1.5Vの入力電圧からスタートアップを可能にします。ブートストラップ構成以外の場合は、BOOTをGNDに接続します。BOOTがハイのときは、V _{DD} を必ずOUT1に接続して下さい。
5	CS1	DC-DCコントローラ1の電流検出コンパレータへの入力
6	EXT1	DC-DCコントローラ1のゲート駆動出力。外部NチャンネルパワーMOSFETを駆動します。
7	GND	内部リファレンス、フィードバック、及び制御回路用のアナロググランド
8	PGND	内部MOSFETドライバの高電流グランドリターン
9	EXT2	DC-DCコントローラ2のゲート駆動出力。外部NチャンネルパワーMOSFETを駆動します。
10	CS2	DC-DCコントローラ2の電流検出アンプの入力
11	SHDN1	DC-DCコントローラ1のアクティブローシャットダウン入力。通常動作ではV _{DD} に接続します。
12	FB2	DC-DCコントローラ2の可変フィードバック入力。抵抗分圧器を接続して、出力電圧を調整します。「出力電圧の設定」の項を参照。
13	LBO	低電池電圧出力。オープンドレインNチャンネルMOSFET出力。LBIの電圧が1.25Vよりも低くなると、電流をシンクします。使用しない時は、GNDに接続します。
14	LBI	低電池電圧コンパレータ入力。LBIの電圧が1.25Vよりも低くなると、LBOが電流をシンクします。使用しない時は、GNDに接続します。
15	SHDN2	DC-DCコントローラ2のアクティブローシャットダウン入力。通常動作では、V _{DD} に接続します。
16	REF	リファレンスバイパス入力。REFからGNDに0.1μFセラミックコンデンサを接続します。

詳細

MAX863は、プリセット3.3V、5V、及び可変出力を提供する、デュアル、bi-CMOS、ステップアップ、スイッチモード電源コントローラです。MAX863のパルス周波数変調（PFM）制御機構は、軽負荷での低消費電流及び重負荷での高効率という利点を兼ね備えています。MAX863はこの特性により、小型と低コストが重視され、バッテリー寿命の最大化のために低消費電流及び高効率が欠かせない携帯バッテリー駆動システムに最適です。外部電流検出抵抗及びMOSFETを使用することで、様々なアプリケーションを対象とした出力電流及び電圧機能を設計することができます。

PFM制御機構

MAX863の各DC-DCコントローラは、図1に示すようなワンショットシーケンスの電流リミットPFM設計を採用しています。この回路の動作を「標準動作回路」（図2）とスイッチング波形（図3a～3f）を参照しながら説明します。出力電圧は、SENSE1に接続した内部分圧器もしくはFB1に接続した外部分圧器を使用し、エラーコンパレータで検出します。出力電圧が低くなると、エラーコンパレータが内部フリップフロップを設定します。このフリップフロップは外部MOSFETをオンにします。この結果インダクタ電流が上昇しエネルギーが蓄積されます。

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

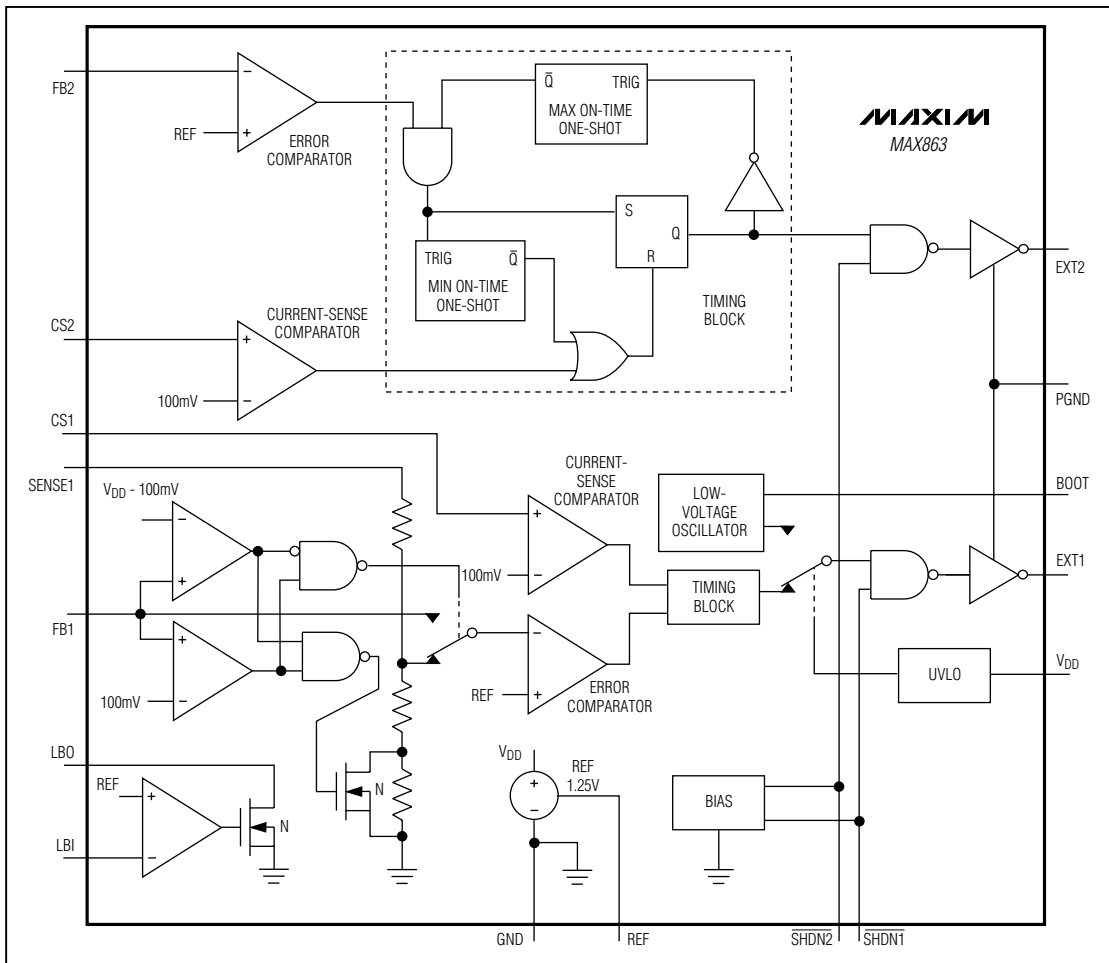


図1. ファンクションダイアグラム

a) 電流検出抵抗の電圧が100mVを超えるか、又は
b) 17.5 μ s最大オンタイム・ワンショットがトリップすると、フリップフロップがリセットされ、MOSFETがオフになります。MOSFETがオフになると、磁界が減り始め、出力コンデンサと負荷に電流を流し込みます。蓄積されたエネルギーが出力側に転送されるに従いインダクタ電流が低下します。ダイオード電流がハイの時は、出力コンデンサは電荷を蓄積することによりエネルギー転送を平滑化し、各サイクルの前半で負荷

に電流を供給し、安定した出力電圧を維持します。フリップフロップをリセットすると、オフタイム・ワンショットが設定され、エラーコンパレータの出力がディセーブルされ、少なくとも2 μ s以上の間MOSFETがオフになり、出力側へのエネルギー転送が最低時間だけ行われます。このときMAX863は、出力電圧が再び下がるまで待機し、次のサイクルを開始します。MAX863のスイッチング周波数は負荷電流及び入力電圧に依存します。

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

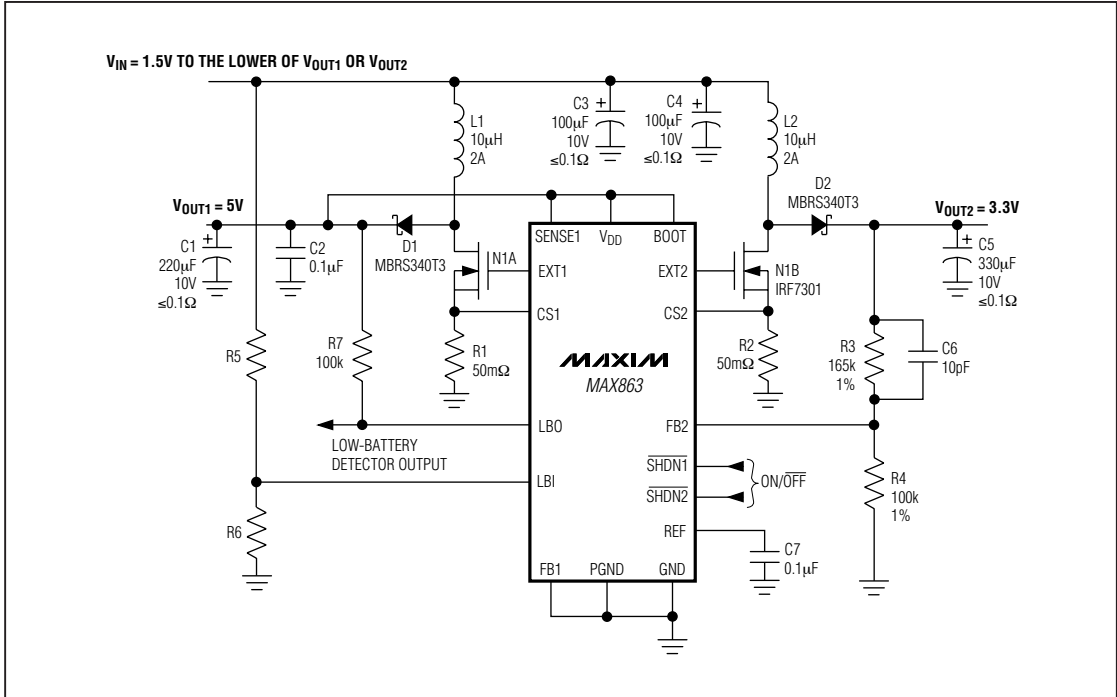


図2. ブートストラップの標準動作回路

連続/断続導電モード

MAX863の各コンバータは、スイッチングすべきかどうかを常にチェックし、出力電圧が低くなると次のサイクルを開始します。軽負荷時には、次のサイクルが始まる前にインダクタ電流がゼロになります。これを断続導電モードと呼びます。電流がインダクタを流れている状態で次のスイッチングサイクルが始まることで、連続導電モードとなります。断続導電モードと連続導電モード間の遷移点は、入力電圧、出力電圧、及びピークスイッチング電流に対するインダクタのサイズによって決まります。一般的に、インダクタンス値を減少させ最小推奨値に近づけることにより、遷移点が最大負荷電流に近づきます。インダクタ値が十分低い場合及び入出力電圧比が十分高い場合は、負荷の全範囲でDC-DCコンバータが断続導電モードを維持することもあります。

MAX863が連続導電モードに遷移するには2つの場合があります。使用モード(プリセットモードか可変モード)及び外部フィードバックネットワークの補償方法によって決まります。軽負荷時には、ICが単一パルスでスイッチします(図3a)。図3bに示すように、インダクタ電流の波形が互いに隣接してくると、連続導電モードへの遷移のスレッシュホルドに達します。負荷が増加すると、それに従い最小インダクタ電流が増加し、連続導電モードへの遷移が近づきます(図3c、図3d)。フィードバック補償によっては、グループ化パルスで連続導電モードへの遷移が進む場合もあります(図3e、図3f)。パルスグループは、2回又は3回以内のスイッチングサイクルになっているでしょう。出力リップルは、無負荷時の単一サイクルの場合より少ないでしょう。

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

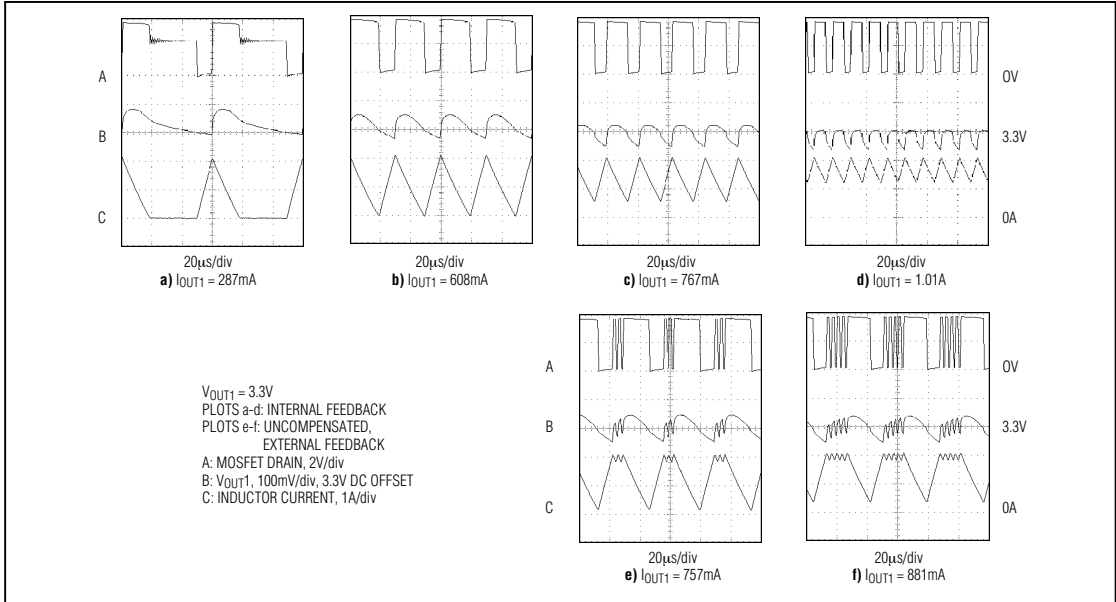


図3a ~ 3f. 連続導電への遷移時のMAX863のスイッチング波形

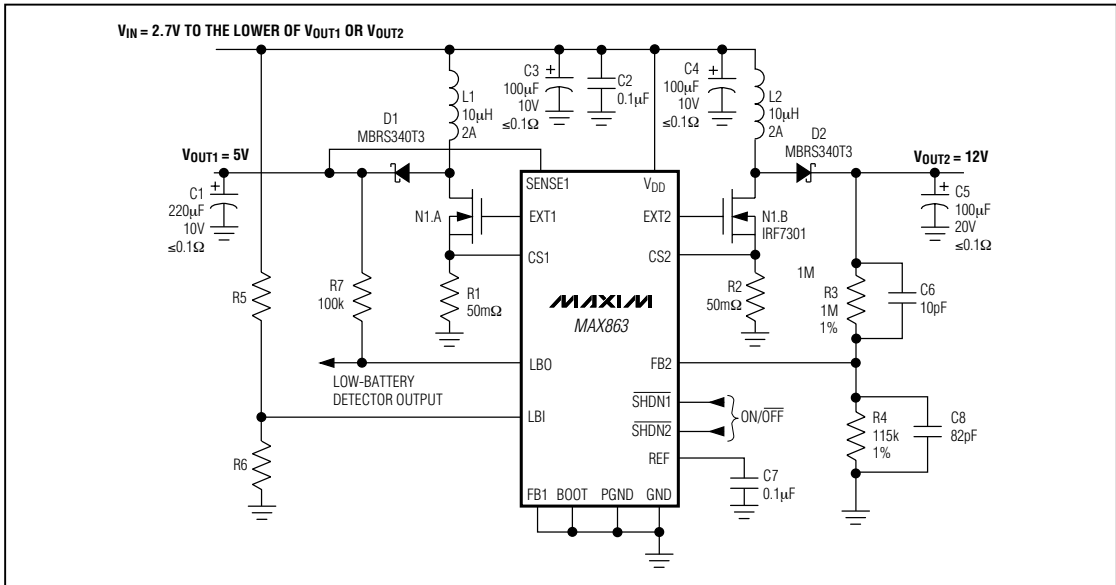


図4a. 非ブートストラップの標準動作回路

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

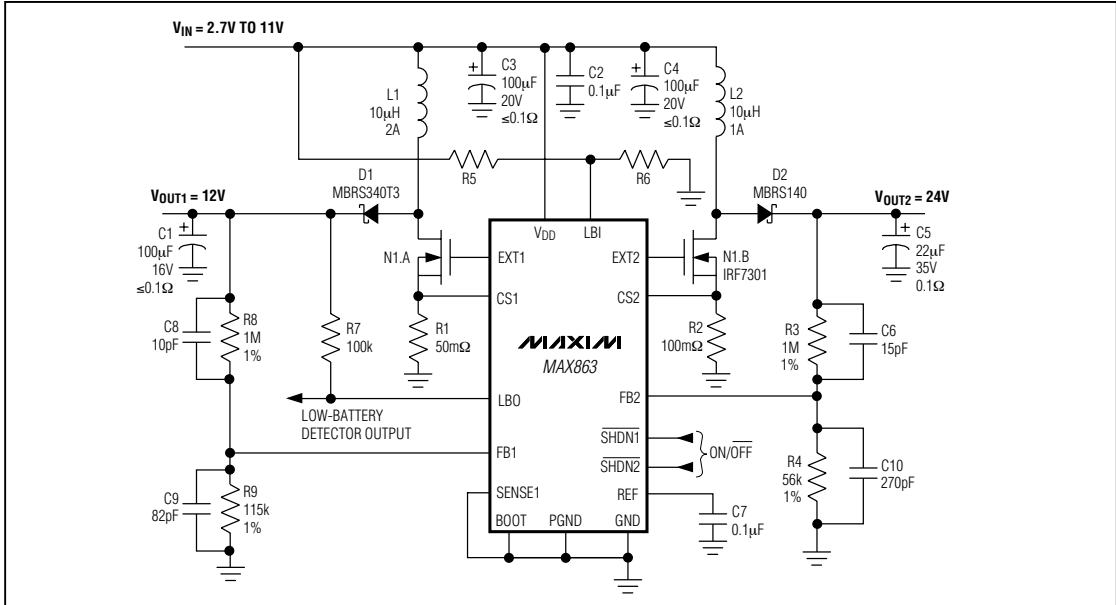


図4b. 可変非ブートストラップの標準動作回路

低電圧スタートアップオシレータ(BOOTピン)

MAX863は、1.5Vまでの電圧でブートストラップ構成のスタートアップを保証する、低電圧スタートアップオシレータを特長としています。このような低電源電圧では、ICのエラーコンパレータと内部バイアスがロックアウトします。この低電圧オシレータは、V_{DD}の電圧が2.7V以上に上がるまで、約30%のデューティサイクルで外部MOSFETをスイッチします。エラーコンパレータ及びワンショットタイミング回路は、この時点でオンになります。低電圧オシレータは、BOOTピンをV_{DD}に接続するとイネーブルされます。ただしBOOTがハイの場合は、V_{DD}をV_{OUT1}に接続しなければなりません。

MAX863は、スタートアップオシレータがアクティブのときにはオープンループ状態で動作します。このため、スタートアップオシレータは、ブートストラップ構成でのみ使用するようになっています。非ブートストラップ回路構成で使用するときには、BOOTをGNDに接続し、スタートアップオシレータをディセーブルして下さい。これにより、V_{DD}が1.5V~2.7Vの範囲内になる電源投入時や低電池電圧時に、出力が高くなり過ぎるのを防ぐことができます。

ブートストラップモードと非ブートストラップモード

ブートストラップモードと非ブートストラップモードでの標準アプリケーションを図2と図4に示します。ブートストラップモードでは、出力からICを駆動します(V_{DD}はOUT1に接続し、BOOTはV_{DD}に接続します)。ブートストラップモードでは、EXT1とEXT2がV_{DD}からGNDまでシングするため、低入力電圧アプリケーションの場合にMOSFETへのゲート駆動を増加するので有効です。ゲート駆動電圧を増加すると、MOSFETのオン抵抗が減少します。その結果、効率が向上し、負荷範囲が増大します。ブートストラップモードは、電源電圧が5V以下の場合に適切です。ブートストラップモードでは、V_{DD}に接続した出力が11Vを越えないようにして下さい。BOOTがハイの場合は、V_{DD}はOUT1に接続しなければなりません。

非ブートストラップモードでは、ICは入力電圧に直接接続されたV_{DD}で駆動されます。この場合、外部MOSFETのゲートに印加する電圧シングはV_{DD}から得ているため、低入力電圧時には外部MOSFETのオン抵抗が増大します。最小入力電圧は2.7Vです。4Vまでの動作では、ロジックレベルMOSFETを使用します。より低い入力電圧では、スレッシュホールドの低いロジックレベルMOSFETを使用します。両方の出力電圧が11V以上の場合は、非ブートストラップモードにしなければなりません。

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

シャットダウンモード

MAX863は、電力の節約及びバッテリー寿命の拡張に有利な2つのシャットダウン入力を備えています。SHDN1かSHDN2をローにすると、該当するDC-DCコントローラがオフになり、自己消費電流が低下します。両方のシャットダウンピンをローにすると、リファレンス、制御、及びバイアス回路がオフになり、MAX863が1 μ Aシャットダウンモードになります。通常動作では、SHDN1とSHDN2をV_{DD}に接続します。

設計手順

MAX863を使ったブーストDC-DCコンバータは、いくつかの簡単なステップで設計することができます。量産前にはこの設計での試作品でテストして下さい。表1に部品のメーカーをリストします。

ここでは2つの設計方法を示します。第1の方法は、グラフを利用して3.3V、5V、12V、及び24V出力に必要なピーク電流を選択します。第2の方法は、式を使用して他の出力での回路内のピーク電流とインダクタ値を選択します。高電圧、フライバック式、SEPIC式、及びオートトランスブースト回路を設計する場合は、適切なデザイン式に関しマキシムジャパン社の技術部門にお問い合わせ下さい。

デザイン目標の設定

それぞれの出力について、出力電圧、最大負荷電流、最大入力電圧、及び最小入力電圧を決めます。最小入力電圧と希望する出力電力から、それぞれの出力に対する最大入力電流を見積もります。

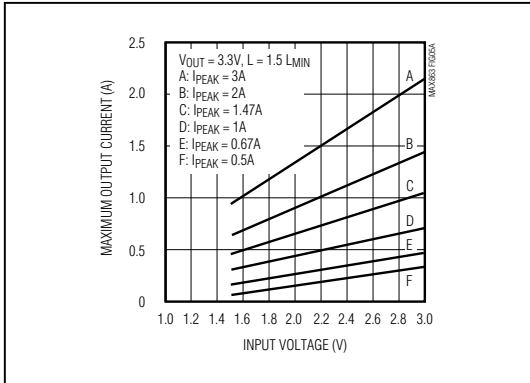


図5a. 最大出力電流、入力電圧、及び I_{PEAK} の関係 ($V_{OUT} = 3.3V$)

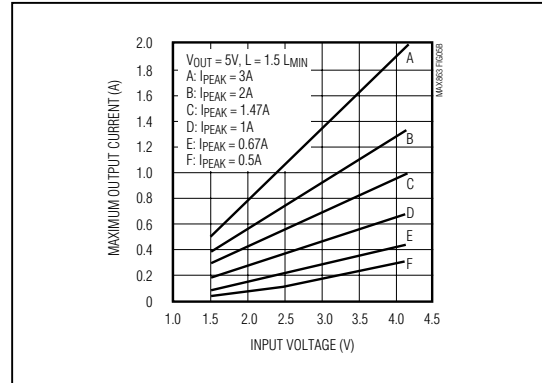


図5b. 最大出力電流、入力電圧、及び I_{PEAK} の関係 ($V_{OUT} = 5V$)

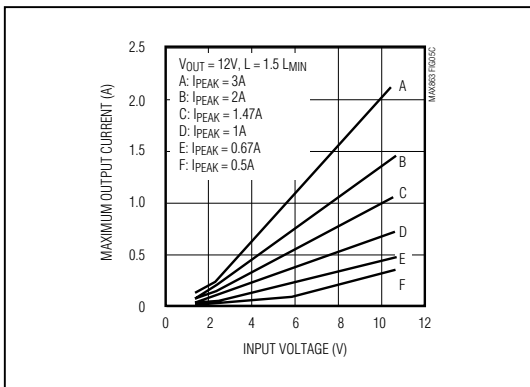


図5c. 最大出力電流、入力電圧、及び I_{PEAK} の関係 ($V_{OUT} = 12V$)

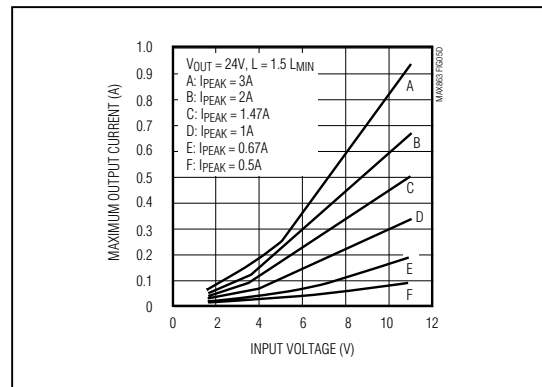


図5d. 最大出力電流、入力電圧、及び I_{PEAK} の関係 ($V_{OUT} = 24V$)

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

$$I_{IN,DC(MAX)} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{0.8 \times V_{IN(MIN)}}$$

ここでは、公称効率の動作値として0.8を選択しています。電源ソースは、両方のDC-DCコンバータの最大入力電流の合計値を提供する必要があります。

ピークスイッチング電流の決定 (グラフ法)

各サイクルで入力から転送されるエネルギーの量は、 R_{SENSE} で設定したピークスイッチング電流によって決まります。3.3V、5V、12V、及び24V出力回路では、図5a～図5dに示す出力電流曲線を使ってピーク電流を選択することができます。

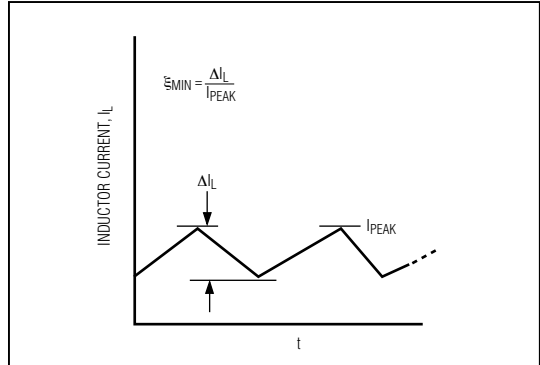


図6. インダクタACリップル電流とピーク電流の比

ピークスイッチング電流とインダクタンスの決定 (解析法)

望みの出力電圧が図5の値と異なる場合、次に示すブースト回路式を使うと便利です。この式を利用すれば、部品の入手性、サイズ、コストを考慮して、ピーク電流とインダクタ値を決定することができます。

この場合まず、ピーク電流に対するインダクタACリップル電流の比の最小許容値 (ξ_{MIN}) を計算します (図6)。

$$\xi_{MIN} = \frac{t_{OFF(MIN)}}{t_{ON(MAX)}} \times \frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MIN)}}$$

ここで、 $t_{OFF(MIN)} = 2\mu s$ 、 $t_{ON(MAX)} = 17.5\mu s$

ξ_{MIN} 以上の値を ξ の値として選択します。 ξ_{MIN} が1よりも小さい場合、許容できる値は $(\xi_{MIN} + 1)/2$ です。 ξ_{MIN} が1よりも大きい場合は、 ξ_{MIN} と $2 \times \xi_{MIN}$ の間の値 (例えば $1.5 \times \xi_{MIN}$) が許容できます。

1を超える値は、断続導電モードでの全負荷動作のデザインを示します。

次に、ピークスイッチング電流とインダクタンスを求めます。 $\xi_{MIN} = 1$ の場合は、次の式を使います。

$$I_{PEAK} = I_{IN,DC(MAX)} \times \frac{2}{2 - \xi}$$

1%の場合は、次の式を使います。

$$I_{PEAK} = 2 \times I_{IN,DC(MAX)} \times \frac{V_{OUT} + V_{IN} \times (\xi - 1)}{V_{OUT}}$$

インダクタンス値の提案値は次の通りです。

$$L = \frac{(V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \times t_{OFF(MIN)}}{I_{PEAK} \times \xi}$$

Lの値は、次の標準インダクタンス値に切り上げます。

R_{SENSE} の選択

ピークスイッチング電流は R_{SENSE} (図2のR1とR2)で設定します。

$$R_{SENSE} \leq \frac{V_{CS(MIN)}}{I_{PEAK}} = \frac{85mV}{I_{PEAK}}$$

最大出力電流を供給しながら最小入力電圧で試作機をテストし、選択した R_{SENSE} が正しいかどうかを確認します。出力電圧が低下する場合は、電流検出抵抗の値を下げ、必要であれば他のコンポーネントも調整します。

電流検出抵抗には、表面実装タイプの金属ストリップ抵抗のような、小型で低インダクタンスのものを使用して下さい。巻線抵抗は、高インダクタンスにより電流フィードバック信号を歪ませるため、使用しないで下さい。標準抵抗値が使用できるようにするためには、 R_{SENSE} を次の最低値に切り下げます。

電流検出抵抗の電力定格は、次の値以上にして下さい。

$$R_{POWER RATING} = \frac{V_{CS(MAX)}^2}{R_{SENSE}}$$

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

インダクタ部品の選択

インダクタの選択で重要になるのは、インダクタンス値と電流定格の2つのパラメータです。

インダクタンスは低くし、17.5µsの最大オンタイム前にMAX863が各サイクルでピーク電流リミットに達するようにします。ただし、インダクタンスが低すぎると、電流検出コンパレータがスイッチをオフにする前に、電流が高レベルに上昇してしまいます。適切な最小オンタイム($t_{ON(MIN)}$)は1.5µsです。

$$L_{MIN} \geq \frac{V_{IN(MAX)} \times t_{ON(MIN)}}{I_{PEAK}}$$

及び

$$L_{MAX} \geq \frac{V_{IN(MIN)} \times t_{ON(MAX)}}{I_{PEAK}}$$

図5のグラフを用いて I_{PEAK} を選択する場合は、インダクタンス値を最小インダクタンス値の1.3倍から1.7倍の値にし、スイッチング周波数と効率が適切なバランスになるようにします。

インダクタ飽和電流定格と発熱電流定格の内どちらか低い方の値が、 I_{PEAK} よりも大きくなるようにします。

$$I_{SATURATION} \text{ と } I_{HEATING} > I_{PEAK}$$

飽和電流リミットとは、インダクタの磁界がコアの最大許容値に達し、インダクタンスが降下し始める電流レベルのことです。発熱電流定格とは、インダクタがオーバーヒートせずに許容できる最大DC電流のことです。インダクタの飽和電流定格を無視した設計は低効率、不安定性、部品のオーバーヒートなどの問題につながります。インダクタ巻線の抵抗は、電流検出抵抗と同等か又はそれ以下にすることが必要です。敏感なアプリケーションで放射ノイズを最小限に留めるには、トロイダル、ポットコア、又はシールドボビンコアのインダクタを使用します。

MOSFET電源トランジスタの選択

MAX863にはNチャネルMOSFETを使用します。NチャネルMOSFETの選択で重要になるパラメータとしては、ゲート駆動電圧、ドレイン - ソース間ブレイクダウン電圧、電流定格、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、トータルゲートチャージ(Q_g)の5つが挙げられます。

MAX863のEXT1及びEXT2出力は、GNDから V_{DD} までスイングします。外部NチャネルMOSFETが完全にオンになるようにするため、 V_{DD} が8V以下の場合にはロジックレベルMOSFETを使用し、4V以下の入力電圧

で起動する場合は低スレッショルドのロジックレベルMOSFETを使用します。これは、ブートストラップモードでの起動にも適用します。

MOSFETは、簡単なブーストコンバータでも出力電圧とダイオードの順方向電圧に耐えられる必要があります。電圧定格が最も厳しいのはSEPIC式、フライバック式、オートトランスブースト式回路です。最大連続ドレイン電流定格が、CSで設定した電流リミットよりも高いMOSFETを選択して下さい。

MOSFETの電力消費につながる主な2つの要因は、 I^2R 損失とスイッチング損失です。 I^2R 損失を低減するため、 $R_{DS(ON)}$ の低いMOSFET、理想的には $R_{DS(ON)}$ が電流検出抵抗値付近又はそれ以下になるMOSFETを選択して下さい。

EXTピンの立上り時間と立下り時間が100ns以下となるよう、ゲートチャージ(Q_g)が50nC以下のMOSFETが推奨されます。この値を超えると、MOSFETのオン/オフ動作に伴う線形領域の遷移時間が長くなるため、MOSFETのスイッチング速度が下がり、スイッチング損失が増大します。

出力ダイオードの選択

出力ダイオードには、1N5817~1N5822ファミリヤこれに相当する表面実装型のショットキダイオードが推奨されます。MURシリーズのような逆回復時間が60ns以下の超高速シリコン整流器も利用できますが、順方向電圧の降下が大きくなります。この場合、ダイオードのピーク電流定格が R_{SENSE} で設定した電流リミットよりも高く、ブレイクダウン電圧が V_{OUT} 以上であることを確認して下さい。ショットキダイオードは順方向電圧が低いため、特に低電圧アプリケーションで重負荷に適しています。ただし高温アプリケーションでは、ショットキダイオードの大きなリーク電流が問題になることがあります。このような場合は、超高速シリコン整流器が適切ですが、より高い逆方向電圧定格を持つショットキダイオードを使用することにより、容易に許容パフォーマンスを達成できます。

入力及び出力フィルタコンデンサの決定

入力バイパス及び出力フィルタリングには、低ESRコンデンサが推奨されます。出力リップル(通常60%~90%)の主な原因は、コンデンサのESRです。ESRの低いタンタルコンデンサは、高いコスト効率を実現します。セラミックコンデンサと三洋OS-CONコンデンサは、ESRが最も低くなっています。セラミックコンデンサは、大きなコンデンサ値を必要としない高出力電圧アプリケーションに適しています。コスト面を重視する場合は、低ESRのアルミニウム電解コンデンサを

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

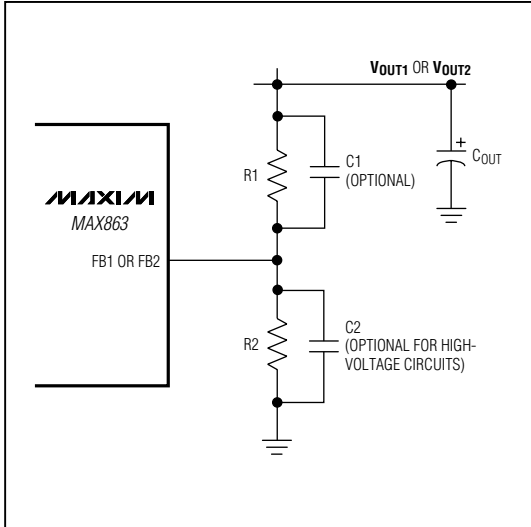


図7. 可変出力回路

使用することも可能ですが、標準のアルミニウム電解コンデンサの使用は避けて下さい。

次の式に示すように、電圧リップルは、ESRに起因するリップルにコンデンサ値を加えた値になります。

$$V_{\text{RIPPLE}} \approx V_{\text{RIPPLE,ESR}} + V_{\text{RIPPLE,C}}$$

選択を容易にするため、ESRから発生するリップルが75%、コンデンサ値から発生するリップルが25%と仮定します。この場合ESRが原因になる電圧リップルは、次の式で近似できます。

$$V_{\text{RIPPLE,ESR}} \approx R_{\text{ESR}} \times I_{\text{PEAK}}$$

従って

$$R_{\text{ESR}} \leq \frac{V_{\text{RIPPLE,ESR}}}{I_{\text{PEAK}}}$$

与えられた電圧リップルに対する入力コンデンサ値と出力コンデンサ値を、次のように見積もります。

$$C \geq \frac{0.5L \times I_{\text{PEAK}}^2}{V_{\text{RIPPLE,C}} \times V}$$

ここでVは、計算の対象となるコンデンサに依存する入力電圧又は出力電圧を示します。

入力コンデンサには、動作電圧定格が最大入力電圧よりも高いコンデンサを選択し、出力コンデンサには、動作電圧定格が該当する出力よりも高いコンデンサを選択します。

表1. 部品メーカー

SUPPLIER	PHONE	FAX
Inductors		
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469
Coiltronics	(561) 241-7876	(561) 241-9339
Dale Inductors	(605) 668-4131	(605) 665-1627
Sumida USA	(847) 956-0666	(847) 956-0702
MOSFETs and Diodes		
Central Semiconductor	(516) 435-1110	(516) 435-1824
International Rectifier	(310) 322-3331	(310) 322-3232
Motorola	(602) 303-5454	(602) 994-6430
Current-Sense Resistors		
Dale/Vishay	(402) 564-3131	(402) 563-6418
IRC	(512) 992-7900	(512) 992-3377
Electrolytic Capacitors		
AVX	(803) 946-0690	(803) 626-3123
Sanyo USA	(619) 661-6835	(619) 661-1055
Sprague	(603) 224-1961	(603) 224-1430
Large-Value Ceramic Capacitors		
Marcon/United Chemi-Con	(847) 696-2000	(847) 696-9278
TDK	(847) 390-4373	(847) 390-4428
Vishay/Vitramon	(203) 268-6261	(203) 452-5670

V_{DD}とREFバイアスコンデンサ

0.1µF以上のセラミックコンデンサをV_{DD}、REF、及びGNDピンにできるだけ近く配置し、MAX863をバイパスします。

出力電圧設定

DC-DCコンバータ1は、3.3V、5V、又は可変出力で動作します。プリセット出力の場合は、SENSE1をOUT1に接続します(図2及び図4a)。3.3V動作ではFB1をV_{DD}に設定します。5V動作ではFB1をGNDに設定します。可変出力の場合は、抵抗分圧器をFB1ピンに接続します(図7)。可変出力回路では、SENSE1をGNDに接続します。

図7に示すように、DC-DCコンバータ2は、FB2ピンに接続した外部抵抗を使用することにより、極めて高い電圧からV_{IN}まで変化させることができます。フィードバック抵抗R2は、10k ~ 500k の範囲で選択します。R1の値は、次の式により設定されます。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{1.25V} - 1 \right)$$

ここで、1.25Vは内部リファレンスの電圧を示します。

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

MAX863

フィードバック補償の設定

MAX863への外部電圧フィードバックは、ネットワーク上の浮遊容量とEMIに対する補償が必要です。出力リップルが大きく間隔の広いパルスのバーストではなく、MAX863が均等にスイッチングされると、適切な補償が行えます。通常は、上部フィードバック抵抗に10pF ~ 220pFセラミックコンデンサ(図7のC1)を挿入して得られる進相補償で十分です。回路の V_{OUT} もしくは V_{DD} が7.5V以上の場合は、下部フィードバック抵抗に別のコンデンサが必要になることもあります。最初は $R2C2 = R1C1$ になるようなコンデンサを選択します。最終的な補償コンデンサの値は、プロトタイプの実験分析を基に決定します。

PCボードのレイアウトと配線

スイッチング速度が高く、ピーク電流が大きい場合は、PCボードのレイアウトが重要な設計ポイントになります。レイアウトが不適切な時には、EMIとグランドバウンスが過度に発生し、これが原因で電圧と電流フィード

バック信号が汚染されるため、不安定性やレギュレーションエラーにつながります。電力コンポーネントはなるべく近接に配置し、トレースは短く、まっすぐ、そして広くなるようにします。ボード上には銅を余分に取り、別のプレーンとしてグランドに統合します。複数レイヤボードの場合は、内部グランドプレーンを介したビアを使い、電力コンポーネントのグランドピンは相互接続しないで下さい。この場合、電力コンポーネントのグランドピンを近接に配置し、コンポーネント側の銅箔を使って“星型”グランド構成で配線し、複数ビアでこのスターグランドを内部グランドプレーンに接続します。

電流検出抵抗と電圧フィードバックネットワークは、MAX863の直ぐそばに配置して下さい。EXTピンからのトレースのように、ノイズの多いトレースは電圧フィードバックネットワークから遠ざけ、グランド銅を使って絶縁して下さい。完全なPCボードの例については、MAX863評価キットマニュアルを参照して下さい。

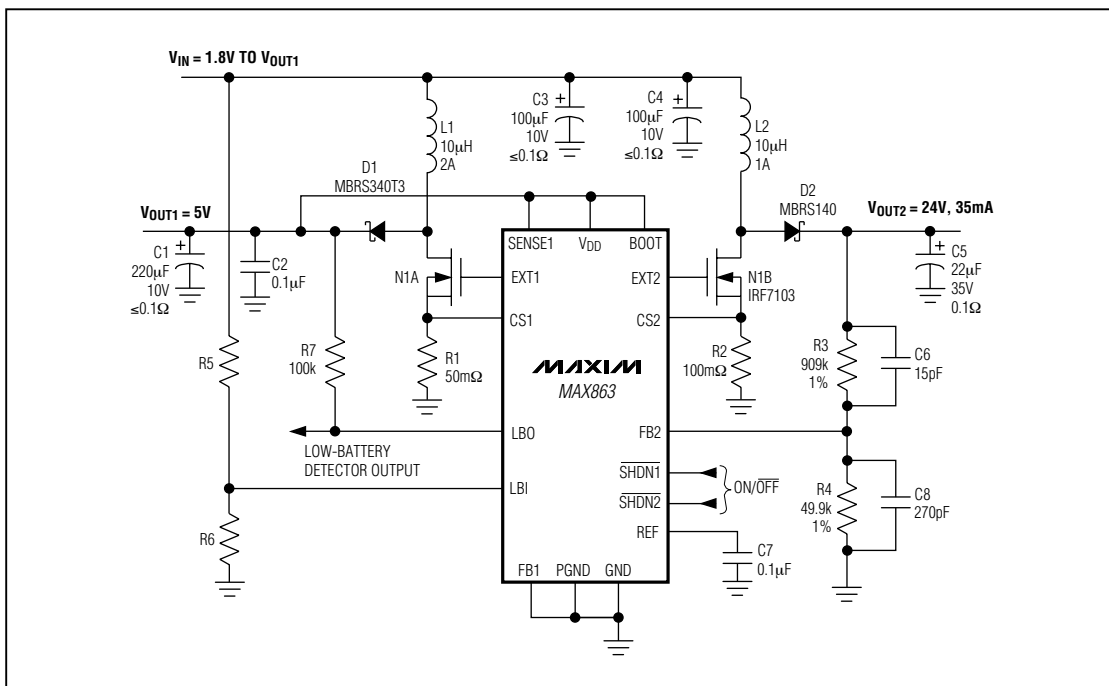


図8. ブートストラップ3.3Vロジック及び24V LCDバイアス電源

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

アプリケーション情報

低入力電圧動作

V_{DD} の電圧が下がり、EXT1又はEXT2がMOSFETゲートソーススレッシュホールド電圧に近づく、MOSFETが線形領域で動作し、電力を過度に消費することがあります。このような状態で長時間動作させると、電力消費定格が不十分な場合にはMOSFETの損傷にもつながります。この傾向が最も著しく現れるのは非ブートストラップモードでの動作ですが、入力電圧が下がり過ぎて負荷がサポートできなくなり、出力電圧が低下すると、ブートストラップモードでも発生します。これを防止するには、ロジックレベルのMOSFETが低スレッシュホールドのMOSFETを使用します。

負荷状態でのスタートアップ

ブートストラップモードでの最小スタートアップ入力電圧と出力電流の関係は、「標準動作特性」のグラフに示す通りです。MAX863は、入力電圧の低いブートストラップモードでは、全負荷でスタートアップしない下さい。

アプリケーション回路

ブートストラップ5Vロジック用及び 24V LCDバイアス用電源

図8の回路は、2セルの単3もしくは単4電池で動作し、ロジック用の場合は5V(750mAまで)を発生し、LCDバイアス電源の場合は24V(35mAまで)を発生します。より有効なMOSFETゲート駆動を得るため、MAX863のブートストラップ用としてOUT1を使用しています。MOSFETのスレッシュホールドが低い場合は、 V_{OUT1} を3.3Vに設定することもできます。

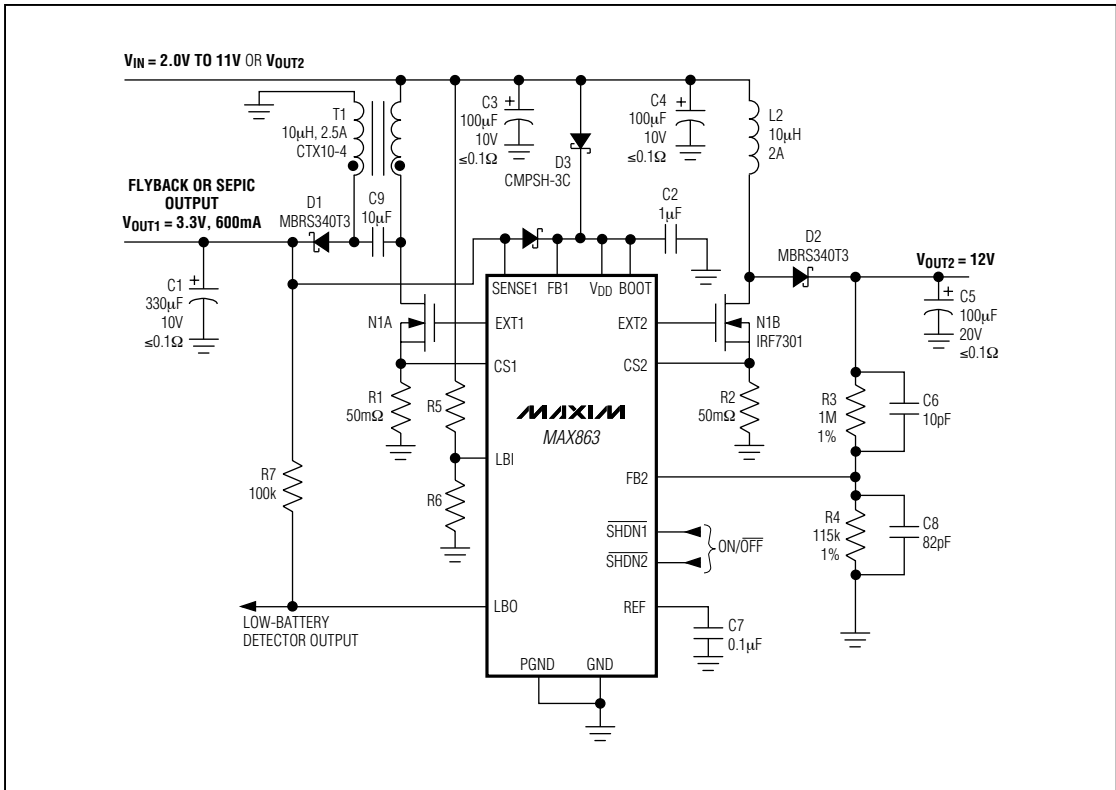


図9. フラッシュメモリ又はアナログ機能用に12Vを備えた、3.3Vステップアップ/ステップダウンロジック電源を3セルから発生

デュアル、高効率、PFM、ステップアップ DC-DCコントローラ

ステップアップ/ダウンSEPIC式コンバータと
12V電源

図9の回路は、入力電圧範囲が V_{OUT1} 以上又は V_{OUT1} 以下のアプリケーション用のバック/ブースト機能です。この回路は、フラッシュメモリやアナログ機能の電源用の12V($V_{IN} = 2.4V$ で200mAまで)に加え、3.3V(600mAまで)又は5Vも提供します。

メイン出力には、結合インダクタとコンデンサを使用することにより出力にエネルギーを転送するSEPIC構成を使用しています。C2は、高リップル電流に耐えられる低ESRタイプである必要があります。この場合、セラミックコンデンサや三洋OS-CONが適切ですが、(値段のより安い)低ESRのアルミニウム電解コンデンサも使用できます。ただし、C2にタンタルコンデンサを使用するのは避けて下さい。C2の電圧定格は、最大入力電圧以上である必要があります。MOSFETは、入力電圧と出力電圧の合計を許容すること、つまり11Vから3.3Vへの変換時に14.3Vを許容することが必要です。デュアルショットキダイオードD3は、MAX863への電源をブートストラップするため、通常動作では改良ゲート駆動電圧と同様に低電圧スタートアップオシレータも使用することができます。

チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 858

SUBSTRATE CONNECTED TO GND

パッケージ

