ELM623FA 18V 20A スイッチ内蔵同期整流 昇圧 DC/DC コンバータ

■概要

ELM623FA は主スイッチ用 MOSFET と同期整流用 MOSFET を内蔵した同期整流型の昇圧スイッチングコンバータ IC です。MOSFET は最大電流 20A、最大電圧 18V で動作します。同期整流方式により低損失動作で高効率なため、放熱設計が容易です。ELM623FA を用い小型で高出力の昇圧電源を容易に構成することができます。入力電圧範囲は 2.7V から 18V と広く、電池駆動だけでなく AC 電源駆動の応用回路にも利用できます。無負荷時の消費電流は 70μA と小さく、電池駆動時の長時間動作を実現できます。スイッチング周波数は外部抵抗の設定により 50kHz から 1MHz まで変えることができます。また動作モードは自動切り替え PSM/PWM モードで動作します。ELM623FA は外部調整可能なソフトスタート機能を有します。保護機能として調整可能なスイッチサイクルごとの最大電流制限機能と過熱保護機能を内蔵しています。ELM623FA のパッケージは小型の 20 ピン 4mmx4mmx0.8mm QFN パッケージです。

■特長

- EN 端子共用による UVLO 電圧調整機能
- 外部抵抗又はコイル DC 抵抗を使った電流検出
- 時間調整可能なソフトスタート
- クロックサイクルごとの電流制限機能
- 18V 9mΩ 20A のパワー MOSFET を 2 個内蔵
- 入力電圧範囲　　: 2.7V ～ 18.0V
- 出力電圧範囲　　: 3.0V ～ 18.0V
- 低消費電流　　: 70μA
- 低スタンバイ電流　　: 3.5μA
- 可変スイッチ周波数　: 50kHz ～ 1MHz
- パッケージ　　: QFN20-4x4x0.8

■用途

- USB タイプ C 及びサンダーボルトポートの給電
- 電池駆動 POS システム
- スマホ急速充電器
- 電子煙草
- 高出力ブルートゥーススピーカー

■推奨動作条件

項目	記号	規格値	単位
入力電圧	Vin	+2.7 ～ +18.0	V
出力電圧	Vout	+3.0 ～ 18.0	V
動作温度	Top	-40 ～ +85	℃

注意：推奨動作条件の範囲外では、機能は保証されません。

■絶対最大定格値

項目	記号	規格値	単位
VH to GND (注1)	Vvh	-0.3 ～ +20.0	V
ISP to GND (注1)	Visp		
ISN to GND (注1)	Visn		
OUT to GND (注1)	Vout		
ISP to ISN (注1)	Visp_isn	-0.3 ～ +0.3	V
PGND to GND (注1)	Vpgnd		
SW to GND (注1)	Vsw	-1 ～ Vout+1	V
50ns 以内のダイナミック Vsw (注1)		-3 ～ Vout+3	V
BST to SW (注1)	Vbst_sw	-0.3 ～ +6.0	V
EN to GND (注1)	Ven	-0.3 ～ +6.0	V
FB to GND (注1)	Vfb		
COMP to GND (注1)	Vcomp		
VCC to GND (注1)	Vcc		
許容損失 (Ta=25 ℃時)(注2, 3)	Pd	2.0	W
保存温度 (注1)	Tstg	-55 ～ +150	℃

注 : 1. 絶対最大定格値を超えるストレスは、デバイスに損傷を与える可能性があります。
2. JESD51-7、4 層 PCB で測定。
3. 許容最大消費電力は、周囲熱抵抗 θja、周囲温度 Ta が含まれる最大接合部温度 Tj_max の関数です。周囲温度での最大許容連続消費電力は、Pd_max =(Tj_max-Ta)/ θja で計算されます。最大許容損失を超えるとチップ温度が上昇し、レギュレータはサーマルシャットダウン状態になります。内部サーマル・シャットダウン回路は、デバイスを恒久的な損傷から保護します。

■セレクションガイド

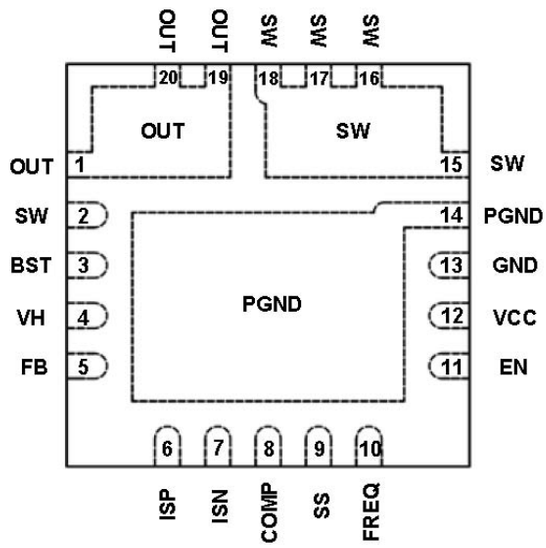
ELM623FA-N

記号		
a	パッケージ	F: QFN20-4x4
b	製品バージョン	A
c	テーピング方向	N: パッケージ ファイル参照

(注) テーピング方向は一種類のみ

ELM623 F A - N
↑ ↑ ↑
a b c

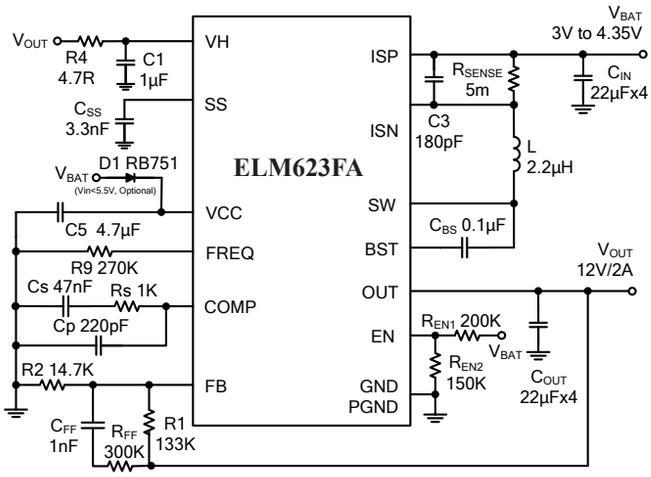
■端子配列図

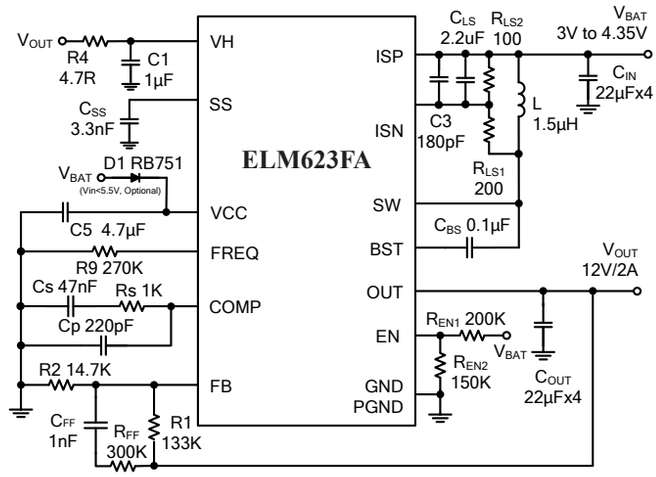


端子説明

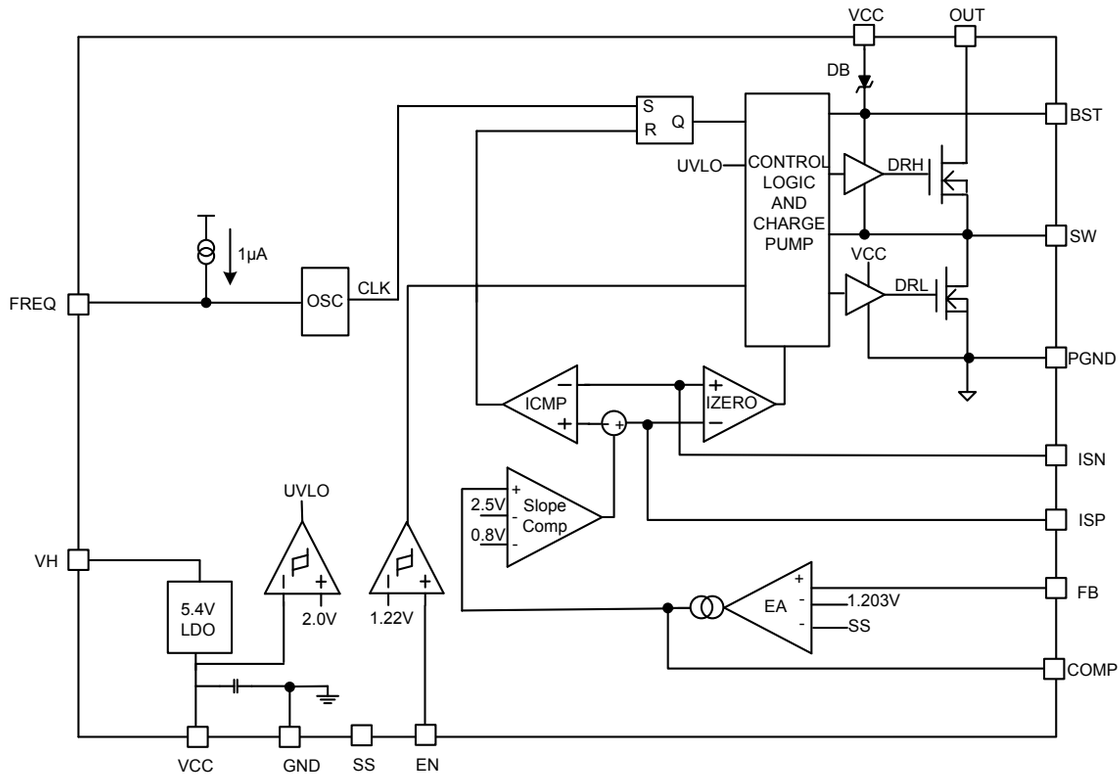
端子番号	端子記号	ピン説明
1, 19, 20	OUT	昇圧出力端子。
2, 15, 16, 17, 18	SW	昇圧コンバータのスイッチング端子、コイル接続端子。
3	BST	ブートストラップコンデンサ接続端子、同期整流MOSFET動作用0.1μFコンデンサをSW端子とBST端子間に接続。
4	VH	内部電源レギュレータの電源入力端子。この端子の動作電圧範囲は 2.7V ～ 18V (最大定格は 20V)。VH 端子と PGND 端子間には 0.1μF のバイパスコンデンサを接続する。 入力電圧が 5.5V 以下の場合はスイッチ MOSFET のゲート駆動電圧を最大にするために VH 端子を昇圧出力端子に接続する。
5	FB	誤差増幅器の入力端子で出力電圧制御のための帰還入力となる。FB端子は出力電圧を決める分圧抵抗の中間点に接続する。
6	ISP	電流検出増幅器のプラス側入力端子。電流検出抵抗は通常昇圧コンバータの入力とコイルの間に直列に挿入される。ISP、ISN 端子の同相入力範囲は 2.5V ～ 20V(最大定格 20V) である。
7	ISN	電流検出増幅器のマイナス側入力。
8	COMP	内蔵のトランスコンダクタンス誤差増幅器の出力端子で帰還ループの位相補償回路が COMP 端子と GND の間に接続される。
9	SS	ソフトスタート機能プログラム端子。外部コンデンサによりソフトスタート時の内部基準電圧立ち上がりを遅らせ、その傾きと同じく昇圧電圧が立ち上がる。推奨値は SS 端子と GND 間に 3.3nF のコンデンサを接続する。
10	FREQ	発振周波数を設定する端子。FREQ と GND 間に接続する抵抗値により 50kHz-1MHz の間で発振周波数を設定する。(Rfrq=270kΩで Fosc=250kHz)。端子をオープンにした場合 460kHz となる。
11	EN	イネーブル入力。EN 端子電圧を 1.22V 以上とすると回路は動作開始する。電圧を 1.10V 以下とすると、動作を停止し待機モードとなる。EN 端子はまた UVLO 低入力電圧動作禁止機能の閾値電圧調整にも使用する。抵抗分割器の中間タップに EN 端子を接続することで UVLO 電圧を設定することができる。
12	VCC	5.4V 内部レギュレータの出力端子、この電源が NchMOSFET のゲートドライブ回路を含むすべての内部回路に使用される。VCC と GND 間には 4.7μF のバイパスコンデンサを接続する。入力電圧が 5.5V 以下の場合は入力電圧端子から VCC 端子にダイオードが必要である。
13	GND	信号グランド端子、全ての内部回路のグランド端子となる。
14	PGND	パワーグランド端子、主スイッチ MOSFET のソースが接続される。この端子は Cin、Cout のコンデンサのマイナス側端子に接続する。

■標準回路図


VOUT
R4
4.7R
C1
1µF
CSS
3.3nF
VBAT
D1 RB751
(Vin<5.5V, Optional)
C5 4.7µF
R9 270K
Cs 47nF
Rs 1K
Cp 220pF
R2 14.7K
CFF
1nF
RFF
300K
R1
133K
VH
SS
VCC
FREQ
COMP
FB
ELM623FA
ISP
ISN
SW
BST
OUT
EN
GND
PGND
RSENSE
5m
C3
180pF
L
2.2µH
CBS 0.1µF
REN1 200K
REN2
150K
VBAT
3V to 4.35V
CIN
22µFx4
VOUT
12V/2A
COUT
22µFx4


VOUT
R4
4.7R
C1
1µF
CSS
3.3nF
VBAT
D1 RB751
(Vin<5.5V, Optional)
C5 4.7µF
R9 270K
Cs 47nF
Rs 1K
Cp 220pF
R2 14.7K
CFF
1nF
RFF
300K
R1
133K
VH
SS
VCC
FREQ
COMP
FB
ELM623FA
ISP
ISN
SW
BST
OUT
EN
GND
PGND
CLS
2.2uF
RLS2
100
L
1.5µH
C3
180pF
RLS1
200
CBS 0.1µF
REN1 200K
REN2
150K
VBAT
3V to 4.35V
CIN
22µFx4
VOUT
12V/2A
COUT
22µFx4

■ブロック図


VCC
OUT
DB
S
R
Q
UVLO
CONTROL
LOGIC
AND
CHARGE
PUMP
DRH
DRL
VCC
BST
SW
PGND
ISN
ISP
FB
COMP
1µA
FREQ
OSC
CLK
ICMP
IZERO
2.5V
0.8V
Slope
Comp
UVLO
2.0V
1.22V
VH
5.4V
LDO
EA
1.203V
SS
VCC
GND
SS
EN

■電気的特性

特に指定なき場合、Vh=12V、Visp=Visn=3.6V、Ven=2V、Top=25℃

項目	記号	条件	Min.	Typ.	Max.	単位
電源 & イネーブル						
入力電源電圧	Vin		2.7		18.0	V
出力電圧	Vout		3		18	V
リニアレギュレータの出力電圧	Vcc	6V<Vh<18V	5.1	5.4	5.7	V
低電圧ロックアウト・閾値	UVLO	Vh=Vcc 立ち上がり		2.0	2.5	V
		Vh=Vcc 立ち下がり		1.8		
EN端子オン閾値	Ven_on	Ven 立ち上がり, デバイスオン	1.120	1.220	1.320	V
EN 端子 オフ閾値	Ven_off	Ven 立ち下がり, デバイスオフ		1.10		V
EN端子入力電流	Ven_in	Ven=2V		100		nA
VH への静止動作電流	Ivh	Vfb=1.25V, スイッチングなし		70	100	μA
シャットダウン電流	Is	Ven=0V		3.5	10.0	μA
エラー アンプ						
フィードバック電圧	Vfb	PWM モード	1.185	1.203	1.221	V
		軽負荷 PSM モード		1.211		
フィードバック電流	Ifb	Vfb=1.22V	-100	1	+100	nA
エラーアンプトランスコンダクタンス	Iea/Vtd	Vcomp=1.6V		1.3		mA/V
COMP 端子クランプ電圧	Vcomp	Hi クランプ電圧 , VFB=1.1V		3.0		V
		Hi クランプ電圧 , VFB=1.3V		0.4		
電流センスアンプ						
最大電流検出閾値	Vmce	ΔV(isP-isN)	90	100	110	mV
ゼロ電流検出閾値	Vzce	ΔV(isP-isN)		0		mV
ISP/ISN 電流センス入力電流	Iisp/isn	VisP=VisN=3.6V		10	20	μA
ISP/ISN 電流センス入力範囲	Visp/isn		2.7		30.0	V
発振周波数						
発振周波数	Fosc	Rfreq=220kΩ	240	300	360	kHz
		Rfreq オープン		460		
最大デューティサイクル	Dmax			93		%
最小オン時間	Tmin			200		ns
電源スイッチ						
ローサイド主スイッチオン抵抗	Rds(on)_L			9		mΩ
ハイサイドスイッチオン抵抗	Rds(on)_H			9		mΩ
スイッチリーク電流	Ileak	Ven=0V, Vsw=18V 及び 0V		1	20	μA
サーマルシャットダウン						
サーマルシャットダウン閾値	Tsd			160		℃
サーマルシャットダウンヒステリシス	Tsh			35		℃

■動作説明(ブロック図参照)

ELM623FA は主スイッチ用と同期整流用にオン抵抗 9mΩの MOSFET2 個を内蔵した同期整流型の昇圧スイッチングコンバータです。3.0V から 18.0V まで 25W を出力できます。MOSFET は最大電流 20A と最大電圧 18V で動作できます。出力電圧制御は固定周波数電流モードパルス幅変調 (PWM) 制御方式です。スイッチング周波数は RFRQ 端子に接続する外部抵抗の値により 50kHz から 1MHz まで変えることができます。RFRQ 端子をオープンにした場合は周波数 460kHz で動作します。PWM 制御回路動作は発振クロック周期の最初にローサイドスイッチ (主スイッチ) をオンし、同時に誤差増幅器が FB 端子のフィードバック電圧を内部の 1.203V 基準電圧との誤差を増幅します。ローサイドスイッチはコイル電流を監視する電流検出増幅器の出力が基準値に達したときにオフします。ローサイドスイッチがオフした後にハイサイド同期整流用 MOSFET がオンし次のクロック周期の始まりでオフあるいはそれ以前でもコイル電流がゼロになる時オフします。ローサイドスイッチがオンし電源からの電圧を印加されたコイルは入力電圧 Vin とインダクタンス値 L から決まる傾き Vin/L でコイル電流が増加し、その間コイルに磁気エネルギーが蓄積されます。その期間は充電された出力コンデンサが負荷に出力電流を供給し、ローサイドスイッチが PWM 制御のコンパレータ出力によりオフしたときに、コイルは同期整流 MOSFET を経由して蓄積したエネルギーを出力コンデンサに補充すると同時に負荷にも電流を供給します。この動作がクロック周期で繰り返されます。軽負荷の場合はクロックパルスを間引いて効率を改善します。軽負荷時には FB 端子が 1.211V 以下になった時のみスイッチ動作を行います。ELM623FA は内部傾き補償を行いピーク電流制御で 50% 以上のデューティ時に起きるサブハーモニック発振を防止します。また電流測定抵抗による損失を避けてコイルの直流抵抗を利用した電流検出も可能です。安全機能として調整可能なスイッチサイクルごとの最大電流制限機能と過熱保護機能を内蔵しています。

■応用回路情報

外部部品の選択は負荷の状況に依存します。最初にスイッチング周波数、次にコイルと電流検出抵抗、最後に入力コンデンサ、出力コンデンサを選択します。

■スイッチング周波数の選択

最初に昇圧コンバータのスイッチング周波数を決めます。周波数を高くするか低くするかを決めるには性能とコストのトレードオフが必要です。一般に高い周波数を使用すれば小さい体積のコンバーターを実現できます。低い周波数に比べて周波数が高いほど、コイルのインダクタンスを小さく、出力コンデンサ容量を小さくすることができるためです。スイッチング周波数は必要な入力電圧と出力電圧から決まる最少オン時間によっても制限されます。最少オン時間、Ton(min)(200ns(typ.)) は内部回路がローサイドスイッチをオンしてピーク電流制御のためのコイル電流測定を正確に実行するのに必要な最短の時間です。許容される最高スイッチング周波数を決めるには、最大入力電圧を式 - 1に代入して連続電流モードのデューティサイクルを見積もることが必要です。

$$\mathrm{fosc(max)} = \frac{\mathrm{D(min)}}{\mathrm{ton(min)}} = \frac{\dfrac{\mathrm{Vout - Vin(max)}}{\mathrm{Vout}}}{\mathrm{200ns}} \qquad (\text{式 - 1})$$

FREQ 端子に接続する抵抗の値を求めるには、図 -1 の FREQ 抵抗とスイッチング周波数のグラフを使います。

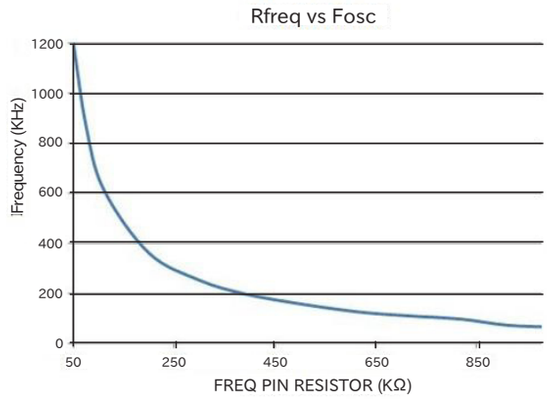


図 -1. スイッチング周波数対 FREQ 端子抵抗値。

■入力コンデンサの選択

入力のデカップリングのために高周波特性の良い 0.1μF のセラミックコンデンサと10μF 以上の X5R 或いは、X7R のセラミックコンデンサを VIN 端子とパワーグランド PGND 端子間に接続します。場合によってはさらに追加のコンデンサを入力リップル低減、過渡応答改善 EMI 防止のために接続します。Cin の容量値は電源インピーダンスに関係します。一般的に高いインピーダンスを持つ電源には大きな入力コンデンサが必要です。また必要な入力コンデンサの容量はデューティサイクルにも依存します。高出力電流で高デューティサイクルサイクルの場合には、大きな入力電源容量すなわち大きな DC 電流値と大きなリプル電流値を必要とします。入力コンデンサの耐圧は最大入力電圧に対して余裕を持つ値とします。

■コイルの選択

コイルの選択は定常負荷動作、過渡応答特性、制御ループ安定性に影響します。これらの特性はスイッチング電源の設計に於ける重要な点です。検討すべき3つの最も重要なコイルの特性はインダクタンス、直流抵抗値 (DCR) と電流飽和特性です。昇圧回路では、平均のコイル電流は入力電流に等しくなります。コイルとコンバーターの平均電流の最大値は出力負荷の最大値、コンバータの効率η、入力電圧の最小値 (Vin(min))、出力電圧 (Vout) に依存します。コイルの飽和電流値はある程度のマージンを乗せてコイルの最大電流よりも大きくする必要があります。最大平均コイル電流は以下の式 - 2で計算できます：

$$I_l(max) = I_{out}(max) \times \frac{V_{out}}{V_{in}(min) \times \eta} \qquad (式 - 2)$$

例えば出力 12V 2A 効率 90%の場合、入力電圧 3V としてコイルを流れる平均電流は 8.9A となります。

コイルのインダクタンスはコイルのリップル電流に影響します。記号ΔIl でリップル電流のピークツーピーク値をあらわすとします。コイルのリップル電流は出力コンデンサでフィルターされる出力電圧リプルに影響します。従ってコイルのリップル電流が大きい場合は出力コンデンサの値の決定に大きく影響します。中負荷、軽負荷のときΔIl が大きければ非連続動作モード (DCM) になります。コイルのリップル電流ΔIl は大きなインダクタンス値、高い動作周波数、高い入力電圧の条件のいずれかで小さくなります。以下の式 - 3によりコイルリップル電流が計算できます。

$$\Delta I_l = \frac{V_{in}}{f_{osc} \cdot L} \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \qquad (式 - 3)$$

より大きな△Il を許容すると小さいインダクタンスのコイルを使用できます。しかしその場合より大きな電圧リプルと大きなコア損失を覚悟しなければなりません。リプル電流の設定に於いて最初は Il(max) 値の 0.3 ～ 0.5 倍とするのが適当です。

ELM623FAは1μH から 10μH のコイルで最適な動作をするように設計されています。この範囲外のコイルでは特別な条件となり、注意深く使用する必要があります。

■ISP と ISN 端子

ELM623FA の電流検出の方法はディスクリート抵抗素子とコイルの直流抵抗 (DCR) のどちらも使用できます。どちらを選ぶかはコスト、電力損失、精度との設計上の判断です。DCR 検出は電流検出用抵抗が不要、検出抵抗でのロスがなく、大電流用の応用回路では良く利用されます。一方、電流検出抵抗を使うとより正確な電流制限動作が可能です。

ISP と ISN 端子は電流検出増幅器の入力です。電流検出増幅器の同相入力範囲は 2.7V から 18V です。電流検出抵抗は通常電源入力側にコイルと直列に挿入されます。ISP 端子は同時に電流コンパレータの電源の供給端子になります。ISP 端子には通常作時に 10 ～ 30μA が流れます。ISN 端子には 10uA のバイアス電流が流れ込みます。電流検出の配線は図 - 2 に示すようにケルビンセンス配線が必要です。図 - 3b のようにコイル DCR 検出を利用する場合は検出抵抗 R1 はスイッチングノードの近くに配置してください。ノイズフィルターのコンデンサ C1 は高感度の小信号ノードへのノイズを防ぐため ELM623FA の近くに配置します。

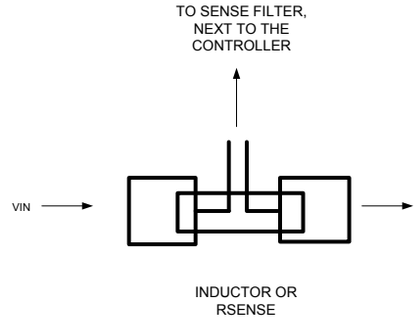
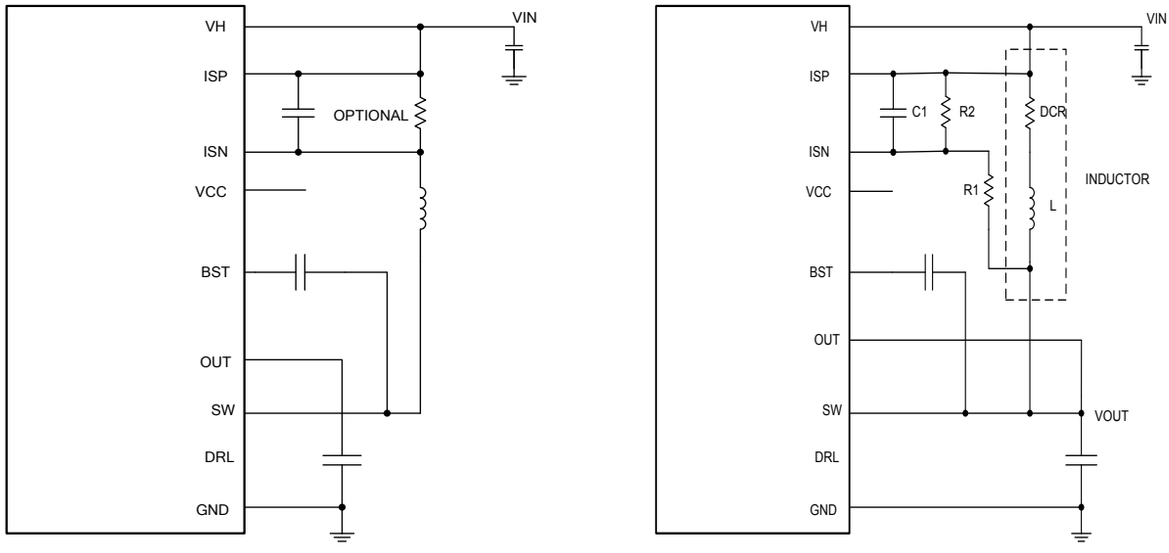


図 - 2. コイル DCR またはセンス抵抗によるセンス配線の配置。



(3a) 電流検出抵抗を使用する。　(3b) コイル DCR を使用して電流を検出する。

図 - 3. 2 つの電流検出方法。

■電流検出抵抗

ディスクリート抵抗素子を使った検出回路を図 - 3a に示します。R sense は必要な最大平均電流から決定されます。電流検出コンパレータは 100mV(typ.) と 90mV(min.) の最大電流検出検出閾値を持ちます。電流検出コンパレータの検出閾値によりコイルの最大ピーク電流が決まり、それにより最大コイル平均電流 I_L(max) が決まります。これはリップル電流のピークツーピーク値 ΔI_L の 1/2 だけ電流最大値より小さい値です。式－ 4 により電流検出抵抗値を求めます。

$$Rsense = \frac{Vsensemax}{Ilmax + \frac{\Delta Il}{2}} = \frac{90mV}{Ilmax + \frac{\Delta Il}{2}} \qquad (式 - 4)$$

R_{sense} は電流モード制御のループ利得にも影響します。3m ～ 20mΩの範囲で選択してください。

■コイルDCR検出

高負荷電流時に最高効率が必要な応用回路では ELM623FA は図 - 3b に示すコイル DCR に発生する電圧降下を検出することができます。DCR 電流検出では検出抵抗における電力ロスをなくすことで 2 ～ 3% の効率改善が可能です。検出回路の RC 時定数とコイルの時定数を同じにして周波数応答をフラットにすることができます。外部回路の R1//R2*C1 時定数が L/DCR 時定数に正確に等しい場合外部コンデンサ C1 の両端の電圧はコイル DCR の両端電圧の R2//(R1+R2) 倍に等しくなります。DCR が設定したい抵抗値よりも大きいときに R2 によりスケーリングできます。DCR が 5mΩより小さい大電流コイルの場合は R2 を使用しない。この外部フィルタ回路の設計にはコイルの DCR 値が必要です。精度の良い LCR メーターで測定可能ですが、DCR の値は一定でなく、製造ばらつき、温度によっても変動することに注意が必要です。コイルメーカーのデータシートの確認も必要です。コイルの説明の項で示したコイルのリップル電流値を使った等価電流検出抵抗値の計算式を式 - 5 に示します。

$$Rsense(equiv) = DCR \cdot \frac{R2}{R1+R2} = \frac{Vsensemin}{Ilmax + \frac{\Delta Il}{2}} = \frac{90mV}{Ilmax + \frac{\Delta Il}{2}} \qquad (式 - 5)$$

ISN、ISP 端子の 10μA(typ.) 入力電流による誤差を少なくするために R1//R2 の値は 200Ω程度を推奨されます。C1 は式－ 6 から求められ 100nF から 10μF の範囲とします。

$$C1 = \frac{L}{DCR \cdot R1//R2} = \frac{L}{DCR} \cdot \frac{R1+R2}{R1 \cdot R2} \qquad (式 - 6)$$

■低入力電圧時保護回路 (UVLO) の設定

EN 端子電圧が 1.22V(typ.) 以上のとき ELM623FA は通常動作をします。また EN 端子電圧が 1.10V 以下のときシャットダウンモードとなります。シャットダウンモードでは電源端子からの消費電流は 5μA 以下となります。UVLO 動作電圧調整には EN 端子を使います。図 - 4 に示すように、Vin と GND 間の電圧分割抵抗回路で UVLO 動作電圧を設定します。GND 側の抵抗 Ruvlo_bot は分圧器の電流が 10μA 以上となるように、10kΩから 200kΩの範囲で選択します。通常は Rlvlo_bot は 100kΩが推奨されます。Vin 側の抵抗 Rlvlo_top は必要な VIN 端子の Vstart 電圧から決まります。式 -7 にて Rlvlo_top1 の値が計算できます。

$$Ruvlo_top = Ruvlo_bot \times \left(\frac{Vstart}{Ven} - 1 \right) = 100k\Omega \times \left(\frac{Vstart}{1.22V} - 1 \right) \quad (式 - 7)$$

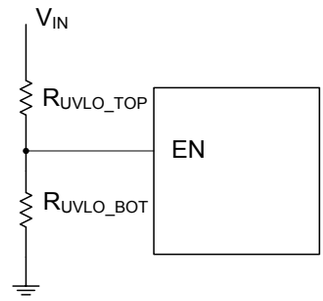


図 - 4. 入力 UVLO の設定。

■ブートストラップコンデンサの選択

X5R または X7R クラスの 10nF ～ 1μF のセラミックコンデンサが BST 端子と SW 端子の間に必要です。このコンデンサはハイサイド側の MOSFET1 をオンさせるための電圧を供給します。

■内部VCC用低ドロップアウト電圧レギュレータ

ELM623FA は内部に Pch 低ドロップアウトリニアレギュレータ (LDO) を持ち VH 端子からの入力電圧を安定化して内部回路に供給し VCC 端子に出力します。VCC 電源はゲートドライバ回路など内部回路の電源として使用されます。電流供給能力は 20mA で VCC 端子は 10V 以上の耐圧を持つ容量 1μF ～ 4.7μF の X5R グレード以上のセラミックコンデンサがバイパス用に必要です。バイパスコンデンサは MOSFET のゲートドライバに必要な過渡電流容量を確保するため必要です。VCC の低電圧検出回路は、VCC が 2V(typ.) 以下のときパワースイッチと PWM 制御回路を停止し誤動作から保護します。

■出力コンデンサの選択

昇圧コンバータの出力電流は間欠電流です。そのため出力コンデンサ Cout が出力リプル電圧の低減と電源ラインの高 di/dt パスの平滑化のために必要です。X5R または X7R のセラミックコンデンサを VOUT 端子と PGND 端子の間にできるだけ短い配線で接続することが必要です。ESR(等価直列抵抗）と容量値は出力リプル電圧の要求値により決定します。単相昇圧コンバータの定常的リプル電圧は出力コンデンサ容量を充放電することにより発生し、その値は式 - 8 で与えられます。この値は出力コンデンサの ESR を考慮していません。

$$\triangle Vout = \frac{Ioutmax \times Dmax}{Cout \times fosc} = \frac{Iout(max) \times \frac{Vout - Vin(min)}{Vout}}{Cout \times fosc} \qquad (式 - 8)$$

ここで Cout は出力コンデンサです。

例えば最低入力 3V から 5V 標準の出力を得るとして、600kHz のスイッチング周波数の場合、50mV 出力リプル電圧 (Vout の 1%）を最大出力電流 4A で実現するには、以下のように式 - 9 から出力コンデンサの値は 53μF となります。

$$Cout \geqq \frac{Ioutmax \times Dmax}{\triangle Vout \times fosc} = \frac{4A \times \frac{5V - 3V}{5V}}{5V \times 1\% \times 600kHz} = 53\mu F \qquad (式 - 9)$$

複数コンデンサの並列接続は ESR の要求と RMS 電流容量の要求を満たすため必要な場合があります。セラミックコンデンサは優れた低 ESR 特性を持つが、最終的に有効容量に大きく影響する DC バイアス特性を持ちます。容量ディレーティングを経年変化、温度変化、DC バイアスに対し検討し最少容量の増加が必要となります。耐圧規格は出力リプル電圧と過渡応答でのオーバーシュートを考慮し、少し余裕が必要です。この例では 5mΩESR、22μF、25V x 4 個のセラミックコンデンサが使用されます。40% ディレーティングをして 52.8μF で、ほぼ計算上の最小値に等しいです。

■出力電圧の設定

ELM623FA の出力電圧は図 - 5 に示すように、出力と交差するように注意深く配置された外部フィードバック抵抗分割器により設定されます。コイルや SW 端子の配線の様なノイズ源から VFB 配線は離れて引き回すよう気をつけなければなりません。FB 端子への配線はノイズを拾わないように最短距離とする必要があります。FB 端子の標準電圧は 1.203V で、出力電圧の最大値は 18V です。分圧抵抗器の GND 側 Rfb_bot 抵抗値は分圧器の電流が 6μA またはそれ以上となるように、10kΩから 200kΩの範囲で選択します。標準値は 100kΩです。Vin 側の Rfab_top の抵抗値は必要な出力電圧 Vout により決まります。以下の式 - 10 により計算できます。

$$Rfb_top = Rfb_bot \times \left(\frac{Vout}{Vfb} - 1\right) = 100k\Omega \times \left(\frac{Vout}{1.203V} - 1\right) \qquad (式 - 10)$$

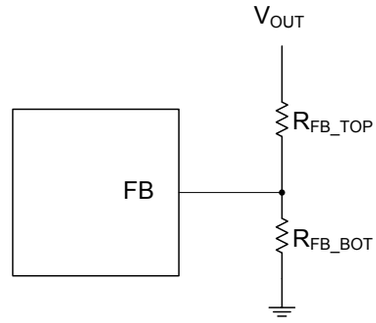


図 - 5. 出力電圧の設定 .

■制御ループの位相補償

COMP 端子に接続される直列 Rs-Cs フィルタは主な極ーゼロのループ補償です。抵抗 Rs とコンデンサ Cs は補償用ゼロを生成します。この 2 個の部品と並列接続される Cp は補償用の極を生成します。昇圧コンバータでは、最大クロスオーバー周波数は右半面ゼロ (RHPZ) により制限されます。位相補償の設計は RHPZ が最低周波数となる最低入力電圧での最大負荷条件で行います。クロスオーバー周波数は RHPZ 周波数の 1/4 以下となるように決められます。

表 -1 はコイルと入力出力電圧の組み合わせた条件で安定する Rs、Cs と Cp の値を示しています。応答速度を速めるためには Rsを大きくするとバンド幅を拡大できます。また小さ目の Cs の値は位相余裕を更に確保できます。これらの調整は付加過渡応答特性を測定しながら行います。

表 1. 位相補償回路定数の推奨値

応 用	Iout_max	Fsw	インダクタ	Rsense	Cin	Cout	Rs	Cs と Cp
1 セルステップアップ：5V Vin 範囲：3V ～ 4.35V	5A	250kHz	1.5μH Isat=18A	5mΩ	4*22μF 16V	4*22μF 16V	1kΩ	Cs=47nF Cp=220pF
1 セルステップアップ：9V Vin 範囲：3V ～ 4.35V	3A	250kHz	1.5μH Isat=18A	5mΩ	4*22μF 25V	4*22μF 25V	1kΩ	Cs=47nF Cp=220pF
1 セルステップアップ：12V Vin 範囲：3V ～ 4.35V	2A	250kHz	1.5μH Isat=18A	5mΩ	4*22μF 25V	4*22μF 25V	1kΩ	Cs=47nF Cp=220pF
2 セルステップアップ：12V Vin 範囲：6V ～ 8.40V	2A	250kHz	1.5μH Isat=18A	5mΩ	4*22μF 25V	4*22μF 25V	1kΩ	Cs=47nF Cp=220pF

■熱設計

薄型で微細ピッチの表面実装パッケージ IC の実装設計では熱設計に特に注意が必要です。熱伝導、エアフロー、ヒートシンクの追加、対流、他の発熱部品の存在などがこの IC の熱損失制限値に影響します。放熱特性の良い熱設計の要点を以下に 3 つあげます：

- PCB 設計時に消費電力の許容度を大きくします
- 部品の PCB への熱結合を良くします
- 装置内冷却にエアフローを用います。

ELM623FA の最大接合温度 (Tj(max)) は 160℃です。悪い条件下でも 145℃を超えないようにします。20 ピン QFN の熱抵抗は θja = 50℃ /W です。従って周囲温度の最高値を 85 度とすれば 20 ピン QFN の最大電力損失は、式ー 11 に示すように、約 1W となります。最大周囲温度が低ければさらに更に大きな電力損失が可能になります。

$$Pd(max) = \frac{Tj(max) - Ta}{\theta ja} = \frac{145^{\circ}C - 85^{\circ}C}{50^{\circ}C/W} = 1.2W \qquad (式 - 11)$$

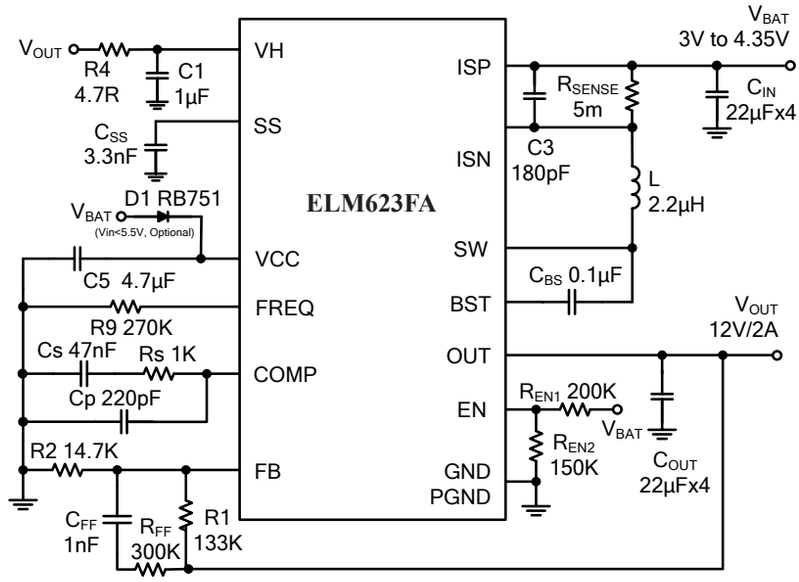
■PCB パターン設計の注意点

ELM623FA を使って昇圧コンバータを設計する場合、特に高い電圧、大電流の応用では、PCB パターン設計が非常に重要です。高周波ノイズの輻射 (EMI) を防ぐためには高周波スイッチング配線のパターン設計が重要となります。EMI や電源不安定化を防ぐために、SW ピンに接続される配線パターンと GND 面との間の結合が最少となるように PCB パターン長さ面積を最小にします。

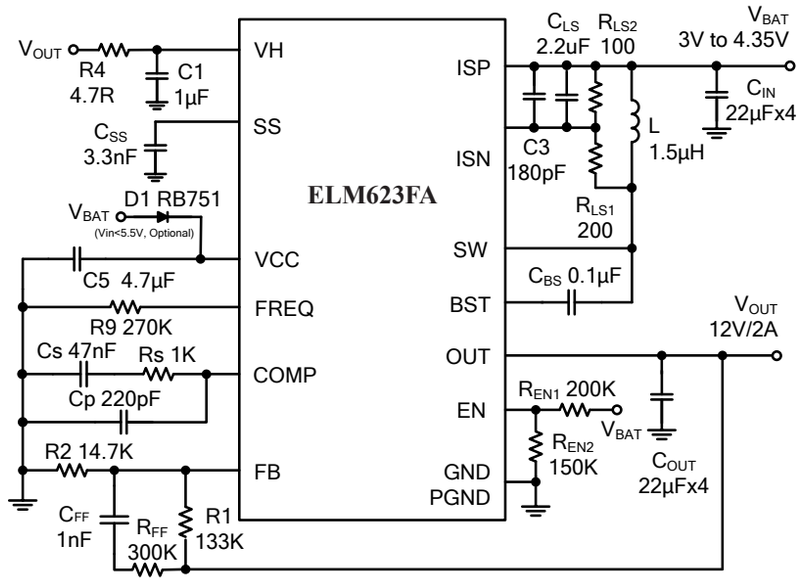
1. EMI 防止と電源の効率向上のため入力コンデンサの GND、出力コンデンサの GND と PGND 端子を高周波インピーダンスを減らすため同じ GND パターン上で接続します。
2. GND と PGND は分割し一点接続として GND へのノイズ結合を減らします。ELM623FA 評価ボードの PCB パターン引き回しを参照してください。
3. ISP と ISN へ接続する配線パターンは差動入力としてコモンモードノイズを防ぐように相互にシールドするようにします。電流制限回路の誤動作を防ぐために SW 端子の配線とは結合しないように出来るだけ離します。正確な電流検出のために電流検出抵抗や DCR 検出回路はケルビン接続します。
4. スイッチングノード (SW、PGND) とブートストラップノード (BST) は高感度な小信号ノードから離して配置します。

■アプリケーション回路図

• 1 - セル アプリケーション：

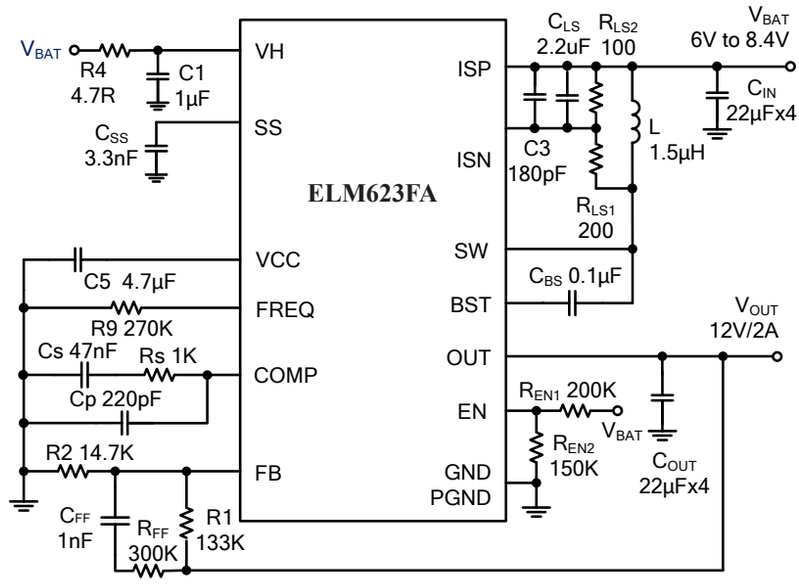


電流検出抵抗



インダクタの直流抵抗による電流検出

• 2 - セル アプリケーション：



インダクタの直列抵抗による電流検出

■マーキング

マーク	内容
MT5087	製品コード
a ～ e	ロット番号

EVB BOM 一覧

数量	部品名	値		説 明	パッケージ
4	Cin	22μF		セラミックコンデンサ, 16V, X5R	0805
4	Cout	22μF		セラミックコンデンサ, 30V, X5R	0805
1	L	1. L センス用 1.5μH 2. R センス用 2.0μH		MHC106030-1R5M-R8, 15mΩ, 18A(SAT), 9.5A(RMS) MHC106030-2R2M-R8, 20mΩ, 14A(SAT), 8.5A(RMS)	SMD
1	R1	133kΩ		抵抗, ±1%	0603
1	R2	Vout=5V	42.2kΩ	抵抗, ±1%	0603
		Vout=9V	20.5kΩ		
		Vout=12V	14.7kΩ		
		Vout=20V	8.45kΩ		
1	Rff	300kΩ		抵抗, ±5%	0603
1	R4	4.7Ω		抵抗, ±5%	0603
1	Rs	1kΩ		抵抗, ±1%	0603
1	Ren1	156kΩ		抵抗, ±5%	0603
1	Ren1	200kΩ		抵抗, ±5%	0603
1	Ren2	150kΩ		抵抗, ±5%	0603
1	R9	270kΩ		抵抗, ±5%	0603
1	Rsense	5mΩ		抵抗, ±1%	1206
1	Rls1	200Ω		抵抗, ±1%	0603
1	Rls2	100Ω		抵抗, ±1%	0603
1	C1	1μF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	C3	180pF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	C5	4.7μF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	Cff	1nF		セラミックコンデンサ 10V, X5R	0603
1	Css	3.3nF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	Cbs	0.1μF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	Cls	2.2μF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	Cs	47nF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	Cp	220pF		セラミックコンデンサ, 10V, X5R	0603
1	D1	RB751		ダイオード, RB751	
1	電源 IC	ELM623FA		昇圧DC / DC コンバータ	QFN20-4x4