

内部MOSFET、 高集積、25A、広入力レンジ ステップダウンレギュレータ

概要

MAX8655の同期PWM/バックレギュレータは4.5V~25Vの入力で動作し、最大25Aの負荷で0.7V~5.5Vの可変出力電圧を生成します。内蔵のパワーMOSFETは小さな実装面積を持っており、レイアウトを容易にし、またEMIを減らします。基板の配線パターンインダクタンスを取り除くことによって、高周波で最大の効率を保証します。

MAX8655は、調節可能な(200kHz~1MHz)一定のスイッチング周波数を使用したピーク電流モード制御のアーキテクチャを使用しており、外部同期することができます。MAX8655の調節可能な電流制限は、効率を改善するためのインダクタのDC抵抗、あるいはより高精度にするための外部検出抵抗を使用します。フォールドバックタイプの電流制限は、厳しい過負荷または短絡条件での電力損失を減らすのに利用することができます。リファレンス入力は、高精度の外部リファレンスあるいはDDRとトラッキングアプリケーションの用途に提供されます。

従来の降圧レギュレータは、ソフトスタートの際に出力コンデンサを放電し、出力で負電圧を発生して負荷に損傷を与えることがあります。モノトニックスタートアップは、予めバイアスされた出力への安全なスタートを提供します。

180°逆位相の同期出力は、他のMAX8655との同期に利用することができます。

イネーブル入力は、オン/オフの制御と出力シーケンスを容易にするために提供されます。設定が可能な過電圧保護用の出力電圧検出機能が用意されており、出力の過電圧保護を強化するためにフィードバック回路から独立しています。

全体として、MAX8655は、電源設計をしたことがないエンジニアも含めて、経験豊かなユーザに十分な設計の簡素化と自由度を与えます。

アプリケーション

PoL電源
テレコミュニケーション電源
ネットワーキング
非絶縁のDC-DC電源モジュール
サーバとワークステーション
ノートパソコン
IBA電源

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8655ETN+	-40°C to +85°C	56 TQFN-EP* (8mm x 8mm)

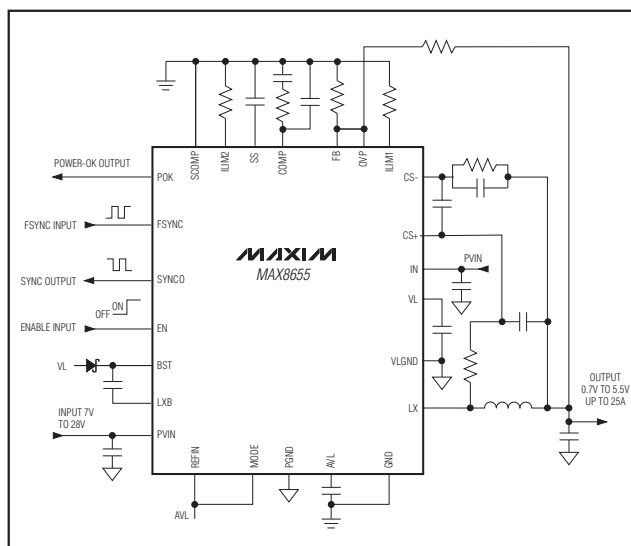
+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

*EP = エクスポーズドパッド

特長

- ◆ 出力電流：25A
- ◆ パワーMOSFET内蔵
- ◆ 電源電圧範囲：4.5V~25V
- ◆ 全温度範囲で1%のFB電圧精度
- ◆ 最低0.7Vまでの調節可能な出力電圧
- ◆ 調節可能な200kHz~1MHzのスイッチング周波数と外部同期
- ◆ 高精度の電流シェアリングによる多相動作
- ◆ 180°の位相シフト同期
- ◆ 調節可能な過電流制限
- ◆ 可変スローブ補償
- ◆ 選択可能な電流制限モード：ラッチオフまたは自動復帰
- ◆ スタートアップ時のプリバイアスされた出力へのモノトニックな出力電圧上昇
- ◆ DDRアプリケーション用の出力ソースと電流シンク
- ◆ イネーブル入力
- ◆ パワーOK (POK)出力
- ◆ 可変ソフトスタート
- ◆ 独立して可変の過電圧保護

標準動作回路



ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PVIN, IN, EN to GND -0.3V to +30V
 BST to LXB -0.3V to +7.5V
 LX, LXB to GND (-2.5V for < 50ns transient) -1V to +30V
 ILIM2, ILIM1, SYNCO, FSYNC, OVP,
 SCOMP to GND -0.3V to (V_{AVL} + 0.3V)
 VL to PGND -0.3V to +7.5V
 AVL, FB, POK, COMP, SS, MODE, REFIN to GND .. -0.3V to +6V
 CS+, CS- to GND -0.3V to +6V
 PGND to GND to VLGND -0.3V to +0.3V

Operating Junction Temperature Range -40°C to +125°C
 Junction Temperature +150°C
 θ_{JC} (thermal resistance from
 junction to exposed pad) (Note 1) 3.5°C/W
 θ_{JT} (thermal resistance from junction to the top) 3.9°C/W
 $I_{LX(RMS)}$ 27A
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s) +300°C

Note 1: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to japan.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

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_{IN} = 12V, V_{BST} - V_{LX} = 6.5V, T_A = -40°C to +85°C, circuit of Figure 4, typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PVIN Operating Voltage Range		3		25	V
IN Operating Voltage Range	V _L = IN for V _{IN} < 7V	4.5		25.0	V
IN Quiescent Supply Current	V _{FB} = 0.75V, no switching		2	3	mA
Shutdown Supply Current	EN = GND, V _{IN} ≤ 28V			10	μA
	I _{IN} + I _{VL} + I _{AVL} , EN = GND, V _{AVL} = V _{VL} = V _{IN} = 5V			32	
PVIN Shutdown Supply Current	V _{PVIN} = V _{LX} = V _{BST}		1		μA
AVL Undervoltage-Lockout Threshold	V _{AVL} rising, 3% typical hysteresis	3.90	4.15	4.40	V
Output-Voltage Adjust Range	Minimum output voltage is limited by minimum duty cycle and external components	0.7		5.5	V
VL Regulation Voltage	7V < V _{IN} < 28V	6.0	6.5	7.0	V
AVL Regulation Voltage	5.5V < V _{VL} < 7V, 1mA < I _{LOAD} < 10mA	4.900	4.975	5.050	V
AVL Output Current		10			mA
SOFT-START					
SS Shutdown Resistance	From SS to GND, V _{EN} = 0V		20	100	Ω
SS Soft-Start Current	V _{REF} = 0.625V	18	23	28	μA
REFIN INPUT					
REFIN Dual Mode™ Threshold		V _{AVL} - 1.0V		V _{AVL}	V
REFIN Input Bias Current	V _{REFIN} = 0.7V to 1.5V	-250		+250	nA
REFIN Input Voltage Range		0		1.5	V

Dual ModeはMaxim Integrated Products, Inc.の商標です。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $V_{BST} - V_{LX} = 6.5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, circuit of Figure 4, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
ERROR AMPLIFIER						
FB Regulation Voltage	REFIN = AVL		0.693	0.7	0.707	V
	VREFIN = 0.7V to 1.5V		VREFIN - 0.00375	VREFIN	VREFIN + 0.00375	
Transconductance			70	110	160	μS
COMP Shutdown Resistance	From COMP to GND, VEN = 0V		20		100	Ω
FB Input Leakage Current	VFB = 0.7V		5		50	nA
FB Input Common-Mode Range			-0.1		+1.5	V
CURRENT-SENSE AMPLIFIER						
Voltage Gain	VCS+ - VCS- = 30mV	VOUT = 0 to 5.5V	12		V/V	
		Part to part variation at TA = +85°C	-4		+4	%
CURRENT LIMIT						
Peak Current-Limit Threshold (VCS+ - VCS-)	RILIM1 = 24kΩ		27.2	32	36.8	mV
	ILIM1 = AVL		60	80	92	
Negative Current Limit	% of valley current limit		-90	-120	-150	%
CS+, CS- Input Bias Current	VCS+ = VCS- = 0 or 5.5V		-25		+25	μA
CS+, CS- Input Common-Mode Range			0		5.5	V
SLOPE COMPENSATION						
Slope Compensation at Maximum Duty Cycle	VSCOMP = 2.5V		231.25	250.00	268.75	mV
	VSCOMP = 1.25V		113.77	123.00	132.23	
	SCOMP = AVL		231.25	250.00	268.75	
	SCOMP = GND	TA = 0°C to +85°C	113.77	123.00	132.23	
		TA = -40°C to +85°C	110.70	123.00	132.23	
SCOMP High Threshold					VAVL - 0.5	V
SCOMP Low Threshold			0.5			V
SCOMP Adjustment Range			1.25		2.50	V
SCOMP Input Leakage Current	VSCOMP = 1.25V to 2.5V		5		200	nA

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $V_{BST} - V_{LX} = 6.5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, circuit of Figure 4, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OSCILLATOR					
Switching Frequency	$R_{FSYNC} = 21.0k\Omega$	800	1000	1200	kHz
	$R_{FSYNC} = 143k\Omega$	160	200	240	
Minimum Off-Time	Measured at LX		235		ns
Minimum On-Time	Measured at LX		75	100	ns
FSYNC Synchronization Range		160		1200	kHz
FSYNC Input High Pulse Width		100			ns
FSYNC Input Low Pulse Width		100			ns
FSYNC Rise/Fall Time				100	ns
SYNCO Phase Shift			180		Degrees
SYNCO Output Low Level	$I_{SYNCO} = 5mA$			0.4	V
SYNCO Output High Level	$I_{SYNCO} = -5mA$	$V_{AVL} - 1V$			V
FSYNC Input Low				0.4	V
FSYNC Input High		2.5			V
THERMAL PROTECTION					
Thermal Shutdown	Rising temperature		+160		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Hysteresis			15		$^{\circ}C$
POK					
POK Threshold	$REFIN = AVL$, V_{FB} rising, typical hysteresis is 3%	629	650	671	mV
	$V_{REFIN} = 0.75V$ to $1.5V$, V_{FB} rising, typical hysteresis is 3%	88.7	91.7	94.7	%
POK Output Voltage, Low	$V_{FB} = 0.6V$, $I_{POK} = 2mA$		25	200	mV
POK Leakage Current, High	$V_{POK} = 5.5V$			1	μA
OVP					
OVP Threshold Voltage	$REFIN = AVL$	770	800	840	mV
	$V_{REFIN} = 0.7V$ to $1.5V$	110	115	120	%
OVP, Leakage Current, High	$V_{OVP} = 0.8V$			500	nA
MODE CONTROL					
MODE Logic-Level Low	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$			0.4	V
MODE Logic-Level High	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$	1.8			V
MODE Input Current	$V_{MODE} = 0$ to V_{AVL}	-1		+1	μA
SHUTDOWN CONTROL					
EN Logic-Level Low	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$			0.45	V
EN Logic-Level High	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$	2			V
EN Input Current	$V_{EN} = 0V$	-1		+1	μA
	$V_{EN} = 28V$		1.5	6.0	

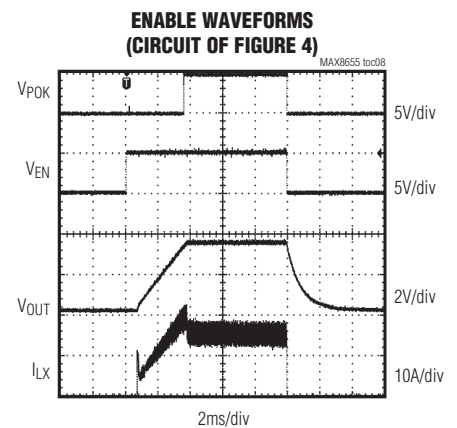
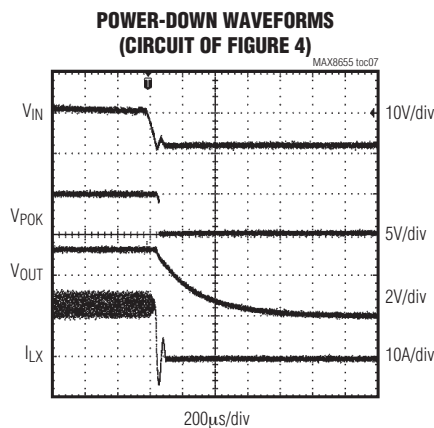
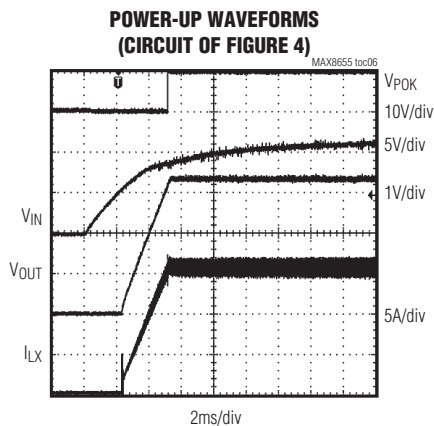
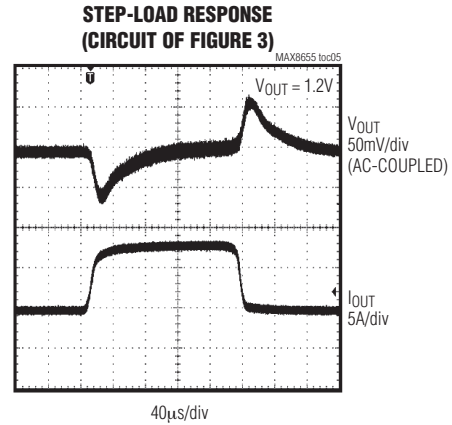
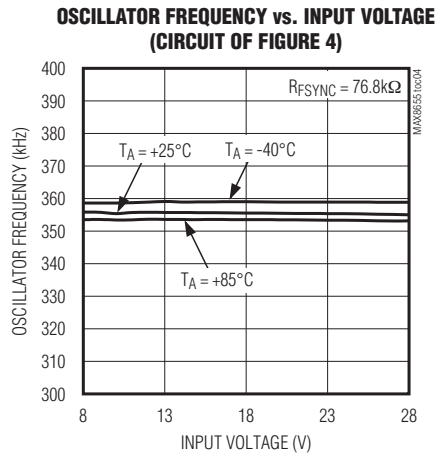
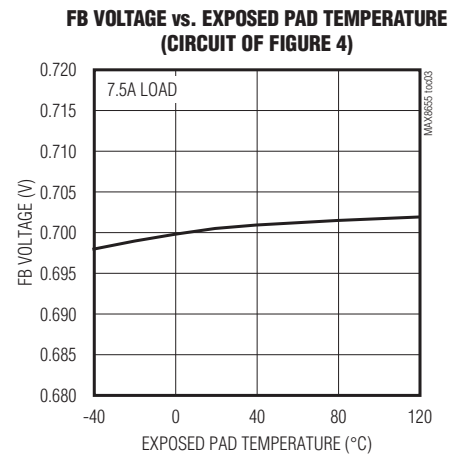
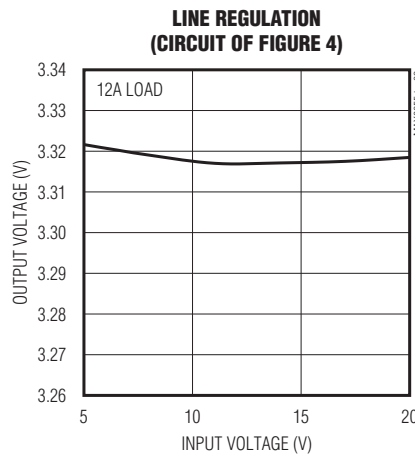
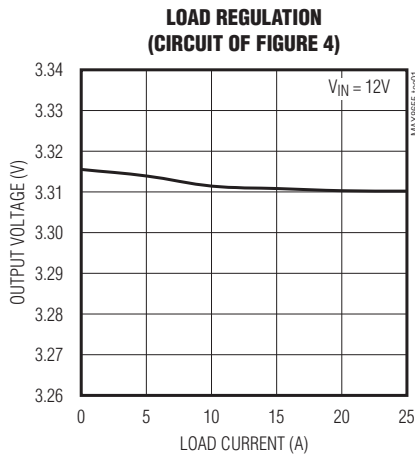
Note 2: Specifications are 100% production tested at $T_A = +85^{\circ}C$. Limits over the operating temperature range are guaranteed by design.

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

標準動作特性

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

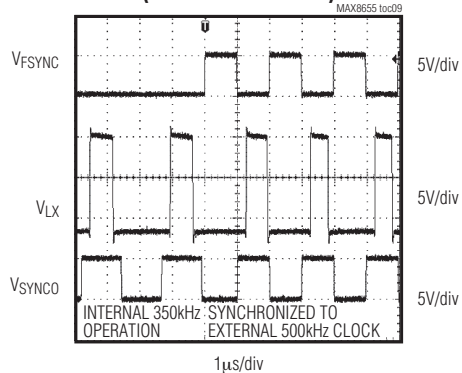


高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

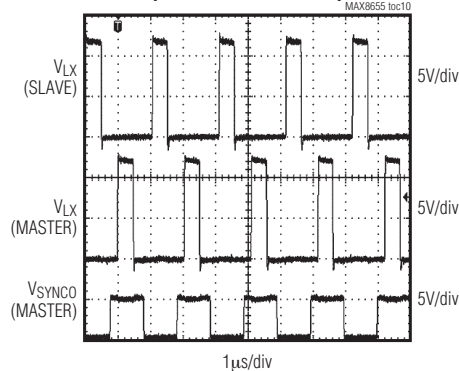
標準動作特性(続き)

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

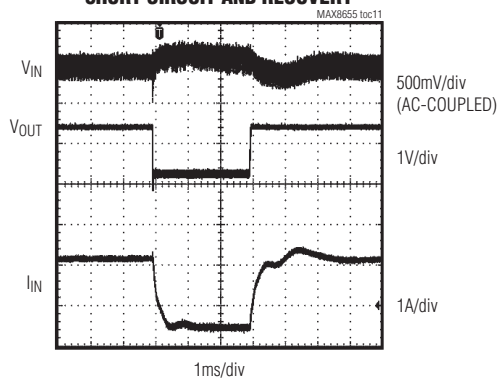
**FSYNC AND SYNCO
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



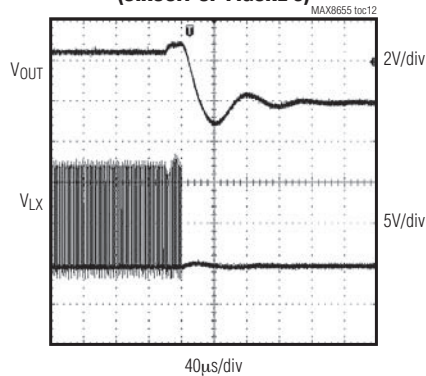
**DUAL-PHASE SWITCHING
(CIRCUIT OF FIGURE 5)**



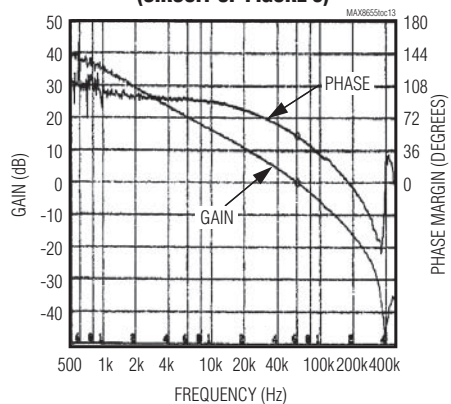
SHORT CIRCUIT AND RECOVERY



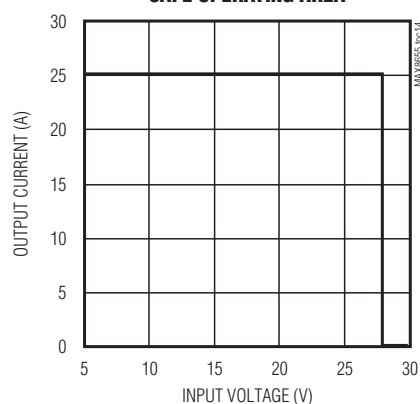
**OVERVOLTAGE PROTECTION
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



**CLOSED-LOOP BODE PLOT
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



SAFE OPERATING AREA



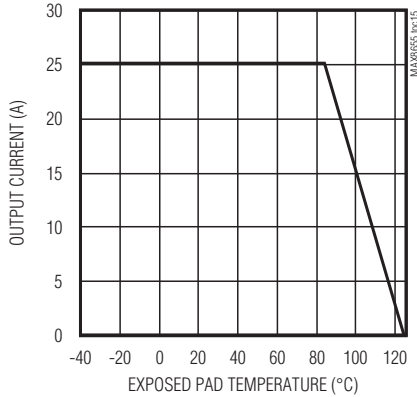
高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

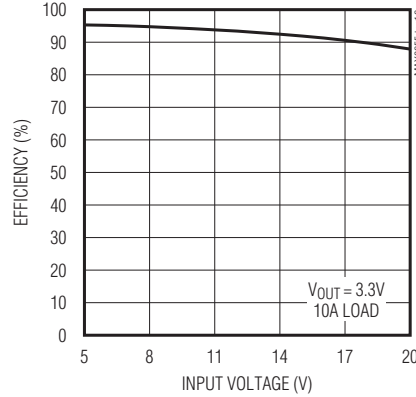
標準動作特性(続き)

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

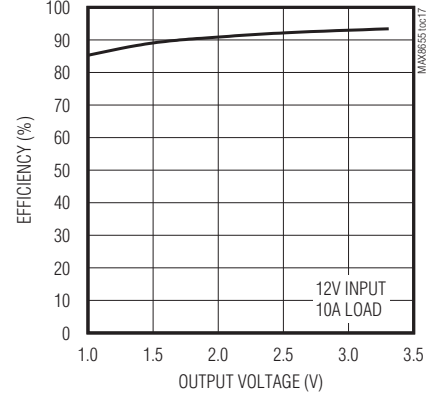
**MAXIMUM OUTPUT CURRENT
vs. EXPOSED PAD TEMPERATURE
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



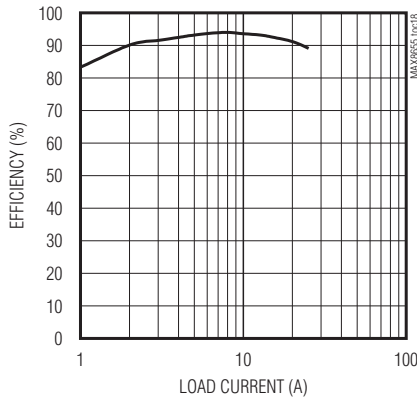
**EFFICIENCY vs. INPUT VOLTAGE
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



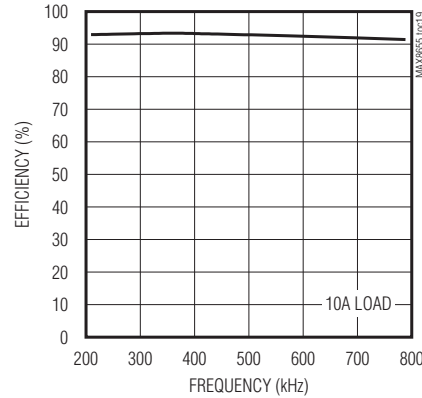
**EFFICIENCY vs. OUTPUT VOLTAGE
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



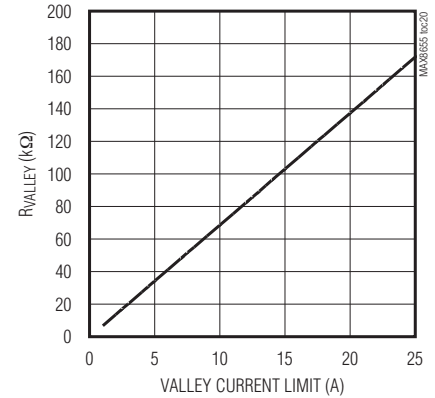
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT
12V INPUT, 3.3V OUTPUT
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



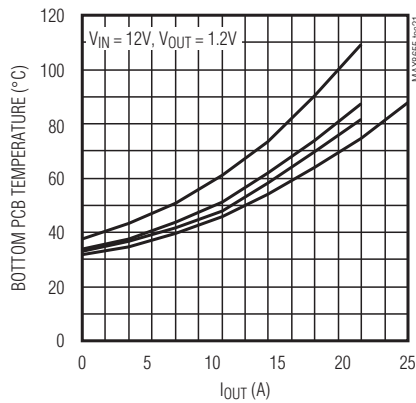
**EFFICIENCY vs. FREQUENCY
12V INPUT 3.3V OUTPUT
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



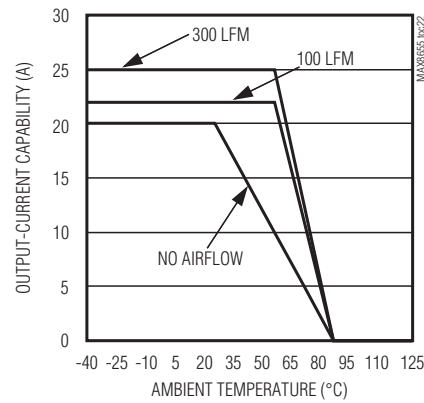
R_{VALLEY} vs. VALLEY CURRENT LIMIT



**BOTTOM LAYER PCB TEMPERATURE vs.
OUTPUT CURRENT**



**OUTPUT-CURRENT CAPABILITY
vs. AMBIENT TEMPERATURE**



高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

端子説明

端子	名称	機能
1-5, 51-56	PVIN	電源入力。PVINは、内部のハイサイドMOSFETのドレインに接続されています。PVINとPGND間にできるだけ近接して、入力デカップリングコンデンサを接続してください。
6, 16-21	LX	外部インダクタ接続。外付けのパワーインダクタに接続してください。最良の配線には端子6を接続しないでください。
7-15	PGND	内部のローサイドMOSFETのソースからの電源グランド接続。PVINとPGND間にできるだけ近接して、入力のデカップリングコンデンサを接続してください。
22	VLGND	ローサイドMOSFETのゲートドライバ電流の帰還端子。
23, 28, 39, 48	GND	アナロググランド。全ての端子をアナロググランドプレーンに接続して、アナログプレーンと電源グランドプレーンを出力コンデンサの負極性端子と一緒に接続してください。低電流の信号はGNDへ帰還させます。端子28は、外部でアナログのグランドプレーンのGND-EPに接続する必要があります。
24	VL	内部の6.5Vリニアレギュレータ出力。VLとVLGND間に2.2μF～10μFのセラミックコンデンサを接続してください。 $V_{IN} < 7V$ の場合は、VLを直接INに接続してください。VLは、内部のゲートドライバに電源を供給します。VLは、AVL内蔵リニアレギュレータの入力です。
25	IN	入力供給電圧。INは、VLリニアレギュレータへの入力です。 $V_{IN} < 7V$ の場合は、VLをINに接続してください。0.22μFのセラミックコンデンサでPGNDにデカップリングしてください。
26	EN	イネーブル。ENにロジックハイを入力して出力をイネーブルするか、またはロジックローにしてレギュレータを低電力パワーシャットダウンモードにしてください。常時オンの動作には、ENをINに接続してください。
27	AVL	内部の5Vリニアレギュレータ出力。AVLはMAX8655の内部回路に電源を供給します。AVLとGND間に1μFのセラミックコンデンサを接続してください。
29, 30, 42, 49	N.C.	接続なし。内部接続されていません。
31	CS+	正極性の差動電流検出入力。
32	CS-	負極性の差動電流検出入力。
33	ILIM1	インダクタ電流に対するアナログのプログラム可能な電流制限入力。過電流スレッショルドを設定するには、ILIM1とGND間に抵抗を接続してください。ILIM1はこの抵抗へ10μAを供給し、ILIM1の電圧は、最終的な電流制限を設定するために7.5:1に減衰されます。たとえば、60kΩの抵抗はILIM1で600mVになります。これは、80mVの電流制限スレッショルド($V_{CS+} - V_{CS-}$)になります。ILIM1抵抗の範囲は24kΩ～60kΩです。80mVのデフォルトスレッショルドに設定するには、ILIM1をAVLに接続してください。
34	OVP	過電圧保護用の出力電圧検出。OVPをレギュレータの出力とGND間に接続されている抵抗分圧器の midpoint に接続し、FBを個別の出力の過電圧トリップ点に設定してください。この個別の設定が必要ない場合には、OVPをFBに接続してください。OVPのスレッショルドは、公称フィードバック安定化電圧の1.15倍です。
35	FB	フィードバック入力。FBを出力とGND間に接続されている抵抗分圧器の midpoint に接続して、出力電圧を設定してください。FBは0.7Vまたは V_{REFIN} に安定化します。
36	COMP	ループ補償。COMPを外部RC回路に接続してループを補償してください。COMPは、シャットダウンの際に20Ωを通してGNDへ内部的に引き下げられます。
37	SS	ソフトスタート。SSとGND間に0.01μF～1μFのセラミックコンデンサを接続してください。このコンデンサは、スタートアップの際のソフトスタート期間を設定します。詳細は「スタートアップとソフトスタート」の項を参照してください。SSは、シャットダウンの際に20Ωを通してGNDに内部的に引き下げられます。
38	REFIN	外部リファレンス入力。フィードバックスレッショルド用に内部の0.7Vのリファレンスを使用するには、REFINをAVLに接続してください。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

端子説明(続き)

端子	名称	機能
40	ILIM2	設定可能な電流制限入力。ILIM2とGND間に抵抗を接続して、谷電流制限を設定してください。「電流制限の設定」の項を参照してください。
41	SCOMP	設定可能なスロープ補償入力。内部のスロープ補償電圧比は、発振器期間(T)で割ったSCOMP電圧の0.1倍です。SCOMPをAVLまたはGNDに接続して、それぞれ250mV/Tのデフォルトまたは125mV/Tに設定してください。
43	POK	オープンドレインのパワーOK出力。出力電圧が公称安定化電圧の91%以上に上昇すると、POKはハイインピーダンスになります。POKは、シャットダウン中または出力が公称安定化電圧の88%以下に下がると、ローに引きます。
44	FSYNC	周波数設定と同期入力。FSYNCとGND間に抵抗を接続してスイッチング周波数を設定するか、あるいは160kHz~1.2MHzの間で同期させるためにクロック信号で駆動してください。「スイッチング周波数と同期」の項を参照してください。
45	MODE	電流制限動作モードの選択。ラッチオフの電流制限用にMODEをAVLに接続するか、自動回復の電流制限用にMODEをGNDに接続してください。
46	SYNCO	同期出力。180°逆位相の動作で他のMAX8655を同期させるためにクロック出力を提供します。
47	BST	ブーストコンデンサの接続。BSTとLXB間に0.22μFのセラミックコンデンサを接続してください。
50	LXB	LXのブーストコンデンサ接続。LXBとBST間に0.22μFのセラミックコンデンサを接続してください。
—	GND-EP	エクスポーズドパッド。外部でGNDに接続してください。「ピン配置」を参照してください。
—	PVIN-EP	エクスポーズドパッド。内部的にPVINに接続されています。「ピン配置」を参照してください。
—	LX-EP	エクスポーズドパッド。内部的にLXに接続されています。「ピン配置」を参照してください。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

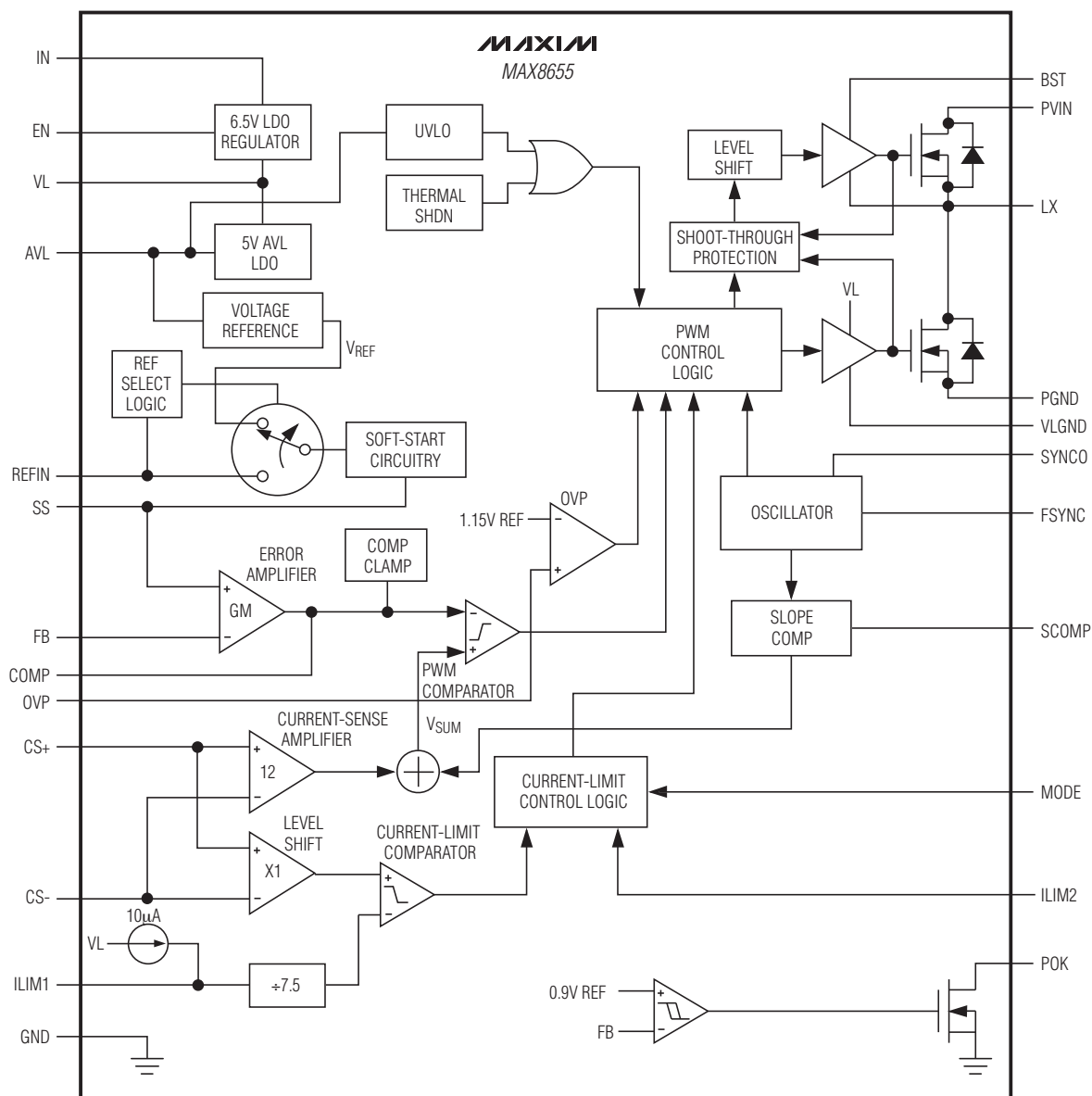


図1. ファンクションダイアグラム

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

詳細

DC-DCコンバータの制御アーキテクチャ

ステップダウンレギュレータMAX8655は、ピーク電流モード制御技術のPWMを採用しています。内蔵の相互コンダクタンスアンプは、積分された誤差電圧を発生します。PWMコントローラの心臓部は、増幅された電流検出信号プラス可変スローブ補償ランプに対して内蔵された電圧フィードバック信号を比較するPWMコンパレータで、安定性を良くするために電流信号と合算されます。PWMコンパレータが切り替わるか、または最大のデューティサイクルに達するまで、内部クロックの各々の立ち上がりエッジで、内部のハイサイドMOSFETがオンします。このオン時間の間、電流はインダクタを通じて徐々に上昇し、出力に電流を供給する一方で、エネルギーを出力インダクタに蓄えます。電流モードのフィードバックシステムは、出力電圧誤差信号の関数として、ピークインダクタ電流を安定化します。この回路はスイッチモードの相互コンダクタンスアンプの働きをし、通常、電圧モードPWMで見られる出力LCフィルタのポールを高域の周波数に押し上げます。図1はファンクションダイアグラムです。

サイクルの後半の間は内部のハイサイドMOSFETはオフになり、内部のローサイドMOSFETはオンになります。電流が徐々に減少しますので、出力インダクタは保存されたエネルギーを放出し、負荷に電流を供給します。出力コンデンサは、インダクタ電流が所要の負荷電流を上回ると電荷を蓄積し、インダクタ電流が下回ると放電し、負荷の電圧を平滑化します。軽い過負荷の状態では、ピークインダクタ電流が選択された電流制限(「電流制限回路」の項を参照)を上回ると、ハイサイドMOSFETが直ちにオフし、ローサイドMOSFETがオンしてオン状態を保ち、次のクロックサイクルまでインダクタ電流を徐々に減少させます。重い過負荷状態または短絡状態では、谷フォールドバック電流制限がイネーブルされ、外付け部品の電力消費を減少させます。

MAX8655は、強制PWMモードで動作します。その結果、レギュレータは負荷に無関係に一定のスイッチング周波数を維持し、より簡単にスイッチングノイズの除去が可能になります。

内部リニアレギュレータ

MAX8655は、2つの内部LDOレギュレータを持っています。AVLレギュレータは5VをICの内部回路に供給し、

VLレギュレータは6.5VをMOSFETゲートドライバに供給します。VLとVLGND間に2.2 μ Fのセラミックコンデンサを接続し、AVLとGND間に1 μ Fのセラミックコンデンサを接続してください。AVLレギュレータ入力は、VLレギュレータ出力に内部接続されています。5Vの入力アプリケーション用にはVLをINに直接接続し、VLとAVL間に10 Ω の抵抗を接続してください。

電圧低下ロックアウト

V_{AVL} が4.03V以下に下がると、MAX8655は供給電圧が有効であると判断するには低すぎるとみなすため、電圧低下ロックアウト(UVLO)回路はスイッチングを禁止して、両方の内蔵パワーMOSFETをオフにします。 V_{AVL} が4.15V以上に上昇すると、レギュレータはスタートアップシーケンスに入って、その後通常の動作を再開します。

スタートアップとソフトスタート

内蔵のソフトスタート回路は、出力電圧の立上り速度を制御するためにリファレンス電圧を徐々に上昇させ、スタートアップ時の入力サージ電流を減らします。ソフトスタート期間は、SSとGND間のコンデンサの値で決定されます。ソフトスタート時間は、ほぼ $(30.4\text{ms}/\mu\text{F}) \times C_{SS}$ です。また、MAX8655はモノトニックの出力電圧上昇を備えており、したがって、FBの電圧がSSの電圧より高い場合には、両方のパワーMOSFETはオフに保たれます。これは、出力電圧を下げることなくMAX8655が予めバイアスされた出力で動作を開始するようにします。

MAX8655がソフトスタートと電源立上りシーケンスを開始する前に、以下の条件に合っている必要があります。

- V_{AVL} は、4.15VのUVLOスレッショルド以上である。
- ENはロジックハイになっている。
- 熱制限を超えていない。

イネーブル

MAX8655は、低電力シャットダウンモードを備えています。ENがロジックローの場合は、レギュレータをシャットダウンします。シャットダウンの間、出力はハイインピーダンスになります。シャットダウンは、IN電流を10 μ A以下に低下させます。ENがロジックハイの場合は、レギュレータをイネーブルにします。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

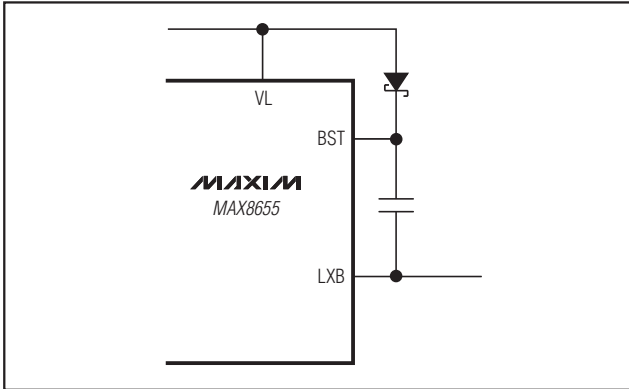


図2. ハイサイドのゲートブースト回路

ハイサイドのゲートドライブ電源(BST)

フライングコンデンサのブースト回路(図2)は、内部のハイサイドnチャネルMOSFET用にゲートドライブ電圧を発生します。ローサイドのMOSFETがオンの間、BSTとLXB間のコンデンサは、VLから6.5V - ダイオードの順電圧降下まで充電されます。ローサイドのMOSFETがオフすると、コンデンサに蓄積された電圧はLXB上に積み重ねられ、ハイサイドMOSFETに必要なターンオン電圧(V_{GS})を提供します。BSTと内部のハイサイドMOSFETのゲート間の内部スイッチは閉じ、MOSFETをターンオンします。

電流検出アンプ

電流検出回路は、差動の電流検出電圧($V_{CS+} - V_{CS-}$)を増幅します。この増幅された電流検出信号と内部のスロープ補償信号は一緒に足し合わされ(V_{SUM})、PWMコンパレータの反転入力に供給されます。 V_{SUM} が積分されたフィードバック電圧(V_{COMP})以上になると、PWMコンパレータはハイサイドMOSFETをオフにします。

差動の電流検出は、ピークインダクタ電流制限を提供するのに用いられます。この電流制限は谷電流制限より正確で、これは内部のローサイドMOSFETで測定されます。

電流制限回路

MAX8655は、フォールドバックとピーク電流制限の両方を使用します。谷フォールドバック電流制限は、出力が重い過負荷になっているか、または回路が短絡しており、しかもPOKがローのとき、主として外部部品のインダクタ、内部のパワーMOSFETおよび前段の電源の電力消費を減らすために使用されます。このように、いかなる部品の過熱も引き起こすことなく、回路は連続的に短絡状態に耐えることができます。ローサイドパワーMOSFETの許容偏差と温度によるオン抵抗の広範囲にわたる変動の影響を受けることがありますので、ピーク定電流制限は、電流制限点をより正確に設定します。

谷電流は、ローサイドのMOSFETのオン抵抗両端で検出されます。検出された電流が谷電流制限を越えるときには、谷電流制限が動作します。

出力電圧が、最大ピーク電流制限の設定値よりも高い公称の安定化電圧値の場合は、最小の谷電流制限値に設定してください。この方法によって、電流制限点の精度はピーク電流制限によって制御され、MOSFETのオン抵抗の幅広い変動には影響されません。これらの制限を設定する方法については、「電流制限の設定」の項を参照してください。

MAX8655は、可変フォールドバック比による可変谷電流制限スレッシュホールドか、またはレギュレータをラッチオフする固定谷電流制限のいずれかに構成することができます。自動復帰のフォールドバック電流制限を使用するには、MODEをGNDに接続してください。ラッチオフモードを使用する場合には、MODEをAVLに接続し、ILIM2とGND間の1個の抵抗で電流制限スレッシュホールドを設定してください。電流制限のラッチをリセットするには、ENまたは入力電源をオン/オフしてください。

ピーク電流制限はインダクタ電流を検出するのに用いられ、これはローサイドMOSFETのオン抵抗に依存しないため、谷電流制限より正確です。ピーク電流は、最高の効率を得るためにインダクタの抵抗分の両端で測定することができますが、代わりに、より正確な電流検出には検出抵抗を使用することができます。ILIM1とGND間に接続される抵抗は、ピーク電流制限のスレッシュホールドを設定します。

電流制限の詳細については、「電流制限の設定」の項を参照してください。

スイッチング周波数と同期

MAX8655は、200kHzから1MHzまでの周波数に設定することができる調節可能な内部発振器を備えています。スイッチング周波数を設定するには、FSYNCとGND間に抵抗を接続してください。

MAX8655は、クロック信号をFSYNCに接続することによって、外部クロックに同期することもできます。同期出力(SYNCO)は、最初のMAX8655のSYNCOを2番目のFSYNCに接続することによって、最初のものとは180°の逆位相で2番目のMAX8655を同期させることができます。最初のMAX8655が外部クロックに同期すると、SYNCOを生成するために外部クロックは反転されます。したがって、外部クロックで180°逆位相の動作を得るためには、最初のMAX8655へのクロック入力は、50%のデューティサイクルを持っている必要があります。図3は単相、600kHzのスイッチング、10.8V~13.2Vの入力、そして1.2V/20A出力の回路です。図4は、単相、350kHzのスイッチング、6V~20Vの入力、および3.3V/20A出力の回路です。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

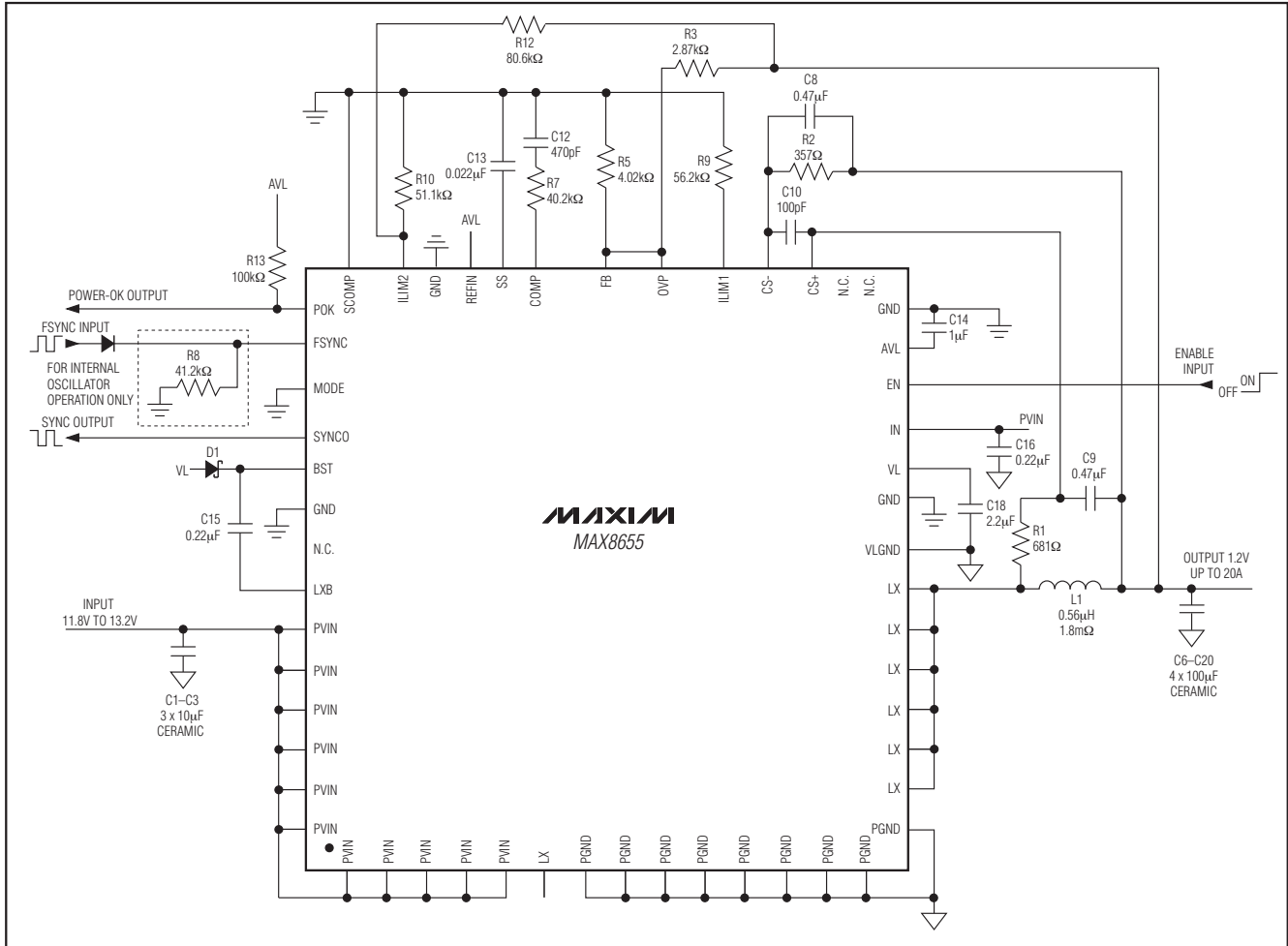


図3. 単相、600kHzのスイッチング、10.8V～13.2Vの入力、および1.2V/20A出力

REFIN

MAX8655は、リファレンス入力(REFIN)を備えています。最大1.5Vの外部リファレンスがREFINに接続されると、フィードバック安定化電圧はREFINに印加される電圧に等しくなります。

内部の0.7Vのリファレンスを使用するには、REFINをAVLに接続してください。

過電圧保護

MAX8655は、出力過電圧保護(OVP)を提供します。OVPスレッショルドは、抵抗分圧器で出力安定化電圧とは別に設定されます。OVPの電圧がOVPスレッショルド以上になると、レギュレータはスイッチングを停止し、ローサイドパワーMOSFETをラッチします。ラッチをオフするには、ENまたはAVLに供給する電源をオン/オフしてください。

パワーグッド信号(POK)

POKは、出力電圧を監視するMAX8655のオープンドレイン出力です。出力がその公称安定化電圧の92%以上になると、POKはハイインピーダンスになります。出力がその公称安定化電圧の89%以下に下がると、POKは内部でローに駆動されます。MAX8655がシャットダウンされるかあるいは誤作動状態になった場合も、POKは内部でローに駆動されます。

熱過負荷保護

熱過負荷保護は、MAX8655全体の電力消費を制限します。ジャンクション温度が+160℃以上になると、内蔵の熱センサがICをシャットダウンし、ICを冷却させます。ジャンクション温度が15℃下がると熱センサは再びICをオンにし、連続した熱過負荷状態の間は、結果的にパルス的な出力になります。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

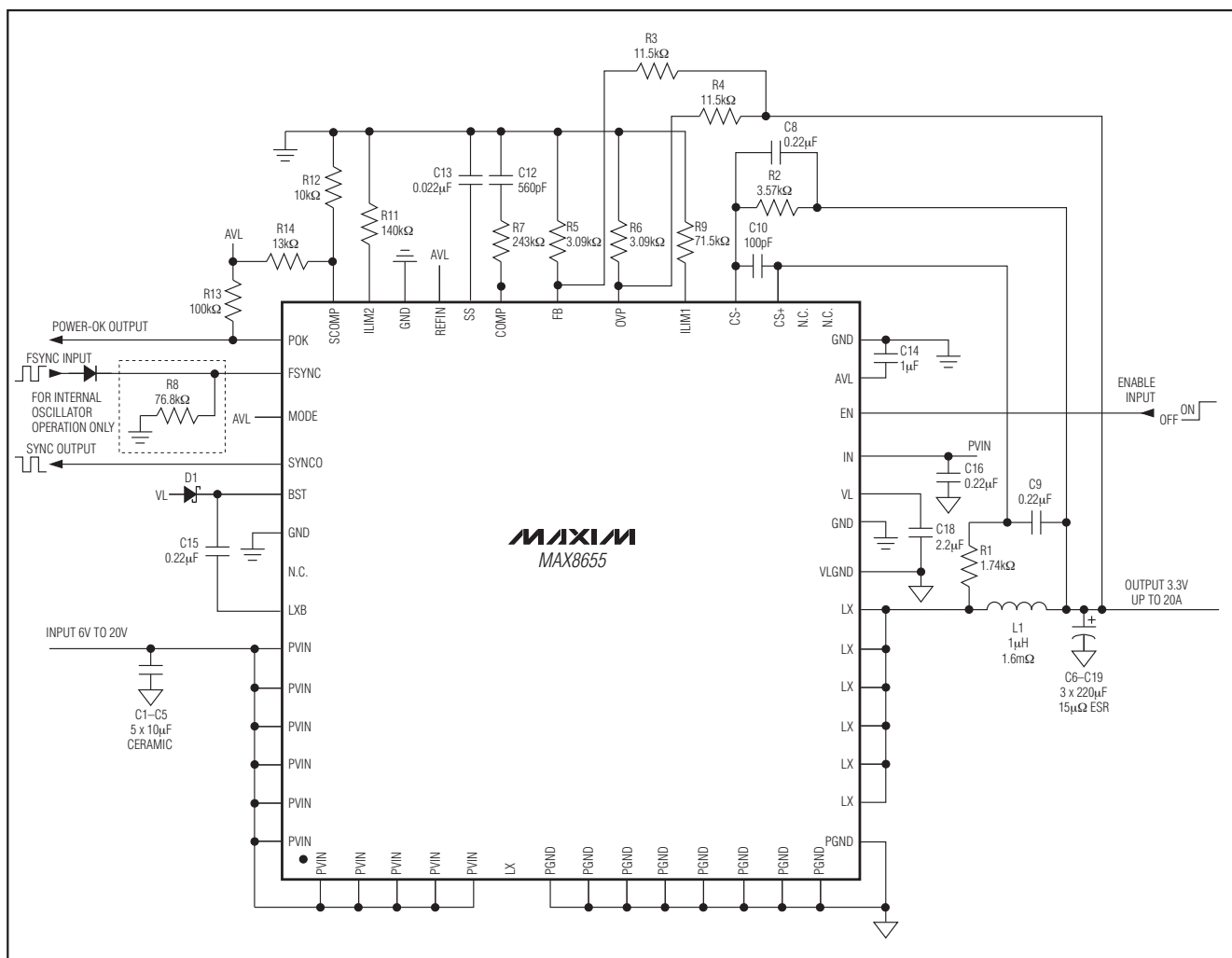


図4. 単相、350kHzのスイッチング、6V～20Vの入力、および3.3V/20Aの出力

設計手順

出力電圧の設定

MAX8655の出力電圧を設定するには、出力とGND間の外部抵抗分圧器(図5のR3とR5)の中点をFBに接続してください。R5を5kΩ～24kΩの間に選び、その後、下記の式でR3を計算してください。

$$R3 = R5 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

ここで、 $V_{FB} = 0.7V$ または V_{REFIN} です。R3とR5は、ICにできるだけ近接して配置する必要があります。

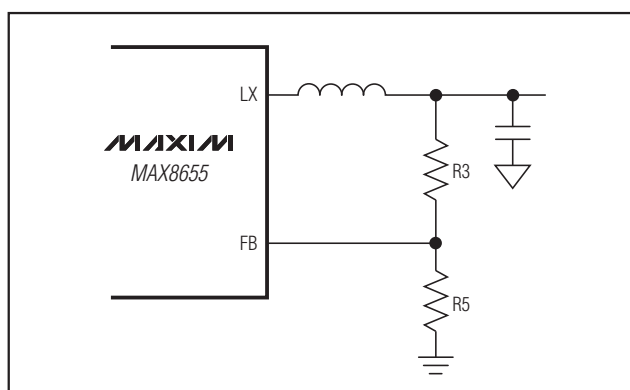


図5. 抵抗分圧器による出力電圧の設定

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

出力過電圧保護の設定

MAX8655の過電圧スレッショルド電圧を設定するには、OVPを出力とGND間に接続される外部抵抗分圧器(図3のR4とR6)の midpoint に接続してください。R6を5kΩ～24kΩの間に選び、その後、下記の式でR4を計算してください。

$$R4 = R6 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OVP}} - 1 \right)$$

ここで、 $V_{OVP} = 1.15 \times V_{FB}$ です。

インダクタの選択

どのようなインダクタを使用するかを決定するときには、吟味する必要があるいくつかのパラメータ、すなわち入力電圧、出力電圧、負荷電流、スイッチング周波数およびLIRなどがあります。LIRは、最大のDC負荷電流に対するインダクタの電流リップルの比率です。LIR値が大きいくほど、より小さなインダクタを選べるようになりますが、より大きな損失とより大きな出力リップルをもたらしてしまいます。サイズと効率間の適当な妥協点は、LIRが0.3です。全てのパラメータが選べると、インダクタ値は下記のように決定されます。

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_S \times I_{LOAD(MAX)} \times LIR}$$

ここで、 f_S はスイッチング周波数です。計算された値に近い標準的な値のインダクタを選んでください。正確なインダクタ値は重要でなく、サイズ、コストおよび効率の間でトレードオフして調整することができます。インダクタ値が小さいほどサイズとコストを最小にしますが、それらは出力リップルを増やし、より高いピーク電流によって効率が低下します。一方では、インダクタ値が大きいくほど効率が改善しますが、結局、追加される巻線数による抵抗損失が、低いAC電流レベルが得られる利益を上回ってしまいます。インダクタンスをインダクタの物理的寸法も増やすことなく増加する場合には、このことが特に問題になります。できるだけ割り当てられたサイズに合う最も低いDC抵抗を持った低損失インダクタを選んでください。選ばれたインダクタの飽和電流定格は、次式で決定されるピークインダクタ電流以上である必要があります。

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{LIR}{2} \times I_{LOAD(MAX)}$$

スイッチング周波数の設定

スイッチング周波数を設定するには、FSYNCとGND間に抵抗を接続してください。下記の式からkΩ単位の抵抗値を計算してください。

$$R_{FSYNC} = \frac{30600}{f_S} - 9.914$$

ここで、 f_S はkHz単位の所望のスイッチング周波数です。

スロープ補償の設定

デューティサイクルが40%以下となる大部分のアプリケーションに対しては、SCOMPをGNDに接続して、内部のスロープ補償を125mV/T(ここで、Tは発振器の期間： $T = 1/f_S$)のデフォルト値に設定してください。

250mV/Tのスロープ補償の場合は、SCOMPをAVLに接続してください。

40%を超えるデューティサイクルを持ったアプリケーションに対しては、AVLとGND間の抵抗分圧器(図6のR11とR12)でSCOMPを設定してください。まず、SCOMP電圧を決めるために、下記の式を使用してください。

$$V_{SCOMP} = \frac{120 \times R_L}{f_S \times L} \times (V_{OUT} - 0.182 \times V_{IN_MIN})$$

ここで、 R_L はインダクタのDC抵抗で、 V_{IN_MIN} は最小の動作入力電圧、また f_S はスイッチング周波数です。

次に、R11の値(一般的に10kΩ)を選んで、下記の式でR12を求めてください。

$$R12 = \frac{(5V - V_{SCOMP}) \times R11}{V_{SCOMP}}$$

これは、内部のスロープ補償電圧比を $V_{SCOMP}/(10 \times T)$ に設定します。

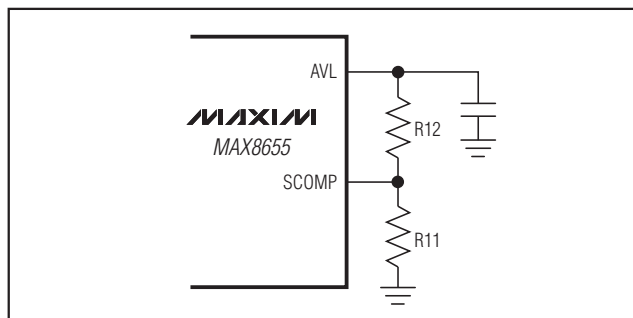


図6. スロープ補償設定用の抵抗分圧器

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

電流制限の設定

谷電流制限

MAX8655は、自動復帰付きのフォールドバックまたはラッチアップ付きの定電流制限に設定することができる可変谷電流制限を備えています。ラッチアップモード用に定電流制限を設定するには、ILIM2とGND間に一つの抵抗 R_{ILIM2} を接続してください。ラッチアップ電流制限モードに対しては、 R_{ILIM2} を「標準動作特性」の項にある所望の谷電流 I_{VALLEY} に対する「 R_{VALLEY} 対 谷電流制限 (R_{VALLEY} vs. Valley Current Limit)」のグラフから得られる R_{VALLEY} に等しくしてください。 I_{VALLEY} は、最大負荷におけるインダクタの谷電流の値($I_{LOAD(MAX)} - 1/2 I_{P-P}$)です。フォールドバックモード用に電流制限を設定するには、ILIM2と出力(R_{FOBK})間に1個の抵抗を接続し、もう一つの抵抗(R_{ILIM2})をILIM2とGND間に接続してください。図7を参照してください。 R_{FOBK} と R_{ILIM2} の値は、下記のように計算します。

まず、フォールドバック(P_{FB})の比率を選んでください。この比率は、 V_{OUT} がゼロに等しいときの電流制限値を、 V_{OUT} が設計電圧に等しいときの電流制限値で割ったものに相当します。 P_{FB} の標準値は、15%~40%の範囲にあります。 P_{FB} の値が低いほど、より低い短絡電流が生じます。下記の式は、 R_{FOBK} と R_{ILIM2} を計算するのに用いられます。

$$R_{FOBK} = \frac{P_{FB} \times V_{OUT}}{I_{LIM2} \times (1 - P_{FB})}$$

$$R_{ILIM2} = \frac{I_{LIM2} \times R_{VALLEY} \times R_{FOBK}}{V_{OUT} + (I_{LIM2} \times (R_{FOBK} - R_{VALLEY}))}$$

ここで、 I_{LIM2} は5 μ Aです。

R_{ILIM2} の計算結果の値が負の場合は、 P_{FB} を増やしてください。

ピーク電流制限

ピーク電流制限のスレッショルド(V_{TH})は、ILIM1とGND間に接続される抵抗(R_{ILIM1})で決定されます。 V_{TH} は、

検出素子(インダクタまたは検出抵抗)両端のピーク電圧と一致します。 R_{ILIM1} は、下記のように計算します。

$$R_{ILIM1} = \frac{7.5 \times V_{TH}}{10 \mu A}$$

これは、下記の最大のDC電流を出力させることができます。

$$I_{LIM} = \frac{V_{TH}}{R_L} - \frac{I_{P-P}}{2}$$

ここで、 R_L はインダクタのDC抵抗です。

最大の出力電流を確保するためには、各設定から V_{TH} の最低値を使用し、予想される最高の動作温度における最大の R_L 値を使用してください。インダクタの銅線のDC抵抗は、+0.38%/℃の温度係数を持っています。

1個のRC回路が、インダクタ両端に接続されています(図8を参照)。このRC時定数は、インダクタ(L/R_L)の時定数の1.1~1.2倍になるように設定します。0.1 μ F~0.47 μ Fの範囲にC9の値を選び、R1を次式から計算してください。

$$R1 = 1.2L / (R_L \times C9)$$

1個の抵抗(図8のR2)をCS-端子に追加して、入力オフセット誤差を最小にしてください。次式からR2の値を計算してください。

- $V_{OUT} \geq 2.4V$ の場合

$$R2 = \frac{\left(20 \mu A + \frac{R_{ILIM1} \times 10 \mu A}{32 k \Omega} \right) \times R1}{20 \mu A}$$

- $V_{OUT} < 2.4V$ の場合

$$R2 = \frac{15 \mu A \times R1}{\left(15 \mu A + \frac{R_{ILIM1} \times 10 \mu A}{32 k \Omega} \right)}$$

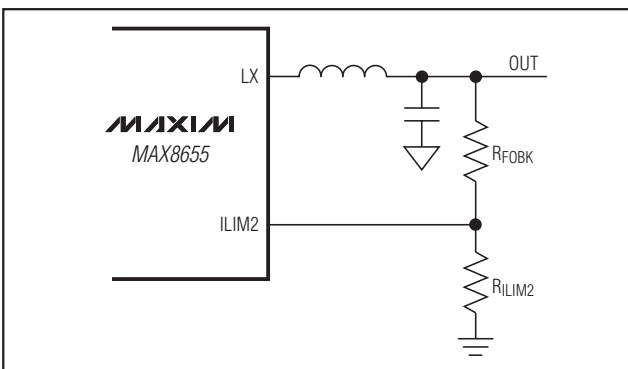


図7. ILIM2の抵抗接続

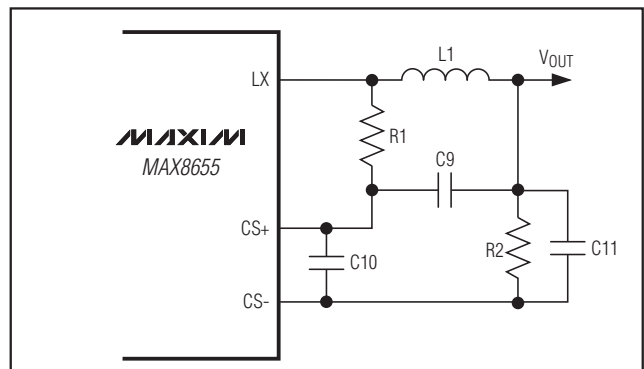


図8. インダクタのDC抵抗を使用した電流検出

内部MOSFET、高集積、25A、広入力レンジ ステップダウンレギュレータ

MAX8655

コンデンサC11はR2と並列に接続され、C9の値と等価です。

CS+とCS-入力の間にICと近接して100pF (C10)のコンデンサを追加してください。

入力コンデンサ

入力フィルタコンデンサは電源から取り込むピーク電流を減らし、回路のスイッチングに起因する入力側の雑音と電圧リップルを減らします。入力コンデンサは、スイッチング電流に起因して下記の式によって定義されるリップル電流要件(I_{RMS})を満たす必要があります。

$$I_{RMS} = \frac{I_{LOAD} \sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

I_{RMS} は、入力電圧が出力電圧の2倍に等しい時($V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$)に最大値を持ち、したがって $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD}/2$ です。比較的低コストで、高周波で低いESRとESLのセラミックコンデンサを推奨します。最適な長期信頼性のために、最大の動作RMS電流において10℃の温度上昇より低い特性のコンデンサを選んでください。X5Rまたはより良い温度特性を持ったセラミックコンデンサを推奨します。

出力コンデンサ

出力コンデンサの重要な選択パラメータは、実際の静電容量値、等価直列抵抗(ESR)、等価直列インダクタンス(ESL)、および電圧定格要件です。これらのパラメータは、全体的な安定性、出力電圧のリップル、およびトランジェント応答に影響を及ぼします。出力リップルは、出力コンデンサに保存される電荷の変化量、コンデンサのESRに発生する電圧低下、およびコンデンサの入出力電流に起因するESLなどの、3つの要素を持っています。最大の出力電圧リップルは、下記の式で計算します。

$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(ESR)} + V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESL)}$
ESR、ESLおよび出力静電容量の結果としての出力電圧のリップルは、次式の通りです。

$$V_{RIPPLE(ESR)} = I_{P-P} \times ESR$$

$$V_{RIPPLE(ESL)} = \frac{V_{IN}}{L + ESL} \times ESL$$

$$V_{RIPPLE(C)} = \frac{I_{P-P}}{8 \times C_{OUT} \times f_S}$$

ここで、 I_{P-P} はピークトゥピークのインダクタ電流です。

$$I_{P-P} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_S \times L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

これらの式は初回のコンデンサ選択に適していますが、最終的な値は、試作機または評価回路に基づいて選ぶ

必要があります。一般的に、電流リップルが小さいほど、より小さな出力電圧のリップルになります。インダクタのリップル電流はインダクタ値と入力電圧に関連しており、出力電圧のリップルはインダクタンスが大きいほど減少し、入力電圧が高いほど増加します。MAX8655は、ポリマー、タンタル、アルミ電解またはセラミックの出力コンデンサで動作するように設計されています。アルミ電解コンデンサは最も低価格ですが、より高いESRを持っています。これを補償するためには、並列にセラミックコンデンサを使ってスイッチングリップルと雑音を減らしてください。セラミックコンデンサは、高周波(500kHz~1MHz)設計に推奨します。信頼できて安全な動作のためには、コンデンサの電圧とリップル電流定格が計算された値を上回っていることを確認してください。

負荷の短期変動に対する応答は、選択された出力コンデンサに依存します。負荷の短期変動の場合、出力電圧は、 $ESR \times \Delta I_{LOAD}$ によって直ちに变化します。レギュレータが追従することができる前に、インダクタと出力コンデンサの値に依存して出力電圧はさらに変移します。短時間(「標準動作特性」の項を参照)後に、レギュレータはその公称の状態に出力電圧を安定化して追従します。レギュレータの応答時間は、その閉ループの帯域幅に依存します。より広い帯域幅では応答時間はより速くなり、従って出力電圧がその安定化値から大きく逸脱するのを防止します。

補償設計

MAX8655は、その出力が制御ループを補償する内蔵の相互コンダクタンスエラーアンプを使用します。外部インダクタ、出力コンデンサ、補償抵抗、および補償コンデンサは、ループの安定性を決定します。インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズおよびコストに基づいて選びます。さらに、補償抵抗とコンデンサは、制御ループの安定性を最適化するために選びます。図3と4に示されている部品の各々の値は、所定の入出力間の電圧の範囲内で安定した動作をさせます。

レギュレータは、所望の電流を外部インダクタ経由で流すことによって、出力電圧を安定化する電流モード制御技術を使用しています。インダクタのDC抵抗または代替の直列検出抵抗の両端の電圧低下は、インダクタ電流を測るのに用いられます。電流モード制御は、インダクタと出力コンデンサに起因するフィードバックループのダブルポールを取り除いてより小さな位相シフトにし、電圧モード制御のように精度が良いエラーアンプ補償を必要としません。セラミックコンデンサを出力フィルタ用に使用するアプリケーションでは、単純な直列の R_C と C_C は、安定した広帯域のループを持たせるのに十分です。他のタイプのコンデンサに対しては、

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

より大きな静電容量とESRのために、静電容量とESRによってつくられるゼロの周波数は、所要の閉ループのクロスオーバー周波数より低くなります。非セラミックの出力コンデンサでループを安定させるためには、COMPとGND間に他の補償コンデンサを追加して、このESRゼロをキャンセルしてください。図9を参照してください。

基本的なレギュレータのループは、電力モジュレータ、出力フィードバック分圧器、およびエラーアンプとしてモデル化されます。電力モジュレータは、 $g_{mc} \times R_{LOAD}$ で設定されたDCゲイン $G_{MOD}(dc)$ 、 R_{LOAD} で設定された1個のポールと2個のゼロ、出力コンデンサ(C_{OUT})、および等価直列抵抗(ESR)を持っています。下記は、電力モジュレータを定義する式です。

$$G_{MOD}(dc) = g_{mc} \times \frac{R_{LOAD}}{\left[1 + \frac{R_{LOAD}}{L \times f_s} \times \left[\left(K_S \times (1-D) \right) - 0.5 \right] \right]}$$

ここで、 $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT}(MAX)$ で、 f_s はスイッチング周波数、 L は出力インダクタンス、 $g_{mc} = 1/(A_{VCS} \times R_L)$ (ここで、 A_{VCS} は電流検出アンプのゲイン(12 typ))、 R_L はインダクタのDC抵抗、そしてデューティサイクル $D = V_{OUT}/V_{IN}$ です。 K_S は、以下の式で計算するスロープ補償係数です。

$$K_S = 1 + \frac{V_{SCOMP} \times L \times f_s}{120 \times (V_{IN} - V_{OUT}) \times R_L}$$

SCOMPがGNDに接続されている場合は、 $V_{SCOMP} = 1.25V$ を使用し、SCOMPがAVLに接続されている場合は、 $V_{SCOMP} = 2.5V$ を使用してください。

電力モジュレータで発生するポールとゼロ周波数を次式で計算してください。

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT}} + \left[\frac{1}{2\pi \times L \times f_s \times C_{OUT}} \times \left[K_S \times (1-D) - 0.5 \right] \right]$$

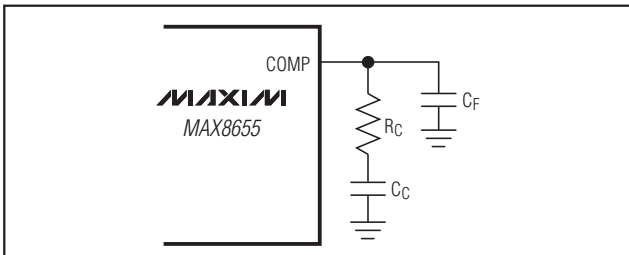


図9. 補償部品

$$f_{zMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times ESR}$$

C_{OUT} が「n」個の同一の並列のコンデンサで構成される場合、結果として生じる C_{OUT} は $C_{OUT} = n \times C_{OUT}(EACH)$ で、 $ESR = ESR(EACH)/n$ です。その他のコンデンサの並列の組合せに対するコンデンサゼロは、個々のコンデンサに関するものと同じことである点に注意してください。図10は、 $f_{zMOD} > f_c$ の場合の単純化ゲイン曲線です。

フィードバック分圧器は、 $G_{FB} = V_{FB}/V_{OUT}$ のゲインを持っており、 V_{FB} は0.7Vになります。

相互コンダクタンスエラーアンプは、 $G_{EA}(DC) = g_{mEA} \times R_O$ のDCゲイン(ここで、 g_{mEA} は110 μS と等しいエラーアンプの相互コンダクタンス)を持っており、 R_O は30M Ω のエラーアンプの出力抵抗です。主ポール(f_{pdEA})は、補償コンデンサ(C_C)、アンプの出力抵抗(R_O)、および補償抵抗(R_C)で設定され、ゼロ(f_{zEA})は、補償抵抗(R_C)と補償コンデンサ(C_C)で設定されます。 C_F と R_C によって設定される不定のポール(f_{pEA})があり、これがクロスオーバー周波数(f_c)の近くで起こる場合に、出力コンデンサのESRゼロをキャンセルします。したがって次式のようにになります。

$$f_{pdEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_O + R_C)}$$

$$f_{zEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times R_C}$$

$$f_{pEA} = \frac{1}{2\pi \times C_F \times R_C}$$

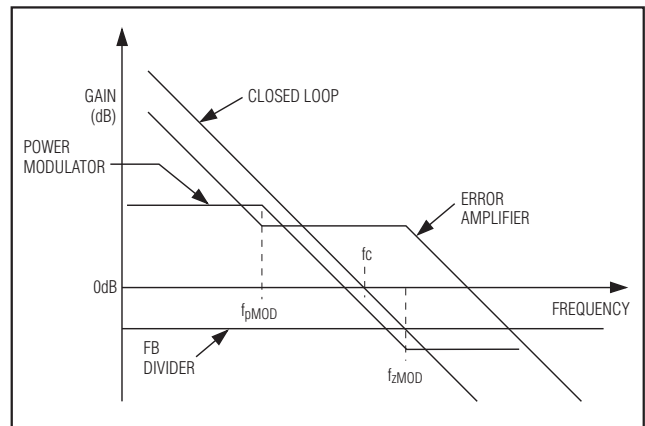


図10. $f_{zMOD} > f_c$ の場合の単純化ゲイン曲線

内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

クロスオーバー周波数 f_C は、電力モジュレータのポール f_{pMOD} よりも十分に高い必要があります。また、 f_C はスイッチング周波数の1/5以下でなければなりません。この範囲で f_C の値を選んでください。

$$f_{pMOD} \ll f_C \leq \frac{f_S}{5}$$

クロスオーバー周波数では、総ループゲインは1に等しい必要があります、次式で表されます。

$$G_{EA}(f_C) \times G_{MOD}(f_C) \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = 1$$

f_{zMOD} が f_C より大きい場合については、下記ようになります。

$$G_{EA}(f_C) = g_{mEA} \times R_C$$

$$G_{MOD}(f_C) = G_{MOD}(dc) \times \frac{f_{pMOD}}{f_C}$$

そして、 R_C は次式で計算することができます。

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{g_{mEA} \times V_{FB} \times G_{MOD}(f_C)}$$

ここで、 $g_{mEA} = 110\mu S$ です。

R_C と C_C によって形成されるエラーアンプのゼロ補償は、モジュレータのポールの f_{pMOD} で設定する必要があります。以下のように C_C の値を計算してください。

$$C_C = \frac{1}{2\pi \times f_{pMOD} \times R_C}$$

f_{zMOD} が $5 \times f_C$ よりも低い場合には、COMPとGND間にコンデンサ C_F を追加してください。 C_F の値は下記の通りです。

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times R_C \times f_{zMOD}}$$

負荷電流が減少するとき、モジュレータのポールも減少しますが、モジュレータのゲインも当然増加し、クロスオーバー周波数は変化しません。

f_{zMOD} が f_C より低い場合：

f_C における電力モジュレータのゲインは下記ようになります。

$$G_{MOD}(f_C) = G_{MOD}(dc) \times \frac{f_{pMOD}}{f_{zMOD}}$$

f_C におけるエラーアンプのゲインは、下記ようになります。

$$G_{EA}(f_C) = g_{mEA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_C}$$

図11は、 $f_{zMOD} < f_C$ の場合の単純化ゲイン曲線です。

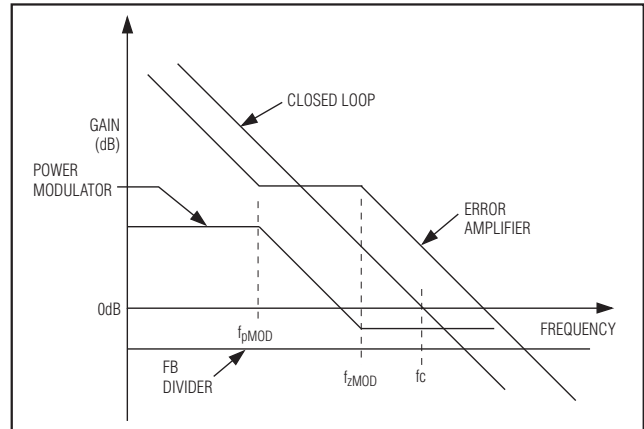


図11. $f_{zMOD} < f_C$ の場合の単純化ゲイン曲線

R_C は次式で計算されます。

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{f_C}{g_{mEA} \times G_{MOD}(f_C) \times f_{zMOD}}$$

ここで、 $g_{mEA} = 110\mu S$ です。

C_C は次式で計算されます。

$$C_C = \frac{1}{2\pi \times f_{pMOD} \times R_C}$$

C_F は次式で計算されます。

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times R_C \times f_{zMOD}}$$

上記の設計手順に基づく電流モード制御モデルは、ピークのインダクタ電流をサンプリングする影響を説明するために、補足的な高周波項 $G_S(s)$ を必要とします。この項 $G_S(s)$ は、クロスオーバーで余分な位相のずれを生じ、選択した補償部品によって得られる位相マージンを見積もるためにモデル化する必要があります。最終的なステップとして、以下のループゲイン伝達関数に従ってdBゲインと位相をプロットして、得られた位相マージンをチェックすることが役に立ちます。少なくとも45°の位相マージンを推奨します。

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

$$G_{\text{LOOP}}(s) = \frac{g_{\text{mc}} \times R_{\text{LOAD}}}{\left[1 + \frac{R_{\text{LOAD}}}{L \times f_{\text{S}}} \times \left[(K_{\text{S}} \times (1-D)) - 0.5\right]\right]} \times \frac{(1 + s / (2\pi \times f_{\text{ZMOD}}))}{(1 + s / (2\pi \times f_{\text{pMOD}}))} \times \frac{(1 + s / (2\pi \times f_{\text{ZEA}}))}{(1 + s / (2\pi \times f_{\text{pEA}})) \times (1 + s / (2\pi \times f_{\text{pDEA}}))} \times \frac{g_{\text{mEA}} \times R_{\text{O}} \times V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}} G_{\text{S}}(s)$$

$$G_{\text{S}}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\pi \cdot Q_{\text{C}} \cdot f_{\text{S}}} + \frac{s^2}{(\pi \cdot f_{\text{S}})^2}\right)}$$

ここで、サンプリングの効果によるクオリティ係数は下記のようになります。

$$Q_{\text{C}} = \frac{1}{\pi \cdot (K_{\text{S}} \cdot (1-D) - 0.5)}$$

下記は、図3の標準動作回路の値 R_{C} と C_{C} を計算する数値例です。

$$A_{\text{VCS}} = 12$$

$$L = 0.56\mu\text{H}$$

$$R_{\text{L}} = 1.8\text{m}\Omega$$

$$f_{\text{S}} = 600\text{kHz}$$

$$g_{\text{mc}} = 1/(A_{\text{VCS}} \times R_{\text{L}}) = 1/(12 \times 0.0018) = 46.29\text{S}$$

$$V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$$

$$I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 20\text{A}$$

$$R_{\text{LOAD}} = V_{\text{OUT}}/I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 1.2/20 = 0.06\Omega$$

$$C_{\text{OUT}} = 4 \times 100\mu\text{F} = 400\mu\text{F}$$

$$\text{ESR} = 2\text{m}\Omega/4 = 0.5\text{m}\Omega$$

$$D = V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}} = 1.2/12 = 0.1:$$

$$K_{\text{S}} = 1 + \frac{V_{\text{SCOMP}} \times L \times f_{\text{S}}}{120 \times (V_{\text{IN}} - V_{\text{O}}) \times R_{\text{L}}} = 1 + \frac{1.25(0.56 \times 10^{-6})(600000)}{120(12 - 1.2)(0.0018)} = 1.18$$

$$G_{\text{MOD}}(\text{dc}) = g_{\text{mc}} \times \frac{R_{\text{LOAD}}}{\left[1 + \frac{R_{\text{LOAD}}}{L \times f_{\text{S}}} \times \left[(K_{\text{S}} \times (1-D)) - 0.5\right]\right]} = 46.29 \times \frac{0.06}{1 + \frac{0.06}{(0.56 \times 10^{-6})(600000)}} \times [1.18(1 - 0.1) - 0.5] = 2.53$$

$$f_{\text{pMOD}} = \frac{1}{2\pi \times R_{\text{LOAD}} \times C_{\text{OUT}} \times 0.9} + \left[\frac{1}{2\pi \times L \times f_{\text{S}} \times C_{\text{OUT}} \times 0.8} \times [K_{\text{S}} \times (1-D) - 0.5] \right] = \frac{1}{2\pi(400 \times 10^{-6})(0.06) \times 0.9} + \left[\frac{1}{2\pi(0.56 \times 10^{-6})(600000)(400 \times 10^{-6}) \times 0.8} (1.18(1 - 0.1) - 0.5) \right] = 8.18\text{kHz}$$

$$f_{\text{pMOD}} \ll f_{\text{C}} \leq \frac{f_{\text{S}}}{5}$$

8.18kHz $\ll f_{\text{C}} \leq 120\text{kHz}$ で、 $f_{\text{C}} = 60\text{kHz}$ に選んでください。

$$f_{\text{ZMOD}} = \frac{1}{2\pi \times 0.9 \times C_{\text{OUT}} \times \text{ESR}} = \frac{1}{2\pi \times 0.9 \times (400 \times 10^{-6}) \times 0.0005} = 884.2\text{kHz}$$

$f_{\text{ZMOD}} > f_{\text{C}}$ ですので、下記のようになります。

$$G_{\text{MOD}}(f_{\text{C}}) = G_{\text{MOD}}(\text{dc}) \times \frac{f_{\text{pMOD}}}{f_{\text{C}}} = 2.53 \times \frac{8118}{60000} = 0.345$$

$$R_{\text{C}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{FB}}} \times \frac{1}{g_{\text{mEA}} \times G_{\text{MOD}}(f_{\text{C}})} = \frac{1.2}{0.7} \times \frac{1}{(110 \times 10^{-6})(0.307)} = 44.7\text{k}\Omega$$

$$R_{\text{C}} = 44.7\text{k}\Omega$$

最も近い標準値を選んでください。 $R_{\text{C}} = 40.2\text{k}\Omega$:

$$C_{\text{C}} = \frac{1}{2\pi \times f_{\text{pMOD}} \times R_{\text{C}}} = \frac{1}{2\pi \times 8181 \times (40.2 \times 10^3)} = 483.9\text{pF}$$

最も近い標準値を選んでください。 $C_{\text{C}} = 470\text{pF}$:

$$C_{\text{F}} = \frac{1}{2\pi \times R_{\text{C}} \times f_{\text{ZMOD}}} = \frac{1}{2\pi \times (40.2 \times 10^3) \times (884.2 \times 10^3)} = 5\text{pF}$$

$$R7 = R_{\text{C}} = 40.2\text{k}\Omega$$

$$C12 = C_{\text{C}} = 470\text{pF}$$

$$C11 = C_{\text{F}} = 5\text{pF} \text{ (不使用)}$$

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

アプリケーション情報

PCBレイアウトのガイドライン

低損失でかつノイズの少ない安定な動作を実現するためには、PCBを注意してレイアウトすることがきわめて重要です。レイアウト例については、MAX8655の評価キットを参照してください。このレイアウトを変更する必要がある場合には、下記の手順に従ってください。適切なPCBレイアウトには、これらのガイドラインに従ってください。

- 1) IC端子にできるだけ近接してデカップリングコンデンサを配置してください。電源グランドプレーンとアナロググランドプレーンを分離してください。PVINとPGNDの間に直接、またこれらにできるだけ近接して、入力セラミックデカップリングコンデンサを配置してください。これは、この小さなループ内に大きなスイッチング電流を閉じ込めるのに役立ちます。
- 2) 10Aを超える出力電流に対しては、4層のPCBを推奨します。雑音の混入を最小にするために、IC下部の第2層にアナログのグランドプレーンを挿入してください。
- 3) 入力、出力およびVLコンデンサを電源グランドプレーンに接続し、他の全てのコンデンサを信号グランドプレーンに接続してください。出力コンデンサの所でアナログプレーンと電源グランドプレーンを接続してください。

4) インダクタにできるだけ近接して、インダクタ電流検出抵抗とコンデンサを配置してください。PCBの配線パターン抵抗の影響を最小にするために、ケルビン接続をしてください。CS-の近くに入力バイアスのバランス抵抗(図8のR2)を配置してください。コンデンサC9両端からCS+と入力バイアスのバランス抵抗R2に、2つの密接した平行な配線パターンを走らせてください。

5) エクスポートパッド部を対応するIC端子に接続して、素子の冷却を助けるように十分な銅の領域を確保してください。

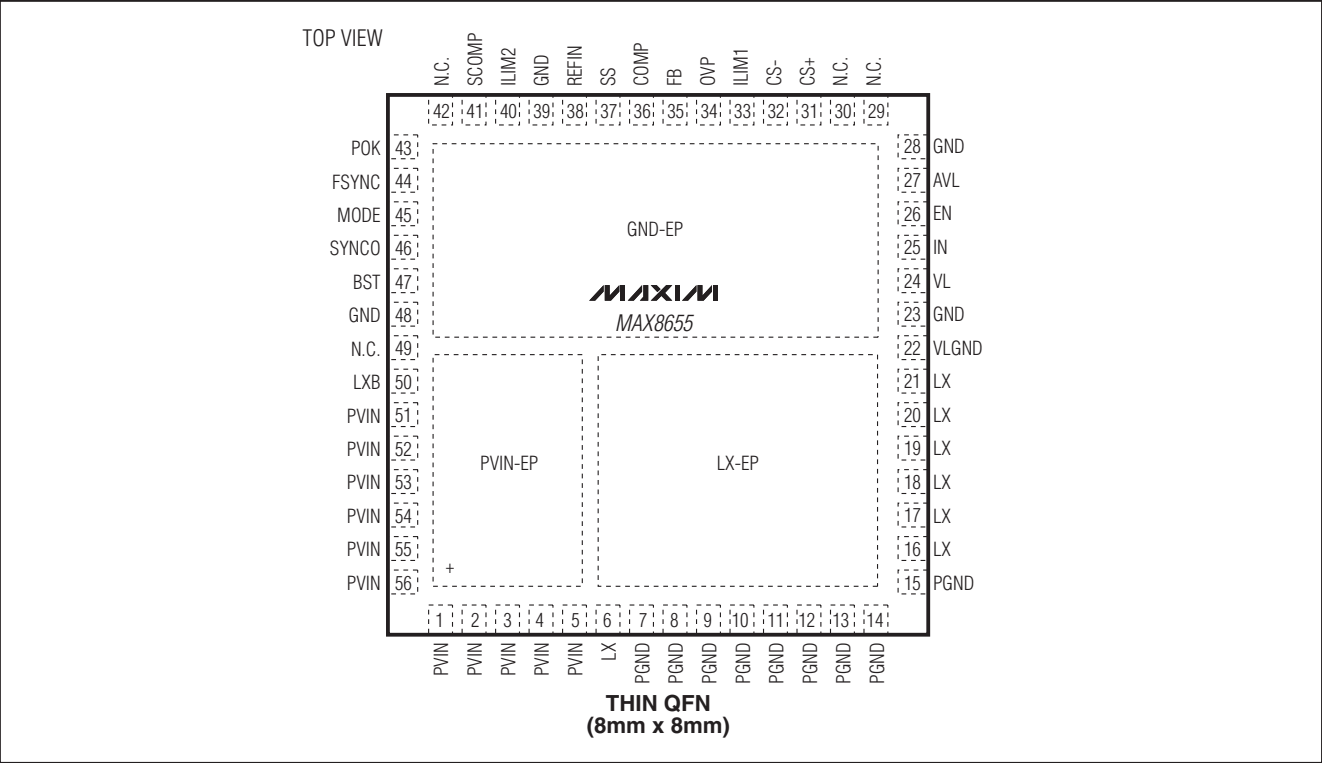
6) IC端子にできるだけ近接して、フィードバックと補償の部品を設置してください。一番遠い出力コンデンサにできるだけ近接して、FBとV_{OUT}間にフィードバックの抵抗分圧器を接続してください。

チップ情報

PROCESS: BiCMOS

高集積、25A、広入力レンジ
内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

ピン配置



パッケージ

最新のパッケージ図面情報およびランドパターンは、japan.maxim-ic.com/packagesを参照してください。なお、パッケージコードに含まれる「+」、「#」、または「-」はRoHS対応状況を表したものでしかありません。パッケージ図面はパッケージそのものに関するものでRoHS対応状況とは関係がなく、図面によってパッケージコードが異なることがある点に注意してください。

パッケージタイプ	パッケージコード	ドキュメントNo.
56 TQFN-EP	T5688M-4	21-0171

高集積、25A、広入力レンジ 内部MOSFET、ステップダウンレギュレータ

MAX8655

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	10/07	初版	—
1	08/09	「標準動作回路」、図3および4、「補償設計」の項を改訂	1, 13, 14, 18, 20

マキシム・ジャパン株式会社

〒169-0051 東京都新宿区西早稲田3-30-16 (ホリゾン1ビル)
TEL. (03)3232-6141 FAX. (03)3232-6149

Maximは完全にMaxim製品に組込まれた回路以外の回路の使用について一切責任を負いかねます。回路特許ライセンスは明言されていません。Maximは随時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 _____ **23**