

MAX17559**60V、デュアル出力、同期整流
ステップダウンコントローラ****概要**

MAX17559は、nMOSFETを駆動するデュアル出力、同期整流ステップダウンコントローラです。このデバイスは、固定周波数、ピーク電流モードアーキテクチャを採用しています。

2つの出力は、独立した電圧レールとして設定可能です。これら2つの出力を180°逆位相で動作させることによって、入力のコンデンサのサイズを最小化することができます。

このICは、高精度用の外付け電流検出抵抗、またはシステム効率向上用のインダクタDCRのいずれかを使用する電流検出に対応しています。電流フォールドバックまたはラッチオフによって、短絡状態でのMOSFETの消費電力が抑制されます。

このICは、出力ごとに独立した調整可能なソフトスタート/ストップを備え、プリバイアスされた出力へ単調に起動することが可能です。このICは、固定周波数動作と軽負荷効率のいずれを必要とするかによって、PWMまたはDCM動作のいずれかのモードに設定することができます。

このICは-40°C～+125°Cの温度範囲で動作し、鉛(Pb)フリーの32ピンTQFPパッケージ(7mm x 7mm)で提供されます。

アプリケーション

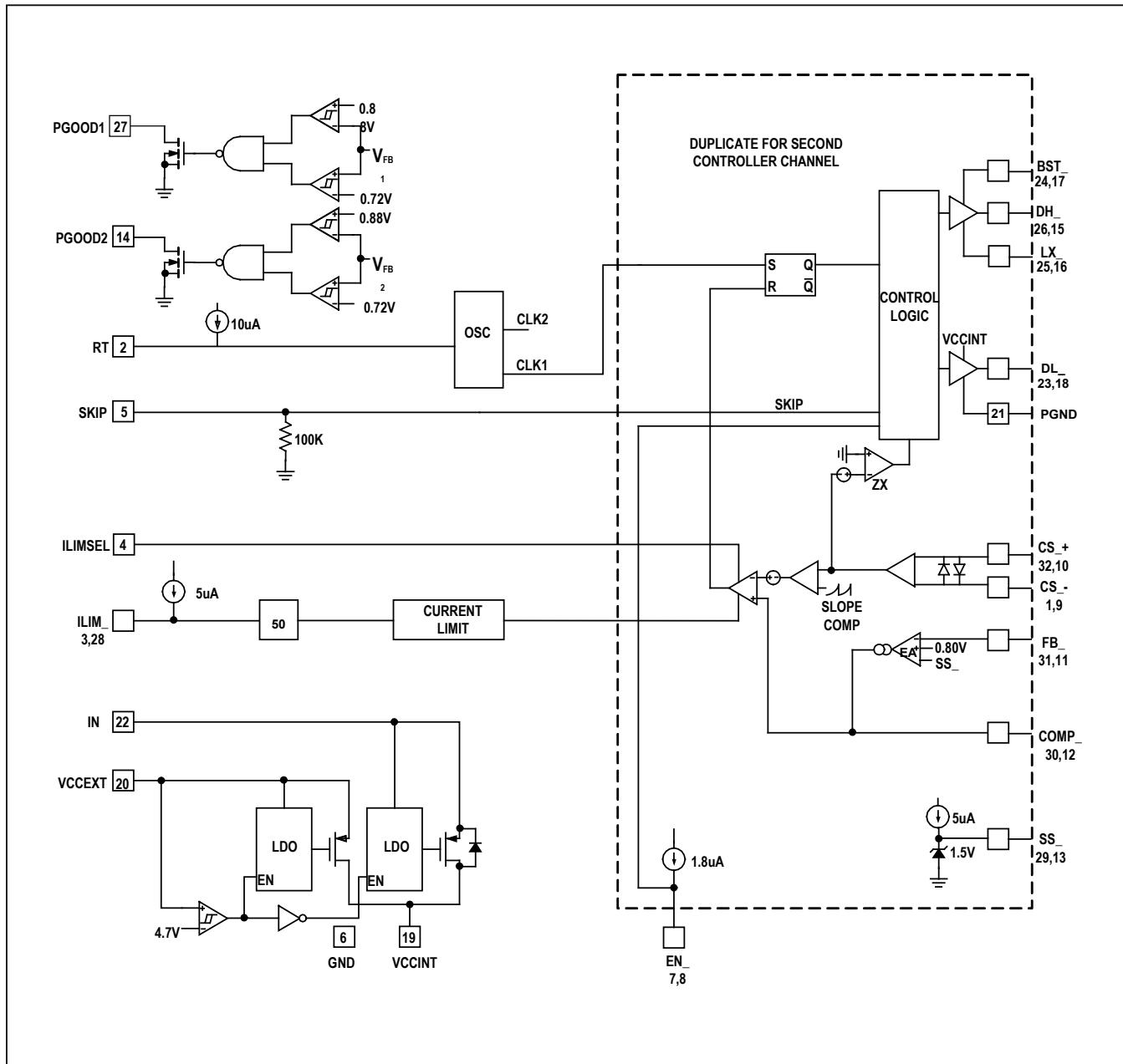
- 産業用電源
- DC分散電源システム
- 動作制御
- プログラマブルロジックコントローラ
- コンピュータ数値制御

利点および特長

- 広い動作範囲
 - 広入力電圧範囲：4.5V～60V
 - 広出力電圧範囲：0.8V～24V
 - 電流検出：RSENSEまたはインダクタDCR
 - 固定180°逆位相動作
 - 可変スイッチング周波数：100kHz～2.2MHz
 - 独立したイネーブルおよびPGOOD
 - 鉛(Pb)フリー、32ピンTQFPパッケージ(7mm x 7mm)で提供
- 電力効率を向上
 - ローインピーダンスのゲートドライブによって高効率を実現
 - 軽負荷時にDCM動作
 - 補助ブートストラップLDO
- 過酷な産業環境で信頼性の高い動作
 - 独立した調整可能なソフトスタート/ストップまたはトラッキング
 - 電流選択可能なフォールドバックまたはラッチオフによって短絡状態でのMOSFETの発熱を抑制
 - 動作温度範囲：-40°C～+125°C
 - 出力過電圧および過熱保護

型番はデータシートの最後に記載されています。

ブロック図



Absolute Maximum Ratings

IN to GND	-0.3V to +70V	PGOOD_ to GND	-0.3V to +6V
CS_+ to GND	-0.3V to +40V	FB_, COMP_, SS_, RT, SKIP, ILIM_, ILIMSEL	-0.3V to ($V_{CCINT} + 0.3$)V
CS_+ to CS_-	-0.3V to +0.3V	GND to EP	-0.3V to +0.3V
LX_, BST_ to PGND	-0.3V to +70V	Continuous Power Dissipation at +70°C (Multilayer Board)	1666.7mW
BST_ to LX_	-0.3V to +6V	Power Deration above +70°C (Multilayer Board)	20.8mW/°C
BST_ to V_{CCINT}	-0.3V to +70V	Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
DH_ to LX_	-0.3V to ($V_{BST_} + 0.3$)V	Maximum Junction Temperature	+150°C
DL_ to PGND	-0.3V to ($V_{CCINT} + 0.3$)V	Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
EN_ to GND	-0.3V to +6V	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
V_{CCINT} to GND	-0.3V to +6V		
V_{CCEXT} to GND	-0.3V to +26V		
PGND to GND	-0.3V to +0.3V		

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.

Package Thermal Characteristics (Note 1)

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA}) 48°C/W Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC}) 12°C/W

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 www.maximintegrated.com/jp/thermal-tutorial.

Electrical Characteristics

($V_{IN} = 24V$, $RT = \text{open}$, $C_{VCCINT} = 4.7\mu F$, $EN_ = \text{open}$, $DH_ = \text{open}$, $DL_ = \text{open}$, $T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT SUPPLY						
Input Voltage Range	V_{IN}		4.5	60		V
		$V_{CCINT} = V_{IN}$	4.5	5.5		
Operating Supply Current (Note 3)	I_{IN}	SKIP = open, $LX_ = PGND$, $BST_ = 5V$, $EN1 = \text{open}$, $EN2 = GND$, $V_{FB1} = 0.84V$ or $EN2 = \text{open}$, $EN1 = GND$, $V_{FB2} = 0.84V$	0.5	1.5	2.0	mA
		SKIP = open, $LX_ = PGND$, $BST_ = 5V$, $EN1 = EN2 = \text{open}$, $V_{FB1} = V_{FB2} = 0.84V$	1	2.5	3.5	
		SKIP = V_{CCINT} , $LX_ = PGND$, $BST_ = 5V$, $EN1 = \text{open}$, $EN2 = GND$, $V_{FB1} = 0.76V$ or $EN2 = \text{open}$, $EN1 = GND$, $V_{FB2} = 0.76V$	1	1.8	3.5	mA
		SKIP = V_{CCINT} , $LX_ = PGND$, $BST_ = 5V$, $EN1 = EN2 = \text{open}$, $V_{FB1} = V_{FB2} = 0.76V$	1.5	3.2	5	
Shutdown Supply Current		$EN1 = EN2 = GND$	10	20		μA

Electrical Characteristics (continued)

($V_{IN} = 24V$, $RT = \text{open}$, $C_{VCCINT} = 4.7\mu F$, $EN_+ = \text{open}$, DH_- , $DL_- = \text{open}$, $T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CCINT} REGULATOR						
V _{CCINT} Output Voltage	V _{CCINT}	6V < V _{IN} < 60V, I _{VCCINT} = 1mA	4.95	5.1	5.25	V
		6V < V _{CCEXT} < 24V, I _{VCCINT} = 1mA (V _{CCINT} supplied from V _{CCEXT})	4.95	5.1	5.25	
V _{CCINT} Load Regulation		V _{IN} = 12V, I = 0mA to 100mA, V _{CCEXT} = 0V (V _{CCINT} supplied from V _{IN})	5	25	50	mV
		V _{VCCEXT} = 12V, I _{VCCINT} = 0mA to 100mA (V _{CCINT} supplied from V _{CCEXT})	5	25	50	
V _{CCINT} Short-Circuit Output Current		V _{IN} = 8.5V, V _{CCEXT} = 0V, V _{CCINT} = 4V	120	250	340	mA
		V _{CCEXT} = 8.5V, V _{CCINT} = 4V (V _{CCINT} supplied from V _{CCEXT})	120	250	340	
V _{CCINT} Dropout Voltage		V _{IN} = 4.5V, load = 75mA, V _{CCEXT} = 0	50	150	420	mV
		V _{CCINT} supplied from V _{CCEXT} , V _{IN} = 24V, V _{CCEXT} = 4.7V, load = 75mA	50	150	420	
V _{CCEXT} Switch Overvoltage		V _{CCEXT} rising	4.55	4.7	4.85	V
V _{CCEXT} Switch Overvoltage Hysteresis			0.2	0.25	0.3	V
V _{CCINT} UVLO		V _{CCINT} rising	4	4.2	4.4	V
		V _{CCINT} falling	3.5	3.7	3.9	
OSCILLATOR						
Switching Frequency	f _{SW}	RT = 62kΩ	405	440	475	kHz
		RT = V _{CCINT}	480	535	590	
		RT = GND	325	350	375	
RT Pullup Current		V _{RT} = 0.5V	9.5	10	10.5	μA
Switching Frequency Adjustable Range	f _{SW}	26.5kΩ < RT < 280kΩ	100	2200	2200	kHz
SKIP						
DCM Mode Setting Range			1.25	V _{CCINT} -1.6		V
PWM Mode Setting Range			V _{CCINT} -1.5	V _{CCINT}		V
SKIP Pulldown Resistance			70	100	130	kΩ

Electrical Characteristics (continued)

($V_{IN} = 24V$, $RT = \text{open}$, $C_{VCCINT} = 4.7\mu F$, $EN_ = \text{open}$, $DH_$, $DL_ = \text{open}$, $T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GATE DRIVER						
DH_ to BST_ On-Resistance		Sourcing 100mA	0.7	1.3	2.5	Ω
DH_ to LX_ On-Resistance		Sinking 100mA	0.25	0.5	0.9	Ω
DL_ to VCCINT On-Resistance		Sourcing 100mA	0.7	1.3	2.5	Ω
DL_ to PGND_ On-Resistance		Sinking 100mA	0.35	0.75	1.25	Ω
DH_ Minimum Controlled On-Time	t_{ON_MIN}			120	155	ns
DL_ Minimum Controlled Off-Time	t_{OFF_MIN}	PWM mode, $V_{FB_} = 0.84V$	80	120	160	ns
Dead Time	t_{DT}	DH_ falling to DL_ rising, $C_{LOAD} = 6nF$		30		ns
		DL_ falling to DH_ rising, $C_{LOAD} = 6nF$		30		
DH_ Transition Time		DH_ rising, $C_{LOAD} = 6nF$		25		ns
		DH_ falling, $C_{LOAD} = 6nF$		15		
DL_ Transition Time		DL_ rising, $C_{LOAD} = 6nF$		25		ns
		DL_ falling, $C_{LOAD} = 6nF$		15		
SOFT-START/STOP						
Soft-Start/Stop Current	I_{SS}	$V_{SS} = 0.5V$	3.5	5	6.5	μA
ENABLE						
EN_ Logic-High Threshold		EN_ rising	1.2	1.25	1.3	V
EN_ Hysteresis				90		mV
EN_Bias Pullup Bias Current		$V_{EN} = 0.5V$	0.9	1.8	2.7	μA
CURRENT-SENSE AMPLIFIER						
CS_+ , CS_- Common-Mode Voltage Range			0	24		V
CS_+ to CS_- Input Operating Voltage Range	$V_{CS+} - V_{CS-}$	$0 < V_{CS-} < 24V$	-100		+100	mV
Current-Sense Amplifier Gain	G_{CS}		12	13.3	14.5	V/V
CS+_ Input Bias Current		$0 < V_{CS-} < 24V$, $T_A = T_J = 25^{\circ}C$		0.01	1	μA
CS_- Input Bias Current		$V_{CS+} = V_{CS-} = 1.2V$ or $24V$	5		600	μA

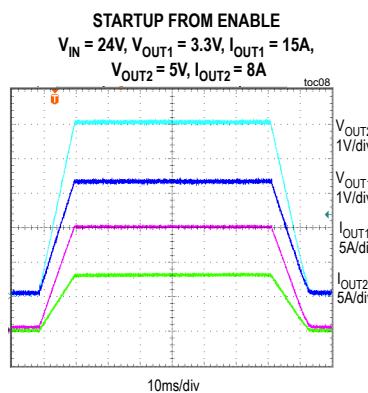
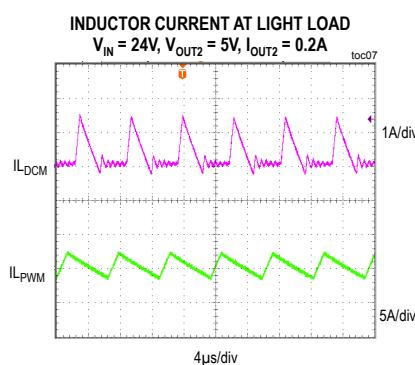
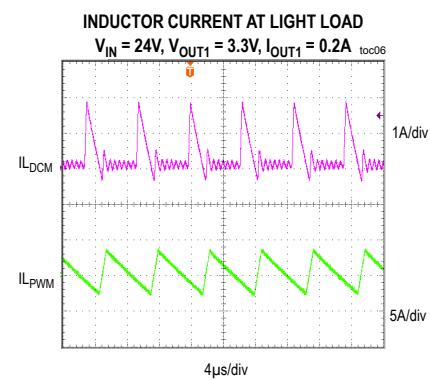
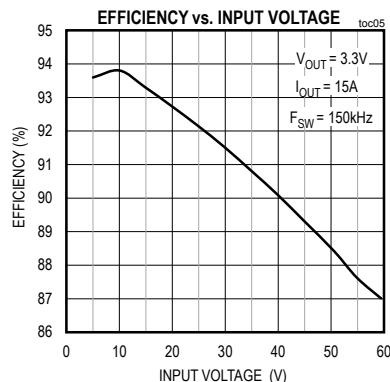
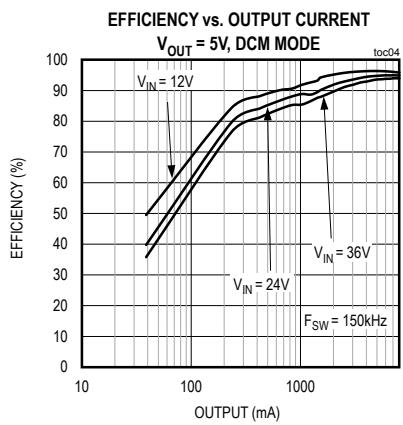
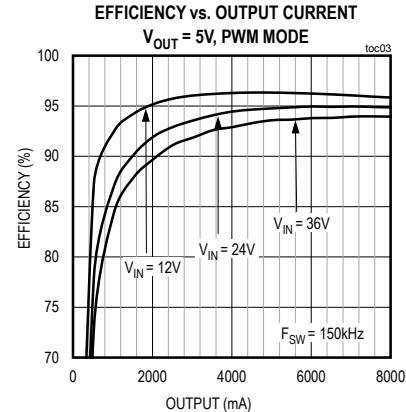
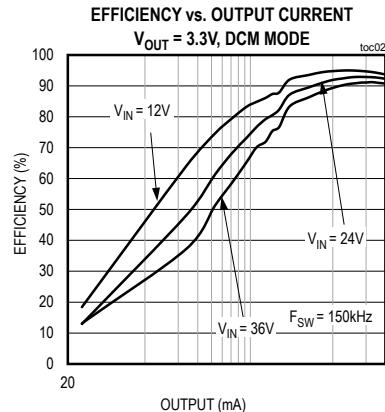
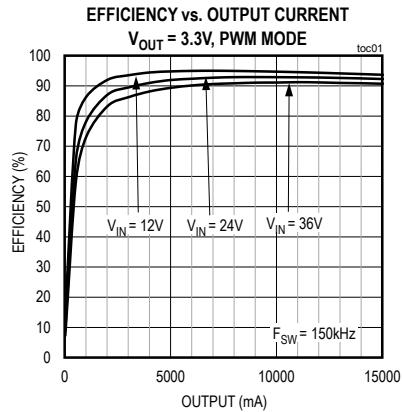
Electrical Characteristics (continued)

($V_{IN} = 24V$, $RT = \text{open}$, $C_{VCCINT} = 4.7\mu F$, $EN_ = \text{open}$, $DH_ = \text{open}$, $DL_ = \text{open}$, $T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 2)

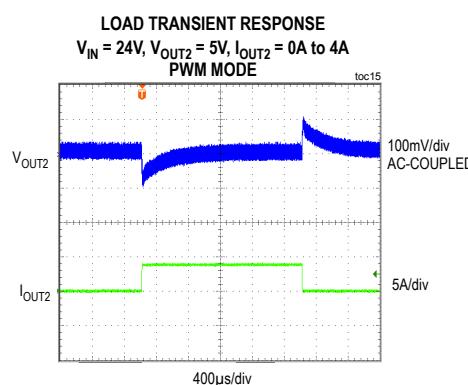
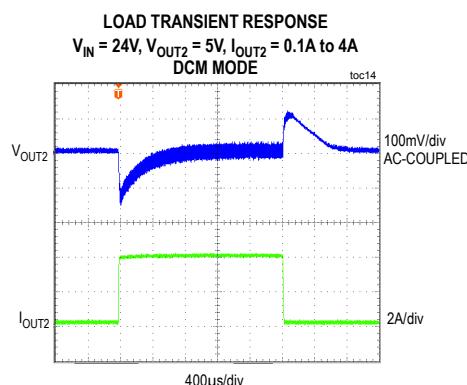
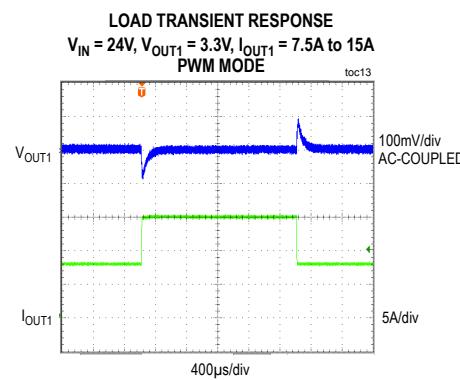
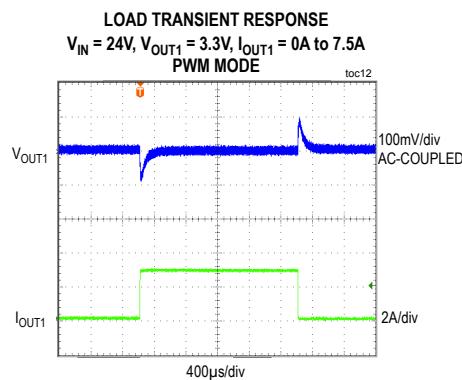
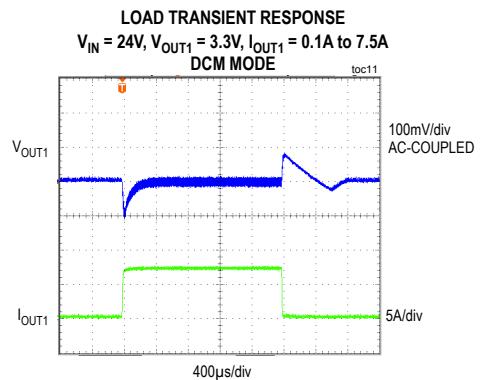
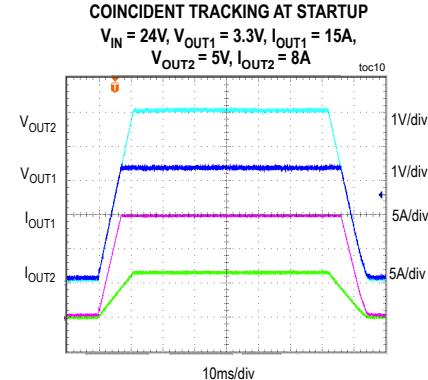
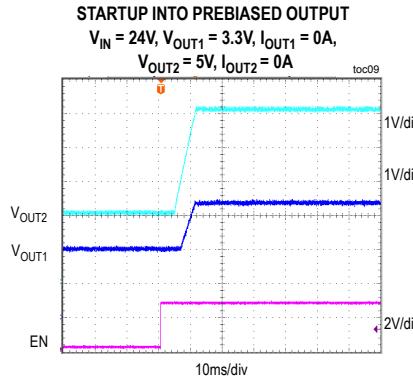
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CURRENT LIMIT						
ILIM_ reference current			4.5	5	5.5	μA
Adjustable Cycle-by-Cycle Peak Current-Limit Threshold		$0.6V < ILIM_ < 2V$	30		100	mV
Peak Current-Limit Threshold Programming Gain		$0.6V < ILIM_ < 2V$	42.5	50	57.5	mV/V
ILIM_SEL THRESHOLD						
Low-Voltage Threshold		Rising	0.3	0.4	0.5	V
High-Voltage Threshold		Rising, with respect to V_{CCINT}	-1.5	-1	-0.5	V
ILIMSEL THRESHOLD						
Low-Voltage Threshold		Rising		0.4		V
ERROR AMPLIFIER						
Feedback Regulation Voltage	$V_{FB_}$		786.5	800	813.5	mV
FB _ Input Leakage Current		$V_{FB_} = 0.8V$, $T_A = T_J = 25^{\circ}C$	-100	0	+100	nA
Transconductance	$g_M_$		1.7	2	2.3	mA/V
POWER-GOOD OUTPUTS						
PGOOD_ Threshold	$V_{FB_ rising}$		103	110	113	% of FB_
	$V_{FB_ falling}$		87	90	93	
PGOOD_ Output Low Level		$I_{PGOOD_} = 10mA$	0.05	0.15	0.25	V
PGOOD_ Leakage Current		$V_{PGOOD_} = 5V$, $T_A = T_J = 25^{\circ}C$	-100		+100	nA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal-Shutdown Threshold				160		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Hysteresis				20		$^{\circ}C$

Note 2: Limits are 100% tested at $T_A = 25^{\circ}C$. Limits over the temperature range and relevant supply voltage range are guaranteed by design and characterization.

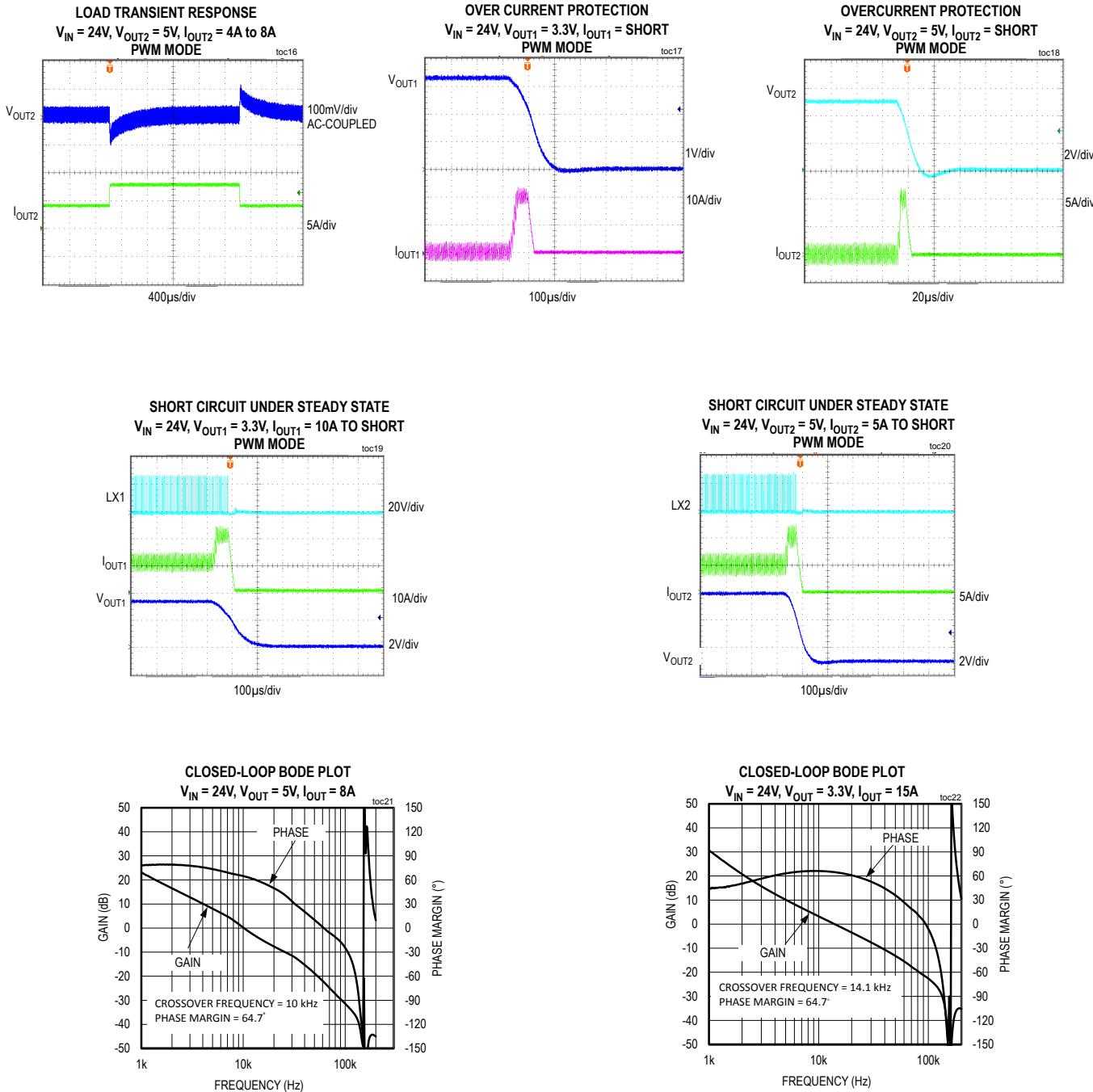
Note 3: This supply current excludes the switching current due to the external MOSFETs' gate charge.

標準動作特性(V_{IN} = 24V, unless otherwise noted. See [Figure 8.](#))

標準動作特性(続き)

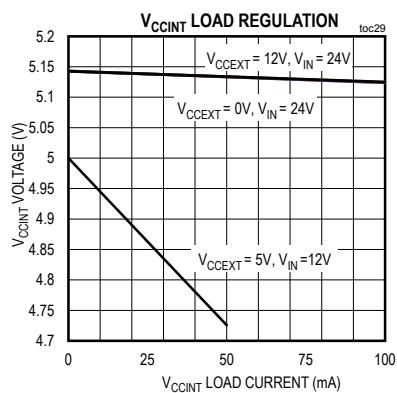
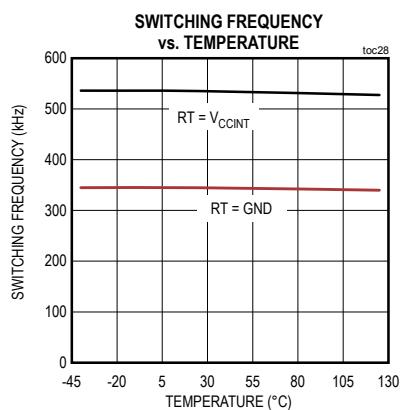
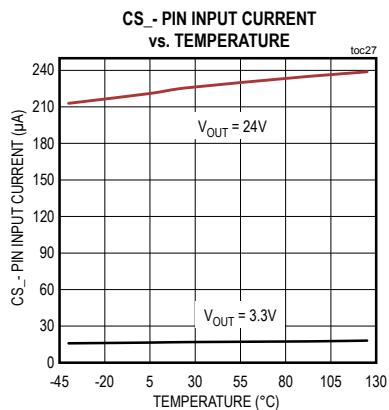
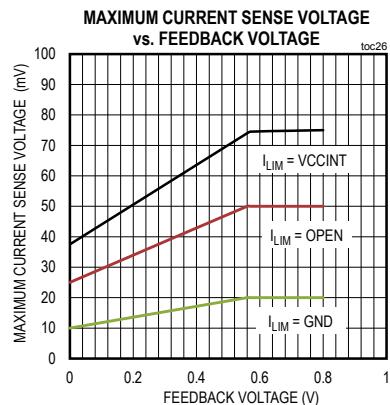
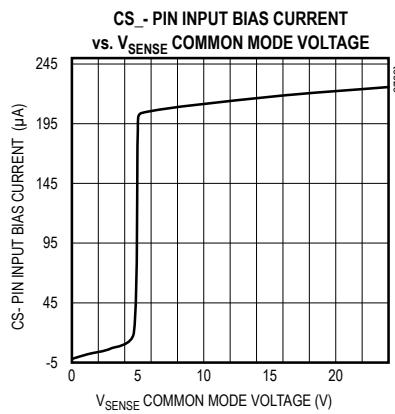
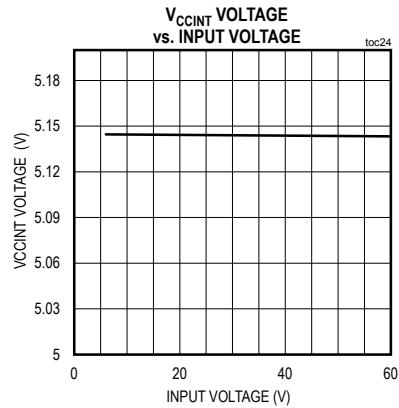
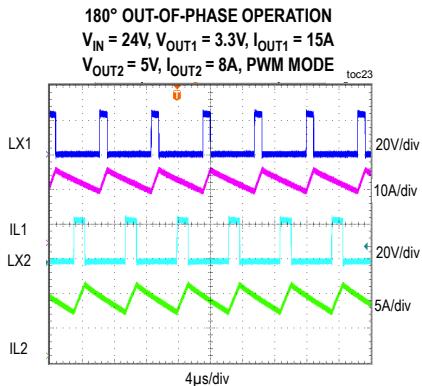
(V_{IN} = 24V, unless otherwise noted. See [Figure 8.](#))

標準動作特性(続き)

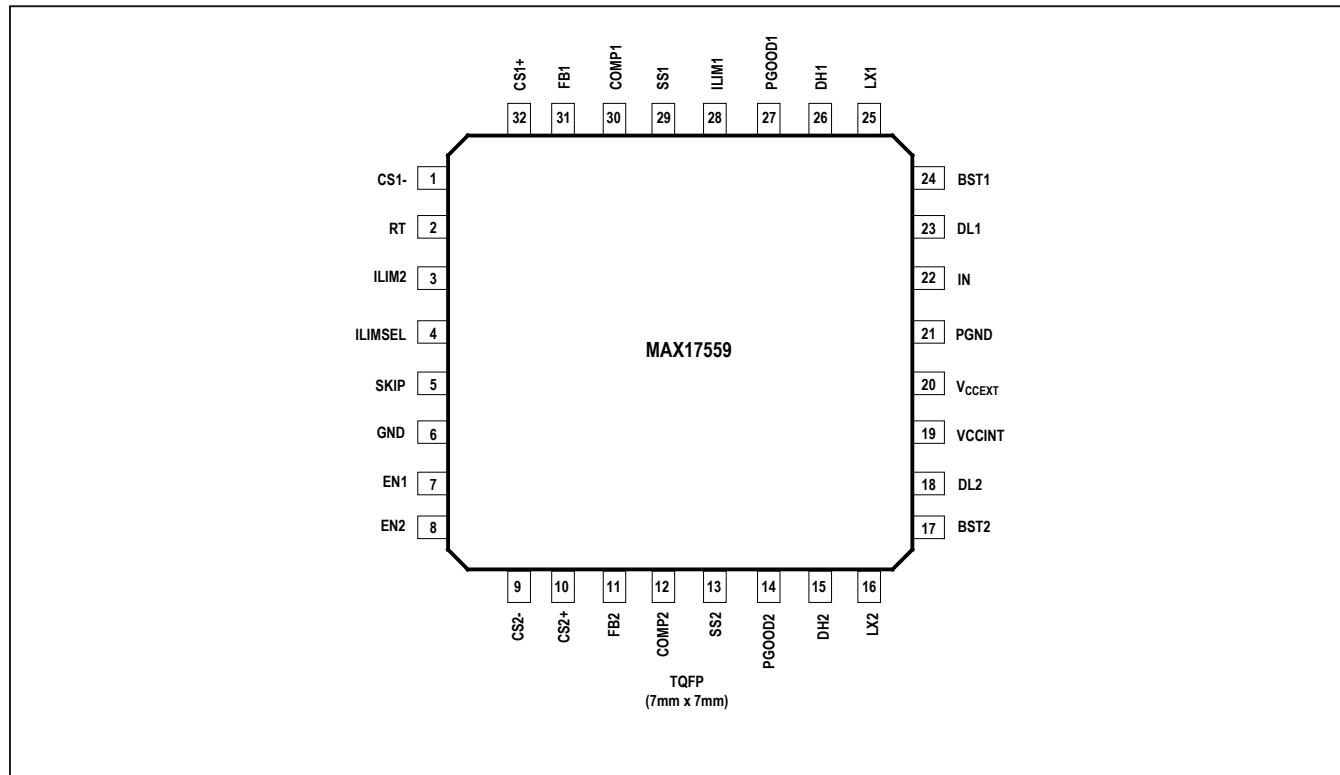
(V_{IN} = 24V, unless otherwise noted. See [Figure 8.](#))

標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 24V$, $RT = \text{unconnected}$, $C_{VCCINT} = 4.7\mu F$, $EN1 = EN2 = \text{unconnected}$, $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, unless otherwise noted.)



ピン配置



端子説明

端子	名称	機能
1, 9	CS1-, CS2-	それぞれコントローラ1およびコントローラ2の電流検出アンプの負入力。電流検出信号の負の端子に接続してください。図5および図6を参照してください。
2	RT	スイッチング周波数設定抵抗接続。RTとGND間に抵抗を接続してスイッチング周波数を設定します。図3を参照してください。535kHzのスイッチング周波数に設定する場合は、VCCINTに接続してください。350kHzのスイッチング周波数に設定する場合は、GNDに接続してください。
3, 28	ILIM2, ILIM1	コントローラ2およびコントローラ1の電流制限選択入力。詳細については、「ピーク電流制限の設定(ILIM_)」の項を参照してください。
4	ILIMSEL	電流制限動作モード選択入力。GNDに接続するかまたは未接続のままにすることによって、過負荷/短絡状態時のラッчикオフまたはフォールドバックモードを選択してください。
5	SKIP	PWM動作モードを選択する場合は、SKIPをVCCINTに接続してください。DCM動作モードに設定する場合は、SKIPを100kΩでVCCINTにプルアップするか、1.25V～VCCINT - 1.5Vの範囲の電圧に接続してください。SKIPは100kΩでGNDに内部でプルダウンされています。
6	GND	信号グランド接続。GNDを1点でPGNDプレーンに接続してください。グランド方式の例については、MAX17559の評価キットのデータシートのPCBレイアウトを参照してください。
7, 8	EN1, EN2	コントローラ1およびコントローラ2のイネーブル入力。対応するコントローラをイネーブルする場合は、未接続のままにするか1.25V～5.5Vの範囲の電圧に接続してください。対応するコントローラをディセーブルする場合は、GNDに接続してください。

端子説明(続き)

端子	名称	機能
10, 32	CS2+, CS1+	コントローラ2およびコントローラ1の電流検出アンプの正入力。電流検出信号の正の端子に接続してください。図5および図6を参照してください。
11, 31	FB2, FB1	コントローラ2およびコントローラ1のフィードバック電圧入力。FB_端子を出力とGND間の抵抗分圧器のミッドポイントに接続してください。詳細については、図4の回路を参照してください。
12, 30	COMP2, COMP1	コントローラ2およびコントローラ1のエラーアンプ出力および補償回路接続端子。図7の回路に示すように、COMP_端子を補償回路に接続してください。
13, 29	SS2, SS1	出力電圧ソフトスタート/ソフトストップ時間設定端子。SS_とGND間にコンデンサを接続して、出力電圧ソフトスタート/ソフトストップ時間を設定します。あるいは、他の電圧電源上の抵抗分圧器をこの端子に接続することによって、起動時にデバイスの出力を他の電源に追従させることができます。詳細については、「ソフトスタート/ソフトストップ(SS_)」および「ソフトスタート/ソフトストップコンデンサ」の項を参照してください。
14, 27	PGOOD2, PGOOD1	コントローラ2およびコントローラ1のオープンドレインのパワーグッド端子。外付け抵抗で5.5V (max)にプルアップしてください。
15, 26	DH2, DH1	コントローラ2およびコントローラ1のハイサイドMOSFETドライバ出力。それぞれのハイサイドMOSFETのゲートに接続してください。
16, 25	LX2, LX1	コントローラ2およびコントローラ1のスイッチングノード接続入力。それぞれの出力ファイルタインダクタに接続してください。
17, 24	BST2, BST1	コントローラ2およびコントローラ1のブートストラップコンデンサ接続入力。BST_と対応するLX_の間にコンデンサを接続してください。詳細については、「ブートストラップコンデンサの選択」の項を参照してください。
18, 23	DL2, DL1	コントローラ2およびコントローラ1のローサイドMOSFETドライバ出力。それぞれのローサイドMOSFETのゲートに接続してください。
19	V _{CCINT}	内蔵LDO出力。V _{CCINT} とPGNDの間に、4.7μF (min)の低ESRセラミックコンデンサを接続してください。
20	V _{CCEXT}	内蔵LDOの外部電源入力。4.85V~24Vの範囲の電圧を印加すると、INからの給電で動作するLDOが切斷され、V _{CCEXT} に接続されたLDOが内部回路に給電します。V _{CCEXT} 端子に対する0.1μF (min)のローカルデカップリングが推奨されます。
21	PGND	電源グランド。外付けローサイドMOSFETのソース端子およびV _{CCINT} のバイパスコンデンサのリターン端子に接続してください。例については、MAX17559の評価キットのデータシートのPCBレイアウトを参照してください。
22	IN	電源入力。1μF (min)の低ESRセラミックコンデンサでPGNDに接続してください。

詳細

MAX17559は、デュアル出力同期整流ステップダウンコントローラで、4.5V~60Vの広い入力電源範囲で動作し、0.8V~24Vの範囲で設定可能な出力電圧を備えています。このICは、制御ループに固定周波数、ピーク電流モード制御を使用します。デバイスの周波数は、RT端子の抵抗を使用して100kHz~2.2MHzの範囲で調整することができます。2つの出力を180°逆位相で動作させることによって、入力コンデンサのサイズを最小化することができます。

このデバイスは、調整可能な個別のソフトスタート/ソフトストップを提供し、プリバイアス出力電圧への単調な起動が可能です。このデバイスは、選択可能なDCM/PWM動作モードも備えています。その他の特長として、個別のオーブンドレインPGOOD_出力および個別のイネーブル(EN_)入力があります。

内蔵LDO (V_{CCINT})

このICは、V_{CCINT}に給電する2つの100mA低ドロップアウトリニアレギュレータを内蔵しています。1つのレギュレータはINから給電され、もう1つはV_{CCEXT}から給電されます。任意の時点でのV_{CCEXT}の電圧レベルに応じて2つのレギュレータの内の1つが動作します。V_{CCEXT}の電圧が4.7V (typ)以上の場合、V_{CCINT}はV_{CCEXT}のレギュレータから給電されます。V_{CCEXT}が4.55V (typ)以下の場合、V_{CCINT}はINのレギュレータから給電されます。V_{CCINT}をV_{CCEXT}から給電すると、より高い入力電圧での効率が向上します。1つのスイッチングレギュレータの出力電圧が4.7V (typ)以上の場合は、V_{CCEXT}をその出力に接続することができます。V_{CCEXT}の最大電圧制限は24Vです。

V_{CCINT}の出力電圧は、ゲートドライバおよび内部制御回路に給電します。少なくとも4.7μFの低ESRセラミックコンデンサでV_{CCINT}をPGNDにデカップルしてください。このICは低電圧ロックアウト(UVLO)回路を採用しており、V_{CCINT}が3.8V (typ)を下回ると両方のレギュレータを強制的にオフになります。V_{CCINT} > 4.2V (typ)になるとレギュレータは再びイネーブルされます。

ローサイドゲートドライバ(DL_{_})

ローサイド外部MOSFETゲートドライバは、V_{CCINT}から給電されます。通常の動作条件では、ローサイドゲートドライバ出力(DL_{_})は常にハイサイドゲートドライバ出力(DH_{_})と相補的の関係です。各コントローラで、専用回路がDH_{_}およびDL_{_}出力を監視し、一方のゲート駆動信号が完全にオフになるまで、他方のゲート駆動信号がオンになるのを防止します。これによって、この回路はDL_{_}がオフになった時点でのみDH_{_}をオンにします。同様に、DH_{_}がオフになるまでDL_{_}がオンになるのを防止します。

ゲートドライバの回路が適切に動作することを確保するため、DL_{_}およびDH_{_}端子と外部MOSFETのゲート間にローラインピーダンスの経路が存在する必要があります。インピーダンスを最小限に抑えるため、非常に短く、太いトレースをPCBレイアウトに使用してください。DL_{_}をローに駆動する内蔵プルダウントランジスタは堅牢で、0.75Ω (typ)のオン抵抗を備えています。この低オン抵抗は、ローサイド同期整流器MOSFETのドレインからゲートへの容量性結合によるLX_{_}端子の急速な立上り時に、DL_{_}がプルアップされるのを防ぐために寄与します。

ハイサイドゲートドライバ(DH_{_})

ハイサイドゲートドライバは、BST_{_}とLX_{_}の間に接続したブートストラップコンデンサから給電されます。ブートストラップコンデンサは、通常は外付けショットキーダイオードを介して各スイッチングサイクル中にV_{CCINT}まで充電され、その時点でローサイドMOSFETがオンになります。

ハイサイドMOSFETは、BST_{_}とDH_{_}間の内部スイッチを閉じることによってオフになります。これによって、ハイサイドMOSFETをオフにするために必要なゲート-ソース間電圧が供給されます。「[ブートストラップコンデンサの選択](#)」の項を参照して、適切なサイズのブートストラップコンデンサを選択してください。

シャットダウンおよびイネーブル(EN_)

このICの2つのコントローラは、EN1およびEN2端子を使用して個別にシャットダウンおよびイネーブルすることができます。これらの端子のいずれかを1.25V (typ)以下にプルダウンすると、対応するコントローラがシャットダウンします。EN1とEN2の両方を0.7V以下にプルダウンすると、両方のコントローラおよびV_{CCINT}のLDOを含むほとんどの内部回路がディセーブルされます。この状態では、デバイスの自己消費電流はわずか10μA (typ)になります。

EN_端子は、オープンにするか外部で1.25V (typ)～5.5Vの範囲の電圧にプルアップすることによって、対応するコントローラをオンにすることができます。図1は、可能なEN_端子の設定を示します。

ソフトスタート/ソフトストップ(SS_)

各コントローラの電圧出力のソフトスタート/ソフトストップ時間は、そのコントローラに対応するSS_端子の電圧によ

よって制御されます。SS_端子の電圧が0.8Vの内部リファレンス以下の場合、デバイスはFB_の電圧を0.8Vの内部固定リファレンスではなくSS_端子の電圧に安定化します。そのため、SS_端子とGNDの間に外付けコンデンサを接続することによって、SS_端子を使用して出力電圧のソフトスタート/ソフトストップ時間を設定することができます。内部の5μAソース/シンク電流がこのコンデンサを充放電して、SS_端子の電圧立上り/立下りを生成します。SS_の電圧が0から0.8Vまでリニアに立ち上がりると、出力電圧は0からその最終値に向けてスムーズに立ち上がります(逆の立下り時も同様)。

別の方法として、SS_端子を使用して起動時に他の電源の出力に出力を追従させることができます。この場合は、追従する必要のある電源とGNDの間の外付け抵抗分圧器にSS_端子を接続する必要があります。図2は、可能なSS_端子の設定方法を示します。

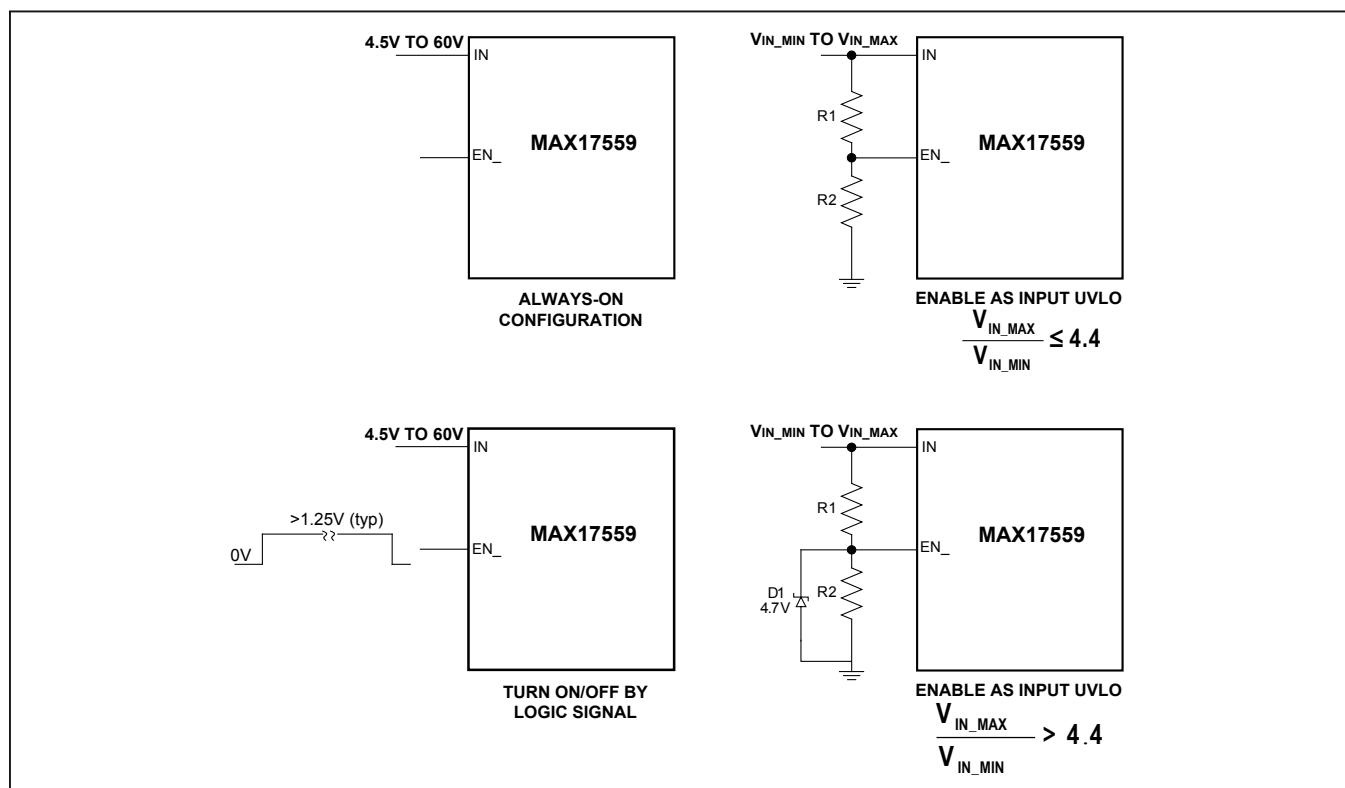
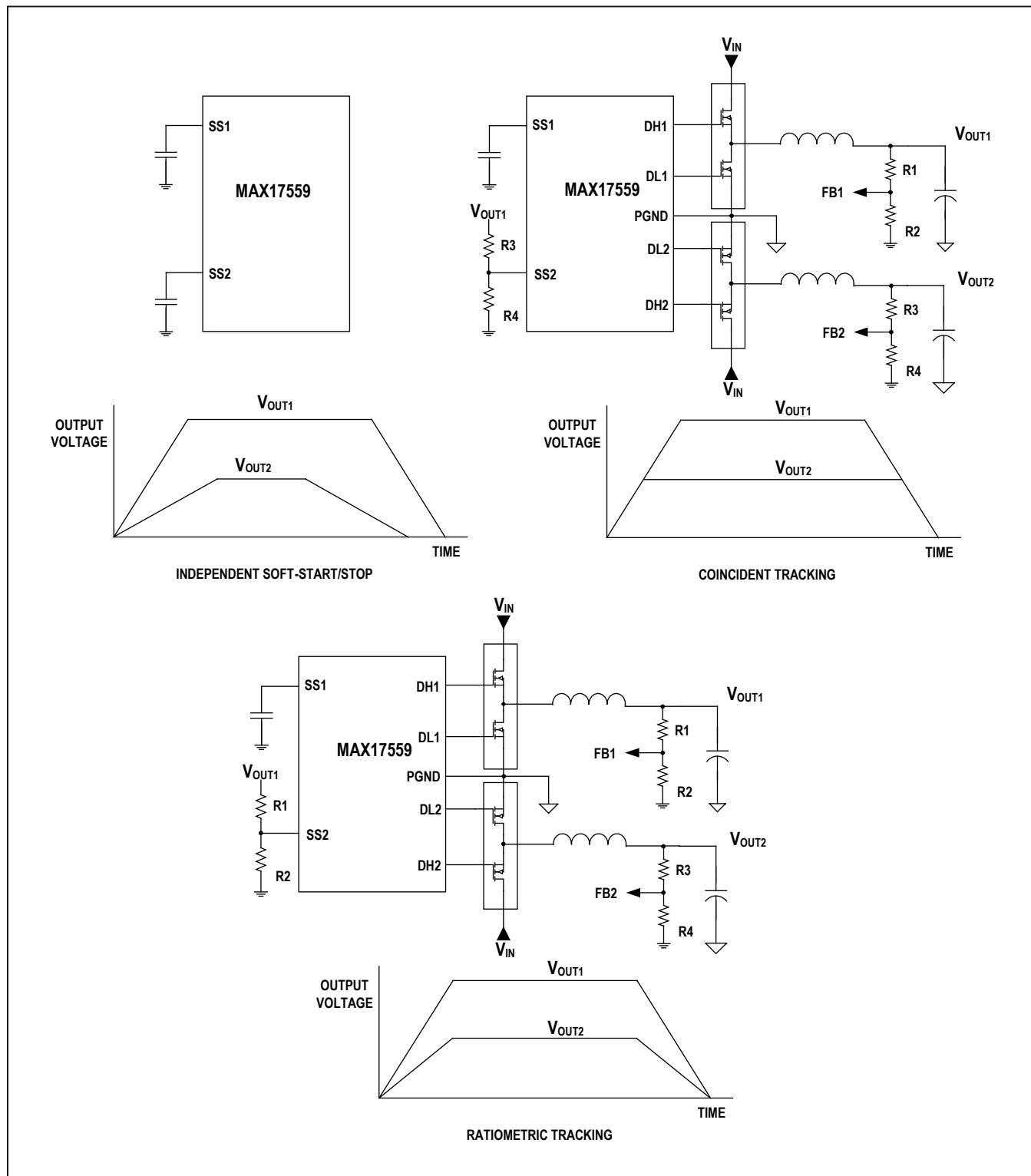


図1. 可能なEN_端子の設定

図2. 可能な SS_{_} 端子の設定

軽負荷電流動作(SKIP)

MAX17559は、高い軽負荷効率を実現する断続コンダクションモード(DCM)または固定周波数パルス幅変調(PWM)モードで動作するように設定可能です。DCMを選択する場合、SKIP端子を1.25V～V_{CCINT} - 1.5Vの範囲のDC電圧に接続してください。PWM動作モードを選択する場合、SKIPをV_{CCINT}に接続してください。

DCMモード

DCMでは、デバイスは各スイッチングサイクルのインダクタ電流のゼロクロス付近でレギュレータのローサイドMOSFETをオフにします。この動作によって、インダクタの負の電流が最小限に抑えられ、出力から入力に電流が流れることによる損失が低減されます。そのため、各サイクルのインダクタ電流は三角波形で、そのピークは負荷電流の需要に比例します。コントローラは、負荷および入力電圧の変動に応じてインダクタのピーク電流を調整しながら、固定周波数で動作します。しかし、軽負荷および/または高入力電圧の条件下では、コントローラに対する最小オン時間の制約が存在します。最小オン時間は、コントローラが生成することができる最小の制御可能なパルス幅です。これによって、インダクタで設定可能なピークインダクタ電流に下限が設けられ、負荷が必要とするエネルギーに関係なく、固定量のエネルギーが出力に供給されます。最小オン時間に供給されるエネルギー量が負荷エネルギーより多い負荷の場合、出力電圧はその公称設定値を上回ります。その結果、平均出力電圧を設定ポイントに安定化するために、スイッチングサイクルがスキップされます。この動作によって、実効スイッチング周波数は設定されたスイッチング周波数より低くなり、レギュレータの効

率が向上します。負荷電流が増大してインダクタ電流の谷がゼロを上回るポイントまで達すると、レギュレータの動作はPWMモードに移行します。

PWMモード

SKIPがV_{CCINT}に接続されている場合、デバイスの各コントローラは常にPWMモードで動作します。このモードでは、インダクタ電流が負になることが許容されます。PWMモードでは、通常の動作条件下で、ハイサイドMOSFETは内部クロックのエッジでオンになります。内蔵エラーランプはFB_端子のフィードバック電圧を固定の内部リファレンス電圧と比較し、誤差電流を生成します。この誤差電流はCOMP_端子の補償回路を通じて流れ、内部電流ループの制御電圧を生成します。スイッチングサイクル中のハイサイドMOSFETのオン時間は、COMP_端子の制御電圧と、CS_+とCS_-の電流検出電圧および内部スロープ補償電圧の和を比較することによって決定されます。インダクタ電流はハイサイドMOSFETのオン時間の間に増大します。ハイサイドMOSFETがオフになると、ローサイドMOSFETがオンになります。ローサイドMOSFETのオン時間の間、インダクタ電流は減少します。ローサイドMOSFETは次のクロックエッジまでオンのままでです。PWM動作モードには、低い出力電圧リップルおよび固定周波数動作という特長があり、動作周波数に敏感なアプリケーションで利点となります。「[DCMモード](#)」の項で説明した最小オン時間条件下では、デバイスはPWMモードでもハイサイドのターンオンイベントをスキップし、出力電圧を安定化します。その結果、インダクタ電流および出力電圧リップルの波形に関して低周波数動作となります。

周波数の選択(RT)

スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズの間のトレードオフです。低周波数動作は、MOSFETスイッチング損失およびゲート駆動損失の低減によって効率が向上しますが、低い出力リップル電圧を維持するためにより大きいインダクタおよび/またはコンデンサが必要です。デバイスのスイッチング周波数は、RT端子を使用して100kHz～2.2MHzの範囲で設定可能です。RTをV_{CCINT}に接続するとデフォルト周波数である535kHzのスイッチング周波数に設定され、GNDに接続すると350kHzのスイッチング周波数に設定されます。図3は、さまざまなRTの値に対するスイッチング周波数を示します。

次式を使用して、所定のスイッチング周波数に必要な抵抗を見つけることができます。

$$R_{RT} = \frac{f_{SW} + 133}{8.8}$$

180°位相動作

このICは、2つの出力チャネル間の固定180°位相シフト動作を提供することによって、以下の特長を実現します。

- 入力および出力コンデンサのRMS電流の低減
- 入力電圧リップルの低減

出力過電圧保護

出力過電圧保護回路は、出力過電圧条件下で負荷を保護します。出力電圧が公称値を10%以上上回ると、過電圧条件がクリアされるまでハイサイドMOSFETがオフになります。

出力過電圧条件のローサイドMOSFETの状態は、選択した動作モードによって決まります。

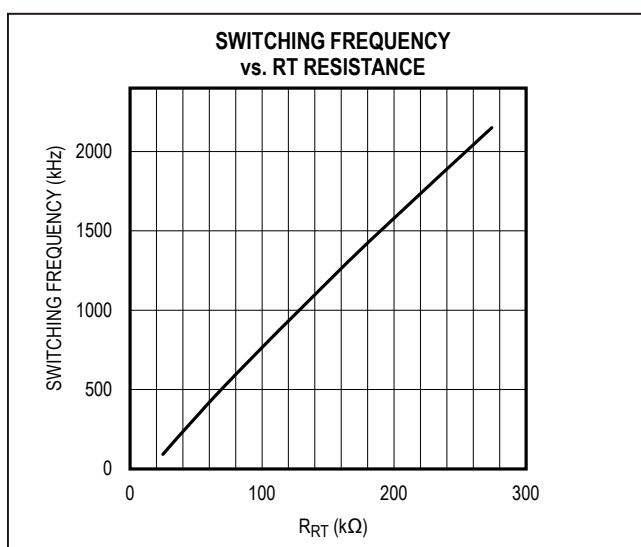


図 3. RT とスイッチング周波数の関係

PWMモードが選択されている場合、出力過電圧条件がクリアされるまでローサイドMOSFETはオンのままであります。この場合、過電圧の量および出力容量によってはローサイドMOSFETを流れる電流が大きい値に達する可能性があります。DCMが選択されている場合、インダクタ電流がゼロに達するとローサイドMOSFETはオフになります。このモードでは、BST_のコンデンサをリフレッシュするためにローサイドMOSFETは10クロックサイクルごとにオンになります。これによって、平均インダクタ電流はわずかに負になるため、負荷電流の存在と合わせて、出力をゆっくりと放電することができます。

パワーグッド(PGOOD1およびPGOOD2)端子

このICは、個別のオープンドレインのパワーグッド(PGOOD1、PGOOD2)端子を備えています。PGOOD_端子は、対応するFB_端子の電圧が0.8Vのリファレンス電圧の±10%の範囲外の場合ローになります。ソフトスタート時、PGOOD_はローです。FB_端子の電圧がリファレンス電圧の-10%以内の場合、外付け抵抗でPGOOD_を6V以下のソース電圧にプルアップすることができます。

電流制限下での動作(ILIMSEL)

このデバイスは、ILIMSELの設定に基づいて電流制限条件下で選択可能な以下の動作モード(表1)を備えています。

選択されている電流制限モードに関係なく、インダクタのピーク電流が電流制限スレッショルドに達すると直ちにハイサイドMOSFETがオフになり、ローサイドMOSFETがオンになります。MAX17559は、電流制限条件がクリアされるまでローサイドMOSFETを強制的にオンにします。電流制限条件下で、出力電圧は安定状態の値から低下し始めます。出力電圧が設定値の70%を下回ると、選択されている電流制限モードに応じて、デバイスはフォールドバックまたはラッчикオフのいずれかのモードに移行します。

フォールドバック電流制限(ILIMSEL = 未接続)

過負荷条件下で、出力電圧が公称レベルの70%以下に低下すると、フォールドバック電流制限がアクティベートされます。このモードでは、ピークインダクタ電流はFB_の電圧に比例して設定値の100%から50%まで段階的に低下します。フォールドバック電流制限モードは、ソフトスタート/ソフトストップ時間の間はディセーブルされます。

表1. 電流制限のモード選択

ILIMSEL PIN CONFIGURATION	MODE OF OPERATION UNDER CURRENT LIMIT CONDITION
Float	Foldback
GND	Latchoff

ラッチオフ動作モード(ILIMSEL = GND)

過電流制限条件下で、出力電圧が設定値の70%を下回ると、コントローラはラッチオフモードに移行し、ハイサイドとローサイドの両方のMOSFETがオフに維持されます。ラッチオフは、ソフトスタート中は非アクティブです。コントローラは、対応するEN_端子またはICの電源がGNDにサイクルされ再びアクティブ化されるまでアイドルのままでです。

ピーク電流制限の設定(ILIM_)

このデバイスは、各コントローラに対する個別の可変ピーク電流制限スレッショルドを備えています。ILIM_とGNDの間に抵抗を接続して電流制限を設定します。

抵抗値は、次式を使用して計算することができます。

$$R_{ILIM_k\Omega} = \frac{ILIM_THRESHOLD}{(I_{ILIM} \times 50)}$$

ここで、 I_{ILIM} はILIM_端子の内部電流ソース($5\mu A$)です。

ILIM_THRESHOLDは、次式を使用して計算することができます。

$$ILIM_THRESHOLD = \left[ILOAD_{MAX} + \frac{\Delta I_{LPK-PK(MAX)}}{2} \right] \times R_{SENSE}$$

ここで、 $ILOAD_{MAX}$ は最大負荷電流です。

$I_{LPK-PK(MAX)}$ は最大インダクタリップル電流で、次のように計算することができます。

$$\Delta I_{LPK-PK(max)} = \frac{V_{OUT} * \left[1 - \frac{V_{OUT}}{V_{INMAX}} \right]}{L * f_{SW}}$$

R_{SENSE} は電流検出抵抗です。

ILIM_Thresholdの設定可能な最大値は100mVです。

このデバイスは、2つの選択可能な、ILIM_の設定に基づくサイクル単位の正の電流制限スレッショルドも備えています。[表2](#)に、ILIM_端子の設定に基づくサイクル単位の正の電流制限スレッショルドを示します。

表2. 各種のILIM設定に対するピーク電流制限スレッショルド

ILIM PIN CONFIGURATION	POSITIVE CURRENT-LIMIT THRESHOLD (TYP)
V_{CCINT}	75mV
GND	30mV

プリバイアス出力への起動

このICは、プリバイアス出力電圧への単調な起動をサポートします。起動時、FB_端子の電圧がSS_端子の電圧より高い場合、ハイサイドMOSFETはオフに維持され、ローサイドMOSFETはBST_のコンデンサをリフレッシュするために10クロックサイクルごとに150nsの間オンになります。これによって、平均インダクタ電流はわずかに負になるため、出力をゆっくりと放電することができます。SS_端子の電圧がFB_の電圧に達すると、通常のソフトスタート動作が発生し、出力電圧はプリバイアス値からスムーズに立ち上がります。

動作入力電圧範囲

ステップダウンコンバータの場合、所定の出力電圧に対する最小および最大の動作入力電圧を以下のように計算してください。

$$V_{IN_MIN} = \frac{V_{OUT} + I_{LOAD(MAX)} \times (R_{DS(ON)_LOW} + DCR)}{1 - f_{SW_MAX} \times t_{OFF_MIN}} + I_{LOAD(MAX)} \times (R_{DS(ON)_HI} - R_{DS(ON)_LOW})$$

$$V_{IN_MAX} = \frac{V_{OUT}}{(f_{SW_MAX} \times t_{ON_MIN})}$$

ここで、 V_{OUT} は安定状態の出力電圧、 $I_{LOAD(MAX)}$ は最大負荷電流、DCRはインダクタのDC抵抗、 f_{SW_MAX} は最大スイッチング周波数、 $R_{DS(ON)_HI}$ と $R_{DS(ON)_LOW}$ はハイサイドおよびローサイドMOSFETのオン抵抗、 t_{OFF_MIN} はワーストケースの最小オフ時間(160ns)、 t_{ON_MIN} はワーストケースの最小オン時間(155ns)で、[\[Electrical Characteristics \(電気的特性\)\]](#)の表に記載されている値です。

熱過負荷保護

熱過負荷保護は、IC内の総消費電力を制限します。デバイスの接合部温度が+160°Cを超えると、内蔵の温度センサーがデバイスをシャットダウンし、デバイスの温度を低下させます。接合部温度が20°Cだけ低下すると、温度センサーは再びデバイスをオンにします。サーマルシャットダウンからの復帰時、デバイスはソフトスタートを使用して再起動します。

アプリケーション情報

入力低電圧ロックアウトレベルの設定

EN_端子は、100mV (typ)のヒステリシスを備えた入力低電圧ロックアウト検出器として使用することができます。図1に示すように、対応するEN_とINおよびGND間に接続した抵抗分圧器で、ICの各コントローラがオンになる入力電圧を設定することができます。

R2 = 10kΩを選択し、次式に基づいてR1を計算します。

$$R1 = R2 \times \frac{(VIN_{UVLO} - 1.25)}{1.25}$$

ここで、VIN_{UVLO}はコントローラをイネーブルする入力電圧です。

出力電圧の設定

各コントローラの出力電圧は、FB_と対応する出力およびGND間に抵抗分圧器を接続することによって設定します(図4)。次式を使用して、FB_のリーク電流によって出力電圧に発生するオフセットに基づいてR1を選択してください。出力電圧に発生するオフセットをαとすると、次のようになります。

$$R1 \leq \frac{\alpha}{I_{FB_}}$$

ここで、I_{FB_}はFB_のリーク電流(±100nA max)です。たとえば、V_{OUT} = 5Vで、α = V_{OUT}の0.1% (= 5mV)の場合、次のようにになります。

$$R1 \leq \frac{5mV}{0.1\mu A}$$

R1 ≤ 50kΩ

R2は次式で計算してください。

$$R2 = \frac{R1}{\left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1\right)}$$

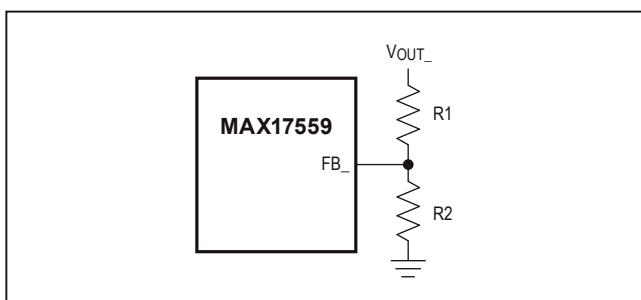


図4. 出力電圧の設定

ソフトスタート/ソフトストップコンデンサ

ソフトスタート/ソフトストップ時間は、SS_端子とGNDの間にコンデンサを接続することによって設定します。内部の5μA電流ソースがSS_端子のコンデンサを充放電して、出力電圧リファレンス用のリニアな立上り電圧を提供します。ソフトスタート時間は、次式に基づいて計算します。

$$t_{SS} = C_{SS} \times \frac{0.8V}{5\mu A}$$

インダクタの選択

出力インダクタを選択するには、3つの主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。

- 1) インダクタンス(L)
- 2) インダクタの飽和電流(I_{SAT})
- 3) インダクタのDC抵抗(DCR)

必要なインダクタンス(L)は、インダクタのピークトゥピークリップAC電流とそのDC平均電流の比率(LIR)に基づいて計算します。サイズと損失の間の適切な妥協点として、ピークトゥピークリップ電流と平均電流の比率が30%の場合(LIR = 0.3)があります。スイッチング周波数、入力電圧、出力電圧、および選択したLIRによって、次のようにインダクタの値が決定されます。

$$L = \frac{V_{OUT} \times (1-D)}{LIR \times I_{LOAD} \times f_{SW}}$$

ここで、V_{OUT}は出力電圧、Dは動作デューティサイクル(= V_{OUT}/V_{IN})、I_{LOAD}は全負荷電流、f_{SW}は動作スイッチング周波数です。

最小インダクタ飽和電流は、次式によって与えられる最大インダクタピーク電流と同じかそれ以上にしてください。

$$\text{最大インダクタ} \begin{matrix} \text{ピーク電流} \\ \text{電流} \end{matrix} = \text{最大負荷電流} + \Delta I_{LPK} (\text{max})$$

ここで、ΔI_{LPK-PK}(max)は最大インダクタリップル電流で、次のように計算することができます。

$$\Delta I_{LPK-PK} (\text{max}) = \frac{V_{OUT} \times \left[1 - \frac{V_{OUT}}{V_{INMAX}} \right]}{L \times f_{SW}}$$

より低いDCRを備えたインダクタを選択すると効率が向上しますが、「電流検出(CS_+およびCS_-)」の項で説明するように、電流検出端子で必要な最小ピークトゥピーク電流検出信号に基づくDCRの下限があります。

電流検出(CS_+およびCS_-)

CS₊およびCS₋端子は、内部の電流検出アンプへの入力です。これらの端子のコモンモード動作電圧範囲は0~24Vのため、このICは最大24V(公称値)までの出力電圧を安定化することができます。

電流検出が外付けの電流検出抵抗またはインダクタDCRのいずれによって行われる場合も、適切な電流検出抵抗は次式を使用して計算されます。

$$R_{SENSE} = \frac{V_{CS}}{I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_{LPK-PK(max)}}{2}}$$

ここで、R_{SENSE}は適切な電流検出抵抗、V_{CS}はILIM端子の設定に基づいて選択した電流制限スレッショルド、I_{LOAD(MAX)}は最大負荷電流です。

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって全負荷電流を供給することを確保するため、「[Electrical Characteristics](#)」の表に記載されたV_{CS}パラメータの最小値を選択してください。

電流検出リップル電圧の大きさは、優れたSN比で最小のデューティサイクルジッターを確保するために非常に重要であることに注意してください。ワーストケースの電流検出リップル電圧は最小動作入力電圧で発生し、7mV~12mVの範囲に設定する必要があります。次式を使用して、CS₊およびCS₋端子でのワーストケースの電流検出リップル電圧を計算することができます。

$$\Delta V_{CSMIN} = \Delta I_{LPK-PK(MIN)} \times R_{SENSE}$$

ここで、ΔI_{LPK-PK(MIN)}は最小動作入力電圧で発生する最小インダクタ電流リップルです。ΔI_{LPK-PK(MIN)}は、次式を使用して計算することができます。

$$\Delta I_{LPK-PK(MIN)} = \frac{V_{OUT} \times \left[1 - \frac{V_{OUT}}{V_{INMIN}} \right]}{L \times f_{SW}}$$

ΔV_{CSMIN}が目標値より小さい場合、選択した出力インダクタンス値を小さくし、ΔV_{CSMIN}が目標値(PCBレイアウトによって7mV~10mV)と等しいかそれ以上になるまで

R_{SENSE}を繰り返し再計算してください。次式によって計算されるV_{CS(MAX)}は、「[Electrical Characteristics](#)」の表から選択したV_{CS}より小さくなります。

$$V_{CS(MAX)} = R_{SENSE} \times \left[I_{LOADMAX} + \frac{\Delta I_{LPK-PK(max)}}{2} \right]$$

PCBレイアウト関連のノイズがあるため、ワーストケースの電流検出電圧を最終決定する前に、最小動作電圧の動作でのジッターをチェックしてください。電流検出フィルタ部品がICの電流検出端子の近くに配置されていることを確保するように注意してください。電流検出トレースは短くし、差動配線としてください。

外付け検出抵抗を使用する電流検出

ディスクリートの抵抗を使用する標準的な電流検出回路を図5に示します。R_{SENSE}の電力定格は、R_{SENSE}の消費に関する次式を使用して選択してください。

$$R_{SENSE}\text{の電力損失} = \left[I_{LOAD}^2 + \left(\frac{\Delta I L^2}{12} \right) \right] \times R_{SENSE}$$

インダクタのDCRを使用する電流検出

インダクタのDCR電流を使用する電流検出は、外付け検出抵抗を使用する電流検出と比べてシステムの効率が向上します。DCR電流検出の不利な点として、インダクタのDCRは温度による変動およびメーカーが規定する初期許容誤差の幅が大きいため、電流制限が検出抵抗ほど高精度ではありません。標準的なDCR電流検出回路を図6に示します。CS₋端子間にC1を配置してください。通常、C1

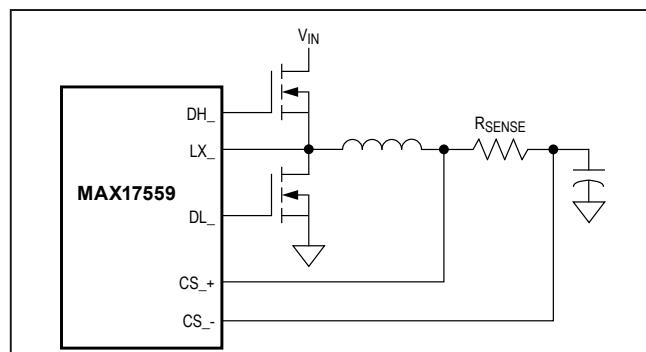


図 5. 外付け検出抵抗を使用する電流検出

は0.1μF～0.47μFの範囲で選択します。R1は(R2を使用しない場合)次式に基づいて計算してください。

$$R1 = \frac{L}{DCR \times C1}$$

R2は、インダクタのDCRが所望の電流検出抵抗より大きいアプリケーションで使用されます。この場合、次式を使用してR1およびR2を計算してください。

$$RP = \frac{L}{DCR \times C1}$$

ここで、RPはR1とR2の並列の組み合わせ(= [R1 × R2]/[R1 + R2])です。

$$R1 = \frac{DCR \times RP}{R_{SENSE}}$$

$$R2 = \frac{R1 \times RP}{R1 - RP}$$

入力コンデンサの選択

入力フィルタコンデンサは電源からのピーク電流を低減するとともに、回路のスイッチングによって発生する入力のノイズおよび電圧リップルを軽減します。低ESRのセラミックコンデンサを入力に使用してください。各出力チャネルに対し、入力コンデンサのESRに起因するリップル成分を無視することによって、以下の式を使用して指定の入力リップルΔVINに必要な入力容量を計算してください。

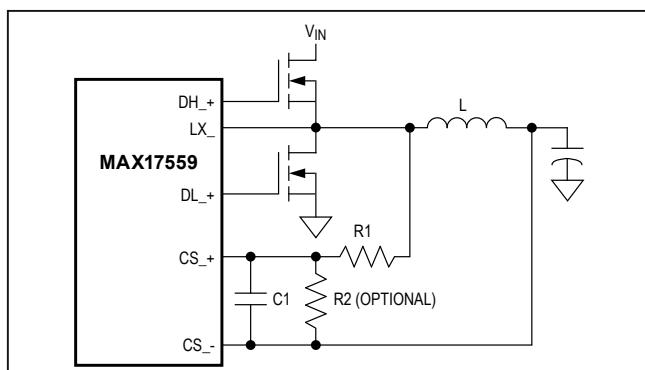


図 6. インダクタのDCRを使用する標準的な電流検出

$$C_{IN} = \frac{I_{LOAD} \times D \times (1-D)}{\eta \times \Delta V_{IN} \times f_{SW}}$$

ここで、D = (V_{OUT}/V_{IN})、ηは電力変換の効率です。

入力コンデンサで要求されるRMS電流(C_{IN RMS})は、次式によって計算することができます。

$$C_{IN RMS} = I_{LOAD(MAX)} \times \sqrt{D \times (1-D)}$$

ここで、I_{LOAD(MAX)}は負荷電流の最大値で、D = V_{OUT}/V_{IN}です。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサの選択に関する主要なパラメータは、容量値、ESR、および電圧定格です。これらのパラメータは、全体的な安定性、出力リップル電圧、および過渡応答に影響します。安定状態の出力リップル(ΔV_{OUTSS})には、2つの成分があります(出力コンデンサのESRは無視します)。1つの成分は、ESR両端の電圧降下によるもので(ΔV_{OUTESR_SS})、もう1つの成分は出力コンデンサに蓄積された電荷の変動によるものです(ΔV_{OUTQ_SS})。出力コンデンサのESRによる出力電圧降下を無視することによって、安定状態での出力電圧リップルを次式で概算することができます。

$$\Delta V_{OUTSS} \approx \Delta V_{OUTESR_SS} + \Delta V_{OUTQ_SS}$$

ここで、ΔV_{OUTSS}は安定状態での出力電圧リップルです。

$$\Delta V_{OUTESR_SS} = \Delta I_{LPK-PK} \times ESR$$

$$\Delta V_{OUTQ_SS} = \frac{\Delta I_{LPK-PK}}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}$$

上記の式に基づいて、必要なC_{OUT}およびESRを計算してください。セラミック出力コンデンサの場合、ΔV_{OUTQ_SS}は総出力リップル電圧(ΔV_{OUTSS})の約80%に寄与します。電解出力コンデンサの場合、ΔV_{OUTQ_SS}は総出力電圧リップルの約50%に寄与します。低ESRのコンデンサを使用してください。

ループ補償

このICは、ユーザーが利用可能な反転入力と出力を備えた内蔵トランスコンダクタンスエラーアンプを使用して外部周波数補償を行います。出力コンデンサと補償回路によって、特定の出力インダクタおよび出力コンデンサに対するループ安定性が決定します。

コントローラは、外付けインダクタを介して必要な電流を強制的に流すことによって出力電圧を安定化する、ピーク電流モード制御方式を使用しています。電流モード制御では、電圧モード制御の場合にインダクタと出力コンデンサによって発生するフィードバックループの2つのポールが除去されるため、結果として位相シフトが小さくなり、必要なエラーアンプ補償が簡易になります。

ピーク電流モード制御とともに使用される標準的なタイプ2補償を図7に示します。次式を使用して補償抵抗(R_Z)を計算してください。

$$R_Z = \frac{2 \times \pi \times f_{CO} \times C_{OUT} \times G_{CS} \times R_{SENSE}}{g_M \times G_{FB}}$$

ここで、 f_{CO} は所望のクロスオーバー周波数($f_{SW}/10$ ~ $f_{SW}/20$ の範囲で選択すること)、 C_{OUT} は出力容量、 G_{CS} は電流検出アンプの利得(ILIMの設定に依存)、 R_{SENSE} はCS_+およびCS_-端子間の実効電流検出抵抗、 g_M は内蔵トランスコンダクタンスアンプの利得、 G_{FB} は出力電圧フィードバック分圧器の利得で、(0.8V/出力電圧)に等しい値です。

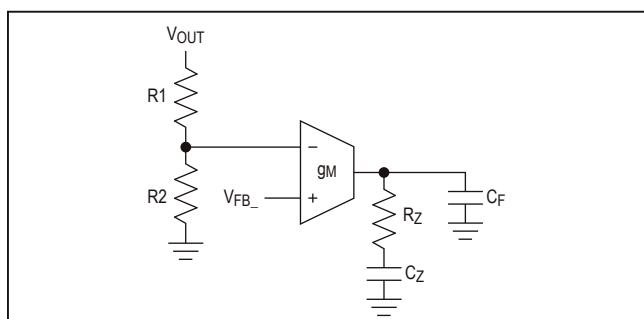


図7. 標準的なタイプ2補償回路

C_Z は次式を使用して計算します。

$$C_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{P_Load} \times R_Z}$$

ここで、 f_{P_Load} は、次式によって概算される負荷ポール周波数です。

$$f_{P_Load} = \frac{1}{2 \times \pi \times C_{OUT} \times \left(\frac{V_{OUT}}{I_{LOAD}} \right)}$$

次式を使用して C_F を計算してください。

$$C_F = \frac{1}{2 \times \pi \times R_Z \times f_{P_EA}}$$

ここで、 f_{P_EA} は、 R_Z および次式によって与えられるESRゼロ周波数または $f_{SW}/2$ の小さい方によって与えられる C_F によって生成されるポール周波数です。

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

出力コンデンサが並列に接続されたn個の同等のコンデンサで構成される場合、その結果は $C_{OUT} = n \times C_{OUT}$ (each)になり、 $ESR = ESR$ (each)/nです。同等のコンデンサを並列に組み合わせた場合、 f_{Z_ESR} の位置は個々のコンデンサと同じになることに注意してください。

ブートストラップコンデンサの選択

選択したハイサイドnMOSFETによって、次式に従って適切なブートストラップ容量値が決まります。

$$C_{BST} = \frac{\Delta Q_{Gate}}{\Delta V_{BST}}$$

ここで、 ΔQ_{Gate} はハイサイドMOSFETの総ゲート電荷量で、 ΔV_{BST} はターンオン後にハイサイドMOSFETドライバで許容される電圧変動です。 C_{BST} の決定時に利用可能なゲート駆動電圧が大幅に低下しないように ΔV_{BST} を選択してください(たとえば、 $\Delta V_{BST} = 100mV$)。ブートストラップコンデンサは、低ESRのセラミックコンデンサにしてください。100nFの最小値が推奨されます。

MOSFETの選択

各コントローラは、回路切替え素子として2つの外付け、ロジックレベルnMOSFETを駆動します。これらのMOSFETを選択するための主なパラメータとして、以下が含まれます。

- オン抵抗($R_{DS(ON)}$)
- 最大ドレイン-ソース間電圧($V_{DS(MAX)}$)
- HSMOSFETゲートのミラープラト-電圧(V_{MIL})
- 総ゲート電荷量(Q_{Gate})
- 出力容量(C_{oss})
- 消費電力定格およびパッケージの熱抵抗

両方のnMOSFETとも、 $V_{GS} = 4.5V$ でのオン抵抗の仕様が保証されているロジックレベルタイプである必要があります。ハイサイドおよびローサイドの外付けMOSFETのデューティサイクルは、以下のように計算することができます。

ハイサイドMOSFETのデューティサイクル：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

ローサイドMOSFETのデューティサイクル = 1 - D

ハイサイドMOSFETの損失は、次式を使用して概算することができます。

$$P_{HSMOSFET} = P_{HSMOSFET_Conduction} + P_{HSMOSFET_Switching}$$

$$P_{HSMOSFET_Conduction} = I_{LOAD(MAX)}^2 \times R_{DS(ON)} \times D$$

$$P_{HSMOSFET_Switching} = f_{SW} \times \left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{V_{IN} \times I_{LOAD(MAX)}}{2} \right] \\ \times \frac{Q_{SW} \times R_{DR}}{V_{CCINT} - V_{MIL}} \\ + [V_{IN} \times Q_{rr}] + \\ \left[(1/2) \times C_{OSSHS} \times V_{IN}^2 \right] \\ + \left[(1/2) \times C_{OSSLSS} \times V_{IN}^2 \right] \end{array} \right\}$$

ここで、

f_{SW} は動作スイッチング周波数、

$I_{LOAD(MAX)}$ はアプリケーションの最大負荷電流、

Q_{SW} はハイサイドMOSFETのスイッチング電荷(MOSFETのデータシートから取得可能)、

R_{DR} はDHピンドライバ抵抗とHSMOSFETの内部ゲート抵抗の和、

V_{MIL} は $I_{DS} = I_{LOAD(MAX)}$ となるHSMOSFETゲートの V_{GS} 、

Q_{rr} はローサイドMOSFETのボディダイオードの逆回復電荷(ローサイドMOSFETの両端に外付けショットキーが配置されていない場合)、

C_{OSSHS} はハイサイドMOSFETの実効出力容量、

C_{OSSLSS} はローサイドMOSFETの実効出力容量です。

ローサイドMOSFETの損失は、次式を使用して概算することができます。

$$P_{HSMOSFET} = I_{LOAD(MAX)}^2 \times R_{DS(ON)} \times (1-D) + V_D \times I_{LOAD(MAX)} \times t_{DT} \times f_{SW}$$

ここで、 V_D はLSMOSFETのボディダイオードの順電圧低下で、 t_{DT} は「[Electrical Characteristics](#)」の表に記載されたデッドタイムです。

上記の損失を計算するときは、温度による $R_{DS(ON)}$ の変動を考慮し、各MOSFETの損失がそれぞれの電力定格を超えないことを確保してください。ローサイドMOSFETの両端に低 Q_{rr} のショットキーダイオードを使用することで、ハイサイドMOSFETの損失が低減します。

MAX17559内の消費電力

ゲート電荷損失はドライバによって消費されます。そのため、内蔵LDOレギュレータから使用されるゲートドライバ電流およびその結果の消費電力を確認する必要があります。 V_{CCEXT} を V_{CCINT} の給電に使用しない場合、ICの損失を次のように概算してください。

$$P_{MAX17559} = V_{IN} \times [(Q_{Gate} \times f_{SW}) + I_{IN}]$$

V_{CCEXT} を V_{CCINT} の給電に使用する場合、次式を使用してICの損失を概算してください。

$$P_{MAX17559} = V_{CCEXT} \times [(Q_{Gate} \times f_{SW}) + I_{IN}]$$

ここで、

Q_{Gate} = コントローラ1のハイサイドおよびローサイドMOSFETの総ゲート電荷 + コントローラ2のハイサイドおよびローサイドMOSFETの総ゲート電荷、

I_{IN} は「[Electrical Characteristics](#)」の表に記載された消費電流です。

次式を使用してICの接合部温度を計算し、この値が+125°Cを超えないことを確保してください。

$$T_J = [P_{MAX17559} \times R_{th JA}] + T_A$$

ここで、

T_J はICの接合部温度、

$P_{MAX17559}$ はICの電力損失、

$R_{th JA}$ はICの接合部-周囲間熱抵抗(多層基板の場合29°C/W (typ))、

T_A は最大周囲温度です。

PCBレイアウトのガイドライン

注意深いPCBレイアウトは、低損失、低出力ノイズ、およびクリーンで安定した動作を実現するために非常に重要です。以下のガイドラインをPCBレイアウトに使用してください。

- 入力バイパスコンデンサはできる限りハイサイドMOSFETのドレインおよびローサイドMOSFETのソースの近くに配置してください。
- ローサイドMOSFETの両端に外付けショットキーダイオードを使用する場合、ローサイドMOSFETの非常に近くに配置し両端に直結してください。
- IN、V_{CCINT}、V_{CCEXT}のバイパスコンデンサおよびBST_のコンデンサはICの端子に近づけてください。
- 高速スイッチングノード(BST_、LX_、DH_、およびDL_)は敏感なアナログ領域(RT、COMP_、CS_、およびFB_)から遠ざけて配線してください。
- ゲート電流トレースは短く太くする必要があります。これらの信号をPCBの1つの層から他の層に配線する場合、複数の小径ビアを使用して配線してください。
- 電流検出ラインは平行に、短く、相互に隣接して配線し、これらのラインによって形成されるループを最小化してください。
- 電流検出フィルタコンデンサはICの電流検出端子に近づけ、ICと同じ面に配置してください。
- すべてのGND基準およびフィードバック部品はICの近くにまとめて配置してください。
- FB_および補償回路はできる限り小さくしてノイズの混入を防いでください。
- 可能な場合、すべてのパワー部品を基板の表面層に配置し、ビアを追加せずに、表面層のトレースまたは銅フィルのみを使用してパワーハンダの電流を流してください。
- 電源トレースおよび負荷接続は短くしてください。この手法は、高効率に不可欠です。効率を高めトレースのインダクタンスと抵抗を最小限に抑えるために、厚い銅のPCB(2オンスまたはそれ以上)を使用してください。
- 表面層に出力用の大面積のPGND銅領域をレイアウトし、入力バイパスコンデンサと出力コンデンサのボトム側端子、およびローサイドMOSFETのソース端子をその領域に接続してください。
- 例については、MAX17559の評価キットのデータシートのPCBレイアウトを参照してください。

標準アプリケーション回路

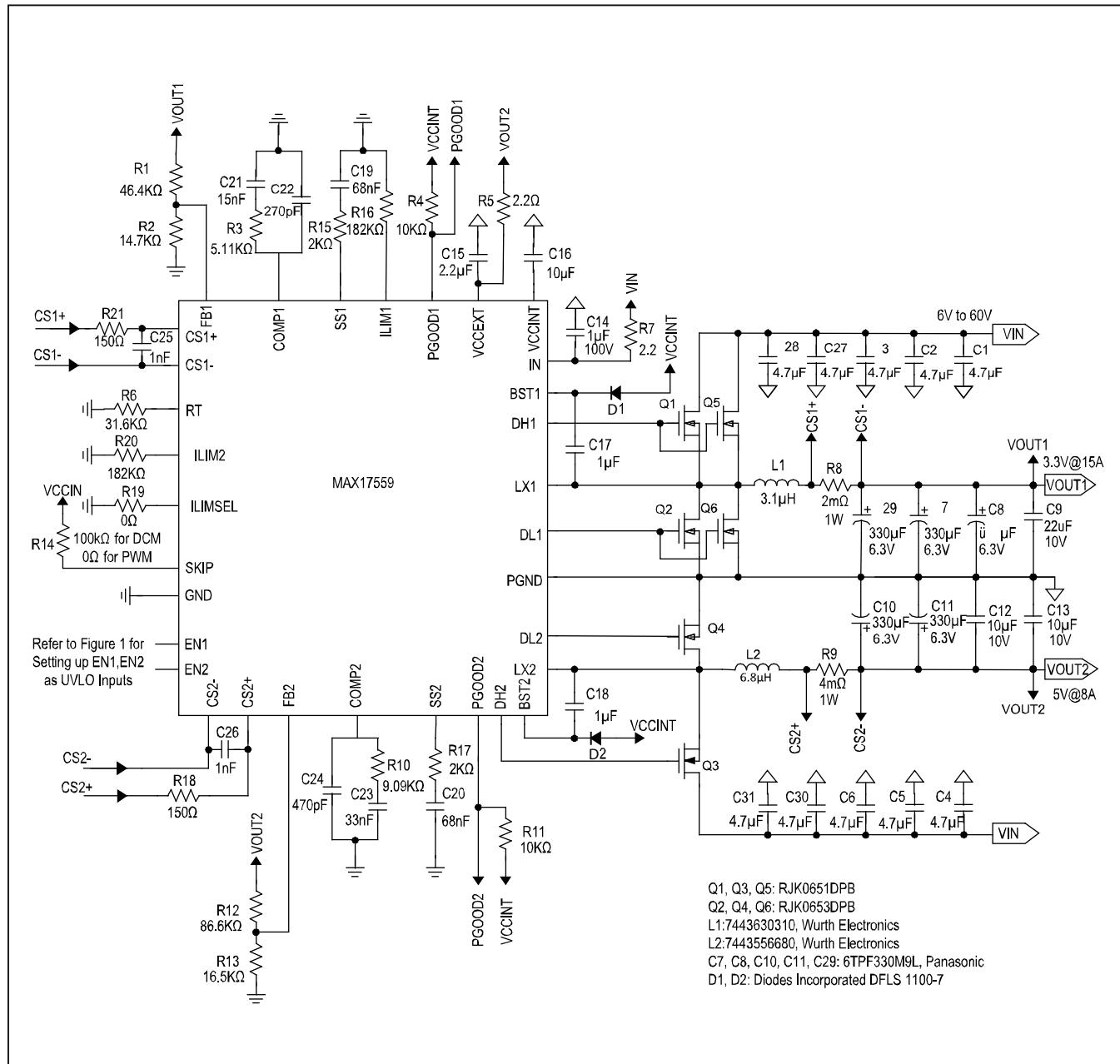


図 8. 抵抗ベースの電流検出 (R8、R9) を使用する広入力電圧、高効率 5V および 3.3V 出力バックコンバータ

標準アプリケーション回路(続き)

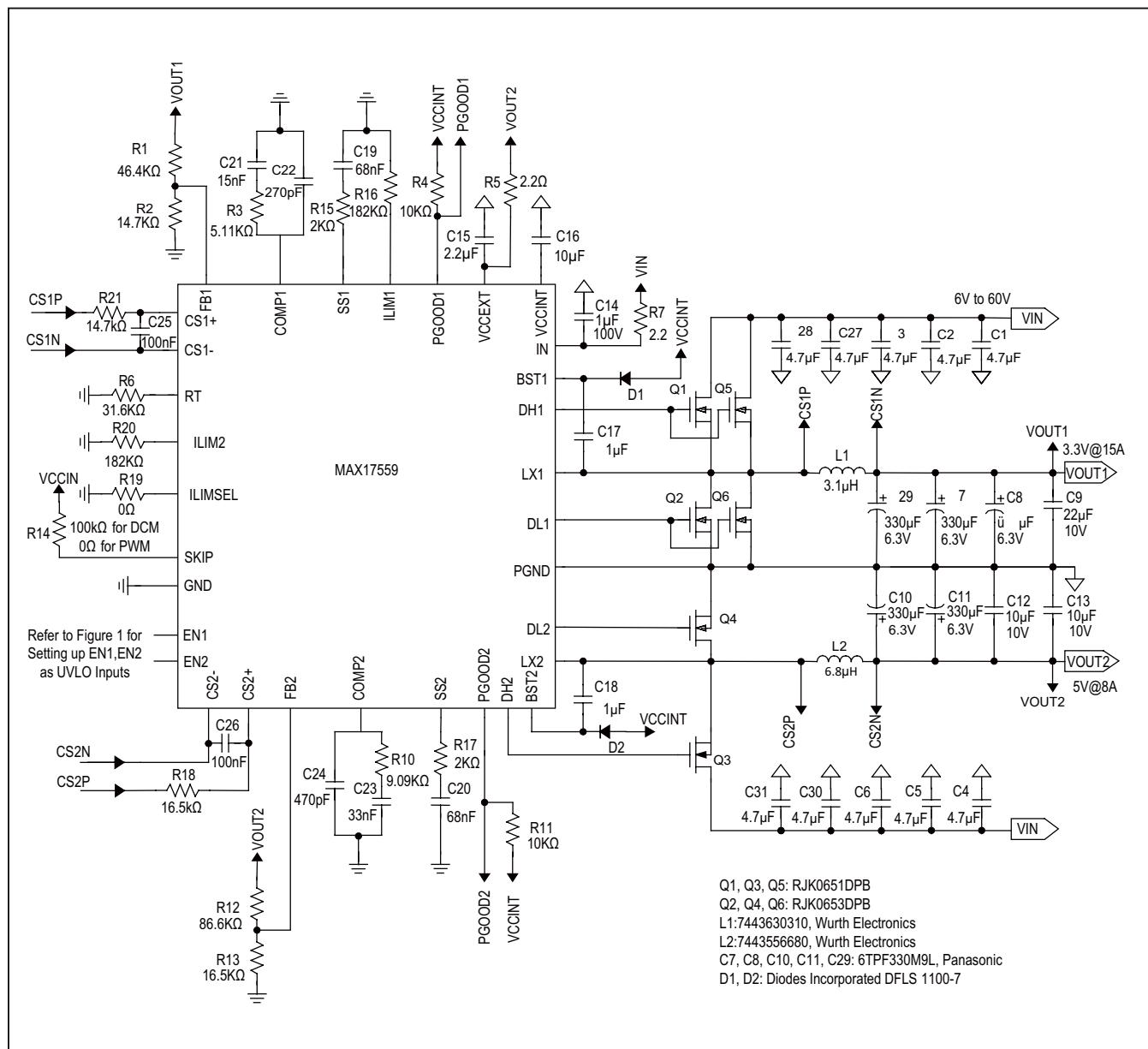


図9. インダクタ DCR 電流検出 (L1, L2) を使用する広入力電圧、高効率 5V および 3.3V 出力バックコンバータ

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX17559ACJ+	-40°C to +125°C	32 TQFP (7mm x 7mm)

チップ情報

PROCESS: BiCMOS

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(フットプリント)は www.maximintegrated.com/jp/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を注意してください。

パッケージ タイプ	パッケージ コード	外形図 No.	ランド パターンNo.
32 TQFP	C32+3	21-0292	90-0297

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	6/15	初版	—



マキシム・ジャパン株式会社 〒141-0032 東京都品川区大崎1-6-4 大崎ニューシティ 4号館 20F TEL: 03-6893-6600

Maxim Integratedは完全にMaxim Integrated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 Integratedは隨時予告なく回路及び仕様を変更する権利を留保します。「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表に示すパラメータ値(min、maxの各制限値)は、このデータシートの他の場所で引用している値より優先されます。