

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

概要

MAX8576~MAX8579は同期PWMバックコントローラで、ヒステリシス電圧モード制御アルゴリズムを使って、ループ補償を必要とせずに高速過渡応答を実現します。MAX8576/MAX8577はLDOレギュレータを内蔵し、コントローラは3V~28Vの単一入力電源のみで動作することができます。MAX8578/MAX8579はLDOを内蔵せず、入力電源が5.5V以上の場合はICに電源供給する別の電源が必要です。MAX8576~MAX8579の出力電圧は、最大15Aの負荷で $0.6V \sim 0.9 \times V_{IN}$ の範囲で可変です。

公称スイッチング周波数は、200kHz~500kHzの範囲でプログラマブルです。ハイサイドMOSFETは調整可能なヒックアップ電流制限と短絡保護用の検出に使用されます。MAX8576/MAX8578は出力電圧をプルダウンせずに、プリチャージされた出力まで起動することができます。MAX8577/MAX8579は起動出力過電圧保護(OVP)を備え、プリチャージされた出力をプルダウンします。

アプリケーション

マザーボード電源
AGP 及びPCI Express電源
グラフィックカード電源
セットトップボックス
POL電源

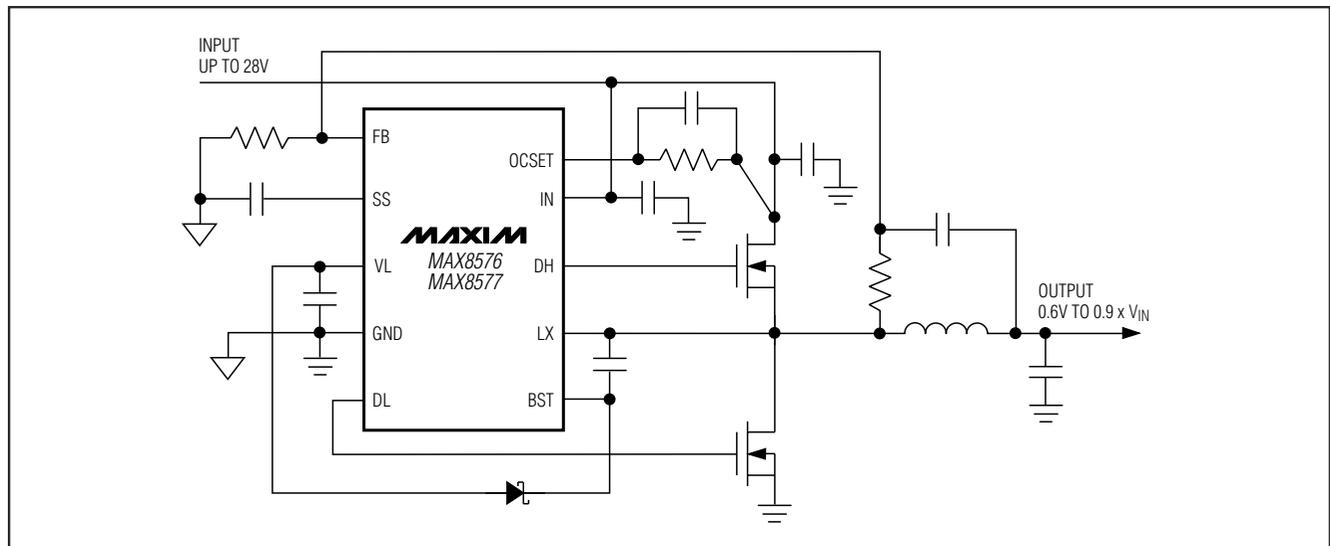
特長

- ◆ 電源電圧範囲：3V~28V
- ◆ 全温度範囲の精度：1.2%
- ◆ 最低可変出力電圧：0.6V
- ◆ スwitchング周波数：200kHz~500kHz
- ◆ 調整可能な温度補償ヒックアップ電流制限
- ◆ 無損失ピーク電流検出
- ◆ プリバイアス出力までの単調起動 (MAX8576/MAX8578)
- ◆ 起動過電圧保護 (MAX8577/MAX8579)
- ◆ イネーブル/シャットダウン
- ◆ 調整可能なソフトスタート

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8576EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX [®]
MAX8577EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX
MAX8578EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX
MAX8579EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX

標準動作回路



μ MAXはMaxim Integrated Products, Inc.の登録商標です。

ピン配置はデータシートの最後に記載されています。

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to GND (MAX8576/MAX8577)-0.3V to +30V
VL to GND (MAX8576/MAX8577)-0.3V to +6V
IN to VL (MAX8576/MAX8577)-0.3V to +30V
V _{CC} to GND (MAX8578/MAX8579)-0.3V to +6V
SS to GND (MAX8576/MAX8577)-0.3V to (V _{VL} + 0.3)V
SS to GND (MAX8578/MAX8579)-0.3V to (V _{CC} + 0.3)V
DL to GND (MAX8576/MAX8577)-0.3V to (V _{VL} + 0.3)V
DL to GND (MAX8578/MAX8579)-0.3V to (V _{CC} + 0.3)V
BST to GND-0.3V to +36V
BST to LX-0.3V to +6V
LX to GND-1V (-2.5V for <50ns Transient) to +30V
DH to LX-0.3V to +(V _{BST} + 0.3)V
FB to GND-0.3V to +6V

EN to GND (MAX8578/MAX8679EUB)-0.3V to +6V
OCSET to GND (MAX8576/MAX8677)-0.3V to (V _{IN} + 0.3)V
OCSET to GND (MAX8578/MAX8679)-0.3V to +30V
OCSET to LX (MAX8576/MAX8677)-0.6V to (V _{IN} + 0.3)V
OCSET to LX (MAX8578/MAX8679)-0.6V to +30V
DH and DL Continuous Current±250mA RMS
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
10-Pin μMAX (derate 5.6mW/°C above +70°C)444mW
Operating Temperature Range-40°C to +85°C
Junction Temperature+150°C
Storage Temperature Range-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{IN} = 12V (MAX8576/MAX8577 only), 4.7μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; V_{CC} = V_{EN} = 5V (MAX8578/MAX8579 only); 0.01μF capacitor from SS to GND; V_{FB} = 0.65V; V_{BST} = 5V; V_{LX} = V_{GND} = 0V; V_{OCSET} = 11.5V; DH = unconnected; DL = unconnected; T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY VOLTAGES						
IN Supply Voltage	MAX8576/MAX8577		5.5		28.0	V
	IN = VL (MAX8576/MAX8577)		3.0		5.5	
V _{CC} Input Voltage	MAX8576/MAX8577		3.0		5.5	V
VL Output Voltage	I _{VL} = 10mA (MAX8576/MAX8577)		4.75	5.0	5.25	V
VL Maximum Output Current	MAX8576/MAX8577		20			mA
VL or V _{CC} Undervoltage Lockout (UVLO)	Rising		2.75	2.8	2.90	V
	Falling		2.4	2.45	2.5	
	Hysteresis		350			mV
Supply Current	No switching, V _{FB} = 0.65V (MAX8576/MAX8577)	V _{IN} = 12V		0.6	2	mA
		V _{IN} = V _{VL} = 5V		1.1	3	
		V _{IN} = V _{VL} = 3.3V		0.6	2	
	V _{EN} = 0V or V _{FB} = 0.65V, no switching (MAX8578/MAX8579)	V _{CC} = 5V		0.6	2	
V _{CC} = 3.3V			0.6	2		
REGULATOR						
Output Regulation Accuracy	V _{FB} peak		0.593	0.6	0.607	V
Output Regulation Hysteresis	(Note 1)		12.5	20	28.0	mV
FB Propagation Delay	FB falling to DL falling		50			ns
	FB rising to DH falling		70			
Overvoltage-Protection (OVP) Threshold			0.70	0.75	0.80	V
High-Side Current-Sense Program Current (Note 2)	T _A = +85°C		60			μA
	T _A = +25°C		42.5	50	57.5	

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$ (MAX8576/MAX8577 only), 4.7 μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; $V_{CC} = V_{EN} = 5V$ (MAX8578/MAX8579 only); 0.01 μF capacitor from SS to GND; $V_{FB} = 0.65V$; $V_{BST} = 5V$; $V_{LX} = V_{GND} = 0V$; $V_{OCSET} = 11.5V$; DH = unconnected; DL = unconnected; $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
High-Side Current-Sense Overcurrent Trip Adjustment Range	$V_{IN} - V_{OCSET}$	0.05		0.40	V
Soft-Start Internal Resistance		45	80	125	k Ω
Fault Hiccup Internal SS Pulldown Current	$V_{LX} < V_{OCSET}$ and $V_{FB} < V_{SS}$		250		nA
DRIVER SPECIFICATIONS					
DH Driver Resistance	Sourcing current		2.6	4.0	Ω
	Sinking current		1.9	3.0	
DL Driver Resistance	Sourcing current		2.6	4.0	Ω
	Sinking current		1.1	2.0	
Dead Time	DH low to DL high and DL low to DH high (adaptive)		40		ns
DH Minimum On-Time			140	245	ns
DL Minimum On-Time	Normal operation		120	220	ns
	Current fault		580		
BST Current	$V_{BST} - V_{LX} = 5.5V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB} < V_{SS}$		1.65		mA
EN					
Input Voltage Low	$V_{CC} = 3V$ (MAX8578/MAX8579)			0.7	V
Input Voltage High	$V_{CC} = 5.5V$ (MAX8578/MAX8579)	1.5			V
THERMAL SHUTDOWN					
Thermal Shutdown	Rising temperature, hysteresis = 20 $^{\circ}C$ (typ)		+160		$^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = 12V$ (MAX8576/MAX8577 only), 4.7 μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; $V_{CC} = V_{EN} = 5V$ (MAX8578/MAX8579 only); 0.01 μF capacitor from SS to GND; $V_{FB} = 0.65V$; $V_{BST} = 5V$; $V_{LX} = V_{GND} = 0V$; $V_{OCSET} = 11.5V$; DH = unconnected; DL = unconnected; $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY VOLTAGES					
IN Supply Voltage	MAX8576/MAX8577	5.5		28.0	V
	IN = VL, MAX8576/MAX8577	3.0		5.5	
V_{CC} Input Voltage	MAX8576/MAX8577	3.0		5.5	V
VL Output Voltage	$I_{VL} = 10mA$, MAX8576/MAX8577	4.75		5.25	V
VL Maximum Output Current	MAX8576/MAX8577	20			mA

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$ (MAX8576/MAX8577 only), 4.7 μ F capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; $V_{CC} = V_{EN} = 5V$ (MAX8578/MAX8579 only); 0.01 μ F capacitor from SS to GND; $V_{FB} = 0.65V$; $V_{BST} = 5V$; $V_{LX} = V_{GND} = 0V$; $V_{OCSET} = 11.5V$; DH = unconnected; DL = unconnected; $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
VL or V_{CC} Undervoltage Lockout (UVLO)	Rising		2.75		2.90	V
	Falling		2.40		2.55	
Supply Current	No switching, $V_{FB} = 0.65V$ (MAX8576/MAX8577)	$V_{IN} = 12V$			2	mA
		$V_{IN} = V_{VL} = 5V$			3.5	
		$V_{IN} = V_{VL} = 3.3V$			2	
	$V_{EN} = 0V$ or $V_{FB} = 0.65V$, no switching (MAX8578/MAX8579)	$V_{CC} = 5V$			2	
		$V_{CC} = 3.3V$			2	
REGULATOR						
Output Regulation Accuracy	V_{FB} peak		0.591		0.607	V
Oversoltage-Protection (OVP) Threshold			0.70		0.80	V
High-Side Current-Sense Over-Current Trip Adjustment Range	$V_{IN} - V_{OCSET}$		0.05		0.40	V
DRIVER SPECIFICATIONS						
DH Driver Resistance	Sourcing current				4	Ω
	Sinking current				3.0	
DL Driver Resistance	Sourcing current				4.0	Ω
	Sinking current				2.0	
DH Minimum On-Time					245	ns
DL Minimum On-Time	Normal operation				220	ns
EN						
Input Voltage Low	$V_{CC} = 3V$, MAX8578/MAX8579				0.7	V
Input Voltage High	$V_{CC} = 5.5V$, MAX8578/MAX8579		1.5			V

Note 1: Guaranteed by design.

Note 2: This current linearly compensates for the MOSFET temperature coefficient.

Note 3: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design and not production tested.

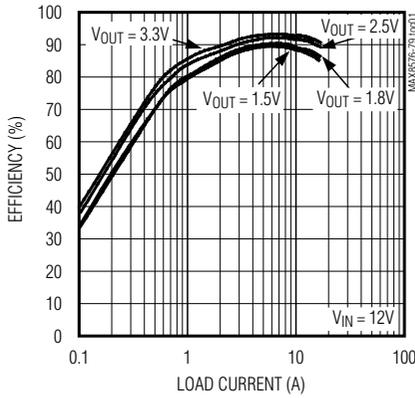
3V~28V入力、低コスト、ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

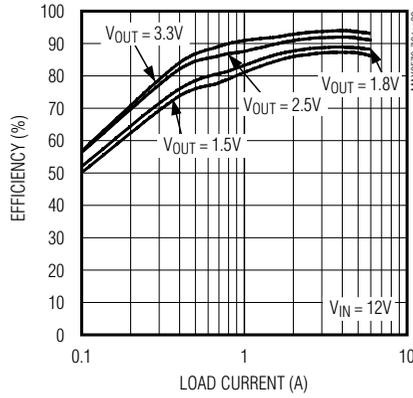
標準動作特性

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

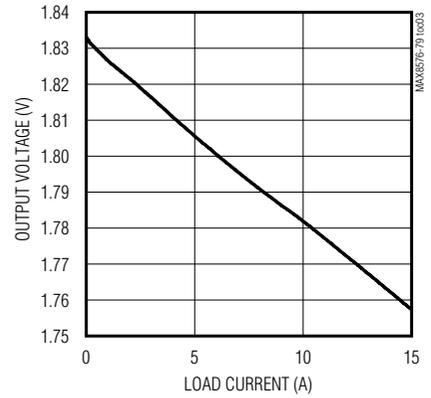
EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT (CIRCUIT OF FIGURE 2)



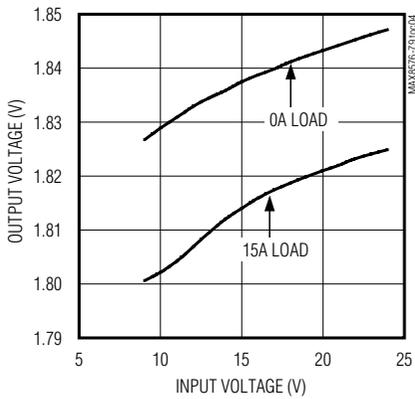
EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT (CIRCUIT OF FIGURE 3)



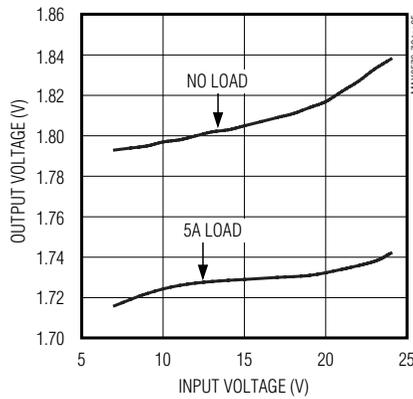
LOAD REGULATION (CIRCUIT OF FIGURE 2)



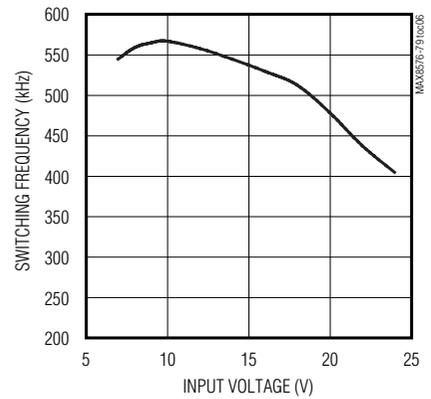
LINE REGULATION (CIRCUIT OF FIGURE 2)



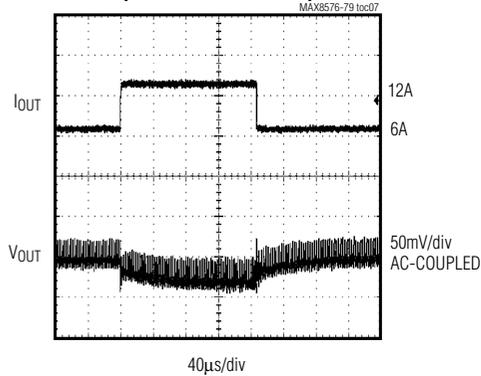
LINE REGULATION (CIRCUIT OF FIGURE 3)



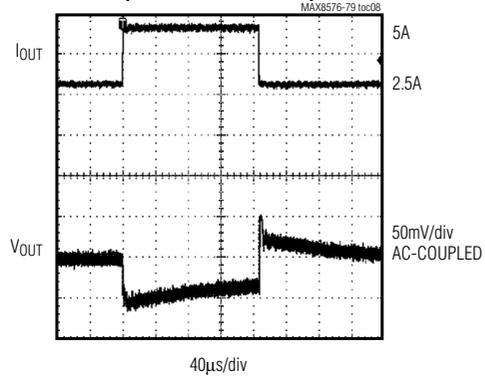
SWITCHING FREQUENCY vs. INPUT VOLTAGE (CIRCUIT OF FIGURE 3)



LOAD TRANSIENT (CIRCUIT OF FIGURE 2)



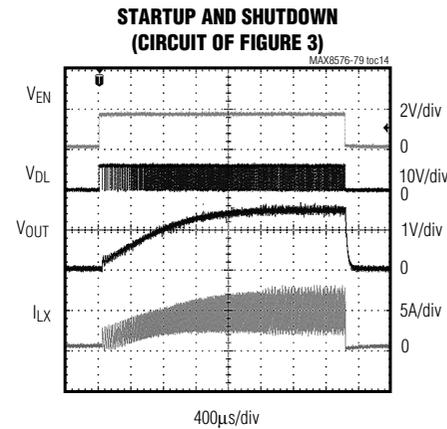
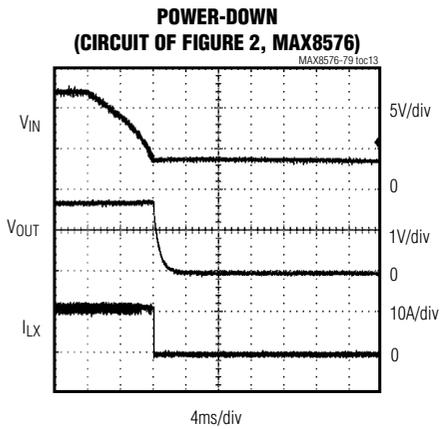
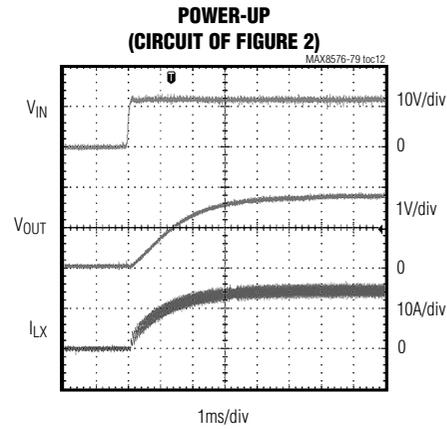
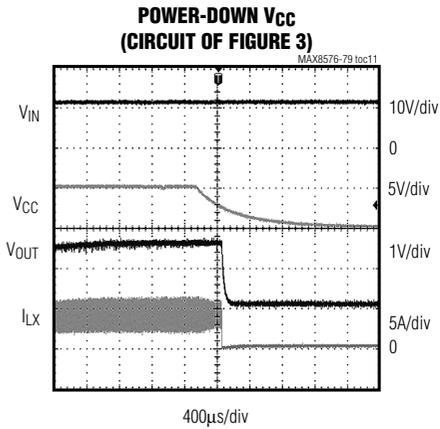
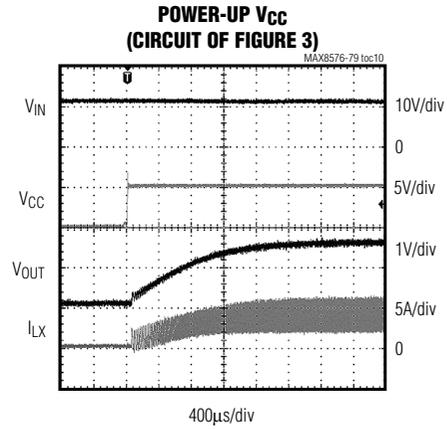
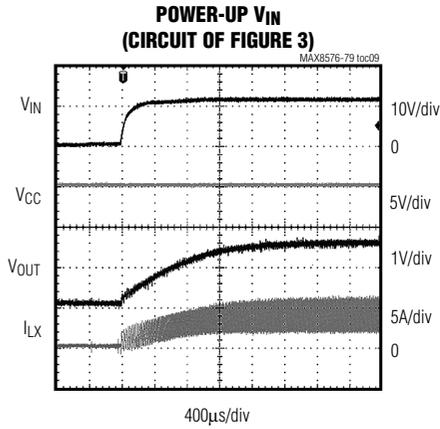
LOAD TRANSIENT (CIRCUIT OF FIGURE 3)



3V~28V入力、低コスト、ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

標準動作特性(続き)

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

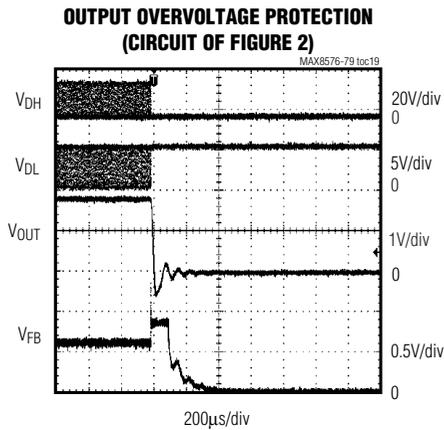
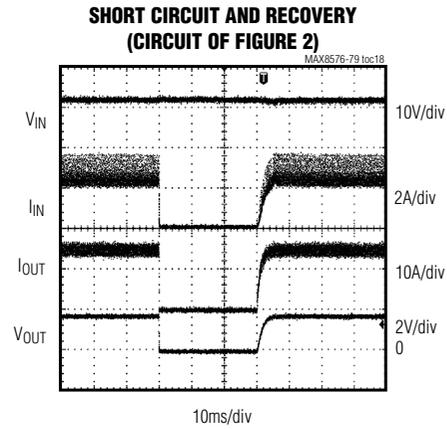
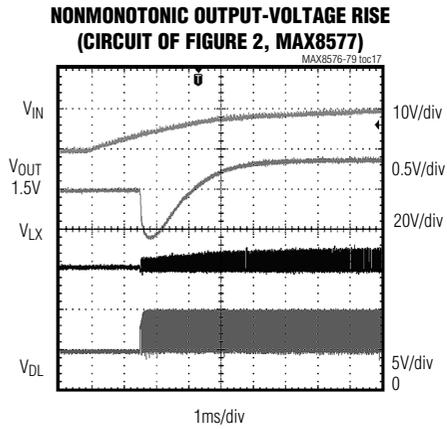
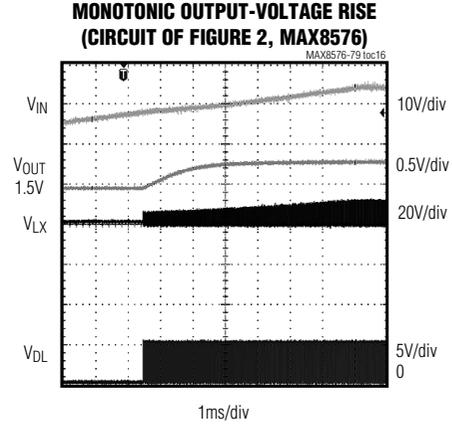
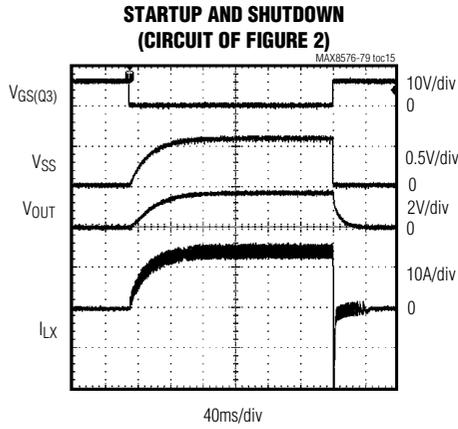


3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

標準動作特性(続き)

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



3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

端子説明

端子		名称	機能
MAX8576/ MAX8577	MAX8578/ MAX8579		
1	1	FB	フィードバック入力。V _{FB} = 0.59Vでレギュレーションを行います。出力電圧を設定するには、FBを抵抗分圧器に接続します。「出力電圧の設定」の項を参照してください。
2	2	SS	ソフトスタート。ソフトスタート時間を調整するには、外付けコンデンサ(C _{SS})を使用します。80kΩの内蔵抵抗によって、0.01μFの外付けコンデンサのソフトスタート時間は約4msになります。ヒカップモードの250nAの内部電流シンクによって、障害状態時に約10%のデューティサイクルになります。
3	—	VL	5Vの内蔵リニアレギュレータ出力。4.7μF以上のセラミックコンデンサでバイパスします。3.3V~5.5Vの入力で動作させるには、INに接続する必要があります。
—	3	V _{CC}	電源入力(3V~5.5V)。4.7μF以上のセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。
4	4	GND	グラウンド
5	5	DL	ローサイドゲート駆動出力。同期整流器MOSFETを駆動します。
6	6	BST	ハイサイドゲート駆動出力用のブーストコンデンサ接続。0.1μFのセラミックコンデンサをBSTとLXの間に接続し、ショットキダイオードやスイッチングダイオード及び4.7Ωの直列抵抗をBSTとVLの間(MAX8576/MAX8577)またはBSTとV _{CC} の間(MAX8578/MAX8579)に接続します。図4を参照してください。
7	7	LX	外付けインダクタの接続。LXをMOSFET及びインダクタの接続点に接続します。
8	8	DH	ハイサイドゲート駆動出力。ハイサイドMOSFETを駆動します。
9	—	IN	内蔵リニアレギュレータの電源電圧入力(3V~28V)。3V~5.5Vの入力で動作させるには、VLに接続します。0.47μF以上のセラミックコンデンサをINとGNDの間に接続します。
—	9	EN	イネーブル入力。ENでロジックローにすると、コンバータがシャットダウンされ、ソフトスタートコンデンサが放電されます。通常動作にするには、ハイにするか、INに接続します。
10	10	OCSET	過電流制限の設定。ハイサイドMOSFETの最大許容V _{DS} 電圧降下を設定して、ハイサイドピーク電流制限スレッショルドを設定します。抵抗をINとOCSETの間に接続します。50μAの内部電流シンクによって、V _{IN} に対する最大電圧降下を設定します。「電流制限の設定」の項を参照してください。

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

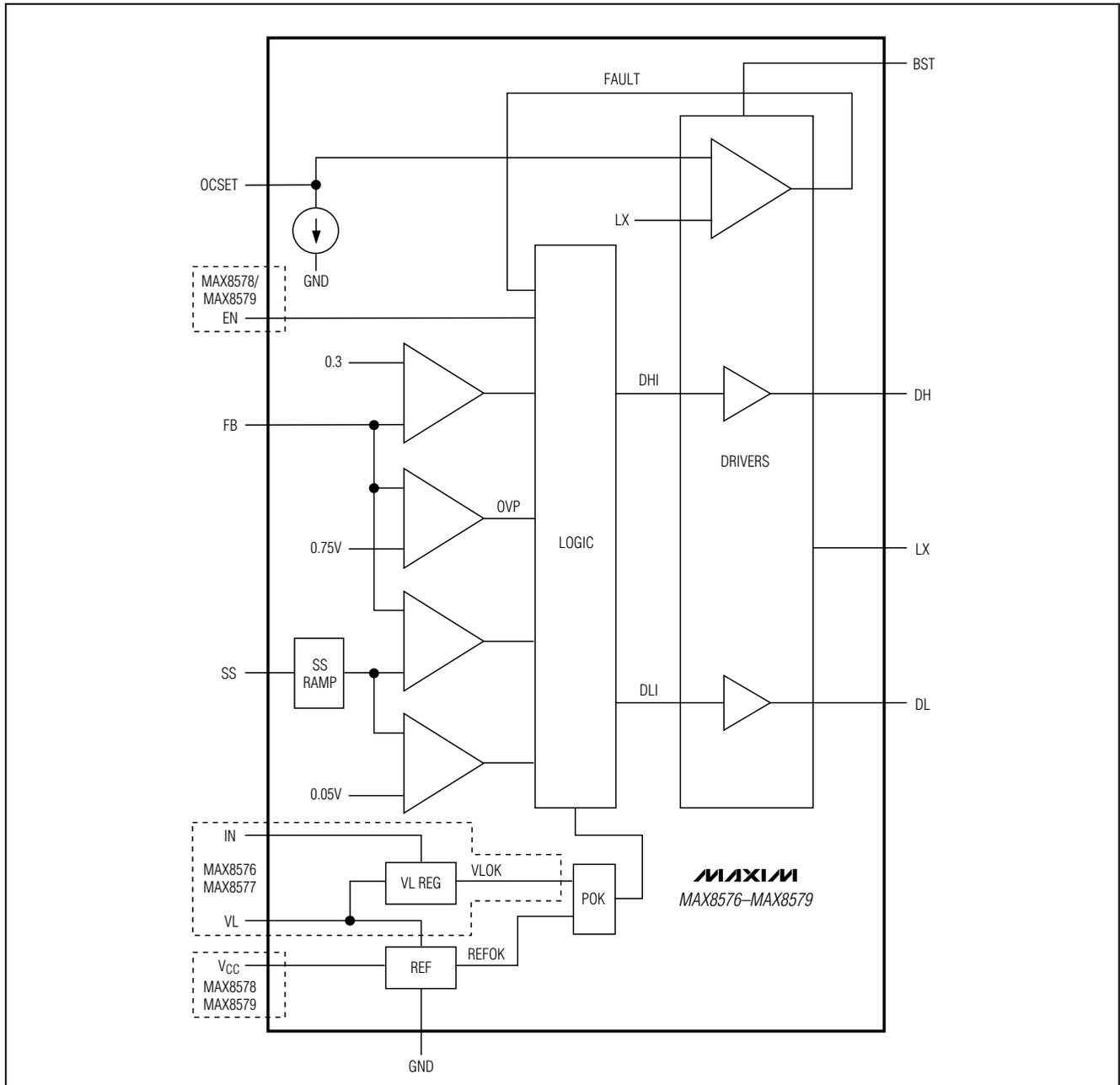


図1. ファンクションダイアグラム

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

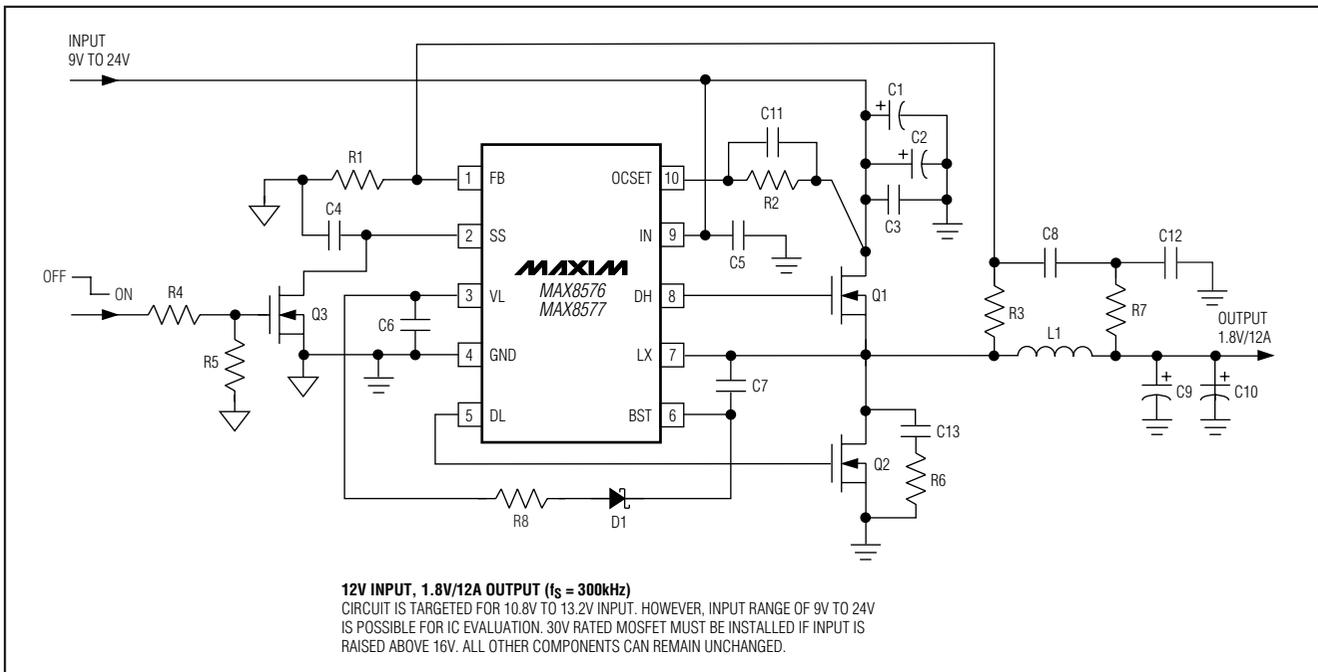


図2. MAX8576/MAX8577の標準動作回路

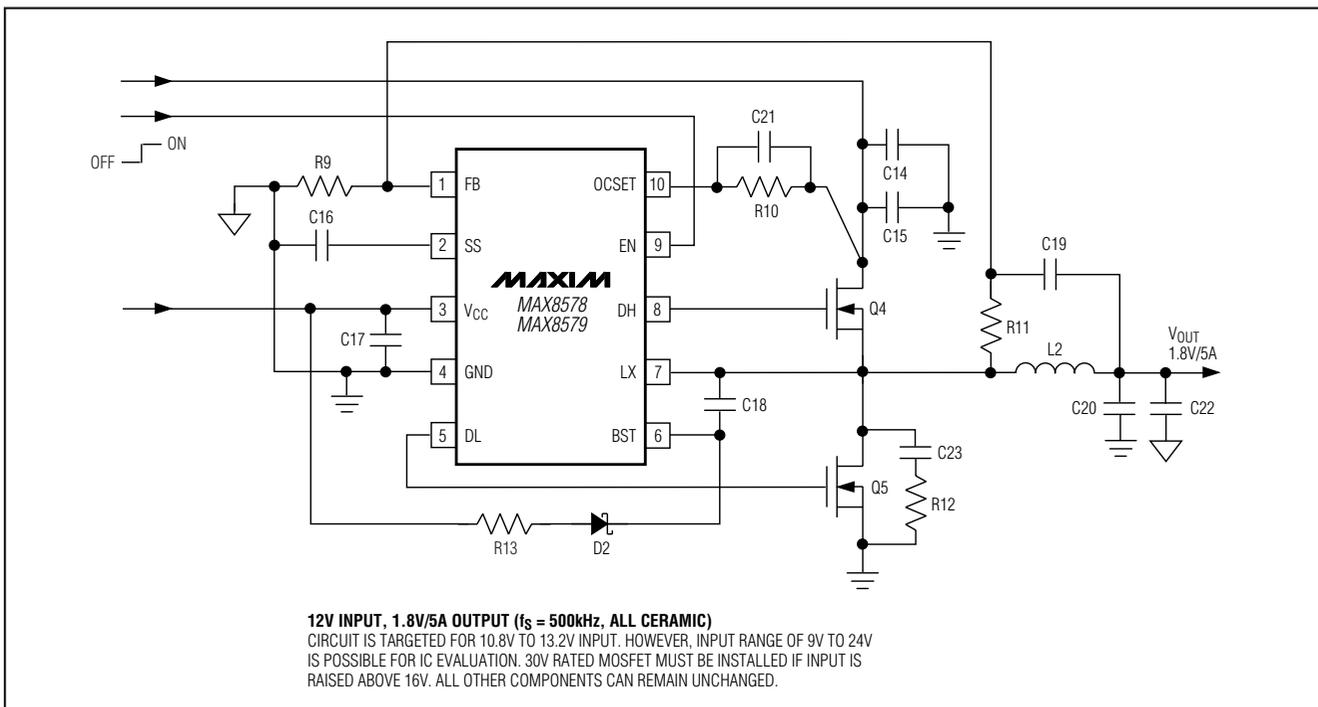


図3. MAX8578/MAX8579の標準動作回路

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

MAX8576/MAX8577

外付け部品リスト

COMPONENTS	QTY	DESCRIPTION/VENDOR PART NUMBER
C1, C2	2	470 μ F, 35V aluminum electrolytic capacitors Sanyo 35MV470WX
C3	1	10 μ F, 25V X7R ceramic capacitor
C4	1	0.01 μ F, 10V X7R ceramic capacitor
C5	1	1 μ F, 35V X7R ceramic capacitor
C6	1	4.7 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitor
C7, C12	2	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C8	1	0.027 μ F, 25V X7R ceramic capacitor
C9, C10	2	2200 μ F, 6.3V aluminum electrolytic capacitors Rubycon 6.3MBZ2200M10X20
C11	1	0.01 μ F, 25V X5R ceramic capacitor
C13	1	3300pF, 6.3V X5R ceramic capacitor
D1	1	High-speed diode, 100V, 250mA Philips BAS316 (SOD-323)
L1	1	1.8 μ H, 14A, 3.48m Ω Panasonic ETQP2H1R8BFA
Q1	1	30V, 12.5m Ω (max), SO-8 International Rectifier IRF7821
Q2	1	30V, 3.7m Ω , SO-8 International Rectifier IRF7832
Q3	1	2N7002 SOT-23
R1	1	6.04k Ω \pm 1% resistor
R2	1	5.11 k Ω \pm 1% resistor
R3	1	12.4k Ω \pm 1% resistor
R4	1	1k Ω \pm 5% resistor
R5	1	20k Ω \pm 5% resistor
R6	1	2 Ω \pm 5% resistor
R7	1	10 Ω \pm 5% resistor
R8	1	4.7 Ω \pm 5% resistor

詳細

MAX8576~MAX8579は同期PWMバックコントローラで、マキシム独自のヒステリシス電圧モード制御アルゴリズムを使って、ループ補償要件を必要とせずに高速過渡応答を実現します。これらのコントローラは外付けnチャネルパワーMOSFETペアを駆動し、効率

MAX8578/MAX8579

外付け部品リスト

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION/VENDOR PART NUMBER
C14	1	10 μ F, 25V X5R ceramic capacitor
C15	1	1 μ F, 25V X5R ceramic capacitor
C16	1	4700pF, 10V X7R ceramic capacitor
C17	1	4.7 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitor
C18	1	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitor
C19	1	0.01 μ F, 25V X7R ceramic capacitor
C20	1	47 μ F, 6.3V, ESR = 5m Ω , ceramic capacitor Taiyo Yuden JMK432476MM
C21	1	0.01 μ F, 25V X5R ceramic capacitor
C22	0	Optional (47 μ F, 6.3V, ESR = 5m Ω ceramic capacitor Taiyo Yuden JMK432476MM)
C23	1	1000pF, 25V X5R ceramic capacitor
D2	1	High-speed diode, 100V, 250mA Philips BAS316 (SOD-323)
L2	1	2.2 μ H, 7.3A, 9.8m Ω Sumida CDEP104L-2R2
Q4	1	30V, 18m Ω (max), SO-8 International Rectifier IRF7807Z
Q5	1	30V, 9.5m Ω , SO-8 International Rectifier IRF7821
R9	1	6.04k Ω \pm 1% resistor
R10	1	2.49k Ω \pm 1% resistor
R11	1	12.4k Ω \pm 1% resistor
R12	1	2 Ω \pm 5% resistor
R13	1	4.7 Ω \pm 5% resistor

とコストを向上させます。MAX8576/MAX8577はリニア低ドロップアウト(LDO)レギュレータを内蔵し、コントローラは3V~28Vの単一入力電源で動作することができます。MAX8578/MAX8579はLDOを内蔵せず、入力電源が5.5V以上の場合はICに電源供給する別の電源が必要です。MAX8576~MAX8579の出力電圧は、最大15Aの負荷で0.6V~0.9 \times V_{IN}の範囲で可変です。

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

公称スイッチング周波数は、200kHz~500kHzの範囲でプログラマブルです。ハイサイドMOSFETの検出は、調整可能なヒックアップ電流制限と短絡保護用に使用されます。MAX8576/MAX8578は出力電圧をプルダウンせずに、プリチャージされた出力まで起動することができます。MAX8577/MAX8579は、起動出力過電圧保護(OVP)を備えています。

MAX8578/MAX8579は、出力をターンオン/オフするロジックイネーブル入力を備えています。外付け小型nチャンネルMOSFETでSSをローにプルすると、MAX8576/MAX8577はターンオフされます(図2参照)。

DC-DCコンバータ制御アーキテクチャ

独自のヒステリシスPWM制御方式を通じて、高効率、高速スイッチング、及び高速過渡応答を実現します。この制御方式は、以下のようにシンプルです。出力電圧がレギュレーションスレッショルドを下回ると、ハイサイドスイッチをターンオンして、エラーコンパレータがスイッチングサイクルを開始します。最短オン時間が過ぎ、かつ出力電圧がレギュレーション範囲内に移行するか、または電流制限スレッショルドを超えるまで、このスイッチはオン状態を維持します。ハイサイドスイッチがオフになると、最短オフ時間が過ぎ、出力電圧がレギュレーションスレッショルドを下回るまで、オフを維持します。この期間中に、FBの電圧がレギュレーションスレッショルドを下回るまで、ローサイド同期整流器はターンオンし、オン状態を維持します。内蔵同期整流器によって、外付けショットキダイオードは不要になります。

電圧ポジショニング負荷レギュレーション

図2及び図3に示されるように、MAX8576~MAX8579は独自のフィードバック回路を使用しています。R3(MAX8578/MAX8579の場合はR11)を通じてLXノードからフィードバックを受け取ることで、出力コンデンサに起因する通常の位相遅延がなくなり、ループは電解出力コンデンサやセラミック出力コンデンサに対して安定化します。この構成では、出力電圧は、インダクタDC抵抗に負荷電流を乗算した値だけシフトします。この電圧ポジショニング負荷レギュレーションによって、負荷過渡時にオーバershootが激減するため、従来のステップダウンコンバータに比べてピークトゥピーク出力電圧偏差がほぼ半減します。「標準動作特性」の「Load Transient(負荷過渡)」図を参照してください。

5Vの内蔵リニアレギュレータ

MAX8576/MAX8577の全機能は、入力をINに接続させた5Vの低ドロップアウト、内蔵レギュレータから電源供給されます。1 μ F以上のコンデンサでレギュレータの出力(VL)をバイパスします。コンデンサは、等価直列抵抗(ESR)が10m Ω 以下である必要があります。V_{IN}が5.5V以下の場合は、VLをINに短絡させます。MAX8578/MAX8579は5Vのレギュレータを内蔵していないため、入力電圧が5.5V以上の場合、V_{CC}に接続された3V~5.5Vの別の外付け電源を使用する必要があります。

低電圧ロックアウト

VL(MAX8576/MAX8577)またはV_{CC}(MAX8578/MAX8579)が2.45V(typ)を下回る場合は、MAX8576~MAX8579は、適切な回路動作を行うには電源電圧が低すぎると見なします。このため、UVLO回路はスイッチングを禁止して、MAX8576/MAX8578の場合はDL及びDHゲートドライバをローにし、MAX8577/MAX8579の場合はDHをローにして、DLをハイにします。V_{IN}が2.8V(typ)を上回ると、コントローラは起動シーケンスに移行し、通常動作を再開します。

出力過電圧保護

MAX8576~MAX8579の出力過電圧保護は、750mV(typ)のトリップスレッショルドでFBのグリッチ耐性を備えるコンパレータによって実行されます。過電圧保護回路はOVP障害でラッチされると、実行サイクルを終了し、DHをローに、DLをハイにします。ENまたはUVLOに切り替えて、障害が除去されます。内部リアレンスがレギュレーション範囲内にある場合は、出力OVPは常にアクティブです。

スタートアップとソフトスタート

ソフトスタートシーケンスは初期パワーアップ時に起動して、UVLOからリカバリしたり、EN(MAX8578/MAX8579)をロー状態からハイにしたり、またはSS(MAX8576/MAX8577)をロー状態からリリースします。外付けソフトスタートコンデンサ(C_{SS})は、5 x RCまたは0.01 μ F当たり4msのSSランプ間隔でコンデンサを0.6Vまで指数関数的に充電する内蔵抵抗分圧器に接続されています。SSは内蔵エラーコンパレータへの入力であり、またFBはそのもう一方の入力です。FBにフィードバックされた出力電圧は、SS立上り電圧を追跡します。初めにV_{FB}がV_{SS}以下の場合はスイッチングがすぐに始まり、V_{FB}がV_{SS}以上の場合、V_{FB}がV_{SS}以下になるまでDHはローを維持します。MAX8576/MAX8578では、DLはローを維持します。このため、コンバータが逆動作から保護されます。ただし、MAX8577/MAX8579ではDLは起動前はハイで、ハイサイドMOSFETが短絡している場合にOVP保護をイネーブルします。

イネーブル

ENをGNDまたはロジックローに接続すると、MAX8578/MAX8579はシャットダウンモードに移行します。シャットダウンモードではDH及びDLはローにされ、SSの電圧は250nAの電流で放電されるため、ランプダウン期間がソフトスタートランプアップ期間の約10倍になります。別のサイクルが始まるには、V_{SS}がGNDの50mV以内に降下する必要があります。SS(MAX8576/MAX8577)またはEN(MAX8578/MAX8579)は、過電流イベント後のサイクルが不要です。通常動作にするには、ENをINまたはロジックハイに接続します。MAX8576/MAX8577をシャットダウンするには、SSに接続された外付け回路を使用します。詳細については図2を参照してください。外付け

3V~28V入力、低コスト、ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

小型nチャンネルMOSFETの最大オン抵抗は、SS電圧を10mV以下にするために、40Ω以下である必要があります。

同期整流器ドライバ(DL)

同期整流は通常のショットキキャッチダイオードを低抵抗MOSFETスイッチに置き換えて、整流器の伝導損失を低減します。また、MAX8576~MAX8579は同期整流器を使って、ブーストゲートドライバ回路を適切に起動させることができます。DLローサイド波形は、常にDHハイサイド駆動波形と相補的になります(交差伝導または貫通を防ぐために制御されたデッドタイム付き)。デッドタイム回路はDL出力を監視し、DLが完全にオフになるまでハイサイドMOSFETがターンオンしないようにします。デッドタイム回路が適切に動作するには、DLドライバからMOSFETゲートまでの低抵抗、低インダクタンス経路が必要です。この経路がない場合は、MAX8576~MAX8579の検出回路は、実際にはゲートチャージが残っているのに、MOSFETゲートをオフと見なす場合があります。ごく短い、幅の広い配線を使用します(MOSFETがデバイスから1インチ(2.5cm)の位置にある場合は、50mil~100milの幅)。反対側のエッジ(DHはターンオフ)のデッドタイムも、ゲート検出を通じて決定されます。

ハイサイドゲート駆動電源(BST)

ハイサイドnチャンネルスイッチのゲート駆動電圧は、フライングコンデンサブースト回路によって生成されます(図4)。BSTとLXの間にあるコンデンサは、ローサイドMOSFETがオンの間に、IN電源から、ダイオード降下分を引いた V_{IN} まで充電されます。ローサイドMOSFETがオフにされると、ハイサイドMOSFETに必要なターンオン電圧(V_{GS})を供給するために、コンデンサの蓄積電圧がLXにスタックされます。次に、このコントローラはBSTとDH間の内蔵スイッチを閉じて、ハイサイドMOSFETをターンオンします。

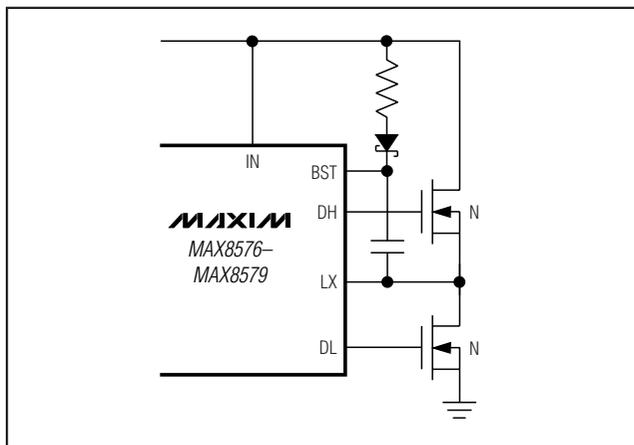


図4. DHブースト回路

電流制限回路

通常、入力電源に接続されているハイサイドnチャンネルMOSFETのドレインとOCSETの間にある抵抗を使って、電流制限は外部設定されます。ハイサイドMOSFETの最大許容 $V_{DS(ON)}$ 電圧降下を設定して、この抵抗でハイサイドピーク電流制限値を設定します。50 μ Aの内部電流シンクによって、 V_{IN} に対する最大電圧降下を設定します。 $V_{FB} < 300$ mVの場合は、過電流イベント(ハイサイドnチャンネルMOSFETの V_{DS} がOCSETで設定された制限値以上)によってDHがローに即時設定され、実行サイクルが終了します。 $V_{FB} > 300$ mVで、過電流イベントが検出された場合は、DHは即時ローに設定され、4連続の過電流イベントで実行サイクルが終了します。実行サイクルが終了すると、SSコンデンサは250nAの内部電流シンクを通じて徐々に放電され、ヒカップ電流制限の効果を発揮します。正しい値の抵抗の選択方法については、「電流制限の設定」の項で取り扱っています。

スイッチング周波数

公称スイッチング周波数は、200kHz~500kHzの範囲でプログラマブルです。このため、効率、スイッチング周波数、インダクタ値、及び部品サイズ間でのトレードオフになります。スイッチング周波数を高くするとインダクタ値は小さくなりますが、やや効率が落ちます。インダクタ値の算出については、「インダクタ値」の項に示されています。スイッチング周波数は、フィードフォワードコンデンサ(C_{FF})によって調整されます。「フィードフォワードコンデンサ」の項を参照してください。

サーマル過負荷保護

サーマル過負荷保護によって、MAX8576~MAX8579の総消費電力が制限されます。ジャンクション温度が $T_J = +160^\circ\text{C}$ を超えると、内蔵サーマルセンサがICをシャットダウンし、ICが冷却します。ジャンクション温度が $+140^\circ\text{C}$ まで冷却するとサーマルセンサはICを再度ターンオンし、連続サーマル過負荷状態時には出力がパルス状になります。

設計手順

出力電圧の設定

FBをLXとGNDの間の抵抗分圧器に接続して、 $0.6V \sim 0.9 \times V_{IN}$ の出力電圧を選択します(図2及び図3参照)。抵抗分圧器のバイアス電流が約50 μ A~150 μ AになるようにR1を選択します。広範囲の抵抗値に対応可能ですが、まず最初に6.04kΩのR1を選択します。次に、R3は次式で求められます。

3V~28V入力、低コスト、ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

$$R3 = R1 \times \left(\frac{V_{OUT} + 0.01V + (R_{DC} \times 0.5 \times I_{OUTMAX})}{V_{FB}} - 1 \right)$$

ここでは、 $V_{FB} = 0.590V$ 、 R_{DC} は出力インダクタのDC抵抗であり、 I_{OUTMAX} は最大出力電流です。項0.01Vは、フィードバックスレッシュホールドヒステリシスの1/2を示します。

インダクタ値

インダクタ値は、スイッチング周波数とインダクタピークトゥピークリップル電流の2つの動作パラメータによって制限されます。ピークトゥピークリップル電流は、通常、最大出力電流の20%~40%の範囲内にあります。以下の式で、インダクタ値を設定します。

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

ここでは、LIRは、DC負荷電流に対するインダクタ電流リップルの比で、 f_s はスイッチング周波数です。サイズ、効率、及びコスト間の適切な妥協点は、30%のLIRです。選択したインダクタの飽和電流定格値は、最大出力電流と、ピークトゥピークリップル電流の半分の合計を上回る必要があります。インダクタのDC電流定格値は、温度上昇を所望の範囲内に維持するために、最大出力電流を上回る必要があります。また、インダクタのDC抵抗は以下の要件を満たす必要があります。

$$R_{DC} \leq \frac{\Delta V_{OUT}}{I_{OUTMAX}}$$

ここでは、 ΔV_{OUT} は、無負荷から全負荷への最大許容出力電圧降下です(I_{OUTMAX})。

電流制限の設定

図2(MAX8577/MAX8579の場合は図3)の抵抗R2(MAX8577/MAX8579の場合はR7)は電流制限値を設定し、OCSETとハイサイドnチャネルMOSFETのドレインの間に接続されています。50 μ Aの内部電流シンクによって、 V_{IN} に対するハイサイドnチャネルMOSFETの最大電圧降下が設定されます。最大 V_{DS} 降下を決定する必要があります。これは、以下の式で算出されます。

$$V_{DS(ON)MAX} = I_{DS(MAX)} \times R_{DS(ON)MAX}$$

$I_{DS(MAX)}$ は、最大出力電流で最大ピークインダクタ電流以上である必要があります。

アプリケーションに応じて、最高予想動作ジャンクション温度、通常+85 $^{\circ}C$ ~+125 $^{\circ}C$ で、 $R_{DS(ON)MAX}$ を使用します。

R_{OCSET} は、以下の式で $V_{DS(ON)MAX}$ を使って算出されます。

$$R_{OCSET} = \frac{V_{DS(ON)MAX}}{50\mu A}$$

高周波数ノイズをデカップリングするには、 R_{OCSET} と並列の0.01 μ Fのセラミックコンデンサが必要です。

MOSFETの選択

MAX8576~MAX8579は、2個の外付け、ロジックレベル、nチャネルMOSFETを回路スイッチ素子として駆動します。

主な選択パラメータは以下のとおりです。

- 1) オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$): 小さいほど良い。
- 2) 最大ドレイン-ソース電圧 (V_{DSS}): ハイサイドMOSFETのドレインで入力電源レールを最低20%上回る必要があります。

- 3) ゲートチャージ (Q_g , Q_{gd} , Q_{gs}): 小さいほど良い。
- 3.3Vの入力アプリケーションの場合は、 $V_{GS} = 2.5V$ で定格 $R_{DS(ON)}$ のMOSFETを選択します。5Vの入力アプリケーションの場合は、 V_{GS} が4.5V以下で定格 $R_{DS(ON)}$ のMOSFETを選択します。効率とコスト間で適切に妥協するには、公称入力電圧及び出力電流におけるスイッチング損失に等しい伝導損失を持つハイサイドMOSFET(N1)を選択します。選択したハイサイドMOSFET(N1)は、上記の電流制限設定条件を満たす $R_{DS(ON)}$ を備えている必要があります。N2の場合は、効率を低下させる貫通電流が発生するため、N1のターンオンで発生するdV/dtによって、N2が誤ってターンオンしないようにしてください。MOSFETの Q_{gd}/Q_{gs} 比が小さくなるにつれて、dV/dtに対する耐性が向上します。

サーマル管理設計を適切に行うには、希望する最大動作ジャンクション温度、最大出力電流、及びワーストケースの入力電圧で電力消費を算出する必要があります(ローサイドMOSFETの場合はワーストケースは $V_{IN(MAX)}$ で、ハイサイドMOSFETの場合は $V_{IN(MAX)}$ または $V_{IN(MIN)}$ です)。N1及びN2には、回路動作に起因する様々な損失要素があります。N2はゼロ電圧スイッチとして動作するため、主な損失はチャネル伝導損失(P_{N2CC})とボディダイオード伝導損失(P_{N2DC})です。

$$P_{N2CC} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

$T_{J(MAX)}$ の $R_{DS(ON)}$ を使用します。

$$P_{N2DC} = 2 \times I_{LOAD} \times V_F \times t_{dt} \times f_s$$

3V~28V入力、低コスト、ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

ここでは、 V_F はボディダイオード順方向電圧降下、 t_{DT} はN1からN2へのスイッチング遷移のデッドタイム (typ、40ns)、 f_S はスイッチング周波数です。

N1はデューティサイクル制御スイッチとして動作し、以下の主な損失を備えています。すなわち、チャンネル伝導損失 (P_{N1CC})、VL重複スイッチング損失 (P_{N1SW})、及び駆動損失 (P_{N1DR})です。N1のボディダイオードは電流を伝導しないため、N1にはボディダイオード伝導損失がありません。

$$P_{N1CC} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

$T_{J(MAX)}$ の $R_{DS(ON)}$ を使用します。

$$P_{N1SW} = V_{IN} \times I_{LOAD} \times \left(\frac{Q_{gs} + Q_{gd}}{I_{GATE}} \right) \times f_S$$

ここでは、 I_{GATE} は、次式で算出される平均DHドライバ出力電流能力です。

$$I_{GATE} \cong 0.5 \times \frac{V_L}{R_{DH} + R_{GATE}}$$

ここでは、 R_{DH} はハイサイドMOSFETドライバのオン抵抗 (typ、 2Ω)で、 R_{GATE} はMOSFETの内蔵ゲート抵抗です (約 2Ω)。

$$P_{N1DR} = Q_g \times V_{GS} \times f_S \times \frac{R_{GATE}}{R_{GATE} + R_{DH}}$$

ここでは V_{GS} は V_L とほぼ同じです。

上記の損失のほかに、MOSFETデータシートに記載されていますが明確ではないN1で損失するN2ボディダイオード逆リカバリチャージとMOSFET出力容量に起因する、他の損失がさらに約20%あります。サーマル抵抗の仕様についてはMOSFETのデータシートを参照して、上記の算出消費電力で所望の最大動作ジャンクション温度以下に維持するのに必要なプリント基板面積を算出します。

スイッチングノイズがもたらすEMIを低減するには、ハイサイドスイッチドレインとローサイドスイッチソースの間に $0.1\mu F$ のセラミックコンデンサを追加するか、またはDH及びDLと直列の抵抗を追加して、スイッチング遷移を緩やかにします。ただし、直列抵抗を追加するとMOSFETの消費電力が増大するため、MOSFETが過熱しないようにしてください。

障害状態が予想される場合は、最低負荷電流が、全温度範囲にわたってハイサイドMOSFETの最大リーク電流を上回る必要があります。

入力コンデンサ

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し、回路のスイッチングに起因する入力での電圧リップル及びノイズを低減します。入力コンデンサは、次式で定義されるスイッチング電流が要求するリップル電流要件 (I_{RMS})を満たす必要があります。

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

入力電圧が出力電圧の2倍に等しくなると ($V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$)、 I_{RMS} の値は最大になります。このため、 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD} / 2$ になります。比較的lowコストで、高周波数でESR及びESLが低いため、セラミックコンデンサが推奨されます。長期的に信頼性を最適化するには、最大動作RMS電流で $10^\circ C$ 以下の温度上昇を示すコンデンサを選択します。

出力コンデンサ

出力コンデンサの主な選択パラメータは、実容量値、ESR、等価直列インダクタンス (ESL)、及び定格電圧要件です。これらのパラメータは、全体的な安定性、出力電圧リップル、及び過渡応答に影響します。出力リップルには以下の3つの要素があります。すなわち、出力コンデンサに蓄電されているチャージの変動、コンデンサのESR両端の電圧降下、及びコンデンサに出入りする電流に起因するESLです。最大出力リップル電圧は、次式で概算することができます。

$$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(ESR)} + V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESL)}$$

ESR及び出力容量による出力電圧リップルは、以下のとおりです。

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

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

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

$$I_{p-P} = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_S \times L} \right) \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

ここでは、 I_{p-p} はピークトゥピークインダクタ電流です (「インダクタ値」の項を参照)。これらの式は当初のコンデンサの選択には適していますが、最終的な値はプロトタイプや評価回路に基づいて選択する必要があります。

3V~28V入力、低コスト、ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

一般的に、電流リップルが小さくなると、出力電圧リップルは低減します。インダクタリップル電流はインダクタ値及び入力電圧のファクタであるため、出力電圧リップルはインダクタンスが大きくなると低下し、入力電圧が高くなると上昇します。高い信頼性で安全に動作させるには、コンデンサの電圧及びリップル電流定格値が算出値を上回るようにします。

MAX8576~MAX8579の負荷過渡への応答は、選択した出力コンデンサによって左右されます。負荷過渡後にすぐに、出力電圧は、 ΔI_{LOAD} のESR倍だけ変動します。コントローラが応答する前に出力電圧はインダクタ及び出力コンデンサ値に応じてさらに偏移します。出力電圧がレギュレーション制限値から逸脱すると、コントローラはただちに応答します(「標準動作特性」参照)。

MAX8576~MAX8579は、アルミ電解コンデンサとセラミック出力コンデンサに対応しています。セラミックコンデンサは容量が制限されているため、通常、セラミックコンデンサは、アルミ電解コンデンサに比べて高いスイッチング周波数と低い出力電流に使用されます。アルミ電解コンデンサは最高300kHzまでの周波数に使用可能で、セラミックコンデンサに比べてはるかに大きな容量値でより大きな出力電流に対応することができます。

アルミ電解コンデンサのESL及びESRはセラミックコンデンサに比べてはるかに大きいため、過度のESL及びESRリップルがフィードバックスレッシュホールドを早まってトリップするのを防ぐためにRCフィルタ(図2のR7及びC12)が必要です。

MOSFETスナバ回路

高速スイッチング遷移時に、共振回路寄生インダクタンス及び容量によってスイッチングノードでリングングが発生します。高周波リングングはLXの立上り及び立下り遷移で発生し、回路性能を妨げ、EMIを発生することがあります。このリングングを減衰するには、直列RCスナバ回路を各スイッチに増設します。直列RC回路の値を選択する手順は、以下のとおりです。

- 1) V_{LX} とGNDの間を測定するためにスコーププローブを接続し、リングング周波数、 f_R を観測します。
- 2) リングング周波数を半分にする(LXとGNDの間に接続された)コンデンサの値を求めます。

LXの回路寄生容量(C_{PAR})は、上記で追加された容量の値の1/3です。回路寄生インダクタンス(L_{PAR})は、次式で算出されます。

$$L_{PAR} = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 \times C_{PAR}}$$

臨界減衰抵抗(R_{SNUB})は、 $2\pi \times f_R \times L_{PAR}$ です。抵抗値を増減して、希望する減衰及びピーク電圧偏差に対応させます。

有効なものにするには、コンデンサ(C_{SNUB})は C_{PAR} 値の最低2~4倍である必要があります。スナバ回路の電力損失(P_{RSNUB})は抵抗で発生し、次式で算出することができます。

$$P_{RSNUB} = C_{SNUB} \times (V_{IN})^2 \times f_{SW}$$

ここでは、 V_{IN} は入力電圧で、 f_{SW} はスイッチング周波数です。算出された消費電力に固有のアプリケーションのデレーティングルールを満たす R_{SNUB} 電力定格を選択します。

フィードフォワードコンデンサ

フィードフォワードコンデンサC8(図2、アルミ電解出力コンデンサ付MAX8576/MAX8577)、またはC19(図3、セラミック出力コンデンサ付MAX8578/MAX8579)は、スイッチング周波数に大きく作用します。次式で求められる値をもつX7Rセラミックコンデンサを選択します。

$$C8 = \frac{1}{R_{FB}} \times \left(\frac{1}{F_S} - 120\text{ns} \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) \times 49.5 \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

または

$$C19 = \frac{1}{R_{FB}} \times \left(\frac{1}{F_S} - 120\text{ns} \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) \times 39.5 \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

ここでは、 F_S は任意のスイッチング周波数であり、 R_{FB} は2個のフィードバック分圧抵抗の並列の組合せです(図2のR1及びR3、図3のR9及びR11)。

できる限りC8及びC19に最も近い標準値を選択します。

また、出力インダクタ及び出力コンデンサもスイッチング周波数に作用しますが、程度ははるかに小さくなっています。

上記のC8及びC19の式は、ほとんどのアプリケーションで希望するスイッチング周波数の $\pm 30\%$ 以内にする必要があります。C8及びC19の値を大きくすると周波数が下がり、値を小さくすると周波数が上がり、精度を向上させることができます。

アプリケーション情報

プリント基板レイアウトのガイドライン

プリント基板の綿密なレイアウトは、低スイッチング損失とクリーンで安定した動作を実現するのに不可欠です。スイッチングパワー段には、特に注意が必要です。適切なプリント基板レイアウトを行うために、以下のガイドラインに従ってください。

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

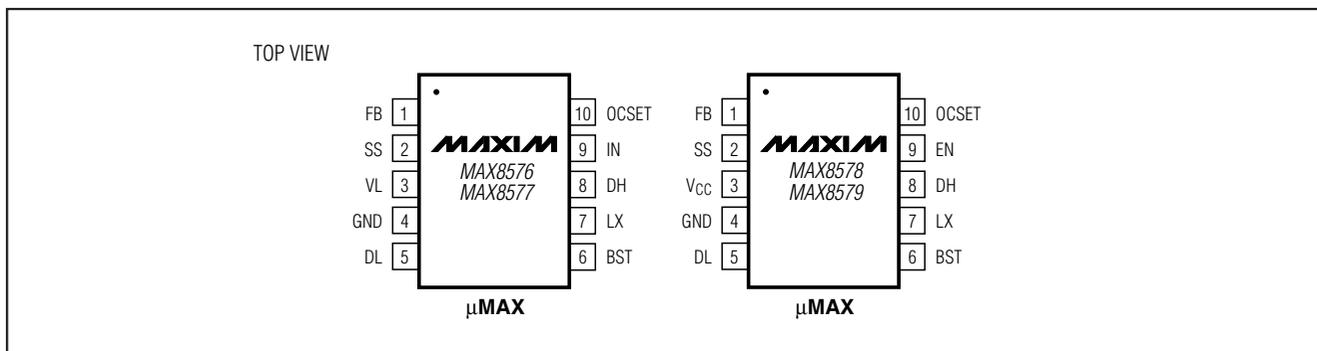
MAX8576-MAX8579

- 1) ICデカップリングコンデンサをIC端子にできる限り近接して配置します。入力セラミックデカップリングコンデンサをハイサイドMOSFETのドレインとローサイドMOSFETのソースにできる限り近接して配置します。これによって、この小ループ内に大スイッチング電流を抑え込むことができます。
- 2) 出力電流が10Aを上回る場合は、4層プリント基板が推奨されます。ノイズカップリングを最小限に抑えるために、ICの下層の第2層にグランドプレーンを移します。
- 3) C12とC22を除いて、入力、出力、及びVLコンデンサは電源グランドプレーンに接続します。これらのコンデンサと他の全コンデンサは、アナロググランドプレーンに接続します。
- 4) プリント基板配線抵抗及びインダクタンスの影響を最低限に抑えるために、電流制限設定抵抗からハイサイドMOSFETのドレインまで直接接続します。
- 5) 配線インダクタンスを最低限に抑えるために、MOSFETをICにできる限り近接して配置します。並列にMOSFETを使用する場合は、両ゲートへのゲート接続を同一にします。
- 6) デバイスを冷却するために、パワーMOSFETのドレインリードを広い銅箔領域に接続します。推奨銅箔領域については、パワーMOSFETのデータシートを参照してください。
- 7) フィードバック部品をIC端子にできる限り近接して配置します。FBと出力インダクタの間にあるフィードバック分圧抵抗はインダクタに直接接続する必要があり、このノードを他の接続と共有しないでください。
- 8) ガイドラインの詳細については、EVキットを参照してください。

推奨外付け部品メーカ

MANUFACTURER	COMPONENT	WEBSITE	PHONE
Central Semiconductor	Diodes	www.centralsemi.com	631-435-1110
Panasonic	Inductors	www.panasonic.com	402-564-3131
Sumida	Inductors	www.sumida.com	847-956-0666
International Rectifier	MOSFETs	www.irf.com	800-341-0392
Kemet	Capacitors	www.kemet.com	864-963-6300
Taiyo Yuden	Capacitors	www.t-yuden.com	408-573-4150
TDK	Capacitors	www.component.tdk.com	888-835-6646
Rubycon	Capacitors	www.rubycon.com	408-467-3864

ピン配置



チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 2087

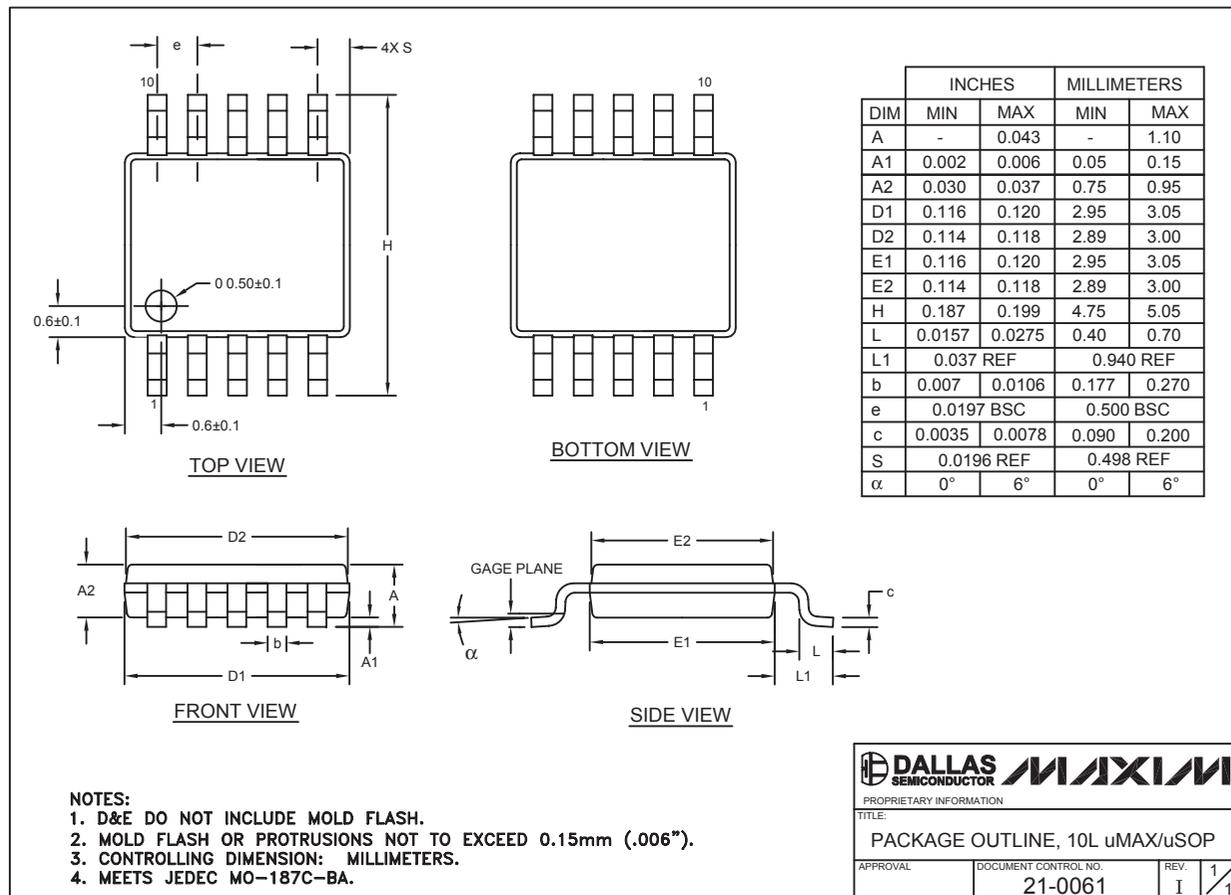
PROCESS: BICMOS

3V~28V入力、低コスト、 ヒステリシス同期ステップダウンコントローラ

MAX8576-MAX8579

パッケージ

(このデータシートに掲載されているパッケージ仕様は、最新版が反映されているとは限りません。最新のパッケージ情報は、japan.maxim-ic.com/packagesをご参照下さい。)



10LUMAX.EPS

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

マキシムは完全にマキシム製品に組み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。マキシム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。

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

© 2004 Maxim Integrated Products, Inc. All rights reserved. MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.