

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

概要

パルス幅変調(PWM)コントローラMAX17016は、高電圧バッテリーをステップダウンして、ノートブックコンピュータの低電圧コアやチップセット/RAMバイアス電源を生成するために必要な、高効率、優れた過渡応答、および高DC出力精度を提供します。MAX17016は、低オン抵抗MOSFET (6mΩのローサイドMOSFETおよび12mΩのハイサイドMOSFET)と組み合わせて、高電力密度を必要とする小形状ファクタアプリケーションに高効率でコンパクトなソリューションを提供します。

マキシム独自のQuick-PWM™高速応答、定オン時間のPWM制御方式は、広範囲の入力/出力電圧比(低デューティサイクルアプリケーション)を容易に処理し、比較的一定のスイッチング周波数を維持しながら、負荷過渡に対して100nsの「インスタント-オン」応答を行います。出力電圧は、0~2Vの入力電圧をサポートするダイナミックREFINを使用してダイナミックに制御することができます。フィードバック入力の抵抗分圧器と組み合わせてREFINの調整機能を使用することによって、MAX17016は0~0.9V_{IN}の任意の出力電圧に設定することができます。

このコントローラは、6mΩ同期整流器の両端の電流を検出して、低コストで高効率の谷電流制限保護を実現します。外部電流制限制御も可能となっており、ヒートシンクとエアフローによるアプリケーションでは電流制限値を高く設定することが可能で、低い電流制限設定値を必要とする低電流アプリケーションでは、アプリケーション回路の過剰設計を防止することができます。調整可能な電流制限によって高度な柔軟性が実現するため、出力から部分的に供給される分圧器を使用して、熱補償保護またはフォールドバック電流制限保護を行うことができます。

MAX17016は、入力サージ電流を制限するための電圧制御のソフトスタートとソフトシャットダウンを備え、単調パワーアップを(プリチャージされた出力に対しても)提供し、予測可能なパワーアップ時間を提供します。また、このコントローラは、熱障害保護だけでなく出力障害保護(低電圧および過電圧保護)も備えています。

MAX17016は、6mm x 6mmの小型40ピン2W TQFNパッケージで提供されます。

アプリケーション

ノートブックコンピュータ
I/Oおよびチップセット電源
GPUコア電源
DDRメモリーVDDQまたはVTT
PoL (ポイントオブロード)アプリケーション
ステップダウン電源

Quick-PWMはMaxim Integrated Products, Inc.の商標です。

特長

- ◆ 高速過渡応答のQuick-PWM
- ◆ 6mΩ、26VのローサイドMOSFET
- ◆ 12mΩ、26VのハイサイドMOSFET
- ◆ 各種出力コンデンサをサポート
ポリマ/タンタル使用の補償が不要
外部補償使用のセラミック出力コンデンサによって安定
- ◆ 高精度リファレンス：2V ±10mV
- ◆ ダイナミック可変出力電圧(0~0.9 V_{IN}の範囲)
フィードバック入力によって0~2VのREFIN電圧を調整
電源および負荷の全範囲で0.5%のV_{OUT}精度
- ◆ 最大26Vの入力電圧定格
- ◆ 調整可能な谷電流制限保護
NTCによる熱補償
フォールドバック電流制限をサポート
- ◆ 抵抗による設定が可能なスイッチング周波数
- ◆ 過電圧保護
- ◆ 低電圧/熱保護
- ◆ 電圧ソフトスタートおよびソフトシャットダウン
- ◆ プリチャージ出力による単調パワーアップ
- ◆ パワーグッドウィンドウコンパレータ

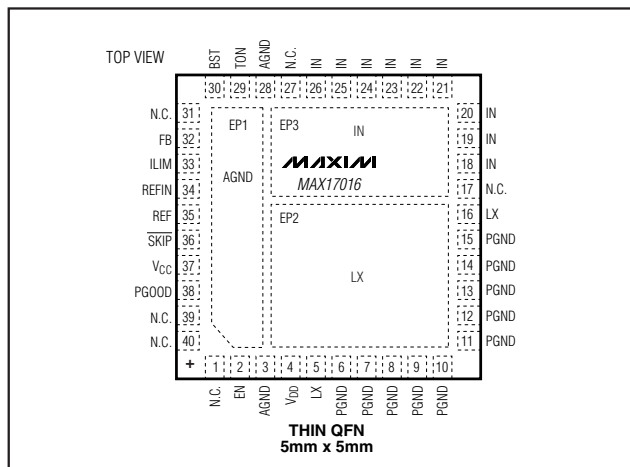
型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX17016ETL+T	-40°C to +85°C	40 TQFN-EP*

+は鉛フリーパッケージを示します。

*EP = エクスポーズドパッド。

ピン配置



26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to PGND-0.3V to +28V
 TON to AGND-0.3V to +28V
 VDD to AGND-0.3V to +6V
 VCC to AGND-0.3V to (VDD + 0.3V)
 EN, SKIP, PGOOD to AGND-0.3V to +6V
 REF, REFIN to AGND-0.3V to (VCC + 0.3V)
 ILIM, FB to AGND-0.3V to (VCC + 0.3V)
 GND to PGND-0.3V to +0.3V
 LX to PGND-1V to +28V
 BST to PGND(VDD - 0.3V) to +34V
 BST to LX-0.3V to +6V

BST to VDD-0.3V to +28V
 REF Short Circuit to AGNDContinuous
 IN RMS Current Rating (continuous)15A
 PGND RMS Current Rating (continuous)20A
 Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)
 40-Pin, 6mm x 6mm Thin QFN (T4066-MCM)
 (derated 27mW/°C above +70°C)2162mW
 Operating Temperature Range (extended)-40°C to +85°C
 Junction Temperature Range+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

(Circuit of Figure 1, VIN = 12V, VDD = VCC = VEN = 5V, REFIN = ILIM = REF, SKIP = GND. TA = 0°C to +85°C, unless otherwise specified. Typical values are at TA = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER							
Input Voltage Range	V _{IN}			2		26	V
Quiescent Supply Current (V _{DD})	I _{DD} + I _{CC}	FB forced above REFIN			0.7	1.2	mA
Shutdown Supply Current (V _{DD})	I _{SHDN}	EN = GND, T _A = +25°C			0.1	2	μA
V _{DD} -to-V _{CC} Resistance	R _{CC}				20		Ω
On-Time	t _{ON}	V _{IN} = 12V, V _{FB} = 1.0V (Note 2)	R _{TON} = 97.5kΩ (600kHz)	123	164	205	ns
			R _{TON} = 200kΩ (300kHz)	275	303	331	
			R _{TON} = 302.5kΩ (200kHz)	379	442	505	
Minimum Off-Time	t _{OFF(MIN)}	(Note 2)			225	350	ns
TON Shutdown Supply Current		EN = GND, V _{TON} = 26V, V _{CC} = 0V or 5V, T _A = +25°C			0.01	1	μA
REFIN Voltage Range	V _{REFIN}	(Note 3)		0		V _{REF}	V
REFIN Input Current	I _{REFIN}	T _A = +25°C, REFIN = 0.5V to 2V		-50		+50	mA
FB Voltage Range	V _{FB}	(Note 3)		0		V _{REF}	V
FB Voltage Accuracy	V _{FB}	V _{REFIN} = 0.5V, measured at FB, V _{IN} = 2V to 26V, SKIP = V _{DD}	T _A = +25°C	0.495	0.5	0.505	V
			T _A = 0°C to +85°C	0.493		0.507	
		V _{REFIN} = 1.0V	T _A = +25°C	0.995	1.0	1.005	
			T _A = 0°C to +85°C	0.993		1.007	
		V _{REFIN} = 2.0V	T _A = 0°C to +85°C	1.990	2.0	2.010	
FB Input Bias Current	I _{FB}	V _{FB} = 0.5V to 2.0V, T _A = +25°C		-0.1		+0.1	μA
FB Output Low Voltage		I _{SINK} = 3mA				0.4	V
Load-Regulation Error		SKIP = V _{DD} , I _{LOAD} = 0.1A to 10A			0.1		%
Line-Regulation Error		V _{CC} = 4.5V to 5.5V, V _{IN} = 2V to 26V			0.2		%
Soft-Start/Soft-Stop Slew Rate	SS _{SR}	Rising/falling edge on EN		0.4	1.2	2.2	mV/μs
Dynamic REFIN Slew Rate	DYN _{SR}	Rising edge on REFIN		3	9.45	18	mV/μs

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
REFERENCE							
Reference Voltage	VREF	VCC = 4.5V to 5.5V	No load IREF = -10μA to +50μA	1.990 1.98	2.00 2.02	2.010 2.02	V
FAULT DETECTION							
Output Overvoltage-Protection Trip Threshold	OVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold); rising edge; hysteresis = 50mV		250	300	350	mV
		Dynamic transition		VREF + 0.30			V
		Minimum OVP threshold		0.7			
Output Overvoltage Fault-Propagation Delay	tOVP	FB forced 25mV above trip threshold		5			μs
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold	UVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) falling edge; hysteresis = 50mV		-240	-200	-160	mV
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	tUVP	FB forced 25mV below trip threshold		100	200	350	μs
PGOOD Propagation Delay	tPGOOD	UVP falling edge, 25mV overdrive		5			μs
		OVP rising edge, 25mV overdrive		5			
		Startup delay		100	200	350	
PGOOD Output-Low Voltage		ISINK = 3mA		0.4			V
PGOOD Leakage Current	IPGOOD	FB = REFIN (PGOOD high impedance), PGOOD forced to 5V, TA = +25°C		1			μA
Dynamic REFIN Transition Fault-Blanking Threshold		Fault blanking initiated; REFIN deviation from the internal target voltage (error comparator threshold); hysteresis = 10mV		±50			mV
Thermal-Shutdown Threshold	TSHDN	Hysteresis = 15°C		160			°C
VCC Undervoltage Lockout Threshold	VUVLO(VCC)	Rising edge, PWM disabled below this level; hysteresis = 100mV		3.95	4.2	4.45	V
CURRENT LIMIT							
ILIM Input Range				0.4		VREF	V
ILIM Input Bias Current		TA = +25°C, ILIM = 0.4V to 2V		-0.1		+0.1	μA
Current-Limit Threshold	VILIMIT	VILIM = 0.4V, VGND - VLX		18	20	22	mV
		ILIM = REF (2.0V), VGND - VLX		92	100	108	
Current-Limit Threshold (Negative)	VINEG	VILIM = 0.4V, VGND - VLX		-24			mV
Current-Limit Threshold (Zero Crossing)	VZX	VILIM = 0.4V, VGND - VLX, SKIP = GND or open		1			mV
Ultrasonic Frequency		SKIP = open (3.3V); VFB = VREFIN + 50mV		18	30		kHz
Ultrasonic Current-Limit Threshold		SKIP = open (3.3V); VFB = VREFIN + 50mV, VGND - VLX		-35			mV

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER MOSFETs						
Low-Side MOSFET On-Resistance		Low-side MOSFET enabled; $V_{DD} = 5V$, $V_{FB} = V_{REFIN} + 50mV$	$T_A = +25^{\circ}C$	6	7.5	m Ω
			$T_A = +85^{\circ}C$	6	7.5	
High-Side MOSFET On-Resistance		High-side MOSFET enabled, $V_{DD} = 5V$, $T_A = +25^{\circ}C$			10	m Ω
		$I_{BST} = 10mA$, $V_{DD} = 5V$		12	16	m Ω
Internal BST Switch On-Resistance	R_{BST}	$I_{BST} = 10mA$, $V_{DD} = 5V$		4	7	Ω
INPUTS AND OUTPUTS						
EN Logic-Input Threshold	V_{EN}	EN rising edge, hysteresis = 450mV (typ)	1.20	1.7	2.20	V
EN Logic-Input Current	I_{EN}	EN forced to GND or V_{DD} , $T_A = +25^{\circ}C$	-0.5		+0.5	μA
$\overline{SKIP}$ Quad-Level Input Logic Levels	V_{SKIP}	High (5V V_{DD})	$V_{CC} - 0.4$			V
		Open (3.3V)	3.0		3.6	
		Ref (2.0V)	1.7		2.3	
		Low (GND)			0.4	
$\overline{SKIP}$ Logic-Input Current	I_{SKIP}	$\overline{SKIP}$ forced to GND or V_{DD} , $T_A = +25^{\circ}C$	-2		+2	μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER						
Input Voltage Range	V _{IN}			2	26	V
Quiescent Supply Current (V _{DD})	I _{DD} + I _{CC}	FB forced above REFIN			1.2	mA
On-Time	t _{ON}	V _{IN} = 12V, V _{FB} = 1.0V (Note 2)	R _{TON} = 97.5kΩ (600kHz)	115	213	ns
			R _{TON} = 200kΩ (300kHz)	270	336	
			R _{TON} = 302.5kΩ (200kHz)	368	516	
Minimum Off-Time	t _{OFF(MIN)}	(Note 2)			400	ns
REFIN Voltage Range	V _{REFIN}	(Note 3)		0	V _{REF}	V
FB Voltage Range	V _{FB}	(Note 3)		0	V _{REF}	V
FB Voltage Accuracy	V _{FB}	Measured at FB, V _{IN} = 2V to 26V, SKIP = V _{DD}	V _{REFIN} = 0.5V	0.49	0.51	V
			V _{REFIN} = 1.0V	0.99	1.01	
			V _{REFIN} = 2.0V	1.985	2.015	

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REF_{IN} = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
REFERENCE					
Reference Voltage	V_{REF}	$V_{DD} = 4.5V$ to $5.5V$	1.985	2.015	V
FAULT DETECTION					
Output Overvoltage-Protection Trip Threshold	OVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) rising edge; hysteresis = 50mV	250	350	mV
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold	UVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold); falling edge; hysteresis = 50mV	-240	-160	mV
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	t_{UVP}	FB forced 25mV below trip threshold	80	400	μs
PGOOD Output-Low Voltage		$I_{SINK} = 3mA$		0.4	V
V_{CC} Undervoltage Lockout Threshold	$V_{UVLO(VCC)}$	Rising edge, PWM disabled below this level, hysteresis = 100mV	3.95	4.45	V
CURRENT LIMIT					
ILIM Input Range			0.4	V_{REF}	V
Current-Limit Threshold	V_{ILIMIT}	$V_{ILIM} = 0.4V$, $V_{GND} = V_{LX}$	17	23	mV
		$ILIM = REF$ (2.0V), $V_{GND} = V_{LX}$	90	110	
Ultrasonic Frequency		$\overline{SKIP} = open$ (3.3V), $V_{FB} = V_{REFIN} + 50mV$	17		kHz
INPUTS AND OUTPUTS					
EN Logic-Input Threshold	V_{EN}	EN rising edge hysteresis = 450mV (typ)	1.20	2.20	V
$\overline{SKIP}$ Quad-Level Input Logic Levels	$V_{\overline{SKIP}}$	High (5V V_{DD})	$V_{CC} - 0.4$		V
		Mid (3.3V)	3.0	3.6	
		Ref (2.0V)	1.7	2.3	
		Low (GND)		0.4	

Note 1: Limits are 100% production tested at $T_A = +25^{\circ}C$. Maximum and minimum limits over temperature are guaranteed by design and characterization.

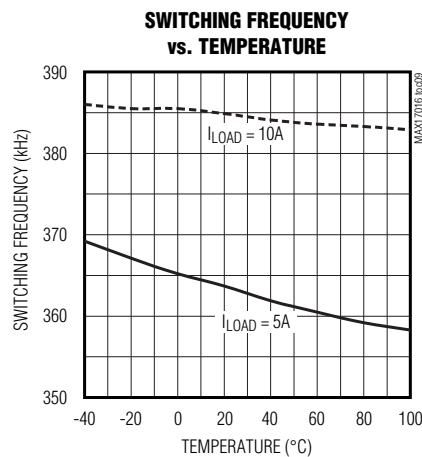
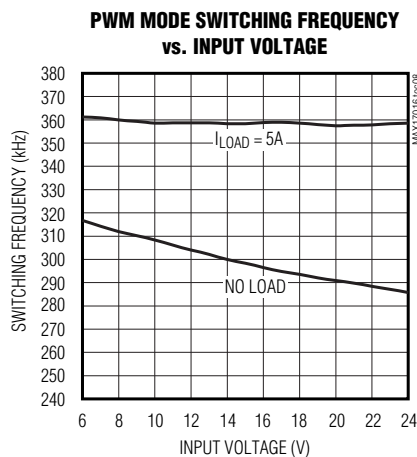
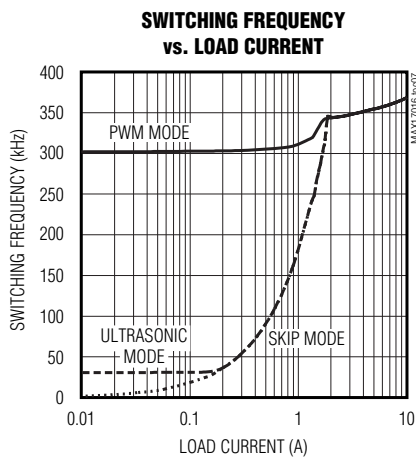
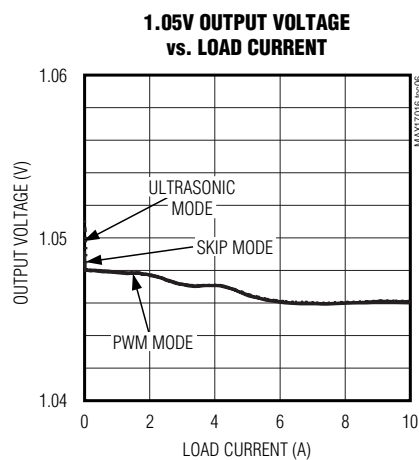
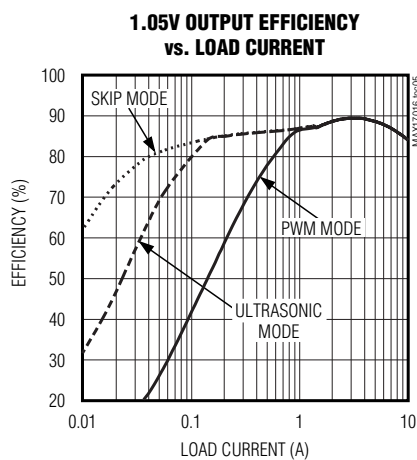
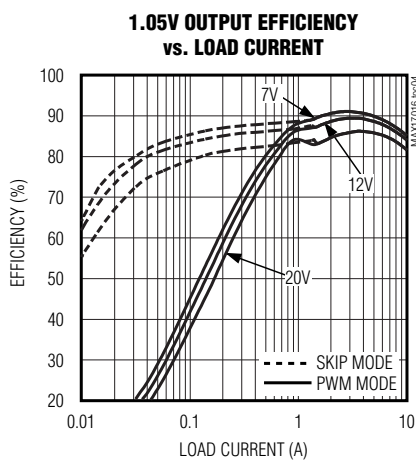
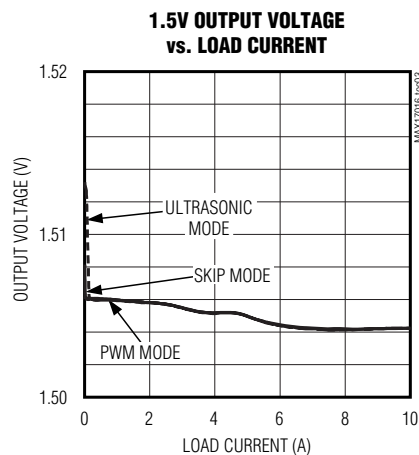
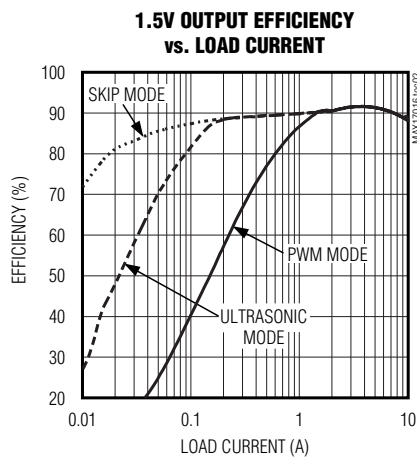
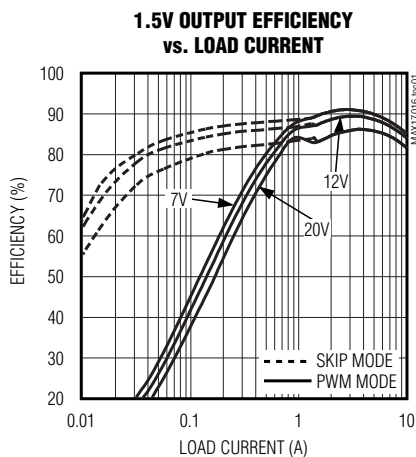
Note 2: On-time and off-time specifications are measured from the 50% point to the 50% point at the unloaded LX node. The typical 25ns dead time that occurs between the high-side driver falling edge (high-side MOSFET turn-off) and the low-side MOSFET turn-on) is included in the on-time measurement. Similarly, the typical 25ns dead time that occurs between the low-side driver falling edge (low-side MOSFET turn-off) and the high-side driver rising edge (high-side MOSFET turn-on) is included in the off-time measurement.

Note 3: The 0 to 0.5V range is guaranteed by design, not production tested.

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

標準動作特性

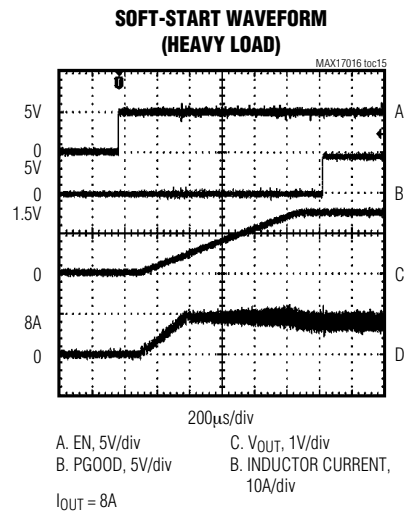
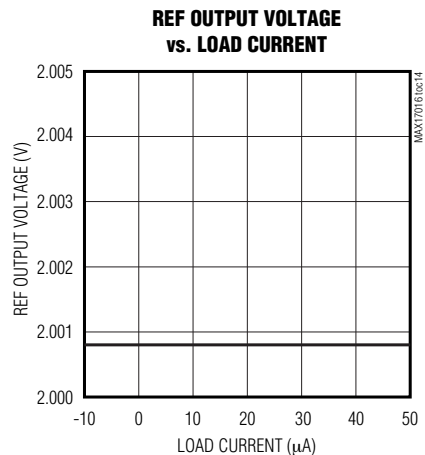
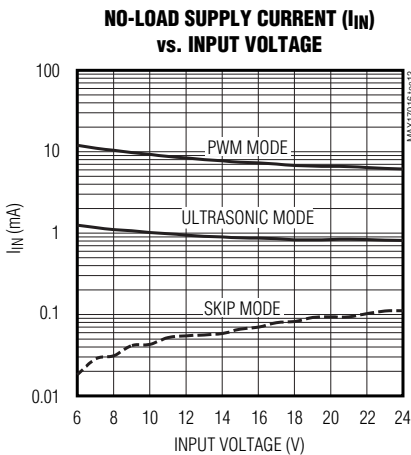
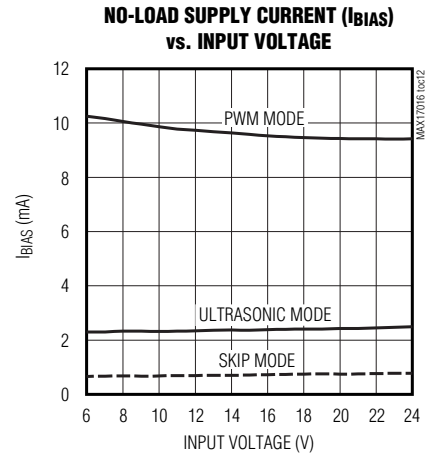
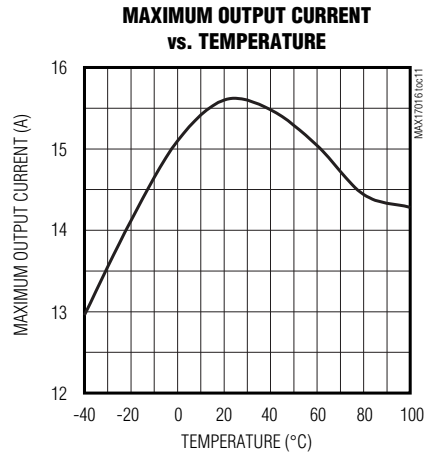
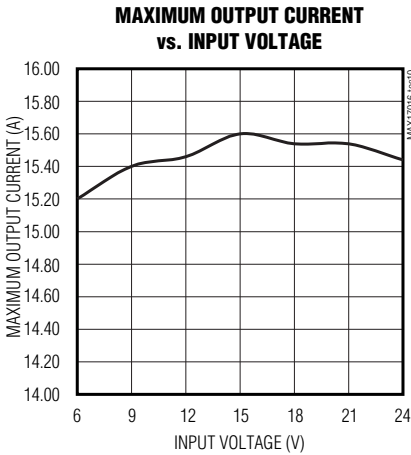
(MAX17016 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

標準動作特性(続き)

(MAX17016 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



MAX17016

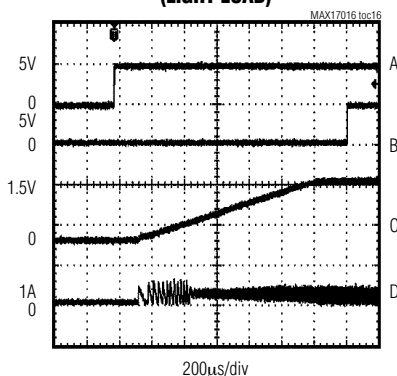
26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

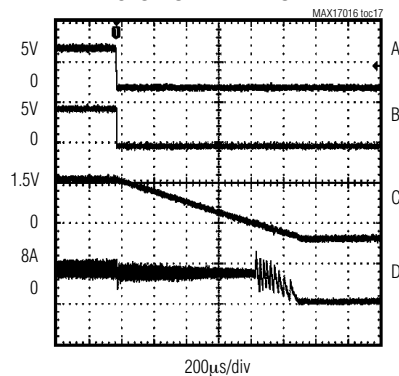
標準動作特性(続き)

(MAX17016 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

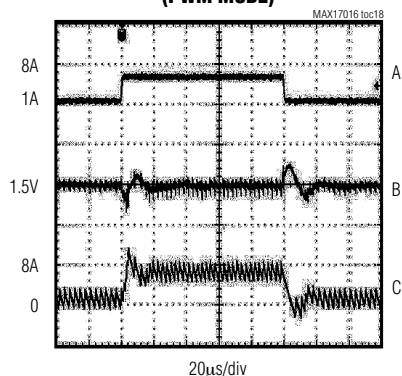
**SOFT-START WAVEFORM
(LIGHT LOAD)**



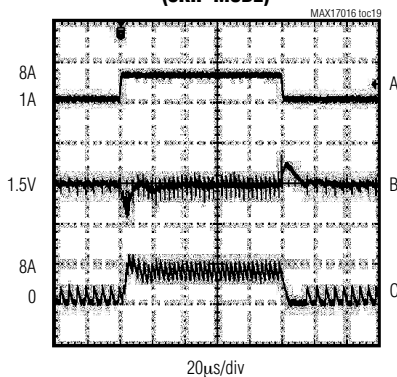
SHUTDOWN WAVEFORM



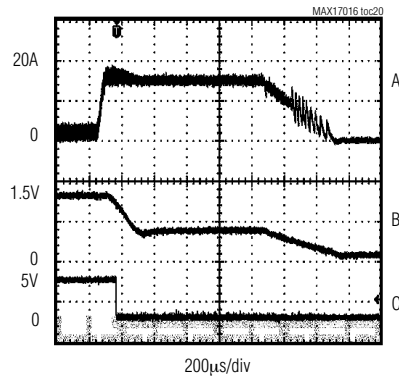
**LOAD-TRANSIENT RESPONSE
(PWM MODE)**



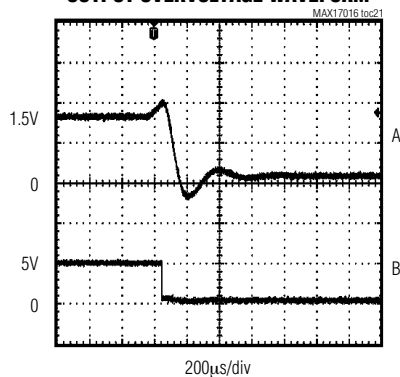
**LOAD-TRANSIENT RESPONSE
(SKIP MODE)**



OUTPUT OVERLOAD WAVEFORM



OUTPUT OVERVOLTAGE WAVEFORM



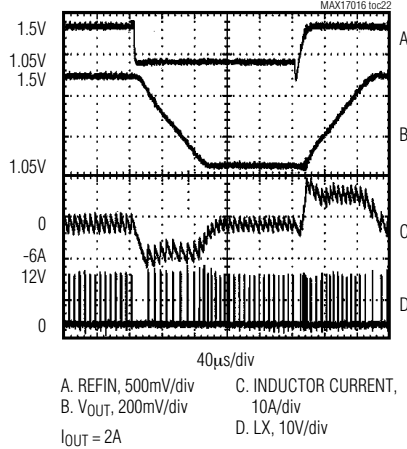
26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

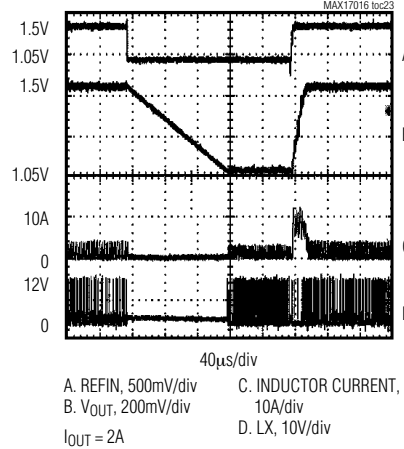
標準動作特性(続き)

(MAX17016 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

**DYNAMIC OUTPUT-VOLTAGE TRANSITION
(PWM MODE)**



**DYNAMIC OUTPUT-VOLTAGE TRANSITION
(SKIP MODE)**



端子説明

端子	名称	機能
1, 17, 27, 31, 39, 40	N.C.	空き端子。内部で接続されていません。
2	EN	シャットダウン制御入力。通常動作の場合は V_{DD} に接続してください。ENをローにプルダウンすると、コントローラは $2\mu A$ (max)のシャットダウン状態になります。MAX17016は、目標/出力電圧をグランドに向けてゆるやかに下降させます。目標電圧が $0.1V$ に到達すると、コントローラはLXを強制的にハイインピーダンス状態にし、低電力シャットダウン状態に入ります。障害保護ラッチをクリアするには、ENをトグルしてください。
3, 28	AGND	アナロググランド。内部でEP1に接続されています。
4	V_{DD}	DLゲートドライバ用の電源電圧入力。システム電源電圧に接続してください($+4.5V \sim +5.5V$)。1 μF 以上のセラミックコンデンサで V_{DD} を電源グランドにバイパスしてください。
5, 16	LX	インダクタ接続。内部でEP2に接続されています。図1に示すように、LXをインダクタのスイッチ側に接続してください。
6–15	PGND	電源グランド
18–26	IN	パワーMOSFETの入力電源。内部でEP3に接続されています。
29	TON	スイッチング周波数の設定入力。次式に従って、入力電源とTON間の外付け抵抗によってスイッチング期間($t_{SW} = 1/f_{SW}$)が決まります。 $t_{SW} = C_{TON} (R_{TON} + 6.5k\Omega) \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \right)$ ここで、 $C_{TON} = 16.26pF$ 、および $V_{FB} = V_{REFIN}$ です(通常の動作状態で)。TON電流が $10\mu A$ 以下に低下した場合、MAX17016はシャットダウンして、ハイインピーダンス状態に入ります。シャットダウンの中で、TONはハイインピーダンスになります。
30	BST	ブーストフライングコンデンサの接続。図1に示すように、外付けの $0.1\mu F$ 6Vのコンデンサに接続してください。MAX17016は、ブーストスイッチ/ダイオードを内蔵しています(図2)。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

端子説明(続き)

端子	名称	機能
32	FB	フィードバック電圧検出の接続。2V以下の出力電圧の場合、「標準動作回路」(図1)に示すように出力コンデンサの正端子にじかに接続してください。2Vより大きい固定出力電圧では、REFINをREFに接続し、抵抗分圧器を使用して、出力電圧(図6)を設定してください。FBは、ハイサイドスイッチングMOSFETのオン時間を決定するために出力電圧を検出します。
33	ILIM	電流制限スレッショルド調整。この電流制限スレッショルドは、ILIMにおける電圧の0.05倍(1/20)です。(REFから)抵抗分圧器にILIMを接続して、20mV~100mV (ILIMにて0.4V~2V)の電流制限スレッショルドを設定します。
34	REFIN	外部リファレンス入力。REFINは、REFとGND間に接続された抵抗分圧器を使用してMAX17016のフィードバックレギュレーション電圧($V_{FB} = V_{REFIN}$)を設定します。MAX17016は、REFINの電圧変化を検出するための内部ウィンドウコンパレータを備えているため、コントローラはPGOODをブランクすることが可能で、また障害保護が可能になります。
35	REF	2Vのリファレンス電圧。1nFのセラミックコンデンサを使用してアナロググラウンドにバイパスしてください。このリファレンスは、外付けの負荷に最大50μAをソースすることができます。
36		パルススキッピング制御入力。この4つの入力レベルによって、通常の定常状態とダイナミックな出力電圧遷移状態の下での動作モードが決まります。 V_{DD} (5V) = 強制PWM動作 REF (2V) = 遷移期間中に強制PWMを用いるパルススキッピングモード Open (3.3V) = 超音波モード(遷移期間中に強制PWMを用いない) GND = パルススキッピングモード(遷移期間中に強制PWMを用いない)
37	V_{CC}	5Vのアナログ電源電圧。内蔵の20Ωの抵抗を通して内部的に V_{DD} に接続されています。1μFのセラミックコンデンサを使用して、 V_{CC} をアナロググラウンドにバイパスしてください。
38	PGOOD	オープンドレインのパワーグッド出力。ソフトスタートおよびソフトシャットダウン期間に、出力電圧が目標の電圧(V_{REFIN})より200mV (typ)以上下回るかまたは300mV (typ)上回っている場合、PGOODはローです。ソフトスタート回路の動作終了後、出力がレギュレーション状態にあるとき、PGOODはハイインピーダンスになります。ダイナミックなREFINの変化が検出されたとき、PGOODはブランク、つまり強制的なハイインピーダンス状態になります。
EP1 (41)	AGND	エクスポーズドパッド1/アナロググラウンド。コントローラのグラウンドプレーンと基板に内部で接続されています。グラウンドにじかに接続してください。
EP2 (42)	LX	エクスポーズドパッド2/インダクタ接続。ローサイドMOSFETのドレインとハイサイドMOSFETのソースに内部で接続されています(図2)。図1に示すように、LXをインダクタのスイッチ側に接続してください。
EP3 (43)	IN	エクスポーズドパッド3/パワーMOSFET入力電源。ハイサイドMOSFETのドレインに内部で接続されています(図2)。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

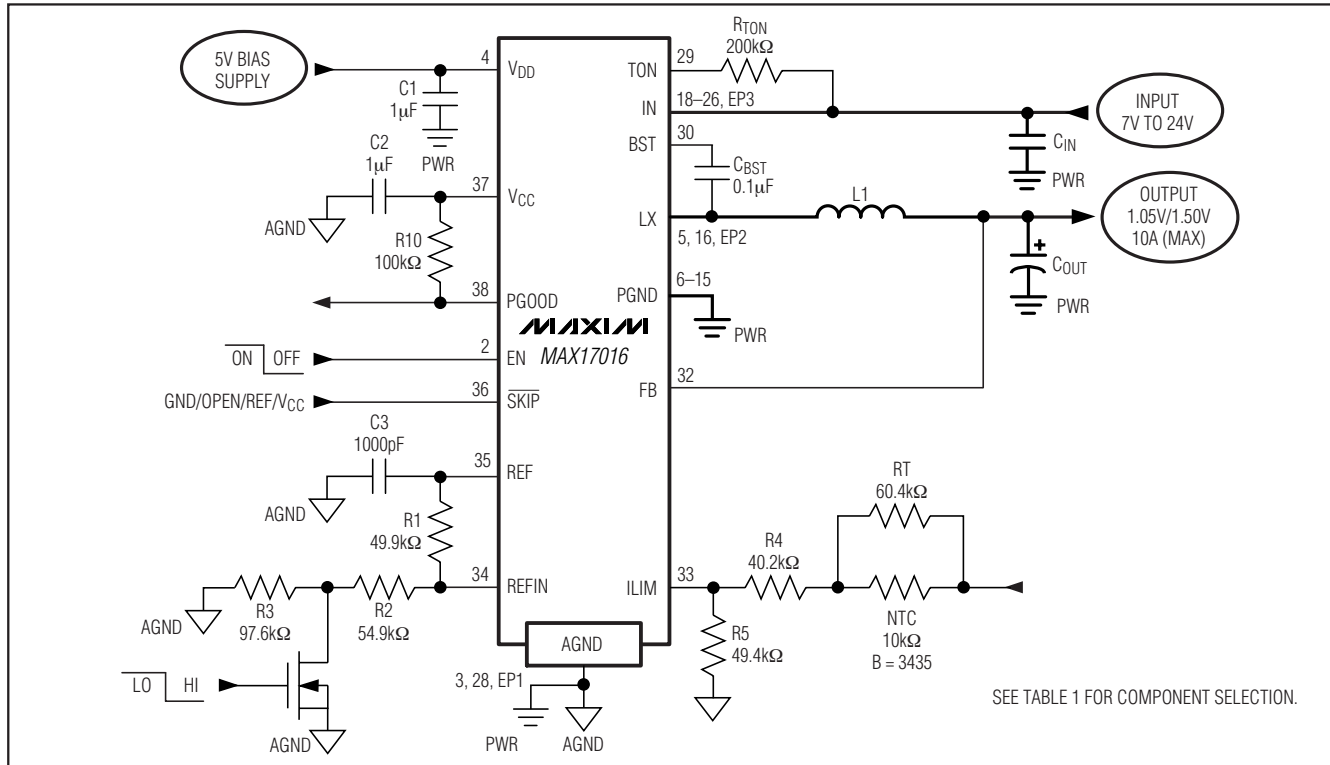


図1. MAX17016標準動作回路

表1. 標準アプリケーション用の部品の選択

COMPONENT	V _{OUT} = 1.5V/1.05V AT 10A (FIGURE 1)	V _{OUT} = 3.3V AT 6A (FIGURE 4)	V _{OUT} = 1.5V/1.05V AT 10A (FIGURE 1)
	V _{IN} = 7V TO 20V TON = 200kΩ (300kHz)	V _{IN} = 7V TO 20V TON = 332kΩ (300kHz)	V _{IN} = 5V TO 12V TON = 100kΩ (600kHz)
Input Capacitor	(3x) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM	(2x) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM	(3x) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM
Output Capacitor	(2x) 330μF, 6mΩ, 2V Panasonic EEFSX0D331XR	(1x) 330μF, 18mΩ, 4V SANYO 4TPE330MI	(1x) 470μF, 7mΩ, 2.5V SANYO 2R5TPLF470M7
Inductor	1.0μH, 3.25mΩ, 20A Würth 744 3552 100	1.5μH, 14mΩ, 9A NEC Tokin MPLC1040L3R3	0.47μH, 3.7mΩ, 15A Coiltronics FP3-R47-R

表2. 部品メーカー

MANUFACTURER	WEBSITE
AVX Corp.	www.avxcorp.com
BI Technologies	www.bitechnologies.com
Coiltronics	www.cooperet.com
KEMET Corp.	www.kemet.com
Murata Electronics North America, Inc.	www.murata-northamerica.com
NEC Tokin America, Inc.	www.nec-tokinamerica.com
Panasonic Corp.	www.panasonic.com

MANUFACTURER	WEBSITE
Pulse Engineering	www.pulseeng.com
SANYO Electric Co., Ltd.	www.sanyodevice.com
Sumida Corp	www.sumida.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
TDK Corp.	www.component.tdk.com
TOKO America, Inc.	www.tokoam.com
Würth Elektronik GmbH and Co. KG	www.we-online.com

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

標準動作回路

MAX17016の「標準動作回路」(図1)は、ノートブックコンピュータにおいて通常使用される1.5Vまたは1.05Vの出力レールを生成します。部品の選択については、表1を参照してください。部品メーカーを表2に示します。

詳細

ステップダウンコントローラMAX17016は、ノートブックコンピュータに必要なとされる低デューティサイクル(高入力電圧から低出力電圧を生成)アプリケーション用として理想的です。MAX17016のマキシム独自のQuick-PWMパルス幅変調器は、入力電圧の広い範囲で比較的一定の動作周波数とインダクタの動作点を維持しながら、特に高速負荷ステップに対応するように設計されています。また、Quick-PWMアーキテクチャは、従来の定オン時間(入力電圧に無関係)パルス周波数変調(PFM)制御方式でのスイッチング周波数が広範囲に変化することに起因する問題を避け、同時に固定周波数、電流モードPWMの劣った負荷過渡タイミング問題を回避します。

+5Vバイアス電源(V_{CC}/V_{DD})

MAX17016は、バッテリーに加えて外部の5Vのバイアス電源を必要とします。通常、この5Vのバイアス電源は、ノートブックコンピュータの95%効率のメインの5Vシステム電源です。このICのバイアス電源を外付けにすることで、効率を高め、PWM回路およびゲートドライバに電源を供給するために必要な5Vのリニアレギュレータに関連するコストが不要となります。スタンドアロンでの動作が必要な場合、5V電源はMAX1615などの外部のリニアレギュレータによって生成することができます。

5Vのバイアス電源は、PWMコントローラと内蔵ゲートドライバの両方に給電するため、最大に引き出される電流は次式によって決定されます。

$$I_{BIAS} = I_Q + f_{SW} Q_G = 2\text{mA to } 20\text{mA (typ)}$$

MAX17016は、V_{DD}とV_{CC}間に20Ωの抵抗を内蔵しており、プリント基板(PCB)のレイアウト要件が簡素化されます。

入力フィードフォワード付き フリーランニング定オン時間PWMコントローラ

Quick-PWM制御アーキテクチャは、電圧フィードフォワード(図2)を行う擬似固定周波数、定オン時間、電流モードのレギュレータです。このアーキテクチャは、出力リップル電圧がPWMランプ信号として作用するよう、電流検出抵抗として機能する出力フィルタコンデンサのESRに依存します。制御アルゴリズムは単純です。ハイサイドスイッチのオン時間は単に、パルス幅が入力電圧に反比例し、出力電圧に正比例するワンショットによってのみ決定されます。他方のワンショットは、最小のオフ時間(200ns typ)が設定されます。エラー

コンパレータ出力がロー、ローサイドスイッチ電流が谷電流制限スレッショルド未満、および最小オフ時間ワンショットがタイムアウトすると、オン時間ワンショットがトリガされます。

オン時間のワンショット

PWMコアの中心は、ハイサイドスイッチのオン時間を設定するワンショットです。この高速、低ジッタ、可変ワンショットは、入力および出力電圧に応じてオン時間を変化させる回路を備えています。ハイサイドスイッチのオン時間は、TON入力によって検出された入力電圧に反比例し、FB入力によって検出されたフィードバック電圧に比例します。

$$\text{オン時間}(t_{ON}) = t_{SW} (V_{FB}/V_{IN})$$

ここで、t_{SW} (スイッチング周期)は、TONとV_{IN}間の抵抗(R_{TON})によって設定されます。結果としてこのアルゴリズムは、固定周波数のクロックジェネレータがないにもかかわらずほぼ一定のスイッチング周波数を生成します。スイッチング周期t_{SW} = 1/f_{SW}を設定するために、TONとV_{IN}間に抵抗(R_{TON})を接続してください。

$$t_{SW} = C_{TON} (R_{TON} + 6.5\text{k}\Omega) \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \right)$$

ここで、C_{TON} = 16.26pFです。ユニティゲインフィードバック(V_{OUT} = V_{FB})として使用する場合、96.75kΩ ~ 303.25kΩの抵抗値は、それぞれ167ns (600kHz) ~ 500ns (200kHz)のスイッチング周期に対応します。高周波(600kHz)動作は、最小の部品サイズのアプリケーションに最適ですが、スイッチング損失が大きくなり効率を犠牲にします。これは、負荷電流が小さく、コントローラが低電圧電源から電力を供給される、超小型機器に適していると思われます。低周波(200kHz)動作では、部品サイズと基板面積を犠牲にして全体的に最適な効率が得られます。

連続導通動作の場合は実際のスイッチング周波数は次式によって概算することができます。

$$f_{SW} = \frac{V_{FB} + V_{DIS}}{t_{ON} (V_{IN} - V_{CHG})}$$

ここで、V_{DIS}は、同期整流器、インダクタ、およびPCBの抵抗分を含むインダクタの放電経路の寄生電圧降下の合計です。V_{CHG}は、ハイサイドスイッチ、インダクタ、およびPCBの抵抗分を含む充電経路の抵抗分の合計です。また、t_{ON}はMAX17016の計算されたオン時間です。

パワーアップシーケンス(POR、UVLO)

ENがハイに駆動され、5Vのバイアス電源(V_{DD})が存在すると、MAX17016はイネーブルにされます。最初に、リファレンスが起動します。リファレンスがそのUVLOスレッショルドを超えると、内部のアナログブロックがオンになり、バイアス回路およびアナログブロックが正常な状態にセトリングするのに十分な時間を与える

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

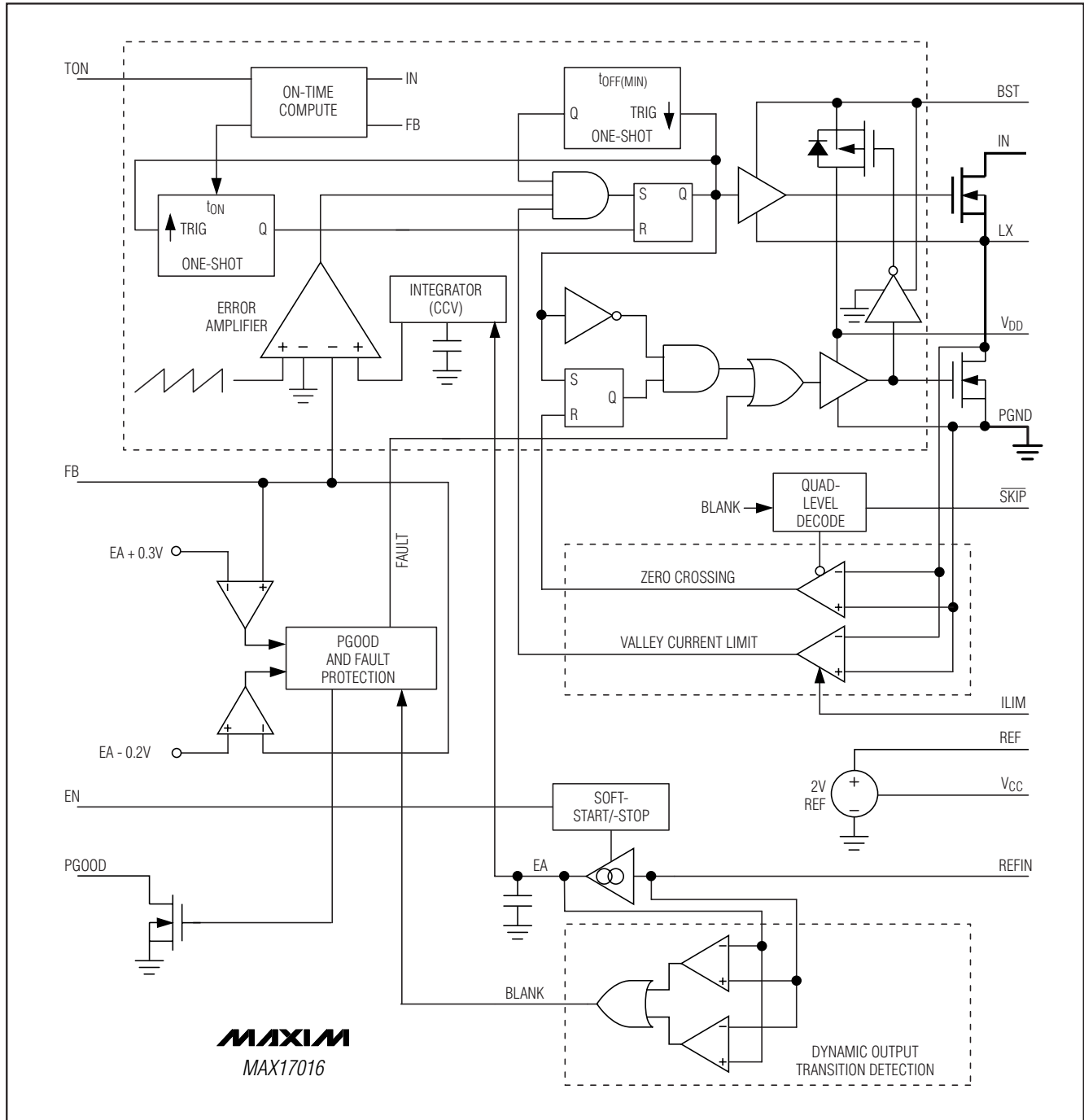


図2. MAX17016のブロック図

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

ための50 μ sのワンショット遅延の間、マスクされます。制御回路が確実にパワーアップされることで、PWMコントローラはスイッチングを開始することができます。

V_{CC}が約3Vを超えて上昇すると、パワーオンリセット(POR)が発生して、障害ラッチをリセットし、コントローラが動作準備状態になります。V_{CC}が4.25Vを超えて上昇するまで、V_{CC} UVLO回路はスイッチングを抑制します。システムがコントローラをイネーブルし、V_{CC}が4.25Vを超え、かつENがローに駆動されると、コントローラはリファレンスをパワーアップします。リファレンスがレギュレーション状態になると、コントローラは1.2mV/ μ sのスルーレートで目標のREFIN電圧に出力電圧を増大させます。

$$t_{\text{START}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{mV}/\mu\text{s}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{V/ms}}$$

ソフトスタート回路は、可変の電流リミットを使用しないため、最大出力電流を直ちに使用することができます。PGOODは、所望のREFIN電圧に達してから約200 μ s後にハイインピーダンスになります。MAX17016は自動的に、SKIP設定に関わらず、ソフトスタート期間はパルススキップモードを、ソフトシャットダウン期間は強制PWMモードを使用します。

自動的な起動のためにはバッテリー電圧はV_{CC}よりも先に存在する必要があります。コントローラが、バッテリー電圧の存在なしに出力の安定化を試行した場合、障害ラッチをトリップします。ENをトグルすることによって、あるいは0.5V未満でV_{CC}電源のパワーサイクルを行うことによって障害ラッチがクリアされるまで、コントローラのシャットダウン状態が維持されます。

V_{CC}電圧が4.25V未満に低下した場合、コントローラは、正常な決定をするのに十分な電源電圧に達していないと見なします。過電圧障害から出力を保護するために、コントローラは直ちにシャットダウンしてLXを強制的にハイインピーダンスにします。

シャットダウン

システムがENをローにプルダウンすると、MAX17016は低電力のシャットダウンモードに入ります。PGOODは直ちにローにプルダウンされて、出力電圧は、1.2mV/ μ sのスルーレートで低下します。

$$t_{\text{SHDN}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{mV}/\mu\text{s}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{V/ms}}$$

長期間(通常0.5ms~2ms)にわたって出力を変化させて出力コンデンサを緩やかに放電させると平均の負のインダクタ電流が小さくなり(制動された応答)、ローサイドMOSFETを恒久的にオンにしてコントローラが急速に出力を放電する場合(非制動応答)に発生する負の出力電圧の発生を防止します。このことによって、通常負の出力電圧の発生をクランプするために出力とグランド間に接続するショットキダイオードが不要になります。コントローラが目標のゼロに達した後、MAX17016は

完全にシャットダウンしードライバがディセーブルにされ(LXはハイインピーダンス)ーリファレンスはオフになり、供給電流は約0.1 μ A (typ)に低下します。

障害状態(出力がUVPまたは熱シャットダウン)になってシャットダウンシーケンスがアクティブになると、コントローラが再起動することを防止するために、保護回路は障害ラッチをセットします。障害ラッチをクリアし、コントローラを再起動するためには、ENをトグルするか、あるいはV_{CC}電源を0.5V未満にサイクルします。

MAX17016は、SKIP設定に関わらず、ソフトスタート期間はパルススキッピングモードを、ソフトシャットダウン期間は強制PWMモードを自動的に使用します。

動作モード

超音波モード(SKIP = Open = 3.3V)

SKIPを未接続のままにすると、18kHzの最小スイッチング周波数で独自のパルススキッピングモードが起動します。この超音波パルススキッピングモードは、軽負荷のコントローラが自動的にパルスをスキップするときに存在する可聴周波数の変調を排除します。超音波モードでは、負荷が、通常のパルススキッピングのときに発生するのと同じ臨界導通点(I_{LOAD(SKIP)})に到達すると、コントローラは自動的に固定周波数のPWM動作に移行します。

超音波モードになるのは、コントローラが直近の33 μ s以内にスイッチングが発生しなかったことを検出したときです。いったんトリガされると、超音波コントローラはローサイドMOSFETをオンにして、負のインダクタ電流を誘起します(図3)。インダクタ電流が負の超音波電流スレッショルドに到達すると、コントローラはローサイドMOSFETをオフにして、定オン時間でトリガします。

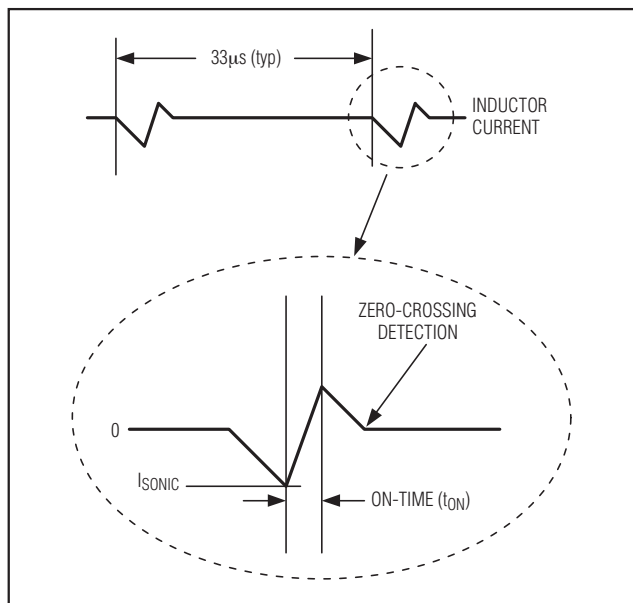


図3. 超音波の波形

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

オン時間の期限が終了すると、コントローラは、インダクタ電流がゼロクロススレッショルド未満に降下したことを検出するまでローサイドMOSFETを再イネーブルします。負のインダクタ電流パルスから開始した場合は、正のインダクタ電流パルスから開始した場合と比較すると、ピーク出力電圧が大幅に低下します。

超音波パルスの最初の出力電圧によって負の超音波電流スレッショルドが決まり、結果として次式が得られます。

$$V_{\text{SONIC}} = I_L R_{\text{CS}} = (V_{\text{REFIN}} - V_{\text{FB}}) \times 0.7$$

ここで、 $V_{\text{FB}} > V_{\text{REFIN}}$ 、および R_{CS} はGNDとLX間のローサイドオン抵抗で6mΩです。

強制PWMモード($\overline{\text{SKIP}} = V_{\text{DD}}$)

低ノイズの強制PWMモード($\overline{\text{SKIP}} = V_{\text{DD}}$)は、ローサイドスイッチのオン時間を制御するゼロクロスコンパレータをディセーブルにします。これによって、ローサイドゲートの駆動波形が常にハイサイドゲートの駆動波形に相補的になるように強制するため、インダクタ電流が軽負荷時に逆転すると同時にLXは、 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ のデューティ比を維持します。強制PWMモードの利点は、スイッチング周波数がほとんど一定に維持されるということです。ただし、強制PWM動作には犠牲が生じます。無負荷時の5Vバイアス電流は、スイッチング周波数に応じて、10mA~50mAのままです。

MAX17016は、 $\overline{\text{SKIP}}$ の構成にかかわらず、シャットダウン時に常に強制PWM動作を自動的に使用します。

自動パルススキッピングモード ($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ またはREF)

スキップモード($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ または3.3V)では、軽負荷時にPFMへの固有の自動切替えが行われます。この切替えは、インダクタ電流のゼロクロスにおけるローサイドスイッチのオン時間を切り捨てるコンパレータの影響を受けます。ゼロクロスコンパレータのスレッショルドはLXとGND間の電位差によって設定されます。

DC出力精度の仕様は、エラーコンパレータのスレッショルドに関連します。インダクタが連続導通で動作するとき、MAX17016は、出力リップルの谷間を安定化するため、実際のDC出力電圧は、トリップレベルよりも出力リップル電圧の50%だけ大きくなります。不連続導通($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ および $I_{\text{OUT}} < I_{\text{LOAD}}(\overline{\text{SKIP}})$)の場合、出力電圧のDCレギュレーションレベルは、スロープ補償によって、エラーコンパレータスレッショルドよりも約1.5%高くなります。

$\overline{\text{SKIP}}$ をGNDにプルダウンすると、MAX17016はパルススキッピングモードにとどまります。出力は電流をシンクすることができないため、負へのダイナミックな出力電圧変化のタイミングは負荷電流と出力容量に依存します。出力電圧を緩やかに低下させると、負の出力電圧変化期間の入力サージ電流が除去されるため、一般的に可聴ノイズを減少させるために推奨されます。図4および5を参照してください。

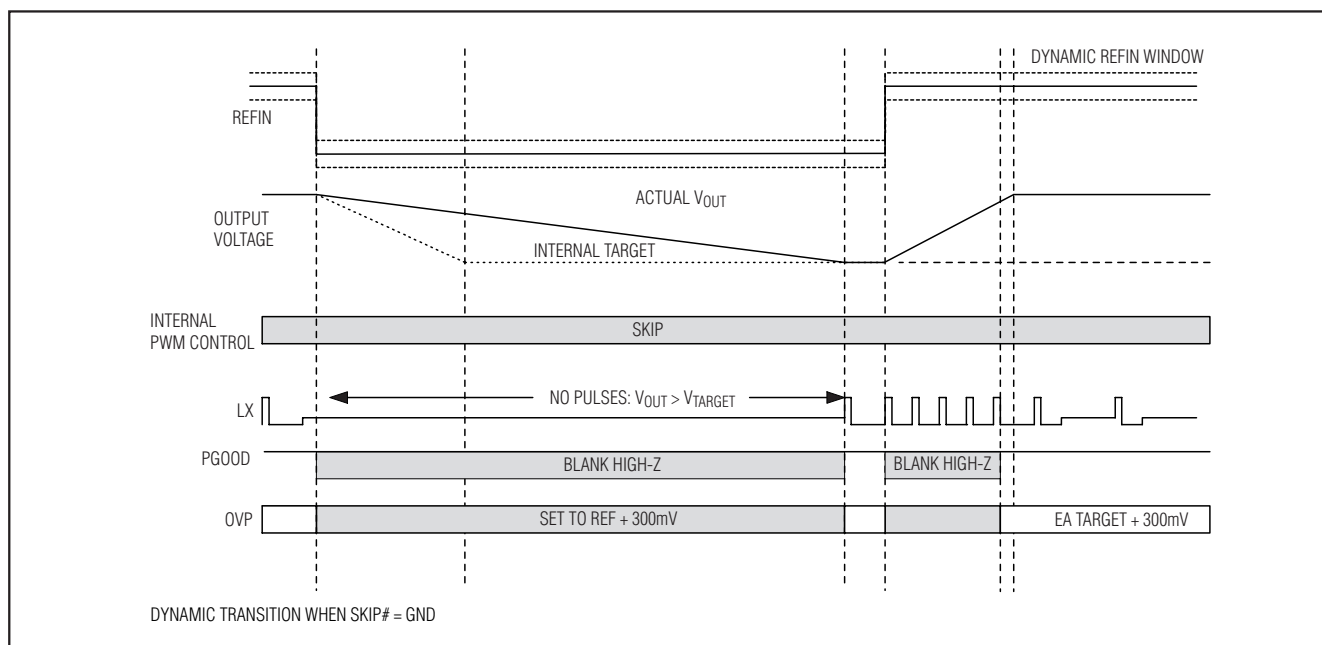


図4. $\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ 時のダイナミックな遷移

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

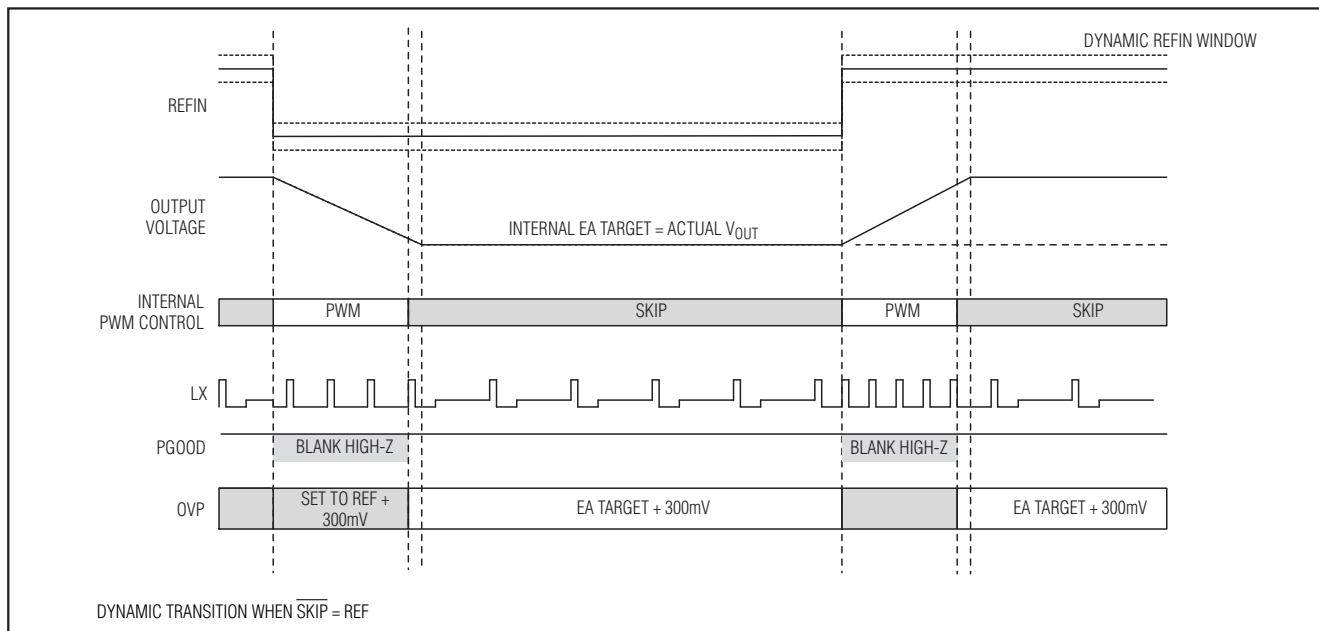


図5. SKIP = REF時のダイナミックな遷移

谷電流制限保護

電流制限回路は、ローサイドMOSFETを通してインダクタ電流を検出する独自の「谷」電流検出アルゴリズムを使用しています。ローサイドMOSFETを流れる電流が谷電流制限スレッシュホールドを超える場合、PWMコントローラは、新規のサイクルの開始を許可しません。実際のピーク電流は、インダクタのリプル電流と等しい量だけ谷電流制限スレッシュホールドより大きくなります。したがって正確な電流制限特性および最大負荷容量は、インダクタ値と入力電圧の関数となります。低電圧保護回路と組み合わせると、この電流制限の方法は、ほぼすべての状況において効果的です。

MAX17016はさらに、強制PWMモードにおいて、負電流制限を備えており、 V_{OUT} が電流をシンクしているときの過度の逆インダクタ電流を防止しています。負電流制限スレッシュホールドは、正電流制限の約120%に設定されます。

出力電圧の積分

MAX17016は、出力リップルの谷間を安定化するため、実際のDC出力電圧は、スロープを補償した目標値より、出力リップル電圧の50%だけ高くなります。定常状態

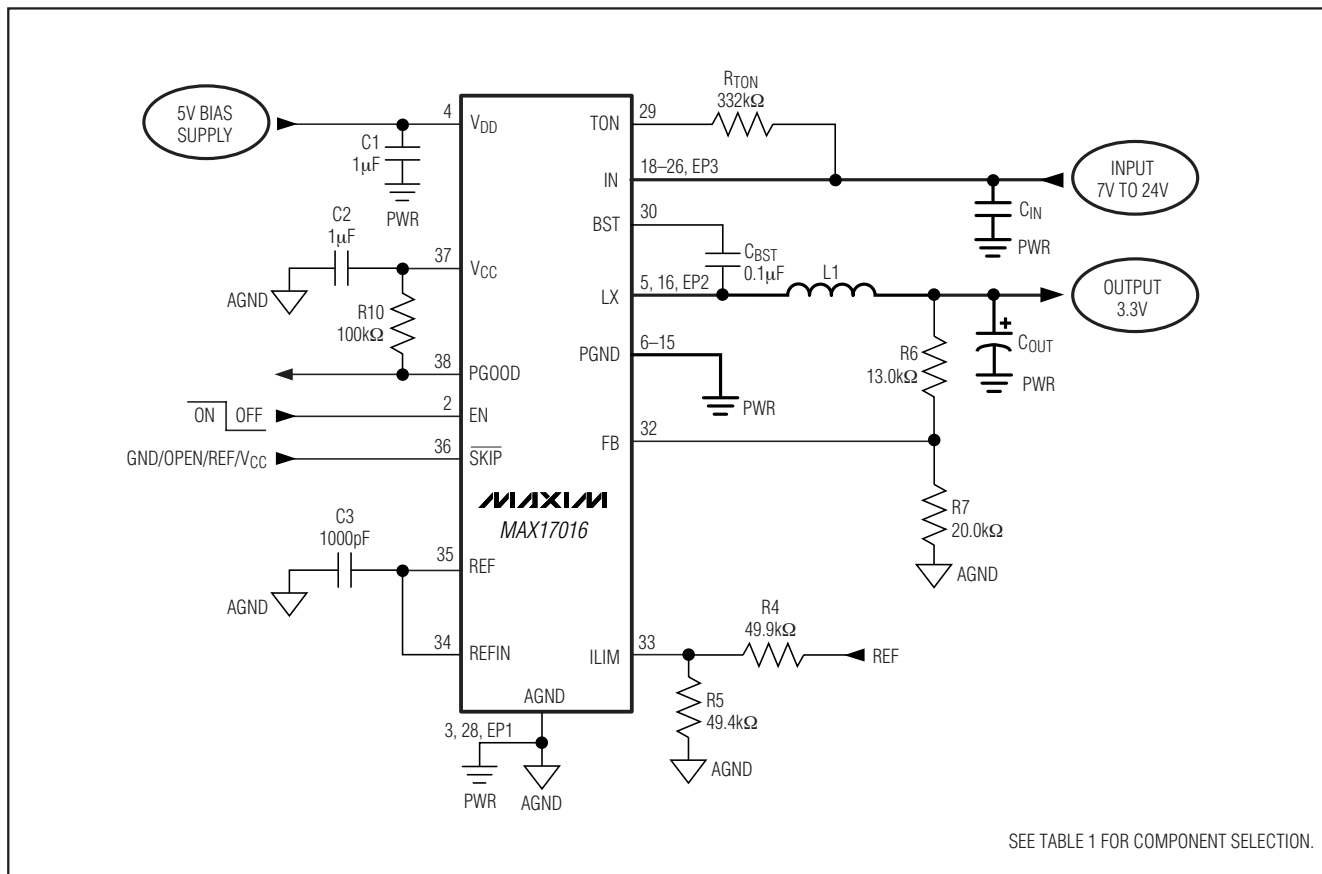
ではMAX17016の内蔵積分器は、この50%の出力リップル電圧の誤差を補正し、結果として、「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表に規定されている積分増幅器のオフセット電圧にのみ依存する出力電圧が得られます。

ダイナミックな出力電圧

MAX17016は、REFINに設定した電圧にFBを安定化します。REFIN (図1)の電圧を変化させて、MAX17016は、2つの設定値間でダイナミックな出力電圧の変更を必要とするアプリケーションに使用することができます。REFINのステップ電圧変化に対して出力電圧の変化速度は、内部の9.45mV/μsのスルーレート回路、または部品の選択—インダクタ電流の変化、総出力容量、電流制限、および遷移時の負荷—によるもののいずれか遅い方によって制限されます。総出力容量によって出力電圧が変化するために要する電流が決定され、インダクタが電流変化速度を決定します。さらに負荷電流が増加すると、REFIN電圧の正方向への変化の期間、出力電圧変化を減速させる可能性があり、REFIN電圧の負方向への変化の期間、出力電圧変化を加速する可能性があります。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016



SEE TABLE 1 FOR COMPONENT SELECTION.

図6. フィードバック分圧器を使用した高出力電圧アプリケーション

2Vより大きい出力電圧

REFINは0~2Vの範囲に制限されますが、MAX17016は、ハインピーダンスのフィードバック入力(FB)を使用するため、出力電圧範囲は無制限です。出力からFBとアナロググランド間に抵抗分圧器を追加すると(図6)、MAX17016は、2Vを超える出力電圧に対応します。しかし、コントローラは、オン時間を決定するためにもFBを使用するため、「オン時間のワンショット」の項の詳細にあるように、分圧器は実際のスイッチング周波数に影響を与えます。

内蔵積分器

積分増幅器は、強制的にFB電圧のDC平均値を目標電圧と等しくします。この内蔵の増幅器はフィードバック電圧を積分してレギュレーション電圧の微調整を与え(図2)、補償されたフィードバックリップル電圧と内部のスロー補償の変動に関係なく、正確なDC出力電圧のレギュレーションを可能にします。この積分増幅器は、出力電圧を±55mV (typ)シフトする能力を持っています。MAX17016は、パルススキッピングモードで実行されるすべての低下方向のREFINの遷移の最初に増幅器の両方の入力を接続することによって積分器をディセー

ブルにします。積分器は、遷移が完了(内部の目標値にセトリング)して、出力がレギュレーション状態(エラーコンパレータでエッジが検出される)になった後の20μsの間、ディセーブルのままです。

パワーグッド出力(PGOOD)および障害保護

PGOODは、出力電圧の低電圧と過電圧状態を連続して監視するオープンドレイン出力です。PGOODは、ソフトスタートおよびソフトシャットダウン期間のシャットダウン(EN = GND)時に能動的にローに維持されます。ソフトスタートの終了時から約200μs (typ)後に、PGOODは、フィードバック電圧がUVPスレッショルド(REFIN - 200mV)以上であり、またOVPスレッショルド(REFIN + 300mV)以下である限り、ハインピーダンスになります。フィードバック電圧が目標電圧(REFIN)より200mV下回る、目標電圧(REFIN)より300mV上回る、またはSMPSコントローラがシャットダウン状態のとき、PGOODはローになります。ロジックレベルのPGOOD出力電圧を得るには、PGOODとVDDの間に外部プルアップ抵抗を接続します。100kΩのプルアップ抵抗は、ほとんどのアプリケーションに適します。図7にパワーグッドおよび障害保護の回路を示します。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

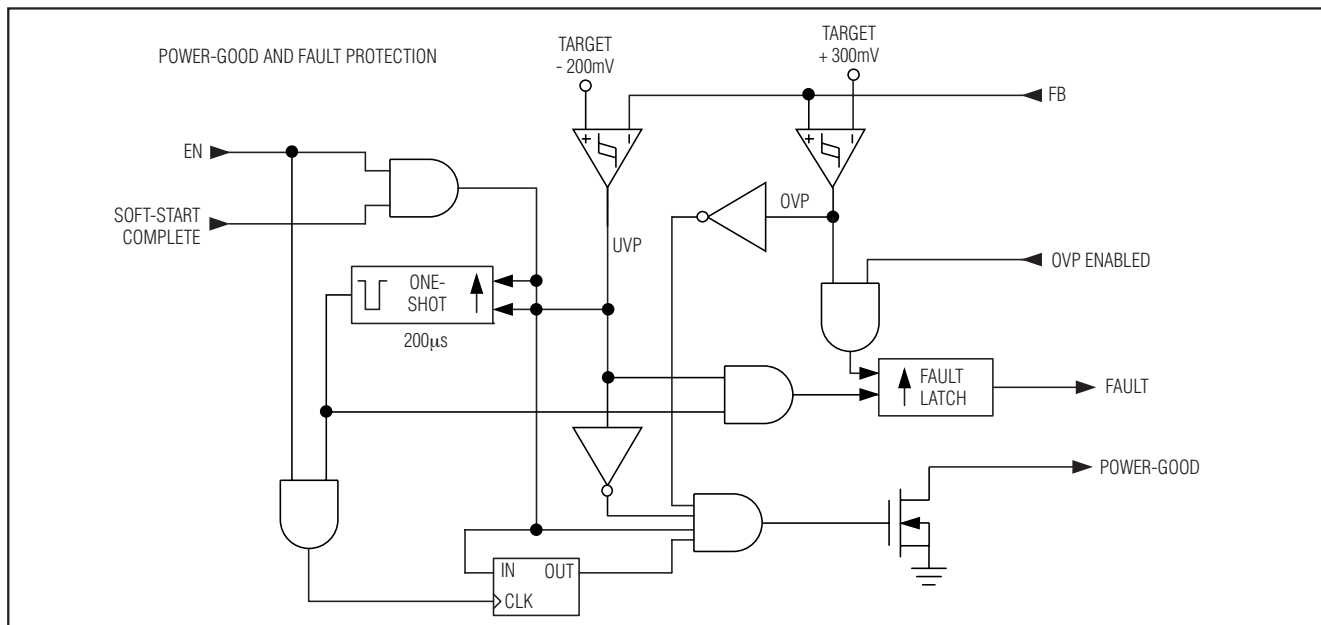


図7. パワーグッドおよび障害保護

過電圧保護(OVP)

内部フィードバック電圧が目標電圧を300mV上回ってOVPがイネーブルになると、OVPコンパレータは直ちにLXを強制的にローにして、PGOODをローにプルダウンし、障害ラッチをセットしてSMPSコントローラをディセーブルにします。障害ラッチをクリアしてコントローラを再起動するためには、ENをトグルするか、あるいはV_{CC}電源をV_{CC} POR未滿に低下させた後に再投入してください。

低電圧保護(UVP)

フィードバック電圧が目標電圧(REFIN)を200mV下回ると、コントローラは直ちにPGOODを強制的にローにして、200μsのワンショットタイマをトリガします。フィードバック電圧が200μsの期間にわたって低電圧障害スレッショルドを下回ったままの場合、低電圧障害ラッチがセットされ、SMPSはシャットダウンシーケンスを開始します。内部の目標電圧が0.1V未滿になると、MAX17016は強制的にLXをハイインピーダンスにします。障害ラッチをクリアし、コントローラを再起動するためには、ENをトグルするか、あるいはV_{CC}電源をV_{CC} POR未滿に低下させた後に再投入してください。

熱障害保護(T_{SHDN})

MAX17016は、熱障害保護回路を内蔵しています。ジャンクション温度が+160℃以上に上昇すると、熱センサが障害ラッチを作動させ、PGOODをローにプルダウンし、コントローラをシャットダウンします。LXは強制的にハイインピーダンスにされます。ジャンク

ション温度が15℃だけ低下した後、コントローラを再起動するためには、ENをトグルするか、あるいはV_{CC}電源をV_{CC} POR未滿に低下させた後に再投入してください。

Quick-PWMの設計手順

入力電圧範囲と最大負荷電流を確実に決定してから、スイッチング周波数とインダクタ動作点を選択してください(リップル電流比)。設計の主なトレードオフは、良好なスイッチング周波数とインダクタ動作点の選択にあります。次の4つの要因がその他の設計を左右します。

- 入力電圧範囲:** 最大値(V_{IN(MAX)})は、ノートブックコンピュータのACアダプタ電圧に許されるワーストケースの入力供給電圧に対応する必要があります。最小値(V_{IN(MIN)})は、コネクタ、ヒューズ、およびバッテリーセレクトスイッチによる電圧降下後の最小入力電圧に対応させる必要があります。選択の余地がある場合は、入力電圧を下げることで効率が改善されます。
- 最大負荷電流:** 2つの値を考慮する必要があります。ピーク負荷電流(I_{LOAD(MAX)})は、瞬間的な部品ストレスとフィルタリングの要件を決定し、出力コンデンサの選択、インダクタの飽和定格、および電流制限回路の設計を左右します。また、連続負荷電流(I_{LOAD})は熱ストレスを決定し、入力コンデンサ、MOSFET、およびその他の発熱部品の選択を左右します。一般に、ほとんどのノートブックコンピュータの負荷は、I_{LOAD} = I_{LOAD(MAX)} × 80%になります。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

- **スイッチング周波数**：これを選択することで、サイズと効率の基本的なトレードオフが決まります。MOSFETのスイッチング損失は周波数と V_{IN}^2 に比例するため、最適周波数は主に最大入力電圧の関数となります。MOSFET技術の急速な進歩によって更に高い周波数が実用可能になりつつあるため、目標となる最適周波数は常に変化します。
- **インダクタ動作点**：これを選択することで、サイズと効率、および過渡応答と出力ノイズ間のトレードオフが行われます。インダクタ値を小さくすると、過渡応答が向上し、物理サイズが小さくなりますが、リップル電流が増大するため、効率は低下し、出力ノイズが大きくなります。最小実用インダクタ値は、回路が臨界導通(最大負荷時にインダクタ電流が各サイクルでちょうどゼロになる点)の境界で動作するときの値です。これよりインダクタ値を小さくしても小型化の利点は得られません。最適な動作点は通常、リップル電流の20%~50%の間にあります。

インダクタの選択

スイッチング周波数と動作点(%リップル電流またはLIR)によって、以下に示すように、インダクタ値が求まります。

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

最小可能DC抵抗を備え、割り当てられた寸法に収まる低損失のインダクタを使用してください。鉄粉は安価で200kHzで正常な動作が可能ですが、ほとんどの場合、フェライトコアが最適な選択となります。コアは、ピークインダクタ電流(I_{PEAK})で飽和しないように十分に大きくなければなりません。

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

過渡応答

インダクタのリップル電流は、特に $V_{IN} - V_{OUT}$ の差が小さい場合に過渡応答の性能にも影響します。インダクタ値が小さいと、インダクタ電流が高速に変化することができるため、急激な負荷ステップによって出力フィルタコンデンサから除去された電荷を補充することができます。また、出力サグの量は、最大デューティ比の関数で、オン時間と最小オフ時間から計算することができます。ワーストケースの出力サグ電圧は、次式で求めることができます。

$$V_{SAG} = \frac{L(\Delta I_{LOAD(MAX)})^2 \left[\left(\frac{V_{OUT} T_{SW}}{V_{IN}} \right) + t_{OFF(MIN)} \right]}{2C_{OUT} V_{OUT} \left[\left(\frac{(V_{IN} - V_{OUT}) T_{SW}}{V_{IN}} \right) - t_{OFF(MIN)} \right]}$$

ここで、 $t_{OFF(MIN)}$ は、最小オフ時間です(「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表を参照)。

負荷が除去されたときのインダクタの蓄積エネルギーによって生じるオーバシュートの量は、次式で計算することができます。

$$V_{SOAR} \approx \frac{(\Delta I_{LOAD(MAX)})^2 L}{2C_{OUT} V_{OUT}}$$

谷電流制限の設定

最小電流制限スレッショルドは、電流制限が最小許容値にあるとき、最大負荷電流を供給するために十分に大きくする必要があります。インダクタ電流の谷間は、 $I_{LOAD(MAX)}$ からインダクタリップル電流(ΔI_L)の半分の減算した点で発生します。したがって、次式で表されます。

$$I_{LIMIT(LOW)} > I_{LOAD(MAX)} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

ここで、 $I_{LIMIT(LOW)}$ は、ローサイドMOSFETオン抵抗($R_{DS(ON)}$)によって除算された最小の電流検出スレッショルド電圧と等しくなります。

谷電流制限スレッショルドは、 I_{LIM} の電圧のちょうど1/20です。固定の谷電流制限スレッショルドを設定するために、REFから I_{LIM} を経由してアナロググランド(GND)まで抵抗分圧器を接続してください。外部の400mV~2Vの調整範囲は、20mV~100mVの谷電流制限スレッショルドに対応します。電流制限スレッショルドを調整するときは、谷電流制限の許容値が著しく不正確にならないように、許容誤差が1%以内の抵抗を使用して分圧器の電流を約5 μ A~10 μ Aにしてください。

MAX17016は、電流検出素子としてローサイドMOSFETのオン抵抗を使用します($R_{SENSE} = R_{DS(ON)}$)。このため、オン抵抗の許容差と熱変動に対して特別な注意を払う必要があります。MOSFETデータシートにおける $R_{DS(ON)}$ のワーストケースの最大値を使用して、多少のマージンを $R_{DS(ON)}$ の温度上昇に対して追加します。原則として、温度が1℃上昇することに0.5%の抵抗値を追加します。 I_{LIM} 抵抗分圧器にNTCサーミスタ内蔵の電流制限スレッショルドを熱補償するような設計でない限り、これらは設計マージンに含める必要があります。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

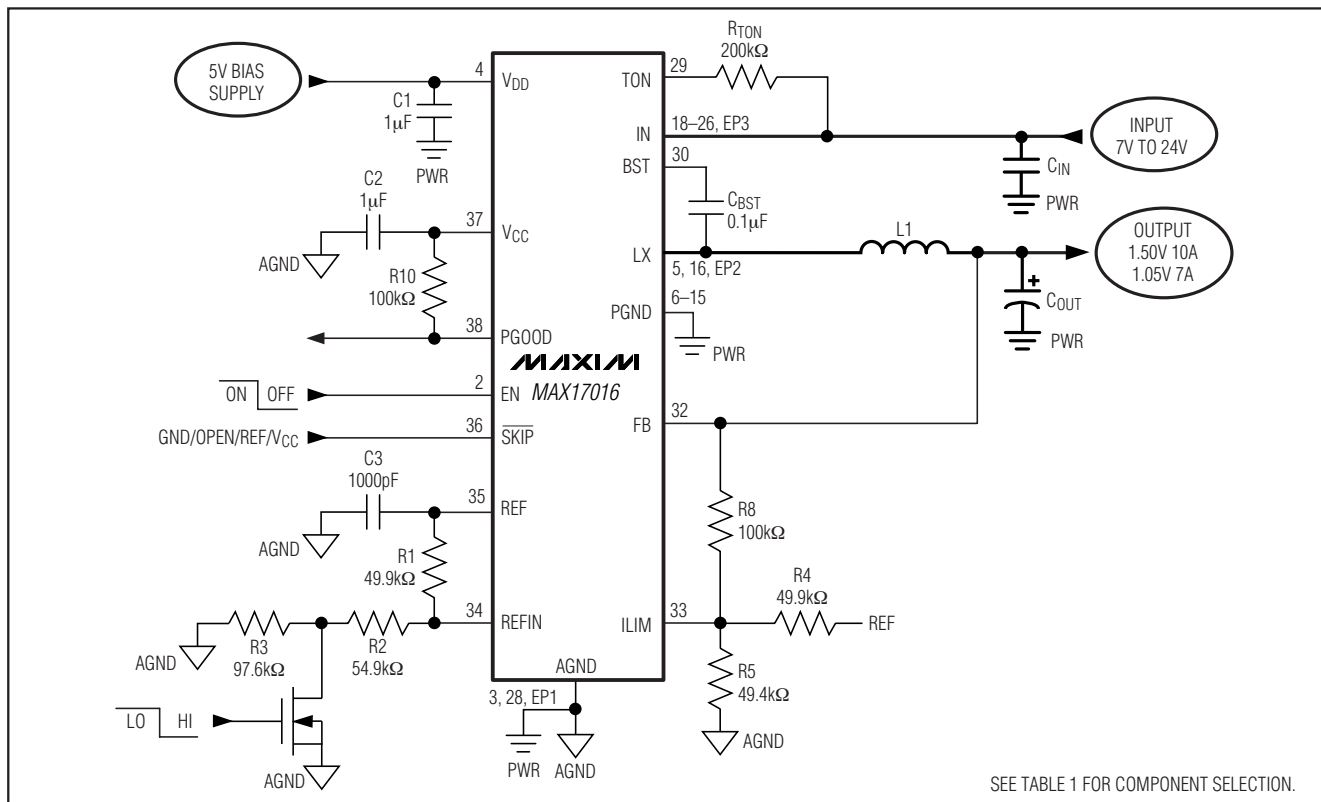


図8. フォールドバック電流制限保護を用いた標準アプリケーション

フォールドバック電流制限

ILIMと出力の間に抵抗を追加すると、出力電圧が降下するときにフォールドバックする電流制限スレッシュホールドが自動的に作成されます(図8を参照)。フォールドバック電流制限は、障害状態でのインダクタ電流の制限に役立ちますが、通常の状態では信頼性の高い性能を実現するためには慎重に設計する必要があります。電流制限スレッシュホールドの設定を過度に低くすべきでなく、設定が低すぎると、コントローラが確実にパワーアップしなくなります。コントローラが確実にパワーアップするためには、起動の間は常に、電流制限の最小スレッシュホールド($V_{OUT} = 0V$ のとき)が最大負荷を上回っている(少なくとも漏れ電流で構成されている)必要があり、加えて、次式のように出力コンデンサを充電するための最大電流が必要になります。

$$I_{START} = C_{OUT} \times 1mV/\mu s + I_{LOAD(START)}$$

出力コンデンサの選択

出力フィルタコンデンサは、等価直列抵抗(ESR)が十分に小さくて、出力リップルと負荷過渡応答の要件を満たす必要があります。さらに、ESRは安定性要件に影響を与えます。高ESR値(ポリマ/タンタル)のコンデンサは、外付け補償部品の追加を必要としません。

コアおよびチップセット用のコンバータ、および出力が大きな負荷過渡の影響を受けるその他のアプリケーションにおいて、出力が負荷過渡状態によって大きな電圧ディップを防止するために必要とする出力コンデンサのサイズは、一般に、必要な最大ESRによって決まります。容量値が有限であるために起こるサグを無視すると、次の条件となります。

$$(R_{ESR} + R_{PCB}) \leq \frac{V_{STEP}}{\Delta I_{LOAD(MAX)}}$$

低電圧アプリケーションにおいては、多くの場合、出力コンデンサのサイズは、出力リップル電圧の許容レベルを維持するために必要なESRによって決まります。ステップダウンコントローラの出力リップル電圧は、インダクタの全リップル電流と出力コンデンサのESRとの積に等しくなります。リップル要件を満たす最大のESRは次式のとおりで。

$$R_{ESR} \leq \left[\frac{V_{IN} \times f_{SW} \times L}{(V_{IN} - V_{OUT}) V_{OUT}} \right] V_{RIPPLE}$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数です。

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

ほとんどのコンデンサの種類(ポリマ、タンタル、アルミニウム電解)において、必要とする実際の容量値は、低ESRおよび選択したコンデンサの種類の特性を得るために必要とする物理的なサイズと、選択したコンデンサ技術の化学的制約に関係しています。セラミックコンデンサは、低ESRを提供しますが、容量値および電圧定格(ディレーティングした後)は、 V_{SAG} や V_{SOAR} によって負荷過渡中に問題が生じないようにするために必要となる容量によって決まります。一般に、いったん十分な容量を追加してオーバシュート要件を満たせば、負荷の立上りエッジでのアンダシュートは問題ではなくなります(「過渡応答」の項の V_{SAG} と V_{SOAR} の式を参照)。このようにして、出力コンデンサの選択には、コンデンサの種類による制限(静電容量対ESR対電圧定格)とコストのバランスを慎重にとることが必要となります。図9を参照してください。

出力コンデンサの安定性について

Quick-PWMコントローラの場合、安定性は、通常、出力のESRによって支配されるスイッチング周波数と関係する同相のフィードバックリップルによって決定されます。不安定性の境界は、次式で得られます。

$$\frac{f_{SW}}{\pi} \geq \frac{1}{2\pi R_{EFF} C_{OUT}}$$

$$R_{EFF} = R_{ESR} + R_{PCB} + R_{COMP}$$

ここで、 C_{OUT} は全出力容量、 R_{ESR} は出力コンデンサの全等価直列抵抗、 R_{PCB} は出力コンデンサとフィードバック検出ポイント間の寄生基板抵抗、 R_{COMP} は、DCまたはAC結合された電流検出補償の実効抵抗です(図11を参照)。

300kHzの標準アプリケーションの場合、効果的なゼロ周波数は95kHzよりも十分低くなければなりません。50kHz未満が望ましい値です。これらの周波数要件について、一般的に使用されている標準のタンタルおよびポリマコンデンサは、まったく電流検出補償を追加することなく安定性要件の達成が可能な、標準的に50kHzを下回るESRゼロ周波数を持っています。「標準動作回路」(図1)において、15mV_{p-p}のリップルに対応するために必要なESRは、 $15mV/(10A \times 0.3) = 5m\Omega$ です。330 μ F、9m Ω を2個並列にしたポリマコンデンサは、4.5m Ω (max)のESRおよび $1/(2\pi \times 330\mu F \times 9m\Omega) = 53kHz$ のESRゼロ周波数になります。図10を参照してください。

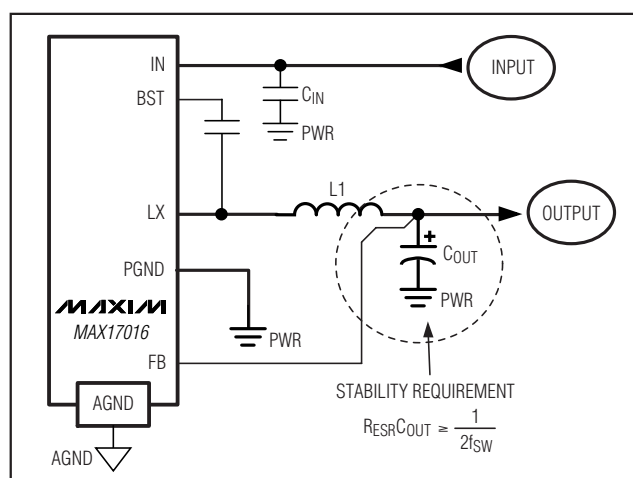


図9. 出力にポリマまたはタンタルを使用する標準アプリケーション

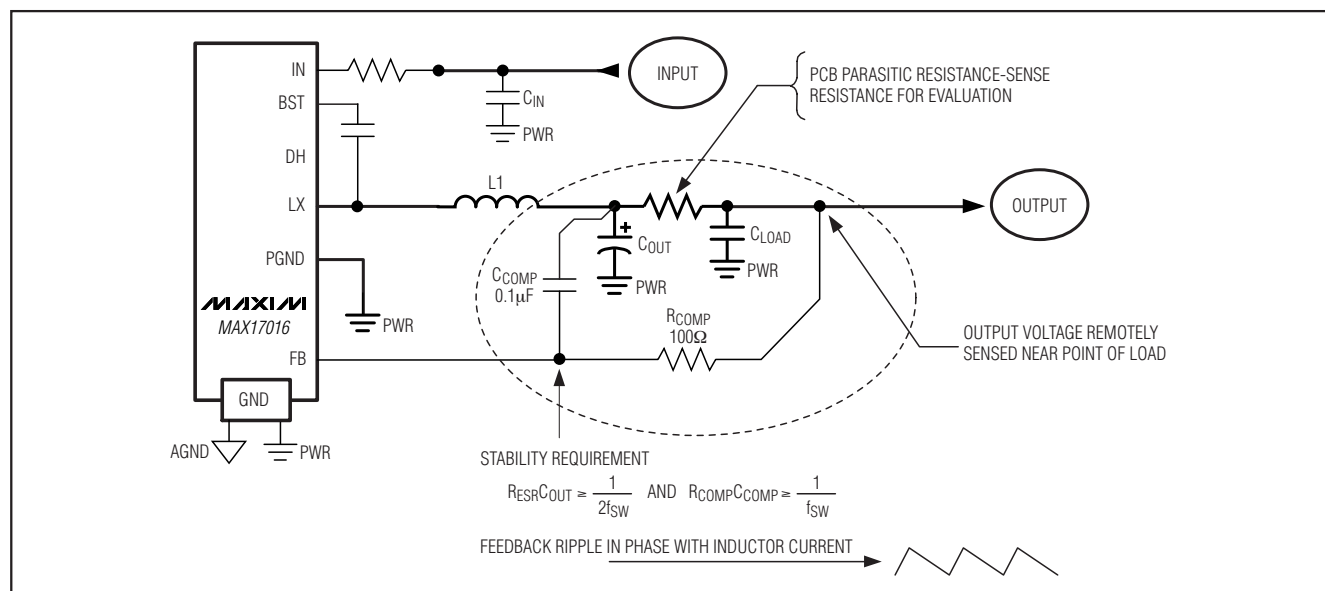


図10. 安定性およびノイズ耐性のためのリモートセンス補償

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

セラミックコンデンサは、高ESRゼロ周波数を備えています。十分な電流検出補償を行うアプリケーションにおいては、セラミックコンデンサの小型、低ESR、および高信頼性をなお利用することができます。インダクタのDCRを利用すると、セラミック出力コンデンサを使用しているアプリケーションは、DC補償またはAC補償方式のいずれかを使用して補償することができます(図11)。

DC結合は、少ない数の外付け補償コンデンサしか必要としませんが、これはまた、インダクタのDCR (寄生抵抗)に依存する出力負荷経路を生成します。代わりに、電流検出情報はAC結合とすることによって、安定性をインダクタンス値および補償部品だけに依存させ、DC負荷経路を排除することができます。

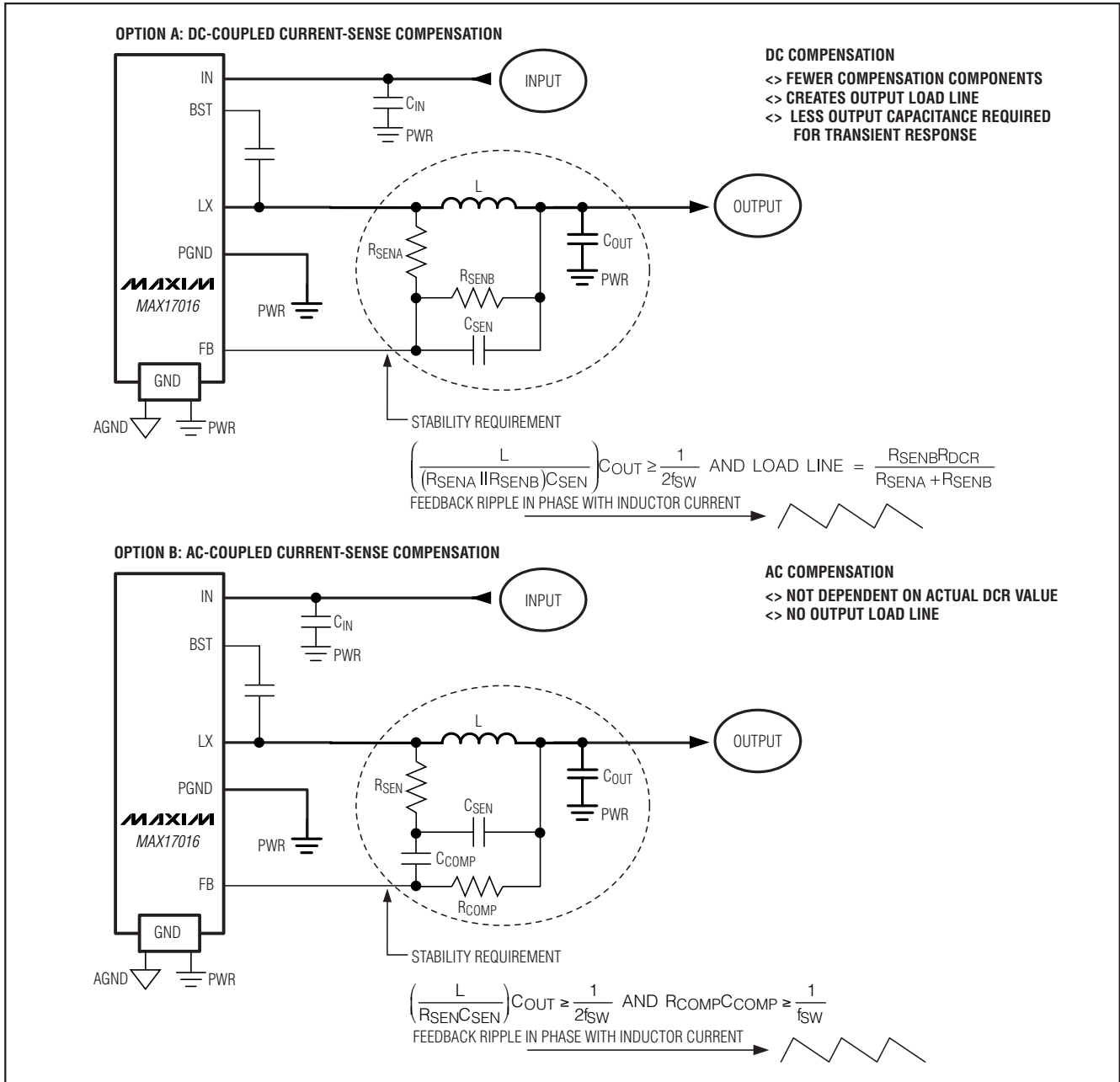


図11. セラミック出力コンデンサの場合のフィードバック補償

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

MAX17016

セラミックの出力コンデンサのみを使用する場合、出力オーバershoot (V_{SOAR})によって、通常、最小に必要な出力容量が決定されます。負荷ステップ回復期間にインダクタからコンデンサに移行するエネルギーを最小化するために小さなインダクタンス値と高いスイッチング周波数で設計されていない限り、比較的小さい容量値の場合は最大負荷から無負荷条件に変化する際の過大な出力オーバershootを容認しなければなりません。

不安定な動作は、2重パルスとフィードバックループの不安定という、関連するけれども明確に異なる2つの形態で現れます。出力中のノイズのため、またはESRが非常に小さいことによって、出力電圧信号中に十分な電圧の傾斜がないため、2重パルスが発生します。このことで、最小オフ時間の期間が終了した後、エラーコンパレータが「誤って」直ちに新規のサイクルをトリガします。2重パルスは有害というよりは厄介であり、出力リップルが増加するだけです。ただし、不十分なESRによってループの不安定性が存在している可能性があります。ループの不安定性によって、ラインまたは負荷のステップの後、出力に発振を生じる可能性があります。このような変動は通常、減衰しますが、出力電圧が許容限度より上昇あるいは下降する可能性があります。

安定性をチェックする最も簡単な方法は、負荷をゼロから最大へとときわめて高速で変化させて、出力電圧リップルの包絡線にオーバershootやリングングがないか注意深く観察することです。AC電圧プローブを用いてインダクタ電流を同時に監視することも役立ちます。初回ステップ応答のアンダershoot/オーバershootの後、2サイクル以上のリングングがないようにしてください。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサは、スイッチング電流によって課せられるリップル電流の要件 (I_{RMS}) を満たさなければなりません。 I_{RMS} 要件は、次式によって求めることができます。

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

ワーストケースのRMS電流の要件は、 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で動作するとき発生します。このとき、上式は、 $I_{RMS} = 0.5 \times I_{LOAD}$ という簡単な式になります。

ほとんどのアプリケーションでは、非タンタルのコンデンサ(セラミック、アルミニウム、またはOS-CON)が適しています。これは、入力と直列に機械的スイッチやコネクタを備えたシステムに特有の突入サージ電流への耐性を備えているからです。Quick-PWMコントローラが、2段構成の電力変換システムの2番目の段として動作する場合、タンタルの入力コンデンサを使用することができます。いずれの構成においても、最適な回路寿命を得るためには、RMS入力電流での温度上昇が+10℃未満の入力コンデンサを選択してください。

最小の入力電圧要件およびドロップアウト性能

連続導通動作のための出力調整電圧範囲は、調整不可能な最小のオフ時間ワンショットによって限定されます。最良のドロップアウト性能を得るために、より遅い (200kHz) オン時間の設定を使用してください。低入力電圧で動作する場合、デューティ比の限界は、オンおよびオフ時間についてのワーストケースの値を使用して計算する必要があります。製造バラツキと内部の伝播遅延によってオン時間に誤差が生じます。この誤差は周波数が高くなるとより大きくなります。また、ドロップアウトのごく近辺で動作するバックレギュレータの過渡応答性能が悪化し、しばしば、多くの出力容量を追加する必要が生じることに留意してください(「Quick-PWMの設計手順」の項の V_{SAG} の式を参照)。

ドロップアウトの絶対点は、インダクタ電流が、オン時間 (ΔI_{UP}) 中に上昇するのと同じ最小オフ時間 (ΔI_{DOWN}) 中に下降するときに現れます。比率 $h = \Delta I_{UP} / \Delta I_{DOWN}$ は、増加した負荷に対応してインダクタ電流をより大きく増加させる能力の指標であり、常に1より大きくする必要があります。hが1 (最小ドロップアウト絶対点) に近づくにつれて、インダクタ電流は各スイッチングサイクル期間に十分に増加することができなくなり、出力容量を追加しない限り、 V_{SAG} は大きく増加します。

hの妥当な最小値は1.5ですが、これを上下に調整することで、 V_{SAG} 、出力容量、および最小の動作電圧の間でのトレードオフが可能となります。与えられたhの値について、最小の動作電圧は、次式で計算することができます。

$$V_{IN(MIN)} = \left(\frac{V_{FB} - V_{DROOP} + V_{CHG}}{1 - (h \times t_{OFF(MIN)} f_{SW})} \right)$$

ここで、 V_{FB} は電圧ポジショニングドループ、 V_{CHG} は、充電経路の寄生電圧降下であり、 $t_{OFF(MIN)}$ は、「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表によるものです。絶対最小値入力電圧は $h = 1$ を用いて計算されます。

計算した $V_{IN(MIN)}$ が、必要とされる最小の入力電圧より大きい場合、動作周波数を低下させるか、または許容することができる V_{SAG} を得るために、出力容量を追加してください。ドロップアウトの近辺での動作が予想される場合、適正な過渡応答が得られるように、 V_{SAG} を計算してください。

ドロップアウト設計の例:

$$V_{OUT} = 3.3V$$

$$f_{SW} = 300kHz$$

$$t_{OFF(MIN)} = 350ns$$

$$\text{ドループ/負荷ラインなし}(V_{DROOP} = 0V)$$

$$V_{DROPCHG} = 150mV \text{ (10A負荷)}$$

$$h = 1.5$$

26V MOSFETを内蔵したシングルQuick-PWM ステップダウンコントローラ

$$V_{IN(MIN)} = \left[\frac{1.5V - 0V + 150mV}{1 - (1.5 \times 350ns \times 300kHz)} \right] = 1.96V$$

$h = 1$ として再計算するとドロップアウトの絶対制限値が得られます。

$$V_{IN(MIN)} = \left[\frac{1.5V - 0V + 150mV}{1 - (1.0 \times 350ns \times 300kHz)} \right] = 1.84V$$

したがって、非常に大きな出力容量を持つ場合でも、 V_{IN} は1.84Vより大きくする必要があり、妥当な大きさの出力容量を持つ実用的な入力電圧は2.0Vとなります。

アプリケーション情報

PCBレイアウトのガイドライン

慎重なPCBレイアウトは、低スイッチング損失やクリーンで安定した動作を達成するために極めて重要です。スイッチングパワー段では特別な注意を払う必要があります。可能であれば、電力部品の各グランド端子を互いに密着させ、すべての電力部品を基板の最上面に実装してください。良好なPCBレイアウトを得るためには、以下のガイドラインに従ってください。

- 特にグランド端子では、大電流経路を短くしてください。これは、安定した、ジッタのない動作を得るために不可欠です。
- すべてのアナロググランドは、Quick-PWMコントローラのGNDピンに接続された切れ目のない個別の銅プレーンに接続してください。これには V_{CC} バイパスコンデンサ、REFバイパスコンデンサ、REFIN部品、およびフィードバック補償/分圧器が含まれます。
- 電源配線パターンと負荷接続部を短くしてください。これは、高効率を得るために不可欠です。厚い銅のPCB (2オンス対1オンス)を使用することによって、全負荷の効率を1%以上向上することができます。PCBパターンを正しく配線することは難しい作業で、数分の1センチメートルの単位の処理を必要とします。この場合、1ミリオームの余分な配線抵抗によって明らかな効率の低下が起こります。
- 電源プレーン、特にLXを高感度なアナログ領域(REF、REFIN、FB、ILIM)から離して配線してください。

レイアウト手順

- 最初に電力部品を配置して、各グランド端子(C_{IN} と C_{OUT})を隣接させてください。可能であれば、これらの接続はすべて、最上層の幅広の銅パターンの領域で行ってください。
- 図1に示すように、DC-DCコントローラのグランドを接続してください。この図には、4つの個別のグランドプレーンがあります。すなわち、すべての大電力用部品がある入/出力グランド、PGND端子と V_{DD} バイパスコンデンサ用の電源グランドプレーン、高感度なアナログ部品、コントローラのGND端子、および V_{CC} バイパスコンデンサ用のコントローラのアナロググランドです。コントローラのGNDプレーンとPGNDプレーンは、IC直下の1点のみにおいて接続する必要があります。また、この接続点は、出力コンデンサのグランド端子に極めて近づけて配置する必要があります。
- 出力電源プレーン(V_{CORE} およびシステムのグランドプレーン)は、複数のビアを用いて出力フィルタコンデンサの正と負の端子にじかに接続してください。DC-DCコンバータの回路全体は、実用的な範囲で、できるだけ負荷に近づけて配置してください。

チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 7169

PROCESS: BiCMOS

パッケージ

最新のパッケージ情報は、japan.maxim-ic.com/packagesをご参照ください。

パッケージタイプ	パッケージコード	ドキュメントNo.
40 TQFN	T4066-M	21-0177

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。

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

© 2008 Maxim Integrated Products

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.