

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

概要

MAX1856は、SLIC(呼出し及びオフフック)電源を生成するための低コストなソリューションです。このデバイスは、メーカー各社の標準的な市販のトランスを使用して様々な出力電圧を生成します。例えば、音声融合の広帯域民生用構内機器(CPE)向けの呼出し及びオフフック電源-24V及び-72V(デュアル出力)、IP電話及びルータ用-48V、DSL CO回線ドライバ用-5V及び-15V(シングル又はデュアル出力)、-185VまでのMEMSバイアス電源用負電圧等です。出力電圧は外付の分圧器によって調整します。

MAX1856は動作電圧範囲が広く、低コストの非安定化DC電源から動作するため、xDSL、ケーブルモデム、セットトップボックス、LMDS、MMDS、WLL、FTTH CPE等のコストに厳しいアプリケーション用に最適です。MAX1856は、通話用バッテリーに対してはオーディオ帯域における低ノイズを可能にし、呼出し用バッテリーにはリングトリップ状態にも対応できる能力の出力を供給します。

動作周波数は、フリーランニングモードの外付抵抗を使用して100kHz~500kHzの範囲で設定できます。ノイズに敏感なアプリケーションでは、MAX1856はその動作周波数範囲全体に渡って外部クロックに同期できます。

フライバックポロジにより50%のデューティサイクルに近い動作が可能であるため、トランスが有効利用され、リップル電流が低くなり、入力及び出力コンデンサに対するストレスが低減します。又、内部ソフトスタート機能により、入力コンデンサに対するスタートアップ時のストレスを外付部品なしで最小限に抑えることができます。

MAX1856の電流モード制御方式は外部ループ補償を必要としません。下側の電流検出抵抗が高精度の電流モード制御と過電流保護を提供します。

アプリケーション

- VoIP呼出し及びオフフック電圧ジェネレータ
- ケーブル及びDSLモデム
- セットトップボックス
- ワイヤレスローカルループ
- FTTH
- LMDS/MMDS
- ルータ
- 工業用電源
- CO DSL回線ドライバ電源
- MEMSバイアス電源

Idle ModeはMaxim Integrated Productsの商標です。



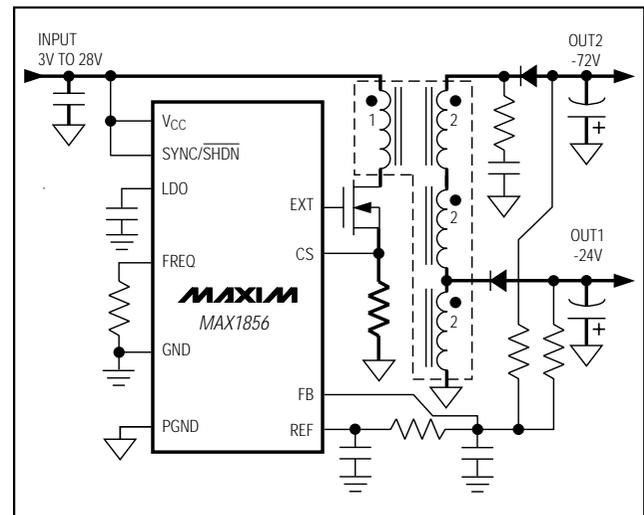
特長

- ◆ 市販の低コストトランス使用
- ◆ 入力電圧範囲：3V~28V
- ◆ 通話用バッテリーのオーディオ帯域が低ノイズ
- ◆ リングトリップトランジェントに効率的に対応
- ◆ 2、4又は12ラインの機器に電力を供給
- ◆ 高効率により救命ラインサポート時のバッテリー寿命延長
- ◆ 可変スイッチング周波数：100kHz~500kHz
- ◆ クロック同期
- ◆ 内部ソフトスタート
- ◆ 電流モードPWM及びIdle Mode™制御方式
- ◆ ロジックのレベルシャットダウン
- ◆ パッケージ：10ピンµMAX

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1856EUB	-40°C to +85°C	10 µMAX

標準動作回路



広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{CC}, SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ to GND-0.3V to +30V
 PGND to GND-0.3V to +0.3V
 LDO, FREQ, FB, CS to GND.....-0.3V to +6V
 EXT, REF to GND.....-0.3V to (V_{LDO} + 0.3V)
 LDO Output Current.....-1mA to +20mA
 LDO Short Circuit to GND<100ms
 REF Short Circuit to GNDContinuous

Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 10-Pin μ MAX (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_{CC} = SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$, V_{CC} = 5V, V_{LDO} = 5V, R_{OSC} = 200k Ω , T_A = 0°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
PWM CONTROLLER							
Operating Input Voltage Range	V _{CC}		3		28	V	
		V _{CC} = V _{LDO}	2.7		5.5	V	
FB Input Current	I _{FB}	V _{FB} = -0.05V		1	50	nA	
Load Regulation		V _{CS} = 0 to 100mV for 0 to I _{LOAD(MAX)}		0.013		%/mV	
Line Regulation		Typically 0.0074% per % duty factor on EXT		0.0074		%/%	
Current-Limit Threshold	V _{CS}		85	100	115	mV	
CS Input Current	I _{CS}	CS = GND			1	μ A	
Idle Mode Current-Sense Threshold			5	15	25	mV	
V _{CC} Supply Current (Note 1)	I _{CC}	V _{FB} = -0.05V, V _{CC} = 3V to 28V		250	400	μ A	
Shutdown Supply Current		SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ = GND, V _{CC} = 28V		3.5	6	μ A	
REFERENCE AND LDO REGULATOR							
LDO Output Voltage	V _{LDO}	R _{LDO} = 400 Ω	5V \leq V _{CC} \leq 28V	4.50	5.00	5.50	V
			3V \leq V _{CC} \leq 28V	2.65		5.50	
Undervoltage Lockout Threshold	V _{UVLO}	V _{LDO} falling edge, 1% hysteresis (typ)	2.40	2.50	2.60	V	
REF to FB Voltage (Note 2)	V _{REF}	R _{REF} = 10k Ω , C _{REF} = 0.22 μ F	1.225	1.250	1.275	V	
REF Load Regulation		I _{REF} = 0 to 400 μ A		-2	-10	mV	
REF Undervoltage Lockout Threshold		Rising edge, 1% hysteresis (typ)	1.0	1.1	1.2	V	
OSCILLATOR							
Oscillator Frequency	f _{OSC}	R _{OSC} = 100k Ω \pm 1%	425	500	575	kHz	
		R _{OSC} = 200k Ω \pm 1%	225	250	275		
		R _{OSC} = 500k Ω \pm 1%	85	100	115		
Maximum Duty Cycle	D	R _{OSC} = 100k Ω \pm 1%	86	90	94	%	
		R _{OSC} = 200k Ω \pm 1%	87	90	93		
		R _{OSC} = 500k Ω \pm 1%	86	90	94		

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = SYNC/SHDN, V_{CC} = 5V, V_{LDO} = 5V, R_{OSC} = 200kΩ, T_A = 0°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum EXT Pulse Width				290		ns
Minimum SYNC Input Signal Duty Cycle				20	45	%
Minimum SYNC Input Low Pulse Width				50	200	ns
Maximum SYNC Input Rise/Fall Time				200		ns
SYNC Input Frequency Range	f _{SYNC}		100		500	kHz
SYNC/SHDN Falling Edge to Shutdown Delay	t _{SHDN}			50		μs
SYNC/SHDN Input High Voltage	V _{IH}		2.0			V
SYNC/SHDN Input Low Voltage	V _{IL}				0.45	V
SYNC/SHDN Input Current		V _{SYNC/SHDN} = 5V		0.5	3.0	μA
		V _{SYNC/SHDN} = 28V		1.5	10	
EXT Sink/Source Current	I _{EXT}	EXT forced to 2V		1		A
EXT On-Resistance	R _{ON(EXT)}	EXT high or low		2	5	Ω

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = SYNC/SHDN, V_{CC} = 5V, V_{LDO} = 5V, R_{OSC} = 200kΩ, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER						
Operating Input Voltage Range	V _{CC}		3		28	V
		V _{CC} = V _{LDO}	2.7		5.5	V
FB Input Current	I _{FB}	V _{FB} = -0.05V			50	nA
Current-Limit Threshold	V _{CS}		85		115	mV
CS Input Current	I _{CS}	CS = GND			1	μA
V _{CC} Supply Current (Note 1)	I _{CC}	V _{FB} = -0.05V, V _{CC} = 3V to 28V			400	μA
Shutdown Supply Current		SYNC/SHDN = GND, V _{CC} = 28V			6	μA
REFERENCE AND LDO REGULATOR						
LDO Output Voltage	V _{LDO}	R _{LDO} = 400Ω	5V ≤ V _{CC} ≤ 28V	4.50	5.50	V
			3V ≤ V _{CC} ≤ 28V	2.65	5.50	
REF to FB Voltage (Note 2)	V _{REF}	R _{REF} = 10kΩ, C _{REF} = 0.22μF	1.22		1.28	V
REF Load Regulation		I _{REF} = 0 to 400μA			-10	mV
REF Undervoltage Lockout Threshold		Rising edge, 1% hysteresis (typ)	1.0		1.2	V
OSCILLATOR						
Oscillator Frequency	f _{OSC}	R _{OSC} = 100kΩ ±1%	425		575	kHz
		R _{OSC} = 200kΩ ±1%	222		278	
		R _{OSC} = 500kΩ ±1%	85		115	

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = \text{SYNC}/\overline{\text{SHDN}}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{LDO} = 5\text{V}$, $R_{OSC} = 200\text{k}\Omega$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Duty Cycle	D	$R_{OSC} = 100\text{k}\Omega \pm 1\%$	86		94	%
		$R_{OSC} = 200\text{k}\Omega \pm 1\%$	87		93	
		$R_{OSC} = 500\text{k}\Omega \pm 1\%$	86		94	
Minimum SYNC Input Signal Duty Cycle					45	%
Minimum SYNC Input Low Pulse Width					200	ns
SYNC Input Frequency Range	f_{SYNC}		100		500	kHz
SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ Input High Voltage	V_{IH}		2.0			V
SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ Input Low Voltage	V_{IL}				0.45	V
SYNC/ $\overline{\text{SHDN}}$ Input Current		$V_{\text{SYNC}/\overline{\text{SHDN}}} = 5\text{V}$			3.0	μA
		$V_{\text{SYNC}/\overline{\text{SHDN}}} = 28\text{V}$			10	
EXT On-Resistance	$R_{\text{ON(EXT)}}$	EXT high or low			5	Ω

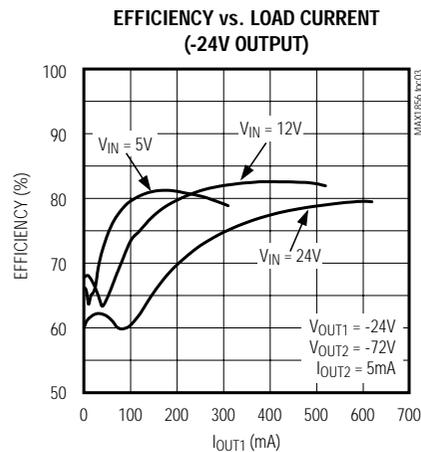
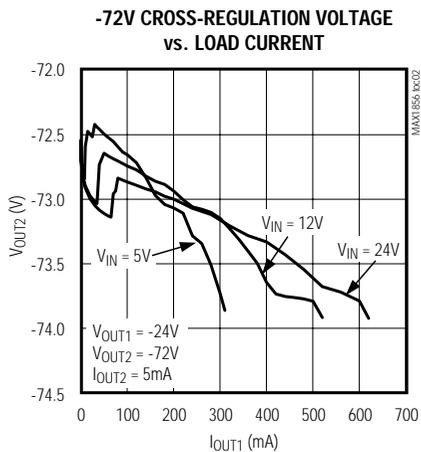
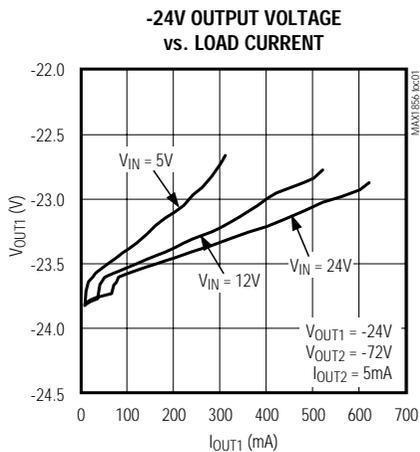
Note 1: This is the V_{CC} current consumed when active, but not switching, so the gate-drive current is not included.

Note 2: The reference output voltage (V_{REF}) is measured with respect to FB. The difference between REF and FB is guaranteed to be within these limits to ensure output voltage accuracy.

Note 3: Specifications to -40°C are guaranteed by design, not production tested.

標準動作特性

(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{\text{SYNC}/\overline{\text{SHDN}}} = 12\text{V}$, $V_{\text{OUT1}} = -24\text{V}$, $V_{\text{OUT2}} = -72\text{V}$, $R_{\text{OSC}} = 200\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)



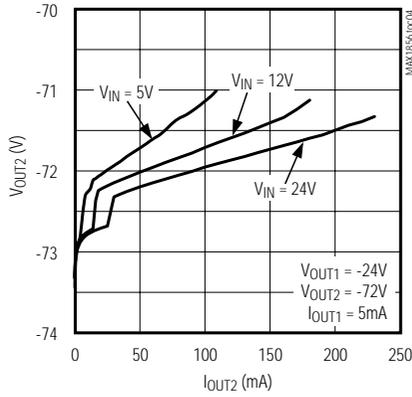
広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

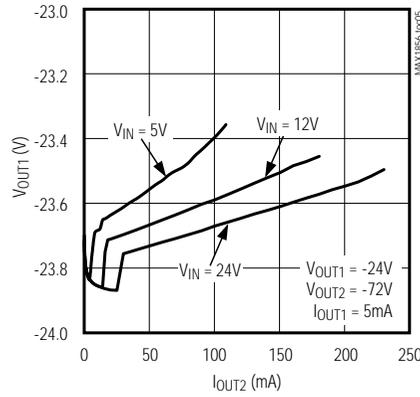
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{SYNC}/\overline{SHDN} = 12V$, $V_{OUT1} = -24V$, $V_{OUT2} = -72V$, $R_{OSC} = 200k\Omega$, unless otherwise noted.)

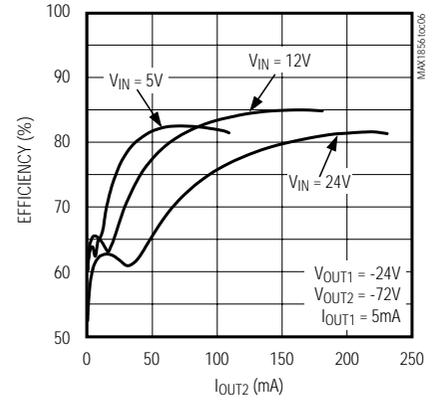
-72V OUTPUT VOLTAGE vs. LOAD CURRENT



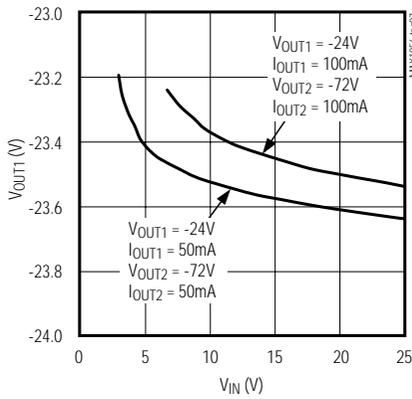
-24V CROSS-REGULATION VOLTAGE vs. LOAD CURRENT



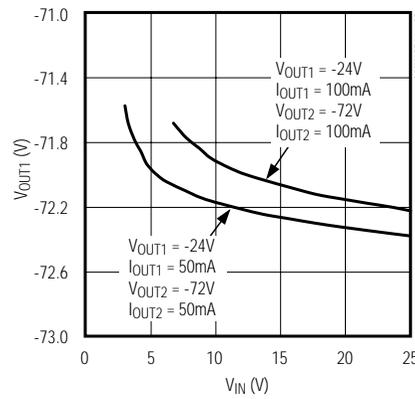
EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT (-72V OUTPUT)



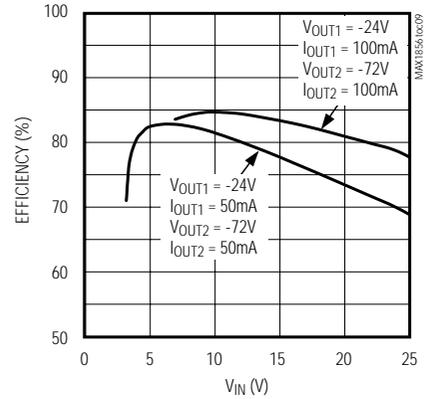
-24V OUTPUT VOLTAGE vs. INPUT VOLTAGE



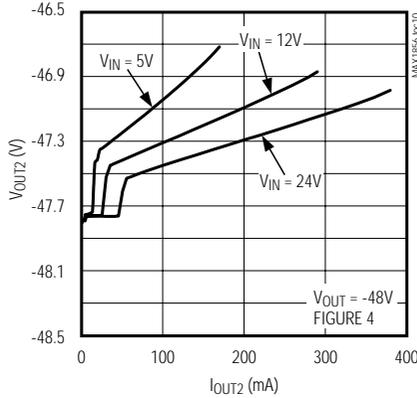
-72V OUTPUT VOLTAGE vs. INPUT VOLTAGE



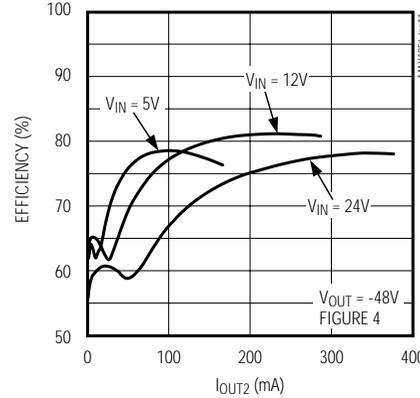
DUAL-OUTPUT EFFICIENCY vs. INPUT VOLTAGE



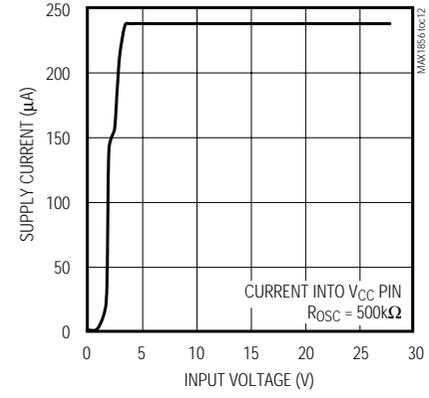
-48V OUTPUT VOLTAGE vs. LOAD CURRENT



EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT (-48V OUTPUT)



SUPPLY CURRENT vs. INPUT VOLTAGE

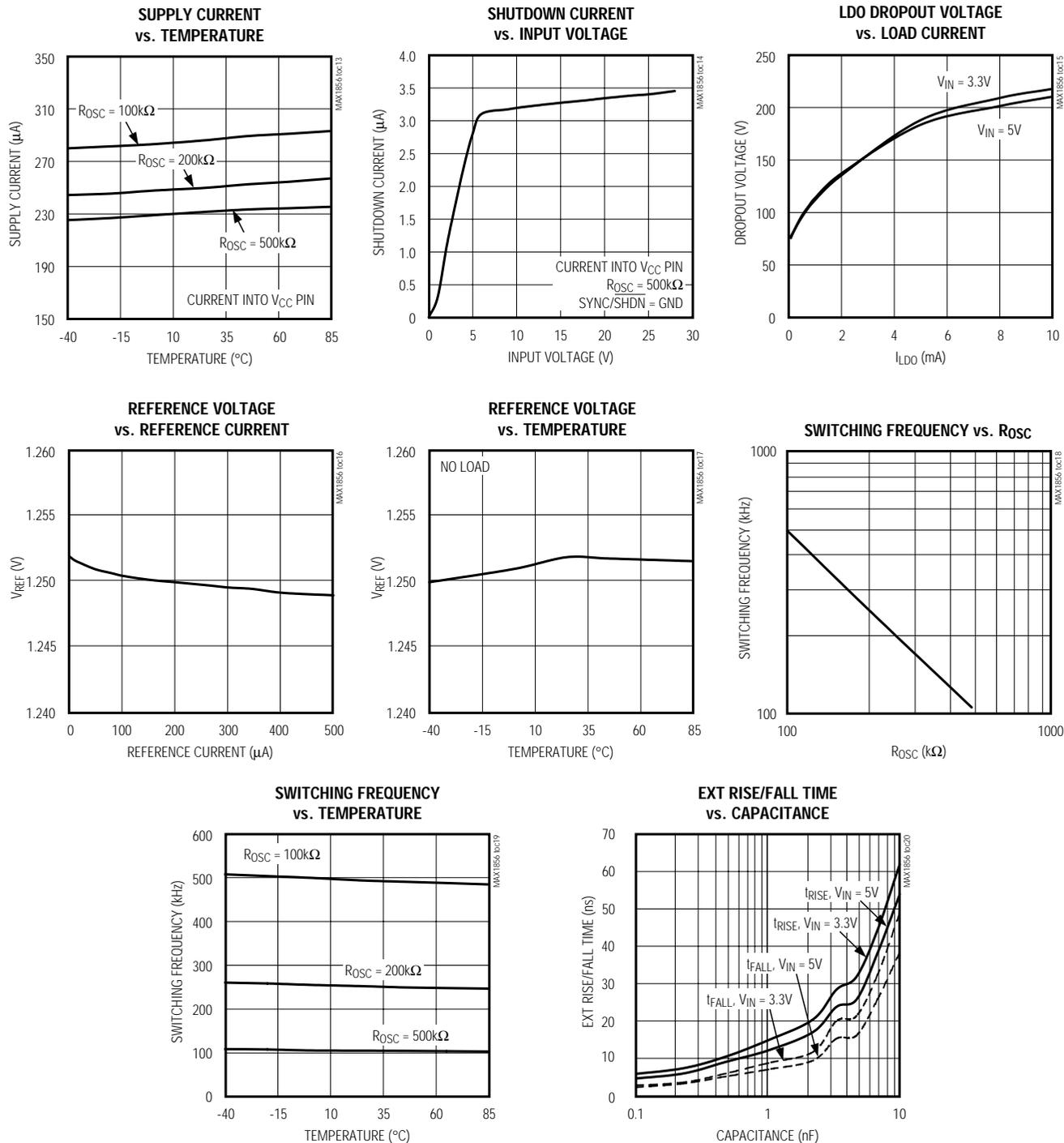


広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{SYNC}/\overline{SHDN} = 12V$, $V_{OUT1} = -24V$, $V_{OUT2} = -72V$, $R_{OSC} = 200k\Omega$, unless otherwise noted.)



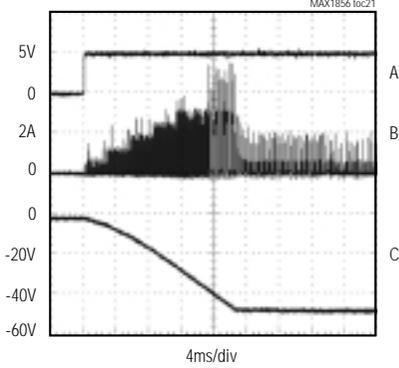
広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

標準動作特性(続き)

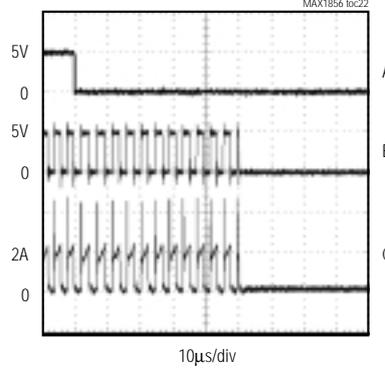
(Circuit of Figure 1, $V_{CC} = V_{SYNC}/\overline{SHDN} = 12V$, $V_{OUT1} = -24V$, $V_{OUT2} = -72V$, $R_{OSC} = 200k\Omega$, unless otherwise noted.)

EXITING SHUTDOWN



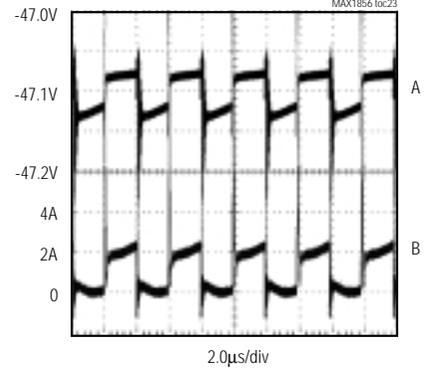
A. $V_{SYNC}/\overline{SHDN} = 0$ TO 5V, 5V/div
 B. I_{LP} , 2A/div
 C. $V_{OUT} = -48V$, $R_{OUT} = 2.4k\Omega$, 20V/div
 CIRCUIT OF FIGURE 4

ENTERING SHUTDOWN



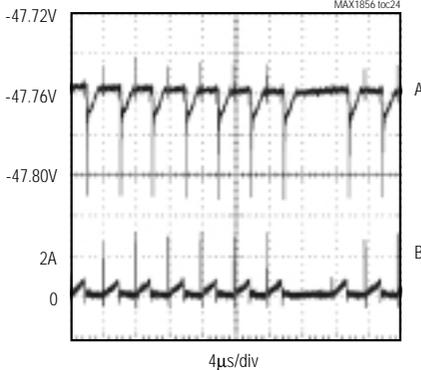
A. $V_{SYNC}/\overline{SHDN} = 5V$ TO 0, 5V/div
 B. V_{EXT} , 5V/div
 C. I_{LP} , 2A/div
 $V_{OUT} = -48V$, $R_{OUT} = 240\Omega$
 CIRCUIT OF FIGURE 4

HEAVY-LOAD SWITCHING WAVEFORM



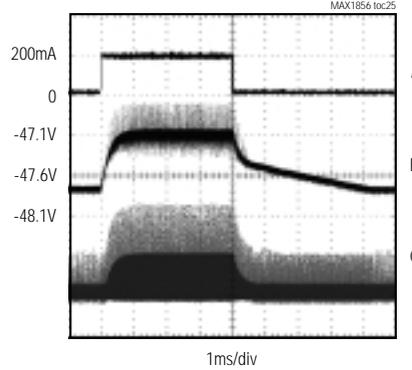
A. $V_{OUT} = -48V$, $I_{OUT} = 200mA$, 50mV/div
 B. I_{LP} , 2A/div
 CIRCUIT OF FIGURE 4

LIGHT-LOAD SWITCHING WAVEFORM



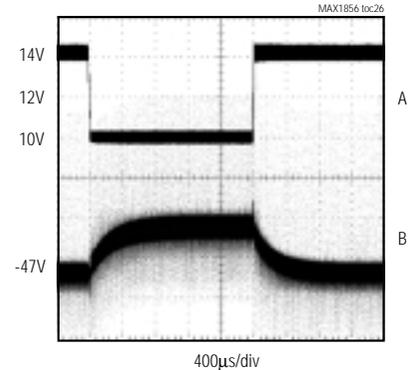
A. $V_{OUT} = -48V$, $I_{OUT} = 20mA$, 20mV/div
 B. I_{LP} , 2A/div
 CIRCUIT OF FIGURE 4

LOAD TRANSIENT



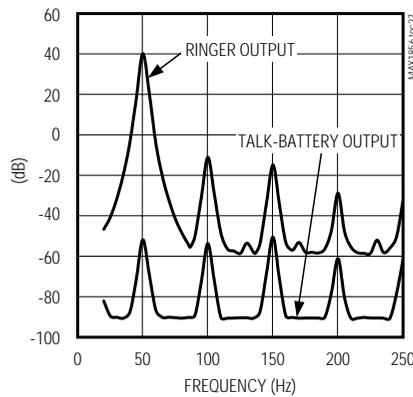
A. $I_{OUT} = 20mA$ TO 200mA, 200mA/div
 B. $V_{OUT} = -48V$, 500mV/div
 C. I_{LP} , 2A/div
 CIRCUIT OF FIGURE 4

LINE TRANSIENT



A. $V_{IN} = 10V$ TO 14V, 2V/div
 B. $V_{OUT} = -48V$, $I_{OUT} = 200mA$, 100mV/div
 CIRCUIT OF FIGURE 4

RINGER TO TALK-BATTERY CROSSTALK



広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

端子説明

端子	名称	機能
1	LDO	5Vリニアレギュレータ出力。レギュレータはEXTゲートドライバを含む内部回路の全てに電力を供給します。1 μ F以上のセラミックコンデンサでLDOをGNDにバイパスして下さい。
2	FREQ	発振器周波数設定入力。FREQとGNDの間の抵抗により、発振器周波数を100kHz($R_{OSC} = 500k$) ~ 500kHz($R_{OSC} = 100k$)の範囲で設定します($f_{OSC} = 50M - kHz / R_{OSC}$)。MAX1856は、外部クロックがSYNC/SHDNに接続されている時にも R_{OSC} を必要とします。
3	GND	アナロググランド
4	REF	1.25Vリファレンス出力。REFは400 μ Aまでのソース電流を供給できます。 2.2 μ FのセラミックコンデンサでGNDにバイパスして下さい。
5	FB	フィードバック入力。フィードバック電圧スレッシュホールドは0です。
6	CS	正電流検出入力。電流検出抵抗(R_{CS})をCSとPGNDの間に接続して下さい。
7	PGND	電源グランド
8	EXT	外部MOSFETゲートドライバ出力。EXTはLDOからPGNDにスイングします。
9	V _{CC}	リニアレギュレータへの入力電源。V _{CC} は28Vまでの入力を受け付けます。 1 μ FのセラミックコンデンサでPGNDにバイパスして下さい。
10	SYNC/SHDN	シャットダウン制御及び同期入力。以下のような3つの動作モードがあります。 <ul style="list-style-type: none">• SYNC/SHDNロー：シャットダウンモード• SYNC/SHDNハイ：DC-DCコントローラは、FREQにおいてR_{OSC}により設定された発振器周波数で動作します。• SYNC/SHDNクロック入力：DC-DCコントローラは、SYNCクロック入力により設定された発振器周波数で動作します。変換サイクルは入力クロック信号の立ち上がりエッジで始まります。但しMAX1856は、SYNC/SHDNが外部でクロックされる時にもR_{OSC}を必要とします。

詳細

MAX1856の電流モードPWMコントローラの反転フィードバック構成は、SLIC電源に必要な高負電圧の生成に最適です。PWM動作とマキシム社独自のIdle Mode制御により、軽負荷時の動作電流を最小限に抑えることで、広範囲の負荷に渡って最適な変換効率が維持されます。その他の特長としては、シャットダウン、内部可変動作周波数又は外部クロックへの同期、ソフトスタート、可変電流リミット、幅広い入力範囲(3V ~ 28V)等があります。

PWMコントローラ

MAX1856電流モードPWMコントローラの心臓部は、出力エラー信号、電流検出信号、及びスロープ補償ランプを同時に処理するBiCMOSマルチ入力コンパレータです(図2)。メインPWMコンパレータは直接加算構成のため、従来のエラーアンプやそれに関連する

位相シフトはありません。直接加算構成ではフィードバック経路に従来のエラーアンプが存在しないため、出力電圧範囲に渡って理想的なサイクル毎の制御を行います。

PWMモードのコントローラは、デューティ比が出力電圧比及びトランスの巻線比によって設定される固定周波数の電流モード動作を使用します。電流モードフィードバックループは、出力エラー信号の関数としてピークインダクタ電流を規制します。

軽負荷では、コントローラはIdle Modeになります。Idle Mode中は、スイッチングパルスは必要な場合のみ負荷に電流を供給し、動作電流は最良の軽負荷効率を提供するために最小化されます。最小電流コンパレータスレッシュホールドは15mV、即ち最大負荷値の100mV(I_{MAX})の15%になります。コントローラが外部クロックに同期されると、Idle Modeは超軽負荷でのみ発生します。

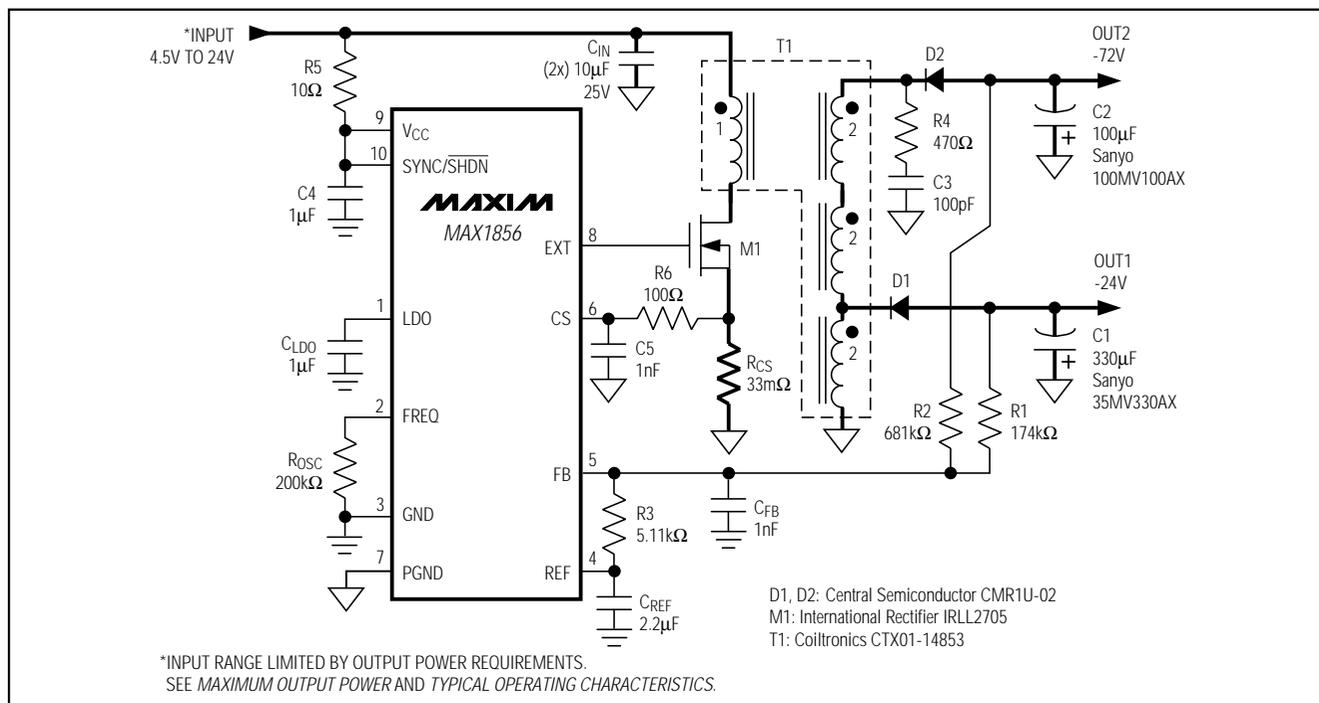


図1. 標準アプリケーション回路

低ドロップアウトレギュレータ(LDO)

EXTを含む全てのMAX1856の機能は、内蔵の5V低ドロップアウトレギュレータから内部駆動されます。レギュレータ入力はV_{CC}で、その出力はLDOです。V_{CC}からLDOまでのドロップアウト電圧は200mV(typ) (12mAにおいて300mV max)であるため、V_{CC}が5.2Vより低い時、V_{LDO}はV_{CC} - 200mV(typ)になります。LDOがドロップアウト中、MAX1856はLDOが2.7Vを超える限り最低3VのV_{CC}でも動作しますが、EXTにおける振幅FETドライブは減少します。V_{CC}の最大入力電圧は28Vです。

LDOは12mAまでの電流をIC駆動に供給し、EXTを通じて外部FETにゲートチャージを供給し、かつ小さい外部負荷に供給できます。特に大きいFETを高速スイッチングで駆動している時は、外部負荷に使用できるLDO電流は殆ど又は全くなくなります。例えば、500kHzでスイッチングされると、20nCゲートチャージの大きいFETは20nC x 500kHz、即ち10mAを必要とします。

ソフトスタート

MAX1856は、外付コンデンサ不要の設定済み「デジタル」ソフトスタート機能を備えています。スタートアップ後ピークインダクタ電流は、R_{CS}により設定された値の1/5から、f_{OSC}又はf_{SYNC}の1024サイクルの間に5ステップで最大電流リミット値まで増加します。又、

発振器は、出力電圧が公称値(V_{FB} 1.0V)の20%に達するまで、通常動作周波数の1/3(f_{OSC}/3)で動作します。ソフトスタート動作の波形については、「標準動作特性」を参照して下さい。ソフトスタートが実施されるのは、1) 電力が最初にICに印可された時、2) 電力が印可された状態でシャットダウンモードを解除する時、及び3) 低電圧ロックアウトを解除する時です。MAX1856のソフトスタートシーケンスはV_{LDO}が2.5Vに達するまで開始されません。

設計手順

MAX1856は3V~28Vという広範囲の入力電圧で動作するため、ウォールアダプタを使用することができます。低電力、低コスト、低入力及び出力リップル電流を要件とするアプリケーションにおいて、MAX1856のフライバックポロジータは、様々なレベルの出力電圧と複数の出力生成に使用することができます。

インターネット上での通信は、SLIC(加入者回線インタフェース回路)を含む標準電話接続とインタフェースします。SLICはオーディオ及び呼出し機能用の負電源を必要とします。ここで説明する回路はこうしたアプリケーション用に設計されたものです。以下の設計の記述は、+12V入力を-72V出力(100mA最大負荷)及び-24V出力(400mA最大負荷)に変換する標準のアプリケーション回路(図1)についての説明です。

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

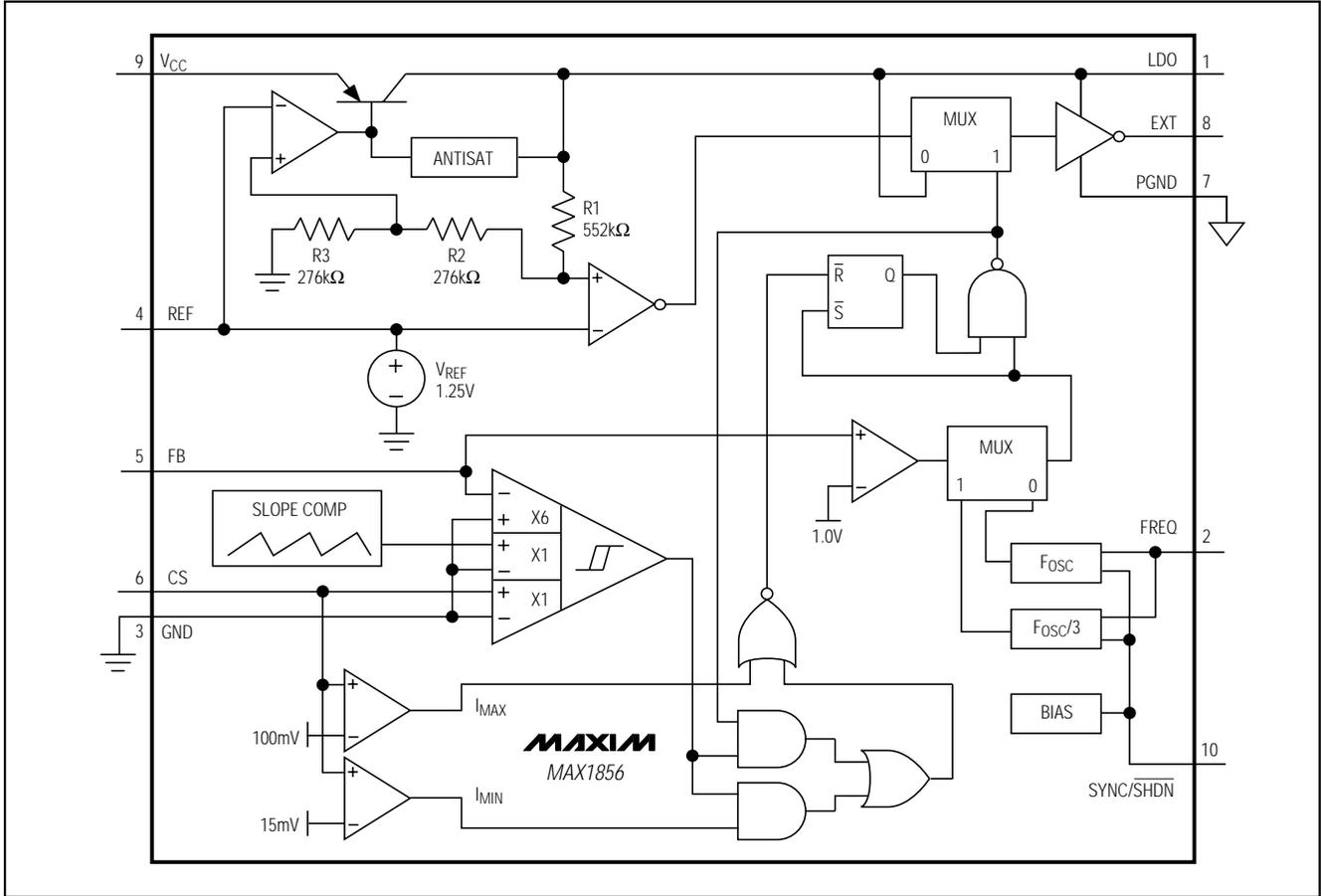


図2. ファンクションダイアグラム

最大出力電力

MAX1856が供給できる最大出力電力は、以下のように、使用可能な最大入力電力及び回路の効率に依存します。

$$P_{OUT(MAX)} = \text{EFFICIENCY} \times P_{IN(MAX)}$$

又、効率と入力電力は共に部品選択に依存します。効率の損失は、次のような3つのカテゴリーに分けられます。1) トランス両端の抵抗損失、MOSFETのオン抵抗、電流検出抵抗、及び入力/出力コンデンサのESR、2) MOSFETの遷移領域、スナバー回路(これは遷移時間の増加ともなる)及びMOSFETゲート容量の充電に起因するスイッチング損失、3) トランスのコア損失。通常、最初の計算では効率を80%と仮定します。入力電力は、以下のように電流リミット、入力電圧、出力電圧、インダクタ値、トランスの巻線比、及びスイッチング周波数に依存します。

$$P_{IN(MAX)} = V_{IND} \left[\frac{V_{CS}}{R_{CS}} - \frac{V_{IND}}{2f_{OSC}L} \right]$$

$$D = \frac{N_p V_{OUT}}{N_p V_{OUT} + N_s V_{IN}}$$

ここで、 $N_p : N_s$ はトランスの巻数比です。

動作周波数の設定(SYNC/SHDN及びFREQ)

SYNC/SHDNピンは、外部クロックの同期(必要な場合)とシャットダウン制御の両方を提供します。SYNC/SHDNがローの時、ICの機能は全てシャットダウンします。SYNC/SHDNがロジックハイの時は、周波数100kHz ~ 500kHzの動作が選択されます。周波数は、FREQとGNDの間に接続される抵抗(R_{OSC})により設定されます。 f_{OSC} と R_{OSC} の関係式は以下の通りです。

$$R_{OSC} = \frac{50M\Omega \times \text{kHz}}{f_{OSC}(\text{kHz})}$$

例えば、250kHzの動作周波数は $R_{OSC} = 200k$ で設定されます。より高い周波数では小さな磁気部品が使用可能となり、ピーク電流及びその結果としての抵抗損失は低くなります。但し、コア損失、ゲートチャージ電流及びスイッチング損失は、スイッチング周波数が高くなるほど増加します。

SYNC/ \overline{SHDN} の立上がりクロックエッジは同期入力として解釈されます。SYNC/ \overline{SHDN} がハイの時に同期信号が失われた場合は、内部発振器が最後のサイクルの終わりに制御を引継いで、周波数は R_{OSC} により設定したレートに戻ります。SYNC/ \overline{SHDN} がローの時に信号が失われた場合は、ICが50 μ s待機してからシャットダウンします。これにより、同期信号が断続的であっても出力レギュレーションが維持されます。外部同期信号を使用している場合、15mVの電流検出スレッショルドでのIdle Mode切換えはディセーブルされるため、Idle Modelは非常に軽い負荷でのみ発生します。又、 R_{OSC} はSYNCクロックレートより15%低い周波数に設定する必要があります。

$$R_{OSC(SYNC)} = \frac{50M\Omega \times kHz}{0.85f_{OSC}(kHz)}$$

出力電圧の設定

出力電圧は、出力とREF間でFBへの抵抗分圧器としての2つの外部抵抗により設定します。まず R_3 の値を3.3k ~ 100k の範囲で選択した後、 R_1 を次式で求めます。

$$R_1 = R_3 \left[\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \right]$$

図1に示すように、デュアル出力の場合は分割フィードバック技法を推奨します。フィードバック電圧スレッショルドは0であるため、総フィードバック電流は以下ようになります。

$$I_{TOTAL} = I_{R1} + I_{R2} = \frac{V_{REF}}{R_3}$$

フィードバック抵抗はリファレンスに接続されているため、 V_{REF} のレギュレーションを保証するには I_{TOTAL} を400 μ A以下にする必要があります(「Electrical Characteristics」の表を参照)。従って、図1に示すように、総電流値が200 μ A ~ 250 μ Aの範囲となる R_3 を選択して下さい。MAX1856が全負荷に渡って両方の出力を同じ精度で安定化することを保証するには、電流比($I_{R1} : I_{R2}$)が最大負荷における出力電力比($P_{OUT1} : P_{OUT2}$)と等しくなるように、フィードバック抵抗(R_1 及び R_2)を選択します。

$$\frac{I_{R1}}{I_{R2}} = \frac{V_{OUT1}I_{OUT1}}{V_{OUT2}I_{OUT2}}$$

上記2つの式で R_3 とデュアルフィードバック電流(I_{R1} 及び I_{R2})を決定した後、以下の2つの式を使用して R_1 及び R_2 を決定します。

$$I_{R1} = \frac{V_{OUT1}}{R_1} \text{ and } I_{R2} = \frac{V_{OUT2}}{R_2}$$

トランスの選択

MAX1856 PWMコントローラには低コストな市販のトランスを使用できます。トランスの選択は、入力/出力の電圧比、出力電流容量、デューティサイクル及び発振器周波数に依存します。表1に標準的なアプリケーションに推奨されるトランスを、表2に推奨されるメーカを示します。

トランスの巻線比

トランスの巻線比は、入力/出力電圧比及び最大デューティサイクルの関数です。安定した状態では、以下のように、オン時間中の磁束密度の変化がオフ時間中(又はフライバック期間中)の磁束密度の回復変化と等しくなる必要があります。

$$\frac{V_{IN(TON)}}{N_p} = \frac{V_{OUT(OFF)}}{N_s}$$

例えば、標準アプリケーション回路(図1)に50%のデューティサイクルと+12V入力を選択すると、-72Vの出力電圧は1 : 6の巻線比を必要とし、-24Vの出力は1 : 2の巻線比を必要とします。従って、巻線比1 : 2 : 2 : 2のトランスが選択されています。

一次インダクタンス

最大負荷における平均入力電流は次式で計算できます。

$$I_{IN(DC)} = \frac{V_{OUT}I_{OUT(MAX)}}{\eta V_{IN(MIN)}}$$

ここで、 η は効率です。図1に示すように、 $V_{OUT} = -24V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 400mA$ 、及び $V_{IN(MIN)} = 10.8V$ の時の電流は80%の効率に対して1.11Aになります。デューティサイクルが52.5%の場合、平均スイッチ電流($I_{SW(AVG)}$)は2.114Aになります。一次インダクタンスのリプル電流 I_L を平均スイッチ電流の40%にする場合、一次インダクタンスは次式で求めることができます。

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

表1. 標準アプリケーション用トランスの選択

INPUT VOLTS (V)	OUTPUT VOLTS (V)	OUTPUT CURRENT (mA)	TRANSFORMER (VENDOR)
5	-48	100	VP3-0055 (Coiltronics)
12	-48	100	CTX01-14853 (Coiltronics), or ICA-0635 (ICE Components)
12	-24 and -72	400 or 100	CTX01-14853 (Coiltronics), or ICA-0635 (ICE Components)
12	-95 and -30	320 and 150	CTX03-15220 (Coiltronics)

表2. トランスのメーカー

VENDOR	USA PHONE	USA FAX	INTERNET
Coilcraft	847-639-6400	847-639-1469	www.coilcraft.com
Coiltronics	888-414-2645	561-241-9339	www.coiltronics.com
ICE Components	800-729-2099	703-257-7547	www.icecomponents.com
Pulse Engineering	858-674-8100	858-674-8262	www.pulseeng.com
TDK	847-390-4461	847-390-4405	www.tdk.com

$$L_p = \frac{V_{IND}}{\Delta I_L f_{OSC}}$$

$f_{OSC} = 250\text{kHz}$ 、 $I_L = 0.4 \times I_{SW(AVG)} = 0.846\text{A}$ とすると、一次インダクタンス値は $27\mu\text{H}$ となり、この例のピーク一次電流は 2.5A になります。

コアの選択

フライバックコンバータのトランスは、同じ磁気コア上に複数の巻線を持つカップリングされたインダクタです。フライバックポロジはオン時間中にトランスの磁界にエネルギーを蓄え、オフ時間中にこのエネルギーを出力に送ることで機能します。

コアの選択はコアの電力取扱能力に依存します。まず、必要な出力電力を考慮しなければなりません。例えば標準アプリケーション回路は 9.6W を必要とします。効率を標準の 80% と仮定すると、トランスは 12W の電力をサポートする必要があります。コアの電力定格は、コアの材質及び形状と、エアギャップのサイズに依存するため、これらの特性を電力容量に関連付ける式が必要となります。その代わりに各メーカーは、様々なコアサイズの「電力対周波数」チャートを提供しています。標準アプリケーション回路($f_{OSC} = 250\text{kHz}$)の場合は、Coiltronics EFD15コアが基準を満たしています。

コアを選択したら、一次インダクタの巻数を次式で求めます。

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}}$$

ここで、 A_L はインダクタンス係数です。アンペア-ターン数($N_p I_{SAT}$)が飽和リミット以下になるようにして下さい。総エネルギーの大部分はエアギャップに蓄えられます。従ってエアギャップが大きいほど A_L 値は低くなり、飽和の始まるアンペア-ターン数は大きくなります。一部のメーカーは飽和の定義を、インダクタンスが 30% 低下する点の電流としています。

電流検出抵抗の選択

ピークインダクタ電流を決定した後、次式で電流検出抵抗(R_{CS})を求めます。

$$R_{CS} = \frac{V_{CS(MIN)}}{I_{LPEAK}} = 85\text{mV}/I_{LPEAK}$$

CS及びPGNDを R_{CS} に接続するには、ケルビン検出を使用して下さい。PGND及びGNDは、 R_{CS} のグランド側でまとめて接続して下さい。

MOSFETがオンになった後に誘導性リングが発生し、そのノイズで電流検出コンパレータが誤動作するのを防ぐために、 R_{CS} とCSの間にローパスフィルタが必要な場合があります。CSと、 R_{CS} のハイサイドの間に 100Ω の抵抗を接続し、CSとGNDの間に 1000pF のコンデンサを接続して下さい。

パワーMOSFETの選択

MAX1856は、様々なNチャネルパワーMOSFET(NFET)を駆動します。LDOはEXT出力ゲートドライブを 5V 以下に制限するため、ロジックレベルのNFETが必要となります。特に入力電圧が 5V 以下の場合に最高

性能を実現するには、2.7V以下のゲート・ソース間電圧 (V_{GS}) でオン抵抗を規定している低スレッショルドNFETが必要です。NFETを選択する際に重要なパラメータは次の通りです。

- 1) 全ゲートチャージ (Q_G)
- 2) 逆転送容量又は電荷 (C_{RSS})
- 3) オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$)
- 4) 最大ドレイン・ソース間電圧 ($V_{DS(MAX)}$)
- 5) 最小スレッショルド電圧 ($V_{TH(MIN)}$)

高スイッチングレートでは、スイッチング損失を予測する動的特性(上記のパラメータ1及び2)の方が、DC損失を予測する $R_{DS(ON)}$ よりも、効率への影響は大きい可能性があります。 Q_G はゲートの充電に関連する容量全てを含んでいます。更にこのパラメータは、選択された動作周波数でゲートを駆動するために必要な電流を予測するのに役立ちます。FETゲートの連続LDO電流は次式で求めます。

$$I_{GATE} = Q_G \times f_{OSC}$$

例えば、IRLL2705の Q_G は17nC(typ) ($V_{GS} = 5V$) であるため、500kHzにおける I_{GATE} の電流は8.5mAになります。

フライバックコンバータのスイッチング素子は、反射二次電圧とリークインダクタンスに起因するスパイクを入力電圧に加算した電圧を扱うに十分な大きさの電圧定格を持つ必要があります。反射二次電圧は次式で求めます。

$$V_{REFLECT} = \frac{N_p}{N_s} (V_{OUT} + V_{DIODE})$$

ここで、 V_{DIODE} は出力ダイオード両端の電圧ドロップです。入力電圧の変動が10%、安全マージンが30%とすると、図1のスイッチングMOSFETに必要な電圧定格 (V_{DS}) は33Vとなります。ここでは $V_{DS} = 55V$ のIRLL2705が選択されています。

ダイオードの選択

MAX1856の高スイッチング周波数特性は高速整流器を必要とします。殆どのアプリケーションでは、高速回復時間と低フォワード電圧のショットキダイオードを推奨します。ダイオードメーカのデータを使用するか、又は次式で値を概算し、ダイオードの平均電流定格がピーク二次電流より大きいことを確認して下さい。

$$I_{D(PK)} = I_{OUT} \left(1 + \frac{V_{OUT}}{N \times V_{IN}} \right) + \frac{\Delta I_L}{2N}$$

ここで、 $N = N_s / N_p$ は二次から一次への巻線比です。又、ダイオードの逆ブレークダウン電圧は、 V_{OUT} と、反射入力電圧及びリークインダクタンススパイクの和より大きくなる必要があります。この電圧条件のために、高出力電圧(50V以上)ではショットキダイオードは不適なことがあります。その場合は十分な逆ブレークダウン電圧を備えたより高速なウルトラファーストリカバリダイオードを使用して下さい。

コンデンサの選択

出力フィルタコンデンサ

出力コンデンサ (C_{OUT}) は、フライバックコンバータにおけるフィルタリングの全てを行います。通常、 C_{OUT} は出力リップル条件に基づいて選択する必要があります。出力リップルは、出力コンデンサに蓄えられている電荷が、各パルス及びコンデンサの電流の出入りに起因するコンデンサの等価直列抵抗 (ESR) 両端の電圧ドロップによって変動するためです。ESRによるリップルは通常支配的であるため、実際には出力コンデンサの選択は、コンデンサのESR、電圧定格及びリップル電流定格に基づくこととなります。

入力フィルタコンデンサ

フライバック設計における入力コンデンサ (C_{IN}) は、入力電源からの電流ピークを低減し、ノイズの入力を削減します。 C_{IN} の値は、殆ど入力電源のソースインピーダンスによって決定されます。高いソースインピーダンスは、特に入力電圧が低下した時に、大きい入力容量を必要とします。反転フライバックコンバータは入力電源への「一定電力」負荷として機能するため、入力電流は入力電圧が下がると上昇します。そのため、他の入力電圧の設計では、 C_{IN} を増加させるか、そのESRを低減するか、又はこれら両方を行うと変換効率が最高5%向上します。

バイパスコンデンサ

C_{IN} 及び C_{OUT} に加えて、MAX1856には3つのセラミックバイパスコンデンサが必要です。2.2µF以上のコンデンサでREFをGNDにバイパスし、1µF以上のコンデンサでLDOをGNDに、1µF以上のコンデンサで V_{CC} をGNDにバイパスして下さい。バイパスコンデンサは全て対応するピンの直近に配置する必要があります。

補償コンデンサ

C_{OUT} のESRに起因する出力リップル電圧は左半面上にゼロを導くため、ループの安定性に影響を与えます。FBとGNDの間に接続された小さいコンデンサは、ESRのゼロを相殺するフィードバック抵抗と共に極を形成します。最適な補償値は次式で求めることができます。

$$C_{FB} = \frac{1}{2} C_{OUT} \left[\frac{ESR_{COUT}}{(R1 \times R3)/(R1 + R3)} \right]$$

ここで、R1及びR3はフィードバック抵抗です(図3)。C_{FB}の計算値が標準容量値でない場合でも、0.5C_{FB} ~ 1.5C_{FB}の値は十分な補償を提供します。

スナバーの設計

MAX1856は、電流検出抵抗を用いる電流モードコントローラを使用しています。MAX1856はオンになった直後に100nsの電流検出ブランキング期間を使用して、ノイズの感度を最小限に抑えます。但し、MOSFETがオンになると、二次インダクタンス及び出力ダイオードの寄生容量が共振回路を形成し、リングングを発生させます。トランスを通じて一次側に反射されるこれらの発振は電流検出抵抗の両端に現れて、100nsのブランキング期間経過後も継続します。図1に示すように、出力ダイオードにおける直列RCスナバー回路はダンピング係数を増加させるため、リングングが素早く安定します。デュアル出力電圧のアプリケーションでは、高い方の電圧出力にただ1つのスナバー回路が必要です。

ダイオードの寄生容量は、ダイオードの逆電圧定格(V_{RRM})、出力電流容量(I_O)及び回復時間(t_{RR})から予測できます。概算は次式のようになります。

$$C_{DIODE} = \frac{I_O t_{RR}}{V_{RRM}}$$

図1で使用されているCentral SemiconductorのCMR1U-02ダイオードの容量は、約172pFです。出力スナバーは、リングングを防ぎさえすればよいので、それより低い値(100pF)が選択されています。そのため、100nsのブランキング期間中に発生する初期のターンオンスパイクは依然として存在します。より大きな容量値はより多くの電荷を必要とし、消費電力が増加します。

スナバーの時定数(t_{SNUB})は100nsのブランキング時間よりも小さくする必要があります。図1では50nsの標準的なRC時定数が選択されています。

$$R4 = \frac{t_{SNUB}}{C3} = \frac{50ns}{C3}$$

トランス負荷を持つMOSFETがオフになると、ドレインの電圧は、トランスのリークインダクタンスに蓄えられているエネルギーにより急上昇します。スイッチのオン時間中、電流はリークインダクタンス(L_L)においてピーク一次電流(I_{PEAK})に等しい値を発生します。リークインダクタンスに蓄えられたエネルギーは次式で求めます。

$$E_L = \frac{L_L I_{PEAK}^2}{2}$$

スイッチがオフになると、このエネルギーがMOSFETの寄生容量に送られるため、MOSFETのドレインにおいて電圧スパイクが発生します。IRLL2705 MOSFETに対する容量値(C_{DS})は130pFです。リークインダクタンスエネルギーが全てこの容量に送られたとしたら、ドレインの電圧は次の値まで急上昇します。

$$V_{COSS} = \sqrt{\frac{L_L I_{PEAK}^2}{C_{DS}}}$$

リークインダクタンスは一次インダクタンス値の1% (最悪の場合)になります。リークインダクタンスが0.27µHで、ピーク電流が2.5Aの場合、MOSFETのドレインにおける電圧は114Vに達します。これはMOSFETの定格ブレイクダウン電圧よりもはるかに高い値です。このため、ドレインにおけるdv/dtが十分高い場合、寄生バイポーラトランジスタをオンにさせます。インダクタのスパイクは、入力電圧と、トランジスタのドレインに既に存在する反射二次電圧の合計に加算されることに注意して下さい(「パワーMOSFET」を参照)。

MOSFET(ドレイン・ソース間)両端の直列のRCスナバー(図3のR7及びC6)は、このスパイクを低減します。リークインダクタンスに蓄えられたエネルギーは静電エネルギーとしてスナバーコンデンサ(C6)に送られます。従ってC6は、電圧のスパイクがブレイクダウン電圧を超えないことを保証すると共に、過剰な電力を消費しないサイズである必要があります。

$$C6 = \frac{L_L I_{PEAK}^2}{V_{C6}^2}$$

通常、V_{C6}がMOSFETのV_{DS}定格の約70%に近似するように、30%の安全マージンが選択されます。例えば、IRLL2705のV_{DSS}が55Vである場合、C9の値は1000pFになります。スナバーコンデンサC6に蓄えられたエネルギー量はスナバーネットワークの直列抵抗R7を通じて放電する必要があります。ターンオフ中のドレイン電圧は、使用されるMOSFETの期間(t_f)特性により上昇します。この期間はIRLL2705では22nsです。従って、RCの時定数はこの時間に等しくする必要があります。このため、次式が成立します。

$$R7 = \frac{t_f}{C6}$$

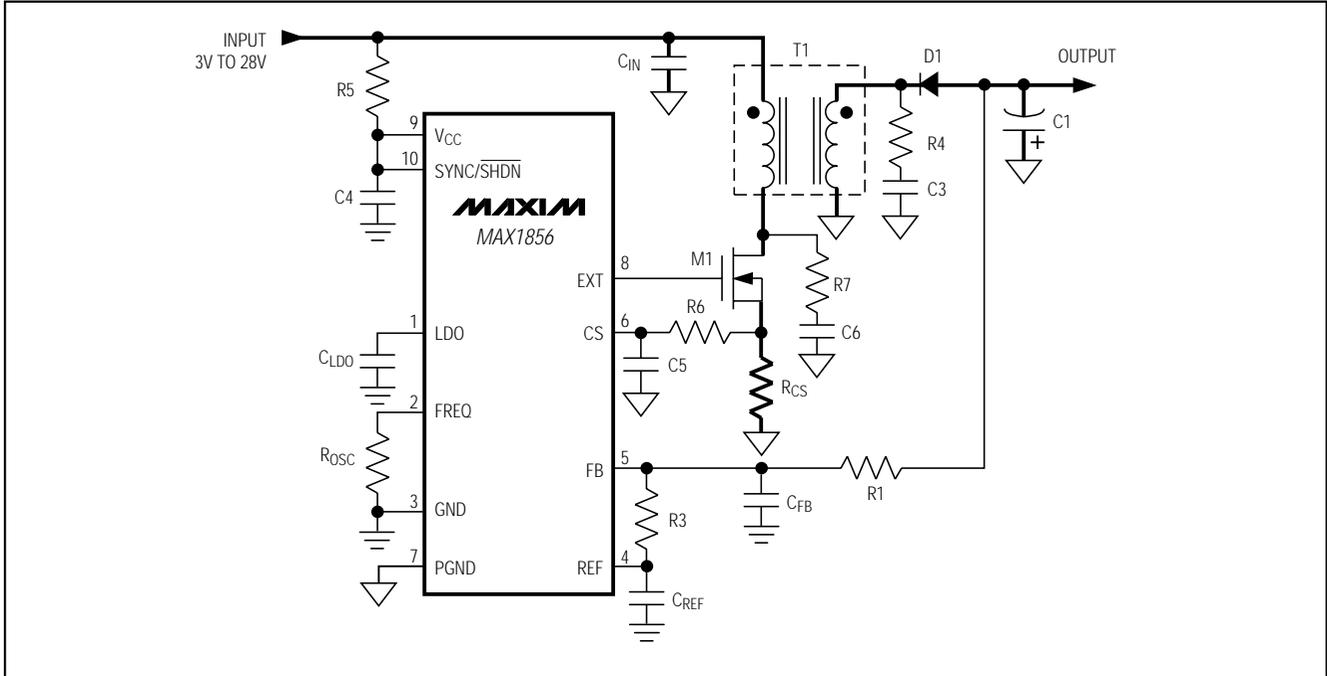


図3. フィードバック補償とスナバー回路

この式から、R7の値は約22 になります。但し、このスナバーはMOSFET出力に容量を追加するため、ターンオン中のMOSFETの電力消費は上昇します。

入力及び出力スナバーの選択は、相互に作用するプロセスです。上記の設計手順は初期の推奨部品を定めるものですが、実際の部品の値は、アプリケーションで使用するレイアウトとトランスの巻き方によって異なります。

アプリケーション情報

ボイスオーバーIP CPEシステムには+5V又は+12Vの電圧が必要で、この電圧から通話用バッテリー電圧及び呼出し用電圧を生成する必要があります。以下の例では、これらの電源電圧を使用して、そのようなアプリケーションに必要な負電源を生成する回路を示します。

低入力電圧

IP電話及びルータには-48Vが必要です。低コストが要求されるアプリケーションでは、これは使用可能な+5V電源を利用する必要があります。図4の回路例は、市販のCoiltronicsのトランス及びICE部品を使用しています。

分割フィードバック付SLIC電源

広帯域システムの電話は、ループ監視に2つの電圧使用のオプションを提供して電力流出を低減する低消費電力SLICを使用しています。各出力の負荷はオンフック又はオフフックの回線数に依存します。加入者がオンフック状態の時は、呼出し用バッテリー電圧を生成するためにより大きな電圧が使用され、オフフック状態が検出されると、通話用バッテリー電圧を生成するために2つ目の低い電圧が使用されます。これら2つの電圧の実際の値は、システムの要件及び使用されるSLICに応じて調整できます。ここで示す設計は、内蔵呼出し機能付AMD79R79 SLIC機器の電源要件に対応しています。入力電圧は公称12V、出力電圧は400mAで-24V、100mAで-72Vです。トランスの巻線比は1:2:2:2で、24Vはそれぞれ二次巻線において出現します。-72Vの出力は図1に示すように二次巻線を直列に積み重ねることで、-24Vの出力から得ています。抵抗R1、R2及びR3により、分割フィードバックが使用されています。これは、両方の出力の正確なレギュレーションを可能にします(「標準動作特性」を参照)。

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

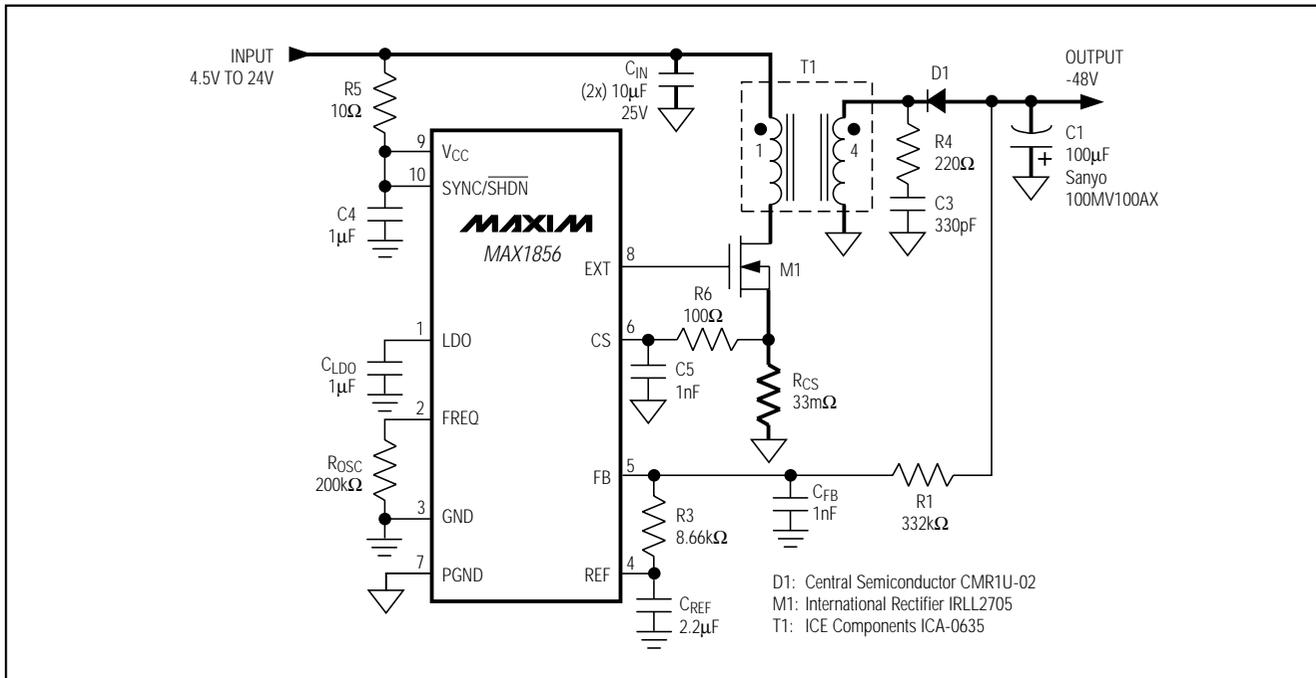
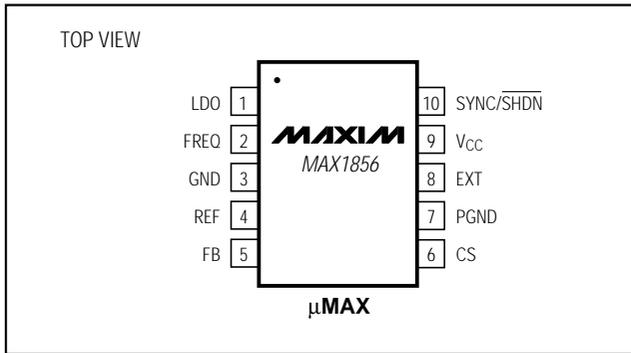


図4. -48V出力アプリケーション回路

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

ピン配置



チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 1538

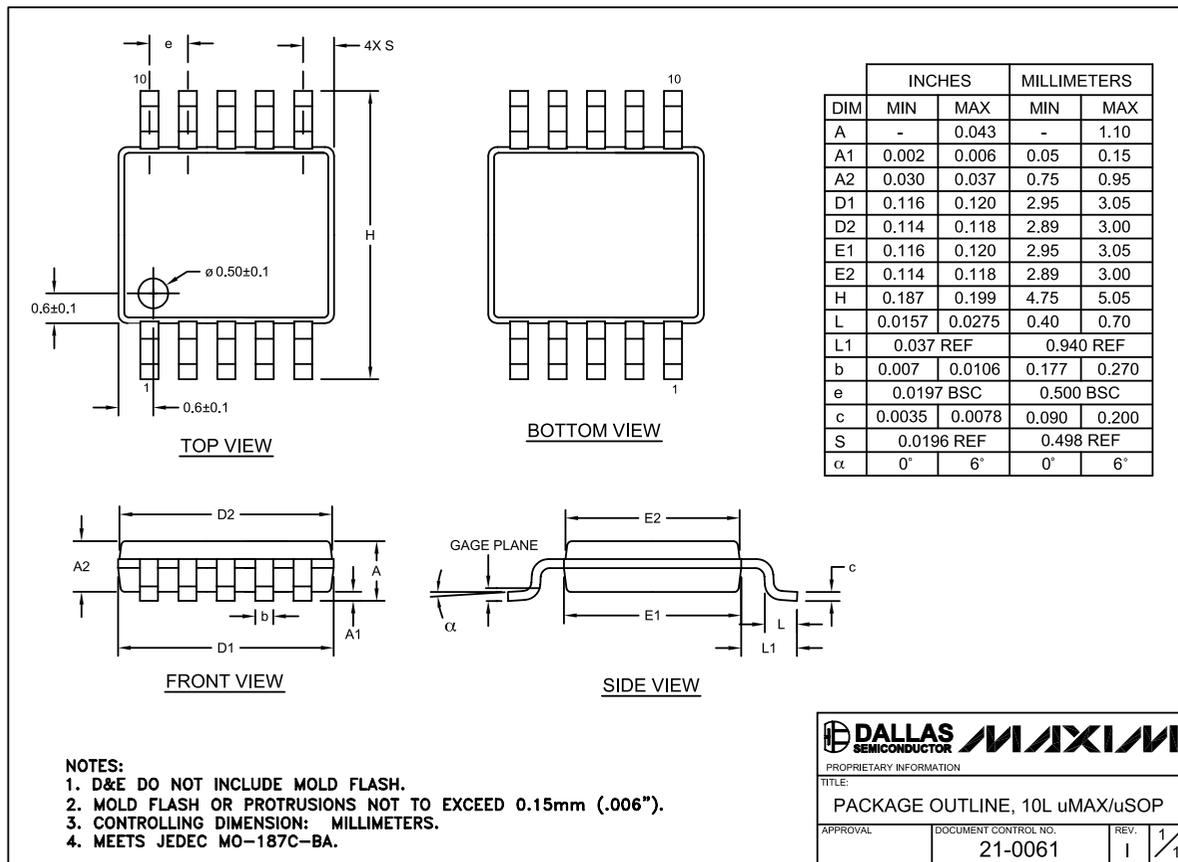
PROCESS: BiCMOS

MAX1856

広入力範囲、同期可能、PWM SLIC電源

MAX1856

パッケージ



10LUMAX.EPS

販売代理店

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

マキシム社では全体がマキシム社製品で実現されている回路以外の回路の使用については責任を持ちません。回路特許ライセンスは明言されていません。マキシム社は随時予告なしに回路及び仕様を変更する権利を保留します。

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