

MAXIM

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

MAX786

概要

MAX786は、ノートブックコンピュータ、または類似のバッテリー駆動機器用にシステム設計された電源コントローラで、+3.3V及び+5V用の高性能ステップダウン(バック)パルス幅変調器(PWM)2個を備えています。その他、CMOS/RTCバックアップ用のデュアル、低ドロップアウト、超低電力リニアレギュレータ及び高精度、低電圧検出コンパレータ2個も内蔵しています。

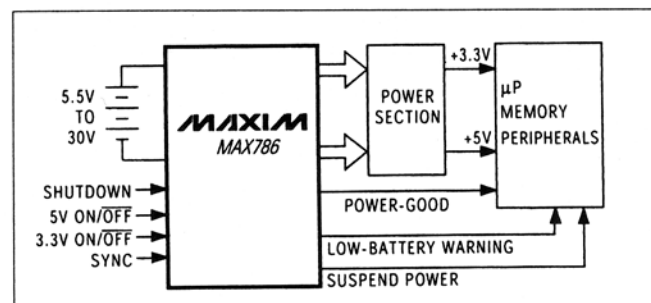
重負荷時での同期整流及びPWM動作、また軽負荷時でのIdle Mode™動作により高い効率(2Aで95%、5mA～3Aで80%以上)が得られます。また、動作周波数が高いこと(300kHz/200kHz)、そして新しい電流モードPWM方式(1A負荷あたり30μFの低出力フィルタコンデンサを使用可能)を採用しているため、小型部品の使用が可能です。ライン/ロードトランジェント応答は大変優れており、60kHzの高ユニティゲインクロスオーバー周波数により4～5回のクロックサイクル以内で出力応答がとれます。高集積化と低価格の外付けNチャネルMOSFETを使用するため、システム全体のコストは安価なものとなります。

その他の特長としては、中負荷から重負荷における低ノイズの固定周波数PWM動作と、磁気ペン入力システムやコンピュータ通信等のノイズに敏感なアプリケーション用の周期オシレータが挙げられます。モノリシックBiCMOS ICのMAX786は、小型SSOP表面実装パッケージで供給されています。

アプリケーション

ノートブックコンピュータ
ポータブル・データターミナル
コンピュータ通信
ペン入力システム

標準アプリケーションダイアグラム



特長

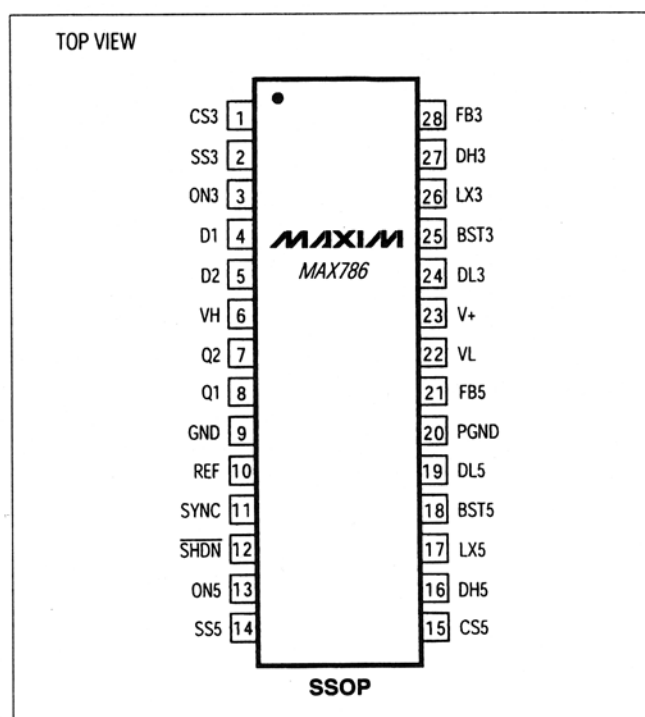
- ◆ デュアルPWMバックコントローラ(+3.3V及び+5V)
- ◆ 2個の高精度コンパレータ、またはレベルトランスレータ
- ◆ 効率: 95%
- ◆ 自己消費電流: 420μA
スタンバイ電流: 70μA(リニアレギュレータは動作)
- ◆ シャットダウン電流: 25μA(+5Vリニアレギュレータは動作)
- ◆ 入力電圧範囲: 5.5V～30V
- ◆ SSOPパッケージ
- ◆ 固定出力電圧
3.3V(標準)
3.45V(高速Pentium™)
3.6V(PowerPC™)

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	V _{OUT}
MAX786CAI	0°C to +70°C	28 SSOP	3.3V
MAX786RCAI	0°C to +70°C	28 SSOP	3.45V

Ordering Information continued at end of data sheet.

ピン配置



Idle Modeはマキシム社の商標です。PentiumはIntel Corp.の商標です。PowerPCはIBM Corp.の商標です。

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

本データシートに記載された内容はMaxim Integrated Productsの公式な英語版データシートを翻訳したものです。翻訳により生じる相違及び誤りについては責任を負いかねます。正確な内容の把握には英語版データシートをご参照ください。

無料サンプル及び最新版データシートの入手には、マキシムのホームページをご利用ください。http://japan.maxim-ic.com

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

MAX786

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+ to GND	-0.3V to 36V
PGND to GND	±2V
VL to GND	-0.3V to 7V
BST3, BST5 to GND	-0.3V to 36V
LX3 to BST3	-7V to 0.3V
LX5 to BST5	-7V to 0.3V
Inputs/Outputs to GND	
(D1, D2, SHDN, ON5, REF, SS5, CS5, FB5, SYNC, CS3, FB3, SS3, ON3)	-0.3V to (VL + 0.3V)
VH to GND	-0.3V to 20V
Q1, Q2 to GND	-0.3V to (VH + 0.3V)
DL3, DL5 to PGND	-0.3V to (VL + 0.3V)

DH3 to LX3	-0.3V to (BST3 + 0.3V)
DH5 to LX5	-0.3V to (BST5 + 0.3V)
REF, VL Short to GND	Momentary
REF Current	20mA
VL Current	50mA
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW
Operating Temperature Ranges	
MAX786CAI/MAX786_CAI	0°C to +70°C
MAX786EAI/MAX786_EAI	-40°C to +85°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	+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+ = 15V, GND = PGND = 0V, I_{VL} = I_{REF} = 0mA, SHDN = ON3 = ON5 = 5V, other digital input levels are 0V or +5V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
3.3V AND 5V STEP-DOWN CONTROLLERS					
Input Supply Range		5.5		30	V
FB5 Output Voltage	0mV < (CS5-FB5) < 70mV, 6V < V+ < 30V (includes load and line regulation)	4.80	5.08	5.20	V
FB3 Output Voltage	0mV < (CS3-FB3) < 70mV, 6V < V+ < 30V (includes load and line regulation)	MAX786	3.17	3.35	3.46
		MAX786R	3.32	3.50	3.60
		MAX786S	3.46	3.65	3.75
Load Regulation	Either controller (CS ₋ -FB ₋ = 0mV to 70mV)		2.5		%
Line Regulation	Either controller (V+ = 6V to 30V)		0.03		%/V
Current-Limit Voltage	CS3-FB3 or CS5-FB5	80	100	120	mV
SS3/SS5 Source Current		2.5	4.0	6.5	μA
SS3/SS5 Fault Sink Current		2			mA
INTERNAL REGULATOR AND REFERENCE					
VL Output Voltage	ON5 = ON3 = 0V, 5.5V < V+ < 30V, 0mA < I _L < 25mA	4.5		5.5	V
VL Fault Lockout Voltage	Falling edge, hysteresis = 1%	3.6		4.2	V
VL/FB5 Switchover Voltage	Rising edge of FB5, hysteresis = 1%	4.2		4.7	V
REF Output Voltage	No external load (Note 1)	3.24		3.36	V
REF Fault Lockout Voltage	Falling edge	2.4		3.2	V
REF Load Regulation	0mA < I _L < 5mA (Note 2)		30	75	mV
V+ Shutdown Current	SHDN = D1 = D2 = ON3 = ON5 = 0V, V+ = 30V		25	40	μA
V+ Standby Current	D1 = D2 = ON3 = ON5 = 0V, V+ = 30V		70	120	μA
Quiescent Power Consumption (both PWM controllers on)	D1 = D2 = 0V, FB5 = CS5 = 5.25V, FB3 = CS3 = 3.5V		5.5	8.6	mW
V+ Off Current	FB5 = CS5 = 5.25V, VL switched over to FB5		30	60	μA
COMPARATORS					
D1, D2 Trip Voltage	Falling edge, hysteresis = 1%	1.61		1.69	V
D1, D2 Input Current	D1 = D2 = 0V, 5V			±100	nA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V₊ = 15V, GND = PGND = 0V, I_{VL} = I_{REF} = 0mA, $\overline{\text{SHDN}}$ = ON3 = ON5 = 5V, other digital input levels are 0V or +5V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Q1, Q2 Source Current	VH = 15V, V _{OUT} = 2.5V	12	20	30	μA	
Q1, Q2 Sink Current	VH = 15V, V _{OUT} = 2.5V	200	500	1000	μA	
Q1, Q2 Output High Voltage	I _{SOURCE} = 5μA, VH = 3V	VH - 0.5			V	
Q1, Q2 Output Low Voltage	I _{SINK} = 20μA, VH = 3V	0.4			V	
Quiescent VH Current	VH = 18V, D1 = D2 = 5V, no external load	4			10	μA
OSCILLATOR AND INPUTS/OUTPUTS						
Oscillator Frequency	SYNC = 3.3V	270	300	330	kHz	
	SYNC = 0V, 5V	170	200	230		
SYNC High Pulse Width		200	ns			
SYNC Low Pulse Width		200	ns			
SYNC Rise/Fall Time	Not tested	200			ns	
Oscillator SYNC Range		240	350			kHz
Maximum Duty Cycle	SYNC = 3.3V	89	92	%		
	SYNC = 0V or 5V	92	95			
Input Low Voltage	$\overline{\text{SHDN}}$, ON3, ON5, SYNC	0.8			V	
Input High Voltage	$\overline{\text{SHDN}}$, ON3, ON5	2.4			V	
	SYNC	VL - 0.5				
Input Current	$\overline{\text{SHDN}}$, ON3, ON5 V _{IN} = 0V, 5V	±1			μA	
DL3/DL5 Sink/Source Current	V _{OUT} = 2V	1			A	
DH3/DH5 Sink/Source Current	BST3-LX3 = BST5-LX5 = 4.5V, V _{OUT} = 2V	1			A	
DL3/DL5 On-Resistance	High or low	7			Ω	
DH3/DH5 On-Resistance	High or low, BST3-LX3 = BST5-LX5 = 4.5V	7			Ω	

Note 1: Since the reference uses VL as its supply, its V₊ line regulation error is insignificant.

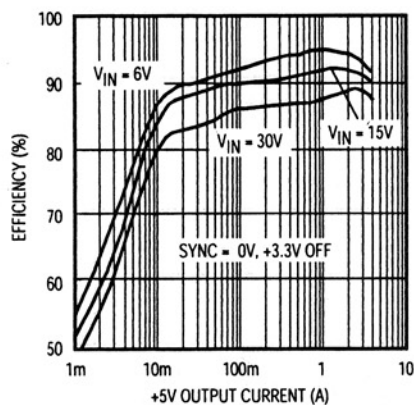
Note 2: The main switching outputs track the reference voltage. Loading the reference reduces the main outputs slightly according to the closed-loop gain (AV_{CL}) and the reference voltage load-regulation error. AV_{CL} for the +3.3V supply is unity gain. AV_{CL} for the +5V supply is 1.54.

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

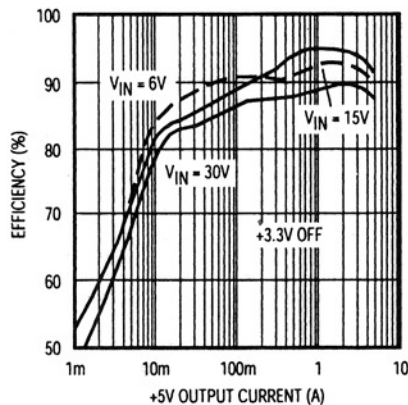
標準動作特性

(Circuit of Figure 1, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

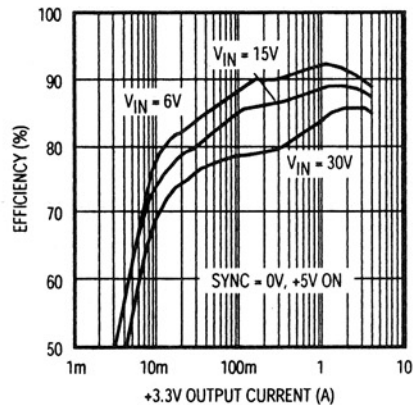
**EFFICIENCY vs. +5V OUTPUT
CURRENT, 200kHz**



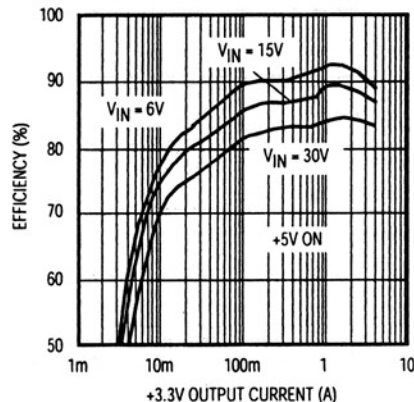
**EFFICIENCY vs. +5V OUTPUT
CURRENT, 300kHz**



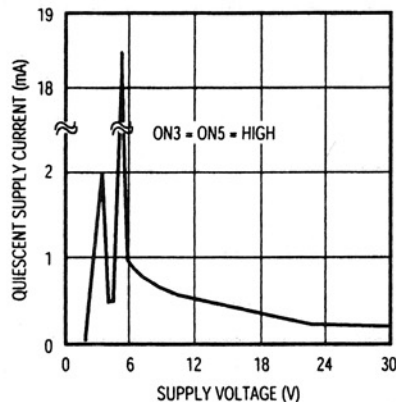
**EFFICIENCY vs. +3.3V OUTPUT
CURRENT, 200kHz**



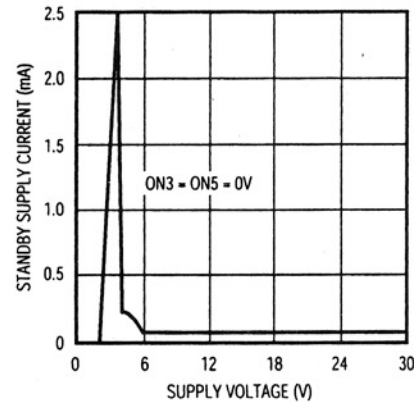
**EFFICIENCY vs. +3.3V OUTPUT
CURRENT, 300kHz**



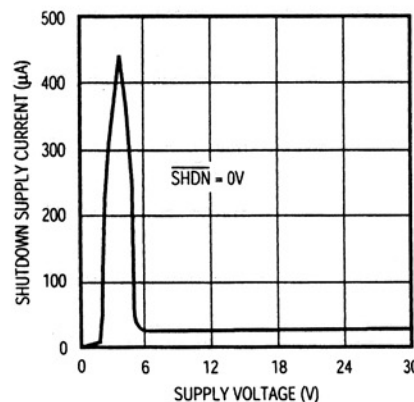
**QUIESCENT SUPPLY CURRENT vs.
SUPPLY VOLTAGE**



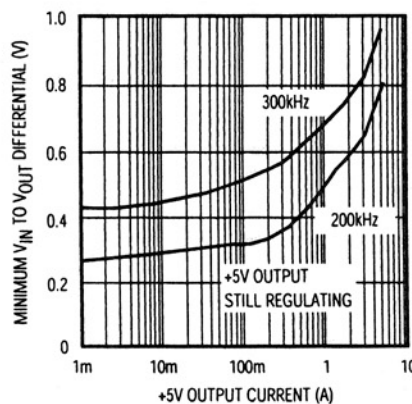
**STANDBY SUPPLY CURRENT vs.
SUPPLY VOLTAGE**



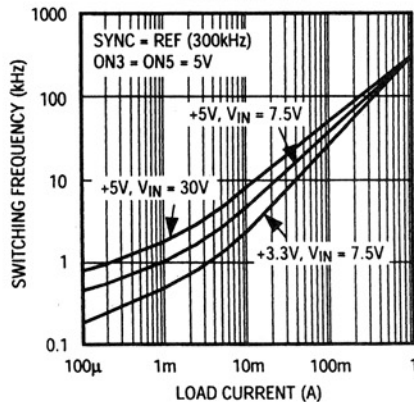
**SHUTDOWN SUPPLY CURRENT vs.
SUPPLY VOLTAGE**



**MINIMUM VIN TO VOUT DIFFERENTIAL
vs. +5V OUTPUT CURRENT**



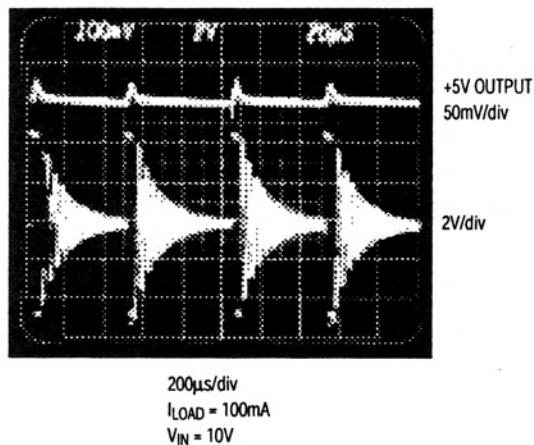
**SWITCHING FREQUENCY vs.
LOAD CURRENT**



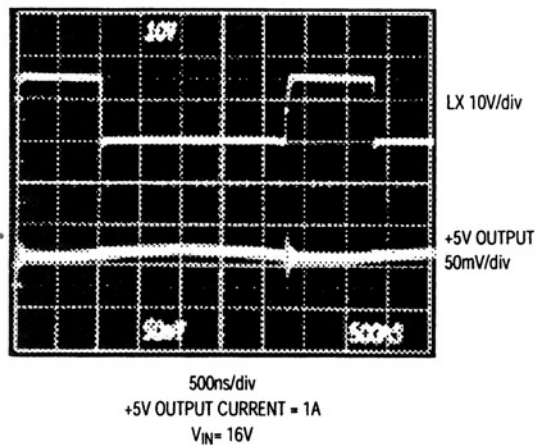
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

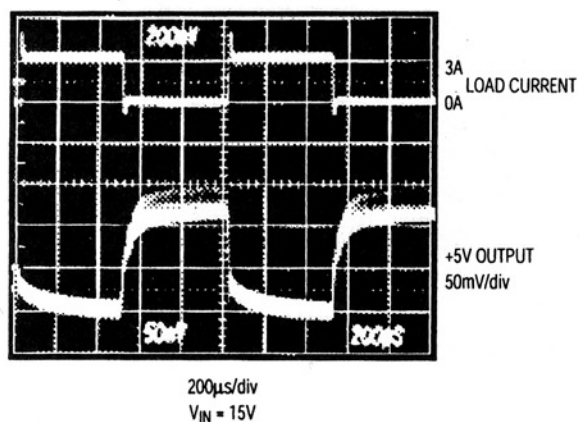
IDLE MODE WAVEFORMS



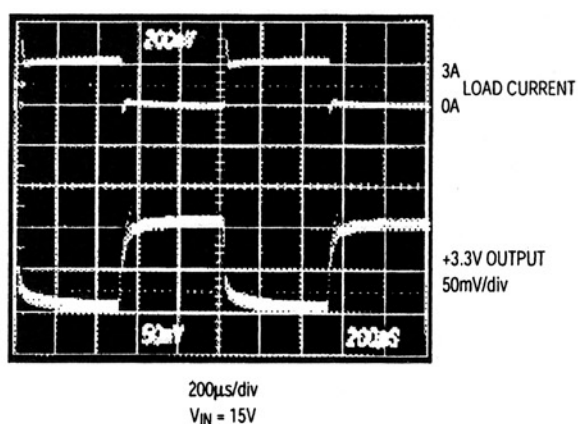
PULSE-WIDTH MODULATION MODE WAVEFORMS



+5V LOAD-TRANSIENT RESPONSE



+3.3V LOAD-TRANSIENT RESPONSE

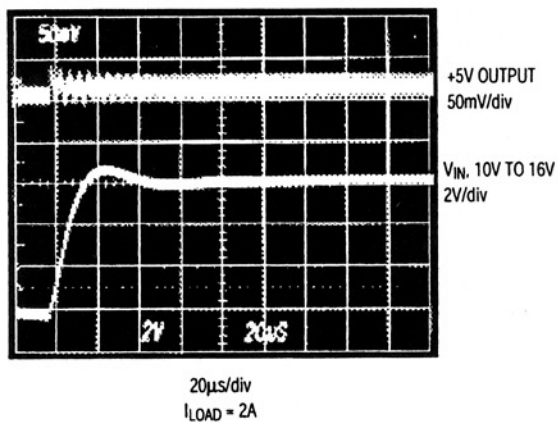


ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

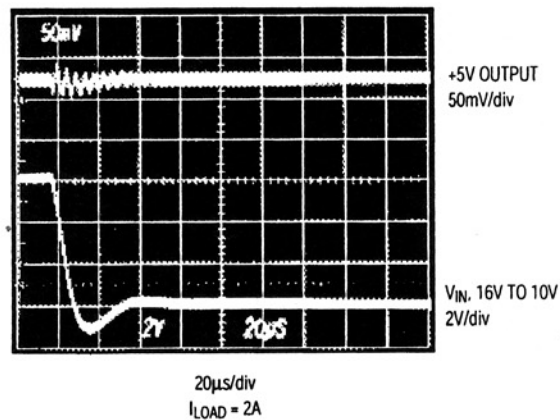
標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

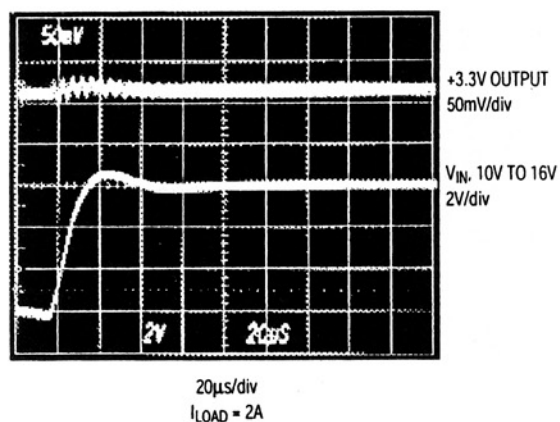
+5V LINE-TRANSIENT RESPONSE, RISING



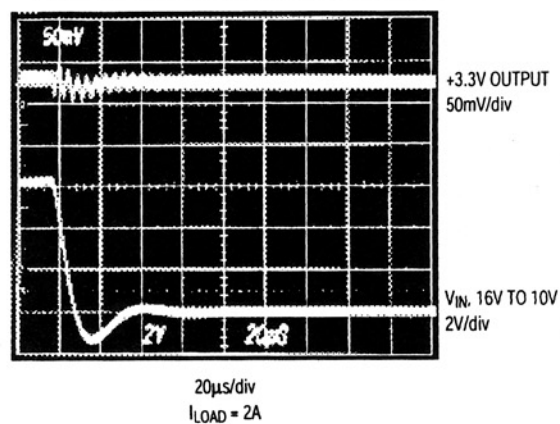
+5V LINE-TRANSIENT RESPONSE, FALLING



+3.3V LINE-TRANSIENT RESPONSE, RISING



+3.3V LINE-TRANSIENT RESPONSE, FALLING



端子説明

端子	名称	機能
1	CS3	+3.3V電源の電流検出入力。電流制限レベルは、FB3を基準に+100mVです。
2	SS3	+3.3V電源のソフトスタート入力。全電流制限までのランプ時間は、1ms/nF(GND間とのコンデンサ)です。
3	ON3	+3.3V PWM用のON/OFF制御入力。自動スタートアップ用には直接VLに接続します。
4	D1	#1レベルトランスレータ/コンパレータ非反転入力。スレッショルド=+1.650V。Q1を制御。未使用の場合GNDに接続します。
5	D2	#2レベルトランスレータ/コンパレータ非反転入力(D1参照)
6	VH	レベルトランスレータ/コンパレータ用の外部正電源電圧入力
7	Q2	#2レベルトランスレータ/コンパレータ出力。D2がハイの時VHから20 μ Aをソースします。D2がローの時VH=0Vでも500 μ Aをグランドにシンクします。
8	Q1	#1レベルトランスレータコンパレータ出力(Q2参照)
9	GND	低電圧アナロググランド
10	REF	3.3Vリファレンス出力。5mAまで外部負荷にソースします。1 μ F/mA負荷または0.22 μ F(min)でグランドにバイパス。
11	SYNC	オシレータ制御/同期入力。200kHzでは、VLあるいはグランドに接続し、300kHzではREFに接続します。240kHz~350kHzの範囲で外部同期化する場合、ハイからローへの変化により新しいサイクルがスタートします。
12	SHDN	シャットダウン制御入力で、アクティブロー。自動スタートアップ用にはVLに接続。5V VL電源はシャットダウン時アクティブのままですが、他の回路はディセーブルされます。SHDNをVL+0.3V以上にしないこと。
13	ON5	+5V PWM電源用のON/OFF制御入力。自動スタートアップ用にはVLに接続します。
14	SS5	+5V電源のソフトスタート制御入力。全電流制限までのランプ時間は1ms/nF(GND間とのコンデンサ)。
15	CS5	+5V電源の電流検出入力。電流制限レベルはFB5を基準に+100mVです。
16	DH5	+5V電源のハイサイドMOSFET用ゲートドライブ出力
17	LX5	+5V電源のインダクタ接続
18	BST5	+5V電源のブーストコンデンサ(0.1 μ F)接続
19	DL5	+5V電源のローサイドMOSFET用ゲートドライブ出力
20	PGND	パワーグランド
21	FB5	+5V PWM用のフィードバック及び電流検出入力
22	VL	内部回路用5Vロジック電源。VLは常にオンで外部負荷に対して5mAをソースできます。
23	V+	バッテリー電源入力、5.5V~30V
24	DL3	+3.3V電源のローサイドMOSFET用ゲートドライブ出力
25	BST3	+3.3V電源のブーストコンデンサ(0.1 μ F)接続
26	LX3	+3.3V電源のインダクタ接続
27	DH3	+3.3V電源のハイサイドMOSFET用ゲートドライブ出力
28	FB3	+3.3V PWM用のフィードバック及び電流検出入力

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

MAX786

詳細

MAX786は5.5V~30Vの入力を4個の出力に変換し(図1)、そのうち2個のハイパワー、PWM、スイッチモード電源を+5Vと+3.3Vで発生します。この2個の電源は200kHzまたは300kHzで動作するため、超小型の外付け部品を使用することが可能です。出力電流能力は外付け部品に依存し、各電源で6Aを上回ります。図2に示すように、5V/5mAの内部電源(VL)及び3.3V/5mAのリファレンス電圧(REF)もリニアレギュレータによって出力されます。内部電源の安定性が失われた場合、フォルト保護回路によりPWMは遮断されます。

この製品は2個の高精度コンパレータも備えています。この出力段構成により、負荷の切り換えアプリケーションでの外部NチャネルパワーMOSFET駆動用のレベルトランスレータ、あるいは従来のロジック信号用のレベルトランスレータとして使用できます。

MAX786はMAX782及びMAX783と類似した製品です。MAX782/MAX783は、デュアル、+12VプログラマブルPCMCIA VPP出力用のフライバック巻線レギュ

レータ及びリニアレギュレータを備えています。MAX7862/MAX783のデータシートにはMAX786のデータシートに記載されていないアプリケーション情報も載っています。

+3.3Vスイッチモード電源

+3.3V電源は、2個のNチャネルMOSFET、整流器、及びLC出力フィルタを用いた電流モードPWMステップダウンレギュレータによって発生されます(図1)。ハイサイドMOSFETへのゲート駆動信号は、バッテリー電圧以上にする必要があり、BST3に接続されている0.1μFコンデンサを用いたブースト回路によって供給されます。

LX3の同期整流器は、整流ダイオードでの電圧をクランプすることで、効率を高めます。最大電流制限は外付け検出抵抗により設定され、スタートアップ時または短絡時の過剰なインダクタ電流を防ぎます。プログラマブルのソフトスタートは、外付けコンデンサにより設定されます。これにより、スタートアップ時の突入サージ電流を低減し、また電源シーケンスのためのパワーアップ時間を調整できます。

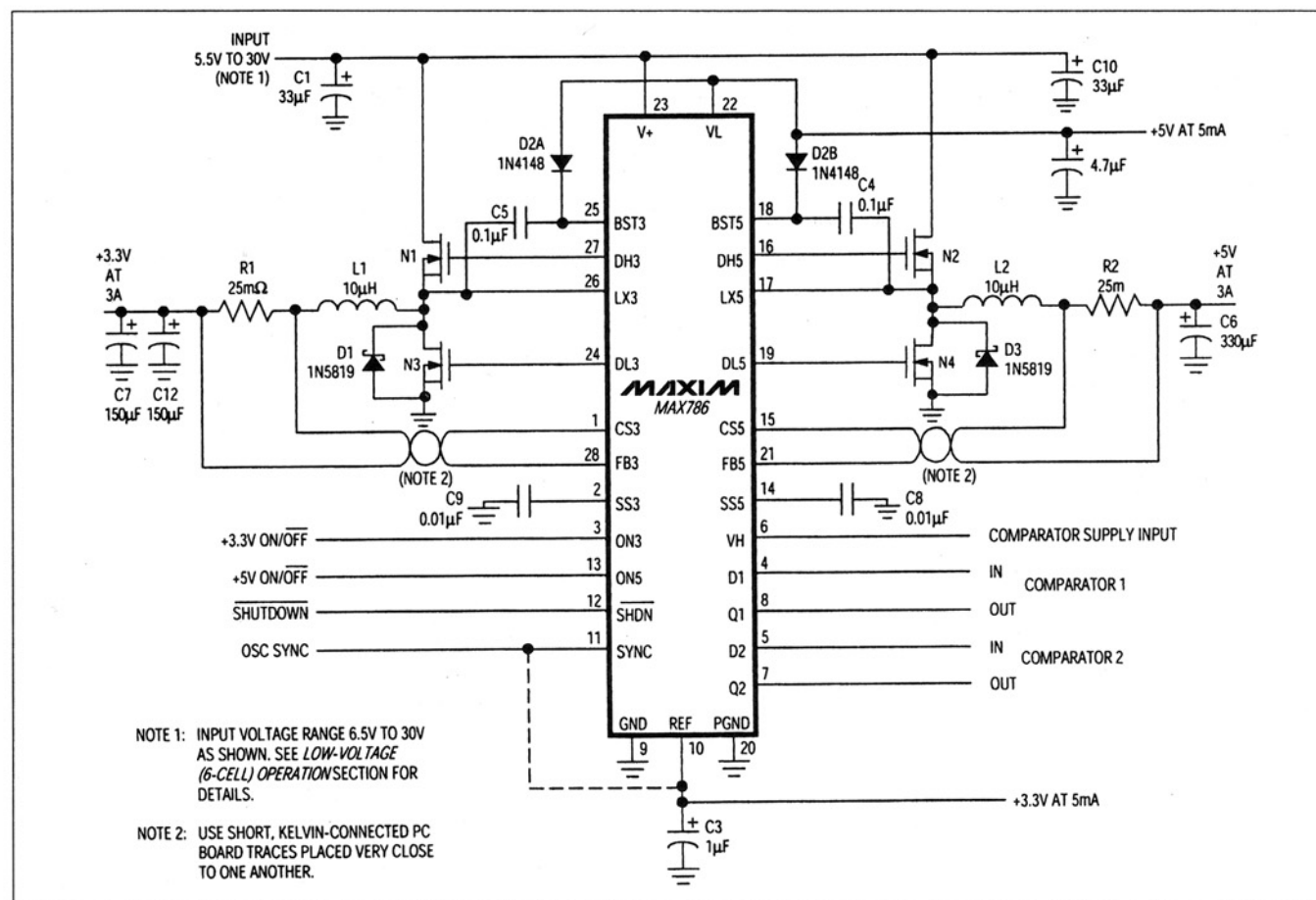


図1. MAX786アプリケーション回路

MAX786

9

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

MAX786

レンス(REF)及びロジック電源(VL)を使用していることを除けばそれぞれ独立しています。各PWMはON3及びON5を経由して別々にターンオン、ターンオフされます。PWMはダイレクトサミング型で、従来の積算型のエラーアンプやそれに伴う位相シフトがないため、「設計手順」の項に書かれているフィルタコンデンサのESRが満たされていれば、外付けフィードバック補償部品は必要ありません。

メインゲインブロックは、4個の入力信号(出力電圧エラー信号、電流検出信号、スロープ補償ランプ、高精度電圧リファレンス)を加算するオープンループコンパレータです。このダイレクトサミング方式は、理想とする出力電圧のサイクル毎の制御に近づくものです。重負荷時、このコントローラは完全なPWMモードで動作し、オシレータからの全てのパルスは出力ラッチをセットし、デューティサイクル(約 V_{OUT}/V_{IN})によって設定された期間中ハイサンドスイッチをターンオンします。ハイサンドスイッチがターンオフすると、同期整流ラッチがセットされ、60ns後ローサイドスイッチがターンオンします(連続モードでは次のクロックサイクルの始めまで、また断続モードではインダクタ電流がゼロを横切るまでターンオンのままです)。インダクタ電流が100mVの電流制限スレッシュホールドを越えた場合、ハイサンドラッチはターンオフされます。

軽負荷時、インダクタ電流が最小電流コンパレータによって設定された25mVのスレッシュホールド値を下回る時、PWMはアイドルモードに入り、スイッチング周波数を低下させスイッチング損失を低減するためにオシレータパルスのほとんどをスキップします。FB_信号がリファレンス電圧レベル以下に低下しない限り最小電流コンパレータが各サイクルの始めにハイサンドラッチをすぐにリセットするため、軽負荷時にはオシレータの制御は遮断されてしまいます。

ソフトスタート/SS_入力

コンデンサをSS3及びSS5に接続することでON3とON5がハイになった後、+3.3V及び+5V電源が徐々に上昇します。ON3またはON5がローの場合、それぞれのSSコンデンサはグラウンドに放電されます。ON3またはON5がハイになった場合、このコンデンサは4 μ Aの定電流ソースによって4Vまで充電されます。この結果SS_端子のランプ電圧は、電流制限コンパレータの設定点を直線的に増加させ、外付けパワーMOSFETへのデューティサイクルを最大出力になるまで増加させます。SSコンデンサがない場合、この回路は10 μ s以内で最大電流制限に達します。

ソフトスタートにより初期の突入電流ピークを減少させることができ、スタートアップ時間を外部で設定することができます。

同期整流

同期整流によりショットキ整流器に伴う損失を低減することで、高効率が得られます。

外部パワーMOSFET N1(またはN2)がターンオフされると、インダクタに蓄えられたエネルギーにより端子電圧がすぐに反転します。電流は、インダクタ、ショットキダイオード、負荷によって構成されたループ内を流れ、フィルタコンデンサを充電します。ショットキダイオードの順方向電圧は約0.5Vで、これは小さいですがかなりの電力損失が発生し効率が悪くなります。同期整流器のN3(またはN4)はダイオードと並列に接続され、ダイオードが導通した後すぐにDL3(またはDL5)によってターンオンされます。同期整流器のオン抵抗($r_{DS(ON)}$)はかなり低いので、損失は低下します。

インダクタ電流がゼロに低下した時、同期整流MOSFETはターンオフされます。

クロスコンダクション(または貫通)と言われるものは、ハイサイドスイッチが同期整流器と同時にターンオンした場合に発生しますが、MAX786の内部にはブレーク・ビフォ・メイクのタイミング方式を採用しているため貫通は起こりません。ショットキダイオードは両MOSFETがオンしていない期間導通していますが、これは同期整流MOSFETの損失の大きいボディダイオードが導通しないようにすることで効率を上げます。

この同期整流器は、断絶モード、アイドルモードを含め全ての状態において動作します。

ブーストゲート駆動電源

ハイサイドNチャネルスイッチのゲート駆動電圧は、図4に示されているようにフライングコンデンサを用いたブースト回路により発生されます。このコンデンサはダイオードを経由してVL電源から交互に充電され、そしてハイサイドMOSFETのゲートソース端子間に並列に接続されます。電源投入時、同期整流(ローサイド)MOSFETは、LX_をOVにし、BST_コンデンサ5Vに充電します。2回目のハーフサイクルで、PWMはBST_とDH_間の内部スイッチを閉じることでコンデンサをMOSFETゲートに接続し、ハイサイドMOSFETをターンオンさせます。これにより、ハイサイドスイッチをターンオンするのに必要な電圧がバッテリー電圧の上にブーストされた+5Vゲート駆動信号として得られます。

断続モード(軽負荷)においてハイサイドMOSFETのゲート(DH3とDH5)で見られるリンキングは、インダクタとLX_ノードの浮游容量によって構成される共振回路に残っているエネルギーによって起こる自然の動作状態です。ゲ

ートドライバの負電源はLX₋によるため、リングングは
ゲート駆動用電源に直接カップリングされます。

$$\%ON = V_{OUT}/V_{IN}$$

動作モード

PWMモード

重負荷時(フルロードの約25%以上)、+3.3Vと+5V電
源は連続電流モードのPWM電源として動作します。〔標
準動作特性〕の項を参照)。デューティサイクル(%ON)の
おおよその値は次の式で表せます。

電流はインダクタを連続して流れます。まず、パワー
MOSFETが導通している時、電流は増加し、その後、エ
ネルギーがインダクタに蓄えられ、そして負荷に放電さ
れるため各サイクルのフライバック期間で電流は低下し
ます。充電時、インダクタを流れる電流は負荷にも流れるた
め、連続してインダクタから負荷に電流が流れます。これ
により出力リップルが最小限に抑えられ、外形サイズも電
氣的にも小さなインダクタの使用が可能です。出力リップ

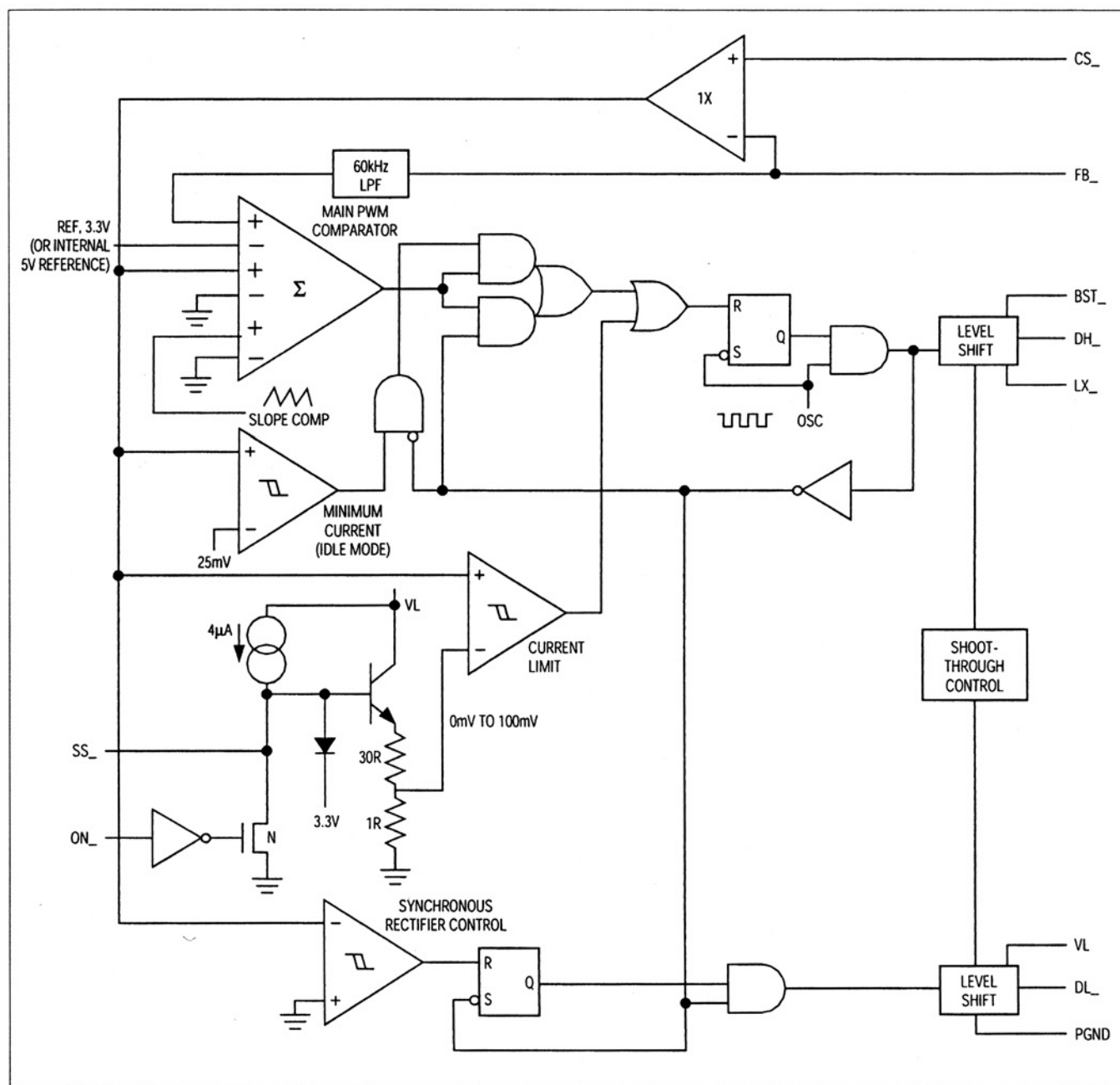


図3. PWMコントローラブロックダイアグラム

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

ルはフィルタコンデンサ(C7またはC6)のESR(等価直列抵抗)に依存し、50mV(typ)以下です(「設計手順」の項を参照)。出力リップルは軽負荷時、及び最大入力電圧時において最大となります。

アイドルモード

軽負荷時(フルロードの25%以下)、多くのクロックパルス完全にスキップし、1回のクロック期間のみドライブ電圧をターンオン/オフすることによって、効率はさらに上がります。従ってオシロスコープ上でゴーストとして見られる非同期スイッチングは、負荷電流がフルロードの約25%以下の時には普通の動作状態です。

ある入力電圧と負荷状態において、コントローラがアイドルモードからPWMモードに行ったり来たりするトランジション範囲が存在します。この状態で、短いバースト状のパルスが起こり、電流波形は不規則に見えますが、出力リップルに大して影響を与えません。効率は高いまま維持されます。

電流制限

CS3(CS5)とFB3(FB5)間の電圧は、連続的に監視されています。外付け低シャント抵抗は、インダクタと直列にこの端子間に接続され、インダクタ電流はスイッチングサイクルを通して連続的に測定されます。この電圧が100mVを越える時、外付けハイサイドMOSFETへのドライブ電圧は遮断されます。これにより短絡あるいは一時的な負荷サージからMOSFET、負荷、バッテリーを保護します。電流制限抵抗R1及びR2は、3Aの負荷電流に対して25mΩ(typ)です。

オシレータ周波数：SYNC入力

SYNC入力により、オシレータ周波数が制御されます。SYNCをグランドまたはVLに接続することにより200kHz動作が選択されREFに接続することにより300kHz動作が選択されます。またSYNCは、内部オシレータを同期させるために外部の240kHz~350kHzのCMOS/TTL信号で駆動することも可能です。

通常、インダクタとフィルタコンデンサのサイズを最小限にするために300kHzを使用しますが、低入力電圧用には200kHzの周波数が必要になります(「低電圧(6セル)動作」の項参照)。

コンパレータ

2個の非反転コンパレータは、高精度電圧コンパレータ、又ハイサイドドライバとして使用できます。このコンパレータの電源(VH)端子は外部に引出されており、V+に関係なく+3V~+19Vの任意の電圧に接続することができます。

非反転入力(D1、D2)はハイインピーダンスで、反転入力1,651Vリファレンスに内部接続されています。各出力(Q1、Q2)は、その入力1,650V以上の場合、VHから20μAをソースし、1,650V以下の場合500μAをグランドにシンクします。プルアップ電流が僅か20μAのため、Q1、Q2の出力をワイヤードOR構成で互いに接続できます。

VHをロジック電源(5Vまたは3V)に接続することにより、このコンパレータは低電圧検出器として使用できます。外部負荷をターンオン/オフするためのNチャネルパワーMOSFETを駆動するためには、VHは負荷電圧より6V~12V高くしなければなりません。これによりMOSFETが完全にターンオフされ、低い $r_{DS(ON)}$ が得られます。

V+が+4V以上の場合、たとえVH=0Vでもこのコンパレータは常にアクティブです。従って、Q1、Q2はVH=0Vの場合でも電流をグランドにシンクしますが、VHが約1.5V以上の場合のみ、VHからソースします。

Q1、Q2出力を外部的にVH以上に高くした場合、内部ダイオードが導通し、VHを出力からダイオードドロップを引いた電圧だけ持上げ、VHに接続されたもの全てに電力を供給します。そしてこの電圧により、他のコンパレータ出力にも電力が供給されます。

内部VLとリファレンス電源

内部リニアレギュレータは、内部制御回路で使用する5Vを発生します。このレギュレータの出力端子はVLで、外部負荷に対し5mAを供給できます。VLを4.7μFでグランドにバイパスして下さい。電力を節約するため、+5Vスイッチモード電源が4.5V以上の場合、内部リニア

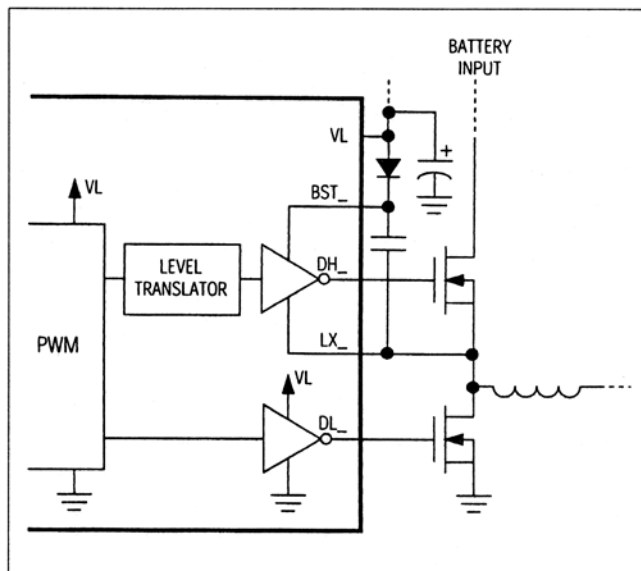


図4. ゲートドライバのブースト電源

表1. 表面実装部品

(図1の回路図参照)

COMPONENT	SPECIFICATION	MANUFACTURER	PART NO.
C1, C10	33 μ F, 35V tantalum capacitors	AVX Sprague	TPSE226M035R0100 595D336X0035R
C2	4.7 μ F, 6V tantalum capacitor	AVX Sprague	TAJB475M016 595D475X0016A
C3	1 μ F, 20V tantalum capacitor	AVX Sprague	TAJA105M025 595D105X0020A2B
C4, C5	0.1 μ F, 16V ceramic capacitors	Murata-Erie	GRM42-6X7R104K50V
C6	330 μ F, 10V tantalum capacitor	Sprague	595D337X0010R
C7, C12	150 μ F, 10V tantalum capacitors	Sprague	595D157X0010D
C8, C9	0.01 μ F, 16V ceramic capacitors	Murata-Erie	GRM42-6X7R103K50V
D2A, D2B	1N4148-type dual diodes	Central Semiconductor	CMPD2836
D1, D3	1N5819 SMT diodes	Nihon	EC10QS04
L1, L2	10 μ H, 2.65A inductors	Sumida	CDR125-100
N1-N4	N-channel MOSFETs (SO-8)	Siliconix	Si9410DY
R1, R2	0.025 Ω , 1% (SMT) resistors	IRC	LR2010-01-R025-F

表2. 部品メーカ

COMPANY	FACTORY FAX [COUNTRY CODE]	USA PHONE
AVX	[1] (803) 626-3123	(803) 946-0690 (800) 282-4975
Central Semiconductor	[1] (516) 435-1824	(516) 435-1110
IRC	[1] (512) 992-3377	(512) 992-7900
Murata-Erie	[1] (814) 238-0490	(814) 237-1431
Nihon	[81] 3-3494-7414	(805) 867-2555
Siliconix	[1] (408) 970-3950	(408) 988-8000
Sprague	[1] (603) 224-1430	(603) 224-1961
Sumida	[81] 3-3607-5144	(847) 956-0666

レギュレータがターンオフし、高効率+5Vスイッチモード電源出力がVLに接続されます。

内部3.3Vバンドギャップリファレンス(REF)は5Vの内部VL電源により電力が供給されます。またこれは5mAまで供給可能です。0.22 μ F + 1 μ F/mAの負荷電流の割合でREFをグランドにバイパスして下さい。メインのスイッチング出力は、このリファレンス電圧を基準とします。リファレンスを負荷すると、リファレンス電圧の負荷レギュレーションエラーにより、メイン出力電圧を若干低下させてしまいます。

スイッチングレギュレータがターンオフされても、VLとREFはアクティブのため、メモリに電力を供給し続けることができます(「シャットダウンモード」の項を参照)。

これらのリアレギュレータ出力は、スタンバイモード時にメイン電源を動作させるために、対応するステップダウンレギュレータ出力(例：REFを+3.3Vに、VLを+5V)に直接接続することができます。しかし、スタートアップを確実にするために、スタンバイの負荷電流は各電源で5mAを越えてはいけません。

フォルト保護

どちらかのフォルト保護状態、VL < +4.0VまたはREF < +2.8V(通常値の85%)が起こった場合、+3.3Vと+5V PWM電源、コンパレータはディセーブルになります。

設計手順

図1に示す回路図及び表1の部品リストは、+5V/3A出力と+3.3V/3A出力に適した値を示しています。この回路は、入力電圧6.5V～30Vの範囲で動作し、5mA～3Aの広範囲な出力電流において高効率を維持しています(標準動作特性を参照)。この回路の部品定数は、以下に説明される設計ガイドラインを用いることで、変更することができます。設計を始める前に、必ず次の様な入力条件を定めなければなりません。

V_{IN(MAX)}：最大入力(バッテリー)電圧 この電圧は、どのような電源が動作するか、例えばバッテリーが挿入されていない状態でバッテリー充電器が接続された場合での無負荷(スタンバイ)動作での最悪状態を考慮する。V_{IN(MAX)}は最大30Vとする。

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

V_{IN(MIN)}：最低入力(バッテリー)電圧 この電圧は、バッテリーの最悪条件での全負荷電流動作時を考慮する。もしV_{IN(MIN)}が約6.5V以下の場合には、AC負荷レギュレーションを維持するために必要なフィルタコンデンサを増加し、+5V電源の電流制限は同じ負荷レベルに対して高く設定しなければなりません。

インダクタ(L1、L2)

3つのインダクタのパラメータが要求されます：インダクタンス値(L)、ピークインダクタ電流(I_{LPEAK})、コイル抵抗(R_L)です。

インダクタンス値は：

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

ここで：V_{OUT}=出力電圧(3.3Vまたは5V)

V_{IN(MAX)}=最大入力電圧(V)

f=スイッチング周波数、通常300kHz

I_{OUT}=最大DC負荷電流(A)

LIR=インダクタのピートゥピークAC電流と平均DC負荷電流との比率、通常0.3

LIRの値を大きくすることで、より小さなインダクタンスが使用できますが、損失、リップルが大きくなってしまいます。

最大のピークインダクタ電流(I_{LPEAK})は、DC負荷電流(I_{OUT})とピートゥピークACインダクタ電流は(I_{LPP})の半分との和に等しくなります。ピートゥピークACインダクタ電流は、一般的に最大DC負荷電流の30%に設定され、ピークインダクタ電流はI_{OUT}の1.15倍となります。全負荷時のピークインダクタ電流は：

$$I_{LPEAK} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{2 \times f \times L \times V_{IN(MAX)}}$$

コイル抵抗(R_L)はできるだけ小さくし、数mΩ以下にします。コイルは、負荷に対して常に直列になるため、電線の抵抗損失は次式のようにになります。

$$\text{電力損失} = I_{OUT}^2 \times R_L$$

一般的には、L、I_{LPEAK}、R_L要求を満足した標準タイプのインダクタを選択します。(表1、2参照)。もし標準タイプのインダクタがない場合には、コアのパラメータLl²がL × I_{LPEAK}²より大きいコアを選択し、コアに適合する最大の電線を用います。

電流検出抵抗(R1、R2)

検出抵抗は、全DC負荷電流を越えるインダクタのピーク

電流を流さなければなりません。内部電流制限は、検出抵抗での電圧が公称100mV(最小80mV)に達した時に開始します。十分な出力電流能力を確実にするために、最小値を用います。+3.3V電源ではR1 = 80mV/(1.15 × I_{OUT})、+5V電源ではR2 = 80mV/(1.15 × I_{OUT})となります(LIR = 0.3とする)。

検出抵抗値(例：I_{OUT} = 3Aの時、R1 = 25mΩ)は、プリント基板上での数cmの幅の狭い配線と同じぐらいになるため、配線抵抗によって大きな誤差を発生することがあります。この誤差を防ぐために、検出抵抗とCS₋及びFB₋間をケルビン接続にします。例えば、図5に示すように、いかなるインダクタ及び負荷電流を導かないような分離した配線を用います。

このような配線は、最低間隔で並列になるようにします。安定性、低リップル出力を実現するために、このような配線でのレイアウトが重要になります。(「レイアウトとグラウンド」の項を参照)。

MOSFETスイッチ(N1～N4)

4個のNチャネル・パワーMOSFETは、標準的には同等でロジックレベルのFETを用います。即ち、僅か4Vのゲートソース間駆動電圧で、完全にオン(低r_{DS(ON)})しなければなりません。MOSFETのr_{DS(ON)}は、理想的には検出抵抗値の2倍になるようにします。より低いr_{DS(ON)}を備えたMOSFETは、ゲート容量が大きくなるため、スイッチング時間とスイッチング損失を増加させます。ゲートスレッショルド規格の低いMOSFET(例：最大V_{GS(TH)}が3Vではなく2V)が、特に高電流(5A)アプリケーションでは好ましいです。

出力フィルタコンデンサ(C6、C7、C12)

出力フィルタコンデンサは、ループ安定性と出力リップル電圧を決定します。安定性を得るための最低容量、及び最大ESRは次式のようにになります。

$$C_F > \frac{V_{REF}}{V_{OUT} \times R_{CS} \times 2 \times \pi \times GBWP}$$

$$ESR_{CF} < \frac{V_{OUT} \times R_{CS}}{V_{REF}}$$

ここで、C_F：フィルタ容量(F)

V_{REF}：リファレンス電圧、3.3V

V_{OUT}：出力電圧、3.3V又は5V

R_{CS}：検出抵抗(Ω)

GBWP：利得帯域幅積、60kHz

ESR_{CF}：出力フィルタコンデンサESR(Ω)

最低容量と最大ESRの両条件を満足するような出力コンデンサを選択します。低ESR条件を満足させるためには、計算された最低容量値の2～3倍のコンデンサを使用するのが適切と思われます。

連続電流モードでの出力リップルは：

$$V_{OUT(RPL)} = I_{LPP(MAX)} \times (ESR_{CF} + 1 / (2 \times \pi \times f \times C_F))$$

アイドルモードでの出力リップルは、リップルは容量と抵抗性成分を持ちます。

$$V_{OUT(RPL)}(C) = \frac{4 \times 10^{-10} \times L}{R_{CS}^2} \times \left[\frac{1}{V_{OUT}} + \frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} \right]$$

$$V_{OUT(RPL)}(R) = \frac{0.02 \times ESR_{CF}}{R_{CS}} (V)$$

全リップル $V_{OUT(RPL)}$ は、次式のように近似させます。

$$V_{OUT(RPL)}(R) < 0.5 \times V_{OUT(RPL)}(C) \text{ の場合には、}$$

$$V_{OUT(RPL)} = V_{OUT(RPL)}(C)$$

それ以外では、

$$V_{OUT(RPL)} = 0.5 \times V_{OUT(RPL)}(C) + V_{OUT(RPL)}(R)$$

ダイオードD1、D3

1N5819又は同等のショットキダイオードを使用します。D1とD3は僅か3%ぐらいの時間しか導通しないため、1N5819の1Aの電流定格で十分です。D1とD3の電圧定格は、バッテリーからの最大入力電圧以上にします。これらのダイオードには、ショットキダイオードを必ず用いて、損失の多いMOSFETのボディダイオードがオンすることを防ぎます。また同期整流用のMOSFETのすぐ近くに配置します。

ソフトスタートコンデンサ(C8、C9)

各SSピンとグランド間に接続されたコンデンサにより、電源が徐々に増加します。最大電流制限まで到達する時間 t_{ss} は、各SSピンの容量1000pFに対して約1msとなり、最低時間10 μ sです。標準的な容量値は、5V定格を満足させるために10nF～100nFです。

この増加量は電流制限回路に供給され、出力電圧が実際に増加する時間は負荷電流及び出力コンデンサ容量に依存します。図1の回路で負荷電流2A、SSコンデンサが無い場合には、出力が最大電圧値に達する時間は、ON₁がハイに駆動されてから約600 μ s後です。

ブーストコンデンサ(C4、C5)

コンデンサC4、C5はブースト電圧を蓄え、DH3及び

DH5の駆動用として電源を供給します。0.1 μ Fを使用し、BST₁とLX₁ピンから10mm以内に配置します。

ブーストダイオード(D1A、D1B)

高速信号ダイオード(1N4148又は同等品)を使用します。

バイパスコンデンサ

入力フィルタコンデンサ(C1、C10)

入力フィルタコンデンサC1とC10の容量は、出力電力に対して最低3 μ F/Wとします。コンデンサのESRは150m Ω 以下とし、リンギングを防ぐためにN1及びN2から10mm以内に配置し、マイナス端子を直接PGNDに接続します。コンデンサのサージ電流定格を越えないようにします。

シャットダウンモード

シャットダウン($\overline{SHDN}$ =ロー)により、2つのPWMがオフになりREF出力及び両コンパレータはディセーブルになります($Q1 = Q2 = 0V$)。シャットダウンモードでの消費電流は25 μ A(typ)です。VL電源は動作を維持し、外部負荷に25mAまで供給できます。VLの負荷電流能力はシャットダウン及びスタンバイモードの方が、PWMが動作している時よりも多いです(25mA vs. 5mA)。スタンバイモードは、 $\overline{SHDN}$ がハイの時にON3とON5をローにすることで、このモードになります。このモードでは、2つのPWMはオフされますが、VL、REF、及び精密コンパレータは動作し続けます。スタンバイモードでの消費電流は、70 μ A(typ)です。

MAX786をシャットダウンする他の方法はMAX782/MAX783のデータシートのアプリケーションセクションの項に載っています。

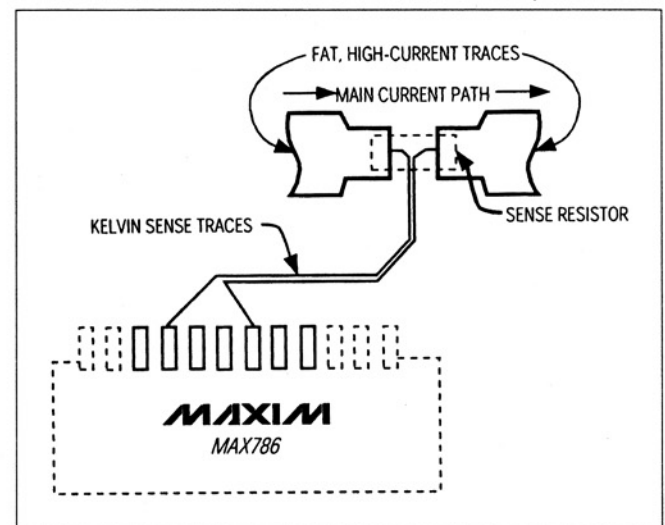


図5. 電流検出抵抗でのケルビン接続

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

表3. EVキットの電源コントロール(SW1)

スイッチ	名 称	機 能	ON 設定	OFF 設定
1	SHDN	イネーブル シャット ダウンモード	動作	シャットダウン
2	ON3	3.3V電源を イネーブル	3.3V ON	3.3V OFF
3	ON5	5.0V電源を イネーブル	5V ON	5V OFF
4	SYNC	オシレータ	200kHz	300kHz

アプリケーション情報

低電圧(6セル)動作

標準アプリケーション回路は発振周波数を200kHzに、+5Vフィルタコンデンサを660 μ Fに増加させることによって、5.5V~12Vの入力電圧を許容することが可能になります。この回路は+5V出力で負荷電流2Aまでの安定化動作が可能です(3.3V側は変更の必要はなく、3Aを供給します)。

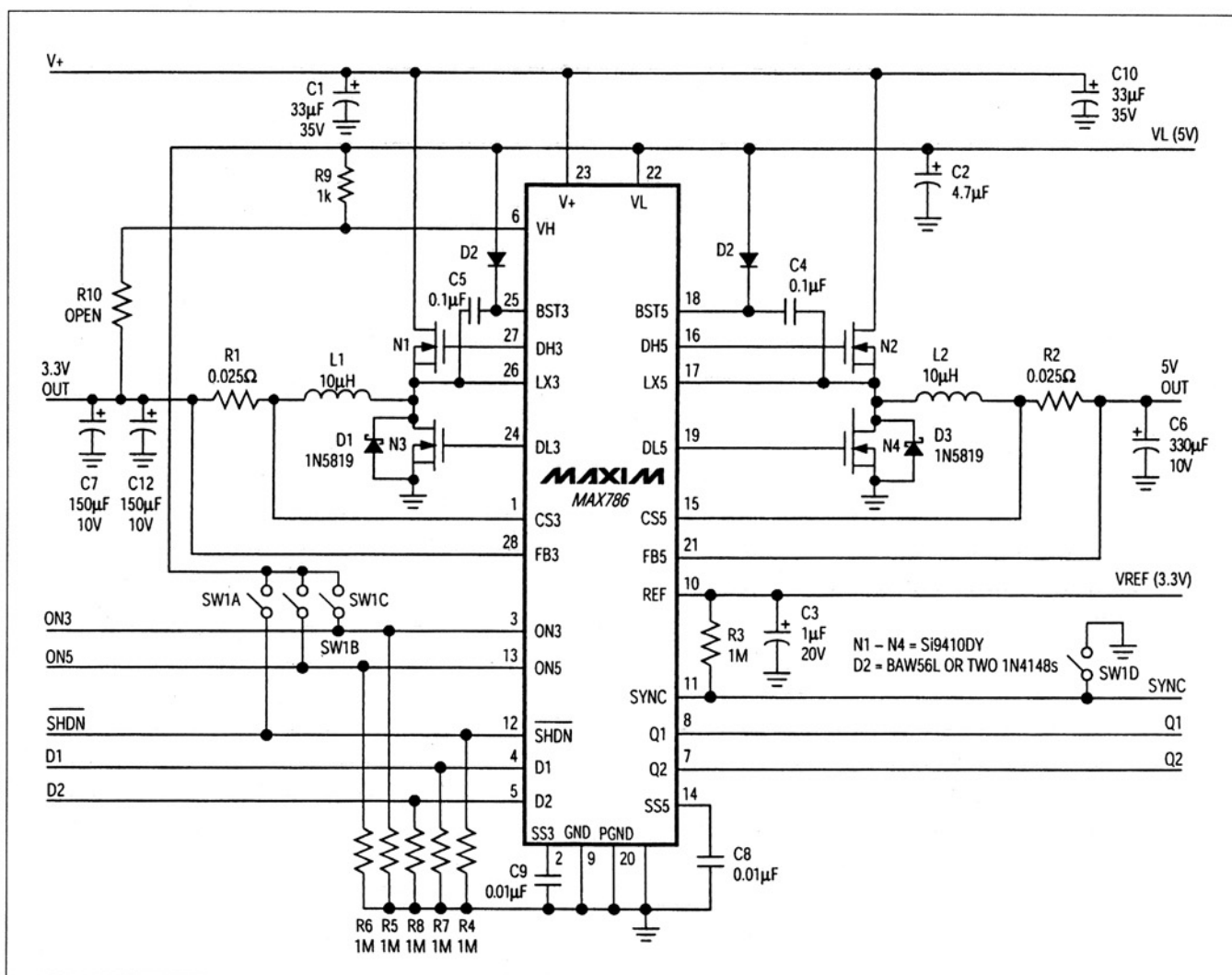


図6. MAX786評価キットの回路図

評価キット

MAX786評価キット(EVキット)は、ロジック信号レベルを設定するための数本のプルアップ及びプルダウン抵抗を備えた標準アプリケーション回路を構成しています。入力電圧は6.5V～30V、出力電力は25W用に構成されています。全機能は標準CMOS/TTLロジックレベル又はDIPスイッチによって制御されます。このキットは発振

周波数を200kHzに設定し、また5V出力フィルタコンデンサの値を増すことによって低入力電圧用に再構成することができます。

コンパレータD1、D2は各入力に抵抗分圧器を接続することによって精密電圧検出器として使用することができます。

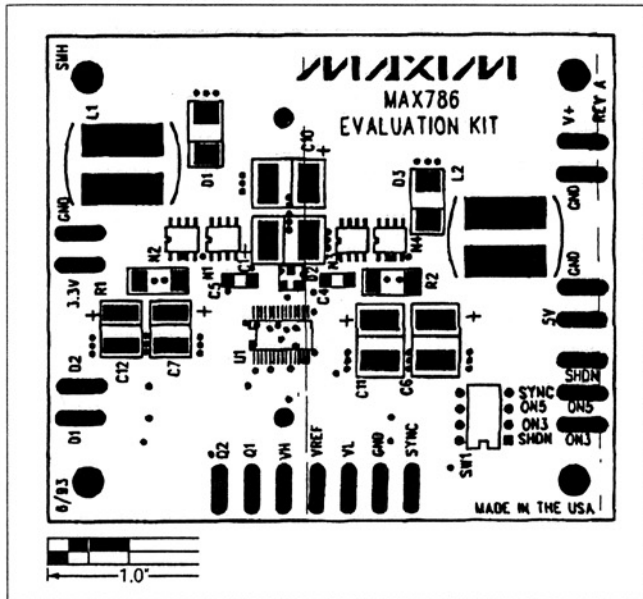


図7. MAX786評価キットの表面部品配置図とシルクスクリーン(上視図)

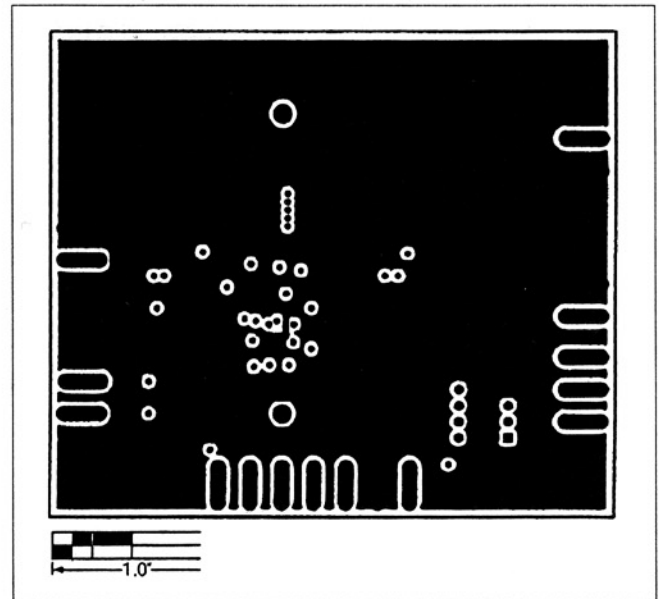


図8. MAX786評価キットのグランドプレーン(2、3層、上視図)

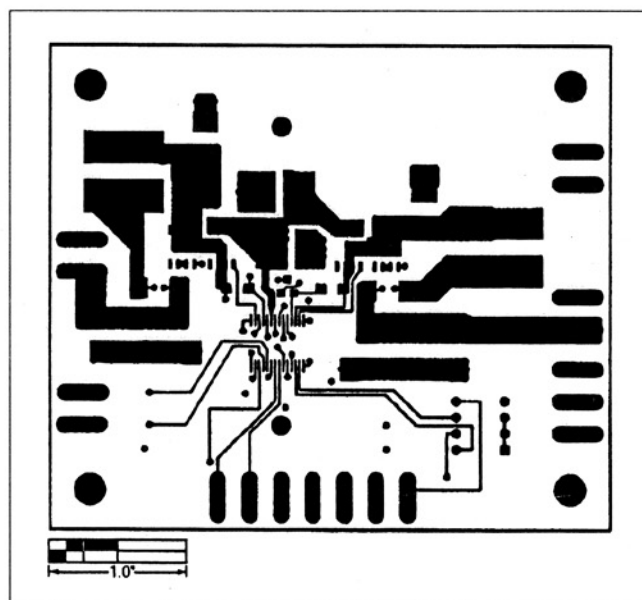


図9. MAX786評価キットの上層パターン(1層、上視図)

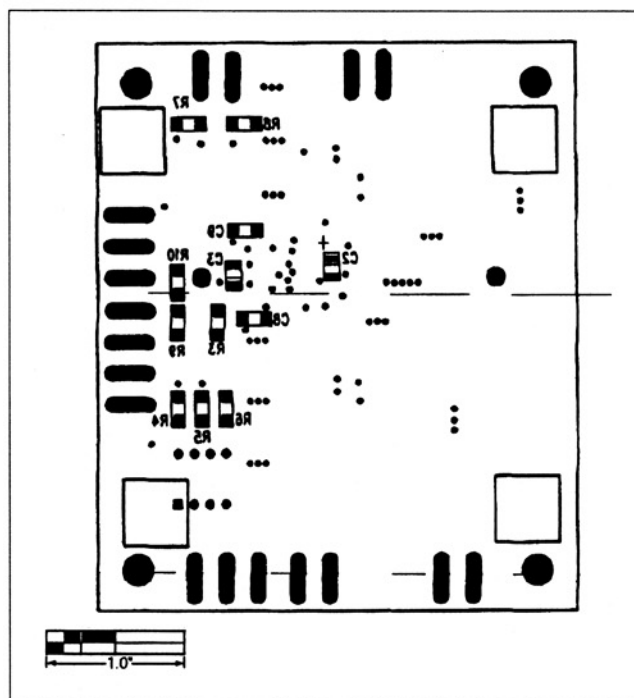


図 10. MAX786 評価キットの裏面部品配置図
とシルクスクリーン（下視図）

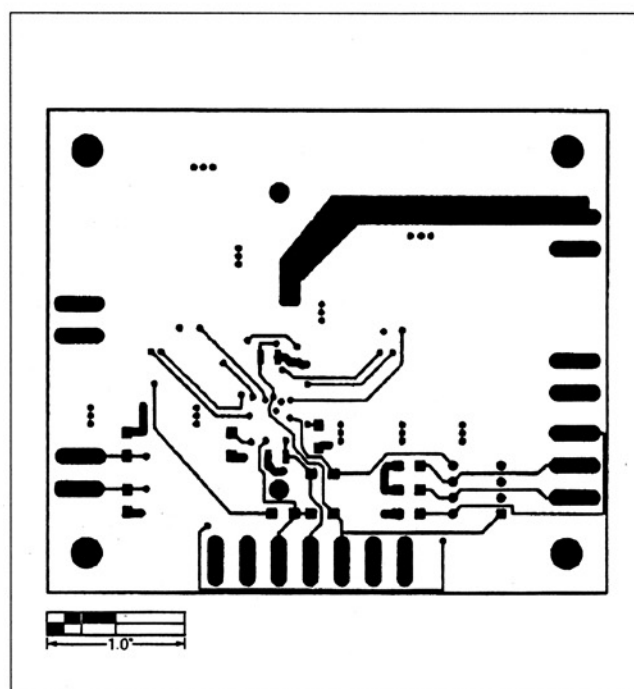
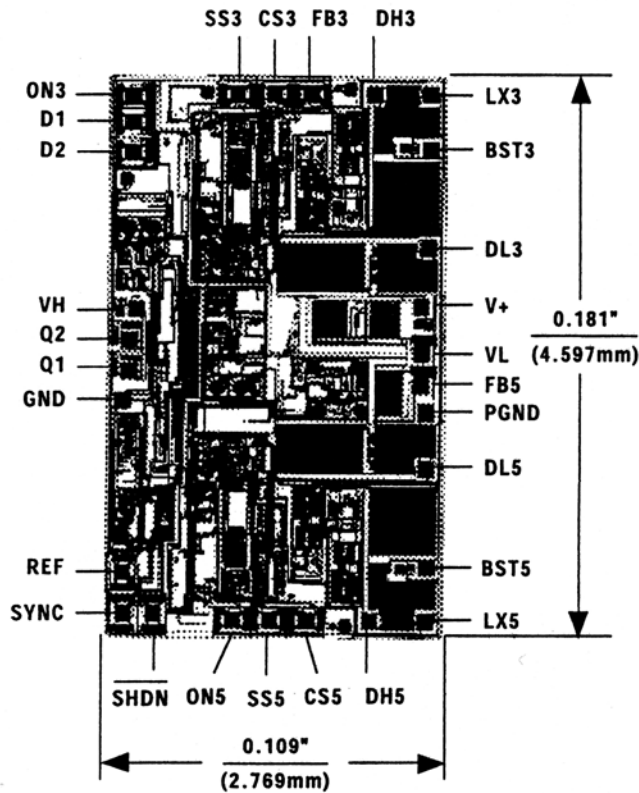


図 11. MAX786 評価キットの下層パターン
(4 層、上視図)

チップ構造図



TRANSISTOR COUNT: 1294
SUBSTRATE CONNECTED TO GND

ノートブックコンピュータ用 デュアル出力電源コントローラ

MAX786

型番(続き)

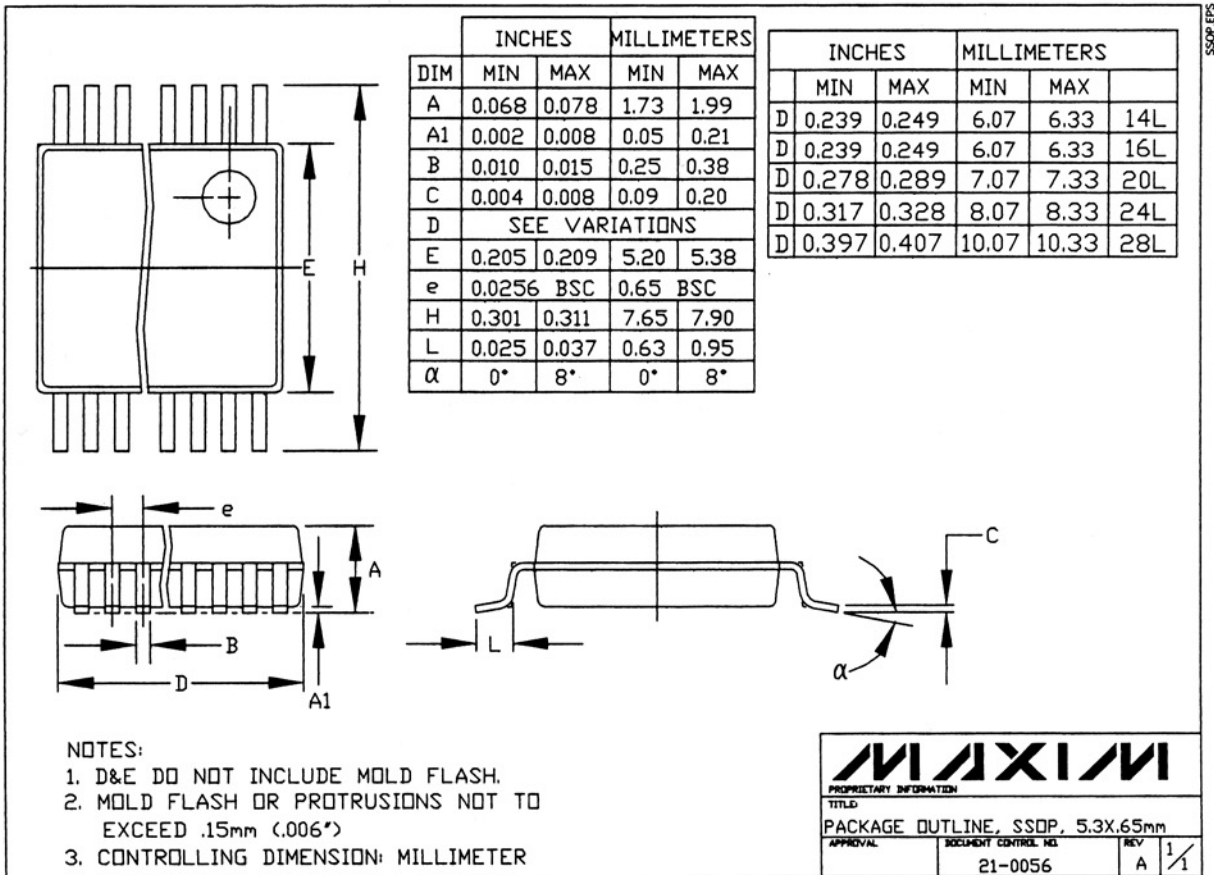
PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	V _{OUT}
MAX786SCAI	0°C to +70°C	28 SSOP	3.6V
MAX786C/D	0°C to +70°C	Dice*	—
MAX786EAI	-40°C to +85°C	28 SSOP	3.3V
MAX786REAI	-40°C to +85°C	28 SSOP	3.45V
MAX786SEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP	3.6V

EV KIT	TEMP. RANGE	BOARD TYPE
MAX786EVKIT-SO	0°C to +70°C	Surface Mount

*Contact factory for dice specifications.

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、<http://japan.maxim-ic.com/packages>をご参照下さい。)



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。

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