

EVALUATION KIT
AVAILABLE

MAXIM

高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

概要

MAX5003は、コスト効果の高いフライバック及びフォワード電圧モード制御コンバータに必要な全ての機能及びビルディングブロックを備えた高電圧スイッチング電源コントローラです。本素子は、広範囲の電圧ソースで動作するマルチ出力電圧の絶縁及び非絶縁電源の設計に使用できます。本製品は、11V~110Vの広入力範囲で動作する高電圧内部スタートアップ回路を含んでいます。MAX5003は外部Nチャンネルパワー-MOSFETを駆動し、電流検出ピンを持っています。このピンは過電流状態を検出し、電流リミットスレッシュホールドを超過した場合にパワースイッチをターンオフします。出力電圧と電力は、外部パワー-MOSFET及びその他の外部部品によって決まります。

MAX5003には、ソフトスタート、低電圧ロックアウト、外部周波数同期及び高速入力電圧フィードフォワード等の特色ある利点があります。本素子は、300kHzまでのスイッチング周波数で動作するように設計されています。このため、小型磁性部品及び薄型コンデンサを使用できます。低電圧ロックアウト、ソフトスタート、スイッチング周波数、最大デューティサイクル及び過電流保護リミットは、いずれも最小限の外部部品点数で調整することが可能です。複数のコントローラを持つシステムにおいては、MAX5003を外部同期させ、共通のシステムクロックで動作させることができます。

警告：MAX5003は高電圧で動作するように設計されています。扱いには十分注意して下さい。

MAX5003は16ピンSOP及びQSOPパッケージで提供されています。評価キット(MAX5003EVKIT)も提供しています。

アプリケーション

テレコム電源
ISDN電源
+42V自動車機器
高電圧電源モジュール
工業用電源

特長

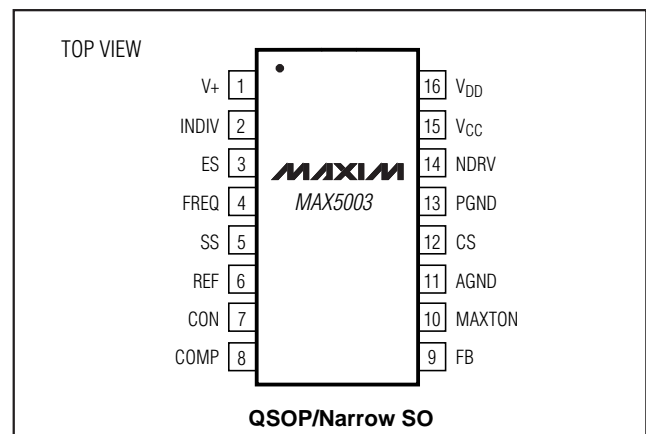
- ◆ 広入力範囲：11V~110V
- ◆ 内部高電圧スタートアップ回路
- ◆ 外部調整可能な設定
 - 出力スイッチ電流リミット
 - 発振器周波数
 - ソフトスタート
 - 低電圧ロックアウト
 - 最大デューティサイクル
- ◆ 外部部品が少数
- ◆ 外部周波数同期
- ◆ 1次又は2次レギュレーション
- ◆ 入力フィードフォワードにより高速ライントランジェント応答を実現
- ◆ リファレンス：高精度±2.5% (定格温度範囲全域)

型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX5003CEE	0°C to +70°C	16 QSOP
MAX5003CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX5003C/D	(Note A)	Dice
MAX5003EEE	-40°C to +85°C	16 QSOP
MAX5003ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO

Note A: Dice are designed to operate over a -40°C to +140°C junction temperature (T_j) range, but are tested and guaranteed at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

ピン配置



高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+ to GND	-0.3V to +120V
ES to GND	-0.3V to +40V
V _{DD} to GND	-0.3V to +19V
V _{CC} to GND	-0.3V to +12.5V
MAXTON, COMP, CS, FB, CON to GND	-0.3V to +8V
NDRV, SS, FREQ to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
INDIV, REF to GND	-0.3V to +4.5V
V _{CC} , V _{DD} , V+, ES Current	±20mA
NDRV Current, Continuous	±25mA
NDRV Current, ≤ 1μs	±1A
CON and REF Current	±20mA
All Other Pins	±20mA

Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
16-Pin SO (derate 9.5mW/°C above +70°C)	762mW
16-Pin QSOP (derate 8.3mW/°C above +70°C)	667mW
Maximum Junction Temperature (T _J)	+150°C
Operating Temperature Ranges	
MAX5003C_E	0°C to +70°C
MAX5003E_E	-40°C to +85°C
Operating Junction Temperature (T _J)	+125°C
16-Pin SO θ _{JA}	105°C/W
16-Pin QSOP θ _{JA}	120°C/W
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+ = V_{ES} = V_{DD} = +12V, V_{INDIV} = 2V, V_{CON} = 0, R_{FREQ} = R_{MAXTON} = 200kΩ, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY CURRENT						
Shutdown Current	I+	V _{INDIV} = 0, V+ = 110V, V _{ES} = V _{DD} = unconnected		35	75	μA
Supply Current	I _{DD}	V+ = V _{ES} , V _{DD} = 18.75			1.2	mA
PREREGULATOR/START-UP						
V+ Input Voltage (Note 1)	V+	E _S = V _{DD} = unconnected	I _{NDRV} = 2mA	25		V
			I _{NDRV} = 5mA		110	V
E _S Input Voltage (Note 1)	V _{ESI}	V _{DD} = unconnected, V+ = V _{ES} , I _{NDRV} = 7.5mA	10.8		36	V
E _S Output Voltage	V _{ESO}	V+ = 110V, V _{DD} = unconnected			36	V
V _{DD} Output Voltage	V _{DD}	V+ = 36V, I _{DD} = 0 to 7.5mA, E _S = unconnected	9	9.75	10.5	V
V _{DD} Input Voltage Range	V _{DD}	V+ = V _{ES} = 36V, I _{NDRV} = 7.5mA	10.75		18.75	V
V _{DD} Regulator Turn-Off Voltage	V _{TO}	V+ = 36V, I _{V+} < 75μA, E _S = unconnected	10.75			V
CHIP SUPPLY (V_{CC})						
V _{CC} Output Voltage	V _{CC}	V+ = 36V, E _S = unconnected, V _{DD} = 18.75V	7.4		12	V
V _{CC} Undervoltage Lockout Voltage	V _{CCLO}	V _{CC} falling		6.3		V
OUTPUT DRIVER						
Peak Source Current		V _{NDRV} = 0, V _{CC} supported by V _{CC} capacitor		570		mA
Peak Sink Current		V _{NDRV} = V _{CC}		1000		mA
NDRV Resistance High	R _{OH}	I _{NDRV} = 50 mA		4	12	Ω
NDRV Resistance Low	R _{OL}	I _{NDRV} = 50 mA		1		Ω
REFERENCE						
REF Output Voltage	V _{REF}	No load	2.905	3.000	3.098	V
REF Voltage Regulation	ΔV _{REF}	I _{REF} = 0 to 1mA		5	20	mV

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_+ = V_{ES} = V_{DD} = +12V$, $V_{INDIV} = 2V$, $V_{CON} = 0$, $R_{FREQ} = R_{MAXTON} = 200k\Omega$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETERS	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
CURRENT LIMIT							
CS Threshold Voltage	V_{CS}	$V_{CON} = 1.25V$	80	100	120	mV	
CS Input Bias Current	I_{CS}	$0 < V_{CS} < 0.1V$	-1		+1	μA	
Overcurrent Delay	t_D	From end of blanking time 25mV overdrive		240		ns	
CS Blanking Time	t_B			70		ns	
ERROR AMPLIFIER							
Voltage Gain	A_V	$I_{COMP} = 5\mu A$; $V_{COMP} = 0.5V, 2.5V$	60	80		dB	
Unity-Gain Bandwidth	BW	$R_{LOAD} = 200k\Omega$, $C_{LOAD} = 100pF$		1.2		MHz	
Phase Margin	ϕ	$A_{VOL} = 1V/V$, $C_{LOAD} = 100pF$		65		degrees	
Output Clamp Low	V_{COMPL}	At COMP		0.25		V	
Output Clamp High	V_{COMPH}	At COMP		3.00		V	
FEEDBACK INPUT AND SET POINT							
FB Regulation Voltage	V_{SET}	FB = COMP, $V_{CON} = 1.5V$	1.448	1.485	1.522	V	
FB Bias Current	I_{FB}	$V_{FB} = 1.5V$	-1	0.1	+1	μA	
FB V_{SET} Tempco	TC_{FB}			100		ppm/ $^\circ C$	
UNDERVOLTAGE LOCKOUT							
INDIV Undervoltage Lockout	$V_{INDIVLO}$	$V_+ = V_{ES} = V_{DD} = 10.8V$ and $18.75V$	V_{INDIV} falling	1.15	1.20	1.25	V
			V_{INDIV} rising	1.23	1.32	1.45	
INDIV Hysteresis	V_{HYST}			125		mV	
INDIV Bias Current		$V_{INDIV} = 1.28V$	-1	0.01	+1	μA	
MAIN OSCILLATOR—EXTERNAL MODE							
FREQ Input Low	V_{IL}	$V_{CON} = 3.0V$			0.8	V	
FREQ Input High	V_{IH}	$V_{CON} = 3.0V$	2.7			V	
FREQ Output Low	I_{OL}	$V_{FREQ} = 5V$, $V_{CON} = 3.0V$			1	μA	
External Oscillator Maximum Low Time	t_{EXT}	(Note 2)	8	13		μs	
FREQ Range	f_{FREQ}		200		1200	kHz	
Frequency Range	f_S	$f_S = 1/4 f_{FREQ}$	50		300	kHz	
FREQ HI/LO Pulse Width			150			ns	
MAIN OSCILLATOR—INTERNAL MODE							
FREQ Resistor Range	R_{FREQ}		50		500	$k\Omega$	
Oscillator Frequency			80	100	120	kHz	
FREQ Output Current High	I_{OH}	$V_{FREQ} = 0$			300	μA	
FREQ Output Current Low	I_{OL}	$V_{FREQ} = 1.5V$			1	μA	
MAXIMUM DUTY CYCLE (MAXTON)							
Maximum Programmable Duty Cycle		$V_{INDIV} = 1.25V$		75		%	

高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_+ = V_{ES} = V_{DD} = +12V$, $V_{INDIV} = 2V$, $V_{CON} = 0$, $R_{FREQ} = R_{MAXTON} = 200k\Omega$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETERS	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM OSCILLATOR						
MAXTON Resistor Range	R_{MAXTON}		50		500	$k\Omega$
Maximum On-Time Range	t_{ON}	$R_{MAXTON} = 200k\Omega$, $V_{INDIV} = 1.25V$		7.5		μs
Input Voltage Feed Forward Ratio		V_{INDIV} stepped from 1.5V to 1.875V, $V_{CON} = 3.0V$ (Note 3)	0.72	0.8	0.88	
RAMP Voltage Low		$V_{INDIV} = 1.875V$	0.48	0.5	0.53	V
RAMP Voltage High				2.5		V
Minimum On-Time				200		ns
SOFT-START						
SS Source Current		$V_{SS} = 0.5V$, $V_{DD} = \text{unconnected}$, $V_{CON} = 1.5V$	3.4	5.5	9	μA
SS Sink Current		$V_{SS} = 0.4V$ (Note 4)		10		mA
SS Time				0.45		s/ μF
PWM COMPARATOR						
CON Bias Current	I_{CON}	$V_{CON} = 0.5V$ and $2.5V$	-1	0.01	1	μA

Note 1: See the *Typical Operating Characteristics* for preregulator current-to-voltage characteristics.

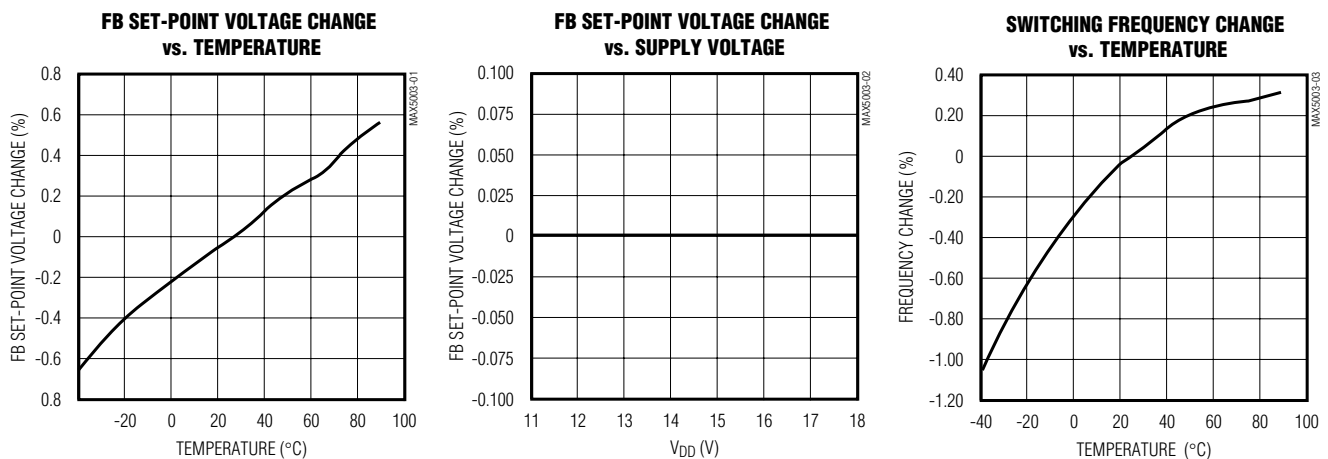
Note 2: Maximum time FREQ can be held below V_{IL} and still remain in external mode.

Note 3: Feed-forward Ratio = Duty cycle at ($V_{INDIV} = 1.5V$)/Duty cycle at ($V_{INDIV} = 1.875V$)

Note 4: Occurs at start-up and until V_{REF} is valid.

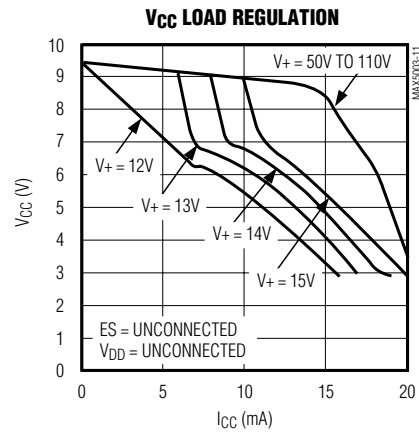
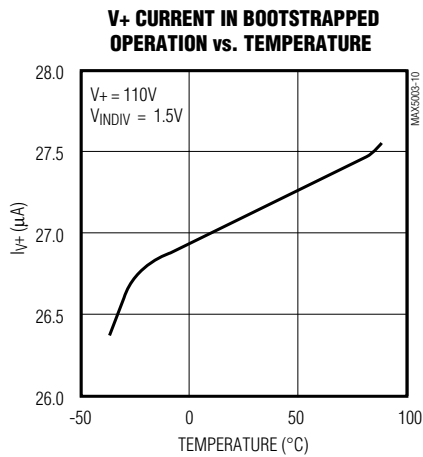
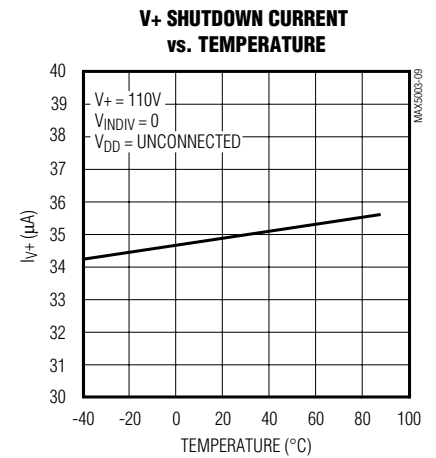
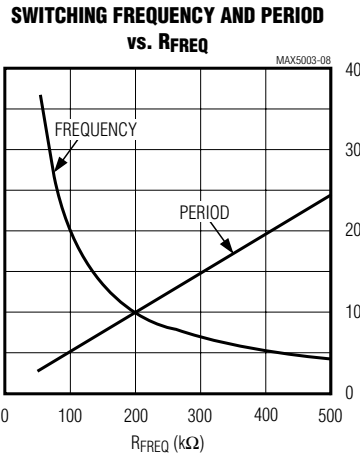
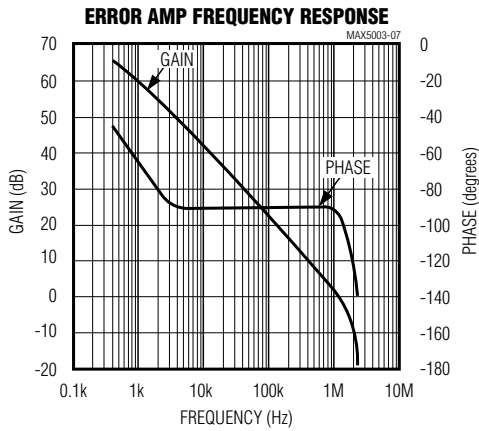
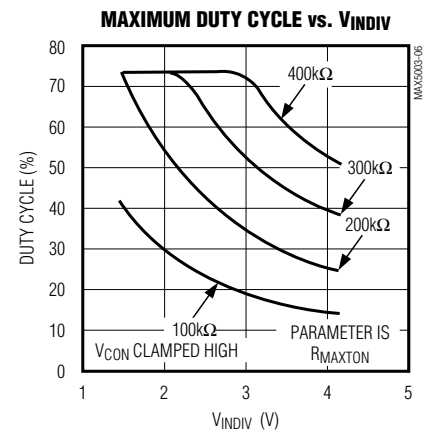
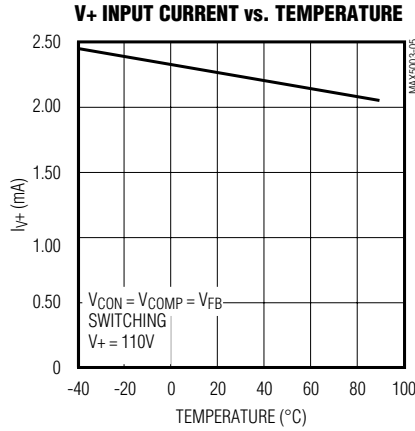
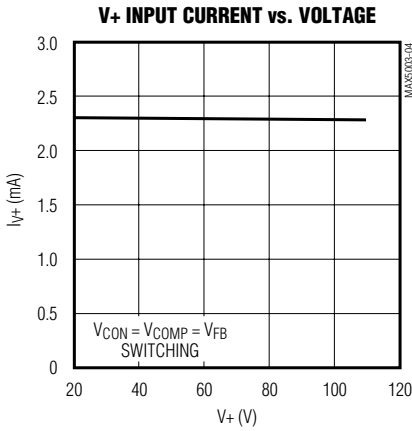
標準動作特性

($V_{DD} = +12V$, $R_{FREQ} = 200k\Omega$, $R_{MAXTON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



標準動作特性(続き)

($V_{DD} = +12V$, $R_{FREQ} = 200k\Omega$, $R_{MAXTON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

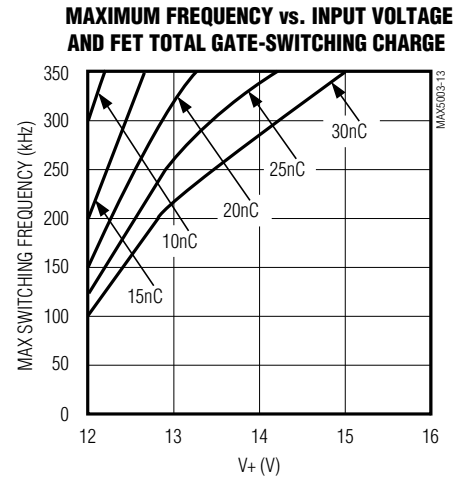
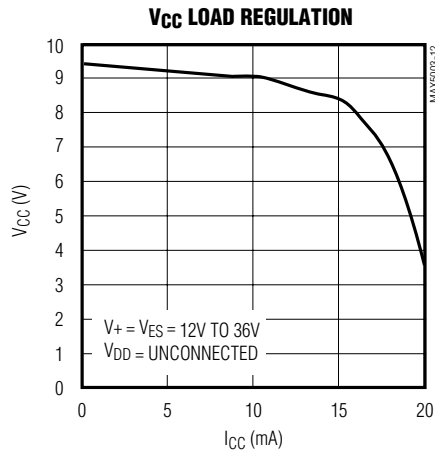


高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

標準動作特性(続き)

($V_{DD} = +12V$, $R_{FREQ} = 200k\Omega$, $R_{MAXTON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



端子説明

端子	名称	機能
1	V+	プリレギュレータ入力。25V~110Vライン電圧で使用する場合はこれを電源ラインに接続して下さい。V+はICの近くで0.1 μ Fコンデンサを使用してグラウンドにバイパスして下さい。内部でディブリーションFETプリレギュレータのドレインに接続されています。
2	INDIV	低電圧検出及びフィードフォワード入力。メイン電源ラインとAGNDの間に接続された外部抵抗分圧器の midpoint に接続して下さい。V _{INDIV} < 1.2Vの時に、低電圧ロックアウトにより制御が移り、コントローラがシャットダウンされます。INDIVのバイアスは0.01 μ A(typ)です。
3	ES	プリレギュレータ出力。V+の範囲が36Vより高くなる時は、ESをICに近い0.1 μ FコンデンサでAGNDにバイパスして下さい。V+が常に36Vよりも低い場合には、ESをV+に接続して下さい。
4	FREQ	発振器周波数調整及び同期入力。内部フリーランニングモードにおいては、このピンの電圧は内部で1.25Vに制御されています。PWM周波数を設定するには、このピンとAGNDの間に抵抗を接続して下さい。外部同期にするには、希望の周波数の4倍で、V _{IL} とV _{IH} の間で駆動して下さい。
5	SS	ソフトスタートコンデンサ接続。フル電流リミットまでのランプ時間は約0.5ms/nFです。V _{SS} < V _{CON} の時はデューティサイクルが制限されます。
6	REF	リファレンス電圧出力(3.0V)。0.1 μ FコンデンサでAGNDにバイパスして下さい。
7	CON	PWMコンパレータの制御入力
8	COMP	補償接続。エラーアンプの出力。補償用に使用可能。
9	FB	フィードバック入力。V _{FB} = V _{REF} /2 = 1.5Vに制御されます。
10	MAXTON	最大オン時間設定。MAXTONとAGNDの間の抵抗がPWM利得を設定し、最大デューティサイクルを制限します。MAXTONの電圧はINDIVピンの電圧に追従します。最大オン時間は設定抵抗の値に比例します。設定抵抗に関係なく、最大デューティサイクルは75%に制限されます。

端子説明(続き)

端子	名称	機能
11	AGND	アナロググランド。ICの近くでPGNDに接続して下さい。
12	CS	ブランキング付の電流検出。V _{CS} が(PGNDに対して)100mVを超えるとパワースイッチをターンオフします。CSと電流検出抵抗の間に100Ωの抵抗を接続して下さい(図2)。使用しない場合は、CSをPGNDに接続して下さい。
13	PGND	電源グランド。AGNDに接続して下さい。
14	NDRV	外部NチャンネルパワーFETのゲートドライブ
15	V _{CC}	出力ドライバ電源電圧デカップリングポイント。V _{DD} バイパスに使用するコンデンサの半分の容量のコンデンサをピンの直近でPGNDに接続して下さい。いくつかのコントローラを同期させる場合は、FREQピンを駆動するファンアウトバッファの電源をこのピンから供給して下さい。
16	V _{DD}	9.75V内部リニアレギュレータ出力。チップ電源をブートストラップするには、V _{DD} を10.75Vよりも高い電圧に駆動して下さい。V _{DD} はチップの電源電圧でもあります。5μF~10μFコンデンサでAGNDにバイパスして下さい。

詳細

MAX5003は、電圧モード制御フライバックコンバータ又はフォワード電圧パワーコンバータの制御及びレギュレーションコアとして設計されたPWMコントローラです。本素子は、電源設計者に大きな融通性と使いやすさを提供します。仕様は最大110Vまでとなっており、最低11Vで動作します。最大動作周波数が300kHzであるため、小型磁性部品を使用することにより基板スペースを節約できます。範囲、極性及び出力電圧と電力の範囲は、設計及び外部部品によってのみ制限されます。

本素子は、絶縁及び非絶縁構成、及びシングル又はマルチ出力電圧のアプリケーションで使用できます。PWM電圧モードコントローラの全てのビルディングブロックがMAX5003に含まれているだけでなく、設定も可変です。図1にファンクションダイアグラムを示します。

最新の電圧モードコントローラ

MAX5003は、電圧モード制御トポロジを提供し、高速入力電圧フィードフォワード、設定可能な最大デューティサイクル及び高動作周波数等の特長が加わっています。本素子は電流モード制御の全ての利点(良好な制御ループ帯域幅、入力電圧変化に対する同サイクル応答及びパルス毎の電流制限)を備えています。そして、ランプ補償の必要性、ノイズに対する敏感さ及び2つの入れ子になったフィードバックループを扱う解析に伴う設計上の難しさ、といった欠点を排除しています。つまり、電圧モード制御は本質的に優れたノイズ耐性を持ち、シンプルな補償方式が使用されています。

内部パワーレギュレータ

MAX5003の電力段は、低消費電力特性を維持しつつ、広い電源電圧範囲で動作します。高い方の端(+36V~

+110V)では、電源はV+ピンを通じてディプリージョンジャンクションFETプリレギュレータに供給されます。この入力には、0.1μFコンデンサで電源グランドピン(PGND)にデカップリングする必要があります。電源ラインのデカップリングを行うには、別の大容量コンデンサを電源トランス接続部の隣に配置して下さい。

プリレギュレータは、入力電圧を第1の低ドロップアウトレギュレータ(LDO)に供給するために十分なだけ低いレベルに下げます(図1)。LDOへの入力はESピンに出ています。ESも0.1μFコンデンサでデカップリングする必要があります。

最大入力電圧が36Vよりも低いアプリケーションにおいては、ESとV+を一緒にまとめて接続して、0.1μFコンデンサでデカップリングして下さい。

第1のLDOはV_{DD}ラインへの電源を発生します。V_{DD}ラインはV_{DD}ピンに出ているため、ここでデカップリングして下さい。AGNDへのバイパスに5μF~10μFのコンデンサを使用して下さい。

最大入力電圧が常に18.75Vよりも低い場合には、V_{DD}に電源を供給することができます。この場合は、V+、ES及びV_{DD}を一緒にまとめて接続して下さい。

V_{DD}の電圧を強制的に10.75Vより高くすると(「Electrical Characteristics」を参照)、第1のLDOがディセーブルされ、消費電流が50μA以下(typ)に低減します(「標準動作特性」を参照)。

V_{DD} LDOの後にV_{CC}を駆動する別のレギュレータが続きます。これは内部ロジック、アナログ回路及び外部パワーMOSFETドライバへの電源バスです。このレギュレータが必要なのは、V_{DD}電圧が外部NチャンネルMOSFETゲートにとって高すぎるためです。V_{CC}レギュレータは、V_{CC}LDOがレギュレーション状態にない場合にNチャンネルMOSFETドライバ出力をグランドに短絡するロックアウトラインを備えています。V_{CC}は、V_{CC}

高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

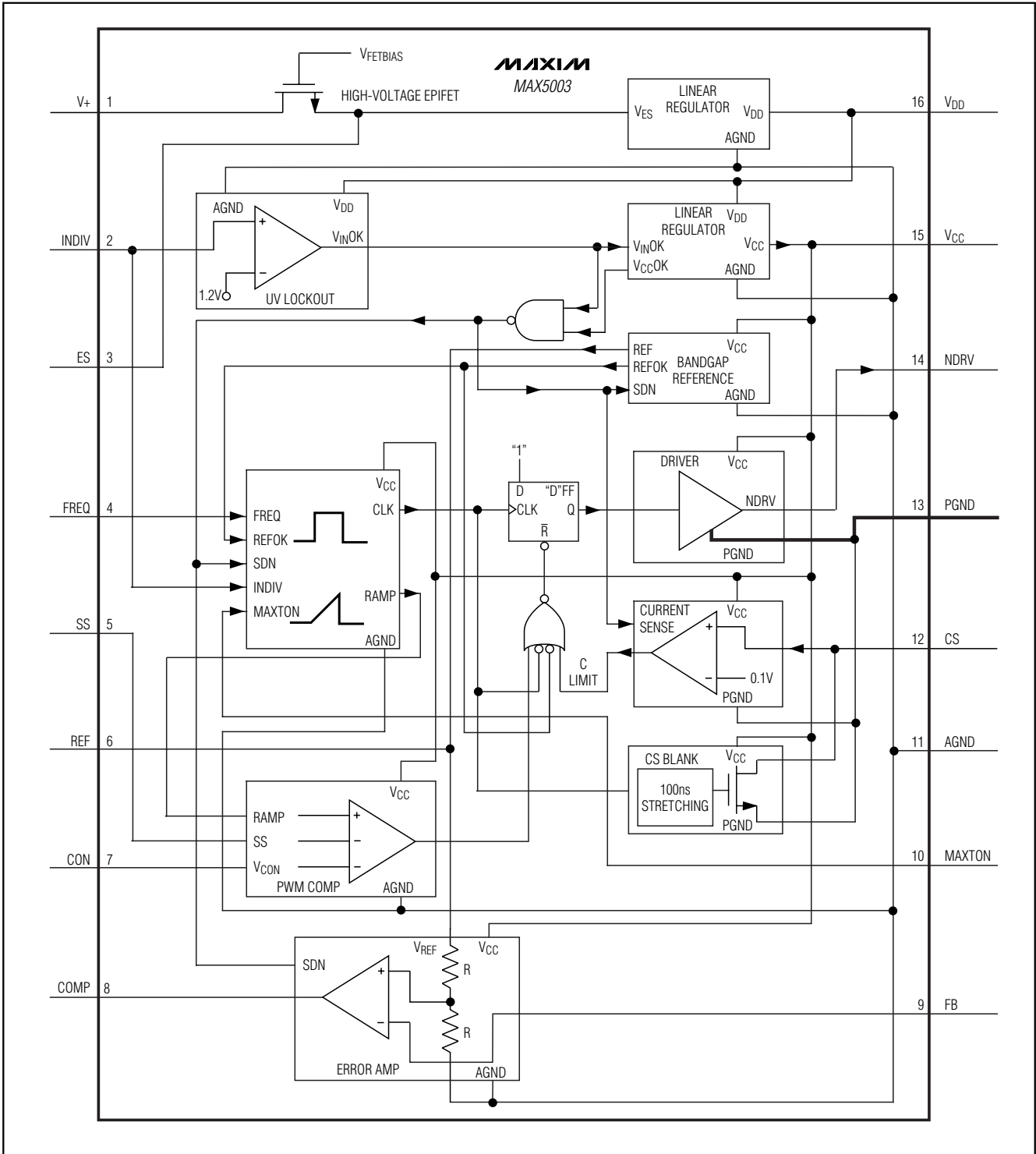


図1. ファンクションダイアグラム

ロックアウトロジック、低電圧ロックアウト及び電源レギュレータ以外の全ての回路に電源を供給します。

MAX5003の駆動するための好適な方法は、高電圧電源(アプリケーションによってV+又はES)から始めて、次に出力電圧がV_{DD}レギュレータのターンオフ電圧(10.75V)よりも高い同じコンバータからのブートストラップソースを使用する方法です。これにより、V_{DD}LDOの電力消費がディセーブルされます。また、ES又はV+からブートストラップソースなしでMAX5003を駆動することも可能ですが、最大許容消費電力を超えないようにして下さい。本素子の消費電流は主に動作周波数と使用する外部パワースイッチのタイプ(特にゲートに供給される全電荷)に依存します。

公称3Vのリファレンス電圧がREFピンに出ています(電流ソース能力1mA)。REFが設定値より200mV低く低下すると、ロックアウト回路が発振器及び出力ドライバをシャットオフします。

REFの負荷は最小限に抑えて下さい。これは、REF電圧がFB電圧のソースになっており、このFB電圧はエラーアンプを使用する時のレギュレータの設定値になるためです。V_{REF}が変化すると、それに比例してコンバータの安定化出力電圧が変化します。

低電圧ロックアウト、フィードフォワード及びシャットダウン

低電圧ロックアウト機能は、INDIVの電圧が1.2V(ヒステリシス120mV)以下の時、コントローラをディセーブルします。INDIVが1.2V+ヒステリシス(標準1.32V)以上になると、コントローラがスタートします。電源ラインとAGNDの間に接続された外部抵抗分圧器がINDIV信号を生成します。INDIVは、高速入力電圧フィードフォワード回路としても使用できます。

INDIVは常に電圧分圧器に接続して下さい。これは「任意(ドントケア)」状態ではありません。即ち、信号は高速フィードフォワード回路を設定するために使用されます(「発振器及びランプ発生器」の項を参照)。

R2(図2)は25k ~ 500k の範囲から選択し、R1は次式を満たすように選択して下さい。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{SUL}}{V_{INDIVLO}} - 1 \right)$$

ここで、V_{SUL} = システム低電圧ロックアウト、V_{INDIVLO} = INDIV低電圧ロックアウトです。

低電圧ロックアウト機能により、INDIVピンをグランドに接続した外部スイッチを用いてシャットダウンピンとして使用できます。通常動作中にシャットダウン回路が分圧器に影響しないようにする必要があります。

電流検出コンパレータ

電流検出(CS)コンパレータ及び関連ロジックは、パワースイッチを流れる電流を制限します。電流は、外部MOSFETのソースとPGND間の検出抵抗の両端電圧としてCSで検出されます。100 抵抗又はRCローパスフィルタを通じて、CSを外部MOSFETのソースに接続して下さい(図2及び図3)。「部品の選択」の項の「CS抵抗」を参照して下さい。

パワーMOSFETスイッチがターンオフされると、ブランキング回路がCSをグランドにシャントし、ターンオフの後も70nsの間グランドに維持します。これにより、スイッチングトランジェントによる疑似トリップが回避されます。ブランキング回路はRCフィルタ(使用している場合)のリセットも行います。V_{CS} > 100mVである場合、パワーMOSFETはオフになります。スイッチ電流がトリップレベルに達してからドライバがターンオフするまでの伝播遅延は240nsです。電流リミットを使用しない場合は、CSピンをPGNDに接続する必要があります。

エラーアンプ

内部エラーアンプは、MAX5003に融通性を与えている構成ブロックの1つです。このアンプの非反転入力は、(内部3Vリファレンスから得た)1.5Vにバイアスされています。反転入力の外に出ており(FBピン)、レギュレーションフィードバックの接続点です。エラーアンプを使用しない場合は、このピンをグランドに接続して下さい。出力は、周波数補償ネットワーク及びPWMコンパレータの入力(CON)への接続に使用できます。ユニティゲイン周波数は1.2MHz、オープン回路利得は80dBです。このアンプはユニティゲイン安定です。過負荷回復時間が長くなるのを防ぐため、出力の逸脱をPWMランプの範囲リミットの近くに制限するクランプがあります。エラーアンプの非反転入力電圧はレギュレータの設定点ですが、外からアクセスすることはできません。

必要に応じて、COMPとFBを接続してこのノードをグランドに対して測定することにより、設定点電圧を測定できます。エラーアンプはV_{CC}電圧から電源を得ています。

PWMコンパレータ

パルス幅変調器(PWM)コンパレータ段は、エラー信号をリニアランプと比較することにより、デューティサイクルに変換します。ランプレベルは0.5V(min)及び2.5V(max)です。コンパレータの標準ヒステリシスは5.6mVで、伝播遅延は100nsです。コンパレータの出力が外部FETを制御します。

高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

ソフトスタート

MAX5003を使用したコンバータでソフトスタート機能を使うと、制御可能なソフトランプで負荷にパワーを印加することができるため、スタートアップサージ及びストレスを低減できます。この機能は、いくつかのコンバータを使用する場合にパワーアップシーケンスの決定も行います。

電源をパワーオンした時に、SSピンは接続されている容量をリセットする電流シンクとしての役割を果たします。REFがロックアウト値を超えると、SSは外部コンデンサの電流ソースとなり、コンバータ出力電圧が直線的に増加することを可能にします。約0.45s/μFでフル出力電圧に達します。

SSピンは、PWMコンパレータへの優先予備入力です。電圧がV_{CON}よりも低い限り、V_{CON}を無効にし、デューティサイクルがPWMコンパレータによって決定されるレベルをSSが決定します。SSの電圧がV_{CON}を超えると、SSはデューティサイクルを制御しなくなります。SSの電圧はV_{CC}まで上昇し続けます。

発振器及びランプ発生器

MAX5003の発振器は、コンパレータが使用するランプを発生します。このコンパレータがPWMデジタル信号を発生します。また、コントローラの最大オン時間機能も制御します。発振器はフリーランニングモードと同期モードの2つのモードで動作できます。単一のピン(FREQ)が、周波数設定抵抗の接続点及び同期入力の二役を果たします。モードの認識は、FREQピンの電圧レベルに基づいて自動的に行われます。

フリーランニングモードにおいては、1.25Vソースが内部でこのピンに印加されます。発振器周波数は、このピンから設定抵抗を通じて流れ出る電流に比例しますが、比例定数は16kHz/μAです。

同期モードにおいては、外部マスタ発生器からの信号が希望のコンバータスイッチング周波数の4倍のデジタル矩形波でなければなりません。最小許容信号パルス幅は150ns(正又は負)で、最大周波数は1.2MHzです。

FREQの電圧が強制的に2.7V以上になると、発振器は同期モードになります。8μs~20μs以上の間1.5V以下になると、フリーランニングモードに入ります。

マスタクロック発生器がロジックゼロで停止することは許されません。システム設計の都合でその状態が強制的に発生する場合は、FREQピンでインバータを使用する必要があります。

同期モードにおいては、発振器信号は4分周され、ディコードされます。分周サイクルの最後のフェーズでは出力ドライバがブロックされ、ハードウェアでの最大オン時間は75%になります。フリーランニングモードにおいては、発振器のデューティサイクルは75%オンで、オフ部分はやはり出力ドライバをブロックします。

このため、最大オン時間はいずれのモードにおいても完全に75%に制限されます。MAXTONピンの設定抵抗によって、最大オン時間を75%よりも低く調整することができます。

生成されたPWMランプは0.5V(min)から2.5V(max)まで変化し、最大時間オンはこれがローからハイまで変化するのに要する時間です。

MAXTONは内部でV_{INDIV}に駆動されており、最大オン時間を設定するためにMAXTONとAGNDの間に抵抗を接続する必要があります。

ランプの傾きはV_{INDIV}に直接比例しており、R_{MAXTON}に反比例しています。ランプ電圧リミットは固定されているため、ランプの傾きを制御することによって最大時間オンが設定されます。

V_{CON}が一定に留まっている時にランプの傾きを変化させると、デューティサイクル及びコンバータの1サイクルで負荷に移行するエネルギーも変化します。INDIV信号は入力電圧よりも小さく、高速入力電圧フィードフォワードは、入力電圧の変化にตอบสนองして同じクロック周期中にデューティサイクルを変更することによって動作します。

最大デューティサイクルは次式で計算して下さい。

$$D_{MAX} = \frac{MAXTON}{T} \cdot 100$$

ここで、

D_{MAX} = 最大デューティサイクル(%)

MAXTON = 最大オン時間

T = スイッチング周期

これにより次式が成立します。

$$D_{MAX} = 0.75 \cdot 100 \left(\frac{R_{MAXTON}}{200k\Omega} \right) \left(\frac{1.25V}{V_{INDIV}} \right) \left(\frac{f_{SW}}{100kHz} \right)$$

ここで、

R_{MAXTON} = MAXTONピンとグラウンドの間の抵抗

V_{INDIV} = INDIVピンの電圧

f_{SW} = 出力スイッチング周波数

MAXTONは次式で計算されます。

$$MAXTON = \frac{0.75 \cdot R_{MAXTON} \cdot 1.25V}{200k\Omega \cdot V_{INDIV} \cdot 100kHz}$$

NチャンネルMOSFET出力スイッチドライバ

MAX5003の出力はNチャンネルMOSFETを駆動します。出力は比較的大きな電流のソース及びシンクとなり、トランジスタがスイッチングするために必要とする電荷をゲートに供給します。これらは電流スパイクだけです。

なぜなら、スイッチングトランジエントが完了すると負荷は高い抵抗値になるためです。電流は V_{CC} 電圧から供給され、 V_{CC} ピンの大容量コンデンサ(5 μ F~10 μ F)をソースとして必要です。これは、電源電圧はこのような負荷をサポートしないためです。この電流はNチャンネルのMOSFETデータシートの全ゲートスイッチング電荷と動作周波数の積に相当し、これによりMAX5003の消費電力の大部分が決まります。

ドライバは、4 のソース抵抗で標準560mAまでのソース及び標準1Aまでの過渡電流のシンクが可能です。無負荷出力レベルは V_{CC} 及びPGNDです。

アプリケーション情報

補償及びループ設計上の考慮点

図2に示す回路は実質的にエネルギーポンプです。この回路は、パワースイッチがオンの時にトランスのエアギャップ及び磁性コアにエネルギーを保存し、オフの時にそのエネルギーを負荷に供給します。この回路は連続と断続の2つのモードで動作できます。断続モードにおいては、次のサイクルが始まる前にすべてのエネルギーが負荷に与えられます。連続モードにおいては、一部のエネルギーは連続的にコアに保存されます。

この系は、入力電圧、出力電圧、負荷電流及びデューティサイクルの4つの動作パラメータを持っています。PWMコントローラは出力電圧及び入力電圧を検出し、デューティサイクルを制御することによって出力電圧を安定化します。

この回路の出力フィルタは、負荷抵抗及び出力の容量からなっています。

フィードバック系の安定性を調べて、全動作条件において系が安定に動作するために必要な補償を設計するには、まず伝達関数を決定して下さい。断続モードにおいては、サイクルの最後にはインダクタにエネルギーが保存されていないため、インダクタとコンデンサは特徴となる第二のポールを示さず、フィルタコンデンサと負荷抵抗による主ポールのみが存在します。高い周波数にゼロが存在しますが、このゼロは出力フィルタコンデンサのESRによって決まります。このような応答であれば、十分に速いループ応答を保ちつつ広範囲の動作条件で容易に安定化させることができます。

連続モードにおいては、状況が異なります。常にインダクタ内にエネルギーが保存されるために、インダクタとコンデンサの組み合わせによって第二ポールが形成されます。第二ポールに加えて、周波数応答曲線に右半分の象限のゼロが出現します。この応答を補償するのは容易ではありません。このため、条件付の安定性が、複雑な補償ネットワークを要するか、あるいは過渡応答が非常に遅くなる可能性があります。

連続伝達モードフライバックポロジの解析上、設計上の問題を回避し、良好なループ応答を維持するために、断続伝達モードパワー段を取り入れた設計を選択して下さい。

コンバータを常に断続モードに保つため、パワートランスの一次インダクタンスの値を最小ライン電圧及び最大負荷で計算する必要があり、また最大デューティサイクルを制限する必要があります。MAX5003は、このための設定可能なデューティサイクル制限機能を備えています。

設計方法論

システム開発の一般的な手順を以下に示します。

- 1) 必要条件を決定します。
- 2) フリーランニングモードにおいては、FREQピン設定抵抗を選びます。同期モードにおいては、クロック周波数(f_{CLK})を選びます。
- 3) トランスの巻線比を決定し、最大デューティサイクルをチェックします。
- 4) トランスの一次インダクタンスを決定します。
- 5) 一次最大電流、二次最大電流及びフルパワー時の最小デューティサイクルを決めてトランスの仕様を完成します。
- 6) MAXTON設定抵抗を選びます。
- 7) フィルタコンデンサを選びます。
- 8) 補償ネットワークを決定します。

設計例

- 1) $36V < V_{IN} < 72V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ 、リップル $< 50mV$ 、セトリング時間 $\approx 0.5ms$ 。
- 2) 一般に、周波数が高いほどトランスは小さくなります。また、周波数が高くなるとシステム帯域幅が高くなり、セトリング時間が短くなりますが、その代わりに効率が低くなります。この例ではトランスを小さくするためにスイッチング周波数として300kHzを選んでいました。コンバータがフリーランニング(外部同期なし)である場合は、次式で R_{FREQ} 設定抵抗を計算して下さい。

$$R_{FREQ} = \left(\frac{100kHz}{f_{SW}} \right) 200k = 66.7k\Omega$$

ここで、

$R_{FREQ} = FREQ$ とグランド間の抵抗

$f_{SW} =$ スwitchング周波数(300kHz)

コンバータが外部クロックに同期している場合は、入力周波数は1.2MHzになります。外部クロックは希望のスイッチング周波数の4倍で動作します。

高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

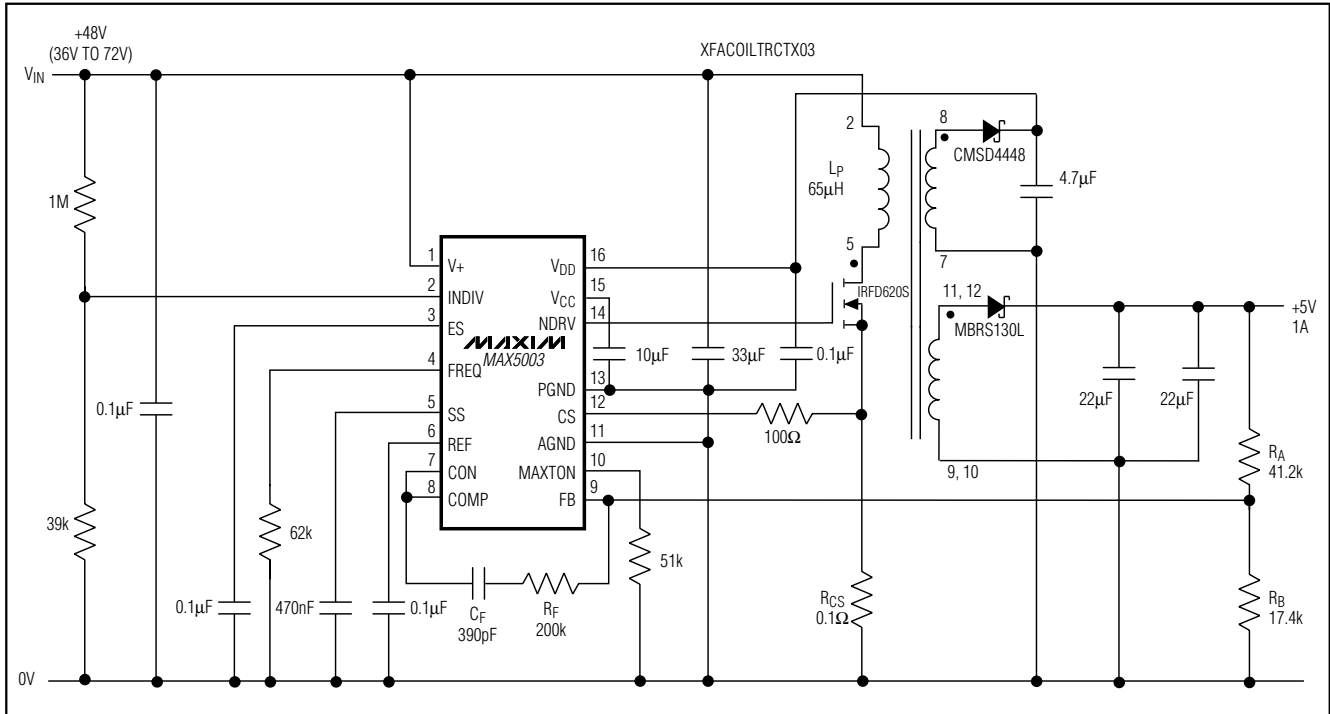


図2. アプリケーション例1：非絶縁+48Vから+5Vへのコンバータ

- 3) 巻線比の選択に影響する主な因子は、スイッチブレイクダウン電圧及びデューティサイクルです。巻線比が小さいと、フライバック中にスイッチの側から見た二次反射電圧と最大電圧が低減されます。これは望ましいことです。一方、巻線比が小さいとデューティサイクルが短くなり、一次RMS電流が増加します。これは効率に影響を与えます。目安としては、入力電圧と出力電圧の比を最も近い整数に丸めた値が適当です。フライバック電圧の制御を維持するため、48Vから5Vへのシステムにおいては8対1の比を選んで下さい。素子を連続伝達モードにすることなく許容される最大デューティサイクルは、次式で計算できます。

$$DC_{MAX} = \frac{1}{\left(\frac{V_{MIN}}{V_{SEC} \cdot N}\right) + 1}$$

ここで、

$N = N_p/N_s$ = 巻線比

V_{SEC} = 二次電圧

DC_{MAX} = 最大デューティサイクル

V_{MIN} = 最小パワーライン電圧

巻線比が8対1の48Vから5Vへのシステムの場合、素子が断続モードになる前の最大デューティサイクルは55%です。 $V_{IN(min)}$ が36V(最小入力電圧、パワースイッチの電圧降下と一次コイルの抵抗の電圧降下を無視)、 V_{SEC} が5.4V(5V + ショットキダイオードのドロップ)と仮定します。MAX5003の最大デューティサイクルは、内部で75%に制限されています。一般に、連続伝達モードを避けつつ効率とフライバック電圧のバランスを実現するには、このパラメータを45% ~ 65%に下げる必要があります。この値がこの範囲から外れる場合は、巻線比を調整して下さい。

- 4) 効率として80%を仮定すると、5Wの出力を生成するために6.25Wの入力が必要です。部品のばらつき(55% - 12% = 43%)を許容するために、動作デューティサイクルを最大デューティサイクルより約12%低く設定します。次式を使って一次インダクタンスを計算します。

$$L_{PRI} = \frac{(DC \cdot V_{MIN})^2}{2 \cdot PWR_{IN} \cdot f_{SW}} = \frac{(0.43 \cdot 36V)^2}{2 \cdot 6.25W \cdot 300kHz} \cong 65\mu H$$

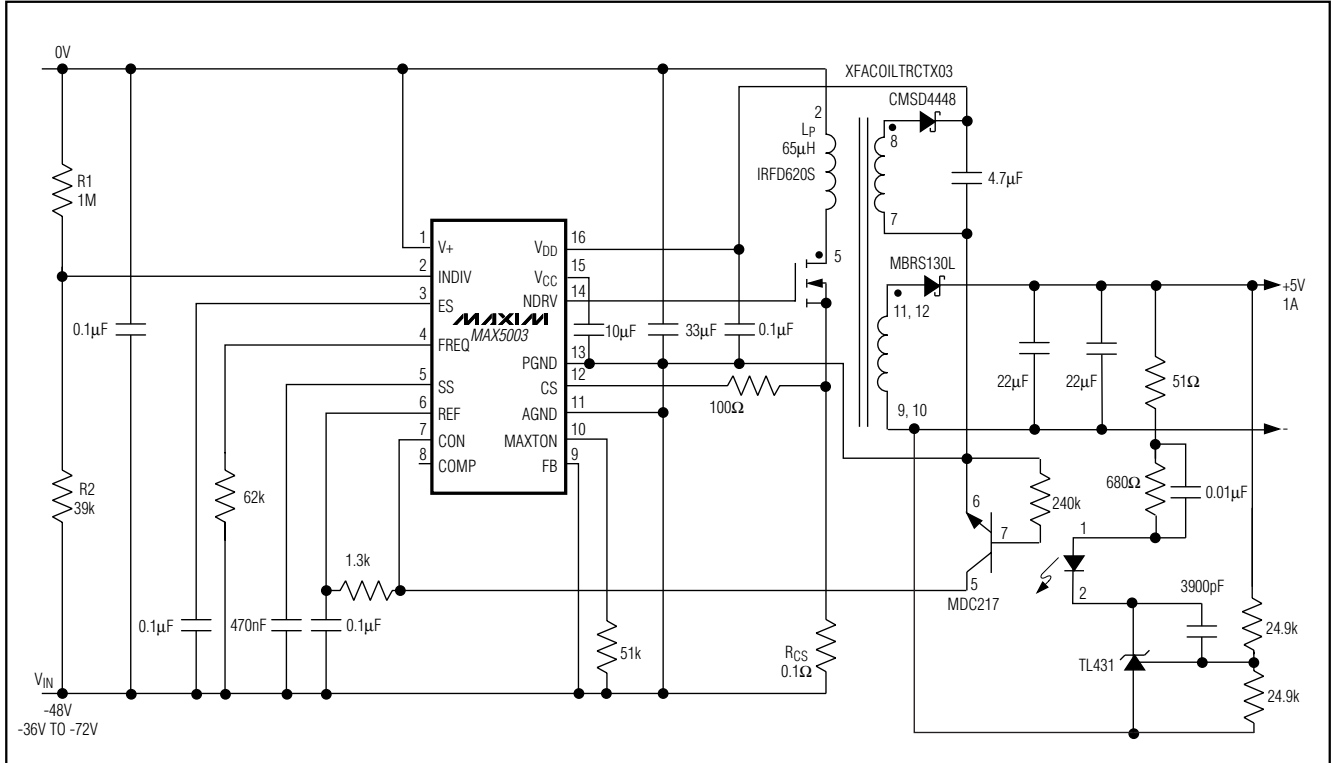


図3. アプリケーション例2：絶縁-48Vから+5Vへのコンバータ

ここで、

DC = デューティサイクルです。V_{MIN}における最小デューティサイクルの計算値に設定して下さい。

P_{WRIN} = 入力パワー(最大出力パワーにおける)

これにより、インダクタンス値(L_{PRI})が約65μHとなります。

- 5) トランスを定義するもう一つのパラメータはピーク電流です。これは次式で与えられます。

$$I_{PRI} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{WRIN}}{L_{PRI} \cdot f_{SW}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 6.25W}{65\mu H \cdot 300kHz}} = 0.8A$$

ピーク二次電流はピーク一次電流に巻線比を掛けたものであり、0.8A・8 = 6.4Aです。次に最小デューティサイクルを計算します。

$$DC_{(MIN)} = DC_{(MAX)} \cdot \frac{V_{IN(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} = 43\% \cdot \frac{36V}{72V} = 21.5\%$$

これらの数字を使用することにより、トランスメーカーはコアを選ぶことができます。

- 6) このアプリケーションの場合、MAX5003は36Vにおいて最大デューティサイクル55%に設定する必要があります。MAX5003は、入力電圧が変化すると自動的にその逆数でこのリミットをスケールリングします。入力電圧72Vに対するデューティサイクルリミットは、27%(55%の半分)になります。72Vにおいて連続伝達を回避するために必要なデューティサイクルは37%ですから、10%のマージンがあります。最大デューティ時間は、低電圧ロックアウトピンの電圧(V_{INDIV})に合わせてスケールリングされます。INDIVの電圧はパワーライン低電圧ロックアウトトリップポイントを選択することにより設定されます。このシステム(36V~72Vで動作)のトリップポイントは32Vです。次に、INDIVをパワーラインとグランドの間に接続された32/1.25の分圧器のセンターポイントに接続する必要があります。すると、R_{MAXTON}は次式になります。

$$\begin{aligned} R_{MAXTON} &= \left(\frac{V_{MIN}}{V_{UVL}} \right) \left(\frac{100kHz}{f_{SW}} \right) \left(\frac{DC_{MAX}(V_{MIN})}{75\%} \right) 200k\Omega \\ &= \left(\frac{36V}{32V} \right) \left(\frac{100kHz}{300kHz} \right) \left(\frac{55\%}{75\%} \right) 200k\Omega = 55k\Omega \end{aligned}$$

ここで、

R_{MAXTON} = MAXTONピンとグランド間の抵抗

V_{MIN} = 最小パワーライン電圧

V_{UVL} = パワーライントリップ電圧

$DC_{MAX}(V_{MIN})$ = 最小パワーライン電圧における
最大デューティサイクル

このアプリケーション回路の場合、マージンとして10%が妥当ですから、50k の値を使用します。これにより、最大デューティサイクルが50%になります。最大デューティサイクルは次式で表現されます。

$$DC(V_{CON}, V_{IN}) = \left(\frac{V_{CON} - 0.5V}{2.0V} \right) \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN}} \right) \left(\frac{f_{SW}}{f_{NOM}} \right) \cdot DC_{MAX}(V_{MIN})$$

$$\approx \left(\frac{V_{CON} - 0.5V}{2.0V} \right) \left(\frac{36V}{V_{IN}} \right) \left(\frac{f_{SW}}{f_{NOM}} \right) 50\%$$

ここで、

V_{CON} = CONピンにおける電圧、PWMコンパレータの
入力

$DC(V_{CON}, V_{IN})$ = デューティサイクル(V_{CON} と V_{IN}
の関数)

0.5Vと2.5Vは、PWMランプの最初と最後の値です。

f_{SW}/f_{NOM} の項は、クロック周波数の変動を許容するために0.8から1.2まで変化します。クロックが300kHzで動作しており、入力電圧が固定である場合は、デューティサイクルは最大デューティサイクルをスケーリングしたものになり、 V_{CON} で決定されます。

$$DC(V_{CON}, V_{MIN}) = \left(\frac{V_{CON} - 0.5V}{2.0V} \right) 50\%$$

$$DC(V_{CON}, V_{MAX}) = \left(\frac{V_{CON} - 0.5V}{2.0V} \right) 25\%$$

$$DC(2.5V, V_{MIN}) = 50\%$$

$$DC(2.5V, V_{MAX}) = 25\%$$

$$DC(0.5V, V_{MIN}) = 0$$

$$DC(0.5V, V_{MAX}) = 0$$

- 7) このアプリケーションは、低ESR/ESLセラミックコンデンサを使用しています。出力フィルタには、2つの22 μ Fコンデンサを並列で使用しています。通常は、コンデンサのESRがリップルを決定する主な要因になりますが、この場合にはコンデンサの値が主な要因です。

計算すると、

$$\frac{I_{OUT}}{f_{SW} \cdot C} = \frac{1A}{300kHz \cdot 44\mu F} = 76mV$$

リップルはこれより小さくなり、大きさはデューティサイクルに依存します。デューティサイクルが50%の時、この容量に起因するリップルは45mVとなります。

- 8) PWM利得は次式で計算できます。

$$A_{PWM} = \frac{dV_{OUT}}{dV_{CON}} = \sqrt{\frac{R_L}{2 \cdot L_{PRI} \cdot f_{SW}}} \left(\frac{V_{MIN}}{2.0V} \right) DC_{MAX}(V_{MIN})$$

$$= \sqrt{\frac{R_L}{2 \cdot L_{PRI} \cdot f_{SW}}} \left(\frac{36V}{2.0V} \right) 50\% \approx 3$$

上の式は最大デューティサイクルと V_{IN} の積を組み込んでいますが、 V_{IN} には依存しないことに注意して下さい。出力1A($R_L = 5 \Omega$)の場合、PWM利得は+3.0V/Vです。10%負荷($R_L = 50 \Omega$)の場合、利得に10の平方根が掛かって+10V/Vになります。出力フィルタに起因する系のポールは $1/2\pi RC$ です。ここで、Rは負荷抵抗、Cはフィルタコンデンサです。次式でコンデンサを選択し、ポール周波数を計算します。

$$f_P = \left(\frac{1}{2\pi \cdot R_L \cdot C_L} \right) = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 5\Omega \cdot 44\mu F} \right)$$

全負荷で723Hzになります。10%負荷においては72Hzになります。これは負荷抵抗が5 Ω の代わりに50 Ω になるためです。全ループ利得は、PWM利得に電圧分圧器とエラーアンプの複合利得を掛けたものになります。最悪ケースの位相マージンは全負荷の時に起こります。60度の位相マージンを得るには、この中域利得(G)が次式よりも小さくしなければなりません。

$$G < \sqrt{\frac{f_{UErrorAmp}}{\tan(PM) \cdot A_{PWM} \cdot f_P}} = \sqrt{\frac{1MHz}{1.7 \cdot 3 \cdot 723Hz}}$$

ここで、

f_U = エラーアンプのユニティゲイン周波数

PM = 位相マージン角度

レギュレータのDC精度はDC利得の関数です。1%の精度を得るには、DC利得20が必要です。安定応答の最大中域利得が16であるため、ゼロで与えられるフラットな中域利得を持つ積分器が使用されます。中域利得は安定性を維持するために16より小さく、DC利得はDC精度を実現するために20よりずっと大きくなっています。最適化ベンチテストの結果、中域利得を5にすると、過渡応答が速く、リングングなしでセトリングすることが判明しています。ゼロは安定性を失わない範囲でできるだけ高い方に上げられています。このゼロは、

最小負荷においてシステムのユニティゲイン周波数(クロスオーバー周波数)よりも2分の1程度低くなければなりません。ゼロが2kHzの時、クロスオーバー周波数は4kHzで、位相マージンは50°です。

以上を考慮することにより、 R_A 、 R_B 、 R_F 及び C_F を選ぶことができます(図2)。 R_A と R_B の和は、消費電流が小さくなるように選択されます。この例では、 $R_A + R_B$ は58kで、80 μ Aを消費します。以下の比が出力電圧を設定します。

$$R_B/(R_A + R_B) = V_{SET}/V_{OUT}$$

$V_{SET} = 1.5V$ で、 $V_{OUT} = 5V$ ですから、 R_A は41.2k、 R_B は17.4kに設定されます。

中域利得は R_F/R_A の比です。 R_B は、仮想グランドに接続されているため、利得に影響しません。中域利得5を得るためのフィードバック抵抗は200kです。ゼロを2kHzに設定するためのコンデンサ値は次式になります。

$$C_F = 1/(2\pi \cdot R_F \cdot f_Z) = 400pF$$

推奨レイアウト

パルス電流が流れる接続は全て非常に短く、できるだけ広く、そしてできるだけグランドプレーンを裏に配する必要があります。高周波数スイッチングパワーコンバータの di/dt は大きいので、これらの接続のインダクタンスは絶対に最小に抑える必要があります。開発又はプロトタイプの際に、汎用基板、ワイヤラップ等の構成的な方法はこのタイプの回路に適しません。こうした基板を使用してもうまくいきません。機械加工のグランドプレーン付プリント基板又は相当品を使用して下さい。

提案された全てのレイアウトについて電流ループの解析が必要です。また、内側の面積は、EMIの放射を低減するために最小限に抑える必要があります。高周波数スイッチングコンバータが配置されている場所においては、基板レイアウト作成に自動配線を使用しないで下さい。設計者が注意深くレイアウトを点検するようにして下さい。特に、グランド接続に注意を払って下さい。グランドプレーンにはできるだけ完全に保つ必要があります。パワーラインフィルタコンデンサのグランドとパワースイッチ又は電流検出抵抗のグランドリターンは近接していなければなりません。全てのグランド接続は、実用的に可能な限りスターシステム(一点アース)に似せる必要があります。

ここで「短い」、「近い」というのは、0.5cm~1cm程度を指します。

出力電圧の設定

コンバータの出力電圧は、内部エラーアンプを使用している場合にはFBピンの設定電圧によって簡単に設定

できます。この値は1.5Vです。出力ラインとグランド間の抵抗分圧器を計算する必要があります。分割比は、出力が希望の値である時にセンターポイント電圧が1.5Vになるように決めて下さい。抵抗のテブナン等価値は、エラーアンプのバイアス電流によって分割誤差が生じないだけ小さくする必要があります。分割比が温度に対して一定になるように、2つの抵抗は温度係数が近いものを使用する必要があります。

部品の選択

CS抵抗

CS抵抗はNチャンネルMOSFETとグランドに直列に接続され、スイッチング電流を検出します。この抵抗の値は次式で計算できます。

$$R_{CS} = \frac{100mV}{I_{LIM(PRI)}} = \frac{100mV}{\sqrt{\frac{2 PWR_{OUT(MAX)}}{L_{PRI} \cdot f_{SW} \cdot \eta}}} \cdot K_{TOL}$$

ここで、 η = 効率、 $0.5 < K_{TOL} < 0.75$ です。

K_{TOL} は検出抵抗の許容値、MAX5003のCSトリップポイントのばらつき及び一次最大電流の計算の不確かさを含んでいます。

検出抵抗としては、十分な電力消費と低温度係数を持ったものが重要です。また、非誘導性で寸法が短いものが重要です。標準表面実装CS抵抗を使用して下さい。CS抵抗とCSピンの間に100 Ω の抵抗を接続することを推奨します。伝達期間の始めの電流サージが大きくてMAX5003の動作を乱す場合には、CSピンとPGNDの間にコンデンサを追加してRCフィルタを形成して下さい。

パワースイッチ

MAX5003は、通常はNチャンネルMOSFETパワースイッチを駆動します。FETを選ぶ時に関係するパラメータは、最大ドレイン電圧、最大 $R_{DS(ON)}$ 及び全ゲートスイッチング電荷です。スイッチング周波数と全ゲート電荷の積がICの消費電流になるため、最大ゲートスイッチング電荷はMAX5003の内部消費電力を決定する最も重要な要因です。 $R_{DS(ON)}$ はスイッチ内の全伝達パワー損失を決定するパラメータです。このパラメータの選択は、予想される効率及び冷却と取付の方法に依存します。最大ドレイン電圧の条件は、使用されるトポロジーによって異なります。フライバック構成の場合、最大電圧は最大電源電圧に反射された二次電圧、伝達期間の最後のリングング及びリークインダクタンスに起因するスパイクを加えたものになります。フォワードコンバータの場合、コアのリセット時間がスイッチにかかる最大電圧ストレスを設定します。全電荷が最も小さく、予想される最大ドレイン電圧(加えて安全因子)における

高電圧PWM 電源コントローラ

MAX5003

$R_{DS(ON)}$ が最も低いFETが最善です。パッケージの選択は、アプリケーション、全パワー及び使用可能な冷却方法に依存します。

トランス

設計の過程で計算されたトランスパラメータを使用することにより、標準部品を見つけることができます。最も重要なファクタは飽和電流、一次インダクタンス、リークインダクタンス、巻線比及び損失です。パッケージとEMI発生及び感受性は緊密に関係しており、考慮の必要があります。一般に、露出エアギャップのある部品(磁性構造の内部に収められていないもの)は大きなEMIを放射するため、外部シールドを必要とする場合もあります。高電圧電源の中で使用する場合は、絶縁仕様も重要です。回路がどこかで電氣的に幹線に接続されている場合は、重要な安全及び規則上の問題が関与する場合もあるため、特に注意して下さい。

コンデンサ

どの高周波パワー回路についても言えることですが、フィルタリングに使用するコンデンサは非常に低いESR及びESLの条件を満たす必要があります。(MAX5003に可能な)300kHzの周波数において、最も好適なのはセラミックコンデンサ及び有機半導体(OSCON)コンデンサです。ESR仕様及び容量値の温度依存性は重要です。これは、ESRがフィードバックループの補償ネットワークの一部として使用される時に特に重要となります。スルーホール取付の部品を使用する場合は、リードの長さを実用的に可能な限り短くして下さい。

表1. 部品メーカー

DEVICE TYPE	MANUFACTURER	PHONE	FAX
Power FETs	International Rectifier	310-322-3333	310-322-3332
	Fairchild	408-822-2000	408-822-2102
Current-Sense Resistors	Dale-Vishay	402-564-3131	402-563-6418
Diodes	Motorola	303-675-2140	303-675-2150
	Central Semiconductor	516-435-1110	516-435-1824
Transistors	Central Semiconductor	516-435-1110	516-435-1824
Capacitors	Sanyo	619-661-6835	619-661-1055
	Taiyo Yuden	408-573-4150	408-573-4159
	AVX	803-946-0690	803-626-3123
Coils	Coiltronics	561-241-7876	561-241-9339

スイッチングパワーコンバータ用の仕様が定められた部品が好適です。デカップリングコンデンサは、ICの近くに取り付ける必要があります。

ダイオード

整流器ダイオードの選択は、特定のアプリケーションの出力電圧範囲に依存します。低電圧コンバータの場合、ダイオードドロップが全損失のかなりの部分を占めるため、できるだけ低く抑える必要があります。こうした場合には、ショットキダイオードが適しています。高電圧の場合は、ショットキ素子では逆電圧仕様が満たされないため、超高速リカバリダイオードを使用する必要があります。

どの場合も、ダイオードを選ぶ前に決定すべき仕様としては、ピーク電流、平均電流、最大逆電圧、及び最大許容整流損失が挙げられます。いったんタイプを決めた後、関係する全パワーがかなり大きくなる場合にはダイオード損失対全熱抵抗(ジャンクションから周囲への)の熱解析を行う必要があります。

工業用周波数(60Hz)の整流器は、これらのコンバータのどの機能にも使用しないで下さい。こうした整流器は容量とリカバリ損失が大きいためです。寸法の大きな整流器を使用する場合には、ジャンクション容量の影響を調べる必要があります。

チップ情報

TRANSISTOR COUNT: 1050

SUBSTRATE CONNECTED TO GND

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。

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