

MAXIM

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

概要

電流モードステップダウンコントローラのMAX8525 (VRM 10/VRD 10)/MAX8524 (VRM 9.1/VRD 9.1)、高速2位相MOSFETゲートドライバのMAX8523、および広入力レンジ単相MOSFETゲートドライバのMAX8552は汎用性があり、低コストで低電圧のCPUコア電源を提供します。MAX8523およびMAX8552の高速および大電流ゲートドライバは高いスイッチング周波数で動作することができるため、小さい実装面積や低背設計とするために外付け部品のサイズとコストが削減されます。端子で選択が可能な2、3、および4位相動作、またマスタスレーブの6位相と8位相動作によりサーバ、ワークステーション、デスクトップ、デスクノート、およびネットワークアプリケーション用に出力電流の拡大が可能です。

MAX8524/MAX8525のスイッチング周波数は150kHz~1.2MHzまで調整することができ、最高200kHzのループ帯域幅が可能です。ピーク電流モード制御は高速の過渡応答を備え、コストを低減します。独自の電流シェアリング技術は、位相間の電流不均衡を最大負荷で5%未満に低減します。

MAX8524/MAX8525は、0.4%の初期精度およびリモート検出機能を備えています。両コントローラとも、設定が可能な無負荷のオフセットおよび出力電圧ポジショニングの機能も備え、出力電圧を出力電流の関数として調整します。高速アクティブ電圧ポジショニングは、大容量の出力コンデンサおよびコストをさらに削減します。

電流モード制御は、電圧モードコントローラに伴う出力フィルタの2重ポールを排除することによって、さまざまなコンデンサによる補償が簡単になります。両デバイスとも、電解コンデンサ、タンタルコンデンサ、ポリマーコンデンサ、およびセラミックコンデンサに対応しています。出力電流検出は、ハイサイド電流検出を使用するコントローラに伴う問題を解消し、安定したジッタがない動作を保証します。温度補償された無損失のインダクタ電流検出は、電流検出抵抗が不要で、また電圧ポジショニング精度を維持し、かつ電力消費を減少させて、更にコストを減少させます。

MAX8525は、動的なVID変化に対するVID電圧遷移を制御し、低電圧および過電圧オーバシュートの両方を無くす機能を備えています。PWRGD信号は、VIDコード変化の間、正確に動作し、MAX8525のあらゆる誤った障害信号を回避します。

調整可能なフォールドバック電流制限および過電圧保護によって、高性能な設計が提供されます。

アプリケーション

サーバ、ワークステーション
デスクトップコンピュータ
デスクノートおよびLCD PC
電圧レギュレータモジュール
ハイエンドスイッチおよびルータ

特長

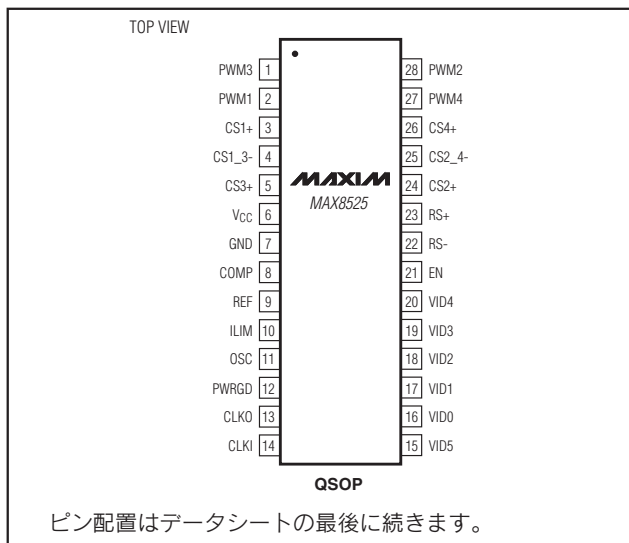
- ◆ VRD/VRM 10準拠(MAX8525)
- ◆ VRD/VRM 9.1準拠(MAX8524)
- ◆ 最高速の負荷過渡応答
- ◆ 急速アクティブ電流検出
5%を超える良好な電流バランス
最高速電圧ポジショニング
- ◆ $\pm 0.4\%$ の初期出力電圧精度
- ◆ 端子選択が可能な2/3/4位相動作
- ◆ マスタスレーブの6/8位相動作
- ◆ 差動リモート電圧検出
- ◆ ダイナミックなVID変更(MAX8525)
- ◆ 調整可能なフォールドバック電流制限
- ◆ ソフトスタートおよびソフトストップ
- ◆ パワーグッド出力
- ◆ 1相あたり150kHz~1.2MHzのスイッチング周波数
- ◆ 28ピンQSOPパッケージ

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8524EEI	-40°C to +85°C	28 QSOP
MAX8524EEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP
MAX8525EEI	-40°C to +85°C	28 QSOP
MAX8525EEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP

+は鉛フリーパッケージを示します。

ピン配置



ファンクションダイアグラムは、データシートの最後に記載されています。

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

MAX8524/MAX8525

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

REF, COMP, VID0 to VID5, OSC, CLKI,
CLKO to GND-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
RS+, RS-, ILIM to GND-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
PWM_ to GND-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
EN, PWRGD, V_{CC} to GND-0.3V to +6V
CS1_3-, CS2_4-, CS_+ to GND-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ C$)
28-Pin QSOP (derate 10.8mW/°C above +70°C).....860mW

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

($V_{CC} = 5V$, $VID_- = \text{high}$, $ILIM = 1.5V$, EN = open, RS- = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, $R_{OSC} = 95.3k\Omega$ to GND, PWRGD = 100k Ω to V_{CC} , PWM_ = open, COMP = 1V, CS_+ = 1.1V, CS1_3- = CS2_4- = RS+ = 1.1V, $T_A = 0^\circ C$ to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GENERAL					
V_{CC} Operating Range		4.5		5.5	V
V_{CC} UVLO Trip Level	Rising	4.0	4.25	4.5	V
	Hysteresis		270		mV
V_{CC} Shutdown Supply Current	$V_{CC} < 3.75V$, $VID_- = \text{GND}$		0.7	3	mA
V_{CC} Standby Supply Current	EN = 0V, $V_{CC} = 5.5V$		13	20	mA
V_{CC} Operating Supply Current	RS+ = 1.2V (no switching), set VID code for 1.100V		13	20	mA
Thermal Shutdown	Rising temperature, typical hysteresis = 15°C		165		°C
REFERENCE					
Reference Voltage	$I_{REF} = 200\mu A$	2.0 - 0.4%	2.0	2.0 + 0.4%	V
Reference Load Regulation	$100\mu A < I_{REF} < 500\mu A$			-0.05	%
Reference Line Regulation	$4.5V < V_{CC} < 5.5V$	-0.05		+0.05	%
Reference UVLO Trip Level	Rising edge, has 80mV typical hysteresis	1.74	1.84	1.95	V
SOFT-START					
Soft-Start Step Size			12.5		mV
Soft-Start Time per Step	Soft-start counts from EN rising (Note 1)	17	20	23	μs
VOLTAGE REGULATION					
RS+ Input Bias Current	$V_{RS+} = 1.1V$		0.1	1	μA
RS- Input Bias Current	$V_{RS-} = 0.2V$		0.1	1	μA
V_{OUT} Initial Accuracy	$VID_- = 1.1V$, $T_A = +25^\circ C$	-0.4		+0.4	%
	$VID_- = 1.1V$	-0.6		+0.6	
V_{OUT} Droop Accuracy	(CS_+) = 1.125V		± 5		%
COMP Output Current	(VO+) - (RS+) = 200mV		385		μA
GMV Amplifier Transconductance			2		mS
GMV Amplifier Gain-Bandwidth Product			5		MHz

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = 5V, VID₋ = high, ILIM = 1.5V, EN = open, RS₋ = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, R_{OSC} = 95.3kΩ to GND, PWRGD = 100kΩ to V_{CC}, PWM₋ = open, COMP = 1V, CS₊ = 1.1V, CS1₃₋ = CS2₄₋ = RS₊ = 1.1V, T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CURRENT-SENSE AMPLIFIERS					
CS ₊ , CS ₋ Input Bias Current	CS ₊ = CS ₋ = 2V, RS ₊ = 0V		0.2	5	μA
Average Current-Limit Trip Level Accuracy	V _{ILIM} = 1.5V, T _A = +85°C	-10		+10	%
ILIM Input Bias Current	V _{ILIM} = 1.5V		0.01	1	μA
ILIM Default Program Level	V _{ILIM} ≥ V _{CC} - 0.2V		1		V
Peak Current-Limit Delay Time			20		ns
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency Accuracy			10		%
Switching Frequency Range (per Phase)		150		1200	kHz
Slave-Mode CLKI/Set Frequency Ratio		0.8		4.0	
Maximum CLKO Duty-Cycle Skew	CLKO load < 50pF and R _{OSC} = 40.2kΩ		2		%
LOGIC INPUTS (EN)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			0.8	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	2.8			V
Input Pullup Level	Internal pullup		V _{CC}		V
Input Pullup Resistance	Internal pullup	50	100	200	kΩ
LOGIC INPUTS (CLKI)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			1.2	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	3.6			V
Input Pulldown Level	Internal pulldown		GND		V
Input Pulldown Resistance	Internal pulldown	50	100	200	kΩ
MAX8524 LOGIC INPUTS (VID0-VID4)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			0.8	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	1.6			V
Input Pullup Level			V _{CC}		V
Input Pullup Resistance	Internal pullup resistance	10	15	20	kΩ
MAX8525 LOGIC INPUTS (VID0-VID5)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			0.4	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	0.8			V
PWRGD OUTPUT					
Output Low Level	IPWRGD = 4mA			0.4	V
Output High Leakage	VPWRGD = 5.5V			1	μA
PWRGD Blanking Time	From EN rising, tracks CLKO	3		5	ms

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = 5V, VID₋ = high, ILIM = 1.5V, EN = open, RS₋ = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, R_{OSC} = 95.3kΩ to GND, PWRGD = 100kΩ to V_{CC}, PWM₋ = open, COMP = 1V, CS₊ = 1.1V, CS1₃₋ = CS2₄₋ = RS₊ = 1.1V, T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWRGD Upper Threshold	Output rising	VID + 0.125		VID + 0.175	V
	Output falling	VID + 0.075		VID + 0.125	
PWRGD Lower Threshold	Output falling	VID - 0.250		VID - 0.200	V
	Output rising	VID - 0.175		VID - 0.125	
OVP PROTECTION					
Output Overvoltage Trip Threshold, OVP Action	MAX8524 output rising	VID + 0.20		VID + 0.25	V
	MAX8525 output rising	VID + 0.175		VID + 0.225	
PWM, CKLO OUTPUTS					
Output Low Level	IPWM ₋ = -5mA		0.1	0.4	V
Output High Level	IPWM ₋ = +5mA	4.5	4.9		V
Source Current	VPWM ₋ = V _{CC} - 2V		84		mA
Sink Current	VPWM ₋ = 2V		83		mA
Rise/Fall Times			10		ns
PWM Selection Threshold	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	0.8	2.3	3.1	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 5V, VID₋ = high, ILIM = 1.5V, EN = open, RS₋ = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, R_{OSC} = 95.3kΩ to GND, PWRGD = 100kΩ to V_{CC}, PWM₋ = open, COMP = 1V, CS₊ = 1.1V, CS1₃₋ = CS2₄₋ = RS₊ = 1.1V, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GENERAL					
V _{CC} Operating Range		4.5		5.5	V
V _{CC} UVLO Trip Level	Rising, typical hysteresis 270mV	4.0		4.5	V
V _{CC} Shutdown Supply Current	V _{CC} < 3.75V, VID ₋ = high			3	mA
V _{CC} Standby Supply Current	EN = 0V, V _{CC} = 5.5V			20	mA
V _{CC} Operating Supply Current	RS ₊ = 1.2V (no switching), set VID code for 1.100V			20	mA
REFERENCE					
Reference Voltage	I _{REF} = 200μA	2.0 - 0.5%		2.0 + 0.4%	V
Reference Load Regulation	100μA < I _{REF} < 500μA			-0.05	%
Reference Line Regulation	4.5V < V _{CC} < 5.5V	-0.05		+0.05	%
Reference UVLO Trip Level	Rising edge, has 80mV typical hysteresis	1.74		1.95	V

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = 5V, VID₋ = high, ILIM = 1.5V, EN = open, RS₋ = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, R_{OSC} = 95.3kΩ to GND, PWRGD = 100kΩ to V_{CC}, PWM₋ = open, COMP = 1V, CS₊ = 1.1V, CS1₃₋ = CS2₄₋ = RS₊ = 1.1V, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SOFT-START					
Soft-Start Time per Step	Soft-start counts from EN rising (Note 1)	17		23	μs
VOLTAGE REGULATION					
RS+ Input Bias Current	V _{RS+} = 1.1V			1	μA
RS- Input Bias Current	V _{RS-} = 0.2V			1	μA
V _{OUT} Initial Accuracy	VID ₋ = 1.1V	-1		+1	%
CURRENT-SENSE AMPLIFIERS					
CS ₊ , CS ₋ Input Bias Current	CS ₊ = CS ₋ = 2V, RS ₊ = 0V			5	μA
ILIM Input Bias Current	V _{ILIM} = 1.5V			1	μA
OSCILLATOR					
Switching Frequency Range (per Phase)		150		1200	kHz
Slave-Mode CLKI/Set Frequency Ratio		0.8		4.0	
LOGIC INPUTS (EN)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			0.8	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	2.8			V
Input Pullup Resistance	Internal pullup	50		200	kΩ
LOGIC INPUTS (CLKI)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			1.2	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	3.6			V
Input Pulldown Resistance	Internal pulldown	50		200	kΩ
MAX8524 LOGIC INPUTS (VID0-VID4)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			0.8	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	1.7			V
Input Pullup Resistance	Internal pullup resistance	10		20	kΩ
MAX8525 LOGIC INPUTS (VID0-VID5)					
Input Low Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V			0.4	V
Input High Level	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	0.8			V

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = 5V, VID₋ = high, ILIM = 1.5V, EN = open, RS₋ = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, R_{OSC} = 95.3kΩ to GND, PWRGD = 100kΩ to V_{CC}, PWM₋ = open, COMP = 1V, CS₊ = 1.1V, CS1₃₋ = CS2₄₋ = RS₊ = 1.1V, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWRGD OUTPUT					
Output Low Level	I _{PWRGD} = 4mA			0.4	V
Output High Leakage	V _{PWRGD} = 5.5V			1	μA
PWRGD Blanking Time	From EN rising, tracks CLKO	3		5	ms
PWRGD Upper Threshold	Output rising	VID + 0.125		VID + 0.175	V
	Output falling	VID + 0.075		VID + 0.125	
PWRGD Lower Threshold	Output falling	VID - 0.250		VID - 0.200	V
	Output rising	VID - 0.175		VID - 0.125	
OVP PROTECTION					
Output Overvoltage Trip Threshold, OVP Action	MAX8524 output rising	VID + 0.20		VID + 0.25	V
	MAX8525 output rising	VID + 0.175		VID + 0.225	
PWM, CLKO OUTPUTS					
Output Low Level	I _{PWM} = -5mA			0.4	V
Output High Level	I _{PWM} = +5mA	4.5			V
PWM Selection Threshold	V _{CC} = 4.5V to 5.5V	0.8		3.1	V

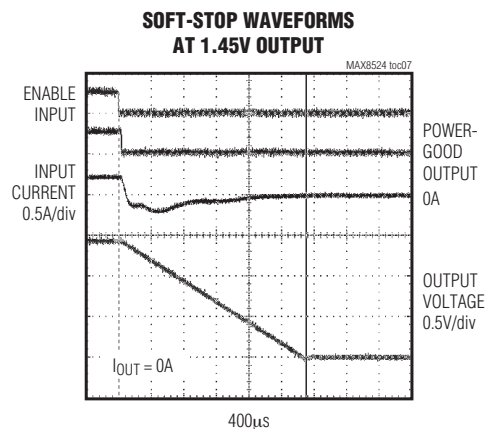
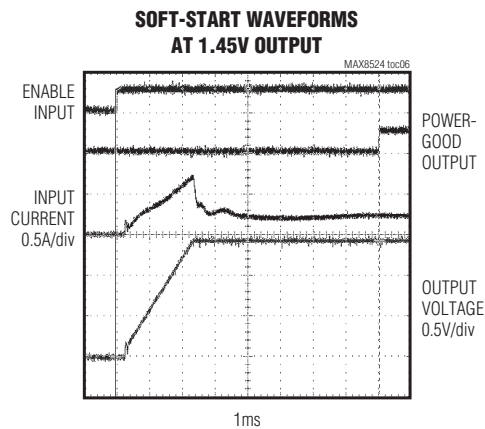
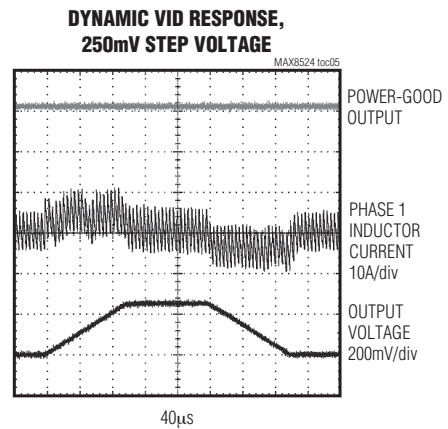
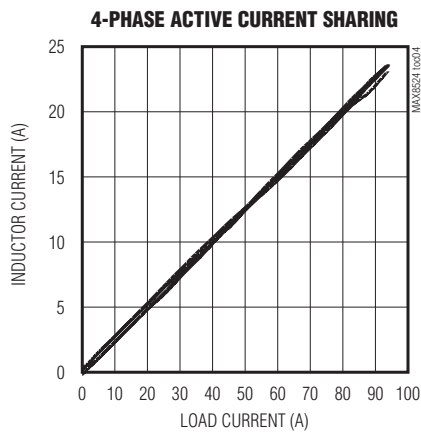
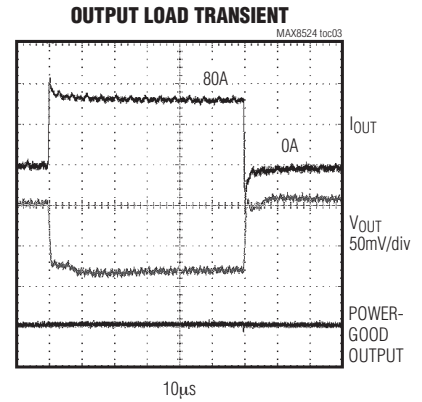
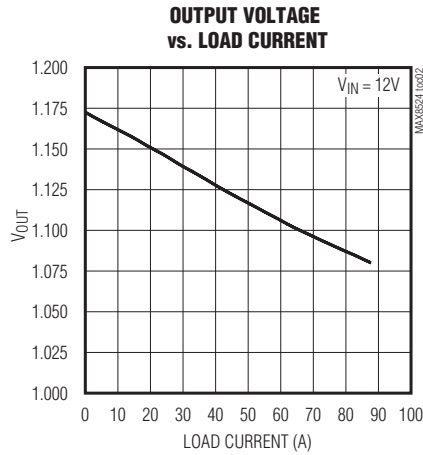
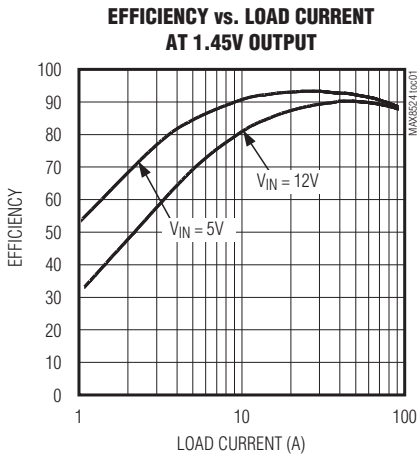
Note 1: Total soft-start time equals the soft-start time per step times the VID voltage divided by 12.5mV.

Note 2: Specifications at -40°C are guaranteed by design.

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

標準動作特性

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT_MAX} = 80A$, $f_{SW} = 250kHz$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



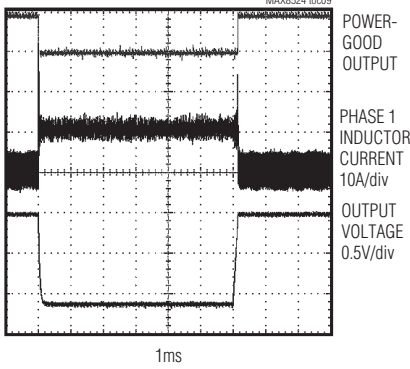
MAX8524/MAX8525

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

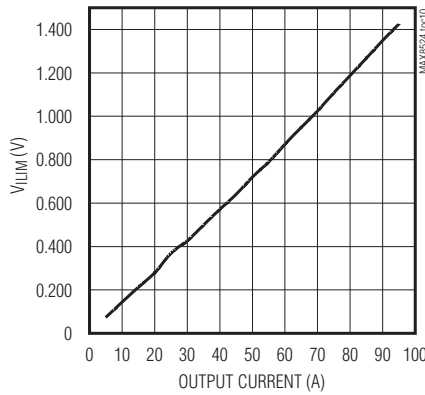
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT_MAX} = 80A$, $f_{SW} = 250kHz$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

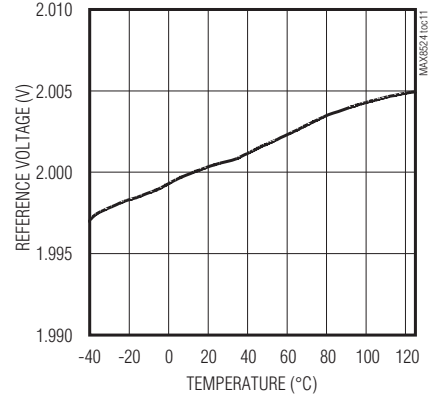
SHORT-CIRCUIT AND RECOVERY WAVEFORMS



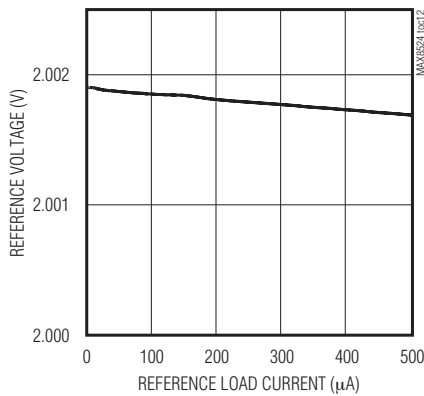
CURRENT-SENSE THRESHOLD vs. V_{ILIM}



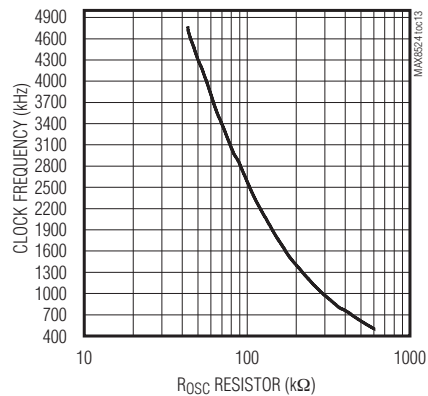
REFERENCE VOLTAGE vs. TEMPERATURE



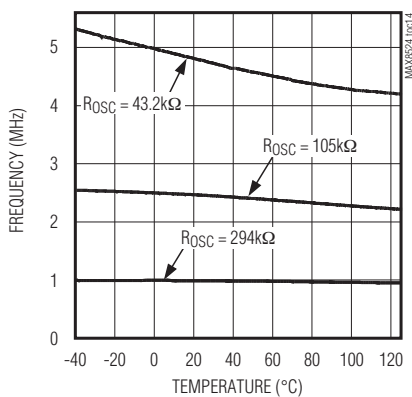
REFERENCE VOLTAGE LOAD REGULATION



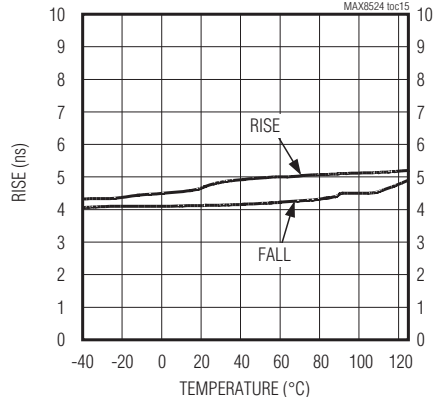
CLOCK FREQUENCY vs. R_{OSC}



CLOCK FREQUENCY vs. TEMPERATURE



CLKO RISE AND FALL TIME vs. TEMPERATURE

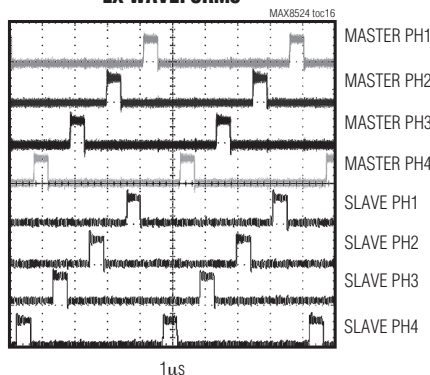


高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

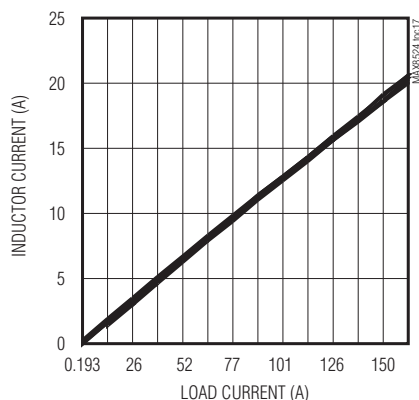
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT_MAX} = 80A$, $f_{SW} = 250kHz$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

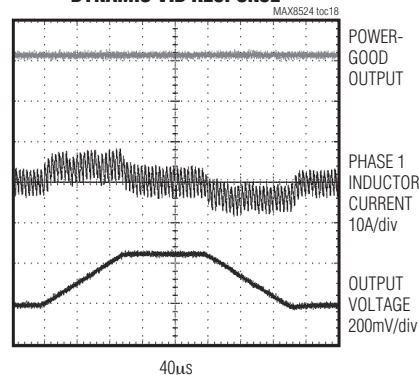
INTERLEAVED 8-PHASE OPERATION:
LX WAVEFORMS



8-PHASE ACTIVE CURRENT SHARING



8-PHASE OPERATION:
DYNAMIC VID RESPONSE



端子説明

端子		名称	機能
MAX8524	MAX8525		
1	1	PWM3	位相3用のPWM信号出力。シャットダウン時にはロジックローです。
2	2	PWM1	位相1用のPWM信号出力。シャットダウン時にはロジックローです。
3	3	CS1+	位相1の出力電流検出の正入力。出力電流検出抵抗器のインダクタ側に接続します。
4	4	CS1_3-	位相1と3の出力電流検出の共通負入力。出力電流検出抵抗器の負荷側に接続します。
5	5	CS3+	位相3の出力電流検出の正入力。出力電流検出抵抗器のインダクタ側に接続します。
6	6	V _{CC}	IC電源入力。最低1µFのセラミックコンデンサでGNDにバイパスします。
7	7	GND	ICグランド。システムグランドに1点接続します。
8	8	COMP	エラーアンプ出力。REFとGND間の抵抗器分圧器のタップに接続し、アクティブな電圧ポジショニング用の一定の直流利得を設定します。COMPからGNDに直列RCネットワークを追加し、制御ループを補償します。6または8位相動作には、アクティブな電流シェアリング用に、2個のコントローラのCOMP端子を共通接続します。
9	9	REF	2.0V ±0.4%のリファレンス出力。≤2.2µFの低ESRコンデンサでREFをGNDにバイパスします。REFは外部負荷に0.5mAを供給することができます。REFはV _{CC} がUVLOを超えていて、ENがローならば、有効になります。
10	10	ILIM	出力電流制限値設定。REFとGND間の抵抗器分圧器のタップに接続し、サイクルごとの平均電流制限スレッショルドを設定します。電流制限値(各相あたり) = $V_{ILIM} / (50 \times R_{SENSE})$ です。デフォルトの20mVの電流制限スレッショルドに設定するには、V _{CC} に接続します。
11	11	OSC	内部クロック発振器の周波数設定入力。OSCとGND間に抵抗器を接続し、スイッチング周波数を設定します。OSCは、ICがスレープモードで使用される場合でも、外部抵抗器に接続する必要があります。この端子は、V _{CC} がUVLOを超えていれば、シャットダウン状態で有効です。
12	12	PWRGD	オープンドレインのパワーグッド表示出力。PWRGDは、出力電圧が安定化するまでローに強制されます。PWRGDは、シャットダウンおよびUVLOの間ローになります。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

端子説明(続き)

端子		名称	機能
MAX8524	MAX8525		
13	13	CLKO	マスタモード動作のクロック同期出力。マスタコントローラのCLKOをスレーブコントローラのCLKIに接続します。CLKOはENがローのときにアクティブで、V _{CC} がUVLOを超えていれば、同期されるスレーブの起動を許可します。CLKOは、マスタおよびスレーブモード共、内部発振器に接続されています。
14	14	CLKI	クロック同期入力。CLKIをインタリーブするデュアルコントローラシステム用にはマスタコントローラのCLKOに、または外部同期クロックに接続します。内部に100kΩのプルダウンを備えているため、この端子を無接続にしてもかまいません。クロック動作の詳細については、「並列動作」の項を参照してください。
15-19	16-20	VID0-VID4	DACコード入力。MAX8524では、内部でV _{CC} にプルアップされた15kΩの抵抗器を備えています。MAX8525は、外部のプルアップ抵抗器を必要とします。
—	15	VID5	DACコード入力。MAX8525は外部のプルアップを必要とします。MAX8524の場合にはV _{CC} に接続します。
20	—	N.C.	接続無し
21	21	EN	イネーブル入力で、アクティブハイです。UVLOとなった場合は、内部の100kΩの抵抗器を通してV _{CC} にプルアップされます。コントローラをシャットダウンするには、外部のオープンドレインあるいはオープンコレクタでローに強制します。マスタ/スレーブ動作をさせる場合は、MAX8524/MAX8525コントローラの各EN端子は、相互に接続する必要があります。
22	22	RS-	出力電圧のリモート検出の負極性入力。負荷点で直接GNDに接続します。
23	23	RS+	出力電圧のリモート検出の正極性入力。負荷点で直接V _{OUT+} に接続します。
24	24	CS2+	位相2の出力電流検出の正極性入力。出力電流検出抵抗器のインダクタ側に接続します。2位相動作のためには、CS4+とCS2_4-を短絡します。
25	25	CS2_4-	位相2および位相4の出力電流検出の共通負極性入力。出力電流検出抵抗器の負荷側に接続します。
26	26	CS4+	位相4の出力電流検出の正極性入力。出力電流検出抵抗器のインダクタ側に接続します。2、3、または6位相動作のためには、CS4+をCS2_4-に短絡します。
27	27	PWM4	位相4用のPWM信号出力。2、3、または6位相動作には、この端子をV _{CC} に接続します。シャットダウン中はロジックローです。
28	28	PWM2	位相2用のPWM信号出力。2位相動作にはこの端子をV _{CC} に接続します。シャットダウン中はロジックローです。

詳細

MAX8524/MAX8525は、同期式、スケラブル2/3/4位相、および電流モードのステップダウンコントローラです。MAX8524/MAX8525は、MAX8523のような外部のMOSFETドライバを使って、組み込み型VRD設計あるいは電圧レギュレータモジュール(VRM)設計のいずれかを行うために使用することができます。

各位相のスイッチング周波数は、150kHz~1.2MHzに設定することができ、最高200kHzの帯域幅に制御することが可能です。電圧エラーアンプの5MHzの利得帯域幅積によって、ほとんどのアプリケーションに十分なループ利得が保証されます。VRMアプリケーションでは、モジュール間の電流ばらつきは最大負荷において5%以内で、多位相動作の利点が最大に発揮されます。温度

補償を行う無損失インダクタ電流検出は、ドループ精度を保ちながら電力消費を削減するのに使用することができます。

MAX8524/MAX8525コントローラは、1個または2個のPWM端子をロジック電源端子(V_{CC})に接続して、3位相あるいは2位相のVRDまたはVRMのアプリケーションに構成することができます。これらのモードでは、内部の位相は、最適にリップルが相殺されるように自動的に調整されます。CLKI (クロック入力)およびCLKO (クロック出力)機能がMAX8524/MAX8525に備えられており、2個のMAX8524/MAX8525コントローラを使用すれば、真の6位相あるいは8位相インタリーブ動作をすることができ、更に入力と出力のリップル電流を減らすことができます。4位相動作では、有効

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

表1. VIDで設定される出力電圧(VRM 10.0)

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT}
0	0	1	0	1	0	0.8375
1	0	1	0	0	1	0.8500
0	0	1	0	0	1	0.8625
1	0	1	0	0	0	0.8750
0	0	1	0	0	0	0.8875
1	0	0	1	1	1	0.9000
0	0	0	1	1	1	0.9125
1	0	0	1	1	0	0.9250
0	0	0	1	1	0	0.9375
1	0	0	1	0	1	0.9500
0	0	0	1	0	1	0.9625
1	0	0	1	0	0	0.9750
0	0	0	1	0	0	0.9875
1	0	0	0	1	1	1.0000
0	0	0	0	1	1	1.0125
1	0	0	0	1	0	1.0250
0	0	0	0	1	0	1.0375
1	0	0	0	0	1	1.0500
0	0	0	0	0	1	1.0625
1	0	0	0	0	0	1.0750
0	0	0	0	0	0	1.0875
1	1	1	1	1	1	OFF
0	1	1	1	1	1	OFF
1	1	1	1	1	0	1.1000
0	1	1	1	1	0	1.1125
1	1	1	1	0	1	1.1250
0	1	1	1	0	1	1.1375
1	1	1	1	0	0	1.1500
0	1	1	1	0	0	1.1625
1	1	1	0	1	1	1.1750
0	1	1	0	1	1	1.1875
1	1	1	0	1	0	1.2000

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT}
0	1	1	0	1	0	1.2125
1	1	1	0	0	1	1.2250
0	1	1	0	0	1	1.2375
1	1	1	0	0	0	1.2500
0	1	1	0	0	0	1.2625
1	1	0	1	1	1	1.2750
0	1	0	1	1	1	1.2875
1	1	0	1	1	0	1.3000
0	1	0	1	1	0	1.3125
1	1	0	1	0	1	1.3250
0	1	0	1	0	1	1.3375
1	1	0	1	0	0	1.3500
0	1	0	1	0	0	1.3625
1	1	0	0	1	1	1.3750
0	1	0	0	1	1	1.3875
1	1	0	0	1	0	1.4000
0	1	0	0	1	0	1.4125
1	1	0	0	0	1	1.4250
0	1	0	0	0	1	1.4375
1	1	0	0	0	0	1.4500
0	1	0	0	0	0	1.4625
1	0	1	1	1	1	1.4750
0	0	1	1	1	1	1.4875
1	0	1	1	1	0	1.5000
0	0	1	1	1	0	1.5125
1	0	1	1	0	1	1.5250
0	0	1	1	0	1	1.5375
1	0	1	1	0	0	1.5500
0	0	1	1	0	0	1.5625
1	0	1	0	1	1	1.5750
0	0	1	0	1	1	1.5875
1	0	1	0	1	0	1.5875

スイッチング周波数は0.6MHz~4.8MHzです。8位相動作では、有効スイッチング周波数は1.2MHz~9.6MHzです。

MAX8525は、6ビットDAC (Intel VRM 10.0適合)を装備し、またMAX8524は、5ビットDAC (Intel VRM 9.1適合)を装備しており、両デバイスとも±0.4%の初期電圧精度を得ることができます。パワーグッド信号は、

MAX8525に対するVIDコード変化があっても正確で、CPUによって要求された出力電圧変更に起因するいかなる障害信号も回避します。

MAX8524/MAX8525は、設定可能な無負荷のオフセットおよび出力電圧ポジショニングも備えており、出力電流の関数として出力電圧を調整します。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

表2. VIDで設定される出力電圧(VRM 9.1)

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT}
0	0	0	0	0	1.850
0	0	0	0	1	1.825
0	0	0	1	0	1.800
0	0	0	1	1	1.775
0	0	1	0	0	1.750
0	0	1	0	1	1.725
0	0	1	1	0	1.700
0	0	1	1	1	1.675
0	1	0	0	0	1.650
0	1	0	0	1	1.625
0	1	0	1	0	1.600
0	1	0	1	1	1.575
0	1	1	0	0	1.550
0	1	1	0	1	1.525
0	1	1	1	0	1.500
0	1	1	1	1	1.475
1	0	0	0	0	1.450
1	0	0	0	1	1.425
1	0	0	1	0	1.400
1	0	0	1	1	1.375
1	0	1	0	0	1.350
1	0	1	0	1	1.325
1	0	1	1	0	1.300
1	0	1	1	1	1.275
1	1	0	0	0	1.250
1	1	0	0	1	1.225
1	1	0	1	0	1.200
1	1	0	1	1	1.175
1	1	1	0	0	1.150
1	1	1	0	1	1.125
1	1	1	1	0	1.100
1	1	1	1	1	Shutdown

クロック周波数(OSC)

MAX8524/MAX8525のクロック周波数は、OSCとグランド間の外部抵抗器で設定されます。表3を使って位相あたりのスイッチング周波数 f_{SW} および位相数を選択後、クロック周波数を選択します。6位相あるいは8位相動作にするには、MAX8524/MAX8525がスレーブモードで動作する場合でも、外部抵抗器をマスタおよびスレーブ両方のコントローラのOSCに接続してください。良好な周波数精度を維持するためには、 R_{OSC} に1%の抵抗器の使用を推奨します。また R_{OSC} をOSC端子にできるだけ近接して配置する必要があります。

表3. クロック周波数の設定とスイッチング周波数と位相数との関係

NO. OF PHASES	PIN CONNECTIONS	f _{CLKO}
2	PWM2 = PWM4 = V _{CC}	4 x f _{sw}
3	PWM4 = V _{CC}	3 x f _{sw}
4	—	4 x f _{sw}
6	PWM4 = V _{CC}	3 x f _{sw}
8	—	4 x f _{sw}

電圧リファレンス(REF)

2Vの高精度リファレンス電圧が、MAX8524/MAX8525のREF端子に提供されます。REFは、外部負荷に対して最大500 μ Aを供給することができます。REFは、V_{CC}がUVLOを超えていて、ENがローのときに出力されます。0.22 μ FのセラミックコンデンサをREFとGND間に接続してください。このコンデンサは、できる限りREF端子の近くに配置する必要があります。

内部のREFOKが、リファレンス電圧を監視します。コントローラ動作させるためには、リファレンス電圧は1.85VのREFOKスレッシュホールドを超えている必要があります。リファレンス電圧が1.81V未満になると、このコントローラの機能が停止します。

出力電流検出(CS₊、CS₋)

各位相の出力電流は、各位相ペアに対する共有の共通リターンを使って差動検出されます。各位相の低オフセット電圧および高利得(50V/V)の差動電流アンプによって消費電力を最小にするために抵抗の小さい電流検出抵抗を使うことができます。各位相の出力で電流を検出すると、低いノイズ感度、位相間のより正確な電流シェアリング、および電流検出抵抗器または出力インダクタの直流抵抗のいずれかを使用する汎用性などの利点があります。

出力インダクタの直流抵抗 R_{DC} を使用すると、より効率が高くなります。この構成では、初期許容差および R_{DC} の温度係数は、出力電圧のドループエラー配分として考慮しておく必要があります。出力インダクタから電流情報を取り出すために、図1に示されているようなRCフィルタ回路が必要です。RC回路の時定数は、式1 (Eq 1) に従います。

$$RC = \frac{L}{R_{DC}} \quad (\text{Eq 1})$$

ここで、Lは出力インダクタのインダクタンスです。1相あたり20A以上の大電流アプリケーションでは、一般的

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

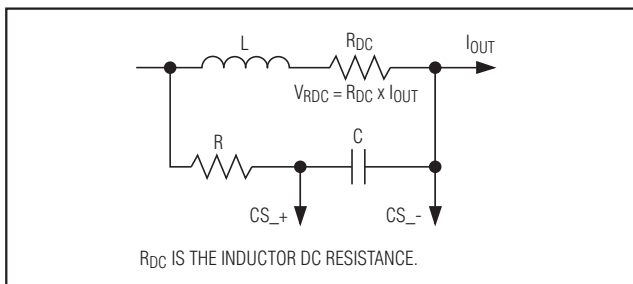


図1. インダクタのR_{DC}による電流検出

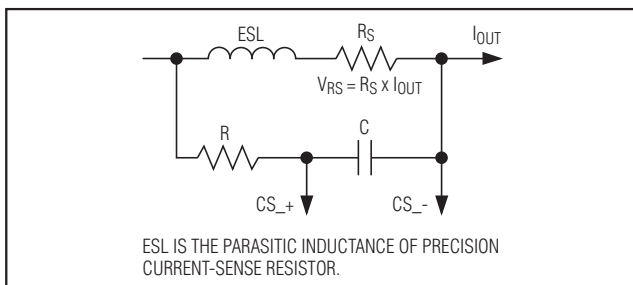


図2. 電流検出抵抗器

に入手が可能なインダクタの直流抵抗は、表4に示すように約1mΩです。電流検出端子でのバイアス電流に起因する電流検出エラーを最小にするために、Rには2kΩ未満の値を選んでください(図1)。式1 (Eq1)からCの値を決定してください。許容差5%のコンデンサおよび、許容差1%の抵抗器を選んでください。この電流検出方式には温度補償を行うことを推奨します。詳細情報については、「ループ補償および出力電圧のポジショニング」の項を参照してください。

電流検出抵抗器をより高精度の出力電圧ポジショニングに使用する場合、電流検出抵抗器の等価直列インダクタンスを相殺するために、図2と同様のRCフィルタリング回路を使用してください。前節で説明されたものと同様の式を使って、Cの値は式2 (Eq 2)で決定することができます。

表4. 出力用インダクタのリスト

MANUFACTURER AND PART NO.	BI Technologies HM73-40R50 0.5μH/50A	Panasonic ETQP1HOR6BFA 0.6μH/30A	Sumida CDEP149(H) 0.45μH/32A	Coiltronics HC2-0R68 0.68μH/50A
R _{DC} (mΩ)	0.78 (typ) 1.0 (max)	0.9 (max)	0.9 (typ) 1.1 (max)	0.6 (max)

$$C = \frac{ESL}{R_S \times R} \quad (\text{Eq 2})$$

ここで、ESLは電流検出抵抗器の等価直列インダクタンスで、R_Sは電流検出抵抗器の値、またCは補償コンデンサの値です。例えば、1mΩの2025型パッケージの検出抵抗器は、1.6nHのESLを備えています。

出力電流制限および短絡保護(ILIM)

MAX8524/MAX8525はサイクルごとの電流制限を行いILIM端子で設定される平均出力電流を制御します。この方法は、入力電圧の変動やインダクタの許容差の影響を受けません。いったん電流制限スレッショルドを超えると、デューティサイクルは即座に終了し、出力インダクタ電流は低下し始めます。次のスイッチングサイクルで出力インダクタ電流がなお電流制限スレッショルドを超えている場合には、PWMパルスはスキップされます。電流制限スレッショルドは、REF端子とGND間に抵抗分圧器を接続してそのセンタタップをILIMに接続して、広範囲に調整することができます。ILIMをV_{CC}に接続すると、電流検出抵抗器端でデフォルト電流スレッショルドが20mVに設定されます。

MAX8524/MAX8525は、ソフトスタートおよび過負荷状態で電流フォールドバック保護を行います。この機能によってVRMが短絡状態で安全に動作し、また短絡回路状態がいったん解除されると、自動的に回復することが可能になります。出力電圧が低電圧側のPWRGDスレッショルドを下回れば、フォールドバック電流のスレッショルドは、電流制限スレッショルドの半分に設定されます。

出力電圧の差動検出(R_{S+}、R_{S-})

MAX8524/MAX8525は、差動の出力電圧検出を備えており、最大限の出力精度を実現します。これは、コントローラが負荷端で実際の電圧を検出するようにし、したがって、コントローラは電源出力およびグラウンドラインの損失を補正することができます。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

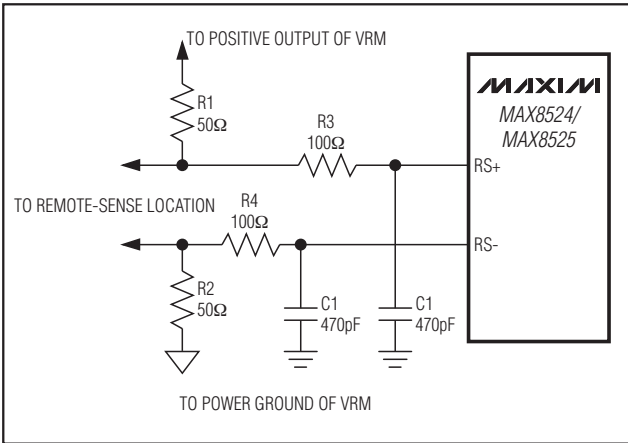


図3. 出力電圧のリモート検出用の推奨フィルタリング

負荷接続点からRS+とRS-に戻る各トレースは相互に近接して配線し、できる限りノイズ源から遠ざけてください(インダクタや高di/dtトレースなど)。ノイズ源からリモートセンストレースを保護するために、グラウンドプレーンを使用してください。コモンモードノイズを取り除くために、図3に示すように、これらの端子にRCでフィルタリングすることを推奨します。VRDアプリケーションには、470pFのコンデンサと100Ωの抵抗器を使用する必要があります。VRMアプリケーションの場合は、これらの端子とVRMコネクタの前のコンバータのローカル出力との間に50Ωの抵抗器をさらに接続する必要があります。これは、リモート検出の接続が断たれた場合、CPUに過剰な電圧がかかることを回避します。

ループ補償(COMP)

負荷に過渡変動があると、出力電圧は、出力コンデンサのESRと負荷電流変化の積に等しい量($\Delta V_{OUT} = -R_{ESR_CO} \times \Delta I_{LOAD}$)だけ、出力コンデンサのESRによって即座に変動します。この電圧ポジショニング法は、出力レギュレーションウィンドウをより有効に利用して、小さな出力コンデンサの使用が可能となります。MAX8524/MAX8525は、高速アクティブ平均法技術である瞬時の出力電圧に基づいて出力電流を調整する独自の電流モードアーキテクチャを装備しており、高速の電圧ポジショニングを行いません。

電圧エラーアンプは、広帯域で高精度のトランスコンダクタンスアンプ(GMV)で構成されています。「ファンクションダイアグラム」を参照してください。トランスコンダクタンスアンプの負入力、リモート電圧の差動アンプ出力に接続されており、また正の入力は、VID入力によって制御される内蔵DACの出力に接続されています。トランスコンダクタンスアンプの直流利得は

一定の値に設定されており、等価抵抗 R_E をCOMP端子からGNDに接続する($R_E = R_U/R_B$)ことによって、高速の出力電圧ポジショニングが実現します。 R_E の値は、最大負荷で要求されるドループ量で決定され、これはIntel VRM仕様にある出力インピーダンスあるいは負荷ラインとして規定されています。

Intel VRM仕様によると、無負荷での出力電圧は、初期設定許容差、リップル電圧、および他の誤差を含めて、VIDコードで指定される電圧を超えることはできません。したがって、実際の出力電圧は、これらのエラーを補償するために低くバイアスする必要があります。タップがCOMPに接続された抵抗分圧器の R_U および R_B をREFとGND間に接続し、オフセット電圧を設定します。

6位相または8位相動作のためには、アクティブ電流シェアリングのために2つのコントローラのCOMP端子を相互に接続します。

ダイナミックVID変更(MAX8525のみ)

MAX8525は、コントローラが動作中(オンザフライあるいはOTF)でも、VID入力を動的に変更することができます。この機能は、プロセッサが250mVのウィンドウでそのコア電圧を調整できるようにします。MAX8525の出力電圧は、VIDの変更が検出されると12.5mVステップで変化します。

MAX8525のVID入力は、間違ったコード変更を防止するために、Intelの400nsのロジックスキュータイミング仕様に準拠します。いったん内部タイマが終了すると、コントローラはDAC出力の変更を始めます。図4は、VID OTF実行中の出力電圧ステップを示しています。MAX8525コントローラは、VID入力のステップバイステップの変更、あるいは同時VID入力変更のいずれも可能です。瞬時VID入力変更の場合の出力電圧のスループレートは、1ステップあたり12.5mVと2μsの期間はステップバイステップと同じです。

並列動作(CLKIおよびCLKO)

2個のMAX8524/MAX8525は、6位相または8位相のコア電源を生成するように相互に接続することができます。この構成では1個のMAX8524/MAX8525はマスタとして動作し、他方はスレーブとして動作します。スレーブコントローラのCLKI端子をマスタコントローラのCLKO端子に接続してください。インタリーブ動作は、マスタコントローラをCLKOの立上がりエッジに同期させ、またスレーブコントローラをCLKOの立下りエッジに同期させることによって行われます。図5は、マスタとスレーブコントローラ双方の位相間のクロックタイミングを示しています。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

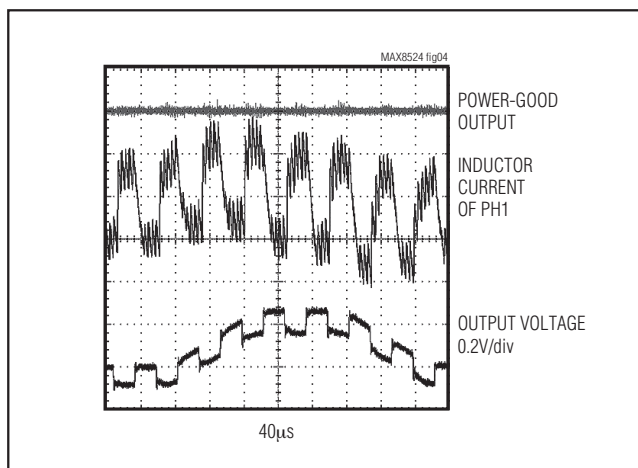


図4. 負荷変化によるVIDの急変時の出力電圧波形

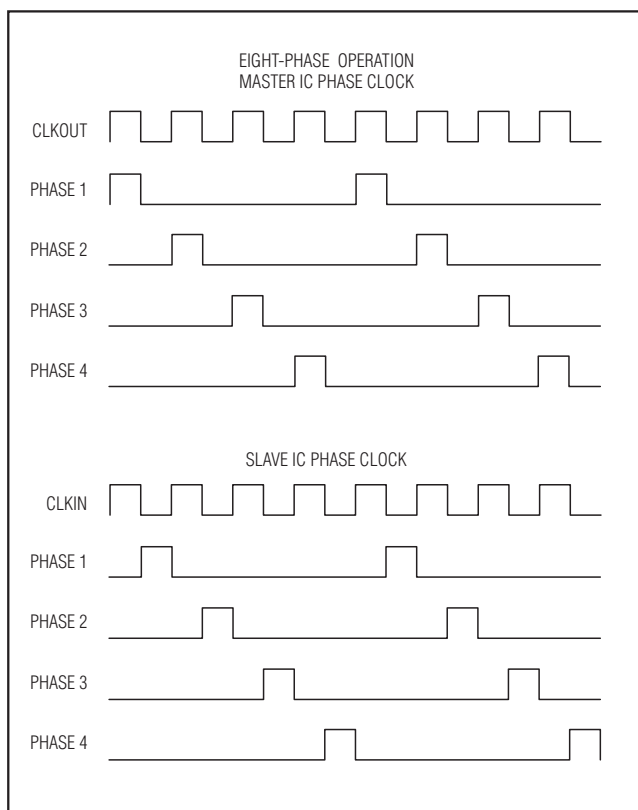


図5. マスタおよびスレーブコントローラ間のクロック関係

2位相および3位相動作の選択 (PWM3およびPWM4)

MAX8524/MAX8525は、2、3、および4位相動作が可能で、2、3、または6位相動作のためには、PWM4を V_{CC} に接続してください。2位相動作のためには、

PWM2を V_{CC} に接続してください。全てのPWM出力は、シャットダウン中にはローに保持されます。

パワーグッド出力(PWRGD)

PWRGDはオープンドレイン出力で、出力電圧がPWRGDの上側スレッショルドを超えて上昇するか、もしくはPWRGDの下側スレッショルドを下回ると、ローに強制されます。PWRGDは、シャットダウン、 $V_{CC} < UVLO$ 、およびソフトスタート状態ではローに保持されます。ロジックレベルの出力電圧を得るためには、PWRGDとロジック電源間に外部のプルアップ抵抗器を接続してください。ほとんどのアプリケーションに、100k Ω の抵抗器で十分です。

UVLO、出カインエーブル(EN)、およびソフトスタート

ICの電源電圧(V_{CC})がUVLOのスレッショルドより低いとき、全てのPWM出力はローに保持され、大部分の内部回路は自己消費電流を削減するためにシャットダウンされます。ENが解除され、かつ $V_{CC} > UVLO$ になると、内部の100k Ω の抵抗器によってENが V_{CC} に強制され、ソフトスタートが開始されます。ソフトスタートの間は、内部のDAC出力は1ステップあたり12.5mVで漸増します。6位相または8位相動作とする場合は、2個のMAX8524/MAX8525のENを相互接続し、図6に示されているように、これをオープンドレイン信号でドライブしてください。

出力過電圧保護(OVP)

出力電圧がレギュレーション電圧を、MAX8524では225mVだけ、またはMAX8525では200mVだけ超えると、すべてのPWM出力はローに強制され、コントローラはラッチオフします。出力電圧を放電するには、MOSFETドライバは、ローサイドMOSFETをオンに、またハイサイドMOSFETをオフにしておく必要があります。MAX8523の2相およびMAX8552の単相MOSFETドライバは、この要求を満たしています。このラッチ状態は、入力電圧(V_{CC})を再投入することによってのみクリアすることができます。

熱保護

MAX8524/MAX8525は、熱障害保護回路を備えています。接合部温度が+150 $^{\circ}$ Cを超えて上昇すると、内部の熱センサがシャットダウン回路を動作させ、すべてのPWM出力をローに保持してスイッチングをディセーブルします。接合温度が15 $^{\circ}$ Cだけ下がると、熱センサはコントローラを復活させます。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

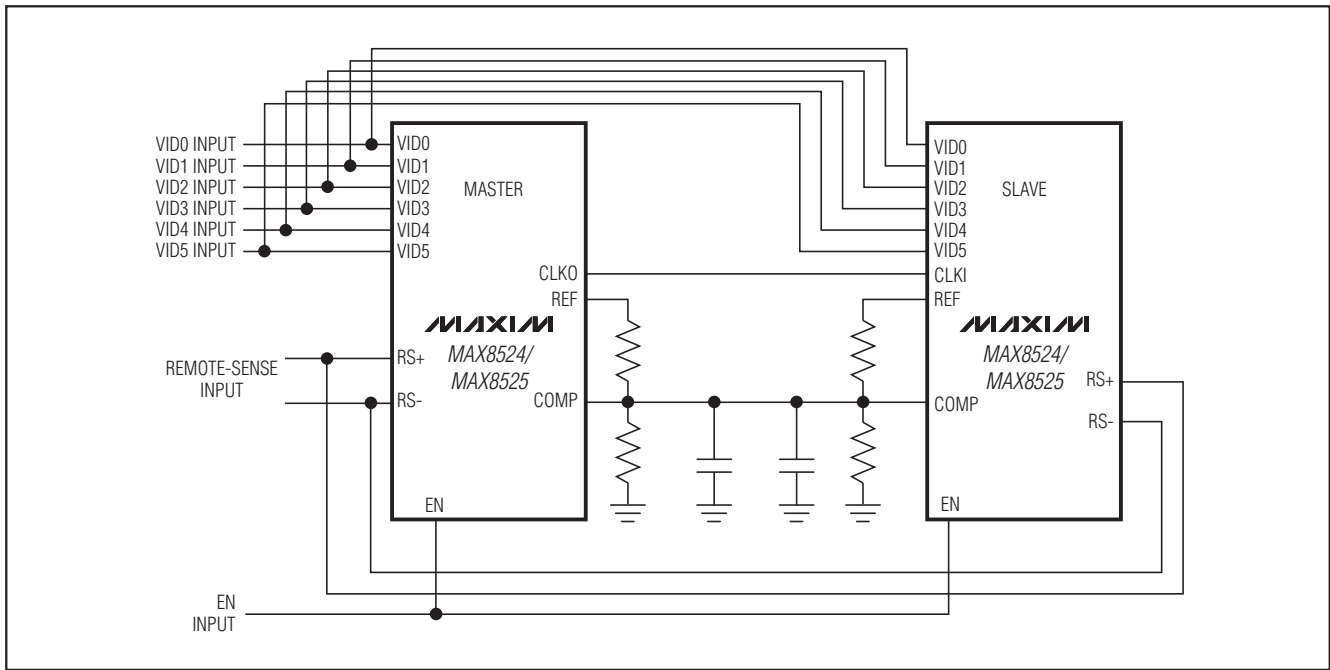


図6. マスタおよびスレーブコントローラの接続

設計手順

スイッチング周波数の設定

スイッチング周波数によって、スイッチング損失と電源部品のサイズが決まります。スイッチング周波数を高くすると、外付け部品が小型になり、コンパクトな設計になります。しかし、スイッチング損失と磁気損失は、スイッチング周波数に比例します。スイッチング周波数は効率とサイズとのトレードオフとして選択してください。クロック周波数は、表3より選択することができます。

クロック周波数と周波数設定抵抗器 R_{OSC} の値の関係については、「標準動作特性」の項にある「Clock Frequency vs. R_{OSC} (クロック周波数対 R_{OSC})」のグラフを参照してください。所定のクロック周波数に対する R_{OSC} の値は、式3 (Eq 3)からも近似的に求められます。

$$R_{OSC} = 277.704 \times f_{OSC}(\text{MHz})^{-1.197} \text{ k}\Omega \quad (\text{Eq 3})$$

出力インダクタの選択

出力インダクタンスは、所望のインダクタ電流リップル(LIR)の大きさおよび負荷変動時のインダクタ電流のスルーレートによって設定されます。大きなインダクタンス値ほど、出力リップル電流が小さく効率が良くなりますが、電流のスルーレートは遅くなります。サイズ、コスト、および効率の最良のトレードオフとして、30%~60%のLIR (LIR = 0.3~0.6)を推奨します。位相数を増やす場合には、上述の上限に近いLIRを選択してください。インダクタ値は次式で決定されます。

$$L \geq \frac{V_{OUT} \times (1 - D) \times N}{LIR \times f_{SW} \times I_{OUT_MAX}} H \quad (\text{Eq 4})$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数、 I_{OUT_MAX} は最大定格の出力電流、 D はデューティ比、また V_{OUT} は所定のVIDコードに対する出力電圧です。出力インダクタンスのリップル電流によって生成される出力コンデンサのESRの両端間で発生するリップル電圧によって出力インダクタンスのリップル電流をチェックしてください。 n 位相のVRMコンバータに対しては、出力リップル電圧 V_{RIPPLE} は、次式で計算されます。

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \times R_{ESR_CO} \times (1 - (N \times D))}{f_{SW} \times L} \quad (\text{Eq 5})$$

リップル電圧を推定するには、 R_{ESR_CO} をVRMの出力インピーダンス R_O と置き換えるほうが安全です。出力リップル電圧が満足されない場合には、より大きな出力インダクタンスを選ぶ必要があります。選定されたインダクタは、可能な限りの低い直流抵抗を持つ必要があり、飽和電流は、ピークインダクタ電流 I_{PEAK} より大きい必要があります。 I_{PEAK} は次式で求めることができます。

$$I_{PEAK} = I_{OUT_MAX} \frac{(2 + LIR)}{2 \times N} \quad (\text{Eq 6})$$

出力インダクタの直流抵抗を電流検出のために使用する場合には、この直流抵抗の範囲は次のような制限を受けます。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

$$R_{DC} \leq \frac{5 \times N}{50 \times I_{OUT_MAX} \times (2 + LIR)} \quad (\text{Eq 7})$$

および

$$R_{DC} \geq \frac{N}{50 \times I_{OUT_MAX} \times (2 + LIR)} \quad (\text{Eq 8})$$

出力コンデンサの選択

ほとんどの場合、出力コンデンサの選択は、コア電源の過渡応答を満たすESR要件によって決定されます。所望の等価直列抵抗は、 $R_{ESR_CO} = R_O$ です。エネルギーバランスに基づく最小の出力コンデンサ $C_O(\text{min})$ は、次式で求められます。

$$C_O(\text{min}) \geq \frac{1}{2} \times \frac{L \times I_{OUT_MAX}}{N \times R_O \times V_{OUT}} \quad (\text{Eq 9})$$

OTF VIDの変化要件を満たすために、出力コンデンサの値にも上限があります。出力コンデンサが大きすぎると、出力電圧がOTFの時間ウィンドウ内で新しいVID出力電圧に達することができない可能性があります。

$$C_O(\text{max}) \leq \frac{(I_{LIM} - I_{OUT_MAX})^2 \times t_{OTF}}{V_{OTF}} \quad (\text{Eq 10})$$

ここで、 t_{OTF} は V_{OTF} に達する時間ウィンドウで、OTF電圧ステップです。 $C_O(\text{max})$ が $C_O(\text{min})$ より小さい場合は、そのシステムはVID OTF仕様を満たしません。

SPCAP、POSCAP、または低ESRアルミ電解コンデンサのような異なるタイプのコンデンサの組み合わせが、要求される R_{ESR_CO} と出力容量値を同時に満足させるために必要な場合があります。このような組み合わせができない場合には、出力インダクタンスを調整する必要があります。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサは、電源から引き出されるピーク電流を減少させ、回路のスイッチングに起因する入力のノイズと電圧リップルを減少させます。入力コンデンサは、式11 (Eq 11)に定義されているように、スイッチング電流によって生じるリップル電流要件 I_{RMS} を満たす必要があります。

$$I_{RMS} = D \times I_{OUT_MAX} \times \sqrt{\frac{1}{N \times D} - 1} \quad (\text{Eq 11})$$

入力リップル電流を計算するには、最小の入力電圧を使用してください。出力での大きなステップ負荷変化に対する入力での大きな電圧過渡を避けるために、低ESRアルミ電解コンデンサ、ポリマーコンデンサ、およびセラミックコンデンサなどの低ESRコンデンサを

使用する必要があります。メーカーから供給されるコンデンサのリップル電流仕様は、注意して検討する必要があります。高周波リングを減少させるために、小型の低ESLセラミックコンデンサ($1\mu\text{F} \sim 10\mu\text{F}/16\text{V}$)を並列に追加することができます。

パワーMOSFETの選択

MOSFETの電力消費は、ゲート駆動電圧(V_G)、オン抵抗(R_{DSON})、全ゲート電荷(Q_{GT})、およびゲートスレッショルド電圧(V_{TH})に依存します。MOSFETドライバ(MAX8523)の電源電圧範囲は4.5V~6.5Vです。 $V_{GATE} < 10\text{V}$ では、ロジックレベルスレッショルドMOSFETを推奨します。

ハイサイドMOSFETでの電力消費は、導通損失とスイッチング損失の2つからなります。各ハイサイドスイッチに対する導通損失は、式12 (Eq 12)から計算することができます。

$$P_{COND_HS} = D \times \frac{I_{OUT_MAX}^2}{N^2} \times \left(1 + \frac{LIR^2}{12}\right) \times \frac{R_{DSON_HS}}{M_{HS}} \quad (\text{Eq 12})$$

ここで、 M_{HS} は各ハイサイドスイッチの並列のMOSFET数です。総合のハイサイド導通損失は、位相数と P_{COND_HS} の積になります。毎回オンになる激しいスイッチング遷移のために、スイッチング損失はハイサイドMOSFETの電力消費の主要因となります。スイッチング損失は次式で求められます。

$$P_{SW_HS} = \frac{2 \times V_{IN} \times I_{OUT_MAX}}{N} \times \frac{R_{GATE} \times Q_{MILLER}}{V_D - V_{TH}} \times f_{SW} \times M_{HS} \quad (\text{Eq 13})$$

ここで、 V_D はゲート駆動電圧で、 R_G は、MAX8523 (0.8Ω)ドライバのオン抵抗とMOSFETのゲート抵抗を含む総合のゲート抵抗値です。 Q_{MILLER} はMOSFETのミラー電荷で、MOSFETのデータシートに記載されています。ロジックレベルのパワーMOSFETの場合は、ゲート抵抗は約2Ωです。ハイサイドスイッチに必要な以上にMOSFETを並列に接続すると、スイッチング損失が増加することに注意してください。ゲート電荷が小さくゲート抵抗が小さいほど、一般的に低スイッチング損失が小さくなります。

ローサイドMOSFETの電力消費は、ほとんど導通損失に起因します。オン時のゼロ電圧スイッチングとオフ時のボディダイオードクランプのために、スイッチング損失は無視することができます。各位相のローサイドMOSFETにおける電力消費は、次式から計算することができます。

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

$$P_{COND_LS} = (1-D) \times \frac{I_{OUT_MAX2}^2}{N^2} \times \left(1 + \frac{LIR^2}{12}\right) \times \frac{R_{DSON_LS}}{M_{LS}} \quad (\text{Eq 14})$$

ここで、 R_{DSON_LS} はローサイドMOSFETのオン抵抗で、 M_{LS} はローサイドスイッチ用の並列MOSFETの数です。ローサイドスイッチの総電力消費は、位相数と各位相のローサイドの導通損失との積になります。スイッチング損失はローサイドMOSFETには重要ではありませんが、 R_{DSON} は、ローサイドMOSFETを選択する際に考慮すべき唯一のパラメータではありません。ドライバがゲートをローに保つことができない場合には、ドレインとソース間の電圧が高スルーレートでハイになると、大きなミラー容量(C_{RSS})によって、ローサイドMOSFETを一時的にオンすることがあります。 C_{RSS}/C_{ISS} の比は、ローサイドスイッチの一時的なオンに起因する貫通電流を回避するために、ローサイドMOSFETでは1/10以下でなければなりません。

ゲートドライバの電力消費も同様に重要です。MAX8523は、0.8Ω/0.6Ωのデュアルチャネルドライバで、他方MAX8525は、0.8Ω/0.6Ωのシングルチャネルドライバです。各ドライバでの電力消費は次式で与えられます。 $P_{DRIVER} = (V_D \times I_{CC}) + (2 \times V_D \times f_{SW} \times (M_{LS} \times Q_{G_LS} + M_{HS} \times Q_{G_HS}))$ (Eq 15)

ここで、 I_{CC} はMAX8523の電源電流です。電力損失がパッケージの電力損失を超えないようにしてください。

ループ補償および出力電圧の ポジショニング

電流検出抵抗(R_{SENSE})、出力インピーダンス(R_O)、および出力オフセット電圧(V_{OS})が決まると、 R_U と R_B の値は式16 (Eq 16)と式17 (Eq 17)で計算することができます。

$$R_U = \frac{1}{\frac{G_M}{2} \left[\frac{NR_O}{R_{SENSE} \times 50} - V_{OS} \right]} \quad (\text{Eq 16})$$

$$R_B = \frac{1}{\frac{G_M}{2} \left[\frac{NR_O}{R_{SENSE} \times 50} + V_{OS} \right] - \frac{1}{20 \times 10^6}} \quad (\text{Eq 17})$$

ここで、 G_M はトランスコンダクタンス(2mS)です。高い周波数で利得をロールオフするために、コンデンサ C_C をCOMPとグランド間に接続する必要があります。出力コンデンサのESRゼロ周波数がゼロクロス周波数での1次ロールオフを得るために既知であれば、このコンデンサ値は次式から求めることができます。

$$C_C = \frac{R_{ESR_CO} \times C_O}{R_E} \quad (\text{Eq 18})$$

ここで、 R_{ESR_CO} は総合の等価直列抵抗で、 C_O は出力コンデンサの総合容量です。 R_E は、 R_U と R_B の並列等価抵抗です。

電流制限の設定

電流制限のスレッシュホールドによって、最大の供給可能な出力直流電流が設定されます。出力電流制限の I_{LIM} は、OTF動作をするために、最大定格出力電流 I_{OUT_MAX} よりも少なくとも15%大きく設定する必要があります。 I_{LIM} の電圧および電流検出抵抗器または出力インダクタの直流抵抗の値によって、電流制限スレッシュホールドが設定されます。

$$V_{LIM} = 50 \times R_{SENSE} \times \frac{I_{LIM}}{N} \quad (\text{Eq 19})$$

上の式は抵抗器による電流の場合です。

$$V_{LIM} = 50 \times R_{DC} \times \frac{I_{LIM}}{N} \quad (\text{Eq 20})$$

上の式は出力インダクタの直流抵抗による電流検出の場合です。式20 (Eq 20)では、定格出力電流を保証するために高い周囲温度での R_{DC} 値を使用しなければなりません。 V_{LIM} は、 I_{LIM} をREFとGND間の抵抗器分圧器に接続することによって設定することができます。分圧器を流れる電流が少なくとも10μAとなるように、図7の回路図にある抵抗器R26とR27を選んでください。

$$R_{26} + R_{27} \leq 200k\Omega \quad (\text{Eq 21})$$

R27の標準値は100kΩで、R26は次式で求めます。

$$R_{26} = R_{27} \times \frac{2 - V_{LIM}}{V_{LIM}} \quad (\text{Eq 22})$$

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

アプリケーション情報

PCBレイアウトのガイドライン

適切に設計されたPCBレイアウトは、すべてのスイッチングDC-DCコンバータ回路に重要です。可能であれば、MOSFET、インダクタ、入出力コンデンサ、および電流検出抵抗器をPCBの上面に取り付けてください。パワーグランドプレーン上でこれらのデバイスの各グランドを近接して接続してください。他のすべてのグランド接続は、別のアナロググランドプレーンに接続してください。アナロググランドプレーンを1点でパワーグランドに接続してください。

放熱を助けるために、大電力部品(MOSFETおよびインダクタ)を大きなPCB領域に配置するか、あるいは放熱器を使用してください。大電流のトレースを短く広くし、トレースによるインダクタンスと抵抗を減らすように近接結合してください。また、ゲートドライブ接続(DH_およびDL_)を短く広くし、高周波数のゲート電流に

よって発生するEMIとリンギングを減少させるために、近接結合してください。

電流検出抵抗器にはケルビン検出接続を使用してください。電流検出およびリモート電圧検出のすべての信号トレースは近接結合し、インダクタや他のスイッチングノイズ源からできるだけ遠ざけてください。電流検出トレースとフィードバックをノイズ源から隔離するために、グランドプレーンを使用してください。

REFコンデンサ、V_{CC}コンデンサ、電流検出デカップリングコンデンサ、およびリモート検出デカップリングコンデンサを、できる限りMAX8524/MAX8525に近接して配置してください。

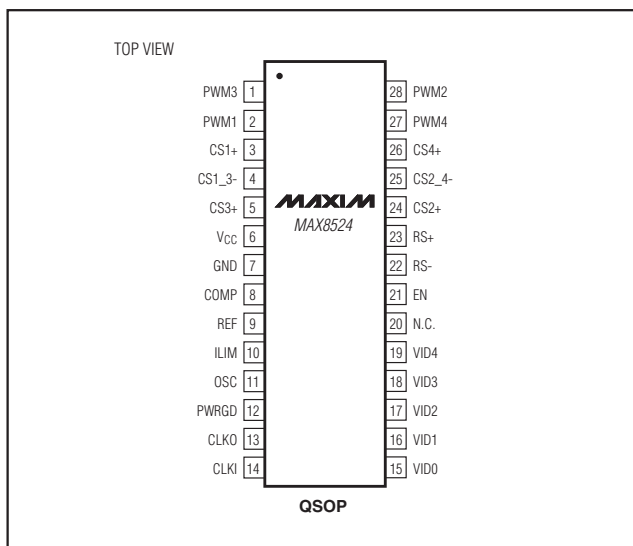
PCBレイアウトの実例は、MAX8525の評価キットを参照してください。

チップ情報

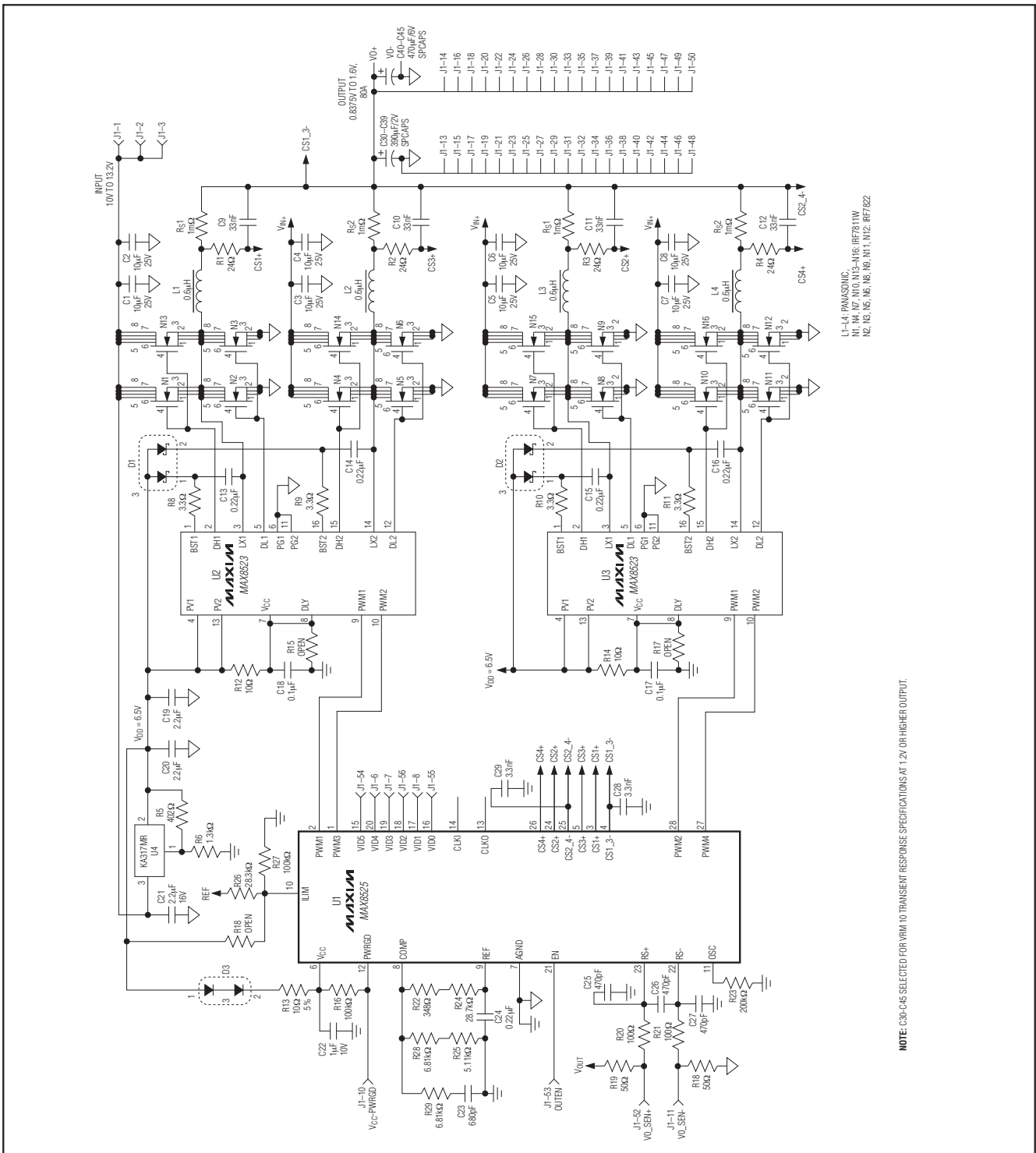
TRANSISTOR COUNT: 9021

PROCESS: BiCMOS

ピン配置(続き)



高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ



L1-L4: PANASONIC, ERFB1W, ERFB1W, ERFB1W, ERFB1W
 R2, R3, R5, R6, R8, R9, R11, R12: R1F7622

NOTE: C39-C45 SELECTED FOR VRM 10 TRANSIENT RESPONSE SPECIFICATIONS AT 1.2V OR HIGHER OUTPUT.

図7. 出力電流検出に検出抵抗器および8ピンのSOP MOSFETパッケージを使用しているVRM 10用の標準アプリケーション回路

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

MAX8524/MAX8525

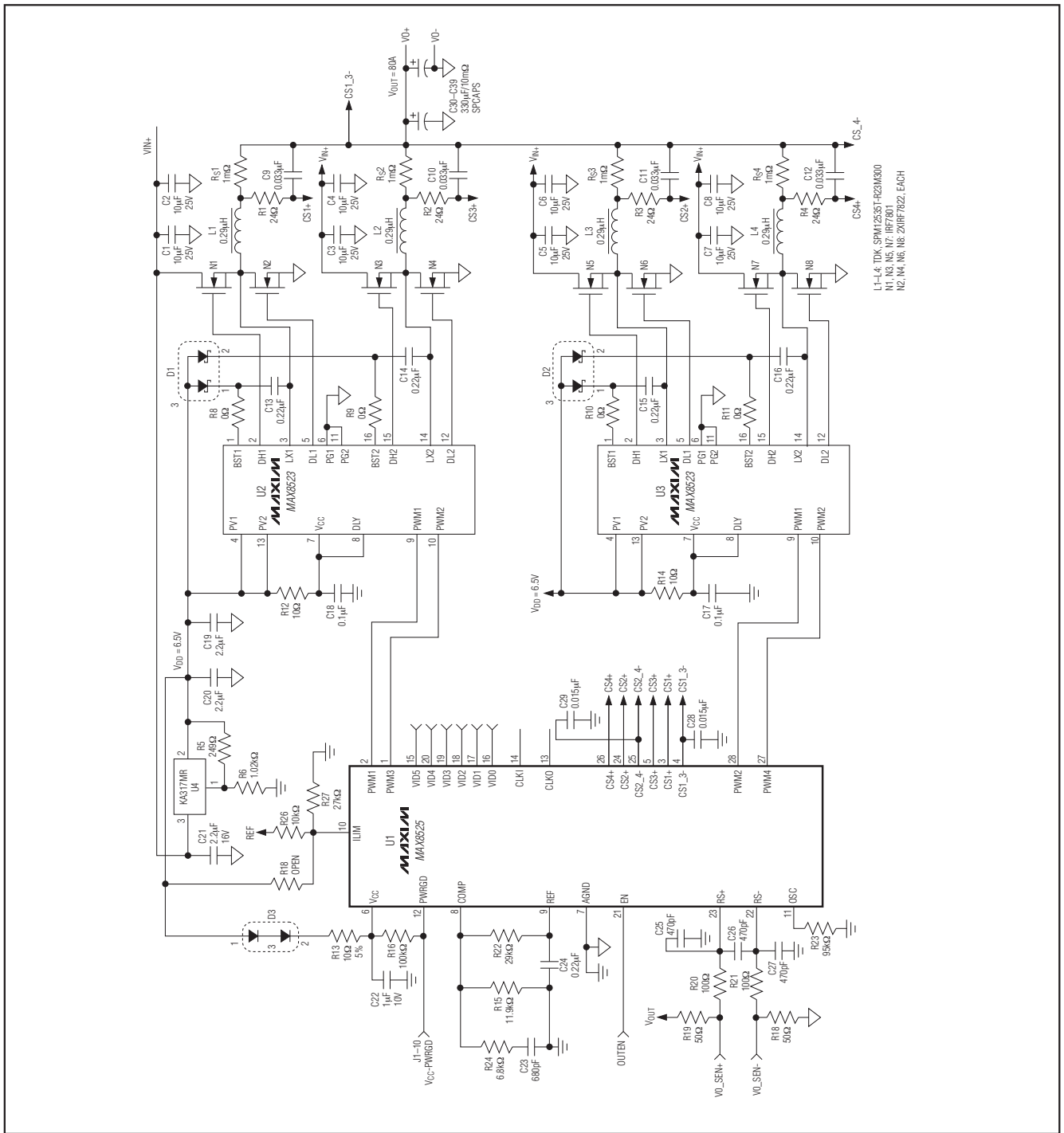
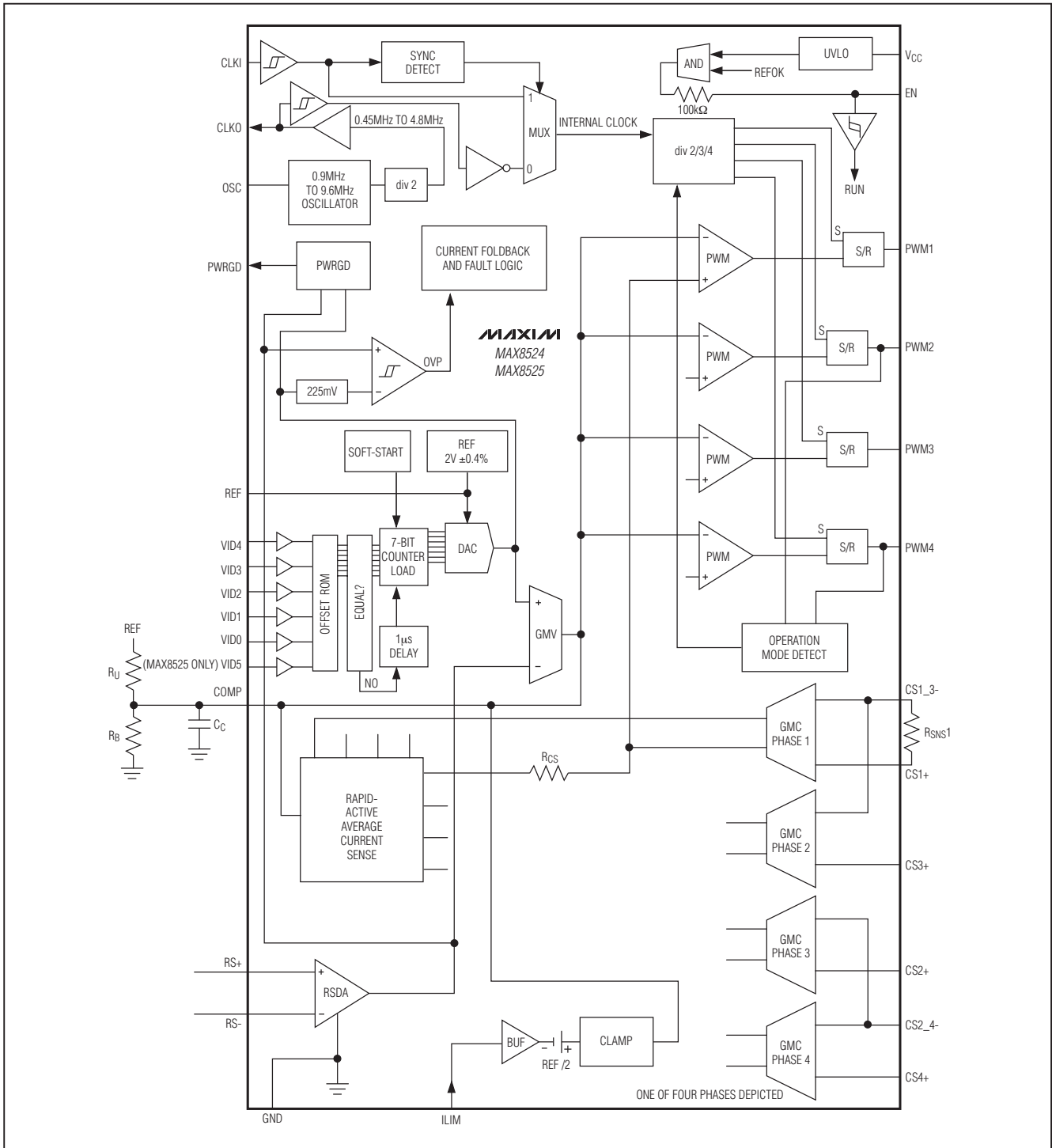


図8. コンパクトなVRM 10設計用のダイレクトMOSFETを用いた600kHzアプリケーション回路

高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

ファクションダイアグラム

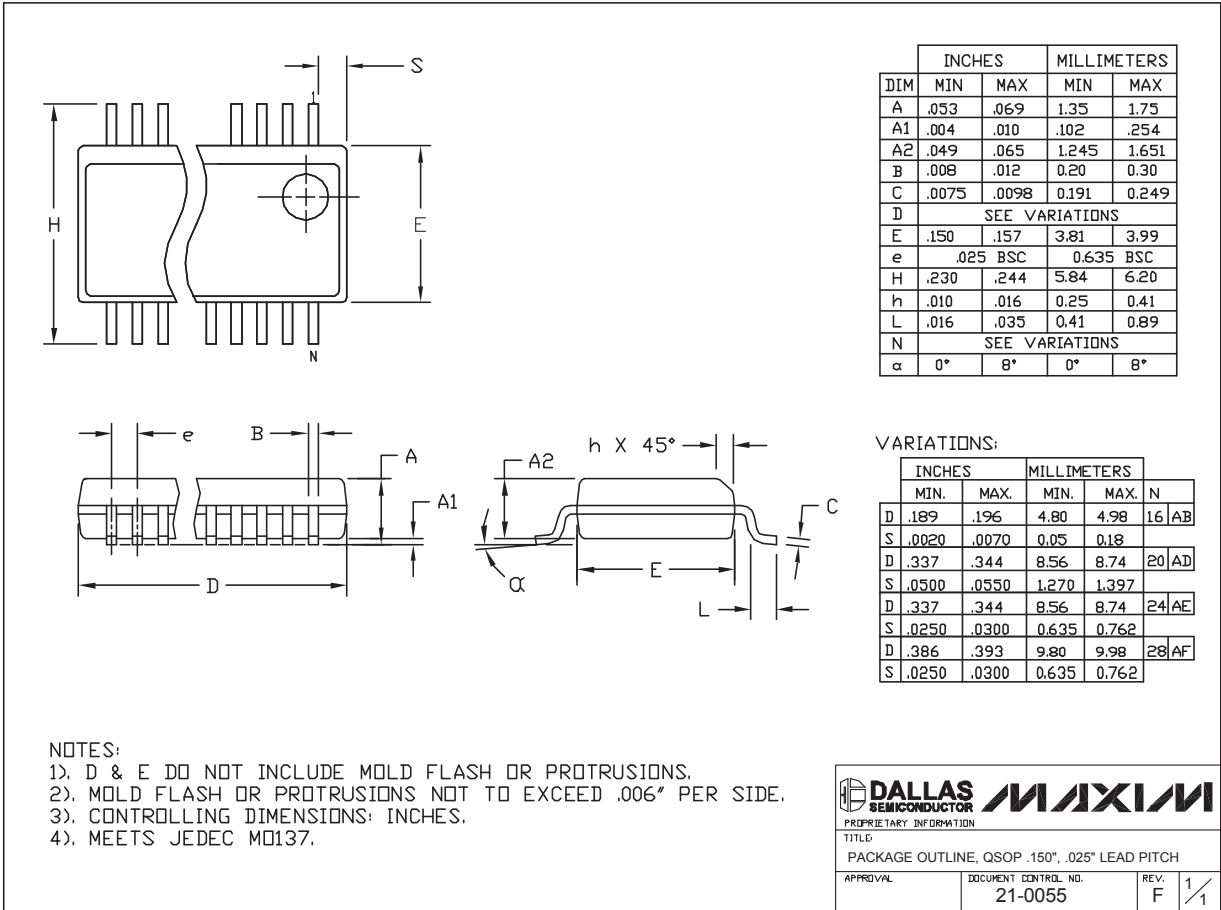
MAX8524/MAX8525



高精度電流シェアリングおよび 高速電圧ポジショニング付き、 2~8位相、VRM 10/9.1 PWMコントローラ

パッケージ

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



MAX8524/MAX8525

QSOP EFP

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 _____ **23**