

MAX17497A/MAX17497B

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

概要

MAX17497A/MAX17497Bは、電流モード固定周波数PWMコンバータと同期ステップダウンレギュレータの両方を内蔵しています。これらのデバイスは、スマートメーター、産業用制御、その他の類似アプリケーション用の複数の出力レールに供給する広入力電圧非絶縁型電源の設計に必要な全制御回路を備えています。MAX17497Aは、汎用オフライン(85V AC~265V AC)アプリケーション用に最適化された立上り/立下り低電圧ロックアウト(UVLO)スレッシュホールドを備え、一方MAX17497Bは、低電圧DC-DCアプリケーションに最適な低電圧ロックアウト(UVLO)スレッシュホールドをサポートしています。これらのデバイスはともに、3.3Vの固定出力同期ステップダウンレギュレータも内蔵し、最大600mAの負荷電流を供給します。

スイッチング周波数は、フライバックコンバータのMAX17497Aでは250kHz、フライバック/ブーストコンバータのMAX17497Bでは500kHzです。いずれのバージョンの場合も、内部補償同期ステップダウンレギュレータは1MHzでスイッチングします。これらの周波数によって、小型の磁気およびフィルタ部品が使用可能なため、コンパクトかつコスト効率に優れた電源を実現します。オン/オフピンとしても機能するEN/UVLO入力によって、ユーザーは電源を目的の入力電圧で正確に起動することができます。OVIピンによって、入力過電圧保護方式の実装が可能です。DC入力電圧が目的の最大値を超えた場合にコンバータが確実にシャットダウンします。

プログラム可能な電流制限によって、1次側スイッチングFETの適切なサイズと保護が可能です。MAX17497Bは、93%の最大デューティサイクルをサポートし、制御ループ性能を最適化することができる設定可能なスロープ補償を備えています。MAX17497Aは、49%の最大デューティサイクルをサポートし、最適な制御ループ性能の固定内部スロープ補償を備えています。これらのデバイスは、パワーグッドインジケータとして機能するオープンドレインRESETNピンを備えており、ハインピーダンス状態に移行し、フライバック/ブーストコンバータと3.3Vステップダウンレギュレータ出力がレギュレーション状態にあることを示します。SSFピンによって、フライバック/ブーストコンバータ用の設定可能なソフトスタート時間を実現することができます。一方、3.3Vステップダウンレギュレータには内部デジタルソフトスタートが突入電流の制限のために採用されています。ヒカップモード過電流保護およびサーマルシャットダウンは、過電流および温度過昇フォルト状態時の消費電力を最小限に抑えるために提供されています。これらのデバイスは、省スペースの16ピンTQFNパッケージ(3mm × 3mm)、0.5mmリード間隔で提供されます。

利点および特長

- ◆ 部品点数と基板スペースを削減
 - ◇ 内部補償ステップダウンレギュレータ内蔵のフライバック/ブースト
 - ◇ 電流検出抵抗が不要
 - ◇ 省スペースの16ピンTQFNパッケージ(3mm × 3mm)
- ◆ 最小限の無線干渉
 - ◇ オフラインバージョンの250kHzスイッチングによってスマートメーターアプリケーションの無線レシーバとの干渉を最小化
- ◆ 突入電流を低減
 - ◇ 設定可能なフライバック/ブーストソフトスタート
 - ◇ ステップダウンレギュレータ用のデジタルソフトスタート内蔵
- ◆ フォルト時の消費電力を低減
 - ◇ ヒカップモード過電流保護
 - ◇ ヒステリシスを備えたサーマルシャットダウン
- ◆ 堅牢な保護機能
 - ◇ フライバック/ブーストのプログラム可能な電流制限
 - ◇ 入力過電圧保護
- ◆ ループ性能を最適化
 - ◇ フライバック/ブースト用の設定可能なスロープ補償によって実現可能な位相マージンを最大化
- ◆ 高効率
 - ◇ 150mΩ、65V定格nMOSFETが提供する標準フライバックコンバータの効率：80%以上
 - ◇ 3.3Vステップダウンレギュレータの効率：90%以上
- ◆ スペクトラム拡散(オプション)

アプリケーション

スマートメーターアプリケーション用AC-DC電源
ユニバーサル入力オフラインAC-DC電源
広範囲DC入力フライバック/ブースト産業用電源

型番はデータシートの最後に記載されています。

関連部品およびこの製品とともに使用可能な推奨製品については、japan.maxim-ic.com/MAX17497A.relatedを参照してください。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to SGND -0.3V to +40V
 EN/UVLO to SGND -0.3V to $V_{IN} + 0.3V$
 OVI to SGND -0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
 V_{CC} to SGND -0.3V to +6V
 SSF, RLIMF, EAFN, COMPF, SCOMPF
 to SGND -0.3V to $(V_{CC} + 0.3V)$
 LXF to SGND -0.3V to +70V
 INB to SGND -0.3V to +26V
 LXB to SGND -0.3V to $V_{INB} + 0.3V$
 OUTB to SGND -0.3V to +6V

RESETN to SGND -0.3V to +6V
 PGND, PGND to SGND -0.3V to +0.3V
 Continuous Power Dissipation (Single-Layer Board)
 TQFN (derate 20.8mW/°C above +70°C) (Note 1) ... 1700mW
 Operating Temperature Range -40°C to +125°C
 Storage Temperature Range -65°C to +160°C
 Junction Temperature (continuous) +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s) +300°C
 Soldering Temperature (reflow) +260°C

Note 1: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to japan.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

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

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, COMPF = open, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT SUPPLY (V_{IN})					
IN Voltage Range (V_{IN})	MAX17497A	4.5		29	V
	MAX17497B	4.5		36	
IN Supply Startup Current Under UVLO	$I_{INSTARTUP}$, $V_{IN} < UVLO$ or $EN/UVLO = SGND$		22	36	μA
IN Supply Current (I_{IN})	Switching, $f_{SW} = 250kHz$ (MAX17497A)		2.75	4.5	mA
	Switching, $f_{SW} = 500kHz$ (MAX17497B)		3	5	
IN Bootstrap UVLO Rising Threshold	MAX17497A	19	20.5	22	V
	MAX17497B	3.9	4.15	4.4	
IN Bootstrap UVLO Falling		3.65	3.95	4.25	V
EN/UVLO Threshold	Rising	1.18	1.23	1.28	V
	Falling	1.11	1.17	1.21	
EN/UVLO Input Leakage Current	$0V < V_{EN/UVLO} < 1.5V$, $T_A = +25^\circ C$	-100	0	+100	nA
LDO					
V_{CC} Output Voltage Range	$6V < V_{IN} < 29V$, $0mA < I_{VCC} < 50mA$	4.8	5	5.2	V
V_{CC} Dropout Voltage	$V_{IN} = 4.5V$, $I_{VCC} = 20mA$		160	300	mV
V_{CC} Current Limit	$V_{CC} = 0V$, $V_{IN} = 6V$	50	100		mA
OVERVOLTAGE PROTECTION					
OVI Threshold	Rising	1.18	1.23	1.28	V
	Falling	1.11	1.17	1.21	
OVI Masking Delay			2		μs
OVI Input Leakage Current	$0V < V_{OVI} < 1.5V$, $T_A = +25^\circ C$	-100	0	+100	nA

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = \text{open}$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FLYBACK/BOOST CONVERTER					
Flyback/Boost Switching Frequency	MAX17497A	235	250	265	kHz
	MAX17497B	470	500	530	
Flyback/Boost Maximum Duty Cycle	$f_{SW} = 250\text{kHz}$ (MAX17497A)	47.5	48.75	50	%
	$f_{SW} = 500\text{kHz}$ (MAX17497B)	88	92	96	
SSF Pullup Current	$V_{SSF} = 400\text{mV}$	9	10	11	μA
SSF Set Point Voltage		1.18	1.23	1.28	V
SSF Peak Current-Limit Enable Threshold		1.11	1.17	1.21	V
EAFN Input Bias Current	$0V < V_{EAFN} < 1.5V$, $T_A = +25^\circ C$	-100		+100	nA
Error-Amplifier Open-Loop Voltage Gain			90		dB
Error-Amplifier Transconductance	$V_{COMP_F} = 2V$, $V_{RLIMF} = 1V$	1.5	1.8	2.1	mS
Error-Amplifier Source Current	$V_{COMP_F} = 2V$, $V_{EAFN} = 1V$	80	120	210	μA
Error-Amplifier Sink Current	$V_{COMP_F} = 2V$, $V_{EAFN} = 1.5V$	80	120	210	μA
Current-Sense Transresistance		0.45	0.5	0.55	Ω
IN Clamp Voltage	$EN/UVLO = SGND$, $I_{IN_} = 1\text{mA}$ (MAX17497A) (Note 3)	31	33.5	36	V
LXF DMOS Switch On-Resistance ($R_{DS(on),LXF}$)	$I_{LXF} = 200\text{mA}$		175	380	$m\Omega$
LXF DMOS Peak Current Limit	$RLIMF = 100K$	1.62	1.9	2.23	A
LXF DMOS Runaway Current Limit	$RLIMF = 100K$	1.9	2.3	2.6	A
LXF Leakage Current	$V_{LXF} = 65V$, $T_A = +25^\circ C$		0.1	2	μA
Peak Switch Current Limit with $RLIMF$ Open		0.35	0.45	0.54	A
Runaway Switch Current Limit with $RLIMF$ Open		0.39	0.5	0.6	A
$RLIMF$ Reference Current		9	10	11	μA
Number of Flyback/Boost Peak Current-Limit Hits Before Hiccup Timeout			8		#
Number of Flyback/Boost Runaway Current-Limit Hits Before Hiccup Timeout			1		#

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, COMPF = open, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Flyback/Boost Overcurrent Hiccup Timeout			32		ms
Minimum On-Time			110		ns
SCOMP F Pullup Current		9	10	11	μA
Slope-Compensation Resistor Range	MAX17497B	30		200	$k\Omega$
Default Slope-Compensation Ramp	SCOMP F = open		100		mV/ μs
STEP-DOWN REGULATOR					
INB Voltage Range		7		16	V
INB Quiescent Supply Current	$V_{INB} = 16V$, $V_{OUTB} > 3.3V$		200	300	μA
INB UVLO Threshold	Rising	6.2	6.5	6.7	V
	Falling	5.9	6.2	6.4	
High-Side $R_{DS(on)}$	$I_{LXB} = 200mA$		425	800	$m\Omega$
Low-Side $R_{DS(on)}$	$I_{LXB} = 200mA$		225	425	$m\Omega$
Switching Frequency		0.94	1	1.06	MHz
LXB Leakage Current	$V_{LXB} = V_{INB} - 1V$, $V_{LXB} = V_{PGNDB} + 1V$, $T_A = +25^{\circ}C$		0.1	1	μA
LXB Dead Time	(Note 4)		5		ns
V_{OUTB} Output-Voltage Accuracy	$7V < V_{INB} < 16V$, $50mA < I_{OUT} < 600mA$	3.245	3.3	3.355	V
V_{OUTB} Input Bias Current	$V_{OUTB} = 3.3V$		7	10	μA
Peak Current-Limit Fault Threshold	$V_{OUTB} = 3.1V$	0.9	1.1	1.23	A
Runaway Current-Limit Threshold	$V_{OUTB} < 100mV$	1.05	1.25	1.45	A
Soft-Start Duration Count	$V_{INB} > 7V$		2048		Cycles
Number of Peak Current-Limit Hits Before Hiccup Timeout			8		Hits
Number of Runaway Current-Limit Hits Before Hiccup Timeout			1		Hits
Overcurrent Hiccup Timeout			32,768		Cycles
Minimum On-Time			100		ns
RESETN					
RESETN Output Leakage Current (Off-State)	$V_{RESETN} = 5V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-1		+1	μA
RESETN Output Voltage (On-State)	$I_{RESETN} = 10mA$	0		0.4	V
RESETN Higher Thresholds	EAFN rising	93.5	95	96.5	%
	OUTB rising	93.5	95	96.5	

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = open$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RESETN Lower Thresholds	EAFN falling	90.5	92	93.5	%
	OUTB falling	90.5	92	93.5	
RESETN Delay After EAFN and V_{OUTB} Reach 95% Regulation (MAX17497A/MAX17497B)			4		ms
THERMAL SHUTDOWN					
Thermal Shutdown Threshold	Temperature rising		160		$^\circ C$
Thermal Shutdown Hysteresis			20		$^\circ C$

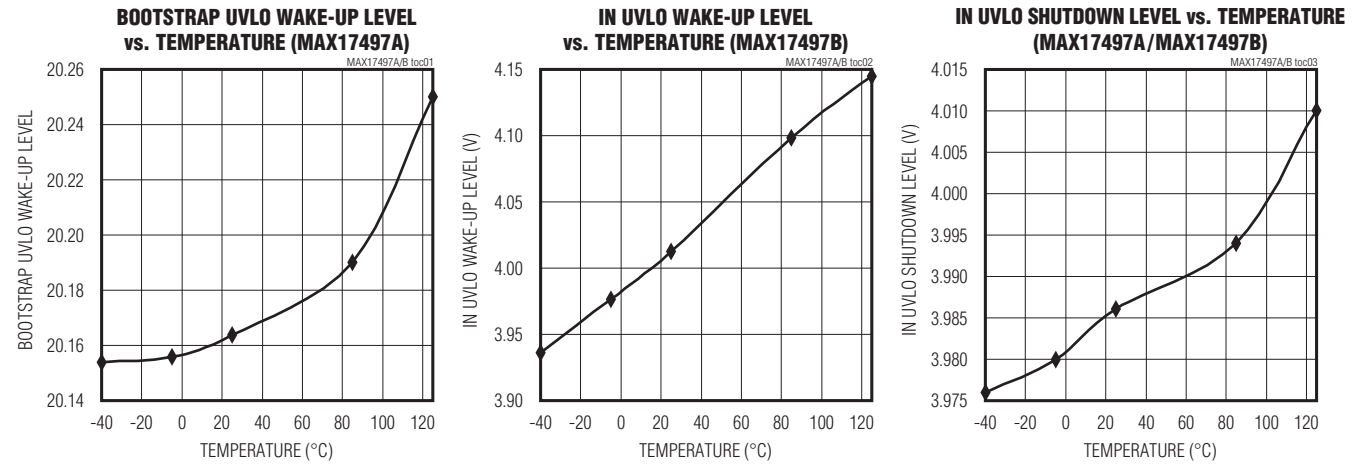
Note 2: All devices are 100% production tested at $T_A = +25^\circ C$. Limits over temperature are guaranteed by design.

Note 3: The MAX17497A is intended for use in universal input power supplies. The internal clamp circuit at IN is used to prevent the bootstrap capacitor from charging to a voltage beyond the absolute maximum rating of the device when EN/UVLO is low (shutdown mode). Externally limit the current to IN (hence to clamp) to 2mA (max) when EN/UVLO is low.

Note 4: Guarantees cross conduction is avoided and it is not larger than specified max value to guarantee loop-regulation capability.

標準動作特性

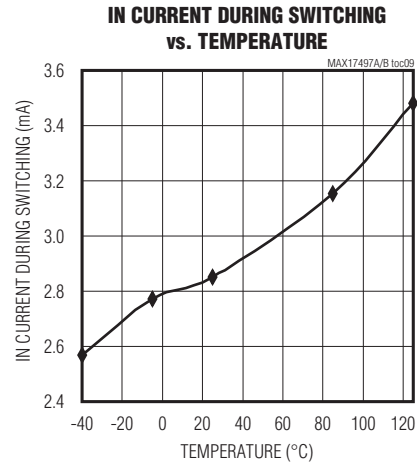
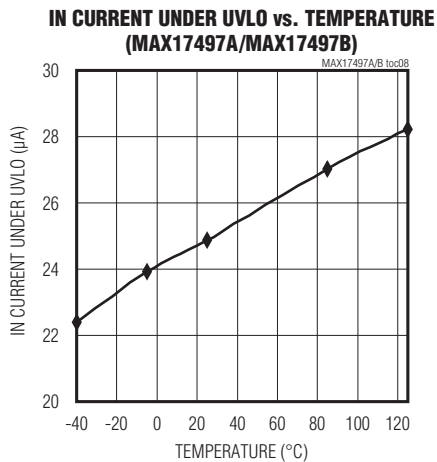
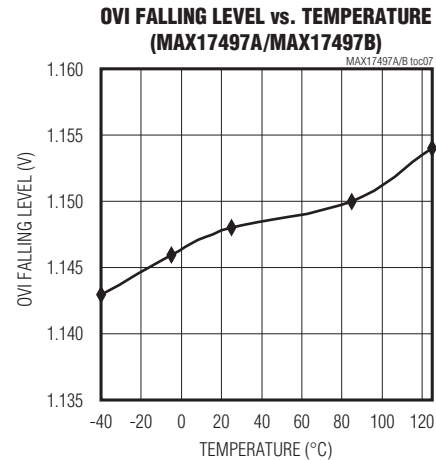
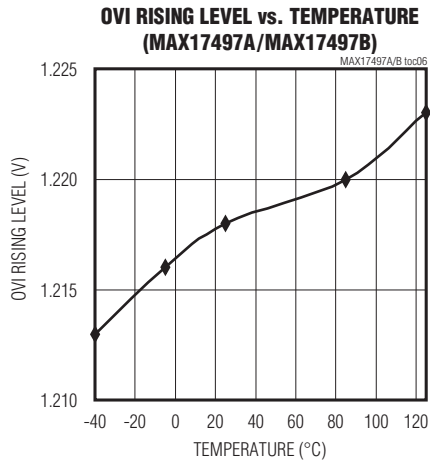
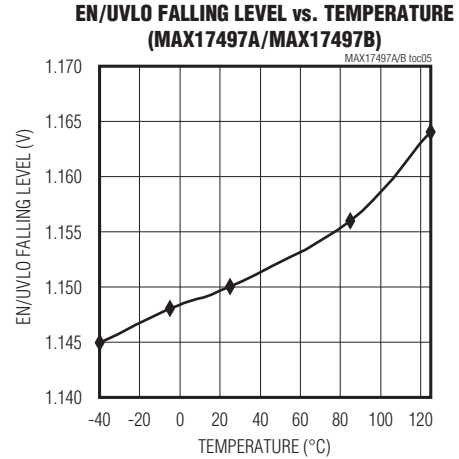
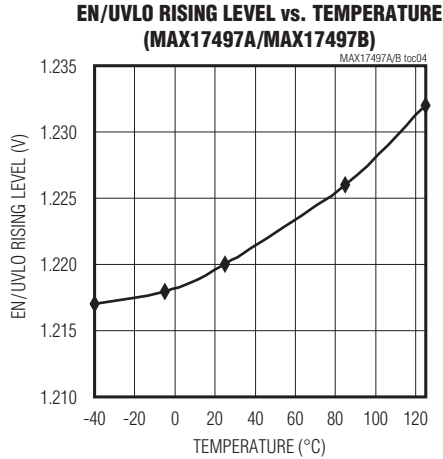
($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = open$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)



AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

標準動作特性(続き)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = open$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

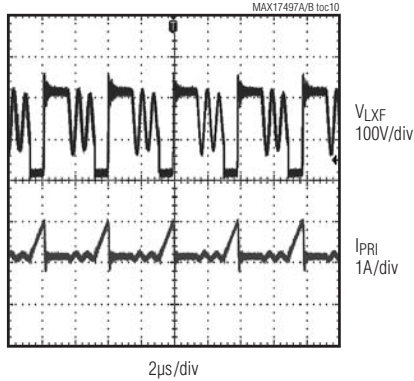


AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

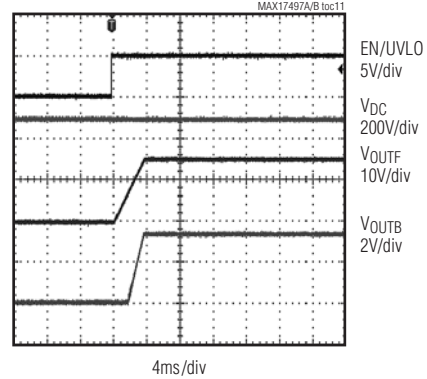
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = open$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

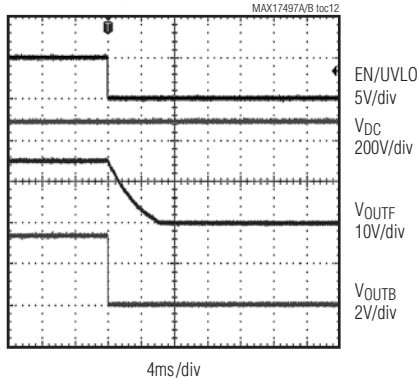
**LXF AND PRIMARY
CURRENT WAVEFORM**



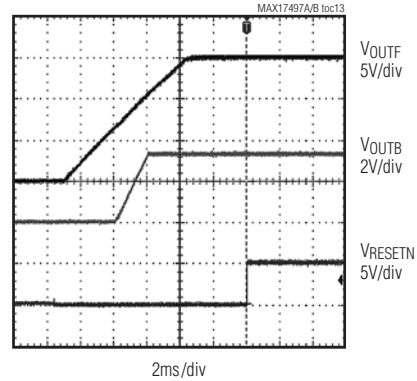
**ENABLE STARTUP WAVEFORM
(FULL LOAD)**



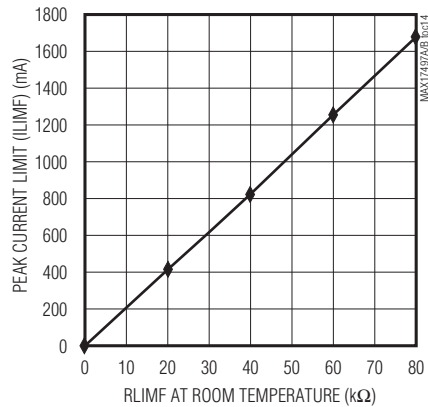
**ENABLE SHUTDOWN WAVEFORM
(FULL LOAD)**



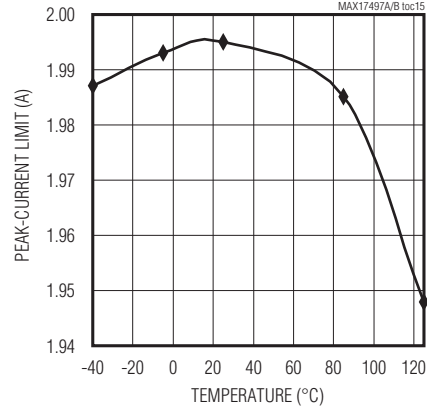
RESETN WAVEFORM



**PEAK CURRENT LIMIT (ILIMF)
vs. RLIMF AT ROOM TEMPERATURE**



**PEAK-CURRENT LIMIT AT RLIMF = 100kΩ
vs. TEMPERATURE**

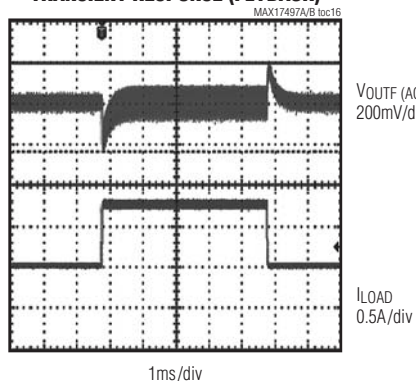


AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

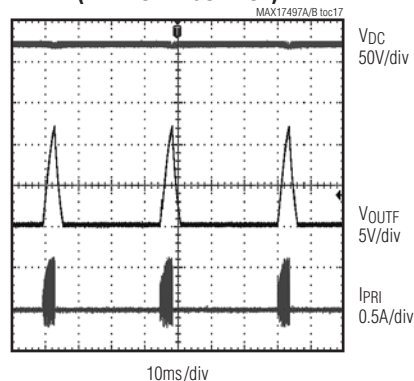
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = open$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

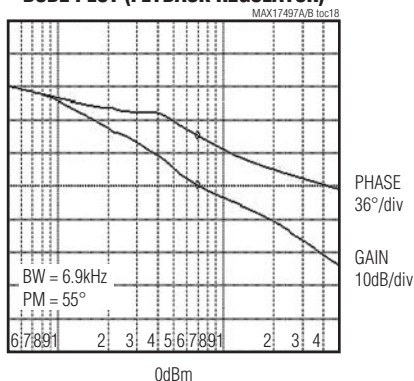
TRANSIENT RESPONSE (FLYBACK)



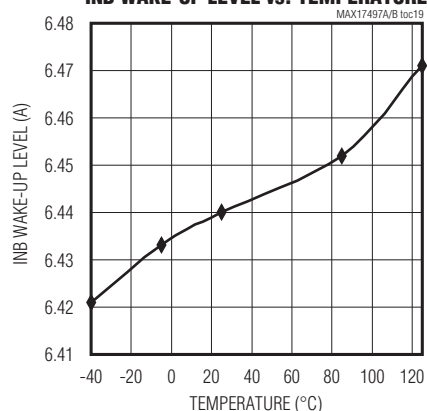
**HICCUP OVERCURRENT PROTECTION
(FLYBACK REGULATOR)**



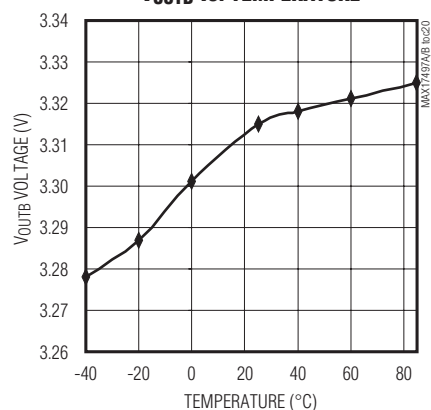
BODE PLOT (FLYBACK REGULATOR)



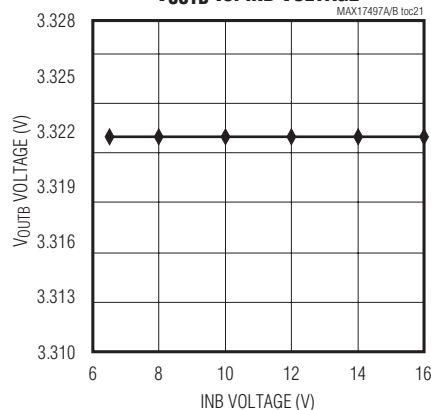
INB WAKE-UP LEVEL vs. TEMPERATURE



VOUTB vs. TEMPERATURE



VOUTB vs. INB VOLTAGE

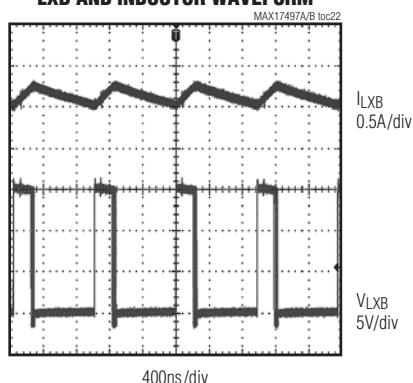


AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

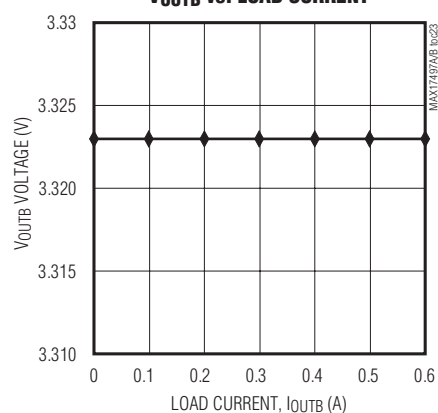
標準動作特性(続き)

($V_{IN} = +15V$, $V_{EN/UVLO} = +2V$, $COMP_F = open$, $C_{IN} = 1\mu F$, $C_{VCC} = 1\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

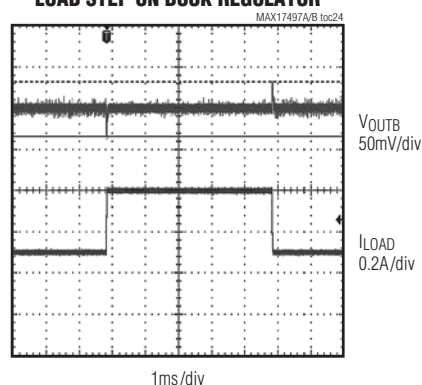
LXB AND INDUCTOR WAVEFORM



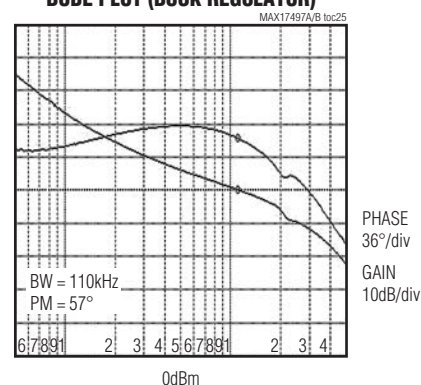
V_{OUTB} vs. LOAD CURRENT



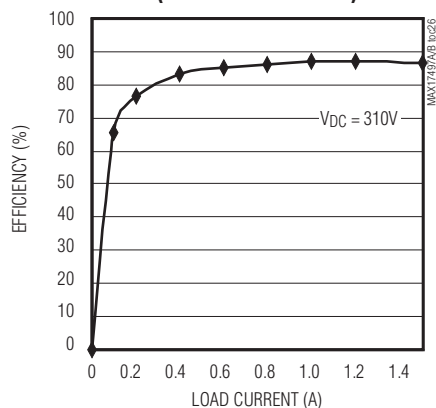
LOAD STEP ON BUCK REGULATOR



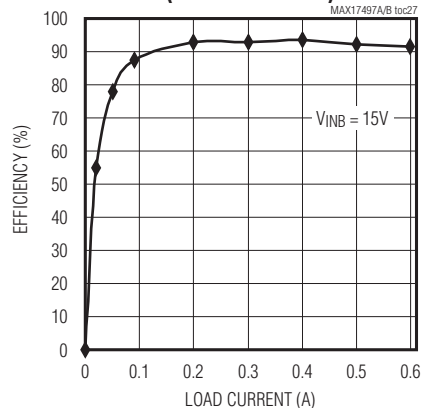
BODE PLOT (BUCK REGULATOR)



**EFFICIENCY GRAPH vs. LOAD CURRENT
(FLYBACK REGULATOR)**



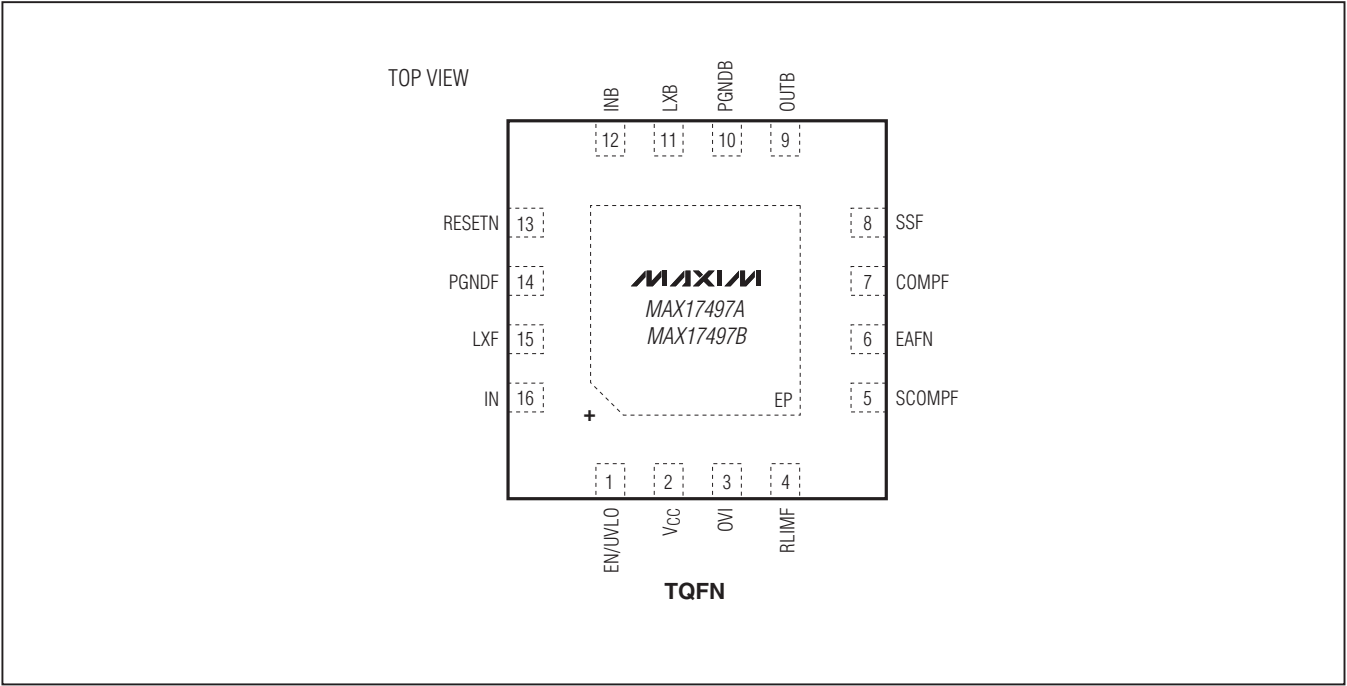
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT
(BUCK REGULATOR)**



MAX17497A/MAX17497B

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

ピン配置



端子説明

端子	名称	機能
1	EN/UVLO	イネーブル/低電圧ロックアウト端子。デバイスを起動するには、1.23V以上に設定してください。入力電源のUVLOスレッショルドを外部で設定するには、入力電源EN/UVLOとSGNDの間に抵抗分圧器を接続してください。
2	V _{CC}	リニアレギュレータ出力。できる限りICの近くで少なくとも1μFの入力バイパスコンデンサをV _{CC} とSGNDの間に接続してください。
3	OVI	過電圧コンパレータ入力。入力電源(OVI)とSGNDの間に抵抗分圧器を接続して、入力過電圧スレッショルドを設定してください。
4	RLIMF	電流制限設定端子。RLIMFとSGNDの間に抵抗を接続して、非絶縁型フライバックコンバータのピーク電流制限を設定してください。未接続の場合、ピーク電流制限はデフォルトで500mAになります。
5	SCOMPF	スロープ補償入力端子。SCOMPFとSGNDの間に抵抗を接続して、スロープ補償ランプを設定してください。最小のスロープ補償とするには、V _{CC} に接続してください。「フライバック/ブーストコンバータ用のスロープ補償の設定(SCOMPF)」の項を参照してください。
6	EAFN	非絶縁型フライバックコンバータ用のエラーアンプのフィードバック/反転入力。フライバック/ブーストコンバータの出力コンデンサの正の端子とSGNDの間に接続した抵抗分圧器のミッドポイントに接続してください。
7	COMPF	フライバック/ブーストコンバータのエラーアンプ出力。COMPFとSGNDの間に周波数補正回路を接続してください。図9を参照してください。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

端子説明(続き)

端子	名称	機能
8	SSF	フライバック/ブーストコンバータ用のソフトスタート端子。SSFとSGNDの間にコンデンサを接続して、ソフトスタートの期間を設定してください。
9	OUTB	ステップダウンレギュレータ用のフィードバック。OUTBをステップダウンレギュレータの出力コンデンサの正の端子に接続してください。
10	PGNDB	ステップダウンレギュレータ用の電源グランド
11	LXB	ステップダウンレギュレータ用の外部インダクタ接続。出力インダクタの一方の端子に接続してください。出力インダクタのもう一方の端子は、出力コンデンサに接続してください。
12	INB	内蔵ステップダウンレギュレータ入力。アプリケーションの必要に応じて、INBをV _{OUTF} (フライバック/ブーストコンバータの出力)またはDC入力ソースに直接接続してください。2.2μF (min)のセラミックコンデンサでINBをPGNDBにバイパスしてください。
13	RESETN	オープンドレイン出力。両方の出力がレギュレーションポイントの5%以内の場合、RESETNはハイになります。いずれかの出力がレギュレーション値の92%を下回った場合、RESETNはローになります。
14	PGNDF	フライバック/ブーストコンバータ用の電源グランド
15	LXF	フライバック/ブーストコンバータ用の外部トランス/インダクタ接続
16	IN	内蔵リアレギュレータ入力。INを入力電圧ソースに接続してください。少なくとも1μFのセラミックコンデンサでINをPGNDFにバイパスしてください。
—	EP	エクスポーズドパッド。内部でSGNDに接続されています。適切な放熱を提供するために、EPをSGNDと同電位の大面積の銅プレーンに接続してください。EP (SGND)をPGNDFに一点で接続してください。

詳細

MAX17497Aは、内蔵の同期ステップダウンレギュレータを使用する最大30Wの出力と3.3V、600mAの電源レールを備えた非絶縁型オフラインフライバックコンバータの実装用に最適化されています。フライバックコンバータの出力電圧は、内蔵の3.3V同期ステップダウンレギュレータへの入力電源電圧に供給します。フライバックコンバータおよびステップダウンレギュレータの出力は個別のフィードバックループでレギュレートされるため、高精度で制御された2つの電圧がシステムに提供されます。必要な場合は、フライバックコンバータトランスに追加の2次巻線を使用することによって、さらに多くのセミレギュレートされた出力を生成することも可能です。MAX17497Bは、最小4.5V DCの低電圧DC-DCアプリケーションで最大15Wの非絶縁型フライバック/ブーストコンバータおよび3.3V、600mAの同期ステップダウンレギュレータの実装用に最適化されています。詳細については、[図1](#)を参照してください。

入力電圧範囲

MAX17497AはMAX17497Bとは異なる立上り/立下りUVLOスレッショルドをIN端子に備えています。MAX17497Aのスレッショルドは、通常はオフラインAC-DC電源に使用される電源スタートアップ方式の実装用に最適化されています。そのため、MAX17497Aは、通常は電気メーターおよびその他の低電力産業用電源アプリケーションに見られるAC-DC電源アプリケーションでの整流されたDCバスからの動作に最適です。それらの用途において、外付け部品の定格が適切であり、MAX17497Aの最大動作電圧が遵守される限り、MAX17497Aの最大入力電圧には制限がありません。MAX17497Aは、汎用入力整流(85V~265V AC)バスアプリケーション、整流された3相DCバスアプリケーション、およびテレコム(36V~72V DC)アプリケーションで十分に使用することができます。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

MAX17497Bは、内蔵の60V定格nチャネルMOSFETを使用した非絶縁型フライバック/ブーストコンバータの実装を目的としています。MAX17497BのIN端子の最大動作電圧は36Vです。MAX17497Bは、通常は入力電圧が最小4.5V DCまでの低電圧DC-DCアプリケーションで使用される電源スタートアップ方式を想定したIN端子の立上り/立下りスレッシュホールドを実装しています。そのため、MAX17497Bを使用して4.5V~36Vの電源電圧範囲を備えたフライバック/ブーストコンバータを実装することができます。両方のデバイスの電源スタートアップ方式の詳細については、「[スタートアップ動作](#)」の項を参照してください。内蔵の同期ステップダウンレギュレータの動作入力電圧の定格は16V (max)です。

リニアレギュレータ(V_{CC})

これらのデバイスは、IN端子から給電される内蔵リニアレギュレータを備えています。リニアレギュレータの出力はV_{CC}端子に接続されており、安定した動作を実現するために1μFのコンデンサでグラウンドに対してデカップリングしてください。V_{CC}レギュレータ出力は、デバイスの動作電流を供給します。IN端子の最大動作は、MAX17497Aの場合が29Vで、MAX17497Bの場合が36Vです。

パワー段の設定(LXF)

これらのデバイスは、内蔵nMOSFETを使用してフライバック/ブーストコンバータの電流モード制御および過電流保護のための内部電流検出を実現します。これを容易にするために、MAX17497Aのアプリケーションでは内蔵nMOSFETのドレインが外部MOSFETのソースに接続されます。外部MOSFETのゲートはIN端子に接続されます。IN端子の電圧が外部MOSFETの最大動作ゲート電圧定格を超えないことを設計によって保証してください。外部MOSFETのゲート-ソース間電圧は内蔵nMOSFETのスイッチング動作によって制御され、外部MOSFETのソース電流の検出も行われます。MAX17497Bのアプリケーションでは、LXF端子はフライバックトランスの1次巻線またはブーストコンバータのインダクタに直接接続されます。

最大デューティサイクル

MAX17497Aは、最大デューティサイクル49%で動作します。MAX17497Bは、DC-DCアプリケーションで入力-出力間の大きな電圧比を伴うフライバックおよびブーストコンバータの両方を実装するために、93%の最大デューティ

サイクルを提供します。内蔵の同期ステップダウンレギュレータの最大デューティサイクルは85%で、安定した動作のために内部で補償されます。

RESETNパワーグッド信号

これらのデバイスは、システムに対するパワーグッド信号の機能を果たすRESETN信号を備えています。RESETNはオープンドレイン信号のため、好ましい電源電圧へのプルアップ抵抗が必要です。RESETN信号はフライバック/ブースト出力と同期ステップダウンレギュレータ出力の両方を監視して、両方の出力がレギュレーション値の95% (typ)の場合にハイになります。いずれかの出力がレギュレーション値の92% (typ)を下回った場合、RESETN信号はローになります。

シーケンシング

MAX17497Aは、通常はフライバックコンバータの出力が内蔵の同期ステップダウンレギュレータの入力ソースとして機能するように設定されます。同期ステップダウンレギュレータは6.5Vの入力UVLOスレッシュホールドを備えているため、3.3Vの出力は常にフライバックコンバータの出力のあとに立ち上がります。[図2](#)は、上述のMAX17497Aの出力のシーケンシングを示しています。MAX17497Bが内蔵ステップダウンレギュレータの入力電源電圧を生成するフライバックまたはブースト出力として設定される場合も、デバイスのシーケンシングはこれと同じです。ステップダウンレギュレータは、個別の7V~16VのDC電源でも動作可能です。この場合は、EN/UVLO端子の電圧が1.23V (typ)以上であるとして、INB端子の電圧が7Vを超えた時点でステップダウンレギュレータが動作を開始します。

ソフトスタート

これらのデバイスは、フライバック/ブーストコンバータおよび同期ステップダウンレギュレータ用のソフトスタート動作を実装しています。フライバック/ブーストコンバータのソフトスタート時間はSSF端子に接続するコンデンサで設定するのに対して、ステップダウンレギュレータは固定の内部デジタルソフトスタート方式を使用しています。ステップダウンレギュレータのソフトスタート時間は2msです。SSFのコンデンサの選択の詳細については、「[フライバック/ブーストコンバータのソフトスタートの設定\(SSF\)](#)」の項を参照してください。

MAX17497A/MAX17497B

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

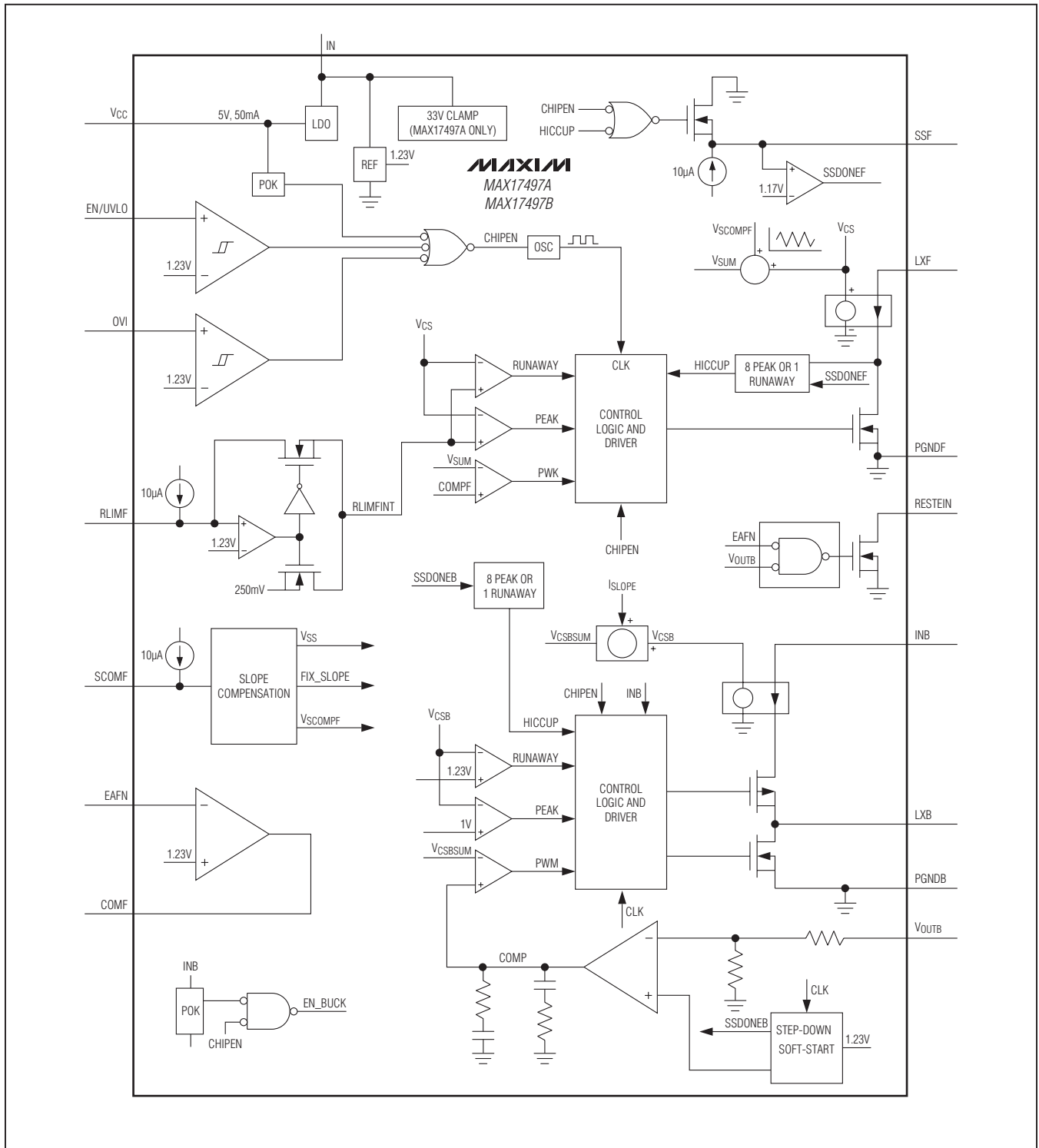


図1. MAX17497A/MAX17497Bのブロック図

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

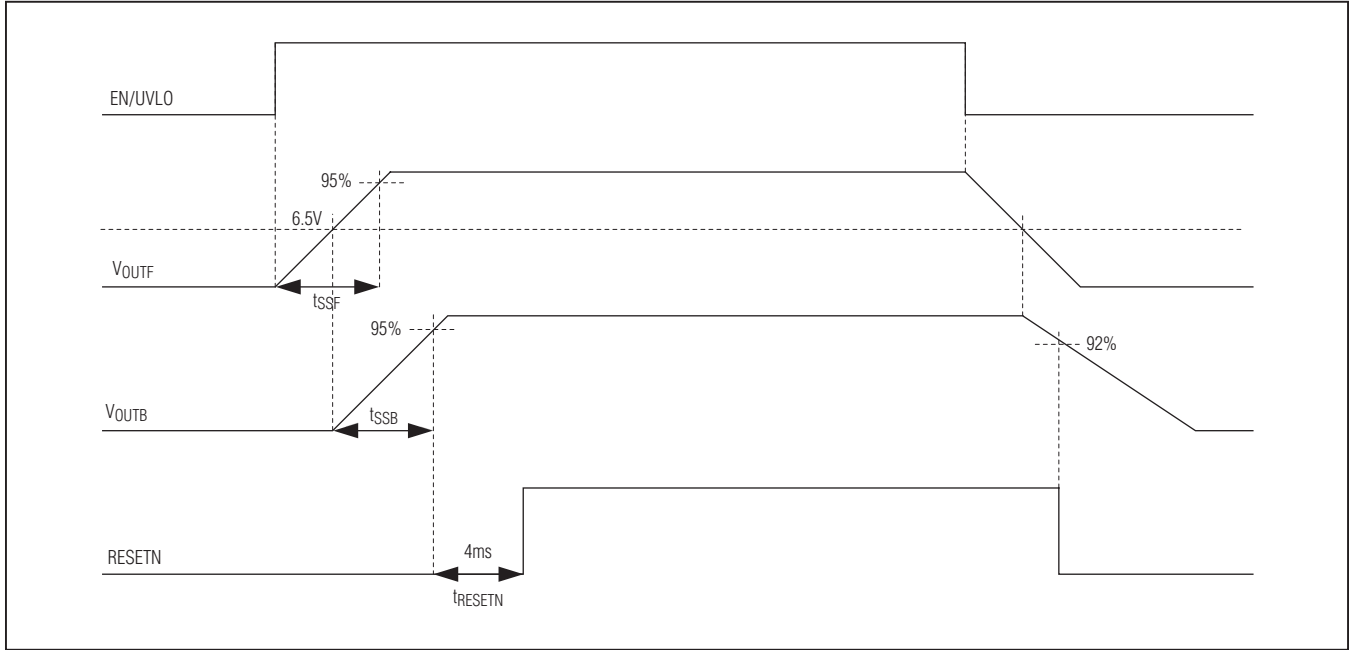


図2. MAX17497A/MAX17497Bの出力電圧レールのシーケンシング

スペクトラム拡散の出荷時オプション

EMIに敏感なアプリケーション向けに、これらのデバイスのスペクトラム拡散に対応したバージョンを注文することができます。周波数ディザリング機能は、スイッチング周波数の1/16の速度でスイッチング周波数を±10%変調させます。このスペクトラム拡散変調方式によって、スイッチング周波数の高調波のエネルギーがより広い帯域に拡散されるとともにそれらのピークが低減され、厳しいEMI目標への適合に役立ちます。

アプリケーション情報

スタートアップ電圧および入力過電圧保護の設定 (EN/UVLO、OVI)

これらのデバイスのEN/UVLO端子は、イネーブル/ディセーブル入力および高精度の設定可能な入力UVLO端子として機能します。EN/UVLO端子の電圧が1.23V (typ)を超えない限り、デバイスはスタートアップ動作を開始しません。EN/UVLO端子の電圧が1.17V (typ)を下回った場合、デバイスはオフになります。入力DCバスとグラウンドの間に抵抗分圧器を接続して分圧を行い、入力DC電圧(V_{DC})の一部をEN/UVLO端子に印加することができます。抵抗分圧器の値を選択することによって、目的の入力DCバス電圧でEN/UVLO端子の電圧が1.23V (typ)のターンオンレシヨルドを超えるようにすることができます。図3に示す

ように、これと同じ抵抗分圧器に抵抗(R_{OVI})を追加することによって、EN/UVLO機能に加えて入力過電圧保護を実装することが可能です。OVI端子の電圧が1.23V (typ)を超えた場合、デバイスはスイッチングを停止して、OVI端子の電圧が1.17V (typ)を下回った場合にのみスイッチング動作を再開します。所定のスタートアップDC入力電圧(V_{START})、および入力過電圧保護電圧(V_{OVI})の値に対して、R_{OVI}の抵抗を24.9kΩとした場合、分圧器の抵抗値は次のように計算することができます。

$$R_{EN} = R_{OVI} \times \left[\frac{V_{OVI}}{V_{START}} - 1 \right] k\Omega$$

ここで、R_{OVI}の単位はkΩで、V_{START}およびV_{OVI}の単位はVです。

$$R_{SUM} = [R_{OVI} + R_{EN}] \times \left[\frac{V_{START}}{1.23} - 1 \right] k\Omega$$

ここで、R_{EN}およびR_{OVI}の単位はkΩ、V_{START}の単位はVです。R_{SUM}は、直列に接続した複数の等しい抵抗(R_{DC1}、R_{DC2}、R_{DC3})の形で実装して、個々の抵抗にかかる電圧をその最大動作電圧の範囲内に制限することが必要になる場合があります。

$$R_{DC1} = R_{DC2} = R_{DC3} = \frac{R_{SUM}}{3} k\Omega$$

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

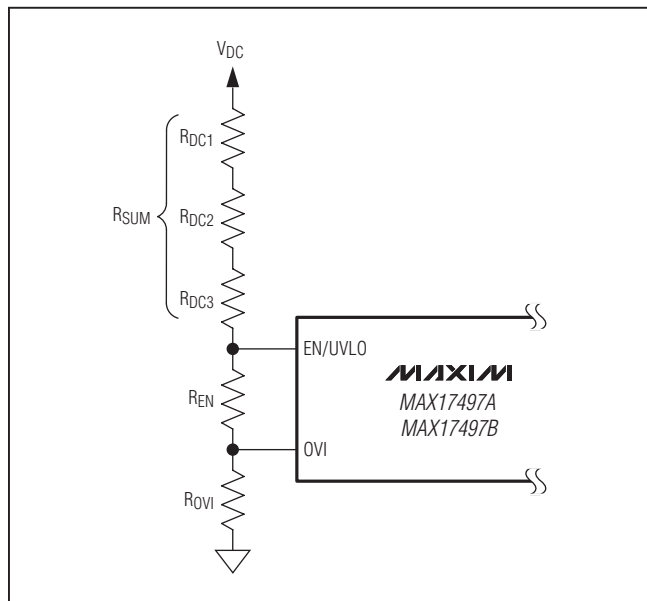


図3. EN/UVLOおよびOVIの設定

スタートアップ動作

MAX17497Aはオフラインフライバックコンバータの実装用に最適化されています。オフラインアプリケーションでは、コスト効率に優れたRCスタートアップ回路が使用されます。このスタートアップ方式では、入力DC電圧が印加された場合、スタートアップ抵抗(R_{START})によってスタートアップコンデンサ(C_{START})が充電され、IN端子の電圧が立上りIN UVLOスレッショルド(20V typ)に向かって上昇します。この間、MAX17497Aは R_{START} を通して20 μ A (typ)のわずかなスタートアップ電流を消費します。INの電圧が立上りIN UVLOスレッショルドに達した時点で、MAX17497Aはスイッチング動作を開始して、ドレインがLXF端子に接続されている内蔵nMOSFETを駆動します。この状態では、MAX17497Aは外部nMOSFET (Q1)のゲートのスイッチングに必要な電流に加えて、 C_{START} から2.5mAの電流が流れ込みます。この電流は R_{START} を流れる電流によってサポートすることができないため、 C_{START} の電圧の降下が始まります。図4に示すように適切に構成された場合、外部nMOSFETはLXF端子によってスイッチングされ、フライバックコンバータが生成する出力電圧(V_{OUTF})はダイオード(D2)を介してIN端子にブーストラップされます。 C_{START} の電圧が5Vを下回る前に V_{OUTF} が6VとD2での降下の合計を超えた場合、INの電圧は V_{OUTF} によって維持され、MAX17497Aは V_{OUTF} からのエネルギーで動作を継続することができます。MAX17497Aはヒステリシスが大きい(15V typ)、小型のスタートアップコンデンサ(C_{START})に対応します。スタートアップ電流が小さいため(20 μ A

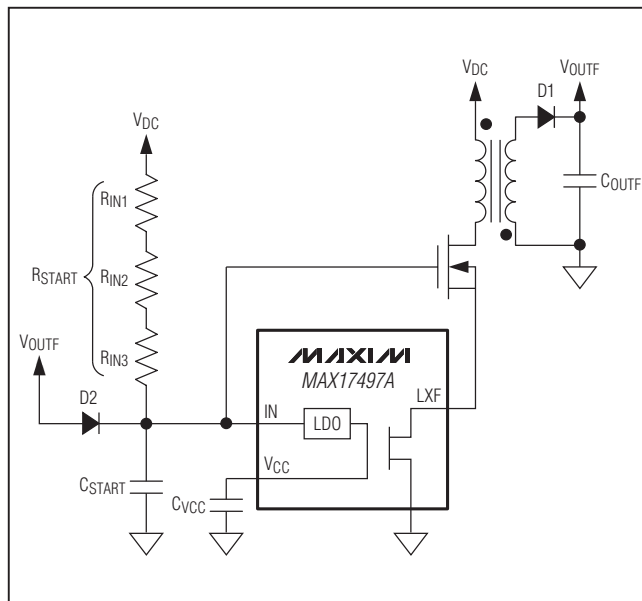


図4. MAX17497AのRCベースのスタートアップ回路

typ)、大きなスタートアップ抵抗(R_{START})の使用が可能で、より高いDCバス電圧での消費電力が低減されます。 R_{START} は、直列に接続した複数の等しい抵抗(R_{IN1} 、 R_{IN2} 、および R_{IN3})の形で実装して、オフラインアプリケーションで印加される高いDC電圧を分担させ、個々の抵抗にかかる電圧をその最大連続動作電圧定格の範囲内に制限することが必要になる場合があります。 R_{START} および C_{START} は、次のように計算することができます。

$$C_{START} = \left[I_{IN} + \left(\frac{Q_{GATE} \times f_{sw}}{10^6} \right) \right] \times \frac{t_{SSF}}{10} \mu F$$

ここで、 I_{IN} はIN端子での消費電流(単位: mA)、 Q_{GATE} は使用する外部MOSFETのゲート電荷(単位: nC)、 f_{sw} はコンバータのスイッチング周波数(単位: Hz)、 t_{SSF} はフライバックコンバータに対して設定されたソフトスタート時間(単位: ms)です(「[フライバック/ブーストコンバータのソフトスタートの設定\(SSF\)](#)」の項を参照)。

$$R_{START} = \frac{(V_{START} - 10) \times 50}{[1 + C_{START}]} k\Omega$$

ここで、 C_{START} はスタートアップコンデンサ(単位: μ F)です。オフラインアプリケーションの高いDC入力電圧におけるスタートアップ抵抗での消費電力を許容することができない設計の場合は、図5に示すように、スタートアップ抵抗の代わりに電流ソースを使用してスタートアップ回路を構成することが可能です。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

スタートアップコンデンサ(C_{START})は、次のように計算することができます。

$$C_{START} = \left[I_{IN} + \left(\frac{Q_{GATE} \times f_{SW}}{10^6} \right) \right] \times \frac{t_{SSF}}{10} \mu F$$

ここで、 I_{IN} はIN端子での消費電流(単位：mA)、 Q_{GATE} は使用する外部MOSFETのゲート電荷(単位：nC)、 f_{SW} はコンバータのスイッチング周波数(単位：Hz)、 t_{SSF} はフライバックコンバータに対して設定されたソフトスタート時間(単位：ms)です。

抵抗 R_{START} および R_{ISRC} は、次のように計算することができます。

$$R_{START} = \frac{V_{START}}{10} M\Omega$$

$$R_{ISRC} = \frac{V_{BEQ1}}{70} M\Omega$$

MAX17497BのIN UVLO立上りスレッショルドは200mVのヒステリシスで3.9Vに設定され、最小4.5Vまでの低電圧DC-DCアプリケーション向けに最適化されています。入力DC電圧が十分に低く(たとえば4.5V~5.5V DC)、MAX17497Bの動作電流の供給による電力損失が許容可能なアプリケーションの場合、IN端子はDC入力に直接接続されます(図6)。より高いDC入力電圧(たとえば16V~32V DC)の場合、スタートアップ回路(図7)を使用してスタートアップ回路での電力損失を最小限に抑えることができます。このスタートアップ方式では、バイアス巻線NBが立ち上がるまでトランジスタ(Q1)がスイッチング電流を供給します。抵抗(R_Z)は、次のように計算することができます。

$$R_Z = 9 \times (V_{INMIN} - 6.3) k\Omega$$

ここで、 V_{INMIN} は最小入力DC電圧です。

フライバック/ブーストコンバータのソフトスタートの設定(SSF)

これらのデバイスのフライバック/ブーストコンバータのソフトスタート時間は、SSF端子とGNDの間に接続するコンデンサの値を選択することによって設定可能です。コンデンサ(C_{SSF})は、次のように計算することができます。

$$C_{SSF} = 8.13 \times t_{SSF} nF$$

ここで、 t_{SSF} の単位はmsです。

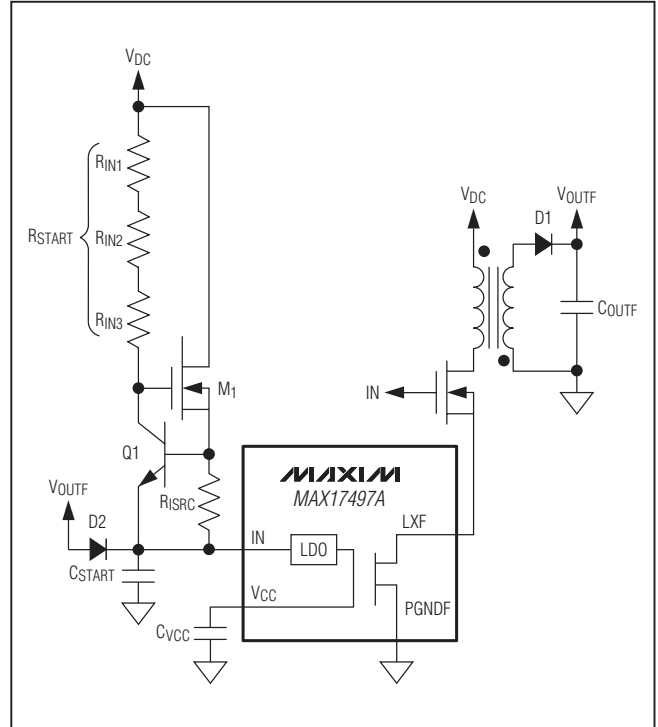


図5. MAX17497Aの電流ソースベースのスタートアップ回路

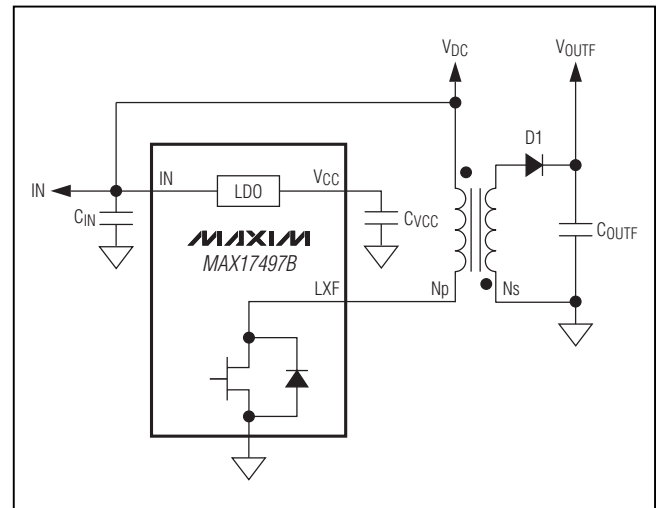


図6. MAX17497BのINがDC入力に直接接続された標準スタートアップ回路

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

フライバックブーストコンバータの出力電圧の設定(EAFN)
 フライバック/ブースト出力(V_{OUTF})とグランドの間に接続しミッドポイントをEAFN端子に接続した抵抗分圧器(図8)の値を適切に選択することによって、フライバック/ブーストコンバータの出力電圧を設定してください。 R_B を20k Ω ~50k Ω の範囲で選択した場合、 R_U は次のように計算することができます。

$$R_U = R_B \times \left[\frac{V_{OUTF}}{1.23} - 1 \right] \text{k}\Omega$$

ここで、 R_B の単位はk Ω です。

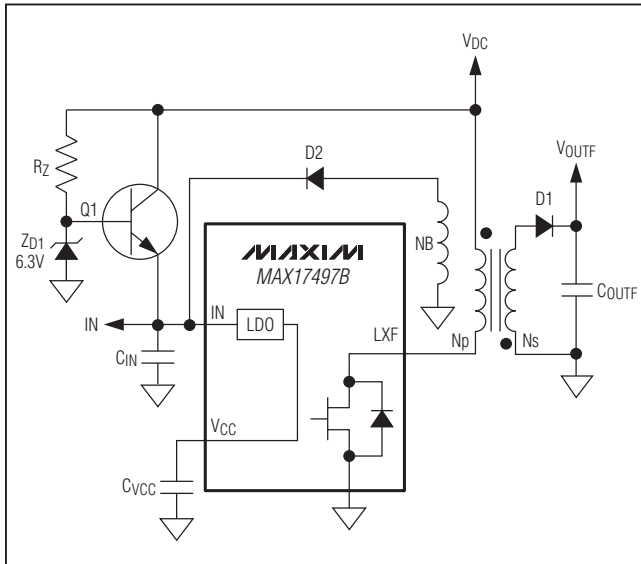


図7. MAX17497Bのバイアス巻線でQ1をオフにして消費電力を低減する標準スタートアップ回路

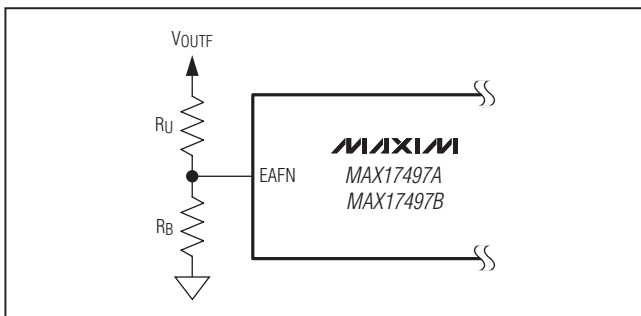


図8. フライバック/ブーストコンバータの出力電圧の設定

フライバック/ブーストコンバータの電流制限の設定(RLIMF)

これらのデバイスは、過負荷および短絡状態の間デバイスを保護する堅牢な過電流保護方式を内蔵しています。フライバック/ブーストコンバータ用に、これらのデバイスはサイクル単位のピーク電流制限を内蔵しており、LXF端子に流れ込む電流がRLIMF端子とグランドの間に接続した抵抗によって設定される内部制限を上回るたびにドライバがオフにされます。これらのデバイスは、フライバック/ブーストコンバータのオンの期間に増大するインダクタ電流の回復に利用可能な出力電圧が不足している場合に高入力電圧および短絡状態の間デバイスを保護するランナウェイ電流制限を内蔵しています。8回の連続するピーク電流制限イベントの発生または1回のランナウェイ電流制限の発生によってヒカップモードがトリガされ、直ちに一定の期間(t_{RSTART})スイッチングを停止することによってコンバータを保護します。これによって、ソフトスタートが再試行される前に、コンバータの抵抗での電力損失、負荷、およびフライバック/ブーストコンバータの出力ダイオードによる過負荷電流を低下させます。目的の電流制限(I_{PK})に対するRLIMFの抵抗は、次のように計算することができます。

$$R_{LIMF} = 50 \times I_{PK} \text{ k}\Omega$$

ここで、 I_{PK} の単位はAです。

特定のピーク電流制限の設定に対して、ランナウェイ電流制限は通常はそれより20%高くなります。ピーク電流制限によってトリガされるヒカップ動作はソフトスタートの終了までディセーブルされるのに対して、ランナウェイ電流制限によってトリガされるヒカップ動作は常にイネーブルされています。

フライバック/ブーストコンバータ用のスロープ補償の設定(SCOMP)

MAX17497Aは最大デューティサイクル49%で動作するため、50%以上のデューティサイクルで動作する連続ピーク電流モード制御のコンバータで自然に発生する低調波不安定性を防ぐためのスロープ補償が理論上は不要です。実際には、安定した、ジッタのない動作を提供するために、MAX17497Aは最小限のスロープ補償を必要とします。MAX17497Aでは、単にRLIMF端子をVCCに接続することによって、スロープ補償をこのデフォルト値に設定することができます。不連続モードの設計の場合も、ノイズ耐性およびジッタのない動作を提供するために、この最小限のスロープ補償を使用することが推奨されます。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

MAX17497Aのフライバック/ブーストコンバータは、不連続モードで動作するかまたは所定のDC入力電圧において特定の重負荷条件で連続伝導モードに移行するように設計することが可能です。連続伝導モードでは、フライバック/ブーストコンバータは50%以上のデューティサイクルで動作するピーク電流モード制御のコンバータで規定のすべての負荷およびライン条件にわたって自然に発生する低調波不安定性を防ぐためのスロープ補償を必要とします。50%以下のデューティサイクルで動作するコンバータの場合も、安定した、ジッタのない動作を提供するために、検出された電流信号に最小限のスロープ信号が付加されます。SCOMPF端子とグランドの間に接続する抵抗 R_{SCOMPF} の値を設定することによって、ユーザーはSCOMPF端子を使用して必要なスロープ補償を設定することができます。

$$R_{SCOMPF} = 0.1 S_E \text{ k}\Omega$$

ここで、スロープ(S_E)の単位はV/ μ sです。

ステップダウン過電流保護

これらのデバイスのステップダウンレギュレータは、過負荷および短絡状態の間デバイスを保護する堅牢な過電流保護方式を内蔵しています。ハイサイドスイッチ電流が800mAの内部制限を超えるたびに、サイクル単位のピーク電流制限がハイサイドpMOSFETスイッチをオフにします。ハイサイドスイッチ電流の1A (typ)のランナウェイ電流制限は、ステップダウンレギュレータのオンの期間に増大するインダクタ電流の回復に利用可能な出力電圧が不足している場合に高入力電圧/短絡の条件下でデバイスを保護します。8回の連続するピーク電流制限イベントの発生または1回のランナウェイ電流制限の発生によってヒカップモードがトリガされ、直ちに一定の期間($t_{RSTARTB}$)スイッチングを停止することによってコンバータを保護します。これによって、ソフトスタートが再試行される前に、コンバータの抵抗での電力損失、および負荷による過負荷電流を低下させます。

フライバック/ブーストコンバータのエラーアンプ、ループ補償、およびパワー段の設計

これらのデバイスのフライバック/ブーストコンバータは、安定した動作を実現するためにエラーアンプの出力に適切なループ補償を適用する必要があります。補償回路の設計の目標は、目的のクローズドループ帯域幅と、コンバータのオープンループ利得伝達関数のクロスオーバー周波数

での十分な位相マージンを実現することです。デバイスに内蔵されたエラーアンプは、トランスコンダクタンスアンプです。必要なループ補償の適用に使用される補償回路を図9に示します。

フライバック/ブーストコンバータを使用して、以下のコンバータおよび動作モードを実装することが可能です。

- 不連続伝導モードの非絶縁型フライバックコンバータ (DCMフライバック)
- 連続伝導モードの非絶縁型フライバックコンバータ (CCMフライバック)
- 不連続伝導モードのブーストコンバータ (DCMブースト)
- 連続伝導モードのブーストコンバータ (CCMブースト)

これらのコンバータタイプについてのループ補償の値(R_Z 、 C_Z 、および C_P)の計算、およびパワー段の部品の設計手順について、以下の各節で詳細に説明します。

DCMフライバック

1次側インダクタンスの選択

DCMフライバックコンバータでは、フライバックトランスの1次側インダクタンスに蓄積されたエネルギーが、理想的には完全に出力に供給されます。すべての動作条件でコンバータが不連続モードを維持する最大1次側インダクタンス値は、次のように計算することができます。

$$L_{PRIMAX} \leq \frac{(V_{INMIN} \times D_{MAX})^2 \times 0.4}{(V_{OUTF} + V_D) \times I_{OUTF} \times f_{SW}}$$

ここで、 D_{MAX} はMAX17497Aの場合が0.35でMAX17497Bの場合が0.7、 V_D は2次側の出力整流ダイオードの順電圧降下、 f_{SW} はパワーコンバータのスイッチング周波数です。 L_{PRIMAX} 以下になるように1次側のインダクタンス値を選択してください。

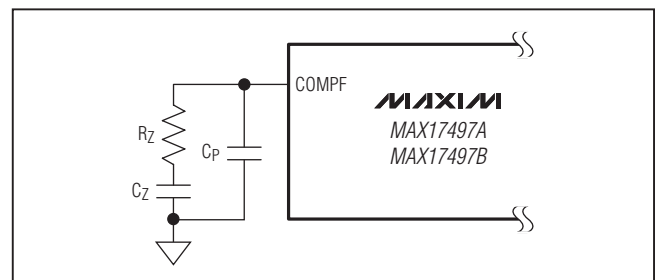


図9. フライバック/ブーストコンバータの出力電圧の設定

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

デューティサイクルの計算

選択した1次側インダクタンス L_{PRI} に対するデューティサイクル(D_{NEW})の正確な値は、次式を使用して計算することができます。

$$D_{NEW} = \frac{\sqrt{2.5 \times L_{PRI} \times (V_{OUTF} + V_D) \times I_{OUTF} \times f_{SW}}}{V_{INMIN}}$$

巻数比の計算(N_s/N_p)

トランスの巻数比($K = N_s/N_p$)は、次のように計算することができます。

$$K = \frac{(V_{OUTF} + V_D) \times (1 - D_{MAX})}{V_{INMIN} \times D_{MAX}}$$

ピーク/RMS電流の計算

1次側と2次側のRMS電流の値は、トランスのメーカーがさまざまな巻線の線径を設計するために必要です。ピーク電流の計算は、電流制限の設定に役立ちます。以下の式を使用して1次側と2次側のピークおよびRMS電流を計算してください。

最大1次側ピーク電流：

$$I_{PRIPEAK} = \frac{V_{INMIN} \times D_{NEW}}{L_{PRI} \times f_{SW}}$$

最大1次側RMS電流：

$$I_{PRI RMS} = I_{PRIPEAK} \times \sqrt{\frac{D_{NEW}}{3}}$$

最大2次側RMS電流：

$$I_{SECPEAK} = \frac{I_{PRIPEAK}}{K}$$

最大2次側ピーク電流：

$$I_{SECRMS} = I_{PRIPEAK} \sqrt{\frac{I_{SECPEAK} \times L_{PRI} \times f_{SW}}{3(V_{OUTF} \times V_D)}}$$

電流制限を設定するために、ピーク電流は次のように計算することができます。

$$I_{LIMF} = I_{PRIPEAK} \times 1.2$$

1次側スナバの選択

理想的には、外部nMOSFETには入力電圧とnMOSFETのオフの期間における1次側巻線の折り返し電圧の合計に等

しいドレイン-ソース電圧ストレスがかかります。実際には、フライバックトランスの漏れインダクタンスなどの、回路の寄生インダクタンスおよびコンデンサによって、電圧オーバーシュートとリングングが発生します。スナバ回路は、電圧オーバーシュートを外部nMOSFETの電圧定格内の安全なレベルに制限するために使用されます。スナバコンデンサは、次式を使用して計算することができます。

$$C_{SNUB} = \frac{2 \times L_{LK} \times I_{PRIPEAK}^2 \times K^2}{V_{OUTF}^2}$$

ここで、 L_{LK} はトランスの仕様から得られる漏れインダクタンスです(通常は1次側インダクタンスの1%~2%)。

スナバ抵抗で消費される電力は、次式を使用して計算されます。

$$P_{SNUB} = 0.833 \times L_{LK} \times I_{PRIPEAK}^2 \times f_{SW}$$

スナバ抵抗は、次式に基づいて計算することができます。

$$R_{SNUB} = \frac{6.25 \times V_{OUTF}^2}{P_{SNUB} \times K^2}$$

スナバダイオードの電圧定格は、次のとおりです。

$$V_{DSNUB} = V_{INMAX} + \left(2.5 \times \frac{V_{OUTF}}{K} \right)$$

出力コンデンサの選択

産業アプリケーションでは、温度変化に対する安定性からX7Rセラミック出力コンデンサが広く使用されます。出力コンデンサは、出力電圧偏差が出力電圧変化の3%に抑えられるように、通常はアプリケーションの最大出力電流の50%のステップ負荷をサポートする大きさに設定されます。出力容量は次のように計算することができます。

$$C_{OUTF} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUTF}}$$

$$t_{RESPONSE} \cong \left(\frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

ここで、 I_{STEP} は負荷ステップ、 $t_{RESPONSE}$ はコントローラの応答時間、 ΔV_{OUTF} は許容可能な出力電圧偏差、 f_C は目標のクローズドループクロスオーバー周波数です。 f_C はスイッチング周波数(f_{SW})の1/10になるように選択されます。フライバックコンバータの場合、メインスイッチがオンのときは出力コンデンサが負荷電流を供給するため、出力

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

電圧リップルは負荷電流とデューティサイクルの関数になります。次式を使用して、出力コンデンサのリップルを計算してください。

$$\Delta V_{\text{COUTF}} = \frac{D_{\text{NEW}} \times [I_{\text{PRIPEAK}} - [K \times I_{\text{OUTF}}]]^2}{2 \times I_{\text{PRIPEAK}} \times f_{\text{SW}} \times C_{\text{OUTF}}}$$

ここで、 I_{OUTF} は負荷電流、 D_{NEW} は最小入力電圧でのデューティサイクルです。

入力コンデンサの選択

MAX17497Aは、オフラインAC-DCコンバータの実装用に最適化されています。それらのアプリケーションでは、整流されたライン電圧に起因するリップルまたは必要なホールドアップ時間のいずれかに基づいて入力コンデンサを選択する必要があります。ホールドアップ時間は、AC電源が失われた瞬間から電源が出力電圧をレギュレート可能な期間として定義することができます。MAX17497Bは、スイッチング周波数リップルを使用して入力コンデンサを計算する必要がある低電圧DC-DCアプリケーションの実装に便利です。どちらの場合も、高信頼性の動作を実現するために、コンデンサはRMS電流の要件に適合する大きさにする必要があります。

スイッチングリップルに基づくコンデンサの選択 (MAX17497B) : DC-DCアプリケーションの場合、動作温度範囲にわたる安定性からX7Rセラミックコンデンサが推奨されます。セラミックコンデンサのESRとESLは比較的小さいため、リップル電圧の大部分は容量性の成分によって占められます。フライバックコンバータの場合、メインスイッチがオンのときは入力コンデンサが電流を供給します。次式によって、規定のピークトゥピーク入力スイッチングリップル電圧($V_{\text{IN_RIP}}$)に対する入力コンデンサが計算されます。

$$C_{\text{IN}} = \frac{D_{\text{NEW}} \times I_{\text{PRIPEAK}} [1 - (0.5 \times D_{\text{NEW}})]^2}{2 \times f_{\text{SW}} \times V_{\text{IN_RIP}}}$$

整流されたライン電圧のリップルに基づくコンデンサの選択 (MAX17497A) : フライバックコンバータの場合、ダイオード整流器がオフのときは入力コンデンサが入力電流を供給します。入力平均電流による電圧放電($V_{\text{IN_RIP}}$)が規定の制限内になるようにしてください。

$$C_{\text{IN}} = \frac{0.5 \times I_{\text{PRIPEAK}} \times D_{\text{NEW}}}{f_{\text{RIPPLE}} \times V_{\text{IN_RIP}}}$$

ここで、 f_{RIPPLE} (半波整流の場合は電源周波数に等しい入力

ACリップル周波数)は、全波整流の場合はAC電源周波数の2倍になります。

ホールドアップ時間の要件に基づくコンデンサの選択 (MAX17497A) : ホールドアップ時間(t_{HOLDUP})に供給する必要のある所定の出力(P_{HOLDUP})、AC電源が失われる時点のDCバス電圧(V_{INFAIL})、およびコンバータが出力電圧をレギュレート可能な最小DCバス電圧(V_{INMIN})に対して、入力コンデンサ(C_{IN})は次のように概算されます。

$$C_{\text{IN}} = \frac{3 \times P_{\text{HOLDUP}} \times t_{\text{HOLDUP}}}{(V_{\text{INFAIL}}^2 - V_{\text{INMIN}}^2)}$$

入力コンデンサのRMS電流は、次のように計算することができます。

$$I_{\text{INCRMS}} = \frac{0.6 \times V_{\text{INMIN}} \times D_{\text{MAX}}^2}{f_{\text{SW}} \times L_{\text{PRI}}}$$

外部MOSFETの選択

MOSFETの選択基準には、最大ドレイン電圧、1次側のピーク/RMS電流、および接合部温度制限を超えることのないパッケージの最大許容消費電力が含まれます。MOSFETのドレインから見た電圧は、入力電圧、トランスの1次側に折り返された2次側電圧、および漏れインダクタンススパイクの合計です。MOSFETの絶対最大 V_{DS} 定格は、ワーストケースのドレイン電圧を上回っている必要があります。

$$V_{\text{DSMAX}} = V_{\text{INMAX}} + \left[\left(\frac{V_{\text{OUTF}} + V_{\text{D}}}{K} \right) \times 2.5 \right]$$

外部MOSFETのドレイン電流定格は、ワーストケースのピーク電流制限の設定を上回るように選択されます。

2次側ダイオードの選択

2次側ダイオードの選択基準には、最大逆電圧、2次側の平均電流、逆回復時間、接合部容量、およびパッケージの最大許容消費電力が含まれます。ダイオードの電圧ストレスは、出力電圧と反射される1次側電圧の合計です。

最大動作逆電圧定格は、ワーストケースの逆電圧を上回っている必要があります。

$$V_{\text{SECDIODE}} = 1.25 \times (K \times V_{\text{INMAX}} + V_{\text{OUTF}})$$

2次側ダイオードの電流定格は、ダイオードでの電力損失(順電圧降下と平均ダイオード電流の積)が十分に低く、接合部温度が制限内になることが保証されるように選択してください。これには、ダイオード電流定格が $2 \times I_{\text{OUTF}} \sim 3 \times$

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

I_{OUTF}の範囲である必要があります。回復時間が50ns以下のファーストリカバリーダイオード、または低接合容量のショットキーダイオードを選択してください。

エラーアンプの補償設計

ループ補償の値は、次のように計算されます。

$$R_Z = 450 \times \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{0.1 f_{SW}}{f_P}\right)^2}{2 \times L_{PRI} \times f_{SW}}} \times V_{OUTF} \times I_{OUTF}$$

$$f_P = \frac{I_{OUTF}}{\pi \times V_{OUTF} \times C_{OUTF}}$$

$$C_Z = \frac{1}{\pi \times R_Z \times f_P}$$

$$C_P = \frac{1}{\pi \times R_Z \times f_{SW}}$$

デバイスのスイッチング周波数(f_{SW})は、「[Electrical Characteristics \(電気的特性\)](#)」の項から取得することができます。

標準アプリケーションでは、内蔵ステップダウンレギュレータはフライバックコンバータの出力から給電されます。ステップダウンレギュレータは、負の入カインピーダンスまたは一定した入力電力の振る舞いを示します。この振る舞いが原因で、フライバックコンバータについて測定されるループ帯域幅は設計の帯域幅よりも小さくなります。

CCMフライバック

トランスの巻数比の計算(K = N_s/N_p)

トランスの巻数比は、次式を使用して計算することができます。

$$K = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times (1 - D_{MAX})}{V_{INMIN} \times D_{MAX}}$$

ここで、D_{MAX}は最小入力に想定されるデューティサイクル(MAX17497Aの場合は0.35、MAX17497Bの場合は0.7)です。

1次側インダクタンスの計算

1次側インダクタンスは、リップルに基づいて計算してください。

$$L_{PRI} = \frac{(V_{OUTF} + V_D) \times (1 - D_{NOM}) \times K}{2 \times I_{OUTF} \times \beta \times f_{SW}}$$

ここで、D_{NOM}は公称動作DC入力電圧(V_{INNOM})での公称デューティサイクルで、次式によって与えられます。

$$D_{NOM} = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times K}{V_{INNOM} + (V_{OUT} + V_D) \times K}$$

フライバックコンバータがCCMで動作する下限の出力電流は、前記の1次側インダクタンスの式のβの部分の選択によって決定されます。たとえば、コンバータを最大出力負荷電流の15%までCCMで動作させるには、βに0.15を選択してください。1次側電流波形のリプルはデューティサイクルの関数で、DC入力電圧が最大るとき最大となるため、コンバータがCCMで動作する下限の最大(ワーストケース)負荷電流は、最大動作DC入力電圧で発生します。V_Dは選択した出力ダイオードの最大出力電流での順電圧降下です。

ピークおよびRMS電流の計算

1次側と2次側のRMS電流の値は、トランスのメーカーがさまざまな巻線の線径を設計するために必要です。ピーク電流の計算は、電流制限の設定に役立ちます。以下の式を使用して1次側と2次側のピークおよびRMS電流を計算してください。

最大1次側ピーク電流：

$$I_{PRIPEAK} = \left(\frac{I_{OUTF} \times K}{1 - D_{MAX}} \right) + \left(\frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{2 \times L_{PRI} \times f_{SW}} \right)$$

最大1次側RMS電流：

$$I_{PRI RMS} = \sqrt{\frac{I_{PRIPEAK}^2 + \Delta I_{PRI}^2 - (I_{PRIPEAK} \times \Delta I_{PRI})}{3}} \times \sqrt{D_{MAX}}$$

ここで、ΔI_{PRI}は1次側電流波形のリプル電流で、次式によって与えられます。

$$\Delta I_{PRI} = \left(\frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{L_{PRI} \times f_{SW}} \right)$$

最大2次側ピーク電流：

$$I_{SECPEAK} = \frac{I_{PRIPEAK}}{K}$$

最大2次側RMS電流：

$$I_{SECRMS} = \sqrt{\frac{I_{SECPEAK}^2 + \Delta I_{SEC}^2 - (I_{SECPEAK} \times \Delta I_{SEC})}{3}} \times \sqrt{1 - D_{MAX}}$$

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

ここで、 ΔI_{SEC} は2次側電流波形のリプル電流で、次式によって与えられます。

$$\Delta I_{SEC} = \left(\frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{L_{PRI} \times f_{SW} \times K} \right)$$

ピーク電流を設定する電流制限は、次のように計算することができます。

$$I_{LIMF} = I_{PRIPEAK} \times 1.2$$

1次側RCDスナバの選択

RCDスナバの選択のための設計手順は、「DCMフライバック」の項で概説したものと同一です。

出力コンデンサの選択

産業アプリケーションでは、温度変化に対する安定性からX7Rセラミック出力コンデンサが広く使用されます。出力コンデンサは、出力電圧偏差が出力電圧変化の3%に抑えられるように、通常はアプリケーションの最大出力電流の50%のステップ負荷をサポートする大きさに設定されます。出力容量は次のように計算することができます。

$$C_{OUTF} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUTF}}$$

$$t_{RESPONSE} \cong \left(\frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

ここで、 I_{STEP} は負荷ステップ、 $t_{RESPONSE}$ はコントローラの応答時間、 ΔV_{OUTF} は許容可能な出力電圧偏差、 f_C は目標のクローズドループクロスオーバー周波数です。 f_C はワーストケースの(最も低い) RHPゼロ周波数(f_{RHP})の1/5以下になるように選択されます。右半平面ゼロ周波数は、次のように計算されます。

$$f_{ZRHP} = \frac{(1 - D_{MAX})^2 \times V_{OUTF}}{2 \times \pi \times D_{MAX} \times L_{PRI} \times I_{OUTF} \times K^2}$$

CCMフライバックコンバータの場合、メインスイッチがオンのときは出力コンデンサが負荷電流を供給するため、出力電圧リプルは負荷電流とデューティサイクルの関数になります。次式を使用して、出力電圧リプルを概算してください。

$$\Delta V_{COUTF} = \frac{I_{OUTF} \times D_{MAX}}{f_{SW} \times C_{OUTF}}$$

入力コンデンサの選択

入力コンデンサの選択のための設計手順は、「DCMフライバック」の項で概説したものと同一です。

外部MOSFETの選択

外部MOSFETの選択のための設計手順は、「DCMフライバック」の項で概説したものと同一です。

2次側ダイオードの選択

2次側ダイオードの選択のための設計手順は、「DCMフライバック」の項で概説したものと同一です。

エラーアンプの補償設計

CCMフライバックコンバータでは、1次側インダクタンスおよび等価負荷抵抗によって、次の周波数に右半平面ゼロが発生します。

$$f_{ZRHP} = \frac{(1 - D_{MAX})^2 \times V_{OUTF}}{2 \times \pi \times D_{MAX} \times L_{PRI} \times I_{OUTF} \times K^2}$$

ループ補償の値は、次のように計算されます。

$$R_Z = \frac{225 \times I_{OUTF}}{(1 - D_{MAX})} \times \sqrt{1 + \left[\frac{f_{RHP}}{5 \times f_P} \right]^2}$$

ここで、 f_P は出力コンデンサおよび負荷に起因するポールで、次式によって与えられます。

$$f_P = \frac{(1 + D_{MAX}) \times I_{OUTF}}{2 \times \pi \times C_{OUTF} \times V_{OUTF}}$$

前記の選択の場合、ループ利得クロスオーバー周波数(f_C 、ループ利得が1になる周波数)は、右半平面ゼロ周波数の1/5に等しくなります。

$$f_C \leq \frac{f_{ZRHP}}{5}$$

制御ループのゼロを負荷ポール周波数に配置する場合、次のようになります。

$$C_Z = \frac{1}{2\pi \times R_Z \times f_P}$$

高周波数ポールをスイッチング周波数の1/2に配置する場合、次のようになります。

$$C_P = \frac{1}{\pi \times R_Z \times f_{SW}}$$

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

DCMブースト

DCMブーストコンバータでは、各スイッチングサイクル単位でインダクタ電流がゼロに戻ります。メインスイッチのオンの期間に蓄積されたエネルギーは、各スイッチングサイクルで完全に負荷に供給されます。

インダクタンスの選択

設計手順は、すべてのラインおよび負荷の動作条件においてDCMで動作するようにブーストコンバータの入力インダクタを計算することから始まります。DCM動作を維持するために必要な臨界インダクタンスは、次のように計算されます。

$$L_{IN} \leq \frac{[(V_{OUTF} - V_{INMIN}) \times V_{INMIN}] \times 0.4}{I_{OUTF} \times V_{OUTF}^2 \times f_{SW}}$$

ここで、 V_{INMIN} は最小入力電圧です。

ピーク/RMS電流の計算

電流制限を設定するために、インダクタのピーク電流は次のように計算することができます。

$$I_{LIMF} = I_{PK} \times 1.2$$

ここで、 I_{PK} は次式によって与えられます。

$$I_{PK} = \sqrt{\frac{2 \times (V_{OUTF} - V_{INMIN}) \times I_{OUTF}}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}}}$$

L_{INMIN} は、許容誤差と飽和効果を考慮した入力インダクタの最小値です。 f_{SWMIN} は、[[Electrical Characteristics](#)]の項に記載されたMAX17497Bの最小スイッチング周波数です。

出力コンデンサの選択

産業アプリケーションでは、温度変化に対する安定性からX7Rセラミック出力コンデンサが広く使用されます。出力コンデンサは、出力電圧偏差が出力電圧変化の3%に抑えられるように、通常はアプリケーションの最大出力電流の50%のステップ負荷をサポートする大きさに設定されます。出力容量は次のように計算することができます。

$$C_{OUT} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUTF}}$$

$$t_{RESPONSE} \cong \left(\frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

ここで、 I_{STEP} は負荷ステップ、 $t_{RESPONSE}$ はコントローラの応答時間、 ΔV_{OUTF} は許容可能な出力電圧偏差、 f_C は目標のクローズドループクロスオーバー周波数です。 f_C はスイッチング周波数(f_{SW})の1/10になるように選択されます。ブーストコンバータの場合、メインスイッチがオンのときは出力コンデンサが負荷電流を供給するため、出力電圧リップルはデューティサイクルと負荷電流の関数になります。次式を使用して、出力コンデンサのリップルを計算してください。

$$\Delta V_{COUTF} = \frac{I_{OUTF} \times L_{IN} \times I_{PK}}{V_{INMIN} \times C_{OUTF}}$$

入力コンデンサの選択

必要な入力コンデンサの値は、入力DCバス上で許容されるリップルに基づいて計算することができます。入力コンデンサの大きさは、それが扱うAC電流のRMS値に基づいてください。計算式は次のとおりです。

$$C_{INF} = \left[\frac{3.75 \times I_{OUTF}}{V_{INMIN} \times f_{SWMIN} \times (1 - D_{MAX})} \right]$$

コンデンサのRMSは、次のように計算することができます。

$$I_{CIN_RMS} = \frac{I_{PK}}{2 \times \sqrt{3}}$$

エラーアンプの補償設計

エラーアンプのループ補償の値は、次のように計算することができます。

$$C_Z = \frac{G_{DC} \times G_M \times 10}{2 \times \pi \times f_{SW}} = (G_{DC} \times 10) \text{ nF}$$

ここで、 G_{DC} はパワー段のDC利得で、次のように与えられます。

$$G_{DC} = \sqrt{\frac{8 \times (V_{OUTF} - V_{INMIN}) \times f_{SW} \times V_{OUTF}^2 \times L_{IN}}{(2V_{OUTF} - V_{INMIN})^2 \times I_{OUTF}}}$$

$$R_Z = \frac{V_{OUTF} \times C_{OUTF} \times (V_{OUTF} - V_{INMIN})}{I_{OUTF} \times C_Z \times (2V_{OUTF} - V_{INMIN})}$$

ここで、 V_{INMIN} は最小動作入力電圧で、 I_{OUTF} は最大負荷電流です。

$$C_P = \frac{C_{OUTF} \times ESR}{R_Z}$$

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

スロープ補償

理論上は、DCMブーストコンバータは安定した動作のためにスロープ補償を必要としません。実際には、非常に軽い負荷での良好なノイズ耐性のためにコンバータは最小限のスロープを必要とします。SCOMPF端子をV_{CC}端子に接続することによって、デバイスに最小限のスロープが設定されます。

出力ダイオードの選択

ブーストコンバータ用の出力ダイオードの電圧定格は、理想的にはブーストコンバータの出力電圧と等しくなります。実際には、回路の寄生インダクタンスと容量の相互作用によって、メインスイッチがオンになるときのダイオードのターンオフ遷移中に電圧オーバーシュートが発生します。そのため、ダイオードの定格はこの追加の電圧ストレスに対応するために必要なマージンを設けて選択してください。ほとんどの場合は、1.3 × V_{OUTF}の電圧定格によって必要な設計マージンが提供されます。

出力ダイオードの電流定格は、ダイオードでの電力損失(順電圧降下と平均ダイオード電流の積)が十分に低く、接合部温度が制限内になることが保証されるように選択してください。これには、ダイオード電流定格が2 × I_{OUTF} ~ 3 × I_{OUTF}の範囲である必要があります。回復時間が50ns以下のファーストリカバリーダイオード、または低接合容量のショットキーダイオードを選択してください。

内蔵MOSFETのRMS電流の計算

内蔵MOSFETのドレインはLXFに接続されており、その電圧ストレスは、理想的には出力電圧と出力ダイオードの順電圧降下の合計になります。実際には、回路の寄生素子の作用によってターンオフ遷移中に電圧オーバーシュートとリングングが発生します。デバイスの内蔵nMOSFETの最大定格は65Vのため、電圧オーバーシュートとリングングに対する十分なマージンを設けて最大48Vの出力電圧のブーストコンバータを設計することが可能です。LXFに流れ込むRMS電流は、内蔵nMOSFETでの導通損失の推定に役立ち、次式で与えられます。

$$I_{LXF_RMS} = \sqrt{\frac{I_{PK}^3 \times L_{INS} \times f_{SW}}{3 \times V_{INMIN}}}$$

ここで、I_{PK}は最小動作入力電圧(V_{INMIN})で計算したピーク電流です。

CCMブースト

CCMブーストコンバータでは、スイッチングサイクル中にインダクタ電流がゼロに戻りません。MAX17497Bは非同期ブーストコンバータを実装するため、インダクタ電流のピーク間リップルの1/2に等しい臨界値以下の負荷電流においてインダクタ電流はDCM動作に移行します。

インダクタの選択

設計手順は、インダクタ電流中のリップルが最大入力電流の30%に等しい場合について、公称入力電圧におけるブーストコンバータの入力インダクタを計算することから始まります。

$$L_{IN} = \frac{V_{IN} \times D \times (1-D)}{0.3 \times I_{OUTF} \times f_{SW}}$$

ここで、Dは次のように計算されるデューティサイクルです。

$$D = \frac{V_{OUTF} + V_D - V_{IN}}{V_{OUTF} + V_D - (R_{DS} \times I_{OUTF})}$$

V_Dは、最大出力電流でのブーストコンバータの出力ダイオード両端の電圧降下、R_{DS}はLXFでの内蔵nMOSFETのオン状態の抵抗値です。

ピーク/RMS電流の計算

電流制限を設定するために、インダクタおよび内蔵nMOSFETのピーク電流を次のように計算することができます。

$$I_{PK} = \left[\frac{V_{OUTF} \times D_{MAX} \times (1-D_{MAX})}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} + \frac{I_{OUTF}}{(1-D)} \right] \times 1.2$$

for D_{MAX} < 0.5

$$I_{PK} = \left[\frac{0.25 \times V_{OUTF}}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} + \frac{I_{OUTF}}{(1-D)} \right] \times 1.2 \text{ for } D_{MAX} \geq 0.5$$

最大デューティサイクルD_{MAX}は、前記のデューティサイクルの式に最小入力動作電圧(V_{INMIN})を代入することによって得られます。L_{INMIN}は、許容誤差と飽和効果を考慮した入力インダクタの最小値です。f_{SWMIN}は、「[Electrical Characteristics](#)」の項に記載されたMAX17497Bの最小スイッチング周波数です。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

出力コンデンサの選択

産業アプリケーションでは、温度変化に対する安定性からX7Rセラミック出力コンデンサが広く使用されます。出力コンデンサは、出力電圧偏差が出力電圧変化の3%に抑えられるように、通常はアプリケーションの最大出力電流の50%のステップ負荷をサポートする大きさに設定されます。出力容量は次のように計算することができます。

$$C_{OUTF} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUTF}}$$

$$t_{RESPONSE} \cong \left(\frac{0.33}{f_c} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

ここで、 I_{STEP} は負荷ステップ、 $t_{RESPONSE}$ はコントローラの応答時間、 ΔV_{OUTF} は許容可能な出力電圧偏差、 f_c は目標のクローズドループクロスオーバー周波数です。 f_c はスイッチング周波数(f_{SW})の1/10になるように選択されます。ブーストコンバータの場合、メインスイッチがオンのときは出力コンデンサが負荷電流を供給するため、出力電圧リップルはデューティサイクルと負荷電流の関数になります。次式を使用して、出力コンデンサのリップルを計算してください。

$$\Delta V_{COUTF} = \frac{I_{OUTF} \times D_{MAX}}{C_{OUTF} \times f_{SW}}$$

入力コンデンサの選択

必要な入力セラミックコンデンサの値は、入力DCバス上で許容されるリップルに基づいて計算することができます。入力コンデンサは、それが扱うAC電流のRMS値に基づいて大きさを決定してください。計算式は次のとおりです。

$$C_{INF} = \left\lceil \frac{3.75 \times I_{OUTF}}{V_{INMIN} \times f_{SW} \times (1 - D_{MAX})} \right\rceil$$

入力コンデンサのRMS電流は、次のように計算することができます。

$$I_{CIN_RMS} = \frac{\Delta I_{LIN}}{2 \times \sqrt{3}}$$

ここで、

$$\Delta I_{LIN} = \left\lceil \frac{V_{OUTF} \times D_{MAX} \times (1 - D_{MAX})}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} \right\rceil \text{ for } D_{MAX} < 0.5$$

$$\Delta I_{LIN} = \left\lceil \frac{0.25 \times V_{OUTF}}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} \right\rceil \text{ for } D_{MAX} \geq 0.5$$

エラーアンプの補償設計

エラーアンプのループ補償の値は、次のように計算することができます。

$$R_Z = \frac{250 \times V_{OUTF}^2 \times C_{OUTF} \times (1 - D_{MIN})}{I_{OUTF_MIN} \times L_{IN}}$$

ここで、 D_{MIN} は最大動作入力電圧でのデューティサイクルで、 I_{OUTF_MIN} は最小負荷電流です。

$$C_Z = \frac{V_{OUTF} \times C_{OUTF}}{2 \times I_{OUTF} \times R_Z}$$

$$C_P = \frac{1}{\pi \times f_{SW} \times R_Z}$$

スロープ補償ランプ

50%以上のデューティサイクルでコンバータを安定させるために必要なスロープは、次のように計算することができます。

$$S_E = \frac{0.5 \times (0.82 \times V_{OUTF} - V_{INMIN})}{L_{IN}} \text{ V per } \mu\text{s}$$

ここで、 L_{IN} の単位は μH です。

出力ダイオードの選択

出力ダイオードの選択のための設計手順は「DCMブースト」の項で概説したものと同一です。

内蔵MOSFETのRMS電流の計算

内蔵MOSFETのドレインはLXFに接続されており、その電圧ストレスは、理想的には出力電圧と出力ダイオードの順電圧降下の合計になります。実際には、回路の寄生素子の作用によってターンオフ遷移中に電圧オーバーシュートとリングングが発生します。デバイスの内蔵nMOSFETの最大定格は65Vのため、電圧オーバーシュートとリングングに対する十分なマージンを設けて最大48Vの出力電圧のブーストコンバータを設計することが可能です。LXFに流れ込むRMS電流は、内蔵nMOSFETでの導通損失の推定に役立ち、次式で与えられます。

$$I_{LXF_RMS} = \frac{I_{OUTF} \times \sqrt{D_{MAX}}}{(1 - D_{MAX})}$$

ここで、 D_{MAX} は最小動作入力電圧でのデューティサイクルで、 I_{OUTF} は最大負荷電流です。

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

熱について

電源の仕様で規定された動作条件下で、デバイスの接合部温度が+125℃を超えないことを保証してください。動作のためにデバイスで消費される電力は、次式を使用して計算することができます。

$$P_{IN} = V_{IN} \times I_{IN}$$

ここで、 V_{IN} はIN端子に印加される電圧で、 I_{IN} は動作消費電流です。

内蔵nMOSFETには、導通損失およびオン状態とオフ状態のスイッチング時の遷移損失があります。これらの損失は、次のように計算されます。

$$P_{CONDUCTION} = I_{LXF_RMS}^2 \times R_{DS(on)_LXF}$$

$$P_{TRANSITION} = 0.5 \times V_{INMAX} \times I_{PK} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

ここで、 t_R と t_F はCCM動作時における内蔵nMOSFETの立上り時間と立下り時間です。DCM動作では、スイッチ電流がゼロからのみ開始するため、 t_F が存在して遷移損失の式は次のように変化します。

$$P_{TRANSITION} = 0.5 \times V_{INMAX} \times I_{PK} \times t_F \times f_{SW}$$

内蔵MOSFETのドレイン-ソース間容量に蓄積されたエネルギーは、MOSFETがオンになってドレイン-ソース容量電圧を0まで放電するときに失われるため、スイッチングサイクルごとにシステムで追加の損失が発生します。この損失は、次のように概算されます。

$$P_{CAP} = 0.5 \times C_{DS} \times V_{DSMAX}^2 \times f_{SW}$$

内蔵ステップダウンレギュレータにも同様の損失があり、デバイスの温度上昇に影響します。これらの損失は、次のように概算されます。

$$P_{LOSSBUCK} = P_{OUT} \times \left(\frac{1}{\eta} - 1\right) - (I_{OUTB}^2 \times R_{DC})$$

ここで、 η は出力電流(I_{OUTB})での内蔵ステップダウンレギュレータの効率で、 R_{DC} は出力インダクタのDC抵抗値です。

デバイスの全電力損失は、次式から計算することができます。

$$P_{LOSS} = P_{IN} + P_{CONDUCTION} + P_{TRANSITION} + P_{CAP} + P_{LOSSBUCK}$$

デバイスで消費可能な最大電力は、+70℃の温度で1666mWです。温度が+70℃を上回るのにもなって、21mW/℃の割合で消費電力能力をディレーティングしてください。多層基板の場合、パッケージの熱性能の測定基準は以下に示すとおりです。

$$\theta_{JA} = 48^\circ\text{C/W}$$

$$\theta_{JC} = 10^\circ\text{C/W}$$

デバイスの接合部温度の上昇は、任意の最大周囲温度(T_{A_MAX})について次式から概算することができます。

$$T_{J_MAX} = T_{A_MAX} + (\theta_{JA} \times P_{LOSS})$$

適切なヒートシンクの使用によってデバイスのエクスポーズドパッドが所定の温度(T_{EP_MAX})に維持されることを保証する熱管理システムを備えたアプリケーションの場合は、接合部温度の上昇を任意の最大周囲温度について次式から概算することができます。

$$T_{J_MAX} = T_{EP_MAX} + (\theta_{JC} \times P_{LOSS})$$

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

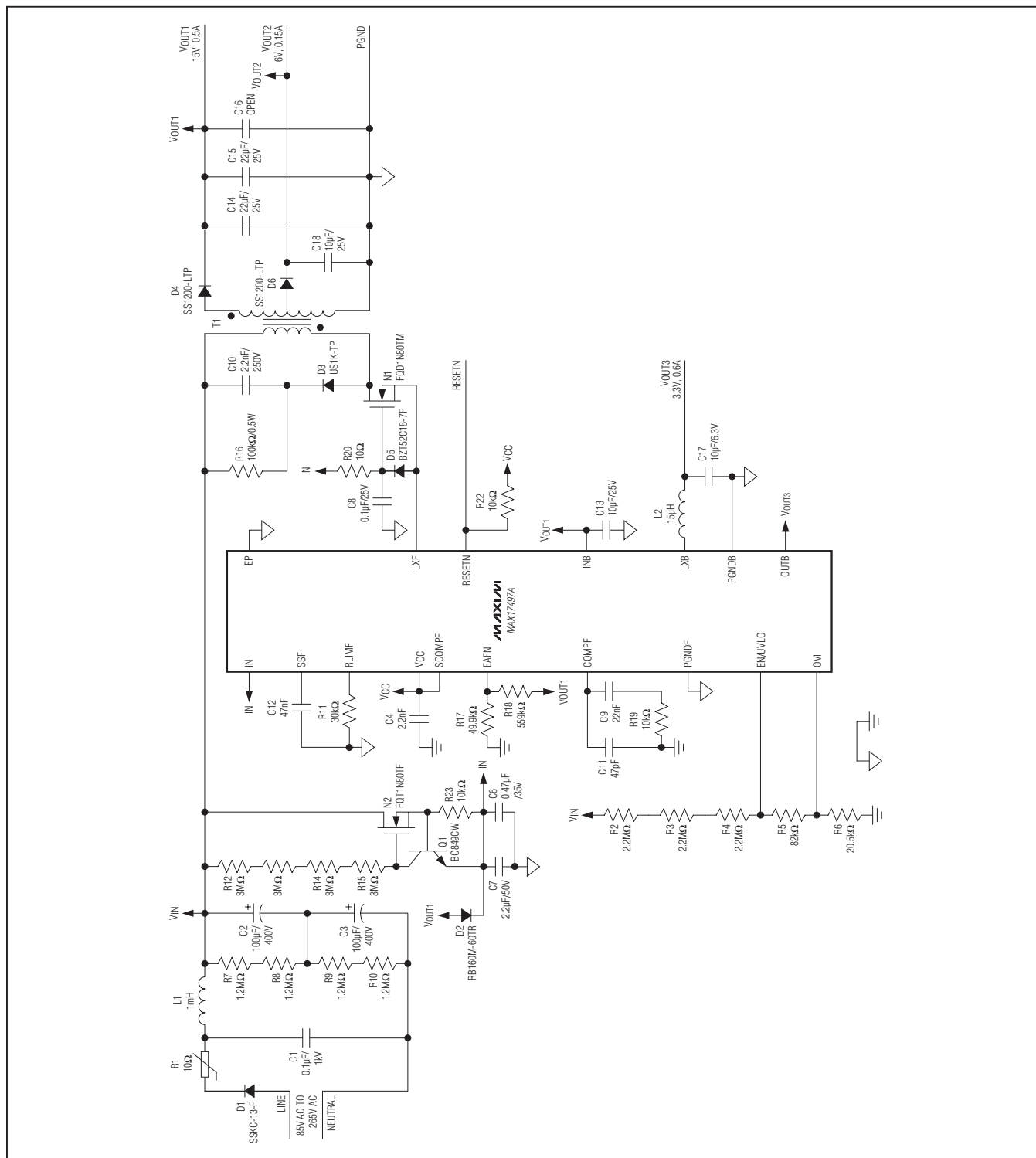


図10. MAX17497Aの標準アプリケーション例(スマートメーターなど)

MAX17497A/MAX17497B

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

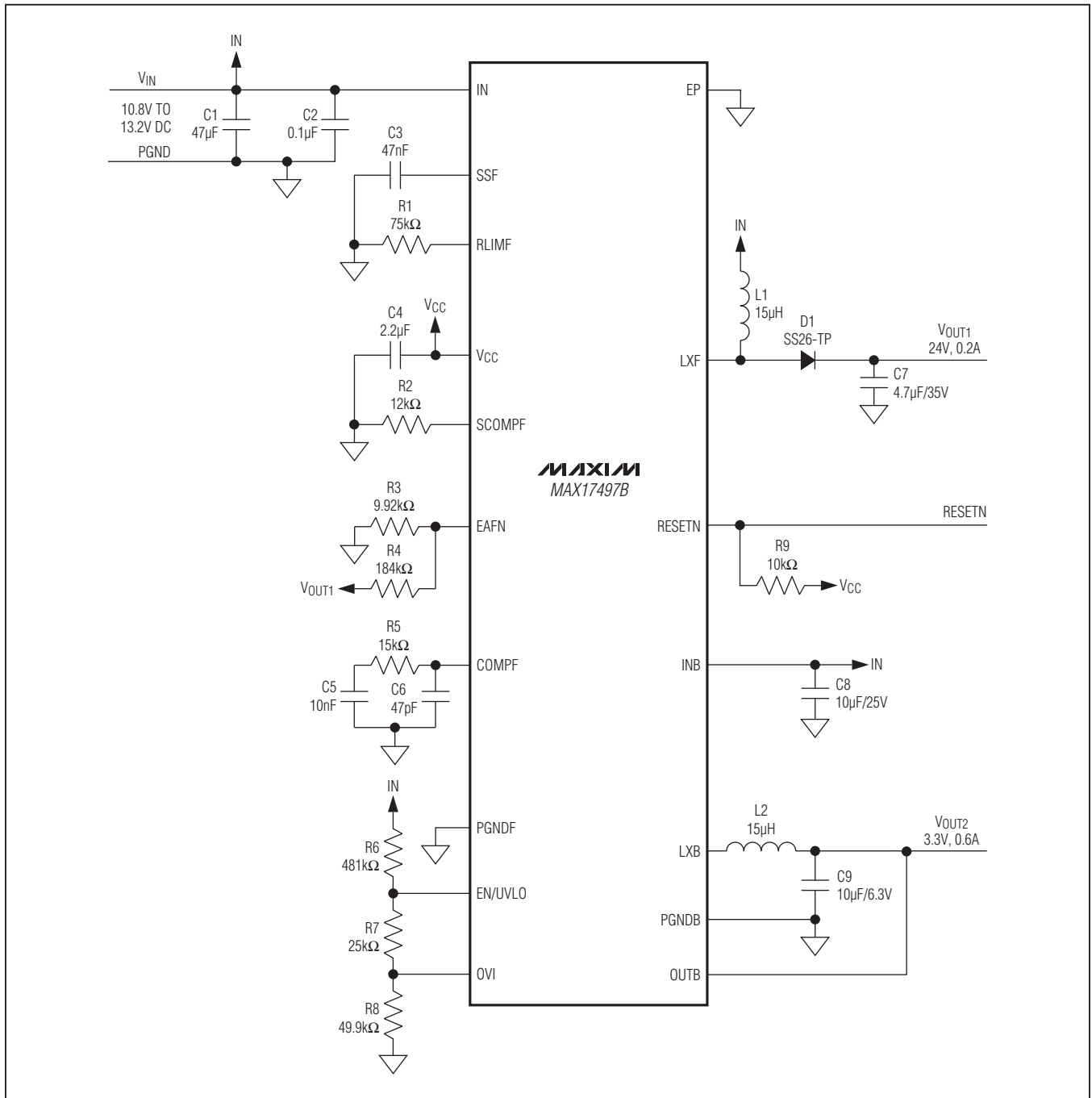


図11. MAX17497Bの標準アプリケーション例

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、ステップダウンレギュレータ内蔵

レイアウト、グラウンド処理、およびバイパス処理

パルス電流を搬送するすべての接続は、非常に短く、できる限り太く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内の電流は高 di/dt のため、これらの接続のインダクタンスを絶対的な最小限に維持する必要があります。それには、回路のさまざまな部分の順方向とリターン方向のパルス電流用のループ領域を最小化してください。さらに、電流ループ領域を小さくすることで放射EMIが低減されます。同様に、メインMOSFETのヒートシンクも dV/dt ソースになります。そのため、MOSFETのヒートシンクの表面積をできる限り最小限に抑えてください。

グラウンドプレーンは、できる限りそのままにしてください。コンバータの電源部分用のグラウンドプレーンは、電源グラウンドプレーンの最もノイズの少ないセクション(通常は入力

フィルタコンデンサのリターン)で接続する以外は、アナロググラウンドプレーンから分離してください。フィルタコンデンサの負の端子、パワースイッチのグラウンドリターン、および電流検出抵抗は、相互に接近させる必要があります。PCBレイアウトは、設計の熱性能にも影響します。効率的な放熱のために、デバイスのエクスポートパッドの下で複数のサーマルビアを大面積のグラウンドプレーンに接続してください。初回での成功を保証するレイアウト例については、japan.maxim-ic.comで提供されているMAX17497Aの評価キットのレイアウトを参照してください。

汎用AC入力の場合、該当するすべての安全規定に従ってください。オフライン電源は、UL、VDE、およびその他の類似の機関による認定を必要とする場合があります。

型番

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	DESCRIPTION
MAX17497AATE+	-40°C to +125°C	16 TQFN	250kHz, Offline Flyback/Forward Converter with 3.3V, 600mA Synchronous Step-Down Converter
MAX17497BATE+	-40°C to +125°C	16 TQFN	500kHz, Flyback/Boost Converter with 3.3V, 600mA Synchronous Step-Down Converter

+は鉛(Pb)フリー/RoHS準拠パッケージを表します。

パッケージ

最新のパッケージ図面情報およびランドパターン(フットプリント)はjapan.maxim-ic.com/packagesを参照してください。なお、パッケージコードに含まれる「+」、「#」、または「-」はRoHS対応状況を表したものでしかありません。パッケージ図面はパッケージそのものに関するものでRoHS対応状況とは関係がなく、図面によってパッケージコードが異なる点がある点に注意してください。

パッケージタイプ	パッケージコード	外形図No.	ランドパターンNo.
16 TQFN	T1633+5	21-0136	90-0032

MAX17497A/MAX17497B

AC-DCおよびDC-DCピーク電流モードコンバータ、 ステップダウンレギュレータ内蔵

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	11/11	初版	—
1	1/12	MAX17497Bについての開発中の製品の記述を削除	29

マキシム・ジャパン株式会社 〒141-0032 東京都品川区大崎1-6-4 大崎ニューシティ 4号館 20F TEL: 03-6893-6600

Maximは完全にMaxim製品に組み込まれた回路以外の回路の使用について一切責任を負いかねます。回路特許ライセンスは明言されていません。Maxim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。「Electrical Characteristics (電気的特性)」の表に示すパラメータ値(min、maxの各制限値)は、このデータシートの他の場所で引用している値より優先されます。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 _____ **30**