

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2022 年 1 月 27 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2022 年 1 月 27 日

製品名： LT8333

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)： Rev.0

訂正箇所： 8 ページ、左の段、上から 11 行目と下から 3 行目 2 か所

【誤】

...0.8V...

【正】

...-0.8V...

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2022 年 1 月 27 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2022 年 1 月 27 日

製品名： LT8333

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)： Rev.0

訂正箇所： 17 ページ、右の段、

【誤】

SEPIC コンバータのアプリケーションのセクションで示した式 9 が、...

【正】

SEPIC コンバータのアプリケーションのセクションで示した式 28 が、

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2022 年 1 月 27 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2022 年 1 月 27 日

製品名： LT8333

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)： Rev.0

訂正箇所： 18 ページ、左の段、「SEPIC コンバータ：出力コンデンサと入力コンデンサの選択」の項の説明内容

【誤】

反転コンバータのインダクタ、出力ダイオードおよび入力コンデンサの選択は、SEPIC コンバータの場合と同様です。対応する SEPIC コンバータのセクションを参照してください。

【正】

SEPIC コンバータのインダクタ、出力ダイオードおよび入力コンデンサの選択は、反転コンバータの場合と同様です。対応する反転コンバータのセクションを参照してください。

3A、40V スイッチを内蔵した低静止電流の 昇圧／SEPIC／反転コンバータ

特長

- 広い入力電圧範囲: 2.8V~40V
- 超低静止電流および低リップル
- Burst Mode® 動作: $I_Q = 9\mu A$
- 3A/40V のパワー・スイッチ
- 1本の帰還ピンを使用して、正または負の出力電圧を設定
- プログラム可能な周波数 (300kHz~2MHz)
- 外部クロックと同期可能
- スペクトラム拡散周波数変調による EMI の低減
- 高効率を実現する BIAS ピン
- プログラム可能な低電圧ロックアウト (UVLO)
- 過電流および過熱からの保護
- 熱特性が改善された 10ピン、3mm × 3mm DFN パッケージ

アプリケーション

- 産業用および自動車用機器
- 通信機器
- 医療診断機器
- 携帯型電子機器

概要

LT®8333 は、動作入力電圧範囲が 2.8V~40V の 40V、3A のスイッチを内蔵した電流モード DC/DC コンバータです。独自の単一帰還ピン・アーキテクチャにより、昇圧、SEPIC、または反転構成が可能です。Burst Mode 動作で消費される静止電流はわずか $9\mu A$ なので、出力電流が非常に少ないときに高い効率を維持しつつ、代表的な出力リップルを 15mV 未満に抑えることができます。

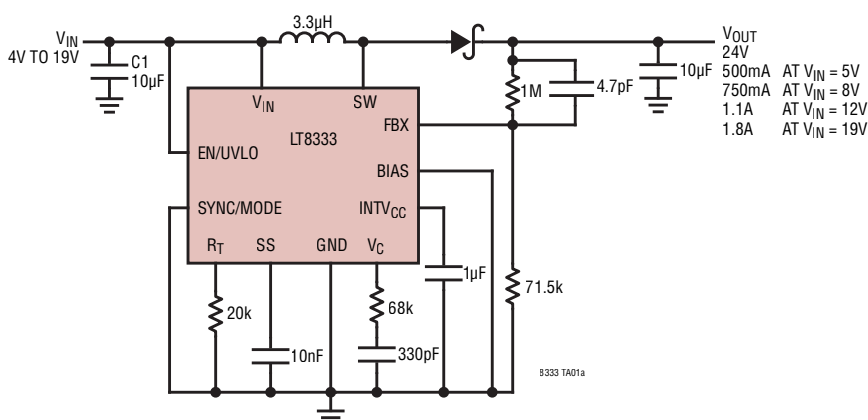
外部補償ピンにより、広い範囲の入力電圧と出力電圧、およびプログラム可能な 300kHz~2MHz のスイッチング周波数にわたってループ帯域幅の最適化が可能です。SYNC/MODE ピンを使用すると、外部クロックに同期することができます。このピンを使用して、BURST または PULSE SKIP 動作モードを選択することや、EMI を低減するためのスペクトラム拡散周波数変調機能の有無を選択することもできます。効率を向上させるため、BIAS ピンは、第 2 の入力を受け取って INTV_{CC} レギュレータに電力を供給することができます。その他の機能には、周波数フォールドバック、起動時にインダクタ電流を制御するためのプログラム可能なソフトスタートなどがあります。

LT8333 は、熱特性が改善された 10ピン、3mm × 3mm DFN パッケージを採用しています。

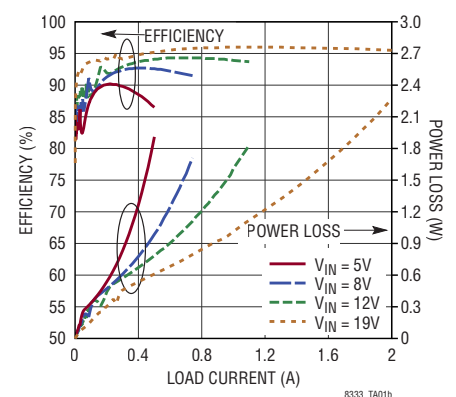
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

2MHz、4V~19V 入力、24V 出力の昇圧コンバータ



効率および電力損失



LT8333

絶対最大定格

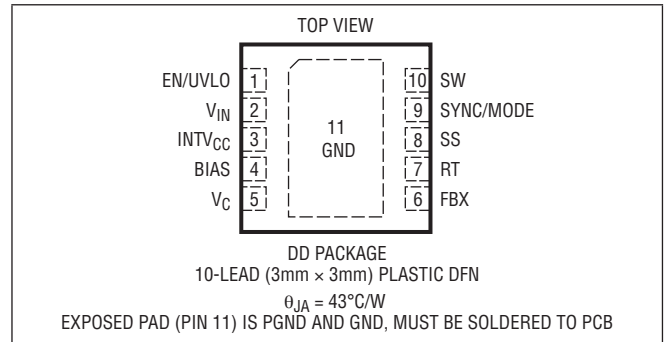
(Note 1)

SW	40V
V _{IN} , EN/UVLO	40V
BIAS	40V
SYNC	6V
INTV _{CC}	(Note 2)
VC	4V
FBX	±4V

動作ジャンクション温度範囲 (Note 3)

LT8333R	−40°C~150°C
保存温度範囲	−65°C~150°C
最大ジャンクション温度 (T _J)	150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージの説明	温度範囲
LT8333RDD#PBF	LT8333RDD#TRPBF	LHQJ	10ピン (3mm × 3mm) プラスチック DFN	−40°C~150°C

更に広い動作温度範囲で仕様規定されたデバイスについては弊社までお問い合わせください。 *温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り T_A = 25°C、V_{IN} = 12V、EN/UVLO = 12V での値です。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{IN} Operating Voltage Range		●	2.8		40	V
V _{IN} Quiescent Current at Shutdown	V _{EN/UVLO} = 0.2V	●		1	2	μA
		●		1	15	μA
	V _{EN/UVLO} = 1.5V	●		2	5	μA
		●		2	25	μA
V _{IN} Quiescent Current						
Sleep Mode (Not Switching)	SYNC = 0V	●		9	15	μA
				9	30	μA
Active Mode (Not Switching)	SYNC = 0V or INTV _{CC} , BIAS = 0V	●		1200	1600	μA
				1200	1850	μA
	SYNC = 0V or INTV _{CC} , BIAS = 5V	●		22	40	μA
				22	65	μA
BIAS Threshold	Rising, BIAS Can Supply INTV _{CC}			4.4	4.65	V
	Falling, BIAS Cannot Supply INTV _{CC}			4	4.25	V
V _{IN} Falling Threshold to Supply INTV _{CC}	BIAS = 12V			BIAS – 2V		V
BIAS Falling Threshold to Supply INTV _{CC}	V _{IN} = 12V			V _{IN}		V
FBX Regulation						
FBX Regulation Voltage	FBX > 0V	●	1.568	1.6	1.636	V
	FBX < 0V	●	–0.822	–0.80	–0.780	V
FBX Line Regulation	FBX > 0V, 2.8V < V _{IN} < 40V			0.005	0.015	%/V
	FBX < 0V, 2.8V < V _{IN} < 40V			0.005	0.015	%/V
FBX Pin Current	FBX = 1.6V, –0.8V	●	–10		10	nA

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 12\text{V}$ での値です。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator						
Switching Frequency (f_{OSC})	$R_T = 165\text{k}$ $R_T = 45.3\text{k}$ $R_T = 20\text{k}$	● ● ●	265 0.90 1.85	300 1 2	327 1.08 2.15	kHz MHz MHz
SSFM Maximum Frequency Deviation	$(\Delta f/f_{OSC}) \cdot 100$, $R_T = 20\text{k}$		14	20	25	%
Minimum On-Time	BURST Mode, $V_{IN} = 12\text{V}$ (Note 6) PULSE SKIP Mode, $V_{IN} = 12\text{V}$ (Note 6)			70 60	90 85	ns ns
Minimum Off-Time		●		50	75	ns
SYNC/Mode, Mode Thresholds (Note 5)	High (Rising) Low (Falling)	● ●	 0.14	1.3 0.2	1.7	V V
SYNC/Mode, Clock Thresholds (Note 5)	Rising Falling	● ●	 0.4	1.3 0.8	1.7	V V
f_{SYNC}/f_{OSC} Allowed Ratio	$R_T = 20\text{k}$		0.95	1	1.25	kHz/kHz
SYNC Pin Current	SYNC = 2V SYNC = 0V, Current Out of Pin			10 10	25 25	μA μA
Switch						
Maximum Switch Current Limit Threshold		●	3	3.75	4.65	A
Switch Overcurrent Threshold	Discharges SS Pin			5.6		A
Switch $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 0.5\text{A}$			100		m Ω
Switch Leakage Current	$V_{SW} = 40\text{V}$			0.1	1	μA
EN/UVLO Logic						
EN/UVLO Pin Threshold (Rising)	Start Switching	●	1.576	1.68	1.90	V
EN/UVLO Pin Threshold (Falling)	Stop Switching	●	1.545	1.6	1.645	V
EN/UVLO Pin Current	$V_{EN/UVLO} = 1.6\text{V}$	●	-75		75	nA
Soft-Start						
Soft-Start Charge Current	SS = 0.5V			2		μA
Soft-Start Pull-Down Resistance	Fault Condition, SS = 0.1V			220		Ω
Error Amplifier						
Error Amplifier Transconductance	FBX = 1.6V FBX = -0.8V			75 60		$\mu\text{A/V}$ $\mu\text{A/V}$
Error Amplifier Voltage Gain	FBX = 1.6V FBX = -0.8V			185 145		V/V V/V
Error Amplifier Max Source Current	$V_C = 1.1\text{V}$, Current Out of Pin			7		μA
Error Amplifier Max Sink Current	$V_C = 1.1\text{V}$			7		μA

Note 1: 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

Note 2: INTV_{CC} は、外部から駆動できません。このピンに部品を追加することや、負荷をかけることはできません。

Note 3: LT8333R は、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション範囲で仕様規定されています。ジャンクション温度が高い場合は、動作寿命が短くなります。これらの仕様に一致する最大周辺温度は、ボード・レイアウト、パッケージの熱抵抗の定格値、およびその他の環境要因に関係する特定の動作条件によって決まることに注意してください。

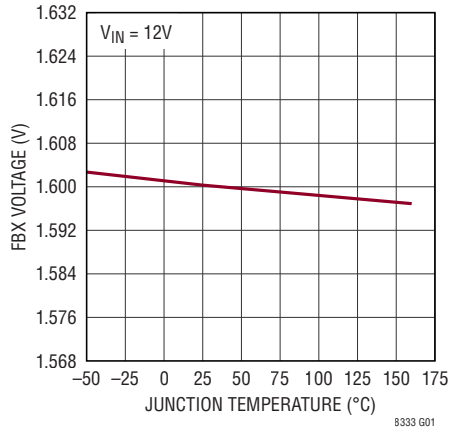
Note 4: このデバイスは、過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を備えています。ジャンクション温度が 150°C を超えると、過熱保護機能がアクティブになります。仕様規定された最大動作ジャンクション温度を超えてデバイスを連続動作させると、寿命が短くなります。

Note 5: 動作モードを選択するために必要な SYNC/MODE 入力については、[ピン機能およびアプリケーション情報のセクション](#)を参照してください。

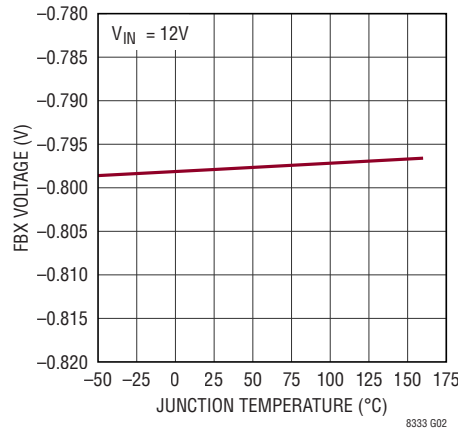
Note 6: このデバイスは、出力電圧を 12V に設定した昇圧コンバータ構成でテストされています。

代表的な性能特性

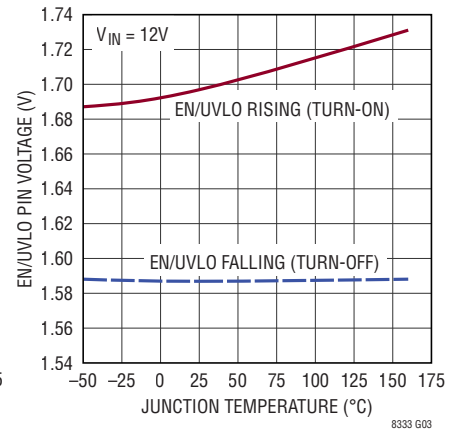
FBXの正レギュレーション電圧と温度の関係



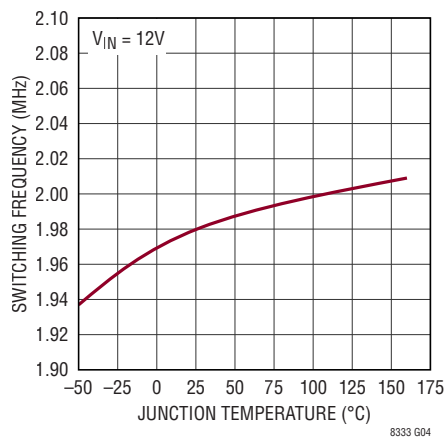
FBXの負レギュレーション電圧と温度の関係



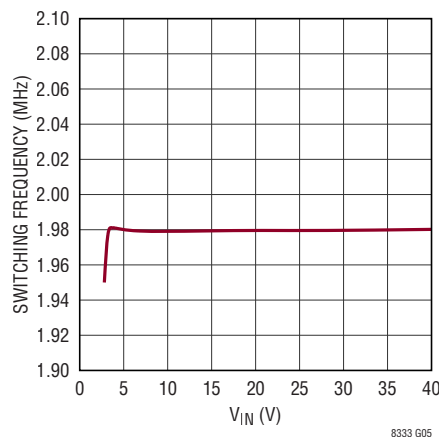
EN/UVLO ピンの閾値と温度の関係



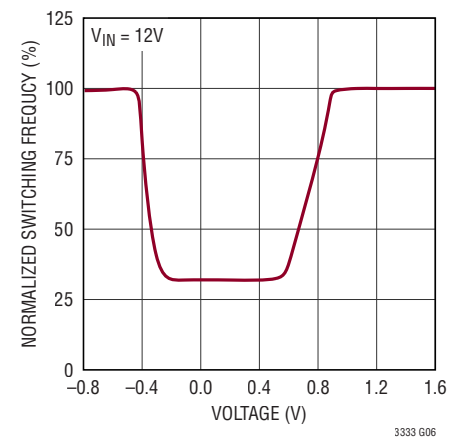
スイッチング周波数と温度の関係



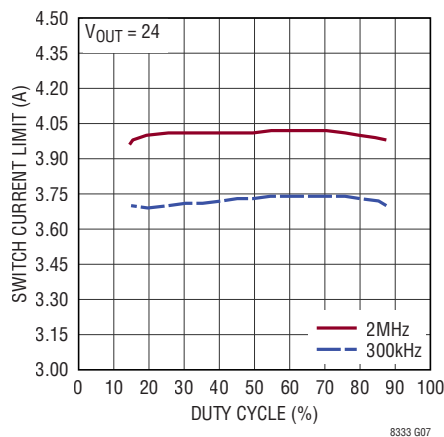
スイッチング周波数と V_{IN} の関係



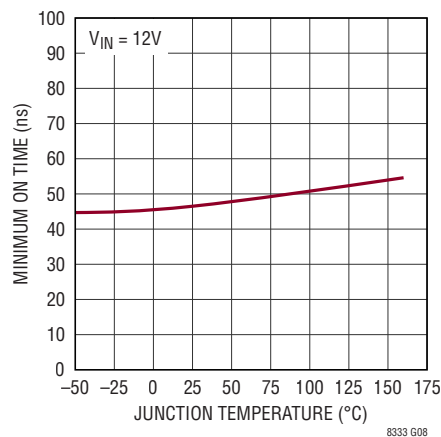
正規化されたスイッチング周波数と FBX 電圧の関係



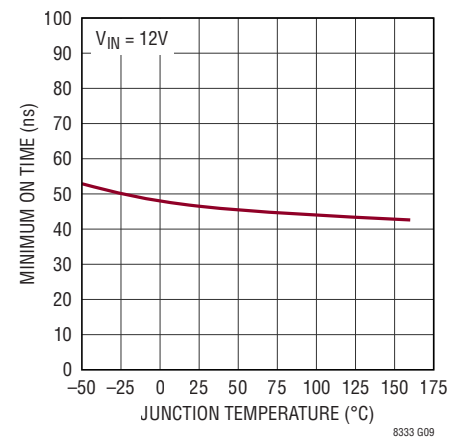
スイッチ電流制限とデューティ・サイクルの関係



スイッチの最小オン時間と温度の関係

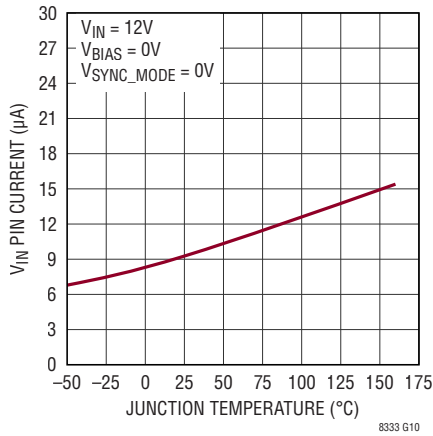


スイッチの最小オフ時間と温度の関係

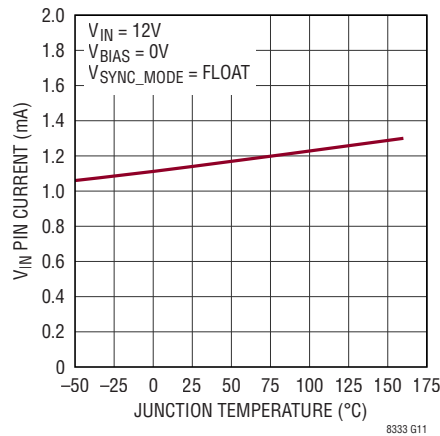


代表的な性能特性

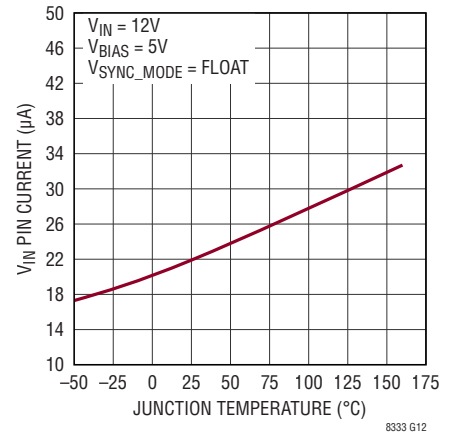
V_{IN} ピンの電流 (スリープ・モード、
スイッチング動作なし) と温度の関係



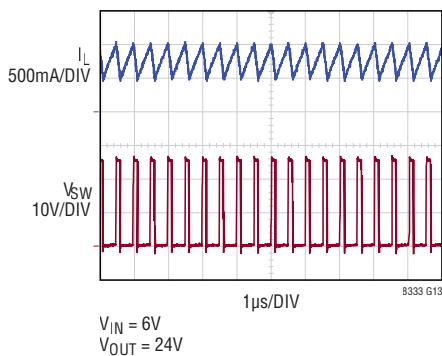
V_{IN} ピンの電流 (アクティブ・モード、
スイッチング動作なし、Bias = 0V) と
温度の関係



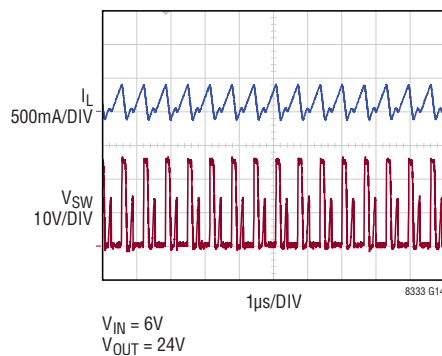
V_{IN} ピンの電流 (アクティブ・モード、
スイッチング動作なし、Bias = 5V) と
温度の関係



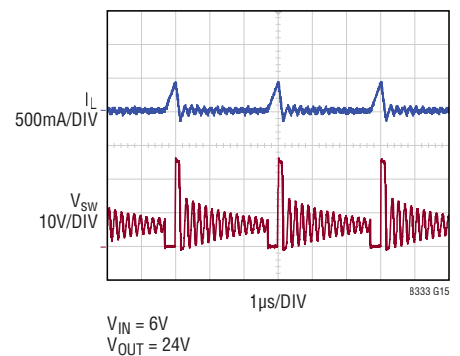
スイッチング波形
(CCM)



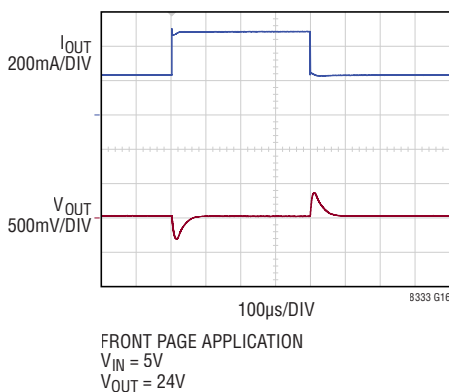
スイッチング波形
(DCM / 軽度の Burst Mode)



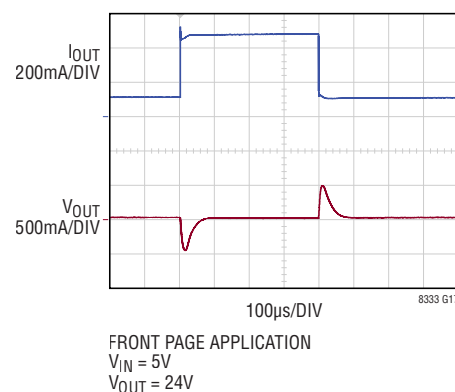
スイッチング波形
(強度の Burst Mode)



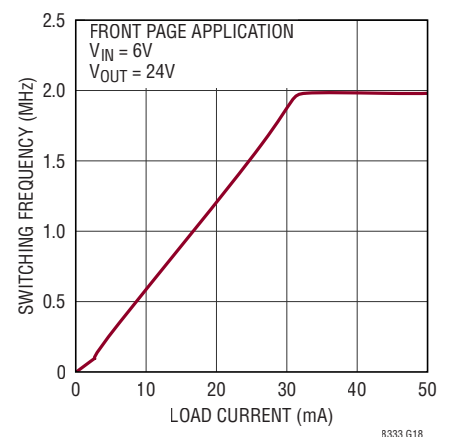
V_{OUT} の過渡応答: 240mA、480mA、
240mA の順に変化させた負荷電流
トランジェント



V_{OUT} の過渡応答: 120mA、480mA、
120mA の順に変化させた負荷電流
トランジェント



バースト周波数と負荷電流の関係



ピン機能

EN/UVLO (ピン1) : シャットダウンおよび低電圧検出ピン。LT8333は、このピンがローときシャットダウン状態になり、このピンがハイのときアクティブになります。電圧が1.6Vの高精度閾値より低くなると、デバイスは低電圧ロックアウト状態になり、スイッチング動作を停止します。これにより、システム入力電圧を抵抗で分割してEN/UVLOピンに入力することにより、システム入力電圧に対して低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。このピンの80mVのヒステリシスによって、ピンの電圧が1.68Vを超えたときにデバイスのスイッチング動作が確実に再開されます。EN/UVLOピンの電圧が0.2Vを下回ると、 V_{IN} の電流が1 μ A未満に減少します。シャットダウン機能およびUVLO機能が不要な場合は、このピンをシステム入力に直接接続できます。

V_{IN} (ピン2) : 入力電源。このピンはすぐ近くでバイパスする必要があります。 V_{IN} ピンのできるだけ近くに入力コンデンサの正端子を配置し、PGNDの銅製露出パッドのできるだけ近く(EN/UVLOの近く)に、この負端子を配置するよう徹底してください。

INTV_{CC} (ピン3) : 内部負荷用の安定化された3.2V電源。INTV_{CC}ピンは、1 μ Fの低ESRセラミック・コンデンサでGNDにバイパスする必要があります。このピンに部品を追加することや、負荷をかけることはできません。 $4.4V \leq BIAS \leq V_{IN}$ の場合、INTV_{CC}にはBIASピンから電力が供給されます。それ以外の場合、INTV_{CC}には V_{IN} ピンから電力が供給されません。

BIAS (ピン4) : INTV_{CC}に電力を供給するための第2の入力電源。 $4.4V \leq BIAS \leq V_{IN}$ の場合に、 V_{IN} ピンからINTV_{CC}電流の大部分を取り除いて効率を向上させます。使用しない場合、このピンをGNDに接続します。

V_C (ピン5) : エラー・アンプ出力ピン。このピンには補償回路を外付けします。

FBX (ピン6) : 正出力または負出力用の電圧レギュレーション帰還ピン。このピンは、出力とGNDの銅製露出パッド(FBXの近く)との間の抵抗分圧器に接続します。FBXの電圧が0Vに近い起動時およびフォルト状態の間、FBXはスイッチング周波数を減少させます。

RT (ピン7) : このピンとGNDの銅製露出パッド(FBXの近く)の間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定します。

SS (ピン8) : ソフトスタート・ピン。このピンとGNDの銅領域(FBXの近く)の間にコンデンサを接続して、コンバータの起動時のインダクタ電流の上昇率/下降率を制御します。SSピンの充電電流は2 μ Aです。シャットダウン状態またはフォルト状態の間、内部の220 Ω のMOSFETによって、このピンから放電が行われます。

SYNC/MODE (ピン9) : このピンでは、5つの選択可能なモードにより性能を最適化することができます。

SYNC/MODE PIN INPUT	CAPABLE MODE(S) OF OPERATION
(1) GND or $<0.14V$	BURST
(2) External Clock	PULSE SKIP/SYNC
(3) 100k Resistor to GND	BURST/SSFM
(4) Float (Pin Open)	PULSE SKIP
(5) INTV _{CC} or $>1.7V$	PULSE SKIP/SSFM

ここで、選択可能な動作モードは以下の通りです:

BURST = 軽負荷時に低 I_Q 、低出力リップル動作

PULSE SKIP = 軽負荷時にパルスをスキップ(クロックにアライン)

SYNC = スwitchング周波数が外部クロックと同期

SSFM = スペクトラム拡散周波数変調によるEMIの低減

SW (ピン10) : 内部パワー・スイッチの出力。これらのピンに接続される金属のパターン面積を最小限に抑えて、EMIを低減します。

PGND、GND (ピン11) : デバイスの電源グラウンドおよび信号グラウンド。このパッケージは、デバイスの底面に露出パッドを備えており、これがパッケージから熱を逃がす最良の経路になっています。ダイの温度を下げてLT8333の電力性能を高めるため、この露出パッドは、デバイスの下で連続した銅製のグラウンド・プレーンにハンダ付けする必要があります。電源グラウンド部品をEN/UVLOピンおよびSWピンの近くにある銅製の露出パッドに接続します。信号グラウンド部品を V_C ピンおよびFBXピンの近くにある銅製の露出パッドに接続します。



動作

LT8333は固定周波数の電流モード制御方式を使用して、優れたライン・レギュレーションと負荷レギュレーションを実現します。[ブロック図](#)を参照すれば、動作をよく理解することができます。(RTピンに接続する抵抗で周波数を設定する)発振器により、各クロック・サイクルの開始時に内蔵のパワー・スイッチがオンします。次に、インダクタを流れる電流が増加して電流コンパレータが作動し、パワー・スイッチがオフします。スイッチがオフするときのピーク・インダクタ電流は、 V_C ピンの電圧によって制御されます。エラー・アンプは、FBXピンの電圧と内部リファレンス電圧(選択したトポロジに応じて1.60Vまたは0.80V)を比較することによって、 V_C ピンをサーボ制御します。負荷電流が増加すると、内部リファレンスに比べてFBXピンの電圧が減少します。これにより、新しい負荷電流が満たされるまで、エラー・アンプは V_C ピンの電圧を上昇させます。このようにして、エラー・アンプは適切なピーク・スイッチ電流レベルを設定し、出力を安定化された状態に保ちます。LT8333は、パルススキップとBurst Mode動作における固有の機能として、過電圧保護機能を備えています。 V_{OUT} がレギュレーション電圧より高くなると、FBXピンの電圧は内部リファレンス電圧より高くなります。これにより、エラー・アンプが V_C ピンの電圧を低下させ、デバイスが完全なパルススキップ状態またはBurst Modeのアイドル状態になると、自然にスイッチングが停止します。

LT8333は、1本のFBXピンを使用して正または負の出力電圧を生成することができます。昇圧コンバータまたはSEPICコンバータとして構成して正の出力電圧を生成するか、または反転コンバータとして構成して負の出力電圧を生成することができます。昇圧コンバータとして構成された場合、[ブロック図](#)に示すように、 V_{OUT} とGNDの間に接続された分圧器(R1とR2)によって、FBXピンは1.60Vの内部バイアス電圧にプルアップされます。アンプA2は非アクティブになり、アンプA1はFBXから V_C への(反転)増幅を行います。LT8333が反転構成の場合、 V_{OUT} とGNDの間に接続された分圧器によって、FBXピンは0.80Vにプルダウンされます。アンプA1は非アクティブになり、アンプA2はFBXから V_C への(非反転)増幅を行います。

EN/UVLOピンの電圧が1.6V未満になると、LT8333は低電圧ロックアウト(UVLO)状態になり、スイッチング動作を停止します。EN/UVLOピンの電圧が1.68V(代表値)を超えると、LT8333はスイッチング動作を再開します。EN/UVLOピンの電圧が0.2V未満になると、LT8333の V_{IN} から流れ込む電流は1 μ A未満になります。

SYNC/MODEピンをグラウンドに接続するか、電圧を0.14Vより低くすると、LT8333は低出力リップルのBurst Mode動作状態になり、軽負荷時に超低静止電流を流し、高効率を維持します。SYNC/MODEピンとGNDの間に100k Ω の抵抗を接続すると、LT8333はBurst Mode動作を使用して、軽負荷時には効率を向上させますが、重負荷時にはスイッチング周波数のスペクトラム拡散変調になめらかに遷移してEMIを低減させます。SYNC/MODEピンをフロート状態(開放のまま)にすると、LT8333はパルススキップ・モードを使用し、スイッチ・パルスをスキップすることにより、数百マイクロアンペアを消費して、軽負荷時に出力電圧レギュレーションを維持します。SYNC/MODEピンをINTV $_{CC}$ に接続するか、電圧を1.7Vより高くすると、LT8333はパルススキップ・モードを使用し、スイッチング周波数のスペクトラム拡散変調を実行します。SYNC/MODEピンを外部クロックで駆動すると、コンバータのスイッチング周波数はそのクロックに同期し、パルススキップ・モードもイネーブルされます。SYNC/MODEピンについては、[ピン機能](#)のセクションを参照してください。

LT8333は、あらゆる負荷に対して効率を向上させるために、BIASピンを備えています。LT8333は、効率が最高になるように、 V_{IN} ピンとBIASピンのどちらかをインテリジェントに選択してINTV $_{CC}$ に電力を供給します。 $4.4V \leq BIAS \leq V_{IN}$ の場合、INTV $_{CC}$ の電源電流は V_{IN} ピンからではなくBIASピンから供給することができます。

内部リファレンスのUVLO、INTV $_{CC}$ のUVLO、最大制限の1.5倍を超えるスイッチ電流、1.6V未満のEN/UVLO、または170°Cを超えるジャンクション温度、のうちのいずれかのフォルトが発生すると、保護機能によってスイッチングが直ちにディスエーブルされ、SSピンがリセットされます。

アプリケーション情報

超低静止電流の達成

軽負荷時の効率を向上させるために、LT8333は低リップルのBurst Modeアーキテクチャを採用しています。これによって、入力静止電流と出力リップルを最小限に抑えながら、出力コンデンサの充電を目的の出力電圧に維持します。Burst Mode動作では、LT8333は単一の小電流パルスを出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力コンデンサから出力電力が供給されます。スリープ・モード時に、LT8333が消費する電流はわずか9μAです。

出力負荷が減少すると、単一電流パルスの周波数が低下し(図1を参照)、LT8333がスリープ・モードで動作する時間の割合が増加するため、軽負荷での効率が代表的なコンバータよりもはるかに高くなります。軽負荷時の静止電流の性能を最適化するには、帰還抵抗分圧器の電流を最小限に抑える必要があります。この電流が負荷電流として出力に現れるためです。更に、出力から発生する可能性のあるリーク電流も、全て等価出力負荷に追加されるため、最小限に抑える必要があります。ショットキ・ダイオードの逆バイアスされたリークが、リーク電流に最大の影響を与えている可能性があります。(アプリケーション情報のセクションにおけるダイオードの選択を参照)。

Burst Mode動作時はスイッチの電流制限値が約750mAであるため、図2に示すような出力電圧リップルが現れます。出力容量を大きくすると、それに応じて出力リップルが小さくなります。出力負荷がゼロから増加するにつれて、スイッチング周波数も増加しますが、図1に示すように、RTピンに接続した抵抗で設定された固定周波数までしか増加しません。LT8333が固定周波数に達する出力負荷は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタをどう選択するかによって変わります。

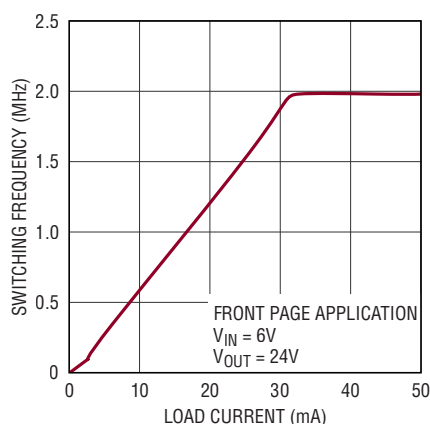


図1. バースト周波数と負荷電流の関係

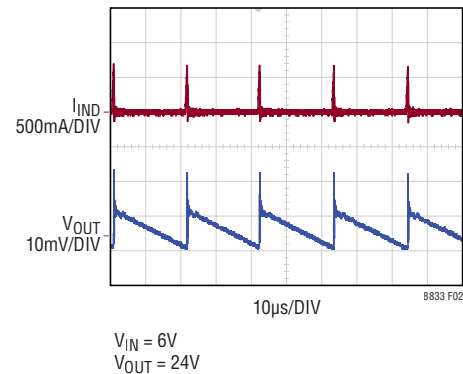


図2. Burst Mode 動作

EN/UVLOピンを使用した入力ターンオンとターンオフの閾値の設定

EN/UVLOピンの電圧は、LT8333をイネーブルするか、またはシャットダウン状態にするかを制御します。1.6Vのリファレンスと、ヒステリシス特性(代表値80mV)が内蔵されたコンパレータA6を使用すると、デバイスがオン/オフするシステム入力電圧を正確に設定できます(ブロック図を参照)。代表的な入力の立下がりスレッシュホールド電圧と、入力の立ち上がりスレッシュホールド電圧は、式1で計算できます。

$$V_{IN(FALLING, UVLO(-))} = 1.60 \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

$$V_{IN(RISING, UVLO(+))} = 1.68 \cdot \frac{R3 + R4}{R4} \quad (1)$$

EN/UVLOピンの電圧が0.2V未満になると、 V_{IN} の電流が1μA未満に低下します。EN/UVLOピンを入力電源 V_{IN} に直接接続すると、デバイスを常にイネーブルにして動作させることができます。ロジック入力によってEN/UVLOピンを制御することもできます。

軽負荷電流に対してBurst Modeで動作しているとき、R3とR4の回路を流れる電流が、LT8333が消費する電源電流より簡単に大きくなることがあります。したがって、R3とR4を十分に大きくして、軽負荷での効率に及ぼす影響を最小限に抑える必要があります。

INTV_{CC}レギュレータ

V_{IN} から給電される低ドロップアウト(LDO)リニア電圧レギュレータは、INTV_{CC}ピンで3.2V電源を生成します。1μF以上の低ESRセラミック・コンデンサを使用してINTV_{CC}ピンをグラウンドにバイパスし、内部パワーMOSFETのゲート・ドライバが必要とする高過渡電流を供給する必要があります。

アプリケーション情報

このピンに部品を追加することや、負荷をかけることはできません。INTV_{CC}の(ソフトスタートとスイッチング動作を可能にする)立上がり閾値は、2.65V(代表値)です。INTV_{CC}の(スイッチング動作を停止してソフトスタートをリセットする)立下がり閾値は、2.5V(代表値)です。

あらゆる負荷にわたって効率を向上させるために、INTV_{CC}電流の大部分は、V_{IN}ピンからではなく、BIASピンから供給することができます(4.4V ≤ BIAS ≤ V_{IN}の場合)。V_{IN}の電圧がV_{OUT}の電圧より高いことが多いSEPICアプリケーションでは、BIASピンをV_{OUT}に直接接続することができます。BIASピンをV_{OUT}以外の電源に接続する場合は、必ずこのピンの近くに値が1μF以上のセラミック・コンデンサを配置してバイパスしてください。

スイッチング周波数の設定

LT8333は固定周波数のPWMアーキテクチャを採用しており、RTピンとグラウンドの間に抵抗を接続することによって、300kHz～2MHzの範囲でスイッチングするように設定することができます。目的のスイッチング周波数に必要なR_Tの値を表1に示します。

目的のスイッチング周波数を得るために必要なR_Tの抵抗値は式2を使用して計算できます。

$$R_T = \frac{51.2}{f_{osc}} - 5.6 \quad (2)$$

ここで、R_Tの単位はkΩ、f_{osc}は目的のスイッチング周波数で単位はMHzです。

表1. SW周波数とR_T値の関係

f _{osc} (MHz)	R _T (kΩ)
0.3	165
0.45	107
0.75	63.4
1	45.3
1.5	28.7
2	20

同期とモードの選択

低リップルのBurst Mode動作を選択するには、軽負荷時の効率を高くするため、SYNC/MODEピンを0.14Vより低い電圧に接続します(これはグラウンドまたはロジック・ローの出力のいずれでもかまいません)。

LT8333の発振器を外部周波数に同期させるには、(デューティ・サイクルが20%～80%の)方形波をSYNCピンに接続します。方形波の振幅には、0.4Vより低い谷と1.7Vより高い山(最大6V)が必要です。LT8333は、外部クロックに同期しているときは低出力負荷でBurst Mode動作に入りませんが、代わりにパルスをスキップしてレギュレーションを維持します。LT8333は300kHz～2MHzの範囲にわたって同期させることができます。R_T抵抗は、LT8333のスイッチング周波数が最低同期入力以下となるように選ぶ必要があります。例えば、同期信号が500kHz以上になる場合は、スイッチング周波数が500kHzとなるようにR_Tを選択する必要があります。

アプリケーションによっては、LT8333がパルススキップ・モードで動作することが望ましいことがあります。Burst Mode動作とは大きく異なる点が2つあるからです。1つ目は、クロックが常時動作していて、全てのスイッチング・サイクルがクロックにアラインされる点です。2つ目は、最大スイッチング周波数がBurst Mode動作よりも軽い出力負荷で維持される点です。これら2つの違いが生じる代償として、静止電流が増加します。パルススキップ・モードをイネーブルするには、SYNCピンをフロート状態にします。

EMI/EMC性能を向上させるために、LT8333にはスペクトラム拡散周波数変調(SSFM)を行うことが可能です。この機能は、20%の三角波周波数変調を使用してクロックを変化させるものです。例えば、LT8333の周波数を2MHzでスイッチングするように設定した場合、スペクトラム拡散モードでは、2MHz～2.4MHzの範囲で発振器が変調されます。20%の変調が行われる周波数はf_{osc}/256です。ここで、f_{osc}はRTピンを使用して設定したスイッチング周波数です。

また、SYNC/MODEピンを1.7Vより高い電圧に接続することで、LT8333をパルススキップ・モード／SSFMモードで動作するように構成できます。更に、SYNC/MODEピンとGNDの間に100kΩの抵抗を接続することで、LT8333は軽負荷時にBurst Mode動作に構成されて効率を向上でき、重負荷時にSSFMモードに構成されてEMIを低減できます。

アプリケーション情報

デューティ・サイクルに関する検討事項

LT8333の最小オン時間、最小オフ時間、およびスイッチング周波数(f_{OSC})は、コンバータの許容可能な最小デューティ・サイクルと最大デューティ・サイクルを規定します(電気的特性の表の最小オン時間、最小オフ時間、およびスイッチング周波数、ならびに式3を参照)。

$$\begin{aligned} \text{Minimum Allowable Duty Cycle} = \\ \text{Minimum On-Time}_{(MAX)} \cdot f_{OSC(MAX)} \\ \text{Maximum Allowable Duty Cycle} = \\ 1 - \text{Minimum Off-Time}_{(MAX)} \cdot f_{OSC(MAX)} \end{aligned} \quad (3)$$

連続導通モード(CCM)で動作する昇圧コンバータの場合、必要なスイッチ・デューティ・サイクルの範囲は式4で計算できます。

$$\begin{aligned} D_{MIN} &= 1 - \frac{V_{IN(MAX)}}{V_{OUT} + V_D} \\ D_{MAX} &= 1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT} + V_D} \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 V_D はダイオードの順方向電圧降下です。特定のアプリケーションで、上記のデューティ・サイクル計算がLT8333の最小許容デューティ・サイクルまたは最大許容デューティ・サイクル(あるいはその両方)に違反する場合、不連続導通モード(DCM)で動作させると解決できる場合があります。 V_{IN} レベルと V_{OUT} レベルが同じ場合、DCMでの動作は、CCMでの動作ほど低いデューティ・サイクルを必要としません。DCMでは、CCMより高いデューティ・サイクルの動作も可能です。DCMには、低調波発振および右半面ゼロ(RHPZ)を防ぐために必要なインダクタ値およびデューティ・サイクルに対する制限がなくなるという利点もあります。DCMにはこのような利点がありますが、インダクタのピーク電流が高くなるほど使用可能な出力電力が低くなり、効率が低下するというトレードオフがあります。

出力電圧の設定

出力電圧は、出力とFBXピンの間に抵抗分圧器を接続することで設定されます。正の出力電圧を得るには、式5に従って抵抗値を選択します。

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{1.6V} - 1 \right) \quad (5)$$

負の出力電圧を得るには、式6に従って抵抗値を選択します。

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{|V_{OUT}|}{0.8V} - 1 \right) \quad (6)$$

$R1$ および $R2$ の位置はブロック図に示されています。出力電圧の精度を維持するには、1%精度の抵抗の使用を推奨します。

FBXの抵抗分圧器の抵抗値を大きくすると、入力静止電流が減少し、軽負荷時の効率が向上します。FBXの抵抗分圧器の抵抗 $R1$ および $R2$ は、通常 $25k\Omega \sim 1M\Omega$ の範囲内にします。

ソフトスタート

LT8333は、起動時またはフォルト状態からの回復時にピーク・スイッチ電流と出力電圧(V_{OUT})のオーバーシュートを制限する機能をいくつか備えています。これらの機能の主な目的は、外付け部品や負荷の損傷を防ぐことです。

スイッチング・レギュレータでは、起動時に大きなピーク・スイッチ電流が発生することがあります。 V_{OUT} がその最終値にほど遠いため、帰還ループが飽和します。更に、レギュレータは出力コンデンサをできるだけ急速に充電しようとするので、大きなピーク電流が発生します。大きなサージ電流によって、インダクタが飽和したり、パワー・スイッチが機能不良になったりすることがあります。

LT8333は、設定可能なソフトスタート機能を使用してこのメカニズムに対処します。ブロック図に示すように、ソフトスタート機能は、 $Q1$ を介して V_C の上昇/下降を制御することによって、パワー・スイッチ電流の上昇/下降を制御します。この制御により、起動時のピーク電流を制限しながら、出力コンデンサをその最終値に向けて徐々に充電することができます。最初のページの標準的応用例における出力電圧と電源電流を図3に示します。出力電圧と電源電流が両方とも徐々に上昇していることがわかります。

アプリケーション情報

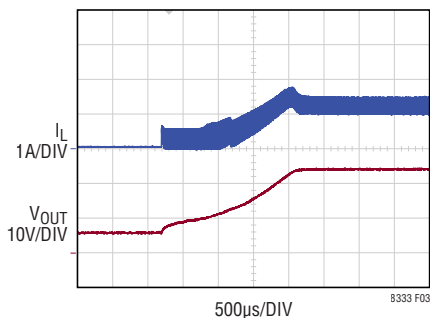


図3. ソフトスタートの波形

フォルト保護

インダクタの過電流フォルト(>5.6A)、INTV_{CC}の低電圧(INTV_{CC} < 2.5V)、または過熱ロックアウト(T_J > 170°C)(あるいはこれら全て)が発生すると、スイッチングは直ちに停止し、SSピンはリセットされ、V_Cはプルダウンされます。全てのフォルトが解消されると、LT8333はV_Cをソフトスタートし、それによってインダクタのピーク電流をソフトスタートします。

周波数フォールドバック

V_{OUT}が非常に低くなる起動時またはフォルト状態の間、インダクタのピーク電流の制御を維持するために、極めて小さいデューティ・サイクルが必要になる場合があります。パワー・スイッチの最小オン時間制限が、このような低いデューティ・サイクルの実現を妨げることがあります。このようなシナリオでは、各サイクル中にインダクタ電流の立上がりインダクタ電流の立下がりを上回るため、インダクタ電流がスイッチ電流制限を超えて増加します。LT8333は、FBXピンまたはSSピンの電圧がGNDの電圧(低いV_{OUT}レベルまたは起動時の電圧)に近づくたびにスイッチング周波数をフォールドバックすることによって、このような状態から保護します。この周波数フォールドバックによって、スイッチオフ時間が長くなるため、インダクタ電流をサイクルごとに十分に低下させることができます(代表的な性能特性のセクションにおける正規化されたスイッチング周波数とFBX電圧の関係を参照)。

過熱ロックアウト

LT8333はダイの温度が170°C(代表値)に達すると、スイッチング動作を停止して過熱ロックアウト状態になります。ダイ温度が5°C(公称)低下すると、デバイスはインダクタのピーク電流をソフトスタートして、スイッチング動作を再開します。

補償

ループ補償によって、安定性とトランジェント性能が決まります。LT8333は電流モード制御を使用して出力を安定化するので、ループ補償が簡単になります。最適値はコンバータのトポロジ、部品の値、および動作条件(入力電圧、負荷電流など)に依存します。LT8333の帰還ループを補償するには、通常はV_CピンとGNDの間に抵抗とコンデンサの回路を直列に接続します。代表的なV_C補償回路をブロック図に示します。ほとんどのアプリケーションでは、コンデンサを100pF~10nFの範囲内に入るようにし、抵抗を5kΩ~100kΩの範囲内に入ります。多くの場合は、小さなコンデンサをRC補償回路と並列に接続して、出力電圧リップルによって生じるV_C電圧リップルを内部エラー・アンプを介して減衰させます。この並列コンデンサの値は通常2.2pF~22pFの範囲です。補償回路を設計する実用的な方法は、このデータシートの回路の中から目的のアプリケーションに近い回路を1つ選ぶことから始めて、補償回路を調整して性能を最適化することです。次に、負荷電流、入力電圧、温度など全ての動作条件にわたって安定性をチェックします。アプリケーション・ノート76はとても参考になります。

熱に関する考慮事項

LT8333から効率よく放熱するには、PCBのレイアウトに細心の注意を払う必要があります。このDFNパッケージは、デバイスの底面に露出パッドを備えており、これがパッケージから熱を逃がす最良の経路になっています。ダイの温度を下げてLT8333の電力性能を高めるため、この露出パッドは、デバイスの下に連続した銅製のグラウンド・プレーンにハンダ付けする必要があります。LT8333で発生する熱を拡散するために、グラウンド・プレーンを広い銅層に接続する必要があります。LT8333内の消費電力(P_{DISS_LT8333})は、効率の測定で計算された全電力損失からインダクタとショットキ・ダイオードの電力損失を差し引くことによって推定できます。LT8333のジャンクション温度は式7で概算できます。

$$T_J(\text{LT8333}) = T_A + \theta_{JA} \cdot P_{\text{DISS_LT8333}} \quad (7)$$

アプリケーション情報

アプリケーション回路

LT8333は様々なトポロジに構成することができます。分析の対象となる最初のトポロジは昇圧コンバータで、その後にSEPICコンバータと反転コンバータが続きます。

昇圧コンバータ: スイッチのデューティ・サイクル

LT8333は、コンバータの出力電圧が入力電圧より高いアプリケーション向けに昇圧コンバータとして構成できます。昇圧コンバータは短絡保護されていない点に留意してください。出力が短絡された状態では、インダクタ電流を制限するものは入力電源の能力だけです。短絡保護された昇圧コンバータを必要とするアプリケーションについては、このセクションで後述するSEPICコンバータのアプリケーションを参照してください。

変換率をデューティ・サイクルの関数として表すと、式8のようになります。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - D} \quad (8)$$

これは連続導通モード(CCM)の場合です。

CCMで動作する昇圧コンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは、出力電圧(V_{OUT})と入力電圧(V_{IN})に基づいて計算できます。デューティ・サイクルが最大(D_{MAX})になるのは、コンバータの入力電圧が最小のときです(式9)。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}} \quad (9)$$

不連続導通モード(DCM)は、所定の周波数で高い変換比が得られますが、代償として効率が低下し、スイッチング電流が増加して、有効な出力電力が減少します。

昇圧コンバータ: 最大出力電流能力とインダクタの選択

昇圧トポロジの場合、最大平均インダクタ電流は式10により得られます。

$$I_{L(MAX)(AVG)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} \cdot \frac{1}{\eta} \quad (10)$$

ここで、 η (< 1.0) はコンバータの効率です。

LT8333は内部パワー・スイッチの電流が制限されているので、その最大出力電流($I_{O(MAX)}$)が式11で表される昇圧コンバータでLT8333を使用する必要があります。

$$I_{O(MAX)} \leq \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}} \cdot (3A - 0.5 \cdot \Delta I_{SW}) \cdot \eta \quad (11)$$

また、インダクタの値とスイッチング周波数を最小限に抑えることも検討してください。こうするとインダクタのリップル電流 ΔI_{SW} が増加するからです。

インダクタ・リップル電流 ΔI_{SW} は、インダクタの値の選択とコンバータの最大出力電流能力に直接影響を与えます。値の小さな ΔI_{SW} を選択すると出力電流能力は向上しますが、大きなインダクタンスが必要になり、電流ループの利得は減少します(コンバータは電圧モードに近づきます)。値の大きな ΔI_{SW} を許容できれば過渡応答が速くなり、低インダクタンスの使用が可能になりますが、入力電流リップルが大きくなってコア損失も大きくなり、出力電流能力が低下します。約1.1Aの ΔI_{SW} を選択することを推奨します。

動作入力電圧範囲が与えられ、動作周波数とインダクタのリップル電流を選んだら、式12を使用して昇圧コンバータのインダクタの値を決めることができます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f_{OSC}} \cdot D_{MAX} \quad (12)$$

ピーク・インダクタ電流はスイッチの電流制限値(最大4.7A)で、RMSインダクタ電流は $I_{L(MAX)(AVG)}$ にほぼ等しくなります。

飽和せずに4.7A以上に対応できるインダクタを選択し、インダクタのDCR(銅線の抵抗)を小さくして、 I^2R 電力損失を最小限に抑えるよう徹底してください。各インダクタが全スイッチ電流の半分しか流さないSEPICトポロジのようなアプリケーションでは、インダクタに要求される処理電流は小さくなる場合があることに注意してください。効率を向上させるには、体積がより大きく、同様の値を持つインダクタを使用します。様々なメーカーからサイズや形の異なるインダクタが多数供給されています(表2を参照)。設定スイッチング周波数で損失の少ないコア材料(フェライト・コアなど)を選択します。インダクタに対して選択される最終的な値は、最大負荷での定常状態でピーク・インダクタ電流が3Aを超えない

アプリケーション情報

値である必要があります。許容誤差があるため、必ず可能な最小インダクタンス値、スイッチング周波数、およびコンバータの効率を考慮してください。

インダクタ電流がCCMで動作する場合で、デューティ・サイクルが50%より高い場合は、LT8333の内部スロープ補償によって低調波発振が防止されます。ただし、インダクタの値が式13で与えられる最小値を超えていることが前提です。

$$L > \frac{V_{IN}}{(-21 \cdot D^2 + 31.5 \cdot D - 7.5) \cdot (f_{OSC})} \cdot \frac{(2 \cdot D - 1)}{(1 - D)} \quad (13)$$

インダクタ電流がDCMで動作する場合、またはデューティ・サイクルが50%より低い動作の場合、Lの値を小さくすることができます。

表2. インダクタ・メーカー

Sumida	www.sumida.com
TDK	www.tdk.com
Murata	www.murata.com
Coilcraft	www.coilcraft.com
Würth	www.we-online.com

昇圧コンバータ: 入力コンデンサの選択

LT8333回路の入力は、X7RタイプまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサをV_{IN}ピンとGNDピンのできるだけ近くに配置してバイパスします。Y5Vタイプは温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するため、使用しないでください。LT8333をバイパスするには4.7μF～10μFのセラミック・コンデンサが適しており、リップル電流を容易に処理できます。入力電源のインピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在したりする場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の低い電解コンデンサを使用できます。

セラミックの入力コンデンサに関する注意点は、LT8333の最大入力電圧定格に関することです。セラミックの入力コンデンサは、パターンやケーブルのインダクタンスと結合して、高品質の(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT8333の回路を通電中の電源に接続すると、入力電圧が公称値の2倍までリングングして、LT8333の電圧定格を超えるおそれがあります。この状況は簡単に回避できます(アプリケーション・ノート88を参照)。

昇圧コンバータ: 出力コンデンサの選択

出力リップル電圧を最小限に抑えるため、出力には低ESR(等価直列抵抗)のコンデンサを使用する必要があります。積層セラミック・コンデンサは、小型でESRが極めて低いため、優れた選択肢になります。X5RタイプまたはX7Rタイプを使用してください。このタイプを選択すると、出力リップルが小さくなり、過渡応答が向上します。ほとんどのアプリケーションでは4.7μF～47μFの出力コンデンサで十分ですが、出力電流が非常に低いシステムでは1μFまたは2.2μFの出力コンデンサしか必要ないかもしれません。固体タンタル・コンデンサまたはOS-CONコンデンサを使用することもできますが、セラミック・コンデンサよりも占有する基板面積が大きくなり、ESRが大きくなります。必ず電圧定格が十分大きなコンデンサを使用してください。

与えられた出力リップル電圧に対する適切な出力コンデンサを選択するときは、ESR(等価直列抵抗)、ESL(等価直列インダクタンス)およびバルク容量が与える影響について考慮する必要があります。代表的な昇圧コンバータで、これら3つのパラメータ(ESR、ESL、およびバルク容量)が出力電圧のリップル波形に与える影響を図4に示します。

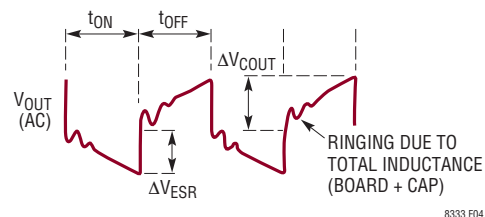


図4. 昇圧コンバータの出力リップルの波形

部品の選択は、(出力電圧のパーセンテージで表した)最大許容リップル電圧の検討と、このリップルをESRのステップΔVESRと充放電ΔVCOUTの間でどのように分割すべきかの検討から始めます。単純化するため、最大出力リップルとして2%を選択し、ΔVESRとΔVCOUTの間で等分することになります。このパーセンテージ・リップルはアプリケーションの条件に応じて変化しますが、以下の式は簡単に修正することができます。全リップル電圧への影響が1%の場合、出力コンデンサのESRは式14を使用して求めることができます。

$$ESR_{COUT} \leq \frac{0.01 \cdot V_{OUT}}{I_{D(PEAK)}} \quad (14)$$

アプリケーション情報

バルク容量部品による全リップルへの影響も1%ですが、この場合は式15で求めることができます。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f_{OSC}} \quad (15)$$

昇圧レギュレータの出力コンデンサには、図4に示すように大量のRMSリップル電流が流れます。出力コンデンサのRMSリップル電流定格は、式16を使用して求めることができます。

$$I_{RMS(COUT)} \geq I_{D(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}} \quad (16)$$

ESRの要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することがよくあります。通常、ESRの要件が満たされると、その容量はフィルタリングに適しており、必要なRMS電流定格を備えています。一般に、セラミック・コンデンサを並列に追加して出力コンデンサの寄生インダクタンスの影響を減らします。それによってコンバータの出力の高周波スイッチング・ノイズが減少します。

セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、ESRが非常に小さいコンデンサです。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるため、LT8333と共に使用すると問題が発生することがあります。Burst Mode動作時に、LT8333のスイッチング周波数は負荷電流に依存します。また、非常に軽い負荷では、LT8333はオーディオ周波数でセラミック・コンデンサを励起し、オーディオ・ノイズを発生させることがあります。LT8333はBurst Mode動作時には低い電流制限値で動作するため、通常は非常に静かでノイズが気になることはありません。これが許容できない場合は、出力に高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを使用してください。低ノイズのセラミック・コンデンサも使用できます。

表3. セラミック・コンデンサ・メーカー

Taiyo Yuden	www.ty-top.com
AVX	www.avx.com
Murata	www.murata.com
TDK	www.tdk.com

昇圧コンバータ: ダイオードの選択

LT8333では、ショットキ・ダイオードの使用を推奨します。低負荷時に低い静止電流が望ましい場合は、リーク電流の少ないショットキ・ダイオードが必要になります。ダイオードのリーク電流は、出力に等価負荷として現れるため、最小限に抑える必要があります。ターゲット・アプリケーションに対して十分な逆電圧定格を備えているショットキ・ダイオードを選択します。

表4. 推奨するショットキ・ダイオード

PART NUMBER	AVERAGE FORWARD CURRENT (A)	REVERSE VOLTAGE (V)	REVERSE CURRENT (μA)	MANUFACTURER
DFLS260	2	60	100	Diodes, Inc.
PMEG4020EPA	2	40	20	Nexperia
PMEG3020EPA	2	30	435	Nexperia
PMEG3020ER	2	30	600	Nexperia

昇圧コンバータ: レイアウトのヒント

LT8333は高速で動作するので、基板レイアウトには細心の注意が必要です。レイアウトで注意を怠ると性能の低下を招きます。昇圧コンバータにおいて推奨される部品配置を図5に示します。露出パッドの下ビアに注意してください。これらは、良好な熱性能を実現するために、近くのグラウンド・プレーンに接続する必要があります。

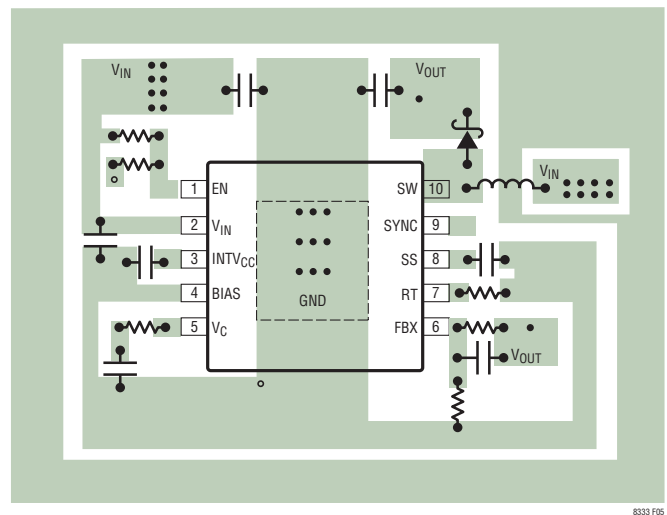


図5. 昇圧コンバータの推奨レイアウト

アプリケーション情報

SEPICコンバータのアプリケーション

LT8333は、図6に示すようにSEPIC(シングルエンド・プライマリ・インダクタンス・コンバータ)として構成できます。このトポロジでは、目的の出力電圧に対して入力電圧を高く、等しく、または低くすることができます。変換率をデューティ・サイクルの関数として表すと、式17のようになります。

$$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D} \quad (17)$$

これは連続導通モード(CCM)の場合です。

SEPICコンバータでは、入力と出力の間にDC経路は存在しません。これは、回路がシャットダウン状態のとき入力電源から出力を遮断する必要のあるアプリケーションでは、昇圧コンバータより有利です。

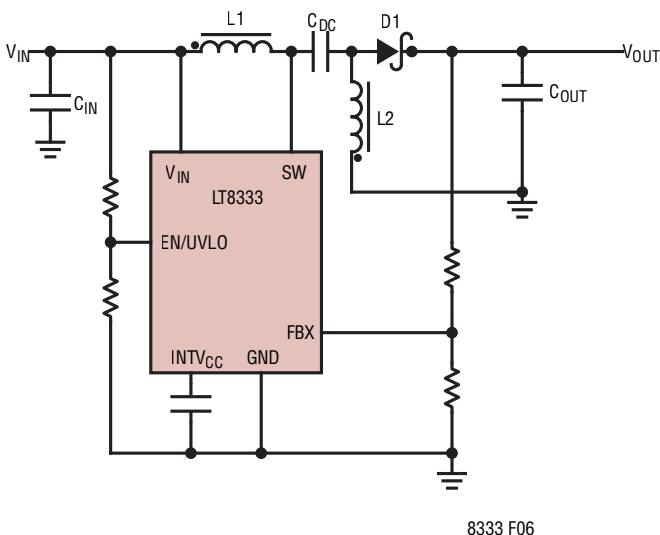


図6. SEPICトポロジで構成されたLT8333

SEPICコンバータ:スイッチのデューティ・サイクルと周波数

CCMで動作しているSEPICコンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは、出力電圧(V_{OUT})、入力電圧(V_{IN})、およびダイオードの順方向電圧(V_D)に基づいて計算できます。

デューティ・サイクルが最大(D_{MAX})になるのは、コンバータが最小入力電圧で動作するときです(式18)。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_{OUT} + V_D} \quad (18)$$

反対に、デューティ・サイクルが最小(D_{MIN})になるのは、コンバータが最大入力電圧で動作するときです(式19)。

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MAX)} + V_{OUT} + V_D} \quad (19)$$

必ず、 D_{MAX} と D_{MIN} が式20に従うことを確認してください。

$$\begin{aligned} D_{MAX} &< 1 - \text{Minimum Off-Time}_{(MAX)} \cdot f_{OSC(MAX)} \\ \text{and} \\ D_{MIN} &> \text{Minimum On-Time}_{(MAX)} \cdot f_{OSC(MAX)} \end{aligned} \quad (20)$$

ここで、最小オフ時間、最小オン時間、および f_{OSC} は、電気的特性の表で仕様規定されています。

SEPICコンバータ:最大出力電流能力とインダクタの選択

図6に示すように、SEPICコンバータには2個のインダクタ $L1$ と $L2$ が実装されています。 $L1$ と $L2$ は別個のものでもかまいませんが、スイッチング・サイクルを通して $L1$ と $L2$ には同じ電圧が加わるので同じコアに巻くこともできます。

SEPICトポロジでは、 $L1$ を流れる電流はコンバータの入力電流です。出力電力は理想的には入力電力に等しいので、 $L1$ と $L2$ の最大平均インダクタ電流は式21のようになります。

$$\begin{aligned} I_{L1(MAX)(AVG)} &= I_{IN(MAX)(AVG)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \\ I_{L2(MAX)(AVG)} &= I_{O(MAX)} \end{aligned} \quad (21)$$

SEPICコンバータでは、パワー・スイッチがオンのときスイッチ電流は $I_{L1} + I_{L2}$ に等しいので、最大平均スイッチ電流は式22のようになります。

$$\begin{aligned} I_{SW(MAX)(AVG)} &= I_{L1(MAX)(AVG)} + I_{L2(MAX)(AVG)} \\ &= I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} \end{aligned} \quad (22)$$

また、ピーク・スイッチ電流は式23のようになります。

$$I_{SW(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} \quad (23)$$

アプリケーション情報

前の式の定数 χ は、[図7](#)に示すように、 $I_{SW(MAX)(AVG)}$ を基準にしたスイッチのピークtoピーク・リップル電流のパーセンテージを表しています。次に、スイッチのリップル電流 ΔI_{SW} は[式24](#)で計算できます。

$$\Delta I_{SW} = \chi \cdot I_{SW(MAX)(AVG)} \quad (24)$$

インダクタのリップル電流 ΔI_{L1} と ΔI_{L2} は同じです([式25](#))。

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = 0.5 \cdot \Delta I_{SW} \quad (25)$$

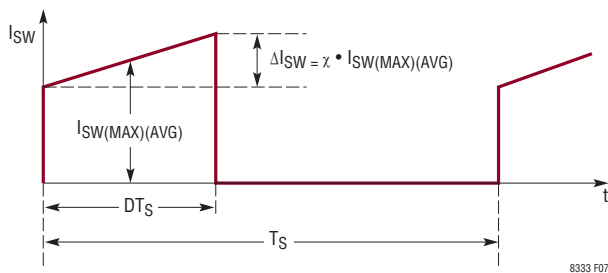


図7. SEPIC コンバータのスイッチ電流の波形

インダクタのリップル電流は、インダクタの値をどう選択するかに直接影響します。小さな値の ΔI_L を選択すると、大きなインダクタンスが必要になり、電流ループの利得が減少します(コンバータは電圧モードに近づきます)。大きな ΔI_L の値を許容できれば低インダクタンスを使用できますが、入力電流リップルが高くなり、コア損失が大きくなります。 χ は0.5～0.8の範囲にすることを推奨します。

LT8333は内部パワー・スイッチの電流が制限されているので、その最大出力電流($I_{O(MAX)}$)が[式26](#)で表されるSEPICコンバータでLT8333を使用する必要があります。

$$I_{O(MAX)} < (1 - D_{MAX}) \cdot (3A - 0.5 \cdot \Delta I_{SW}) \cdot \eta \quad (26)$$

ここで、 η (< 1.0)はコンバータの効率です。また、インダクタの値とスイッチング周波数を最小限に抑えることも検討してください。こうするとインダクタのリップル電流 ΔI_{SW} が増加するからです。

動作入力電圧範囲が与えられ、インダクタのリップル電流を選んだら、[式27](#)を使用してSEPICコンバータのインダクタの値($L1$ と $L2$ は独立)を求めることができます。

$$L1 = L2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{0.5 \cdot \Delta I_{SW} \cdot f_{OSC}} \cdot D_{MAX} \quad (27)$$

ほとんどのSEPICアプリケーションでは、等しいインダクタの値が2.2 μ H～100 μ Hの範囲内に収まります。

$L1 = L2$ とし、それらを同じコアに巻くと、相互インダクタンスにより、[式27](#)のインダクタンスの値は2Lで置き換えられます([式28](#))。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f_{OSC}} \cdot D_{MAX} \quad (28)$$

これにより、これらのインダクタには同じリップル電流と蓄積エネルギーが維持されます。ピーク・インダクタ電流は[式29](#)のようになります。

$$\begin{aligned} I_{L1(PEAK)} &= I_{L1(MAX)} + 0.5 \cdot \Delta I_{L1} \\ I_{L2(PEAK)} &= I_{L2(MAX)} + 0.5 \cdot \Delta I_{L2} \end{aligned} \quad (29)$$

最大RMSインダクタ電流は、最大平均インダクタ電流にほぼ等しくなります。

前式に基づいて、飽和電流定格とRMS電流定格が十分なインダクタを選択する必要があります。

昇圧コンバータの場合と同様に、SEPICコンバータもCCMでの動作時に低調波発振を防止するため、スローブ補償が必要です。結合インダクタを使用した場合、SEPICコンバータのアプリケーションのセクションで示した[式9](#)が、低調波発振を防止する最小インダクタンスの値を規定します。非結合インダクタでは、最小インダクタンスの要件が2倍になります。

SEPIC コンバータ: 出力ダイオードの選択

効率を最大にするには、順方向の電圧降下が小さく、逆方向のリーク電流が少ない高速スイッチング・ダイオードが最適です。通常動作での平均順方向電流は出力電流に等しくなります。

ピーク繰り返し逆方向電圧定格 V_{RRM} が $V_{OUT} + V_{IN(MAX)}$ より安全マージン分だけ高いものを推奨します(通常は10Vの安全マージンがあれば十分です)。ダイオードの消費電力は[式30](#)のようになります。

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_D \quad (30)$$

アプリケーション情報

ここで、 V_D はダイオードの順方向電圧降下で、ダイオードのジャンクション温度は式31のようにになります。

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\theta JA} \quad (31)$$

この式で使用される $R_{\theta JA}$ には、デバイスの $R_{\theta JC}$ および基板から筐体内の周辺温度までの熱抵抗が通常含まれます。 T_J がダイオードの最大ジャンクション温度定格を超えないようにしてください。

SEPICコンバータ: 出力コンデンサと入力コンデンサの選択

反転コンバータのインダクタ、出力ダイオードおよび入力コンデンサの選択は、SEPICコンバータの場合と同様です。対応するSEPICコンバータのセクションを参照してください。

SEPICコンバータ: DCカップリング・コンデンサの選択

DCカップリング・コンデンサ(図6に示すCDC)のDC電圧定格は、最大入力電圧より大きくする必要があります(式32)。

$$V_{CDC} > V_{IN(MAX)} \quad (32)$$

CDCの電流は方形に近い波形をしています。スイッチのオフ時間にCDCを流れる電流は I_{IN} ですが、オン時間に流れる電流は約 $-I_O$ です。カップリング・コンデンサのRMS定格は式33によって決まります。

$$I_{RMS(CDC)} > I_{D(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}}} \quad (33)$$

CDCには、ESRとESLの小さいX5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサが適しています。

反転コンバータのアプリケーション

LT8333は、図8に示すように、デュアル・インダクタ反転トポロジとして構成可能です。 V_{OUT} と V_{IN} の比は式34のとおりです。

$$\frac{|V_{OUT}| - V_D}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D} \quad (34)$$

これは連続導通モード(CCM)の場合です。

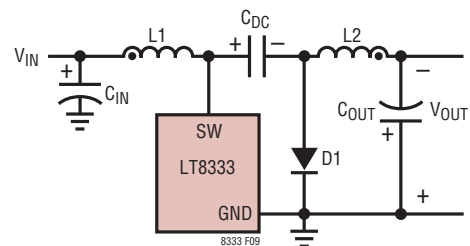


図8. 簡略化した反転コンバータ

反転コンバータ: スイッチ・デューティ・サイクルと周波数

CCMで動作している反転コンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは負の出力電圧(V_{OUT})と入力電圧(V_{IN})に基づいて計算することができます。

デューティ・サイクルが最大(D_{MAX})になるのは、コンバータの入力電圧が最小のときです(式35)。

$$D_{MAX} = \frac{|V_{OUT}| - V_D}{|V_{OUT}| - V_D - V_{IN(MIN)}} \quad (35)$$

反対に、デューティ・サイクルが最小(D_{MIN})になるのは、コンバータが最大入力電圧で動作するときです(式36)。

$$D_{MIN} = \frac{|V_{OUT}| + V_D}{|V_{OUT}| + V_D + V_{IN(MAX)}} \quad (36)$$

必ず、 D_{MAX} と D_{MIN} が式37に従うことを確認してください。

$$D_{MAX} < 1 - \text{Minimum Off-Time}_{(MAX)} \cdot f_{OSC(MAX)}$$

and

$$D_{MIN} > \text{Minimum On-Time}_{(MAX)} \cdot f_{OSC(MAX)} \quad (37)$$

ここで、最小オフ時間、最小オン時間、および f_{OSC} は、電気的特性の表で仕様規定されています。

反転コンバータ: インダクタ、出力ダイオード、および入力コンデンサの選択

反転コンバータのインダクタ、出力ダイオードおよび入力コンデンサの選択は、SEPICコンバータの場合と同様です。対応するSEPICコンバータのセクションを参照してください。

アプリケーション情報

反転コンバータ:出力コンデンサの選択

同程度の出力リップルにするには、反転コンバータには、昇圧、フライバック、およびSEPICコンバータの出力コンデンサよりはるかに小さな出力コンデンサが必要です。これは、反転コンバータでは、インダクタL2が出力に直列であり、出力コンデンサを流れるリップル電流が連続であるためです。出力リップル電圧は、出力コンデンサのESRとバルク容量を流れるL2のリップル電流によって生じます(式38)。

$$\Delta V_{OUT(P-P)} = \Delta I_{L2} \cdot \left(ESR_{COUT} + \frac{1}{8 \cdot f_{OSC} \cdot C_{OUT}} \right) \quad (38)$$

最大出力リップルを定めた後、式38に従って出力コンデンサを選択することができます。

X5RまたはX7Rの高品質誘電体のセラミック・コンデンサを使用することによって、ESRを最小にすることができます。多くのアプリケーションでは、セラミック・コンデンサで十分に出力電圧リップルを制限できます。

出力コンデンサのRMSリップル電流定格は(式39)の値より大きくする必要があります。

$$I_{RMS(COUT)} > 0.3 \cdot \Delta I_{L2} \quad (39)$$

反転コンバータ:DCカップリング・コンデンサの選択

DCカップリング・コンデンサ(図8に示すCDC)のDC電圧定格は、最大入力電圧から出力電圧(負電圧)を差し引いた電圧より大きくする必要があります(式40)。

$$V_{CDC} > V_{IN(MAX)} + |V_{OUT}| \quad (40)$$

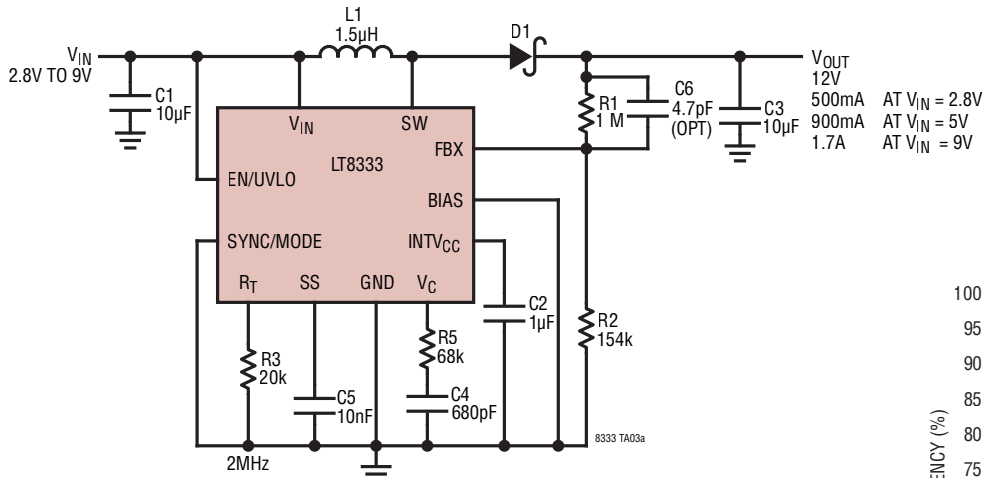
CDCの電流は方形に近い波形をしています。スイッチのオフ時間にCDCを流れる電流は I_{IN} ですが、オン時間に流れる電流は約 I_O です。カップリング・コンデンサのRMS定格は式41によって決まります。

$$I_{RMS(CDC)} > I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}} \quad (41)$$

CDCには、ESRとESLの小さいX5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサが適しています。

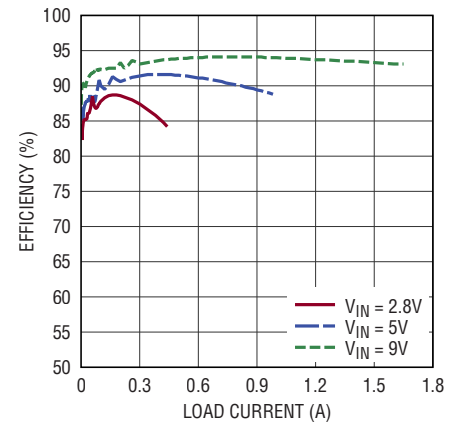
標準的応用例

2MHz、2.8V～9V 入力、12V 出力の昇圧コンバータ

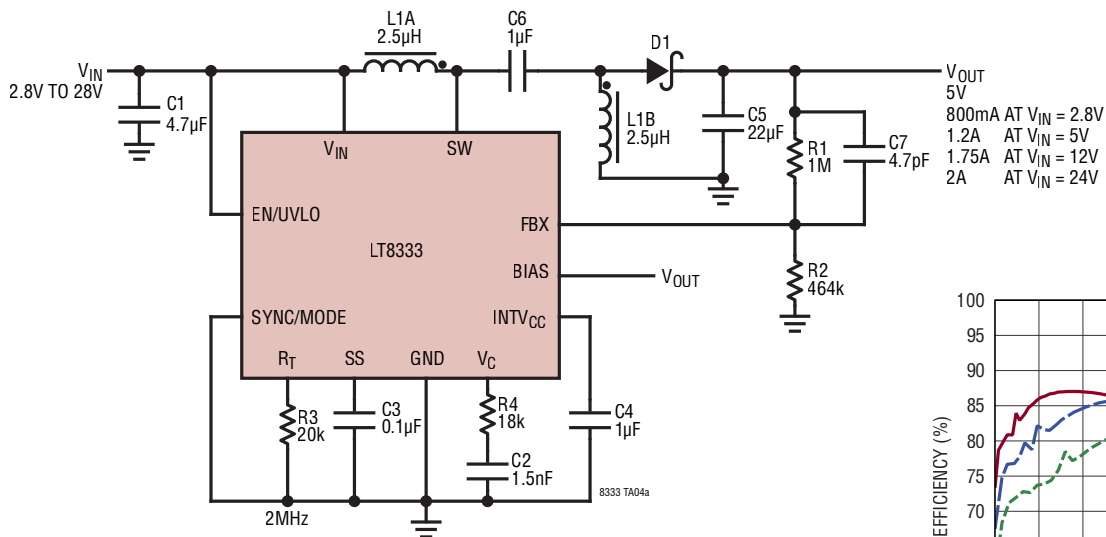


D1: NEXPERIA PMEG4020EPA
L1: COILCRAFT XGL4020-152MEC
C1, C3: MLCC, 1206 or 1210, X7R, 50V

効率

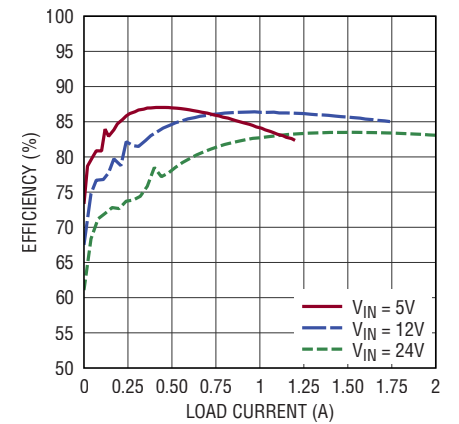


2MHz、2.8V～28V 入力、5V SEPIC コンバータ



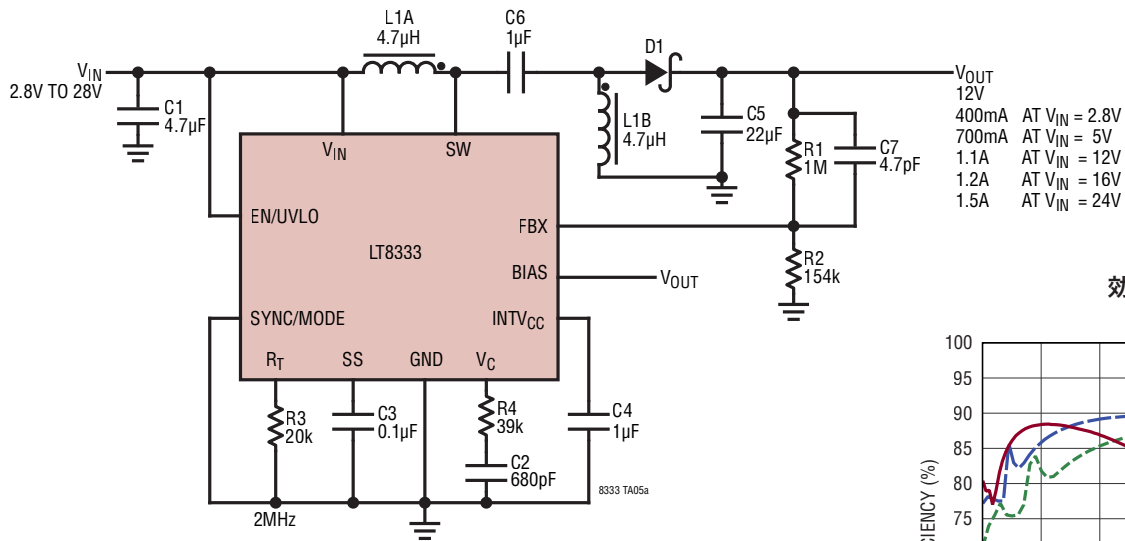
D1: NEXPERIA PMEG4020EPA
C6: TDK CGJ4J3X7R1H105K125AB
L1A, L1B COILCRAFT MSD7342-252MLB

効率



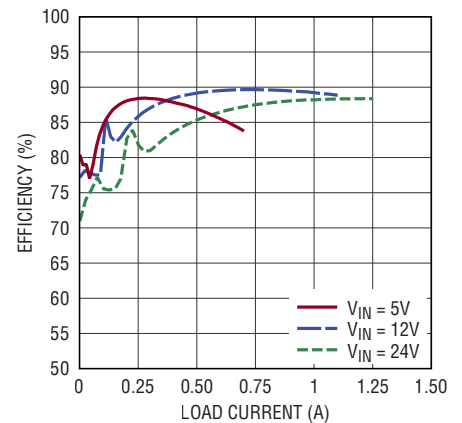
標準の応用例

2MHz、2.8V～28V 入力、12V SEPIC コンバータ

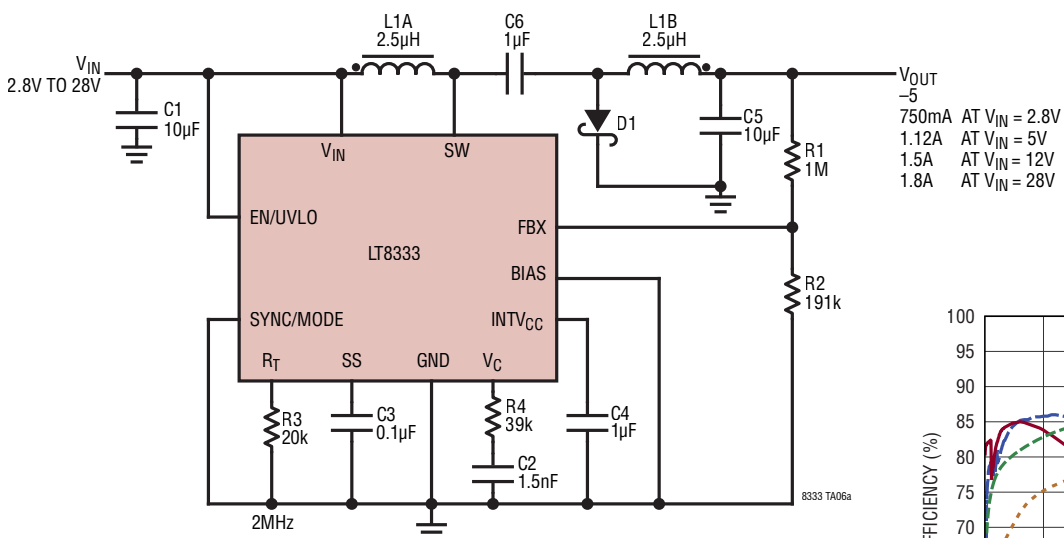


D1: NEXPERIA PMEG4020EPA
 C6: TDK CGJ4J3X7R1H105K125AB
 L1A, L1B COILCRAFT MSD7342-472MLB

効率

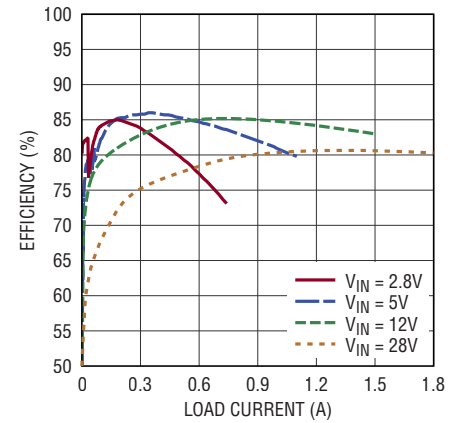


2MHz、2.8V～28V 入力、-5V 反転コンバータ



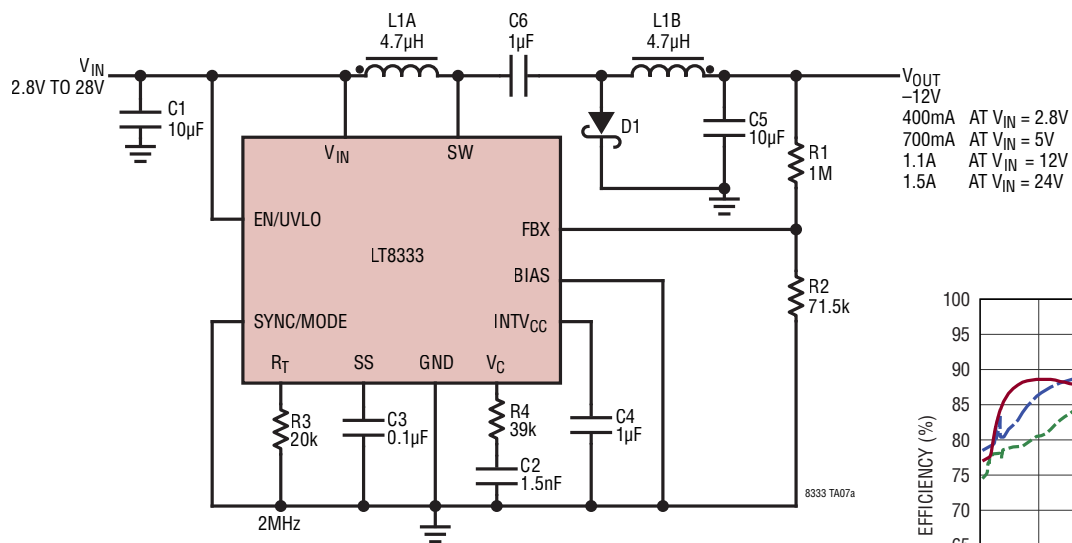
D1: NEXPERIA PMEG3020ER
 C6: TDK CGJ4J3X7R1H105K125AB
 L1A, L1B COILCRAFT MSD7342-252MLB

効率



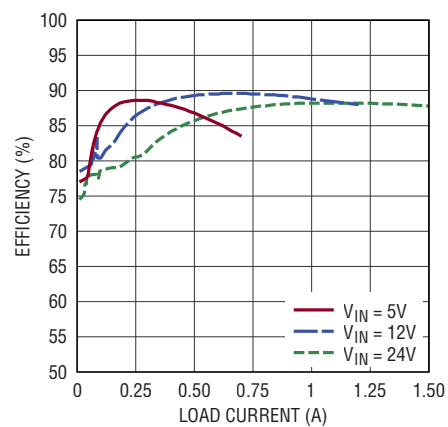
標準的応用例

2MHz、2.8V～28V 入力、-12V 反転コンバータ



D1: NEXPERIA PMEG4020EPA
C6: TDK CGJ4J3X7R1H105K125AB
L1A, L1B COILCRAFT MSD7342-472MLB

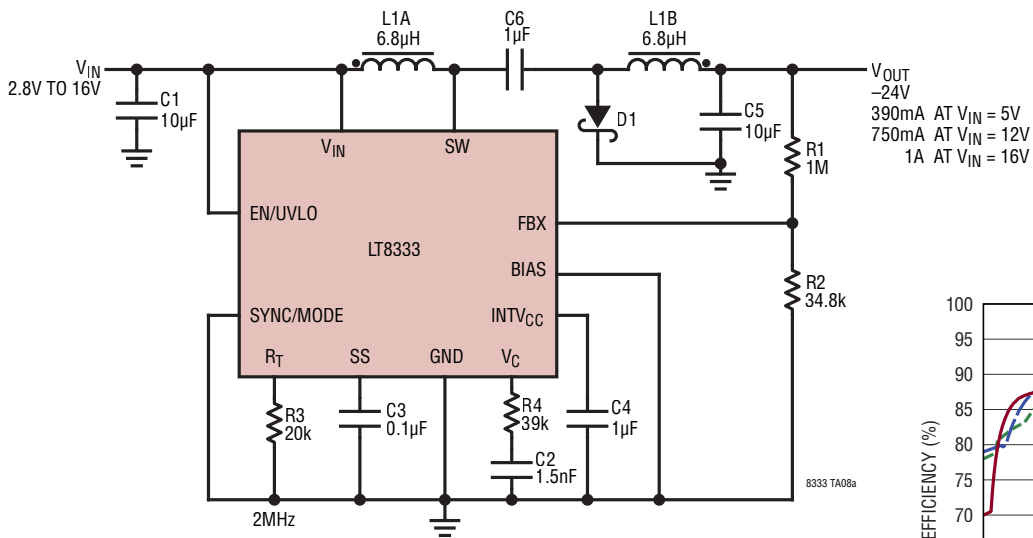
効率



8333 TA07b

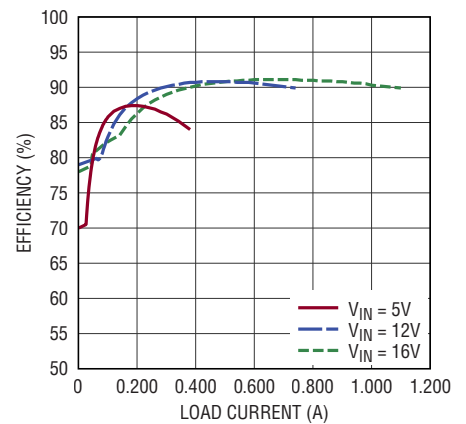
標準的応用例

2MHz、2.8V～16V 入力、-24V 反転コンバータ



D1: NEXPERIA PMEG4020EPA
C6: TDK CGJ4J3X7R1H105K125AB
L1A, L1B COILCRAFT MSD7342-682MLB

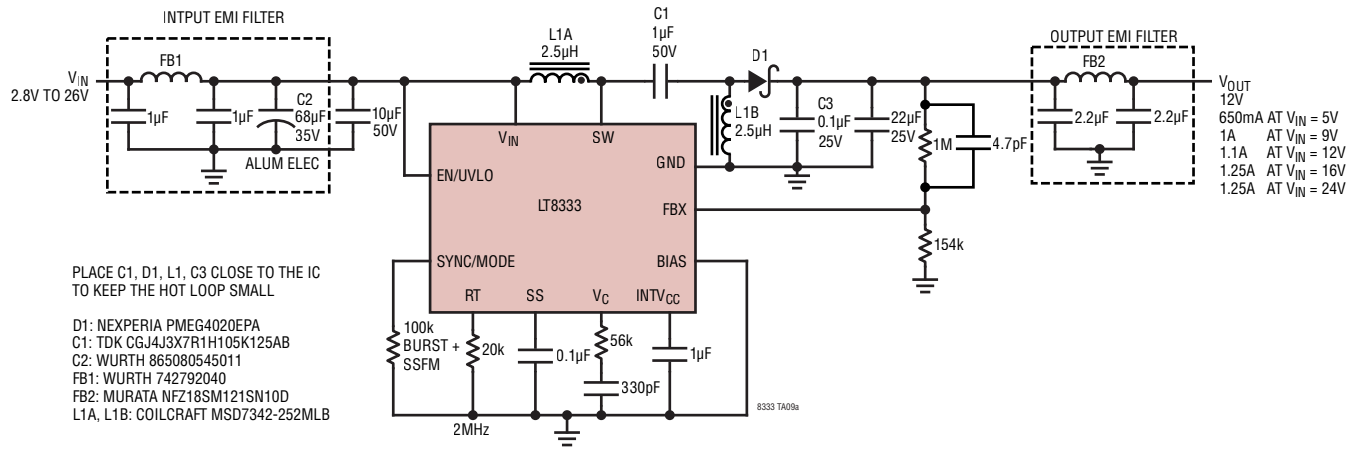
効率



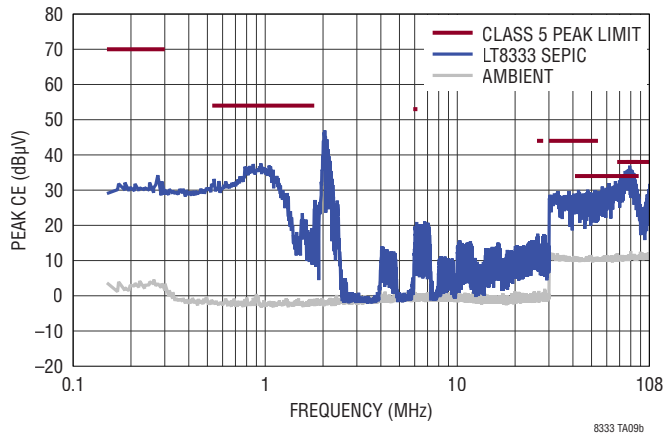
8333 TA08b

標準的応用例

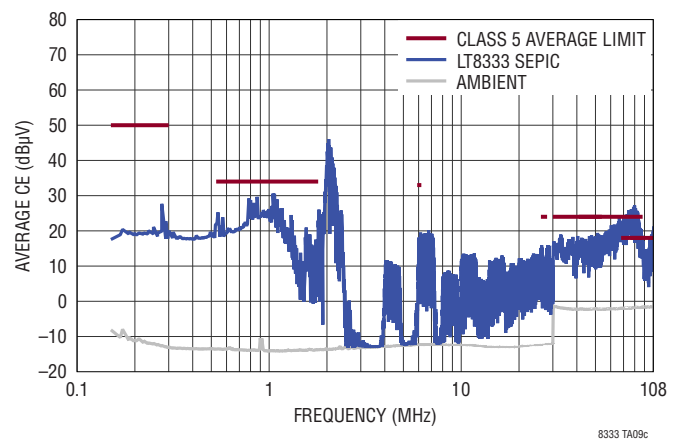
低 I_Q 、低EMI、2MHz、12V出力のSEPICコンバータ、SSFM機能付き



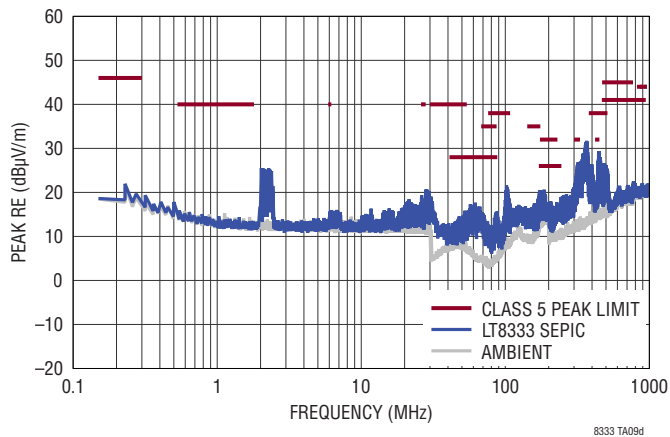
CISPR25 伝導エミッション
性能電圧方式



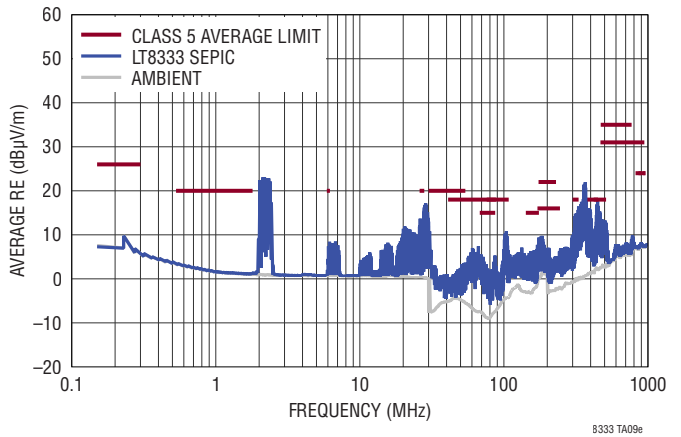
CISPR25 伝導エミッション
性能電圧方式



CISPR25 放射EMI性能

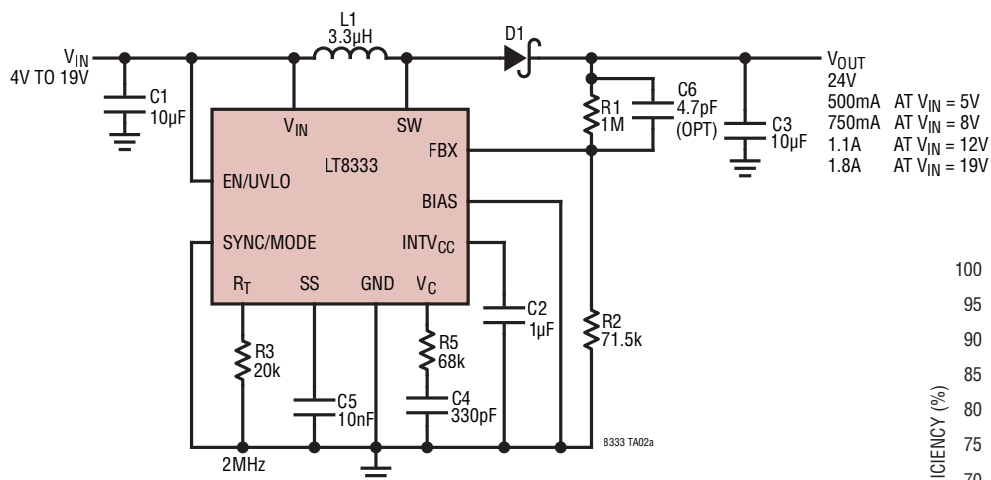


CISPR25 放射EMI性能



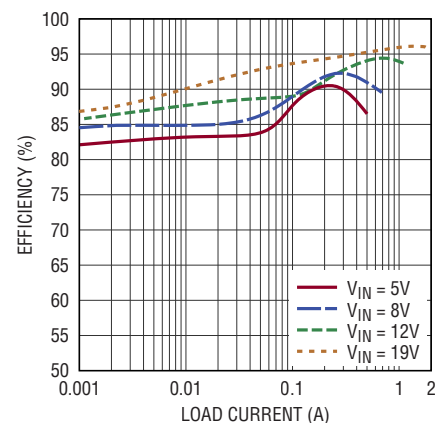
標準的応用例

2MHz、4V～19V 入力、24V 出力の昇圧コンバータ



D1: NEXPERIA PMEG3020EPA
L1: COILCRAFT XGL4020-332MEC
C1, C3: MLCC, 1206 or 1210, X7R, 50V

効率



関連製品

製品番号	概要	注釈
LT8300	150V/260mA スイッチを内蔵した 100V 入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	VIN = 6V～100V、低静止電流、オプトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、5ピン TSOT-23 パッケージ
LT8330	60V、1A、低静止電流の昇圧／SEPIC／反転 2MHz コンバータ	VIN = 3V～40V、VOUT(MAX) = 60V、IQ = 6μA (Burst Mode 動作)、6ピン TSOT-23、3mm × 2mm DFN パッケージ
LT8331	140V／0.5A スイッチを内蔵した低静止電流の昇圧／SEPIC／フライバック／反転コンバータ	VIN = 4.5V～100V、VOUT(MAX) = 140V、IQ = 6μA (Burst Mode 動作)、MSOP-16 (12) E パッケージ
LT8334	5A、40V スイッチを内蔵した低静止電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ	VIN = 2.8V～40V、VOUT(MAX) = 40V、IQ = 9μA (Burst Mode 動作)、4mm × 3mm DFN パッケージ
LT8335	28V、2A、低静止電流の昇圧／SEPIC／反転 2MHz コンバータ	VIN = 3V～25V、VOUT(MAX) = 25V、IQ = 6μA (Burst Mode 動作)、3mm × 2mm DFN パッケージ
LT8362	2A、60V スイッチを内蔵した低静止電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ	VIN = 2.8V～60V、VOUT(MAX) = 60V、IQ = 9μA (Burst Mode 動作)、12ピン MSE16、3mm × 3mm DFN パッケージ
LT8364	4A、60V スイッチを内蔵した低静止電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ	VIN = 2.8V～60V、VOUT(MAX) = 60V、IQ = 9μA (Burst Mode 動作)、12ピン MSE16、4mm × 3mm DFN パッケージ
LT8494	70V、2A の昇圧／SEPIC、1.5MHz 高効率昇圧 DC/DC コンバータ	VIN = 1V～60V (起動時 2.5V～32V)、VOUT(MAX) = 70V、IQ = 3μA (Burst Mode 動作)、ISD < 1μA、20ピン TSSOP パッケージ
LT8570/ LT8570-1	65V、500mA／250mA 昇圧／反転 DC/DC コンバータ	VIN(MIN) = 2.55V、VIN(MAX) = 40V、VOUT(MAX) = ±60V、IQ = 1.2mA、ISD < 1mA、3mm × 3mm DFN-8、および MSOP-8E パッケージ
LT8580	1A (ISW)、65V、1.5MHz の高効率昇圧 DC/DC コンバータ	VIN: 2.55V～40V、VOUT(MAX) = 65V、IQ = 1.2mA、ISD < 1μA、3mm × 3mm DFN-8、および MSOP-8E パッケージ