1.5A、150Vスイッチを内蔵した低自己消費電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ

特長

- **広い入力電圧範囲：2.8V～60V**
- **超低自己消費電流および低リップルの Burst Mode® 動作：I_Q = 9μA**
- **1.5A/150V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**
- **プログラマブルな周波数（100kHz～500kHz）**
- 外部クロックと同期可能
- 低EMIを実現するスペクトラム拡散変調
- BIASピンにより高効率に対応
- プログラマブルな低電圧ロックアウト（UVLO）
- 熱特性が改善された16ピンMSOPパッケージ
- AEC-Q100認定進行中

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

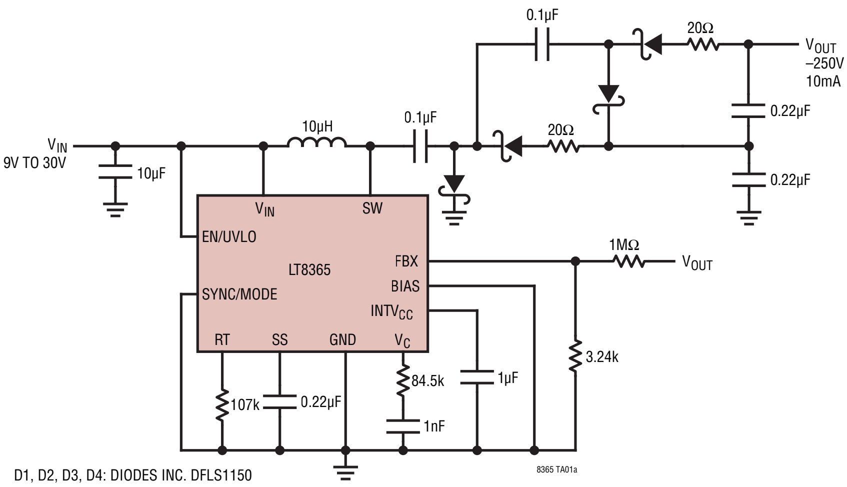
LT®8365は、動作入力電圧範囲が2.8V～60Vの1.5A、150Vスイッチを内蔵した電流モードDC/DCコンバータです。独自の単一帰還ピン・アーキテクチャにより、昇圧、SEPIC、または反転構成に対応することができます。Burst Mode動作で消費される自己消費電流はわずか9μAなので、出力電流が非常に少ないときに高い効率を維持しつつ、標準的な出力リップルを15mV未満に抑えることができます。

外部補償ピンにより、広範囲の入力電圧および出力電圧にわたってループ帯域幅を最適化することができます。また、100kHz～500kHzの範囲でスイッチング周波数を設定することもできます。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。また、このピンを使用して、Burstまたはパルススキップ動作モードを選択することや、低EMI対応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。効率を向上するため、BIASピンが第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と、起動時にインダクタ電流を制御するプログラマブルなソフトスタートがあります。

LT8365は、熱特性を改善した16ピンMSOPパッケージ（高電圧ピンの間隔を確保するため4本のピンを削除済み）で提供しています。

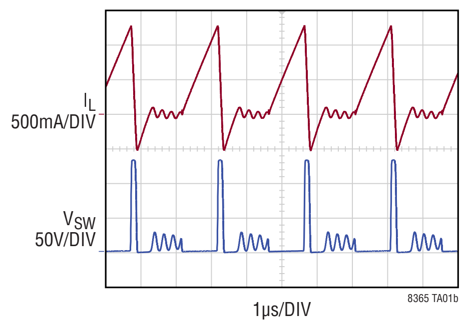
標準的応用例

400kHz、–250V出力の反転コンバータ



D1, D2, D3, D4: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100

スイッチング波形



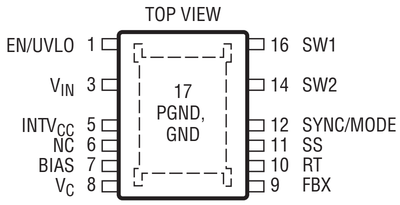
Rev. 0

絶対最大定格

（Note 1）

SW 150V
V_{IN}、EN/UVLO 60V
BIAS 60V
EN/UVLO ピンと V_{IN} ピンとの電圧差、SYNC 6V
$INTV_{CC}$ .... （Note 2）
V_C 4V
FBX....................................... ±4V
動作ジャンクション温度範囲（Note 3）
LT8365E.......................................–40°C～125°C
LT8365J、LT8365H ....–40°C～150°C
保存温度範囲.......................................–65°C～150°C

ピン配置



MSE PACKAGE
VARIATION: MSE16 (12)
16-LEAD PLASTIC MSOP
θ_{JA} = 45°C/W, θ_{JC} = 10°C/W
EXPOSED PAD (PIN 17) IS PGND AND GND, MUST BE SOLDERED TO PCB

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	温度範囲
LT8365EMSE#PBF	LT8365EMSE#TRPBF	8365	16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed	–40°C to 125°C
LT8365JMSE#PBF	LT8365JMSE#TRPBF	8365	16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed	–40°C to 150°C
LT8365HMSE#PBF	LT8365HMSE#TRPBF	8365	16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed	–40°C to 150°C
オートモーティブ製品 **				
LT8365EMSE#WPBF	LT8365EMSE#WTRPBF	8365	16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed	–40°C to 125°C
LT8365JMSE#WPBF	LT8365JMSE#WTRPBF	8365	16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed	–40°C to 150°C
LT8365HMSE#WPBF	LT8365HMSE#WTRPBF	8365	16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed	–40°C to 150°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

テープ&リールの仕様：一部のパッケージは、#TRMPBF 接尾部の付いた指定の販売経路を通じて 500 個入りのリールで供給可能です。

** このデバイス・バージョンは、車載アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するため、管理の行き届いた製造工程により供給されます。これらのモデルは #W 接尾部により指定されます。車載アプリケーション向けには、上記の車載グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有の車載信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイセズ代理店までお問い合わせください。

電気的特性

● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は T_A = 25°C での値。注記がない限り、V_{IN} = 12V、EN/UVLO = 12V。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Operating Voltage Range		●	2.8		60	V
V_{IN} Quiescent Current at Shutdown	$V_{EN/UVLO}$ = 0.2V	 ●		1 1	2 15	µA µA
	$V_{EN/UVLO}$ = 1.5V	 ●		2 2	5 25	µA µA
V_{IN}の自己消費電流						
Sleep Mode (Not Switching)	SYNC = 0V	 ●		9 9	15 30	µA µA
Active Mode (Not Switching)	SYNC = 0V or $INTV_{CC}$, BIAS = 0V	 ●		1200 1200	1600 1850	µA µA
	SYNC = 0V or $INTV_{CC}$, BIAS = 5V	 ●		22 22	40 65	µA µA
BIAS Threshold	Rising, BIAS Can Supply $INTV_{CC}$ Falling, BIAS Cannot Supply $INTV_{CC}$			4.4 4	4.65 4.25	V 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のレギュレーション						
FBX Regulation Voltage	FBX > 0V FBX < 0V	● ●	1.568 –0.822	1.6 –0.80	1.636 –0.780	V V
FBX Line Regulation	FBX > 0V, 2.8V < V_{IN} < 60V FBX < 0V, 2.8V < V_{IN} < 60V			0.005 0.005	0.015 0.015	%/V %/V
FBX Pin Current	FBX = 1.6V, –0.8V	●	–10		10	nA
発振器						
Switching Frequency (f_{OSC})	R_T = 432k R_T = 143k R_T = 84.5k	● ● ●	92 279 465	100 300 500	113 321 535	kHz kHz kHz
SSFM Maximum Frequency Deviation	($\Delta f/f_{OSC}$) • 100, R_T = 143k		14	20	28	%
Minimum On-Time	Burst Mode, V_{IN} = 24V (Note 6) Pulse-Skipping Mode, V_{IN} = 24V (Note 6)			110 110	200 200	ns ns
Minimum Off-Time		●		100	115	ns
SYNC/Mode, Mode Thresholds (Note 5)	High (Rising), V_{IN} = 24V Low (Falling), V_{IN} = 24V	● ●	 0.14	1.3 0.2	1.7 	V V
SYNC/Mode, Clock Thresholds (Note 5)	Rising, V_{IN} = 24V Falling, V_{IN} = 24V	● ●	 0.4	1.3 0.8	1.7 	V V
f_{SYNC}/f_{OSC} Allowed Ratio	R_T = 84.5k		0.95	1	1.25	kHz/kHz
SYNC Pin Current	SYNC = 2V SYNC = 0V, Current Out of Pin			10 10	25 25	µA µA
スイッチ						
Maximum Switch Current Limit Threshold		●	1.5	2	2.7	A
Switch Overcurrent Threshold	Discharges SS Pin			3		A
Switch $R_{DS(ON)}$	I_{SW} = 0.5A			700		mΩ
Switch Leakage Current	V_{SW} = 150V			0.1	1	µA

電気的特性

● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cでの値。注記がない限り、V_{IN} = 12V、EN/UVLO = 12V。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
EN/UVLOロジック						
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	$V_{EN/UVLO}$ = 1.6V	●	–50		50	nA
ソフトスタート						
Soft-Start Charge Current	SS = 0.5V			2		µA
Soft-Start Pull-Down Resistance	Fault Condition, SS = 0.1V			220		Ω
エラーアンプ						
Error Amplifier Transconductance	FBX = 1.6V FBX = –0.8V			75 60		µA/V µA/V
Error Amplifier Voltage Gain	FBX = 1.6V FBX = –0.8V			185 145		V/V V/V
Error Amplifier Max Source Current	V_C = 1.1V, Current Out of Pin			7		µA
Error Amplifier Max Sink Current	V_C = 1.1V			7		µA

Note 1：絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2：$INTV_{CC}$は、外部から駆動できない。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ない。

Note 3：LT8365Eは、0°C～125°Cのジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。–40°C～125°Cの動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8365JおよびLT8365Hは、–40°C～150°Cの全動作ジャンクション温度範囲で動作することが確認されている。

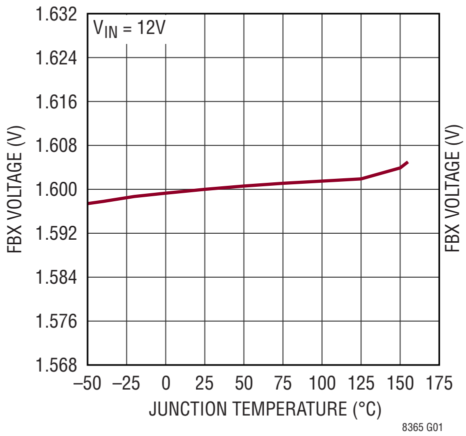
Note 4：このデバイスには過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなときジャンクション温度は150°Cを超える。規定されている最大動作ジャンクション温度を超えた状態で動作が継続すると、寿命が短くなる。

Note 5：動作モードを選択するために必要なSYNC/MODEの入力については、ピン機能とアプリケーション情報のセクションを参照。

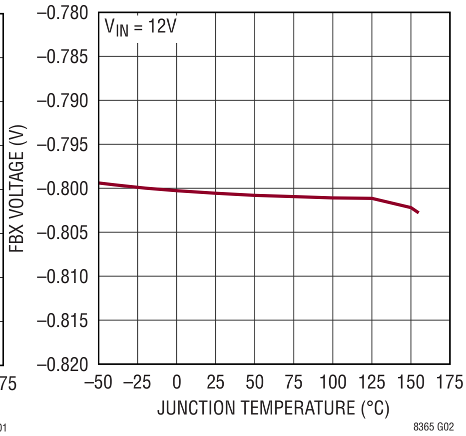
Note 6：デバイスは出力電圧を24Vに設定した昇圧コンバータ構成でテストされる。

代表的な性能特性

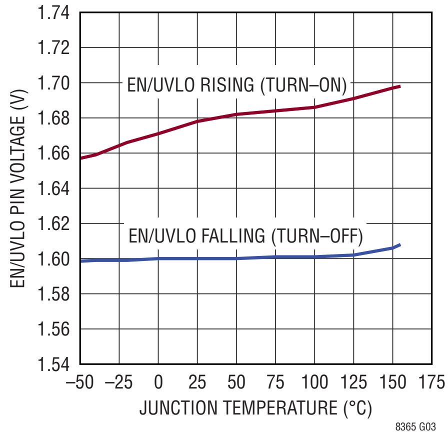
FBXの正レギュレーション電圧と温度



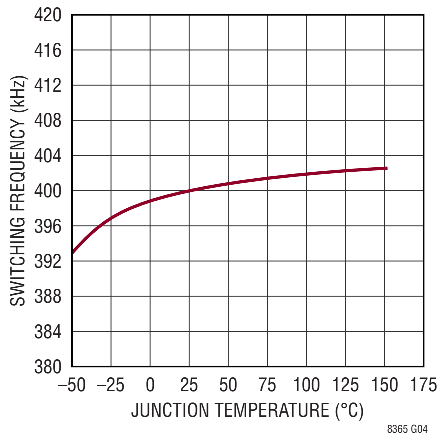
FBXの負のレギュレーション電圧と温度



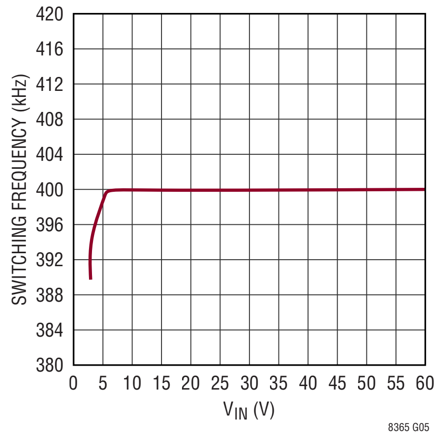
EN/UVLOピンの閾値と温度



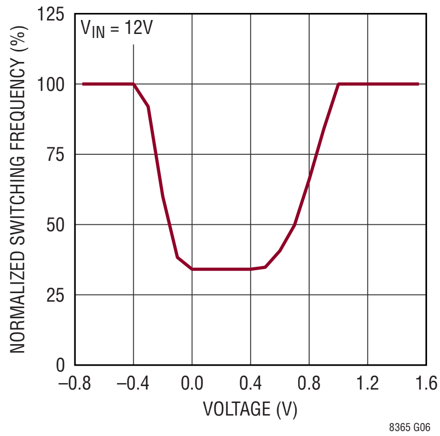
スイッチング周波数と温度



スイッチング周波数とV_{IN}

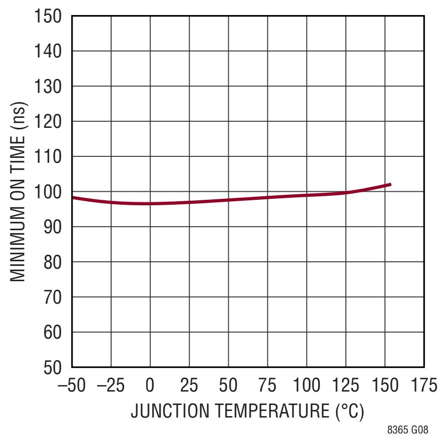


正規化された
スイッチング周波数とFBX電圧

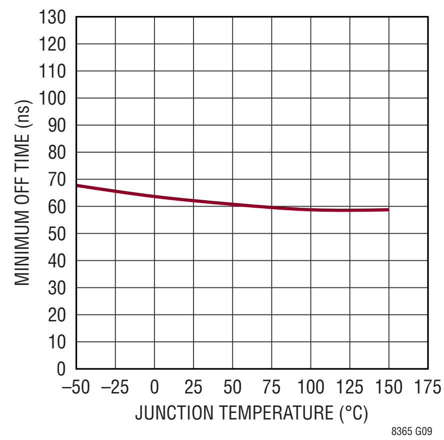


スイッチ電流制限と
デューティ・サイクル

スイッチの最小オン時間と温度

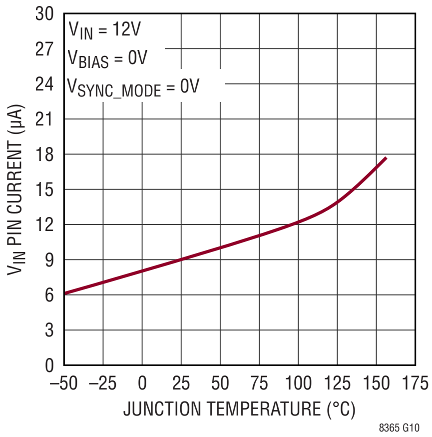


スイッチの最小オフ時間と温度

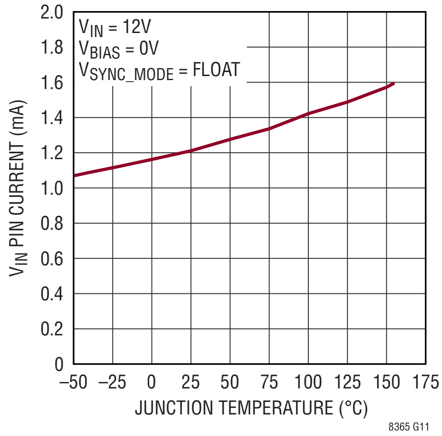


代表的な性能特性

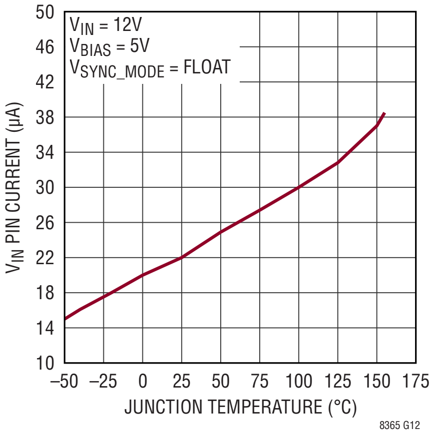
V_{IN} ピンの電流（スリープ・モード、スイッチング動作なし）と温度



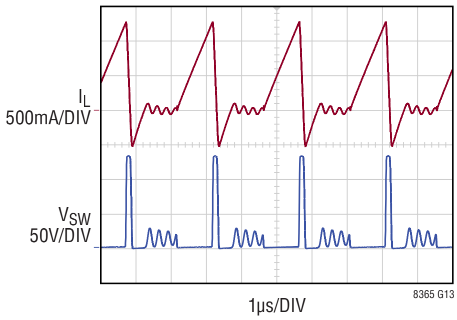
V_{IN}ピンの電流（アクティブ・モード、スイッチング動作なし、BIAS = 0V）と温度



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



スイッチング波形（DCM 時）



Rev. 0

ピン機能

EN/UVLO：シャットダウンおよび低電圧検出ピン。LT8365は、このピンがローの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に移行して、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で、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のヒステリシスは、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再開されるようにします。EN/UVLOピンの電圧が0.2Vを下回ると、V_{IN}の電流は1µA未満に低下します。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の入力に直接接続できます。

V_{IN}：入力電源。このピンは短距離でバイパスする必要があります。入力コンデンサの正端子はV_{IN}ピンのできるだけ近くに配置し、負端子は露出パッドのPGND銅領域（EN/UVLO付近）のできるだけ近くに配置するようにしてください。

$INTV_{CC}$：内部負荷用の3.8V安定化電源。$INTV_{CC}$ピンは、1µF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。$4.4V \le BIAS \le V_{IN}$の場合、$INTV_{CC}$はBIASピンから電力を引き出します。それ以外の場合、$INTV_{CC}$の電力はV_{IN}ピンから供給されます。

NC：内部接続なし。このピンは開放状態のままにします。

BIAS：$INTV_{CC}$に電力を供給する第2の入力電源。$INTV_{CC}$の電流の大部分をV_{IN}ピンから取り出して、$4.4V \le BIAS \le V_{IN}$のときに効率を改善します。使用しない場合、このピンはGNDに接続します。

V_C：エラーアンプの出力ピン。このピンには外付けの補償回路網を接続します。

FBX：正出力または負出力の電圧レギュレーション帰還ピン。このピンを、出力と露出パッドのGND銅領域（FBXの近く）の間の抵抗分圧器に接続します。起動時およびFBXが0Vに近い障害状態の間に、FBXはスイッチング周波数を低減します。

RT：このピンと露出パッドのGND銅領域（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：ソフトスタート・ピン。このピンとGND銅領域（FBXの近く）の間にコンデンサを接続して、コンバータ起動時のインダクタ電流のランプ・レートを制御します。SSピンの充電電流は2µAです。このピンは、シャットダウン時や障害状態時に内部の220Ω MOSFETによって放電します。

SYNC/MODE：このピンでは、5つのモードを選択して性能を最適化することができます。

SYNC/MODEピンの入力	可能な動作モード
(1) GNDまたは<0.14V	Burst
(2) 外部クロック	パルススキップ／同期
(3) GNDとの間に100kの抵抗を接続	Burst/SSFM
(4) フロート（ピンを開放）	パルススキップ
(5) $INTV_{CC}$または>1.7V	パルススキップ／SSFM

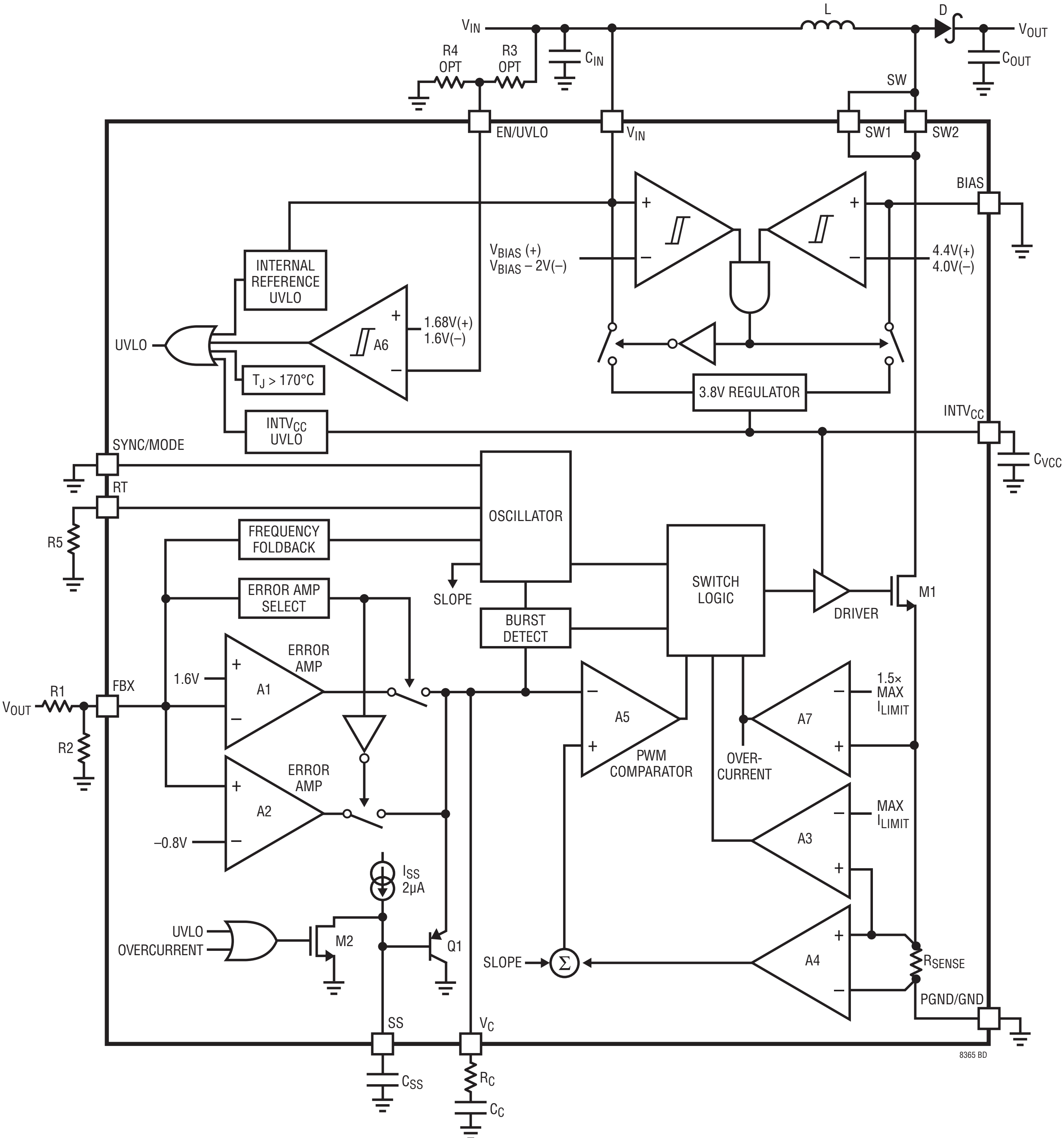
ここで、選択可能な動作モードは次のとおりです。

Burst = 低I_Q、軽負荷時に低出力リップル動作パルススキップ = 軽負荷時にパルスをスキップ（クロックと同期）同期 = スイッチング周波数が外部クロックと同期SSFM = 低EMI対応のスペクトラム拡散周波数変調

SW1、SW2（SW）：内部パワー・スイッチの出力。これらのピンに接続する金属配線の面積を最小限に抑えてEMIを低減します。

PGND、GND：デバイスの電源グラウンドおよび信号グラウンド。パッケージはデバイスの下に露出パッドを備えており、これがパッケージの放熱に最良の経路になっています。このピンは、ダイの温度を下げてLT8365の電力性能を高めるため、デバイスの下の切れ目のない銅のグラウンド・プレーンにハンダ処理する必要があります。電源接地する部品は、EN/UVLOピンとSWピンの近くに出ている露出パッドの銅領域に接続します。信号接地する部品は、V_CピンとFBXピンの近くに出ている露出パッドの銅領域に接続します。

ブロック図


VIN
L
D
VOUT
R4
OPT
R3
OPT
CIN
COUT
SW
EN/UVLO
VIN
SW1
SW2
BIAS
INTERNAL
REFERENCE
UVLO
VBIAS (+)
VBIAS – 2V(–)
4.4V(+)
4.0V(–)
UVLO
A6
1.68V(+)
1.6V(–)
TJ > 170°C
3.8V REGULATOR
INTVCC
UVLO
INTVCC
SYNC/MODE
CVCC
RT
OSCILLATOR
R5
FREQUENCY
FOLDBACK
SWITCH
LOGIC
M1
ERROR AMP
SELECT
SLOPE
BURST
DETECT
DRIVER
ERROR
AMP
1.5×
MAX
ILIMIT
1.6V
A1
R1
VOUT
FBX
A5
A7
R2
PWM
COMPARATOR
OVER-
CURRENT
ERROR
AMP
MAX
ILIMIT
A2
A3
–0.8V
ISS
2µA
UVLO
OVERCURRENT
M2
Q1
A4
SLOPE
RSENSE
PGND/GND
SS
VC
8365 BD
CSS
RC
CC

動作

LT8365は、固定周波数の電流モード制御方式を使って、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部のパワー・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ピンの電圧を内部リファレンス電圧(選択された構成に応じて1.60Vまたは–0.80V)と比較することにより、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、エラーアンプは正しいピーク・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。

LT8365は1つのFBXピンを使っ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ている場合、「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。LT8365が反転構成の場合、FBXピンはV_{OUT}とGNDの間に接続された分圧器によって–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を下回ると、LT8365は低電圧ロックアウト(UVLO)に移行し、スイッチング動作を停止します。LT8365は、EN/UVLOピンの電圧が1.68V(標準)を超えるとスイッチング動作を再開します。EN/UVLOピンの電圧が0.2Vより低くなると、LT8365のV_{IN}から流れる電流は1µA未満になります。

SYNC/MODEピンを接地するか電圧を0.14Vより低くすると、LT8365は低出力リップルのBurst Mode動作を開始して軽負荷時に超低自己消費電流になり、高い効率を維持するようになります。SYNC/MODEピンとGNDの間に100kの抵抗を接続すると、LT8365はBurst Mode動作を採用して、軽負荷時には効率が向上しますが、重負荷時には低EMIに対応するため、スイッチング周波数のスペクトラム拡散変調に継ぎ目なく切り替わります。SYNC/MODEピンをフロート(開放のまま)にした場合、LT8365はパルススキップ・モードを採用し、スイッチ・パルスをスキップすることにより、数百µAの電流を消費して、軽負荷時の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、その電圧を1.7Vより高くした場合、LT8365はパルススキップ・モードを採用し、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した場合、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て、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。

LT8365は、全負荷にわたって効率を改善するBIASピンを備えています。LT8365はV_{IN}ピンとBIASピンを自動的に選択して、効率が最高になるように$INTV_{CC}$を供給します。$INTV_{CC}$の電源電流は、$4.4V \le BIAS \le V_{IN}$の場合はV_{IN}ピンからではなくBIASピンから引き出すことができます。

内部リファレンスのUVLO、$INTV_{CC}$のUVLO、スイッチ電流 > 制限最大値の1.5倍、EN/UVLO < 1.6V、またはジャンクション温度 > 170°Cのいずれかの障害が発生すると、保護機能によってスイッチングは直ちに停止し、SSピンはリセットされます。

アプリケーション情報

超低自己消費電流の達成

軽負荷時の効率を向上するために、LT8365は低リップルのBurst Modeアーキテクチャを使用しています。これによって、入力自己消費電流および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、LT8365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LT8365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)、LT8365がスリープ・モードで動作する時間の割合が高まるので、標準的なコンバータよりも軽負荷での効率がはるかに高くなります。軽負荷時の自己消費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。この電流は負荷電流として出力に現れるからです。更に、出力から生じる可能性があるリーク電流も、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。リーク電流に寄与する最大の要因は、ショットキー・ダイオードの逆バイアス時リーク電流である可能性があります(アプリケーション情報セクションの「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325mAなので、出力電圧リップルは図2に示すような波形になります。出力容量を大きくすると、それに比例して出力リップルは減少します。出力負荷が0から次第に増加すると、それに応じ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る固定周波数が上限です。LT8365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。

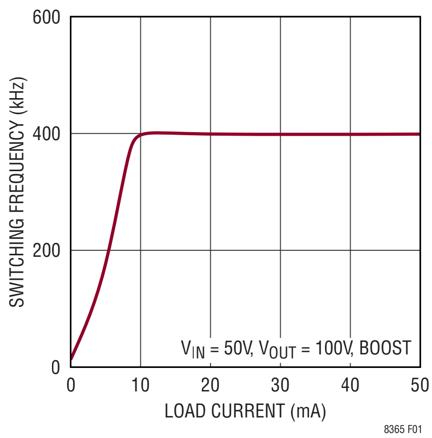


図1. バースト周波数と負荷電流

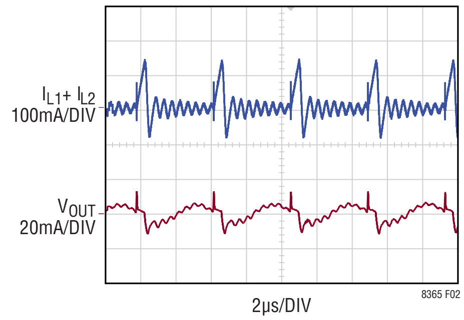


図2. Burst Mode動作

EN/UVLOピンを使った入力ターンオンとターンオフの閾値の設定

EN/UVLOピンの電圧により、LT8365をイネーブルするかそれともシャットダウン状態にするかが制御されます。1.6Vのリファレンスおよびヒステリシス(標準で80mV)が組み込まれたコンパレータA6を使用して、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)。入力の標準的な下降時スレッショールド電圧と上昇時スレッショールド電圧は、次式によって計算することができます。

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

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

EN/UVLOピンの電圧が0.2V未満になると、V_{IN}の電流は1μA未満に減少します。常にイネーブルされる動作の場合、EN/UVLOピンを入力電源V_{IN}に直接接続できます。ロジック入力で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の回路網を流れる電流はLT8365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時での効率に対する影響を最小に抑えます。

Rev. 0

アプリケーション情報

$INTV_{CC}$ 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。内部パワーMOSFETゲート・ドライバが必要とする高い過渡電流を供給するために、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。$INTV_{CC}$の(ソフトスタートとスイッチング動作を可能にする)上昇時閾値は、標準で2.65V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)下降時閾値は、標準で2.5Vです。

全負荷にわたって効率を改善するため、$INTV_{CC}$の大部分の電流をV_{IN}ピンからではなくBIASピンから引き出すことができます($4.4V \le BIAS \le V_{IN}$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、デバイスの近くにセラミック・コンデンサを接続してBIASピンをバイパスするようにしてください。

スイッチング周波数のプログラミング

LT8365には固定周波数PWMアーキテクチャが使われており、RTピンから接地した抵抗を使って、100kHz～500kHz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の抵抗値は次式を使用して計算できます。

$$R_T = \frac{45.2k}{f_{OSC}^{1.009}}$$

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kHzです。

表1. スイッチング周波数とR_Tの値

f_{OSC}(kHz)	R_T(kΩ)
100	432
200	215
300	143
400	107
450	95.3
500	84.5

同期とモード選択

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・ロー出力のいずれでもかまいません)。

LT8365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/MODE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。LT8365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動作にならず、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。LT8365は100kHz～500kHz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、LT8365のスイッチング周波数を最低同期入力以下に設定するように選択します。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になるようにR_Tを選択します。

アプリケーションによっては、LT8365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動作と大きく異なる点が2つあるからです。第1に、クロックは常時動作状態で、全てのスイッチング・サイクルがクロックに同期しています。第2に、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ます。これら2つの違いが生じる代償として、自己消費電流が増加します。パルススキップ・モードをイネーブルするには、SYNC/MODEピンをフロート状態にします。

EMI/EMCを改善するため、LT8365はスペクトラム拡散周波数変調(SSFM)機能を実行することができます。この機能は、20%の三角周波数変調によりクロックの周波数を変化させます。例えば、LT8365の周波数を500kHzで切り替わるように設定した場合、スペクトラム拡散モードでは、発振器の周波数が500kHz～600kHzの範囲で変調されます。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、LT8365をパルス・スキップ・モード／SSFMモードで動作するよう構成するには、SYNC/MODEピンを1.7Vより高い電圧に接続します。更に、LT8365を軽負荷時には(効率を改善するため)Burst Mode動作に、重負荷時には(EMIを低減するため)SSFMモードに構成するには、SYNC/MODEピンとGNDの間に100kの抵抗を接続します。

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

LT8365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、コンバータの許容最小デューティ・サイクルと許容最大デューティ・サイクルを規定します(電気的特性の表のMinimum On-Time、Minimum Off-Time、およびSwitching Frequencyを参照)。

$$\text{Minimum Allowable Duty Cycle} = \text{Minimum On-Time}_{(MAX)} \bullet f_{OSC(MAX)}$$

$$\text{Maximum Allowable Duty Cycle} = 1 - \text{Minimum Off-Time}_{(MAX)} \bullet f_{OSC(MAX)}$$

連続導通モード(CCM)で動作する昇圧コンバータの場合、必要なスイッチのデューティ・サイクル範囲は、次のように計算できます。

$$D_{MIN} = 1 - \frac{V_{IN(MAX)}}{V_{OUT} + V_D}$$

$$D_{MAX} = 1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT} + V_D}$$

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の上記のデューティ・サイクルの計算値が、LT8365の許容最小デューティ・サイクルまたは許容最大デューティ・サイクル(あるいはその両方)に反する場合、不連続導通モード(DCM)での動作が解決策になる場合があります。同じV_{IN}レベルおよびV_{OUT}レベルの場合、DCMにおける動作は、CCMにおけるほど低いデューティ・サイクルを要求しません。DCMは、CCMより高いデューティ・サイクル動作も可能にします。DCMのその他の利点は、低調波発振および右半平面のゼロ(RHPZ)を防止する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ことです。DCMはこれらの利点を提供しますが、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ピンの間に接続した抵抗分圧器を使って設定します。正出力電圧の抵抗値は、次式に従って選択します。

$$R1 = R2 \bullet \left(\frac{V_{OUT}}{1.60V} - 1\right)$$

負出力電圧の抵抗値は、次式に従って選択します。

$$R1 = R2 \bullet \left(\frac{|V_{OUT}|}{0.80V} - 1\right)$$

R1およびR2の位置を「ブロック図」に示します。出力電圧の精度を保つため、誤差1%の抵抗を推奨します。

FBX抵抗分圧器の抵抗値を高くすることによって、入力自己消費電流が最小限に抑えられ、軽負荷時の効率が最高になります。通常、FBX抵抗分圧器の抵抗R1およびR2は、25k～1Mの範囲内にします。

ソフトスタート

LT8365は起動時または障害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・レギュレータには、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く、帰還ループが飽和し、レギュレータは出力コンデンサをできるだけ短い時間で充電しようとするので、大きなピーク電流が発生します。大きなサージ電流はインダクタの飽和やパワー・スイッチの機能不良の原因になることがあります。

LT8365は、プログラマブルなソフトスタート機能を使用してこの仕組みに対処します。「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の傾斜を制御することによってパワー・スイッチの電流の傾斜を制御します。これにより、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。図3に、最初のページの標準的応用例での出力電圧および電源電流を示します。出力電圧と電源電流の両方が徐々に上昇していることを、図で確認できます。

障害保護

インダクタの過電流障害(> 3A)、$INTV_{CC}$の低電圧ロックアウト($INTV_{CC}$ < 2.5V)、または過熱ロックアウト(T_J > 170°C)(あるいはその全部)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。全ての障害が解消されると、LT8365はV_Cをソフトスタートで起動し、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で起動します。

アプリケーション情報

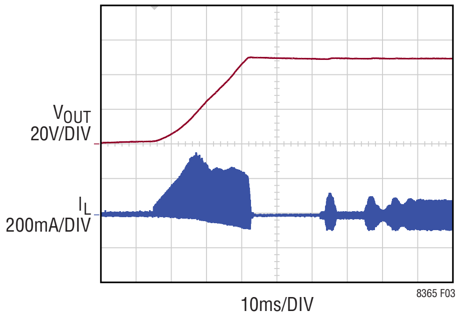


図3. ソフトスタートの波形

周波数フォールドバック

ソフトスタートまたはV_{OUT}が極めて低くなる障害状態の間、インダクタ・ピーク電流の制御を維持するために、極端に小さいデューティ・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。このシナリオでは、各サイクル中にインダクタ電流の増加量がインダクタ電流の減少量を超えるので、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。LT8365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折り返すことにより、この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のオフ時間が長くなるので、インダクタ電流をサイクルごとに十分減少させることができます（「代表的な性能特性」セクションの「正規化されたスイッチング周波数とFBX電圧」を参照）。

過熱ロックアウト

LT8365はダイの温度が約170°C（標準）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（標準）低下すると、デバイスは、インダクタ・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

ループ補償により安定性とトランジェント性能が決まります。LT8365は電流モード制御を使っ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構成、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。LT8365の帰還ループを補償するには、通常は直列RCネットワークをV_CピンからGNDに接続します。「ブロック図」には標準的なV_C補償回路網を示します。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、抵抗を5k～100kの範囲内に入るようにします。多くの場合、小さなコンデンサをRC補償回路網と並列に接続することで、出力電圧リップルが内部エラーアンプを通して生じさせるVC電圧リップルを減衰させます。この並列コンデンサの値は通常2.2pF～22pFの範囲です。補償回路網を設計する実際的な手法としては、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似た回路を選んで出発点とし、補償回路網を調整して性能を最適化します。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」はよい参考になります。

熱に関する検討事項

PCBのレイアウトに注意を払い、LT8365が十分放熱できるようにします。両パッケージはデバイスの下に露出パッドを備えており、これがパッケージの放熱に最良の経路になっています。露出パッドは、ダイの温度を下げてLT8365の電力性能を高めるため、デバイスの下の切れ目のない銅のグラウンド・プレーンにハンダ処理する必要があります。グラウンド・プレーンは、LT8365から発生する熱を放散するために、広い銅層に接続する必要があります。LT8365内の消費電力（P_{DISS_LT8365}）は、効率の測定で計算された合計消費電力からインダクタとショットキー・ダイオードの消費電力を引くことによって推定できます。LT8365のジャンクション温度は次式で概算できます。

$$T_J(LT8365) = T_A + \theta_{JA} \bullet P_{DISS\_LT8365}$$

アプリケーション回路

LT8365は様々な構成が可能です。分析の対象となる最初の構成は昇圧コンバータで、その後はSEPICコンバータおよび反転コンバータになります。

昇圧コンバータ：スイッチのデューティ・サイクル

LT8365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では昇圧コンバータとして構成することができます。昇圧コンバータは短絡保護されていないことに注意してください。出力が短絡された状態では、インダクタ電流を

アプリケーション情報

制限するのは入力電源の供給能力だけです。短絡保護された昇圧コンバータが必要なアプリケーションについては、SEPICコンバータを扱っている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。

デューティ・サイクルの関数としての変換比は、次式で与えられます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D}$$

これは連続導通モード(CCM)の場合です。

CCMで動作してい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})および入力電圧(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。

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

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

昇圧構成の場合、最大平均インダクタ電流は次式で与えられます。

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

ここで、η (< 1.0)はコンバータの効率です。

LT8365は内部パワー・スイッチの電流が制限されているので、最大出力電流($I_{O(MAX)}$)が次式で表される昇圧コンバータで使用します。

$$I_{O(MAX)} \le \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}} \bullet (1.5A - 0.5 \bullet \Delta I_{SW}) \bullet \eta$$

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、電流ループのゲインは減少します(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0.60A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、次式を使っ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。

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

ピーク・インダクタ電流はスイッチの電流制限値(最大2.7A)で、RMSインダクタ電流は$I_{L(MAX)(AVG)}$にほぼ等しくなります。

飽和することなく2.7A以上を処理できるインダクタを選択し、インダクタがI^2R電力損失を最小限に抑えるような低いDCR(銅線の抵抗)を持つようにします。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大きくないことに注意してください。効率を向上するには、体積がより大きく、より小さい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2参照)。フェライト・コアなど、設定スイッチング周波数での損失の少ないコア材を選択します。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1.5Aを超えない値である必要があります。許容誤差があるため、可能性のある最小のインダクタ値、スイッチング周波数、およびコンバータの効率を必ず考慮してください。

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、LT8365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、インダクタの値が次式で与えられる最小値を超えていることが前提です。

$$L > \frac{V_{IN}}{\left(-5 \bullet D^2 + 10 \bullet D - 1\right) \bullet \left(f_{OSC}\right)} \bullet \frac{(2 \bullet D - 1)}{(1 - D)}$$

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。

Rev. 0

アプリケーション情報

表2. インダクタのメーカー

Sumida	(847) 956-0666	www.sumida.com
TDK	(847) 803-6100	www.tdk.com
Murata	(714) 852-2001	www.murata.com
Coilcraft	(847) 639-6400	www.coilcraft.com
Wurth	(605) 886-4385	www.we-online.com

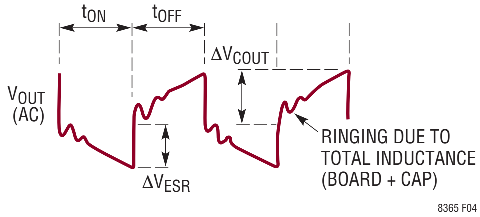


図4. 昇圧コンバータの出力リップル波形

昇圧コンバータ：入力コンデンサの選択

LT8365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型は、温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。LT8365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。入力ソース・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。これには性能の高くない電解コンデンサを使用することができます。

セラミック入力コンデンサに関する注意点は、LT8365の最大入力電圧定格に関することです。セラミック入力コンデンサは、パターンやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い（減衰の小さな）タンク回路を形成します。LT8365の回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリンギングが生じて、LT8365の電圧定格を超える恐れがあります。ただし、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します。積層セラミック・コンデンサは、小型で極めて低いESRを備えているため、優れた選択肢になります。X5RまたはX7Rのタイプを使用してください。この選択により、出力リップルが小さくなり、過渡応答が良くなります。4.7µF～47µFの出力コンデンサはほとんどのアプリケーションで十分ですが、出力電流が非常に低いシステムには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コンデンサを使うこともできますが、セラミック・コンデンサよりも占有する基板面積が広くなり、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。高電圧のDCMアプリケーションでは、小容量の出力コンデンサで十分です。

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。標準的な昇圧コンバータで、これら3つのパラメータ（ESR、ESL、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。

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ΔV_{ESR}と充放電ΔV_{COUT}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、ΔV_{ESR}とΔV_{COUT}の間で等分することにします。このリップルのパーセンテージはアプリケーションの要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は次式を使って求めることができます。

$$ESR_{COUT} \le \frac{0.01 \bullet V_{OUT}}{I_{D(PEAK)}}$$

バルク容量部品による全リップルへの影響も1%ですが、この場合は次のようになります。

$$C_{OUT} \ge \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \bullet V_{OUT} \bullet f_{OSC}}$$

図4に示すように、昇圧レギュレータの出力コンデンサには大きな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、次式を使って求めることができます。

$$I_{RMS(COUT)} \ge I_{O(MAX)} \bullet \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}}$$

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関して妥当であり、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。

アプリケーション情報

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、LT8365に使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作時に、LT8365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、LT8365はセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを発生することがあります。LT8365はBurst Mode動作では低い電流制限値で動作するので、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、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用してください。低ノイズ・セラミック・コンデンサも使用できます。

表3. セラミック・コンデンサのメーカー

Taiyo Yuden	(408) 573-4150	www.t-yuden.com
AVX	(803) 448-9411	www.avxcorp.com
Murata	(714) 852-2001	www.murata.com

昇圧コンバータ：ダイオードの選択

ショットキー・ダイオードをLT8365で使用することを推奨します。低負荷時に低い自己消費電流が望ましい場合、リーク電流の少ないショットキー・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ー・ダイオードを選択します。

表4. 推奨されるショットキー・ダイオード

製品番号	平均順方向電流(A)	逆電圧(V)	逆電流(μA)	メーカー
DFLS1150	1	150	2	Diodes, Inc.
RB068L150TE25	2	150	3	ROHM
DFLS2100	2	100	1	Diodes, Inc.

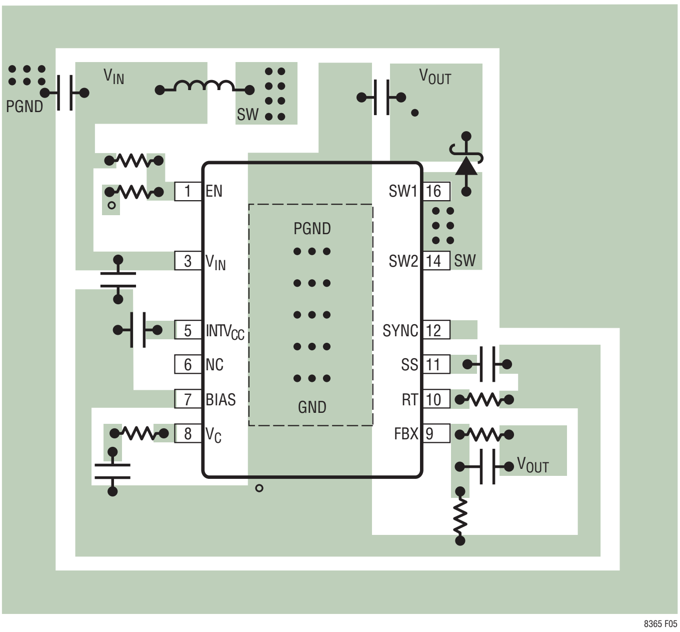


図5. 昇圧コンバータの推奨レイアウト

アプリケーション情報

昇圧コンバータ：レイアウトのヒント

LT8365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。不注意なレイアウトは性能の低下を招きます。昇圧コンバータの推奨の部品配置を図5に示します。露出パッドの下の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。

SEPICコンバータのアプリケーション

図6に示すように、LT8365は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。この構成では、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。デューティ・サイクルの関数としての変換比は、次式で与えられます。

$$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D}$$

これは連続導通モード（CCM）の場合です。

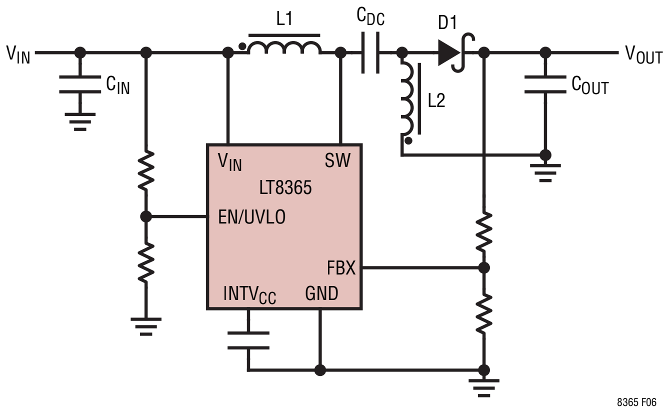


図6. SEPIC構成で構成されたLT8365

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ソースから出力を切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。

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、コンバータが最小入力電圧で動作するときです。

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

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。

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

必ず、D_{MAX}とD_{MIN}が次式に従うことを確認してください。

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

and

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

ここで、Minimum Off-Time、Minimum On-Time、およびf_{OSC}は、電気的特性の表で規定されています。

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があります。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構成では、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という事実に基づいて、L1とL2の最大平均インダクタ電流は以下のようになります。

$$I_{L1(MAX)(AVG)} = I_{IN(MAX)(AVG)} = I_{O(MAX)} \bullet \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

$$I_{L2(MAX)(AVG)} = I_{O(MAX)}$$

Rev. 0

アプリケーション情報

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次のように定まります。

$$I_{SW(MAX)(AVG)} = I_{L1(MAX)(AVG)} + I_{L2(MAX)(AVG)}$$
$$= I_{O(MAX)} \bullet \frac{1}{1-D_{MAX}}$$

また、ピーク・スイッチ電流は次のとおりです。

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

前の式の変数χは、図7に示すように、スイッチのピークtoピーク・リップル電流の$I_{SW(MAX)(AVG)}$を基準にした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}は次式で計算できます。

$$\Delta I_{SW} = \chi \bullet I_{SW(MAX)(AVG)}$$

インダクタのリップル電流ΔI_{L1}とΔI_{L2}は同じです。

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = 0.5 \bullet \Delta I_{SW}$$

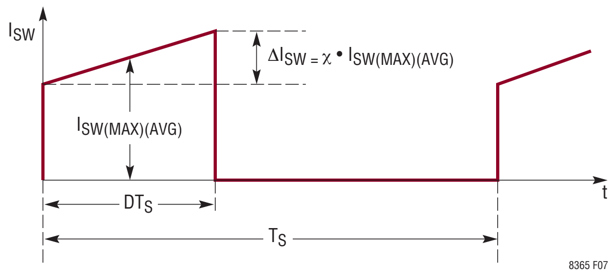


図7. SEPICコンバータのスイッチ電流波形

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、電流ループのゲインが減少します(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が0.5～0.8の範囲に収まるようにすることを推奨します。

LT8365は内部パワー・スイッチの電流が制限されているので、最大出力電流($I_{O(MAX)}$)が次式で表されるSEPICコンバータで使用します。

$$I_{O(MAX)} < (1 - D_{MAX}) \bullet (1.5A - 0.5 \bullet \Delta I_{SW}) \bullet \eta$$

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、次式を使って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。

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

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2.2µH～100µH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、前の式のインダクタンスの値は2Lで置き換えられます。

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

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・インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{L1(PEAK)} = I_{L1(MAX)} + 0.5 \bullet \Delta I_{L1}$$
$$I_{L2(PEAK)} = I_{L2(MAX)} + 0.5 \bullet \Delta I_{L2}$$

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します。

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、スロープ補償が必要です。結合インダクタンスを使用した場合、「昇圧コンバータ」のセクションで示した式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。非結合インダクタンスでは、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の小さな高速スイッチング・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。

Rev. 0

アプリケーション情報

ピーク繰り返し逆電圧定格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（10Vの安全マージンで通常十分です）。

ダイオードの電力損失は次のとおりです。

$$P_D = I_{O(MAX)} \bullet V_D$$

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次のとおりです。

$$T_J = T_A + P_D \bullet R_{\theta JA}$$

この式で使われる$R_{\theta JA}$には、デバイスの$R_{\theta JC}$および基板温度から筐体内の周囲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てはなりません。

SEPICコンバータ：出力コンデンサと入力コンデンサの選択

SEPICコンバータの出力コンデンサと入力コンデンサの選択は、昇圧コンバータの場合と同様です。

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C_{DC}）は、DC電圧定格が最大入力電圧より大きいものにします。

$$V_{CDC} > V_{IN(MAX)}$$

C_{DC}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C_{DC}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定格は次式によって決まります。

$$I_{RMS(CDC)} > I_{O(MAX)} \bullet \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}}}$$

C_{DC}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

図8に示すように、LT8365はデュアル・インダクタ反転構成として構成できます。V_{OUT}とV_{IN}の比は次のとおりです。

$$\frac{|V_{OUT}| + V_D}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D}$$

これは連続導通モード（CCM）の場合です。

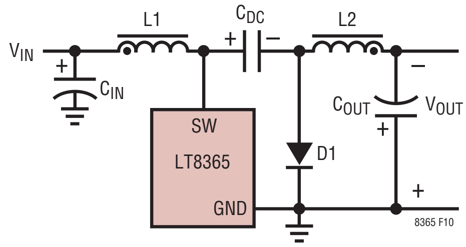


図8. 簡略化した反転コンバータ

反転コンバータ：スイッチのデューティ・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}）および入力電圧（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。

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

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。

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

必ず、D_{MAX}とD_{MIN}が次式に従うことを確認してください。

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

and

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

ここで、Minimum Off-Time、Minimum On-Time、およびf_{OSC}は、電気的特性の表で規定されています。

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、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。

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

最大出力リップルを定めた後、上の式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・コンデンサを使うことによって、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次の値より大きくする必要があります。

$$I_{RMS(COUT)} > 0.3 \bullet \Delta I_{L2}$$

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C_{DC}）は、DC電圧定格が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いものにします。

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

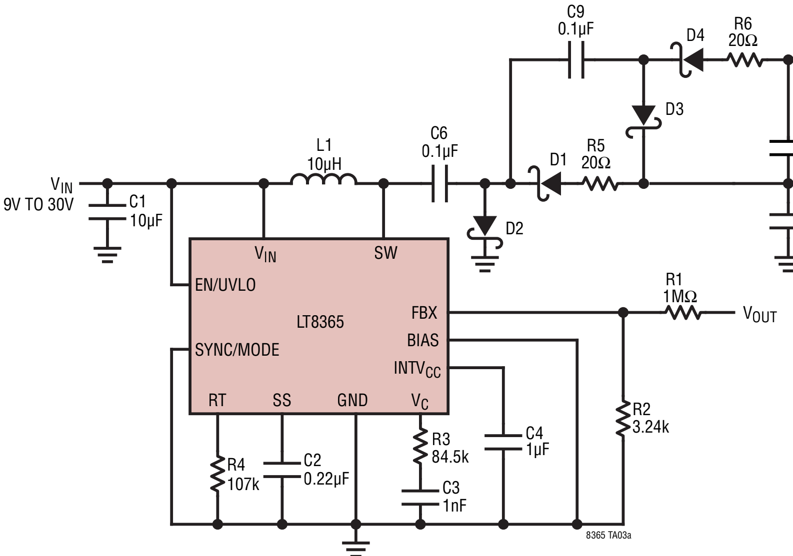
C_{DC}の電流は方形に近い波形をしています。スイッチのオフ時間にC_{DC}を流れる電流はI_{IN}ですが、オン時間に流れる電流は約$-I_O$です。カップリング・コンデンサのRMS定格は次式によって決まります。

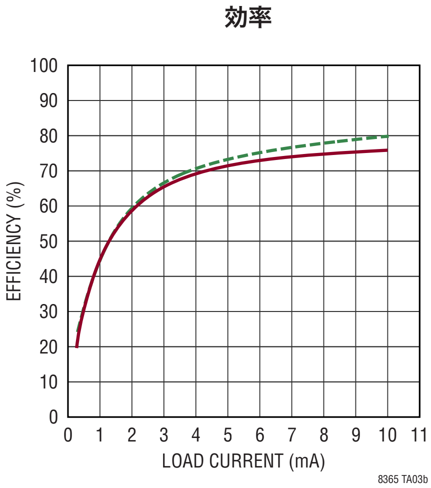
$$I_{RMS(CDC)} > I_{O(MAX)} \bullet \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}}$$

C_{DC}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

400kHz、9V～30V入力、–250V出力の反転コンバータ



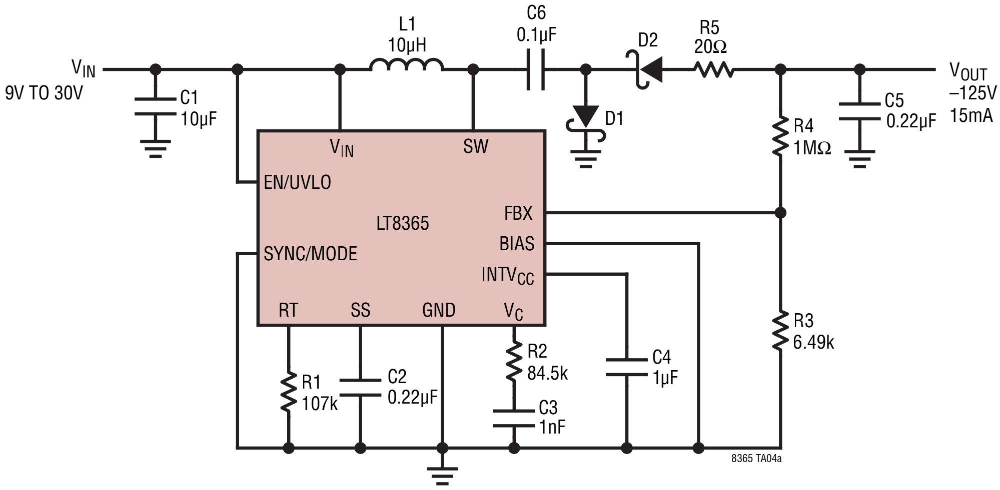


D1, D2, D3, D4: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
C6, C9: 12062C104KAT2A
C5, C7: CGJ5L3X7T2D224K160AA

Rev. 0

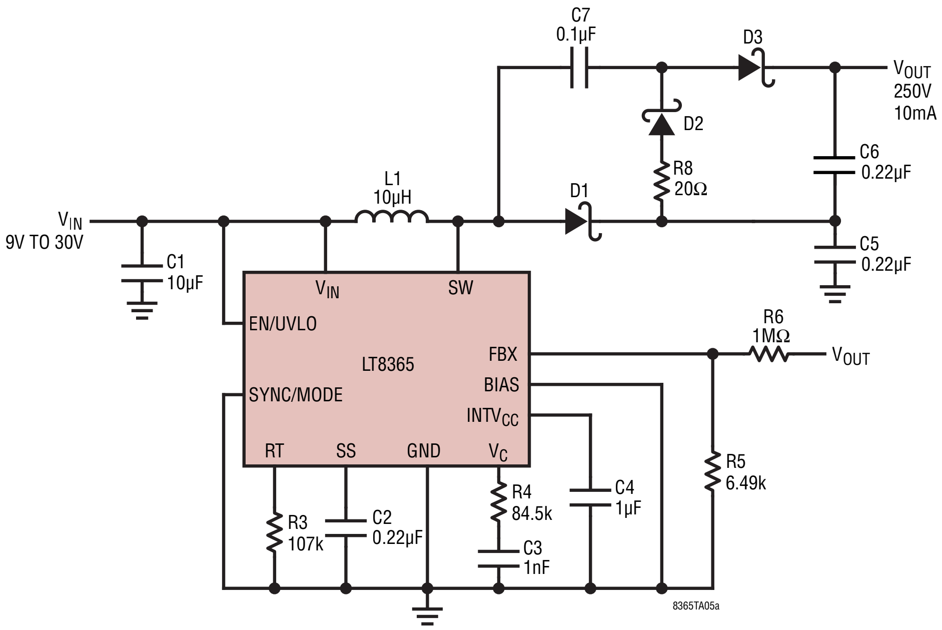
標準的応用例

400kHz、9V～30V入力、–125V出力の反転コンバータ



D1, D2: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
C6: 12062C104KAT2A
C5, C7: CGJ5L3X7T2D224K160AA

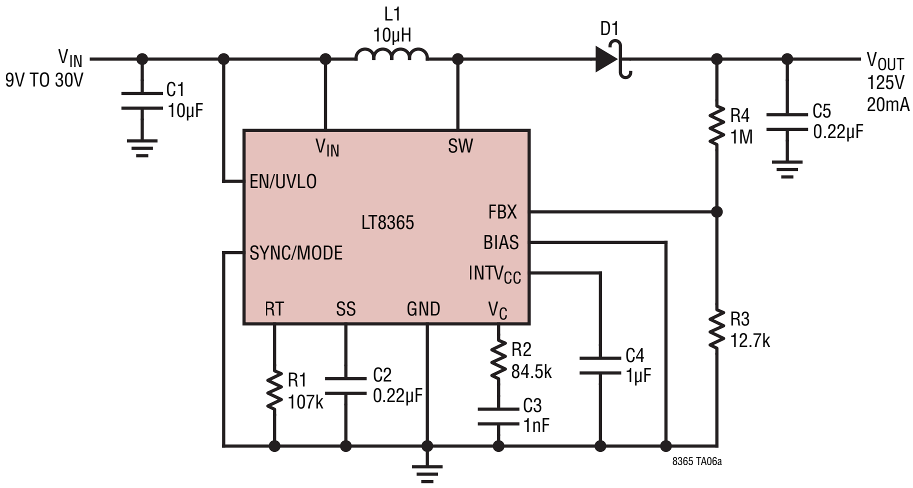
400kHz、9V～30V入力、250V出力の昇圧コンバータ



D1, D2, D3: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
C7: 12062C104KAT2A
C5, C6: CGJ5L3X7T2D224K160AA

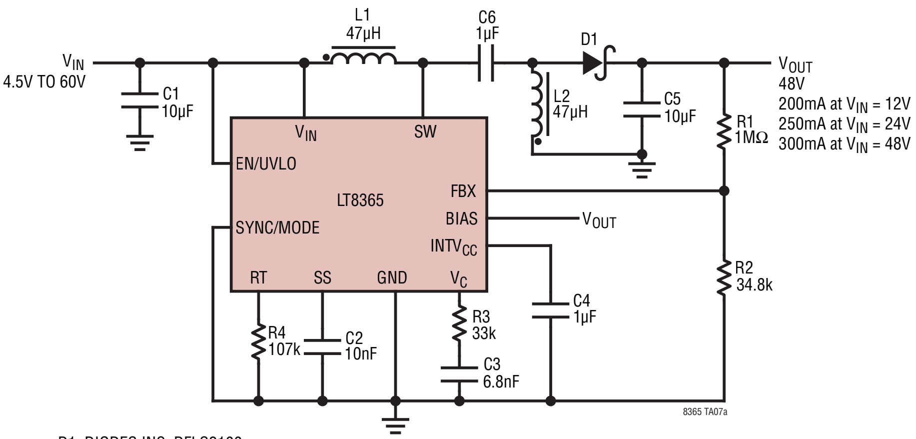
標準的応用例

400kHz、9V〜30V入力、125V出力の昇圧コンバータ



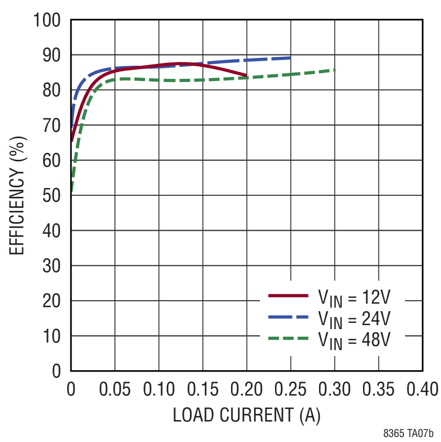
D1: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
C5: CGJ5L3X7T2D224K160AA

400kHz、4.5V〜60V入力、48V出力のSEPICコンバータ



D1: DIODES INC. DFLS2100
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-DD 744873470
C5: MURATA GRM32ER71H106KA12L

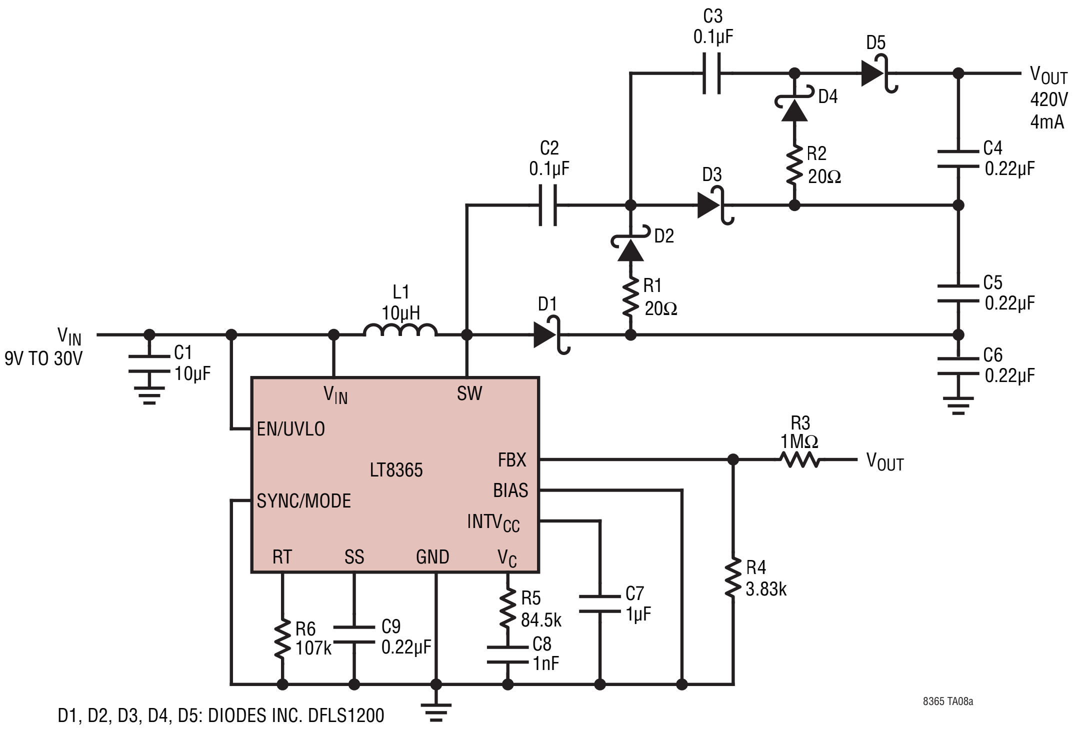
効率



Rev. 0

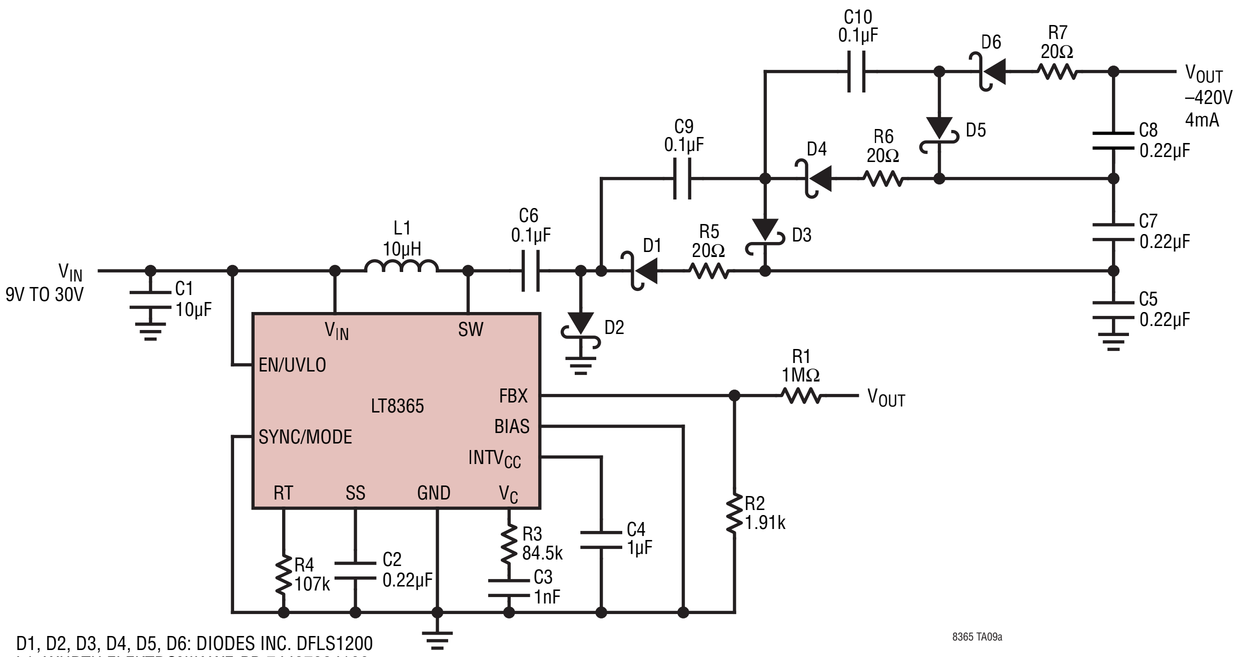
標準的応用例

400kHz、9V～30V入力、420V出力の昇圧コンバータ



D1, D2, D3, D4, D5: DIODES INC. DFLS1200
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
C2, C3: 12062C104KAT2A
C4, C5, C6: CGJ5L3X7T2D224K160AA

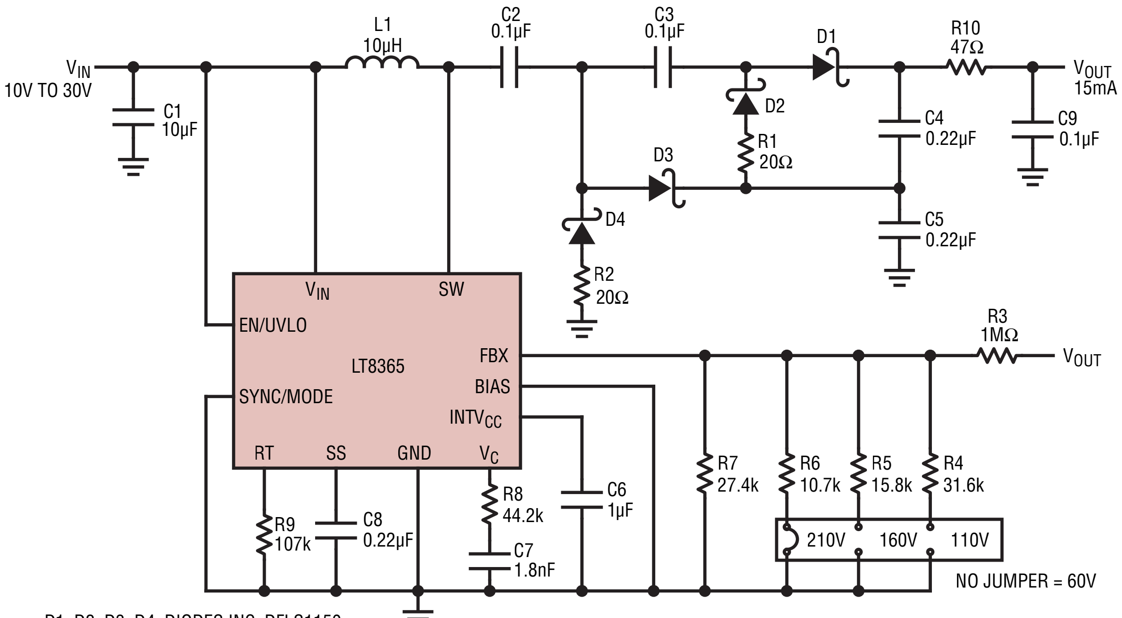
400kHz、9V～30V入力、–420V出力の反転コンバータ



D1, D2, D3, D4, D5, D6: DIODES INC. DFLS1200
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
C6, C9, C10: 12062C104KAT2A
C5, C7, C8: CGJ5L3X7T2D224K160AA

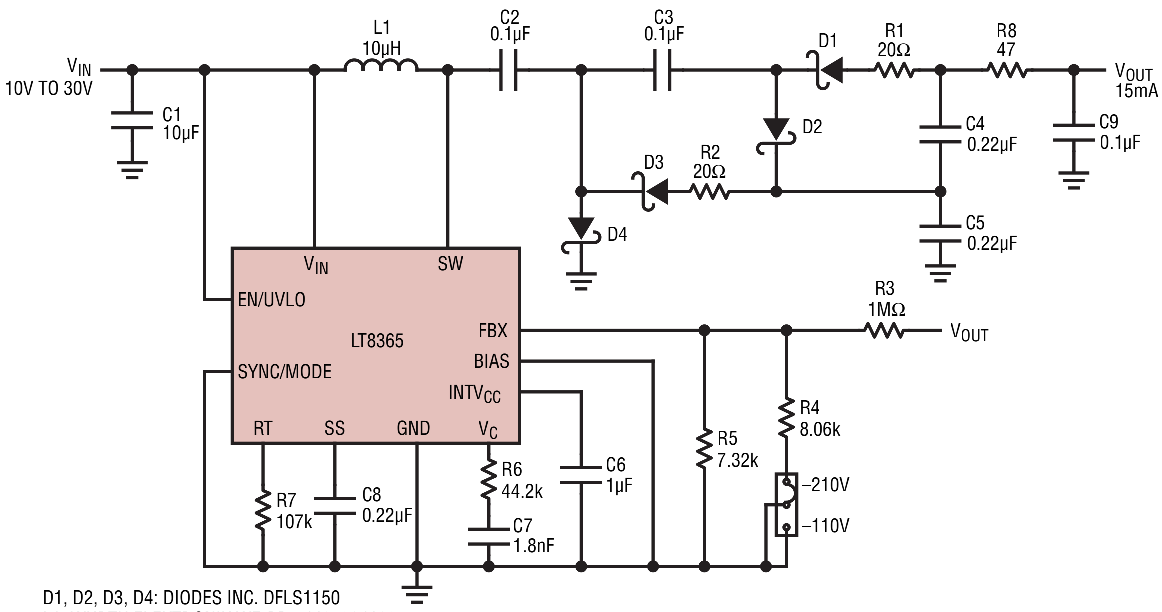
標準的応用例

400kHz、10V～30V入力、210V/160V/110Vを選択可能で低出力リップルの高電圧電源



D1, D2, D3, D4: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
L2: WURTH ELEKTRONIK 74479876147
C2, C3, C9: 12062C104KAT2A
C4, C5: CGJ5L3X7T2D224K160AA

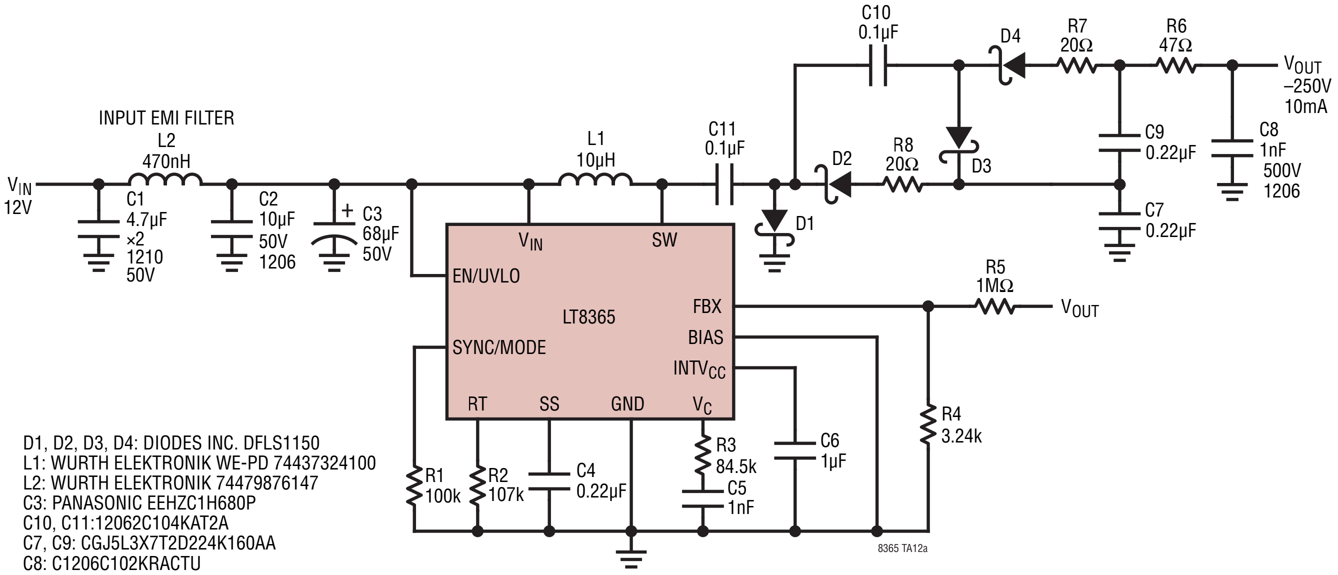
400kHz、10V～30V入力、–210V/–110Vを選択可能で低出力リップルの高電圧電源



D1, D2, D3, D4: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
L2: WURTH ELEKTRONIK 74479876147
C2, C3, C9: 12062C104KAT2A
C4, C5: CGJ5L3X7T2D224K160AA

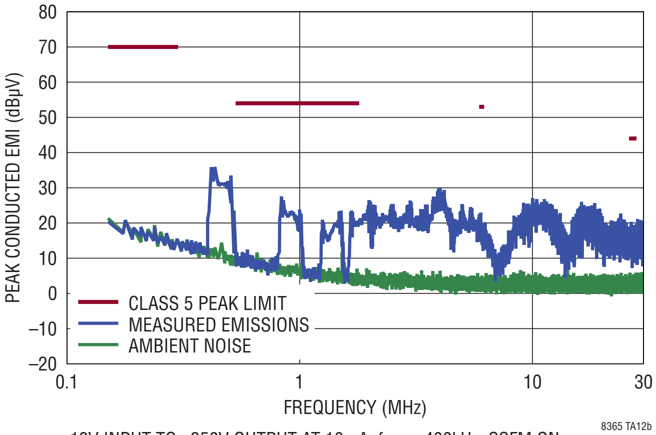
標準的応用例

低I_Q、低EMI、400kHz、–250V出力の反転コンバータ、SSFMあり



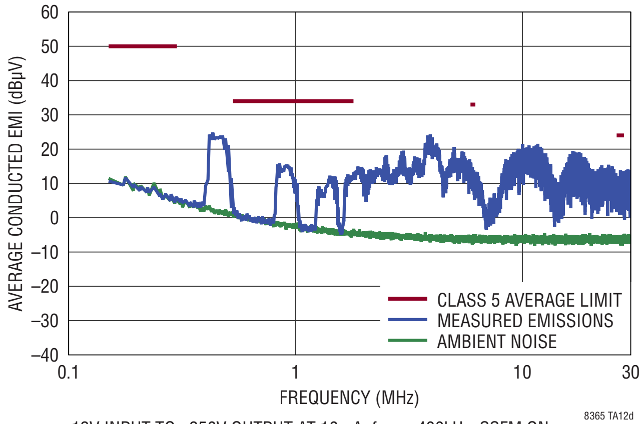
D1, D2, D3, D4: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324100
L2: WURTH ELEKTRONIK 74479876147
C3: PANASONIC EEHZC1H680P
C10, C11:12062C104KAT2A
C7, C9: CGJ5L3X7T2D224K160AA
C8: C1206C102KRACTU

伝導EMI性能（CISPR25クラス5のピーク値）



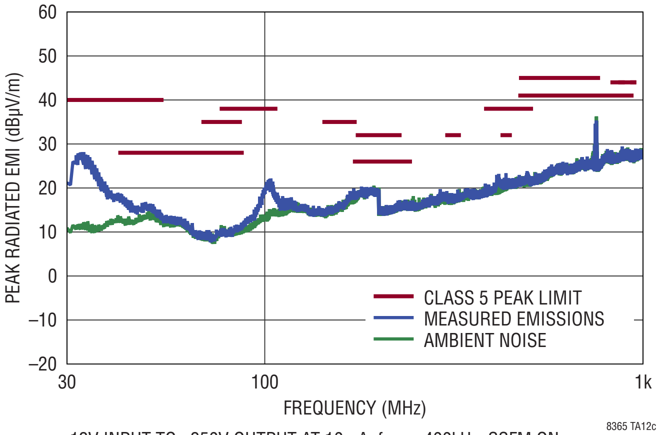
12V INPUT TO –250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

伝導EMI性能（CISPR25クラス5の平均値）



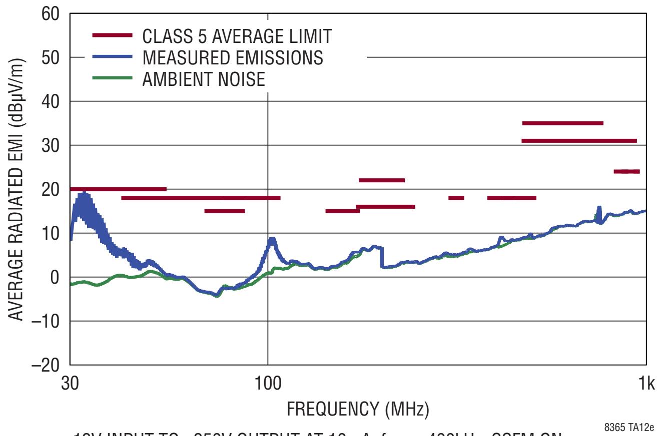
12V INPUT TO –250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

放射EMI性能（CISPR25クラス5のピーク値）



12V INPUT TO –250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

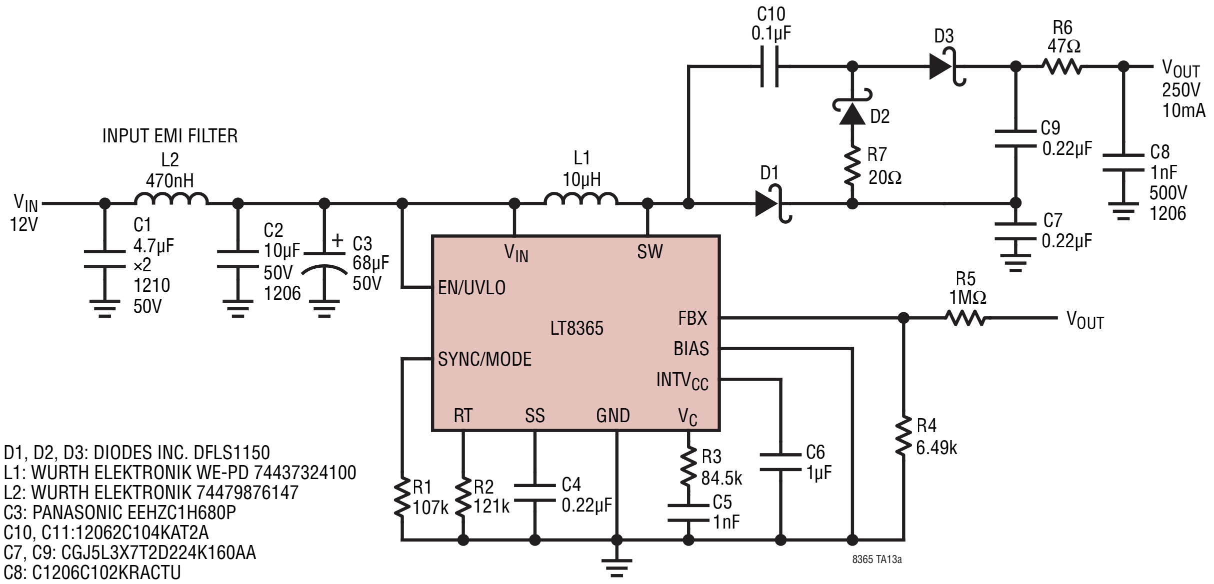
放射EMI性能（CISPR25クラス5の平均値）



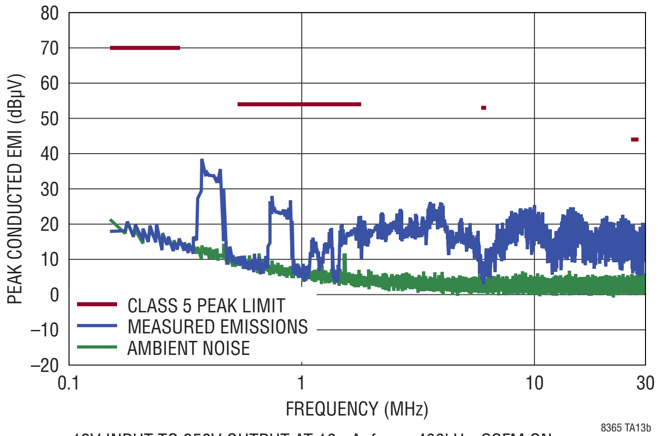
12V INPUT TO –250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

標準的応用例

低I_Q、低EMI、400kHz、250V出力の昇圧コンバータ、SSFMあり

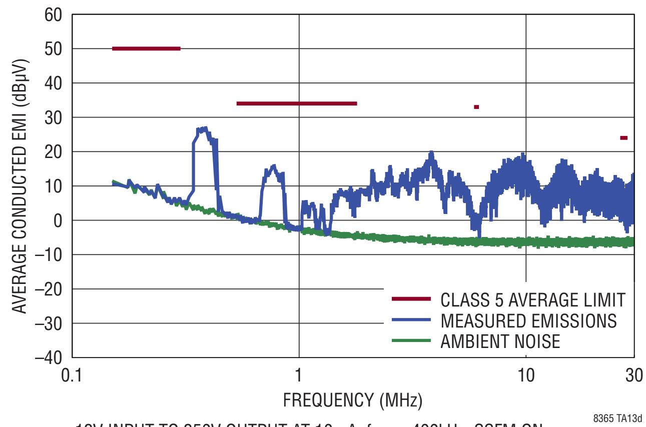


伝導EMI性能(CISPR25クラス5のピーク値)



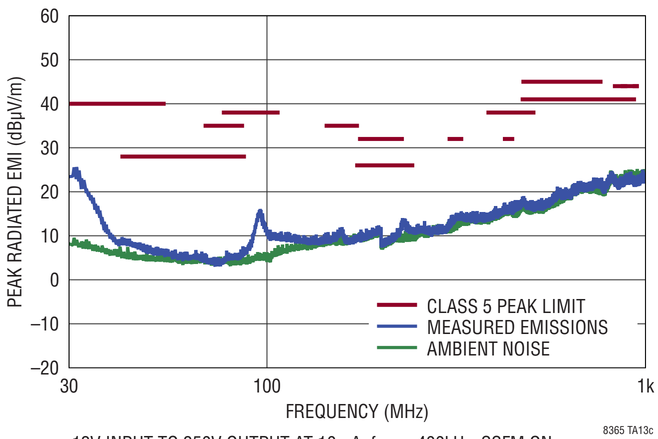
12V INPUT TO 250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

伝導EMI性能(CISPR25クラス5の平均値)



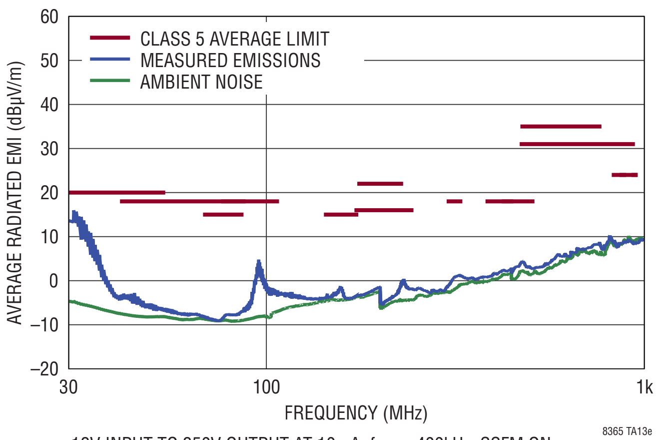
12V INPUT TO 250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

放射EMI性能(CISPR25クラス5のピーク値)



12V INPUT TO 250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

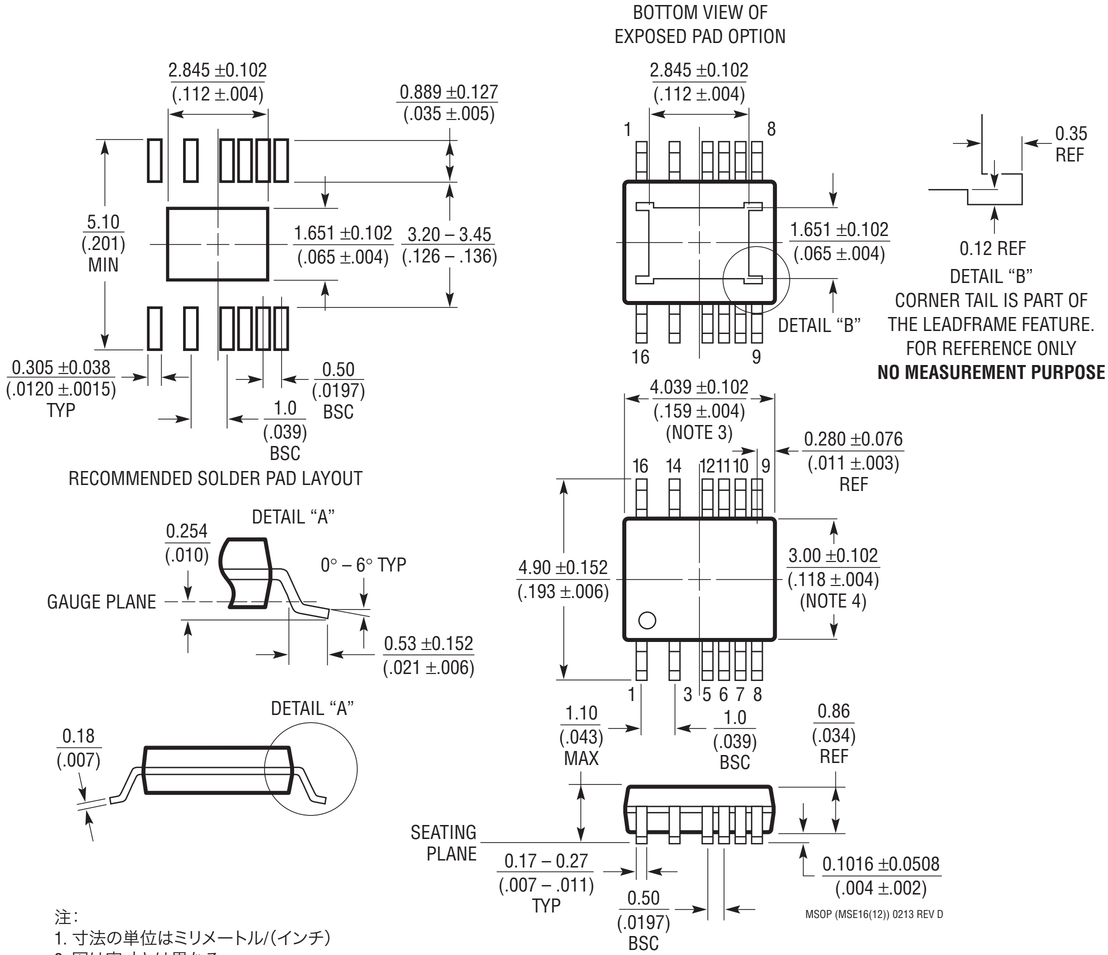
放射EMI性能(CISPR25クラス5の平均値)



12V INPUT TO 250V OUTPUT AT 10mA, f_{SW} = 400kHz, SSFM ON

パッケージ

MSE Package
Variation: MSE16 (12)
16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed
Exposed Die Pad
(Reference LTC DWG # 05-08-1871 Rev D)

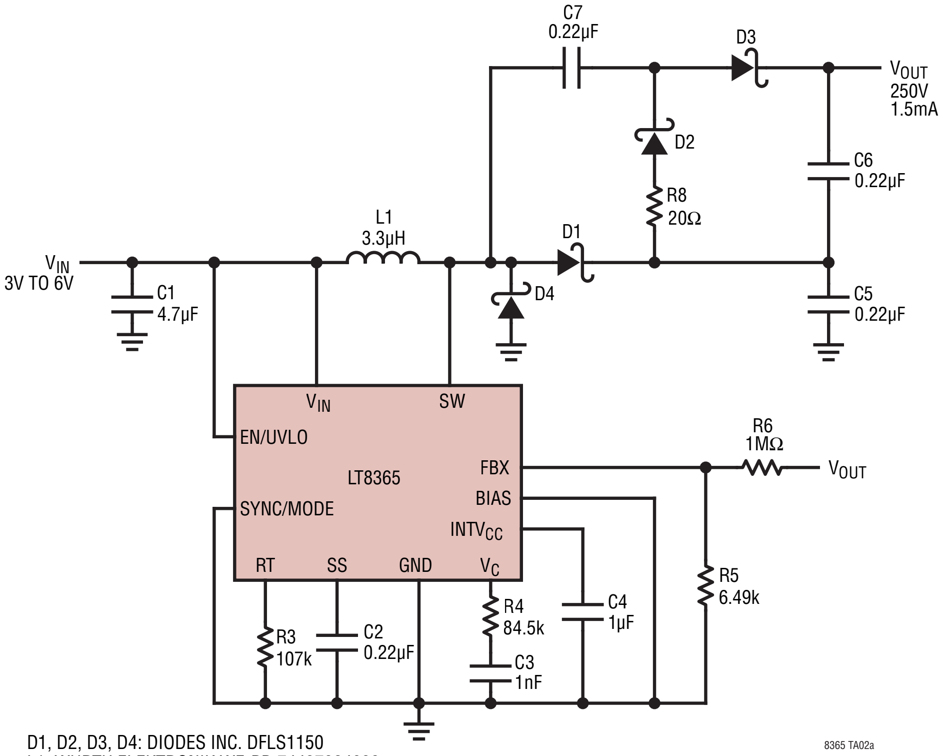


注：
1. 寸法の単位はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
   モールドのバリ、突出部、ゲートのバリは片側で0.152mm(0.006インチ)を超えないこと
4. 寸法にはリード間のバリと突出部を含まない。
   リード間のバリと突出部は片側で0.152mm(0.006インチ)を超えないこと
5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm(0.004インチ)であること
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含む。露出パッド上のモールドのバリは、
   各サイドで0.254mm(0.010インチ)を超えないこと

Rev. 0

標準的応用例

400kHz、3V～6V入力、250V出力の昇圧コンバータ



D1, D2, D3, D4: DIODES INC. DFLS1150
L1: WURTH ELEKTRONIK WE-PD 74437324033
C5, C6, C7: CGJ5L3X7T2D224K160AA

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8300	150V/260mAスイッチを備えた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	V_{IN} = 6V～100V、低自己消費電流、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、低自己消費電流の2MHz昇圧／SEPIC／反転コンバータ	V_{IN} = 3V～40V、$V_{OUT(MAX)}$ = 60V、I_Q = 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自己消費電流の昇圧／SEPIC／フライバック／反転コンバータ	V_{IN} = 4.5V～100V、$V_{OUT(MAX)}$ = 140V、I_Q = 6µA（Burst Mode動作）、MSOP-16(12)Eパッケージ
LT8361	100V、2A、低静止電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ	V_{IN} = 2.8V～60V、$V_{OUT(MAX)}$ = 100V、I_Q = 9µA（Burst Mode動作）、MSOP-16(12)Eパッケージ
LT8362	60V、2A、低静止電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ	V_{IN} = 2.8V～60V、$V_{OUT(MAX)}$ = 60V、I_Q = 9µA（Burst Mode動作）、MSOP-16(12)E、3mm×3mm DFN-10パッケージ
LT8364	60V、4A、低静止電流の昇圧／SEPIC／反転コンバータ	V_{IN} = 2.8V～60V、$V_{OUT(MAX)}$ = 60V、I_Q = 9µA（Burst Mode動作）、MSOP-16(12)E、4mm×3mm DFN-12パッケージ
LT8494	70V、2A昇圧／SEPIC、1.5MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V_{IN} = 1V～60V（起動時は2.5V～32V）、$V_{OUT(MAX)}$ = 70V、I_Q = 3µA（Burst Mode動作）、I_{SD} = <1µA、20ピンTSSOPパッケージ
LT8580	1A（I_{SW}）、65V、1.5MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V_{IN}：2.55V～40V、$V_{OUT(MAX)}$ = 65V、I_Q = 1.2mA、I_{SD} = <1µA、3mm×3mm DFN-8、MSOP-8Eパッケージ
LT3958	80V、3.3A、昇圧／SEPIC／反転／フライバック・コンバータ	V_{IN}：5V～80V、$V_{OUT(MAX)}$ = 83V、I_Q = 1.6mA、5mm×6mm QFN-36パッケージ

01/20
www.analog.com