

# 超低静止電流の 17Vデュアル1A同期整流式 降圧レギュレータ

## 特長

- デュアル降圧出力:1A(チャンネルあたり)
- 広い入力電圧範囲:2.7V~17V
- 広い出力電圧範囲:0.6V~ $V_{IN}$
- 効率:最大95%
- 両チャンネルをイネーブルした場合の無負荷時の $I_Q < 5\mu A$ 、1チャンネルのみイネーブルした場合の $I_Q < 4\mu A$
- 高効率、低ドロップアウト動作 (デューティ・サイクル100%)
- 一定の周波数(1MHz/2.25MHz)で外部周波数と同期
- 出力電圧精度:±1%
- 電流モード動作による優れた入力および負荷トランジェント応答
- 位相シフトを外部クロックでプログラム可能
- 電流制限値を選択可能
- 内部補償およびソフトスタート
- 小型14ピン(3mm×4mm)DFNパッケージと、16ピンMSOPパッケージ

## アプリケーション

- バッテリー駆動システム
- ポイントオブロード電源
- 携帯型ハンドヘルド・スキャナ

## 概要

LTC<sup>®</sup>3622は、最大17Vの入力電源で動作できる、デュアル1A出力、高効率の同期整流式モノリシック降圧レギュレータです。スイッチング周波数は1MHzまたは2.25MHzに固定されており、外部クロックに対する同期範囲は±50%です。このレギュレータの特長は、超低静止電流と広い出力電圧範囲にわたる高効率です。

この降圧レギュレータは2.7V~17Vの入力電圧範囲で動作し、0.6V~ $V_{IN}$ の可変出力を実現しつつ、最大1Aの出力電流を供給します。ユーザが選択可能なモード入力を備えているので、リップル・ノイズと軽負荷時の効率のどちらに重点を置くかを選択できます。Burst Mode<sup>®</sup>動作では軽負荷時の効率が最高になりますが、パルス・スキップ・モードでは電圧リップルが最小になります。このスイッチング・レギュレータは外部クロックに同期できます。さらに、外付けの帰還抵抗を省略できる固定出力電圧オプションもあります。

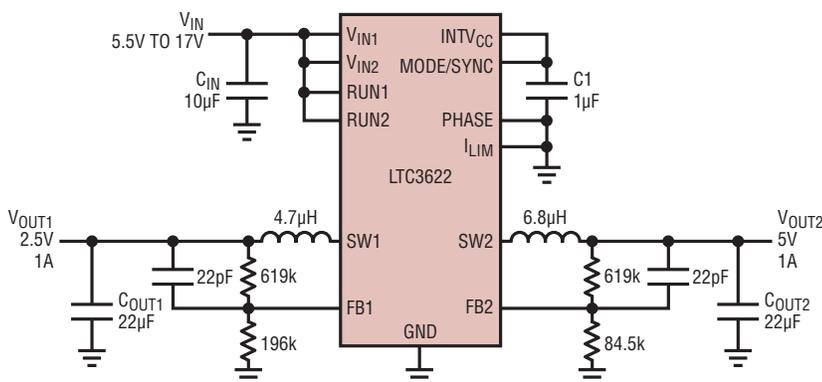
## LTC3622のオプション一覧

デバイス名	周波数	V <sub>OUT</sub>
LTC3622	1.00MHz	調整可能
LTC3622-2	2.25MHz	調整可能
LTC3622-23/5	2.25MHz	5V/3.3V

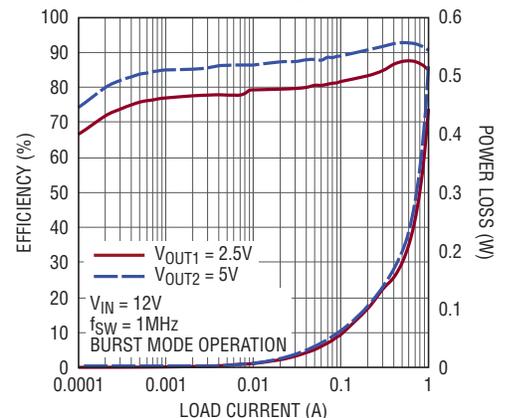
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technologyおよびリニアのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、6580258、6498466、6611131、5705919を含む米国特許により保護されています。

## 標準的応用例

2.5V/5V出力アプリケーション、 $f_{sw} = 1MHz$



効率と負荷電流



# LTC3622/LTC3622-2/ LTC3622-23/5

## 絶対最大定格

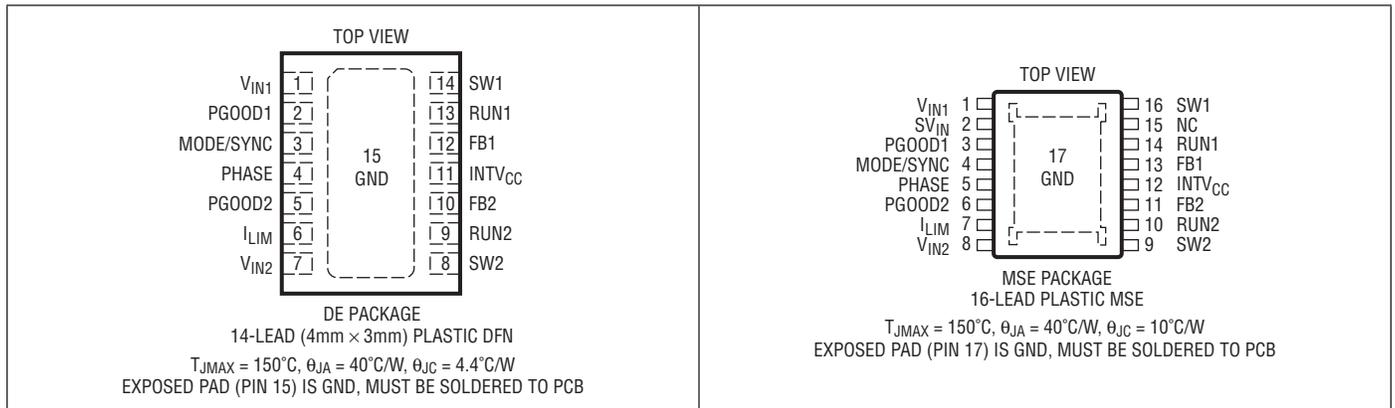
(Note 1)

$V_{IN1}$ , $V_{IN2}$ , $SV_{IN}$ (MSOP のみ) (Note2) .....	-0.3V ~ 17V
RUN1, RUN2 .....	-0.3V ~ 17V
MODE/SYNC, FB1, FB2 .....	-0.3V ~ 6V
PGOOD1, PGOOD2, $I_{LIM}$ , PHASE .....	-0.3V ~ 6V

動作接合部温度範囲 (Note 3)

LTC3622E .....	-40°C ~ 125°C
LTC3622I .....	-40°C ~ 125°C
LTC3622H .....	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲 .....	-65°C ~ 150°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3622EDE#PBF	LTC3622EDE#TRPBF	3622	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3622IDE#PBF	LTC3622IDE#TRPBF	3622	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3622HDE#PBF	LTC3622HDE#TRPBF	3622	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 150°C
LTC3622EMSE#PBF	LTC3622EMSE#TRPBF	3622	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3622IMSE#PBF	LTC3622IMSE#TRPBF	3622	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3622HMSE#PBF	LTC3622HMSE#TRPBF	3622	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3622EDE-2#PBF	LTC3622EDE-2#TRPBF	36222	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3622IDE-2#PBF	LTC3622IDE-2#TRPBF	36222	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3622HDE-2#PBF	LTC3622HDE-2#TRPBF	36222	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 150°C
LTC3622EMSE-2#PBF	LTC3622EMSE-2#TRPBF	36222	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3622IMSE-2#PBF	LTC3622IMSE-2#TRPBF	36222	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3622HMSE-2#PBF	LTC3622HMSE-2#TRPBF	36222	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3622EDE-23/5#PBF	LTC3622EDE-23/5#TRPBF	223/5	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3622IDE-23/5#PBF	LTC3622IDE-23/5#TRPBF	223/5	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3622HDE-23/5#PBF	LTC3622HDE-23/5#TRPBF	223/5	14-Lead (3mm x 4mm) Plastic DFN	-40°C to 150°C

さら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。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープ・アンド・リールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

## 電氣的特性

● は規定の動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{IN1} = V_{IN2} = 12\text{V}$ 。(Note 3、6)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	$V_{IN1}$ , $V_{IN2}$ Operating Voltage		2.7		17	V
	$SV_{IN}$ Operating Voltage	MSOP Package	2.7		17	V
	$V_{OUT}$ Operating Voltage		0.6		$V_{IN}$	V
$I_Q$	Input Quiescent Current	Active Mode, $V_{RUN1} = V_{RUN2} = 2\text{V}$ (Note 4) Burst Mode Operation, $V_{RUN1} = V_{RUN2} = 2\text{V}$ , MODE/ SYNC = 3V, No Load Shutdown Mode; $V_{RUN1} = V_{RUN2} = 0\text{V}$		3 5 0.1	10 $\pm 1$	mA $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{FB}$	Regulated Feedback Voltage	LTC3622/LTC3622-2	0.594 0.591	0.6 0.6	0.606 0.609	V
$I_{FB}$	FB Input Current	LTC3622/LTC3622-2			10	nA
$V_{OUT1}$	Regulated Fixed Output Voltage (Channel 1)	LTC3622-23/5	4.950 4.925	5.0 5.0	5.050 5.075	V V
$V_{OUT2}$	Regulated Fixed Output Voltage (Channel 2)	LTC3622-23/5	3.267 3.250	3.3 3.3	3.333 3.350	V V
$I_{FB(VOUT)}$	Feedback Input Leakage Current	LTC3622-23/5		1	5	$\mu\text{A}$
	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.7\text{V}$ to 17V (Note 5)		0.01	0.015	%/V
	Output Voltage Load Regulation	(Note 5)		0.1		%
	NMOS Switch Leakage PMOS Switch Leakage			0.1 0.1	1 1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$R_{DS(ON)}$	NMOS On-Resistance PMOS On-Resistance	$V_{IN} = 5\text{V}$		0.15 0.37		$\Omega$ $\Omega$
	Maximum Duty Cycle	$V_{FB} = 0\text{V}$		100		%
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{IN1} = V_{IN2} = 5$		75		ns
$V_{RUN}$	RUN Input High RUN Input Low		0.35		1.0	V V
	RUN Input Current	$V_{RUN} = 12\text{V}$		0.1	$\pm 20$	nA
$V_{MODE}$	Pulse-Skipping Mode Burst Mode Operation				0.15	V V
	PHASE Input Threshold	Input Low Input High		2.0	0.4	V V
	$I_{LIM}$ Input Threshold	Input Low Input High			0.1 $INTV_{CC}$	V V
$t_{SS}$	Soft Start Time			0.5		ms
$I_{LIM}$	Peak Current Limit	$V_{IN} > 5\text{V}$ $V_{ILIM} = 0.1\text{V}$ (Both Channels) $V_{ILIM} = INTV_{CC} - 0.1\text{V}$ (Both Channels) $V_{ILIM} = \text{Floating}$ , Channel 1 $V_{ILIM} = \text{Floating}$ , Channel 2	1.6 0.8 1.6 0.8	1.8 1.0 1.8 1.0	2.0 1.2 2.0 1.2	A A A A
	$V_{INTVCC}$ Undervoltage Lockout	$V_{IN}$ Ramping Up	2.3	2.5	2.65	V
	$V_{INTVCC}$ Undervoltage Lockout Hysteresis			160		mV
	$V_{IN}$ Overvoltage Lockout Rising		18	19	20	V
	$V_{IN}$ Overvoltage Lockout Hysteresis			300		mV

# LTC3622/LTC3622-2/ LTC3622-23/5

## 電気的特性

●は規定の動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{IN1} = V_{IN2} = 12\text{V}$ 。(Note 3、6)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
f <sub>OSC</sub>	Oscillator Frequency	LTC3622-2/LTC3622-23/5	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C	● 1.8	2.25	2.6	MHz
		LTC3622	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 125°C	● 0.82	1.00	1.16	MHz
		LTC3622	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C	● 0.75	1.00	1.16	MHz
	External CLK Amplitude		0.4	V <sub>INTVCC</sub> -0.3		V	
	SYNC Capture Range	% of Programmed Frequency	50		150	%	
V <sub>INTVCC</sub>	INTV <sub>CC</sub> Voltage		3.3	3.6	3.9	V	
	Power Good Range	V <sub>IN</sub> > 4V		-7.5	-11	%	
R <sub>PGOOD</sub>	Power Good Resistance	PGOOD R <sub>DS(ON)</sub> at 2mA		275	350	Ω	
t <sub>PGOOD</sub>	PGOOD Delay	PGOOD Low to High		0		Cycles	
		PGOOD High to Low		32		Cycles	
	Phase Shift Between Channel 1 and Channel 2	V <sub>PHASE</sub> = 0V V <sub>PHASE</sub> = INTV <sub>CC</sub> , V <sub>MODE/SYNC</sub> = 0V		0	180	Deg Deg	

**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。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:** 絶対最大定格のトランジェント電圧は、4%を超えるスイッチング・デューティ・サイクルで印加してはならない。

**Note 3:** LTC3622はT<sub>J</sub>がT<sub>A</sub>にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3622Eは0°C～85°Cの範囲で性能仕様に適合することが保証されている。-40°C～125°Cの動作接合部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。LTC3622Iは-40°C～125°Cの全動作接合部温度範囲で保証されている。LTC3622H

は-40°C～150°Cの動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が125°Cを超えると、動作寿命は短くなる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

**Note 4:** アクティブ・モードでの静止電流には、パワー FET のスイッチング損失は含まれない。

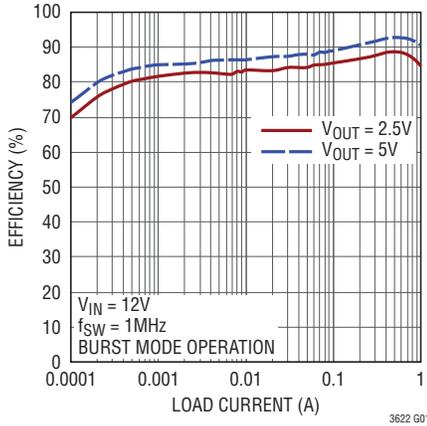
**Note 5:** LTC3622は、V<sub>FB</sub>をエラーアンプの出力に接続する独自のテストモードでテストされる。

**Note 6:** T<sub>J</sub>は周囲温度(T<sub>A</sub>)および電力損失(P<sub>D</sub>)から次式に従って計算される。

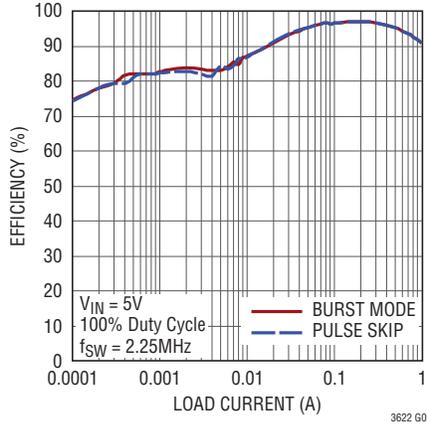
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

## 標準的性能特性 注記がない限り、 $V_{IN1} = V_{IN2} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

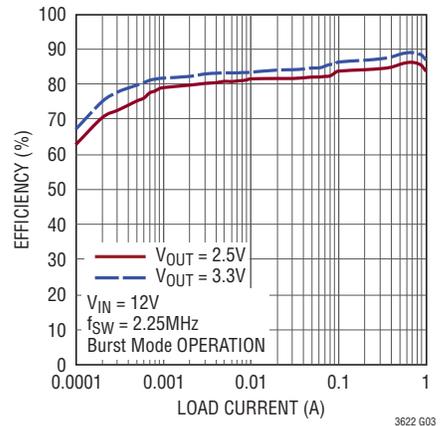
効率と負荷電流



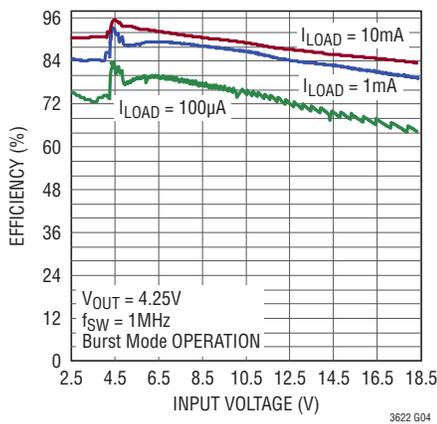
効率とドロップアウト動作時の負荷電流



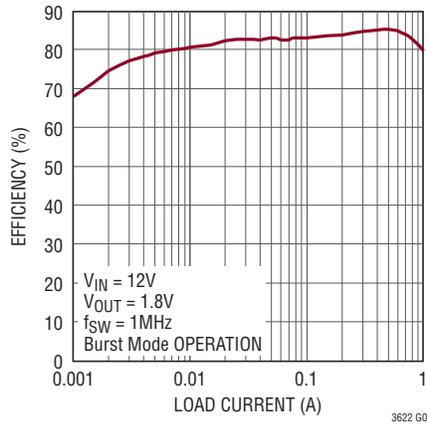
効率と負荷電流



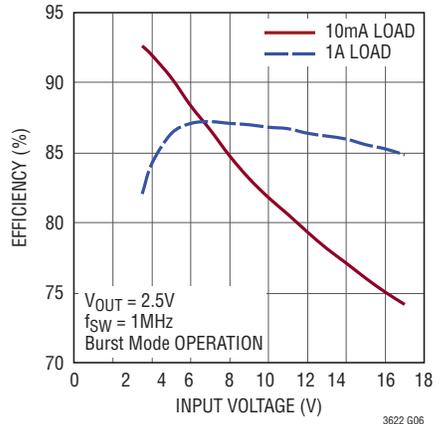
VOUTの効率とドロップアウト前後の入力電圧



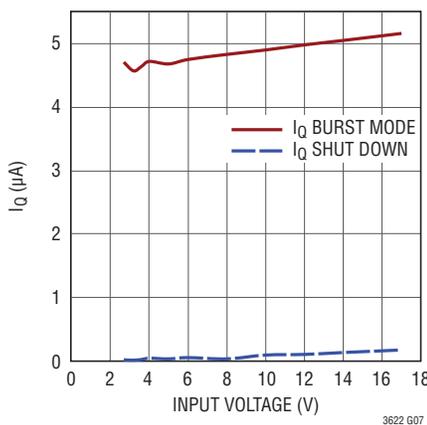
効率と負荷電流



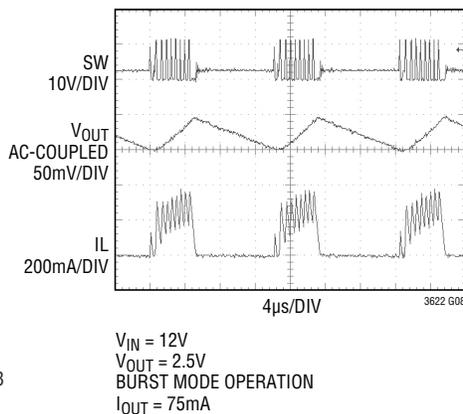
効率と入力電圧



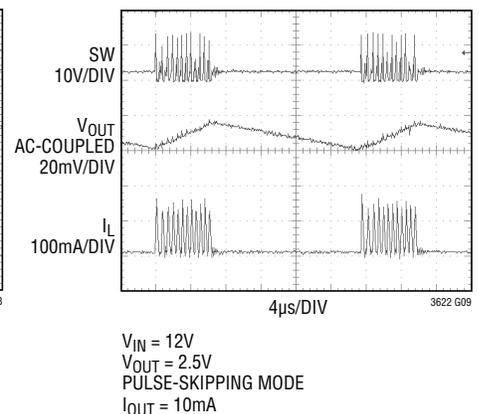
IqとVIN



Burst Mode 動作



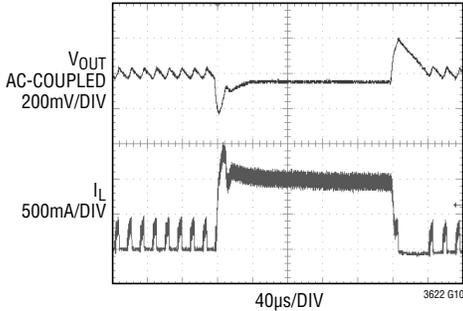
パルス・スキップ・モードの動作



# LTC3622/LTC3622-2/ LTC3622-23/5

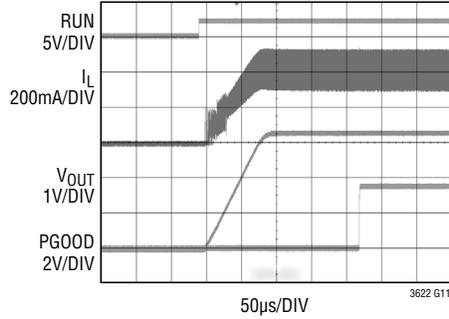
標準的性能特性 注記がない限り、 $V_{IN1} = V_{IN2} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

負荷ステップ

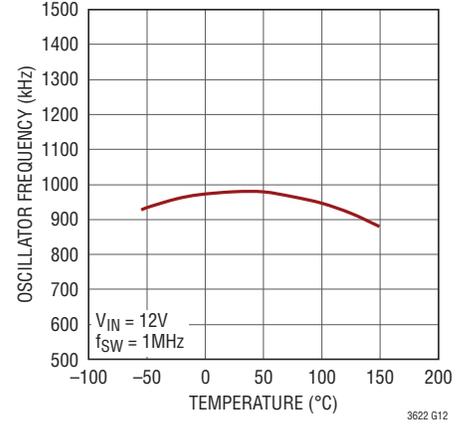


$V_{IN} = 12V$   
 $V_{OUT} = 3.3V$   
BURST MODE OPERATION  
LOAD STEP FROM 100mA TO 1A

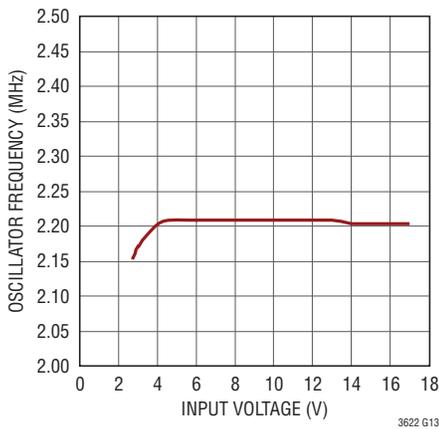
起動動作



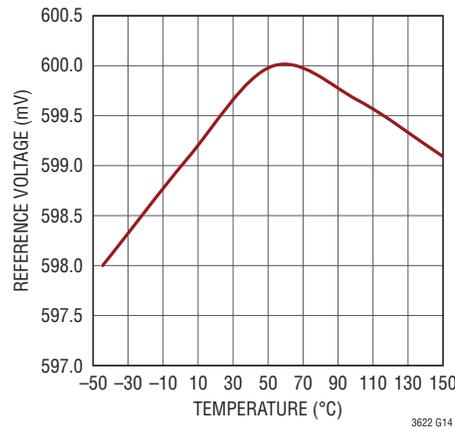
発振器周波数と温度



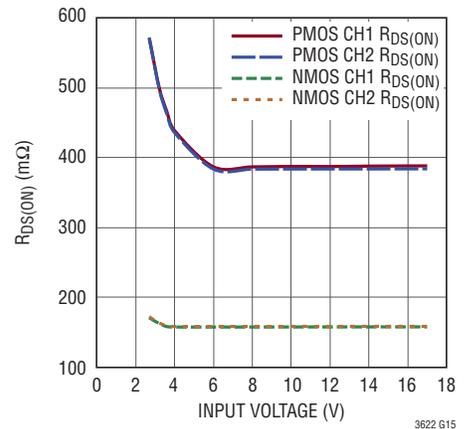
発振周波数と電源電圧



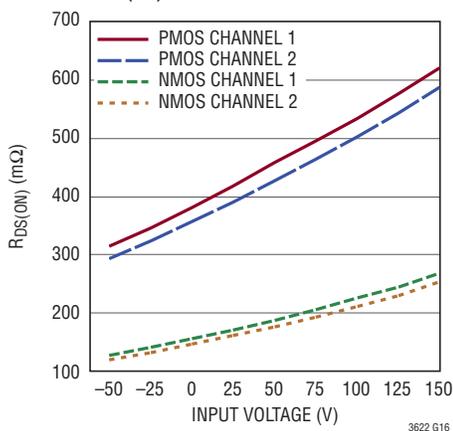
リファレンス電圧と温度



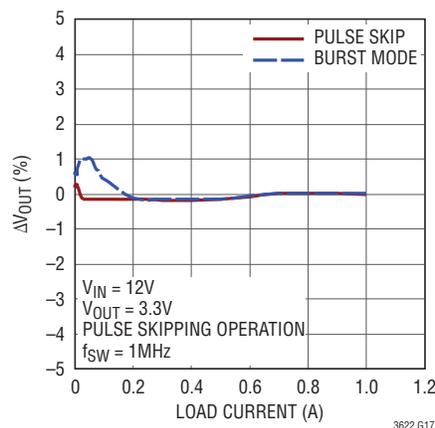
$R_{DS(ON)}$ と入力電圧



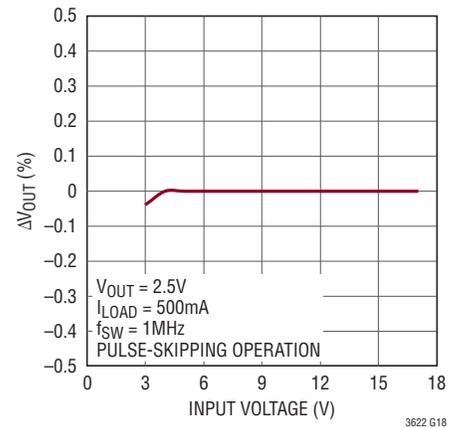
$R_{DS(ON)}$ と温度



負荷レギュレーション

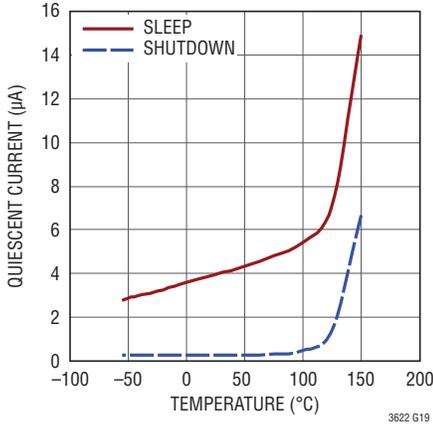


入力レギュレーション

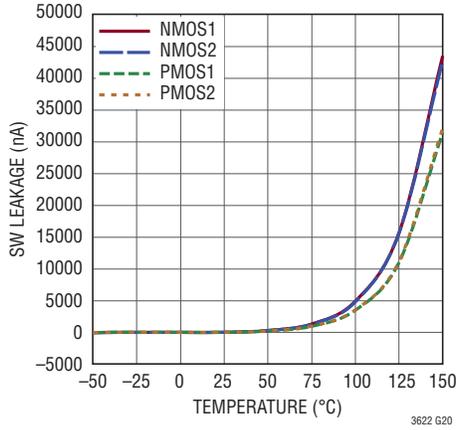


標準的性能特性 注記がない限り、 $V_{IN1} = V_{IN2} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

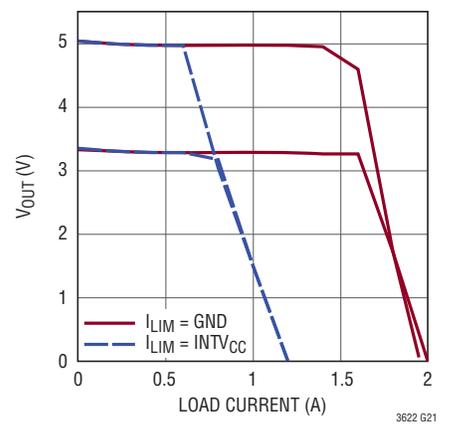
$I_Q$ と温度



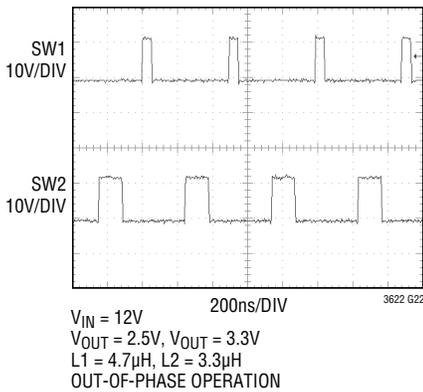
スイッチの漏れ電流と温度



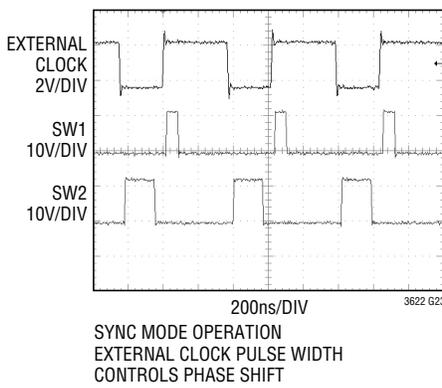
$V_{OUT}$ と負荷電流



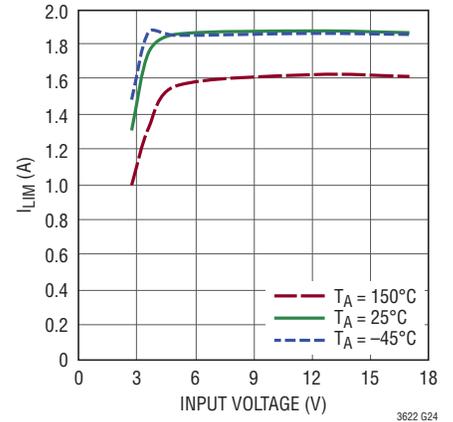
位相のずれた動作



同期モードの位相のずれた動作



$I_{LIM}$ と入力電圧



## ピン機能 (DFN/MSOP)

**V<sub>IN1</sub> (ピン1/ピン1)** : チャネル1の降圧レギュレータの入力電圧。この入力もINTV<sub>CC</sub>のLDOに電力を供給します。

**PGOOD1 (ピン2/ピン3)** : チャネル1のオープンドレインのパワーグッド・インジケータ。

**MODE/SYNC (ピン3/ピン4)** : 降圧レギュレータのBurst Mode選択および外部クロック同期。400mAのピーク電流クランプ機能があるBurst Mode動作にするには、MODE/SYNCをINTV<sub>CC</sub>に接続します。パルス・スキップ・モード動作にするには、MODE/SYNCをGNDに接続します。さらに、このピンを外部クロックに接続すると、スイッチのクロックが外部クロックに同期して、デバイスはパルス・スキップ・モードになります。

**PHASE (ピン4/ピン5)** : 位相選択ピン。チャネル1とチャネル2のSWの立ち上がりエッジの位相を合わせて(0°の位相シフトで)レギュレータを動作させるには、このピンをグラウンドに接続します。チャネル間に180°の位相シフトを設定するには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。このピンを“H”にすると、MODE/SYNCピンの外部クロックのデューティ・サイクルを調整(チャネル1のエッジを外部クロックの立ち上がりエッジに同期、チャネル2のエッジを外部クロックの立ち下がりエッジに同期)することにより、位相シフトも設定できます。詳細については、「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。

**PGOOD2 (ピン5/ピン6)** : チャネル2のオープンドレインのパワーグッド・インジケータ。

**I<sub>LIM</sub> (ピン6/ピン7)** : 電流制限の選択ピン。このピンをグラウンドに接続すると両方のチャネルに電流制限の最大値が設定されます。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、両方のチャネルの電流制限値が1/2に減少します。このピンに1Vのバイアスをかけると、チャネル1の電流は最大に設定され、チャネル2の電流は1/2に減少します。

**V<sub>IN2</sub> (ピン7/ピン8)** : チャネル2の降圧レギュレータの入力電圧。V<sub>IN1</sub>とは異なる電圧になる場合があります。

**SW2 (ピン8/ピン9)** : チャネル2の降圧レギュレータのインダクタへのスイッチ・ノード接続。

**RUN2 (ピン9/ピン10)** : チャネル2へのロジック制御RUN入力。このピンはフロート状態のままにしないでください。このピンをロジック“H”にすると、降圧レギュレータが作動します。

**FB2 (ピン10/ピン11)** : チャネル2の降圧レギュレータのエラーアンプへの帰還入力。抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。出力電圧は、次の式に従って、0.6V～V<sub>IN</sub>の範囲で調節できます。V<sub>OUT</sub> = 0.6V • [1 + (R2/R1)]。(図2)固定出力電圧オプションの場合、FBピンをV<sub>OUT</sub>に直接接続します。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン11/ピン12)** : 低ドロップアウト・レギュレータ。1μF以上の低ESRコンデンサを使用してグラウンドにバイパスします。

**FB1 (ピン12/ピン13)** : チャネル1の降圧レギュレータのエラーアンプへの帰還入力。抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。出力電圧は、次の式に従って、0.6V～V<sub>IN</sub>の範囲で調節できます。V<sub>OUT</sub> = 0.6V • [1 + (R2/R1)]。(図2)固定出力電圧オプションの場合、FBピンをV<sub>OUT</sub>に直接接続します。

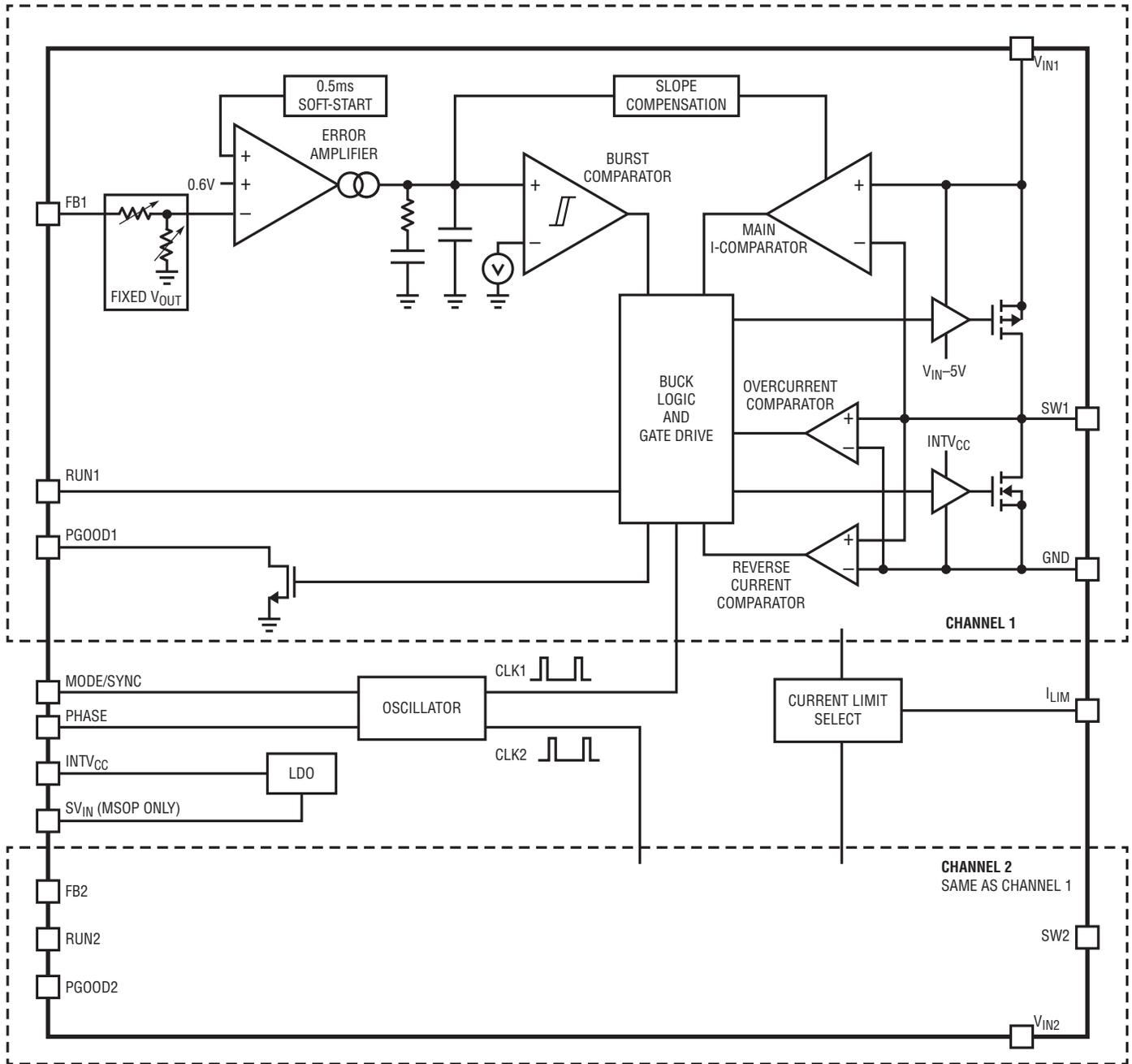
**RUN1 (ピン13/ピン14)** : チャネル1へのロジック制御RUN入力。このピンはフロート状態のままにしないでください。このピンをロジック“H”にすると、降圧レギュレータが作動します。

**SW1 (ピン14/ピン16)** : チャネル1の降圧レギュレータのインダクタへのスイッチ・ノード接続。

**GND (ピン15/ピン17)** : 電源と信号のグラウンド。電氣的性能と定格の熱性能を得るため、露出パッドはPCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

**SV<sub>IN</sub> (NA/ピン2)** : 信号V<sub>IN</sub>ピン。この入力はINTV<sub>CC</sub>に給電します。V<sub>IN1</sub>やV<sub>IN2</sub>のいずれとも異なる電圧にすることができます。SV<sub>IN</sub>はV<sub>IN1</sub>またはV<sub>IN2</sub>のどちらか高い方に接続します。どちらのV<sub>IN</sub>が高いか未知のアプリケーションの場合、SV<sub>IN</sub>とV<sub>IN1</sub>の間およびSV<sub>IN</sub>とV<sub>IN2</sub>の間の両方に外付けダイオードを接続して、SV<sub>IN</sub>がV<sub>IN1</sub>またはV<sub>IN2</sub>の高い方からダイオード1個の電圧降下だけ低くなるように保証します。

ブロック図



3622 BD

## 動作

LTC3622は高効率のデュアル・モノリシック降圧レギュレータで、定周波のピーク電流モード・アーキテクチャを採用しています。このデバイスは広い入力電圧範囲で動作し、超低静止電流で安定化します。動作周波数は2.25MHzまたは1MHzに設定されており、固有の周波数の±50%の範囲内で外部発振器に同期できます。多様なアプリケーションに対応するため、選択可能なMODE/SYNCピンを使用することにより、出力リップルと効率のどちらかに重点を置くかを選択できます。

出力電圧は、チャンネルごとにFBピンに戻る外付けの抵抗分割器によって設定されます。エラーアンプは分割された出力電圧と0.6Vのリファレンス電圧を比較し、その結果に応じてピーク・インダクタ電流を調整します。出力電圧が設定値の7.5%以内に入らない場合は、過電圧コンパレータおよび低電圧コンパレータによってPGOOD出力が“L”になります。PGOOD出力は、レギュレーション到達直後に“H”になり、レギュレーション状態から外れた後32回のクロック・サイクルの間“L”になります。

### メイン制御ループ

通常の動作中、上側のパワー・スイッチ(PチャンネルMOSFET)はクロック・サイクルの最初にオンします。インダクタ電流はピーク・レベルまで増加していくことが可能です。そのレベルに達すると、上側のパワー・スイッチはオフし、下側のスイッチ(NチャンネルMOSFET)が次のクロック・サイクルまでオンします。ピーク電流レベルは、内部補償された $I_{TH}$ の電圧(エラーアンプの出力)によって制御されます。このアンプは、FBピンの電圧を0.6Vの内部リファレンスと比較します。負荷電流が増加すると、FBピンの電圧がリファレンス電圧よりわずかに低くなるので、その後平均インダクタ電流が負荷電流に釣り合うまで、エラーアンプによって $I_{TH}$ の電圧は上昇します。

RUNピンの電圧をグラウンドにすると、メイン制御ループはシャットダウンします。

### 低電流動作

LTC3622の低電流時の動作を制御するため、2つの不連続導通モード(DCM)を備えています。Burst Mode動作とパルス・スキップ・モードのどちらのモードも、負荷電流が少なくなると、連続動作から選択したモードに自動的に切り替わります。

効率を最適化するため、MODE/SYNCピンをINTV<sub>CC</sub>に接続してBurst Mode動作を選択できます。Burst Mode動作では、エラーアンプの出力に必要な電流が400mAより小さい場合でも、ピーク・インダクタ電流は400mA以上に設定されます。したがって、比較的軽い出力負荷でスイッチング・レギュレータがオンすると、FBピンの電圧が上昇して $I_{TH}$ の電圧が低下します。 $I_{TH}$ の電圧が十分に低くなると、スイッチング・レギュレータはスリープ・モードになり、パワー・スイッチは両方もオフになります。スイッチング・レギュレータは、外付け負荷によって出力電圧がそのレギュレーション点より低くなるまで、このスリープ状態のままです。両方のチャンネルがスリープ・モードのとき、 $V_{IN}$ からデバイスに流れるのは5 $\mu$ Aの超低静止電流です。

$V_{OUT}$ のリップルを最小限に抑えるには、MODE/SYNCピンを接地してパルス・スキップ・モードを選択します。LTC3622では、パルス・スキップ・モードはBurst Mode動作と同様に実装され、ピーク・インダクタ電流は66mAより高い値に設定されます。これにより、Burst Mode動作時よりリップルは小さくなりますが、その代償として効率がわずかに低くなります。

### 高デューティ・サイクル動作/ドロップアウト動作

入力電源電圧が低下して出力電圧に近づくと、デューティ・サイクルが高くなり、一定のスイッチング周波数を維持するにはスロープ補償が必要です。LTC3622には、デューティ・サイクルが高い場合でもピーク電流制限値( $I_{LIM}$ )の1.8Aを正確に維持する内部回路があります。

デューティ・サイクルが100%に近づくと、LTC3622はドロップアウト動作を開始します。ドロップアウト時に、デバイスは出力負荷電流に応じて通常モードとスリープ・モードとの間を行き来します。これにより静止電流が大幅に減少するので、入力電源の使用時間が長くなります。

## 動作

### V<sub>IN</sub> 過電圧保護

内部のパワー MOSFET デバイスをトランジェント電圧現象から保護するため、LTC3622では V<sub>IN1</sub> ピンと V<sub>IN2</sub> ピンを絶えずモニタして、過電圧状態の有無を検査します。V<sub>IN1</sub> または V<sub>IN2</sub> が 18.5V より高くなると、両方のレギュレータが上下両側のパワー MOSFET をオフして動作を一時停止します。V<sub>IN</sub> が 18.2V より低くなると、レギュレータは直ちに通常動作を再開します。レギュレータは過電圧状態から抜け出るときにソフトスタートを実行します。

### 低電源動作

LTC3622は、入力電圧が2.5Vより低くなるとデバイスをシャットダウンする低電圧ロックアウト回路を内蔵しています。入力電圧が低電圧しきい値よりもわずかに高くなると、スイッチング・レギュレータは基本動作を開始します。ただし、各チャンネルの上側および下側スイッチの R<sub>DS(ON)</sub> は、ゲート駆動電圧がかかっていないため、電気的特性で指定された値よりもわずかに大きくなります。詳細については、R<sub>DS(ON)</sub> と V<sub>IN</sub> のグラフを参照してください。

### 位相の選択

LTC3622の2つのチャンネルは、PHASEピンの状態(“L”または“H”)に応じて、それぞれ同相または180°位相をずらした状態(逆位相)で動作できます。一般に、逆位相の場合は入力電圧と電流リップルが減少します。スイッチ・ノードSW1、SW2と、FB<sub>x</sub>に接続された部品や高感度の配線との間のクロストークは、不安定なスイッチング波形や予想外に大きな入力および出力電圧リップルを引き起こす可能性があります。

スイッチ・ノードの立ち上がりエッジと立ち下がりエッジが一致しないように慎重に設定することにより、状況は改善されます。2つのチャンネルのデューティ・サイクルによっては、エッジをできるだけ互いに遠ざけるようにチャンネル間の位相差を選んでください。

クロストークは、通常はSWのエッジが一致しないように位相シフトを慎重に選択すれば回避できます。ただし、両方のチャンネルがデューティ・サイクル50%付近で動作している場合のように、エッジの一致が避けられない状況は少なくありません。こうした場合には、MODE/SYNCピンの外部クロックのデューティ・サイクルを調整(チャンネル1のエッジを外部クロックの立ち上がりエッジに同期、チャンネル2のエッジを外部クロックの立ち下がりエッジに同期)しつつ、PHASEピンの電圧を“H”に維持することにより、最適化された位相シフトを設定できます。2つのチャンネル間での90°の位相シフトを図1に示します。PHASEピンによる位相の選択を表1に示します。

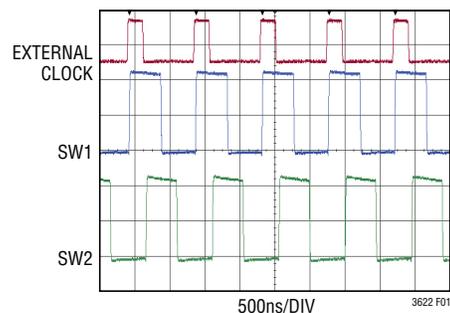


図1. 外部クロックによって設定された90°の位相シフト

表1. 位相の選択

	外部クロックなし	外部クロックあり
PHASE = 0	位相シフトは0°	位相シフトは0°
PHASE = INTV <sub>CC</sub>	位相シフトは180°	位相シフトはクロック・エッジによって決定

### ソフトスタート

イネーブルにした場合、LTC3622のソフトスタート・ランプはチャンネルごとに500μsです。ソフトスタート動作時に、スイッチング・レギュレータはパルス・スキップ・モードで動作します。

## アプリケーション情報

### 出力電圧の設定

出力電圧が固定されないデバイスの場合、出力電圧は、次式に従って外付け抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

図2に示すように抵抗分割器を使用することで、出力電圧の分圧をFBピンで検出できます。

$V_{OUT}$  固定のデバイスの場合は、 $R2$ と $R1$ が整合した内部抵抗なので、FBを $V_{OUT}$ に直接接続してください。

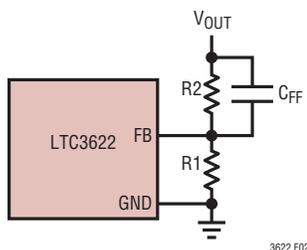


図2. 出力電圧の設定

### 入力コンデンサ( $C_{IN}$ )の選択

入力容量 $C_{IN}$ が必要なのは、上側パワー MOSFETのドレインで方形波電流を除去するためです。大きなトランジェント電圧の発生を防ぐには、最大RMS電流に対応できる大きさの低ESR入力コンデンサを使用します。デバイスを同相で使用するか位相がずれた状態で使用するかによってRMS電流の計算は異なります。

「同相」の場合、 $V_{OUT1} = V_{OUT2}$ のときは次のとおりです。

$$\frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値を取ります。この簡単なワーストケースは $I_{RMS}$ の最大値を決定するためによく使用されます。

位相がずれている場合、リップル電流は「同相」電流より少なくなることがあります。電流が最大になるのは、 $V_{OUT1} - V_{IN}/2 = V_{OUT2}$ のときか $V_{OUT2} - V_{IN}/2 = V_{OUT1}$ のときが一般的です。妥当な経験則として、ワーストケースでのリップルの大きさは、同相モードでのワーストケースのリップルの約75%です。また、 $V_{OUT1} = V_{OUT2} = V_{IN}/2$ かつ $I1 = I2$ の場合に、入力電流リップルは最小となることに注意してください。

コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間の寿命試験のみに基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり必要とされるより高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。設計でのサイズまたは高さの要件を満たすため、数個のコンデンサを並列に接続することもできます。入力電圧が低いアプリケーションでは、出力負荷の変化時にトランジェントの影響を最小限に抑えるのに十分な大容量の入力容量が必要な場合があります。

### 出力コンデンサ( $C_{OUT}$ )の選択

$C_{OUT}$ の選択は、電圧リップルと負荷ステップによるトランジェントを最小に抑えるのに必要な等価直列抵抗(ESR)、および制御ループの安定性を確保するのに必要なバルク容量の大きさによって決まります。ループの安定性は、負荷トランジェント応答を観察することによってチェックすることができます。出力リップル $\Delta V_{OUT}$ は次式で決定されます。

$$\Delta V_{OUT} < \Delta I_L \left( \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} + ESR \right)$$

$\Delta I_L$ は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のとき最大になります。ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に配置することが必要な場合があります。乾式タンタル・コンデンサ、特殊ポリマー・コンデンサ、ハイブリッド導電性高分子コンデンサはESRが非常に低いのですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなります。タンタル・コンデンサは容量密度が最高ですが、スイッチング電源に使用するにはサージ・テストが実施されているタイプのみを使用することが重要です。アルミ電解コンデンサはESRがかなり大きいのですが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コスト重視のアプリケーションに使用することができます。セラミック・コンデンサは実装面積が小さく、低ESRの優れた特性をもっています。

### セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用

現在では、値の大きい低価格セラミック・コンデンサが小型ケース・サイズで入手できるようになっています。これらはリップル電流と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。ただし、入力と出力にこれらのコンデンサを使うときは注意が必要です。入力にセラミック・コンデンサを使用し、コードの長いACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって $V_{IN}$ 入力にリングングが誘起されることがあります。最善の場合でも、

## アプリケーション情報

このリングングが出力に結合して、ループの不安定性と誤認されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して電流が急に突入すると、 $V_{IN}$ に電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するのに十分な大きさになる恐れがあります。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5RやX7Rの誘電体を使ったものを選択します。これらの誘電体は、ある特定の値とサイズについてすべてのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最も優れています。

セラミック・コンデンサのESRは非常に小さいため、代わりに入力コンデンサと出力コンデンサが電荷保存の要件を満たす必要があります。負荷ステップ発生時には、帰還ループがスイッチ電流を十分増加させて負荷を支えるまで、出力コンデンサが即座に電流を供給して負荷を支える必要があります。負荷ステップにตอบสนองするには標準で5サイクルが必要ですが、最初のサイクルだけ出力電圧が直線的に低下します。出力の低下量 $V_{DROOP}$ は、通常最初のサイクルの直線的な低下の約3倍です。

したがって、おおよそ以下の出力コンデンサの値から開始するのが良いでしょう。

$$C_{OUT} = 3 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DROOP}}$$

デューティ・サイクルと負荷ステップの要件に依存して、さらに大きな容量が必要になることがあります。ほとんどのアプリケーションでは、電源のインピーダンスは非常に小さいので、入力コンデンサが必要なのは高周波をバイパスするためだけです。これらの条件では、通常 $10\mu F$ のセラミック・コンデンサで十分です。この入力コンデンサは $V_{IN1}$ ピンと $V_{IN2}$ ピンにできるだけ近づけて配置してください。

### 出力パワーグッド

LTC3622の出力電圧がレギュレーション点から $\pm 7.5\%$ の範囲内にある場合、出力電圧は良好な状態にあり、PGOODピンは外付け抵抗によって“H”になります。そうでない場合は、オープンドレインのプルダウン・デバイス( $275\Omega$ )により、PGOODピンは“L”になります。トランジェント時または $V_{OUT}$ の動的变化時にPGOODの不要な誤動作を防ぐため、LTC3622のPGOODの立ち上がりエッジにはスイッチング・サイクル約32回分のブランキング遅延が含まれています。

### 周波数同期機能

LTC3622は、内部設定周波数の $\pm 50\%$ の範囲内に同期する機能を備えています。同期モードが作動するのに数サイクルの外部クロックが必要であり、外部クロック信号が入力されていないことをデバイスが検出するのにおよそ $2\mu s$ かかります。いったん同期すると、LTC3622は直ちに外部クロックの周波数で動作します。

### インダクタの選択

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数によってリップル電流が決まります。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{f \cdot L} \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

リップル電流が小さいと、インダクタの電力損失、出力コンデンサのESR損失、および出力電圧リップルが減少します。効率が最高の動作は低周波数でリップル電流が小さいときに得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。部品のサイズ、効率および動作周波数の間には交換条件があります。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約50%のリップル電流を選択します。リップル電流が規定の最大値を超えないことを保証するには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f \cdot \Delta I_L(MAX)} \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

Lの値が分かったら、インダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が固定の場合、実際のコア損失はコア・サイズに無関係ですが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスまたは周波数が大きいほどコア損失は減少します。しかし残念なことに、インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があり、銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を飽和の防止と銅損失に集中することができます。フェライト・コアの材質は「急激に」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えると、インダクタンスは突然低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

## アプリケーション情報

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされたポット型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、同等の特性を有する鉄粉コアのインダクタより通常は高価です。使用するインダクタの種類をどう選択するかは、主に価格とサイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に依存します。新しいデザインの表面実装型インダクタは、東光、Vishay、NECトーキン、Cooper、TDK、および Würth Elektronik から入手できます。詳細については表2を参照してください。

## トランジェント応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 $V_{OUT}$ は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい大きさだけ即座にシフトします。ここで、ESRは $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。また、 $\Delta I_{LOAD}$ によって $C_{OUT}$ の充電または放電も開始されるので、レギュレータが $V_{OUT}$ をその定常状態値に戻すのに使用する帰還誤差信号が発生します。この回復期間に $V_{OUT}$ をモニタして、安定性の問題を示すオーバーシュートやリングングがないかチェックすることができます。

表2. インダクタ選択表

インダクタ	インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	DCR ( $\text{m}\Omega$ )	最大電流 (A)	寸法 (mm)	高さ (mm)	メーカー
IHLP-1616BZ-11 Series	1.0	24	4.5	4.3 × 4.7	2	Vishay www.vishay.com
	2.2	61	3.25	4.3 × 4.7	2	
	4.7	95	1.7	4.3 × 4.7	2	
IHLP-2020BZ-01 Series	1	18.9	7	5.4 × 5.7	2	
	2.2	45.6	4.2	5.4 × 5.7	2	
	3.3	79.2	3.3	5.4 × 5.7	2	
	4.7	108	2.8	5.4 × 5.7	2	
	5.6	113	2.5	5.4 × 5.7	2	
	6.8	139	2.4	5.4 × 5.7	2	
FDV0620 Series	1	18	5.7	6.7 × 7.4	2	Toko www.toko.com
	2.2	37	4	6.7 × 7.4	2	
	3.3	51	3.2	6.7 × 7.4	2	
	4.7	68	2.8	6.7 × 7.4	2	
MPLC0525L Series	1	16	6.4	6.2 × 5.4	2.5	NEC/Tokin www.nec-tokin.com
	1.5	24	5.2	6.2 × 5.4	2.5	
	2.2	40	4.1	6.2 × 5.4	2.5	
HCM0703 Series	1	9	11	7 × 7.4	3	Cooper Bussmann www.cooperbussmann.com
	1.5	14	9	7 × 7.4	3	
	2.2	18	8	7 × 7.4	3	
	3.3	28	6	7 × 7.4	3	
	4.7	37	5.5	7 × 7.4	3	
RLF7030 Series	1	8.8	6.4	6.9 × 7.3	3.2	TDK www.tdk.com
	1.5	9.6	6.1	6.9 × 7.3	3.2	
	2.2	12	5.4	6.9 × 7.3	3.2	
	3.3	20	4.1	6.9 × 7.3	3.2	
	4.7	31	3.4	6.9 × 7.3	3.2	
	6.8	45	2.8	6.9 × 7.3	3.2	
WE-TPC 4828 Series	1.2	17	3.1	4.8 × 4.8	2.8	Würth Elektronik www.we-online.com
	1.8	20	2.7	4.8 × 4.8	2.8	
	2.2	23	2.5	4.8 × 4.8	2.8	
	2.7	27	2.35	4.8 × 4.8	2.8	
	3.3	30	2.15	4.8 × 4.8	2.8	
	3.9	47	1.72	4.8 × 4.8	2.8	
	4.7	52	1.55	4.8 × 4.8	2.8	
XFL4020 Series	1.0	10.8	8	4 × 4	2	Coilcraft www.coilcraft.com
	1.5	14.4	6.7	4 × 4	2	
	2.2	21.35	6.0	4 × 4	2	
	3.3	34.8	3.9	4 × 4	2	
	4.7	52.2	3.6	4 × 4	2	

3622fa

## アプリケーション情報

初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相余裕を決定するのに、標準的2次オーバーシュート/DC比を使用することはできません。さらに、図2に示すようにフィードフォワード・コンデンサを追加すると、高周波数応答を改善することができます。コンデンサ  $C_{FF}$  は、 $R_2$  との組み合わせで高周波のゼロを発生することにより位相進みを得ることができるので、位相余裕が改善されます。

出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。制御ループ理論の要点を含む補償部品の最適化の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

アプリケーションによっては、(1 $\mu$ Fを超える)大容量の入力コンデンサが接続されている負荷でスイッチングが行われるとさらに大きなトランジェントが発生することがあります。放電状態の入力コンデンサが実質的に  $C_{OUT}$  と並列接続された状態になるため、 $V_{OUT}$  が急激に低下します。負荷に接続しているスイッチの抵抗が低く、急速に駆動された場合、この問題を防止するのに十分な電流を供給できるレギュレータはありません。解決策は負荷スイッチのドライバがオンになる速度を制限することです。Hot Swap™ コントローラはこの目的専用に設計されており、通常は電流制限機能、短絡保護、ソフトスタート機能が組み込まれています。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は、次式で表すことができます。

$$\% \text{ 効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、 $L1$ 、 $L2$ などは入力電力に対するパーセント値で表した個々の損失です。回路内の電力を消費するすべての素子で損失が生じますが、LTC3622の回路での損失の大部分は、通常、主に次の3つの要因によって生じます。これらは、1)  $I^2R$  損失、2) スwitchingおよびバイアスでの損失、3) その他の損失です。

1.  $I^2R$  損失は内部スイッチのDC抵抗  $R_{SW}$  と外付けインダクタのDC抵抗  $R_L$  から計算されます。連続モードでは、平均出力電流はインダクタ  $L$  を流れますが、内蔵の上側パワーMOSFETと下側パワーMOSFETとの間で分かれます。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のように、上側MOSFETおよび下側MOSFETの両方の  $R_{DS(ON)}$  とデューティ・サイクル(DC)の関数になります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP}(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1 - DC))$$

上側MOSFETと下側MOSFETの  $R_{DS(ON)}$  は、両方とも「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 $I^2R$  損失は次式で求められます。

$$I^2R \text{ 損失} = I_{OUT}^2(R_{SW} + R_L)$$

2. スwitching電流は、MOSFETドライバ電流と制御電流の合計です。パワーMOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。パワーMOSFETのゲートが“L”から“H”、さらに再び“L”に切り替わるたびに、ある量の電荷  $dQ$  が  $V_{IN}$  からグラウンドに移動します。結果として得られる  $dQ/dt$  は  $V_{IN}$  から流出する電流であり、通常はDC制御バイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_{OSC}(Q_T + Q_B)$  です。ここで、 $Q_T$  および  $Q_B$  は内蔵の上側および下側パワーMOSFETのゲート電荷であり、 $f_{OSC}$  はスイッチング周波数です。したがって、電力損失は次のようになります。

$$\text{スイッチング損失} = I_{GATECHG} \cdot V_{IN}$$

ゲート電荷損失は  $V_{IN}$  と  $f_{OSC}$  に比例するので、それらの影響は電源電圧と周波数が高いほど顕著になります。

3. 遷移損失、銅線の抵抗、内部負荷抵抗など、その他の「隠れた」損失が電源システム全体のさらなる効率低下の原因になる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失をシステムの設計段階で盛り込むことが非常に重要です。遷移損失は、スイッチ・ノードの遷移中に上側パワーMOSFETが短時間飽和領域に留まることから生じます。LTC3622の内部パワー・デバイスは十分速く切り替わるので、これらの損失は他の要因に比べると大きくはありません。これらの損失とその他の損失(デッドタイム中のダイオードの導通損失やインダクタのコア損失など)との和は、一般に全追加損失の2%に満たない値です。

## アプリケーション情報

### 熱的条件

LTC3622は効率が高いため、ほとんどのアプリケーションではあまり発熱しません。ただし、高い周囲温度、高い $V_{IN}$ 、高いスイッチング周波数、最大出力電流負荷でLTC3622が動作するアプリケーションでは、発熱によってデバイスの最大接合部温度を超える可能性があります。接合部温度が約 $160^{\circ}\text{C}$ に達すると、すべてのパワー・スイッチがオフし、温度が約 $15^{\circ}\text{C}$ 下がるまで復帰しません。

LTC3622が最大接合部温度を超えないようにするには、何らかの熱解析を行う必要があります。熱解析の目的は、電力損失によりデバイスが最大接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

一例として、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $I_{OUT} = I_{OUT1} = I_{OUT2} = 1\text{A}$ 、 $f = 2.25\text{MHz}$ 、 $V_{OUT} = V_{OUT1} = V_{OUT2} = 1.8\text{V}$ のアプリケーションにLTC3622を使用する場合を検討します。パワー・MOSFETの等価抵抗 $R_{SW}$ は次のようになります。

$$R_{SW} = R_{DS(ON)TOP} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + R_{DS(ON)BOT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$
$$= 370\text{m}\Omega \cdot \frac{1.8\text{V}}{12\text{V}} + 150\text{m}\Omega \cdot \left(1 - \frac{1.8\text{V}}{12\text{V}}\right) = 183\text{m}\Omega$$

2.25MHzで無負荷のときに $V_{IN}$ に流れる動作電流は約10mAであり、これにはスイッチング電流損失、内部バイアス電流損失、および遷移損失が含まれます。したがって、デバイスによる全電力損失は次のとおりです。

$$P_D = 2 \cdot I_{OUT}^2 \cdot R_{SW} + V_{IN} \cdot I_{IN(Q)}$$
$$= 2 \cdot 1\text{A}^2 \cdot 183\text{m}\Omega + 12\text{V} \cdot 10\text{mA}$$
$$= 486\text{mW}$$

DFNパッケージの場合、 $\theta_{JA}$ は $40^{\circ}\text{C/W}$ です。したがって、 $25^{\circ}\text{C}$ の周囲温度で動作しているレギュレータの接合部温度は、およそ次のとおりです。

$$T_J = 486\text{mW} \cdot 40^{\circ}\text{C/W} + 25^{\circ}\text{C} = 44.4^{\circ}\text{C}$$

前記の接合部温度は $25^{\circ}\text{C}$ での $R_{DS(ON)}$ から得られたことに留意すると、 $R_{DS(ON)}$ は温度に依存して増加するので、より大きな $R_{DS(ON)}$ に基づいて接合部温度を再計算することが考えられます。 $44.4^{\circ}\text{C}$ で $R_{SW}$ が5%大きくなると仮定して再計算すると、新しい接合部温度は $45.4^{\circ}\text{C}$ になります。より高い周囲温度またはスイッチング周波数あるいはその両方がアプリケーションで要求される場合は、ヒートシンクまたは空気流を使用してデバイスの温度上昇を減らすよう注意が必要です。

## アプリケーション情報

### 基板レイアウトに関する検討事項

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、LTC3622が正しく動作するようにしてください(図3を参照)。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. コンデンサ  $C_{IN}$  は  $V_{IN}$  と GND にできるだけ近づけて接続されていますか。これらのコンデンサは内蔵のパワー MOSFET とそれらのドライバに AC 電流を供給します。  $C_{VCC}$  と  $INTV_{CC}$  はできるだけ近づけて接続されていますか。
2.  $C_{OUT}$  と L は近づけて接続されていますか。  $C_{OUT}$  の (-) 電極は GND と  $C_{IN}$  の (-) 電極に電流を戻します。
3. 抵抗分割器 (R1 および R2) は、  $C_{OUT}$  の (+) 電極と GND の近くに終端しているグラウンド・ラインとの間に接続する必要があります。帰還信号  $V_{FB}$  は、 SW ラインのようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、トレースをできるだけ短くします。R1 と R2 はデバイスの近くに配置してください。
4. パッケージの裏面にある露出パッド (DFN ではピン 15、MSOP ではピン 17) は、 GND プレーンに半田付けしてください。この GND プレーンをサーマルビアを介して他の層に接続すると、LTC3622 から熱を放散するのに役立ちます。
5. 影響を受けやすい部品は SW ピンから遠ざけてください。入力コンデンサ  $C_{IN}$ 、帰還抵抗、および  $INTV_{CC}$  バイパス・コンデンサは、 SW のトレースおよびインダクタ L から離して配線します。
6. グラウンド・プレーンを強く推奨します。
7. すべての層の未使用領域は銅で覆ってください。これにより、電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域は GND に接続してください。

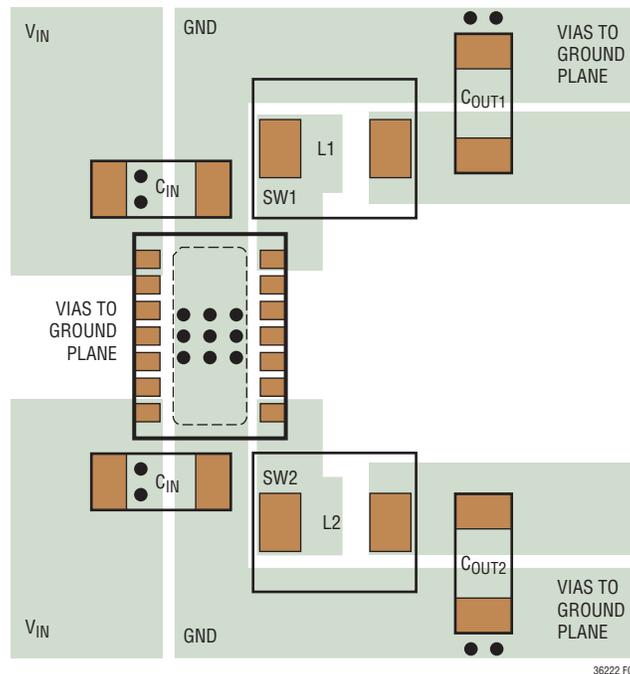


図3. レイアウト図

# LTC3622/LTC3622-2/ LTC3622-23/5

## アプリケーション情報

### 設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションにLTC3622を使用する場合を考えます。

$V_{IN1} = V_{IN2} = 10.8V \sim 13.2V$   
 $V_{OUT1} = 5V$   
 $V_{OUT2} = 3.3V$   
 $I_{OUT1(MAX)} = 1A$   
 $I_{OUT2(MAX)} = 1A$   
 $I_{OUT(MIN)} = 0$   
 $f_{SW} = 2.25MHz$

負荷電流の多少にかかわらず効率が重要なので、Burst Mode動作を利用します。

内部発振器が2.25MHzであることを前提にして、最大 $V_{IN}$ での約40%のリプル電流に対するインダクタ値を、次式より計算できます。

$$L1 = \left( \frac{5V}{2.25MHz \cdot 0.4A} \right) \left( 1 - \frac{5V}{13.2V} \right) = 3.4\mu H$$

$$L2 = \left( \frac{3.3V}{2.25MHz \cdot 0.4A} \right) \left( 1 - \frac{3.3V}{13.2V} \right) = 2.7\mu H$$

標準値が3.3 $\mu H$ および2.7 $\mu H$ のインダクタを使用すると、最大リプル電流は以下ようになります。

$$\Delta I_{L1} = \frac{5V}{2.25MHz \cdot 3.3\mu H} \left( 1 - \frac{5V}{13.2V} \right) = 0.42A$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{3.3V}{2.25MHz \cdot 2.7\mu H} \left( 1 - \frac{3.3V}{13.2V} \right) = 0.41A$$

$C_{OUT}$ は、出力電圧リップルの要件を満たすのに必要なESRと、ループの安定性を確保するのに必要なバルク容量に基づいて選択します。この設計では、22 $\mu F$ のセラミック・コンデンサを使用します。

$C_{IN}$ は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS1} = 1A \left( \frac{5}{13.2} \right) \sqrt{\frac{13.2}{5} - 1} = 0.49A$$

$$I_{RMS2} = 1A \left( \frac{3.3}{13.2} \right) \sqrt{\frac{13.2}{3.3} - 1} = 0.43A$$

ほとんどのアプリケーションでは、 $V_{IN1}$ ピンと $V_{IN2}$ ピンを10 $\mu F$ セラミック・コンデンサでデカップリングすれば十分です。

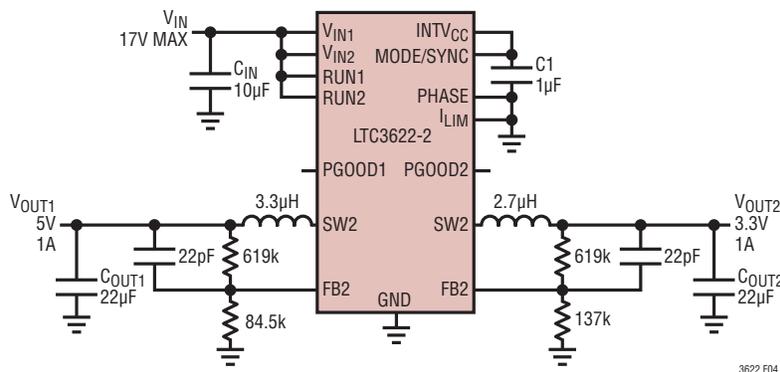
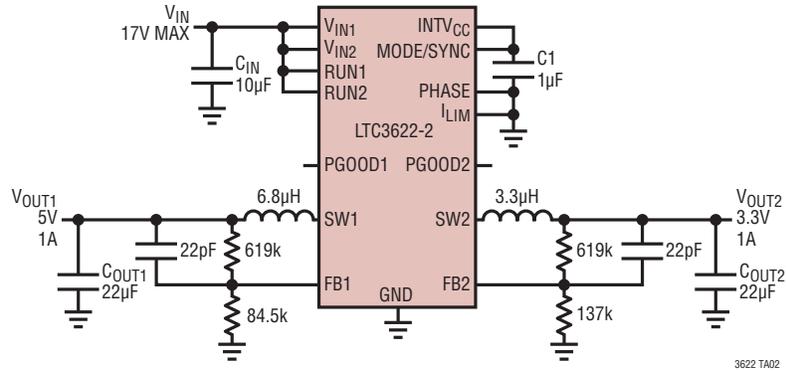


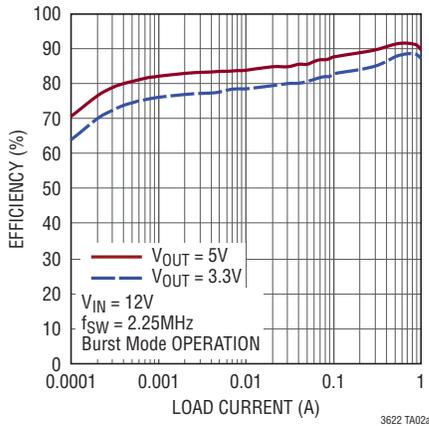
図4.  $V_{OUT}$ が5V/3.3VのBurst Mode動作アプリケーション

3622 F04

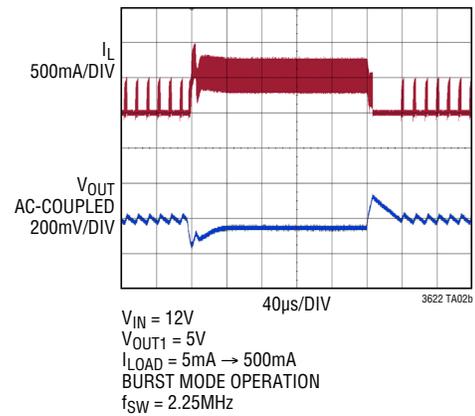
標準的応用例



V<sub>OUT</sub>: 5V/3.3V、Burst Mode 動作、同相スイッチング



効率と負荷



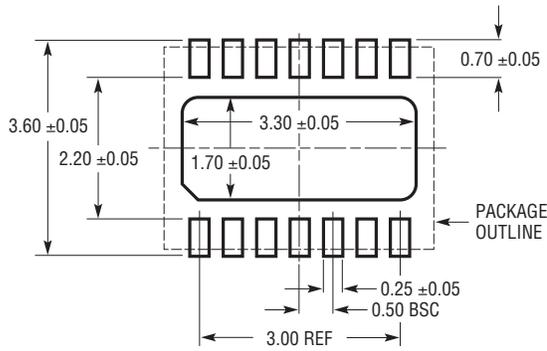
負荷ステップ波形



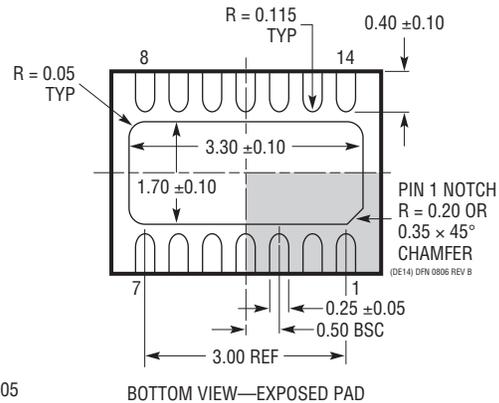
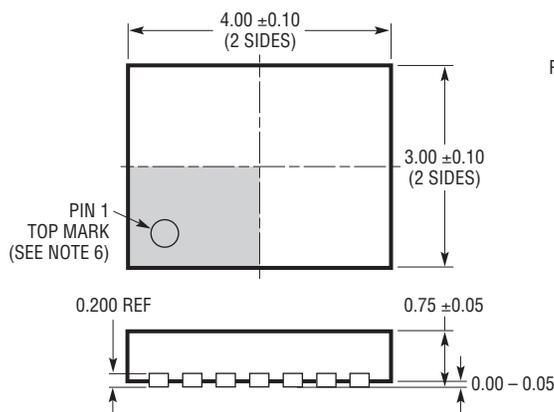
## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

### DE Package 14-Lead Plastic DFN (4mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1708 Rev B)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS  
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



NOTE:

1. 図は JEDEC パッケージ・アウトライン M0-229 のバージョンのバリエーション (WGED-3) として提案
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない



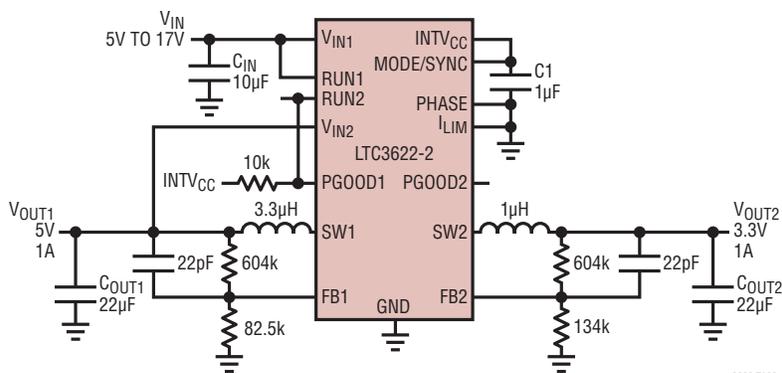
改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	3/15	<p>ヘッダにLTC3622-23/5のオプションを追加。</p> <p>オプション一覧にLTC3622-23/5を追加。</p> <p>電気的特性にLTC3622-23/5を追加。</p> <p>MSOP-16Eパッケージオプションを追加。</p> <p>Hグレードオプションを追加。</p> <p>ピン機能を明確化。</p> <p>表2を明確化。</p> <p>4. にMSOP-16Eを追加。</p>	<p>全体</p> <p>1</p> <p>3</p> <p>1、2、3、22</p> <p>2、3、4</p> <p>8</p> <p>14</p> <p>17</p>

# LTC3622/LTC3622-2/ LTC3622-23/5

## 標準的応用例

5V/3.3V直列接続出力、Burst Mode動作



3622 TA03

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<a href="#">LTC3621/ LTC3621-2</a>	1.5A、17V、1/2.25MHz同期整流式 降圧レギュレータ	95%の効率、 $V_{IN}: 2.7V \sim 17V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 3.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、2mm × 3mm DFN-6、MSOP-8E
<a href="#">LTC3600</a>	1本の抵抗で設定可能な15V、1.5A、 4MHzレール・トゥ・レール同期整流式 降圧レギュレータ	95%の効率、 $V_{IN}: 4V \sim 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0V$ 、 $I_Q = 700\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 3mm DFN-12およびMSOP-12Eパッケージ
<a href="#">LTC3601</a>	15V、1.5A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN}: 4.5V \sim 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 300\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm × 4mm QFN-20およびMSOP-16Eパッケージ
<a href="#">LTC3603</a>	15V、2.5A ( $I_{OUT}$ )、3MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN}: 4.5V \sim 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 75\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm × 4mm QFN-20およびMSOP-16Eパッケージ
<a href="#">LTC3633A</a>	20V、デュアル3A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN}: 3.6V \sim 20V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 500\mu A$ 、 $I_{SD} < 15\mu A$ 、4mm × 5mm QFN-28およびTSSOP-28Eパッケージ。 20VINまでのバージョン
<a href="#">LTC3605A</a>	20V、5A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN}: 4V \sim 20V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 2mA$ 、 $I_{SD} < 15\mu A$ 、4mm × 4mm QFN-24パッケージ。20VINまでのバージョン
<a href="#">LTC3604</a>	15V、2.5A ( $I_{OUT}$ )、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN}: 3.6V \sim 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 300\mu A$ 、 $I_{SD} < 14\mu A$ 、3mm × 3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
<a href="#">LTC3624/ LTC3624-2</a>	2A、17V、1MHz/2.25MHz同期整流式 降圧レギュレータ	95%の効率、 $V_{IN}: 2.7V \sim 17V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 3.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 3mm DFN-8パッケージ

3622fa