

LM2622

LM2622 600kHz/1.3MHz Step-up PWM DC/DC Converter



Literature Number: JAJ694

LM2622

600kHz/1.3MHz 昇圧型 PWM 制御 DC/DC コンバータ

概要

LM2622は昇圧型のDC/DCコンバータで、スイッチング電流1.6A、オン抵抗 0.2 の内部スイッチを有し、スイッチング周波数を切り替える機能を備えています。3.3V の入力電圧から± 8V および 23V 出力を生成できるので、TFT 液晶ディスプレイのバイアス回路に最適です。LM2622 のスイッチング周波数は 600kHz または 1.3MHz を選択でき、低ノイズで、ノイズのフィルタリングも容易です。また、外部補償端子を備えているので、周波数補償を柔軟に設定することができ、これにより出力に小型で低 ESR のセラミック・コンデンサを使用することが可能になりました。LM2622 は、薄型 8 ピン MSOP パッケージで供給されます。

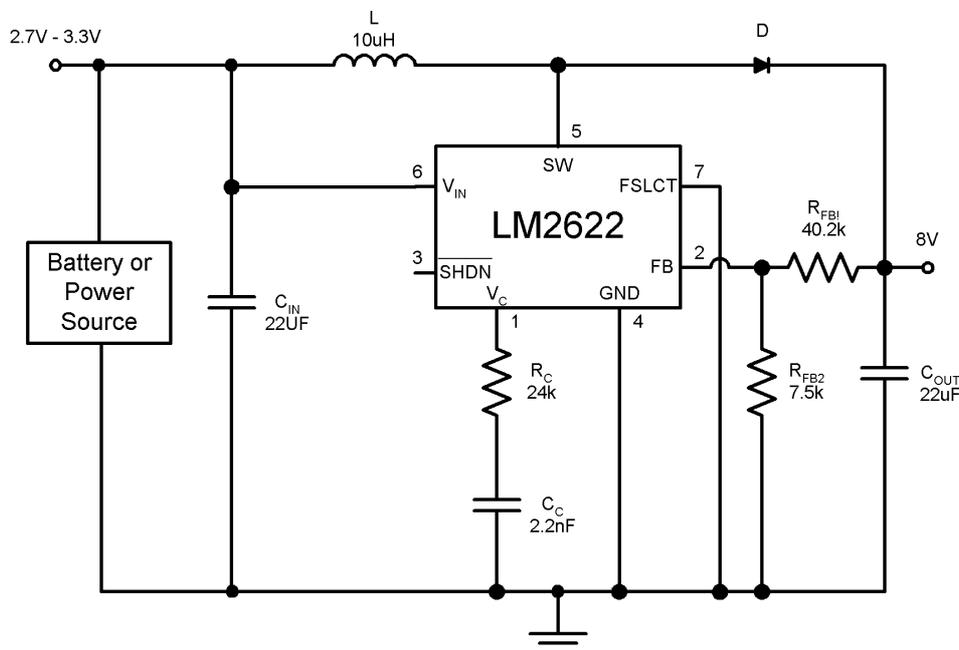
特長

- スイッチング電流 1.6A、オン抵抗 0.2 の内部スイッチ
- 最小動作電圧 2.0V
- スイッチング周波数 600kHz または 1.3MHz を端子により切り替え可能
- 過熱保護内蔵
- 8 ピン MSOP パッケージ

アプリケーション

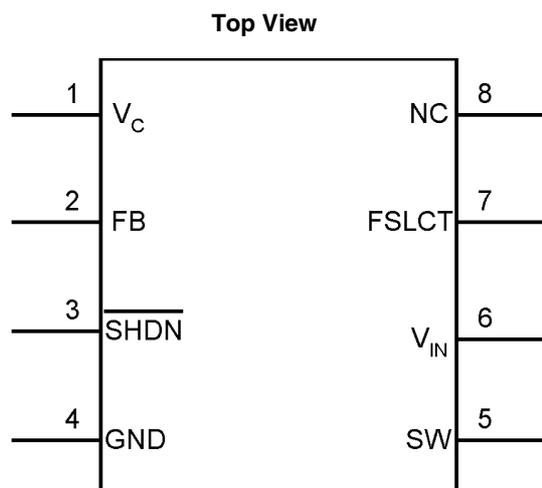
- TFT バイアス電源
- 携帯機器
- 携帯機器のアプリケーション
- GSM/CDMA 携帯電話端末
- デジタル・カメラ

代表的なアプリケーション回路



600 kHz Operation

ピン配置図



8-Lead Plastic MSOP
NS Package Number MUA08A

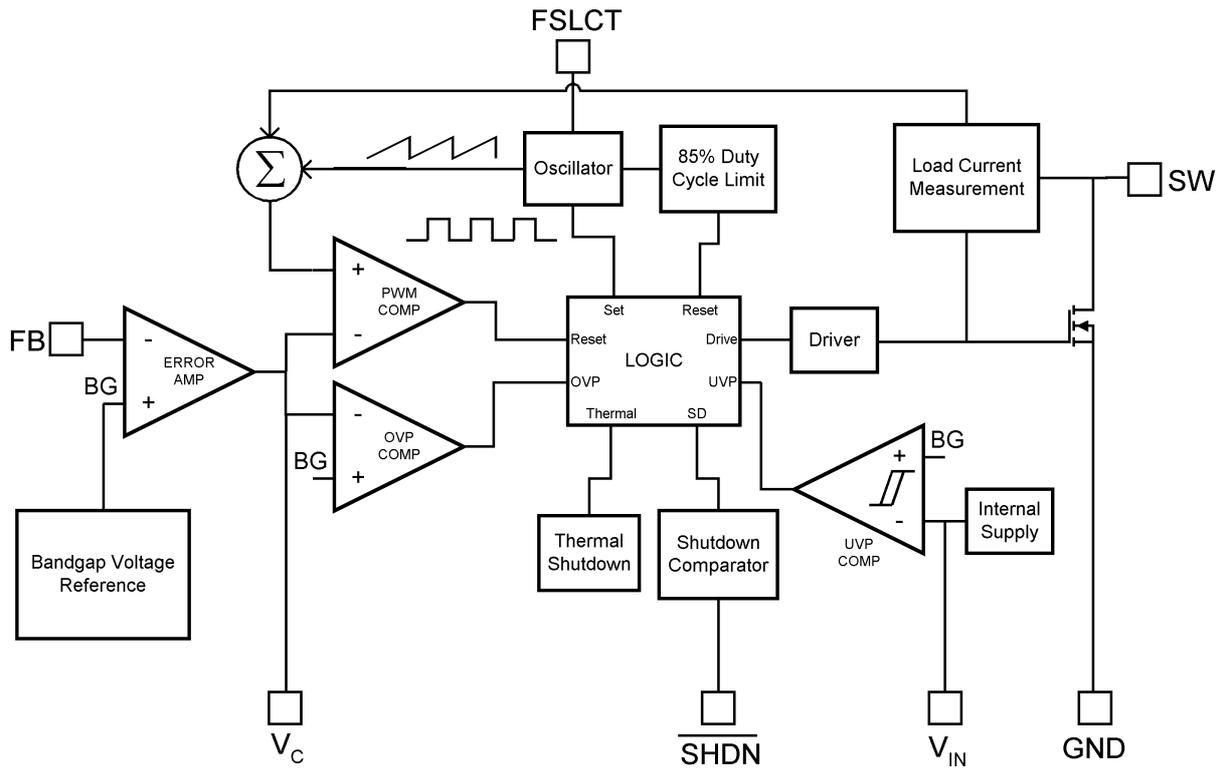
製品情報

Order Number	Package Type	NSC Package Drawing	Supplied As	Package ID
LM2622MM-ADJ	MSOP-8	MUA08A	1000 Units, Tape and Reel	S18B
LM2622MMX-ADJ	MSOP-8	MUA08A	3500 Units, Tape and Reel	S18B

端子説明

端子	端子名	説明
1	V_C	エラー・アンプの出力で、位相補償ネットワークを接続します。
2	FB	出力電圧の帰還入力です。
3	$\overline{\text{SHDN}}$	アクティブ・ローのシャットダウン制御入力です。
4	GND	アナログ回路および FET スイッチの GND です。
5	SW	FET スイッチの入力です。スイッチは本端子と GND 間に存在します。
6	V_{IN}	アナログ回路の電源です。
7	FSLCT	スイッチング周波数の切り替え入力です。 $V_{IN} = 1.3\text{MHz}$ 、 $\text{GND} = 600\text{kHz}$ となります。
8	NC	グラウンドに接続するか、開放のままとします。可能であれば、デバイスの直下の GND ピンに接続してください。他の配線が邪魔になったり、なんらかの理由でグラウンドへの直接接続ができない場合は、このピンを開放のままとし、ノイズ源からシールドしてください。

ブロック図



絶対最大定格 (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。

関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

電源電圧 V_{IN}	12V
SW 電圧	18V
FB 電圧	7V
V_C 電圧	7V
SHDN 電圧	7V
FSLCT	12V
最大接合部温度	150
消費電力 (Note 2)	内部で制限
リード温度	300

ペーパ・フェーズ (60 秒)	215
赤外線 (15 秒)	220
ESD 耐圧 (Note 3)	
人体モデル	2kV
マシン・モデル	200V

動作条件

動作接合部温度範囲 (Note 4)	- 40 ~ + 125
保存温度	- 65 ~ + 150
電源電圧	2V ~ 12V

電気的特性

特記のない限り、標準字体で記載された仕様は $T_J = 25$ の場合であり、太字で記載された上限または下限値は「推奨動作条件」に記載の「動作接合部温度範囲」全範囲 ($T_J = - 40 \sim + 125$) に適用されます。特記のない限り、 $V_{IN} = 2.0V$ および $I_L = 0A$ です。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 4)	Typ (Note 5)	Max (Note 4)	Units
I_Q	Quiescent Current	FB = 0V (Not Switching)		1.3	2.0	mA
		$V_{SHDN} = 0V$		5	10	μA
V_{FB}	Feedback Voltage		1.2285	1.26	1.2915	V
I_{CL} (Note 6)	Switch Current Limit	$V_{IN} = 2.7V$ (Note 7)	1.0	1.65	2.3	A
$\Delta V_O / \Delta I_{LOAD}$	Load Regulation	$V_{IN} = 3.3V$		6.7		mV/A
$\%V_{FB} / \Delta V_{IN}$	Feedback Voltage Line Regulation	$2.0V \leq V_{IN} \leq 12.0V$		0.013	0.1	%/V
I_B	FB Pin Bias Current (Note 8)			0.5	20	nA
V_{IN}	Input Voltage Range		2		12	V
g_m	Error Amp Transconductance	$\Delta I = 5\mu A$	40	135	290	μmho
A_V	Error Amp Voltage Gain			135		V/V
D_{MAX}	Maximum Duty Cycle		78	85		%
f_s	Switching Frequency	FSLCT = Ground	480	600	720	kHz
		FSLCT = V_{IN}	1	1.25	1.5	MHz
I_{SHDN}	Shutdown Pin Current	$V_{SHDN} = V_{IN}$		0.01	0.1	μA
		$V_{SHDN} = 0V$		-0.5	-1	
I_L	Switch Leakage Current	$V_{SW} = 18V$		0.01	3	μA
R_{DSON}	Switch R_{DSON}	$V_{IN} = 2.7V, I_{SW} = 1A$		0.2	0.4	Ω
Th_{SHDN}	SHDN Threshold	Output High	0.9	0.6		V
		Output Low		0.6	0.3	V
UVP	On Threshold		1.8	1.92	2.0	V
	Off Threshold		1.7	1.82	1.9	V
θ_{JA}	Thermal Resistance	Junction to Ambient (Note 9)		235		$^{\circ}C/W$
		Junction to Ambient (Note 10)		225		
		Junction to Ambient (Note 11)		220		
		Junction to Ambient (Note 12)		200		
		Junction to Ambient (Note 13)		195		

Note 1: 「絶対最大定格」とは、デバイスに破壊を生じさせる可能性がある上限または下限値のことです。「動作定格」はデバイスが機能する条件を示していますが、デバイスの仕様パラメータは保証されないことがあります。保証された仕様およびテスト条件に関しては、「電気的特性」を参照してください。

Note 2: 最大許容消費電力は、最大接合部温度 $T_J(MAX)$ 、接合部から周囲への熱抵抗 θ_{JA} 、周囲温度 T_A の関数です。プリント基板の銅箔パターンに対するさまざまな熱抵抗 θ_{JA} については「電気的特性」の表を参照してください。任意の周囲温度に対する最大許容消費電力は式 $P_D(MAX) = (T_J(MAX) - T_A) / \theta_{JA}$ で算出されます。最大許容消費電力を超えると、ダイ温度の上昇を招き、レギュレータはサーマル・シャットダウン状態になります。

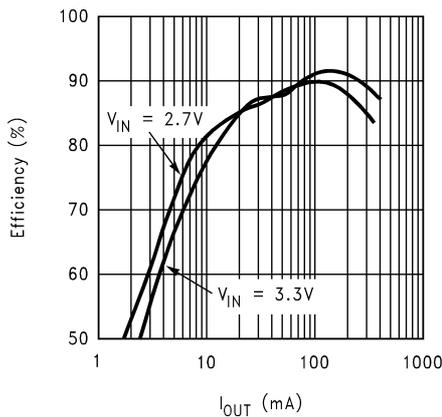
Note 3: 人体モデルでは、100pF のコンデンサから 1.5K の抵抗を介して各ピンへ放電させます。マシン・モデルでは、200pF のコンデンサから抵抗を介さず各ピンへ放電させます。

電気的特性 (つづき)

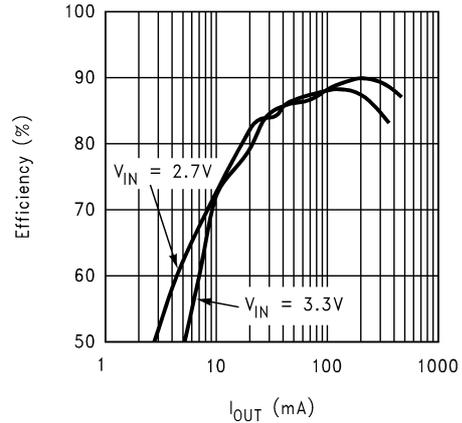
- Note 4:** すべての上限値および下限値は、室温に対する保証 (標準字体)、もしくは「推奨動作条件」に記載の「動作接合部温度範囲」に対する保証 (太字体) です。室温保証の各項目は製造時に全数テストされています。「動作接合部温度範囲」保証に対する各項目は、統計的品質管理 (SQC: Statistical Quality Control) を用いた相関により保証されています。すべての上限値および下限値は、ナショナル セミコンダクター社の AOQL (Average Outgoing Quality Level: 平均出荷品質レベル) の算出に使用しています。
- Note 5:** Typ 値は 25 における値であり、最も標準的な値を示しています。
- Note 6:** ランプ・ジェネレータにより、電流制限はデューティ・サイクルで変わります。
- Note 7:** デューティ・サイクル 0% における電流制限値です。スイッチの電流制限と電源電圧 V_{IN} の関係は、「代表的な性能特性」の項の "Switch Current Limit vs. V_{IN} " のグラフを参照してください。
- Note 8:** バイアス電流は FB 端子に流れ込みます。
- Note 9:** ヒートシンクがない場合に端子からの線幅を 0.010 インチとしたときの、MS08 パッケージにおける接合部から周囲への熱抵抗です。「消費電力」の項の "SCENARIO 'A'" の図を参照してください。
- Note 10:** 端子からの線幅を 0.010 インチとし、部品下面に約 12.3mm² の放熱用銅箔パターンを設けたときの、MS08 パッケージにおける接合部から周囲への熱抵抗です。「消費電力」の項の "SCENARIO 'B'" 図を参照してください。
- Note 11:** 端子からの線幅を 0.010 インチとし、部品下面に約 30.0mm² の放熱用銅箔パターンを設けたときの、MS08 パッケージにおける接合部から周囲への熱抵抗です。「消費電力」の項の "SCENARIO 'C'" 図を参照してください。
- Note 12:** 端子からの線幅を 0.010 インチとし、部品下面に約 163mm² の放熱用銅箔パターンを設けたときの、MS08 パッケージにおける接合部から周囲への熱抵抗です。「消費電力」の項の "SCENARIO 'D'" 図を参照してください。
- Note 13:** 端子からの線幅を 0.010 インチとし、部品下面に約 6.3mm² の放熱用銅箔パターンと基板裏面に約 49mm² の放熱用銅箔パターンを設け、さらに両パターンを 3 個の 0.5mm 径スルーホールで接続した場合の、MS08 パッケージにおける接合部から周囲への熱抵抗です。「消費電力」の項の "SCENARIO 'E'" 図を参照してください。

代表的な性能特性

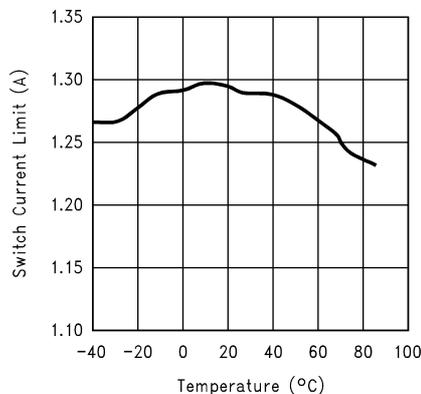
Efficiency vs. Load Current
($V_{OUT} = 8V$, $f_s = 600\text{ kHz}$)



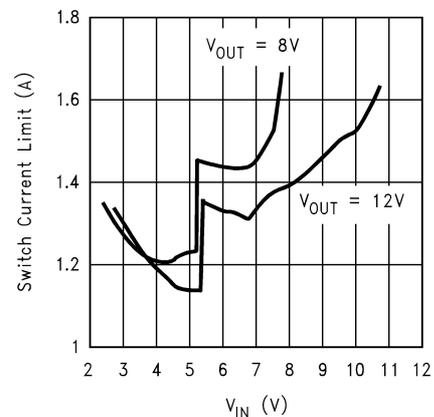
Efficiency vs. Load Current
($V_{OUT} = 8V$, $f_s = 1.3\text{ MHz}$)



Switch Current Limit vs. Temperature
($V_{IN} = 3.3V$, $V_{OUT} = 8V$)

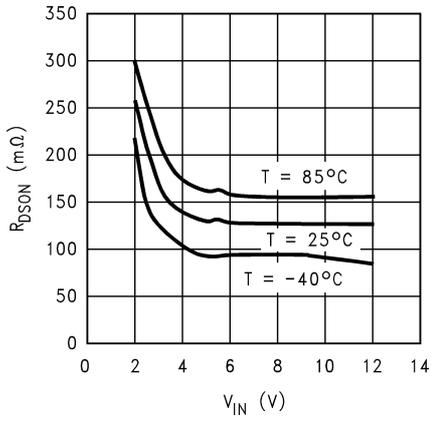


Switch Current Limit vs. V_{IN}

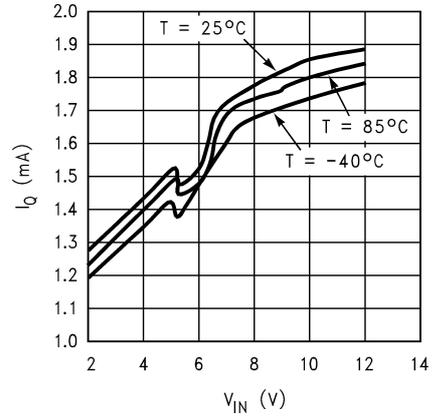


代表的な性能特性(つづき)

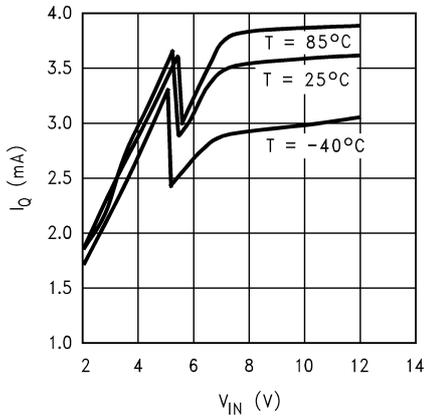
$R_{DS(on)}$ vs. V_{IN}
($I_{SW} = 1A$)



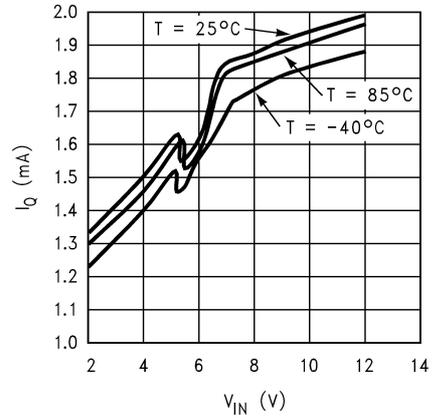
I_Q vs. V_{IN}
(600 kHz, not switching)



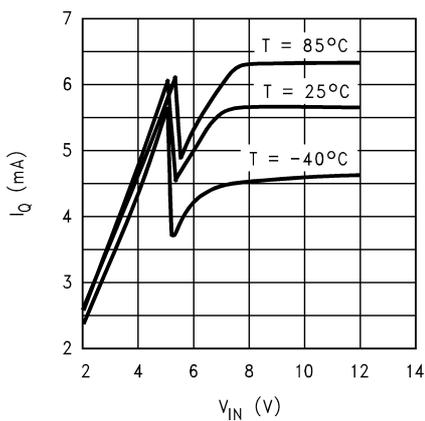
I_Q vs. V_{IN}
(600 kHz, switching)



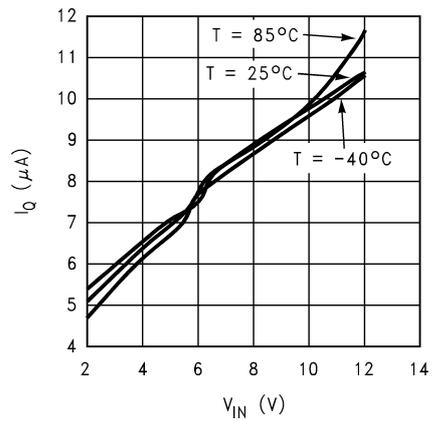
I_Q vs. V_{IN}
(1.3 MHz, not switching)



I_Q vs. V_{IN}
(1.3 MHz, switching)

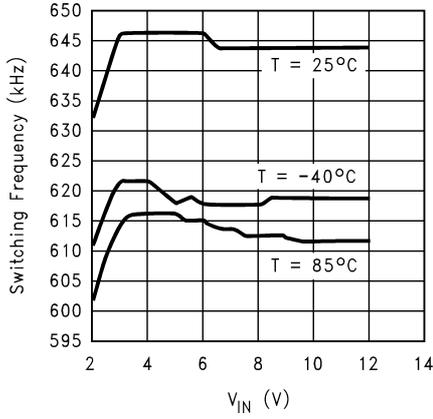


I_Q vs. V_{IN}
(In shutdown)

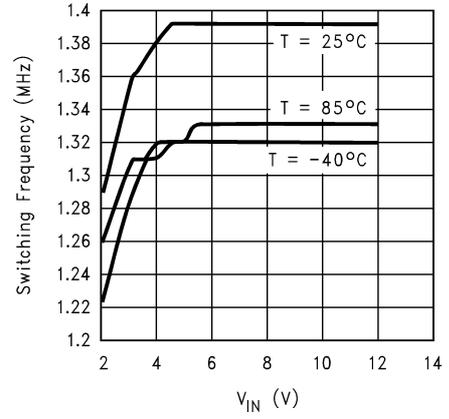


代表的な性能特性 (つづき)

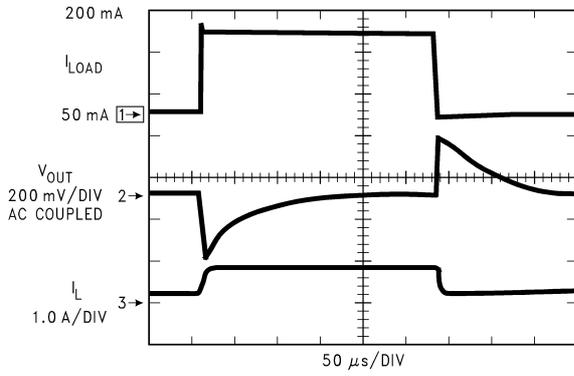
Frequency vs. V_{IN}
(600 kHz)



Frequency vs. V_{IN}
(1.3 MHz)

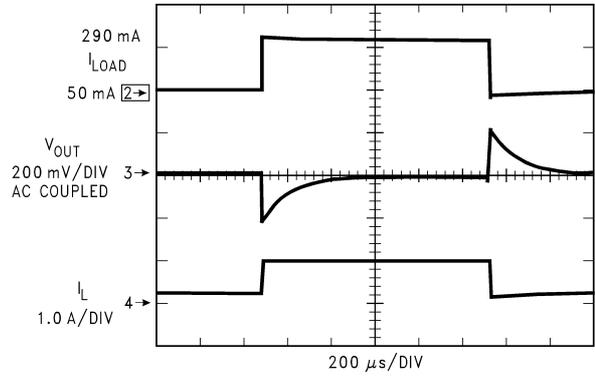


Load Transient Response
(600 kHz operation)



テスト回路は Figure 4 を参照してください。

Load Transient Response
(1.3 MHz operation)



テスト回路は Figure 5 を参照してください。

動作

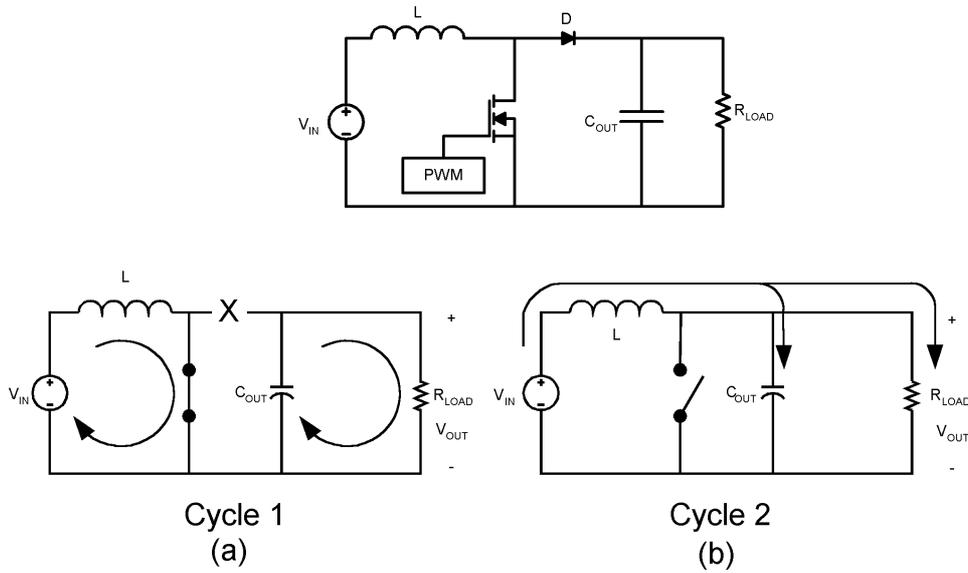


FIGURE 1. Simplified Boost Converter Diagram
(a) First Cycle of Operation (b) Second Cycle Of Operation

連続モード (CCM)

LM2622 は電流モードの PWM 制御昇圧コンバータです。昇圧コンバータは入力電圧をより高い電圧に変換することができます。定常状態でインダクタンス電流がゼロにならない連続モードにおいては、昇圧コンバータの動作は 2 つのサイクルに分解することができます。

第 1 のサイクルでは、Figure 1 (a) に示すように、トランジスタは ON となり、ダイオードは逆バイアスとなります。エネルギーはインダクタに蓄積され、負荷電流は C_{OUT} から供給されます。

第 2 のサイクルを Figure 1 (b) に示します。このサイクルでは、トランジスタは OFF となり、ダイオードは順方向バイアスとなります。インダクタに蓄えられていたエネルギーは負荷および出力コンデンサに向けて開放されます。

出力電圧は、これら 2 つのサイクルの時間比によって決まり、おおよそ次式で表されます。

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1-D}, D' = (1-D) = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

ここで、D はスイッチのデューティ・サイクルです。D と D' は後述する設計定数の算出で使用します。

出力電圧の設定

出力電圧は、「代表的なアプリケーション」の回路図に示されるように、出力電圧を抵抗で分圧し FB 端子へ帰還することによって設定します。FB 端子電圧は 1.26V です、帰還抵抗の比から出力電圧は次式となります。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \times \frac{V_{OUT} - 1.26}{1.26} \Omega$$

補償についての序論

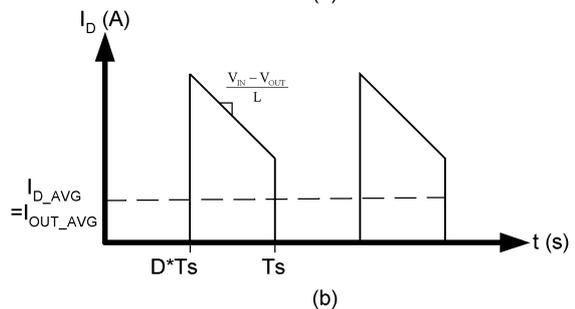
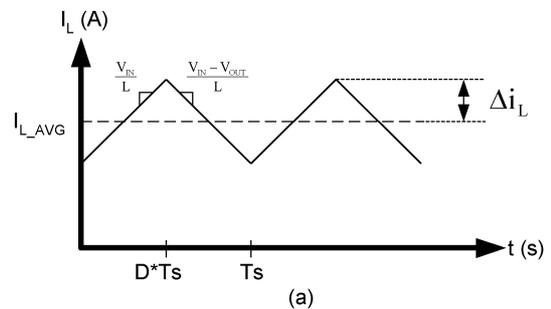


FIGURE 2. (a) Inductor current. (b) Diode current.

動作 (つづき)

LM2622 は、電流モードの PWM 制御昇圧コンバータです。回路構成においては、スイッチ電流センスと出力電圧センスの、2 つのフィードバック・ループを持ちます。

電流モードで制御されているコンバータを 50% を超えるスイッチング・デューティ・サイクルにおいても安定させるためには、インダクタは設計上の基準を満たしている必要があります。インダクタを流れる電流の勾配は、インダクタンスおよび入出力電圧で決まります (Figure 2 (a) を参照)。インダクタを流れる電流勾配が大き過ぎると、デューティ・サイクル 50% 以上のときに回路が不安定となる可能性があります。そのため、LM2622 を 600kHz で動作させるアプリケーションでは多くの場合 10µH を、また 1.25MHz で動作させるアプリケーションでは多くの場合 4.7µH を推奨します。ただし、デューティ・サイクルが最大 85% 程度まで達することが想定される場合は、インダクタンス値を 2 倍程度に増やす必要があります。インダクタ値の選択の詳細については、「インダクタとダイオードの選択」の項を参照してください。

LM2622 は、電圧フィードバック・ループの位相補償を行うために補償端子 (V_C) を持っています。「代表的なアプリケーション回路」に示すように、補償ネットワークには R_C と C_C を直列で用いることを推奨します。どのようなアプリケーションにおいても、遷移応答に関して、LM2622 回路の性能を最適化する独自の R_C と C_C の組み合わせが存在します。R_C と C_C の直列接続においては、次の式によりポールをゼロにする R_C と C_C のペアが導かれます。

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi R_C C_C} \text{ Hz}$$

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi (R_C + R_O) C_C} \text{ Hz}$$

ここで、R_O はエラー・アンプの出力インピーダンスでおよそ 1MΩ です。5kΩ、R_C 20kΩ、および 680pF、C_C 4.7nF の範囲で値を選択すれば、ほとんどのアプリケーションで最適な性能が得られます (C_{C2} を用いる場合は、R_C は最大 200kΩ まで選択可能です。「高 ESR 出力コンデンサの補償」の項を参照してください)。特定の回路および条件下での推奨値については、「アプリケーション情報」の項を参照してください。また、その他の設計上の要求仕様については、「補償」の項を参照してください。

補償

この項では、確実に安定かつ正しく機能する回路の設計に有用となる、汎用的な設計手順を示します。本データシートにおける設計例は、特定のアプリケーションに最適化されています。異なるアプリケーションに対するレギュレーションでは、安定度を高めるため、部品定数の変更が必要となる場合があります。以下は、負荷電流がおよそ 75mA かそれ以上の連続モードに対応する、安定性の高い回路を設計する上での一般的なガイドラインです。このガイドラインに従えば、不連続モードでもほとんどの場合安定性が得られます。設計では、まず電源部品と効率を決定し、次に安定性を確保するために補償部品を選択します。

インダクタとダイオードの選択

「補償についての序論」の項で述べたインダクタの推奨値はほとんどのアプリケーションに適用可能ですが、より正確なインダクタンス値の算出について説明します。50% 以上のスイッチング・デューティ・サイクルでも安定性を維持するためには、インダクタンス値は最小入力電圧と最大出力電圧から求められる値より大きくなければなりません。その算出式は次のようになります。

$$L > \frac{V_{IN} R_{DSON}}{0.144 f_s} \left[\left(\frac{D}{D'} \right)^2 - 1 \right] \left(\frac{D}{D'} \right) + 1 \quad (\text{in H})$$

ここで、f_s はスイッチング周波数、D はデューティ・サイクル、R_{DSON} は内部スイッチのオン抵抗で、「代表的な性能特性」の項の "R_{DSON} vs. V_{IN}" のグラフから求めます。上式は、スイッチング・デューティ・サイクルが 50% を超える (D > 0.5) 場合にのみ適用可能であり、デューティ・サイクルが 50% 以下の場合は前述の推奨値を使用してください。求めたインダクタンス値を用いて、Figure 2 (a) に示されるインダクタのリプル電流は次式により与えられます。

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN} D}{2L f_s} \quad (\text{in Amps})$$

インダクタのリプル電流は次の理由により重要です。まず、スイッチ電流のピーク値は、平均インダクタ電流 (入力電流もしくは I_{LOAD}/D') にリプル電流 i_L を加えたものとなるからです。もう 1 つの理由は、スイッチング・サイクル中にインダクタ電流がゼロに下がるか、もしくはリプル電流 i_L が平均インダクタ電流より大きいと、不連続動作モードになってしまうからです。したがって、i_L が平均インダクタ電流より小さくなければ連続モードにはなりません。通常動作時には、スイッチ電流が電流制限値に届かないよう十分な注意が必要です。したがって、インダクタ先それに応じてインダクタンス値を決めなければなりません。見込まれるピーク・インダクタ電流より大きな飽和電流定格を持つインダクタを選択します。全体のリプル電流は出力リプル電圧にも影響します。

昇圧レギュレータにおける出力ダイオードは、出力電圧と出力電流に応じて適切に選択する必要があります。連続モードにおけるダイオードの代表的な電流波形を Figure 2 (b) に示します。ダイオードの逆方向電圧定格は、出力電圧より同じく大きくなければなりません。また、平均電流定格は見込まれる最大負荷電流より大きくなければならず、ピーク電流定格はピーク・インダクタ電流よりも大きくなければなりません。出力短絡試験時もしくはアプリケーションで出力短絡が起こり得る場合は、ダイオードの電流定格はスイッチの電流制限値を上回っている必要があります。消費電力を低減し効率を向上させるために、順方向電圧降下の小さいショットキ・ダイオードを使用してください。

DC 利得と開ループ利得

コンバータ制御段は外付け部品との組み合わせで完全な帰還ループを構成しますが、正帰還となって動作が不安定にならないよう、構成される閉ループは安定でなければなりません。開ループ DC 利得は、クロスオーバー周波数と位相マージンを決めるポールとゼロを用いて、計算もしくはグラフを使用して求めることができます。高い安定性と良好な遷移応答性を得るためには 45 度より大きな位相マージンが必要です。LM2622 を安定させるという目的に対して、右半平面 (RHP) ゼロの位置の下にクロスオーバー点を上手に設定すれば、十分な位相マージンが得られます。RHP ゼロと DC 利得を用いたクロスオーバー点の確認については後述します。

入出力コンデンサの選択

昇圧レギュレータでは、スイッチング動作によって入力に三角波の電圧が発生します。レギュレータを正しく機能させるためには、入力リプル電圧とノイズを吸収する入力コンデンサが必要です。その容量はアプリケーションと基板レイアウトに依存します。レギュレータの負荷が一定で負荷変動が少なく、かつ出力電流が小さい場合は、入力コンデンサ容量は小さくて済みます。また、レギュレータが電圧源に極めて近い場合も小さな容量で対応できます。

動作 (つづき)

しかし、レギュレータが最大出力定格に近い電力供給を行う場合、もしくは負荷変動が大きい場合は、入力コンデンサは一般的に大きな容量を必要とします。負荷が軽い条件では $10\mu\text{F}$ 以上、高出力または負荷変動が大きい場合は $22\mu\text{F}$ から $47\mu\text{F}$ のコンデンサを使用してください。また、入力リップル電圧を小さく抑えなければならないアプリケーションでは、大容量で低 ESR のコンデンサを選定するとよいでしょう。

出力コンデンサの容量は出力リップル電圧に対する設計要求に依存し、加えて入力コンデンサの選択と同様に設計者の裁量を加味して選択します。出力コンデンサにはセラミック・コンデンサ、導電性高分子電解コンデンサ、もしくは低 ESR のタンタル・コンデンサなど、低 ESR (等価直列抵抗、 R_{ESR} で示す) 特性を持つコンデンサを推奨します。ESR が高いコンデンサも使用できますが、後述するように追加補償が必要となります。また、ESR は、次式で概算されるように出力リップル電圧のピーク・ツー・ピーク値を決めるとい点からも重要です。

$$V_{\text{OUT}} \approx 2 I_L R_{\text{ESR}} \text{ (V)}$$

出力コンデンサの推奨値は $10\mu\text{F}$ 以上です。出力コンデンサの容量が決まったら、制御ループに適用されるポールとゼロのペアを次式によって求めます。

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_{\text{ESR}} + R_L)C_{\text{OUT}}} \text{ (in Hz)}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ESR}} C_{\text{OUT}}} \text{ (in Hz)}$$

ここで、 R_L は負荷電流が最大となる最小負荷抵抗です。ゼロの算出式の分母には出力コンデンサの ESR が含まれているため、ESR が低いほどゼロの周波数は高くなります。低 ESR のコンデンサの場合は無視することもできます。ただし、高 ESR のコンデンサを使用する場合は、「高 ESR 出力コンデンサの補償」の項を参照してください。

右半平面ゼロ

電流モード制御の昇圧レギュレータは、固有の右半平面ゼロ (RHP ゼロ) を持ちます。このゼロは、利得グラフではゼロの働きを持ち、ロールオフで $+20\text{dB/dec}$ (デイクード) の特性を生じさせますが、位相ではポールの働きを持ち、位相グラフからさらに 90° を引いたものになります。このゼロが制御ループに作用すると、好ましくない結果を引き起こします。RHP ゼロによる不安定動作を防ぐには、制御ループの帯域を RHP ゼロの周波数の $1/2$ 以下にしなければなりません。RHP ゼロは次の周波数となります。

$$\text{RHPzero} = \frac{V_{\text{OUT}}(D)^2}{2\pi I_{\text{LOAD}} L} \text{ (in Hz)}$$

ここで、 I_{LOAD} は最大負荷電流です。

補償部品の選択

補償部品 R_C と C_C の選択では、まず制御ループの、主となる低周波ポールを設定します。「補償についての序論」の項で説明した R_C および C_C の範囲で単純に値を選び、ポールを 10Hz から 500Hz の範囲に設定します。生成されるポール周波数は次式によって求められます。

$$f_{\text{PC}} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_O)C_C} \text{ (in Hz)}$$

ここで、 R_O はエラー・アンプの出力インピーダンスで、約 1M です。 R_C は一般に R_O に比べてかなり小さいため、上式においてそれほど影響は与えず、 f_{PC} の算出では無視してかまいません。 f_{ZC} は出力コンデンサによって作られるポール f_{p1} をキャンセルするために生成します。 f_{p1} の算出式に示されるように、出力コンデンサのポール f_{p1} は負荷電流 R_L に伴って変わるので、ゼロは正確に設定できません。見込まれる負荷電流の変化に応じて f_{p1} の周波数範囲を求め、その中央付近に f_{ZC} を設定します。このゼロの周波数は次式から求められます。

$$f_{\text{ZC}} = \frac{1}{2\pi C_C R_C} \text{ (in Hz)}$$

R_C の値は C_C で選択した値に応じて選びます。ポール f_{PC} が 10Hz から 500Hz の範囲に収まるよう、必要に応じて推奨値の範囲で両素子の各定数を変更します。さらに、本データシートの後半にある「設計の検証」を行った後、性能を最適化するために各定数を若干変更することができます。負荷変動時に出力電圧に現れるリングングとオーバーシュートが最小になるよう、試作ハードウェアに対して定数を変えて負荷変動に対する遷移応答を調べれば最適な定数が得られます。このような実験によって、安定でかつ高性能な回路を設計するようにしてください。遷移応答を改善するには、 R_C の値を大きくします。これにより、全体の周波数帯域が改善され、遷移に対するレギュレータの応答性がより高速になります。より詳しい内容やさらなる最適化が必要な場合は、電流モード DC/DC スイッチング・レギュレータの電流補償についてより深い検討を行ってください。

高 ESR 出力コンデンサの補償

使用する出力コンデンサの ESR が高い場合、もしくは制御ループ全体の位相マージンを改善したい場合は、ESR が作り出すゼロをキャンセルするポールを新しく生成します。 R_C と C_C の直列ペアに対して並列となるよう、もう 1 つのコンデンサ C_{C2} を補償端子 V_C とグラウンド間に接続します。これによって作り出されるポールの周波数が、ESR 項を含むゼロ f_{z1} の周波数と同じになるよう C_{C2} を決めます。ポールの周波数は次式で与えられます。

$$f_{\text{PC2}} = \frac{1}{2\pi C_{C2}(R_C // R_O)} \text{ (in Hz)}$$

f_{PC2} が f_{ZC} の 10 倍以上の周波数でないとは本式は有効とはならず、また R_C と C_C の効果にも影響を与えてしまいます。

設計の検証

最後に設計の検証を行います。検証では、RHP ゼロの周波数に比べ帯域が $1/2$ 以下であることを確認します。これを行うために開ループ DC 利得 A_{DC} を求めます。開ループ利得がわかれば、 -20dB/dec のスロープを各ポールに引き、 $+20\text{dB/dec}$ のスロープを各ゼロに引いてクロスオーバー周波数を視覚的に求めることができます。ユニティ・ゲインすなわち利得 0dB の点でスロープは交差しますので、そこがクロスオーバー周波数になります。クロスオーバー周波数が RHP ゼロ周波数の $1/2$ 以下であれば、安定動作に必要な十分な位相マージンを持っていることを意味します。

動作 (つづき)

前項で述べたように、 C_{C2} を追加することによって位相マージンを改善することができます。 A_{DC} の算出式と計算に必要な式を次に示します。

$$A_{DC(DB)} = 20 \log_{10} \left(\left(\frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \right) \frac{g_m R_O D'}{R_{DSON}} \left\{ \left[\frac{\omega C L_{eff}}{R_L} \right] // R_L \right\} \right) \text{ (in dB)}$$

$$\omega C \cong \frac{2fs}{nD'} \text{ (in rad/s)}$$

$$L_{eff} = \frac{L}{(D')^2}$$

$$n = 1 + \frac{2mc}{m1} \text{ (no unit)}$$

$$mc \cong 0.072fs \text{ (V/s)}$$

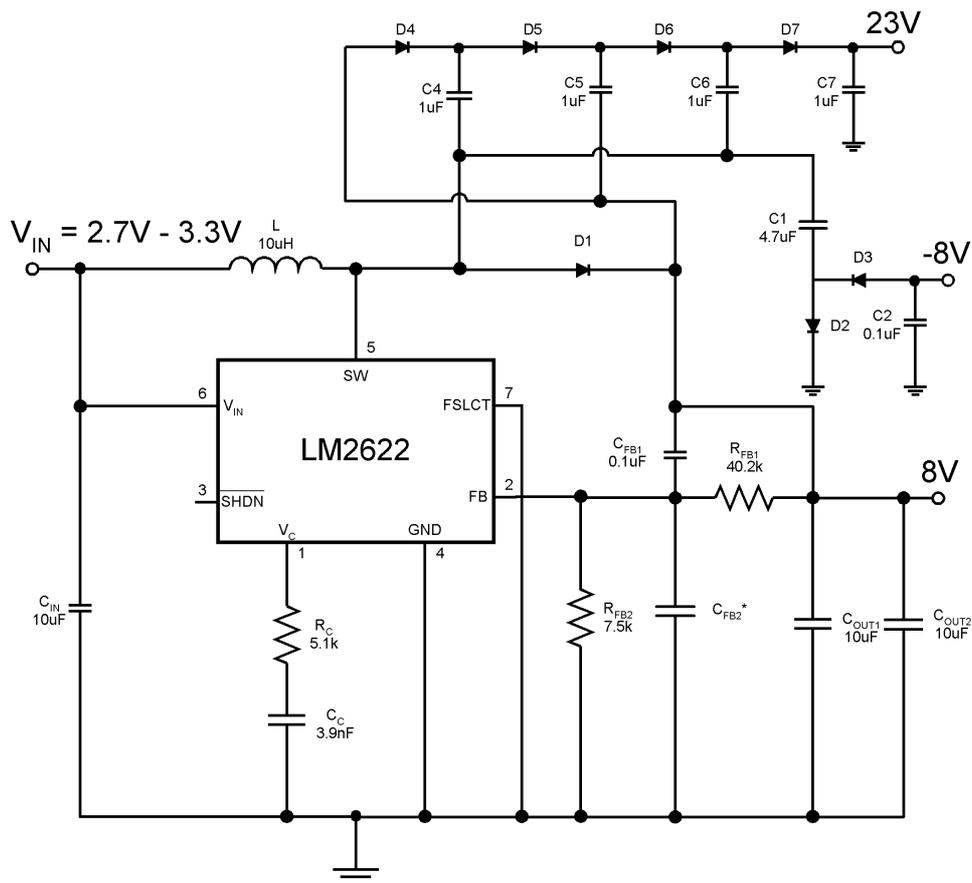
$$m1 \cong \frac{V_{IN} R_{DSON}}{L} \text{ (in V/s)}$$

ここで、 R_L は最小負荷抵抗、 V_{IN} は最小入力電圧、 g_m はエラー・アンプの相互コンダクタンスで「電気的特性」の表に記載されています。また、 R_{DSON} は内部スイッチのオン抵抗で「代表的な性能特性」の項の " R_{DSON} vs. V_{IN} " のグラフから求めます。

基板レイアウトの考慮事項

「代表的なアプリケーション」の回路に示される入力バイパス・コンデンサ C_{IN} は、レギュレータ IC の近くに配置しなければなりません。レギュレータ IC の入力リップル電圧の要因となる配線パターンによる抵抗成分を小さくするためです。さらに入力電圧の平滑化が必要な場合は、高周波ノイズをグラウンドにバイパスするため、 C_{IN} と並列に 100nF のバイパス・コンデンサを V_{IN} の近くに追加します。同様に、出力コンデンサ C_{OUT} もレギュレータ IC の近くに配置しなければなりません。 C_{OUT} の配線パターンは直列抵抗を増加させ、出力リップル電圧に直接影響します。帰還ネットワーク抵抗 R_{FB1} と R_{FB2} は、FB 端子の近くに配置する一方、帰還信号の配線パターンに対するノイズ・カップリングを最小に抑えるためインダクタからは離して置きます。インダクタとショットキ・ダイオード間の配線は、消費電力の低減と全体の効率向上のために短くします。スイッチング電源のレイアウト問題の詳細については、アプリケーション・ノート AN-1149 "Layout Guidelines for Switching Power Supplies" を参照してください。

アプリケーション情報



* C_{FB2} is necessary at 1.3 MHz operation (see Table 1)

FIGURE 3. Triple Output TFT Bias (600 kHz operation)

TFT バイアス用 3 電圧出力

Figure 3 に、TFT ディスプレイのバイアスに最適な ± 8V と 23V を出力する LM2622 の回路構成例を示します。ここで、8V 出力は安定化されていますが、- 8V と 23V 出力は安定化されていません。

8V 出力は一般的な昇圧回路によって生成されます。昇圧コンバータの基本動作は「動作説明」の項で記述したとおりです。出力電圧は、R_{FB1} と R_{FB2} の分圧により次式で決まります。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \frac{V_{OUT} - 1.26}{1.26} \Omega$$

R_{FB1} に並列で接続されている C_{FB} は、擬似的なソフトスタートを実現するためのコンデンサです。R_C と C_C による補償ネットワークは、コンバータを安定させるように定数を選びます。また、インダクタも安定性に影響します。600kHz 動作においてデューティ・サイクル 50% 以上でもコンバータを安定させる推奨値は 10μH です。詳細については、「補償」の項を参照してください。

- 8V はダイオード反転器で得ます。昇圧コンバータの第 2 のサイクルにおいて、トランジスタが OFF のとき D2 は導通し、C1 にはダイオードの順方向電圧降下 D2 がショットキ・タイプの場合は約 0.4V) を 8V から引いた電圧が印加されます。次に、第 1 のサイクルに進みトランジスタが ON になると、D3 が導通し C1 の極性は C2 の出力から見て反転するので - 8V が得られます。

23V 出力は、コンデンサに直列接続したチャージポンプ回路によって作られます。この回路の動作は 4 つのステップで構成されます。

第 1 のステップでは C4、D4、および LM2622 のスイッチ、第 2 のステップでは C5、D5、および D1、第 3 のステップでは C6、D6、および LM2622 のスイッチ、第 4 のステップで C7 および D7 が、それぞれ役割を担います。第 1 のステップにおいて LM2622 のスイッチが ON のとき C4 は 8V に充電され、これによって次にスイッチが OFF となったときに D5 は導通状態となります。第 2 のステップにおいてスイッチが OFF となったとき、C5 の両端の電圧は VC4 + VD1 - VD5 = VC4 8V となります。ただし、この 8V とは + 8V 出力を基準にした電圧ですので、GND を基準に考えれば C5 の電圧は 16V になります。第 3 のステップにおいて、スイッチが ON になると C5 の 16V は C6 に印加されます。次にスイッチが OFF になると、C6 の電圧基準は + 8V 出力からダイオード電圧降下を引いたところになりますから、GND を基準に考えれば C6 の電圧は約 24V になります。そして、第 4 のステップにおいて、スイッチが OFF になると、C7 は 24V で充電されます。ただし、正確には、回路の初段から最終段までに存在する 3 個のダイオード電圧降下分を引かなければならないので約 24 - 3*VDIODE となり、ショットキの順方向降下を 0.4V とすれば 22.8V が得られることになります。

アプリケーション情報 (つづき)

TABLE 1. Components For Circuits in Figure 3

Component	600 kHz	1.3 MHz
L	10 μ H	4.7 μ H
COUT1	10 μ F	22 μ F
COUT2	10 μ F	NOT USED
CC	3.9nF	1.5nF
CFB1	0.1 μ F	15nF
CFB2	NOT USED	560pF
CIN	10 μ F	22 μ F
C1	4.7 μ F	4.7 μ F

Component	600 kHz	1.3 MHz
C2	0.1 μ F	0.1 μ F
C4	1 μ F	1 μ F
C5	1 μ F	1 μ F
C6	1 μ F	1 μ F
C7	1 μ F	1 μ F
RFB1	40.2k Ω	91k Ω
RFB2	7.5k Ω	18k Ω
RC	5.1k Ω	10k Ω
D1	MBRM140T3	MBRM140T3
D2	BAT54S	BAT54S
D3		
D4	BAT54S	BAT54S
D5		
D6	BAT54S	BAT54S
D7		

600 kHz 動作

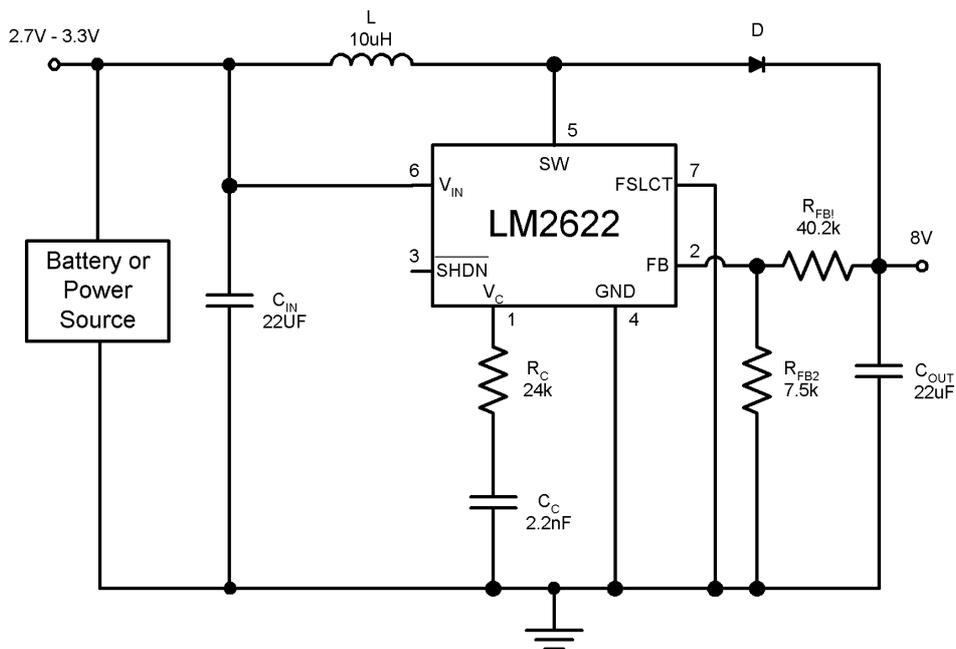


FIGURE 4. 600 kHz Operation

アプリケーション情報 (つづき)

1.3 MHz 動作

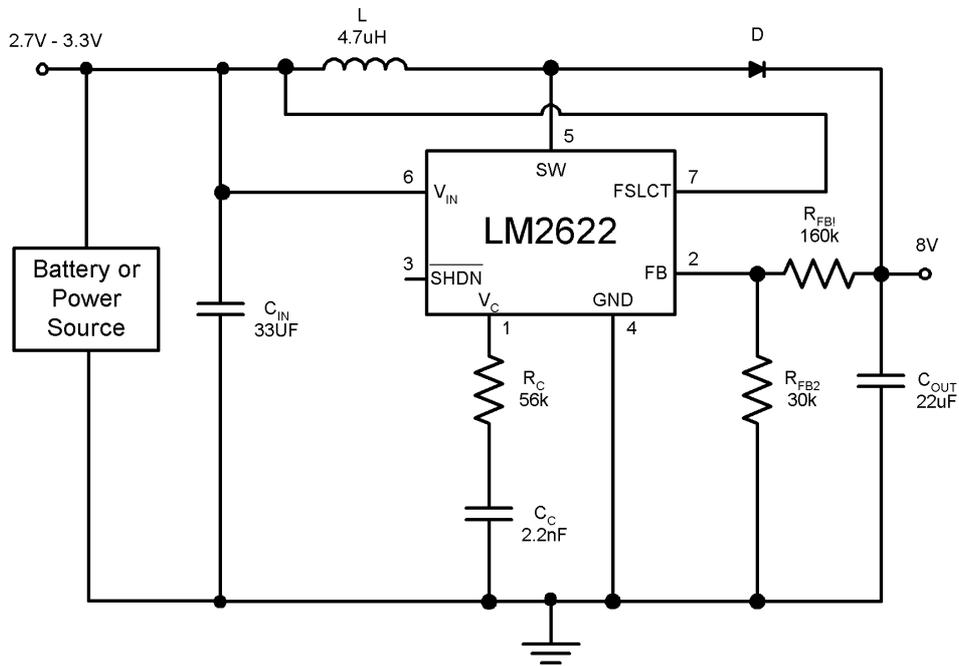


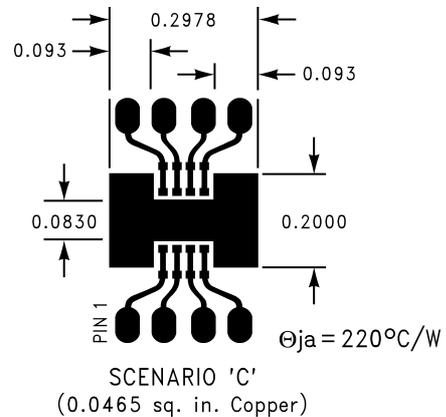
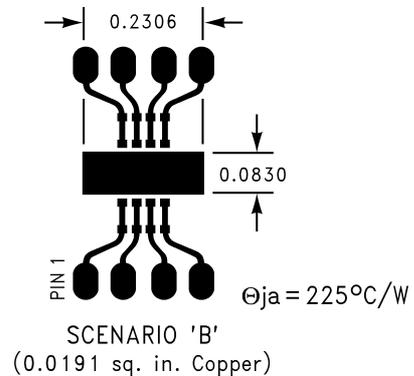
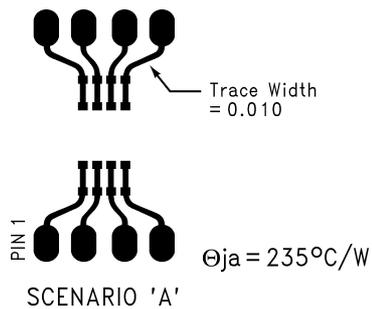
FIGURE 5. 1.3 MHz Operation

消費電力

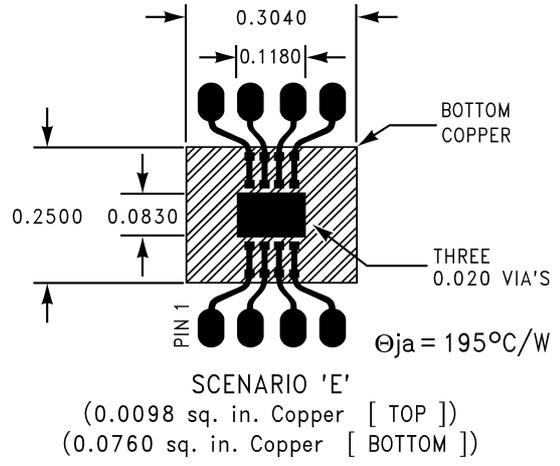
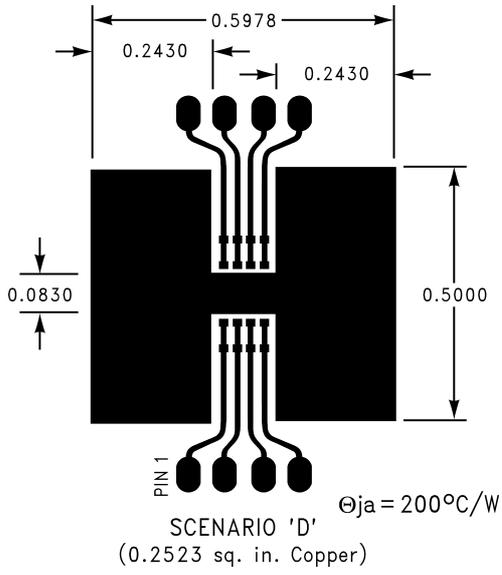
LM2622 の出力電力は最大消費電力で制限されます。最大消費電力は次式で定義されます。

$$P_D = (T_{jmax} - T_A) / J_A$$

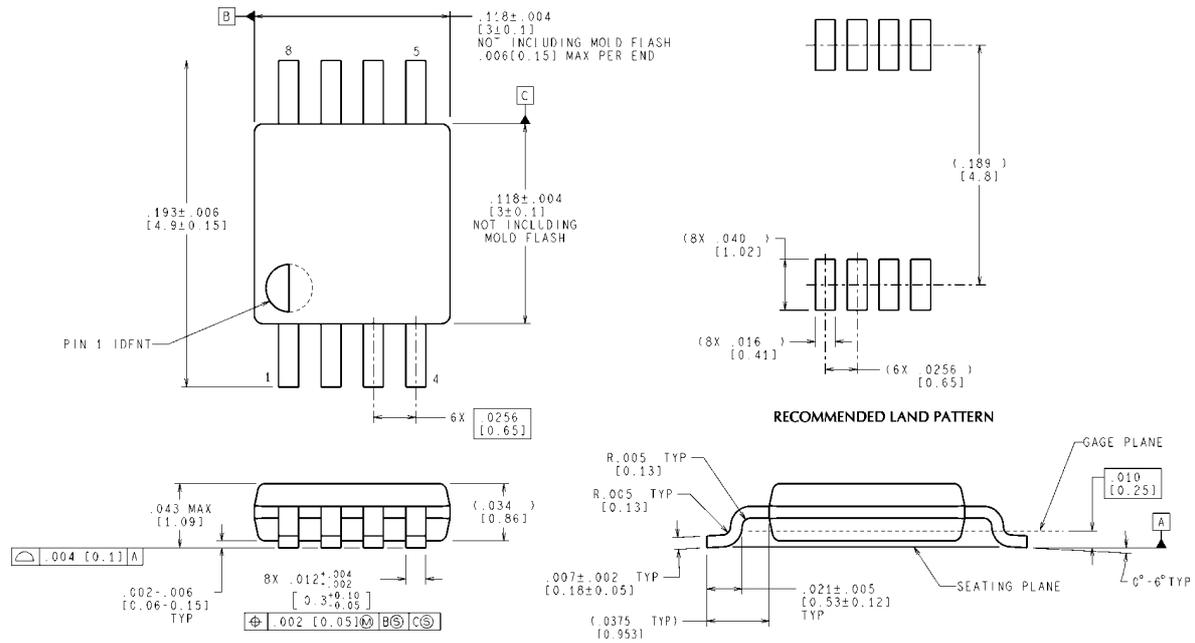
ここで、 T_{jmax} は最大接合部温度 (125 °C)、 T_A は周囲温度、 J_A はパッケージで規定されている接合部から周囲への熱抵抗です。また、 J_A は、下図のようにプリント基板のハンダパッドの形状にも依存します。



アプリケーション情報 (つづき)



外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS

MUA08A (Rev F)

このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター 社製品の関連情報として提供されます。ナショナル セミコンダクター 社は、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナル セミコンダクター 社が自社の製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナル セミコンダクター 社は製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務は負いかねます。ナショナル セミコンダクター 社の部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナル セミコンダクター 社の製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナル セミコンダクター 社との取引条件で規定される場合を除き、ナショナル セミコンダクター 社は一切の義務を負わないものとし、また、ナショナル セミコンダクター 社の製品の販売が使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

生命維持装置への使用について

ナショナル セミコンダクター 社の製品は、ナショナル セミコンダクター 社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、生命維持装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクター のロゴはナショナル セミコンダクター コーポレーションの登録商標です。その他のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2006 National Semiconductor Corporation
製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

本資料に掲載されているすべての回路の使用に起因する第三者の特許権その他の権利侵害に関して、弊社ではその責を負いません。また掲載内容は予告無く変更されることがありますのでご了承ください。

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated (TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます)は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは是認するということの意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータブックもしくはデータシートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション(例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの)に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されておられません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されておられません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしているとして特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2012, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上