

# 400mA/1.25MHz 高効率降圧型コンバータ(薄型SOT23パッケージ)

## 特長

- 最大効率95%の高効率同期整流方式降圧型コンバータ
- 入力電圧範囲: 2.5V~6.0V
- 可変出力電圧範囲: 0.7V~ $V_I$
- 固定出力電圧のオプション
- 出力電流: 最大400mA
- 1.25MHz固定周波数のPWM動作
- パワー・セーブ・モードにより広範囲の負荷電流にわたって高効率を実現
- 静止時消費電流: 15 $\mu$ A (Typ)
- ソフトスタート機能
- 100%デューティ・サイクルの低ドロップアウト電圧動作
- ダイナミック出力電圧ポジショニング
- 薄型SOT23パッケージ

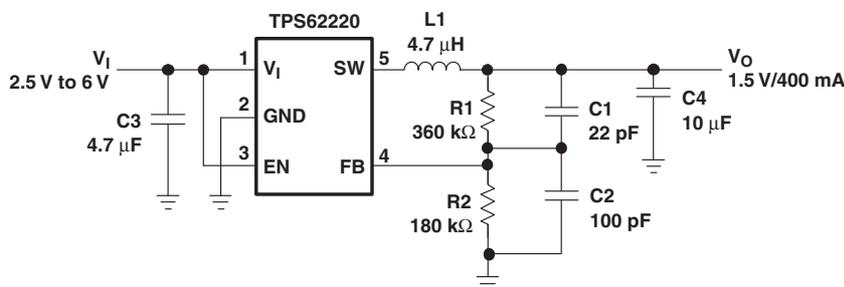
## アプリケーション

- PDA、ポケットPC
- 携帯電話、スマート・フォン
- OMAP™、低電圧DSP用電源
- デジタル・カメラ
- ポータブル・メディア・プレーヤー
- ポータブル機器
- WLAN PCカード

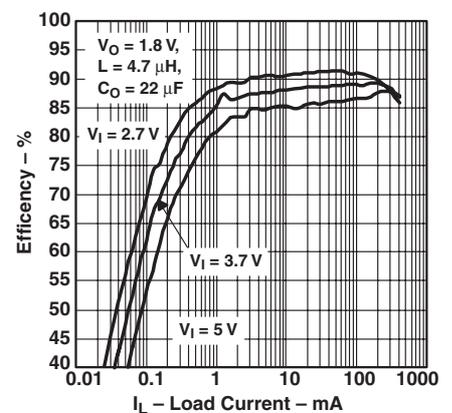
## 概要

TPS6222xは、高効率の同期整流方式降圧型DC/DCコンバータ・ファミリーで、1セルのリチウム・イオン・バッテリー、3セルのニッケル水素/ニッカド・バッテリーから電源が供給されるポータブル・システムに最適です。また、このファミリーは標準の3.3Vまたは5V電圧レールでの動作にも適しています。

これらのデバイスは出力電圧が6.0Vから最小0.7Vの範囲で、また、出力電流が最大400mAであるため、低電圧DSPやPDA、ポケット型PCに使用されるプロセッサ、スマート・フォンの電源に理想的です。標準負荷電流時、TPS6222xは1.25MHz(typ)の固定スイッチング周波数で動作します。軽負荷電流時はパワー・セーブ・モード動作になり、スイッチング周波数は低下し、無負荷時の自己消費電流は僅か15 $\mu$ A(typ)です。従って、このファミリーは全負荷電流範囲にわたって高い効率を実現します。TPS6222xは3つの小型外付け部品を必要とするだけです。この極めて小さな薄型SOT23パッケージを使用することで、最小サイズのシステム・ソリューションを実現することができます。高度な高速応答の電圧モード・コントロールにより、小型セラミック入出力キャパシタを用いて優れたライン/負荷レギュレーションが可能となります。



Typical Application (Adjustable Output Voltage Version)



SWIFT、PowerPAD、SpActおよびBurr-Brownは、テキサス・インスツルメンツの商標です。

この資料は、Texas Instruments Incorporated (TI) が英文で記述した資料を、皆様のご理解の一助として頂くために日本テキサス・インスツルメンツ(日本TI)が英文から和文へ翻訳して作成したものです。資料によっては正規英語版資料の更新に対応していないものがあります。日本TIによる和文資料は、あくまでもTI正規英語版をご理解頂くための補助的参考資料としてご使用下さい。製品のご検討およびご採用にあたりましては必ず正規英語版の最新資料をご確認下さい。TIおよび日本TIは、正規英語版にて更新の情報を提供しているにもかかわらず、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。



## 静電気放電対策

静電気放電はわずかな性能の低下から完全なデバイスの故障に至るまで、様々な損傷を与えます。すべての集積回路は、適切なESD保護方法を用いて、取扱いと保存を行うようにして下さい。高精度の集積回路は、損傷に対して敏感であり、極めてわずかなパラメータの変化により、デバイスに規定された仕様に適合しなくなる場合があります。

### ORDERING INFORMATION<sup>(1)</sup>

T <sub>A</sub>	OUTPUT VOLTAGE	THIN-SOT23 PACKAGE	SYMBOL
-40°C to 85°C	Adjustable	TPS62220DDC	ALN
	1.5V	TPS62221DDC	ALO
	1.6V	TPS62224DDC	ALQ
	1.7V	TPS62229DDC	EJ
	1.8V	TPS62222DDC	APP
	1.875V	TPS62228DDC	EH
	2.3V	TPS62223DDC	ALX

(1) DDCパッケージはテープ/リールで供給されています。デバイス・タイプの末尾にRを付けてください(TPS62220DDCR)。個数はリール当たり3000個です。Tを付けると(TPS62220DDCT) 250個です。

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

over operating free-air temperature (unless otherwise noted)<sup>(1)</sup>

	UNIT
Supply voltage on pin V <sub>I</sub> <sup>(2)</sup>	-0.3V to 7.0V
Voltages on pins SW, EN, FB <sup>(2)</sup>	-0.3V to V <sub>I</sub> + 0.3V
Continuous power dissipation, P <sub>D</sub>	See Dissipation Rating Table
Operating junction temperature range, T <sub>J</sub>	-40°C to 150°C
Storage temperature, T <sub>stg</sub>	-65°C to 150°C
Lead temperature (soldering, 10 sec)	260°C

(1) 絶対最大定格以上のストレスは、致命的なダメージを製品に与えることがあります。これはストレスの定格のみについて示してあり、このデータシートの「推奨動作条件」に示された値を越える状態での本製品の機能動作は含まれていません。絶対最大定格の状態に長時間置くと、本製品の信頼性に影響を与えることがあります。

(2) すべての電圧値は回路のグランド端子を基準としています。

### DISSIPATION RATING TABLE<sup>(1)</sup>

PACKAGE	T <sub>A</sub> ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE T <sub>A</sub> = 25°C	T <sub>A</sub> = 70°C POWER RATING	T <sub>A</sub> = 85°C POWER RATING
DDC	400mW	4mW/°C	220mW	160mW

(1) 5ピン薄型SOT23パッケージの接合部/周囲間の熱抵抗は250°C/Wです。

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V <sub>I</sub>	2.5		6.0	V
Output voltage range for adjustable output voltage version, V <sub>O</sub>	0.7		V <sub>I</sub>	V
Output current, I <sub>O</sub>			400	mA
Inductor, L <sup>(1)</sup>	4.7			μH
Input capacitor, C <sub>I</sub> <sup>(1)</sup>		4.7		μF
Operating ambient temperature, T <sub>A</sub>	-40		85	°C
Operating junction temperature, T <sub>J</sub>	-40		125	°C

(1) 詳細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。

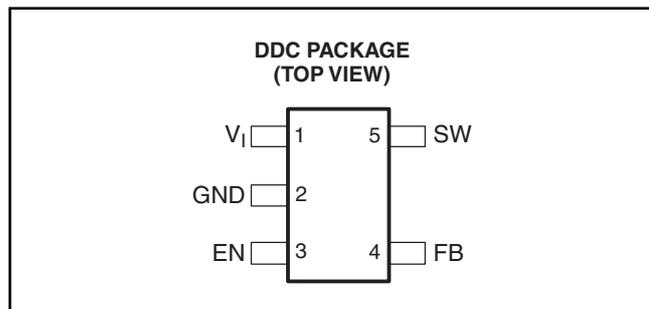
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_I = 3.6V$ ,  $V_O = 1.8V$ ,  $I_O = 200mA$ ,  $EN = VIN$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $85^{\circ}C$ , typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$  (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT		
<b>SUPPLY CURRENT</b>								
$V_I$	Input voltage range		2.5		6.0	V		
$I_Q$	Operating quiescent current	$I_O = 0mA$ , Device is not switching		15	25	$\mu A$		
	Shutdown supply current	$EN = GND$		0.1	1	$\mu A$		
	Undervoltage lockout threshold		1.5		2.0	V		
<b>ENABLE</b>								
$V_{(EN)}$	EN high level input voltage		1.3			V		
	EN low level input voltage				0.4	V		
$I_{(EN)}$	EN input bias current	$EN = GND$ or $VIN$		0.01	0.1	$\mu A$		
<b>POWER SWITCH</b>								
$r_{ds(ON)}$	P-channel MOSFET on-resistance	$V_{IN} = V_{GS} = 3.6V$		530	670	$m\Omega$		
		$V_{IN} = V_{GS} = 2.5V$		670	850			
	N-channel MOSFET on-resistance	$V_{IN} = V_{GS} = 3.6V$		430	540	$m\Omega$		
		$V_{IN} = V_{GS} = 2.5V$		530	660			
$I_{ikg(P)}$	P-channel leakage current	$V_{DS} = 6.0V$		0.1	1	$\mu A$		
$I_{ikg(N)}$	N-channel leakage current	$V_{DS} = 6.0V$		0.1	1	$\mu A$		
$I_{(LIM)}$	P-channel current limit	$2.5V < V_{IN} < 6.0V$	600	670	880	mA		
<b>OSCILLATOR</b>								
$f_S$	Switching frequency		0.8	1.25	1.85	MHz		
<b>OUTPUT</b>								
$I_O$	Output current				400	mA		
$V_O$	Adjustable output voltage range	TPS62220	0.7		$V_{IN}$	V		
$V_{ref}$	Reference voltage			0.5		V		
$V_O$	Feedback voltage, See <sup>(1)</sup>	TPS62220 Adjustable	$V_I = 3.6V$ to $6.0V$ , $I_O = 0mA$	0%	3%			
			$V_I = 3.6V$ to $6.0V$ , $0mA \leq I_O \leq 400mA$	-3%	3%			
	Fixed output voltage	TPS62221 1.5V	$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $I_O = 0mA$	0%	3%			
			$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $0mA \leq I_O \leq 400mA$	-3%	3%			
		TPS62224 1.6V	$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $I_O = 0mA$	0%	3%			
			$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $0mA \leq I_O \leq 400mA$	-3%	3%			
		TPS62222 1.8V	$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $I_O = 0mA$	0%	3%			
			$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $0mA \leq I_O \leq 400mA$	-3%	3%			
	TPS62223 2.3V	$V_I = 2.7V$ to $6.0V$ , $I_O = 0mA$	0%	3%				
		$V_I = 2.7V$ to $6.0V$ , $0mA \leq I_O \leq 400mA$	-3%	3%				
		Line regulation	$V_I = 2.5V$ to $6.0V$ , $I_O = 10mA$		0.26			%/V
		Load regulation	$I_O = 100mA$ to $400mA$		0.0014			%/mA
$I_{ikg}$	Leakage current into SW pin	$V_{in} > V_{out}$ , $0V \leq V_{sw} \leq V_{in}$		0.1	1	$\mu A$		
$I_{ikg(Rev)}$	Reverse leakage current into pin SW	$V_{in} = open$ , $EN = GND$ , $V_{SW} = 6.0V$		0.1	1	$\mu A$		

(1) 出力電圧  $\leq 1.2V$  では、パワー・セーブ・モード(PFMモード)動作時最大出力電圧精度3%を達成するためには22 $\mu F$ の出力キャパシタが必要です。

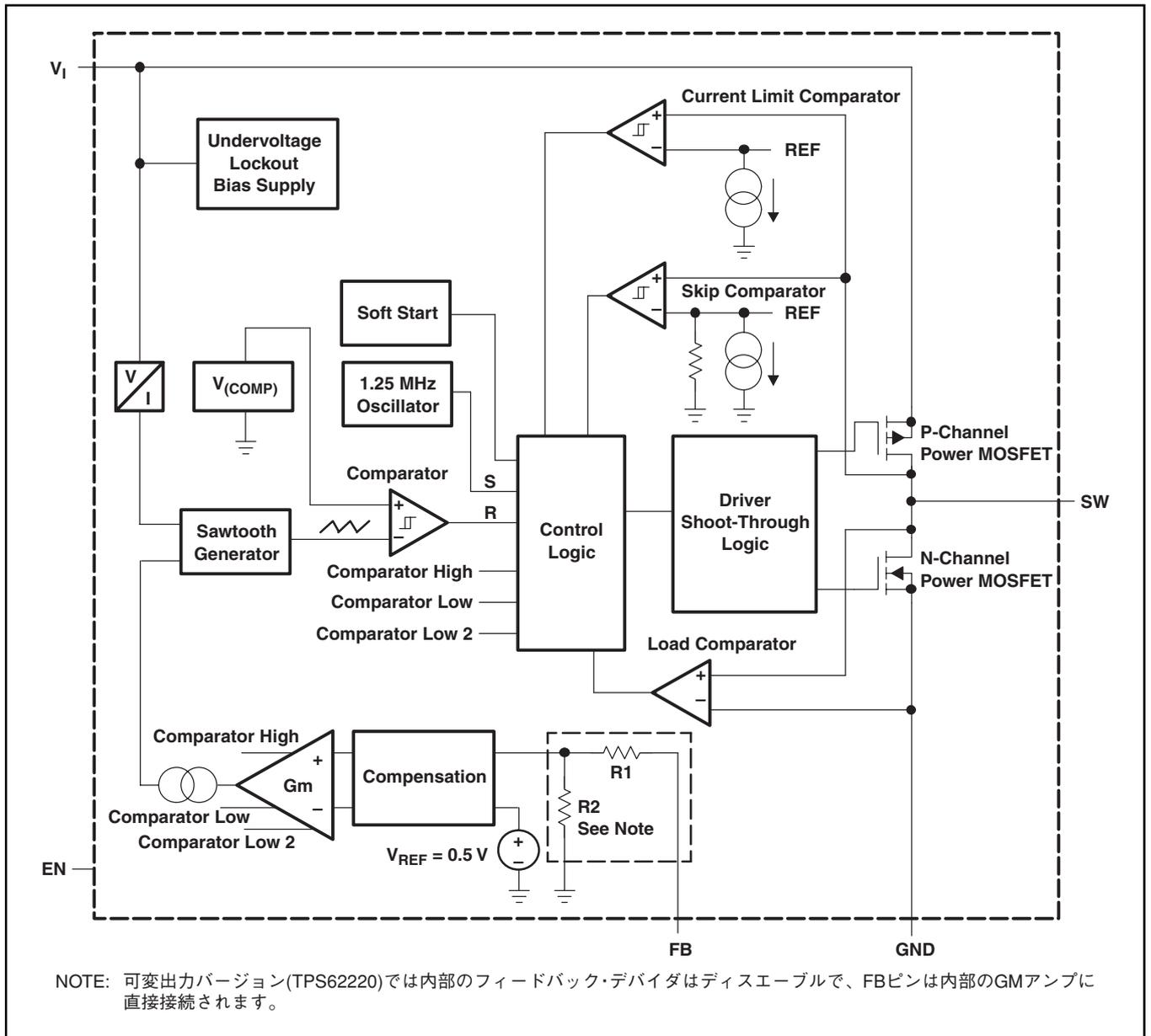
## PIN ASSIGNMENTS



## 端子機能

TERMINAL		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
EN	3	I	イネーブル端子。このピンをグランドに接続するとデバイスはシャットダウン・モードになります。 $V_I$ に接続するとデバイスはイネーブルになります。このピンは終端処理しなければなりません。
FB	4	I	フィードバック端子。固定出力電圧バージョンを使用する場合はこのピンを直接出力に接続してください。可変出力バージョンの場合には、抵抗デバイダをこのピンに外付けします。内部の分圧器は可変出力バージョンではディスエーブルです。
GND	2		グランド
SW	5	I/O	このピンはインダクタに接続してください。このピンはスイッチ・ピンで、内部のMOSFETスイッチに接続されています。
$V_I$	1	I	電源電圧ピン

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



NOTE: 可変出力バージョン(TPS62220)では内部のフィードバック・デバイダはディスエーブルで、FBピンは内部のGMアンプに直接接続されます。

# TYPICAL CHARACTERISTICS

## Table of Graphs

			FIGURE
$\eta$	Efficiency	vs Load current	Figure 1, Figure 2, Figure 3
		vs Input voltage	Figure 4
$I_Q$	No load quiescent current	vs Input voltage	Figure 5
$f_s$	Switching frequency	vs Temperature	Figure 6
$V_o$	Output voltage	vs Output current	Figure 7
$r_{ds(on)}$	$r_{ds(on)}$ - P-channel switch	vs Input voltage	Figure 8
	$r_{ds(on)}$ - N-Channel rectifier switch	vs Input voltage	Figure 9
	Load transient response		Figure 10
	PWM mode operation		Figure 11
	Power-save mode operation		Figure 12
	Start-up		Figure 13

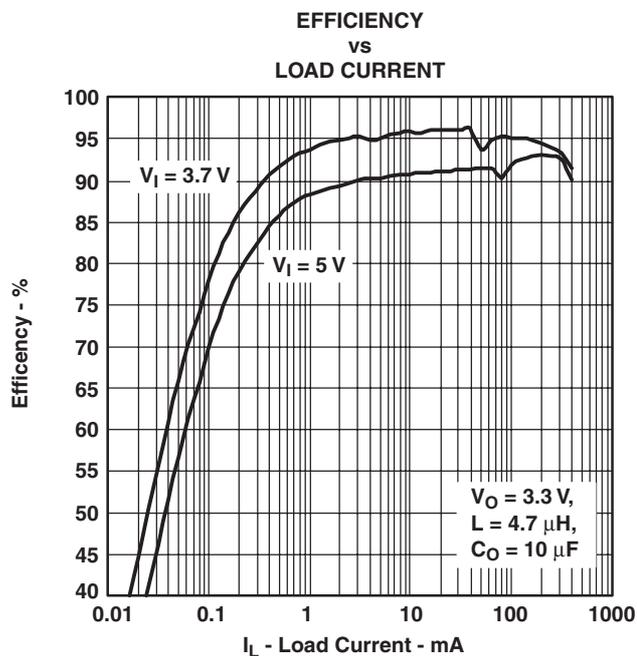


图1

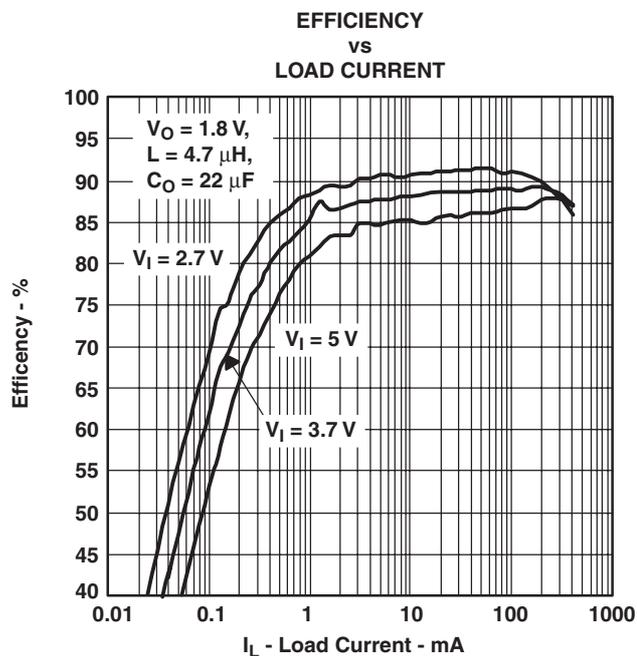
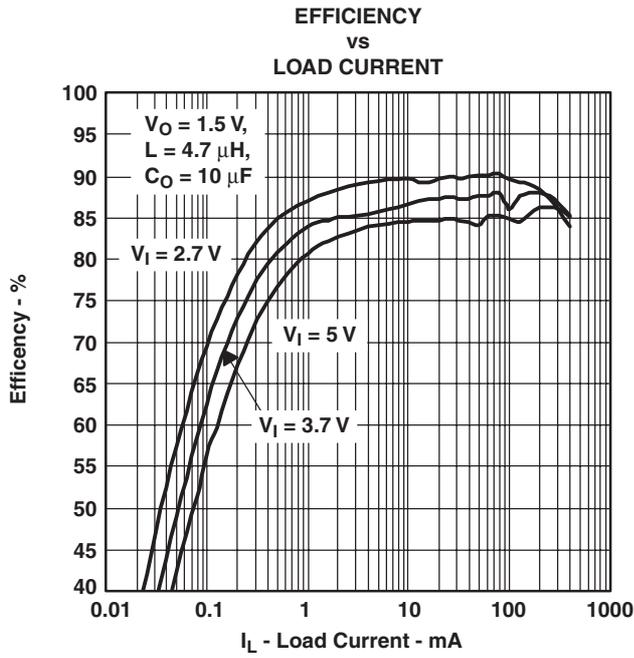
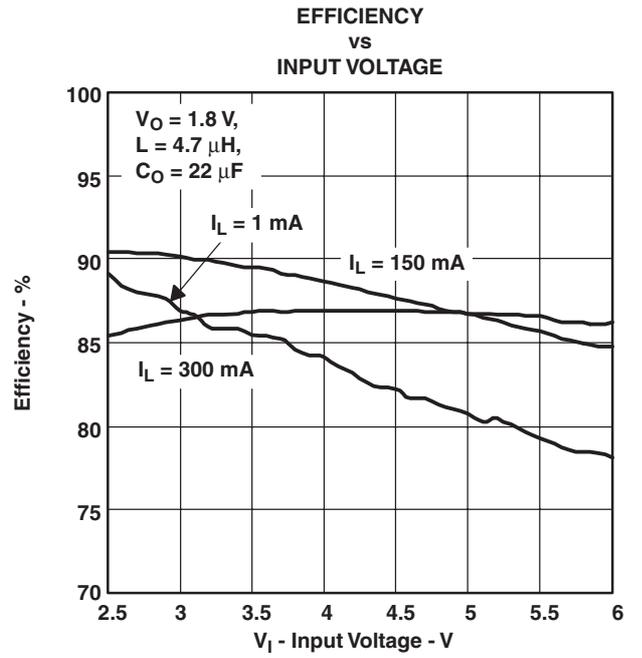


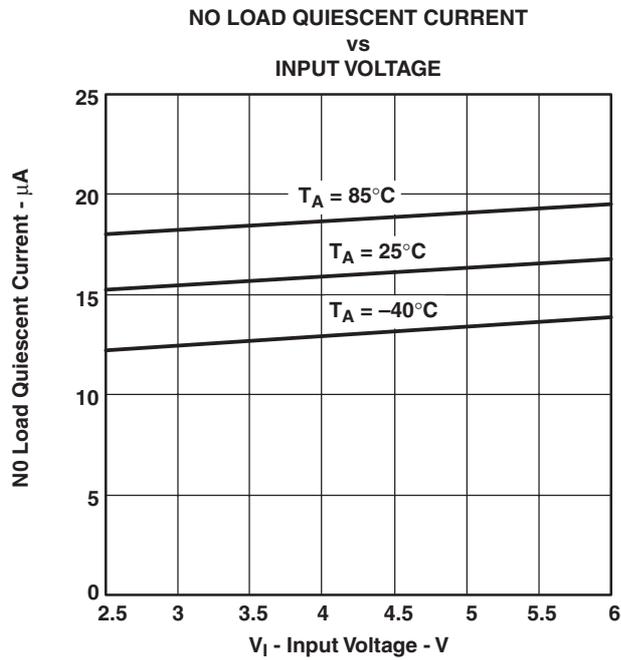
图2



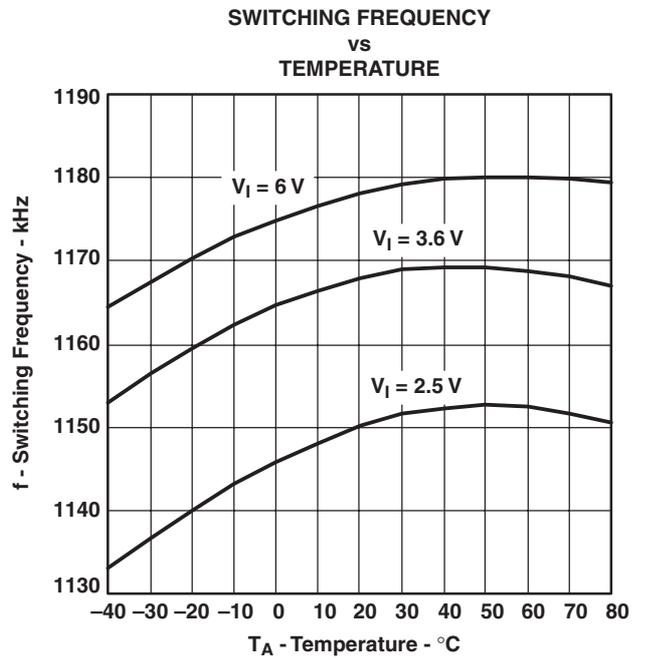
⊠3



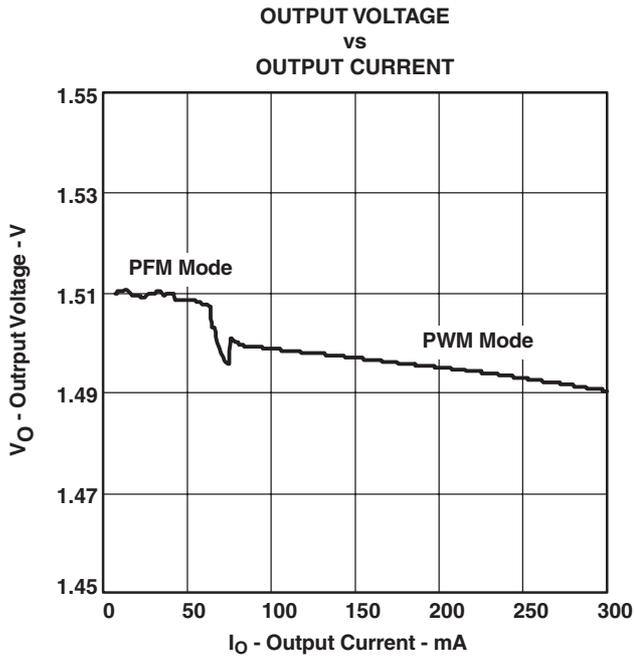
⊠4



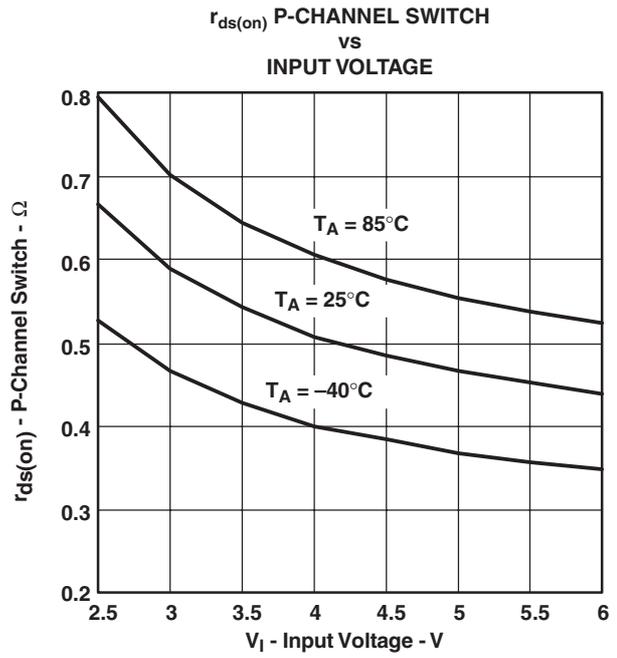
⊠5



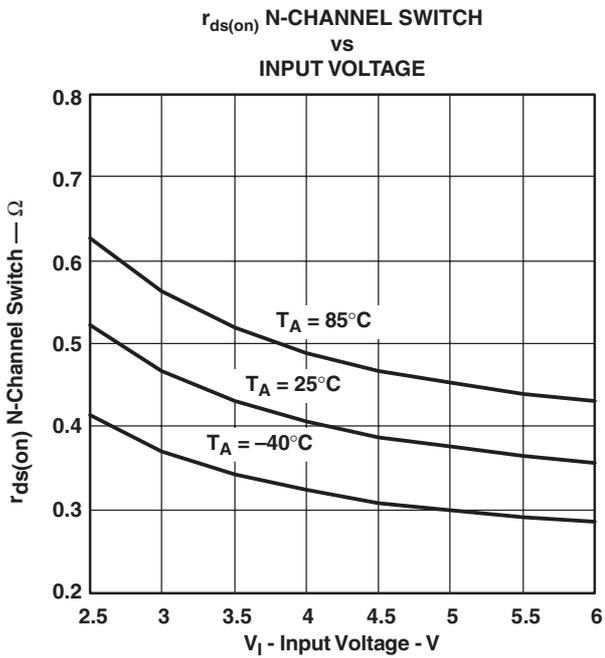
⊠6



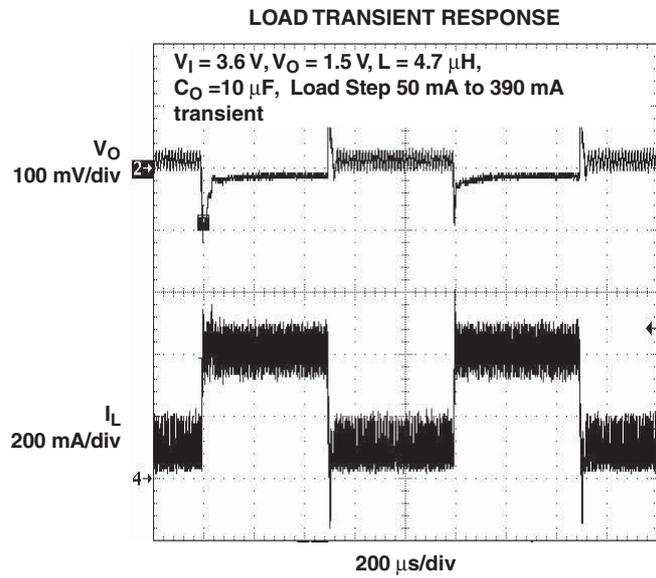
⊠7



⊠8



⊠9



⊠10

PWM MODE OPERATION

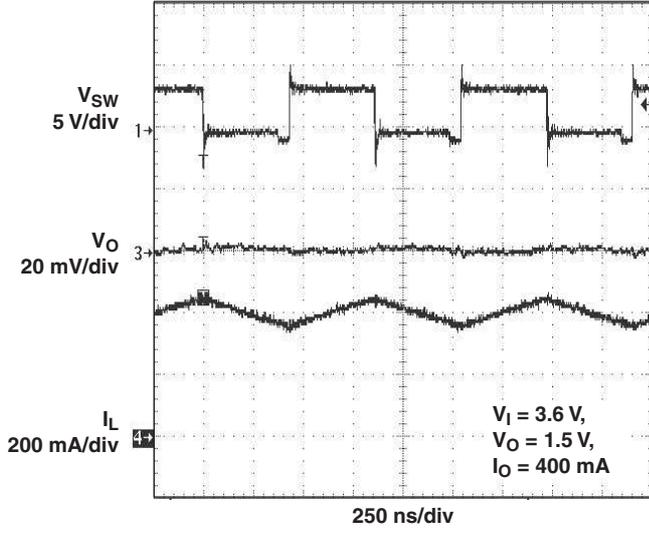


图11

POWER-SAVE MODE OPERATION

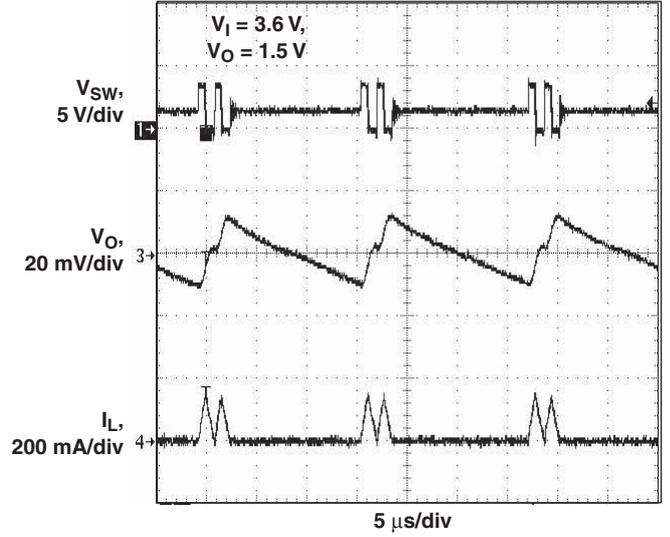


图12

START-UP

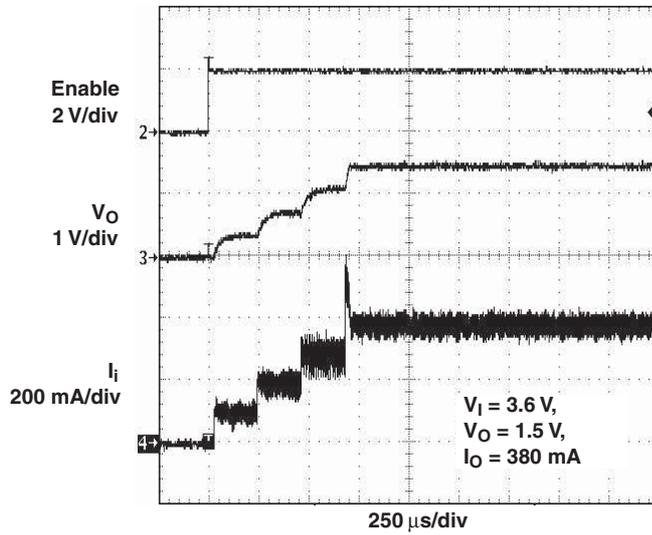


图13

# 詳細説明

## 動作

TPS6222xは同期整流方式の降圧型コンバータで、中程度から大きな負荷電流範囲の時、1.25MHz(標準)の固定周波数のパルス幅変調(PWM)で動作し、軽負荷電流時にはパルス周波数変調(PFM)で動作するパワー・セーブ・モードになります。

PWM動作時、コンバータは入力電圧フィードフォワードをもつユニークな高速応答の電圧モード・コントローラを使用します。このことにより、良好なライン及び負荷レギュレーションが実現し、小容量の入力/出力セラミック・キャパシタを使うことが可能になります。クロック信号(S)主導の各クロック・サイクルの初めで、PチャンネルのMOSFETスイッチはオンになり、インダクタ電流はコンパレータがトリップするまで上昇し、そしてコントロール・ロジックがスイッチをオフにします。また、電流制限コンパレータもPチャンネル・スイッチの制限電流を越えた場合にスイッチをオフにします。次に、Nチャンネル整流器スイッチがオンになり、インダクタ電流は減少します。次のサイクルがクロック信号で始まり、再びNチャンネル整流器をオフ、Pチャンネル・スイッチをオンにします。

Gmアンプと入力電圧により鋸波発生器の立上がり時間が決まるため、入力電圧または出力電圧の変化がコンバータのデューティ・サイクルを直接コントロールします。このことにより、非常に良好なライン・レギュレーション及び負荷過渡時のレギュレーションが実現します。

## パワー・セーブ・モード動作

負荷電流が減少すると、コンバータはパワー・セーブ・モード動作になります。パワー・セーブ・モード時、コンバータは低スイッチング周波数のPFMモードと最小の静止時電流で動作し、高効率を維持します。パワー・セーブ・モード動作になるにはコンバータには2通りの条件があります。1つはコンバータがインダクタ電流の不連続モードを検出した場合で、もう1つはPチャンネル・スイッチのピーク・スイッチ電流がスキップ電流制限値より下に下がった場合です。標準のスキップ電流制限値は以下の式で計算できます。

$$I_{\text{skip}} \leq 66\text{mA} + \frac{V_{\text{in}}}{160\Omega}$$

パワー・セーブ・モード時、出力電圧はコンパレータのスレッシュホールドである“コンパレータ・ロー”と“コンパレータ・ハイ”によりモニタされます。出力電圧がVoutより標準で0.8%上に設定されている“コンパレータ・ロー”のスレッシュホールドより下に下がると、Pチャンネル・スイッチはオンになります。ピーク・スイッチ電流に達した時Pチャンネルのスイッチはオフになります。標準的なピーク・スイッチ電流は以下の式で計算できます。

$$I_{\text{peak}} = 66\text{mA} + \frac{V_{\text{in}}}{80\Omega}$$

Nチャンネル整流器はオンになり、インダクタ電流は減少します。インダクタ電流がゼロに近づくと、Nチャンネル整流器はオフになり、Pチャンネルのスイッチは再びオンになり次のパルスが始まります。コンバータは“コンパレータ・ハイ”のスレッシュホールド(Voutより標準で1.6%上に設定)に達するまでこのパルス動作を続けます。この電圧に達するとコンバータはスリープ・モードになり、静止電流が最小限まで低減します。出力電流により出力電圧が“コンパレータ・ロー”のスレッシュホールドより下に下がった時コンバータは動作を再開します。このコントロール方法により、静止時消費電流が標準で15µAまで減少し、スイッチング周波数は最小まで低減するため、軽負荷時でもコンバータは高い効率を維持することになります。軽負荷電流時に標準出力電圧より標準で0.8%及び1.6%上にスキップ電流のスレッシュホールドを設定することで、大電流への負荷過渡変化時に瞬間的な電圧降下による最低電圧到達値を高く出来るダイナミック出力電圧が実現します。このことにより、コンバータは10µFの小さな出力キャパシタでも大負荷過渡時に絶対電圧降下量が小さいまでの動作が可能になります。パワー・セーブ・モードの詳細な動作については図14を参照してください。

出力電圧が“コンパレータ・ロー2”のスレッシュホールドより下に下がるとすぐにコンバータは再度固定周波数のPWMモードになります。

## ダイナミック電圧ポジショニング

先の“パワー・セーブ・モード動作”の項の説明及び図14で詳述したように、デバイスがパワー・セーブ・モードの時、出力電圧は軽負荷電流時標準出力電圧より標準で0.8%上です。このことにより、軽負荷から全負荷への負荷過渡時の電圧ドロップにさらなる

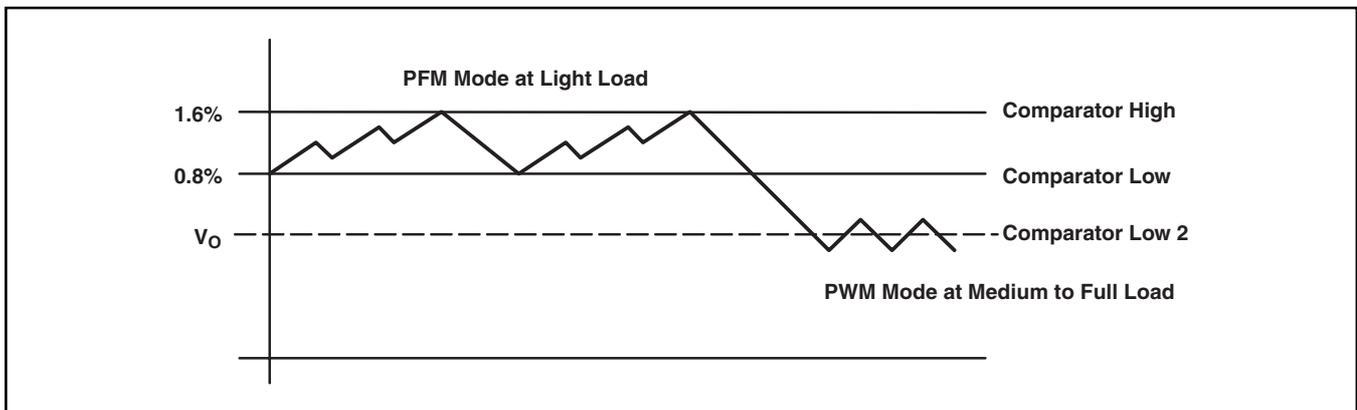


図14. Power-Save Mode Thresholds and Dynamic Voltage Positioning

余裕が生じます。全負荷から軽負荷への負荷過渡時では、アクティブ・レギュレーション方式によりNチャンネル整流器スイッチをオンにすることで出力電圧のオーバーシュートも最小限に抑えられます。

## デジタル・セルフ・キャリブレーション

ブロック・ダイアグラムに示されているコントロール回路に加え、TPS6222xシリーズではDC負荷/ライン・レギュレーションを最小にする出力電圧の内部デジタル・セルフ・キャリブレーションが使用されています。このセルフ・キャリブレーション方式により外付け部品を使用することなく内部位相補償を簡素化することができます。デバイスは出力電圧をモニタしており、出力電圧がVoutより標準で1.6%下がるか、または1.6%を越えるとデューティ・サイクルはデジタル的に調整されます。結果として、出力電圧はデジタル的に上下し、その1ステップは標準でVoutの1%です。このことにより、ライン/負荷レギュレーションがほぼゼロとなり、出力電圧公差は全負荷/ライン変動において±3%以内に保持されます。

## ソフトスタート

TPS6222xは内部に起動時の突入電流を制限するソフトスタート回路をもっています。これにより、バッテリーまたはインピーダンスの高い電源がTPS6222xの入力に接続された場合、入力電圧に起こり得る電圧降下を防ぐことができます。ソフトスタートはスイッチ電流を標準で83mA、167mA、335mAのステップで、670mAの標準スイッチ制限電流まで増加させるデジタル回路として実行します。起動時間は主に出力キャパシタと負荷電流に依存します。

## 低ドロップアウト動作の100%デューティ・サイクル

TPS6222xは100%デューティ・サイクル・モードを用いて低い入力出力電位差までレギュレーションを維持することが可能です。このモードでは、Pチャンネル・スイッチは常にオンになっています。この機能は全バッテリー電圧範囲を最大限に活用することで最長の動作時間を実現するバッテリー駆動のアプリケーションで特に有用です。レギュレーションを維持するための最小入力電圧は負荷電流と出力電圧に依存し、以下の式で計算できます。

$$V_{in\_min} = V_{out\_max} + I_{out\_max} \times (r_{ds(on)max} + R_L)$$

$$I_{out\_max} = \text{最大出力電流} + \text{インダクタ・リップル電流}$$

$$r_{ds(on)max} = \text{Pチャンネル・スイッチの最大オン抵抗}$$

$$R_L = \text{インダクタのDC抵抗}$$

$$V_{out\_max} = \text{標準出力電圧} + \text{出力電圧の最大公差}$$

## イネーブル

イネーブル・ピンを“L”レベルにするとシャットダウン時電流が0.1μA(標準値)のシャットダウン・モードになります。このモードでは、Pチャンネル・スイッチとNチャンネル整流器はともにオフであり、内部の抵抗フィードバック・デバイダは切り離され、デバ

イ全体がシャットダウン・モードになります。シャットダウン時外部電源または大きなキャパシタ等による出力電圧が存在すると、電気的特性表に規定されている逆リーク電流が流れます。正常動作を行うには、イネーブル・ピンは終端処理しなければならず、フローティングにしておいてはいけません。

イネーブル・ピンを“H”レベルにすると前述したようにTPS6222xはソフトスタートで起動します。

## 低電圧ロックアウト

低電圧ロックアウト回路により低入力電圧時のデバイスの誤動作が防止されます。これは電源電圧が不確かな状態でコンバータがスイッチまたは整流器MOSFETをオンにするのを防ぎます。

## 出力フィルタの設計 (インダクタ及び出力キャパシタ)

降圧型コンバータであるTPS6222xシリーズは内部に位相補償をもっているため、外付けのL-Cフィルタは内部補償と連携するよう選択することが必要です。このことは、固定出力電圧のバージョンで特に重要です。可変出力電圧バージョンではフィードバック・デバイダの抵抗端に外付けキャパシタを接続することができます。このことにより、可変出力電圧デバイスであるTPS62220を使用する場合、出力フィルタ設計はより高い柔軟性をもつことができます。

## 固定出力電圧バージョン

内部補償は出力フィルタL = 10μH、C<sub>O</sub> = 10μFで動作するよう最適化されています。その出力フィルタのコーナー周波数は以下ようになります。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C_O}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{10\mu\text{H} \times 10\mu\text{F}}} = 15.9\text{kHz}$$

$$\text{with } L = 10\mu\text{H}, C_O = 10\mu\text{F}$$

経験的に言って、積L×Cは異なる出力フィルタを選択する場合に大幅に変動してはいけません。これは、内部補償が上記計算のように出力フィルタのあるコーナー周波数で動作するよう設計されているためです。このことは、コーナー周波数を高い周波数に移すような、より小さな値のインダクタまたはキャパシタを選択する場合特に重要です。しかし、出力フィルタを選択する場合、その他の内部回路の制限によりインダクタ値には下限があります。TPS6222xシリーズでは、最小インダクタ値は4.7μHにしておかなければなりません。大きな値の出力キャパシタを選択しても、コーナー周波数が低い周波数になり安定性の問題が少なくなるため、そんなに問題ではありません。可能な出力フィルタの組み合わせを表1に示します。

L	C <sub>O</sub>
4.7μF	≥ 22μF (セラミック・キャパシタ)
6.8μF	≥ 22μF (セラミック・キャパシタ)
10μF	≥ 10μF (セラミック・キャパシタ)

表1. 固定出力電圧バージョンにおける出力フィルタの組み合わせ

## 可変出力電圧バージョン

可変出力電圧バージョンのTPS62220が使用される場合、出力電圧は外付けの抵抗デバイダにより設定されます。図15を参照してください。

出力電圧は以下の式で計算されます。

$$V_{out} = 0.5V \times \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

但し、 $R1 + R2 \leq 1M\Omega$ 、

内部基準電圧 $V(\text{ref}) = 0.5V$ (標準)。

$R1 + R2$ は安定性の理由により $1M\Omega$ を越えてはいけません。動作時静止電流を最小に保つためには、フィードバック抵抗デバイダは $R1 + R2 \leq 1M\Omega$ の条件で出来るだけ大きな値を選択します。概して、可変出力電圧バージョンでは、安定性については固定出力電圧バージョンの場合と同様に考慮することが妥当です。可変出力電圧バージョンでは外付けのフィードバック・デバイダが使用されるため、フィードバック抵抗に外付けのキャパシタを並列接続してループ・ゲインを調整することが可能です。このことにより、出力フィルタ部品の選択肢を幅広くすることができます。このことを図15に示しています。 $R1$ と $C1$ でループのゼロを、 $R2$ と $C2$ でループのポールを設定します。ゼロは以下の式で計算できます。

$$C1 = \frac{1}{2 \times \pi \times f_z \times R1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 22\text{kHz} \times R1}$$

但し、 $R1$  = 分圧器の上側抵抗

$C1$  = 分圧器の上側キャパシタ

ポールは以下の式で計算できます。

$$C2 = \frac{1}{2 \times \pi \times f_p \times R2} = \frac{1}{2 \times \pi \times 8\text{kHz} \times R2}$$

但し、 $R2$  = 分圧器の下側抵抗

$C2$  = 分圧器の下側キャパシタ

$L = 4.7\mu\text{H}$ 、 $C_0 = 10\mu\text{F}$ の出力フィルタの組み合わせでは、 $C1$ と $C2$ は $22\text{kHz}$ でゼロ、 $8\text{kHz}$ でポールを設定するよう選択する必要があります。計算値に近い値の部品を選択してください。

$C_0$	$f_z$	$L$	$f_p$
$10\mu\text{F}$ , $22\mu\text{F}$	$22\text{kHz}$	$4.7\mu\text{H}$	$8\text{kHz}$

表2. 部品の選択

## インダクタの選択

高効率を実現するには、インダクタは導通損失を最小限に抑えるためDC抵抗が低いことが必要です。特に高スイッチング周波数では、コア材が効率に大きな影響を与えます。小さなチップ・インダクタを使用する場合、主にインダクタのコア損が大きいためにより効率は低下します。適切なインダクタを選択する場合このことを考慮する必要があります。インダクタ値が大きくなると、インダクタのリプル電流が小さく、また、コンバータの導通損失も低くなります。逆に、インダクタ値が大きいと、負荷過渡応答が遅くなってしまいます。インダクタの飽和を避けるため、インダクタの定格は少なくともコンバータの最大出力電流に、以下の式で計算されるインダクタのリプル電流を加えたものでなければなりません。

$$\Delta I_L = V_{out} \times \frac{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{L \times f} \quad I_{Lmax} = I_{outmax} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

但し、

$f$  = スwitching周波数(標準 $1.25\text{MHz}$ 、最小 $800\text{kHz}$ )

$L$  = インダクタ値

$\Delta I_L$  = ピーク間インダクタ・リプル電流

$I_{Lmax}$  = 最大インダクタ電流

最大インダクタ電流は $V_{in}$ が最大の時です。より慎重に選択する方法とは単に最大スイッチ電流 $880\text{mA}$ でのインダクタ電流の定格を選択することです。インダクタの選択には表3を参照してください。

インダクタ値	サプライヤ	寸法
$4.7\mu\text{H}$	Sumida CDRH2D18/LD 4R7	$3.2 \times 3.2 \times 2.0 \text{ mm}$
$4.7\mu\text{H}$	Murata LQH3C4R7M24	$3.2 \times 2.5 \times 2.0 \text{ mm}$
$4.7\mu\text{H}$	Taiyo Yuden LBC2518 4R7	$2.5 \times 1.8 \times 1.8 \text{ mm}$
$4.7\mu\text{H}$	Sumida CMD4D11 4R7	$4.4 \times 5.8 \times 1.2 \text{ mm}$
$4.7\mu\text{H}$	Sumida CMD4D08 4R7	$6.3 \times 5.8 \times 1.0 \text{ mm}$
$4.7\mu\text{H}$	Sumida CLSD09 4R7	$4.9 \times 4.9 \times 1.0 \text{ mm}$
$4.7\mu\text{H}$	TDK VLF3010AT 4R7	$2.8 \times 2.6 \times 1.0 \text{ mm}$
$6.8\mu\text{H}$	Sumida CDRH3D16 6R8	$4.0 \times 4.0 \times 1.8 \text{ mm}$
$6.8\mu\text{H}$	Sumida CMD4D11 4R7	$4.0 \times 5.8 \times 1.2 \text{ mm}$
$10\mu\text{H}$	Murata LQH4C100K04	$4.5 \times 3.2 \times 2.6 \text{ mm}$
$10\mu\text{H}$	Sumida CDRH3D16 100	$4.0 \times 4.0 \times 1.8 \text{ mm}$
$10\mu\text{H}$	Sumida CLS4D14 100	$4.9 \times 4.9 \times 1.5 \text{ mm}$

表3. インダクタの選択

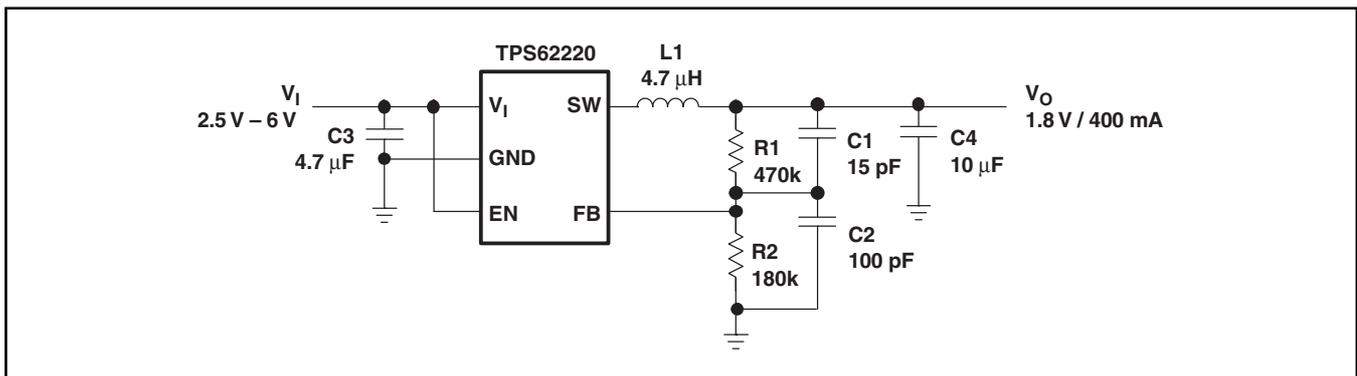


図15. Typical Application Circuit for the TPS62220 With Adjustable Output Voltage

## 入力キャパシタの選択

降圧コンバータでは入力電流はパルスであるため、低ESRの入力キャパシタが必要とされます。これを使用することにより、入力電圧のフィルタが良好に行われ、入力電圧の大きなスパイクにより生じる他の回路への干渉が最小限に抑えられます。また、入力キャパシタは大きな負荷過渡時に入力電圧を安定化させるよう十分に大きくしなければなりません。入力電圧のフィルタをうまく行うには、通常、入力キャパシタは4.7 $\mu$ Fの値で十分です。入力電圧のフィルタ能力を向上させるためにこの値は無制限に増やすことができます。セラミック・キャパシタはESR値が低いため良好な特性を示し、タンタル・コンデンサに比べて過渡電圧やスパイクに影響を受けにくい部品です。良好な特性を得るには入力キャパシタはできるだけデバイスの入力及びGNDピンの近くに置いてください(キャパシタの選択には表4を参照してください)。

## 出力キャパシタの選択

TPS6222xの高度な高速応答電圧モード・コントロール体系により、大きな負荷過渡時に出力電圧が大きなアンダーシュートやオーバーシュートが生じることなく、最小値が10 $\mu$ Fの小さなセラミック・キャパシタを使用することができます。低ESR値のセラミック・キャパシタは出力電圧リップルが最小となるため、これを推奨します。必要に応じて、タンタル・コンデンサも使うこともできます(キャパシタの選択には表4を参照してください)。軽負荷電流時にはデバイスはパワー・セーブ・モードで動作し、出力電圧リップルは出力キャパシタの値には依存しません。出力電圧リップルは内部コンパレータのスレッシュホールドで設定されます。標準の出力電圧リップルは出力電圧 $V_O$ の1%です。

キャパシタ値	寸法	サプライヤ
4.7 $\mu$ F	0603	TDK
4.7 $\mu$ F	0805	Taiyo Yuden JMK212BY475MG
10 $\mu$ F	0805	Taiyo Yuden JMK212BJ106MG TDK C12012X5ROJ106K
22 $\mu$ F	0805 1206	TDK Taiyo Yuden JMK316BJ226

表4. キャパシタの選択

## レイアウトについての考察

すべてのスイッチング電源、特に高ピーク電流及び高スイッチング周波数の電源では、レイアウトは設計での重要なステップとなります。レイアウトが注意深く行われていないと、レギュレータはEMI問題はもとより安定性の問題も生じさせることがあります。従って、図16の太線で示される主要な電流パスには広く短い配線を使用してください。入力キャパシタはインダクタや出力キャパシタと同様にできるだけICピンの近くに置かなければなりません。特に、入力キャパシタは、直接 $V_{in}$ とGNDピンの間に挿入して、できるだけICのピンの近くに置くことが必要です。フィードバック抵抗回路は、ノイズや磁気干渉を最小限に抑えるためインダクタやスイッチ・ノードから離して配線しなければなりません。フィードバック回路やフィードバック・ピンへの結合によるノイズをさらに抑えるには、グラウンド・プレーンまたはグラウンド配線をシールドにして使用します。このことは、特に1.25MHzといった高いスイッチング周波数の場合非常に重要になります。

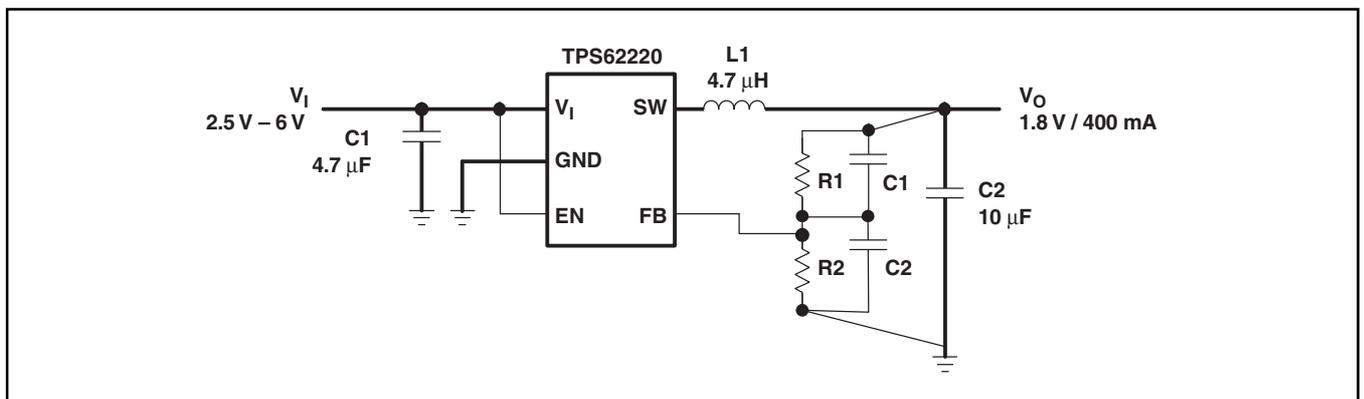


図16. Layout Diagram

## Typical Applications

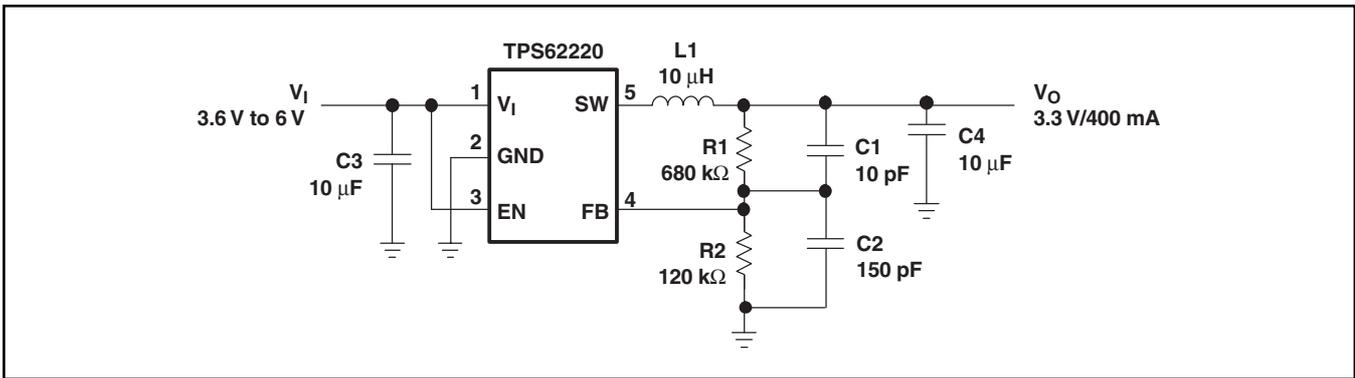


图17. LI-Ion to 3.3 V Conversion

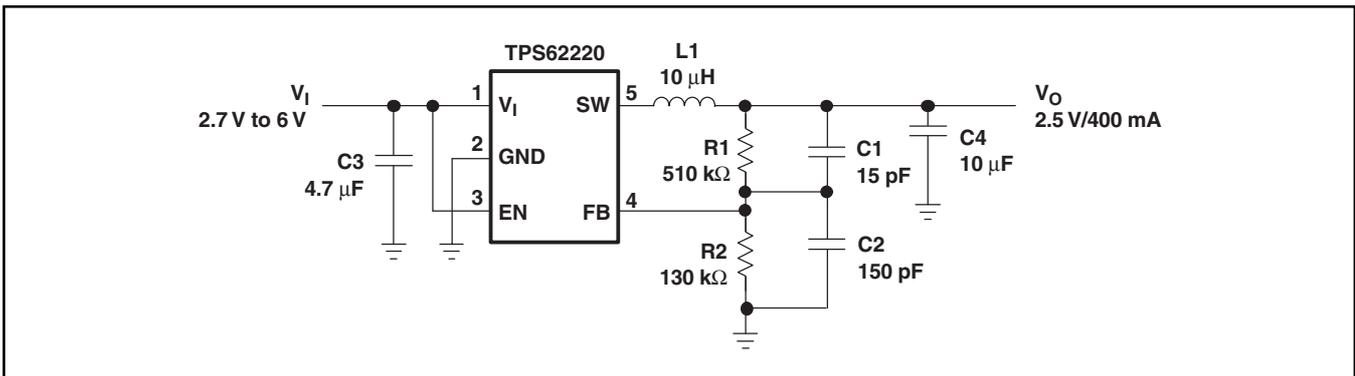


图18. LI-Ion to 2.5 V Conversion

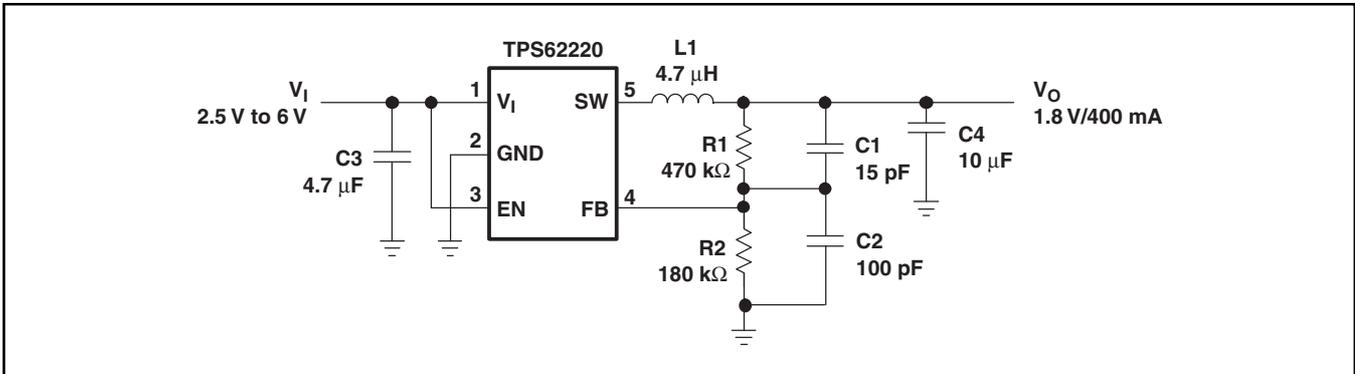


图19. LI-Ion to 1.8 V Conversion

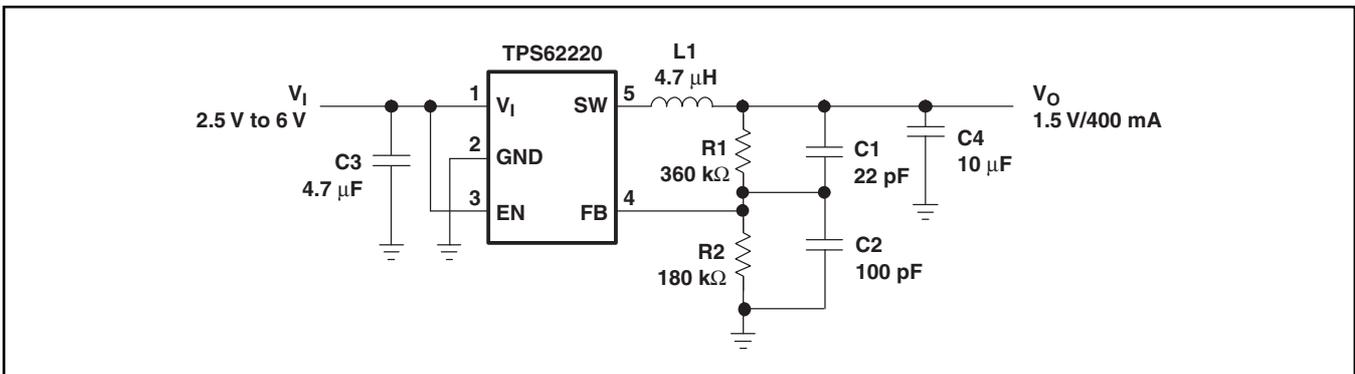
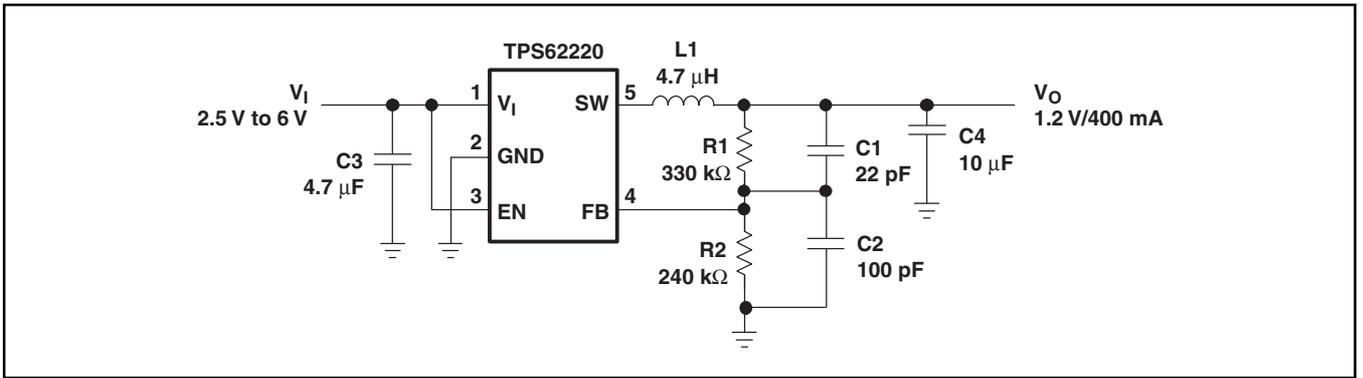
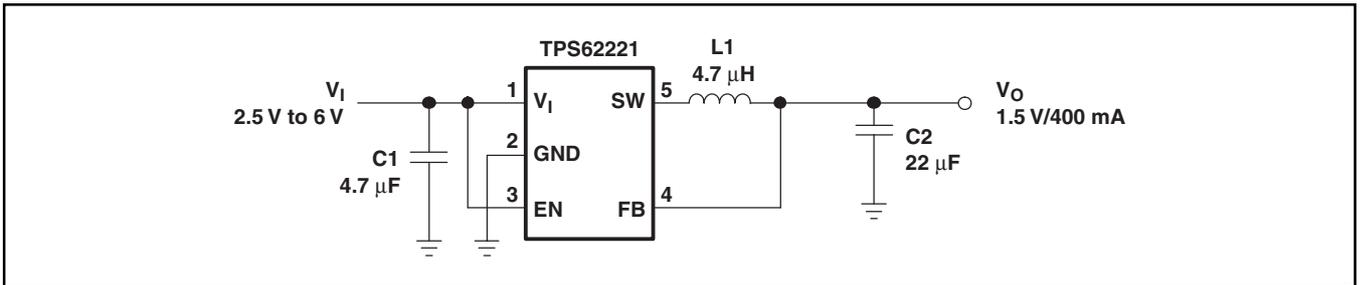


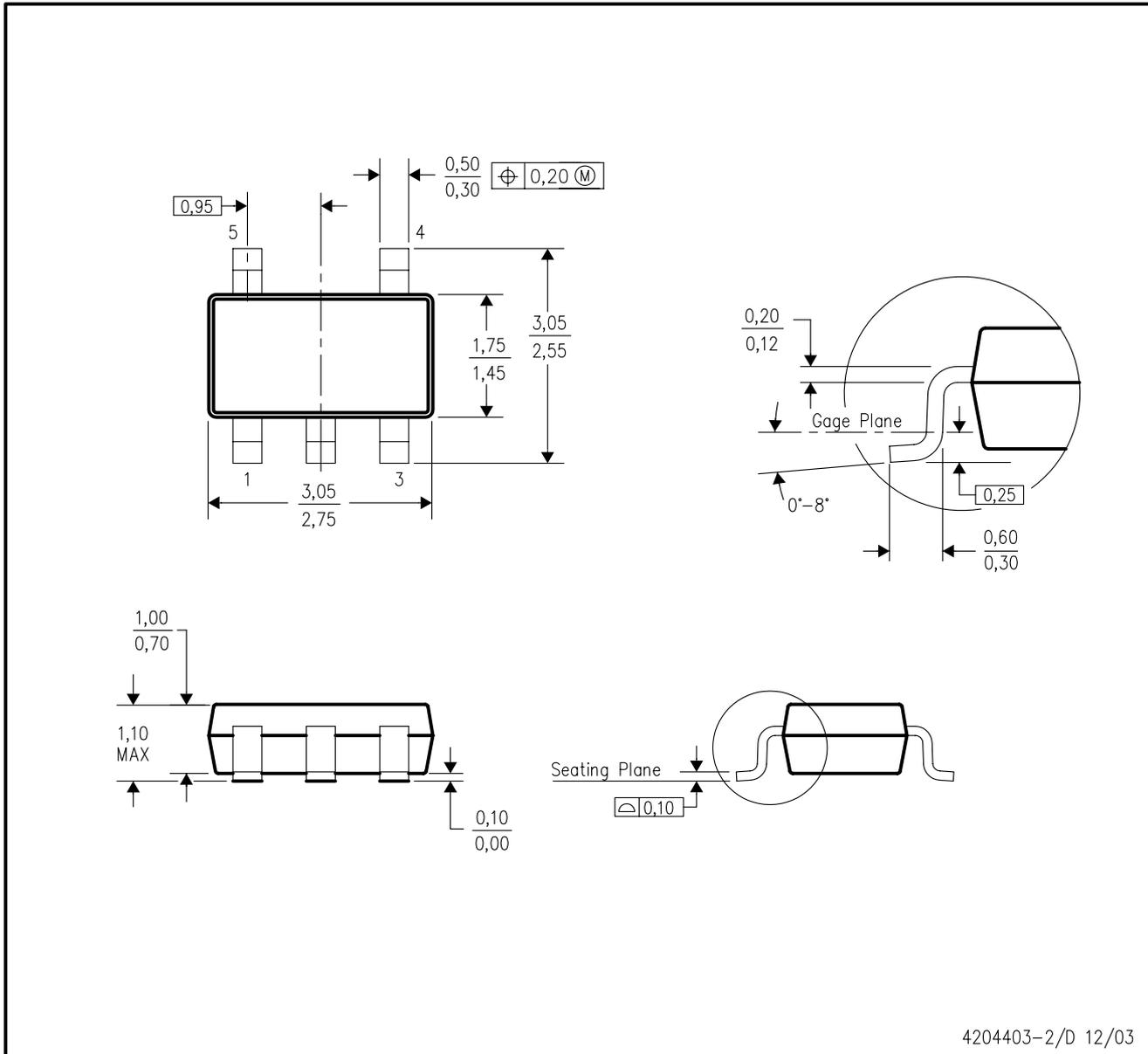
图20. LI-Ion to 1.5 V Conversion



☒21. Li-Ion to 1.2 V Conversion



☒22. Li-Ion to 1.5 V Conversion, Fixed Output Voltage Version



- 注： A. 全ての線寸法の単位はミリメートルです。  
 B. 図は予告なく変更することがあります。  
 C. ボディ寸法はモールド突起部を含みません。  
 D. JEDEC MO-193改AB(5ピン)に準拠します。

# 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および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TI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TIの標準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TI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るとか、保証もしくは是認することの意味をしません。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、且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、且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。

なお、日本テキサス・インスツルメンツ株式会社半導体集積回路製品販売用標準契約約款もご覧ください。

<http://www.tij.co.jp/jsc/docs/stdterms.htm>

Copyright © 2004, 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