

1.2V降圧DC/DCコンバータを備えた 7.5mAワイヤレス・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ

特長

- ワイヤレス・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ + 高効率マルチモード・チャージ・ポンプDC/DCコンバータ
- 広帯域Rx周波数: DC~10MHz超
- 過電圧制限機能付き整流器を内蔵
- ピンで選択可能な充電電圧: 4.2Vまたは4.35V
- 充電電流: 7.5mA(固定)
- 低電圧バッテリーの遮断: 3.0V
- NTCピンにより温度制限付き充電に対応
- DC/DC安定化出力: 1.2V
- DC/DC出力電流: 最大60mA
- 50kHz/75kHzのスイッチング周波数、可聴ノイズなし
- DC/DCコンバータの押しボタン制御あるいはデジタル・オン/オフ制御
- 熱特性の優れた12ピン2mm×2mm LQFNパッケージ

アプリケーション

- 補聴器
- 低消費電力のリチウムイオン・バッテリー電源機器
- ワイヤレス・ヘッドセット
- IoTウェアラブル機器

概要

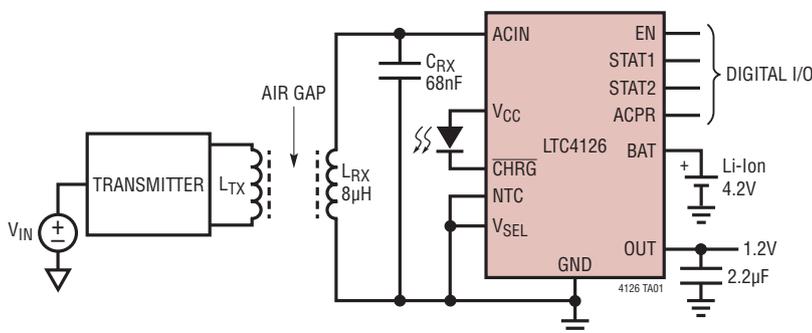
LTC[®]4126は、低消費電力でワイヤレスのシングルセル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャで、降圧DC/DCレギュレータが付属しています。降圧レギュレータは低ノイズ、マルチモードのチャージ・ポンプで、バッテリーから電源が供給され、1.2Vの安定化電圧を出力します。スイッチング周波数は、スイッチング・ノイズを可聴範囲外に保持するため、モードに応じて50kHzまたは75kHzに設定されます。

LTC4126チャージャは、機能満載の定電流定電圧リチウムイオン・バッテリー・チャージャで、自動再充電、安全タイマーによる自動終了、およびNTCピンを介したバッテリー温度の監視機能を備えています。充電電流は7.5mAに固定されており、6時間の終了タイマーが付いています。低電圧保護機能により、バッテリーの電圧が3.0Vより低くなると、バッテリーが全ての負荷から遮断されます。

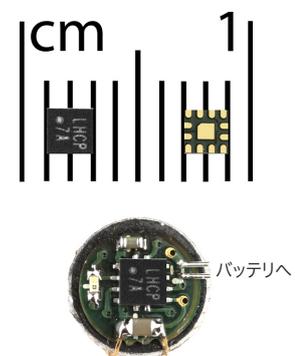
小型の2mm×2mm LQFNパッケージと最小限の外付け部品点数により、LTC4126はリチウムイオン・バッテリー電源の補聴器アプリケーションや小型のソリューション・サイズが要求されるその他の低消費電力携帯機器に最適です。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



ICの上面図と底面図および
完全なアプリケーション回路



LTC4126

絶対最大定格

(Note 1、2)

入力電源電圧

V_{CC} -0.3V~6V

$ACIN$ -10V~6V

$ACIN - V_{CC}$ の電圧差 -16V~0.3V

入力電流/出力電流

I_{ACIN} 200mA

I_{OUT} -60mA

BAT -0.3V~6V

PBEN、NTC、EN、

V_{SEL} -0.3V~[(V_{CC} 、BAT)の低い方 + 0.3V]

CHRG -0.3V~6V

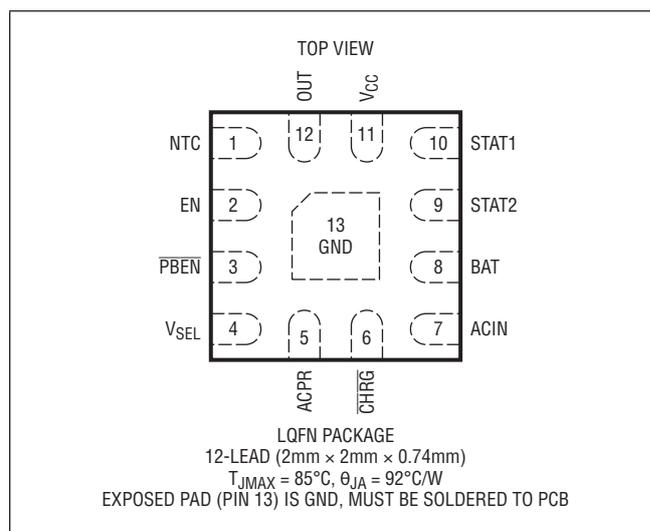
動作ジャンクション温度範囲 -20°C~85°C

保存温度範囲 -40°C~125°C

最大リフロー (パッケージ本体)

温度 260°C

ピン配置



発注情報

テープ&リール 製品番号	製品マーキング*	仕上げコード	パッド仕上げ	パッケージ** タイプ	MSL 定格	温度範囲
LTC4126EV#TRPBF	LHCP	e4	Au (RoHS)	LQFN (Laminate Package with QFN Footprint)	3	-20°C to 85°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。* デバイスの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。

製品名の末尾がPBFのデバイスはRoHSおよびWEEEに準拠しています。**LTC4126のパッケージ寸法は2mm x 2mm x 0.74mmであるのに対して、標準のQFNパッケージ寸法は2mm x 2mm x 0.75mmです。

この製品はテープ&リールまたはミニリールでのみ供給可能です。

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

電気的特性

●は規定動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2、3)。注記がない限り、 $V_{ACIN} = V_{CC} = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.8\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CC}	Input Voltage Range		● 2.7		5.5	V
V_{BAT}	Battery Voltage Range	Charging	2.7		4.4	V
		Not Charging, DC/DC On	3.1		4.4	V
I_{VCC}	V_{CC} Quiescent Current	Charging Done, DC/DC Off, $V_{NTC} > V_{DIS}$		50	80	μA
		Charging Done, DC/DC Off, $V_{NTC} < V_{DIS}$		42	70	μA
I_{BATQ}	BAT Quiescent Current	Charging Done, DC/DC Off, $V_{BAT} = 4.4\text{V}$		4	8	μA
		$V_{ACIN} = V_{CC} = 0$, DC/DC On, $I_{OUT} = 0$		37	75	μA
		$V_{ACIN} = V_{CC} = 0$, DC/DC Off		5	10	μA
		$V_{ACIN} = V_{CC} = 0$, Battery Disconnected ($V_{BAT} < V_{DISCONNECT}$)		0	0.1	μA

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2、3)。注記がない限り、 $V_{ACIN} = V_{CC} = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.8\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
AC 整流器							
$V_{CC(HIGH)}$	V_{CC} High Voltage Limit	V_{CC} Rising	5.25	5.5	5.75	V	
$V_{CC(LOW)}$	V_{CC} Low Voltage Limit	V_{CC} Falling	4.75	5	5.25	V	
	ACIN to V_{CC} Voltage Drop	7.5mA from ACIN to V_{CC}		0.6		V	
バッテリー・チャージャ							
V_{CHG}	Battery Charge Voltage	$V_{SEL} = 0$ $V_{SEL} = 1$	● ●	4.158 4.200	4.242 4.350	V V	
	$V_{CC(LOW)} - V_{CHG}$	$V_{SEL} = 1$		50	150	250	mV
I_{CHG}	Battery Charge Current		●	7.0 6.5	7.5 7.5	8.0 8.5	mA mA
ΔV_{UVLO}	V_{CC} -to- V_{BAT} Differential Undervoltage Lockout Threshold (Indicated at ACPR Pin)	V_{CC} Falling V_{CC} Rising		9 55	27 80	45 105	mV mV
ΔV_{UVCL}	V_{CC} -to- V_{BAT} Differential Undervoltage Current Limit Threshold Voltage	$I_{BAT} = 0.9 \cdot I_{CHG}$ $I_{BAT} = 0.1 \cdot I_{CHG}$			150 120		mV mV
I_{DUVCL}	Charge Current Threshold for DUVCL Fault Indication	$(V_{CC} - V_{BAT})$ Falling $(V_{CC} - V_{BAT})$ Rising			3.1 4.5		mA mA
V_{RECHRG}	Recharge Battery Threshold Voltage	As a Percentage of V_{CHG}		96.5	97.5	98.5	%
$t_{TERMINATE}$	Safety Timer Termination Period	Timer Starts at the Beginning of the Charge Cycle, $V_{CC} > (V_{BAT} + 100\text{mV})$		5.1	6	6.9	hours
f_{SLOW}	Slow Blink Frequency				1.14		Hz
f_{FAST}	Fast Blink Frequency				4.58		Hz
V_{COLD}	Cold Temperature Fault Threshold Voltage	Rising Threshold Voltage Hysteresis		75.0	76.5	78	% V_{CC} % V_{CC}
V_{HOT}	Hot Temperature Fault Threshold Voltage	Falling Threshold Voltage Hysteresis		33.4	34.9	36.4	% V_{CC} % V_{CC}
V_{DIS}	NTC Disable Threshold Voltage				150	250	mV
I_{NTC}	NTC Leakage Current	$V_{NTC} = 2.5\text{V}$ $V_{NTC} = 0\text{V}$		-100		100	nA nA
					-150		nA
降圧 DC/DC レギュレータ							
V_{OUT}	DC/DC Regulator Output Voltage	$V_{BAT} > V_{LOBAT1}$ or $V_{DISCONNECT} < V_{BAT} < V_{LOBAT2}$, $I_{OUT} = 0$ $V_{LOBAT2} < V_{BAT} < V_{LOBAT1}$, $I_{OUT} = 0$	●	1.16	1.2	1.24	V V
					$V_{BAT}/3$		V
V_{LOBAT1}	Low Battery Alert 1 Threshold	V_{BAT} Falling Hysteresis	●	3.52	3.6	3.68	V mV
V_{LOBAT2}	Low Battery Alert 2 Threshold	V_{BAT} Falling Hysteresis	●	3.22	3.3	3.38	V mV
V_{LOBAT3}	Low Battery Alert 3 Threshold	V_{BAT} Falling Hysteresis	●	3.12	3.2	3.28	V mV
$V_{DISCONNECT}$	Low Battery Disconnect Threshold Voltage	V_{BAT} Falling	●	2.93	3.0	3.07	V
f_{SW}	DC/DC Switching Frequency	3:1 Mode ($V_{BAT} > V_{LOBAT2}$) 2:1 Mode ($V_{BAT} < V_{LOBAT2}$)	● ●	40 60	50 75	60 90	kHz kHz
R_{OL}	Effective Open-Loop Output Resistance (Note 4)	$V_{BAT} = 3.5\text{V}$, $I_{OUT} = 3\text{mA}$			4.6	6.5	Ω
I_{LIM}	OUT Current Limit	$V_{OUT} = 0\text{V}$			80		mA

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2、3)。注記がない限り、 $V_{ACIN} = V_{CC} = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.8\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
押しボタンピン (PBEN)						
V_{IL}	Logic Low Input Voltage				0.4	V
V_{IH}	Logic High Input Voltage		1.1			V
R_{PU}	Pull-up Resistance to BAT	$V_{PBEN} < V_{IL}$		4		$M\Omega$
I_{IH}	Logic High Input Leakage	$V_{PBEN} = V_{BAT}$		0	0.1	μA
t_{DBL}	Debounce Time Low		348	425	503	ms
t_{DBH}	Debounce Time High		23	43	63	ms
ENピン、VSELピン						
V_{IL}	Logic Low Input Voltage				0.4	V
V_{IH}	Logic High Input Voltage		1.1			V
I_{IL}	Logic Low Input Leakage			0	1	μA
I_{IH}	Logic High Input Leakage			0	1	μA
ロジック出力ピン (STAT1、STAT2、ACPR)						
V_{OL}	Logic Low Output Voltage	100 μA into Pin			0.2	V
V_{OH}	Logic High Output Voltage	25 μA out of Pin	$V_{OUT} - 0.2\text{V}$			V
オープンドレイン出力 (CHRG)						
	Pin Leakage Current	$V_{CHRG} = 5\text{V}$		0	0.5	μA
	Pin Pull-Down Current	$V_{CHRG} = 400\text{mV}$	200	300	450	μA

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

Note 2: 注記がない限り、ピンに流れ込む電流は全て正であり、全ての電圧はGNDを基準にしている。

Note 3: LTC4126Eは T_J が T_A にほぼ等しい条件でテストされる。LTC4126Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-20^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールと

の相関で確認されている。ジャンクション温度($T_J(^{\circ}\text{C})$)は周囲温度($T_A(^{\circ}\text{C})$)および消費電力($P_D(\text{W})$)から次式に従って計算される。

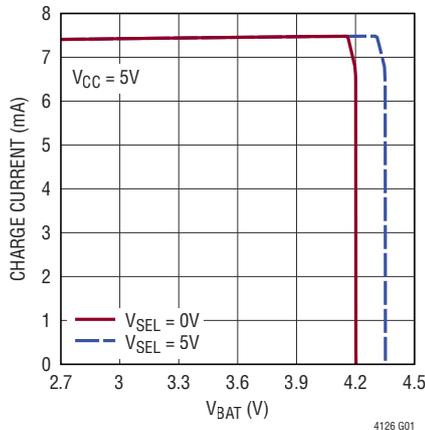
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

ここで、パッケージの熱抵抗 $\theta_{JA} = 92^\circ\text{C}/\text{W}$ 。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抵抗、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。

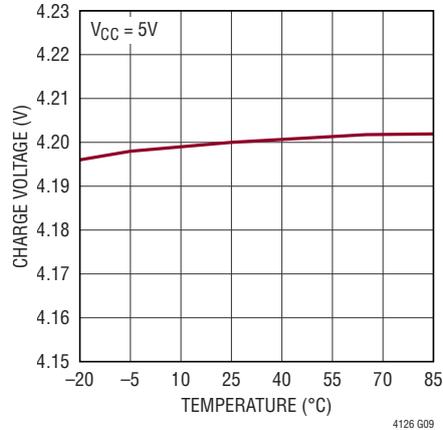
Note 4: 動作のセクションのDC/DCコンバータを参照。

代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

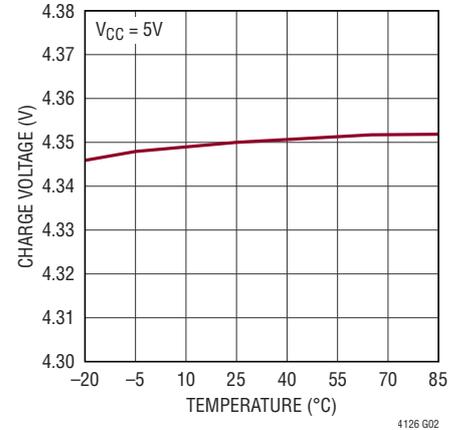
充電電流とバッテリー電圧



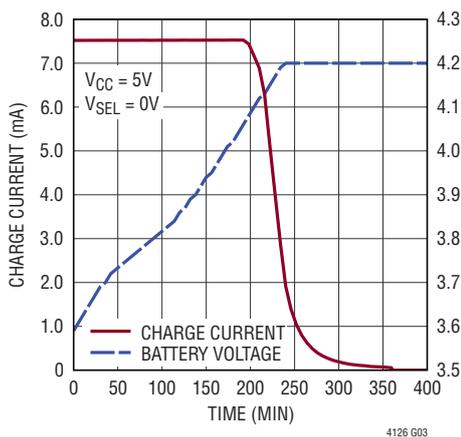
充電電圧と温度 ($V_{SEL} = 0V$)



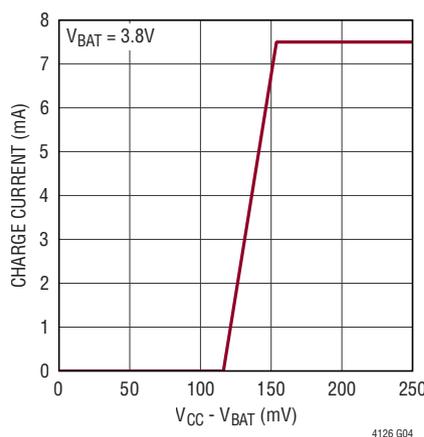
充電電圧と温度 ($V_{SEL} = 5V$)



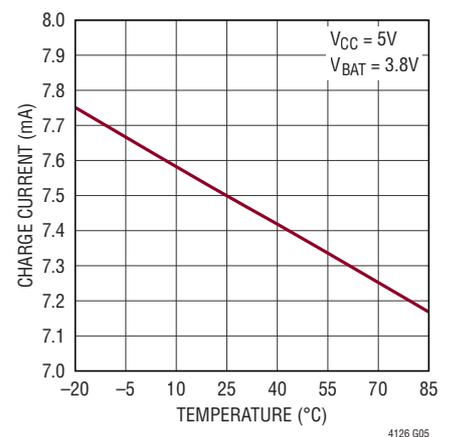
リチウムイオン・バッテリーの充電プロファイル



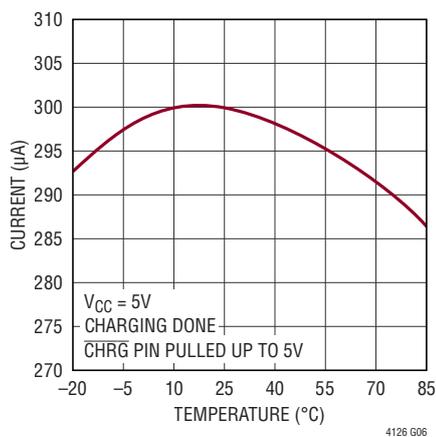
充電電流と $V_{CC} - V_{BAT}$ 間の差動電圧



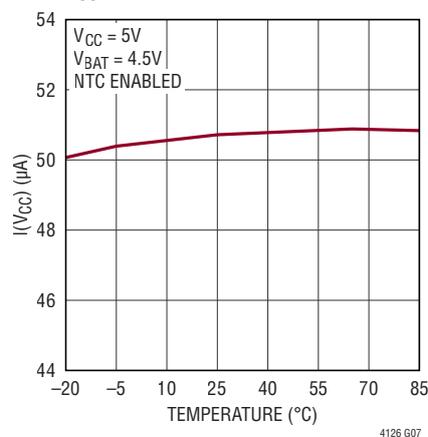
充電電流と温度



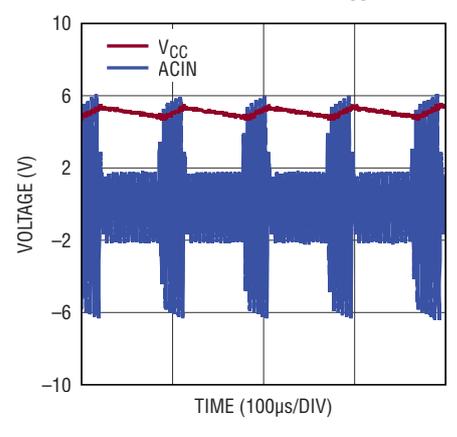
CHRG ピンの電流と温度



V_{CC} 自己消費電流と温度

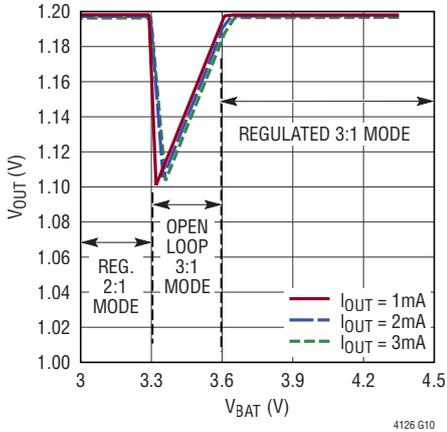


シャント動作時の $ACIN$ と V_{CC} の波形



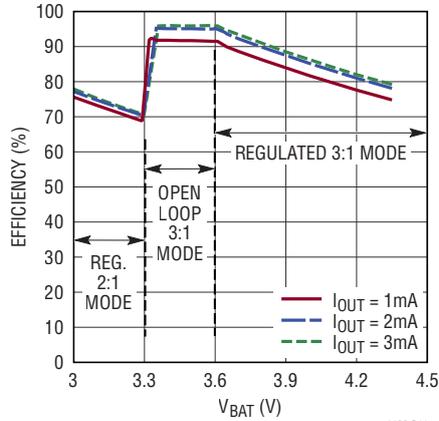
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

DC/DCコンバータの出力電圧と
バッテリー電圧



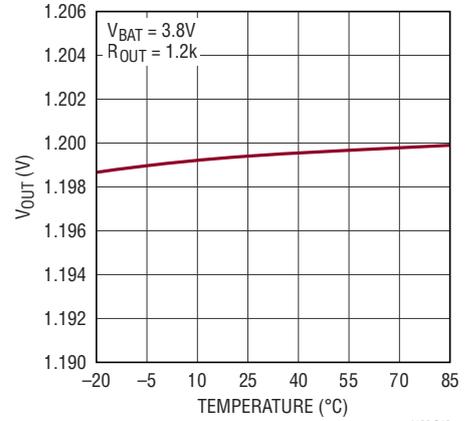
4126 G10

DC/DCコンバータの効率と
バッテリー電圧



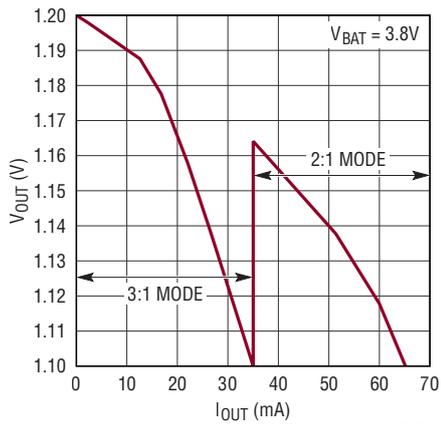
4126 G11

DC/DCコンバータの出力電圧と温度



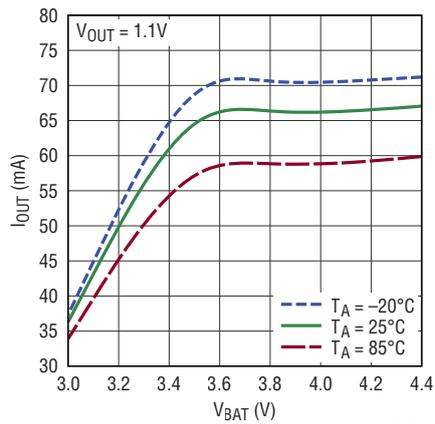
4126 G12

DC/DCコンバータの出力電圧と
負荷電流



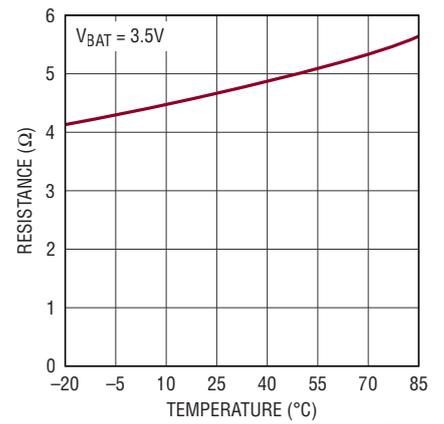
4126 G20

DC/DCコンバータの最大出力電流と
バッテリー電圧



4126 G21

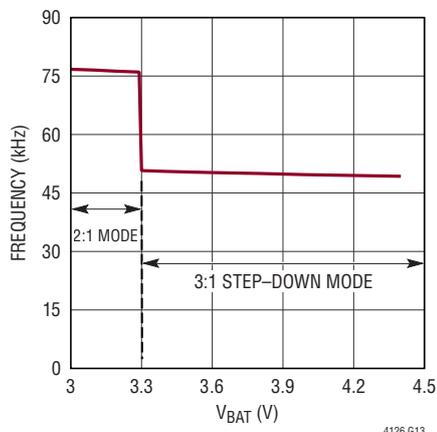
DC/DCコンバータの実効オープン
ループ出力抵抗と温度



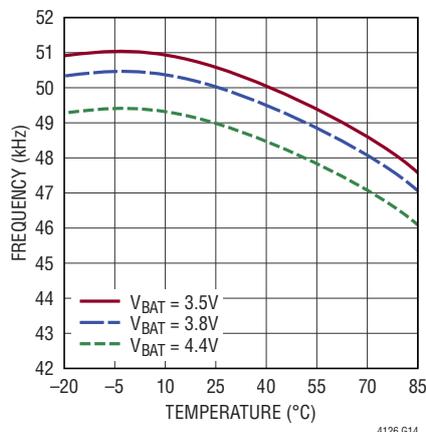
4126 G15

代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

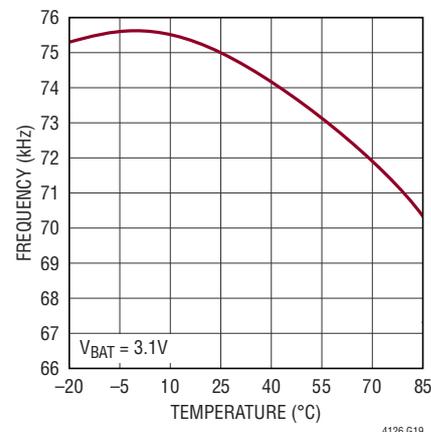
DC/DC コンバータのスイッチング
周波数とバッテリー電圧



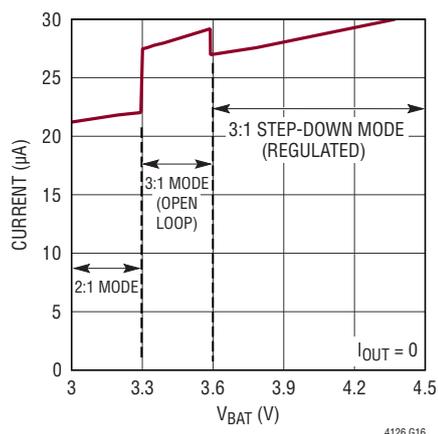
3:1 モードでの DC/DC コンバータの
スイッチング周波数と温度



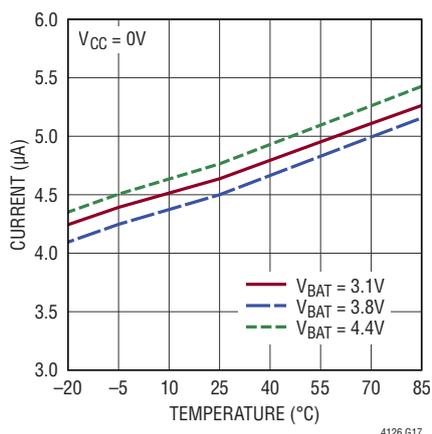
2:1 モードでの DC/DC コンバータの
スイッチング周波数と温度



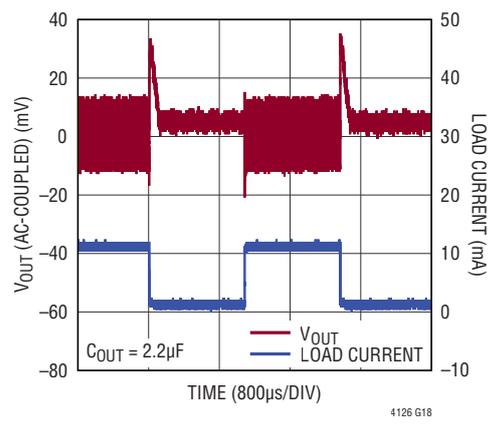
BAT の無負荷時静止電流
(DC/DC コンバータはオン)と
バッテリーの電圧



BAT の静止電流
(DC/DC コンバータはオフ)と温度



負荷ステップに対する
DC/DC コンバータの出力過渡応答



ピン機能

NTC (ピン1) :サーミスタの入力。NTCとGNDの間にサーミスタを接続し、V_{CC}とNTCの間にバイアス抵抗を接続します。このピンの電圧レベルによって、バッテリー温度が充電するのに安全かどうかを判別します。充電するのが安全でない温度をサーミスタが示した場合は、充電電流と充電タイマーが中断されます。温度が安全な領域に戻ると、充電は再開されます。温度制限充電が必要ない場合は、NTCピンを接地してください。

EN (ピン2) :DC/DCコンバータをイネーブ爾するためのデジタル・ロジック入力ピン。最小電圧が1.1Vの場合、レギュレータはイネーブ爾されます。ただし、LTC4126がバッテリー遮断モードではないことが前提です(動作のセクションのバッテリー遮断モード/出荷モード参照)。低電圧(最大0.4V)ではレギュレータがディスエーブルされ、押しボタンでレギュレータを制御できます。押しボタンのみの制御が望ましい場合は、このピンをグラウンドに接続します。DC/DCコンバータを常時イネーブ爾したままにする必要がある場合は、このピンをBATに接続します。このピンを無接続状態のままにしないでください。

PBEN (ピン3) :DC/DCコンバータをイネーブ爾/ディスエーブルするための押しボタン・トグル入力ピン。レギュレータをイネーブ爾できるのは、LTC4126がバッテリー遮断モードではない場合に限りです(動作のセクションのバッテリー遮断モード/出荷モード参照)。内部の弱いプルアップ抵抗により、**PBEN**は駆動されない場合、ハイになります。ノーマル・オープンな押しボタンが**PBEN**とグラウンドの間に接続されており、ボタンが押されるとこのピンはロー状態になります。ただし、EN入力がハイの場合、押しボタンは無視されます。押しボタン機能が必要ない場合は、このピンを無接続状態のままにします。

VSEL (ピン4) :バッテリー充電電圧を選択するためのデジタル・ロジック入力ピン。このピンをロジック・ハイにすると4.35Vが選択され、このピンをロジック・ローにすると4.2Vが選択されます。このピンを無接続状態のままにしないでください。

ACPR (ピン5) :バッテリーを充電するのに十分な入力電力が供給されているかどうかを示すデジタルCMOSロジック出力ピン。このピンは、V_{CC}-BAT間の差動電圧が80mV(代表値)を超えるとハイになり、差動電圧が27mV(代表値)より低くなるとローになります。このピンのロー・レベルはGNDを基準にしており、ハイ・レベルはOUTピンの電圧を基準にしています。したがって、DC/DCコンバータがディスエーブルされている場合、このインジケータは使用できません。

CHRG (ピン6) :オープンドレインの充電ステータス出力ピン。このピンは抵抗またはLEDあるいはその両方でプルアップして、バッテリー・チャージャのステータスを示すことができます。このピンには起こり得る状態が4つあります。それは、充電を示す低速点滅、障害を示す高速点滅、充電完了を示すプルダウン、および入力電力がないことを示す高インピーダンスです。電力を節約するため、プルダウン電流は300 μ Aに制限されます。

ACIN (ピン7) :AC入力電圧ピン。受電コイルが組み込まれた外付けのLCタンク回路をこのピンに接続します。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続します。

BAT (ピン8) :バッテリー接続ピン。シングルセルのリチウムイオン・バッテリーをこのピンに接続します。入力電力(ACまたはDC)が十分に供給される場合、バッテリーはこのピンを介して常に充電されます。更に、DC/DCコンバータはこのピンを介してバッテリーから電力供給を受けます。充電中にDC/DCコンバータをイネーブ爾する場合、DC/DCコンバータからのスイッチング・ノイズのチャージャ性能への影響を最小限に抑えるには、このピンを1 μ FのコンデンサでGNDにデカップリングします。

STAT2 (ピン9)、STAT1 (ピン10) :デジタルCMOSロジック・ステータス出力ピン。これらのピンのロー・レベルはGNDを基準にしており、ハイ・レベルはV_{OUT}を基準にしています。したがって、DC/DCコンバータがディスエーブルされている場合、これらのインジケータは使用できません。これら2つのピンはACPRと共に、様々な充電状態と障害状態を示します。ただし、入力電力が供給されておらず、DC/DCコンバータがイネーブ爾されている場合、これらのピンは代わりにバッテリーの電圧レベルを示します。

V_{CC} (ピン11) :DC入力電圧ピン。ACINピン(アノード)とこのピン(カソード)の間に内部ダイオードが接続されています。ACINピンにAC電圧が加わった場合、このピンの電圧は整流後のAC電圧です。ACINピンを使用しない場合(グラウンドに短絡している場合は、このピンをDC電圧源に接続してLTC4126に電力を供給し、バッテリーを充電します。

OUT (ピン12) :DC/DCコンバータの出力ピン。このピンは1.2Vを出力して補聴器ASICに電力を供給します。コンバータを安定化するため、2.2 μ F以上の低ESRセラミック・コンデンサをこのピンに近づけて配置します。

GND (露出パッド・ピン13) :グラウンド・ピン。パッケージの裏面にある露出パッドは、低抵抗の電氣的接続だけでなく、熱性能を最適にするため、PCBのグラウンドにハンダ処理する必要があります。

ブロック図

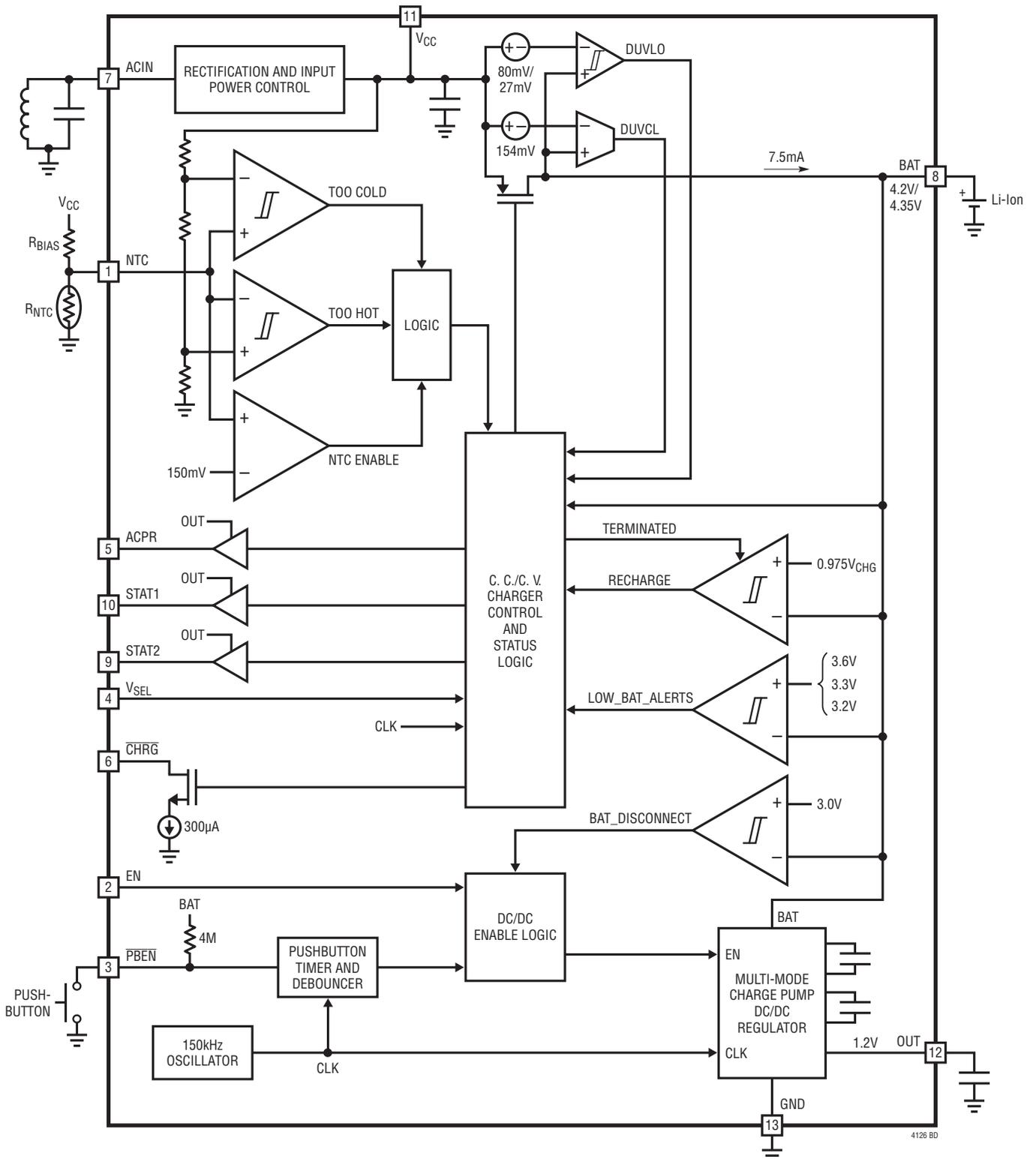


図1. LTC4126のブロック図

動作

LTC4126は、降圧DC/DCコンバータを内蔵した低消費電力のバッテリー・チャージャで、シングルセルのリチウムイオン・バッテリーをワイヤレスで充電して、1.2V出力を供給する目的で設計されており、補聴器ASICに電力を供給するのに適しています。このデバイスは、3つの主要な回路構成部分(AC電源コントローラ、機能満載のリニア・バッテリー・チャージャ、降圧DC/DCコンバータ)を内蔵しています。

AC電源コントローラ

フル機能のワイヤレス電力伝送システムは、送電コイル付きの送電回路と受電コイル付きの受電回路で構成されます。LTC4126はレシーバー側にあります。ここでは、ACINピンに接続された外付けの並列共振LCタンク回路により、LTC4126は送電コイルが発生させた交番磁界からワイヤレスで電力供給を受けることができます。整流器と入力電力制御回路(図1)は、ACINピンのAC電圧を整流して、V_{CC}ピンの整流電圧をV_{CC(HIGH)}(代表値5.5V)より低い電圧に調整します。

ワイヤレス電源を使用しない動作

LTC4126では、ACINピンを介して電力をワイヤレスで受け取る代わりに、DC電圧源をV_{CC}ピンに直接接続することによって電力供給を受けることができます。電圧源をV_{CC}に接続する場合は、ACINピンを接地してください。

バッテリー・チャージャ

LTC4126は、機能満載の定電流(CC)／定電圧(CV)リニア・バッテリー・チャージャを内蔵しており、自動再充電、安全タイマーによる自動終了、不良バッテリーの検出、および温度範囲外充電の一時停止機能を備えています。充電電流は内部で7.5mAに固定されており、最終充電電圧はV_{SEL}ピンを介して4.2Vまたは4.35Vに選択できます。

V_{CC}ピンの電圧が上昇して、BATピンの電圧より80mV(代表値)高くなるとすぐに、チャージャはバッテリーを充電しようと試み、新しい充電サイクルが始まります。6時間の充電終了タイマーは、この新しい充電サイクルの開始時に始動します。V_{CC}-BAT間の差動電圧が154mV(代表値)より大きくなると、チャージャは定電流(CC)モードに入り、最大定格電流の7.5mAでバッテリーを充電します。BATピンの電圧が最終充電電圧に近づくと、チャージャは定電圧(CV)モードに入り、充電電流は減少し始めます。充電電流は減少し続け

る一方で、BATピンの電圧は適正な充電電圧に維持されます。CC/CV充電のこの状態は、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンでのLEDの低速点滅(代表値1.14Hz)により表示されます。

6時間の充電終了タイマー期限が切れると、充電は完全に停止します。充電サイクルが終了すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンのLEDは点滅を停止してプルダウン状態になります。新しい充電サイクルを開始するには、ACINまたはV_{CC}の電源をいったん遮断してから印加し直してください。

自動再充電

充電終了後、バッテリーからチャージャに流れる電流はわずか3.7 μ A(代表値)になります。チャージャをこの状態にしておく時間が十分に長いと、バッテリーは最終的に放電します。バッテリーが常に満充電になるように、バッテリー電圧がV_{RECHRG}(代表値は充電電圧の97.5%)より低くなると、新規の充電サイクルが自動的に始まります。安全タイマーがまだ動作しているときにバッテリーの電圧がV_{RECHRG}より低くなった場合、タイマーはリセットされません。この結果、充電サイクル中にバッテリー電圧がV_{RECHRG}より低くなるたびに、タイマーが再始動しないようになります。

不良バッテリー障害

6時間のフル充電サイクルが終了するまでにバッテリーがV_{RECHRG}より高い電圧に達しないと、バッテリーは不良とみなされ、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンのLEDが高速(代表値4.58Hz)で点滅することで、不良バッテリー障害状態を示します。

差動低電圧ロックアウト(DUVLO)

差動低電圧ロックアウト回路は、V_{CC}とBATの間の差動電圧を監視して、V_{CC}の電圧がBATの電圧の27mV(ΔV_{UVLO} の代表値)以内まで低下した場合、チャージャをディスエーブルします。この状態はACPRピンがローになることで示されます。この差が増加して80mVになる(ACPRピンがハイに戻るタイミング)まで、充電は再開されません。ACPRの表示を適切なものにするには、DC/DCコンバータをイネーブルにしておく必要があります。

差動低電圧電流制限(DUVCL)

LTC4126チャージャは差動低電圧電流制限(DUVCL)回路も内蔵しており、V_{CC}-BAT間の差動電圧が約154mVから116mVに低下するにつれて、充電電流を最大限の7.5mAからゼロへ向けて徐々に低減します。代表的な性能特性の

動作

セクションに記載されているグラフを参照してください。充電電流が約3.1mAに達すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンのLEDは急速に(代表値4.58Hz)点滅してDUVCL障害を示します。逆方向では、充電電流が約4.5mAに達すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンのLEDは緩やかな点滅に戻って通常動作を示します。DUVCLコンパレータには有限のヒステリシスがあるので、LTC4126の結合状態の領域が非常に狭い場合、低速点滅と高速点滅が交互に行われる可能性があります。この挙動はフル充電電流に近い(ただし100%ではない)状態での動作とみなされます。

DUVCL機能が特に役立つのは、供給されるワイヤレス電力が限られる状況です。DUVCLのない状況では、受電コイルと送電コイルの間の電磁結合が低い場合、チャージャがフル充電電流を供給しようとするのでDUVLOが作動する可能性があります。DUVLOによって充電電流が瞬時にゼロまで減少するので、電源電圧はDUVLO閾値より高くなり、チャージャを再度オンすることができます。DUVCLがないと、この振動性の挙動によって充電が断続的になってしまいます。DUVCL回路は、入力電力の供給量が増減するのに応じて充電電流を徐々に増加または減少させることにより、この望ましくない挙動を防止します。

温度制限充電

LTC4126は、バッテリー・パックの近くに配置されて熱的に結合している、負の温度係数(NTC)のサーミスタを使用して、充電サイクル中のバッテリー温度を監視します。バッテリーの温度が安全充電範囲の外側に移ると、ICは充電を一時中断し、温度が安全充電範囲に戻るまで、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンおよびSTATピンを介して障害状態を知らせます(4.58Hzで高速に点滅)。安全充電範囲は、ブロック図に示すように、NTCピンの電圧を監視する2つのコンパレータ(Too HotおよびToo Cold)によって決まります。Too Coldコンパレータの立上がり閾値は V_{CC} の76.5% (V_{COLD})に設定され、Too Hotコンパレータの立下がり閾値は V_{CC} の34.9% (V_{HOT})に設定されており、それぞれトリップ点の前後に V_{CC} の1.5%のヒステリシスを設けて発振を防止しています。温度障害が原因でバッテリー・チャージャが一時停止した場合は、安全な温度への復帰をサーミスタが示すまで、6時間の終了タイマーも一時停止します。NTCピンを接地すると、NTCの機能は全てディスエーブルされます。大半のリチウムイオン・バッテリー・メーカーは、安全充電範囲として 0°C ~ 40°C の温度範囲を推奨しています。

$\overline{\text{CHRG}}$ 、ACPR、STATピンによる充電ステータスの表示

バッテリー・チャージャのステータスは、オープンドレインの $\overline{\text{CHRG}}$ ピンによって表示されるだけでなく、表1に従って、ロジック・ピンのSTAT1、STAT2、およびACPRによっても表示されます。ロジック・ピンによる表示が可能なのは、DC/DCコンバータをイネーブルしているときだけです。

表1. チャージャ・ステータスの表示

CHRG	ACPR	STAT1	STAT2	STATUS
Hi-Impedance	0	X	X	Not Charging, No Power, STAT pins indicate Battery Level (see Table 2)
Pulled LOW	1	0	0	Done Charging
Blink Slow (1.14Hz)	1	0	1	Charging
Blink Fast (4.58Hz)	1	1	0	Temperature Fault/Bad Battery
Blink Fast (4.58Hz)	1	1	1	Differential Undervoltage Current Limit (DUVCL)

オープンドレインの $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは、 $300\mu\text{A}$ (代表値)のプルダウン回路を内蔵しています。このピンと V_{CC} の間にLEDを接続して、上記の表に示す充電ステータスおよび障害状態を表示します。ACPR、STAT1、STAT2ピンは、マイクロプロセッサが解釈できるデジタルCMOSロジック出力です。これら3つのピンのロー・レベルはGNDを基準にしており、ハイ・レベルはOUTピンの電圧を基準にしています(代表値は1.2V)。したがって、これら3つのピンを介したステータス表示が可能なのは、ENピンまたは押しボタンによってDC/DCコンバータをオンしている場合のみです。 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンを介したステータス表示は、充電中、常に可能です。

DC/DCコンバータ

システム負荷への電力をバッテリーからOUTピンに供給するため、LTC4126は独自の低ノイズ、マルチモードのチャージ・ポンプDC/DCコンバータを内蔵しています。このコンバータでは、1.1Vの最小電圧をENピンに加えるか、押しボタンを押すことによって電源を投入できます。コンバータは、チャージャと同時にアクティブ状態にすることができます。チャージ・ポンプのスイッチング周波数は、動作モードに応じて50kHzまたは75kHzに設定されます。この周波数はスイッチング・ノイズを可聴帯域外に保つよう選択されています。

動作

動作モード

チャージ・ポンプDC/DCコンバータには、バッテリー電圧に応じて3つの動作モードがあります。 $V_{BAT} > 3.6V$ の場合、チャージ・ポンプは3:1降圧モード(モード1)で動作し、1.2Vの安定化出力を供給します。モード1では、DC/DCコンバータが供給できる最大出力電流が、内部の電流制限回路によって約65mAに制限されます。

バッテリー電圧が3.6Vと3.3Vの間にある場合、チャージ・ポンプは引き続き3:1降圧モードで動作しますが、もはや1.2Vのレギュレーションを維持できず、出力で供給される電圧は(無負荷時で)バッテリー電圧の3分の1になります。これはモード2と呼ばれます。モード2におけるコンバータのテブナン等価回路を図2に示します。ここで、 R_{OL} はコンバータの実効オープンループ出力抵抗です。 R_{OL} の代表値は、 $V_{BAT} = 3.5V$ および $f_{SW} = 50kHz$ の場合、室温で 4.6Ω です。この値

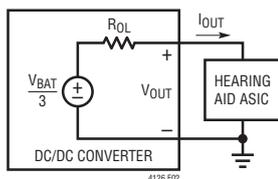


図2. モード2でのDC/DCコンバータのテブナン等価回路:
3:1降圧

はバッテリー電圧、コンバータのスイッチング周波数、およびダイの温度に応じて変化します。図2を使用することにより、次式を使用して特定の負荷電流(I_{OUT})での出力電圧(V_{OUT})を求めることができます。

$$V_{OUT} = \frac{V_{BAT}}{3} - I_{OUT} \cdot R_{OL}$$

バッテリー電圧が3.3Vより低くなると、チャージ・ポンプは2:1降圧モード(モード3)に切り替わり、1.2Vの安定化出力を再び供給します。モード3では、DC/DCコンバータが供給できる最大出力電流がバッテリー電圧に応じて減少しますが、約35mAより少なくなることはありません。代表的な性能特性のグラフを参照してください。異なる動作モードでのバッテリー電圧に対する出力電圧の変化を図3に示します。

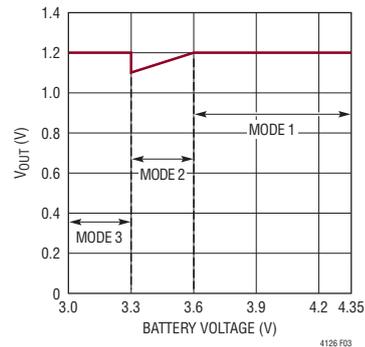


図3. $I_{OUT} = 0$ での V_{OUT} とバッテリー電圧

大量負荷の処理

モード1またはモード2(3:1降圧モード)で動作しているときに出力に大量の負荷がかかると、出力電圧は1.1Vより低くなり、コンバータは自動的にモード3(2:1降圧モード)に切り替わって、出力を1.2Vに調整しようとします。コンバータはモード3の状態を110ms(代表値)維持してから、以前のモードに戻ります。大量負荷の状態が解消しないまま V_{OUT} が再び1.1Vより低くなると、コンバータは更に110msの間モード3に戻り、サイクルを継続します。110msの持続時間が選択されているのは、可聴範囲に入る可能性がある周波数でモードが切り替わるのを防ぐためです。モード3に切り替わると、電流駆動能力が向上する代わりに効率が低下します。このため、コンバータはできるだけ長くモード1またはモード2に留まろうとします。

コンバータの効率

LTC4126 DC/DCコンバータの効率は、バッテリー電圧の範囲全体を通じて変化し、その動作モードに大きく左右されます。モード1での理論的な最大効率は、次のように表すことができます。

$$\text{Efficiency, } \eta_{\text{Mode1}} = \frac{V_{OUT}}{\left(\frac{V_{BAT}}{3}\right)}$$

レギュレーションがOUTピンで1.2Vに維持されている場合、理論的な最大効率は、上の式から計算されるように、 $V_{BAT} = 4.2V$ のときは85.7%であり、 $V_{BAT} = 3.6V$ のときは100%です。

バッテリー電圧が3.6Vから3.3Vの間になると、コンバータはOUTピンでの1.2Vレギュレーションを全ての負荷で維持できなくなり、モード2で動作しています。ただし、コンバータが

動作

このモードで達成可能な効率の上限は、スイッチング損失、抵抗損、および静止電流損失によって決まります。

バッテリー電圧が3.3Vまで低下すると、コンバータはモード3に入ります。このモードでは、理論的な最大効率を次のように表すことができます。

$$\text{Efficiency, } \eta_{\text{Mode3}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{\left(\frac{V_{\text{BAT}}}{2}\right)}$$

モード3では、理論的な最大効率は、上の式から計算されるように、 $V_{\text{BAT}} = 3.3\text{V}$ のときは72.7%であり、 $V_{\text{BAT}} = 3.0\text{V}$ のときは80%です。

図4に、コンバータの理論的な最大効率の変化を、3つの異なる動作モードでのバッテリー電圧の範囲全体にわたってグラフで示します。

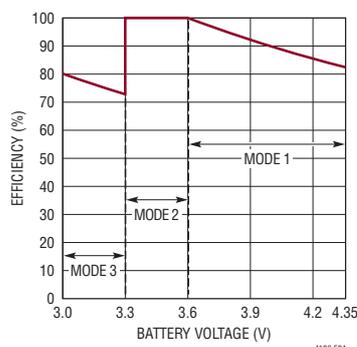


図4. コンバータの理論的な最大効率とバッテリー電圧

バッテリー・レベル・インジケータ

LTC4126は、充電していないとき、かつコンバータをイネーブリングしているときに、いくつかのバッテリー電圧レベルをSTATピンを介して報告するバッテリー電圧モニタを内蔵しています。表2を参照してください。STATピンはチャージャのステータスまたはバッテリー・レベルをACPRの状態に基づいて示すので、ACPRの状態が変化するたびに、STATピンが有効になるまでに最大1 μs の遅延が生じることがあります。

表2. バッテリー・レベルの表示

ACPR	STAT1	STAT2	STATUS
0	0	0	$V_{\text{BAT}} < 3.2\text{V}$, Low Battery Alert 3
0	0	1	$3.2\text{V} < V_{\text{BAT}} < 3.3\text{V}$
0	1	0	$3.3\text{V} < V_{\text{BAT}} < 3.6\text{V}$
0	1	1	$V_{\text{BAT}} > 3.6\text{V}$
1	X	X	Power Available, STAT Pins Indicate Charger Status

バッテリー遮断モード/出荷モード

入力電力が供給されておらず、バッテリー電圧が3.0V (代表値)まで低下すると、LTC4126はその大部分の機能をシャットダウンし、バッテリーの放電が多くなりすぎないようにして、バッテリーからの消費電流を100nA未満に抑えます。いったんバッテリー遮断モードに入ると、通常の機能を再開できるのは、ACINピンまたは V_{CC} ピンに電力が供給されて、 V_{CC} ピンの電圧がBATピンの電圧より80mV (代表値)高くなったときだけになります。

また、LTC4126は、バッテリーを初めて取り付けられた後にも、バッテリーの電圧レベルに関係なく、バッテリー遮断モードになります。これにより、出荷モード機能が実装されます。

押しボタン制御

LTC4126は、ENピンを使用しない(ローに保持する)場合にDC/DCコンバータをオン/オフする押しボタン・コントローラを内蔵しています。ENピンをロジック・ハイにすると、押しボタン機能はオーバーライドされ、レギュレータはオン状態が維持されます。EN信号の立下がりエッジでは、DC/DCコンバータの電源が遮断され、その1 μs 後からは、ENがローのままである限り、押しボタンで出力を制御できるようになります。PBENピンが425ms (代表値)以上ローに保持されている場合は、押しボタンを1回押す操作が有効とみなされます。更に、押しボタンを連続して押す場合、押す操作が毎回有効とみなされるには、操作と次の操作の間にPBENピンを43ms (代表値)以上ハイ状態に戻す必要があります。押しボタン操作が無効の場合、コンバータの状態は変化しません。4M Ω の内部抵抗により、PBENピンの電圧はBATの電圧まで引き上げられます。有効な押しボタン操作と無効な押しボタン操作のいくつかのシナリオを図5に示します。

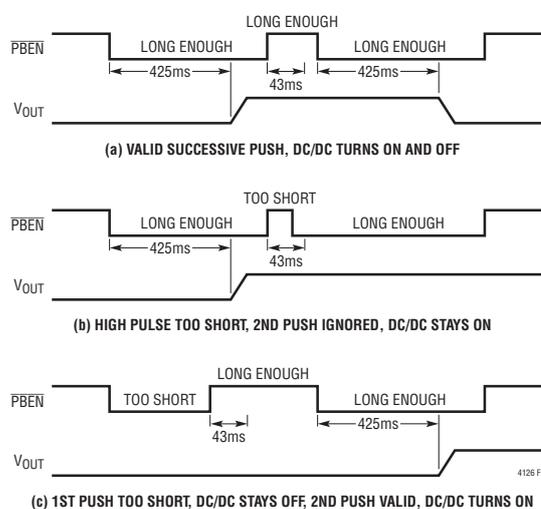


図5. いくつかの押しボタン・シナリオ

アプリケーション情報

ワイヤレス電力伝送

ワイヤレス電力伝送システムでは、交番磁界を使用して電力が伝送されます。AC電流が送電コイルを流れると、磁界が発生します。この磁界に受電コイルを置くと、受電コイルにAC電流が誘導されます。受電コイルに誘導されるAC電流は、トランスミッタに加わるAC電流と、送電コイルと受電コイルの間の磁界結合の関数です。LTC4126の内部ダイオードは、ACINピンのAC電圧を整流します。

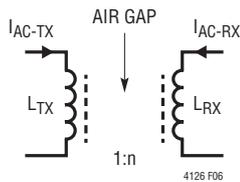


図6. ワイヤレス電力伝送システム

図6に示すような空隙を越えた電力伝送の範囲は、共振を利用して広げることができます。そのために、送電コイルのAC電流の周波数と同じ周波数に調整したLCタンク回路をACINピンに接続します。

レシーバーとシングル・トランジスタ・トランスミッタ

図7に示すシングル・トランジスタ・トランスミッタは、AC電流を駆動して送電コイルL_{TX}に流し込むのに使用できるDC/ACコンバータの一例です。

NMOS (M1)は、LTC6990発振器によって生成されたデューティ・サイクル50%の方形波で駆動します。最初の半サイク

ルの間、M1はオンになり、L_{TX}を流れる電流は直線的に増加します。次の半サイクルの間、M1はオフになり、L_{TX}を流れる電流はC_{TX} (= C_{TX1} + C_{TX2})とL_{TX}によって形成されるLCタンク回路を循環します。L_{TX}に流れる電流を図8に示します。

送電側のLCタンク周波数を駆動周波数の1.29倍に設定すると、M1のスイッチング損失は、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)のため大幅に減少します。異なるf_{TX-TANK}周波数でのZVS状態を図9および図10に示します。

$$f_{TX-TANK} = 1.29 \cdot f_{DRIVE}$$

f_{DRIVE}は、LTC6990に接続されている抵抗R_{SET}によって設定されます。f_{TX-TANK}は次の式で設定されます。

$$f_{TX-TANK} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{TX} \cdot C_{TX}}}$$

M1のドレインに現れる送電コイルL_{TX}のピーク電圧は次のとおりです。

$$V_{TX-PEAK} = 1.038 \cdot \pi \cdot V_{IN}$$

また、L_{TX}を流れるピーク電流は次のとおりです。

$$I_{TX-PEAK} = \frac{0.36 \cdot V_{IN}}{f_{TX-TANK} \cdot L_{TX}}$$

L_{TX}を流れるRMS電流は次のとおりです。

$$I_{TX-RMS} = 0.66 \cdot I_{TX-PEAK}$$

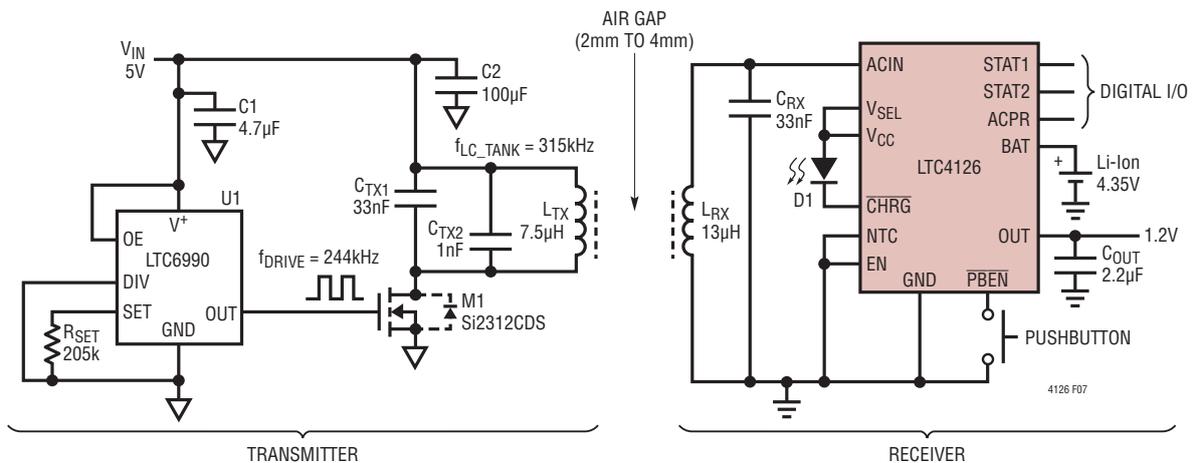


図7. DC/ACコンバータ、送電/受電コイル、調整済みのLTC4126共振レシーバー (推奨の部品については、表3および表4を参照)

アプリケーション情報

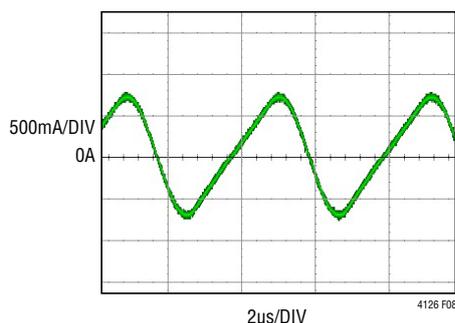
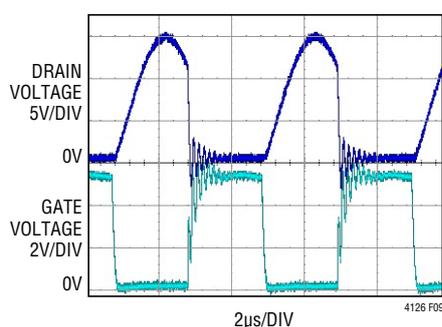
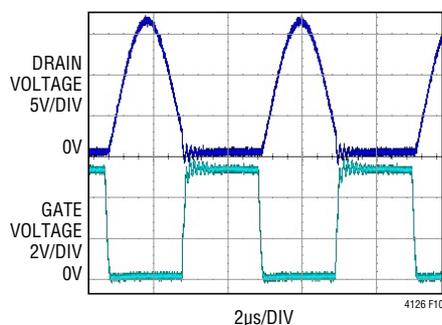


図8. 送電コイルを流れる電流

図9. $f_{TX_TANK} = f_{DRIVE}$ のときのNMOS M1のドレインおよびゲートの電圧図10. $f_{TX_TANK} = 1.29 \cdot f_{DRIVE}$ のときのNMOS M1のドレインおよびゲートの電圧

レシーバー側のLCタンク回路(L_{RX} および C_{RX})は、送電側LCタンク回路の駆動周波数と同じ周波数に調整されます。

$$f_{RX-TANK} = f_{DRIVE}$$

ここで、 $f_{RX-TANK}$ は次式で与えられます。

$$f_{RX-TANK} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_{RX} \cdot C_{RX}}}$$

f_{DRIVE} は容易に調整できるため、最小限の部品点数(つまり、 C_{RX})を使用して $f_{RX-TANK}$ を選択し、その後 f_{DRIVE} を調整して一致させるのが最善の方法です。

送電コイルを流れるAC電流の量を増やすには、電源電圧(V_{IN})を高くします。伝送電力の量は送電コイルを流れるAC電流に比例するので、 V_{IN} を変化させて受電コイルへの電力供給を調整できます。

また、全体的な電力伝送効率は、トランスミッタ回路とレシーバー回路に使用した部品のQ値にも左右されます。送電/受電コイルおよびコンデンサには、低抵抗の部品を選択してください。

伝送電力レベルの選択

前のセクションで説明したように、電源電圧(V_{IN})を使用して、図7に示すトランスミッタの伝送電力を調整できます。伝送電力はできるだけ低く設定して、最も厳しい結合条件(例えば、最も厳しい位置ずれで最大の伝送距離)のときに目的の出力電力を受信できるようにします。LTC4126は過剰な受信電力をシャントして V_{CC} の電圧を目的の範囲内に維持できますが、このためにダイの温度が高くなり、場合によってはバッテリーの温度も高くなるという弊害もあります。また、バッテリーの温度が、サーミスタによって設定されている Too Hot 温度閾値を超えると、チャージャはバッテリーの充電を中断します。

送電インダクタの定格電流を使用して上限を設定し、最も厳しい結合条件で充電電流が悪影響を受けるまで、伝送電力を低減させる方向で調整します。伝送電力レベルが決まったら、満充電状態のバッテリーまたはバッテリー・シミュレータを使用した最高の結合条件で送電コイルと受電コイルを配置して、過剰な電力のシャントによってダイの温度が上昇しすぎないようにします。

温度に加えて、チェックが必要な別のパラメータは、 $ACIN$ ピンでの最大の負電圧です。上述の手順に従って、最高の結合条件でLTC4126の温度上昇を評価する場合には、 $V_{CC} - V_{ACIN}$ が16Vを超えないようにします。 $ACIN$ での代表的な波形が $V_{CC} - V_{ACIN} < 16V$ を示していることを図11に表します。

アプリケーション情報

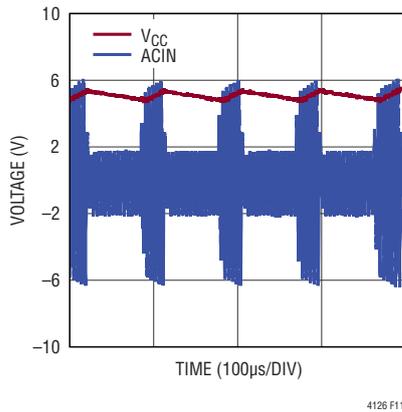


図11. $V_{CC} - V_{ACIN} < 16V$ の条件におけるACINピンで受け付け可能な代表的な電圧波形

経験的な方法を使用してACINピンでの最大の負電圧を求める代替手段として、次の式を図12と組み合わせて使用できます。この図は、レシーバーでの並列共振構成を示しています。

$$|V_{RX}| = \frac{\omega k \sqrt{L_{TX} L_{RX}}}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_{RX} C_{RX})^2 + \left(\omega \frac{L_{RX}}{R_{L-AC}}\right)^2}} |I_{TX}|$$

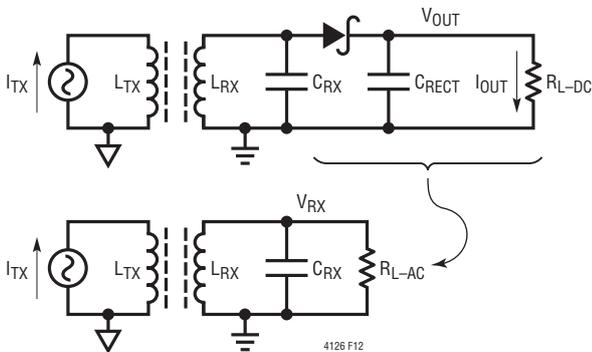


図12. レシーバーでの並列共振構成と半波整流器のモデル化

$|V_{RX}|$ はレシーバー・コイルでの電圧の振幅、 $|I_{TX}|$ は送電コイルを流れる電流の振幅、 k は送電コイルと受電コイルの間の結合係数、 ω は動作周波数(単位はラジアン/秒)、 L_{TX} は

送電コイルの自己インダクタンス、 L_{RX} は受電コイルの自己インダクタンス、 C_{RX} はレシーバーの共振容量、 R_{L-AC} は等価AC負荷抵抗です。

1つの単純化した式を次に示します。

$$R_{L-AC} \approx \frac{R_{L-DC}}{2}$$

この式では、ショットキー・ダイオード両端での電圧降下が振幅 $|V_{RX}|$ より大幅に小さいことを前提にしています。更に、 R_{L-DC} は出力電圧(V_{OUT})と出力電流(I_{OUT})との比として近似できます。

$$R_{L-DC} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}}$$

送電コイルを流れる電流の振幅 $|I_{TX}|$ は、直接測定するか、その初期値(レシーバーなしの値)をトランスミッタ回路に基づいて計算できます。初期値は控えめに見積もった値です。トランスミッタ・コイル電流の振幅は、(負荷のある)レシーバーが負荷と結合するとすぐに減少するためです。

2つのコイルの間の結合係数(k)を求めるには、コイルの寸法と物理的な構成を入力して有限要素シミュレーションを実行します。この結合係数をより簡単に求める方法は、図13に示すように、2つの疎結合コイルに対して直列補助および直列相殺測定法を使用することです。

追記:

$$L_{AIDING} = L_{AB}$$

$$L_{CANCELLING} = L_{CD}$$

$$k = \frac{L_{AIDING} - L_{CANCELLING}}{4\sqrt{L_{TX} L_{RX}}}$$

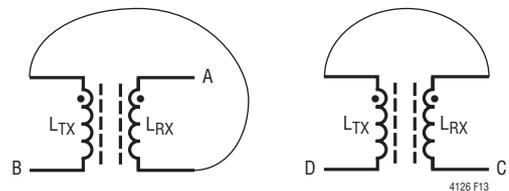


図13. 結合係数 k を測定するために使用した直列補助および直列相殺法

アプリケーション情報

シングル・トランジスタ・トランスミッタと LTC4126 レシーバーの設計例

図7の例では、共振結合したシングル・トランジスタ・トランスミッタとLTC4126チャージャの設計を示します。この設計を完了するために必要な手順の概要は次のとおりです。

1. レシーバーの共振周波数を求めて、レシーバーのLCタンク回路の部品値を設定します。

部品点数が少なく済む共振周波数を選択するのが最善の方法です。この例では、レシーバーの共振周波数として244kHzを選択します。244kHzでは、選択した受電コイル(13μH)に必要なタンク容量(C_{RX})は33nFです。33nFはコンデンサの標準値なので、タンク容量に必要な部品は1個だけです。タンク容量の計算を下に示します。

$$C_{RX} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{RX-TANK}^2 \cdot L_{RX}} = 32.7\text{nF}; 33\text{nF}$$

最小電圧定格が25Vで許容誤差が5% (以内) である33nFのコンデンサをC_{RX}として選択します。電圧定格が高いほど、通常は該当するQ値が高くなります。つまり、望ましい特性になります。ただし、電圧定格が高くなるほど、通常はパッケージ・サイズが大きくなります。

2. シングル・トランジスタ・トランスミッタの駆動周波数(f_{DRIVE})を設定します。

f_{DRIVE}は、レシーバーの共振周波数と同じ値に設定します。

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz}}{N_{DIV}} \cdot \frac{50\text{k}\Omega}{244\text{kHz}} = 205\text{k}\Omega$$

ここで、LTC6990のDIVピンは接地されているので、N_{DIV} = 1です。許容誤差が1%で205kΩ(標準値)の抵抗を選択します。発振器の詳細については、LTC6990のデータシートを参照してください。

3. シングル・トランジスタ・トランスミッタのLCタンク回路の部品値を設定します。f_{DRIVE}が244kHzである場合、送電側のLCタンク周波数(f_{TX-TANK})は次のとおりです。

$$f_{TX-TANK} = 1.29 \cdot 244\text{kHz} = 315\text{kHz}$$

この例で使用した送電コイル(L_{TX})は7.5μHです。送電側のタンク容量の値(C_{TX})は、次のように計算できます。

$$C_{TX} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{TX-TANK}^2 \cdot L_{TX}} = 34\text{nF}$$

34nFは標準のコンデンサ値ではないため、33nFのコンデンサと1nFのコンデンサを並列に使用して、C_{TX}の計算値から誤差1%以内の値を得ます。C_{TX}コンデンサの推奨の定格は50Vで、許容誤差は5%(以内)です。

4. 送電コイルを流れるAC電流が十分に定格の範囲内であることを確認します。この例では、シングル・トランジスタ・トランスミッタの電源電圧は5Vです。送電コイル(L_{TX})を流れるAC電流のピーク値は、次のように計算できます。

$$I_{TX-PEAK} = \frac{0.36 \cdot V_{IN}}{f_{TX-TANK} \cdot L_{TX}} = \frac{0.36 \cdot 5\text{V}}{315\text{kHz} \cdot 7.5\mu\text{H}} = 0.76\text{A}$$

また、RMS電流は次のとおりです。

$$I_{TX-RMS} = 0.66 \cdot 0.76\text{A} = 0.5\text{A}$$

送電コイルの定格電流は1.55Aです(詳細については、Würth社760308103206のデータシートを参照)。したがって、I_{TX-RMS}の計算値は、定格電流より十分に低い値です。

5. また、選択した伝送電力レベルによってLTC4126が過剰に発熱しないことも確認してください。

トランスミッタおよびレシーバー向けの部品選択

LTC4126から最適な性能を確実に引き出すには、図7に示すように、レシーバーおよびトランスミッタに対して、表3および表4に記載した部品をそれぞれ使用します。Q値の良好な受電コイルおよび送電コイルを選択して、全体的な電力伝送効率を向上させます。フェライト・コアを使用して送電コイルと受電コイルの間の電磁結合を強化し、その他の送電回路と受電回路をAC磁界から遮蔽します。C0Gセラミックスなど、低ESRで低熱係数のコンデンサを受電と送電のLCタンク回路に使用します。

アプリケーション情報

表3. 図7に示すレシーバーの推奨部品

製品	製品の説明	メーカー/製品番号
L _{RX}	13μH, 10mm, Receive Coil	Würth 760308101208
C _{RX}	Capacitor, COG, 33nF, ±5%, 50V, 0805 or	TDK C2012C0G1H333J125AA
	Capacitor, COG, 33nF, ±1%, 50V, 1206	Murata GCM3195C1H333FA16D
C _{OUT}	Ceramic CAP, 2.2μF, ±10%, 6.3V, 0402	Murata GRM155R60J225KE95D
D1	LED, 630nm, Red, 0603, SMD	Rohm Semiconductor SML-311UTT86

表4. 図7に示すトランスミッタの推奨部品

製品	製品の説明	メーカー/製品番号
L _{TX}	7.5μH, 28mm × 15mm, Transmit Coil	Würth 760308103206
C _{TX1}	Capacitor, COG, 33nF, ±5%, 50V, 0805	TDK C2012C0G1H333J125AA
C _{TX2}	Capacitor, COG, 1nF, ±5%, 50V, 0603	TDK C1608C0G1H102J080AA
M1	MOSFET, N-CH 20V, 6A, SOT-23-3	Vishay Si2312CDS-T1-GE3
R _{SET}	Resistor, 205kΩ, ±1%, 1/16W, 0402	Vishay CRCW0402205KFKED
U1	IC, Voltage Controlled Silicon Oscillator, 2mm × 3mm DFN	Analog Devices LTC6990IDCB
C1	Capacitor, X5R, 4.7 μF, ±20%, 6.3V, 0402	TDK C1005X5R0J475M
C2	Capacitor, X5R, 100 μF, ±20%, 6.3V, 1206	Murata GRM31CR60J107ME39L

CHRG ステータス・インジケータ向けの部品選択

CHRG ピンに接続されているLEDには、300μA (代表値)のプルダウン電流源によって電力が供給されます。順方向電圧降下の小さい高効率のLEDを選択します。いくつかの推奨LEDを表5に示します。

表5. 推奨のLED

メーカー/製品番号	製品の説明
Rohm Semiconductor, SML-311UTT86	LED, 630nm, RED, 0603, SMD
Lite-On Inc. LTST-C193KRKT-5A	LED, RED, SMT, 0603

温度制限充電

バッテリーの温度制限充電機能を使用するには、NTCサーミスタR_{NTC}をNTCピンとGNDの間に接続して、バイアス抵抗R_{BIAS}をV_{CC}ピンとNTCピンの間に接続します(図14)。LTC4126のToo Hotコンパレータ閾値は、内部でV_{CC}の34.9%に設定されているので、高温閾値でのサーミスタの抵抗R_{HOT}は、次式を使用して計算できます。

$$\frac{R_{HOT}}{R_{HOT} + R_{BIAS}} = 0.349$$

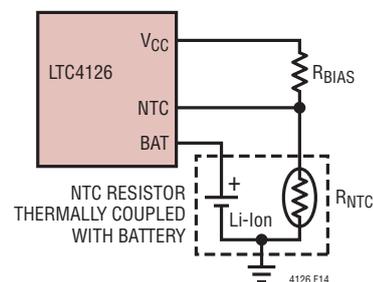


図14. NTCサーミスタ接続

この式は次のように簡略化できます。

$$\frac{R_{HOT}}{R_{BIAS}} = 0.536$$

R_{BIAS}を選択して、その値が、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値(R₂₅)に等しくなるようにすると、R_{HOT}/R₂₅ = 0.536になります。サーミスタ・メーカーは、通常、自社のサーミスタの抵抗/温度変換表を記載して、所定の温度Tでのサーミスタの抵抗R_Tと25°Cでのサーミスタの抵抗R₂₅との比を一覧表にしています。B25/85 = 3950kのVishay製サーミスタNTCS0402E3104*HTでは、比R_T/R₂₅ = 0.536は約40°Cに相当します。

アプリケーション情報

同様に、LTC4126のToo Coldコンパレータ閾値は、内部でV_{CC}の76.5%に設定されているので、低温閾値でのサーミスタの抵抗R_{COLD}は、次式を使用して計算できます。

$$\frac{R_{\text{COLD}}}{R_{\text{COLD}} + R_{\text{BIAS}}} = 0.765$$

この式は次のように簡略化できます。

$$\frac{R_{\text{COLD}}}{R_{\text{BIAS}}} = 3.25$$

一方、R_{BIAS}を選択して、その値が、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値(R₂₅)に等しくなるようにすると、R_{COLD}/R₂₅ = 3.25になります。B25/85 = 3950kの同じVishay製サーミスタでは、比R_T/R₂₅ = 3.25は約0°Cに相当します。

高温/低温閾値を増減するには、R₂₅と異なるBIAS抵抗を選択します。例えば、高温閾値を50°Cにする場合は、サーミスタの抵抗/温度変換表を参照して、比R₅₀/R₂₅を探します。前に使用したのと同じVishay製サーミスタの場合、この比は0.3631です。R_{HOT}/R_{BIAS} = 0.536なので、R_{BIAS}は次のように計算できます。

$$R_{\text{BIAS}} = \frac{R_{\text{HOT}}}{0.536} = \frac{0.3631 \cdot R_{25}}{0.536} = 0.677 \cdot R_{25}$$

これは、サーミスタの25°Cでの値の67.7%をR_{BIAS}の値として選択して、高温閾値を50°Cに設定するという意味です。ただし、こうすると、低温閾値も自動的に高い方にシフトします。低温閾値を計算し直すには、R_{COLD}/R₂₅の比を次のように計算します。

$$\frac{R_{\text{COLD}}}{R_{25}} = \frac{R_{\text{COLD}}}{R_{\text{BIAS}}} \cdot \frac{R_{\text{BIAS}}}{R_{25}} = 3.25 \cdot 0.677 = 2.202$$

変換表から、この比は約8°Cに相当します。R_{BIAS}の値を変更してR₂₅より小さくすると、高温閾値と低温閾値の両方が高くなるので注意してください。同様に、R_{BIAS}の値をR₂₅より大きくすると、高温閾値と低温閾値の両方が低くなります。また、自由度が1(つまり、R_{BIAS}の値の調整)に限られているので、設定できるのは低温閾値と高温閾値のどちらかであり、両方を設定することはできません。

2つ目の自由度として別の抵抗を導入すれば、高温閾値と低温閾値を個別に調整できます(図15)。抵抗R_Dは、NTCピンとグラウンドの間の抵抗の感度を実質的に低減します。したがって、直感的に、この抵抗は高温閾値をより高温に動かし、低温閾値をより低温に動かしします。これで、R_{BIAS}とR_Dの値を次の式に従って設定できるようになります。

$$R_{\text{BIAS}} = \frac{(R_{\text{COLD}} - R_{\text{HOT}})}{2.714}$$

$$R_{\text{D}} = 0.197 \cdot R_{\text{COLD}} - 1.197 \cdot R_{\text{HOT}}$$

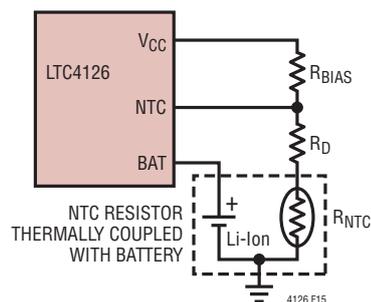


図15. 感度抑圧抵抗R_Dを付加したNTCサーミスタ接続

この方法を使用できるのは、高温閾値と低温閾値を互いに離すときだけです。上の式を使用したときに、R_Dに負の値が必要であることが分かった場合は、選択した2つの温度閾値が互いに近づきすぎており、より感度の高いサーミスタが必要です。例えば、この方法を使用して、高温閾値と低温閾値を個別に60°Cと-5°Cに設定できます。B25/85 = 3950kで25°Cでの公称値が100kの同じVishay製サーミスタを使用すると、最も近い誤差1%の抵抗値としてR_{BIAS} = 147kおよびR_D = 52.3kが上の式から得られます。

プリント基板レイアウトに関する検討事項

LTC4126のパッケージの露出パッドは唯一のグラウンド・ピンであり、チャージャとDC/DCコンバータの両方の帰還経路として機能するので、プリント基板のグラウンドにハンダ処理して、良好な電氣的接続を得る必要があります。LTC4126は低消費電力のICですが、供給可能なAC電力が

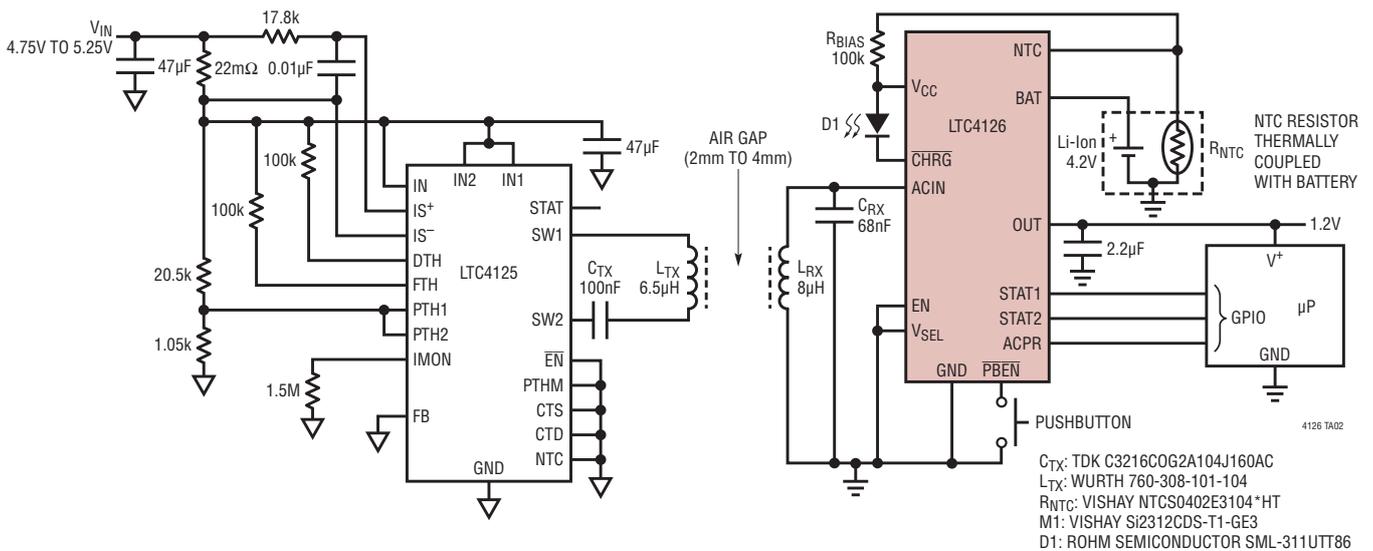
アプリケーション情報

過大な場合は、AC電源制御ブロックのシャント回路によって、チップ上で多大な電力が消費されることがあります。プリント基板上で熱が適切に放散されないと、ダイの温度が上昇し、次いでバッテリーの温度が上昇して、NTCサーミスタによって設定されている高温閾値を超えて、チャージャが充電を中断する可能性があります。熱性能を最適化するには、

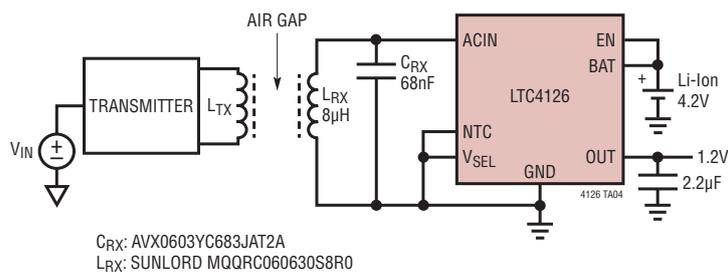
裏面の露出パッドの直下にビア群を配置し、内層のグラウンド・プレーンに直接接続する必要があります。寄生インダクタンスを最小限にするため、グラウンド・プレーンはプリント基板の最上層にできるだけ近づける(第2層に配置する)必要があります。

標準的応用例

機能満載のアプリケーション回路

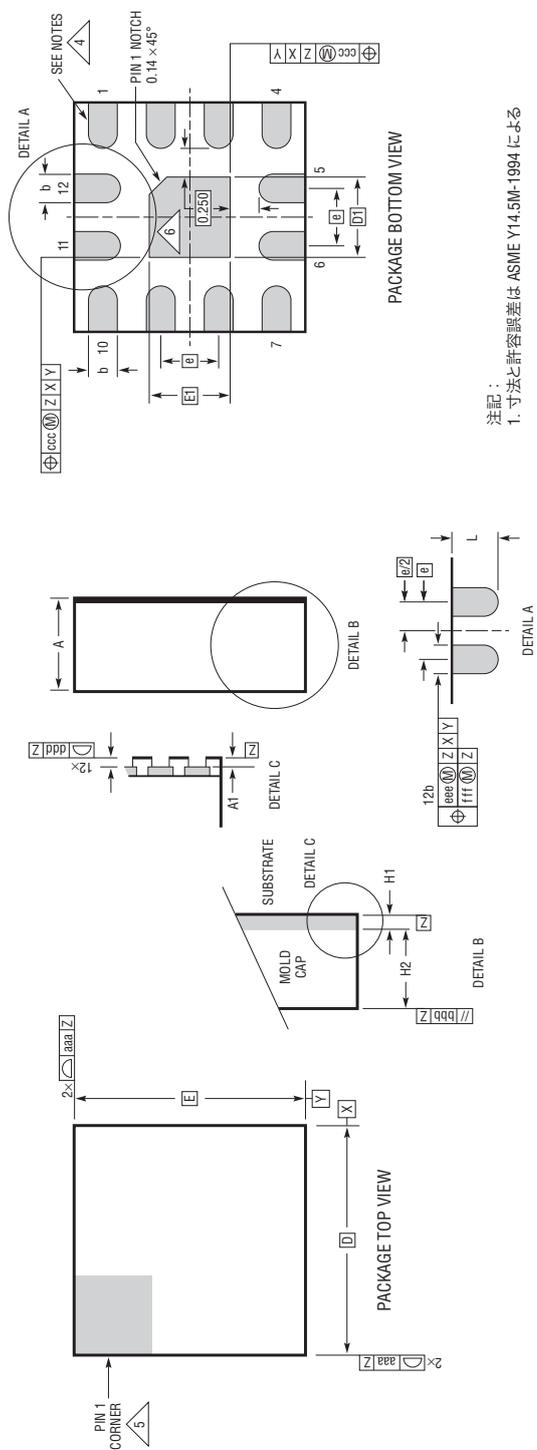


部品点数が最小限のアプリケーション回路



パッケージ

LQFN Package
12-Lead (2mm × 2mm × 0.74mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1530 Rev B)

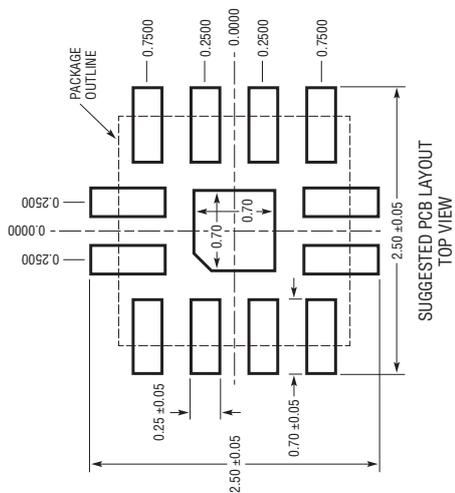


注記:
 1. 寸法と許容誤差は ASME Y14.5M-1994 による
 2. 全ての寸法はミリメートル

3. 主データーム-zz はシーティングプレーン

- 4. これらの端子と放熱部が写えにくくならないように、ハンダ・マスク開口部の下にある金属部は表示されていない
- 5. 1番ピンは識別マークの詳細はオプションだが、示された領域内になければならない。1番ピンの識別マークはモールドまたはマーキングにすることができる
- 6. 露出放熱機能部が、オプションのコーナ半径に搭載されている可能性があります

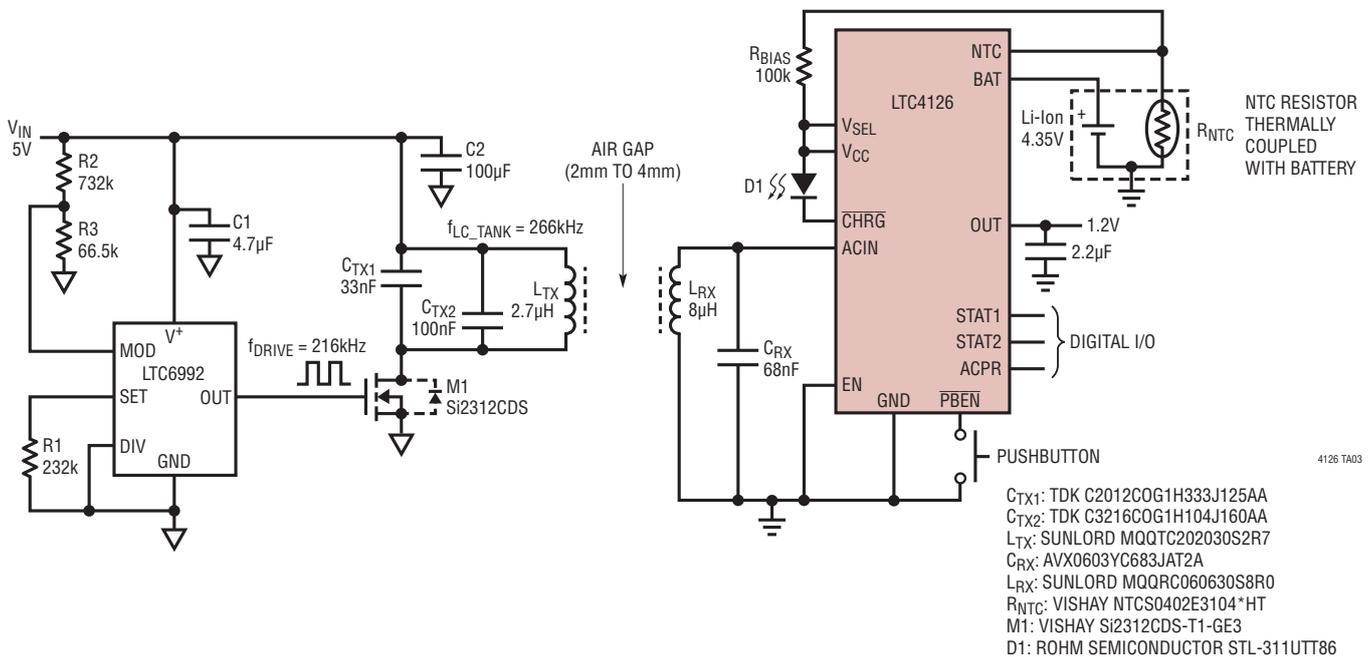
DIMENSIONS				
SYMBOL	MIN	NOM	MAX	NOTES
A	0.65	0.74	0.83	
A1	0.01	0.02	0.03	
L	0.30	0.40	0.50	
b	0.22	0.25	0.28	
D		2.00		
E		2.00		
D1		0.70		
E1		0.70		
e		0.50		
H1		0.24 REF		SUBSTRATE THK
H2		0.50 REF		MOLD CAP HT
aaa			0.10	
bbb			0.10	
ccc			0.10	
ddd			0.10	
eee			0.15	
fff			0.08	



LQFN 12 0818 REV B

標準的応用例

押しボタンを有効にして266kHzに調整した7.5mA ワイヤレス・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ (4.35V)



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC4120	ワイヤレス・パワー・レシーバー／400mA 降圧バッテリー・チャージャ	1～2セルのワイヤレス・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ、充電電流:400mA、動的調和制御、広い入力電圧範囲:12.5V～40V、16ピン3mm×3mm QFNパッケージ
LTC4123	補聴器向け低消費電力ワイヤレス・チャージャ	ワイヤレスのシングルNiMHチャージャ、過電圧制限機能付き整流器を内蔵、充電電流:25mA、亜鉛空気電池の検出、温度補償された充電電圧、6ピン2mm×2mm DFNパッケージ
LTC4125	5W AutoResonant ワイヤレス・パワー・トランスミッタ	モノリシック AutoResonant フル・ブリッジ・ドライバ電力伝送により、レシーバーの負荷を自動的に調整、異物検出、広い動作スイッチング周波数範囲:50kHz～250kHz、入力電圧範囲:3V～5.5V、20ピン4mm×5mm QFNパッケージ
LTC4070	リチウムイオン／ポリマー・バッテリー向けシャント・バッテリー・チャージャ・システム	リチウムイオン／ポリマー・バッテリー向けシャント・バッテリー・チャージャ、低動作電流(450nA)、内部シャント電流:50mA、ピンで選択可能なフロート電圧(4.0V、4.1V、4.2V)、8ピン2mm×3mm DFNおよびMSOPパッケージ
LTC4071	低電圧バッテリーの遮断機能を備えたリチウムイオン／ポリマー・バッテリー向けシャント・バッテリー・チャージャ・システム	チャージャとバッテリー・パック保護機能を1個のICに搭載、低動作電流(550nA)、内部シャント電流:50mA、ピンで選択可能なフロート電圧(4.0V、4.1V、4.2V)、8ピン2mm×3mm DFNおよびMSOPパッケージ
LTC6990	TimerBlox:電圧制御シリコン発振器	固定周波数動作または電圧制御動作、周波数範囲:488Hz～2MHz、低背型 SOT-23 および 2mm×3mm DFNパッケージ
LTC6992	TimerBlox:電圧制御パルス幅変調器(PWM)	0V～1Vのアナログ入力によるパルス幅変調、周波数範囲:3.81Hz～1MHz、低背型 SOT-23 および 2mm×3mm DFNパッケージ