

ロー・バッテリー遮断機能付き 100mA ワイヤレス・リチウムイオン・チャージャ

特長

- フル機能のワイヤレス電源レシーバー、リチウムイオン・チャージャおよび PowerPath™ コントローラ
- ワイヤレス入力電源の制御および整流
- 広帯域ワイヤレス電源周波数: DC ~ >10MHz
- ピン選択可能な充電電流: 10mA/25mA/50mA/100mA
- ピン選択可能な充電電圧: 4.0V/4.1V/4.2V/4.35V
- ピン選択可能なロー・バッテリー遮断機能: 2.7V/3.2V
- 遮断/出荷モードでのゼロ・バッテリー・ドレイン電流
- ロー・バッテリー・プリチャージ電流用のピン選択可能なイネーブル
- 規定充電温度用 NTC 入力
- 安全充電終了タイマー
- 少ない外付け部品によるソリューション全体サイズの小型化
- 熱特性が改善された小型 12 ピン、2mm × 2mm LQFN パッケージ

アプリケーション

- 医療用ワイヤレス・センサー
- 防衛用ウェアラブル・デバイス
- ハイ・エンドのワイヤレス・ヘッドセット
- Bluetooth 接続のストリーミング・ヘッドセット
- 仮想現実用ヘッドセット
- ハイ・エンドのリモート制御
- IoT デバイス

概要

LTC®4124 は、ロー・バッテリー遮断機能を備えた高性能ワイヤレス・リチウムイオン・チャージャです。充電電流(最大 100mA)および充電電圧をピンで選択できるので、必要な外付け部品を最小限に抑えながら、汎用性を確保できます。

LTC4124 を使ったワイヤレス充電ではデバイスを筐体内に密封した状態で充電でき、スペース制約があるアプリケーションで大型のコネクタが不要になります。露出した導電性コネクタが不要なので、デバイスの堅牢性を高めつつ、より快適なユーザー・エクスペリエンスを実現できます。

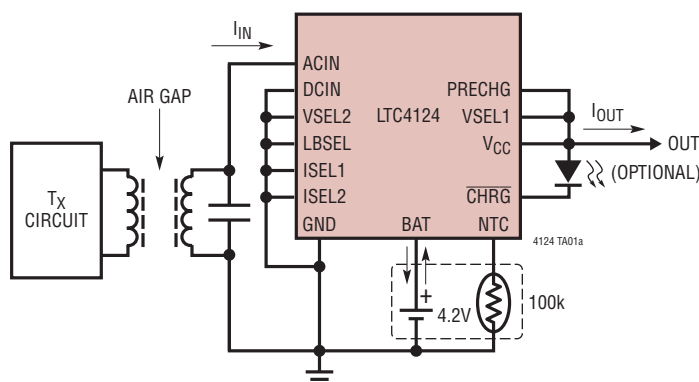
LTC4124 は、安全な規定充電温度用の NTC 入力と、過放電によるバッテリーの損傷を防ぐためのバッテリー遮断機能を備えています。

2mm × 2mm LQFN パッケージと最少の外付け部品点数を特徴とする LTC4124 は、ソリューション・サイズの小型化が必須の低消費電力ポータブル・アプリケーションに最適です。

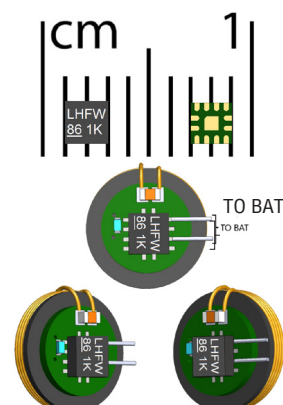
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

1mA プリチャージ調整および 2.7V ロー・バッテリー遮断機能付き
10mA、4.2V ワイヤレス・リチウムイオン・チャージャ



完全なアプリケーション回路基板を含むデバイスの
上面図と底面図



LTC4124

絶対最大定格

(Notes 1, 2)

入力電源電圧

DCIN、V_{CC}、BAT -0.3V ~ 6V

ACIN V_{CC} - 40V ~ V_{CC} + 0.3V

入力電源電流

I(ACIN) 200mA

I(DCIN) 200mA

CHRG -0.3V ~ V_{CC} + 0.3V

ピンの設定

VSEL1、VSEL2、ISEL1、ISEL2 -0.3V ~ V_{CC} + 0.3V

NTC、LBSEL、PRECHG -0.3V ~ V_{CC} + 0.3V

動作ジャンクション温度範囲

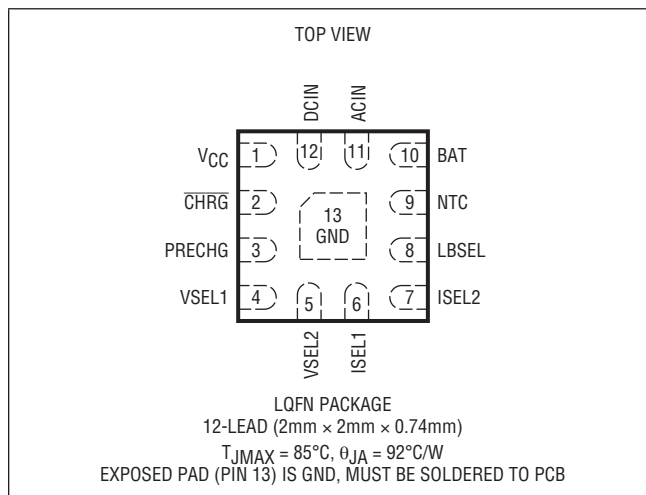
(Note 3) -20°C ~ 85°C

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

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
LTC4124EV#TRPBF	LHFW	e4	Au (RoHS)	LQFN (Laminate Package with QFN Footprint)	3	-20°C to 85°C
LTC4124EV#TRMPBF	LHFW	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。

- パッドの仕上げコードはIPC/JEDEC J-STD-609に準拠しています。

- [推奨のPCBアセンブリ手順および製造手順についての参照先](#)

- [パッケージの図面](#)

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。

**LTC4124パッケージの寸法は、標準の2mm × 2mm × 0.74mm QFNパッケージと同じです。

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5\text{V}$ (Note2、3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{DCIN}	DC Input Supply Operating Range		●	3.3		5.5	V
V_{CC}	Supply Operating Range		●	2.7		5.5	V
I_{VCC}	Input Quiescent Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, Not Charging	●		120	250	μA
I_{BAT}	Battery Quiescent Current	Done Charging or Not Charging, $V_{CC} > V_{BAT}$	●		3.5	7	μA
		Ideal Diode Mode, $ACIN = DCIN = 0\text{V}$, NTC = V_{CC} or Open	●		8 8	15 80	μA μA
		Ideal Diode Mode, $ACIN = DCIN = 0\text{V}$, NTC = $100\text{k}\Omega$ to GND	●		28 28	35 100	μA μA
		Disconnect Mode, $V_{BAT} < V_{BAT_LBDIS}$, $ACIN = DCIN = V_{CC} = 0\text{V}$	●		0	50	nA
		Ship Mode, at any V_{BAT} Voltage Level, $ACIN = DCIN = V_{CC} = 0\text{V}$	●		0	50	nA

ワイヤレスおよびDCパワー・マネージメント

$\Delta V_{CC(HIGH)}$	V_{CC} High Voltage Limit above V_{BAT}	V_{CC} Rising, $V_{BAT} = 3.6\text{V}$			1.05		V
$\Delta V_{CC(LOW)}$	V_{CC} Low Voltage Limit above V_{BAT}	V_{CC} Falling, $V_{BAT} = 3.6\text{V}$			0.85		V
	ACIN to V_{CC} Voltage Drop	$V_{ACIN} = 5\text{V}$, $V_{DCIN} = 0\text{V}$, $I_{VCC} = -100\text{mA}$, Not Charging			0.45		V
	DCIN to V_{CC} Voltage Drop	$V_{DCIN} = 5\text{V}$, $V_{ACIN} = 0\text{V}$, $I_{VCC} = -100\text{mA}$, Not Charging			0.45		V

バッテリー充電

V_{UVCL}	V_{CC} Undervoltage Current Limit Regulation Point	$I_{SEL1} = I_{SEL2} = V_{CC}$, $I_{CHG} = 10\text{mA}$ (10%)			3.4		V
V_{UVCL_TH}	V_{CC} Fault Indicator Threshold into UVCL	V_{CC} Falling, $V_{BAT} = 3.0\text{V}$			3.45		V
	Hysteresis	$V_{BAT} = 3.0\text{V}$			50		mV
R_{CHG}	Charge Switch On Resistance	$V_{BAT} = 3.6\text{V}$			0.5		Ω
V_{BAT_REG}	Battery Charge Voltage	$V_{SEL1} = V_{SEL2} = V_{CC}$		4.339	4.350	4.361	V
			●	4.285	4.350	4.415	V
		$V_{SEL1} = V_{CC}$, $V_{SEL2} = \text{GND}$		4.190	4.200	4.210	V
			●	4.137	4.200	4.263	V
		$V_{SEL1} = \text{GND}$, $V_{SEL2} = V_{CC}$		4.090	4.100	4.110	V
			●	4.038	4.100	4.162	V
V_{BAT_RECHRG}	Recharge Battery Threshold Voltage	$V_{SEL1} = V_{SEL2} = \text{GND}$		3.990	4.000	4.010	V
			●	3.940	4.000	4.060	V
V_{BAT_TRKL}	Precharge Battery Voltage Threshold	V_{BAT} Rising, % of V_{BAT_REG}	●	65	68	71	%
	Hysteresis	% of V_{BAT_REG}			1		%
I_{CHG}	Charge Current in Constant Current Mode	$I_{SEL1} = I_{SEL2} = V_{CC}$	●	95	100	103.5	mA
		$I_{SEL1} = V_{CC}$, $I_{SEL2} = \text{GND}$	●	45	50	53.5	mA
		$I_{SEL1} = \text{GND}$, $I_{SEL2} = V_{CC}$	●	22	25	27.5	mA
		$I_{SEL1} = I_{SEL2} = \text{GND}$	●	8.5	10.0	11.5	mA
$I_{CHG(PRE)}$	Precharge Current	$V_{PRECHG} = V_{CC}$, % of I_{CHG}	●	6	10	14	%

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5\text{V}$ (Note2、3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
I _{C/10}	C/10 Current Threshold in Constant Voltage Mode	I _{BAT} Falling, % of I _{CHG}			10		%
	Hysteresis				1		%
t _T	Charge Termination Time		●	2.2	3.0	4.0	hours
t _{BB}	Bad Battery Detection Time		●	30	45	60	mins
V _{NTC(COLD)}	NTC Cold Threshold	V _{NTC} Rising, % of V _{CC}	●	73	75	77	%
V _{NTC(HOT)}	NTC Hot Threshold	V _{NTC} Falling, % of V _{CC}	●	33	35	37	%
V _{NTC(HYS)}	NTC Thresholds Hysteresis	% of V _{CC}			5		%
R _{NTC(OPEN)}	NTC Open Circuit Input Resistance to V _{CC}	I _{NTC} = −25μA	●	98.5	100	101.5	kΩ
V _{NTC(DIS)}	NTC Disable Threshold	V _{NTC} Rising, % of V _{CC}	●	90	94	98	%
	Hysteresis	% of V _{CC}			5		%

バッテリー放電

	Battery Discharge PowerPath Forward Regulation Voltage	$V_{BAT, VCC}$, $I_{VCC} = -10\text{mA}$, $V_{BAT} \geq V_{BAT_LBDIS}$		0	55	130	mV
	Battery PowerPath Forward Turn-On Threshold Voltage	$V_{BAT, VCC}$			100		mV
	Battery PowerPath Reverse Turn-Off Threshold Voltage	$V_{BAT, VCC}$, Not Charging			-100		mV
R_{DISCHG}	Discharge Switch On Resistance	$V_{BAT} = 3.6\text{V}$			0.5		Ω
	Maximum Battery Discharge Current Threshold for Safety Disconnect	$V_{BAT} = 3.6\text{V}$			1.0		A

ロー・バッテリー遮断

V_{BAT_LBDIS}	Low Battery Disconnect Voltage	$LBSEL = V_{CC}$, V_{BAT} Falling	●	3.136	3.200	3.264	V
		$LBSEL = GND$, V_{BAT} Falling	●	2.646	2.700	2.754	V
$I_{BAT(LEAK)}$	Battery Leakage Current When Disconnected	$V_{BAT} < V_{BAT_LBDIS}$	●		0	50	nA

CHRG 状態ピン

$I_{CHRG(LKG)}$	CHRG Open Drain Leakage Current	$V_{CHRG} = 5\text{V}$				1	μA
I_{CHRG}	CHRG Pull Down Current	$V_{CHRG} = 400\text{mV}$		200	300	400	μA
$f_{BLINK(SLW)}$	Blink Slow Frequency			0.6	0.8	1.1	Hz
$f_{BLINK(FAST)}$	Blink Fast Frequency			4.5	6	8	Hz

デジタル入力ピン (VSEL1、VSEL2、ISEL1、ISEL2、LBSEL、PRECHG)

V_{IL}	Input Voltage Low		●	0.4			V
V_{IH}	Input Voltage High		●		$V_{CC} - 0.4\text{V}$		V
	Input Leakage Current	$0\text{V} \leq V_{PIN} \leq V_{CC}$	●	-1		1	μA

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

Note 2: 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: LTC4124は T_J が T_A にほぼ等しい条件でテストされる。LTC4124Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ のジャンクション温度範囲で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

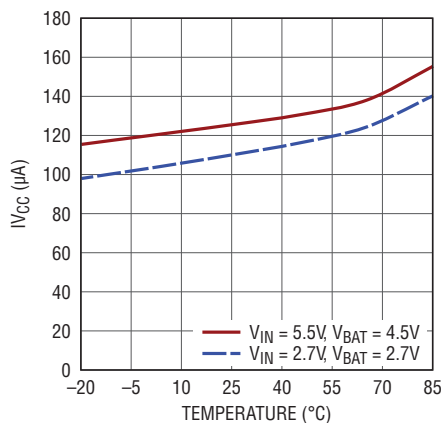
の相関で確認されている。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。ジャンクション温度 (T_J ($^\circ\text{C}$)) は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$)) および消費電力 (P_D (W)) から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}), \text{ ここで、} \theta_{JA} \text{ (単位: } ^\circ\text{C/W) はパッケージの熱抵抗。}$$

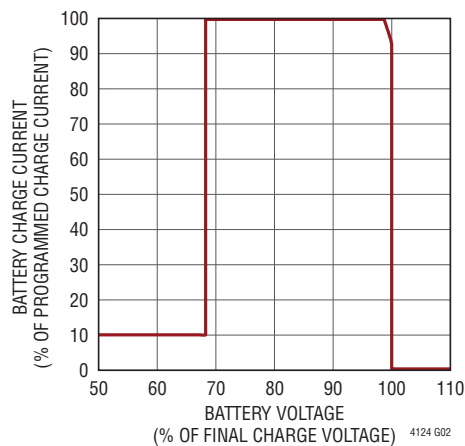
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

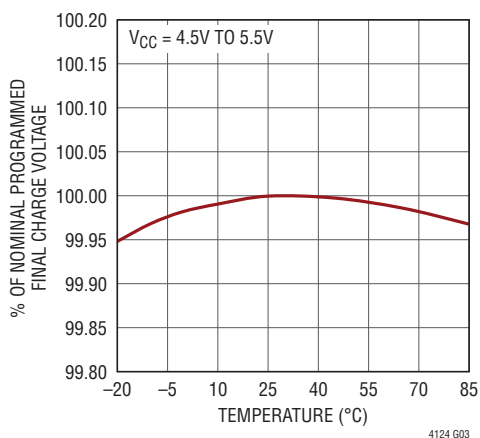
V_{CC} 電源の静止電流と温度



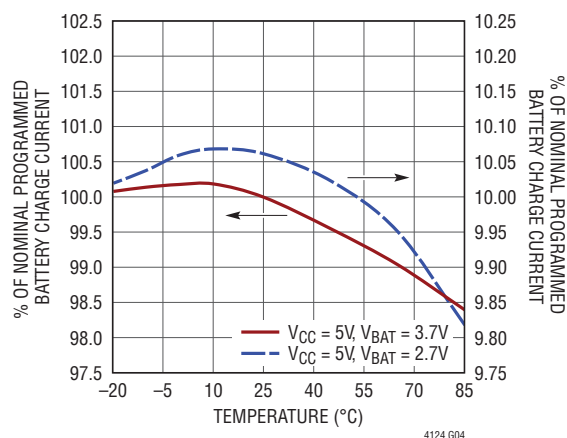
バッテリー充電電流と バッテリー充電電圧



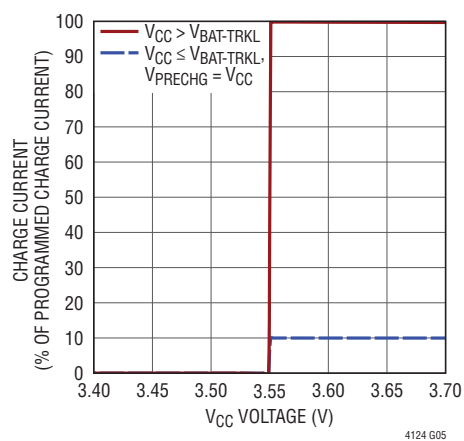
バッテリー充電電圧と温度



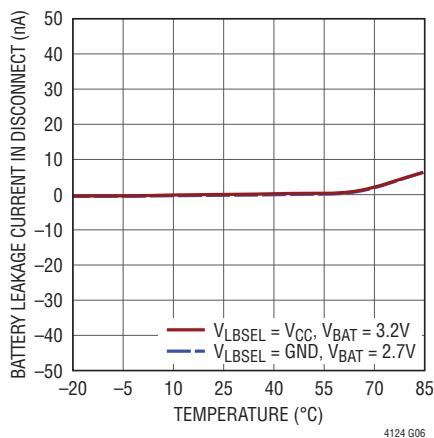
正規化されたバッテリー充電電流と 温度



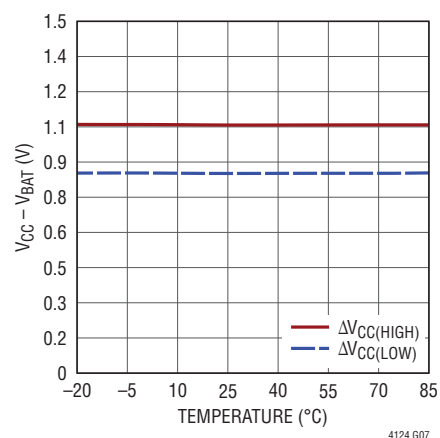
低電圧電流制限: 充電電流と V_{CC} 電圧



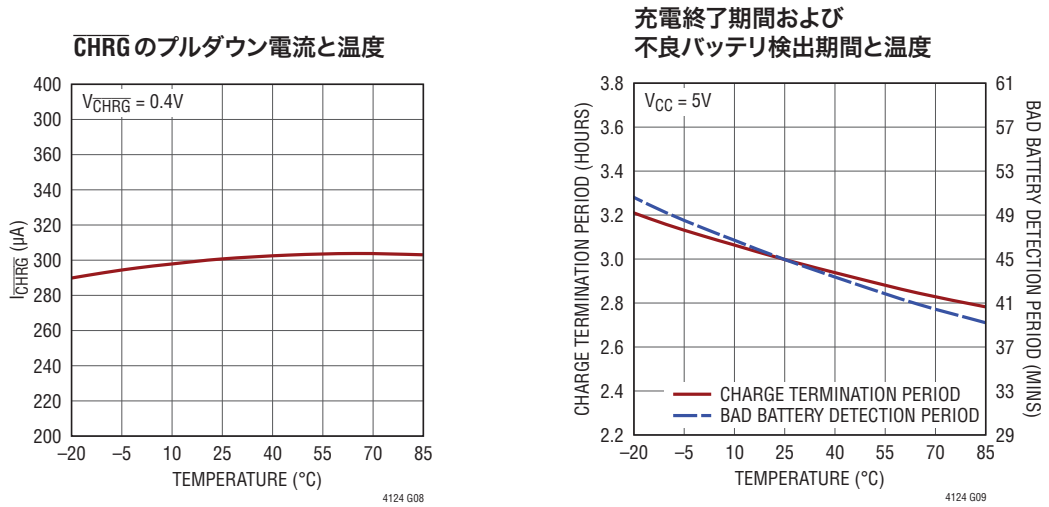
遮断バッテリーのもれ電流と温度



V_{BAT} を上回る V_{CC} の上限および 下限と温度



代表的な性能特性 特に指定のない限り、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。



ピン機能

V_{CC} (ピン1) : システム DC 電源。V_{CC} の電圧範囲は 2.7V ~ 5.5V です。内部ダイオードが ACIN ピン (アノード) とこのピン (カソード) の間に接続され、2 番目の内部ダイオードが DCIN ピン (アノード) とこのピン (カソード) の間に接続されています。このピンの電圧は、DCIN の電圧と ACIN ピンのピーク AC 電圧の高い方によって決まります。このピンと GND の間には 2.2µF の内部整流コンデンサが接続されています。このピンと GND の間にオプションの追加容量を外部接続することができます。

CHRG (ピン2) : 充電ステータス・インジケータ。このピンは、300µA の電流源プルダウンを備えたオープンドレイン出力です。代表的なアプリケーションでは、このピンが LED によって V_{CC} にプルアップされます。このピンが取りうる 4 つの状態を表 1 に示します。

表 1. CHRG のステータス

CHRG	Status
High Impedance	No Input Power
Blink Slow (0.8Hz)	Powered On and Charging
Blink Fast (6Hz)	Charging Paused due to Battery Temperature Out of Range, or
	Charging Stopped due to Bad Battery Detected, or
	Limited Charging due to Undervoltage Current Limit
Pull Down	End of Charge C/10 Reached or Charging Complete

PRECHG (ピン3) : プリチャージ・イネーブル。プリチャージ・バッテリー閾値 (V_{BAT_TRKL}) を下回るバッテリー電圧で低電流プリチャージをイネーブルするには、このピンに V_{CC} を接続します。低電流プリチャージをデイスエーブルするには、このピンを GND に接続します。低電流プリチャージがデイスエーブルされている場合、最終的な充電電圧を下回るバッテリー電圧に対してフル充電電流が供給されます。このピンは開放のままにしないでください。

VSEL1 (ピン4) : 充電電圧選択ビット 1: バッテリー充電電圧を設定するには、このピンを V_{CC} または GND に接続します。このピンは開放のままにしないでください。目的の充電電圧を設定する方法については、表 2 を参照してください。

VSEL2 (ピン5) : 充電電圧選択ビット 2: バッテリー充電電圧を設定するには、このピンを V_{CC} または GND に接続します。このピンは開放のままにしないでください。目的の充電電圧を設定する方法については、表 2 を参照してください。

表 2. バッテリー充電電圧の設定

VSEL1	VSEL2	充電電圧
High	High	4.35V
High	Low	4.20V
Low	High	4.10V
Low	Low	4.00V

ピン機能

ISEL1 (ピン6) : 充電電流選択ビット1: バッテリ充電電流を設定するには、このピンを V_{CC} または GND に接続します。このピンは開放のままにしないでください。目的の充電電流を設定する方法については、表3を参照してください。

ISEL2 (ピン7) : 充電電流選択ビット2: バッテリ充電電流を設定するには、このピンを V_{CC} または GND に接続します。このピンは開放のままにしないでください。目的の充電電流を設定する方法については、表3を参照してください。

表3. バッテリ充電電流の設定

ISEL1	ISEL2	Charge Current
High	High	100mA
High	Low	50mA
Low	High	25mA
Low	Low	10mA

LBSEL (ピン8) : ロー・バッテリ遮断電圧の選択。ロー・バッテリ遮断電圧レベルを設定するには、このピンを V_{CC} または GND に接続します。このピンは開放のままにしないでください。目的のロー・バッテリ遮断電圧レベルを設定する方法については、表4を参照してください。

表4. ロー・バッテリ遮断電圧の設定

LBSEL	Disconnect Voltage
High	3.2V
Low	2.7V

NTC (ピン9) : サーミスタの入力。NTCと GND の間に $100k\Omega$ のサーミスタを接続します。このピンは、 $100k\Omega$ 、1%の抵抗により内部的に V_{CC} にプルアップされます。このピンの電圧レベルにより、充電しても安全なバッテリ温度であるかどうかが決まります。充電すると危険な温度であることがサーミスタによって示される場合、充電と充電タイマーが一時停止します。温度が安全な範囲内に戻った後、充電と充電タイマーが再開されます。規定充電温度機能をディスエーブルするには、このピンを V_{CC} ピンに接続します。

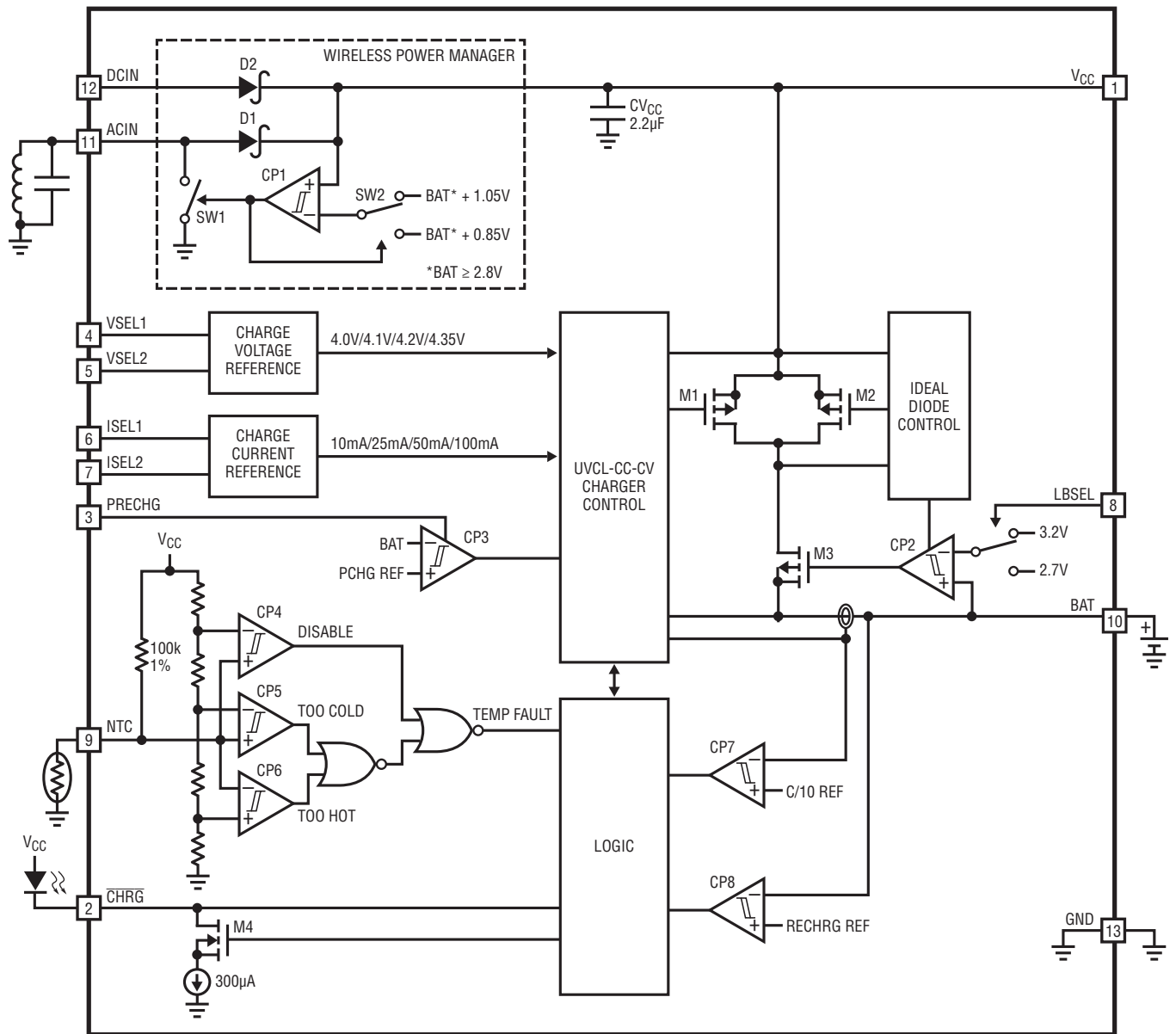
BAT (ピン10) : バッテリ。リチウムイオン・バッテリをこのピンに接続します。

ACIN (ピン11) : AC入力電源電圧。外付けのLCタンク回路(受電インダクタとコンデンサ)をこのピンに接続します。内部ダイオードがこのピン(アノード)と V_{CC} ピン(カソード)の間に接続されています。このピンのピーク電圧が $DCIN$ ピンの電圧より高い場合、このピンは V_{CC} ピンに電力を供給します。使用しない場合は、 GND に短絡します。

DCIN (ピン12) : オプションのDC入力電源電圧: $3.3V \sim 5.5V$ 。内部ダイオードがこのピン(アノード)と V_{CC} ピン(カソード)の間に接続されています。このピンの電圧が $ACIN$ ピンのピーク電圧より高い場合、このピンは V_{CC} ピンに電力を供給します。使用しない場合は、 GND に短絡します。

GND (露出パッド、ピン13) : デバイスのグラウンド。正常な電氣的動作と定格熱性能を得るために、このグラウンド・ピンを適切なPCBの銅箔グラウンド・プレーンに接続します。

機能ブロック図



4124 BD

動作

LTC4124はワイヤレスのシングル・セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャです。ワイヤレス・パワー・マネージャ、フル機能付きのリニア・バッテリー・チャージャ、理想ダイオード PowerPath™ コントローラという3つの主要部品で構成されています。

ワイヤレス・パワー・マネージャ

送電コイルを備えた送電回路と受電コイルを備えた受電回路で構成された、完全なワイヤレス電力転送システムです(図1)。LCタンクに接続されたLTC4124は、ワイヤレス電力転送システムの半分を占めるシンプルで完全なレシーバーを構成します。

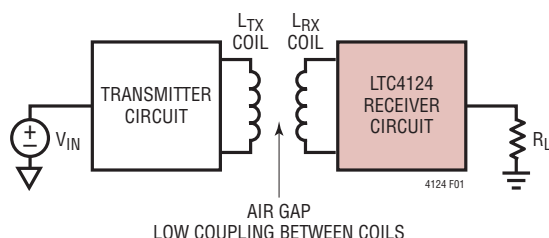


図1. ワイヤレス電力転送システム

ここからの説明では、機能ブロック図を参照してください。外付けの並列共振LCタンクをACINピンに接続すると、LTC4124は、送電コイルによって生成された交番磁界からの電力をワイヤレスで受け取ることができます。ダイオードD1は、ACINピンのAC電圧を整流します。コンパレータCP1、スイッチSW1、スイッチSW2が協調して動作し、BATの電圧が2.8V以上である場合は、VCCピンの整流電圧を、BATピンの電圧より0.85V～1.05V高い電圧に調整します。

オプションのDC電圧源を使用した動作

DCINピンに接続されたDC電圧源からLTC4124に対して、交互に給電することができます。ダイオードD1およびD2により、DCINピンの最大電圧またはACINピンのピークAC電圧がVCCに設定されます。このため、DCINピンの電圧がACINピンの瞬時AC電圧より高い場合のみ、DCINピンはVCCピンに電力を供給します。

バッテリー・チャージャ

LTC4124には、ピンで設定可能なフル機能付きのCC/CV（定電流／定電圧）リニア・バッテリー・チャージャが搭載されており、安全タイマー終了、不良バッテリー検出、安全規格充電温度、自動再充電といった機能を備えています。充電電圧と充電電流は、ピン機能セクションに示した表2および表3に従って、ピンストラップによる設定が可能です。

図2および図3に示すのは、代表的な充電サイクルです。VCCピンの電圧が3.4Vに達するとすぐに、チャージャがバッテリーを充電し始め、充電サイクルが開始されます。充電サイクルの最初で、通常、バッテリー電圧が再充電閾値（最終充電電圧の97.6%）より低い場合、チャージャはCCモードで動作してフル設定電流でバッテリーを充電します。

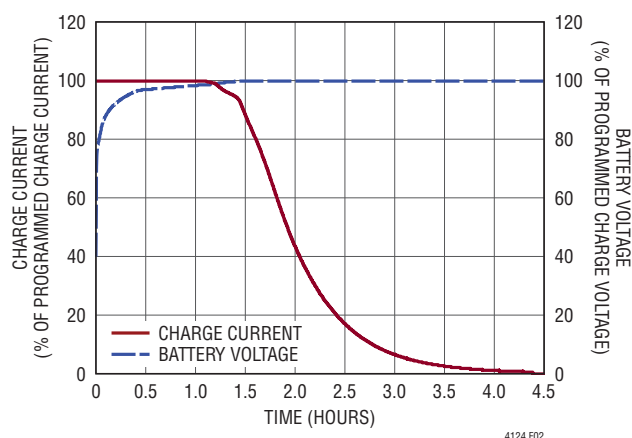


図2. プリチャージを無効化した場合の標準充電サイクル(0.5Cレート)と時間

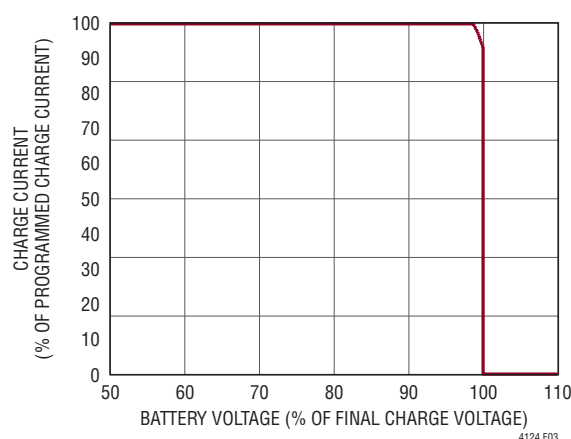


図3. プリチャージを無効化した充電サイクルでの標準充電電流とバッテリー電圧

動作

BATピンの電圧が最終充電電圧に近づくと、チャージャはCVモードに移行します。充電電流が低下し始め、3時間の充電終了タイマーがスタートします。BATピンの電圧が適切な充電電圧に保たれている間、充電電流は低下し続けます。CCまたはCV充電中であることが、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンの低速ブリンク(0.8Hz)によって示されます。

CVモードでは、充電電流が設定されたフル充電電流から10%低下すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンがブリンクを停止し、プルダウン・ステートになります。ただし、低下し続ける低い充電電流レベルで充電は継続されます。3時間の充電終了タイマーが切れると、充電は完全に停止します。新しい充電サイクルを開始するには、ACINまたはDCINの電力源を一旦取り外してから再接続します。

自動再充電

充電終了後、LTC4124がバッテリーから消費するのはわずか3.5 μA です。この状態が長期間(容量が10mAh以上ある標準的なバッテリーの場合は数日)続くと、この3.5 μA 電流と自己放電により、バッテリー電圧が低下して最終的に再充電閾値($V_{\text{BAT_RECHG}}$)より低くなります。

バッテリーが常に満充電になるように、 $V_{\text{BAT_RECHG}}$ (通常は設定済みの充電電圧の約97.6%)よりバッテリー電圧が低くなると、新規の充電サイクルが自動的に始まります。3時間の安全タイマーが切れる前にバッテリー電圧が $V_{\text{BAT_RECHG}}$ を下回ると、タイマーがゼロにリセットされます。

トリクル充電 – PRECHGピン

一部のバッテリー・メーカーは、深く放電したバッテリーには低電流プリチャージ(トリクル充電)を使用することを推奨しています。PRECHGピンを V_{CC} に接続すると、LTC4124のトリクル充電機能がイネーブルされます。

トリクル充電機能が有効になると、バッテリー電圧がプリチャージ用のバッテリー電圧閾値($V_{\text{BAT_TRKL}}$ 、設定された充電電圧の68%)より低い場合、CCモードで供給される充電電流が、設定されたフル充電電流の10%まで低減します。図4および図5に、プリチャージを有効にした場合の標準的な充電サイクルを示します。

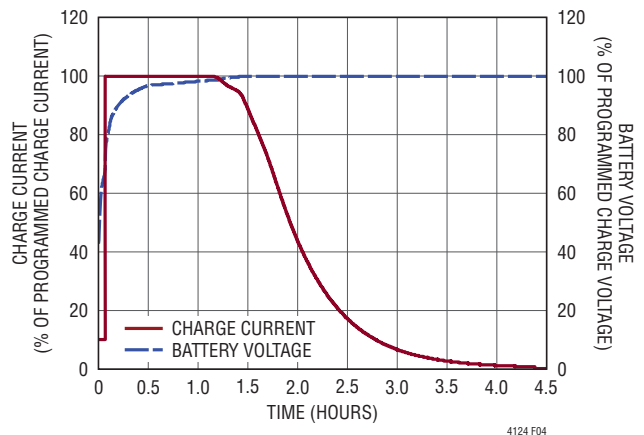


図4. プリチャージを有効にした場合の標準充電サイクル(0.5Cレート)と時間

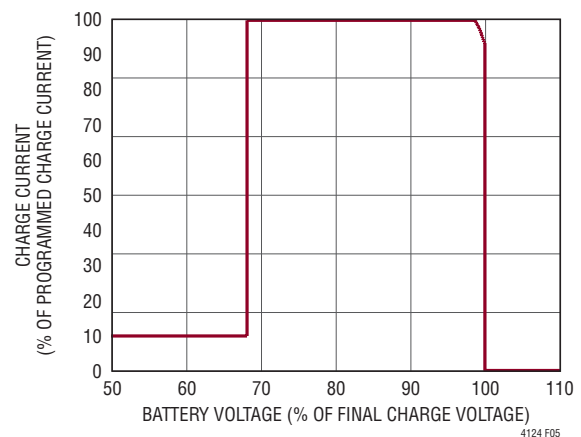


図5. プリチャージを有効にした充電サイクルでの標準充電電流とバッテリー電圧

PRECHGピンをGNDに接続すると、LTC4124のトリクル充電機能がデイスエーブルされます。トリクル充電を無効にすると、CCモードでフル充電電流が供給されるので、標準的な充電サイクルは図2および図3のようになります。

不良バッテリーの検出

充電サイクル中に、バッテリー電圧がプリチャージ電圧 $V_{\text{BAT_TRKL}}$ より低い状態が不良バッテリー検出時間(t_{BB})より長く続くと、バッテリーに障害が発生したと見なされ、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンが高速ブリンク(6Hz)を通じてこの不良バッテリー・フォルト状態を通知します。

動作

低電圧電流制限 (UVCL)

LTC4124 チャージャは低電圧電流制限 (UVCL) を備えており、 V_{CC} 電圧が低下して 3.4V に近づくと、充電電流をフル設定値からゼロに向けて徐々に低下させます。 V_{CC} 電圧が 3.45V より低くなると、 $\overline{CHRG}$ ピンが高速ブリンク (6Hz) によって UVCL 障害を通知します。

この機能は特に、使用できるワイヤレス電力が限られている場合に有効です。UVCL 機能を備えていない場合、受電コイルと送電コイルの間の電磁結合が低いと、チャージャがフル充電電流を供給しようとしたときに、 V_{CC} 電圧が容認可能な最低動作電圧 (2.7V) を下回る恐れがあります。 V_{CC} が最低動作電圧に達しない場合、LTC4124 は即座に充電電流を強制的にゼロまで低下させて、 V_{CC} 電圧が最低動作電圧より高くなるようにします。これにより、チャージャが再度ターンオンします。

この発振動作によって充電が断続的になることが想定されます。UVCL 機能は、使用可能な入力電力の増減に合わせて充電電流を増加または減少させることで、この望ましくない動作を防止します。

規定充電温度 - NTC

LTC4124 には NTC ピンがあり、バッテリーに熱結合した 100k Ω の NTC (負温度係数) サーミスタに接続することで、規定充電温度機能を提供します。機能ブロック図に示すように、コンパレータ CP5 および CP6 に温度検出が実装されています。

CP5 の立上がり閾値は V_{CC} の 75% (低温閾値) に設定されており、CP6 の立下がり閾値は V_{CC} の 35% (高温閾値) に設定されています。NTC ピンの電圧が V_{CC} の 75% より高くなるか、 V_{CC} の 35% より低くなると、LTC4124 は進行中の充電サイクルを一時停止します。NTC ピンの電圧が V_{CC} の 40% ~ 70% の範囲内に戻ると、充電が再開されます。

充電が一時停止されると、充電電流はゼロまで低下します。LTC4124 が定電圧モードで充電しており、充電終了タイマーが実行中の場合、有効な温度への回復をサーミスタが通知するまでタイマーが一時停止します。同様に、バッテリー・チャージャがトリクル充電モードで充電しており、不良バッテリー検出タイマーが実行中の場合、有効な温度への回復をサーミスタが通知するまで不良バッテリー・タイマーが一時停止します。

LTC4124 の規定充電温度機能が無効にするには、NTC ピンを開放のままにするか、 V_{CC} ピンに短絡します。この構成では、コンパレータ CP4 により、温度検出コンパレータ CP5 および CP6 の出力が無視され、温度障害が検出されなくなります。

充電ステータス・インジケータ

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 $\overline{CHRG}$ ピンで通知されます。このピンには内部に 300 μ A のプルダウン電流があります。このピンと V_{CC} の間に LED を接続すると、ピン機能セクションの表 1 に示したとおりに充電ステータスと障害状態を通知できます。

ロー・バッテリー遮断

入力電力がなくバッテリー電圧が遮断電圧 (V_{BAT_LBDIS}) より低くなると、LTC4124 はシャットダウンして遮断スイッチ M3 (機能ブロック図) を開放し、バッテリーからの電流消費をなくします。これにより、更にバッテリーが放電してバッテリー寿命を縮める損傷を引き起こすことを防止します。バッテリーが遮断モードになった場合、ACIN または DCIN ピンに電力を供給しない限り通常の機能を再開できません。

この遮断電圧レベルは、ピン機能セクションの表 4 に従い、LBSEL ピンを使用して選択できます。

出荷モード

LTC4124 は出荷モード機能を備えています。この機能を有効化すると、バッテリー電圧レベルに関係なくバッテリーからの電流消費がなくなります。この機能により、LTC4124 を使用する全てのバッテリー駆動デバイスがお客様の手元に届いたときに、(最適な充電寿命を可能にする状態、またはフル充電状態の) 充電済みバッテリーがすぐに使用できる (最低限の放電) という見込みで、デバイスを工場から出荷できるようになります。

動作

出荷モードは、LTC4124が理想ダイオード・モードになっている(バッテリー遮断電圧 V_{BAT_LBDIS} 以上の電圧で V_{CC} がバッテリーからサポートされている)ときに、 $DCIN$ ピンと $ACIN$ ピンの両方に $1.5V (\pm 100mV)$ のDC電圧を同時に印加することで有効になります。

出荷モードに移行する前の V_{CC} 電圧は、 $V_{BAT} - 50mV$ です。 $DCIN$ ピンと $ACIN$ ピンに同時に $1.5V$ を印加するとすぐに、 V_{CC} の電圧が $1.5V$ よりダイオード降下分低い電圧(約 $0.7V$)に降下し、デバイスが出荷モードになったことが示されます。最後に、 $DCIN$ ピンと $ACIN$ ピンを $0V$ に設定すると、 V_{CC} ピンの電圧が $0V$ に下がります。

標準的なセットアップでは、 R_X コイルが $ACIN$ ピンと GND の間に接続されています。このため、このコイル接続を一時的に取り除かない限り、 $1.5V$ DC で $ACIN$ ピンを駆動することは賢明とは言えません。出荷モードに移行するためのより現実的な代替手順を次に示します。

1. $DCIN = 0V$ の状態で、LTC4124が理想ダイオード・モードになっている(バッテリー遮断電圧 V_{BAT_LBDIS} 以上の電圧で V_{CC} がバッテリーからサポートされている)ことを確認します。
2. トランスミッタをオンにして T_X コイルと R_X コイルを結合することで、LTC4124を充電モードにします(バッテリー電圧以上の電圧で V_{CC} が $ACIN$ によってサポートされる)。
3. $DCIN$ ピンを $1.5V$ DC で駆動します。
4. トランスミッタをオフにします。

5. V_{CC} 電圧が、 $1.5V$ よりダイオード降下分低い電圧(約 $0.7V$)まで低下していることを確認します。
6. $DCIN$ ピンから $1.5V$ のDCソースを取り除き、このピンを $0V$ にします。
7. V_{CC} が $0V$ に低下することを確認します。

出荷モードになった後、LTC4124の通常機能を再開するのは、 $ACIN$ ピンまたは $DCIN$ ピンに電力を供給して、 V_{CC} の電圧が $2.7V$ の最低動作電圧を上回った場合に限られます。

BATから V_{CC} までの理想ダイオード電力経路

LTC4124がロー・バッテリー遮断モードでも出荷モードでもない場合、理想ダイオード制御ブロック(機能ブロック図)は V_{CC} を安定化し、 BAT ピンと V_{CC} ピンの間の電圧降下が $50mV$ になるように $M2$ ゲートを駆動して、低損失の伝導を達成します。 V_{CC} からの電流が高負荷の場合、 $M2$ は完全にオンに駆動され、 BAT と V_{CC} を接続する $M3$ にそのオン抵抗が追加されます。

充電制御ブロックが $M1$ を駆動し、理想ダイオード制御ブロックが $M2$ を駆動することで、充電モードから低損失の放電モードへのスムーズな遷移が可能になります。充電モードになっているとき、電流は V_{CC} ピンから BAT ピンの方向に流れます。低損失放電(理想ダイオード)モードでは、電流は BAT ピンから流れ、 V_{CC} ピンの電圧ができるだけ BAT ピンの電圧に近くなるようにします。

アプリケーション情報

LTC4124は、ワイヤレスのシングル・セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャを実現する全機能内蔵型の高集積ソリューションとして設計されています。このため、アプリケーション回路はシンプルで最小限の外付け部品しか必要ありません。

部品の選択

DC入力電圧のみでワイヤレス電力の入力がない単純なアプリケーションの場合、LTC4124を使用したシングル・セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャに外付け部品は必要ありません(図6)。このシンプルなアプリケーションはシングル・セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャとして完全に機能しますが、規定充電温度機能や充電ステータスを示す視覚的インジケータは備えていません。

規定充電温度機能を使用するには、負温度係数(NTC)サーミスタを追加する必要があります。視覚的な充電ステータス・インジケータを追加するには、V_{CC}ピンとCHRGピンの間にLEDを接続する必要があります。図6のアプリケーション回路にこれら2つの部品を追加したものを図7に示します。

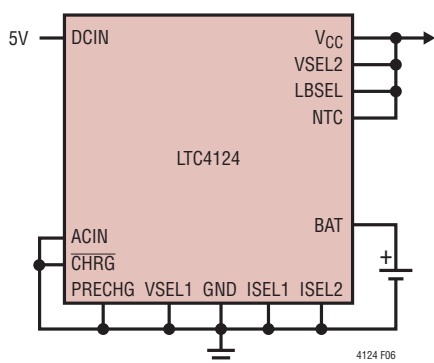


図6. 規定充電温度および充電ステータス・インジケータなしの単純な10mAシングル・セル・リチウムイオン・チャージャ

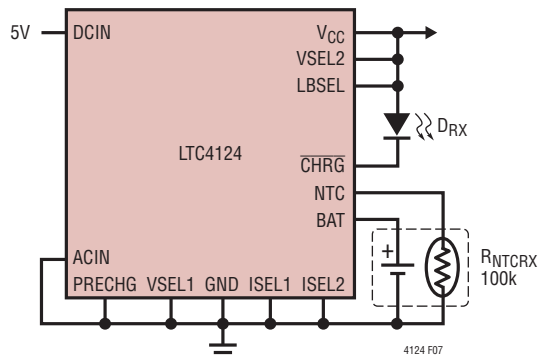


図7. DC入力を備えた単純な10mAシングル・セル・リチウムイオン・チャージャ

NTCサーミスタ

バッテリーの規定充電温度機能を使用するには、NTCピンとGNDの間に100kΩのNTCサーミスタを接続します。通常、サーミスタ・メーカーのデータシートに、温度参照表か、対応する抵抗に温度を関連付ける式が記載されています。表5に、LTC4124で使用できるいくつかのサーミスタを示します。

表5. 推奨されるNTCサーミスタ

メーカー	部品番号	説明
TDK	NTCG064EF104F	100kΩ, 1%, 0201
MURATA	NCP03WF104F	100kΩ, 1%, 0201

図7に示したセットアップでは、NTCサーミスタの抵抗が54kΩまで減少すると、LTC4124は高い温度での充電を一時停止します。表5に示したサーミスタの場合、これは約43°Cに相当します。温度が下がると、NTCサーミスタの抵抗が大きくなります。また、NTCサーミスタの抵抗が300kΩまで増加した場合も、LTC4124は充電を一時停止します。表5に示したサーミスタの場合、これは約3°Cに相当します。表5に示した同じサーミスタでは、高温および低温コンパレータにそれぞれ約5°Cのヒステリシスがあり、トリップ点の近くでの発振を防ぎます。

アプリケーション情報

LED

$\overline{\text{CHRG}}$ ピンに接続されたLEDには、300 μA のプルダウン電流源から電力が供給されます。順方向電圧降下の低い高効率LEDを選択します。いくつかの推奨されるLEDを表6に示します。

表6. 推奨されるLED

メーカー	部品番号	説明
Kingbright	APG0603VGC	Green, 0201
Kingbright	APG0603SEC-E-TT	Red, 0201

ワイヤレス・パワー部品

LTC4124がワイヤレスで電力を受け取るには、機能ブロック図に示すように、並列LCタンクをACINピンに接続する必要があります。インダクタLが受電コイルの役割を果たし、容量Cと共に共振タンク回路を形成します。送電コイルと受電コイルの間の結合が弱いリンクを介した電力転送は(図1)、このタンク回路を送電コイルのAC電流の周波数と同じ周波数に調整することで大幅に改善できます。

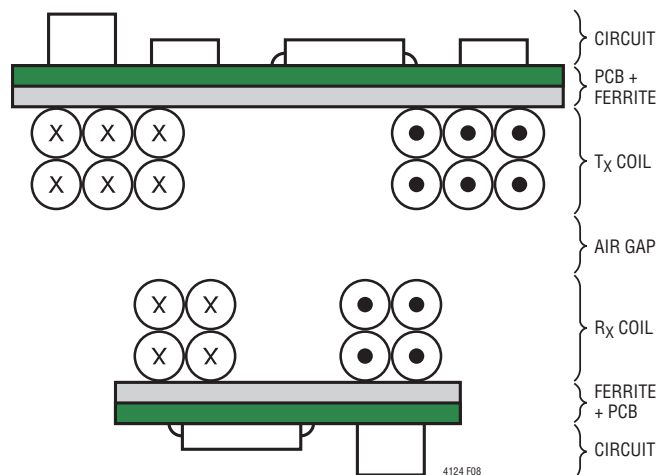
受電コイル／共振インダクタL

受電コイルの選択で最も重要になるのが、次式で与えられるコイルの品質係数です。

$$Q_L = \frac{\omega_n L}{R_S}$$

ここで、 ω_n は動作共振周波数(単位: rad/s)であり、 R_S はコイルの寄生直列抵抗です。この品質係数は多くの場合、アプリケーションのサイズによる制限を受けます。アプリケーションのサイズが小さいほど、高いインダクタンス値を生成するために小さい直列抵抗にワイヤを合わせることが難しくなります。このため、多くの場合で、初めにエンド・アプリケーションの全体サイズを考慮に入れてから、このエンド・アプリケーション・デバイスに使用できる最大限のコイルを選ぶことが推奨されます。

受電コイルのQ値を改善するためによく採用されるもう1つの方法は、コイルにフェライト・コアを使用することです。図8に示すのは、 T_X コイルと R_X コイルの両方でシート形状として使用されることの多いフェライト・コアです。

図8. フェライト・シートを使用した T_X および R_X コイルの断面図

このフェライト・コアの存在により、それぞれのコイルの自己インダクタンス値が増加することで、高いQ値が得られます。更に重要なのは、このフェライト材料を適切に配置すると、 T_X と R_X コイルの間に磁界が形成されやすくなるので、コイル間の結合または相互インダクタンスが大幅に改善される点です。結合が強くなることで電力転送が改善され、高効率を達成できます。

また、このフェライト・コアは、磁気リンクの反対側に配置されることの多い残りの送電および受電回路をシールドするのに役立ちます(図8のエア・ギャップ)。表7に、LTC4124を使用するアプリケーションに推奨される各種サイズのインダクタを示します。

表7. 推奨される受電コイル

メーカー	部品番号	説明
Würth Elektronik	760308101216	7.2 μH , 6mm ϕ
Würth Elektronik	760308101208	13 μH , 10mm ϕ
Würth Elektronik	760308101220	12.6 μH , 17mm ϕ

アプリケーション情報

共振周波数の選択

受電コイルの品質係数のセクションで説明したとおり、動作周波数が高いほどコイルの品質係数も高くなります。ただし、動作周波数を任意の高い値に設定するにはいくつかの制約事項があります。

1番目がコイルの自己共振周波数です。表7に示したコイルの自己共振周波数は、19MHz～32MHzの範囲で異なります。動作周波数はコイルの自己共振周波数の1/5未満に設定する必要があります。こうすることで、適切な共振コンデンサ値を選択することで、この動作周波数を十分に制御できます。

2番目の制約事項は、送電回路ドライバの機能と効率です。ほとんどのワイヤレス・パワー・アプリケーションでは、送電回路にDC/ACコンバータが含まれています。動作周波数が高くなると、送電回路に含まれる一部のエレメントをより高速にスイッチングする必要が生じます。これらのエレメントに可能なスイッチング速度は、多くの場合、アーキテクチャまたはプロセス技術によって制限されます。また、スイッチング周波数が高くなるとスイッチング損失が大きくなるので、全体の効率は低下します。

このため、ガイドラインとして、選択したコイルおよび送電回路ドライバに適した高動作周波数を選択することを推奨します。最大のトレードオフは、高周波数で動作するほど送電回路ドライバの効率が下がるのに対し、コイルのQ値が高くなるほどコイル間で転送される電力が増加することです。LTC4124は、50kHz～10MHzの範囲の共振周波数で動作するシステムに適しています。

共振コンデンサC

コイルと動作周波数を選択したら、次式に従って共振コンデンサの値を求めます。

$$C = \frac{1}{\omega_n^2 L}$$

ここで、 ω_n は動作共振周波数(単位:rad/s)であり、Lは受電コイルのインダクタンスです。COGまたはX7Rセラミックなどの、ESRと熱係数の両方が低いコンデンサを選択します。一

般に、コンデンサの電圧定格が高くなるほど、誘電材料の誘電正接が低くなり、サイズは大きくなります。コンデンサの誘電正接の主要成分の1つにESRがあります。この誘電正接は、通常、コンデンサの標準データシートには記載されていません。

表8に、LTC4124を使用するアプリケーションに推奨される各種サイズのコンデンサを示します。

表8. 推奨される共振コンデンサ

メーカー	部品番号	説明
Murata	GRM155R71H332JA01D	50V, 0402, 3.3nF
Murata	GRM155R71H683KE14J	50V, 0402, 68nF
Murata	GRM155R71H333KE14D	50V, 0402, 33nF
TDK	CGA4J2C0G1H333J125AA	50V, 0805, 33nF

送電レベルの選択

送電レベルはできるだけ低くして、最も厳しい結合条件(最も厳しいアライメントで送電距離が最大になるケース)でも目的の出力電力をレシーバーが受け取れるようにする必要があります。LTC4124は、V_{CC}電圧を所定の範囲内に維持するために、受電が過剰な場合はシャントする機能を備えていますが、過剰な電力をシャントする際に温度が上昇します。LTC4124およびエンド・アプリケーションの動作温度範囲を超えないようにするため、アプリケーション評価を慎重に行う必要があります。

アプリケーション回路の送電レベルを実験から決定する際は、はじめに送電コイルの仕様に基づく最大の定格電流に送電インダクタ電流を設定します。これを出発点として送電レベルを徐々に低下し、最も厳しい結合条件で受電側のLTC4124の充電電流に悪影響が及ぶまで調整します。この最小送電レベルが決まったら、完全充電されたバッテリーを使用した最適な結合条件に従って送電および受電コイルを配置し、LTC4124による過剰電力のシャントによって温度が過度に上昇しないことを確認します。

アプリケーション情報

温度以外にチェックする必要のあるパラメータは、ACINピンの最大負電圧です。上記手順に従って、最適な結合条件でLTC4124の温度上昇を評価するとき、 $V_{VCC} - V_{ACIN}$ が40Vを超えないことを確認します。図9に示すACINの標準的な波形は、 $V_{CC} - V_{ACIN} < 40V$ になっています。

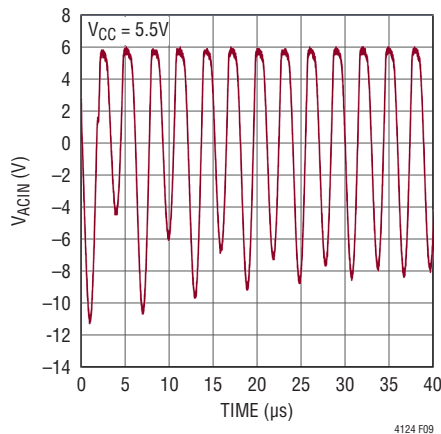


図9. 容認される標準的なACINピンの電圧波形、 $V_{CC} - V_{ACIN} < 40V$

ACINピンの最大負電圧を実験的な手法で決める代わりに、次の式を図10（レシーバーの並列共振構成）と組み合わせ使用することもできます。

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

図10. 並列共振構成とレシーバーの半波整流器のモデリング

$|V_{RX}|$ は受電コイルの電圧の振幅、 $|I_{TX}|$ は送電コイルの電流の振幅で、 k は送電コイルと受電コイルの間の結合係数です。また、 ω は動作周波数(単位:rad/s)、 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で、 C_{RX} はレシーバーの共振容量であり、 R_{L-AC} はAC等価負荷抵抗です。

1つの方法として、次のように簡素化することができます。

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

ここでは、ショットキー・ダイオードによる電圧降下が振幅($|V_{RX}|$)よりも大幅に小さいと仮定しています。また、 R_{L-DC} は、出力電流(I_{OUT})に対する出力電圧(V_{OUT})の比率として概算できます。

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

送電コイルの電流振幅($|I_{TX}|$)は直接測定できますが、アプリケーション例で説明した送電回路に基づいて初期(レシーバーなし)の値を計算することもできます。送電コイルの電流振幅は、負荷のあるレシーバーが結合されるとすぐに低下するので、この初期値は控えめな見積もりになっています。

2つのコイル間の結合係数(k)を求めるには、コイル寸法と物理構成を入力して有限要素法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11に示すように、2つの疎結合コイルに対して実験的な直列補助および直列相殺測定法を使用することです。

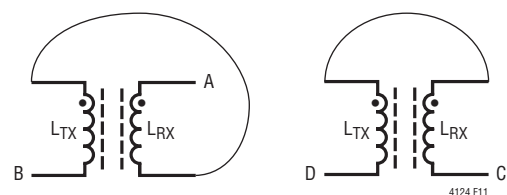


図11. 結合係数 k を測定するために使用した直列補助および直列相殺法の構成

アプリケーション情報

追記:

$$L_{\text{AIDING}} = L_{\text{AB}}$$

$$L_{\text{CANCELLING}} = L_{\text{CD}}$$

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

PC 基板レイアウトに関する検討事項

LTC4124 のパッケージの露出パッドは唯一のグラウンド接続であり、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、PCB 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。ワイヤレス・パワー・マネージャ・ブロック (機能ブロック図) のシャント回路がデバイス内の電力をいくらか消費することで、ダイ温度が上昇する場合があります。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、第2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。

図 12 に、完全な LTC4124 アプリケーションの PC 基板に推奨されるレイアウトを示します。この汎用基板は設定可能なあらゆるピン配置に対応でき、直径はわずか 5.2mm です。

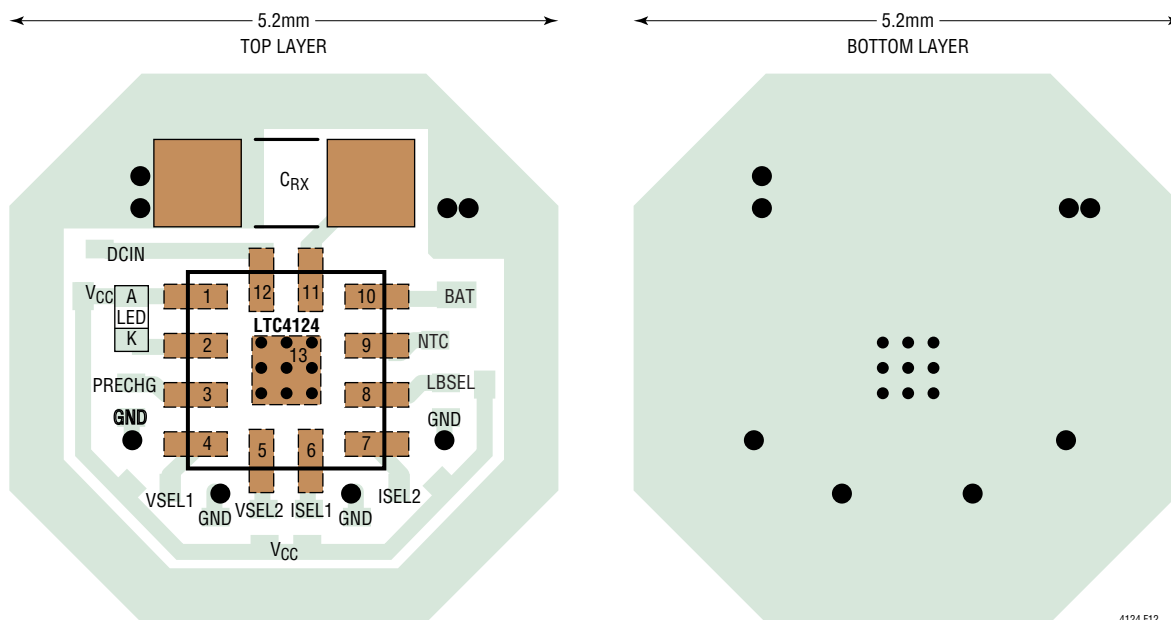


図 12. 推奨される最小フットプリントのレイアウト

アプリケーション情報

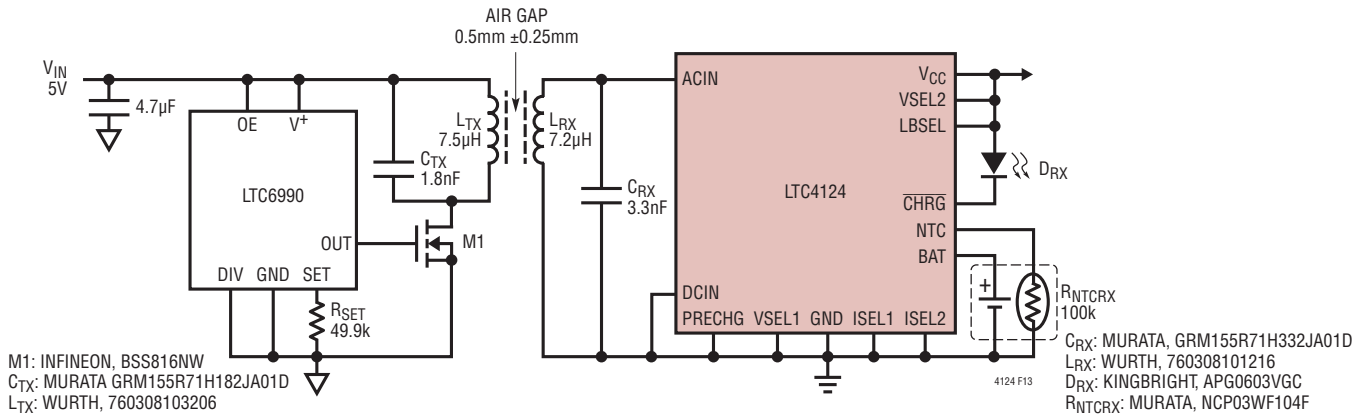


図13. シングル・トランジスタ・トランスミッタと10mAのLTC4124チャージャ・レシーバー

設計例1: シングル・トランジスタ・トランスミッタと10mAのLTC4124チャージャ・レシーバー

図13に示すシングル・トランジスタ・トランスミッタは、AC電流を送電コイル L_{TX} に駆動できるDC/ACコンバータの例です。NMOSスイッチM1は、LTC6990発振器によって生成される50%デューティ・サイクルの方形波で駆動されます。サイクルの前半ではM1がオンで、 L_{TX} を流れる電流は線形に増加します。サイクルの後半はM1がオフで、 L_{TX} を流れる電流は、 C_{TX} と L_{TX} で形成されるLCタンクを循環します。 L_{TX} を流れる電流を図14に示します。

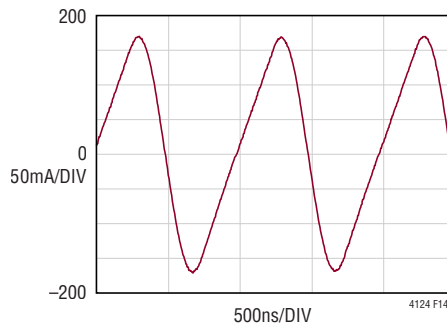


図14. 送電コイルを流れる電流

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。タンク周波数を異なる値に設定した場合のスイッチング波形の違いを図15および図16に示します。

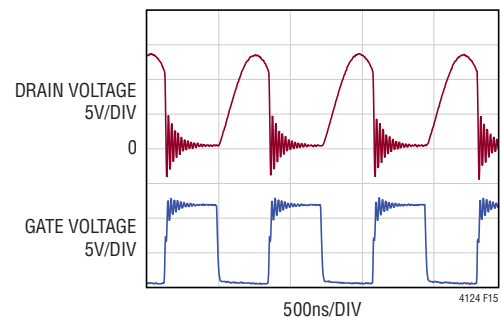


図15. $f_{TX-TANK} = f_{DRIVE}$ の場合のNMOS M1のドレインとゲートの電圧

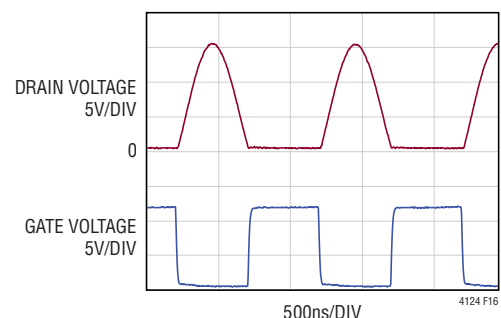


図16. $f_{TX-TANK} = 1.29 \cdot f_{DRIVE}$ の場合のNMOS M1のドレインとゲートの電圧

アプリケーション情報

したがって、次の条件を満足するときZVS状態が達成されます。

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

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。 $f_{TX-TANK}$ は次式で設定されます。

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

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。

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

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。

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

f_{DRIVE} は R_{SET} の値を変更することで容易に調整できるため、最小限の部品 (つまり、 C_{RX} の標準値) 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。レシーバーの共振周波数の選択には、共振周波数の選択のセクションに記載したガイドラインを使用してください。

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。電源電圧を調整する際、LTC6990 ピンの絶対最大定格電圧と、NMOS M1 のドレイン-ソース間の定格電圧を超えないように注意する必要があります。

図 13 に示す回路内の各部品の値を決定するために必要な手順を次に示します。

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

前のセクションで説明したように、共振周波数はコイルの自己共振周波数の 1/5 未満で、トランスミッタ・ドライバ回路の能力範囲内になるように選択します。この例では、 R_X コイルの自己共振周波数が 32MHz で、 T_X コイルの自己共振周波数が 23MHz です。23MHz の 1/5 は 4.6MHz です。

この例のトランスミッタ・ドライバ回路は、Infineon (BSS816NW) から N チャンネルの MOSFET を駆動する LTC6990 です。この特定の MOSFET には 600pC の合計ゲート電荷 (Q_g) があります。LTC6990 の出力ドライバ抵抗は 150Ω です。したがって、MOSFET のゲート波形に予想される時定数は 90ns になります。この波形の立上がり時間と立下がり時間が波形の合計時間の 20% を超えないようにするには、この波形の最大スイッチング周波数を約 1MHz にします。

レシーバーの部品点数が少なく済む共振周波数を選択して、スペース制約を受けることの多いレシーバー・デバイスのフットプリントを最小化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 1MHz を選択します。1MHz では、選択した受電コイル (7.2μH) に必要なタンク容量 (C_{RX}) は 3.3nF です。3.3nF 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次に示します。

$$C_{RX} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{RX-TANK}^2 \cdot L_{RX}} = 3.5nF \approx 3.3nF$$

共振コンデンサの選択に関するガイダンスに従い、フットプリントを容認可能なサイズに維持しながら高電圧定格を持つ 3.3nF のコンデンサを選択します。この例では、電圧定格が 25V で小さい 0603 フットプリントの 3.3nF のコンデンサを選択します。

アプリケーション情報

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。

$$R_{\text{SET}} = \frac{1\text{MHz}}{f_{\text{OUT}}} \cdot \frac{50\text{k}\Omega}{N_{\text{DIV}}} = \frac{1\text{MHz}}{1\text{MHz}} \cdot \frac{50\text{k}\Omega}{1} = 50\text{k}\Omega$$

ここで、LTC6990のDIVピンは接地されているので、 $N_{\text{DIV}} = 1$ です。許容誤差が1%で49.9k Ω (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タンク回路の部品の値を設定します。 f_{DRIVE} が1MHzである場合、送電側のLCタンク周波数 ($f_{\text{TX-TANK}}$) は次のとおりです。

$$f_{\text{TX-TANK}} = 1.29 \cdot 1\text{MHz} = 1.29\text{MHz}$$

この例で使用した送電コイル (L_{TX}) は7.5 μH 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。

$$C_{\text{TX}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{TX-TANK}}^2 \cdot L_{\text{TX}}} = 2.0\text{nF}$$

M1のドレインの寄生容量を考慮に入れて、 C_{TX} 値に1.8nFを選択します。 C_{TX} コンデンサの推奨定格は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。

$$I_{\text{TX-PEAK}} = \frac{0.36 \cdot V_{\text{IN}}}{f_{\text{TX-TANK}} \cdot L_{\text{TX}}} = \frac{0.36 \cdot 5\text{V}}{1.29 \times 10^6 \cdot 7.5\mu\text{H}}$$

$$I_{\text{TX-PEAK}} = 0.19\text{A}$$

また、RMS電流は次のとおりです。

$$I_{\text{TX-RMS}} = 0.66 \cdot 0.19\text{A} = 0.13\text{A}$$

$I_{\text{TX-RMS}}$ は送電コイルの最大定格電流である1.55Aを十分下回っています (詳細については、Wurth Elektronik 760308103206のデータシートを参照)。

5. また、選択した送電レベルによってLTC4124が過剰に発熱したり、ACINピンに過剰な負電圧がかかったりしないことも確認してください。

送電レベルの選択のセクションに記載したガイドラインを使用し、完全充電されたバッテリーを使用した最適な結合条件に従って送電および受電コイルを配置してから、LTC4124の定常状態の温度を測定します。更に、 $V_{\text{VCC}} - V_{\text{ACIN}}$ を検証します。

最適な結合条件は通常、コイル間のエア・ギャップが最も小さく、2つのコイルが同心で配置されているときに実現します。ただし、この特定の例では送電コイルが楕円形になっています。図17に、この例の2つのコイルで最適な結合条件を実現するための物理的な2D配置を示します。

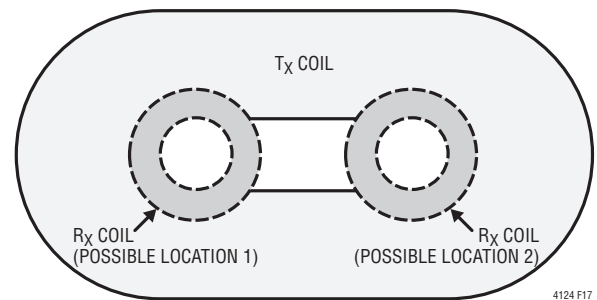


図17. 設計例1のコイルに対する最適な結合条件

エア・ギャップを最小の0mmに設定した場合、LTC4124の最大温度上昇は12°Cで、 $V_{\text{VCC}} - V_{\text{ACIN}}$ の最大値は13Vになります。

この結果は、送電レベルの選択のセクションに示した代替の計算式を使用して検証されました。推奨される方法を使用した場合、最適な結合条件における結合値は0.04になります。この結合値を使用すると、ACINに生じる最低負電圧値は-8Vと予測されます。以上から、 $V_{\text{VCC}} - V_{\text{ACIN}}$ の推定最大値は実験で検証されたとおり13Vとなります。

アプリケーション情報

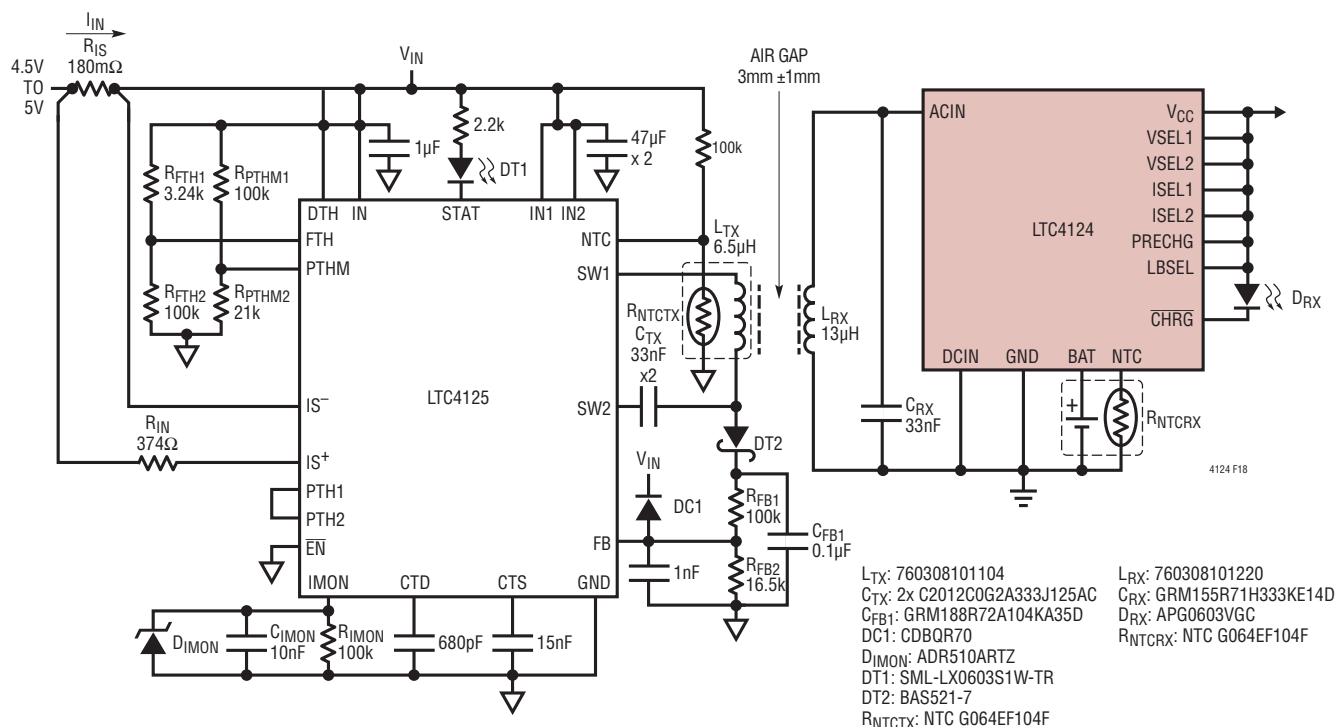


図 18. LTC4124 100mA チャージャ・レシーバーと LTC4125 AutoResonant トランスミッタ

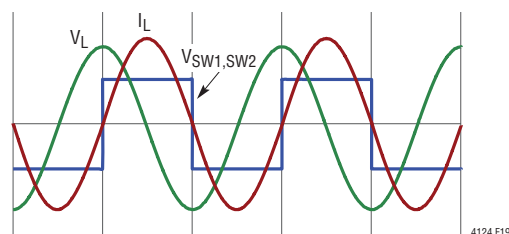
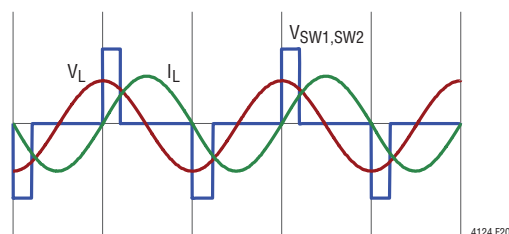
設計例 2: LTC4124 100mA チャージャ・レシーバーと LTC4125 AutoResonant® トランスミッタ

図 18 に、100mA で充電する LTC4124 を使用したワイヤレス・バッテリー・チャージャ・アプリケーションの回路図全体を示します。送電回路で使用しているのは、LTC4125 AutoResonant ワイヤレス・パワー・トランスミッタ IC です。

LTC4125 は、スイッチ・ピンに接続された直列 LC 回路網をその共振周波数で駆動します。図 19 に示すように、LTC4125 の AutoResonant Drive により、SW1 ピンと SW2 ピンの間の電圧が、トランスミッタの直列 LC 回路網の電流と常に同相になるように調整されます。

また、LTC4125 は SW1 ピンと SW2 ピンの間の電圧のパルス幅を変化させて、送電コイルの電流量を制御します。図 20 に、デューティ・サイクルが 50% 未満の駆動パルス幅を使用した場合のトランスミッタ LC タンクの電流波形および電圧波形を示します。

LTC4125 にはレシーバー負荷の検出機能が備わっており、レシーバーが存在しない場合は低消費電力動作状態に移

図 19. 50% のデューティ・サイクルでの $V_{SW1, SW2}$ のトランスミッタ直列 LC タンクの電圧波形と電流波形図 20. 50% 未満のデューティ・サイクルでの $V_{SW1, SW2}$ のトランスミッタ直列 LC タンクの電圧波形と電流波形

アプリケーション情報

行します。また、異物検出機能があるため、導電性の異物に誤ってワイヤレス送電しないように防止できます。LTC4125の動作およびアプリケーションの詳細については、LTC4125データシートを参照してください。

図18に示す回路内の各部品の値を決定するために必要な手順を次に示します。

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

設計例1と同様に、共振周波数はコイルの自己共振周波数の1/5以下で、トランスミッタ・ドライバ回路の能力範囲内になるように選択します。この例では、 R_X コイルの自己共振周波数が19MHzで、 T_X コイルの自己共振周波数が20MHzです。19MHzの1/5は3.8MHzです。

LTC4125トランスミッタICの最大スイッチング周波数は320kHzです。レシーバーの部品点数が少なく済む共振周波数を選択して、フットプリントを最小化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240kHzを選択します。240kHzでは、選択した受電コイル(13 μ H)に必要なタンク容量(C_{RX})は33nFです。

共振コンデンサの選択のセクションに記載したガイダンスに従い、この例では、電圧定格が50Vで小さい0402フットプリントの33nFのコンデンサを選択します。

2. トランスミッタLCタンクの部品の値を設定し、レシーバーの共振周波数と一致するようにします。

トランスミッタLCタンクの周波数($f_{TX-TANK}$)も240kHzに設定されています。この例で使用した送電コイル(L_{TX})は6.5 μ H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。

$$C_{TX} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{TX-TANK}^2 \cdot L_{TX}} = 66\text{nF}$$

この例での C_{TX} コンデンサの推奨定格は100Vで、許容誤差は5%(以内)です。

3. 最大負荷の最も厳しい結合条件でもレシーバーに必要な電力を供給するための、トランスミッタ・ドライバの最小パルス幅を決定します。

L_{RX} 、 C_{RX} 、 L_{TX} 、 C_{TX} を上記で決定したとおりに設定し、4.1V(CCモードでの最大バッテリー電圧→最大出力電力)のバッテリー電圧で、最も厳しい結合条件(T_X コイルと R_X コイルのエア・ギャップが最大)でレシーバー回路を配置します。この例での最も厳しい結合条件は、同心に配置された2つのコイル間の間隔が5.5mmになるように設定されました。トランスミッタのPTHピン(V_{PTH})のDC電圧を変化させながら、 I_{IN} および I_{BAT} を測定します。図21は、この例でのこれらの測定値をプロットしたものです。

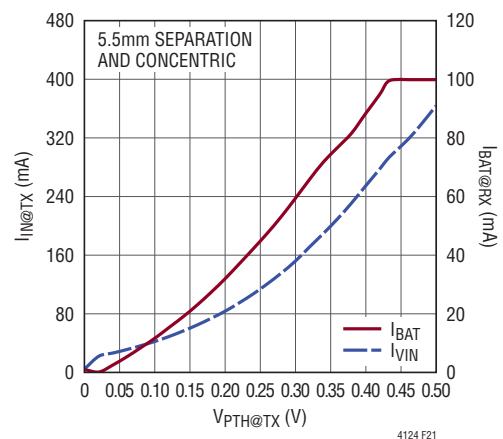


図21. I_{IN} および I_{BAT} と V_{PTH}

図21から、レシーバーがフル充電電流に達するのに必要な V_{PTH} (V_{PTHM})の最低電圧は0.43Vであることが読み取れます。これは、送電回路のスイッチ・ピン間の駆動電圧で、13%のデューティ・サイクルに相当します。

アプリケーション情報

4. ステップ3で選択した最小パルス幅において、送電コイルを流れるAC電流が定格範囲内に十分収まっており、LTC4124の過剰な温度上昇も、ACINピンでの過剰な負電圧も発生していないことを確認します。

前のステップで求めた最小パルス幅を使用し、レシーバー回路を最適な結合条件(この例での最適な結合条件は、同心に配置された T_X コイルと R_X コイルの間隔が1.5mm)で配置し、バッテリー・ピンを4.3Vに設定します(充電電流ゼロ→最小出力電力)。 $I_{L-TX(RMS)}$ 、 $\Delta T_{LTC4124}$ 、 $V_{ACIN-MIN}$ を測定します。 $V_{PTH} = 0.43V$ (前のステップより)、 $V_{BAT} = 4.3V$ に設定し、最適な結合条件および定常状態で測定されたパラメータは次のようになります。

$I_{L-TX(RMS)} = 1.0A$ 、 $\Delta T_{LTC4124} = 32^\circ C$ 、 $V_{ACIN-MIN} = -8.5V$ 。 $I_{L-TX(RMS)}$ は送電コイルの最大定格電流である2.5Aを十分下回っています(詳細については、Würth Elektronik 760308101104のデータシートを参照)。32°Cの温度上昇とACINピンの最低負電圧は、LTC4124の定格動作条件の範囲内に十分収まっています。

この結果は、送電レベルの選択のセクションに示した代替の計算式を使用して検証されました。推奨される方法を使用した場合、最適な結合条件における結合値は0.5になります。この結合値を使用すると、ACINに生じる最低負電圧値は-8.5Vと予測されます。以上から、 $V_{VCC} - V_{ACIN}$ の推定最大値は実験で検証されたとおり14Vとなります。

5. ステップ3で求めたトランスミッタ・ドライバの最小パルス幅に基づいて、 R_{PTHM1} および R_{PTHM2} の値を決定します。

$R_{PTHM1} = 100k\Omega$ に設定します。 R_{PTHM2} は次式を使用して算出できます。

$$R_{PTHM2} = \frac{\left\lfloor \frac{32 \cdot V_{PTHM}}{2.4} \right\rfloor + 0.5}{32 - \left(\left\lfloor \frac{32 \cdot V_{PTHM}}{2.4} \right\rfloor + 0.5 \right)} \cdot R_{PTHM1}$$

$$= 20.8k\Omega$$

$$\approx 21k\Omega \text{ (standard 1% resistor value)}$$

Floor関数の括弧内の値は端数を切り捨てて最も近い整数にします。

6. 最小負荷で最適な結合条件の下での負荷検出に対して、 R_{IS} 、 R_{IN} 、 R_{IMON} 、 C_{IMON} を決定します。

ステップ4で使用したのと同じセットアップで $V_{BAT} = 4.3V$ に設定すると、送電基板への入力電流は、 $I_{IN} = 240mA$ (I_{TH})として測定されます。検出抵抗 R_{IS} による電圧降下を約40mVに設定した場合、 R_{IS} は次式に従って計算されます。

$$R_{IS} = \frac{40mV}{I_{IN}} = \frac{40mV}{240mA} = 167m\Omega$$

$$\approx 180m\Omega \text{ (standard 1% sense resistor value)}$$

R_{IS} による電圧降下が40mAになるように R_{IN} を374 Ω に設定すると、IMONピンが107 μA を供給します。このソース電流が D_{IMON} にバイアスをかけ、負荷検出のためにIMONピンで1Vを生成します。 C_{IMON} が10nFになるように設定して、IMONピンの電圧にいくらかのフィルタリングを提供します。また、 R_{IMON} を100k Ω に設定して、IMONピンにソース電流が存在しない場合に C_{IMON} を放電します。

アプリケーション情報

7. LTC4125の負荷検出中のステップ時間に対して C_{TS} を決定します。

ステップ時間を、観察された V_{IMON} のセトリング時間の約5倍である50msに設定します。

$$C_{TS} = 5 \cdot \frac{10\mu A \cdot T_S}{32 \cdot 1.2V} = 1.3 \times 10^{-6} \cdot T_S(s) \\ \approx 15nF \text{ (standard capacitor value)}$$

8. レシーバーが検出されなかった場合の R_{FB1} と R_{FB2} を決定します。

ステップ3で求めた最小パルス幅とレシーバーなしの状態、 I_{IN} および V_{LC-TX} の振幅を測定します。この例では、 R_X が存在せず、 $V_{PTH} = 0.43V$ の場合、 $I_{IN} = 580mA$ で、 $|V_{LC-TX}| = 40V$ になります。

同じ測定を、レシーバーありの最も厳しい結合条件(T_X コイルと R_X コイルの間隔が最大)で、バッテリー・ピンを4.3V(ゼロ充電電流→最小出力電力)に設定して、実行します。この例では、ステップ4のセットアップを使用して、 $V_{PTH} = 0.43V$ 、 $I_{IN} = 450mA$ 、 $|V_{LC-TX}| = 25V$ に設定します。

ステップ3で求めた V_{PTH} では、レシーバーなしの場合のトランスミッタ共振タンクの電圧が40V ($V_{LC-TX-MAX}$)で、最小負荷でレシーバーありの場合が25V ($V_{LC-TX-MIN}$)になります。LTC4125データシートに記載された式を使用すると、 R_{FB1} および R_{FB2} は次のように計算できます。

$$\frac{V_{LC-TX-MIN} - V_D}{V_{IN}} - 1 < \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} < \frac{V_{LC-TX-MAX} - V_D}{V_{IN}} - 1 \\ \frac{25V - 1V}{5V} - 1 < \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} < \frac{40V - 1V}{5V} - 1 \\ 3.8 < \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} < 6.8$$

以上から、比率が6になるように設定します。 $R_{FB1} + R_{FB2}$ の合計抵抗の推奨値は約100k Ω なので、 $R_{FB1} = 100k\Omega$ 、 $R_{FB2} = 16.5k\Omega$ に設定します。

9. 異物が検出された場合の R_{FTH1} と R_{FTH2} を決定します。

ステップ1および2に記載したように、選択された共振周波数は240kHzです。最適な結合条件下で重負荷の場合、 T_X および R_X に形成される2つのLC共振結合の動作周波数は、最大300kHzになります。このため、異物検出の周波数閾値として、最大動作周波数を約3%上回る310kHzを設定します。次の式に従い、 $R_{FTH2} = 100k\Omega$ 、 R_{FTH1} に設定します。

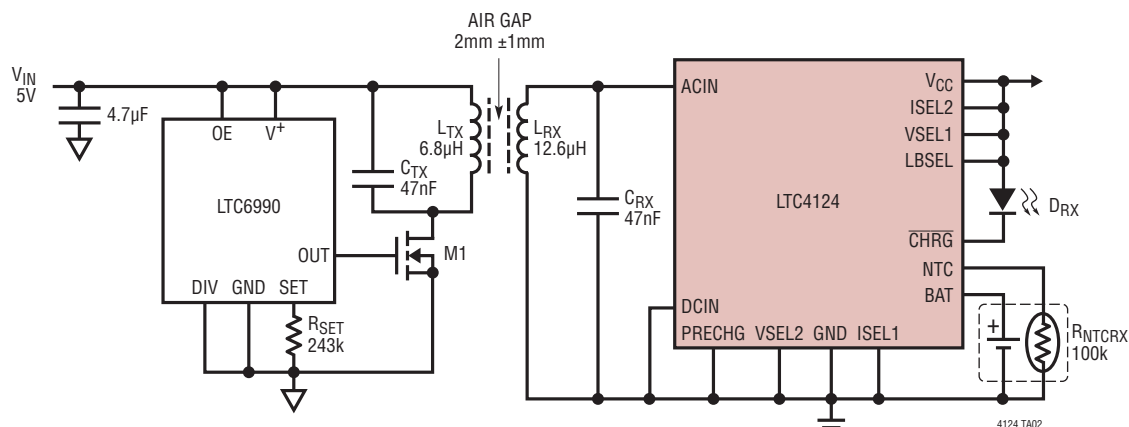
$$R_{FTH1} = \left(\frac{320kHz}{f_{LIM}} - 1 \right) \cdot R_{FTH2} \\ = \left(\frac{320kHz}{310kHz} - 1 \right) \cdot 100k\Omega = 3.23k\Omega \\ \approx 3.24k\Omega \text{ (standard 1\% resistor value)}$$

10. それぞれの負荷検出の間の遅延として、 C_{TD} の値を決定します。

待機時間を5秒に設定します。次に、 C_{TD} の値を次式を使って計算します。

$$C_{TD} = \frac{10\mu A \cdot T_D}{65 \times 10^3 \cdot 1.2V} = 1.3 \times 10^{-10} \cdot 5 \approx 680pF$$

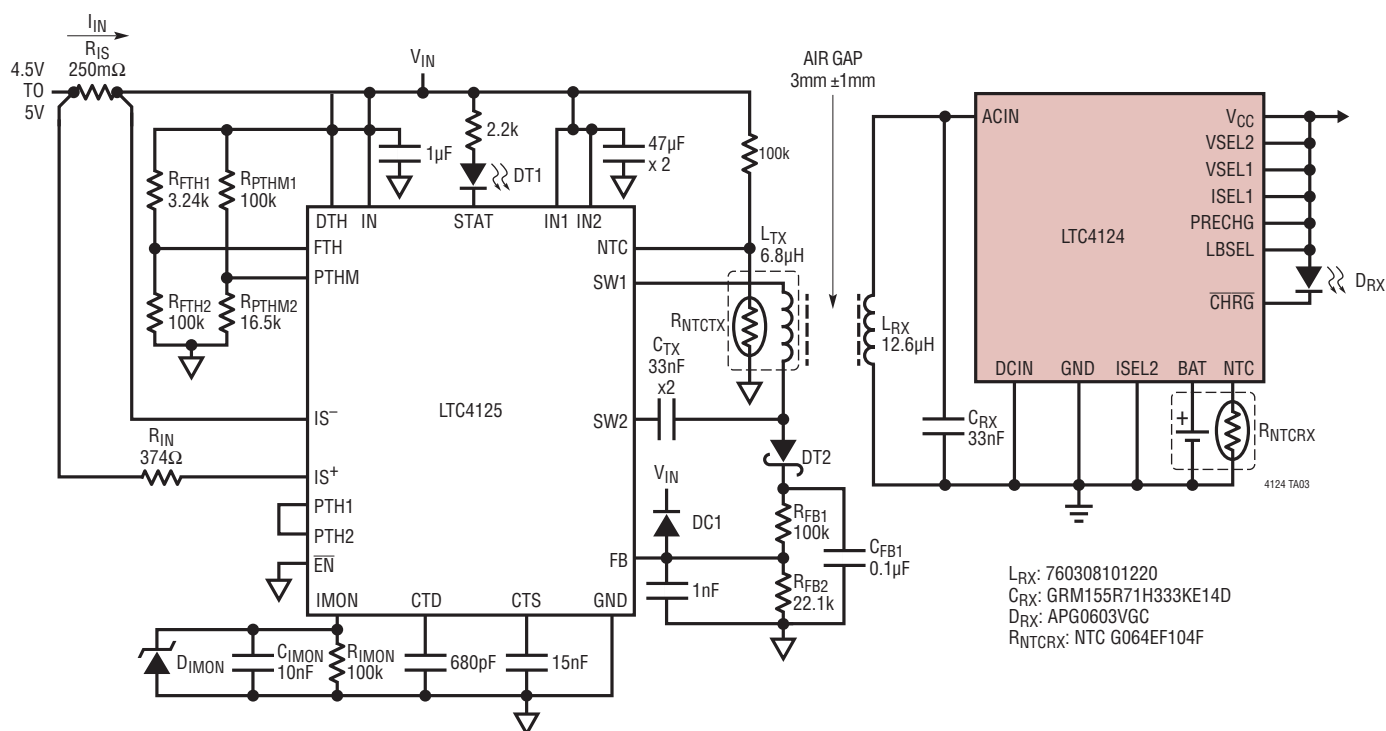
標準的応用例

10mmのR_Xコイルを使用した25mA LTC4124 チャージャ・レシーバーとシンプルなシングル・トランジスタ・トランスミッタ

M1: INFINEON, BSS816NW
 CTX: MURATA, GCJ188R92A473KA01D
 LTX: WURTH, 760308101104

CRX: MURATA, GCM155R71H473KE02J
 LRX: WURTH, 760308101208
 DRX: KINGBRIGHT, APG0603VGC
 RNTCRX: MURATA, NCP03WF104F

LTC4124 50mA チャージャ・レシーバーと LTC4125 AutoResonant トランスミッタ

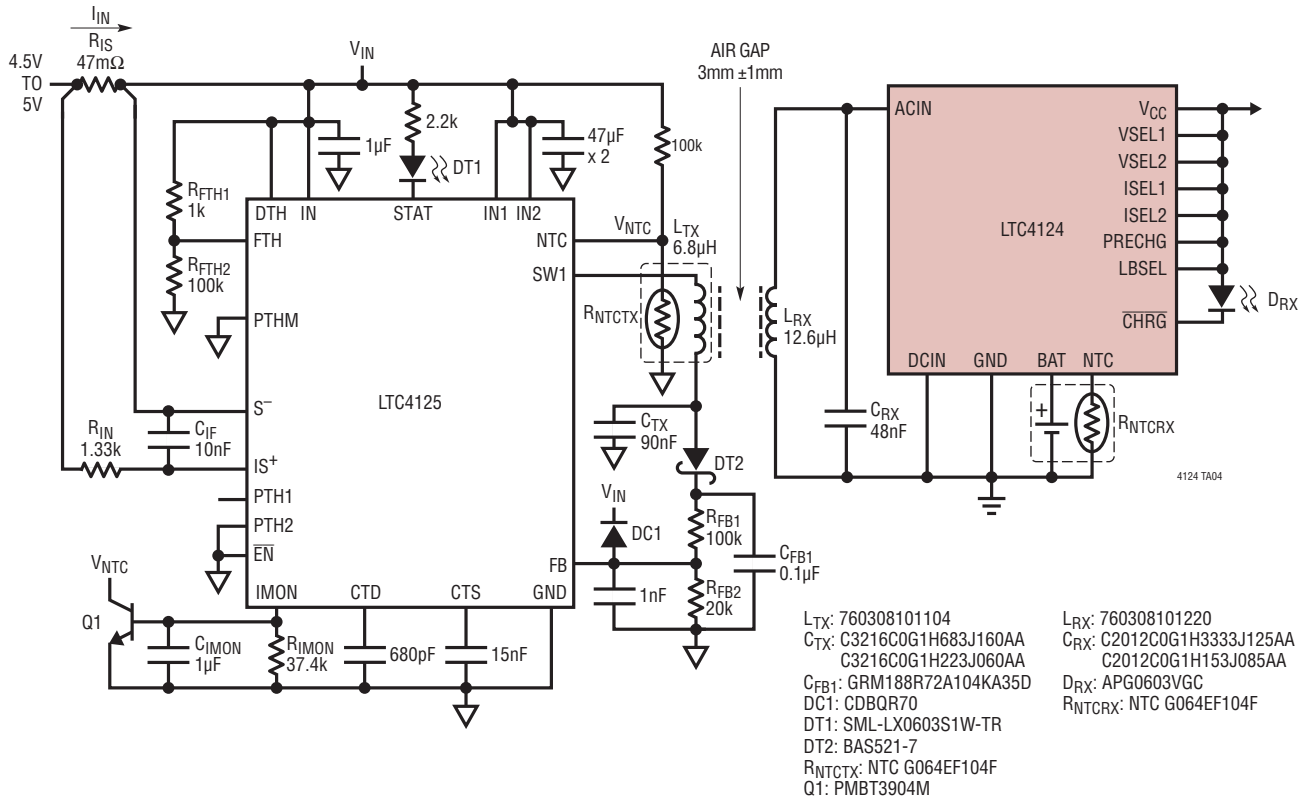


LTX: 760308101104
 CTX: 2x C2012C0G2A333J125AC
 CFB1: GRM188R72A104KA35D
 DC1: CDBQR70
 DIMON: ADR510ARTZ
 DT1: SML-LX0603S1W-TR
 DT2: BAS521-7
 RNTCTX: NTC G064EF104F

LRX: 760308101220
 CRX: GRM155R71H333KE14D
 DRX: APG0603VGC
 RNTCRX: NTC G064EF104F

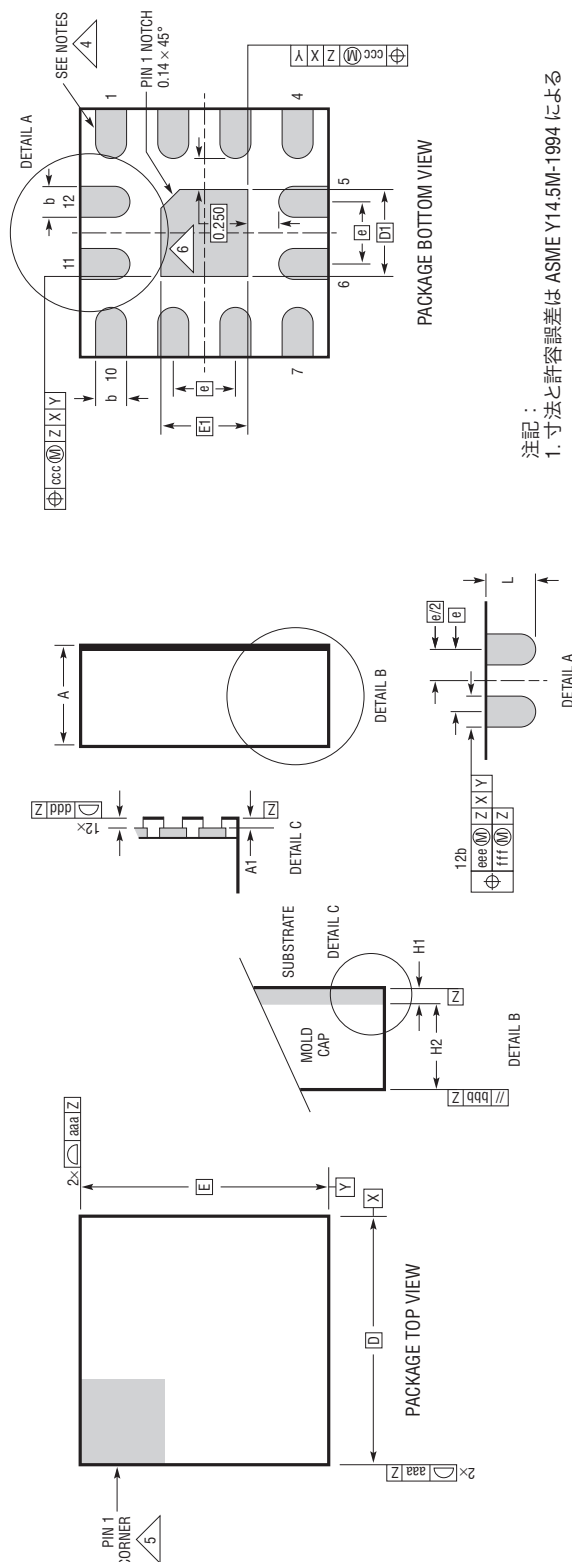
標準的応用例

100mA チャージャ・レシーバーと LTC4125 AutoResonant トランスミッタ、Optimum Power Search 動作
(LTC4125 をハーフブリッジ共振ドライバとして構成)



パッケージ

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

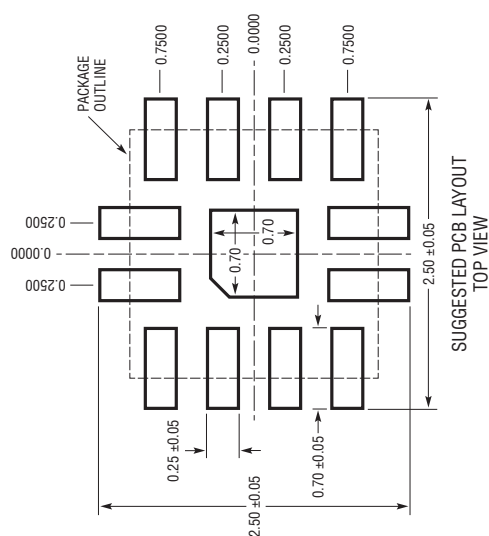


注記:

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・Z- はシーティング・プレーン
4. これらの端子と放熱部が見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 番ピンの識別マークはオプションだが、表示の領域内に設ける必要がある。1 番ピンの識別マークはモールドでもマーキングでもかまわない
6. 放熱用露出部の角にはオプションで丸みを付けることができる

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 0618 REV B

Rev. 0

