

5W AutoResonant ワイヤレス・ パワー・トランスミッタ

特長

- モノリシックの5Wワイヤレス・パワー・トランスミッタ
- AutoResonant™ スwitching周波数により、共振容量と送電コイルのインダクタンスを調整*
- 電力伝送により、レシーバの負荷を自動的に調整*
- 入力電圧範囲: 3V ~ 5.5V
- 100mΩのフル・ブリッジ・スイッチ内蔵
- 複数の異物検出法
- プログラム可能な平均入力電流制限およびモニタ
- NTC入力により、システム/部品の温度で制限された電力伝送に対応
- 広い動作スウィッチング周波数範囲: 50kHz ~ 250kHz
- 熱特性の改善された4mm×5mm QFN 20ピン・パッケージ

アプリケーション

- 密閉絶縁型あるいは電気絶縁型のデバイス
- 軍用センサおよび軍用装置
- 医療機器
- 産業用ハンドヘルド機器

概要

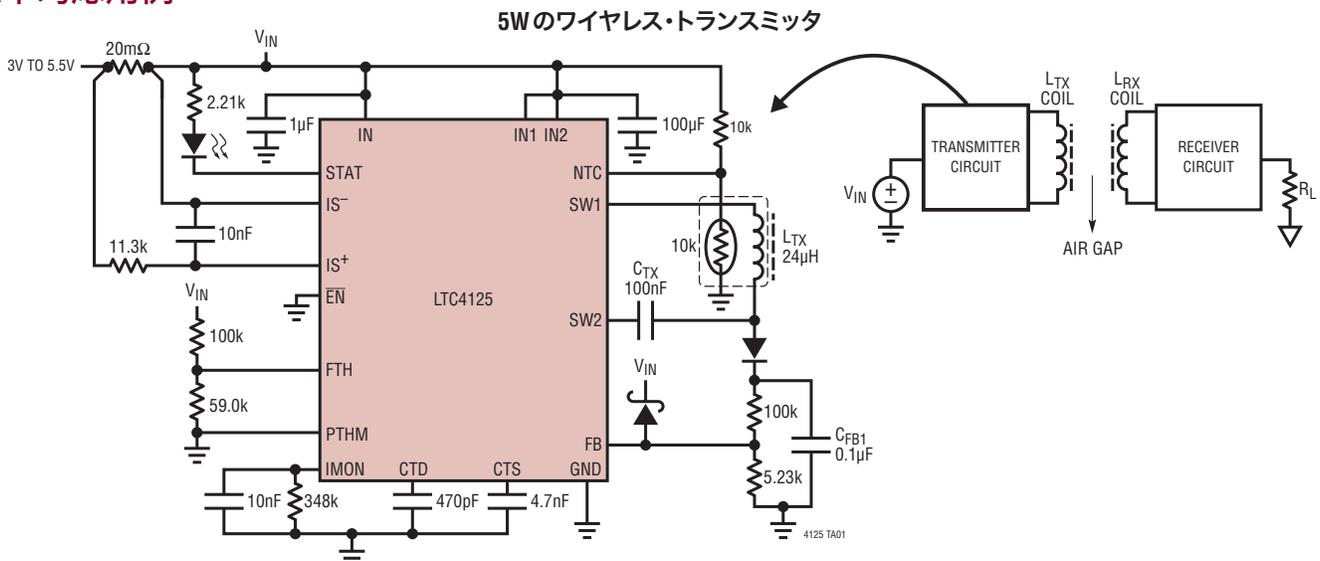
LTC®4125は、シンプルで高性能のモノリシック・フル・ブリッジ共振ドライバで、5Wを超える電力を、適正に同調されたレシーバに無線で送信することができます。このデバイスは、直列に接続された送電コイルLC回路網を流れる電流を制御して、シンプルで汎用性のあるワイヤレス・パワー・トランスミッタを形成します。

LTC4125は、LC回路網の共振周波数と一致するように、その駆動周波数を自動的に調整します。このAutoResonant スwitching機能により、低電圧の入力電源(3V ~ 5.5V)から同調レシーバに最大の電力を供給することができます。システムの効率を最適化するため、LTC4125は周期的な送電探索を行って、レシーバの負荷要件に基づいて伝送電力を調整します。デバイスは、フォルト状態のとき、または異物の検出時は電力の供給を停止します。

また、LTC4125はプログラム可能な最大平均入力電流制限回路を内蔵しており、異物検出や過負荷保護の補助手段としてNTC入力も組み込まれています。LTC4125は高さの低い(0.75mm)4mm×5mmの20ピンQFNパッケージで供給されます。

LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。AutoResonantはリニアテクノロジー社の商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。9041254を含む米国特許によって保護されています。*AutoResonant機能および自動負荷検出機能は、特許出願中の回路およびアルゴリズムを使用します。

標準的応用例



LTC4125

絶対最大定格

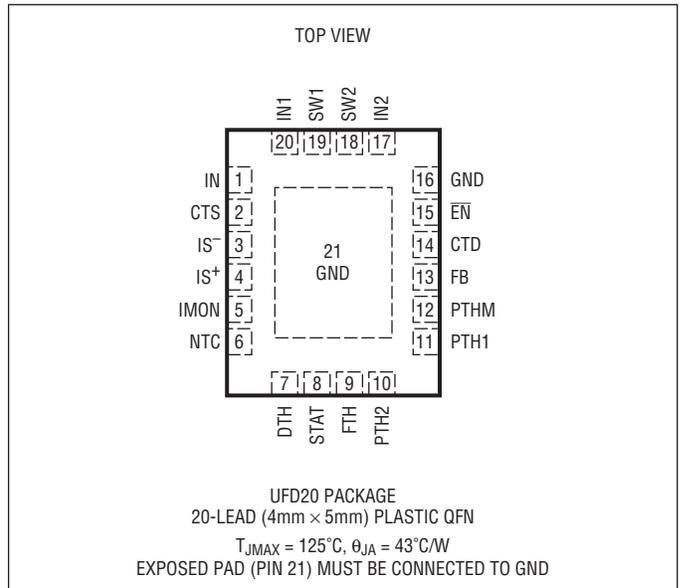
(Note 1)

IN, IS ⁻ , CTD.....	-0.3V ~ 6V
IN1, IN2, IS ⁺	-0.3V ~ V _{IN} + 0.3V
DTH, FTH, PTHM, FB.....	-0.3V ~ V _{IN} + 0.3V
NTC, EN, PTH1, PTH2, CTS.....	-0.3V ~ V _{IN} + 0.3V
IMON.....	-0.3V ~ MIN(V _{IN} , V _{IS+} , V _{IS-}) + 0.3V
STAT.....	-0.3V ~ V _{IN} + 0.3V
STAT.....	-1mA ~ 2mA

動作接合部温度範囲

(Note 2).....	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープ・アンド・リール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC4125EUFDF#PBF	LTC4125EUFDF#TRPBF	4125	20-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4125IUFDF#PBF	LTC4125IUFDF#TRPBF	4125	20-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°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。

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

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

一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部を付けることにより、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。

電气的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{IN1} = V_{IN2} = 5\text{V}$ (Note 2、3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	Input Supply Operating Range	$V_{IN} = V_{IN1} = V_{IN2}$	● 3		5.5	V
	Input Supply Quiescent Current At IN pin At IN1, IN2 pin	SW1 and SW2 Open $\overline{EN} = 5\text{V}$		1 50	2 150	mA μA

イネーブル・ピン

	\overline{EN} Leakage Current	$V_{\overline{EN}} = 5\text{V}$	● 0.2	0.5	1.2	μA
	\overline{EN} Falling Threshold	$V_{\overline{EN}}$ Falling		1.20		V
	\overline{EN} Hysteresis			16		mV

探索遅延発振器のピン

$I_{CTS,PU}$	CTS Pull-Up Current	$V_{CTS} = 0\text{V}$		-10		μA	
$I_{CTS,PD}$	CTS Pull-Down Current	$V_{CTS} = 2\text{V}$		10		μA	
	CTS Pin Frequency	$C_{CTS} = 4.7\text{nF}$		1.0	1.7	2.4	kHz
	CTS Threshold for AutoResonant Disable		● 1.8	2.3	2.8	V	
$I_{CTD,PU}$	CTD Pull-Up Current	$V_{CTD} = 0\text{V}$		-10		μA	
$I_{CTD,PD}$	CTD Pull-Down Current	$V_{CTD} = 2\text{V}$		10		μA	
	CTD Pin Frequency	$C_{CTD} = 470\text{pF}$		10	17	24	kHz

共振ドライバおよびパルス幅変調器

	Operating Frequency Range			50	250	kHz
$R_{A,B,C,D}$	Switch On Resistances	MOSFETs A, B, C and D (Block Diagram)		150		$\text{m}\Omega$
	Switch Pins Minimum On Time	SW1, SW2		150		ns
	Minimum PTH Voltage for Switching			35		mV
	PTH Voltage to Pulse Width Gain normalized to the LC natural frequency (f_n)	SW1 On Time $\cdot f_n / \Delta V_{PTH1}$, SW2 On Time $\cdot f_n / \Delta V_{PTH2}$		0.24		V^{-1}
	PTH Pull Up Current when Overdriving	$V_{PTH1} = V_{PTH2} = 0\text{V}$	● -20	-10	-5	μA
	PTH Pull Down Current when Overdriving	$V_{PTH1} = V_{PTH2} = 5\text{V}$	● 10	20	40	μA

自動負荷検出

	V_{PTH} Step Size during Auto Load Detection Search			75		mV
	Delay Time between Optimum Point Search	$C_{CTD} = 470\text{pF}$		3.7		s
	Optimum Point Search Duration	$C_{CTS} = 470\text{pF}$ (Figure 13)		40		ms
	FB Pin Leakage Current	$V_{FB} = 5\text{V}$	● 0.2	0.5	1.2	μA
	FB Over-Range Rising Threshold	V_{FB} Rising	● $V_{IN} - 0.04$	V_{IN}	$V_{IN} + 0.04$	V
	FB Over-Range Threshold Hysteresis			40		mV
	PTHM Pin Leakage Current	$V_{PTHM} = 5\text{V}$	● 0.2	0.5	1.2	μA
	PTHM Pin Common Mode Voltage Range			0	5	V
	FTH Pin Leakage Current	$V_{FTH} = 0\text{V}$	● -1.2	-0.5	-0.2	μA
	FTH Voltage to Frequency Gain			64		kHz/V
	DTH Pin Leakage Current	$V_{DTH} = 0\text{V}$	● -1.2	-0.5	-0.2	μA

LTC4125

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{IN1} = V_{IN2} = 5\text{V}$ (Note 2、3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力電流制限およびモニタ						
$V_{IS+,IS-}$	Sense Voltage Offset		● -500 -1.5		500 1.5	μV mV
	IS^+ Pin Current	$V_{IS+} = 5\text{V}$, $V_{IS+,IS-} = -50\text{mV}$			100	nA
	IS^- Pin Current	$V_{IS-} = V_{IS+} = 5\text{V}$		15		μA
	IMON Pin Leakage Current	$V_{IS+,IS-} = -50\text{mV}$, $V_{IMON} = 0\text{V} - 5\text{V}$			100	nA
V_{ITH}	Input Current Comparator Threshold at IMON during Search	V_{IMON} Rising	● 0.785	0.800	0.815	V
V_{ILIM}	Input Current Limit Comparator Threshold at IMON during Delay Time	V_{IMON} Rising	● 1.175	1.200	1.225	V
	Input Current Limit Comparator Hysteresis			40		mV

サーミスタ入力

	NTC Hot Threshold	V_{NTC} Falling, % of V_{IN}	● 33	35	37	% V_{IN}
	NTC Thresholds Hysteresis	% of V_{IN}		5		% V_{IN}
	NTC Open Circuit Voltage	% of V_{IN}	● 48	50	52	% V_{IN}
	NTC Open Circuit Input Resistance			300		k Ω

オープンドレインのステータス・ピン

	STAT Pin Leakage Current	$V_{STAT} = 5\text{V}$		-1	1	μA
	STAT Pin Output Voltage Low	$I_{STAT} = 1\text{mA}$	●		0.4	V

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おそれがある。

Note 2: LTC4125は T_J が T_A とほぼ等しくなるような条件でテストされる。LTC4125Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で仕様を満たすことが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度での仕様は、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。LTC4125Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$))は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$))および電力損失 (P_D (W))から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}), \text{ここで、}\theta_{JA} \text{ (単位: } ^\circ\text{C/W)} \text{はパッケージの熱インピーダンス。}$$

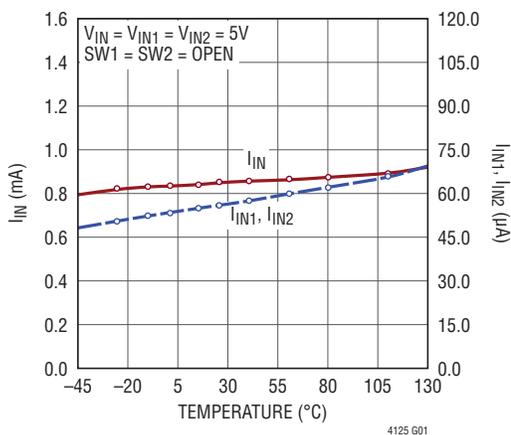
これらの仕様と合致する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。このデバイスにはスイッチ MOSFETの瞬時の過電流状態の間デバイスを保護するための過熱保護回路が内蔵されている。過熱保護機能が動作しているとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 3: 注記がない限り、ピンに流れ込む電流は全て正で、全ての電圧はGNDを基準にしている。

Note 4: このデバイスは、デバイス自体を保護するための過熱保護回路を内蔵している。過熱保護機能が動作しているとき接合部温度は 125°C を超える。規定されている最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、寿命が短くなる。

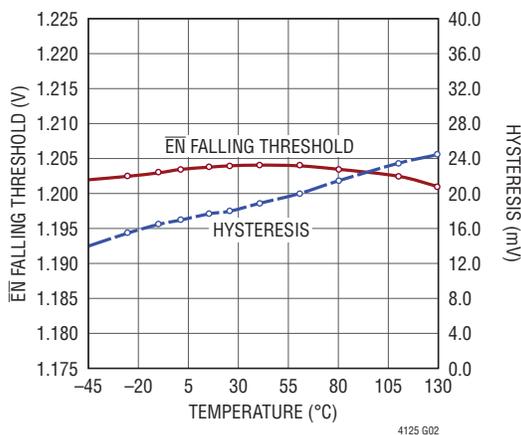
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

IN、IN1、およびIN2での
全温度範囲での電源の静止電流



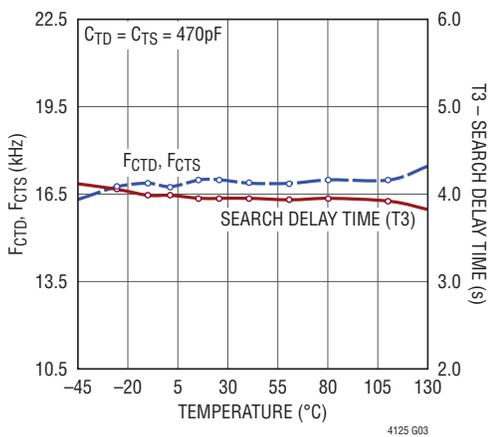
4125 G01

全温度範囲でのENしきい値



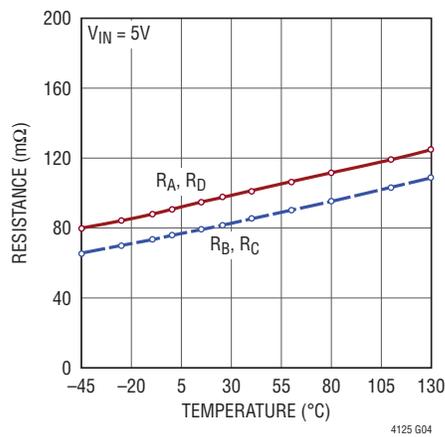
4125 G02

全温度範囲での C_{TS} 、 C_{TD} ピンの
周波数および検索遅延時間



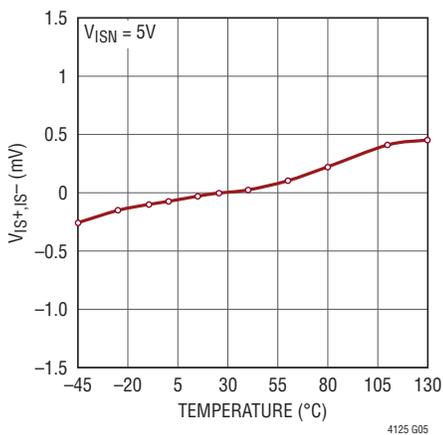
4125 G03

全温度範囲でのスイッチ抵抗



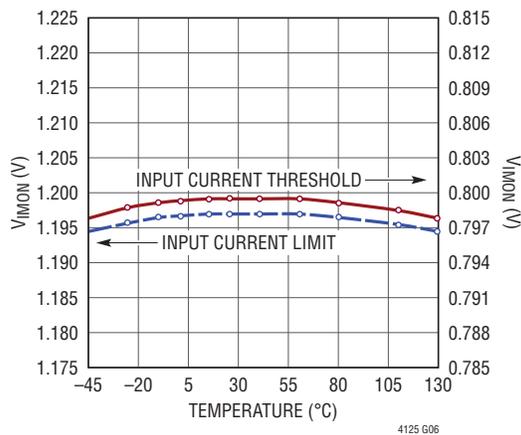
4125 G04

全温度範囲での V_{IS+} 、 I_S -検出
アンプ・オフセット



4125 G05

全温度範囲での入力電流しきい値
および入力電流制限値



4125 G06

ピン機能

IN (ピン 1) : 入力電源電圧: 3V ~ 5.5V。内部回路の電源。このピンには 1μF のバイパス・コンデンサを近くに接続することを推奨します。

CTS (ピン 2) : 送電探索のセトリング時間設定コンデンサ。CTS ピンと GND の間にコンデンサを接続して、送電探索のセトリング時間を設定します。推奨のセトリング時間は、標準で 1ms ~ 20ms です。プログラミング手順については「アプリケーション情報」を参照してください。推奨しませんが、このピンを IN に短絡すると AutoResonant ドライバはディスエーブルされます。

IS⁻ (ピン 3) : 入力電流検出回路の負入力。ケルビン検出法を使用して電源電圧と IS⁻ の間に電流検出抵抗 (R_{IS}) を接続し、入力電源電流をモニタします。入力電流モニタが不要な場合は、このピンを IS⁺ ピンに接続します。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

IS⁺ (ピン 4) : 入力電流検出回路の正入力。このピンを入力電流検出利得抵抗 (R_{IN}) を介して、R_{IS} 検出抵抗に接続されている電源電圧に接続します。このピンには、IMON 出力を発生するために使用される検出抵抗 (R_{IS}) 両端の電圧に比例した電流が流れ込みます (ブロック図参照)。

$$I_{IS^+} = \frac{I_{RIS} \cdot R_{IS}}{R_{IN}}$$

入力電流モニタが不要な場合は、このピンを IS⁻ ピンに接続します。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

IMON (ピン 5) : 入力電流モニタ。IMON ピンからは、検出抵抗 (R_{IS}) 両端の検出電圧に比例した電流が流れ出します。出力利得抵抗 (R_{IMON}) を接続した場合、このピンの電圧は次のように表され、そのまま入力電流に一致します (「ブロック図」参照)。

$$V_{IMON} = \frac{I_{RIS} \cdot R_{IS}}{R_{IN}} \cdot R_{IMON} = \frac{R_{IMON}}{R_{IN}} \cdot \Delta V_{RIS}$$

入力電流の時間平均電圧表現を得るには、適切なコンデンサと R_{IMON} を並列にしてこのピンに接続します (詳細については、「アプリケーション情報」を参照)。送電探索時にこのピンの電圧が 0.80V (V_{ITH}、標準) に達すると、内部コンパレータは入力電流しきい値を超えていることを示し、探索は次の探索時間までこの状態で中断します。入力電流の設定しきい値は次式を使用して求めます。

$$I_{TH} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{V_{ITH}}{R_{IS}} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{0.80V}{R_{IS}}$$

探索時間中の中断時間/遅延時間中の任意の時点で IMON ピンの電圧が 1.20V (V_{ILIM}、標準) を超えると、内部コンパレータは入力電流制限値を超えていることを示し、電力供給は直ちに停止し、新たな探索時間が始まります。入力電流制限の設定値は次式を使用して求めます。

$$I_{LIM} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{V_{ILIM}}{R_{IS}} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{1.20V}{R_{IS}}$$

入力電流モニタ機能をディスエーブルするには、このピンを GND に短絡します。

NTC (ピン 6) : サーミスタ入力。NTC と GND の間にサーミスタを接続し、対応する抵抗を IN と NTC の間に接続します。このピンの電圧レベルにより、サーミスタの温度が許容範囲内にあるかどうかを判別されます。サーミスタが示す温度が高温過ぎる場合は、電力の供給が停止します。この機能を使用して、金属異物または他の送電フォルトの存在を検出することもできます。温度が安全な領域に戻ると、電力の供給は再開されます。推奨の使用法については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。温度制限のある電力供給機能をディスエーブルするには、このピンを開放のままにします。

DTH (ピン 7) : ΔFB しきい値入力。このピンの使用目的は、送電探索での検出電力の最小刻み幅を調整して、トランスミッタの最適な電力動作点を見つけることです。デフォルトの設定 (このピンが IN に短絡された状態) では、大半のシステムで適正な動作が保証されます。ただし、消費電力が非常に少ないシステムや結合が非常に弱いシステムでは、刻み幅を更に細かくすることが望ましい場合があります。このピンを、IN と GND の間の抵抗分割器の中間タップに接続します。詳細については、「動作」と「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

ピン機能

STAT (ピン8) : オープンドレインのステータス・ピン。デバイスが電力を供給しているとき、このピンは“L”になります。LEDに接続した場合、このピンは、LTC4125が有効な共振レシーバに電力を供給していることを視覚的に表示します。STATピンは、フォルト状態の間、または最後の送電掃引中にレシーバを検出できなかった場合、高インピーダンスになります。

FB (ピン9) : 周波数しきい値入力。このピンの使用目的は、主な異物検出方法をプログラムすることです。このピンは、INとGNDの間に置く抵抗分割器の中間タップに接続して、送電側LCの共振周波数の予想最大値を設定します(プログラミングの詳細については、「アプリケーション情報」を参照)。共振駆動周波数が設定値を超える場合は、送電コイルによって発生した磁界空間に大きな導電性物体が存在することを示します。そのような状態になると、LCタンク回路の見かけのインダクタンスが減少して、駆動周波数が高くなります。導電性の異物に送電すると、TX電源の過負荷や異物の過剰な発熱が生じる可能性があります。周波数フォルトが検出されると、電力の供給は直ちに停止し、次の送電探索まで停止したままです。

PTH2 (ピン10) : パルス幅しきい値2ピン。SW2ピンの波形の正のパルス幅は、このピンの電圧に比例します。

PTH1 (ピン11) : パルス幅しきい値1ピン。SW1ピンの波形の正のパルス幅は、このピンの電圧に比例します。

PTHM (ピン12) : ドライバの最小パルス幅入力。このピンの電圧値は、送電探索で使用するドライバのパルス幅の最小値を決定します。ドライバのパルス幅は伝送電力に相当します。このピンをGNDに短絡すると、探索の最初のステップのパルス幅は、送電側LCタンク回路の固有周期の1/32に設定されます。(1/32周期のパルス幅に相当する)低伝送電力では、レシーバ負荷の要件を満たすのに不十分であることが分かっている場合、より高速の送電探索を実装できます。INとGNDの間にある抵抗分割器の中間タップ点にこのピンを接続して(「アプリケーション情報」を参照)、より広い最小パルス幅を設定します。

FB (ピン13) : 共振帰還電圧。直列LCタンク回路で生成した整流電圧のピーク値とGNDの間の抵抗分割器の中間タップ点にこのピンを接続します(「アプリケーション情報」を参照)。送電探索時にFBピンの電圧をモニタして、レシーバの負荷要件が満たされた時点または要件を超えた時点を調べます。内部の自動負荷検出機能をディスエーブルするには、このピンをGNDに短絡します。

CTD (ピン14) : 送電探索の遅延時間設定コンデンサ。CTDピンとGNDの間にコンデンサを接続して、最適な送電探索の各サイクル間の遅延時間を設定します。推奨の遅延時間は標準で1秒以上です。プログラミング手順については「アプリケーション情報」を参照してください。最初のサイクル後に探索を停止するにはGNDに短絡します。探索時間中のデフォルト値を最小遅延時間(約20ms)にするには、開放状態のままにします。

EN (ピン15) : イネーブル入力ピン。AutoResonantドライバをディスエーブルするには、このピンを1.22V(標準)以上に駆動します。ドライバがディスエーブルされている場合、SW1ピンおよびSW2ピンはデフォルトで“L”になります。ディスエーブル機能を使用しない場合は、ENピンを解放のままにするか、GNDに短絡します。

GND (ピン16、露出パッド・ピン21) : デバイスのグラウンド。このグラウンド・ピンをPCBの適切な銅箔グラウンド・プレーンに接続して、正常な電氣的動作と定格熱性能を確保します。

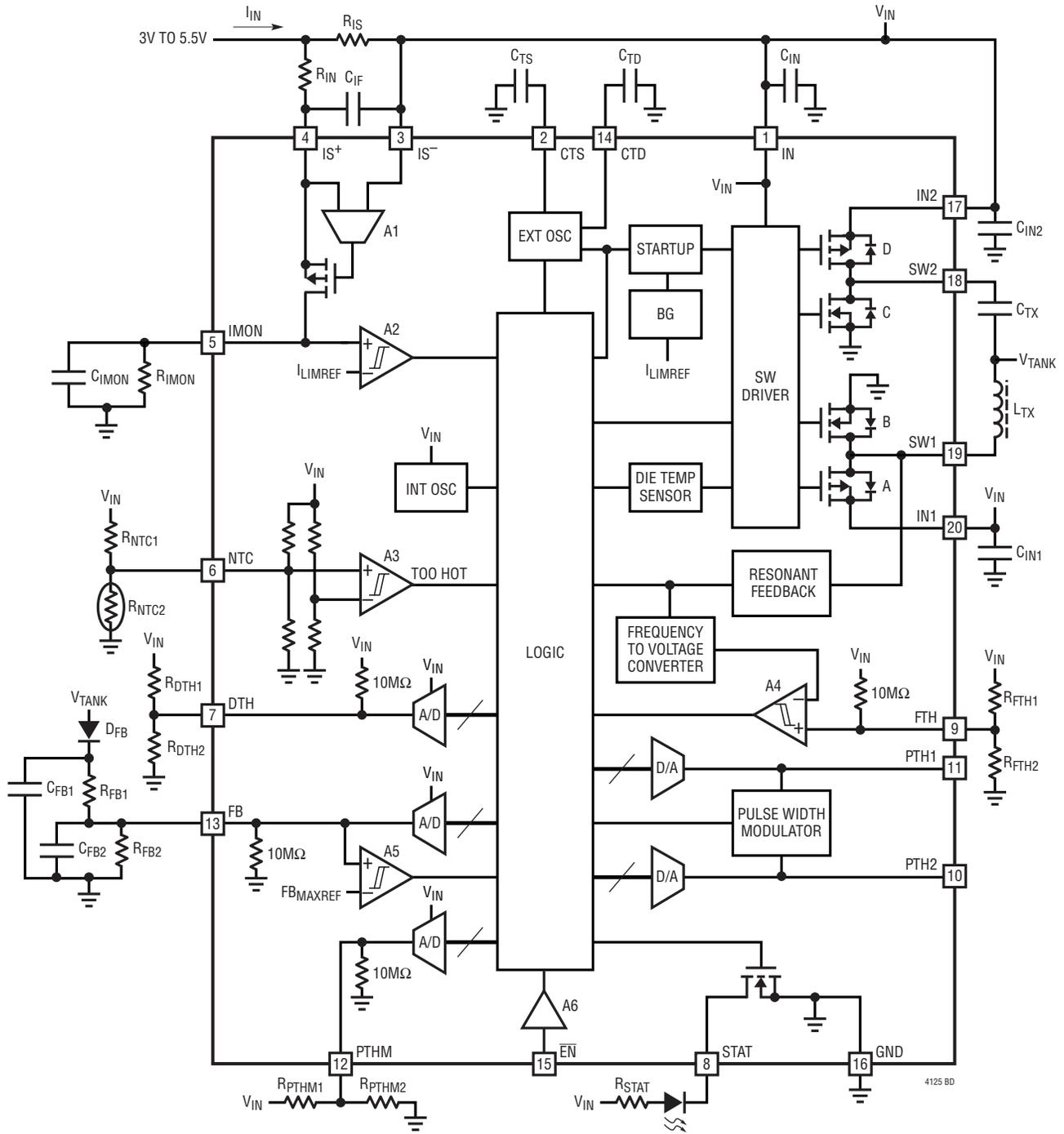
IN2 (ピン17) : 入力電源電圧:3V~5.5V。フル・ブリッジ・ドライバの後段に電力を供給します。このピンの近くに47 μ Fのバイパス・コンデンサを接続することを推奨します。

SW2 (ピン18) : スイッチ2ピン。このピンは、フル・ブリッジ・スイッチ後段の中間ノードです。フル・ブリッジ動作のため、このピンとSW1ピンの間にLC回路網を直列に接続します。

SW1 (ピン19) : スイッチ1ピン。このピンは、フル・ブリッジ・スイッチ前段の中間ノードです。フル・ブリッジ動作のため、このピンとSW2ピンの間にLC回路網を直列に接続します。ハーフ・ブリッジ動作だけが望ましい場合は、このピンとGNDの間に直列LC回路網を接続します。供給可能な最大の伝送電力は、フル・ブリッジ動作によって高くなります。

IN1 (ピン20) : 入力電源電圧:3V~5.5V。フル・ブリッジ・ドライバの前段に電力を供給します。このピンの近くに47 μ Fのバイパス・コンデンサを接続することを推奨します。

機能ブロック図



4125 BD

動作

はじめに

ワイヤレス・パワー・システムは、空隙で分離された2つの部分、つまり送電コイルの付いた送電回路と受電コイルの付いた受電回路で構成されます。LTC4125は、シンプルだが汎用性のあるワイヤレス・パワー・トランスミッタのパワー・コントローラです。LTC4125は、次の3つの重要な機能を実現することにより、基本的なワイヤレス・パワー・トランスミッタの機能を強化します。3つの機能とは、レシーバが受電できる電力を最大限に高めるAutoResonant機能、ワイヤレス・パワー・システム全体の効率を最大限に高めるOptimum Power Searchアルゴリズム、導電性の異物が存在する環境で作業するときに安全で信頼性の高い動作を確保する異物検出機能です。これらの機能を理解するには、ワイヤレス・パワー・システムの概要説明が必要です。

標準的なワイヤレス・パワー・システムでは、送電コイルによってAC磁界が発生し、更に受電コイルでAC電流が誘導されます(標準的なトランス・システムと同様です)。トランス・システムとワイヤレス・パワー・システムとの主な違いは、空隙(または他の非磁性体の間隙)が1次側(トランスミッタ)と2次側(レシーバ)を分離していることです。更に、送電コイルと受電コイルの間の結合が、通常は非常に少ないことが挙げられます。トランス・システムでは0.95~1の結合係数が一般的であるのに対して、ワイヤレス・パワー・システムでの結合係数は0.8から0.05という低い値まで変化します。

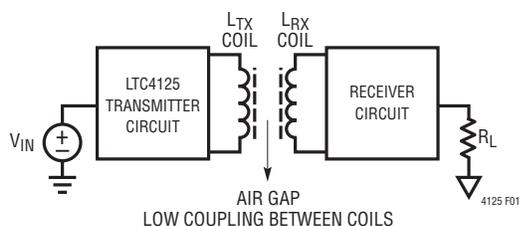


図1. 標準的なワイヤレス・パワー・システムの構成

このような低結合で受電コイルに十分なAC電流を誘導するには、強い磁界が必要です。送電コイルによって発生する磁界はコイルを流れる電流に比例するので、送電コイルに大量のAC電流を発生させる必要があります。

インダクタを流れる大量のAC電流をDC電圧から発生させる方法は、さまざまです。LTC4125は、直列LC共振回路を使用して、最も単純で最も効率的な方法の1つを採用するように設計されています。

直列 RLC

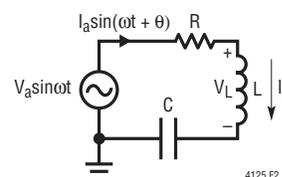


図2. 簡単な直列共振RLC回路

図2に簡単な直列共振回路を示します。共振周波数の正弦曲線電圧で駆動した場合、インダクタとコンデンサのインピーダンスは純粋な抵抗Rが残るのを打ち消し合います。共振周波数は次のように計算できます。

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

したがって、共振点では、インダクタで発生した電流の振幅を単純に次式で表すことができます。

$$I_a = \frac{V_a}{R}$$

共振点では、Rの値が十分に小さい場合、大量のインダクタ電流を発生することができます。更に、インダクタ電圧は駆動電圧に比例します。

$$V_L = I_a \cdot \omega_n L = V_a \cdot \frac{\omega_n L}{R} = Q V_a$$

ここで、Qはよく知られた直列タンク回路のQ値(線質係数)です。

LTC4125は、直列のLC回路を厳密にその共振周波数で簡単に駆動できます。このデバイスは、特許出願中のAutoResonant方式を使用して、スイッチ・ピンに直列に接続されたLC回路の共振周波数を自動的に検出し、その周波数でLC回路を駆動します。

動作

AutoResonant Drive

図2の直列共振構造について検討します。正弦波電圧源の代わりに方形波電圧源を使用した場合、R、L、およびCの値によってQ値が高くなる($Q > 10$)と仮定すると、それ以外の回路の分析結果に大きな変化はありません。Q値の高い回路の周波数選択性により、インダクタおよびコンデンサ両端の電圧波形および電流波形に影響するのは、主に方形波の基本成分です(図3)。

起動時に、LTC4125は、デューティ・サイクル50%の方形波によって2.5kHzでLCタンク回路を駆動します。LCタンク回路内で電流が発生すると、LTC4125はこの状態を検出し、それに応じて駆動電圧の周波数を調整します。

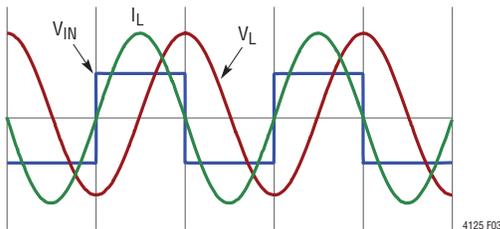


図3. 方形波を共振周波数で入力した場合のLCタンク回路の電圧波形および電流波形

AutoResonant Drive機能により、各SWピンの電圧は、そのピンに流れ込む電流と常に位相が同じになります(「ブロック図」を参照。電流がSW1からSW2に流れる場合はスイッチAおよびCがオンするのに対して、DおよびBはオフします。逆の場合も同様です)。この方法を使用して駆動周波数をサイクルごとにロックすると、LTC4125は、外付けのLC回路網を常にその共振周波数で駆動するようになります。このことは、LCタンク回路の共振周波数に影響する、絶えず変化する変数(温度など)や、近くのレシーバの反射インピーダンスの場合でも成り立ちます。

Optimum Power Searchの背景

ワイヤレス・パワー・システムでは、最悪の結合条件でもレシーバの負荷に十分な電力を供給できるように、送電コイルでの磁界が十分に強い必要があります。しかし、最高の結合条件下では、そのような強い磁界は非効率的になり、レシーバを破損する可能性があります。消費電力の高い素子が送電回路内にある場合、必要以上に多くの電力を伝送すると、効率が低下します。したがって、受電コイルでの負荷をサポートするのに必要十分な電力(最適な伝送電力点)が供給されるように、送電コイルによって発生する磁界の強度を調整することが望まれます。

効率以外に、安全性の問題もあります。送電コイルによって発生した磁界に導電性の物体を置くと、物体内に渦電流が発生します。これらの渦電流は、物体の抵抗によって熱を発生します。この発熱は、安全上の理由により、特に大電力アプリケーションで望ましくありません。

LTC4125は、これら2つの問題に対処する機能を備えています。つまり、全ての結合条件での効率の向上と、動作の安全性を高める異物検出/保護です。

Optimum Power Searchの動作

Optimum Power Searchは、フル・ブリッジ・ドライバのパルス幅を変化させることによって伝送電力を調整できることを利用しています。パルス幅を変化させて送電コイルの電流量を調整するのに伴って、AutoResonant Driveは動作し続けます。デューティ・サイクルが50%未満になっている駆動パルス幅を使用した場合のタンク電流とタンク電圧の波形を図4に示します。

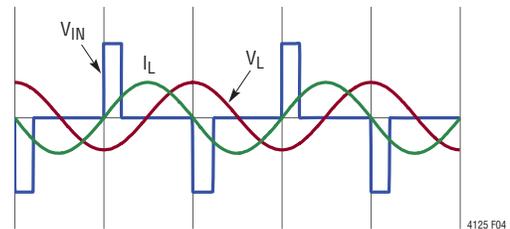


図4. 直列RLC回路に対して50%未満のデューティ・サイクルで方形波を入力した場合のLCタンク回路の電圧波形および電流波形

動作

駆動デューティ・サイクルはパルス幅に比例します。デューティ・サイクルを0%から50%まで変化させるのに応じてタンク電流がどのように増加するかを図5示します。特定の周波数では、送電コイル電流の振幅を制御することがコイル両端の電圧振幅を制御することと同等であることに注意してください。LTC4125は、フル・ブリッジ・ドライバのパルス幅を調整することにより、コイルの電流と電圧の両方を制御することができます。

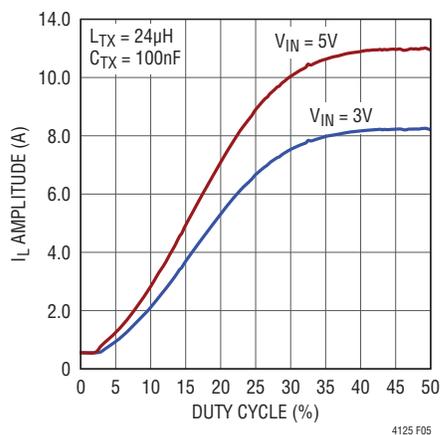


図5. 送電コイルで発生した電流の標準的な振幅と AutoResonant法でのデューティ・サイクル

Optimum Power Searchは、伝送電力の直線的増減を一定の間隔で段階的に行い、有効なレシーバとフォルト状態が存在するかしないかをそれぞれ検出し、伝送電力の供給を最適化することによって機能します。伝送電力の直線的増減は、フル・ブリッジ・ドライバのパルス幅変調(PWM)により、1回に1ステップずつ行われます。LTC4125は、FBピンを使用して、送電側LCタンク回路電圧の大きさをステップごとにモニタします。

伝送電力の供給量を最適化するため、LTC4125は、ピーク・タンク電圧の大幅な変化(増加/減少)を1ステップずつ探します(「アプリケーション情報」のセクションを参照)。これは、レシーバの負荷要件に合致したか超えたという条件を満たすのに必要な伝送電力を示します。LTC4125がタンク電圧の十分に大きな変化を検出すると、探索は停止し、有効な終了条件が見つかっています。伝送電力は次の探索時間までこのレベルに保持されます。

送電探索の間に入力電流が入力電流しきい値(I_{TH})を超えると、探索は停止し、パルス幅は次の探索時間まで保持されます。これも有効な終了条件です。有効な終了条件が見つかり、STATピンは“L”に保持され、RXコイルに電力が供給されていることを示します。

送電探索時に次のしきい値(NTC入力によって決まる温度しきい値、最大タンク電圧しきい値、内部ダイの過熱保護しきい値、または周波数しきい値(異物)および入力電流制限値(I_{LIM}))のうちのいずれかを超えると、探索は停止し、パルス幅は減少して0になります。パルス幅が減少して0になった状態では、これらのフォルト状態により次の探索時間まで電力が供給されません。これらのフォルト状態が発生すると、STATピンは高インピーダンスになり、電力がRXコイルに供給されていないことを示します。唯一の例外は、入力電流が入力電流制限値(I_{LIM})を超えた場合です。この特定のフォルト状態では、STATピンが高インピーダンスになりません。

この説明は、図6および図13のフロー・チャートに図式的に取り込まれています。

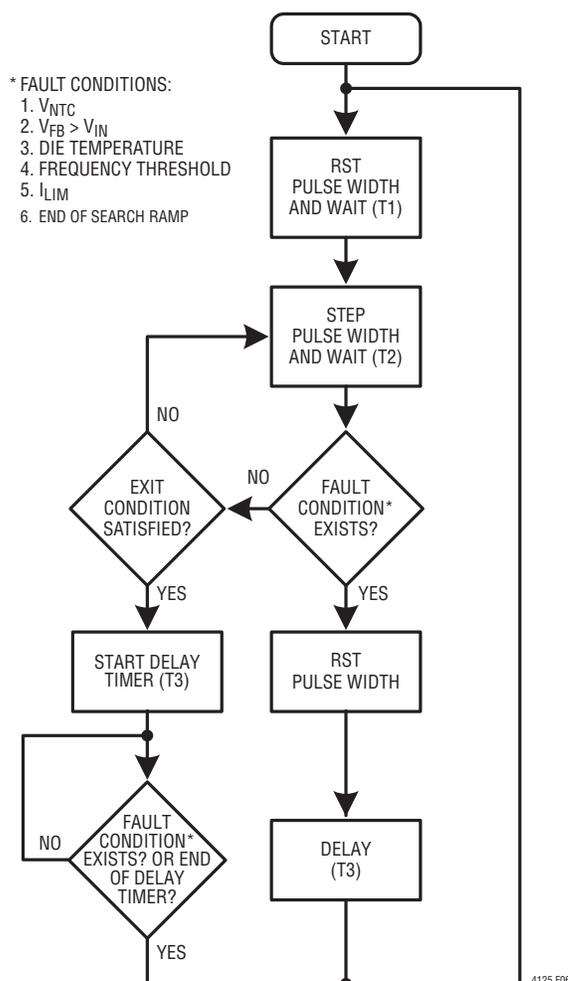


図6. Load Auto Detectのフロー・チャート

動作

終了条件

Optimum Power Searchは、多くの終了条件を使用して、さまざまな動作状況に及ぶ探索時に最適な伝送電力が見つかるようにします。主要な終了条件をユーザーが設定することはできません。大半の動作条件下では、これらの主要な終了条件によって最適な伝送電力が生成されます。

ただし、追加機能と、いくつかのシナリオでの性能向上を可能にするため、ユーザーが設定可能な2つの終了条件(入力電流しきい値およびタンク電圧の差分しきい値)が与えられます。入力電流しきい値は R_{IN} 、 R_{IMON} 、および R_{IS} を使用して設定できます。

$$I_{TH} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{V_{ITH}}{R_{IS}} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{0.80V}{R_{IS}}$$

「ブロック図」を参照すると、 V_{IMON} は、 R_{IS} 両端の差動電圧を利得倍した電圧です。 V_{IMON} が0.80V (V_{ITH} 、標準)より高くなると、入力電流しきい値に達しています。Optimum Power Searchによる探索時間中にこの状態になると、探索は停止し、パルス幅は次の探索時間まで保持されます。

ユーザーが設定可能な2番目の終了条件では、DTHピンを使用して、FBピンの差動電圧しきい値が設定されます。Optimum Power Searchによる探索中、このしきい値は、あるパルス幅ステップから次のステップに移るときに生じるFBピンの電圧増加と比較されます。しきい値を超えた場合は、終了条件に合致しています。前述したように、終了条件に合致すると、パルス幅(すなわち送電レベル)は次の探索時間まで保持されます。

送電コイルと受電コイルの間の結合が不十分な場合は、DTHのしきい値が便利な終了条件です。DTHピンをINピンに短絡すると、この終了条件は無視されるようになります。このデフォルト設定は、大半のアプリケーションで十分です。このピンの設定方法の詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

フォルト状態

フォルト状態が生じると、Optimum Power Searchは次の探索時間までパルス幅を0に維持することにより、送電を直ちに停止します。フォルト状態には、周波数(異物)、NTC(外部温度)、過電圧、探索終了ランプ、入力電流制限、および内部(ダイ)過熱の6種類があります。

周波数しきい値はFTHピンで設定します。送電探索時にAutoResonant Drive周波数が周波数しきい値を超えると、探索は停止し、パルス幅は減少して0になります。この状態は、導電性の異物の存在を示す場合があります。電力は次の探索時間まで供給されません。

外部の過熱状態はNTCピンを介して検出されます。送電探索時に V_{NTC} が低下してNTC高温しきい値(標準では V_{IN} の35%)より低くなると、探索は停止し、パルス幅は減少して0になります。電力は次の探索時間まで供給されません。NTCサーミスタを使用して送電コイルの温度をモニタし、送電コイルの安全な動作を保証することができます。更に、送電コイルの磁界に置くと発熱する導電性異物の存在もこの技法で検出することができます。

過剰なタンク電圧はFBピンの電圧を介して検出されます。送電探索時に V_{FB} が V_{IN} を超えると、探索は停止し、パルス幅は減少して0になります。電力は次の探索時間まで供給されません。

送電探索ランプがその最大パルス幅(デューティ・サイクル50%)に到達し、最適な伝送電力が見つからなかった場合は、別のフォルト状態が存在します。これは通常、レシーバが存在しないことを示します。あるいは、送電コイルと受電コイルの間に導電性の異物が存在するために、有効な電力をレシーバに供給できないことを示します。伝送電力は減少して0になり、次の探索時間まで増加しません。

動作

入力電流制限はIMONピンを介して検出されます。有効な終了条件が見つかった後にIMONピンの電圧が1.20V (V_{ILIM} 、標準)を超えると、伝送電力は減少して0になり、次の探索時間まで増加しません。入力電流制限値は R_{IN} 、 R_{IMON} 、および R_{IS} を使用して設定できます。

$$I_{LIM} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{V_{ILIM}}{R_{IS}} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{1.20V}{R_{IS}}$$

「ブロック図」を参照すると、 V_{IMON} は、 R_{IS} 両端の差動電圧を利得倍した電圧です。 V_{IMON} が1.20V (V_{ILIM} 、標準)より高くなると、入力電流制限値に達しています。 R_{IN} 、 R_{IMON} 、および R_{IS} の値が同じ場合、この入力電流制限値は入力電流しきい値の150% (標準)であることに注意してください。これは、プログラム可能な有効な終了条件の1つです。

このアルゴリズムで使用されている最後のフォルト状態は、LTC4125のダイ温度です。LTC4125の内部ダイ温度が150°C (標準)を超えると、伝送電力は直ちに減少して0になり、次の探索時間まで増加しません。他のフォルト状態と異なり、ダイ温度フォルトはOptimum Power Searchによる探索時間の長さに制限されません。

I_{TH} と I_{LIM}

前の2つのセクションで説明したように、値が R_{IN} 、 R_{IMON} 、および R_{IS} で決まる入力電流パラメータが2つあります。それは、 I_{TH} (入力電流しきい値)と I_{LIM} (入力電流制限値)です。入力電流が最適電力探索時に I_{TH} を超えると、探索は停止し、LTC4125はこの入力電流レベルまたはわずかに高いレベルで動作を維持します。ただし、動作中のいずれかの時点で入力電流が I_{LIM} を超えた場合、送電は直ちに停止し、次の探索時間まで再開されません。入力電流制限値は入力電流しきい値の150% (標準)です。

V_{PTH1}/V_{PTH2} およびパルス幅

フル・ブリッジ・ドライバの前段および後段のパルス幅は、それぞれPTH1ピンおよびPTH2ピンを使用してモニタできます。AutoResonant Driveをイネーブルした場合、パルス幅は次のようになります。

$$PW_{SWx}(s) = \left(\frac{0.24}{f_n} \cdot V_{PTHx} \right) + 150ns$$

ここで f_n はフル・ブリッジの共振周波数であり、0.24はパルス幅利得に対する標準的なPTHの正規化電圧です。Optimum Power Searchの期間中、パルス幅が増加するにつれてPTHの電圧も同様に増加します。 V_{PTH1} または V_{PTH2} が2.4Vを超えると、最大パルス幅に到達することが保証され、探索ランプ終了フォルト状態になると、電力の供給が停止して次の探索時間まで停止したままになります。これが通常示すことは、やはり、レシーバが存在しないことか、あるいは導電性の異物が存在することです。

PTHM

Optimum Power Searchの最初のステップのパルス幅は、PTHMピンを使用して設定することができます。この機能は、フル・ブリッジの最小送電レベルが分かっている場合に、Optimum Power Searchが適切なパルス幅を見つけるのに役立ちます。このためにはアプリケーションの特性評価を行って、全ての条件で最適な動作点の方が特定のパルス幅の場合より常に高いことを確認することが必要です。PTHMをグラウンドに接続した場合、最初のステップのデフォルト値は150nsになります。

アプリケーション情報

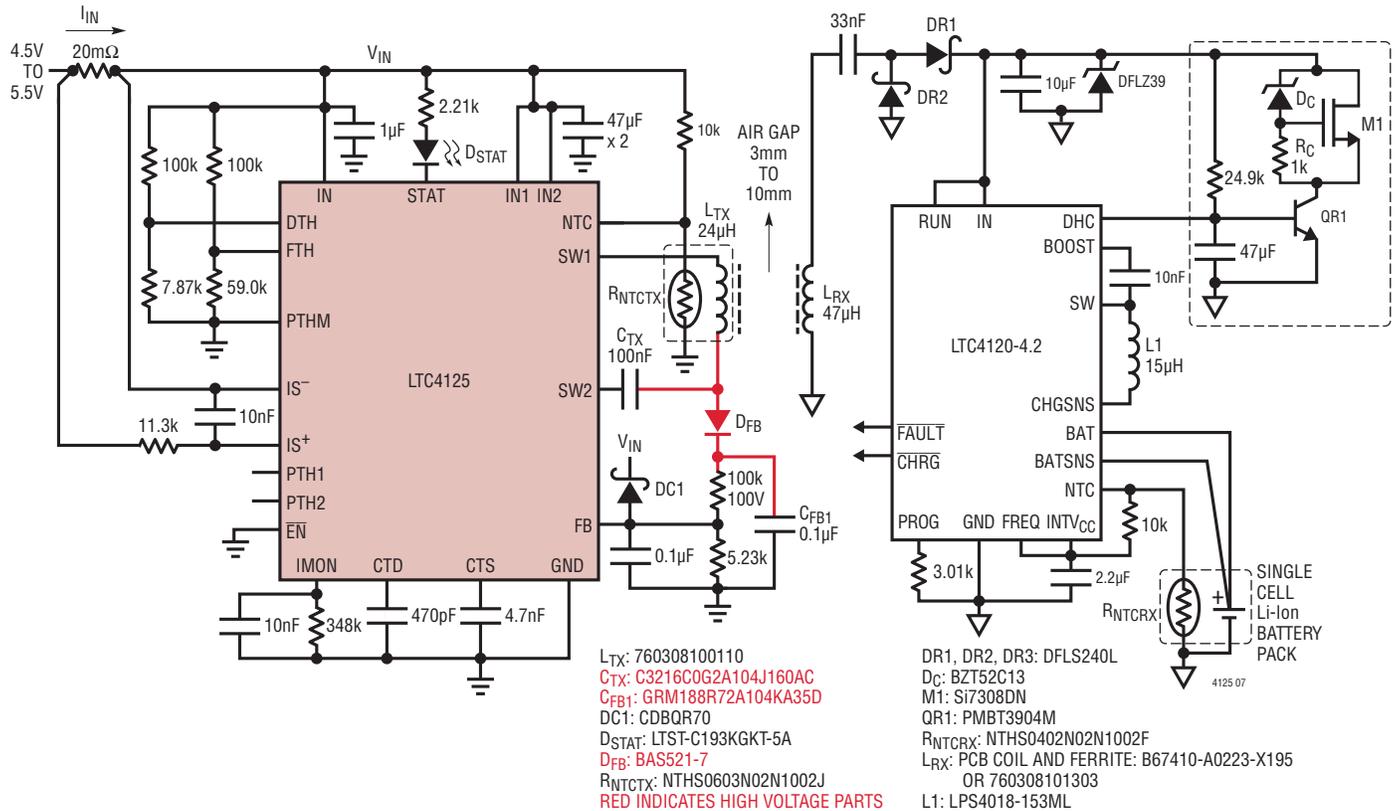


図7. ワイヤレス・パワー・システム内で24μHの送電コイルを103kHzで駆動するLTC4125。入力電流しきい値は1.3A、周波数制限値は119kHz、送電コイルの表面温度制限値は41.5°C。LTC4120-4.2を400mAの1セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャとしてレシーバに配置。

LTC4125標準的な設計回路(部品のラベルについては「ブロック図」を参照)では、通常は次の手順に従います。送電コイル(LTX)を選択し、共振コンデンサ(C_{TX})を選択し、帰還電圧の抵抗分割器(R_{FB1}、R_{FB2})を決定し、入力電流モニタ抵抗(R_{IS}、R_{IN}、R_{IMON})を決定し、周波数しきい値抵抗(R_{FTH1}、R_{FTH2})を決定し、Optimum Power Searchのセトリング時間(C_{TS})を決定し、Optimum Power Searchの遅延時間(C_{TD})を決定し、Optimum Power Searchの最初のステップのパルス幅(R_{PTHM1}、R_{PTHM2})を決定して、最後にFBピンの差動電圧しきい値(R_{DTH1}、R_{DTH2})を決定します。

以下の説明では、これらの手順のそれぞれについて検討の必要がある要因について詳しく説明します。更に明確にするため、各手順の例を図7に示すアプリケーション回路の状況で説明します。

送電コイルの選択

送電コイル/インダクタを選択する場合に検討が必要な重要なパラメータがいくつかあります。それは、インダクタの物理的な寸法、インダクタンスの値、インダクタのQ値(Q_L)、およびインダクタの飽和電流です。これらは全て全体の効率および電力供給能力に影響します。

コイルの物理的な寸法は、送電コイルと受電コイルの間の結合全体に影響するので重要です。送電コイルの最適なサイズおよび形状は、アプリケーションの要件により異なります。いくつかの例としては、最終製品のサイズ、形状、電源要件、最終ソリューションで求められる配置の自由度、コストが挙げられます。ガイドラインとして、すぐに入手可能な無線電力伝送コイルの多くは、直径50mmの円形うず巻コイルです(表1)。LTC4125を搭載した設計を評価する場合は、出発点としてこれらのコイルを推奨します。

アプリケーション情報

Table 1. 推奨の送電コイル

メーカー	製品番号	インダクタンス (μH)	サイズ (mm)	Q 値 (100kHz時)
Würth	760308110	24	53 x 53	140
Würth	760308100110	24	直径 50	140
Würth	760308100111	6.3	直径 50	100
Inter Technical	L41200T06	5	52 x 52	80
TDK	WT505090-20K2-A10-G	24	直径 50	50
TDK	WT505090-10K2-A11-G	6.3	直径 50	100

検討が必要なもう1つの重要なパラメータは、コイル自体のインダクタンス値です。受電コイルのインダクタンス値、および送電コイルと受電コイルの間のワイヤレス・パワー・システム全体の結合に対して、この値を検討する必要があります。2つのインダクタンス値の比は、結合係数と相まって、受電コイルで可能な電圧と電流、したがってシステムの電力供給能力を決定します。

インダクタのQ値は、特定の周波数では次のように定義されます。

$$Q_L = \frac{\omega L}{R_L} = \frac{2\pi f L}{R_L}$$

ここで、 ω はラジアン単位での目標周波数、 f は Hz 単位での目標周波数、 R_L はインダクタの実効直列抵抗です。特定の周波数で電流を流す場合、Q値が高いほど、その特定のインダクタの効率が高くなります。1mm ~ 15mm の距離間で最大 5W の電力を供給するのに使用される、標準 24 μH の送電コイルのQ値は、動作周波数が 100kHz のとき、約 50 ~ 150 です。

市販の多くの送電コイルはフェライト材料を使用していますが、これはインダクタンスの値を大きくするのに役立つだけでなく、送電コイルによって生じた磁界を整形して結合能力と電力供給能力を高めるのにも役立ちます。ただし、フェライト材料は飽和電流レベルを制限します。飽和電流レベルは、LC共振構造で発生した最大電流振幅より高くなるようにして、予測可能なインダクタンス値を確保し、潜在的な熱暴走を防ぐ必要があります。LTC4125内部のモノリシック・スイッチにより、最大 3.5A のスイッチ RMS 電流 ($I_{\text{RMS-MAX}}$) を流すことができます。その後、ダイの温度が(周囲温度 25°C から)上昇して内部のサーマル・シャットダウン回路が作動すると、コイルでの電力供給は停止します。

図7に示す個別のアプリケーションでは、Würth製の24 μH のコイル(760308100110)を使用しています。このコイルの直径は50mmで、100kHzでのQ値は140であり、更に飽和電流は10Aを超えています。

トランスミッタの共振コンデンサの選択

トランスミッタのコンデンサを選択する場合に検討すべき要因は、インダクタを選択する場合に前述した要因と同様で、容量値、コンデンサのQ値(Q_C)、およびコンデンサの電圧定格です。アプリケーション全体のサイズは主に送電コイルのサイズによって決まるので、コンデンサの物理的寸法は、通常は大きな要因ではありません。

まず何よりも、検討すべきパラメータは容量値自体です。LTC4125は、50kHz ~ 250kHzの共振周波数で動作するように設計されています。LTC4125のAutoResonant機能により、直列のLC回路網はLC回路網の共振周波数で駆動されることが保証されます。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

もう1つの重要な要因は、容量の寄生放散成分です。インダクタの場合と同様、この部品を測定する1つの方法は、コンデンサのQ値を調べることです。コンデンサのQ値は次のように表されます。

$$Q_C = \frac{1}{\omega C R_C} = \frac{1}{2\pi f C R_C}$$

ここで、 ω はラジアン単位での目標周波数、 f は Hz 単位での目標周波数、 R_C はコンデンサの実効直列抵抗です。特定の周波数では、Q値が高いほど、その特定のコンデンサが理想に近づきます。

特定の値のインダクタンス、周波数、および電流振幅では、インダクタおよびコンデンサの両端に現れる電圧が明確に規定されます。コンデンサの電圧定格は、この電圧に耐えることができる必要があります。コンデンサが耐える必要がある最大電圧は次式で与えられます。

$$V_{\text{C MAX}} = \frac{I_{\text{L MAX}}}{\omega C} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{\text{RMS-MAX}}}{\omega C}$$

ここで $I_{\text{L MAX}}$ は、直列LC回路での動作中の最大インダクタ電流です。

アプリケーション情報

図7に示す個別のアプリケーションでは、100nF 100VのCOGコンデンサ(C3216C0G2A104J160AC)を使用します。100kHzでのコンデンサのQ値はデータシートに明記されていませんが、実際の測定に基づいて、選択したインダクタのQ値よりはるかに高い値です。予想される最大のRMS電流は3A(このセクションの直後に記載の「帰還」セクションの図9を参照)なので、前述した $V_{C_{MAX}}$ の式を使用すると、コンデンサの両端に発生する最大電圧は65Vです。

100nFでは、24 μ Hのインダクタによって生じる共振周波数は103kHzです。レシーバのLCタンク回路は127kHzに調整されることに注意してください。同調周波数のこの意図的な差は、受動部品の全ての許容誤差を考慮した場合、LTC4120レシーバICのDHC機能が確実に正常動作することが目的です。詳細については、LTC4120のデータシートを参照してください。動的な調整機能がないその他全てのアプリケーションでは、送電側LCの周波数を受電側LCの共振周波数より約20%低い値に調整します。

帰還

標準的な設計に関係する次の段階は、帰還抵抗の値を決定することです。LTC4125は、送電コイルに発生した電圧を帰還(FB)ピンを介してモニタします。Optimum Power Searchでは、このFBピンの電圧を使用して、適切な送電レベルを割り出します。送電コイル電圧のピークを検出するには、図8に示すように、ダイオードとコンデンサで構成される半波整流器を使用します。その後の説明については、更に図9および図13を参照してください。

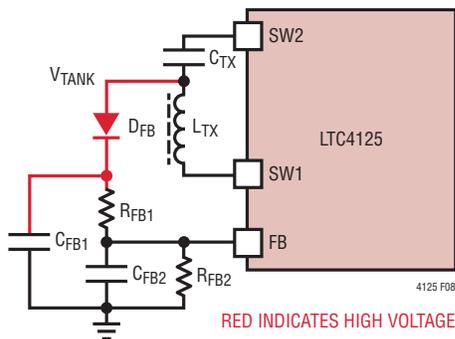


図8. FBピンの整流器および抵抗分割器

ダイオード D_{FB} の逆電圧定格は、ダイオードの全動作範囲にわたって、 V_{TANK} で発生する最大のピーク・トゥ・ピーク電圧に耐えられる必要があります。共振コンデンサのセクションから、タンク回路で発生するピーク・トゥ・ピーク電圧は、コンデンサの両端に現れる最大電圧の2倍です。したがって、図7に示す個別の例では、LCタンク回路の予想最大RMS電流は3Aなので、タンク回路に現れるピーク・トゥ・ピーク電圧の最大値は130Vです。

逆電圧定格は別として、ダイオードの他のパラメータは重要ではありません。大半のアプリケーションでは、電圧定格が適度で最小のパッケージに入っているダイオードを選択します。

コンデンサ C_{FB1} の電圧定格は、タンク回路が発生する最大ピーク電圧に耐える必要があります、その電圧は図7に示す例では65Vです。

また、 C_{FB1} の値も重要です。時定数 $C_{FB1}(R_{FB1}+R_{FB2})$ が時間間隔 T_2 (各ステップ後のセトリング時間)の2倍より小さくなるように値を選択する必要があります。これにより、 C_{FB1} に現れる電圧が掃引中の各ステップで安定化するのに十分な時間が確保されます。したがって、 C_{FB1} の値は次の条件を満たす必要があります。

$$C_{FB1} < \frac{T_2}{2(R_{FB1}+R_{FB2})} = \frac{(1.92 \cdot 10^6) C_{TS}}{R_{FB1}+R_{FB2}} = 0.1 \mu\text{F (typ)}$$

R_{FB1} および R_{FB2} の推奨値は、 $R_{FB1} + R_{FB2} \approx 100\text{k}$ となる値です。 C_{FB1} の標準的な推奨初期値は0.1 μ Fです。 T_2 の値を設定する場合の詳細については、この「アプリケーション情報」の後半部分の「タイマ・コンデンサ」のセクションを参照してください。

アプリケーション情報

コンデンサ C_{FB2} は、ほとんどのアプリケーションではオプションです。これを使用すると、FB ピンの信号を更にクリーンにすることができます。このコンデンサの電圧定格は6V 以下であることだけが必要であり、その値を選択する場合には、やはり時定数 C_{FB2} (R_{FB2}/R_{FB1}) が時間間隔 $T2$ の2倍 (各ステップ後の待ち時間) より小さくなるようにする必要があります。したがって、 C_{FB2} の値は次の条件を満たす必要があります。

$$C_{FB2} < \frac{T2}{2(R_{FB1} \parallel R_{FB2})} = \frac{(1.92 \cdot 10^6) C_{TS}}{R_{FB1} \parallel R_{FB2}}$$

C_{FB2} は0.1 μ Fのコンデンサが推奨であり、大半のアプリケーションではこれで十分です。

抵抗分割器 R_{FB1} および R_{FB2} は、最大タンク電圧 (V_{TANK}) に基づいて選択します。最大タンク電圧を決定する場合には、以下の手順に従ってください。

1. 受電コイルの距離および方向を、送電コイルを基準にして、結合が最小になるように設定します (この条件では、通常、最大のタンク電流 (したがって最大のタンク電圧) が必要です)。
2. LTC4125 の2つの PTH ピンを互いに短絡します。
3. V_{PTH} の電圧を掃引します。
4. 以下の値をモニタします (図9を参照)。
 - a. 送電側のタンク電圧 (図8の V_{TANK})
 - b. 送電回路の入力RMS電流
 - c. レシーバでの整流電圧
 - d. レシーバでの充電電流

図7に示した回路でのこの掃引を図9に示します。LTC4120 は、目標の最大間隔である10mmのときに定電流モードの400mAで1セル・リチウムイオン・バッテリーを充電するように設定されていることに注意してください。

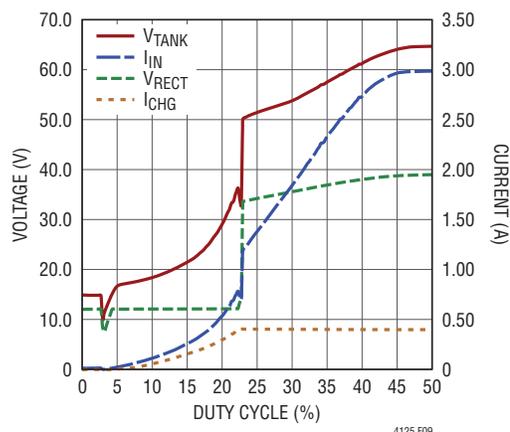


図9. レシーバのLTC4120を間隔10mmの定電流モードで使用した場合の V_{TANK} 、 I_{IN} 、 V_{RECT} 、および I_{CHG} とデューティ・サイクル

この個別の例では、最適点で発生したタンク電圧は50V ($V_{TANK-MAX}$) であり、入力RMS電流の最大値は1.3Aです。FBの電圧のオーバーレンジ・フォルトを防ぐため、抵抗分割器は、 $V_{TANK} = 55V$ のときに V_{FB} が V_{IN} より低くなるようにする必要があります。55Vを選択したのは、50Vの最大タンク電圧測定値より約10%高い余裕を見込むためです。したがって、抵抗分割器の比は次式に従って設定します。

$$V_{TANK-MAX} < \left(\frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} + 1 \right) \cdot V_{IN} + V_D$$

$$\frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} > \frac{V_{TANK-MAX} - V_D}{V_{IN}} - 1 \approx \frac{55 - 1}{5} - 1 = 10$$

ここで V_D は、LCタンク電圧を整流するのに使用する整流ダイオードのダイオード電圧降下です。堅牢な設計にするため、帰還抵抗分割器と帰還コンデンサを選択したら、機能を全ての動作条件で再検証する必要があることに注意してください。

アプリケーション情報

入力電流制限値の設定およびモニタ

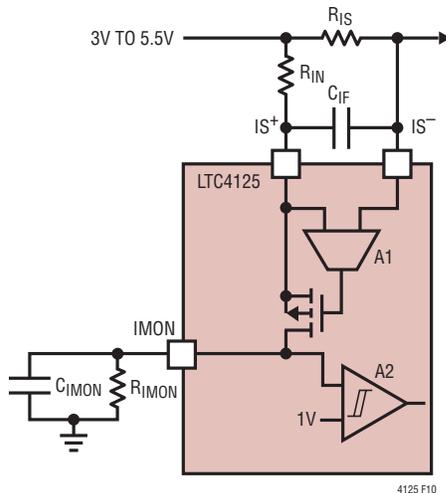


図10. 入力電流制限およびモニタ

入力電流モニタのためLTC4125が採用したアーキテクチャを図10に示します。入力電流しきい値は、独自のOptimum Power Searchアルゴリズムでは終了条件の1つとして使用されますが、抵抗 R_{IS} 、 R_{IN} 、および R_{IMON} の組み合わせを使用して、次の式に従って設定します。

$$I_{TH} (A) = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{V_{ITH}}{R_{IS}} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{0.80V}{R_{IS}}$$

ここで、0.80Vは V_{ITH} の標準値です。

検出抵抗 R_{IS} を流れる入力電流は、IMONピンによってモニタすることができます。IMONピンの電圧は、検出抵抗(R_{IS})を流れる電流に応じて、次のように変化します。

$$V_{IMON} = \frac{R_{IMON} \cdot R_{IS}}{R_{IN}} \cdot I_{RIS}$$

フォルト状態の1つである入力電流制限値もIMONピンを介して検出されます。有効な終了条件が見つかった後に入力電流制限値に達すると、伝送電力は減少して0になり、次の探索時間まで増加しません。また、入力電流制限値は R_{IN} 、 R_{IMON} 、および R_{IS} を使用して設定できます。

$$I_{LIM} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{V_{LIM}}{R_{IS}} = \frac{R_{IN}}{R_{IMON}} \cdot \frac{1.20V}{R_{IS}}$$

ここで、1.20Vは V_{LIM} の標準値です。

「動作」のセクションで前述したように、 R_{IN} 、 R_{IMON} 、および R_{IS} が同じ値である場合、この入力電流制限値は入力電流しきい値の150%です。

ユーザーは、3つの異なる部品の値を選択することにより、入力電流しきい値および制限値を設定できることに注意してください。大半のアプリケーションでは、電流制限しきい値での R_{IS} 両端の電圧降下を50mV未満にして、 R_{IMON} と R_{IN} の比を10~40の範囲に、 R_{IN} を10k Ω 程度にすることが推奨されます。

図7の例では、目的の電流しきい値および電流制限値は、それぞれ1.3Aおよび1.95Aです。 R_{IS} は20m Ω に設定して、入力電流制限時には、この抵抗の両端の電圧降下を40mVに制限します。 R_{IN} を11.3k Ω に設定した場合、 R_{IMON} の値は348k Ω となり、最終的な電流しきい値および制限値はそれぞれ1.3Aおよび1.95Aになります。

LCタンク回路の負荷が正弦波のときに予想されるように、入力電流が時間と共に変化する場合や入力電流にノイズが多い場合は、フィルタリング・コンデンサ C_{IF} および C_{IMON} を追加して、IMONピンの時間平均電圧を求めます。これは、入力電流検出抵抗を流れる電流の時間平均値に相当します。 C_{IF} および C_{IMON} の値を選択するときは、時定数 $R_{IN}C_{IF}$ および $R_{IMON}C_{IMON}$ がT2 (Optimum Power Searchアルゴリズムでの各ステップ間のセtring時間間隔)より小さくなるようにします(図6)。こうする目的は、探索の1ステップ以内に電流しきい値終了条件を検出できるようにするためです。図7の例では、 C_{IF} と C_{IMON} を両方とも10nFに設定しています。

周波数しきい値(FTHピン)

「動作」のセクションで説明したように、LTC4125で使用されているAutoResonant Driveは、外付けのLCタンク回路をその共振周波数で駆動します。周波数しきい値入力(FTH)は、異物への誤送電に対する主な保護機能として動作します。

内蔵の周波数/電圧コンバータは、このAutoResonant Drive周波数の電圧表現を生成します(ブロック図)。導電性の異物を送電コイルに近づけると、送電コイルの見かけのインダクタンスが劇的に減少し、LTC4125の駆動周波数がより高い周波数に調整されます。

アプリケーション情報

小さな導電性異物がある場合とない場合でのタンク電圧周波数の違いを図11に示します。図7の回路を使用してこの図を発生させるには、2つのPTHピンを互いに短絡して0.5Vで駆動し、15mm×15mmの正方形の銅板を導電性の異物としてコイルの上に直接乗せます。

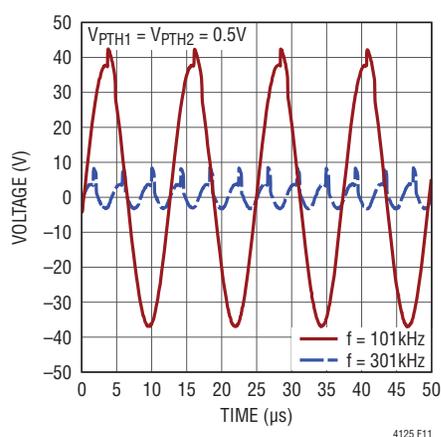


図11. 導電性異物がある場合とない場合でのLCタンク電圧周波数の比較

周波数の制限値は、次式によりFTHピンを介して設定されます。

$$f_{LIM} = \frac{V_{FTH}}{V_{IN}} \cdot 320\text{kHz} = \frac{R_{FTH2}}{R_{FTH1} + R_{FTH2}} \cdot 320\text{kHz}$$

内蔵の周波数/電圧コンバータでは、0kHz～320kHzの間の全入力範囲で7ビットに離散化されることに注意してください。したがって、周波数しきい値入力の精度は±2.5kHzに制限されます。R_{FTH1}にR_{FTH2}を加えた全抵抗は100kΩ程度にすることを推奨します。

送電コイルに導電性異物を乗せた場合のLTC4125の動作の違いを、周波数制限値をFTHピンに設定している場合と設定していない場合に分けて図12に示します。この場合も図7と同じ回路を使用します。

FTHピンを設定していない場合(V_{IN}に接続している場合)には、LTC4125は有効なレシーバ回路を検出しません。したがって、LTC4125は、異物に供給される電力を、探索時間中に発生したパルス電力のみに制限することに注意してください。有効なレシーバがない場合、探索によって有効な終了条件を検出できず、送電探索ランプ終了フォルト状態に達してしまうため、トランスミッタは次の探索時間の前に電力の供給を停止します。

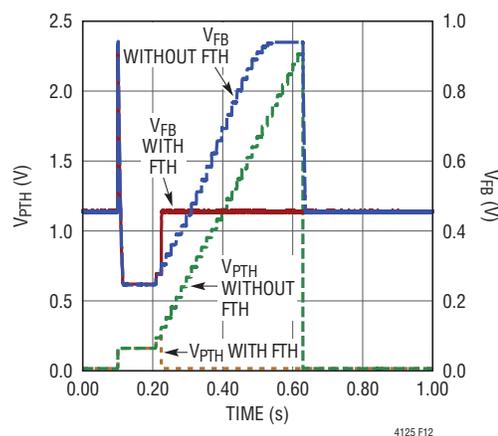


図12. 導電性異物の存在を検出するようFTHピンを設定している場合と設定していない場合でのPTHピンとFBピンの波形の比較

したがって、FTHを使用しない場合は、これらのパルス電力によって、限られた量の電力が異物に供給され続けます。このわずかな量であっても伝送電力をなくすため、(タンク回路のインダクタンスおよび容量によって決まる)予想共振周波数より約10%～15%高くなるようにFTHピンを設定することができます。探索時間(通常は最初のステップ)中のいずれかの時点でこの周波数制限値を超えた場合、LTC4125は異物への電力の供給を全て停止し、STATピンは高インピーダンスに設定されて送電コイルが電力を供給していないことを示します。

図7に示す例では、タンク周波数は103kHzであり、R_{FTH2} = 59kΩおよびR_{FTH1} = 100kΩの場合、周波数しきい値は119kHzに設定されます。

アプリケーション情報

タイマ・コンデンサ— C_{TS} および C_{TD}

CTSピンに接続されているコンデンサ(C_{TS})は、Optimum Power Searchでのステップのセトリング時間を決めるCTS周波数(f_{CTS})を設定します。このCTS周波数は次のように設定できます。

$$f_{CTS} = \frac{10\mu A}{C_{TS} \cdot 1.2V}$$

ここで $10\mu A$ は $I_{CTS,PU}$ および $I_{CTS,PD}$ の標準値です。

同様に、CTDピンに接続されているコンデンサ(C_{TD})は、次のように設定できるCTD周波数を設定します。

$$f_{CTD} = \frac{10\mu A}{C_{TD} \cdot 1.2V}$$

ここで $10\mu A$ は $I_{CTS,PU}$ および $I_{CTD,PD}$ の標準値です。

図6および図13を参照すると、CTS周波数を使用する2つのタイミング間隔はT1およびT2です。T1は探索の最初の初期リセット後の待ち時間であり、T2は各パルス幅ステップ後のセトリング時間です。CTD周波数を使用するタイミング間隔はT3です。これは、ある探索が終了してから次の探索が開始されるまでの遅延時間です。これら3つの値は、タイマ周波数と次のような関係があります。

$$T1 = \frac{256}{f_{CTS}} \quad T2 = \frac{32}{f_{CTS}} = \frac{T1}{8} \quad T3 = \frac{65 \cdot 10^3}{f_{CTD}}$$

推奨値の $C_{TS} = 4.7nF$ および $C_{TD} = 470pF$ の場合、これらのタイミング間隔は $T1 = 144ms$ 、 $T2 = 18ms$ 、 $T3 = 3.7$ 秒です。T1とT2の値は、T1の場合はシステムの時間がリセット後に0に戻って安定化するように、T2の場合はシステムの時間が各ステップ後に新しい値になって安定化するように、それぞれ十分大きな値にする必要があります。推奨の共振周波数範囲が $50kHz \sim 250kHz$ の場合、コンデンサ C_{TS} の推奨初期値は $4.7nF$ です。

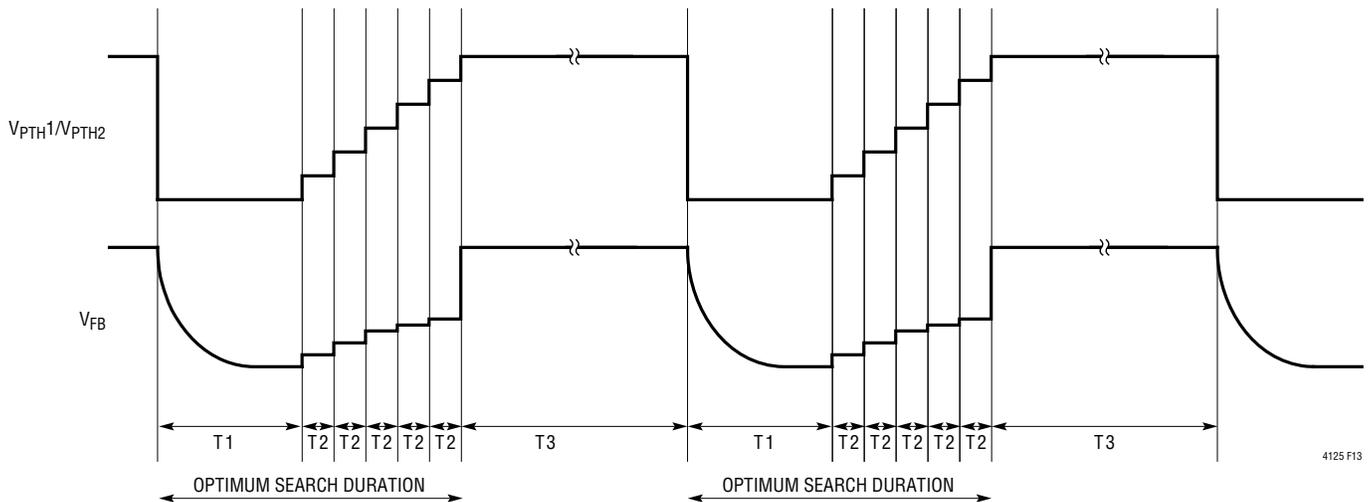


図13. 標準的な探索サイクルのタイミング図

アプリケーション情報

T3の値によって決まるのは、各探索間の遅延間隔時間です。コンデンサ C_{TD} の初期値を470pFにすると、この各探索間遅延時間は3.7秒に設定されます。

図7の回路で $C_{TS} = 4.7nF$ にした場合、FB、PTH1、PTH2での階段状に変化する電圧を図14に示します。この図では、最適電力点を検出するときの正常な掃引を示しています。 V_{PTHx} はフル・ブリッジのパルス幅に対応しますが、 V_{FB} は送電側のタンク電圧に対応することに注意してください。

最小パルス幅(PTHMピン)

図14に示すような標準的な探索では、最初のパルス幅ステップは約150nsです。これはPTHxピンの最小電圧に相当します(前述した「 V_{PTH1}/V_{PTH2} およびパルス幅」のセクションを参照)。

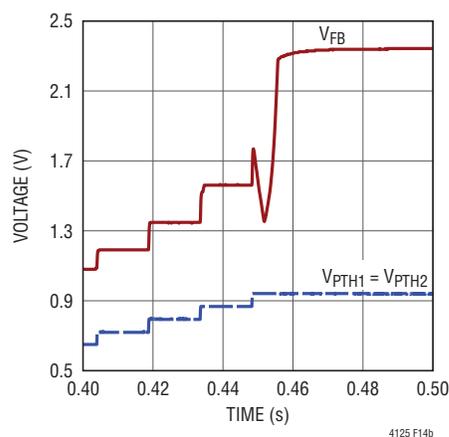
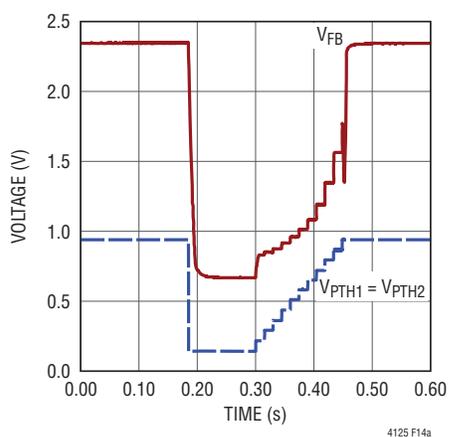


図14. 掃引中のFB、PTH1、PTH2の各ピンの電圧ステップ動作($C_{TS} = 4.7nF$ の場合)

アプリケーションによっては、全ての動作条件にわたって、探索サイクルの終了時にパルス幅が特定の値より低くならないことにユーザーが気づくことがあります。このことは、フル・ブリッジの最低伝送電力レベルが必要ではないことを示します。この場合には、Optimum Power Searchでのパルス幅掃引の最初のステップのサイズをPTHMピンを使用して設定し、探索時間を低減することができます。この最小パルス幅の値は次式によって設定することができます。

$$\text{MINPW} = \left(\frac{0.576}{f_n} \cdot \frac{V_{PTHM}}{V_{IN}} \right) + 150\text{ns}$$

ここで、0.576は $0.24V^{-1}$ (パルス幅利得に対するPTH正規化電圧の標準値)と2.4V(PTHピンでの標準的な最大出力電圧)の積です。

V_{IN} とGNDの間に抵抗分割器を使用してPTHMピンの電圧を設定すると、この式は次のように簡略化されます。

$$\text{MINPW} = \left(\frac{0.576}{f_n} \cdot \frac{R_{PTHM2}}{R_{PTHM1} + R_{PTHM2}} \right) + 150\text{ns}$$

ここで、 f_n はLCタンク回路の共振周波数です。

図15では、PTHMを使用した場合とPTHMを接地した場合でのOptimum Power Searchの動作を対比しています。図7の回路を使用して図15を作成していますが、一方の例ではPTHMを1.6Vに設定し、もう一方では接地しています。この場合にも、 V_{PTHx} はフル・ブリッジのパルス幅に対応しますが、 V_{FB} は送電側のタンク電圧に対応することに留意してください。

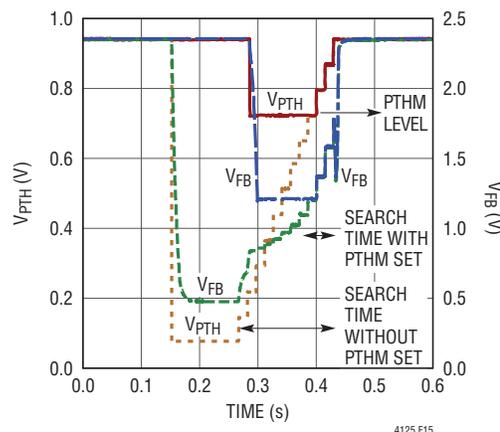


図15. PTHMをGND電位にした場合と特定の値に設定した場合での掃引中のPTHピンの電圧ステップの比較

アプリケーション情報

デルタしきい値(DTHピン)

Optimum Power Searchアルゴリズムでの終了条件の1つは、掃引中のある特定のステップでの帰還電圧(V_{FB})の増加が V_{DTH} より大きい場合です。図14の電圧ステップによって示されているような標準的な掃引では、最適な伝送電力を検出するためにLTC4125が実装している複数の終了条件が満たされます。したがって、DTHのプログラム可能な終了条件は必要ありません。ただし、状況によってはDTHを使用することの恩恵を受ける可能性があります。

図7の回路例では、目標間隔が最大のときにLTC4120レシーバ回路の出力電圧が最小(最小の結合)になる場合、最適な電力を検出するために V_{DTH} の終了条件が役立ちます。LTC4120が10mmの間隔、40mA ($V_{BAT} = 2.7V$)の細流充電定電流モードで1セルのリチウムイオン・バッテリーを充電している場合、帰還ピンでの電圧ステップ動作の例を図16に示します。点線は、DTHを開放状態にした場合のFBピンとPTHピンでのステップ動作を示し、2番目のグラフは、DTHを適切に設定した場合の同じピンでのステップ動作を示します。

この特定の例では、望ましい最適電力点が、レシーバの I_{CHG} がその目標値である40mAで安定化される時点に対応します。この低負荷、低結合状態では、この終了点が、それ以前の全ての電圧ステップより大きい帰還ピンの電圧ステップにも一致します。

Optimum Power Searchが $\Delta V_{FB} > V_{DTH}$ というこの条件を有効とみなすのは、 ΔV_{FB} が $V_{IN}/64$ より小さいステップにOptimum Power Searchが従う場合だけであることに注意してください。図16に示す例では、最適点直前の ΔV_{FB} は24mVであり、最適点での ΔV_{FB} は432mVです。

この例での最適点を検出するために、(432mVより小さい)特定のしきい値になるようにDTHピンを設定し、 $\Delta V_{FB} > V_{DTH}$ の終了条件を可能にする必要があります。DTHのしきい値は、 V_{IN} とGNDの間に抵抗分割器を接続することで次のように設定されます。

$$V_{DTH} = \frac{R_{DTH2}}{R_{DTH1} + R_{DTH2}} \cdot V_{IN}$$

FBピンの電圧は内蔵の7ビットA/Dコンバータによってサンプリングされ、DTHピンのコンパレータも7ビットに量子化され、両方ともGNDから V_{IN} までの全入力範囲を共有します。したがって、終了条件 $\Delta V_{FB} > V_{DTH}$ は、7ビットの量子化誤差または丸め誤差によって決まります。

この例では、 $V_{IN} = 5V$ の場合、7ビットA/DコンバータのLSBは39mVです。したがって、 V_{FB} のステップが432mVの場合には11.08ビットになります。 V_{DTH} の値を9.4ビット = 367mVに設定して、この目標のステップのときに $\Delta V_{FB} > V_{DTH}$ の条件を満たすようにします。 $V_{IN} = 5V$ で、 $R_{DTH1} + R_{DTH2}$ の推奨値が100k Ω 程度の場合、 $R_{DTH2} = 7.87k\Omega$ および $R_{DTH1} = 100k\Omega$ という値が得られます。

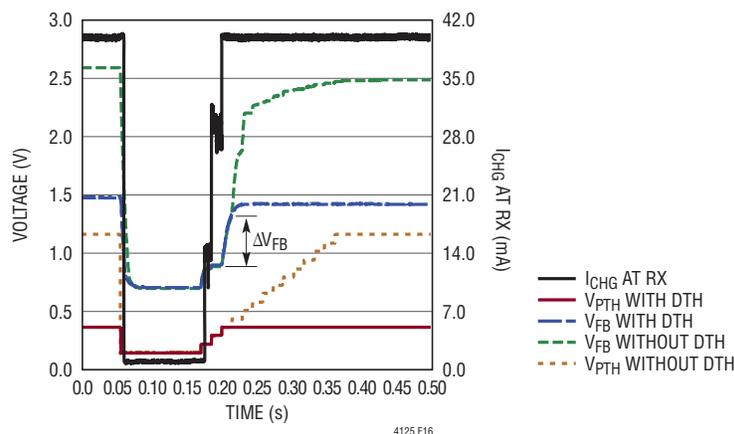


図16. 掃引中の V_{FB} の電圧ステップ動作、LTC4120を間隔10mmのレシーバ回路として細流充電の定電流モードで使用した場合

アプリケーション情報

過熱フォルトしきい値

Optimum Power Searchで使用されるフォルト状態の1つは、過熱フォルトです。この温度フォルトしきい値を設定するには、NTCサーミスタ R_{NTC2} をNTCピンとGNDピンの間に接続し、抵抗 R_{NTC1} をINピンとNTCピンの間に接続します(図17)。標準的アプリケーションでは、NTCサーミスタは送電コイルの表面に熱的に結合され、温度しきい値が設定されて、コイルの表面が安全な温度に保たれます。

最も簡単なアプリケーションでは、 R_{NTC1} は、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値(25°Cでの R_{NTC2})にその値が等しい1%精度の抵抗です。この単純な構成では、NTCサーミスタの抵抗値が25°Cでの R_{NTC2} の値の0.538倍まで低下すると、LTC4125はフォルト状態を検出します。Vishayの「曲線2」のサーミスタの場合($B_{25}/B_{85} = 3486$)、これは約41.5°Cに相当します。Vishayの「曲線2」のサーミスタを使用した場合、LTC4125には約5°Cのヒステリシスがあり、作動点付近での発振を防止します。

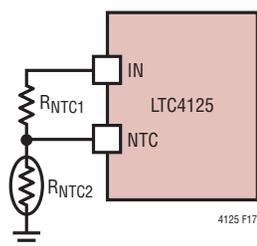


図17. NTCサーミスタの接続

他のタイプのNTCサーミスタについては、メーカーのデータシートを参照してください。温度のしきい値は、 R_{NTC1} の値を変更すれば調整することができます。25°Cで R_{NTC1} が R_{NTC2} と等しいと単純に設定するのではなく、 R_{NTC1} は次式に従って設定されます。

$$R_{NTC1} = 1.857 \cdot R_{NTC2} \text{ (温度しきい値の場合)}$$

簡単な経験則として、 R_{NTC1} の値を25°Cでの R_{NTC2} の値と比較して小さくなるよう変更すると、温度しきい値は高くなり、逆の場合も同様になります。たとえば、25°Cでの公称値が10k Ω のVishayの「曲線2」のサーミスタを使用すると、 R_{NTC1} の値を7.5k Ω に設定することにより、温度が50°Cになるように設定することができます。

NTCピンを開放状態のままにするか、またはコンデンサに接続すると、全てのNTC過熱フォルト機能はディスエーブルされます。

DHCを使用したLTC4120効率オプティマイザ

LTC4125をワイヤレス・パワー・システムでLTC4120と一緒に使用する場合は、LTC4120のDHCピンを構成してシステム全体の効率を更に最適化することができます(図7を参照。点線で囲まれた回路)。コンデンサを駆動する代わりに、DHCピンは、レシーバ回路の整流入力電圧で15Vのクランプ回路(DC、RC、M1)を導通させます。いくつかの最悪トランジェント条件下では、15Vのクランプ回路が最大0.8Wを消費する必要があることに注意してください。

15Vのクランプ電圧が選択されるのは、LTC4120のDHCピンしきい値14Vに対して1Vの余裕を確保するためです。DHCピンに接続されているRC回路網の値を選択する基準は、15Vのクランプ回路が起動するまでに、(LTC4125の最適な電力検出を可能にするため)LTC4120の入力電圧が39Vまで上昇できるよう十分な遅延時間を設けることです。次の条件に従う必要があります。

$$\frac{RC}{(V_{ZH} - V_{BE})} > 1.5 \cdot T2$$

ここでT2は、「タイマ・コンデンサ」のセクションで説明した最適電力探索ステップのセトリング時間です。図7では、 $V_{ZH} = 39V$ 、 $V_{BE} = 0.7V$ であり、T2は18msです。したがって、RCの値は1秒より大きくする必要があります。15Vのクランプ電圧では、抵抗を介して供給されるNPNのベース電流が0.5mAより大きくなるように抵抗値を選択することに注意してください。したがって、Rには24.9kを、Cには47 μF を選択します。

NPNの最も重要な基準は、 $I_b = 0.5mA$ でのエミッタ共通電流利得が50より大きいことと、その最大電力損失性能が0.5Wより大きいことです。標準の3904 NPNで十分に動作します。

アプリケーション情報

基板レイアウトに関する検討事項

LTC4125の回路を使用する場合には、共振LCタンク回路に高電圧が発生するので、基板を取り扱う場合は注意する必要があります。標準的な回路に存在する高電圧ノードを図18に赤で示します。レイアウトを慎重に行うことにより、これらの高電圧ノード領域を最小限に抑えて分離し、安全かつ簡単な操作になるようにします。

入力電流を正確に検出するため、図18に示すように、 R_{IS} からの検出線には検出抵抗端子まで適切なケルビン接続を使用する必要があります。これらの抵抗に接続されている線は互いに近づけて(検出トレース間のループ領域を最小限に抑えて)配線し、(送電コイルなどの)ノイズ発生源から遠ざけて誤差を最小限に抑える必要があります。利得抵抗 R_{IN} とフィルタリング・コンデンサ C_{IF} をLTC4125に近づけて配置し、フィルタ除去後の高インピーダンス線を IS^+ ピンおよび IS^- ピンに達するまで長くする必要がないようにします。

デカップリング・コンデンサ C_{IN} 、 C_{IN1} 、および C_{IN2} は、LTC4125にできるだけ近づけて配置する必要があります。これにより、これらのコンデンサからデバイスのそれぞれのINピンおよびGNDピンまでの配線をできるだけ短く(最小限のインダクタンスに)することができます。図18に、 C_{IN1} 、 $IN1$ 、 $SW1$ 、およびGNDを流れる熱電流ループを青で、同様に C_{IN2} 、 $IN2$ 、 $SW2$ 、およびGNDを流れる熱電流ループを緑で示します。これらの熱電流ループの物理的なレイアウトはできるだけ小さくして、ループ内の寄生抵抗ならびにインダクタンスを最小限に抑えてください。LTC4125と送電コイルの間のト

レースのインダクタンスは問題になりませんが、抵抗は問題になります。最も短いトレースで、銅箔の厚さと幅を使用可能な最大限にしたトレースを使用します。

最後に、送電コイルを流れる電流は大量になることがあります。また、この電流はLTC4125内部のスイッチを流れます。Q値の高い送電コイルおよび共振コンデンサを使用するアプリケーションでは、電流が2.5A RMS以上になることがまれではありません。2.5Aでは、LTC4125の電力損失は約1.25Wです(フル・ブリッジ構成では、電流が常に2つのスイッチ(約0.2Ω)を流れます)。 θ_{JA} は43°C/Wなので、LTC4125は周囲温度よりおよそ55°C高い温度で動作します。

引用されたこれらの熱抵抗値を確実に実現するため、次に示す優れたレイアウト手法に従います。実用上および経済的に可能な最大重量の銅を基板層に使用し、推奨される数のビアをデバイスの露出パッドに接続して配置して(熱特性が改善された供給可能なリード付きプラスチック・パッケージについては、www.linear-tech.co.jpでリニアテクノロジーの「アプリケーション・ノート」を参照)、最大サイズのGNDプレーンを使用してこれらのビアに接続します。LTC4125を正常に動作させるには、その他の一般的な優れた基板レイアウト手法にも従います。手法として挙げられるのは、ノイズの多い電源グラウンドや信号グラウンドを分離し、十分低インピーダンスのグラウンド・プレーンを用意し、必要に応じてシールドし、敏感な信号の配線をできるだけ短くして基板のノイズの多い部分から離すことなどです。

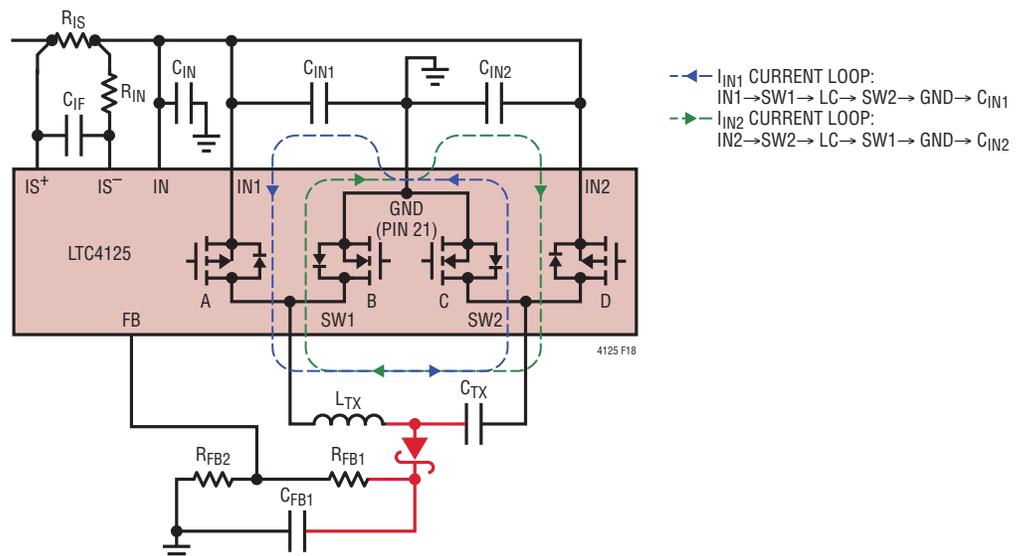


図18. LTC4125回路での高電圧ノード(赤)、ケルビン接続線、および熱電流ループ

アプリケーション情報

高電圧ノードおよび熱電流ループを強調表示したLTC4125アプリケーション回路の4層基板の推奨レイアウトの例を図19に示します。

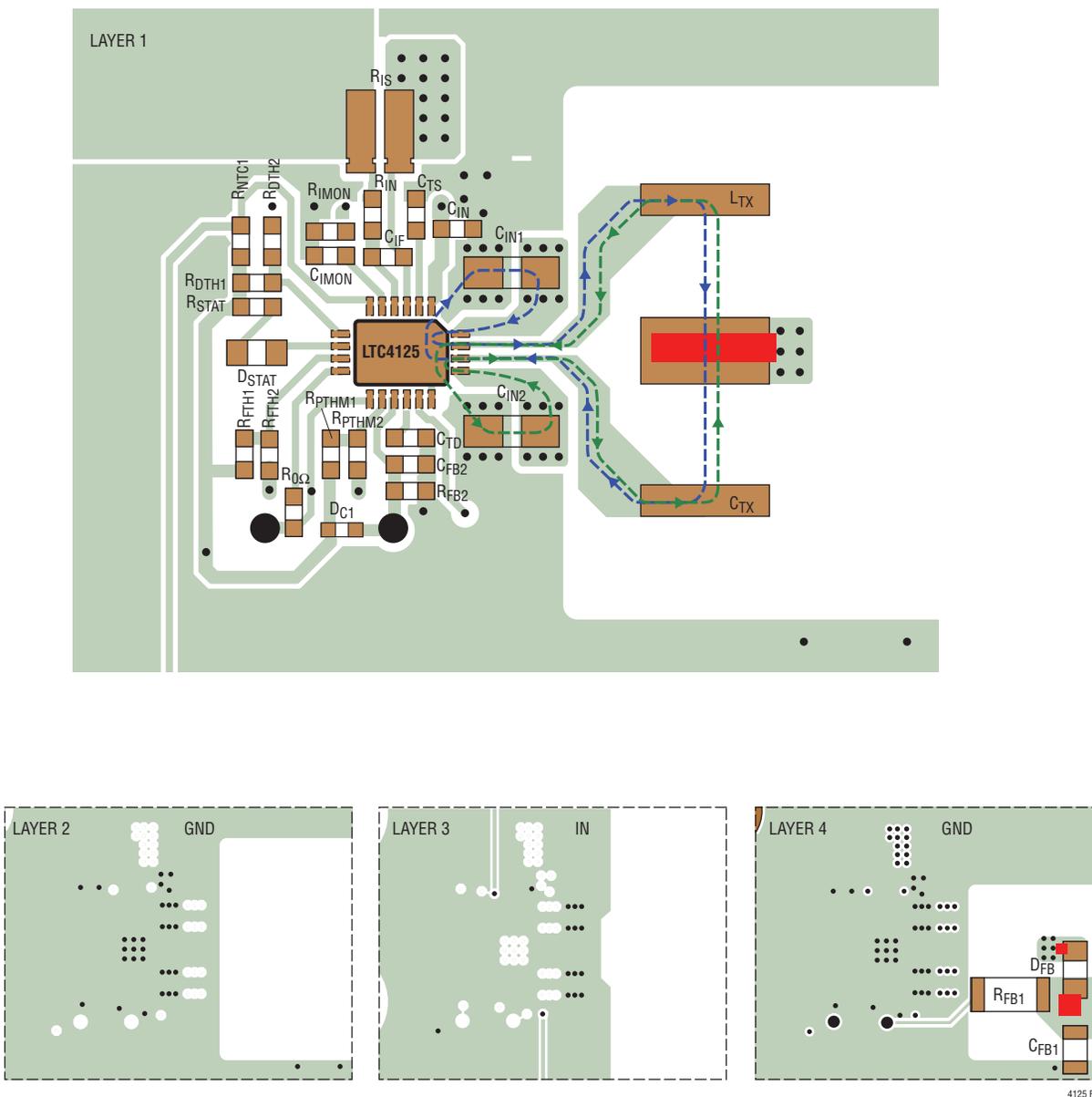
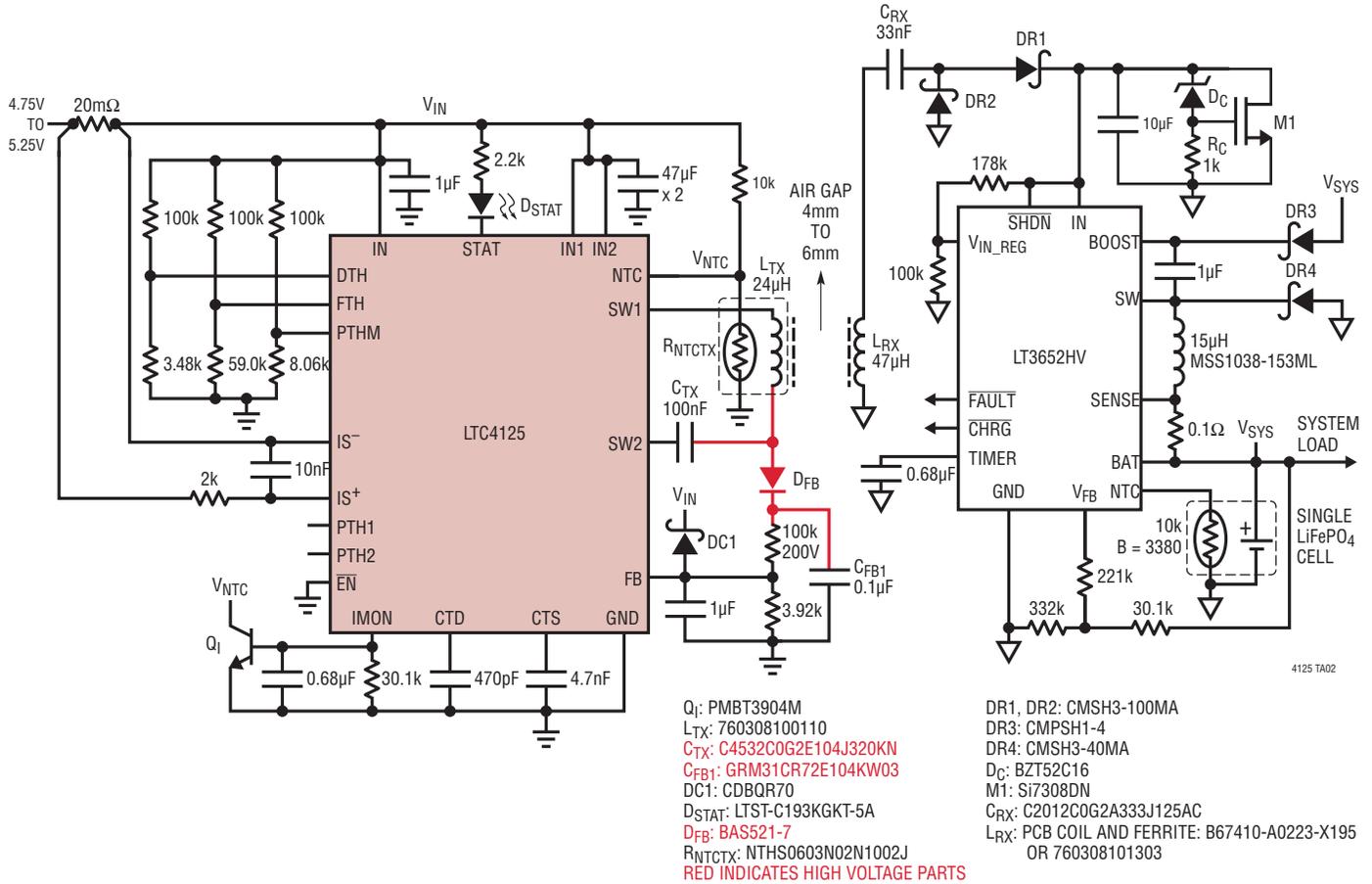


図19. LTC4125アプリケーション回路の4層基板でのレイアウト例、高電圧領域を赤で表示
www.linear-tech.co.jp で入手できるデモボード DC2330A も参照

LTC4125

標準的応用例

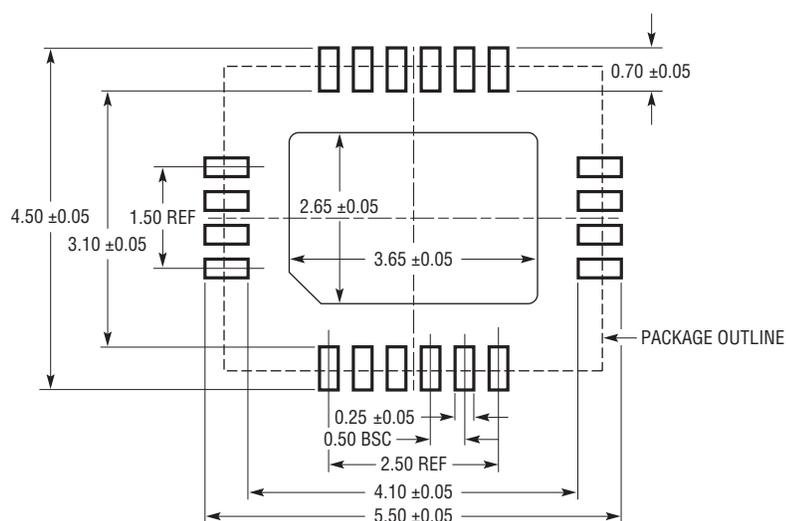
ワイヤレス・パワー・システム内で24 μ Hの送電コイルを103kHzで駆動するLTC4125
 周波数制限値は119kHz、送電コイルの表面温度制限値は41.5°C
 LT3652HVを1Aの1セルLiFePO₄(3.6Vフロート)バッテリー・チャージャとしてレシーバに配置



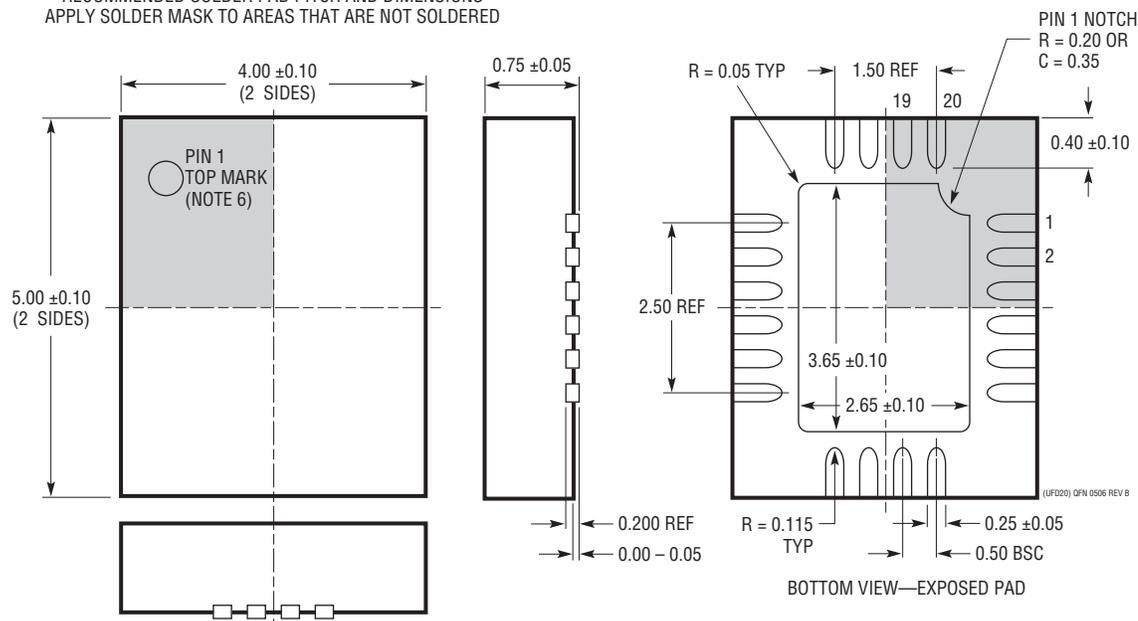
パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC4125#packaging> を参照してください。

UFD Package
20-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1711 Rev B)



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



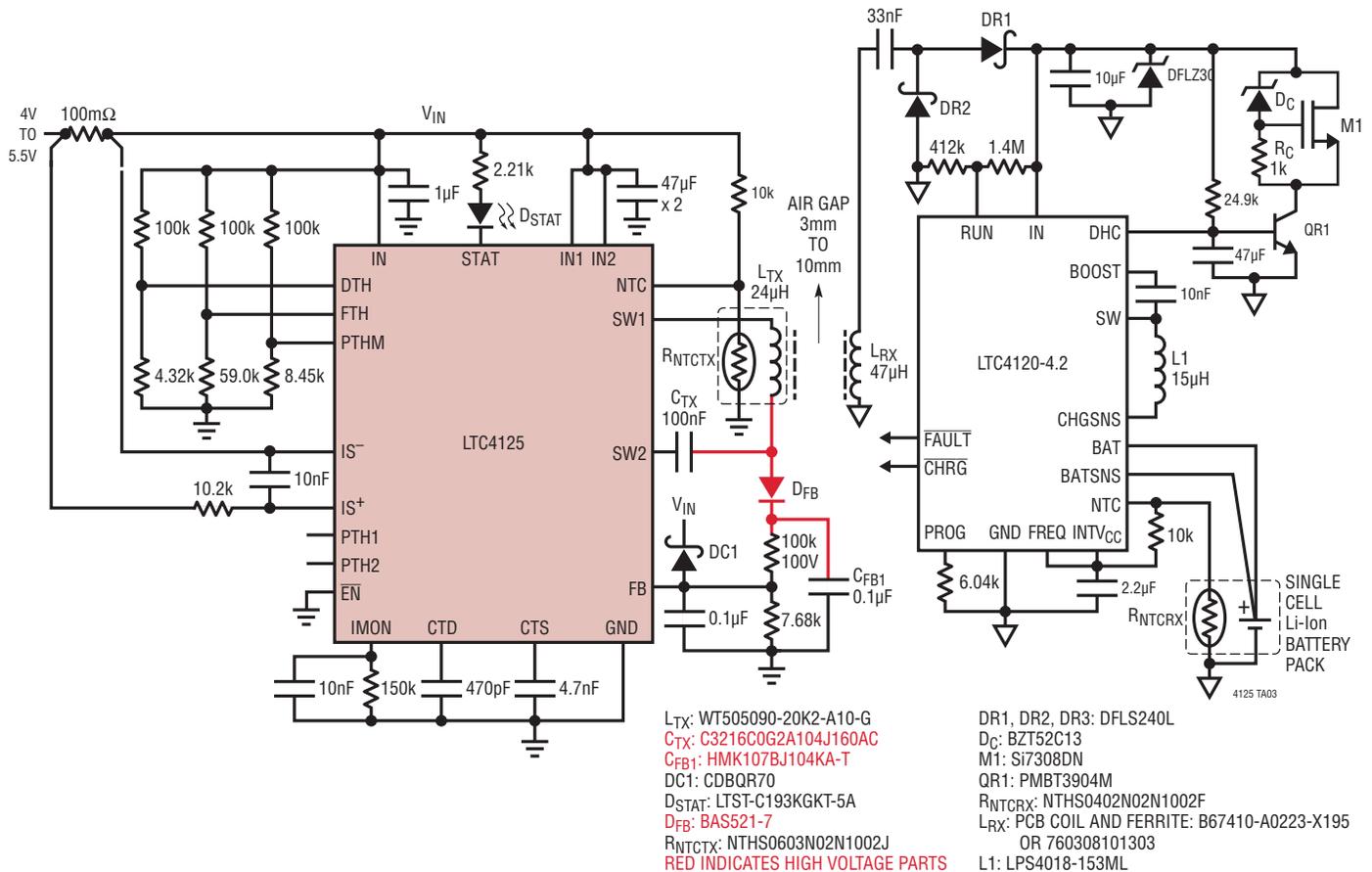
注記:

- 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WXXX-X)にするよう提案されている
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

LTC4125

標準的応用例

ワイヤレス・パワー・システム内で24 μ Hの送電コイルを103kHzで駆動するLTC4125。入力電流しきい値は530mA、周波数制限値は119kHz、送電コイルの表面温度制限値は41.5°C。LTC4125を200mAの1セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャとしてレシーバに配置。



関連製品

製品番号	説明	注釈
AN138	ワイヤレス・パワー・ユーザー・ガイド	
LTC4120	ワイヤレス・パワー・レシーバ/ 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・チャージャ、充電電流400mA、動的整合化制御、広い入力電圧範囲:12.5V〜40V、3mm×3mm QFN-16パッケージ
LTC4070	リチウムイオン/ポリマー・ バッテリー向けのシャント・バッテリー・ チャージャ・システム	低動作電流:450nA、フロート電圧精度:温度とシャント電流の全範囲で1%、内部シャント電流:最大50mA(外付けPFET使用時は500mA)、ピンで選択可能なフロート電圧:4.0V、4.1V、4.2V。超低消費電力のパルス化NTCフロート電圧調整により、リチウムイオン/ポリマー・バッテリーを保護、8ピン(2mm×3mm)DFNおよびMSOP
LTC4071	ローバッテリー切断機能付き 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	パック保護回路内蔵、10nA未満のローバッテリー切断機能により、過放電からバッテリーを保護。低動作電流:550nA、フロート電圧精度:温度とシャント電流の全範囲で1%、内部シャント電流:最大50mA、ピンで選択可能なフロート電圧:4.0V、4.1V、4.2V。超低消費電力のパルス化NTCフロート電圧調整により、リチウムイオン/ポリマー・バッテリーを保護、8ピン(2mm×3mm)DFNおよびMSOP
LT3652HV	パワー・トラッキング2Aバッテリー・ チャージャ	独立型ソーラー・アプリケーションでのピーク・パワー・トラッキング(MPPT)向けの入力電源電圧レギュレーション・ループ、V _{IN} :4.95V〜34V(絶対最大定格:40V)、1MHz、充電電流:2A、V _{OUT} :3.3V〜18V、タイマまたはC/10充電終了検出、12ピン3mm×3mm DFNおよびMSOP

4125f