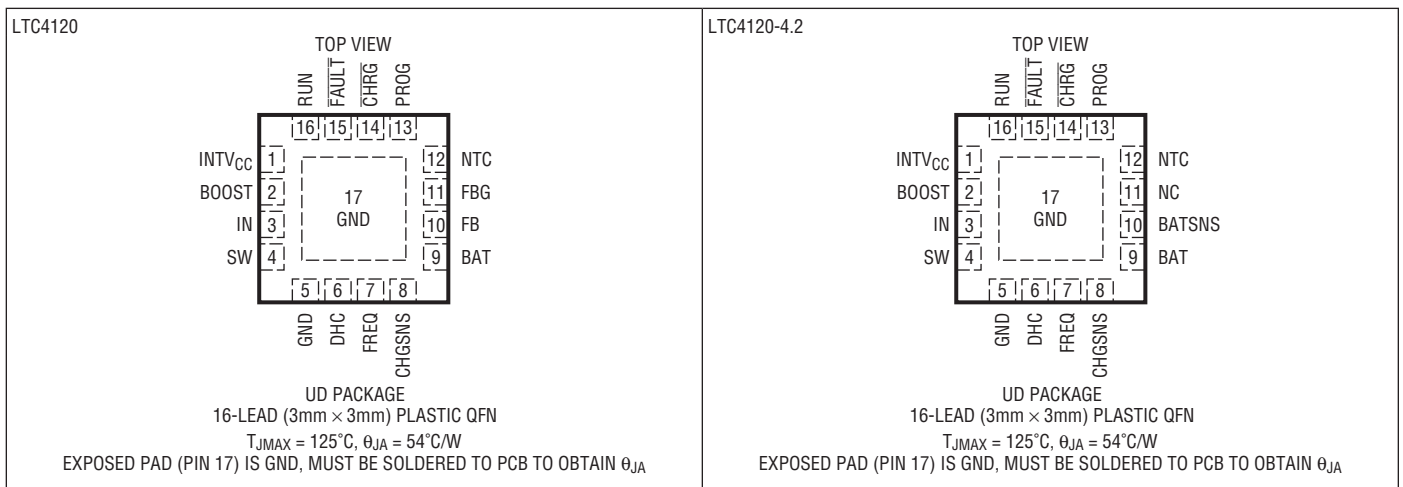


LTC4120/LTC4120-4.2

絶対最大定格 (Note 1)

IN, RUN, $\overline{\text{CHRG}}$, $\overline{\text{FAULT}}$, DHC.....	-0.3V ~ 43V	I _{DHC}	350mA _{RMS}
BOOST.....	V _{SW} - 0.3V ~ (V _{SW} + 6V)	I _{CHRG} , I _{FAULT} , I _{FBG}	±5mA
SW (DC).....	-0.3V ~ (V _{IN} + 0.3V)	I _{FB}	±5mA
SW (100ns 未満のパルス).....	-1.5V ~ (V _{IN} + 1.5V)	I _{INTVCC}	-5mA
CHGSNS, BAT, FBG, FB.....	-0.3V ~ 12V	動作接合部温度範囲	
FREQ, NTC, PROG, INTV _{CC}	-0.3V ~ 6V	(Note 2).....	-40°C ~ 125°C
I _{CHGSNS} , I _{BAT}	±600mA	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
LTC4120EUD#PBF	LTC4120EUD#TRPBF	LGHB	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4120IUD#PBF	LTC4120IUD#TRPBF	LGHB	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4120EUD-4.2#PBF	LTC4120EUD-4.2#TRPBF	LGMT	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4120IUD-4.2#PBF	LTC4120IUD-4.2#TRPBF	LGMT	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

さら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。* 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。

非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、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/tapeandree/> をご覧ください。

LTC4120のオプション	フロート電圧
LTC4120	Programmable
LTC4120-4.2	4.2V Fixed

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。 $V_{IN} = V_{RUN} = 15\text{V}$ 、 $V_{CHGSNS} = V_{BAT} = 4\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 3.01\text{k}$ 、 $V_{FB} = 2.29\text{V}$ (LTC4120)、 $V_{BATSNS} = 4\text{V}$ (LTC4120-4.2)。ピンに流れ込む電流を正、ピンから流れ出す電流を負と規定している。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN}	Operating Input Supply Range		●	12.5	40	V	
V_{BAT}	Battery Voltage Range			0	11	V	
I_{IN}	DC Supply Current	Switching, $FREQ = GND$		3.5		mA	
		Standby Mode (Note 3)	●	130	220	μA	
		Sleep Mode (Note 3) LTC4120: $V_{FB} = 2.51\text{V}$ (Note 5), LTC4120-4.2: $V_{BATSNS} = 4.4\text{V}$	●	60	100	μA	
		Disabled Mode (Note 3)	●	37	70	μA	
		Shutdown Mode (Note 3)	●	20	40	μA	
ΔV_{DUVLO}	Differential Undervoltage Lockout	$V_{IN}-V_{BAT}$ Falling, $V_{IN} = 5\text{V}$ (LTC4120), $V_{IN}-V_{BATSNS}$ Falling, $V_{IN} = 5\text{V}$ (LTC4120-4.2)	●	20	80	160	mV
	Hysteresis	$V_{IN}-V_{BAT}$ Rising, $V_{IN} = 5\text{V}$ (LTC4120), $V_{IN}-V_{BATSNS}$ Rising, $V_{IN} = 5\text{V}$ (LTC4120-4.2)		115		mV	
UV_{INTVCC}	INTVCC Undervoltage Lockout	INTVCC Rising, $V_{IN} = INTVCC + 100\text{mV}$, $V_{BAT} = NC$	●	4.00	4.15	4.26	V
	Hysteresis	INTVCC Falling		220		mV	
V_{INTVCC}	INTVCC Regulated Voltage		●	4.14	4.24	4.29	V
$\Delta INTVCC$	INTVCC Load Regulation	$I_{INTVCC} = 0\text{mA}$ to -5mA (Note 4)		1.7		%	

バッテリー・チャージャ

I_{BAT}	BAT Standby Current	Standby Mode (LTC4120) (Notes 3, 7, 8)	●	2.5	4.5	μA	
		Standby Mode (LTC4120-4.2) (Notes 3, 7, 8)	●	50	1000	nA	
	BAT Shutdown Current	Shutdown Mode (LTC4120) (Notes 3, 7, 8)	●	1100	2000	nA	
		Shutdown Mode (LTC4120-4.2) (Notes 3, 7, 8)	●	10	1000	nA	
I_{BATSNS}	BATSNS Standby Current (LTC4120-4.2)	Standby Mode (Notes 3, 7, 8)	●	5.4	10	μA	
		Shutdown Mode (Notes 3, 7, 8)	●	1100	2000	nA	
I_{FB}	Feedback Pin Bias Current (LTC4120)	$V_{FB} = 2.5\text{V}$ (Notes 5, 7)	●	25	60	nA	
$I_{FBG(LEAK)}$	Feedback Ground Leakage Current (LTC4120)	Shutdown Mode (Notes 3, 7)	●		1	μA	
R_{FBG}	Feedback Ground Return Resistance (LTC4120)		●	1000	2000	Ω	
$V_{FB(REG)}$	Feedback Regulation Voltage (LTC4120)	(Note 5)	●	2.393	2.400	2.407	V
			●	2.370		2.418	V
V_{FLOAT}	Regulated Float Voltage (LTC4120-4.2)		●	4.188	4.200	4.212	V
			●	4.148		4.227	V
I_{CHG}	Battery Charge Current	$R_{PROG} = 3.01\text{k}$	●	383	402	421	mA
		$R_{PROG} = 24.3\text{k}$	●	45	50	55	mA
V_{UVCL}	Undervoltage Current Limit	V_{IN} Falling		12.0		V	
V_{RCHG}	Battery Recharge Threshold	V_{FB} Falling Relative to V_{FB_REG} (LTC4120) (Note 5)	●	-38	-50	-62	mV
$V_{RCHG_4.2}$	Battery Recharge Threshold	V_{BATSNS} Falling Relative to V_{FLOAT} (LTC4120-4.2)	●	-70	-92	-114	mV
h_{PROG}	Ratio of BAT Current to PROG Current	$V_{TRKL} < V_{FB} < V_{FB(REG)}$ (LTC4120) (Note 5) $V_{TRKL_4.2} < V_{BATSNS} < V_{FLOAT}$ (LTC4120-4.2)		988		mA/mA	
V_{PROG}	PROG Pin Servo Voltage		●	1.206	1.227	1.248	V
R_{SNS}	CHGSNS-BAT Sense Resistor	$I_{BAT} = -100\text{mA}$		300		$\text{m}\Omega$	

LTC4120/LTC4120-4.2

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。 $V_{IN} = V_{RUN} = 15\text{V}$ 、 $V_{CHGSNS} = V_{BAT} = 4\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 3.01\text{k}$ 、 $V_{FB} = 2.29\text{V}$ (LTC4120)、 $V_{BATSNS} = 4\text{V}$ (LTC4120-4.2)。ピンに流れ込む電流を正、ピンから流れ出す電流を負と規定している。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I_{LOWBAT}	Low Battery Linear Charge Current	$0\text{V} < V_{FB} < V_{TRKL}$, $V_{BAT} = 2.6\text{V}$ (LTC4120), $V_{BATSNS} < V_{TRKL_4.2}$, $V_{BAT} = 2.6\text{V}$ (LTC4120-4.2)	6	9	16	mA	
V_{LOWBAT}	Low Battery Threshold Voltage	V_{BAT} Rising (LTC4120), V_{BATSNS} Rising (LTC4120-4.2)	●	2.15	2.21	2.28	V
		Hysteresis		147		mV	
I_{TRKL}	Switch Mode Trickle Charge Current	$V_{LOWBAT} < V_{BAT}$, $V_{FB} < V_{TRKL}$ (LTC4120) (Note 5), $V_{LOWBAT} < V_{BATSNS} < V_{TRKL_4.2}$ (LTC4120-4.2)		$I_{CHG}/10$		mA	
$V_{PROG(TRKL)}$	PROG Pin Servo Voltage in Switch Mode Trickle Charge	$V_{LOWBAT} < V_{BAT}$, $V_{FB} < V_{TRKL}$ (LTC4120) (Note 5), $V_{LOWBAT} < V_{BATSNS} < V_{TRKL_4.2}$ (LTC4120-4.2)		122		mV	
V_{TRKL}	Trickle Charge Threshold	V_{FB} Rising (LTC4120) (Note 5)	●	1.64	1.68	1.71	V
		Hysteresis		50		mV	
$V_{TRKL_4.2}$	Trickle Charge Threshold	V_{BATSNS} Rising (LTC4120-4.2)	●	2.86	2.91	2.98	V
		Hysteresis		88		mV	
$h_{C/10}$	End of Charge Indication Current Ratio	(Note 6)		0.1		mA/mA	
Timer	Safety Timer Termination Period		1.3	2.0	2.8	Hours	
	Bad Battery Termination Timeout		19	30	42	Minutes	

スイッチング・レギュレータ

f_{OSC}	Switching Frequency	$FREQ = INTV_{CC}$	●	1.0	1.5	2.0	MHz
		$FREQ = GND$	●	0.5	0.75	1.0	MHz
$t_{MIN(ON)}$	Minimum Controllable On-Time	(Note 9)		120		ns	
DC	Duty Cycle Maximum	(Note 9)		94		%	
$R_{DS(ON)TOP}$	Top Switch $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.8		Ω	
$R_{DS(ON)BOT}$	Bottom Switch $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.5		Ω	
I_{PEAK}	Peak Current Limit	Measured Across R_{SNS} with a $15\mu\text{H}$ Inductor in Series with R_{SNS} (Note 9)		585	750	1250	mA
I_{SW}	Switch Pin Current (Note 8)	$V_{IN} = \text{Open-Circuit}$, $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 8.4\text{V}$ (LTC4120)	●		15	30	μA
		$V_{IN} = \text{Open-Circuit}$, $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 4.2\text{V}$ (LTC4120-4.2)	●		7	15	μA

状態ピン FAULT、CHRG

V_{OL}	Pin Output Voltage Low	$I = 2\text{mA}$			500	mV	
I_{LEAK}	Pin Leakage Current	$V = 43\text{V}$, Pin High Impedance		0	1	μA	
NTC							
V_{TOO_COLD}	Cold Temperature V_{NTC}/V_{INTVCC} Fault	Rising V_{NTC} Threshold	●	73	74	75	% V_{INTVCC}
		Falling V_{NTC} Threshold			72		% V_{INTVCC}
V_{TOO_HOT}	Hot Temperature V_{NTC}/V_{INTVCC} Fault	Falling V_{NTC} Threshold	●	35.5	36.5	37.5	% V_{INTVCC}
		Rising V_{NTC} Threshold			37.5		% V_{INTVCC}
V_{DIS}	NTC Disable Voltage	Falling V_{NTC} Threshold	●	1	2	3	% V_{INTVCC}
		Rising V_{NTC} Threshold			3		% V_{INTVCC}
I_{NTC}	NTC Input Leakage Current	$V_{NTC} = V_{INTVCC}$		-50	50	nA	

電氣的特性

●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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。 $V_{IN} = V_{RUN} = 15\text{V}$ 、 $V_{CHGSNS} = V_{BAT} = 4\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 3.01\text{k}$ 、 $V_{FB} = 2.29\text{V}$ (LTC4120)、 $V_{BATSNS} = 4\text{V}$ (LTC4120-4.2)。ピンに流れ込む電流を正、ピンから流れ出す電流を負と規定している。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
RUN							
V_{EN}	Enable threshold	V_{RUN} Rising	●	2.35	2.45	2.55	V
	Hysteresis	V_{RUN} Falling		200			mV
I_{RUN}	Run Pin Input Current	$V_{RUN} = 40\text{V}$		0.01	0.1		μA
V_{SD}	Shutdown Threshold (Note 3)	V_{RUN} Falling	●	0.4		1.2	V
	Hysteresis			220			mV
FREQ							
V_{IL}	FREQ Pin Input Low		●	0.4			V
V_{IH}	FREQ Pin Input High	$V_{INTVCC} - V_{FREQ}$	●			0.6	V
I_{FREQ}	FREQ Pin Input Current	$0\text{V} < V_{FREQ} < V_{INTVCC}$			± 1		μA
動的整合化制御							
$V_{IN(DHC)}$	Input Regulation Voltage			14			V
I_{DHC}	DHC Pin Current	$V_{DHC} = 1\text{V}$, $V_{IN} < V_{IN(DHC)}$		330			mA_{RMS}

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回復不可能な損傷を与える可能性がある。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: LTC4120は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC4120Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合する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。LTC4120Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。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。

Note 3: NTCフォルト状態によってLTC4120のスイッチングが停止した場合、またはBurst Mode動作に移行するのに十分なだけ充電電流が低下した場合、スタンバイ・モードが発生する。ディスエーブル・モードになるのは、 V_{RUN} が V_{SD} と V_{EN} の範囲内にあるときである。シャットダウン・モードになるのは、 V_{RUN} が V_{SD} より低くなったときか、差動低電圧ロックアウトが作動したときである。バッテリー電圧がRECHRGしきい値より上に留まる間、タイムアウト後にスリープ・モードが発生する。

Note 4: 内部電源 $INTV_{CC}$ はNTC抵抗分割器専用なので、他の負荷には使用しないこと。

Note 5: FBピンはこのピンと直列に588kの抵抗を接続して測定される。

Note 6: h_{C10} は、CHRGピンがデアサートしたときPROGピンの電圧で測定された満充電電流測定値の比として表される。

Note 7: SWとCHGSNSの間にインダクタを接続したアプリケーション回路では、ディスエーブル時の全バッテリー漏れ電流は I_{BAT} 、 I_{FBG} 、および I_{SW} (LTC4120)、または I_{BATSNS} 、 I_{BAT} 、および I_{SW} (LTC4120-4.2)の合計である。

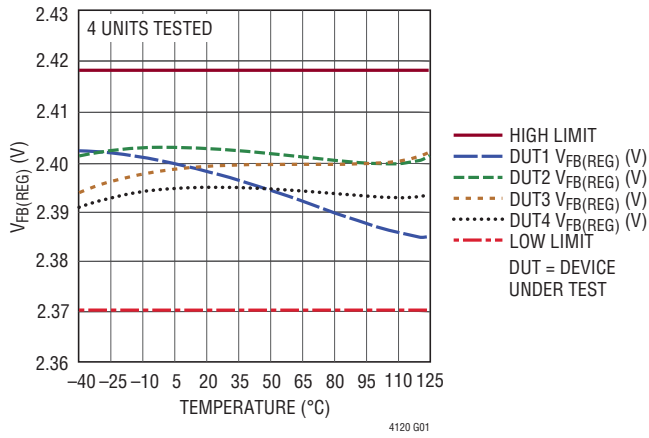
Note 8: INに電源が加わっていない場合は、上側スイッチのボディ・ダイオードを介してSWからINに電力が供給される。このため、INに存在する負荷に応じてSWピンの電流が増加することがある。

Note 9: 設計か、静的テストとの相関によって保証されている。

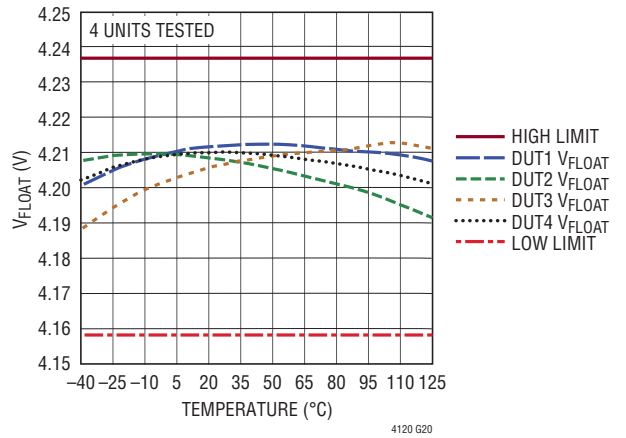
LTC4120/LTC4120-4.2

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

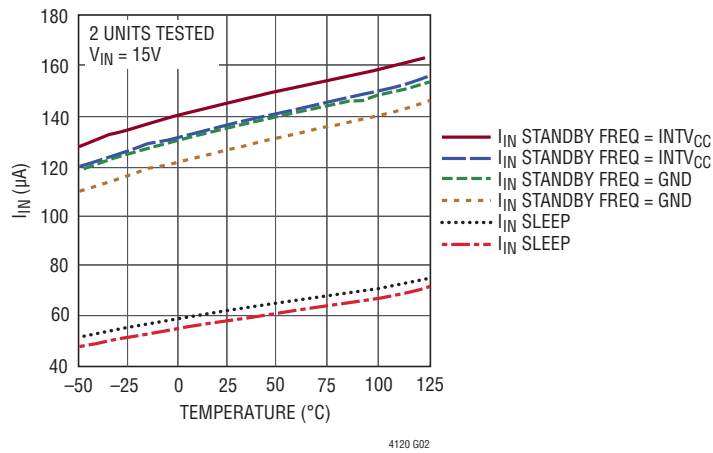
標準的な $V_{FB(REG)}$ と温度



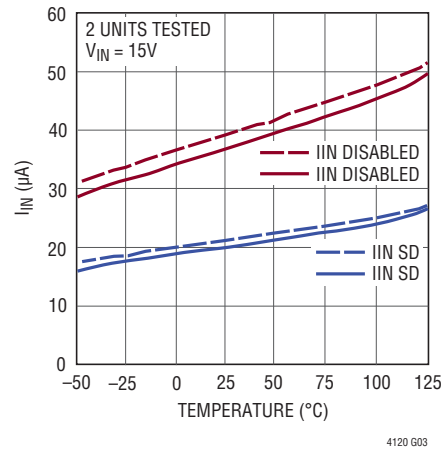
標準的な V_{FLOAT} と温度
LTC4120-4.2



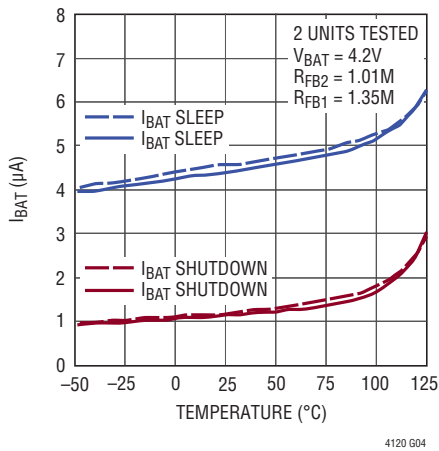
INピンのスタンバイ電流/
スリープ電流と温度



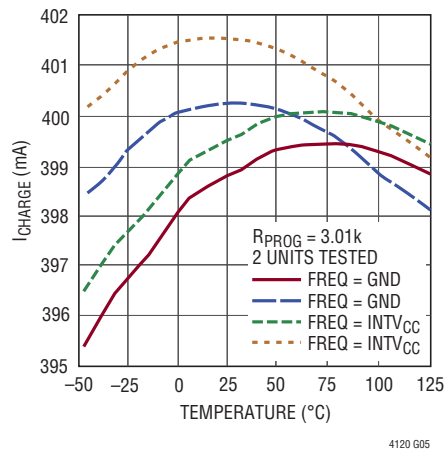
INピンのディスエーブル電流/
シャットダウン電流と温度



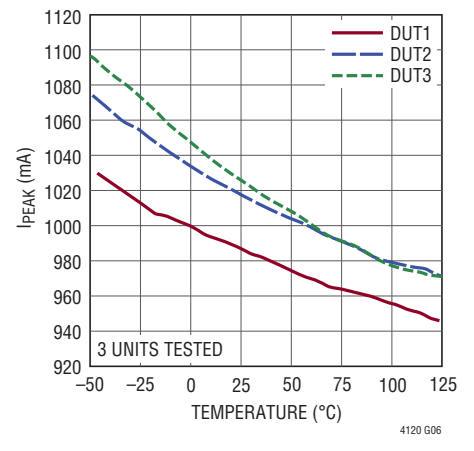
BATピンのスリープ電流/
シャットダウン電流と温度



I_{CHARGE} と温度

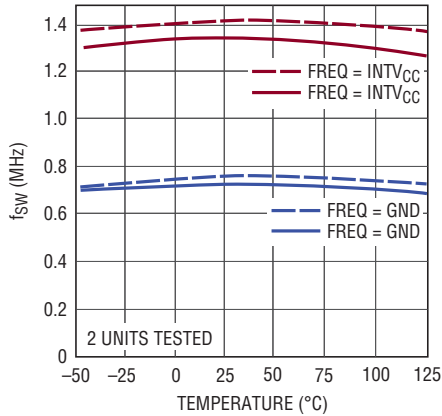


標準的な R_{SNS} の電流制限と温度

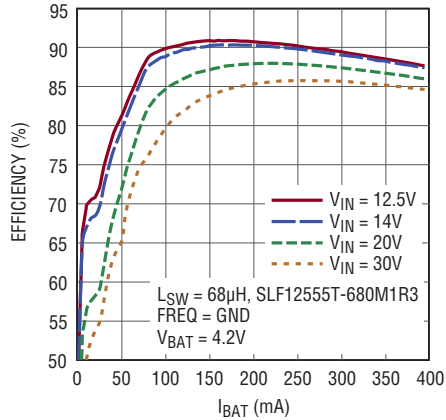


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

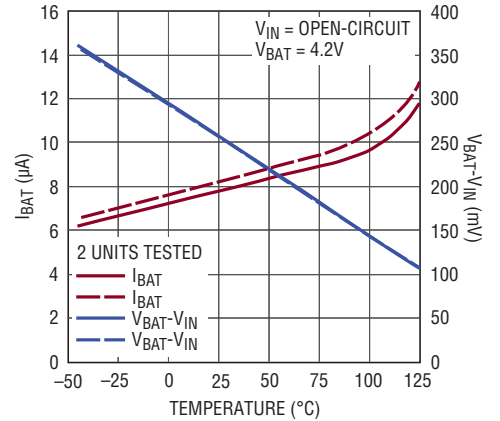
スイッチング周波数と温度



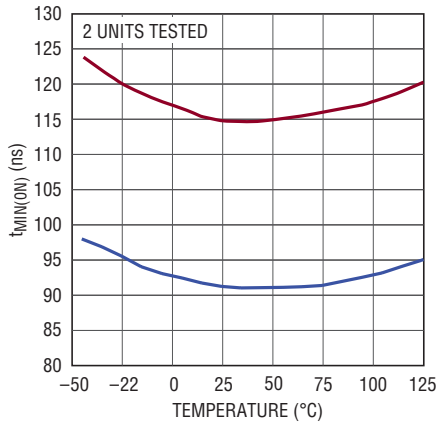
降圧レギュレータの効率とバッテリー電流



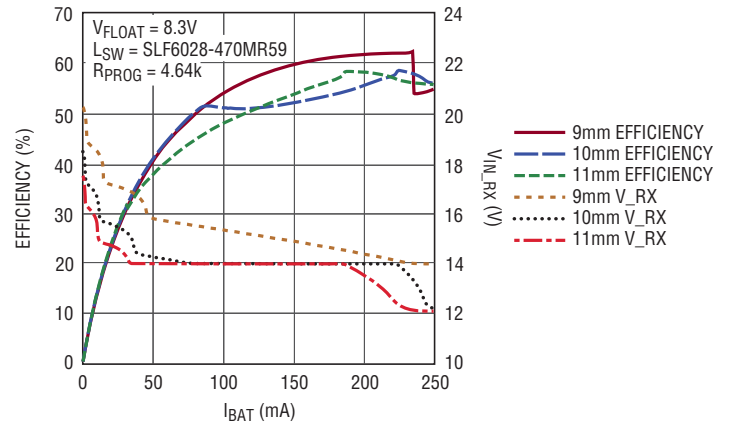
BATピンの漏れ電流/VBAT-VINと温度



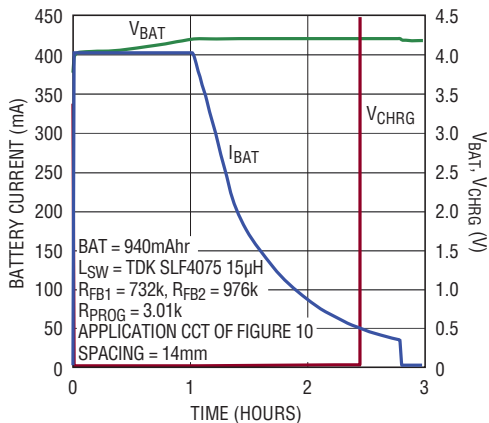
標準的な tMIN(ON) と温度



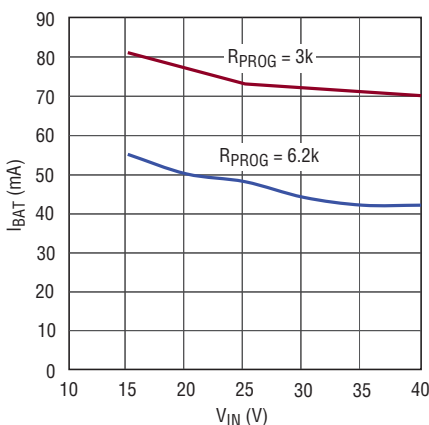
ワイヤレス電力伝送効率、VIN_RXとバッテリー電流



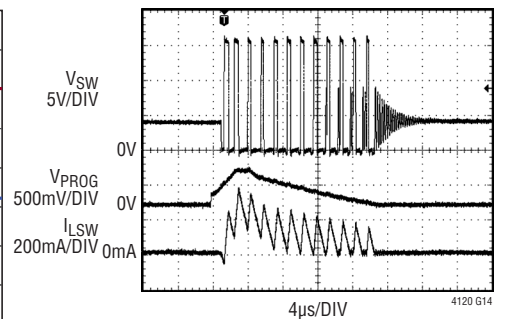
標準的なワイヤレス充電サイクル



Burst Modeの作動電流



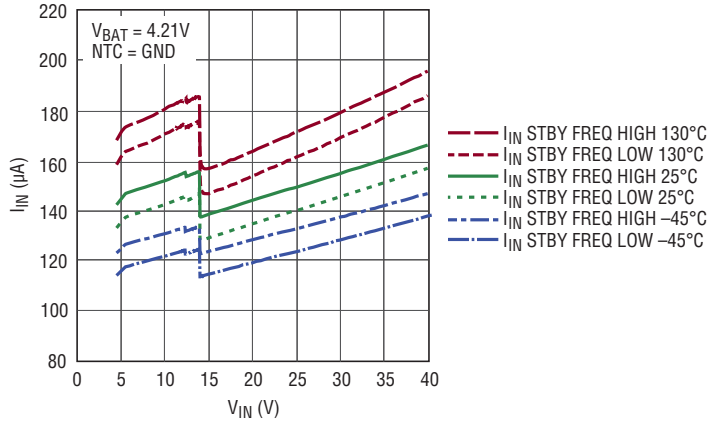
標準的な Burst Mode 波形、IBAT = 38mA



LTC4120/LTC4120-4.2

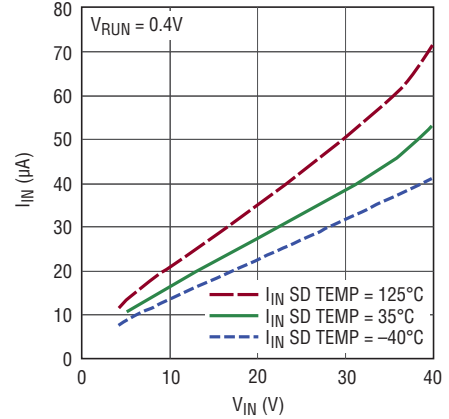
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INピンのスタンバイ電流と V_{IN}



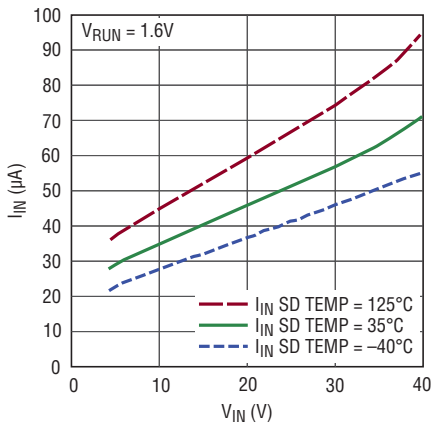
4120 G15

INピンのシャットダウン電流と入力電圧



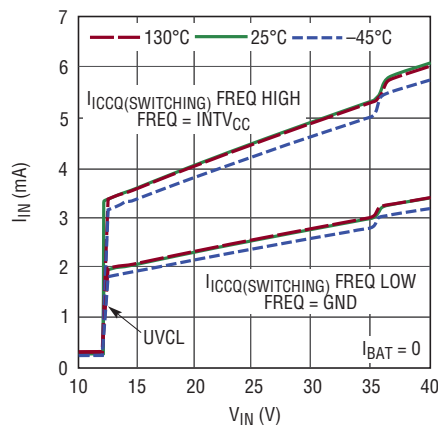
4120 G16

INピンのディスエーブル電流と入力電圧



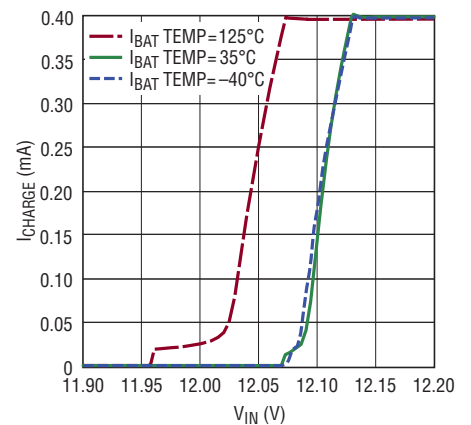
4120 G17

INピンのスイッチング電流と入力電圧



4120 G18

UVCL: I_{CHARGE} と入力電圧



4120 G19

ピン機能

INTV_{CC} (ピン1) : 内蔵レギュレータの出力ピン。このピンはINの電源から内部INTV_{CC}電源を生成する内部リニア・レギュレータの出力です。このピンからは、スイッチ・ゲート・ドライバに電力が供給され、また低電圧バッテリーのリニア充電電流I_{LOWBAT}も供給されます。2.2μFの低ESRコンデンサをINTV_{CC}とGNDの間に接続します。INTV_{CC}には、NTCバイアス回路網以外の外部負荷は接続しないでください。RUNピンの電圧がV_{EN}より高くなり、INTV_{CC}の電圧がUVLOしきい値を超えて、INの電圧がBATの電圧をΔV_{DUVLO}とそのヒステリシスの和だけ高くなると、チャージャはイネーブレードされます。

BOOST (ピン2) : 昇圧電源ピン。このピンとSWピンの間に22nFの昇圧コンデンサを接続します。

IN (ピン3) : 正の入力電源。10μF以上の低ESRコンデンサでGNDにデカップリングします。

SW (ピン4) : スイッチ・ピン。SWピンは降圧スイッチング・レギュレータを介してINからBATに電力を供給します。SWとCHGSNSの間にインダクタを接続する必要があります。インダクタ選択の説明については「アプリケーション情報」セクションを参照してください。

GND (ピン5、露出パッド・ピン17) : グランド・ピン。露出パッドに接続します。露出パッドはPCBのGNDに半田付けて、電気的かつ熱的に低インピーダンスでグラウンドに接続する必要があります。

DHC (ピン6) : 動的整合化制御ピン。「標準的応用例」または「ブロック図」に示すように、DHCピンとINピンの間にショットキ・ダイオードを接続し、DHCピンからコンデンサを接続します。V_{IN}がV_{IN(DHC)}より高いとき、このピンは高インピーダンスです。V_{IN}がV_{IN(DHC)}より低いとき、このピンは低インピーダンスなので、LTC4120は同調受電器回路網の共振点を調整できます。同調受電器回路網の詳細については、「アプリケーション情報」を参照してください。

FREQ (ピン7) : 降圧スイッチング周波数の選択入力ピン。INTV_{CC}に接続すると1.5MHzのスイッチング周波数が選択され、GNDに接続すると750kHzのスイッチング周波数が選択されます。フロート状態にしないでください。

CHGSNS (ピン8) : バッテリー充電電流の検出ピン。CHGSNSピンとBATピンの間の内部電流検出抵抗により、バッテリー充電電流がモニタされます。SWとCHGSNSの間にインダクタを接続する必要があります。

BAT (ピン9) : バッテリー出力ピン。バッテリー充電電流は、内部充電電流検出抵抗を介してこのピンから供給されます。低バッテ

リ状態では、少量のリニア充電電流I_{LOWBAT}がこのピンから供給されて、バッテリーのプリコンディショニングが行われます。BATピンは22μF以上の低ESRセラミック・コンデンサでGNDにデカップリングしてください。

BATSNS (ピン10、LTC4120-4.2のみ) : バッテリー電圧検出ピン。正しい動作を得るために、このピンは必ずバッテリーの正端子に物理的に近づけて接続する必要があります。

FB (ピン10、LTC4120のみ) : バッテリー電圧帰還ピン。充電機能はこのピンの電圧が2.4Vの最終フロート電圧に到達するように動作します。バッテリーのフロート電圧はBAT-FB-FBG間に抵抗分割器を使用して設定し、最大11Vに設定できます。帰還ピンの入力バイアス電流I_{FB}は25nAです。テブナン等価抵抗が588kの抵抗分割器を使用することにより、入力バイアス電流誤差を補償します（「標準的性能特性」の「FBピンのバイアス電流と温度」のグラフを参照）。

FBG (ピン11、LTC4120のみ) : 帰還グラウンド・ピン。このピンは、FBピンの外付け抵抗分割器負荷が必要ない場合、それをバッテリーから切り離します。バッテリー電圧を検出する場合、このピンはGNDまでの小さな抵抗R_{FBG}を示します。デイスエーブル・モードまたはシャットダウン・モードでは、このピンは高インピーダンスです。

NTC (ピン12) : 負温度係数サーミスタ・モニタ回路への入力。NTCピンは、バッテリーの温度が高すぎるか低すぎて充電できないかどうかを判定するために、通常はバッテリーと一緒にパッケージに収められている負温度係数サーミスタに接続します。バッテリーの温度が範囲から外れると、LTC4120はスタンバイ・モードに入り、バッテリー温度が有効範囲内に戻るまで充電は中断されます。低ドリフトのバイアス抵抗をINTV_{CC}とNTCの間に接続し、サーミスタをNTCとGNDの間に接続する必要があります。NTC機能が必要ない場合は、NTCピンをGNDに接続してNTC制限付き充電をデイスエーブルしてください。

PROG (ピン13) : 充電電流設定および充電電流モニタ用ピン。PROGとグラウンドの間に3.01k (400mA) ~ 24.3k (50mA)の範囲の1%精度抵抗を接続して、充電電流を設定します。定電流モードのとき、このピンは1.227Vに安定化されます。このピンの電圧は、次の式を使用して平均のバッテリー充電電流を表します。

$$I_{BAT} = h_{PROG} \cdot \frac{V_{PROG}}{R_{PROG}}$$

ここでh_{PROG}は標準で988です。PROGピンの寄生容量を最小限に抑えるようにしてください。

LTC4120/LTC4120-4.2

ピン機能

CHRG (ピン14) : オープン・ドレインの充電状態出力ピン。
CHRGピンは通常、リファレンス電圧に接続された抵抗を介してプルアップされ、バッテリー・チャージャの状態を示します。このピンは、ディセーブル時に最大INピンの電圧まで引き上げることができ、イネーブル時に最大5mAのシンク電流を流すことができます。バッテリーの充電中、CHRGピンは“L”になります。終了タイマの期限が切れるか、充電電流が設定値の10%未満に低下すると、CHRGピンは強制的に高インピーダンス状態になります。

FAULT(ピン15) : オープン・ドレインのフォルト状態出力ピン。
この状態ピンは通常、リファレンス電圧に接続された抵抗を介してプルアップされ、充電サイクル中のフォルト状態を示します。このピンは、ディセーブル時に最大INピンの電圧まで引き上げることができ、イネーブル時に最大5mAのシンク電流を流すことができます。NTC温度フォルトが生じると、このピン

は“L”になります。不良バッテリー・フォルトが発生した場合にも、このピンは“L”になります。フォルト状態が存在しない場合、FAULTピンは高インピーダンスのままです。

RUN(ピン16) : 実行ピン。RUNピンの電圧を V_{EN} とヒステリシスの和より低くすると、このデバイスはディセーブルされます。ディセーブル・モードではバッテリー充電電流はゼロであり、CHRGピンとFAULTピンは高インピーダンス状態とみなされます。RUNピンの電圧が V_{SD} より低い場合、デバイスはシャットダウン・モードに入っています。RUNピンの電圧が V_{EN} を超えると、INTV_{CC}のLDOがオンします。INTV_{CC}のLDOがそのUVLOしきい値を超えると、チャージャはイネーブルされます。RUNピンは V_{IN} からの抵抗分割器に接続して、充電がイネーブルされる入力電圧を設定しておきます。RUNピンはフロート状態にしないでください。

ブロック図

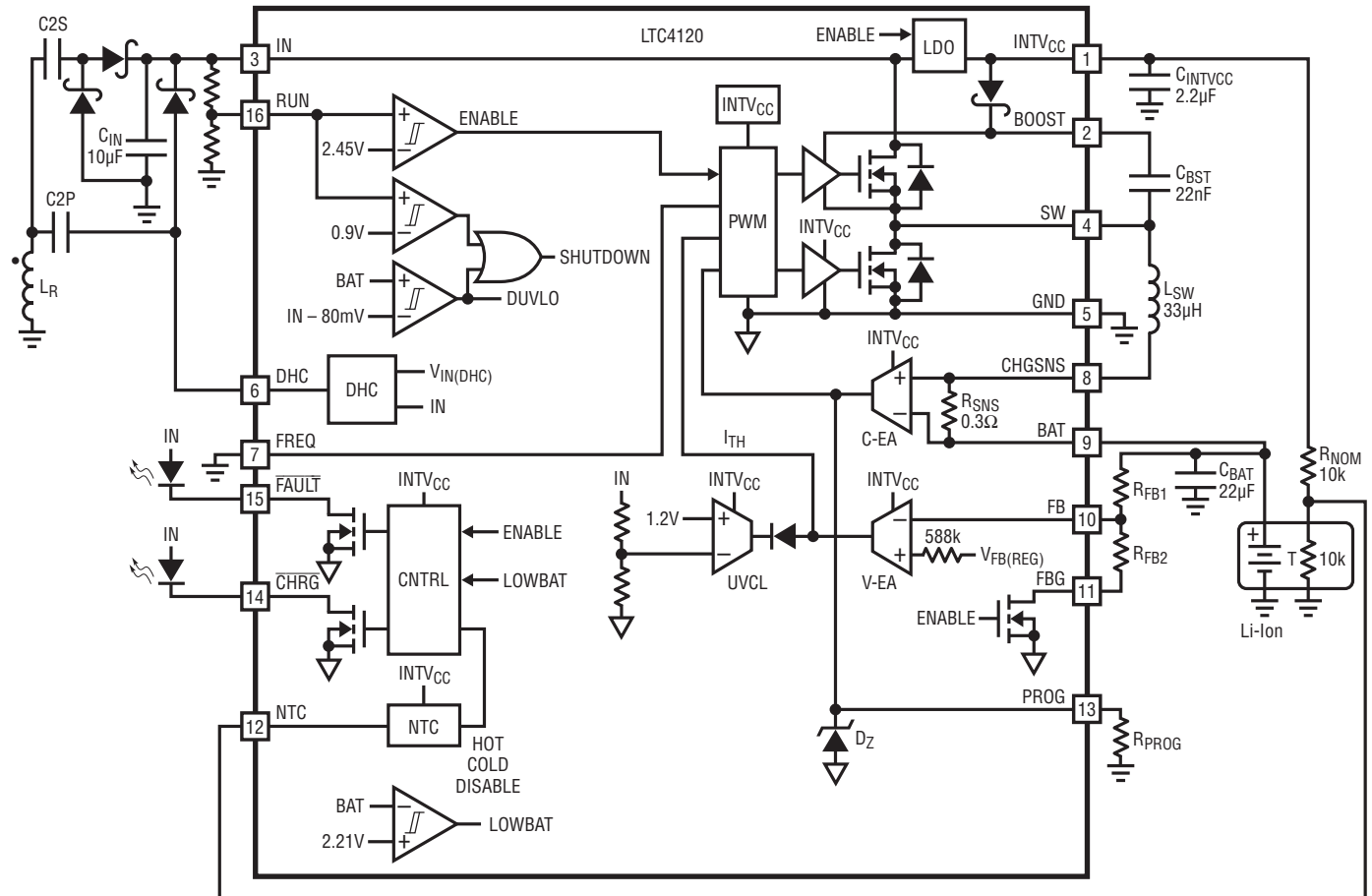


図1. ブロック図

ブロック図

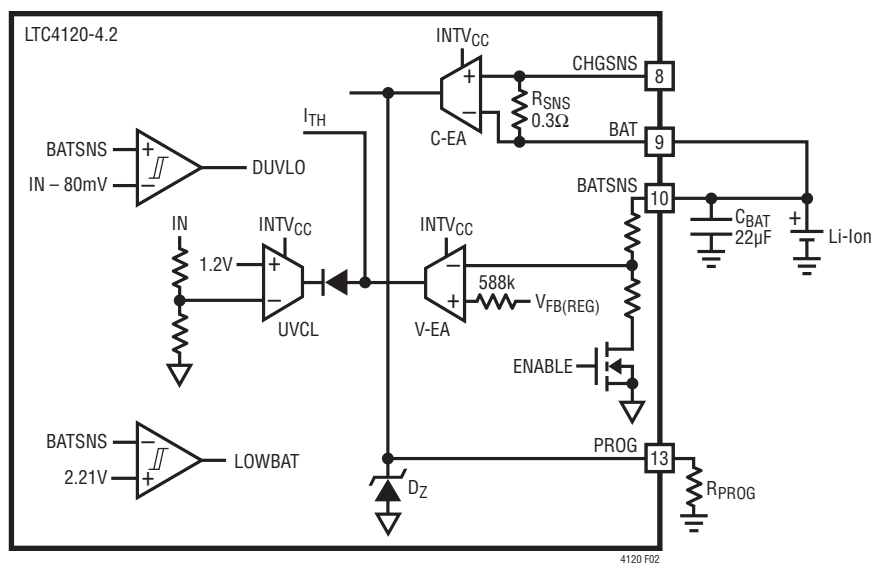


図2. LTC4120-4.2のBATSNSの接続

テスト回路

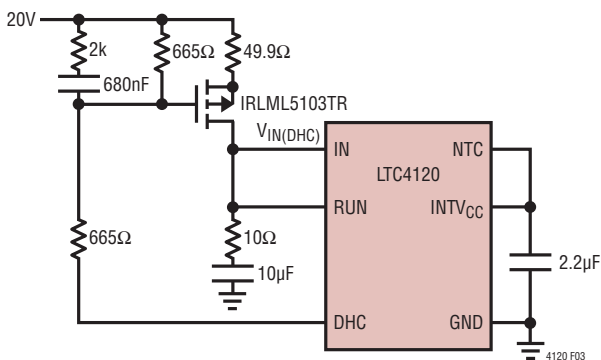


図3. $V_{IN(DHC)}$ のテスト回路

動作

ワイヤレス・パワーシステムの概要

LTC4120は、総合的なワイヤレス・パワーシステムの構成要素の1つです。総合的なシステムは、送電回路、送電コイル、受電コイル、および(LTC4120などの)受電回路で構成されます。送電回路およびコイルについて詳しくは、「アプリケーション情報」セクションを参照してください。特に、「共振送電器と受電器」や「代替の送電器オプション」のセクションには、ワイヤレス・パワーシステムの設計を完成させるのに必要な情報が記載されています。詳細については、本書の「アプリケーション情報」セクションの見出し「共振送電器と受電器」の下、およびAN138に記載されています。『Wireless Power Users Guide』、ならびにDC1969A：ワイヤレス送受電器のデモキットおよびマニュアルを参照してください。送電器と受電器の両方の基板用のGerberレイアウト・ファイルは、次のリンクから入手できます。

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC4120#demoboards>

LTC4120の概要

LTC4120は、動的整合化制御(DHC)機能を内蔵した同期整流式の降圧ワイヤレス・バッテリー・チャージャです。DHCは共振結合型の電力伝送アプリケーションで受電した入力電圧を安定化する効率の高い方法です。LTC4120は、定電流/定電圧のバッテリー・チャージャとして機能し、以下のチャージャ機能(プログラム可能な充電電流、プログラム可能なフロート電圧、タイムアウトが30分のバッテリー・プリコンディショニング、高精度のシャットダウン/実行制御、NTC過熱保護、2時間の安全終了タイマ、自動再充電)を内蔵しています。LTC4120は、充電の状態とフォルト状態を示す出力ピンも備えています。

図4の回路は、送電器として基本的な電流供給共振コンバータを使用し、LTC4120による受電器として直列共振コンバータを使用した十分に機能するシステムです。Power-By-Proxi¹社製の先進の送電器をLTC4120と組み合わせることもできます。送電器の設計の詳細については、AN138：『Wireless Power Users Guide』を参照してください。

¹www.PowerByProxi.com

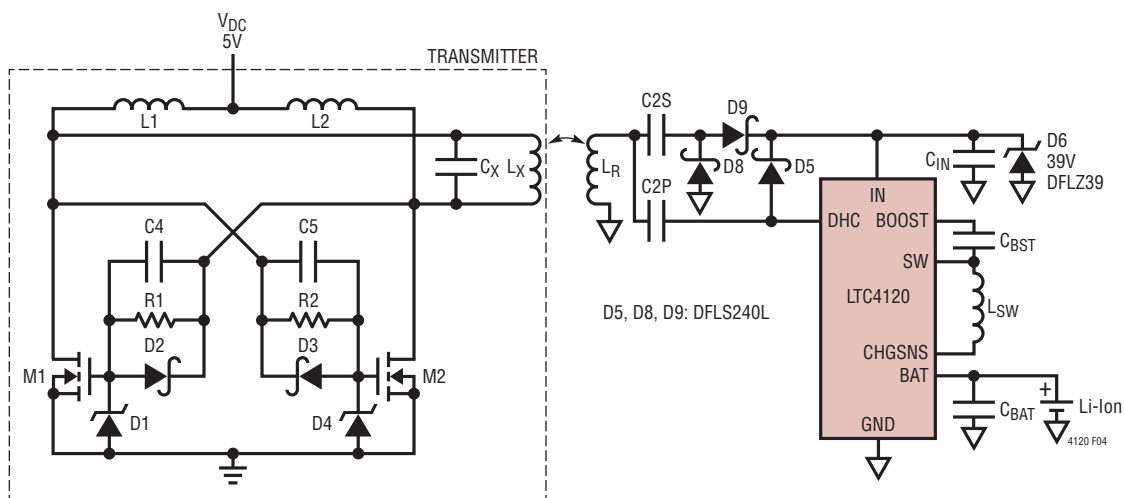


図4. DC-ACコンバータ、送電/受電コイル、同調直列共振受電器およびAC-DC整流器

動作

ワイヤレス電力伝送

ワイヤレスの(共振)結合型電力伝送システムは、交流磁界を発生する送電器と、その磁界から電力を収集する受電器で構成されます。理想送電器は、送電コイル L_X で大きな交流電流を効率的に発生します。図4に示すプッシュプル電流供給共振コンバータは、LTC4120と組み合わせて使用できる基本的な送電器の例です。この送電器は、標準では約130kHzの周波数で動作します。ただし、動作周波数は受電器の負荷と受電コイルとの結合によって変動します。 $L_X = 5\mu\text{H}$ 、 $C_X = 300\text{nF}$ の場合、送電器の周波数は次のようになります。

$$f_0 \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_X \cdot C_X}} = 130\text{kHz}$$

この送電器は、標準で約 $2.5A_{\text{RMS}}$ のACコイル電流を発生します。この送電器の詳細については、AN138:『Wireless Power Users Guide』を参照してください。

受電器は、共振回路内で構成されているコイル L_R と、その後段にある整流器およびLTC4120から成ります。受電コイルは、 L_R と L_X の間の相互インダクタンスを介して送電器に反射される負荷を表します。受電器の反射インピーダンスは、送電器の動作周波数に影響することがあります。同様に、送電器による電力出力は、受電器での負荷に依存します。送電器とLTC4120チャージャの両方で構成される共振結合型充電システムは、ワイヤレス・バッテリー充電の効率的な方法を実現します。送電器による電力出力は、バッテリーを充電するために使用する電力に基づいて自動的に変化するためです。

動的整合化制御

動的整合化制御(DHC)は、ワイヤレス電力伝送システムで受電した入力電力を安定化するための技法です。DHC回路は共振受電器のインピーダンスを調整して、LTC4120の入力での電圧を安定化します。LTC4120の入力電圧が $V_{\text{IN(DHC)}}$ 設定値より低くなると、LTC4120は、受電器の共振点を調整して送電器の共振点に近づけることにより、受電器で得られる電力を大きくすることができます。入力電圧が $V_{\text{IN(DHC)}}$ を超えた場合、LTC4120は受電器の共振点を送電器の共振点から離すことにより、受電器で得られる電力を低減します。入力電力の増減量は、結合、同調コンデンサ C_{2P} 、受電コイル L_R 、および動作周波数の関数です。

DHC機能を実装して受電器の共振点を自動的に調整する部品を図5に示します。コンデンサ C_{2S} とインダクタ L_R は、直列共振器として機能します。コンデンサ C_{2P} とLTC4120のDHCピンは、DHCピンが低インピーダンスのときに並列共振回路を形成し、DHCピンが高インピーダンスのときは切断されます。 C_{2P} は受電器の共振点を調整して、LTC4120の入力で得られる電力の大きさを制御します。 C_{2P} は、DHCピンで分流するAC電流に起因するLTC4120での電力損失にも影響します。このため、このピンに加わる全容量が 30nF を超えることは推奨しません。

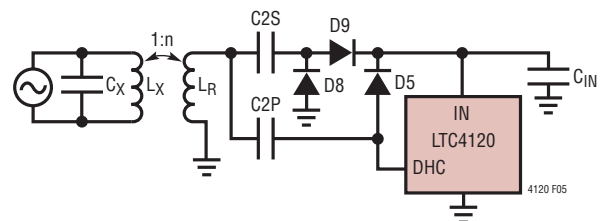


図5. 共振受電器タンク

動作

LTC4120はDHCを使用して、受電した電力を負荷要件に応じて自動的に調整します。通常、負荷はバッテリー充電電流です。送電器によって要求される電力は受電器での要求電力に自動的に調整されるので、この技法は電力の大幅な節減につながります。さらにDHCは、バッテリーが満充電になったとき、軽負荷状態でLTC4120の入力に現れる整流電圧を低減します。

共振受電器回路(L_R、C2S、C2P)、送電器回路、およびL_XとL_Rの間の相互インダクタンスの設計によって、LTC4120の入力での無負荷時最大電圧と、LTC4120の入力で得られる最大電力が両方とも決まります。これらの部品の値と許容範囲は、安定動作のため注意して選択する必要があり、この理由から、許容範囲の狭い部品だけを使用することを推奨します。

動的整合化制御(DHC)の背景にある動作原理を理解するため、以下の簡単な例について考えます。ここで、固定周波数の送電器はf₀ = 130kHzの周波数で動作しています。DHCは受電同調回路網のインピーダンスを自動的に調整して、受電器の共振周波数がf_T ~ f_Dの範囲に調整されるようにします。

$$f_T \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot (C2P + C2S)}}$$

$$f_D \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C2S}}$$

入力電圧がV_{IN(DHC)} (標準14V)より高くなると、LTC4120はDHCピンを開放し、受電器の共振点を離調して送電器の周波数f₀から遠ざけるので、受電する電力が低下します。入力電圧がV_{IN(DHC)}より低くなると、LTC4120はDHCピンをグラウンドに分流し、受電器の共振点を調整して送電器の周波数に近づけるので、受電する電力が増加します。

図4に示す共振コンバータでは、送電器の動作周波数が固定ではなく、負荷インピーダンスに応じて変化します。ただし、DHCの基本動作原理は依然として有効です。ワイヤレス受電器の共振回路の詳細については、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。

バッテリー・フロート電圧の設定

LTC4120のバッテリー・フロート電圧は、図6に示すように、抵抗分割器をバッテリーとFBおよびFBGの間に配置することによって設定します。その結果、設定可能なバッテリー・フロート電圧V_{FLOAT}は、次式で制御されます。

$$V_{FLOAT} = V_{FB(REG)} \cdot \frac{(R_{FB1} + R_{FB2})}{R_{FB2}}$$

ここで、V_{FB(REG)}は標準で2.4Vです。

電圧エラーアンプ(V-EA)の入力バイアス電流(I_{FB})があるので、588kに近いテブナン等価抵抗R_{FB1} || R_{FB2}を選択するよう注意することも必要です。まず、R_{FB1}を計算して、次の関係を満たすようにします。

$$R_{FB1} = \frac{V_{FLOAT} \cdot 588k}{V_{FB(REG)}}$$

計算値に最も近い0.1%または1%精度の抵抗を探します。R_{FB1}の値を使って、次式を計算します。

$$R_{FB2} = \frac{V_{FB(REG)} \cdot R_{FB1}}{V_{FLOAT} - V_{FB(REG)}} - 1000\Omega$$

ここで、1000ΩはR_{FBG}の標準値を表します。これは、バッテリー・フロート電圧の抵抗分割器のグラウンド帰路として機能するFBGピンの抵抗です。

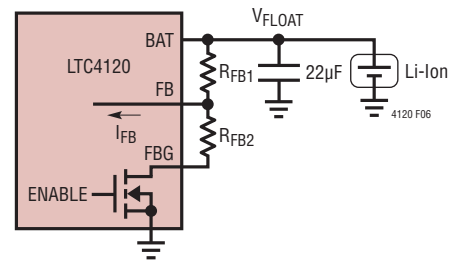


図6. LTC4120によるフロート電圧のプログラミング

動作

R_{FB1} と R_{FB2} を選択したら、入手可能な抵抗を使って得られる V_{FLOAT} の値を再計算します。誤差が大きすぎる場合は、 R_{FB1} を別の標準抵抗値に置き換えて R_{FB2} を再計算します。フロート電圧誤差が許容できるようになるまで繰り返します。

一般的なバッテリー・フロート電圧を得るための0.1%および1%精度の推奨標準抵抗値を表1および表2に示します。

表1: 一般的な V_{FLOAT} を得るための推奨される0.1%精度抵抗

V_{FLOAT}	R_{FB1}	R_{FB2}	標準的な誤差
3.6V	887k	1780k	-0.13%
4.1V	1.01M	1.42M	0.15%
4.2V	1.01M	1.35M	-0.13%
7.2V	1.8M	898k	0.08%
8.2V	2.00M	825k	0.14%
8.4V	2.05M	816k	0.27%

表2: 一般的な V_{FLOAT} を得るための推奨される1%精度抵抗

V_{FLOAT}	R_{FB1}	R_{FB2}	標準的な誤差
3.6V	887k	1780k	-0.13%
4.1V	1.02M	1.43M	0.26%
4.2V	1.02M	1.37M	-0.34%
7.2V	1.78M	887k	0.16%
8.2V	2.00M	825k	0.14%
8.4V	2.1M	845k	-0.50%

充電電流の設定

電流エラーアンプ(C-EA)は、CHGSNSピンとBATピンの間にある 0.3Ω の内部電流検出抵抗を流れる電流を測定します。C-EAは充電電流の数分の1($1/h_{PROG}$)をPROGピンに出力します。電圧エラーアンプ(V-EA)およびPWM制御回路は、PROGピンの電圧を制限して充電電流を制御できます。内部クランプ・ダイオード(D_Z)は、PROGピンの電圧を V_{PROG} に制限し、それによって充電電流を以下のように制限します。

$$I_{CHG} = \frac{h_{PROG} \cdot V_{PROG}}{R_{PROG}} = \frac{1212V}{R_{PROG}}$$

$$I_{CHG_TRKL} = \frac{h_{PROG} \cdot V_{PROG_TRKL}}{R_{PROG}} = \frac{120V}{R_{PROG}}$$

ここで、 h_{PROG} は標準で988、 V_{PROG} は細流充電時は1.227Vまたは122mV、 R_{PROG} はPROGピンに接続する接地抵抗の抵抗値です。PROGピンの抵抗は最大充電電流、つまりチャージャが定電流(CC)モードで動作しているときに供給される電流を設定します。

アナログ充電電流モニタ

PROGピンは、実際の充電電流に比例した電圧信号を出力します。PROGピンに容量があると、ループの不安定性を引き起こす可能性があるポールが形成されるので、この電圧の測定時には注意が必要です。PROGピンの電圧を測定する場合は、2k以上の直列抵抗を追加し、このノードの浮遊容量を50pF未満に制限してください。

要求されている充電電流を入力電圧が供給できない場合には、PROGピンの電圧が実際の充電電流を表さないことがあります。このような場合、チャージャはドロップアウト動作に入るので、PWMスイッチの周波数が低下します。ドロップアウト動作では、インダクタ電流が目的の電流まで増加しようとするので、上側スイッチが1クロック・サイクルより長い時間オンのままになるからです。上側スイッチが8クロック・サイクルの間ドロップアウト状態に留まると、第8サイクルの残りの時間はドロップアウト検出器によって下側スイッチが強制的にオンになります。このような場合、PROGピンの電圧は1.227Vのままですが、充電電流は目的のレベルに達しないことがあります。

低電圧電流制限

低電圧電流制限(UVCL)機能は、入力電圧が V_{UVCL} (標準12V)より低くなると充電電流を低減する機能です。この低利得アンプは、通常、 V_{IN} を V_{UVCL} の100mV以内に保持しますが、利用可能な電力が不十分な場合、入力電圧はこの値より低くなることがあり、充電電流はゼロまで減少します。

動作

NTC過熱バッテリー保護

LTC4120は、充電サイクル中にサーミスタを使用してバッテリーの温度をモニタします。バッテリーの温度が安全充電範囲から外れると、デバイスは充電を一時停止してフォルト状態を通知し、温度が安全充電範囲内に戻るまでその状態を維持します。安全充電範囲は、NTCピンの電圧をモニタする2つのコンパレータによって決まります。NTCピンの電圧が約85mV (V_{DIS})より低くなると、NTC制限付き充電はディスエーブルされます。

サーミスタ・メーカーは、通常、特性曲線番号で識別できる温度参照表か、温度と抵抗値を関連付ける式を付記しています。また、各サーミスタも、通常はサーミスタの利得値 $B_{25/85}$ で指定されます。

図7に示すように、NTCピンは $INTV_{CC}$ とGNDの間の抵抗分割器に接続します。簡素なアプリケーション($R_{ADJ} = 0$)では、25°Cでのサーミスタの抵抗と値が等しい1%精度の抵抗 R_{BIAS} を $INTV_{CC}$ とNTCの間に接続し、サーミスタをNTCとGNDの間に接続します。この構成では、温度が低下してサーミスタの抵抗が大きくなり、 R_{BIAS} 抵抗の285%に達すると、LTC4120は充電を一時停止します。Vishay Curve 2サーミスタで、 $B_{25/85} = 3490$ で25°Cの抵抗値が10kの場合、この温度は約0°Cに相当します。サーミスタの抵抗が R_{BIAS} 抵抗の57.5%まで減少した場合にも、LTC4120は充電を一時停止します。同じVishay Curve 2サーミスタの場合、これは約40°Cに相当します。Vishay Curve 2サーミスタでは、作動点付近での発振を防ぐため、高温コンパレータと低温コンパレータには両方とも約2°Cのヒステリシスがあります。

高温と低温の作動点を調整するには、図7に示すように、異なる種類のサーミスタまたは別の R_{BIAS} 抵抗を使用するか、感度抑圧抵抗 R_{ADJ} を追加するか、これらの方法を組み合わせます。たとえば、 R_{BIAS} を12.4kに大きくして以前と同じサーミスタを使用すると、低温の作動点は-5°Cまで低下し、高温の作動点は34°Cまで低下します。 $B_{25/85} = 3950$ で25°Cの抵抗値が100kのVishay Curve 1サーミスタを使用した場合、118kの1%精度抵抗 R_{BIAS} と12.1kの1%精度抵抗 R_{ADJ} を組み合わせると、低温の作動点が0°Cになり、高温の作動点が39°Cになります。

充電終了表示と安全タイムアウト

LTC4120は安全タイマを使用して充電を終了します。LTC4120が定電流モードにあるとき、タイマは必ず一時停止し、FBが $RECHG$ しきい値を超えて遷移すると、タイマはリセットされます。バッテリー電圧がフロート電圧に達すると、安全タイマは2時間のタイムアウトのカウント・ダウンを開始します。設定した最大充電電流の1/10より充電電流が少なくなると、 \overline{CHRG} 状態ピンの電圧は高くなりますが、タイマが終了するまでトップオフ充電電流が流れ続けます。タイムアウト後、LTC4120は低消費電力のスリープ・モードに入ります。

自動再充電

スリープ・モードでは、デバイスは引き続きバッテリー電圧をモニタします。バッテリーの電圧が満充電のフロート電圧から2.2%低下すると(V_{RCHG})、LTC4120は自動再充電サイクルを起動します。自動再充電回路は約0.5msのフィルタを内蔵しており、負荷トランジエントによってバッテリーの電圧が一時的に低下した場合、新たな充電サイクルが起動するのを防ぎます。

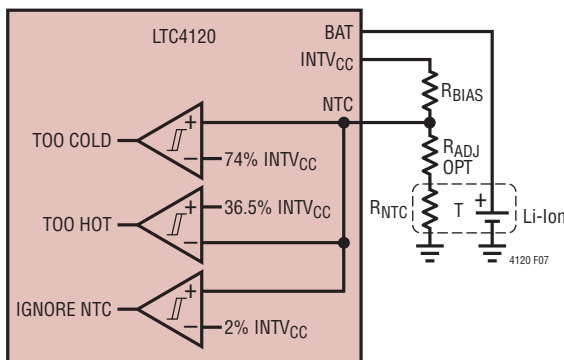


図7. NTCピンの接続

動作

充電の状態とフォルト状態ピン

LTC4120は、充電の状態を出力しフォルトの表示を信号で伝達する2つのオープンドレイン出力を内蔵しています。2値化されたCHRGピンが“L”になることで、C/10より充電速度が速いことが示されます。FAULTピンは“L”になることで、不良バッテリーのタイムアウトを示すか、NTC過熱フォルト状態を示します。NTCフォルト中、CHRGピンは“L”のままですが、不良バッテリーのタイムアウトが発生すると、CHRGピンはデアサートされます。オープンドレイン出力を抵抗でプルアップしている場合、このピンの電圧で示されるチャージャの状態を表3にまとめています。

表3. プルアップ抵抗を接続したLTC4120のオープンドレイン・インジケータ出力

FAULT	CHRG	充電状態
“H”	“H”	C/10より低速でのオフ充電またはトップオフ充電
“H”	“L”	C/10より高速での充電
“L”	“H”	不良バッテリー・フォルト
“L”	“L”	NTC過熱フォルト、充電一時停止

低バッテリー電圧動作

LTC4120は、深く放電したバッテリーのプリコンディショニングを自動的に行います。バッテリー電圧が「V_{LOWBAT} - ヒステリシス」(標準2.05V:たとえば、バッテリー・パック保護が作動している電圧)より低い場合は、DC電流(I_{LOWBAT})がINTV_{CC}電源からBATピンに流れ込みます。バッテリー電圧がV_{LOWBAT}より高くなると、スイッチング・レギュレータがイネーブルされ、フルスケール充電電流の10%(に加えてDC電流I_{LOWBAT})の細流充電レベルでバッテリーを充電します。バッテリーの細流充電は、(LTC4120の帰還ピンを介して検出された)検出バッテリー電圧が細流充電しきい値V_{TRKL}を超えるまで続きます。バッテリー電圧が細流充電しきい値を超えると、フルスケール充電電流が流れ込み、DC細流充電電流は流れなくなります。バッテリー電圧が細流充電しきい値より低い状態が30分を超えると、充電は終了し、フォルト状態ピンがアサートされて不良バッテリーが示されます。不良バッテリー・フォルトの発生後、不良バッテリーを取り外して別のバッテリーに交換すると、LTC4120は新しい充電サイクルを自動的に再開します。LTC4120-4.2は、LOWBATおよびTRKLの状態を検出するために、BATSNSピンの電圧をモニタします。

高精度の実行/シャットダウン制御

LTC4120は、RUNピンがV_{EN}(標準2.45V)より高くなるまで低消費電力のデイスエーブル・モードのままです。LTC4120がデイスエーブル・モードのとき、バッテリーの寿命を延ばすためにバッテリーからの電流流出は減少し、状態ピンは2つともデアサートされて、FBGピンは高インピーダンスになります。RUNピンの電圧を2.25Vより低くすれば、充電はいつでも停止できます。LTC4120は、RUNピンの電圧がV_{SD}(標準0.7V)より低くなった場合、超低動作電流のシャットダウン・モードになる機能も備えています。この状態では、電源からINピンに流れる電流は20μA未満です。

差動低電圧ロックアウト

LTC4120は、バッテリー電圧V_{BAT}と入力電源電圧V_{IN}の差をモニタします。電圧差(V_{IN}-V_{BAT})がV_{DUVLO}まで低下すると、すべての機能がデイスエーブルされ、デバイスは強制的にシャットダウン・モードになり、その状態は(V_{IN}-V_{BAT})がV_{DUVLO}+ヒステリシスより高くなるまで続きます。LTC4120-4.2は、DUVLOの状態を検出するために、BATSNSピンとINピンの電圧をモニタします。

ユーザーが選択可能な降圧動作周波数

LTC4120は、固定周波数の同期整流式降圧アーキテクチャを採用して、高い動作効率を生み出します。公称の降圧動作周波数f_{OSC}は、FREQピンをINTV_{CC}またはGNDに接続することにより、それぞれ1.5MHzまたは750kHzのスイッチング周波数になるよう設定されます。高い動作周波数では、より小型の外付け部品を使用できます。

動作周波数の選択には、効率、部品サイズ、およびスイッチング・レギュレータの最小オン時間からの余裕の間で交換条件が存在します。低い周波数で動作させると内部ゲート電荷とスイッチングによる損失が減るので効率が改善されますが、出力リップルを低く維持するには、インダクタンス値を大きくする必要があります。高い周波数で動作させると小型の部品を使用できますが、固定周波数スイッチングが必要な場合は、最低デューティ・サイクル時の最小オン時間から十分な余裕をとることが必要な場合があります。

動作

PWMドロップアウト検出器

入力電圧がバッテリー電圧に近づくと、LTC4120は100%に近いデューティ・サイクルが必要になる場合があります。この動作モードはドロップアウトとして知られています。ドロップアウト時は、動作周波数が f_{OSC} の設定値より大幅に低くなる場合があります。上側スイッチが8クロック・サイクルにわたってオンのままになると、ドロップアウト検出器が作動して下側スイッチは強制的にオンになり、この状態が第8サイクルの残りの時間またはインダクタ電流がゼロに減少するまで続きます。これにより、入力と出力にセラミック・コンデンサを使用する場合、可聴ノイズの潜在的な発生源となることを回避し、上側ゲート駆動用の昇圧電源コンデンサが放電するのを防止します。ドロップアウト動作時は、充電電流が実際にはフルスケールの設定値まで到達できないことがあります。こうしたシナリオでは、アナログ充電電流モニタ機能が、実際に供給される充電電流を表しません。

Burst Mode 動作

充電電流が少ないとき、たとえば定電圧モード時に、LTC4120は自動的にBurst Mode動作に入ります。Burst Mode動作では、効率を向上させるため、スイッチング・レギュレータはスタンバイ・モードを定期的に強制されます。LTC4120が自動的にBurst Mode動作に入るのは、定電流(CC)モード終了後と、充電電流が約80mAより少なくなったときです。Burst Mode動作は、PROG抵抗が大きい場合は低電流で作動し、入力電源電圧に依存します。Burst Mode動作の詳細については、「標準的性能特性」の「Burst Modeの作動電流」と「標準的なBurst Mode波形」のグラフを参照してください。Burst Mode動作にはある程度のヒステリシスがあり、最大で約150mAのバッテリー電流までその動作状態を維持します。

Burst Mode動作中、PROGピンの電圧と平均充電電流との関係は十分には規定されません。これは、G14に示すように、PROGピンの電圧がバースト間に0Vまで低下することに起因

します。PROGピンの電圧が120mVより低い時間が350 μ sより長くなると、このことによってCHRGピンがデアサートされ、C/I0を示します。バースト電流リップルは、選択したスイッチ・インダクタと V_{IN}/V_{BAT} に依存します。

BOOST電源のリフレッシュ

LTC4120スイッチング・レギュレータの上側ゲート駆動用のBOOST電源は、下側スイッチがオンするたびにBOOSTフライング・コンデンサをINTV_{CC}にブートストラップすることによって生成されます。この技術では、BOOSTピンからSWピンへINTV_{CC}の電圧が供給されます。下側スイッチが長時間にわたってオフのままになっている場合(たとえばBurst Mode動作時)は、BOOST電源のリフレッシュが必要になることがあります。PWMドロップアウト・フィルタと同様に、LTC4120は前回のBOOSTリフレッシュ以降のクロック・サイクル数をカウントします。この数が32に達すると、先に下側スイッチをオンにすることにより、次のPWMサイクルが始まります。このパルスによってBOOSTフライング・コンデンサはINTV_{CC}の電圧にリフレッシュされるので、上側ゲート・ドライバの電圧は次のサイクルの始めに上側スイッチをオンするのに十分な電圧になることが確実になります。

入力電源またはワイヤレス電力がない状態での動作

バッテリーが唯一の供給電源である場合は、INピンから負荷を取り除く注意が必要です。 V_{IN} が V_{SW} より低くなると、INピンの負荷電流はバッテリーから上側パワー・スイッチのボディ・ダイオードを流れます。この可能性をなくすには、入力電源とINピンのコンデンサ C_{IN} の間にダイオードを配置します。また、ワイヤレス電力アプリケーションの整流ダイオード(図5および図11のD9)もこの放電経路を遮断します。あるいは、バッテリーの正極電圧をバッテリーの抵抗分割器を介してFBピンで直接検出するという配慮を前提に、ダイオードをBATピンと直列に配置する方法もあります。これは図10のD7で示します。

アプリケーション情報

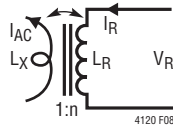


図8. ワイヤレス電力伝送

ワイヤレス電力伝送

ワイヤレス電力伝送システムでは、電力は交番磁界を使用して伝送します。電力伝送の基になる原理は、送電コイルを流れるAC電流が、送電コイルによって発生する磁界内に配置されている受電コイルにAC電流を発生するというものです。磁界の結合は相互インダクタンスMで記述します。この項には物理表現はありませんが、単位のない項kおよびnを使って参照されます。ここで、kは結合係数です。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_X \cdot L_R}}$$

nは巻数比(受電コイルの巻数を送電コイルの巻数で割った値)です。

$$n = \frac{n_R}{n_X} = \sqrt{\frac{L_R}{L_X}}$$

巻数比は受電コイルのインダクタンスと送電コイルのインダクタンスの比の平方根に比例します。ワイヤレス電力伝送システムでは、送電コイルL_Xに流すAC電流I_{AC}により、受電コイルL_R内に次のAC電流が発生します。

$$I_{R(AC)} = 2 \cdot \pi \cdot M \cdot I_{AC} = 2 \cdot \pi \cdot k \cdot \sqrt{L_X \cdot L_R} \cdot I_{AC}$$

結合係数は、受電コイルを基準にした送電コイルの方向と近接度(距離)に依存します。2つのコイルがトランス内にある場合は、k = 1です。2つのコイルが互いに完全に絶縁されている場合は、k = 0です。標準的なLTC4120ベースのワイヤレス電力設計では、コイルの間隔が10mmの場合、kは0.18前後であり、コイルの間隔が3mmの場合、kは約0.37です。これを図9に示します。

コイルL_XとL_Rの抵抗が小さい場合は、結合係数が小さい場合でも効率は本質的に高い値を示します。図4と図10の送電器は、送電コイルとコンデンサ(L_X||C_X)の両端で共振周波数f₀の正弦波を生成します。ピーク・トゥ・ピークの振幅は、印加入力電圧に比例します。

$$V_{AC} \cong 2 \cdot \pi \cdot V_{DC}$$

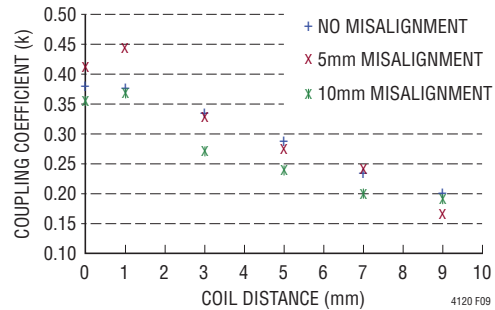


図9. 結合係数kと距離

これにより、送電コイル内に正弦波電流が発生します。そのピーク・トゥ・ピークの振幅は次のとおりです。

$$I_{AC} = \frac{V_{AC}}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L_X} \cong \frac{V_{DC}}{f_0 \cdot L_X}$$

受電コイルに誘導されるAC電圧は、受電器の印加電圧、結合、ならびにインピーダンスの関数です。受電器が無負荷の場合、開放電圧V_{IN(OC)}はおおよそ次のとおりです。

$$V_{IN(OC)} \cong k \cdot n \cdot 2 \cdot \pi \cdot V_{DC}$$

(図5と図10に示す)受電器は、共振同調回路と後段の整流器を使用して、誘導AC電圧をDC電圧に変換し、LTC4120に電力を供給してバッテリーを充電します。LTC4120に供給される電力は、LTC4120のインピーダンスと、送電器の共振周波数での同調回路のインピーダンスに依存します。LTC4120は、LTC4120の入力での電圧に応じて受電器のインピーダンスを調整する動的整合化制御(DHC)と呼ばれる独自開発の回路を採用しています。この技術により、負荷がなくなったとき(たとえば、バッテリーが満充電状態になったとき)に、誘導整流電圧が広範囲の結合係数にわたって電圧コンプライアンス定格を超えないことが保証されます。DHCは、受電器のインピーダンスを負荷に応じて効率的に調整し、しかも有効電力は低下しません。

結合が大きくなりすぎる(たとえば、受電コイルの配置が送電コイルに近すぎる)可能性がある場合は、LTC4120の入力の両端にツェナー・ダイオードを配置して、LTC4120の絶対最大定格を超えないようにすることを推奨します。(図4および図10の)ダイオードD6がこの接続を示しています。

アプリケーション情報

整流器出力でのRMS電圧はLTC4120の負荷、つまり充電電流と印加AC電流 I_{AC} に依存します。印加AC電流は、同調回路網の部品と印加DC電圧の両方に依存します。受電器の負荷は、バッテリーの充電状態により異なります。結合または印加AC電流あるいはその両方が十分に制御されていない場合は、LTC4120の入力に39Vのツェナー・ダイオード(図4および図10のD6)を追加すると、LTC4120を過電圧状態から保護できます。

共振送電器と受電器

DC/AC送電器の例を図10に示します。送電器の $5V \pm 5\%$ 電源は、 L_R と結合している L_X で循環AC電流を効率的に発生させます。さらに入力電圧が高い場合は、プリレギュレータのDC/DCコンバータを使用して5Vを生成できます(図11を参照)。電力は共振周波数 f_0 で送電器から受電器へ伝送されます。共振周波数は部品の値と受電器の負荷の両方に依存します。送電器回路と受電器回路の両方で選択された部品の許容誤差は、最大の電力伝送を達成するために非常に重要です。受電器の部品両端の電圧は40Vに達することがあるので、適正な電圧定格も順守する必要があります。

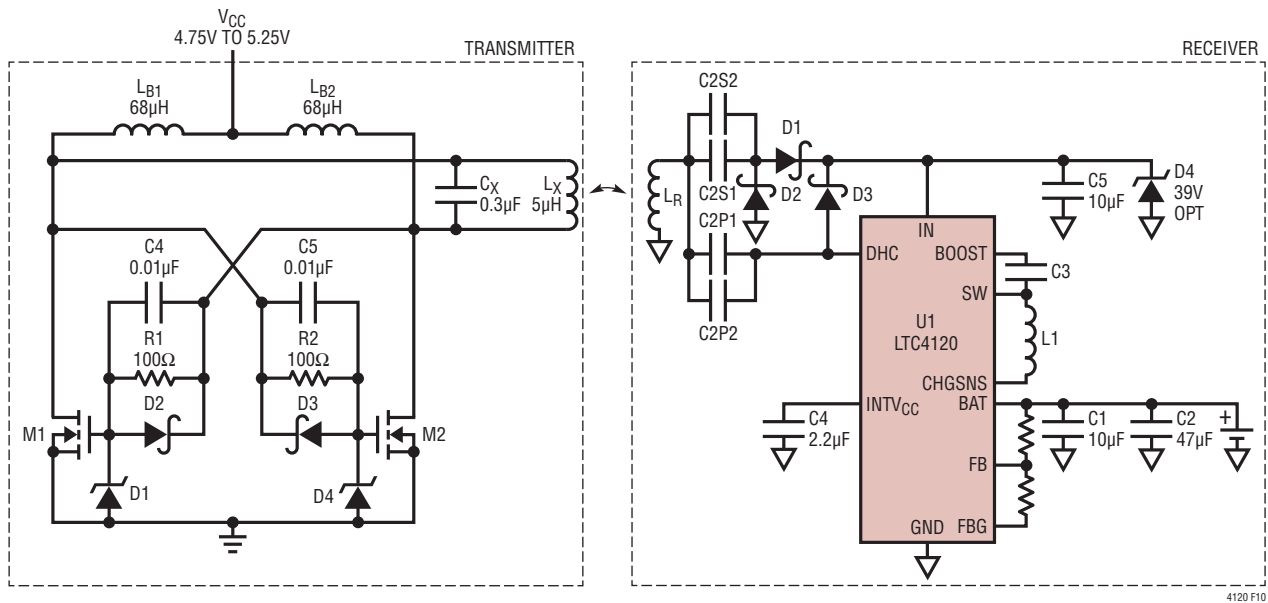


図10. DC/ACコンバータ、送電/受電コイル、同調直列共振受電器およびAC/DC整流器

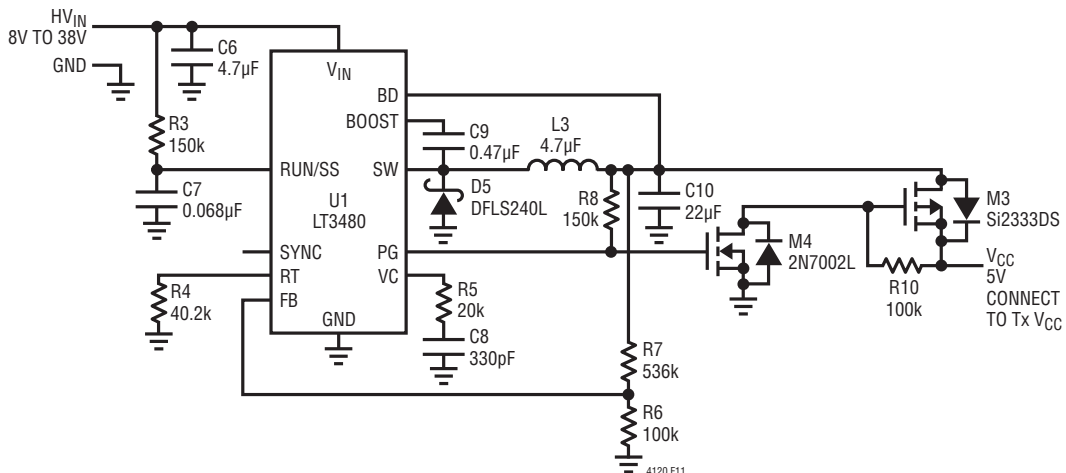


図11. 送電器用高電圧プリレギュレータ

アプリケーション情報

共振コンバータの部品選択

共振送電器および受電器には、表4と表5に示す部品をそれぞれ使用することを推奨します。図12に、埋め込み受電コイルのPCBレイアウトを示します。図13と図14に、完成した送電器と受電器を示します。図14の25mmのフェライト・ビーズは、図12に示した埋め込み受電コイルをカバーします。送電器と

受電器の両方の基板用のGerberレイアウト・ファイルは、次のリンクから入手できます。

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC4120#demoboards>

下で説明する設計手順に従って、別の部品の値を選択することができます。

表4. 推奨の送電器部品および高電圧プリレギュレータ部品

送電器部品		
ITEM	説明	メーカー/製品番号
D2, D3	DIODE, SCHOTTKY, 40V, 2A	ON SEMI NSR10F40NXT5G
D1, D4	DIODE, ZENER, 16V, 350mW, SOT23	DIODES BZX84C16
M1, M2	MOSFET, SMT, N-CHANNEL, 60V, 11mΩ, S08	VISHAY Si4470EY-T1GE3
L _{B1} , L _{B2}	IND, SMT, 68μH, 0.41A, 0.4Ω, ±20%	TDK VLF5028T-680MR40-2
C4, C5	CAP, CHIP, X7R, 0.01μF, ±10%, 50V, 0402	MURATA GRM155R71H103KA88D
R1, R2	RES, CHIP, 100Ω, ±5%, 1/16W, 0402	VISHAY CRCW0402100RJNED
C _{X1, 2}	CAP, CHIP, PPS, 0.15μF, ±2%, 50V	PANASONIC ECHU1H154GX9
	CAP, CHIP, PPS, 0.1μF, ±2%, 50V	PANASONIC ECHU1H104GX9
	CAP, CHIP, PPS, 0.033μF, ±2%, 50V	PANASONIC ECHU1H333GX9
C _X (Opt)	CAP, PPS, 0.15μF, ±2.5%, 63VAC, MKS02	WIMA MKS0D031500D00JSSD
	CAP, PPS, 0.10μF, ±2.5%, 63VAC, MKS02	WIMA MKS0D03100
	CAP, PPS, 0.033μF, ±2.5%, 63VAC, MKS02	WIMA MKS0D03033
L _X	5.0μH TRANSMIT COIL	TDK WT-505060-8K2-LT
	or 6.3μH TRANSMIT COIL	TDK WT-505090-10K2-A11-G
	or 6.3μH TRANSMIT COIL	WÜRTH 760308111
	or 5.0μH TRANSMIT COIL	INTER-TECHNICAL L41200T02
高電圧プリレギュレータ部品		
U1	LT3480EDD, PMIC 38V, 2A, 2.4MHz Step-Down Switching Regulator with 70μA Quiescent Current	LINEAR TECH LT3480EDD
M3	MOSFET, SMT, P-CHANNEL, -12V, 32mΩ, SOT23	VISHAY Si2333DS
M4	MOSFET, SMT, N-CHANNEL, 60V, 7.5Ω, 115mA, SOT23	ON SEMI 2N7002L
D5	DIODE, SCHOTTKY, 40V, 2A, POWERDI123	DIODES DFSL240L
L3	IND, SMT, 4.7μH, 1.6A, 0.125Ω, ±20%	COILCRAFT LPS4018-472M
C6	CAP, CHIP, X5R, 4.7μF, ±10%, 50V, 1206	MURATA GRM155R71H4755KA12L
C7	CAP, CHIP, X5R, 4.7μF, ±10%, 50V, 0603	MURATA GRM188R71H683K
C8	CAP, CHIP, COG, 330pF, ±5%, 50V, 0402	TDK C1005COG1H331J
C9	CAP, CHIP, X7R, 0.47μF, ±10%, 25V, 0603	MURATA GRM188R71E474K
C10	CAP, CHIP, X5R, 22μF, ±20%, 6.3V, 0805	TAIYO-YUDEN JMK212BJ226MG
R3, R8	RES, CHIP, 150k, ±5%, 1/16W, 0402	VISHAY CRCW0402150JNED
R4	RES, CHIP, 40.2k, ±1%, 1/16W, 0402	VISHAY CRCW040240K2FKED
R5	RES, CHIP, 20k, ±1%, 1/16W, 0402	VISHAY CRCW040220K0FKED
R6, R10	RES, CHIP, 100k, ±1%, 1/16W, 0402	VISHAY CRCW0402100KFKED
R7	RES, CHIP, 536k, ±1%, 1/16W, 0402	VISHAY CRCW0402536KFKED

¹C_X = 300nF (5μH L_Xコイル使用時)、または C_X = 233nF (6.3μH L_Xコイル使用時)

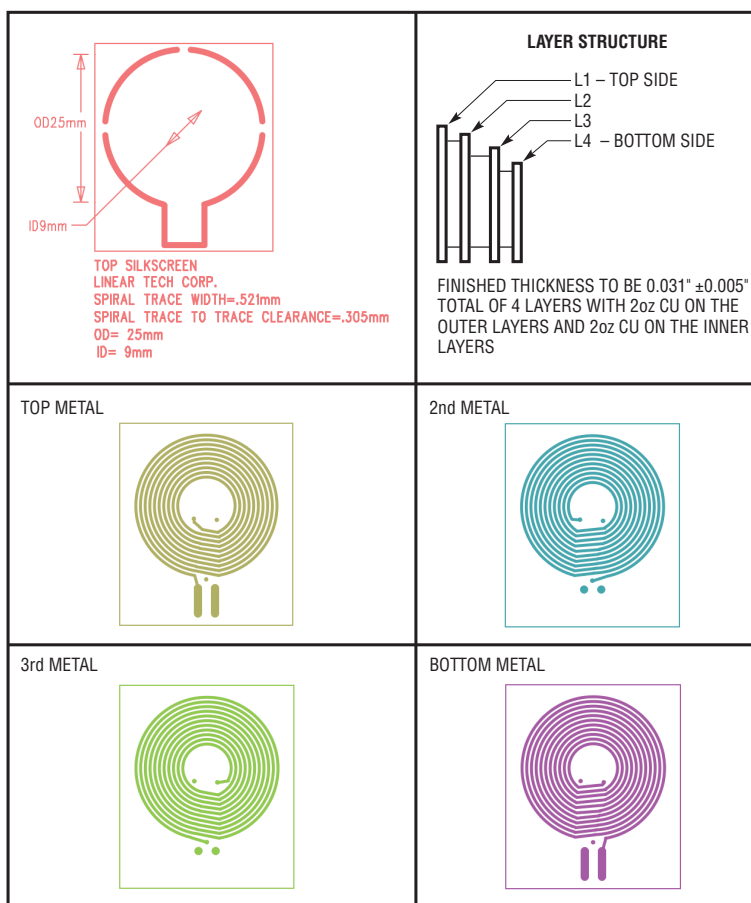
²半田付け中にコンデンサが過熱すると容量値がシフトすることがあるので、ECHUコンデンサの使用時は組み立てのガイドラインに細心の注意を払うようにしてください。パナソニックECHUシリーズなどのプラスチック・フィルム・コンデンサやWIMA MKPなどの金属化ポリエチレン・コンデンサが送電器に適しています。

LTC4120/LTC4120-4.2

アプリケーション情報

表5. 推奨の受電器部品

ITEM	説明	メーカー/製品番号
D1, D2, D3	DIODE, SCHOTTKY, 40V, 2A, POWERDI123	DIODES DFSL240L
D4 (Opt)	DIODE, ZENER, 39V, ±5%, 1W, POWERDI123	DIODES DFLZ39
L _R	IND, EMBEDDED, 47μH, 43 TURNS WITH 25mm FERRITE BEAD	EMBEDDED 4-LAYER PCB (see Figure 12)
	or 47μH RECEIVER COIL	ADAMS MAGNETICS B67410-A0223-X195
	or 47μH RECEIVER COIL	TDK WR282840-37K2-LR3
	or 48μH RECEIVER COIL	WÜRTH 760308101303
L1	IND, SMT, 15μH, 260mΩ, ±20%, 0.86A, 4mm×4mm	COILCRAFT LPS4018-153ML
C2P1	CAP, CHIP, COG, 0.0047μF, ±5%, 50V, 0805	MURATA GRM21B5C1H472JA01L
C2P2	CAP, CHIP, COG, 0.00018μF, ±5%, 50V, 0603	KEMET C0603C182J5GAC7533
C2S1	CAP, CHIP, COG, 0.022μF, ±5%, 50V, 0805	MURATA GRM21B5C1H223JA01L
C2S2	CAP, CHIP, COG, 0.0047μF, ±5%, 50V, 0805	MURATA GRM21B5C1H472JA01L
C1	CAP, CHIP, X5R, 10μF, ±20%, 16V, 0805	TDK C2012X5R1C106K
C2	CAP, CHIP, X5R, 47μF, ±10%, 16V, 1210	MURATA GRM32ER61C476KE15L
C3	CAP, CHIP, X7R, 0.01μF, ±20%, 6.3V.0402	TDK C1608X7R1H103K
C4	CAP, CHIP, X5R, 10μF, ±20%, 16V, 0805	TDK C2012X5R1C106K
U1	400mA WIRELESS SYNCHRONOUS BUCK BATTERY CHARGER	LINEAR TECH LTC4120



4120 F12

図12. 受電コイルの4層PCBレイアウト

アプリケーション情報

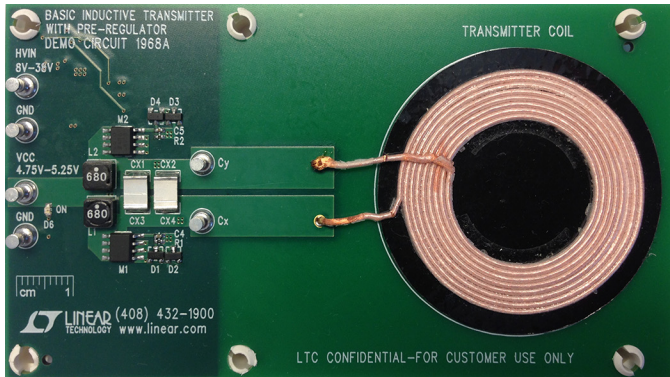


図13. 送電器のレイアウト: デモ回路1968A

共振送電器の同調: L_X 、 C_X

(図4に示す)基本送電器の共振周波数 f_0 は、部品 L_X および C_X によって決まります。正しい動作周波数を得るため、 L_X と C_X は1組にして選択しています。また、 L_X と C_X を1組にして選択しているのは、1:3の巻数比を理想的に得るためでもあります。

送電インダクタ L_X を選択したら、送電コンデンサは共振周波数が130kHzになるように選択します。標準値は選択の幅が限られているので、 f_0 を正しい値にするために、標準値のコンデンサをいくつか並列に接続することが必要な場合があります。

$$f_0 \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_X \cdot C_X}} = 130 \text{ kHz}$$

送電インダクタ L_X および送電コンデンサ C_X は、大きな循環電流をサポートします。インダクタの直列抵抗成分は損失の発生源なので、効率を最適にするには最小限に抑える必要があります。同様に、送電コンデンサ C_X は大量のリプル電流をサポートする必要がありますので、電圧定格が適切で損失係数が低いものを選択する必要があります。

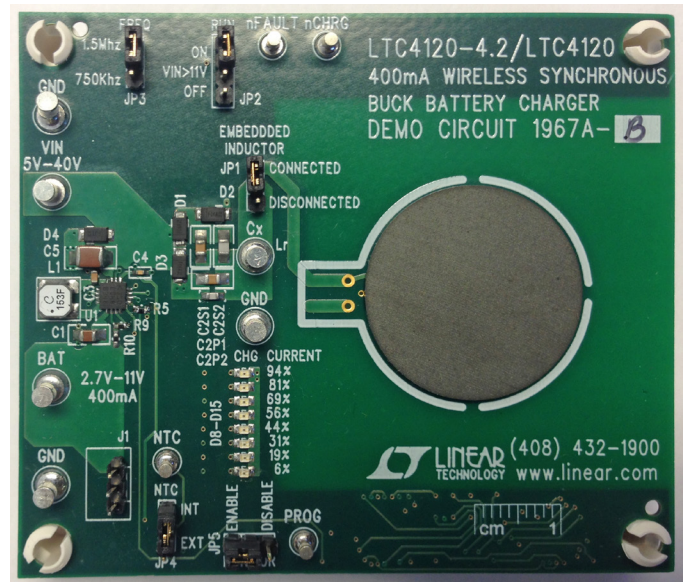


図14. フェライト遮蔽板付き受電器のレイアウト: デモ回路1967A-B

共振受電器の同調: L_R 、 $C2S$ 、 $C2P$

受電器の同調回路の共振周波数 f_T は、 L_R と $C2S + C2P$ を選択することによって決まります。コンデンサを選択して、共振周波数が f_0 から1%~3%に低くなるようにします。

$$f_T \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot (C2P + C2S)}}$$

送電器の場合と同様に、複数の並列接続コンデンサを使用して最適値を得ることが必要になる場合があります。最後に、離調時の共振周波数 f_D を同調時の共振周波数より約5%~15%高い値に選択し、 $C2P$ の値を30nFより低い値に抑えて、DHCピンでの電力損失を制限します。

$$f_D \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C2S}}$$

アプリケーション情報

代替の送電器オプション

前のセクションで説明したDC/AC共振送電器は基本的なものなので、送電器の構築には費用がかかりません。ただし、この基本的な送電器では、所定の受電要件一式を満たすのに比較的高精度なDC入力電圧が必要です。電力が金属異物に伝送されないようにすることはできないので、金属異物は加熱される可能性があります。さらに、基本的な送電器の動作周波数は、部品の選択によって変わる可能性があります。

LTC4120を使用するお客様は、より高度な送電器オプションを選択することもできます。追加の機能には、異物検出器、広い入力電圧範囲での動作、固定動作周波数などがあります。高度な送電器オプションについては、『Wireless Power Users Guide』を参照してください。

最大バッテリー電力に関する考慮事項

承認された送電器オプションのいずれかはこのワイヤレス電力設計回路を使用することにより、LTC4120の入力で最大2Wを供給できます。これは4.2Vのリチウムイオン・バッテリーに400mAの充電電流を供給するよう最適化されています。より高いバッテリー電圧を選択した場合は、利用できる最大電力が制限されるので、少な目の充電電流を使用する必要があります。所定のフロート電圧 V_{FLOAT} に対して設定できる最大バッテリー充電電流 $I_{\text{CHG}}(\text{MAX})$ は、チャージャの効率 η_{EFF} に基づいて次のように計算できます。

$$I_{\text{CHG}}(\text{MAX}) \leq \frac{\eta_{\text{EFF}} \cdot 2\text{W}}{V_{\text{FLOAT}}}$$

チャージャの効率 η_{EFF} は動作条件に依存し、「標準的性能特性」の「降圧レギュレータの効率」のグラフを使用して推定できます。R_{PROG}を選択するときは、この制限値より大きい充電電流を選択しないでください。

入力電圧と最小オン時間

LTC4120は最大40Vの入力電圧で動作可能です。LTC4120はほとんどの動作条件で固定周波数動作を維持します。高い入力電圧と高いスイッチング周波数が選択され、バッテリー電

圧が低い特定の状況では、LTC4120が固定周波数動作を維持できないことがあります。これらの要因と、LTC4120の最小オン時間が組み合わされると、固定周波数動作を維持するにはデューティ・サイクルに下限が加わります。上側スイッチのオン時間は、デューティ・サイクル ($V_{\text{BAT}}/V_{\text{IN}}$) とスイッチング周波数 f_{OSC} (Hz) に関係します。

$$t_{\text{ON}} = \frac{V_{\text{BAT}}}{f_{\text{OSC}} \cdot V_{\text{IN}}}$$

低バッテリー電圧時に高い入力電圧で動作している場合は、PWM制御アルゴリズムによって、LTC4120の最小オン時間 $t_{\text{MIN}}(\text{ON})$ よりオン時間が短いことが要求されるデューティ・サイクルが強制的に試行されることがあります。この最小デューティ・サイクルは1.5MHz動作では約18%であり、750kHz動作では約9%です。標準的な最小オン時間は、「標準的性能特性」セクションのグラフG11に示します。オン時間が $t_{\text{MIN}}(\text{ON})$ より短い場合、充電電流とバッテリー電圧はレギュレーション状態を維持しますが、スイッチングのデューティ・サイクルが固定値を維持できないか、スイッチング周波数が設定値の数分の1に減少することがあります。

固定周波数動作を維持するための許容最大入力電圧は次のとおりです。

$$V_{\text{IN}}(\text{MAX}) = \frac{V_{\text{LOWBAT}}}{f_{\text{OSC}} \cdot t_{\text{MIN}}(\text{ON})}$$

ここで、 V_{LOWBAT} はスイッチング・レギュレータがイネーブルする最低のバッテリー電圧です。

最小オン時間の制約条件を超えても充電電流やバッテリーのフロート電圧には影響しないので、ほとんどの場合はあまり重要ではなく、厳しい結果を恐れることなく設計に高いスイッチング周波数を使用できます。「スイッチング・インダクタの選択」と「入力コンデンサ」のセクションに示すように、スイッチング周波数が高いと小型の基板部品を使用できるので、アプリケーション回路の実装面積が小さくなります。

固定周波数動作は、前述したようにドロップアウトとBurst Mode動作にも影響を受ける可能性があります。

アプリケーション情報

スイッチング・インダクタの選択: L_{SW}

LTC4120チャージャでスイッチング・インダクタ値を選択するための主な基準は、そのインダクタで発生するリップル電流です。インダクタンス値が決まったら、そのインダクタの飽和電流定格はインダクタを流れる最大ピーク電流 I_L (PEAK) 以上にする必要があります。インダクタ電流のピーク値は設定充電電流 I_{CHG} と、リップル電流 ΔI_L の1/2の和です。また、ピーク・インダクタ電流はLTC4120の電流制限値 I_{PEAK} より低い値に維持する必要があります。

$$I_L(\text{PEAK}) = I_{CHG} + \frac{\Delta I_L}{2} < I_{PEAK}$$

LTC4120の電流制限値 I_{PEAK} は最小585mA (で最大1250mA) です。 I_{PEAK} の標準値は、「標準的性能特性」の「 R_{SNS} の電流制限と温度」のグラフに示しています。

入力電圧とバッテリー電圧が与えられている場合は、インダクタの値とスイッチング周波数により、次式に従ってピーク・トゥ・ピークのリップル電流振幅が決まります。

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{BAT}) \cdot V_{BAT}}{f_{OSC} \cdot V_{IN} \cdot L_{SW}}$$

リップル電流は、通常、設定充電電流 I_{CHG} の20%～40%の範囲内に設定します。リップル電流をこの範囲に収めるには、次式に従う最も近い標準インダクタンス値を使用してインダクタ値を選択します。

$$L_{SW} \geq \frac{(V_{IN(\text{MAX})} - V_{\text{FLOAT}}) \cdot V_{\text{FLOAT}}}{f_{OSC} \cdot V_{IN(\text{MAX})} \cdot (30\% \cdot I_{CHG})}$$

その後、飽和電流定格の値が I_L (PEAK) より大きいインダクタを選択します。

入力コンデンサ: C_{IN}

LTC4120チャージャは、 V_{IN} ピンで入力電源から直接バイアスされます。この電源は大量のスイッチ電流を供給するので、 V_{IN} の電圧グリッチを最小に抑えるには、高品質の低ESRデカップリング・コンデンサを推奨します。バルク容量は目的の入力リップル電圧 (ΔV_{IN}) の関数であり、次の関係に従います。

$$C_{IN(\text{BULK})} = \frac{I_{CHG} \frac{V_{BAT}}{V_{IN}}}{\Delta V_{IN}} (\mu\text{F})$$

10mVより大きい入力リップル電圧 (ΔV_{IN}) は推奨しません。ほとんどのチャージャ・アプリケーションでは、通常は10 μF で充分です(電圧定格は40V)。

逆流防止ダイオード

満充電のバッテリー電圧がBATピンに突然加わると、大量の突入電流がLTC4120の上側パワー・スイッチのボディ・ダイオードを介して C_{IN} コンデンサを充電します。この電流の振幅は数アンペアを超えることがありますが、LTC4120はバッテリー電圧が最大値の11Vより低いことを条件に耐えることができます。この電流を完全に排除するため、逆流防止ダイオードをBATピンと直列に配置することができます。このショットキ・ダイオードには、順方向電流定格が設定充電電流と等しいことと、逆ブレークダウン電圧が設定フロート電圧と等しいことが要求されます。図15のダイオードD7は、このダイオードとLTC4120との接続方法を示しています。

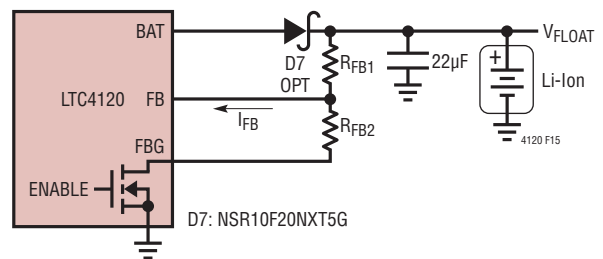


図15. BATピンと直列に接続した逆流防止ダイオード

アプリケーション情報

BAT コンデンサと出力リップル: C_{BAT}

LTC4120 チャージャの出力では、BAT と GND の間にバイパス容量 (C_{BAT}) を接続することが必要です。すべてのアプリケーションで $22\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサが必要です。バッテリーをチャージャ出力から切断できるシステムでは、バイパス容量を追加した方がよい場合があります。この種のアプリケーションでは、出力バルク容量を追加しないと過大なリップルや小振幅の発振が発生する可能性があります。また、最適な安定性を確保するため、追加のバルク容量には少量の ESR も必要です。これらのアプリケーションでは、セラミック・コンデンサ以外の $100\mu\text{F}$ 低 ESR コンデンサ (三洋 OS-CON または POSCAP などのチップ・タンタル・コンデンサや有機半導体コンデンサ) を $22\mu\text{F}$ のセラミック・バイパス・コンデンサと並列に BAT と GND の間に接続するか、大容量のセラミック・コンデンサに 1Ω 未満の追加 ESR 抵抗を直列に接続して使用します。この追加のバイパス容量は、バッテリーが長い導線でチャージャに接続されているシステムでも必要な場合があります。 C_{BAT} にかかる全容量の定格電圧は、バッテリーのフロート電圧以上である必要があります。

昇圧電源コンデンサ: C_{BST}

BOOST ピンは、上側ゲート・ドライバに電力を供給するブートストラップ電源レールを実現します。BOOST ピンの動作電圧は、SW ピンが“L”のときは必ず INTV_{CC} から内部生成されます。これにより、SW の電圧より高い INTV_{CC} のフロート電圧が得られ、BOOST と SW の間に接続されているコンデンサによって保持されます。 C_{BST} は、電圧定格が 6V で、 $10\text{nF} \sim 22\text{nF}$ の低 ESR セラミック・コンデンサで十分です。

INTV_{CC} 電源とコンデンサ: $C_{\text{INTV}_{CC}}$

上側と下側のゲート・ドライバおよび他の大部分の内部回路への電源は、 INTV_{CC} ピンから供給されます。 INTV_{CC} ピンには、 $2.2\mu\text{F}$ の低 ESR セラミック・コンデンサが必要です。 INTV_{CC} 電源の電流制限値 ($I_{\text{INTV}_{CC}}$) は比較的小さく、 INTV_{CC} の電圧値が低くなると値が減少して電力損失を低減します。NTCBIAS 回路網から離れた外部回路に電力を供給するときは、 INTV_{CC} の電圧を使用しないでください。RUN ピンの電圧が V_{EN} より高くなると INTV_{CC} 電源がイネーブルされ、 INTV_{CC} の電圧が $UV_{\text{INTV}_{CC}}$ より高くなると、チャージャがイネーブルされます。

電力損失の計算

すべての動作条件で接合部温度の最大定格を超えないよう徹底する必要があります。LTC4120 パッケージの熱抵抗 (θ_{JA}) は $54^\circ\text{C}/\text{W}$ ですが、十分に広い PCB 銅箔面積に露出パッドを半田付けしていることが前提になっています。アプリケーションでの実際の熱抵抗は、強制空冷やその他の放熱方法と、特に LTC4120 を取り付ける PCB の銅箔の量に依存します。充電中の実際の電力損失は、次式により概算されます。

$$P_D \cong (V_{IN} - V_{BAT}) \cdot I_{TRKL} + V_{IN} \cdot I_{IN(\text{SWITCHING})} + R_{SNS} \cdot I_{CHG}^2 + R_{DS(ON)(TOP)} \cdot \frac{V_{BAT}}{V_{IN}} \cdot I_{CHG}^2 + R_{DS(ON)(BOT)} \cdot \left(1 - \frac{V_{BAT}}{V_{IN}}\right) \cdot I_{CHG}^2$$

細流充電時 ($V_{BAT} < V_{TRKL}$) は、 I_{TRKL} が標準で 10mA なので電力損失が大きくなる場合がありますが、通常の充電時には I_{TRKL} の項はゼロです。

接合部温度は以下の式を使って推算することができます。

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

ここで、 T_A は動作中の周囲温度です。

送電機器でも大電力が消費されます。 L_X と C_X のタンク回路の両端に大きな AC 電圧が発生すると、 L_X コイルの DC 抵抗と C_X コンデンサの ESR で電力が消費されることになります。また、 L_X コイルでの誘導磁界が大きいと、近くにある金属性の物体が加熱される恐れがあります。

アプリケーション情報

プリント回路基板のレイアウト

電磁放射と高周波共振の問題を防ぐには、LTC4120に接続する部品の適切なレイアウトが不可欠です。効率を最大限に高めるために、スイッチ・ノードの立ち上がり時間と立ち下がり時間をできるだけ短くすることが必要です。以下に示すPCB設計の優先リストにより、適正な配置の確保に役立ちます。PCBのレイアウトを行うときは、この特定の順番で以下に示すガイドラインに従ってください。

1. 金属異物を送電コイルから遠ざけます。金属性の物体が送電コイルの近くにあると、誘導加熱の影響を受け、電力損失の発生源になります。フェライト遮蔽板は例外で、送電コイルの後方に配置して使用すると送電コイルから受電コイルへの結合を改善できます。

PowerByProxi社製の高性能送電器には、金属異物の存在を検出する機能が組み込まれており、この問題を軽減しています。

2. 入力コンデンサ V_{IN} はINピンとGNDピンにできるだけ近づけて配置し、銅トレースの長さをできるだけ短くして、GNDプレーンにビアで接続します。
3. スイッチング・インダクタはSWピンにできるだけ近づけて配置します。SWピン・ノードの表面積は最小限に抑えてください。充電電流設定値をサポートするために必要な最小のトレース幅にして、他の銅トレースとの間隔を最大限に広げ、SWノードと他のノードの間の容量を低減するようにしてください。
4. BATコンデンサはBATピンのすぐ近くに配置し、グラウンド帰路は、システム・グラウンドに戻る前に、入力コンデンサのグラウンドに接続しているのと同じ銅領域につながるようにします。
5. アナログ・グラウンド (RUNピンのグラウンドおよびINTV_{CC}コンデンサのグラウンド) は、LTC4120のGNDピンに戻る独立したトレースとして、その他のグラウンドに接続する前に配線します。
6. INTV_{CC}コンデンサは、GNDプレーンへのビア接続により、INTV_{CC}ピンにできるだけ近づけて配置します。

7. 350mAのRMS電流をサポートするため十分な量の銅とビアを使ってDHCトレースを配線し、DHCノードと他の銅トレースとの間隔を最大限に広げて、DHCノードから影響を受けやすい他のノードまでの容量と放射性EMIを確実に低減します。
8. PROGピンの寄生容量は最小限に抑えることが重要です。このピンに接続するトレースは、隣接する銅トレースとの間隔を特別に広くして、できるだけ短くします。
9. FBピンとGNDの間の容量性結合を最小限に抑えます。
10. 露出パッドに接続する銅箔面積を最大限に広げます。ビア接続箇所を露出パッドの直下に配置して広い銅のグラウンド・プレーンをLTC4120に接続し、熱伝達を改善します。

設計例

図16に示す設計例では、共振結合型電力伝送チャージャ・アプリケーションの設計回路について検討します。まず、ワイヤレス受電器回路の設計から説明します。次に、最大入力電圧、バッテリーのフロート電圧を8.2V、およびLTC4120の充電電流を200mAとして、チャージャ機能の設計を検討します。この例では、スイッチング・インダクタンスの値を選択して(スイッチング・ノイズが増える)不連続導通モードを回避する方法についても説明しています。

ワイヤレス受電器回路は、同調回路網LRとC2P、C2Sで形成されます。この同調回路網は、LTC4120のDHCピンを使用してタンクの共振周波数を自動的に変調し、電力伝送を最適化します。タンクの共振周波数は送電器回路の発振周波数と一致する必要があります。図4に示す送電器を想定すると、この周波数は130kHzです。同調受電器の共振周波数は次のとおりです。

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LR \cdot (C2P + C2S)}} = 127 \text{ kHz}$$

この設計例では、離調時の共振周波数は次のとおりです。

$$f_D = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LR \cdot C2S}} = 142 \text{ kHz}$$

アプリケーション情報

f_D は f_T より 5% ~ 15% 高い必要があります。レベルが高いほど制御範囲が広がりますが、電力損失も増えます。

L_R には $47\mu\text{H}$ のコイルを選択し、送電コイルを $L_X = 5\mu\text{H}$ にすることで、巻数比を 3:1 にします。

これで、 C_{2S} は計算の結果 26.7nF になります。50V 定格の標準コンデンサ 2 個 (22nF および 4.7nF) を並列接続すれば、 C_{2S} の計算結果の 1% 以内の値が得られます。これで、 C_{2P} は計算の結果 6.5nF となり、これは 4.7nF と 1.8nF のコンデンサを並列接続することによって得られます。すべてのコンデンサは許容誤差が 5% 以内のものを選択してください。

整流ダイオード D8、D9、D5 は 50V 定格のショットキ・ダイオードが選択されています。

では、LTC4120 のチャージャ機能の設計回路について検討します。まず、1% 精度の標準値を使用した外付けの帰還抵抗分割器 R_{FB1}/R_{FB2} があります。

$$R_{FB1} = \frac{8.2\text{V} \cdot 588\text{k}}{2.4\text{V}} \cong 2.00\text{M}$$

$$R_{FB2} = \frac{2.00\text{M} \cdot 588\text{k}}{2.00\text{M} - 588\text{k}} \cong 825\text{k}$$

これらの抵抗と、FBG ピンの内部抵抗を組み合わせると、バッテリーのフロート電圧は 8.212V になります。

フロート電圧が 8.2V の場合、供給可能な最大充電電流は、チャージャの効率 η_{EFF} が 85% のとき RCPT から得られる最大電力によって制限されます。

$$I_{\text{CHG(MAX)}} \leq \frac{85\% \cdot 2\text{W}}{8.2\text{V}} = 207\text{mA}$$

200mA の充電電流は、標準の 1% 精度抵抗 R_{PROG} として次の値を選択することで達成されます。

$$R_{\text{PROG}} = \frac{I_{\text{PROG}} \cdot V_{\text{PROG}}}{I_{\text{CHG}}} = 6.04\text{k}$$

バッテリーの充電中、共振受電器には充電電流による負荷がかかるので、この負荷によって入力電圧は開放時の値から減少し、(UVCL 時の) 12V から最大で約 26V の範囲内の標準的な電圧になります。この電圧の振幅は主に送電器と受電器の間の結合量に依存し、通常この電圧は約 17V になります。

動作周波数を選択するときは最大負荷時の入力電圧が使用され、この入力電圧はスイッチング・インダクタの値に影響を与えます。スイッチング・インダクタの飽和電流定格は、開放状態での最大電圧時のワーストケース状態を基準にして選択します。

標準的な 2 セル・リチウムイオン・バッテリー・パックでは、 V_{BAT} が 5V より低くなるとパックの保護回路が作動するので、オン時間を決定する場合や 1.5MHz の動作周波数を選択する場合、この電圧が最低電圧とみなされます。

$$t_{\text{ON}} = \frac{5\text{V}}{1.5\text{MHz} \cdot 17\text{V}} = 476\text{ns} > t_{\text{MIN(ON)}}$$

今度は、スイッチング・インダクタの値を計算します。インダクタの値は、リップル電流 30% の実現に基づいて計算します。リップル電流は標準的な入力動作電圧である 17V で計算されます。

$$L_3 > \frac{(17\text{V} - 8.2\text{V}) \cdot 8.2\text{V}}{1.5\text{MHz} \cdot 17\text{V} \cdot (30\% \cdot 200\text{mA})} = 48\mu\text{H}$$

この最小値より大きく、最も近い標準のインダクタ値は $56\mu\text{H}$ です。このインダクタ値では、入力開放電圧 $V_{\text{IN(OC)}}$ のときワーストケースのリップル電流となります。 $V_{\text{IN(OC)}}$ は、図 4 の送電器設計に基づいて、以下に示すように最大の結合係数 $k = 0.37$ で概算されます。

$$V_{\text{IN(OC)}} = k \cdot n \cdot \pi \cdot V_{\text{IN(TX)}}$$

$$V_{\text{IN(OC)}} = 0.37 \cdot 3 \cdot 3.14 \cdot 5\text{V} = 34.9\text{V}$$

$$\Delta I_L = \frac{(34.9\text{V} - 8.2\text{V}) \cdot 8.2\text{V}}{1.5\text{MHz} \cdot 56\mu\text{H} \cdot 34.9\text{V}} = 75\text{mA}$$

これにより、ワーストケースのピーク・インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{\text{L(PEAK)}} = I_{\text{CHG}} + \frac{\Delta I_L}{2} = 237\text{mA}$$

ワーストケースのピーク・インダクタ電流である 237mA より飽和電流の定格が大きいインダクタを選択します。

アプリケーション情報

$C_{IN} = 10\mu\text{F}$ に50V定格のコンデンサを選択して、動作入力電圧の標準値である17Vで10mVの入力電圧リップルを実現します。

$$\Delta V_{IN} = \frac{200\text{mA} \cdot \frac{8.2\text{V}}{17\text{V}}}{10\mu\text{F}} = 10\text{mV}$$

また、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu\text{F}$ 、 $C_{BOOST} = 22\text{nF}$ 、および $C_{BAT} = 22\mu\text{F}$ には6V定格のコンデンサを選択します。送電コイルと受電コイルとの結合が十分に制御されていない場合は、オプションで1W、39Vのツェナー・ダイオードD6を追加して、バッテリーが満充電状態になったときに V_{IN} が39Vより低い状態を維持できるようにします。

最後に、RUNピンの抵抗分割器を選択して、入力電圧が11.2Vに達したらチャージャがオンするようにします。 $R3 = 374\text{k}$ および $R4 = 102\text{k}$ にすると、 $V_{IN} = 11.2\text{V}$ のときにRUNピンの電圧は2.4Vに達します。このRUNピン抵抗分割器を使用した場合、 V_{IN} が10.5Vより低くなるとLTC4120はデイスエーブルされます。

この設計例では、細流充電中の電力損失が次のように計算されます。ここで、スイッチング充電電流は、 $V_{BAT} = 3\text{V}$ およびスイッチング時 $I_{IN} = 5\text{mA}$ で20mAです。

$$\begin{aligned} P_D &= (20\text{V} - 3\text{V}) \cdot 10\text{mA} \\ &+ 20\text{V} \cdot 5\text{mA} \\ &+ 0.3\Omega \cdot 0.02\text{A}^2 \\ &+ 0.8\Omega \cdot \frac{3\text{V}}{20\text{V}} \cdot 0.02\text{A}^2 \\ &+ 0.5\Omega \cdot \left(1 - \frac{3\text{V}}{20\text{V}}\right) \cdot 0.02\text{A}^2 \\ &= 0.27\text{W} \end{aligned}$$

この損失電力により、接合部温度の上昇は次のようになります。

$$P_D \cdot \theta_{JA} = 0.27\text{W} \cdot 54^\circ\text{C/W} = 15^\circ\text{C}$$

$V_{BAT} > V_{TRK}$ が成り立つ通常の充電中は、電力損失が次の値まで減少します。

$$\begin{aligned} P_D &= 20\text{V} \cdot 5\text{mA} \\ &+ 0.3\Omega \cdot 0.2\text{A}^2 \\ &+ 0.8\Omega \cdot \frac{8.2\text{V}}{20\text{V}} \cdot 0.2\text{A}^2 \\ &+ 0.5\Omega \cdot \left(1 - \frac{8.2\text{V}}{20\text{V}}\right) \cdot 0.2\text{A}^2 \\ &= 0.14\text{mW} \end{aligned}$$

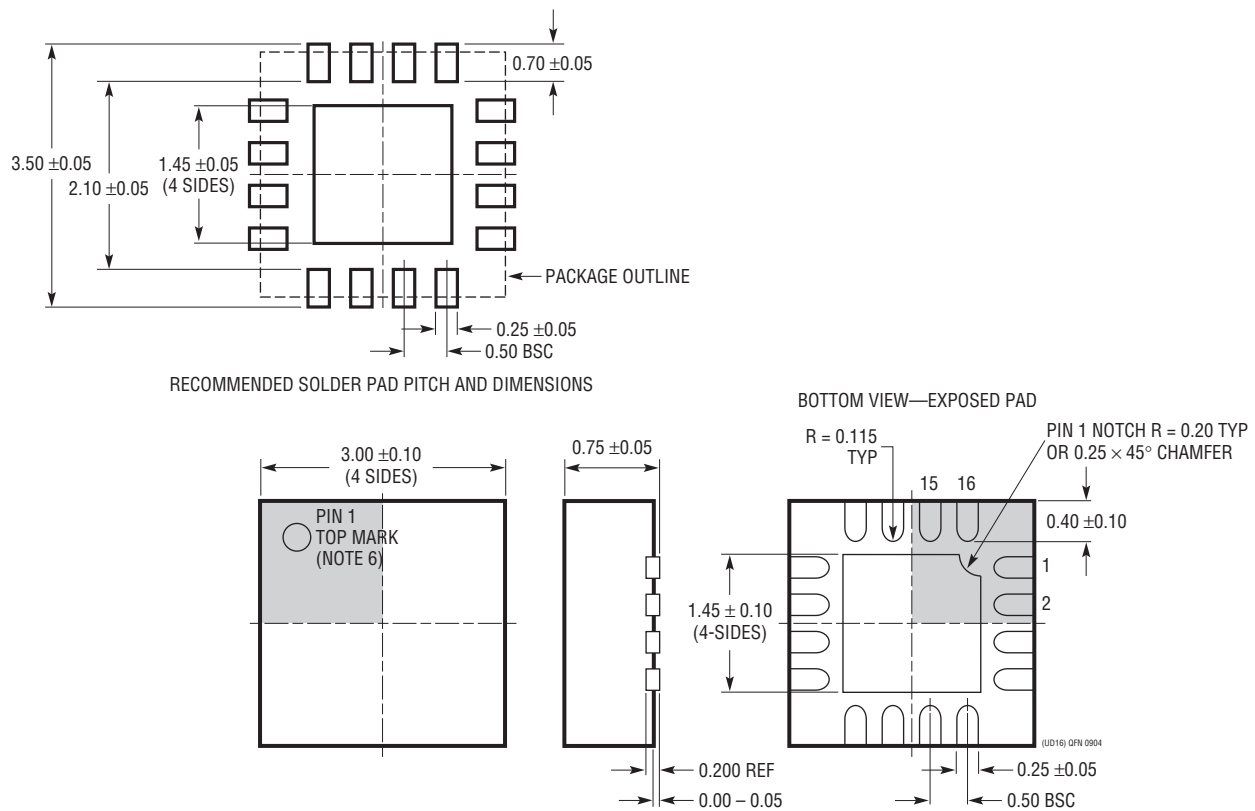
この損失電力により、接合部温度は周囲温度より6°C高くなります。

LTC4120/LTC4120-4.2

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/designtools/packaging/>を参照してください。

UD Package 16-Lead Plastic QFN (3mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1691 Rev 0)



注記:

1. 図面は JEDEC のパッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WEED-2) に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. 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
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 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

改訂履歴

REV	日付	概要	PAGE
A	12/13	表4の部品の値と商標を更新。	20
B	03/14	「バッテリー」という単語をフロート電圧範囲の箇条書きから削除。 いくつかの仕様制限を変更し、一部の一時的な点を削除。 周波数範囲、抵抗値、および Note 3 を変更。 I_{IN} のグラフを修正。 f_{OSC} の標準値を反映するようにテキストを変更。 サーボ電圧 V_{PROG} のテキストを更新。 f_D の式を修正。 I_{CHG} の式を変更。 充電終了表示に関する説明を変更。 f_{OSC} の標準値を変更。 「共振コンバータの選択」を変更。 高電圧プリレギュレータ回路図を追加。 表4「推奨の送電器部品および高電圧プリレギュレータ部品」を追加。 表5「推奨の受電器部品」を追加。 図11「受電コイルのPCBレイアウト」を追加。 図12「送電器のレイアウト: デモ回路1968A」の写真を追加。 図13「受電器のレイアウト: デモ回路1967A-B」の写真を追加。 f_{OSC} と f_T のテキストを変更。 f_T の式を変更。 t_{ON} 、 L_3 、 ΔI_L 、および $I_L(PEAK)$ の式を変更し、電力損失計算を変更。	1 3 4 7 8 9 14 15 16 17 20 20 20 20 20 20 23 28 29
C	05/14	最小 V_{IN} を 12.5V に増加。 ドキュメント全体で、固定 4.2V フロート電圧バージョンを追加し、-4.2 の電氣的パラメータも追加。 I_{FB} の仕様を 25nA (標準) に増加。 最小 RECHG しきい値を -38mV に減少。 V_{PROG} サーボ電圧仕様を +3mV および -3mV だけ変更。 V_{TRKL} しきい値電圧仕様を -20mV および +10mV だけ緩和。 V_{TRKL} ヒステリシス仕様を 50mV (標準) に増加。 I_{SW} 仕様に関する条件を $I_N =$ フロートから $I_N =$ オープン回路に変更。 R_{SNS} の電流制限の標準的性能特性グラフを改訂。 V_{FLOAT} の標準的性能特性グラフを追加。 $I_{IN}(SWITCHING)$ 電流のグラフ (X 軸) の誤りを修正。 -4.2 BATSNS 接続のブロック図を追加。 図4、5、および10の V_{IN} のラベルを I_N に変更。 SW インダクタ選択の表6、7、8、および9を削除。 図15のBATのデカップリング・コンデンサの位置を、逆流防止ダイオードを使用して変更。 式L3の誤りを修正し、正しい56 μ H インダクタに置き換え。	1, 3 1~32 3 3 3 4 4 4 5 6 8 11 12, 13, 20 N/A 25 28
D	01/15	CBAT を 10 μ F から 22 μ F に変更。 受電コイルの Würth P/N を追加。 送電コイルおよび受電コイルの INTER-TECH P/N を追加。 明確にするために、基本送電器回路図の 68 μ バイアス・インダクタ上の dos を削除。	1, 9, 10, 11, 14, 25, 26, 29, および 32 22 21, 22 12, 20

LTC4120/LTC4120-4.2

標準的応用例

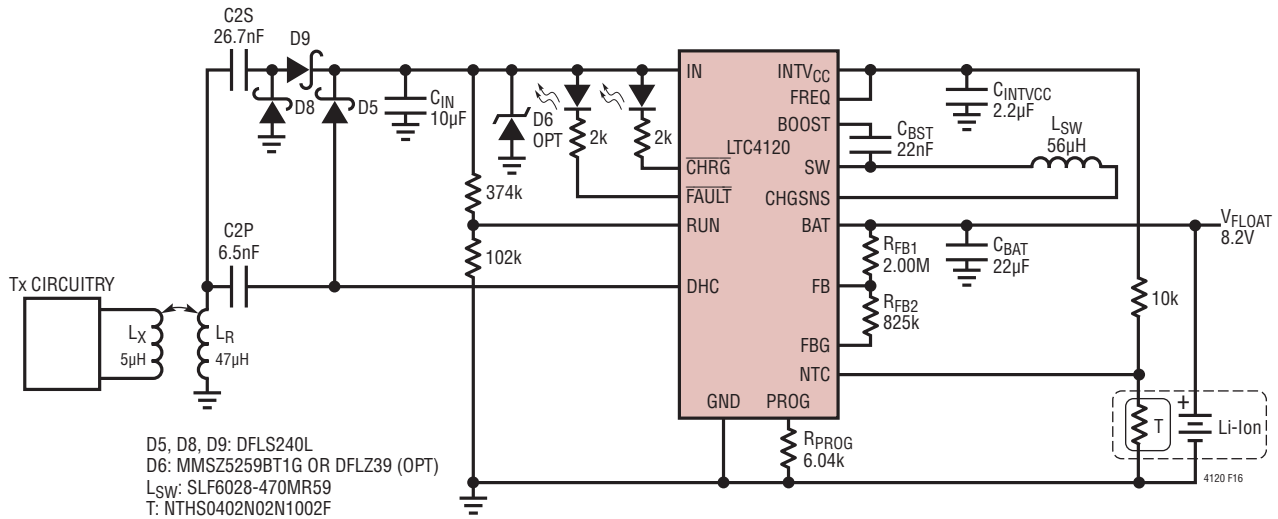


図 16. 共振結合型電力伝送チャージャ・アプリケーション

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	
LT3650-8.2/ LT3650-8.4	モノリシック 2A スイッチ・モード非同期 2セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	スタンドアロン型、 $9V \leq V_{IN} \leq 32V$ (絶対最大定格: 40V)、1MHz、2A のプログラム可能な充電電流、タイマまたは C/10 による充電終了、小型で外付け部品数が少ない、3mm×3mm DFN-12 パッケージ、「-8.2」はフロート電圧が 4.1V のバッテリー 2 個向け、「-8.4」はフロート電圧が 4.2V のバッテリー 2 個向け
LT3650-4.1/ LT3650-4.2	モノリシック 2A スイッチ・モード非同期 1セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	スタンドアロン型、 $4.75V \leq V_{IN} \leq 32V$ (絶対最大定格: 40V)、1MHz、2A のプログラム可能な充電電流、タイマまたは C/10 による充電終了、小型で外付け部品数が少ない、3mm×3mm DFN-12 パッケージ、「-4.1」はフロート電圧が 4.1V のバッテリー向け、「-4.2」はフロート電圧が 4.2V のバッテリー向け
LT3652HV	パワー・トラッキング 2A バッテリー・チャージャ	(MPPT) 太陽光発電アプリケーションでのピーク・パワー・トラッキング向けの入力電源電圧レギュレーション・ループ、スタンドアロン型、 $4.95V \leq V_{IN} \leq 34V$ (絶対最大定格: 40V)、1MHz、2A の充電電流、 $3.3V \leq V_{OUT} \leq 18V$ タイマまたは C/10 による充電終了、3mm×3mm DFN-12 パッケージおよび MSOP-12 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	バック保護回路内蔵、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
LTC4065/ LTC4065A	スタンドアロン型リチウムイオン・バッテリー・チャージャ (2mm×2mm DFN)	フロート電圧: $4.2V \pm 0.6\%$ 、充電電流: 最大 750mA、「A」バージョンには /ACPR 機能あり。2mm×2mm DFN パッケージ

4120fd