

特長

- MOSFETスイッチを使用して複数の電源をトラッキング
- V_{CC} を含む5つの入力電圧をモニタ
- 保証スレッシュホールド精度：0.5Vで $\pm 1\%$
- 自動リモート・センス・スイッチング
- 調整可能な電源ランプ・レート
- 過電圧モニタ
- 調整可能な電子回路ブレーカ
- 調整可能なパワーグッド遅延
- 5V、3.3Vおよび2.5Vの V_{CC} 電源電圧に使用可能
- 16ピン細型SSOPパッケージ (LTC2921シリーズ) と 20ピンTSSOPパッケージ (LTC2922シリーズ)

アプリケーション

- デスクトップ・コンピュータ
- プラグイン・カード
- テレコム・インフラストラクチャ
- 電源シーケンシング
- 計測器

概要

LTC[®]2921とLTC2922は最多で5つの電源をモニタし、マルチ電源システムの起動時にそれらの電源がトラッキングするようにします。外付けのNチャンネル・パス・トランジスタを使用して、調整可能なレートでそれらの電源をランプアップさせることができます。自動リモート・センス・スイッチングにより、DC/DCコンバータが配線の直列電圧降下を補償することが可能です。1つ以上の電源が不適切な電圧レベルになると、すべての電源が切り離されます。0.5Vという低いモニタリング・レベルで1%の高い精度とグリッチ耐性があるので、エラーにより誤って切り離すことはありません。

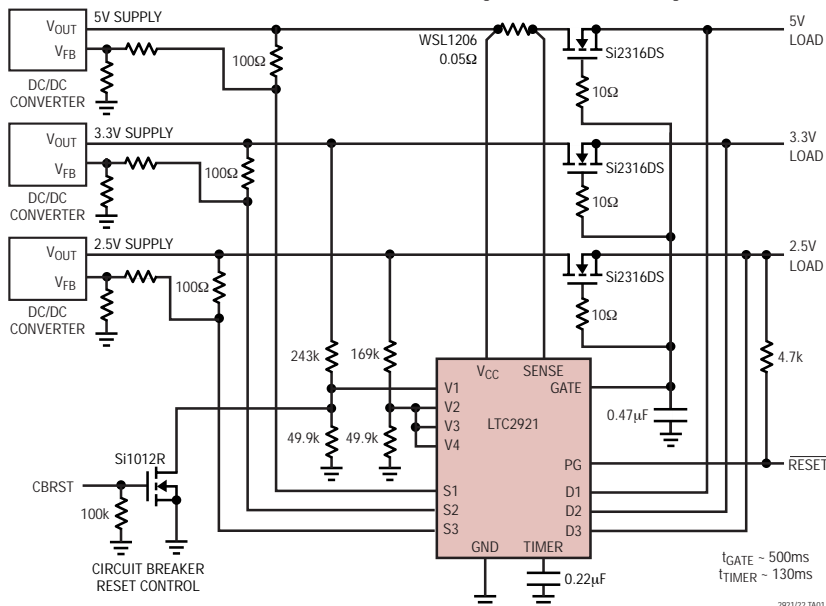
LTC2921とLTC2922は調整可能な電子回路ブレーカを搭載しており、 V_{CC} 電源を短絡から保護します。TIMERピンに接続する容量によって、モニタリング・シーケンスの遅延がプログラムされます。

LTC2921は16ピン細型SSOPパッケージに3つのリモート・センス・スイッチを搭載しており、LTC2922は20ピンTSSOPパッケージに5つのリモート・センス・スイッチを搭載しています。いずれのデバイスも5V、3.3V、2.5Vの V_{CC} 電源電圧に使用できます。

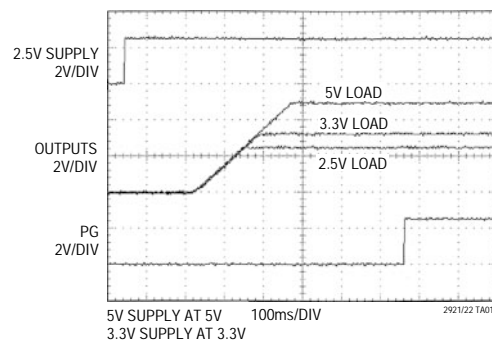
LT、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

3電源用トラッカとモニタ(5V、3.3V、2.5V)



負荷電圧のランプアップと
パワーグッドの起動



LTC2921/LTC2922 シリーズ

絶対最大定格 (Note 1)

V _{CC} 電源電圧	- 0.3V ~ 7V	スイッチ電流 (DC、RMS)	
V1、V2、V3、V4の各電圧	- 0.3V ~ 7V	S0、D0、S4、D4 (LTC2922シリーズ)	30mA
SENSE電圧	- 0.3V ~ 7V	S1、D1、S2、D2、S3、D3	30mA
TIMER電圧	- 0.3V ~ (V _{CC} + 0.3V)	動作周囲温度範囲	
チャージポンプ出力電圧		LTC2921C/LTC2922C	0 ~ 70
GATE、PG	- 0.3V ~ 12V	LTC2921I/LTC2922I	- 40 ~ 85
スイッチ電圧		接合部温度 (Note 2)	125
S0、D0、S4、D4 (LTC2922シリーズ)	- 0.3V ~ 7V	保存温度範囲	- 65 ~ 150
S1、D1、S2、D2、S3、D3	- 0.3V ~ 7V	リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

<p>GN PACKAGE 16-LEAD NARROW PLASTIC SSOP T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 110°C/W</p>	ORDER PART NUMBER	<p>F PACKAGE 20-LEAD PLASTIC TSSOP T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 90°C/W</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC2921CGN LTC2921CGN-3.3 LTC2921CGN-2.5 LTC2921IGN LTC2921IGN-3.3 LTC2921IGN-2.5		LTC2922CF LTC2922CF-3.3 LTC2922CF-2.5 LTC2922IF LTC2922IF-3.3 LTC2922IF-2.5
	GN PART MARKING		
	2921 292133 292125 2921I 921133 921125		

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_A = 25 °Cでの値。注記がない限り、LTC2921/LTC2922の場合V_{CC} = 5V、LTC2921-3.3/LTC2922-3.3の場合V_{CC} = 3.3V、LTC2921-2.5/LTC2922-2.5の場合V_{CC} = 2.5V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Pin						
V _{CC}	Supply Voltage	Typical Operating Range LTC2921/LTC2922 LTC2921-3.3/LTC2922-3.3 LTC2921-2.5/LTC2922-2.5	4.50 2.97 2.37	5.00 3.30 2.50	5.50 3.63 2.63	V V V
I _{CC}	Supply Current			2		mA
V _{CC(MON)}	Supply Monitor Threshold Voltage	LTC2921/LTC2922 LTC2921-3.3/LTC2922-3.3 LTC2921-2.5/LTC2922-2.5	● 4.285 ● 2.828 ● 2.265	4.350 2.871 2.300	4.415 2.914 2.335	V V V
V _{CC(OV)}	Supply Overvoltage Threshold	LTC2921/LTC2922 LTC2921-3.3/LTC2922-3.3 LTC2921-2.5/LTC2922-2.5	● 5.82 ● 3.84 ● 3.08	6.13 4.04 3.24	6.43 4.24 3.40	V V V

29212f

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。注記がない限り、LTC2921/LTC2922の場合 $V_{CC} = 5V$ 、LTC2921-3.3/LTC2922-3.3の場合 $V_{CC} = 3.3V$ 、LTC2921-2.5/LTC2922-2.5の場合 $V_{CC} = 2.5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{CC(UVLO)}$	Supply Undervoltage Lockout	V_{CC} Rising	●	2.08	2.20	2.30	V
$V_{CC(UVH)}$	Supply Undervoltage Hysteresis	V_{CC} Falling			120		mV

電子回路ブレーカ

ΔV_{SENSE}	Circuit Breaker Trip Voltage	$\Delta V_{SENSE} = V_{CC} - V_{SENSE}$	●	45	50	55	mV
I_{SENSE}	SENSE Pin Input Current				150	500	nA
$t_{V1(DLY)}$	Circuit Breaker Trip Delay Time	$V_{CC} - V_{SENSE} = 150mV$ LTC2921/LTC2922 LTC2921-3.3/LTC2922-3.3 LTC2921-2.5/LTC2922-2.5		0.5 0.5 0.5	1.5 1.5 1.5	3.0 3.0 6.0	μs μs μs
$t_{V1(RST)}$	Circuit Breaker Reset Pulse Width	Guaranteed Not to Reset Guaranteed to Reset	● ●	150		50	μs μs
$V_{V1(RST)}$	Circuit Breaker Reset Threshold Voltage		●	0.490	0.500	0.510	V

モニタ入力

V_{MON}	V1-V4 Monitor Threshold Voltages		●	0.495 0.492	0.500 0.500	0.505 0.508	V V
V_{OV}	V1-V4 Overvoltage Thresholds		●	0.665	0.700	0.735	V
I_{MON}	V1-V4 Input Currents					± 0.1	μA

TIMERピン

$V_{TIMER(TH)}$	TIMER Ramp Threshold Voltage		●	1.15	1.20	1.25	V
$I_{TIMER(PU)}$	TIMER Pull-Up Current	$V_{TIMER} = 1V$	●	-1.3	-2.0	-2.5	μA
$I_{TIMER(PD)}$	TIMER Pull-Down Current	$V_{CC} = 2.35V, V_{TIMER} = 0.4V$		100			μA
$V_{TIMER(CLR)}$	TIMER Cleared Threshold Voltage	V_{TIMER} Falling			150	250	mV

GATEピン

V_{GATE}	GATE Drive Output Voltage	LTC2921/LTC2922 LTC2921-3.3/LTC2922-3.3 LTC2921-2.5/LTC2922-2.5	● ● ●	10.0 8.4 6.1	10.7 9.1 6.8	11.4 9.8 7.5	V V V
$I_{GATE(PU)}$	GATE Pull-Up Current	$V_{GATE} = V_{CC}$	●	-6.5	-10.0	-12.5	μA
$I_{GATE(PD)}$	GATE Pull-Down Current	$V_{CC} = 2.35V, V_{GATE} = 2.35V$		10			mA

リモート・センス・スイッチ

$R_{DS(FB)}$	Feedback Switch Resistances (Note 3)	$V_D = V_{CC}$	●		2	10	Ω
--------------	--------------------------------------	----------------	---	--	---	----	----------

PGピン

$I_{PG(PU)}$	PG Pull-Up Current	$V_{PG} = V_{CC}$	●	-2.6	-4.0	-5.0	μA
$I_{PG(PD)}$	PG Pull-Down Current	$V_{CC} = 2.35V, V_{PG} = 2.35V$		10			mA
$V_{PG(OL)}$	PG Output Low Voltage	$V_{CC} = 2.35V, I_{PG} = 5mA$	●			0.4	V
V_{PG}	PG Output Voltage (Note 4)	LTC2921/LTC2922 LTC2921-3.3/LTC2922-3.3 LTC2921-2.5/LTC2922-2.5	● ● ●	10.0 8.4 6.1	10.7 9.1 6.8	11.4 9.8 7.5	V V V

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 3: この規格値はすべてのスイッチに適用され、 $V_S < V_D$ で測定される。

Note 2: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式にしたがって計算される。

Note 4: PGピンは、外付け抵抗でプルアップまたはプルダウンされていないとき、GATEピンとほぼ同じ電圧に上昇する。

LTC2921シリーズ: $T_J = T_A + (P_D \cdot 110) / W$

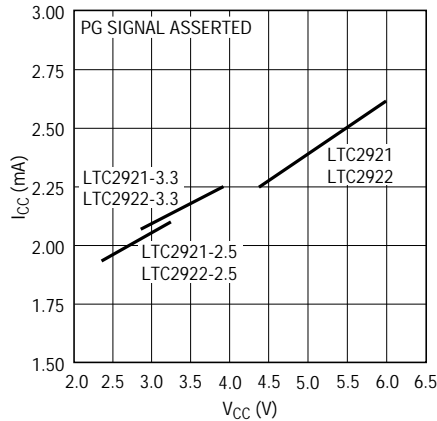
LTC2922シリーズ: $T_J = T_A + (P_D \cdot 90) / W$

LTC2921/LTC2922 シリーズ

標準的性能特性

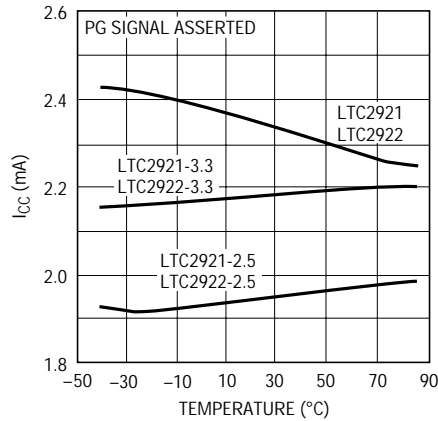
注記がない限り、規格値は $T_A = 25$ °Cでの値。

電源電流と電源電圧



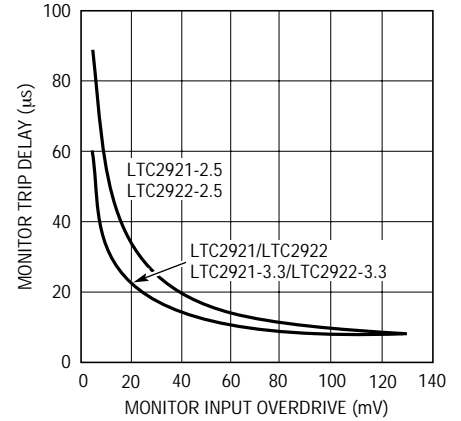
2921/2 G01

電源電流と温度



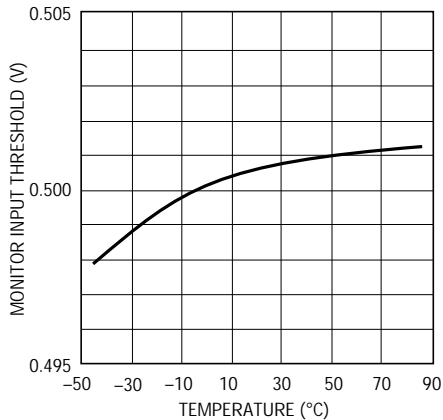
2921/2 G02

モニタのトリップ遅延とモニタ
入力のオーバードライブ



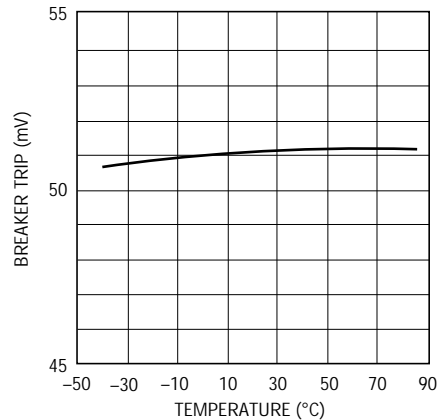
2921/2 G03

モニタ入力のスレッシュホールドと
温度



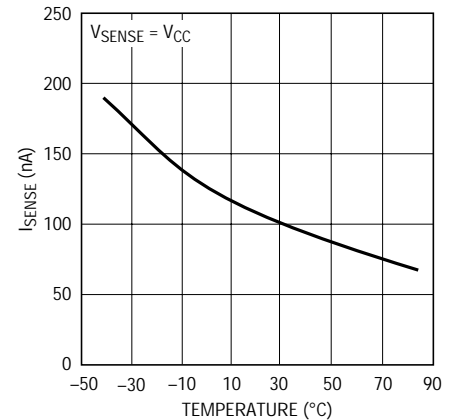
2921/2 G04

回路ブレーカのトリップ電圧と
温度



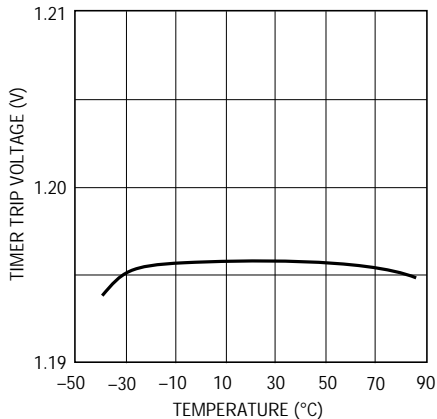
2921/2 G05

SENSE入力電流と温度



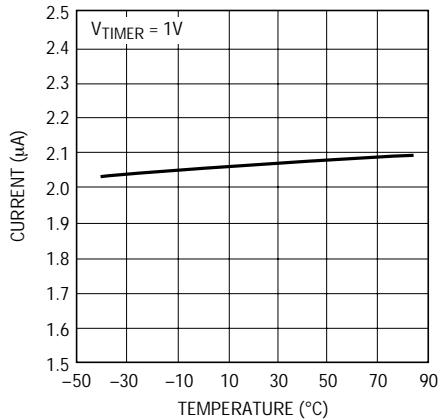
2921/2 G06

TIMERのトリップ電圧と温度



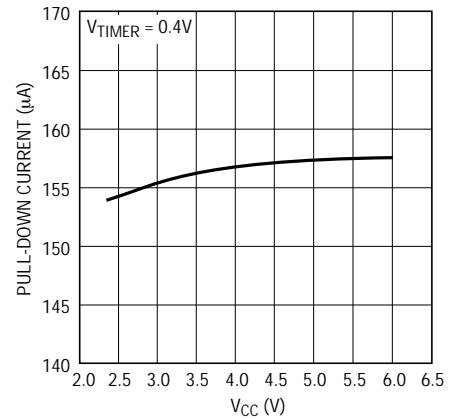
2921/2 G07

TIMERのプルアップ電流と温度



2921/2 G08

TIMERのプルダウン電流と
電源電圧



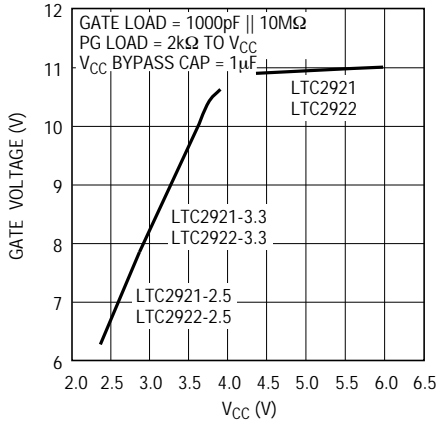
2921/2 G09

29212f

標準的性能特性

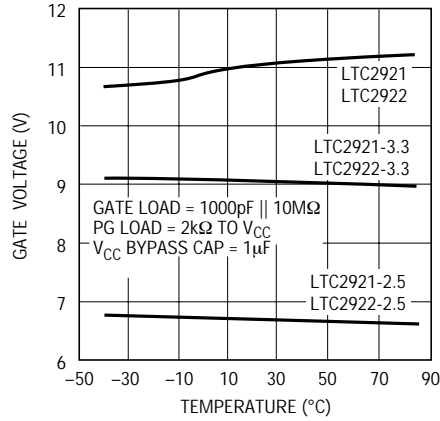
注記がない限り、規格値は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。

ゲート電圧と電源電圧



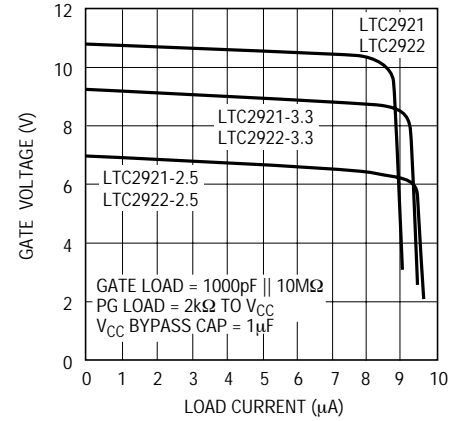
2921/2 G10

ゲート電圧と温度



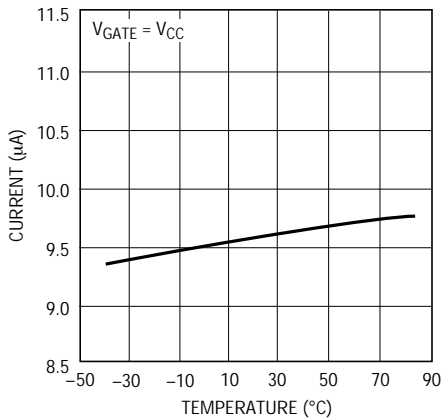
2921/2 G11

ゲート電圧と負荷電流



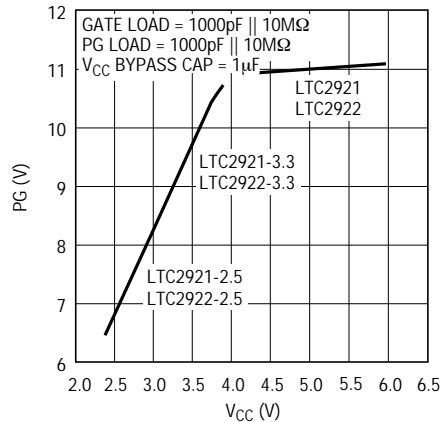
2921/2 G12

GATEのプルアップ電流と温度



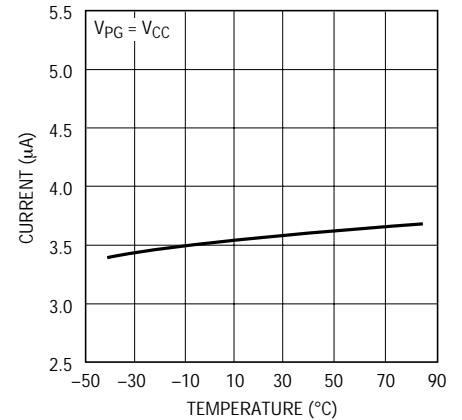
2921/2 G13

PG電圧と電源電圧



2921/2 G14

PGのプルアップ電流と温度



2921/2 G15

LTC2921/LTC2922 シリーズ

ピン機能 (LTC2921/LTC2922または[LTC2922のみ])

S0、D0 (ピン1、20 [LTC2922]) : リモート・スイッチ0。これらのピンは内蔵NチャネルFETスイッチの端子で、GATEピンが完全にランプアップした後でイネーブルされます。このスイッチを使用して、外部FET両端のIR電圧降下を補償するためのリモート・センス・ラインを接続することができます。内蔵スイッチのゲートは8V/msの公称レートでランプアップします。これらのピンは交換可能で、どちらのスイッチ・ピンでも負荷側に接続することができます。未使用の場合は両方のピンを接地します。

S4、D4 (ピン7、8 [LTC2922]) : リモート・センス・スイッチ4。未使用の場合、GNDに接続します。

S3、D3 (ピン5、6/ピン9、10) : リモート・センス・スイッチ3。未使用の場合、GNDに接続します。

S2、D2 (ピン7、8/ピン11、12) : リモート・センス・スイッチ2。未使用の場合、GNDに接続します。

S1、D1 (ピン9、10/ピン13、14) : リモート・センス・スイッチ1。未使用の場合、GNDに接続します。

TIMER (ピン16/ピン2) : タイミング遅延入力。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続して、モニタリング・シーケンスの2点に600ms/ μ Fの遅延を設定します。つまり、すべてのモニタがグッド状態になった後、GATEのランピングが開始されるまでの遅延と、リモート・センス・スイッチがオンした後、PGが起動するまでの遅延を設定します。タイミング遅延を開始するには、TIMERが150mVより下に下がる必要があります。シーケンスの他のポイントではTIMERピンはグラウンドに引き下げられます。

V1~V4 (ピン1~4/ピン3~6) : 電源モニタ入力。ターンオン・シーケンスが開始または継続されるには、4つの入力すべてがモニタ・スレッショルド・レベル(0.5V)より高く、モニタ過電圧レベル(0.7V)より低い必要があります。モニタ入力のどれかがこれらのレベルから外れると、GATEピンとPGピンが「L」に引き下げられ、すべての負荷が切り離されます。0.5Vのモニタ・スレッショルドのグリッチ・フィルタにより、低エネルギーの電圧スパイクがコンパレータの結果に影響を与えるのを防ぎます。V1は回路ブレーカのためのアクティブ・ローのリ

セット・ピンとしても機能します。未使用のモニタ入力を使用するモニタ入力に接続します。

GND (ピン11/ピン15) : 回路のグラウンド。

PG (ピン12/ピン16) : パワーグッド出力。内蔵チャージポンプ電源(V_{PUMP})に接続されている4 μ A電流源は、ターンオン・シーケンスが完了した後、PGをプルアップします。モニタのどれかが適合状態から外れているとき、回路ブレーカがトリップするとき、また V_{CC} が低電圧状態のとき、出力はターンオンが完了する前にグラウンドに引き下げられます。外付け抵抗を追加してもっと低い電圧にプルアップし、プルアップの速度を上げることができます。このピンは、シーケンス制御のアプリケーションで、外部NチャネルFETのゲート・ドライブとして設定することもできます。PG出力を必要としないアプリケーションでは、このピンは未接続のままにしておきます。

GATE (ピン13/ピン17) : 外部NチャネルFETのゲート・ドライブ。内蔵チャージポンプ電源(V_{PUMP})に接続されている10 μ A電流源が外部NチャネルMOSFETのゲートをランプさせ、すべての電源がトラッキングするようにします。このピンからグラウンドに接続された抵抗とコンデンサの回路網により、電源のランプ・レートが設定され、制御ループの安定性が強化されます。

SENSE (ピン14/ピン18) : 回路ブレーカのセンス入力。 V_{CC} とSENSEのあいだの外付け抵抗により、電子回路ブレーカのトリップ電流が設定されます。その抵抗両端の電圧が1 μ sのあいだ50mVを超すと、ブレーカはトリップします。回路ブレーカをディスエーブルするにはSENSEを V_{CC} に接続します。電流がトリップ点より下に下がった後、回路ブレーカをリセットするには、V1ピンを150 μ s以上の間、0.5Vより下に引き下げるか、または10 μ s以上の間、低電圧ロックアウト状態にします。

V_{CC} (ピン15/ピン19) : 電源電圧。V1~V4の入力と同様に、 V_{CC} の電圧は内蔵抵抗分割器を通してモニタされず、低電圧ロックアウト回路により、 V_{CC} の電圧が2.2Vを超すまで、デバイスはディスエーブルされます。 V_{CC} ピンは最も高い電源電圧に接続する必要があります。このピンは10 μ Fのコンデンサを使ってグラウンドにバイパスします。

機能図

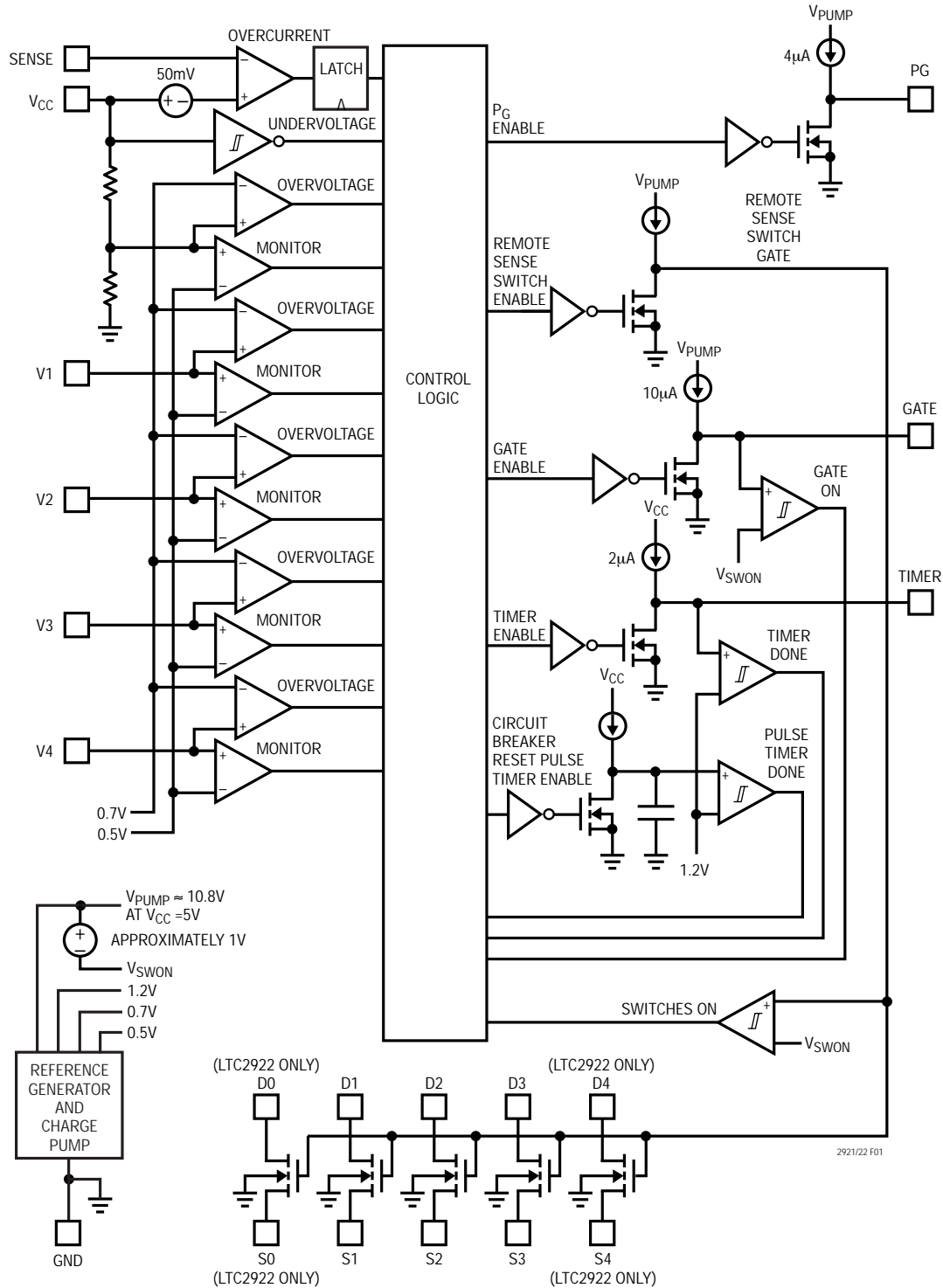


図1 . LTC2921とLTC2922の機能図

LTC2921/LTC2922 シリーズ

動作

一般的な動作

LTC2921とLTC2922は複数の電源をトラッキングし、複数の入力をモニタし、リモート・センシングのための内蔵スイッチを備えています。すべての入力電圧がモニタ・スレッシュホールド・レベルと過電圧スレッシュホールド・レベルのあいだにくると、各電源ライン内のFETがオンして、同時に負荷への電力供給を徐々に立ち上げます。次に自動リモート・センス・スイッチが起動し、パワーグッド信号が有効になります。最初のパワーオン後、LTC2921とLTC2922は入力のモニタを継続します。いくつかの種類のイベントにより割り込みがトリガされますが、そのどれもがすべての電源を切り離し、パワーグッド信号を無効にし、リモート・センス・スイッチをオフします。

モニタのシーケンス

通常のパワーオン・シーケンスは以下のステップで構成されています。

ステップ0) V_{CC} が低電圧ロックアウト・スレッシュホールドを越すのを待ちます。 V_{CC} を引き続きチェックします。

ステップ1) 回路ブレーカがトリップしていないことを確認し、(V_{CC} を含む)モニタされているすべての電源がプログラムされている各々のモニタ・スレッシュホールドと過電圧スレッシュホールドのあいだにくるのを待ちます。引き続き、これらの状態を引き続きチェックします。

ステップ2) TIMERピンの電圧が150mVより下から開始することを確認します。TIMERピンが内部コンパレータをトリップさせるまで、TIMERピンを徐々に上昇させて遅延を生じさせます。

ステップ3) GATEピンを徐々に上昇させて外部NチャネルFETをオンさせ、電源をそれぞれの負荷に対して同時に徐々に立ち上げます。GATEの完全な導通状態(つまり、GATE電圧が V_{PUMP} の約1V以内)の確認を待ちます。引き続き、この状態をチェックします。

ステップ4) リモート・センス・スイッチを起動します。フィードバック・スイッチのゲートの完全導通状態の確認を待ちます。

ステップ5) 次のTIMERサイクルの遅延のあいだ、再度、待機します。

ステップ6) PG出力のブルダウンを解除します。引き続き、 V_{CC} 、回路ブレーカ、入力電圧、さらにGATE電圧をチェックします。

割り込みイベント

3つのイベントがシーケンスを中断して、すべての電源を直ちに切り離し、PG信号を引き下げ、リモート・センス・スイッチを切ることができます。これらの3つの割り込みイベントは、ロックアウト、フォールト、およびエラーです。

V_{CC} が(ヒステリシスを含む)低電圧スレッシュホールドより下に下がると、ロックアウトが発生します。ロックアウトから脱け出すには十分な V_{CC} 電圧が必要です。ロックアウトから抜け出すと、ステップ1からシーケンスが開始されます。ロックアウト状態はフォールトやエラーに取って代わります。

回路ブレーカがトリップするとフォールトが発生します。フォールトから抜け出すには、電流がトリップ点より下に下がった後、150 μ s以上のパルスでV1ピンを0.5V(公称)のリセット・スレッシュホールドよりも下に引き下げる必要があります。V1がH[”]に戻ると、シーケンスはステップ1から開始されます。10 μ sを越す低電圧ロックアウトは回路ブレーカのフォールト・ラッチもクリアします。フォールト状態はエラーに取って代わります。

1つ以上のモニタ入力(V1ピン~V4ピン)または V_{CC} がそれぞれのモニタ・スレッシュホールドより下に下がるか、またはそれぞれの過電圧スレッシュホールドより上に上がるとエラーが発生します。GATEピンの電圧が(一度完全に上昇した後は、それが低下してもエラーが発生します。エラーが生じるとシーケンスはステップ1に戻ります。

リモート・センスのための帰還スイッチ

LTC2921/LTC2922の内蔵Nチャネル・スイッチは、外付けの負荷制御用MOSFETスイッチの $R_{DS(ON)}$ によって生じる電圧降下を自動的に補償します。これは、LTC2921/LTC2922によって制御される各電源の通常の帰還経路を修正して実現されます。負荷制御用スイッチがオフしているときは、リモート・センス・スイッチもオフしており、電源は通常の帰還経路を使ってそれぞれの出力電圧をセンスします。負荷制御用スイッチがオンした後、リモート・センス・スイッチがオンして、支配的な帰還経路になります。帰還ループには負荷制御用スイッチが含まれるので、ループの電圧降下が補償されます。

電源の出力にグリッチが生じるのを防ぐため、リモート・センス・スイッチは約8V/msの制御されたレートでオンします。これらの内蔵Nチャネル・デバイスのゲートは、広範囲の電圧に対して低抵抗の経路を与えるように、 V_{CC} を越して V_{PUMP} まで引き上げられます。

29212f

動作

電子回路ブレーカ

V_{CC} ピンとSENSEピンのあいだに抵抗を接続すると、デバイスは V_{CC} 電源の短絡や過電流を検知することができます。抵抗両端の電圧が $1\mu\text{s}$ 以上 50mV を超すと、電子回路ブレーカがトリップします。トリップによりフォールト状態が生じてモニタ・シーケンスが中断するので、回路ブレーカのラッチをリセットする必要があります(「割

り込みイベント」のセクションを参照)。電流がトリップ点より下に下がった後、 $150\mu\text{s}$ 以上 $V1$ をリセット・スレッシュホールドより下に引き下げるか、または V_{CC} の低電圧ロックアウトから戻るとブレーカがリセットされます。

タイミング図

LTC2921/LTC2922の標準的な起動シーケンスのタイミングを図2に示します。 V_{CC} は時点0で低電圧ロックアウト・レベルを超えます。すべてのモニタ入力が時点1までに 0.5V のモニタスレッシュホールドと 0.7V の過電圧スレッシュホールドのあいだにセトリングすると、TIMERサイクルが開始されます。時点2でTIMERピンが 1.2V に達し、GATEがランピングを開始します。GATEのランピングが時点3で完了すると、自動リモート・センス・スイッチがオンします。次のTIMER遅延が時点4で開始され、時点5で終了するとPGが起動されます。

モニタによる不具合検出とそれに続く通常のオン・タイミングを図3に示します。時点1より前にオン・シーケンスは問題なく完了しています。時点1でモニタ $V2$ が 0.5V のリファレンスより下に下がったので、エラーがトリガされます。GATEピン、PGピン、およびリモート・センス・スイッチは、それぞれのプルダウン電流と負荷条件によって定まるレートで低下します(時点2、3、4)。時点5でモニタ $V2$ が回復したので、通常のオン・シーケンスが開始されます。

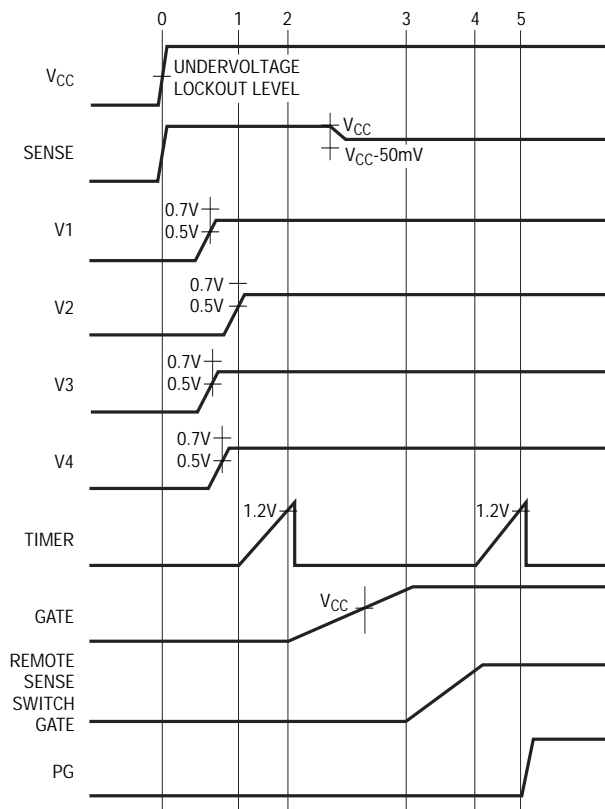


図2．標準的起動シーケンス

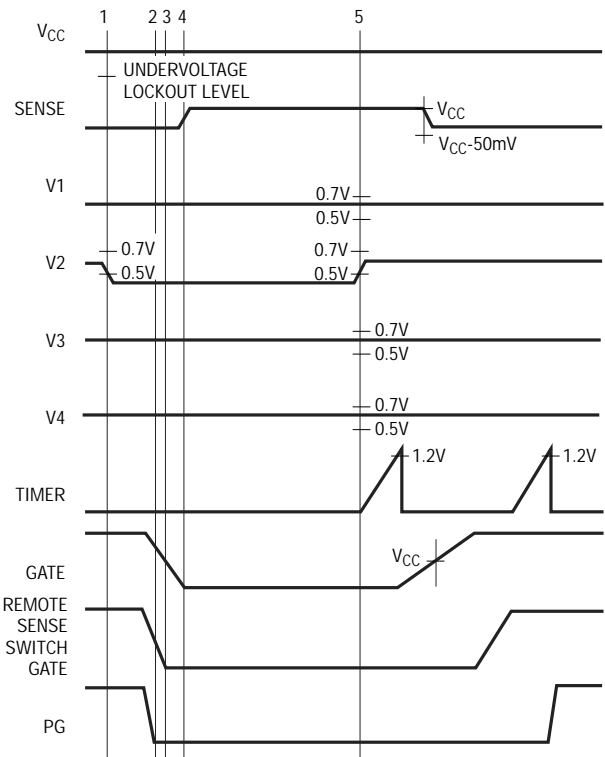


図3．モニタによる不具合検出と起動シーケンスのタイミング

LTC2921/LTC2922 シリーズ

タイミング図

回路ブレーカのトリップおよびリセットと、それに続く通常のオンのタイミングを図4に示します。時点1より前にオン・シーケンスは問題なく終了しています。時点1で、過電流により、SENSEが V_{CC} よりも50mV以上、下に引き下げられます。GATEピン、PGピン、およびリモート・センス・スイッチは、それぞれのプルダウン電流と

負荷条件によって定まるレートで低下します(時点2、3、4)。過電流状態は時点4で解消したことに注意してください。回路ブレーカのリセット・パルスが時点5に開始されます。V1パルスの幅が十分広いので、ラッチは時点6でリセットします。V1がモニタ・スレッショルドより上に上昇すると、通常のオンが開始されます(時点7以降)。

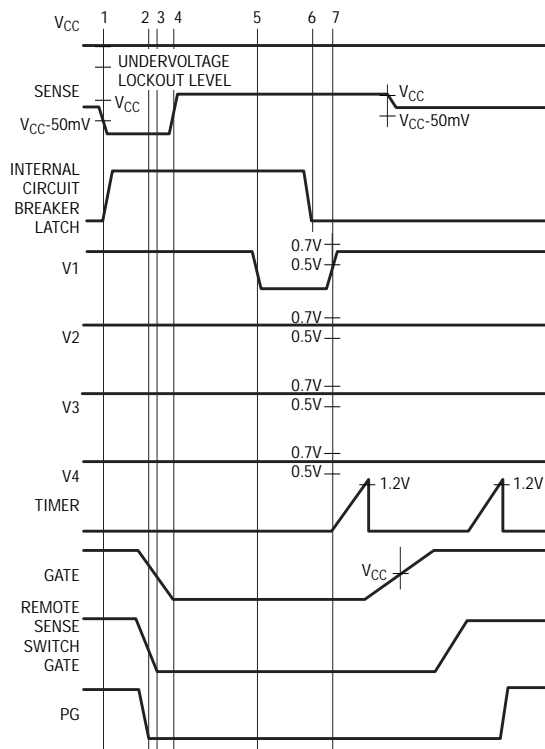


図4. 回路ブレーカのトリップ、リセット、および起動シーケンスのタイミング

アプリケーション情報

電圧要件の異なる複数の回路を同じ基板に搭載するために、複数電源のシステムが一般化しました。デスクトップPCのマザーボード、計装回路、あらゆる種類のプラグイン・ボードなど、多くの場合、いくつかの電源電圧をトラッキングし、制御する必要があります。

LTC2921とLTC2922は、このようなシステムで最多5つの電源電圧をランピングし、モニタします。外付け抵抗の電圧分割器により4つのモニタ・レベルが独立にプログラムされ、内蔵分割器により V_{CC} ピンの電源モニタ・レベルが設定されます。モニタ・シーケンスの時間遅延は、TIMERピンに接続した外付けコンデンサによって設定されます。

GATEピンにより、ロジック・レベルおよびサブロジック

ク・レベルのNチャンネル・パワー・MOSFETに適したハイサイド・ドライブ電圧が与えられます。GATEに接続された外部RCネットワークにより、電源のランプ・レートが設定されるので、パワーパスの高周波発振の可能性が除去されます。LTC2921/LTC2922シリーズには10以下の内蔵リモート・センス・スイッチが備わっており、電源と負荷のあいだの電圧降下を補償します。

パワーオン・シーケンスが終了すると、LTC2921/LTC2922はPG出力を有効にします。標準的なアプリケーションでは、PGと電源の負荷側のあいだに外付けプルアップ抵抗を使用します。パワーオン・シーケンス制御が必要なアプリケーションでは、PGピンは補助の、独立したハイサイド・ドライバとして機能することができます。

29212f

アプリケーション情報

電源モニタ・レベルの設定

LTC2921とLTC2922のシリーズは両方ともモニタリング・スレッシュホールドが0.5Vと低く、1%の高い精度を備えています。電源モニタリング・レベルを正確に設定するには、高精度の比の抵抗分割器を設計して最低有効電源電圧を最大規定モニタ・スレッシュホールド電圧に関連付けます。許容差1%以下の抵抗を使って不整合による誤差を制限します。電源モニタリングの基本的な抵抗分割器の接続方法を図5に示します。

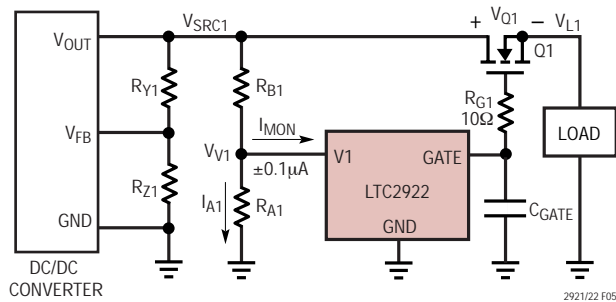


図5. 基本的なモニタ接続

まず、許容できるバイアス電流 (I_{A1}) で公称モニタ・スレッシュホールド電圧を割り、その結果に近い標準値を抵抗 R_{A1} に選びます(式1を参照)。

次に、分割された最小電源電圧が最大規定モニタ・スレッシュホールド電圧を超し、さらに最小規定過電圧スレッシュホールドが分割された最大電源電圧を超すことを保証するように、 R_{B1} の値の限界値を計算します。式2と式3を使い、 R_{A1} 、抵抗の許容差(RTOL)、電源電圧、モニタ・スレッシュホールドと過電圧の規定値、およびモニタ・ピンの漏れ電流の規定値から $R_{B1(MAX)}$ と $R_{B1(MIN)}$ を計算します。

内蔵リモート・センス・スイッチがオンすると、DC/DCコンバータは外部NチャンネルFETのドレインからソースへのIR電圧降下 ($V_{Q1(ON)}$) と同じ量だけ電源電圧を増加させて、このIR電圧降下を補償します。リモート・センス・スイッチが使用されない場合は、 $V_{Q1(ON)(MAX)} = 0V$ として計算します。

$$R_{A1} = \frac{0.500V}{I_{A1}} \quad (1)$$

$$R_{B1(MAX)} = R_{A1} \cdot \left(\frac{1-RTOL}{1+RTOL} \right) \cdot \left(\frac{V_{SRC1(MIN)} - 0.505V}{0.505V + 0.1\mu A \cdot R_{A1}} \right) \quad (2)$$

$$R_{B1(MIN)} = R_{A1} \cdot \left(\frac{1+RTOL}{1-RTOL} \right) \cdot \left(\frac{V_{SRC1(MAX)} + V_{Q1(ON)(MAX)} - 0.665V}{0.665V - 0.1\mu A \cdot R_{A1}} \right) \quad (3)$$

R_{B1} には不等式4を満たす標準抵抗値を選択します。

$$R_{B1(MIN)} \leq R_{B1} \leq R_{B1(MAX)} \quad (4)$$

複数の標準値が要件を満たすとき、最も厳しいモニタ・スレッシュホールドを設定するには $R_{B1(MAX)}$ に最も近い値を選択します。これにより、より大きな $V_{Q1(ON)(MAX)}$ に対する余裕が得られます。代わりに、最も厳しい過電圧スレッシュホールドを設定するには $R_{B1(MIN)}$ に最も近い標準値を選択します。

オン・シーケンスが開始されるには、4つのモニタ入力電圧のすべてがモニタ・スレッシュホールドと過電圧スレッシュホールドのあいだにくる必要があります。不要のモニタ入力ピンは利用されるモニタ入力ピンのどれかに接続します。

外部NチャンネルMOSFETの選択

GATEピンは外部NチャンネルMOSFETのゲートを V_{CC} よりも上にドライブして、電源を負荷に接続します。LTC2921/LTC2922シリーズによって与えられるGATEドライブ電圧は、ロジック・レベルおよびサブロジック・レベルのMOSFETに最適です。スイッチ抵抗を最小にするには、 V_{CC} ピンを最も高い電源電圧に接続する必要があります。

電流、オフ速度、オン抵抗、ゲート・ソース間電圧の規定値などに対するアプリケーションの要件を考慮します。要求される条件の範囲にわたって、与えられた V_{CC} 電圧に対するGATE電圧を決定するには、「電気的仕様」と「標準的性能特性」の曲線を参照してください。FETの選択に際しては、モニタされる各使用電源の最小ゲート・ドライブ電圧を計算します。FETのゲート・ソース間電圧の規定値に対する最大GATE電圧をチェックします。

LTC2921/LTC2922 シリーズ

アプリケーション情報

パワーMOSFETの選択では、オン抵抗が重要なパラメータです。内蔵リモート・センス・スイッチはIR電圧降下を補償しますが、 $V_{Q(MAX)}$ を最小にすると、モニタ用の抵抗電圧分割器の設計マージンが大きくなります。

GATEのランプ・レートの設定

負荷への電力の供給はGATEピンに接続した外付けコンデンサを使って電圧のランピング・レートを設定することにより制御します。モニタ・シーケンスのステップ3のあいだ、10 μ AのプルアップによってGATEピンの容量が充電され、 V_{PUMP} (内蔵チャージポンプの電圧)まで徐々に上昇します。式5を使って、与えられたランプ・レート($\Delta V/\Delta t$)を実現するのに必要なGATEピンの公称容量を計算します。

$$C_{GATE} = \frac{10\mu A}{\Delta V / \Delta t} \quad (5)$$

あるいは、所望の公称ランプ時間を実現するGATE容量を計算するには式6を使います。GATEドライブ電圧(V_{GATE})は V_{CC} 電圧とともに変化します。「電気的特性表」と「標準的性能特性曲線」を調べて、 V_{GATE} に代入する適当な値を選択します。

$$C_{GATE} = \frac{10\mu A \cdot t_{RAMP}}{V_{GATE}} \quad (6)$$

GATEピンが複数のFETを並列にドライブする場合、最も低い電源がその最終電圧値に達するまで、負荷電圧は同じレートと一緒に上昇します。他の電源は、次に低い電源がその最終電圧値に達するまで、引き続き一緒に上昇し、以下同様となります。

GATEピンは、ランピングが完了したときにそれが到達するレベルより上に強制してはいけません。内部クランプにより、GATE電圧はグラウンドを基準にして<12Vに制限されます。

図6に示されているように、各外部Nチャネルのゲートに直列に10 Ω 抵抗を接続し、さらに必要に応じて、各外部Nチャネルのドレインに0.1 μ Fのコンデンサを接続して、発生する可能性のあるランプ・オン発振を減衰させます。

シーケンス遅延タイマの設定

オン・シーケンスには、TIMERピンの容量によって設定される2つのプログラム可能な遅延が含まれます。もっと正確には、ひとつの遅延値がシーケンスの2点で使われます。

どちらの場合も、その遅延により、シーケンスが先に進

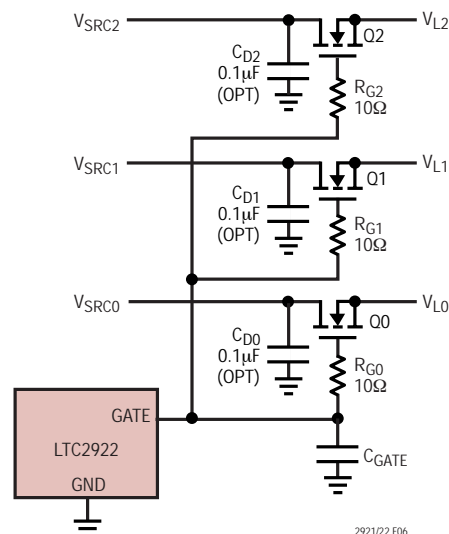


図6 . GATEピンに接続したランピング用部品と減衰用部品

むのに十分なだけ状態が安定化しているという確信が与えられます。

最初のTIMER遅延は、すべてのモニタ電圧がそれぞれのスレッシュホールドに適合し、電子回路ブレーカがトリップしてはず、さらに V_{CC} が低電圧ではないという状態になると開始されます。TIMERピンは外付けコンデンサに2 μ Aを流し込み、その電圧が徐々に上昇します。TIMERピンの電圧が内蔵1.2Vリファレンスに達するとコンパレータがトリップして、GATEのランピングが開始され、TIMERはグラウンドに引き下げられます。2番目のTIMER遅延は、リモート・センス・スイッチのゲートがランピングを完了した後に開始されます。TIMERがランピングを完了すると、PGピンが起動します。ランピングの期間および V_{CC} が低電圧状態のときを除いて、常に内部回路がTIMERピンを100 μ Aを超す電流でプルダウンします。

所望の遅延を式7に代入して、タイミング・コンデンサの公称値を計算します。

$$C_{TIMER} = \frac{2\mu A}{1.2V} \cdot t_{DLY} \quad (7)$$

60 μ sより短い遅延時間の場合、適切なPCB設計手法を使ってTIMERピンの寄生容量を制限してください。実質的に遅延をプログラムしない場合(1 μ s未満)は、TIMERピンをフロートさせます。

内部回路により、TIMERピンが150mV(標準)より下に引き下げられるまで遅延サイクルを開始することができないように保証されています。

29212f

アプリケーション情報

電子回路ブレーカ

LTC2921/LTC2922の電子回路ブレーカは V_{CC} の過電流に対して保護します。1 μ sより長いあいだSENSEピンが V_{CC} ピンよりも50mV以上、下に下がると回路ブレーカがトリップします。ブレーカがトリップすると、リモート・センス・スイッチがオフし、PGピンとGATEピンはグラウンドに引き下げられて電源を切り離します。内蔵ラッチにより、ブレーカがリセットされるまではモニタ・シーケンスが開始されないことが保証されます。回路ブレーカをリセットするには、V1入力を150 μ s以上、0.5V(公称)より下に下げてから戻します。 V_{CC} が低電圧スレッシュホールドより下に下がってもブレーカがリセットされます。リセット後、シーケンスはステップ1に戻り、有効なモニタ・レベルになるのを待ちます。

電子回路ブレーカ機能の等価回路図を図7に示します。式8を使い、所望のトリップ電流で最小 V_{SENSE} より低くなるように R_{SENSE} を選択して、回路ブレーカを設定します。

$$R_{SENSE} \leq \frac{\Delta V_{SENSE(MIN)}}{I_{LO(TRIP)}} \quad (8)$$

抵抗を選択したら、式9aと式9bを使って、実際のトリップ電流スレッシュホールドの上限と下限を計算します。

$$I_{TRIP(MIN)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MIN)}}{R_{SENSE(MAX)}} \quad (9a)$$

$$I_{TRIP(MAX)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE(MIN)}} \quad (9b)$$

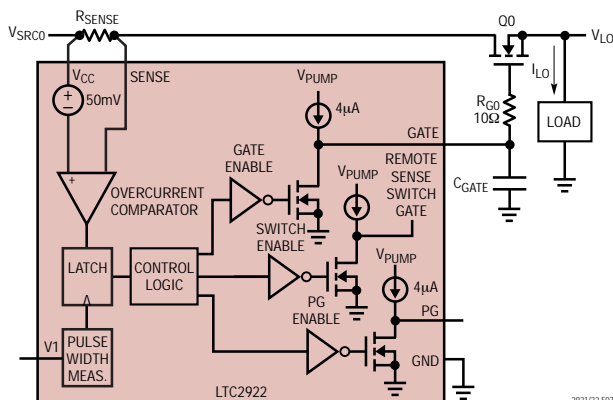


図7．回路ブレーカ機能の回路図

熱の影響と電力定格を考慮に入れて抵抗を選択します。 R_{SENSE} はできるだけLTC2921/LTC2922のピンの近くに配置してノイズ・ピックアップを減らし、ケルビン検出を使って電圧降下を正確に測定します。電流検出回路ブレーカを必要としないアプリケーションでは、SENSEピンは V_{CC} ピンに接続します。

PGピンの出力の構成設定

LTC2921とLTC2922はそれぞれ、パワーグッド・インジケータ(PGピン)を備えています。オン・シーケンスの間とエラー検出時には、強力なFETがPGを10mAを超す電流でグラウンドに引き下げます。すべての電源がモニタ・スレッシュホールドと過電圧スレッシュホールドの条件を満たし、回路ブレーカがトリップしていない状態で、GATEピンがピークに達しており、さらにリモート・センス・スイッチがオンしていると、 V_{PUMP} に接続されている4 μ Aの電流源によりPGがプルアップされます。

外付けのプルアップ抵抗を電圧源に追加して、PGをロジック信号として設定します。たとえば、図8のように、外付けのプルアップ抵抗を電源電圧の負荷側に追加して、負ロジックシステムのリセット信号を発生します。 $V_{PG(OL)}$ の出力“L”電圧の規定値に適合する最小プルアップ抵抗値を計算します。

$$R_{PG(MIN)} = \frac{V_{LO(MAX)} - 0.4V}{5mA} \quad (10)$$

GATEピンのランピング完了電圧より上にPGを引き上げないでください。内部クランプにより、PG電圧はグラウンドを基準にして<12Vに制限されます。PG出力を必要としないアプリケーションでは、このピンは未接続のままにしておきます。

PG出力は、図9のように、外部NチャンネルMOSFETのゲート・ドライブとしても使うことができます。GATEがランピングしてからPGが起動するまでの遅延は電源シーケンスとして機能し、2つの電源(または電源の2つのグループ)の片方のランピングの後に他方をランピングさせる必要がある場合に役立ちます。FETを選択し、GATEピンと同じ方法でランプ・レートを設計します。式5と式6を参照し、10 μ Aを4 μ Aに置き換えて、コンデンサ C_{PG} を選択します。

リモート・センスのための内蔵スイッチ

LTC2921/LTC2922シリーズの重要な特長のひとつは一組のリモート・センス・スイッチで、これにより、負荷パスの電圧降下を補償することができます。GATEピンが完全にランピングした後のオン・シーケンスでスイッチが起動します。

29212f

LTC2921/LTC2922 シリーズ

アプリケーション情報

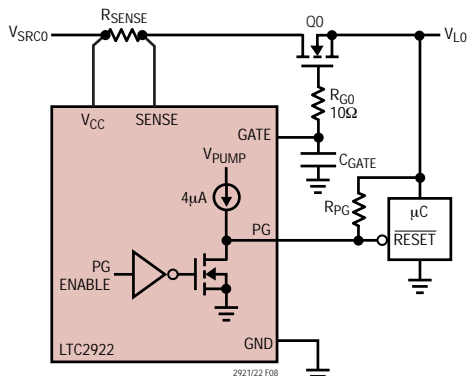


図8．ロジック出力としてのPGピン

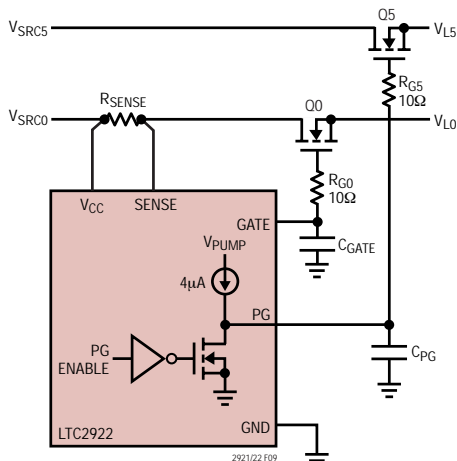


図9．シーケンス制御されたNチャネル・ゲート・ドライバとしてのPGピン

これらのスイッチはNチャネルMOSFETで、それらのゲートは8V/msの公称レートでグラウンドから V_{PUMP} にランピングします。GATEのランプアップとリモート・センス・スイッチの起動に続くTIMER遅延サイクルが完了するとPGピンが起動します。電源が切り離された状態になると、スイッチは10µs以内に切られます。

負荷電圧をリモート・センスするためのスイッチの接続方法の一例を図10に示します。このセクションでは1個のリモート・センス・スイッチについてだけ述べますが、計算方法と説明はすべてのスイッチに当てはまります。

Q1と内蔵スイッチを起動する前は、抵抗 R_{X1} により、DC/DCコンバータの出力電圧とその帰還ネットワーク(R_{Y1} と R_{Z1})のあいだに直接経路が形成されます。Q1が起動すると、電源が負荷にエネルギーを供給します。内蔵スイッチがオンすると、負荷電圧とコンバータの帰還ネットワークのあいだにリモート・センスの経路が形成されます。

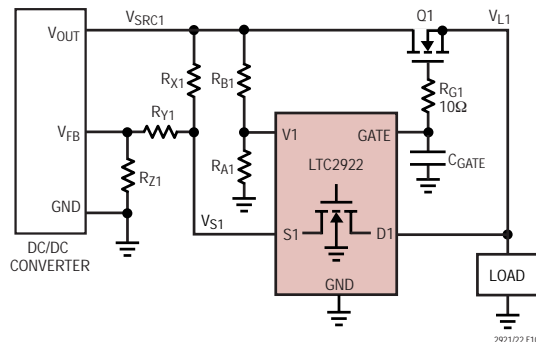


図10．自動リモート・センス・スイッチ接続

抵抗 R_{X1} の値を選ぶには、図11のリモート・センス・スイッチ接続の等価回路網を検討します。抵抗 $R_{Q1(ON)}$ はQ1のオン抵抗を表しており、抵抗 $R_{FB1(ON)}$ は内蔵スイッチのオン抵抗を表しています。

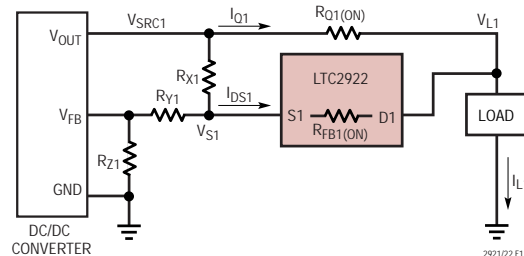


図11．リモート・センス・スイッチ接続の等価回路網

内蔵スイッチがオンしているときに負荷電圧がコンバータへの帰還を支配するようにするには、 $R_{X1} \gg R_{FB1(ON)}$ とします。コンバータの帰還比を R_{Y1} と R_{Z1} を使って正確に設定するには、 R_{X1} と $R_{FB1(ON)}$ の両方を $(R_{Y1} + R_{Z1})$ よりもはるかに小さくします。負荷電流の大部分が外付けNチャネルFETを流れるようにするには、 $(R_{X1} + R_{FB1(ON)}) \gg R_{Q1(ON)}$ となるように選択します。これらの要件は次のようにまとめられます。

$$R_{Q1(ON)}, R_{FB(ON)} \ll R_{X1} \ll (R_{Y1} + R_{Z1}) \quad (11)$$

次のような手順で R_{X1} を選択します。 R_{Y1} と R_{Z1} で形成される抵抗分路器をベースにし、所望の電源電圧値を V_{S1} に使用してDC/DCコンバータの帰還を設計します。抵抗の値が式11を満たせば、式12～式15が有効となります。

アプリケーション情報

Q1がオンして負荷を接続する前は、 V_{S1} を基準にした実際の電源電圧は式12で与えられます。

$$\Delta V_{SRC1} = V_{SRC1} - V_{S1} = V_{S1} \cdot \left(\frac{R_{X1}}{R_{X1} + R_{Y1} + R_{Z1}} \right) \quad (12)$$

Q1と内蔵リモート・センス・スイッチの両方がオンした後は、 V_{S1} を基準にした負荷電圧は式13によって与えられます。

$$\Delta V_{L1} = V_{L1} - V_{S1} = -I_{L1} \cdot R_{Q1(ON)} \cdot \left(\frac{R_{FB1(ON)}}{R_{X1}} \right) \quad (13)$$

負荷電流の小部分がリモート・センス・スイッチを通して流れます。式14を使ってその電流を計算し、スイッチ電流の絶対最大定格を超えないように R_{X1} を選択します。

$$I_{DS1} = I_{L1} \cdot \left(\frac{R_{Q1(ON)}}{R_{X1}} \right) \quad (14)$$

さらに、リモート・センスが動作状態になると、電源電圧 V_{SRC1} がおよそ外付けFETの電圧降下分だけ上昇します。モニタの抵抗分割器の設計への影響については、すでに前のセクション「電源モニタ・レベルの設定」で説明されています。

$$\begin{aligned} V_{SRC1} &= V_{S1} + I_{L1} \cdot R_{Q1(ON)} \cdot \left(1 - \frac{R_{FB1(ON)}}{R_{X1}} \right) \\ &\approx V_{S1} + V_{Q1(ON)} \end{aligned} \quad (15)$$

各スイッチの端子は相互に交換可能です。基板のレイアウトに最適な接続を選択してください。未使用のスイッチ・ピンはすべて接地します。

設計例

図12に示されているような、3電源モニタ・システムの設計について検討します。仕様は表1にまとめられています。

表1. 設計例の電氣的仕様

電源の仕様		
5V ± 7.5%	$V_{SRC0(MAX)} = 5.375V$ $V_{SRC0(MIN)} = 4.625V$	$I_{L0} = 0.8A (max)$
3.3V ± 7.5%	$V_{SRC1(MAX)} = 3.5475V$ $V_{SRC1(MIN)} = 3.0525V$	$I_{L1} = 1.6A (max)$
2.5V ± 7.5%	$V_{SRC2(MAX)} = 2.6875V$ $V_{SRC2(MIN)} = 2.3125V$	$I_{L2} = 0.4A (max)$

外付けNチャネルFETのドレイン・ソース間電圧の仕様

5V Supply	$V_{Q0(ON)(MAX)} < 250mV$	
3.3V Supply	$V_{Q1(ON)(MAX)} < 250mV$	
2.5V Supply	$V_{Q2(ON)(MAX)} < 150mV$	

タイミングの仕様

TIMER Delay	$t_{DL} = 150ms (nom)$	
GATE Ramp Time	$t_{RAMP} = 500ms (nom)$	

バイアス電流の仕様

Monitor Resistive Divider Current	$I_{A1} = 10\mu A (nom)$ $I_{A2} = 10\mu A (nom)$	
-----------------------------------	--	--

他の要件

- 3つの負荷電圧すべてのリモート・センス
- 厳密なモニタ・レベル
- 回路ブレーカ機能の利用
- DC/DCコンバータの帰還抵抗分割器 >100k

システム内の最大電源電圧は5Vであり、3つのリモート・センス・スイッチしか必要としないので、このアプリケーションにはLTC2921が適しています。

モニタ・レベルを設定する抵抗分割器の設計から始めます。最大電源電圧として、5V電源を V_{CC} ピンに接続する必要があります。内蔵抵抗分割器がそのモニタ・レベルを設定します。「電氣的特性」の表を調べて、 $V_{SRC0(MIN)} > V_{CC(MON)(MAX)}$ であり、 $V_{SRC0(MAX)} < V_{CC(OV)(MIN)}$ であることを確認します。

3.3V電源の分割器の下側の抵抗のバイアス電流から $R_{A1} = 49.9k$ の標準1%値が得られます。

$$R_{A1} = \frac{0.500V}{10\mu A} = 50k \approx 49.9k$$

LTC2921/LTC2922 シリーズ

アプリケーション情報

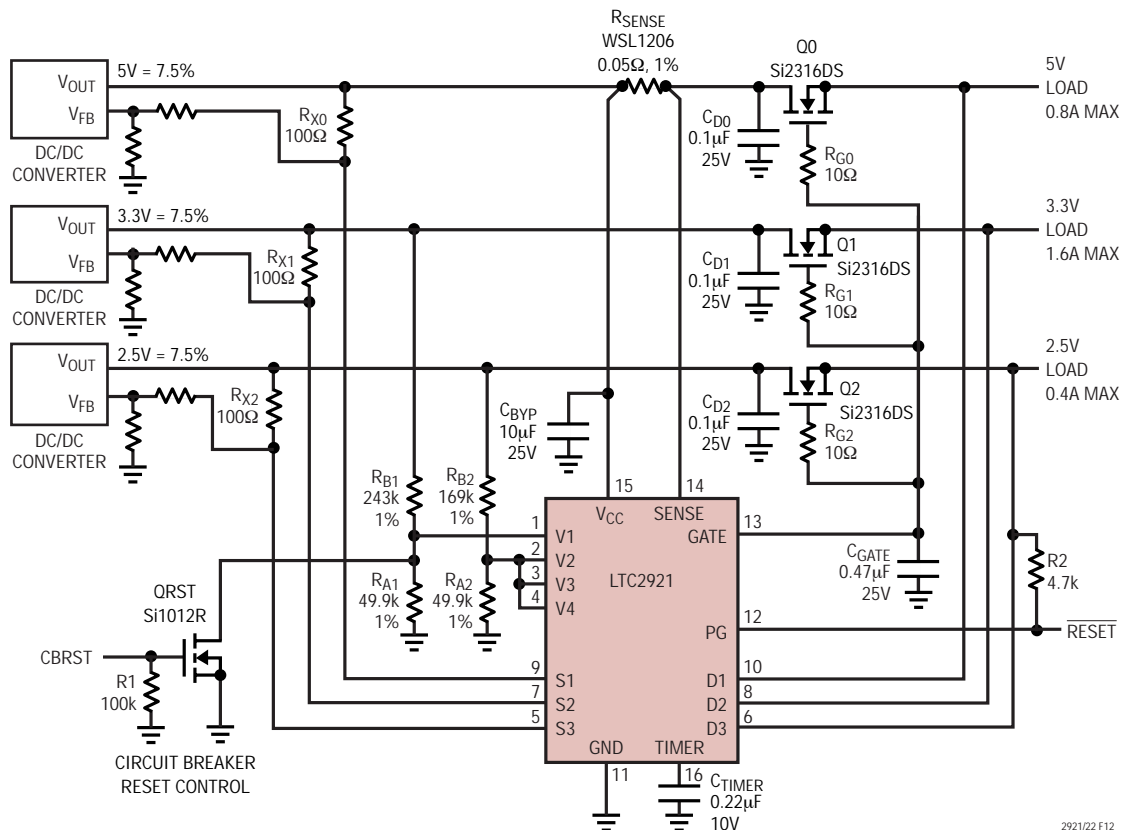


図12 . 3電源用トラッカとモニタ(5V、3.3V、2.5V)の設計例

$R_{B1} = 243k$ を選択すると、以下の制限範囲を満たします。

$$R_{B1(MAX)} = 49.9k \cdot \left(\frac{1-0.01}{1+0.01} \right) \cdot \left(\frac{3.0525V - 0.505V}{0.505V + 0.1\mu A \cdot 49.9k} \right) = 244.3k$$

$$R_{B1(MIN)} = 49.9k \cdot \left(\frac{1+0.01}{1-0.01} \right) \cdot \left(\frac{3.5475V + 0.250V - 0.665V}{0.665V - 0.1\mu A \cdot 49.9k} \right) = 241.6k$$

$$R_{A2} = \frac{0.500V}{10\mu A} = 50k \approx 49.9k$$

$$R_{B2(MAX)} = 49.9k \cdot \left(\frac{1-0.01}{1+0.01} \right) \cdot \left(\frac{2.3125V - 0.505V}{0.505V + 0.1\mu A \cdot 49.9k} \right) = 173.3k$$

$$R_{B2(MIN)} = 49.9k \cdot \left(\frac{1+0.01}{1-0.01} \right) \cdot \left(\frac{2.6875V + 0.150V - 0.665V}{0.665V - 0.1\mu A \cdot 49.9k} \right) = 167.6k$$

2.5V電源に対して同様の計算をすると、適切な標準1%値として $R_{A2} = 49.9k$ と $R_{B2} = 169k$ が得られます。

正常に動作させるため、未使用のV3とV4のモニタ・ピンはV2に接続します。

アプリケーション情報

次に、電源をランピングさせるNチャネルMOSFETのQ0、Q1、およびQ2について検討します。最大電源電圧(5.375V)および最小GATEピン電圧(10V)でも、トランジスタQ0のゲート・ソース間電圧は>4.5Vとなります。適用される電圧、温度、および電流を考慮すると、Vishay SiliconixのSi2316DSの最大オン抵抗 $R_{Q(ON)(MAX)}$ は約150mΩです。スイッチQ1とQ2にはさらに高いゲート・ソース間電圧が印加されますので、 $R_{Q(ON)(MAX)}$ の値はさらに小さくなります。 $V_{Q(ON)(MAX)}$ 電圧の計算値を表2にまとめてあります。 V_{CC} 電源パスの電圧配分を見積もるときは、 R_{SENSE} 両端の電圧降下50mVを追加します。

表2. 外付けMOSFETのドレイン・ソース間電圧降下

Supply Voltage	External MOSFET	$R_{Q(ON) Max}$	$I_L Max$	$V_{Q(ON) Max}$
5V	Q0	~150mΩ	0.8A	120mV (+50mV = 170mV)
3.3V	Q1	<150mΩ	1.6A	<240mV
2.5V	Q2	<150mΩ	0.4A	<60mV

Si2316DSの絶対最大ゲート・ソース間電圧の定格は±20Vなので、このデザインに十分使えます。

次に、所望のランピング・レートを実現するのに必要なGATEピンの容量を計算します。「電気的仕様」の V_{GATE} の公称値を使って標準値を選択します。

$$C_{GATE} = \frac{10\mu A \cdot 500ms}{10.8V} = 0.463\mu F \approx 0.47\mu F$$

オン発振を減衰させるために、外付けの各パワーFETのドレイン・バイパス容量0.1μFと直列ゲート抵抗10Ωを含めます。

パワーオン・シーケンスの遅延を設定するのに必要なTIMERピンの容量を求めます。

$$C_{TIMER} = \frac{2\mu A}{1.2V} \cdot 150ms = 0.25\mu F \approx 0.22\mu F$$

このアプリケーションでは、 V_{CC} 電源に回路ブレーカの機能を使う必要があります。まず、センス抵抗値の上限を求めます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{45mV}{0.8A} = 53.25m\Omega$$

Vishay DaleのWSL1206シリーズのような高精度パワー・センス抵抗を選択します。1%の仕様のもが入手でき、LTC2921/LTC2922の動作範囲での値の変化は1%未満です。 $R_{SENSE} = 50m\Omega$ を選択します。許容誤差を含めると、回路ブレーカのトリップ電流スレッシュホールドの変化は次のようになります。

$$I_{TRIP(MIN)} = \frac{45mV}{51m\Omega} = 0.88A$$

$$I_{TRIP(MAX)} = \frac{55mV}{49m\Omega} = 1.12A$$

PGピンはマイクロコントローラ用の2.5Vの負ロジック・リセット信号として設定されています。適正動作のための最小プルアップ抵抗値は次のとおりです。

$$R_{PG(MIN)} = \frac{2.6875V - 0.4V}{5mA} \approx 460\Omega$$

図12には $R_{PG} = 4.7k\Omega$ が示されています。値はある程度、任意に選択されていますが、プルダウン電流は<500μAに制限されます。他のアプリケーションでは、プルアップの高速エッジ・レートと低いプルダウン電流のトレードオフを図ります。

リモート負荷センス機能が適正に動作するには次の関係が成り立つ必要があることを思い出してください。

$$R_{Q(ON)}, R_{FB(ON)} \ll R_X \ll (R_Y + R_Z)$$

この例では、動作条件とSi2316DSから $R_{Q(ON)(MAX)} = 150m\Omega$ となり、「電気的特性」の表により $R_{FB(ON)} < 10\Omega$ が保証されており、この設計例の仕様では $(R_Y + R_Z) < 100k\Omega$ が要求されています。 $R_{X0} = R_{X1} = R_{X2} = 100\Omega$ を選択すると、不等式を満たします。

負荷が電源に接続される前は、 R_X 抵抗による電圧誤差は3つの電源すべてについて<0.1%となります。

$$\Delta V_{SRC} = V_{SRC} \cdot \left(\frac{100\Omega}{100k} \right) = \frac{V_{SRC}}{1000} = 0.1\% \text{ of } V_{SRC}$$

リモート・センス・スイッチがオンした後は、最大負荷での R_X による負荷電圧の誤差は次のようになります。

LTC2921/LTC2922 シリーズ

アプリケーション情報

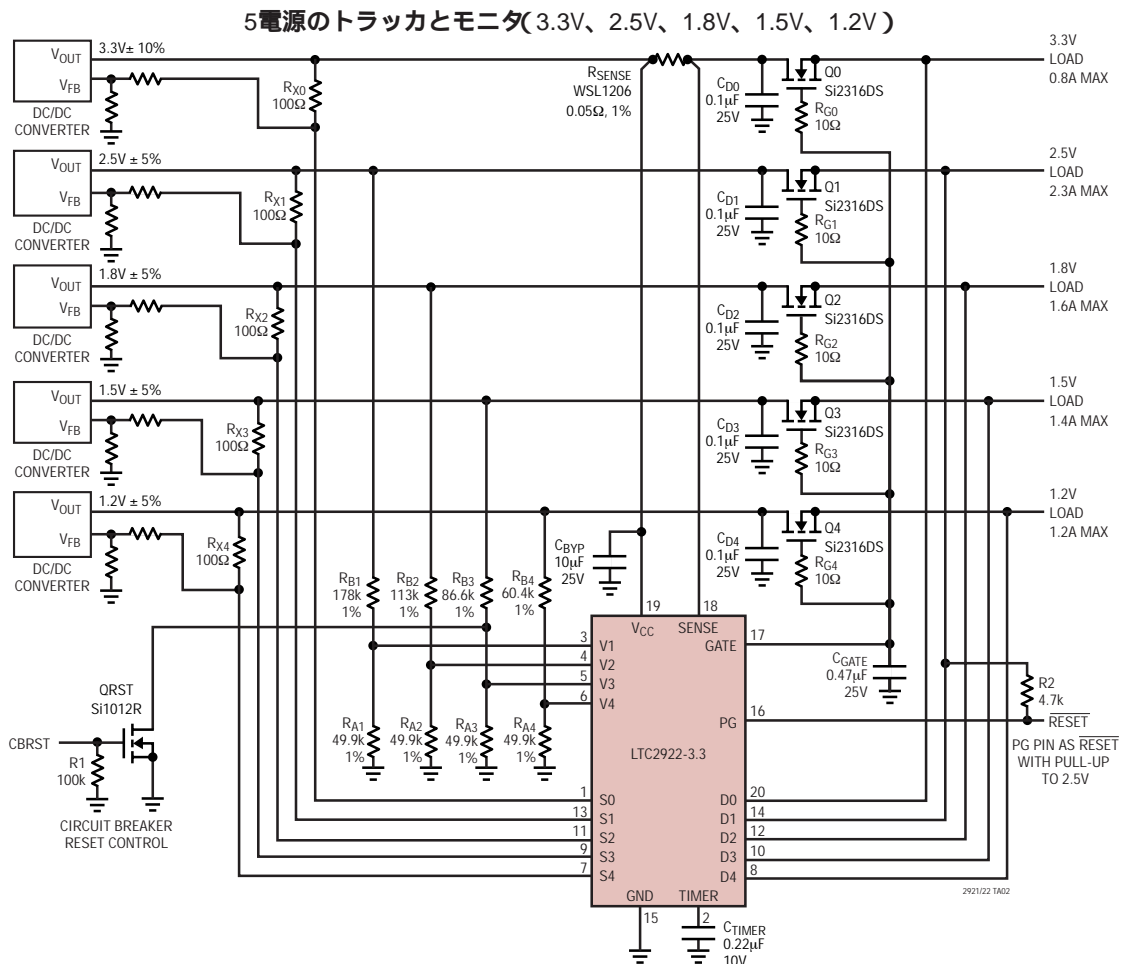
$$\begin{aligned} \Delta V_{L0} &= -0.8A \cdot 150m\Omega \cdot \left(\frac{10\Omega}{100\Omega}\right) = -12mV \\ &= -0.24\% \text{ of } 5V \\ \Delta V_{L1} &= -1.6A \cdot 150m\Omega \cdot \left(\frac{10\Omega}{100\Omega}\right) = -24mV \\ &= -0.73\% \text{ of } 3.3V \\ \Delta V_{L2} &= -0.4A \cdot 150m\Omega \cdot \left(\frac{10\Omega}{100\Omega}\right) = -6mV \\ &= -0.24\% \text{ of } 2.5V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= 0.8A \cdot \left(\frac{150m\Omega}{100\Omega}\right) = 1.2mA \\ I_{DS2} &= 1.6A \cdot \left(\frac{150m\Omega}{100\Omega}\right) = 2.4mA \\ I_{DS3} &= 0.4A \cdot \left(\frac{150m\Omega}{100\Omega}\right) = 0.6mA \end{aligned}$$

リモート・センス・スイッチを流れる電流が絶対最大定格よりも小さいことを確認します。

V1ピンのプルダウン・トランジスタQRSTは回路ブレーカのリセット用に使われます。最悪条件でV_{V1}をリセット・スレッシュホールドより下に引き下げるようにトランジスタを選択し、速度と電流を考慮してゲート接地用抵抗を選択します。このデザインにはVishay SiliconixのSi1012Rと100k抵抗で十分であることが実証されています。最後に、10μFのコンデンサを使ってV_{CC}ピンをグラウンドにバイパスします。

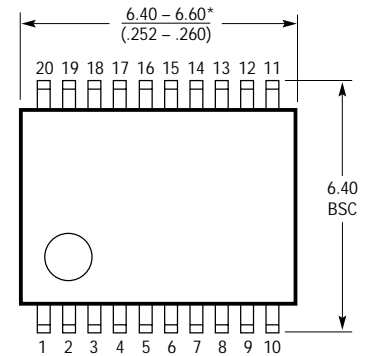
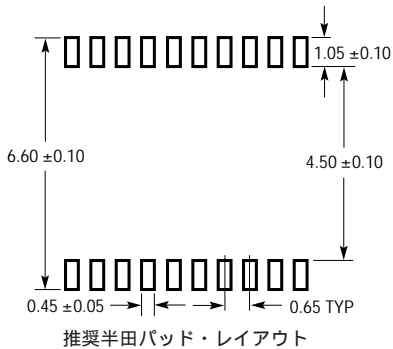
標準的応用例



2921/22 TA02

パッケージ寸法

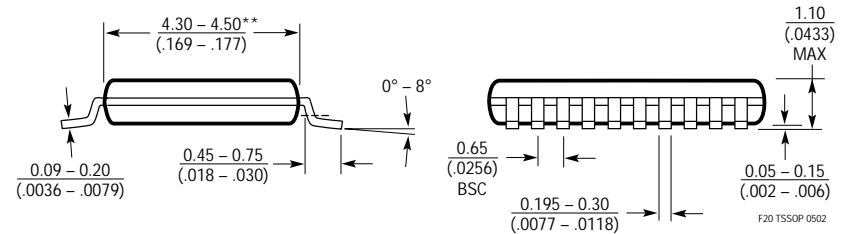
Fパッケージ 20ピン・プラスチックTSSOP(4.4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1650)



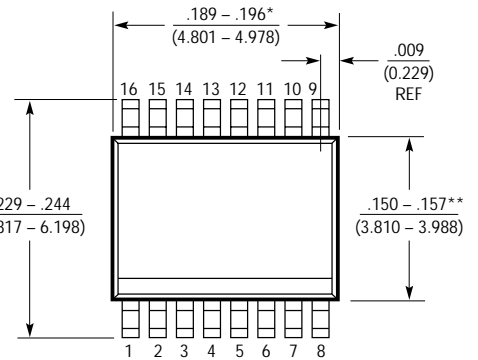
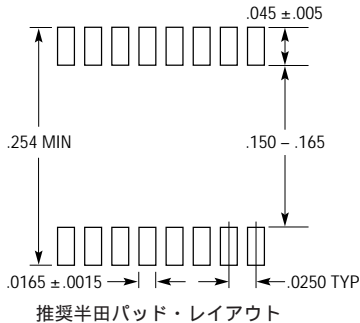
NOTE :

- 標準寸法 : ミリメートル
- 寸法は ミリメートル
(インチ)
- 図は実寸とは異なる

* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで0.152mm(0.006")を超えないこと
 ** 寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは各サイドで0.254mm(0.010")を超えてはならない



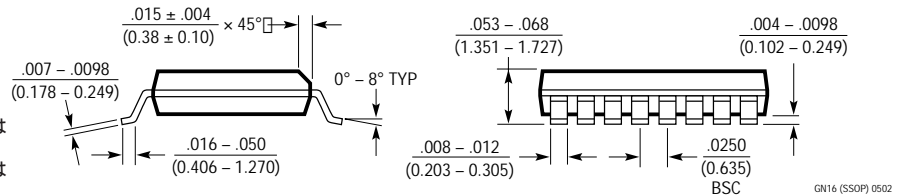
GNパッケージ 16ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE :

- 標準寸法 : インチ
- 寸法は インチ
(ミリメートル)
- 図は実寸とは異なる

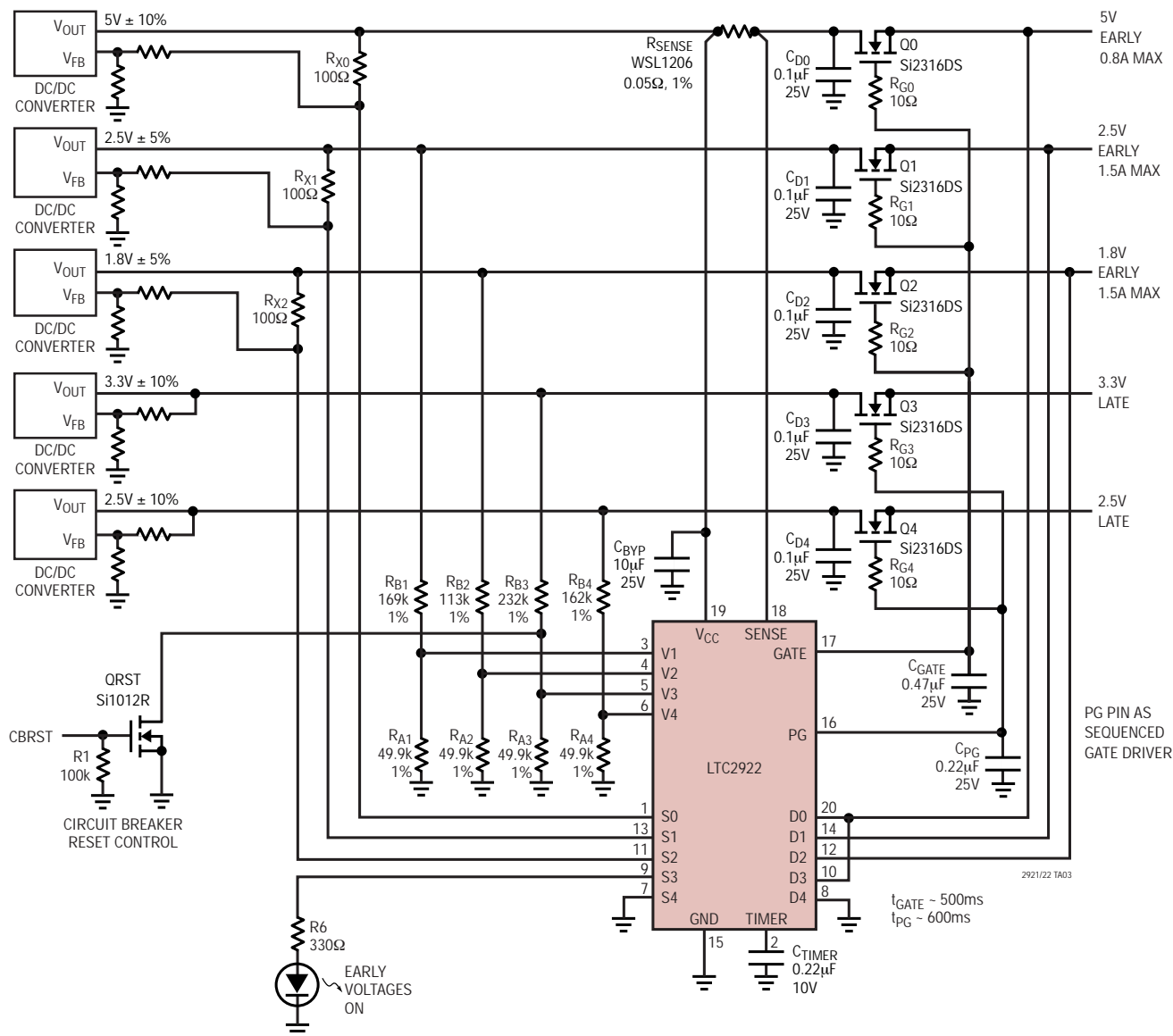
* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで0.006(0.152mm)を超えないこと
 ** 寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは各サイドで0.010(0.254mm)を超えないこと



LTC2921/LTC2922 シリーズ

標準的応用例

早電源LEDインジケータ付きの早/遅電源シーケンサ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC2900	プログラマブル4電源モニタ	可変RESETタイマ、10ピンMSOPパッケージ
LTC2901	ウォッチドッグ付きプログラマブル4電源モニタ	可変RESETタイマとウォッチドッグ・タイマ、個別コンパレータ出力
LTC2902	プログラマブル4電源モニタ	可変RESETタイマ、選択可能な許容誤差、マーキング用RESETディスエーブル
LTC4211	多機能電流制御付きホットスワップ・コントローラ	2.5V ~ 16.5Vで動作、10ピンMSOPパッケージ
LTC4230	多機能電流制御付きトリプル・ホットスワップ・コントローラ	1.7V ~ 16.5Vで動作、電源トラッキング

29212f