

スペクトラム拡散変調付き、 1~8出力、マルチフェーズ・ シリコン発振器

特長

- 1、2、3、4、5、6、7または8フェーズ出力
- 1個の外部抵抗で出力周波数を
12.5kHz~6.67MHzに設定
- オプションのスペクトラム拡散周波数変調により、
EMC性能を改善
- ±10%の周波数拡散
- 出力は“L”に保持するか
フロートさせる (Hi-Z) ことが可能
- $f_{OUT}/16$ 、 $f_{OUT}/32$ 、 $f_{OUT}/64$ の3種類の
スペクトラム拡散変調レート
- 消費電流: 400µA
- 2.7V~5.5V単一電源動作
- 高速起動時間
- 最初のサイクルが精確
- 周波数がセトリングするまで出力は高インピーダンス
- MS16パッケージ

アプリケーション

- 複数のスイッチング電源の同期

LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。
6342817、6614313、7417509を含む米国特許によって保護されています。

概要

LTC[®]6909は使いやすい高精度発振器で、1、2、3、4、5、6、7または8フェーズの同期のとれた出力を与えることができます。LTC6909はスペクトラム拡散周波数変調 (SSFM) も提供し、これをイネーブルして電磁適合性 (EMC) 性能を改善することができます。

8つの個別出力は、最多8つの、レール・トゥ・レールの、デューティ・サイクルが50%のクロック信号を与えます。3つのロジック入力を使って、45°から120° (3フェーズから8フェーズ) の範囲で位相を分割するように出力を構成設定します。クロック出力は“L”に保持するか、またはHi-Zに設定することもできます。1個の抵抗が (位相の構成設定と組み合わせられて) 次式に従って出力周波数を設定します。

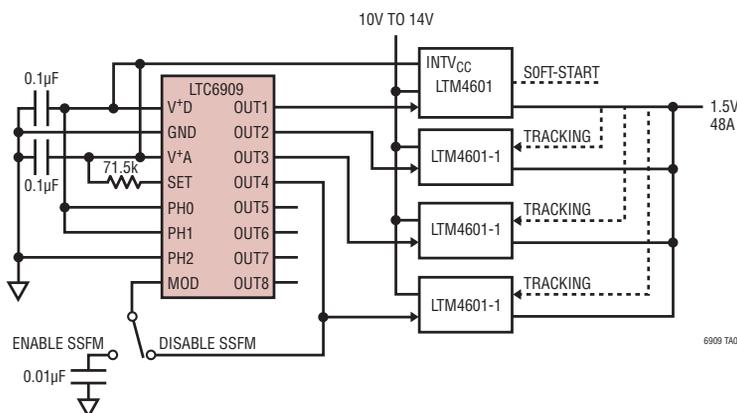
$$f_{OUT} = 20\text{MHz} \cdot 10k / (R_{SET} \cdot PH)$$

ここで、PH = 3、4、5、6、7または8です。

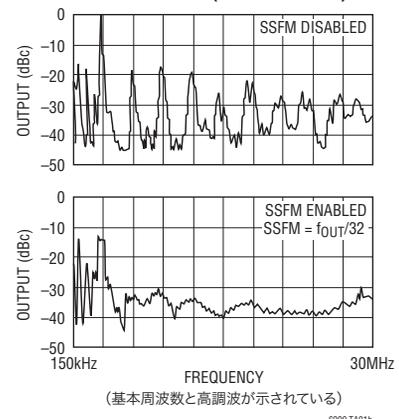
LTC6909は1フェーズまたは2フェーズの出力しか必要としないアプリケーションに使うことができます。代わりに、LTC6908ファミリーのデバイスは同じ2出力の信号を与えますが、もっと小さなSOT-23または2mm×3mm DFNパッケージで供給されます。LTC6908-1は相補 (180°) 出力を備えており、LTC6908-2は4フェーズ (90°) 出力を備えています。

標準的応用例

LTMモジュールへ与えられる4フェーズ同期クロック



150kHz~30MHz出力周波数の
スペクトル (9kHz Res BW)



LTC6909

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧 (V^+A) から GND 6V

電源電圧 (V^+D) から GND 6V

全てのピンの最大電圧 $(GND - 0.3V) \leq V_{PIN} \leq (V^+ + 0.3V)$

動作温度範囲 (Note 2)

LTC6909C $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$

LTC6909I $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$

LTC6909H $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$

規定温度範囲 (Note 3)

LTC6909C $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$

LTC6909I $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$

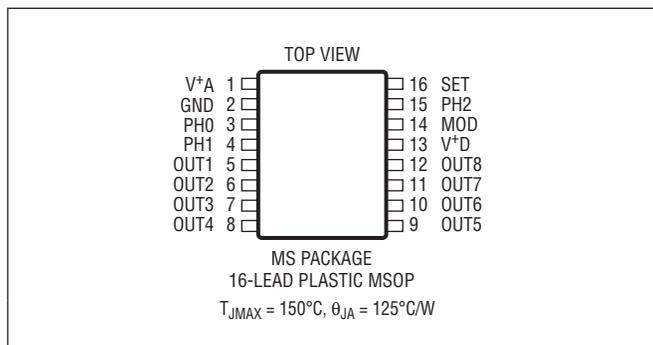
LTC6909H $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$

接合部温度 150°C

保存温度範囲 $-65^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$

リード温度 (半田付け, 10秒) 300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	規定温度範囲
LTC6909CMS#PBF	LTC6909CMS#TRPBF	6909	16-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC6909IMS#PBF	LTC6909IMS#TRPBF	6909	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC6909HMS#PBF	LTC6909HMS#TRPBF	6909	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C

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。*温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛ベースの非標準仕様の製品の詳細については、弊社へお問い合わせください。

鉛フリー製品の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。

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ または注記されているとおり。注記がない限り、テスト条件は $V^+ = V^+A = V^+D = 2.7\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 、 $R_L = 5\text{k}$ 、 $C_L = 5\text{pF}$ 。注記がない限り、変調機能はオフされ (MOD は OUT1 に接続される)、 $PH = 8$ 。 R_{SET} は SET ピンから V^+A ピンに接続された抵抗として定義されている。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Δf_{MASTER}	Frequency Accuracy (Notes 4, 5)	$V^+ = 5\text{V}$ $PH = 3$	$500\text{kHz} \leq f_{MASTER} \leq 10\text{MHz}$	±1	±2.5	%
			$500\text{kHz} \leq f_{MASTER} \leq 10\text{MHz}$	±2.5	±3	%
		$V^+ = 2.7\text{V}$ $PH = 3$	$100\text{kHz} \leq f_{MASTER} < 500\text{kHz}$	±3	±4.5	%
			$10\text{MHz} \leq f_{MASTER} \leq 20\text{MHz}$	±3.5	±3.5	%
$\Delta f_{OUT}/\Delta T$	Frequency Drift Over Temperature	$R_{SET} = 100\text{k}$	±0.004		%/ $^\circ\text{C}$	
$\Delta f_{OUT}/\Delta V^+$	Frequency Drift Over Supply	$V^+ = 4.5\text{V}$ to 5.5V , $R_{SET} = 100\text{k}$	0.4	0.9	%/V	
		$V^+ = 2.7\text{V}$ to 3.6V , $R_{SET} = 100\text{k}$	0.04	0.35	%/V	

6909f

電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ または注記されているとおり。注記がない限り、テスト条件は $V^+ = V^+A = V^+D = 2.7\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 、 $R_L = 5\text{k}\Omega$ 、 $C_L = 5\text{pF}$ 。注記がない限り、変調機能はオフされ (MODはOUT1に接続される)、 $\text{PH} = 8$ 。R_{SET}はSETピンからV⁺Aピンに接続された抵抗として定義されている。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
R _{SET}	Range of the R _{SET} Resistor Connected Between the V ⁺ A Pin and the SET Pin	$4.5\text{V} \leq V^+ \leq 5.5\text{V}$	10		2000	k Ω
		$2.7\text{V} \leq V^+ \leq 4.5\text{V}$	20		2000	k Ω
	Frequency Spread with SSFM Enabled	R _{SET} = 100k MOD Pin = V ⁺ , GND or Open	● ± 7	± 10	± 13	%
	Long-Term Stability of the Output Frequency (Note 9)			300		ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$
	Duty Cycle (Note 6)	SSFM Disabled	● 45	50	55	%
V ⁺ A, V ⁺ D	Operating Supply Voltage Range		● 2.7		5.5	V
I _S	V ⁺ Combined Supply Current	R _{SET} = 2M, R _L = ∞ , PH = 8, MOD = V ⁺ , (f _{OUT} = 12.5kHz), SSFM = f _{OUT} /64 V ⁺ = 5V V ⁺ = 2.7V	●	0.6	0.85	mA
			●	0.55	0.8	mA
		R _{SET} = 20k, R _L = ∞ , PH = 3, MOD = GND, (f _{OUT} = 3.33MHz), SSFM = f _{OUT} /16 V ⁺ = 5V V ⁺ = 2.7V	●	2.4	2.7	mA
		●	1.55	1.8	mA	
		R _{SET} = 2M, R _L = ∞ , PH = 8, MOD = OUT1, (f _{OUT} = 12.5kHz), SSFM Off V ⁺ = 5V V ⁺ = 2.7V	●	0.4	0.65	mA
			●	0.37	0.6	mA
V _{IH_MOD}	High Level MOD Input Voltage		● V ⁺ - 0.4			V
V _{IL_MOD}	Low Level MOD Input Voltage				0.4	V
I _{MOD}	MOD Input Current (Note 7)	MOD Pin = V ⁺ , V ⁺ = 5V	●	2	4	μA
		MOD Pin = GND, V ⁺ = 5V	●	-4	-2	μA
V _{IH_PH}	High Level PHx Input Voltage	PHx Refers to PH0, PH1 and PH2	● V ⁺ - 0.4			V
V _{IL_PH}	Low Level PHx Input Voltage	PHx Refers to PH0, PH1 and PH2	●		0.4	V
I _{IN_PHX}	Digital Input Current, PH0, PH1, PH2	$0\text{V} < V_{\text{IN}} < V^+$	●		± 1	μA
V _{OH}	High Level Output Voltage (OUT1 Through OUT8)(Note 7)	V ⁺ = 5V No Load 5mA Load to GND	●	4.35	4.92	V
				4.65		V
		V ⁺ = 2.7V No Load 3mA Load to GND	●	2.1	2.63	V
				2.4		V
V _{OL}	Low Level Output Voltage (OUT1 Through OUT8)(Note 7)	V ⁺ = 5V No Load 5mA Load to V ⁺	●		0.07	V
				0.25	0.55	V
		V ⁺ = 2.7V No Load 3mA Load to V ⁺	●		0.07	V
				0.25	0.55	V
t _r	Output Rise Time (Note 8)	V ⁺ = 5V		1.6		ns
		V ⁺ = 2.7V		2.5		ns
t _f	Output Fall Time (Note 8)	V ⁺ = 5V		1.6		ns
		V ⁺ = 2.7V		2		ns

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。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC6909CとLTC6909Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で動作することが保証されている。

Note 3: LTC6909Cは $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LTC6909Cは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合するように設計され、特性が評価されており、性能仕様に適合すると予想されるが、これらの温度ではテストされないし、QAサンプリングも行われない。LTC6909Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LTC6909Hは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

電気的特性

Note 4: f_{MASTER} は内部マスタ発振器の周波数。出力周波数は f_{MASTER}/PH 。PHの値は、「アプリケーション情報」のセクションで説明されているように、PH0、PH1およびPH2の各ピンの接続によって決まる。

Note 5: 周波数の精度は f_{OUT} の式からの偏差として定義されている。 $f_{MASTER} = 20MHz \cdot 10k/R_{SET}$ 、 $f_{OUT} = 20MHz \cdot 10k/(R_{SET} \cdot PH)$ 、PH = 3、4、5、6、7または8。

Note 6: 5Vテストにより保証。

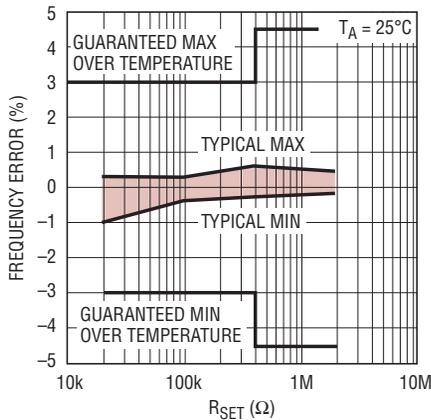
Note 7: ロジックICの標準規格に準拠して、ピンから流れ出す電流は負の値として定義されている。

Note 8: 出力の上り時間と下り時間は出力負荷無し状態で電源の10%レベルと90%レベルの間で測定される。これらの仕様は特性評価に基づいている。

Note 9: シリコン発振器の長期ドリフトは主にシリコン内のイオンと不純物の移動に起因し、30°Cで(それ以外は公称動作条件で)テストされる。ドリフトには一般に非直線の性質があるので、長期ドリフトはppm/kHrとして定義されている。ある定められた期間のドリフトを計算するには、その時間を1000時間単位に変換し、平方根をとり、標準ドリフト値を掛ける。たとえば、1年は8.77kHrであり、300ppm/kHrでは888ppmのドリフトになる。デバイスに電力を与えない場合(エージング)のドリフトは、電力を与えた場合のドリフトの1/10、つまり300ppm/kHrのデバイスの場合30ppm/kHrで近似することができる。

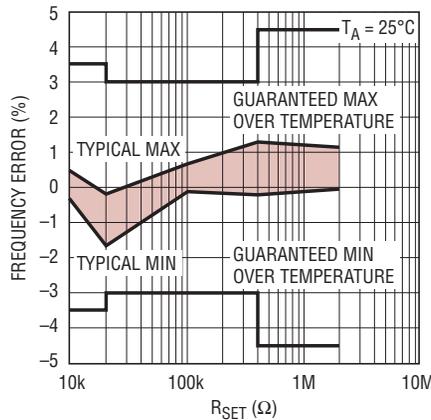
標準的性能特性

周波数誤差と R_{SET} 、 $V^+ = 2.7V$



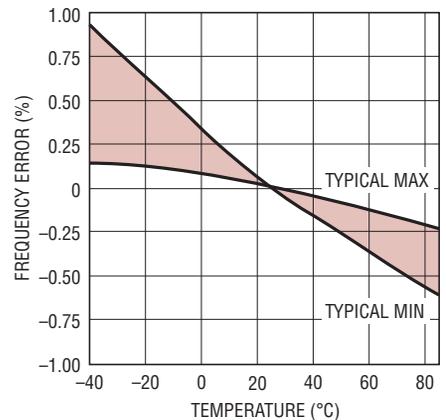
6909 G01

周波数誤差と R_{SET} 、 $V^+ = 5V$



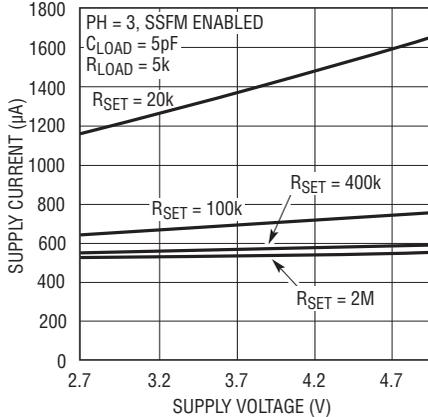
6909 G02

周波数誤差と温度



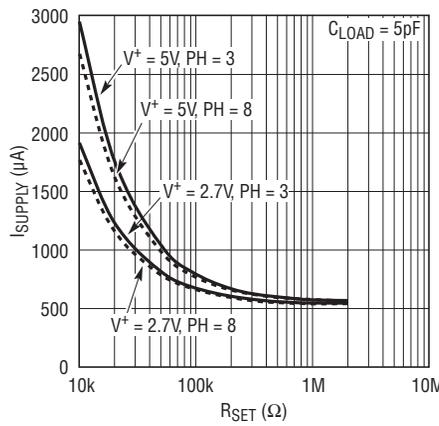
6909 G03

消費電流と電源電圧



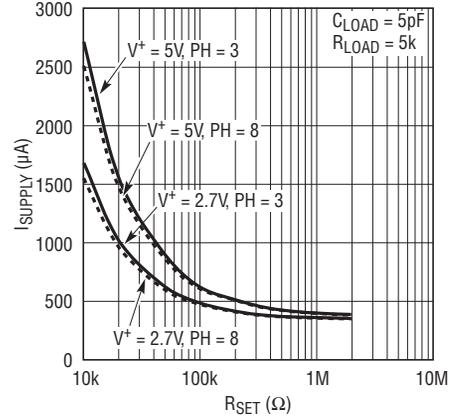
6909 G04

消費電流と R_{SET}
(SSFMをイネーブル)



6909 G05

消費電流と R_{SET}
(SSFMをディスエーブル)

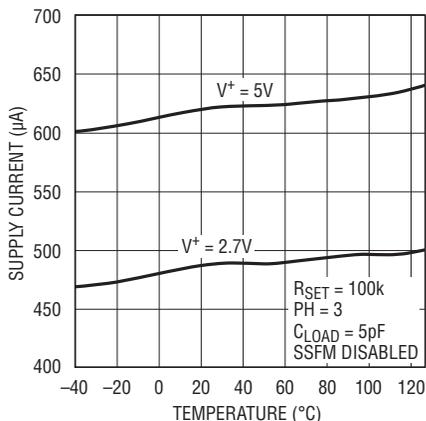


6909 G06

6909f

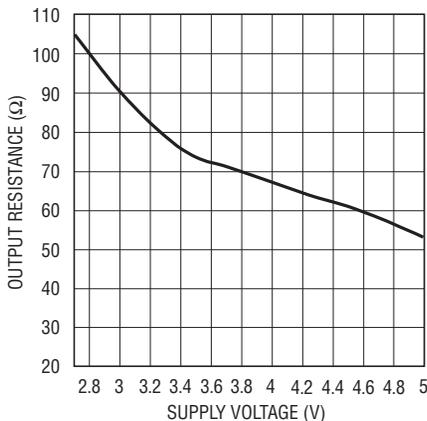
標準的性能特性

消費電流と温度



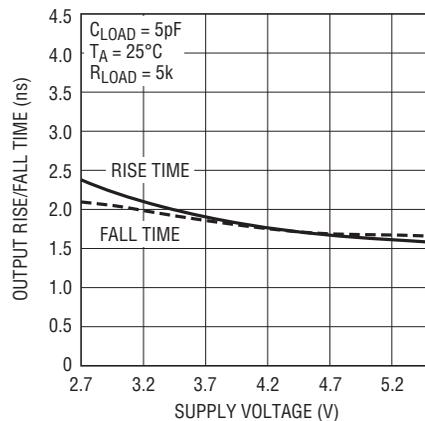
6909 G07

標準出力抵抗と電源電圧



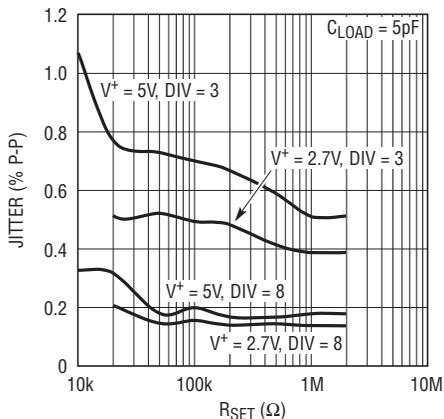
6909 G08

出力の立上り/立下り時間と電源電圧



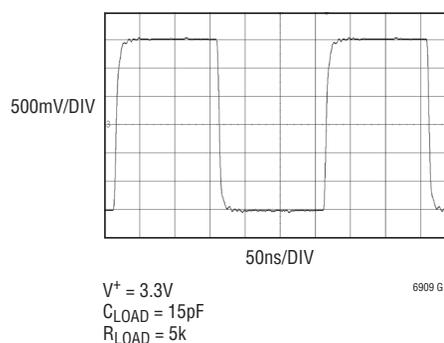
6909 G09

ジッタとRSET



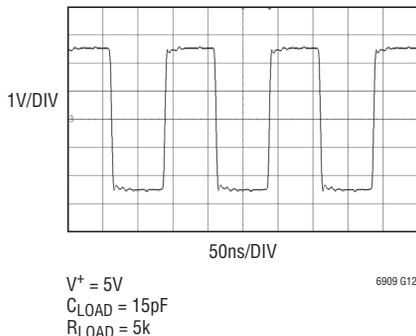
6909 G10

3.33MHzでの出力動作



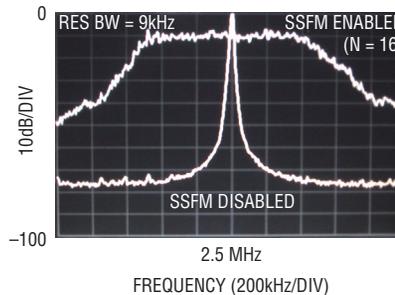
6909 G11

6.66MHzでの出力動作



6909 G12

出力周波数のスペクトル
SSFMをイネーブ
およびディスエーブル



6909 G13

ピン機能

V⁺A (ピン1): アナログ電圧電源 ($2.7V \leq V^+A \leq 5.5V$)。この電源はノイズやリップルの影響を受けないようにします。VCCは0.1 μ F以上の低ESRコンデンサを使ってGNDに直接バイパスします。V⁺AとV⁺Dは同じ電源電圧に接続する必要があります。

GND (ピン2): グラウンド接続。最適動作のため、グラウンド・プレーンに接続します。

PH0, PH1, PH2 (ピン3, 4, 15): 出力フェーズの選択ピン。これらは標準CMOSロジック入力ピンで、内部のプルアップやプルダウンは備わっていません。これらのピンはロジック入力の有効な0または1の電圧に接続する必要があります。ロジック0の場合はGND、ロジック1の場合はV⁺Dピンに接続します。これらのピンは以下のように出力の位相関係を設定します。

PH2	PH1	PH0	モード
0	0	0	全ての出力がフロート状態 (Hi-Z)
0	0	1	全ての出力が“L”
0	1	0	3フェーズ・モード (PH = 3)
0	1	1	4フェーズ・モード (PH = 4)
1	0	0	5フェーズ・モード (PH = 5)
1	0	1	6フェーズ・モード (PH = 6)
1	1	0	7フェーズ・モード (PH = 7)
1	1	1	8フェーズ・モード (PH = 8)

PH0, PH1, PH2のピン接続は出力信号の位相関係を定めるだけでなく、マスタ発振器の周波数をPHの値で分周します。

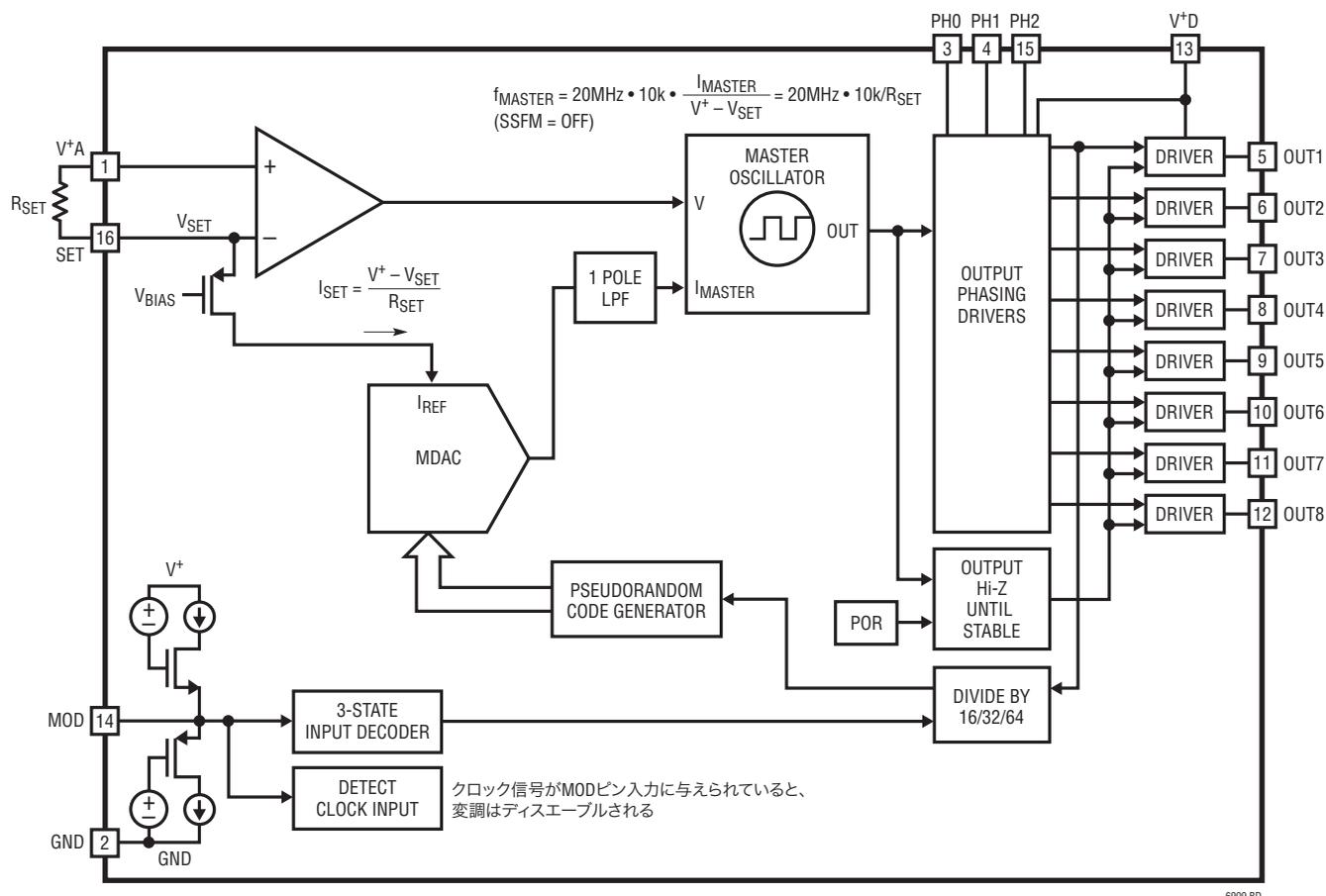
OUT1~OUT8 (ピン5~12): 発振器の出力。これらはレール・トゥ・レールCMOSロジック出力で、約40 Ω の直列抵抗を備えており、1kおよび/または50pFの負荷をドライブする能力があります。大きな負荷の場合、高い周波数では電源バウンスにより周波数の精度がわずかに低下することがあります。出力ピンのどれでも使われていないときは、フロートした高インピーダンス状態になります。出力は起動時にも高インピーダンス状態に保たれます。デバイスの内部周波数セトリング・ループがセトリングすると、出力はアクティブになり、設定された周波数でクリーンに動作します (最初のサイクルから精確です)。

V⁺D (ピン13): デジタル電圧電源 ($2.7V \leq V^+D \leq 5.5V$)。このピンは0.1 μ F以上の低ESRコンデンサを使ってGNDに直接バイパスします。V⁺DとV⁺Aは同じ電源電圧に接続する必要があります。

MOD (ピン14): スペクトラム拡散周波数変調の設定入力。この入力には4種類の変調レート設定の中から選択します。f_{OUT}/16の変調レートの場合、MODピンをグラウンドに接続します。MODピンをフロートさせると、f_{OUT}/32の変調レートが選択されます。f_{OUT}/64の変調レートの場合、MODピンをV⁺Dに接続します。アクティブな出力の1つをMODピンに接続すると、変調をオフします。フロート状態のMODピンを検出するために、LTC6909はこのピンを電源の中間点の電位に引張ろうと試みます。これは2つの内部電流源によって実現されます。片方はV⁺DとMODに接続されており、他方はGNDとMODに接続されています。したがって、MODピンを“H”にドライブするには約2 μ Aでソースする必要があります。同様に、MODピンを“L”にドライブするには約2 μ Aでシンクする必要があります。**f_{OUT}/32の変調レートのためにMODピンをフロートさせる場合、1nF以上のコンデンサでGNDにバイパスする必要があります。**MODピンに結合するどんなAC信号も潜在的に検出されて周波数変調を停止させる可能性があります。

SET (ピン16): 周波数設定抵抗の入力。このピンとV⁺Aの間に接続する抵抗の値によってマスタ発振器の周波数が決まります。出力周波数 (f_{OUT}) は、マスタ発振器の周波数をPH0、PH1およびPH2ピンの接続によって設定されるPHによって分周した周波数です。このピンの電圧はV⁺Aより約1.1V下に保たれます。最適動作のため、20k~400kの高精度金属皮膜抵抗を使用して、ピンの容量を10pFよりも小さくします。この範囲の外の抵抗値は「電気的特性」の表で注記されているように、精度がいくらか低下します。

ブロック図



6909 BD

動作

ブロック図に示されているように、LTC6909のマスタ発振器はV⁺AピンとSETピンの間の電圧とSETピンに流れ込む電流(I_{MASTER})との比によって制御されます。スペクトラム拡散周波数変調(SSFM)がディスエーブルされていると、I_{MASTER}は厳密に(V⁺A-V_{SET})の電圧とR_{SET}抵抗によって決定されます。SSFMがイネーブルされていると、I_{MASTER}はフィルタをかけた擬似ランダム・ノイズ(PRN)信号によって変調されます。この場合、I_{MASTER}電流は(I_{SET}-10%)と(I_{SET}+10%)の間に均一に分布するランダム値です。このようにして、周波数が変調され、設定された周波数をほぼ中心にし、帯域幅が中心周波数の約20%に等しいほぼフラットな周波数スペクトルを発生します。

SETピンの電圧はPMOSトランジスタとそのゲート・バイアス電圧によってV⁺Aより約1.1V低い値に強制されます。この電圧は、特定の入力電流と電源電圧で、精度が±5%です(図1を参照)。LTC6909は、500kHz~10MHzのマスタ発振器の周波数に対応する20k~400kの抵抗で使うように最適化されています。電源電圧が4Vより大きいと、20MHz(R_{SET} = 10k)までの正確なマスタ発振器の周波数を得ることができます。V⁺AピンとSETピンの間に接続されたR_{SET}抵抗は(V⁺A-V_{SET})電圧とI_{SET}電流を結合します。このため、デバイスはSETピンの精度に関係なく優れた周波数精度を実現することができます。マスタ発振器の周波数は次のとおりです。

$$f_{\text{MASTER}} = 20\text{MHz} \cdot 10\text{k}/R_{\text{SET}}$$

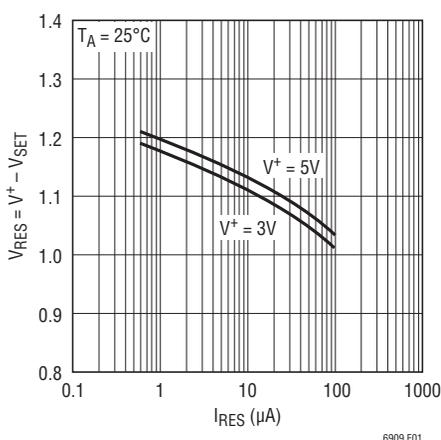


図1. I_{RES}に対するV⁺-V_{SET}の変化

スペクトラム拡散周波数変調(SSFM)がディスエーブルされていると、マスタ発振器周波数は変化しません。SSFMがイネーブルされていると、マスタ発振器周波数は0.9・f_{MASTER}~1.1・f_{MASTER}で変化します。

出力周波数と構成設定

LTC6909の出力周波数は、R_{SET}抵抗の値と、PH0、PH1およびPH2のロジック入力ピンの接続によって設定されます。その関係は次式によって定められます。

$$f_{\text{OUT}} = 20\text{MHz} \cdot 10\text{k}/(R_{\text{SET}} \cdot \text{PH})$$

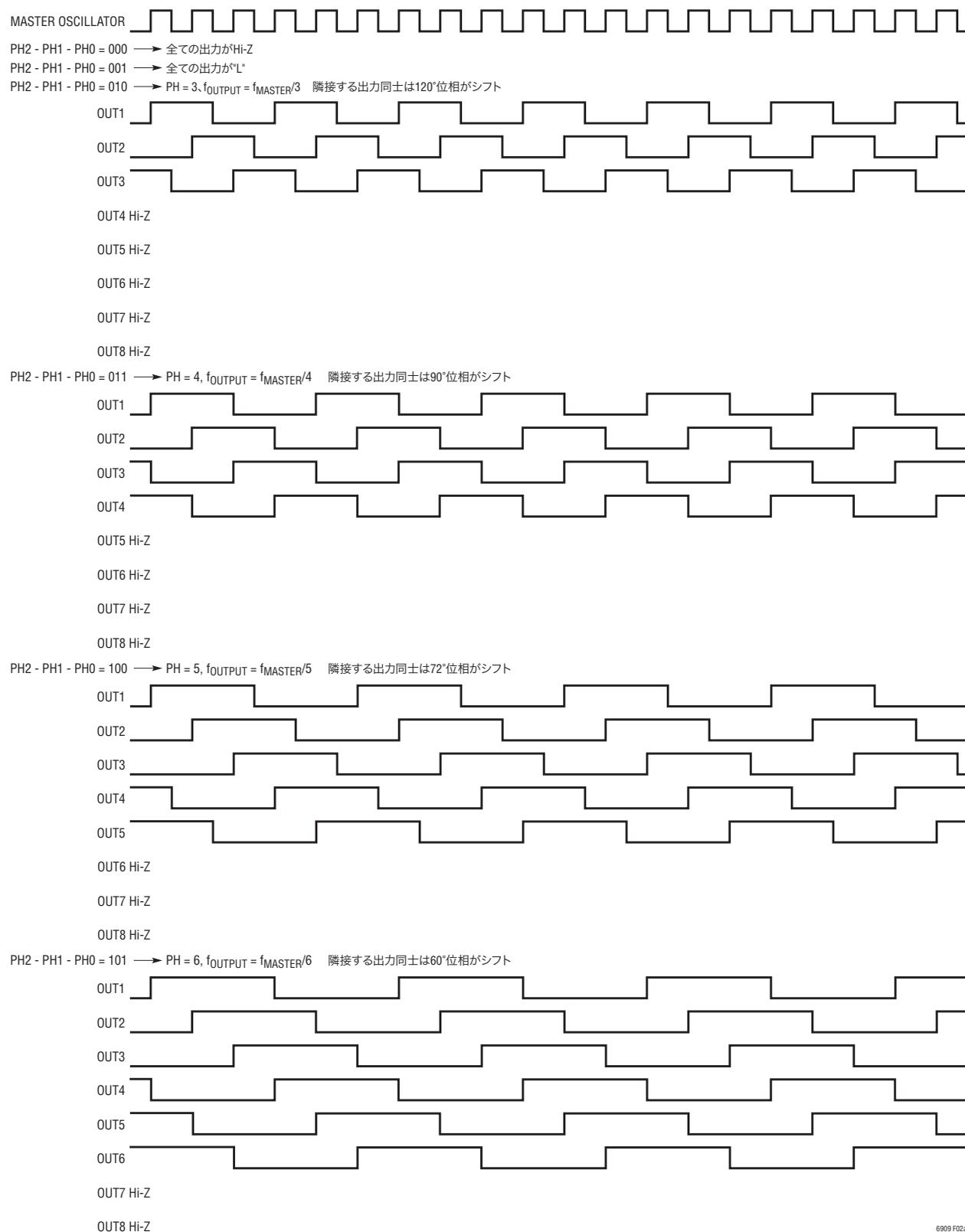
ここで、PH = 3、4、5、6、7または8であり、以下のように定義されています。

PH2	PH1	PH0	モード
0	0	0	全ての出力がフロート状態(Hi-Z)
0	0	1	全ての出力が"L"
0	1	0	3フェーズ・モード(PH = 3)
0	1	1	4フェーズ・モード(PH = 4)
1	0	0	5フェーズ・モード(PH = 5)
1	0	1	6フェーズ・モード(PH = 6)
1	1	0	7フェーズ・モード(PH = 7)
1	1	1	8フェーズ・モード(PH = 8)

PH0、PH1およびPH2の各ピンは標準ロジック入力ピンです。これらのピンはアクティブなプルアップ回路もプルダウン回路も備えていません。したがって、それらをフロートさせたままにすることはできず、ロジックの有効な"H"または"L"の電圧に接続する必要があります。PH0、PH1、PH2のピン接続は、マスタ発振器周波数をPHの値で分周するだけでなく、出力信号間の位相関係を決めます。8つの可能な出力構成のそれぞれの出力波形を図2に示します。

正しい信号対を選択することにより、4、6および8フェーズ・モードで、2フェーズの相補(180°位相がシフトした)出力を利用することができることに注意してください。たとえば、4フェーズ・モードでは、OUT1とOUT3(またはOUT2とOUT4)が相補関係になります。

動作



6909 F02a

図2a. 異なるPH設定の出力波形

動作

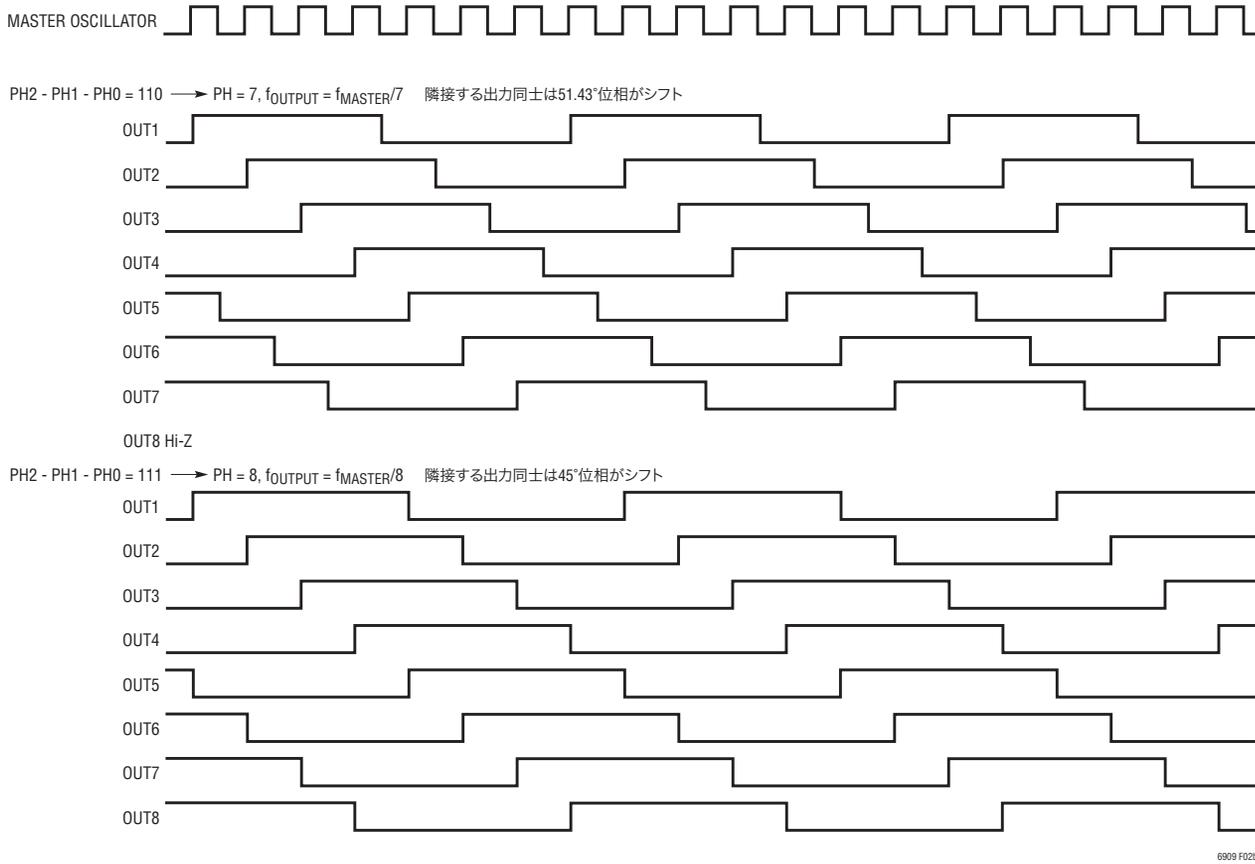


図2b. 異なるPH設定の出力波形

動作

スペクトラム拡散周波数変調

LTC6909はスペクトラム拡散周波数変調(SSFM)で動作することができます。このモードでは、発振器の周波数は擬似ランダム・ノイズ(PRN)信号によって変調され、発振器のエネルギーを広い周波数帯域に拡散します。この拡散により、電磁放射のピーク・レベルが低下し、電磁環境適合性(EMC)が向上します。

周波数拡散量は20%(±10%)に固定されます。ここで、周波数拡散は次のように定義されています。

$$\text{周波数拡散 (\%)} = 100 \cdot (f_{\text{MAX}} - f_{\text{MIN}}) / f_{\text{OUT}}$$

I_{MASTER} 電流は、 I_{SET} を基準にした乗算型DAコンバータ(MDAC)によって発生し、ローパス・フィルタを通過した動的信号です。 I_{MASTER} は擬似ランダム・ノイズのようなし方で $0.9 \cdot I_{\text{SET}}$ と $1.1 \cdot I_{\text{SET}}$ の間で変化します。これにより、出力周波数が擬似ランダム・ノイズと同様なし方で $0.9 \cdot f_{\text{OUT}}$ と $1.1 \cdot f_{\text{OUT}}$ の間で変化します。

SSFMをディスエーブルするには、アクティブな出力の1つをMODピンに接続します。出力周波数の近傍の周波数がMODピンで検出されると、AC検出器回路は変調回路をシャットダウンします。

前に述べたように、変調波形は擬似ランダム・ノイズに似た波形です。擬似ランダム信号は15ビット長のリニア・フィードバック・シフトレジスタによって発生します。擬似ランダム・シーケンスは $(2^{15} - 1) \cdot N$ クロック・サイクルごとに繰り返されます。これにより、最大6.67MHzまでの出力周波数で、13Hz以下の繰り返し率が保証されます。シフトレジスタの7ビットは、変調電流波形を発生するMDACに並列に送られます。デジタル方式で発生した信号なので、MDACの出力は完全に滑らかな波形ではなく、シフトレジスタのクロック・サイクルごとに変化する (2^7) の離散ステップで形成されます。シフトレジスタのクロックは出力周波数(f_{OUT})をNで分周したものであることに注意してください。ここで、Nは変調レート分割器の設定で、MODピンの状態で決まります。N = 16に設定するには、MODピンをグランドに接続します。MODピンをフロートさせると、N = 32を選択します。N = 64に設定するには、MODピンを V^+ に接続します。

次に、MDACの出力は、コーナー周波数が変調レート(f_{OUT}/N)に設定されたローパス・フィルタによりフィルタされます。これにより、周波数の変化率が制限され、周波数制御信号の角が和らげられますが、各周波数ステップで波形を完全にセトリングさせることができます。ゼロが1つのこのフィルタの立上り時間と立下り時間は約 $0.35/f_{\text{CORNER}}$ です。「アプリケーション情報」のセクションで説明されているように、これはスイッチング・レギュレータのクロッキングに有益です。出力周波数が時間の経過とともにどのように変化するかを図3に示します。

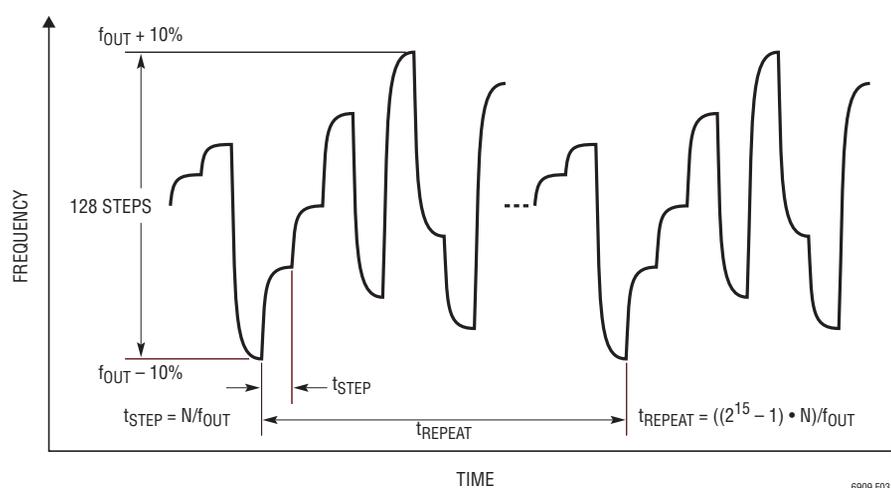


図3

アプリケーション情報

周波数設定抵抗の選択

LTC6909のマスタ発振器周波数の範囲は、 R_{SET} 抵抗値に依存して、100kHz～20MHzにわたります。ただし、4Vより低い電源電圧で、発振器を10MHzを超えるマスタ発振器周波数で動作させると精度が低下することがあります。マスタ発振器の周期と R_{SET} 抵抗値の間には線形の対応関係があるので、簡単な式で抵抗と周波数の関係が表されます。

$$R_{SET} = 10k \cdot 20MHz / f_{MASTER}$$

$$R_{SETMIN} = 10k (5V電源)、20k (2.7V電源)、$$

$$R_{SETMAX} = 2M$$

R_{SET} 抵抗の許容誤差により出力周波数 f_{OUT} が同じだけシフトします。

LTC6909の出力周波数設定の別の方法

電流をSETピンにソースする任意の方法によって発振器をプログラムすることができます。図4の回路はプログラム可能な電流源を使って発振器の周波数を設定し、 f_{OUT} の式の抵抗 R_{SET} は $1.1V / I_{CONTROL}$ の比で置き換えられます。「動作」のセクションで既に説明したように、 V^+ とSETの間の電圧差は約 $1.1V \pm 5\%$ です。したがって、図4の回路は抵抗によって出力周波数を制御するのに比べると精度が下がります。

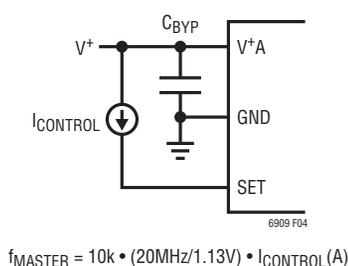
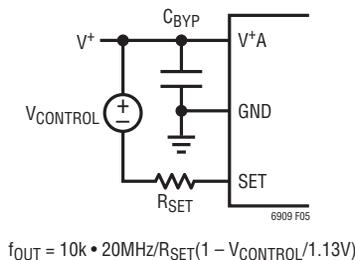


図4. 電流制御発振器

V_{CO} として構成したLTC6909を図5に示します。電圧源が外付けの10k抵抗に直列に接続されています。マスタ発振器周波数(f_{MASTER})は $V_{CONTROL}$ に従って変化します。 $V_{CONTROL}$ は V^+ とSETピンに接続された電圧源です。この回路の場合も、 V^+ とSETの間の電圧と入力電流の間には関係がなく



$$f_{OUT} = 10k \cdot 20MHz / R_{SET} (1 - V_{CONTROL} / 1.13V)$$

図5. 電圧制御発振器

なりません。周波数精度は低下します。ただし、発振器周波数は $V_{CONTROL}$ の減少につれて単調に増加します。

LTC6909の変調レートの設定

LTC6909の変調レートは f_{OUT} / N に等しくなります。ここで、 N は変調レート分割器の設定値で、MODピンの状態で決まります。 $N = 16$ に設定するには、MODピンをグランドに接続します。MODピンをフロートさせると、 $N = 32$ を選択します。 $N = 64$ に設定するには、MODピンを V^+ に接続します。SSFMをデイスエーブルするには、アクティブな出力の1つをMODピンに接続します。出力周波数に近い周波数がMODピンで検出されると、AC検出器回路は変調回路をシャットダウンします。

$f_{OUT} / 32$ の変調レートのためにMODピンをフロートさせる場合、少なくとも1nFのコンデンサでGNDにバイパスする必要があります。MODピンに結合するどんなAC信号も潜在的に検出されて周波数変調を停止させる可能性があります。

ロジック回路のドライブ

LTC6909の出力は一般のデジタル・ロジック回路をドライブするのに適しています。ただし、LTC6909で使われている周波数拡散方式は多くのロジック・デザインには適していないかもしれません。多くのロジック・デザインでは、かなり厳しいタイミングとサイクル・トゥ・サイクルのジッタの条件が要求されます。これらのシステムは多くの場合、擬似ランダム波形ではなく、三角波によってゆっくりと直線的に周波数が変調されるスペクトラム拡散クロック・システムから恩恵を受けます。このタイプの周波数拡散では、あるクロック・エッジから次の隣接するクロック・エッジまでのタイミングの差(サイクル・トゥ・サイクル・ジッタ)が最小に保たれます。

アプリケーション情報

LTC6909が使用する擬似ランダム変調信号は、コーナー周波数が変調レート (f_{OUT}/N) に設定された (ここで、 N はMODピンの状態で決まる変調レート分割器の設定値です) 1次ローパス・フィルタによって周波数の遷移が遅くされ、コーナーが丸められます。このフィルタをかけた変調信号は多くのロジック・システムで許容できるでしょうが、サイクル・トゥ・サイクルのジッタの問題は注意深く検討する必要があります。

スイッチング・レギュレータのドライブ

LTC6909はスイッチング・レギュレータ・システムに精確で安定したクロックを与えるように主に設計されています。CMOSロジック出力はほとんどのスイッチング・レギュレータとスイッチング・コントローラを直接ドライブするのに適しています。リニアテクノロジーは外部のクロックに同期するように設計された完全に集積化されたスイッチング・レギュレータとスイッチング・レギュレータ・コントローラの多数の製品ファミリーを揃えています。これら全てのデバイスは外部クロック用に指定されたピンを1つ備えています。そのピンの名称は製品ファミリーの歴史に依存して異なります。SYNC、PLLIN、SYNC/MODE、EXTCLK、FCBおよびS/S (SYNC/SHDNの略) がリニアテクノロジーのICで使われるクロック入力ピンの名称の例です。

最良のEMC性能を得るには、MODピンをグラウンドに接続してLTC6909を動作させます (SSFMをイネーブルし、変調レートを $f_{OUT}/16$ に設定します)。法的テストは厳密に指定された帯域幅と条件で行われます。テストの帯域幅より高速の、またはできるだけそれに近づけた変調が最小の測定値を与えます。システム内の他の回路と干渉する放射信号のレベルを下げるのが目的である場合は、最適変調レートはそれほど直接的には求まりません。変調レートは具体的なシステムの条件に従って評価し、最適レートを決定する必要があります。スイッチング・レギュレータが採用している固有の周波数同期方式に依存して、変調レートはレギュレータの同期能力内になければなりません。多くのレギュレータはフェーズロック・ループ (PLL) を同期に利用しています。これらのデバイスでは、PLLループ・フィルタが十分なキャプチャ範囲と帯域幅をもつように設計します。

LTC6909の周波数ホッピングの遷移はローパス・フィルタによって遅くなります。このフィルタのコーナー周波数は変調レート (f_{OUT}/N) に設定されます。ここで、 N は変調レート分割

器の設定値で、MODピンの状態で決まります。 $N = 16$ に設定するには、MODピンをグラウンドに接続します。MODピンをフロートさせると、 $N = 32$ を選択します。 $N = 64$ に設定するには、MODピンを V^+ に接続します。これはスイッチング・レギュレータをドライブするとき重要な機能です。スイッチング・レギュレータ自体は、帯域幅が標準で動作周波数の $1/10 \sim 1/20$ 程度のサーボ・ループです。クロック周波数の遷移がスイッチング・レギュレータの帯域幅の内部にあると、レギュレータの出力は安定化された状態を保ちます。遷移がスイッチング・レギュレータの帯域幅を超えて鋭すぎると、レギュレータの出力は鋭いジャンプを生じた後、再度安定化した状態に落ち着きます。レギュレータの帯域幅が f_{OUT}/N を超えて十分高いと、安定化の問題は生じません。

変化する出力電圧の一部は出力リップル電圧です。どのスイッチング・レギュレータでもクロック周波数の出力リップルがいくらか生じます。特定のMOSFET、特定のインダクタ、特定のコンデンサを使って設計されているほとんどのスイッチング・レギュレータでは、リップルの大きさはレギュレータの動作周波数に従って変化します (主な例外はヒステリシス・アーキテクチャのレギュレータです)。周波数が増加するとリップルが小さくなり、周波数が低下するとリップルが大きくなります。このことは、静的周波数のシステムまたは動的に周波数変調されたシステムに当てはまります。変調信号が三角波であれば、レギュレータの出力には三角波によって振幅変調されたリップルが生じるでしょう。電源に対するこの繰り返し信号は他の望ましい信号と混じって歪を生じさせ、システムに問題を生じさせるおそれがあります。スイッチング・レギュレータのインダクタの設計と三角波の周波数によっては、可聴ノイズが生じることさえあります。LTC6909は擬似ランダム・ノイズに似た信号を使います。オシロスコープで見ると、本質的に振幅が一定のノイズのように見えます。この信号は広帯域で、どんなミキシングの問題も除去されます。さらに、擬似信号は非常に低速で繰り返すので、可聴域の十分下になります。

スペクトラム拡散周波数変調をイネーブルしたLTC6909ではEMC性能が改善されます。スイッチング・レギュレータの帯域幅が十分だと (これはほとんどの場合難しい条件ではありません)、レギュレータの安定化、効率、および負荷応答が維持され、ピーク電磁放射 (または導通) が減少します。

アプリケーション情報

出力リップルはいくらか増加するかもしれませんが、その振舞いはノイズによく似ており、システムに対する悪影響はありません。

電源のバイパス、信号の接続およびPCBのレイアウト

LTC6909をスペクトラム拡散モードで使用すると、常に新しい設定にホップし続けますので、自然に出力周波数精度と安定性の心配がなくなります。ただし、固定周波数のアプリケーションでは、出力周波数の追加の誤差を最小に抑えるため、 V^+ 電源電圧のリップルにいくらか注意を払う必要があります。LTC6909のプログラムされた出力周波数に近い、電源ラインの $30\text{mV}_{\text{P-P}}$ を超えるリップル周波数成分は、0.2%の追加周波数誤差を生じる可能性があります。 V^+ 電源を発振器に供給すると同じスイッチング・レギュレータを同期させるため、LTC6909の固定周波数の出力クロックを使うアプリケーションでは、リップルが $30\text{mV}_{\text{P-P}}$ を超えると、顕著なジッタがクロックに生じる可能性があります。

上述のように、LTC6909の精度は V^+ Aピンの電源リップルによってだけ影響を受けます。 V^+ Dピンは本質的に電源リップルに対して敏感ではありません。 V^+ AピンはLTC6909のアナログ部分の電力を供給し、その電流は与えられた R_{SET} 抵抗値に対してほぼ一定です。 V^+ Dピンは出力ドライバを含むデジタル部分に給電し、その電流要件はスイッチング時にデジタル回路が必要とする大きなバーストから主に成っています。出力ドライバによって必要とされるピーク電流が並外れて最大です。この電流は出力の容量性負荷と電源電圧に主に依存します。

V^+ Aと V^+ Dの電源ピンの電源への接続のし方と推奨PCBレイアウトを図6に示します。PCBレイアウトは、デバイスと0806サイズの受動部品の下の層にグラウンド・プレーンを備えた2層基板を想定しています。図6のPCBレイアウトはガイドラインであり、その通りに従う必要はありません。ただし、以下のように、このレイアウトの中で注意すべきいくつかの事項があります。

1. デバイスの下および周囲にグラウンド・プレーンを置きます。GNDピンを多数の(最少3個から4個の)ビアを介してこのプレーンに接続して、インダクタンスを最小に抑えます。

2. バイパス・コンデンサ(C1とC2)をできるだけ V^+ Aピンと V^+ Dピンに近づけて配置し、コンデンサのリードとデバイスのピンの間のインダクタンスを最小に抑えます。

3. 主電源への V^+ Aピンと V^+ Dピンの接続は低インピーダンスの経路を通します。基板に V^+ の電源プレーンがあれば、図6に示されているトップ層の接続の代わりにそれを使います。各ポイントに多数のビア(最少3個から4個)を使って V^+ Aピンと V^+ Dピンを V^+ プレーンに接続してインダクタンスを最小に抑えます。

4. バイパス・コンデンサ(C1とC2)を、低インダクタンス経路を使ってGNDピンに直接接続します。C1からGNDピンへの接続はトップ層で簡単に行うことができます。C2の経路はもっと困難ですが、グラウンド・プレーンへの複数のビアによって実現できます。

5. R_{SET} 抵抗はSETピンと V^+ Aピンに直接接続します。直接 V^+ Aピンに接続する以外のどんな方法で抵抗を V^+ に接続しても、周波数誤差が大きくなります。

6. R_{SET} 抵抗とその V^+ AおよびSETへの接続の周囲をグラウンドでシールドします。SETピンはかなり高インピーダンスなので、デバイスのCMOS出力であるOUT1～OUT8のようなノイズの多い信号ラインからの干渉を受けやすいピンです。

7. 出力信号(OUT1～OUT8)はできるだけすぐSETピンから離して配線し、カップリングを最小に抑えます。

8. スペクトラム拡散をデisableしてLTC6909を使うとき、アクティブな出力の1つをMODピンに接続します。これは、図6に示されているように、OUT1信号をデバイスの下で配線することにより、うまく実現されます。このトレースと R_{SET} 抵抗の間のグラウンド・シールドは、OUT1信号のSETピンへのカップリングを最小に抑えるのに非常に重要です。

アプリケーション情報

9. PH0、PH1およびPH2の接続は図6に示されていません。これらのピンは、アプリケーションに必要な出力の位相設定に依存して、GNDまたはV⁺Dのどちらかに接続します。グラウンドへの接続はデバイスの下で行います。PH2のV⁺Dへの接続も単純明解です。PH0またはPH1をV⁺Dに接続するには、一方または両方のトレースをレイヤの下を通す必要があるかもしれません。1つまたは全てのPHピンを動的に変える場合、10k抵抗を信号ラインに直列に配置します。抵抗はPHピンにかなり近づけて配置します。この信号は一般にマイクロコントローラまたはスイッチング・レギュレータのパワーグッド信号から来るので、通常はノイズが非常に多く現れます。直列抵抗はノイズの多い信号とLTC6909の間をいくらか分離します。

起動の問題と検討事項

起動時間および最終値の1%以内になるまでのセtring時間は次式で推算されます。

$$t_{\text{START}} \approx R_{\text{SET}} \cdot \left(\frac{25\mu\text{s}}{1\text{k}} \right) + 10\mu\text{s}$$

たとえば、R_{SET} = 100kの場合、LTC6909は1MHzの最終値の1%以内に約260μsでセtringするでしょう。様々なR_{SET}抵抗に対する起動時間を図7に示します。

整然とした起動シーケンスを助けるため、LTC6909の出力は、パワーアップ後の最初の128マスタックロク・サイクルの間、高インピーダンス状態になります。これにより、最初のクロック・サイクルが望みの動作周波数に非常に近いことが保証されます。

マルチフェーズ・スイッチング・レギュレータのパワーアップとパワーダウンは常に混乱しがちで、注意深くされないと、深刻な結果をシステムにもたらします。最初のサイクルの精度を保証するためのLTC6909の出力の抑止に加えて、PH0-PH1-PH2コードの000(全ての出力が高インピーダンス)および001(全ての出力が”L”)がスタートアップ時のスイッチング・レギュレータのクロッキングの制御に便利です。

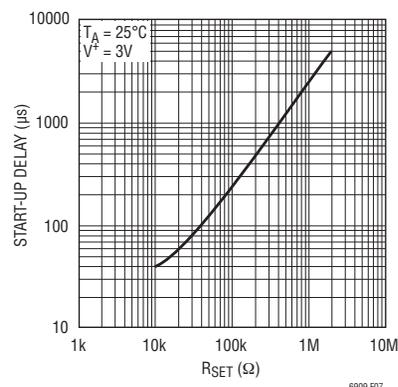


図7. 起動時間

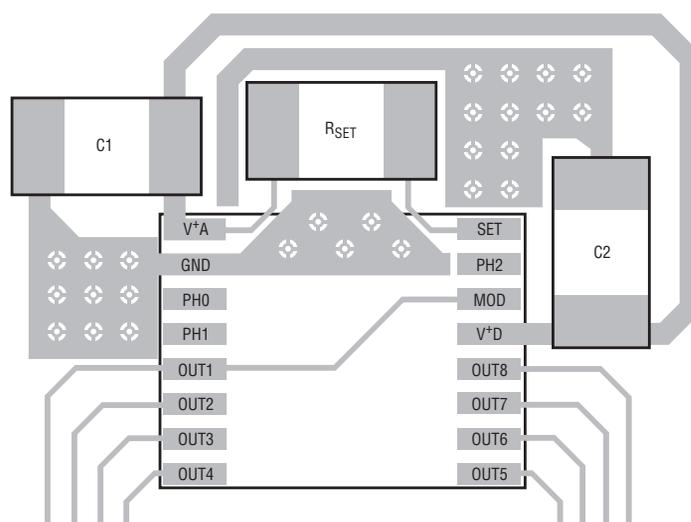
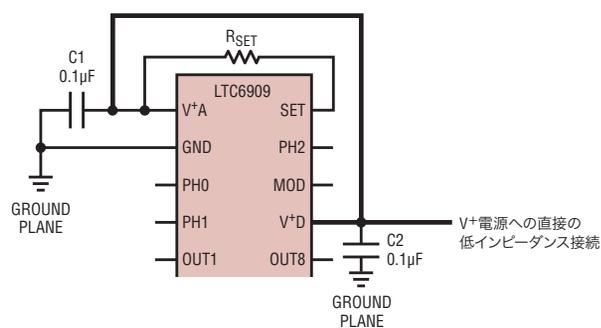


図6. 電源のバイパスとPCBレイアウト

アプリケーション情報

起動時、ほとんどのスイッチング・レギュレータは、パワーグッド状態が達成されるまでクロック入力を見放します。リニアテクノロジーのほとんど全てのスイッチング・レギュレータはこのように動作します。ただし、他のメーカーのいくつかのスイッチング・レギュレータは起動時にクロック入力を見放さず、しかも、パワーグッド状態に達するまでは同期できません。パワーグッド状態に達する前にこれらのスイッチング・レギュレータを同期させようとすると、問題が生じることがあります。これらのスイッチング・レギュレータの場合、スイッチング・レギュレータがパワーグッド信号を出力するまで、LTC6909をPH0-PH1-PH2コードの000または001に保持するのが最良です。ほとんどの場合、スイッチング・レギュレータのパワーグッド信号をPH0、PH1およびまたはPH2ピンに単に接続するだけで、これが実現されます。000または001のどちらかの状態から他の6つの状態のどれにでもパワーグッド信号で切り替えるのに、1個の追加のロジック・インバータが必要なだけです。

PH0、PH1およびPH2の入力を使ってパワーアップ/パワーダウンの問題に役立つ別の方法は、外部デバイスを使って電源モニタまたは低電圧ロックアウト (UVLO) を実現することです。コンパレータをリファレンスと組み合わせることでこの機能を実現するのに利用できるいくつかのデバイスがあります。LTC6909自体は内部UVLOを備えていません。電源が2.7Vより

低いと、周波数の精度が低下することがあります。約2Vより下の電源電圧では、LTC6909は動作が不安定になるか、停止します。ランダムにロジック“H”または“L”の状態に停止します。

LTC1998を使って電源電圧をモニタし、PH0ピンとPH1ピンのロジック状態を制御する回路を図8に示します。LTC1998のスレッシュホールドは2.5Vに設定され、50mVのヒステリシスがあります。起動時、電源がランプアップする間、LTC1998はPH0とPH1を“L”にホールドし、LTC6909の出力を高インピーダンス状態に保ちます。電源が2.55Vを超えると、LTC1998はPH0ピンとPH1ピンを“H”に引き上げ、LTC6909を4フェーズ同相モードに設定します。パワーダウン時、電源がランプダウンして2.45Vより下に下がるとLTC1998の出力は“L”になります。これにより、LTC6909の出力は高インピーダンス状態になります。全ての切替えはLTC6909の内部発振器に同期しているので、グリッチやラント・パルスが防がれます。

オン/オフ電源電圧スレッシュホールドを調節するには、LTC1998の構成設定を変更します。パワーグッド信号の場合同様、000または001のどちらかの状態から他の6つの状態のどれにでもパワーグッド信号で切り替えるには、1個の追加のロジック・インバータが必要なだけです。

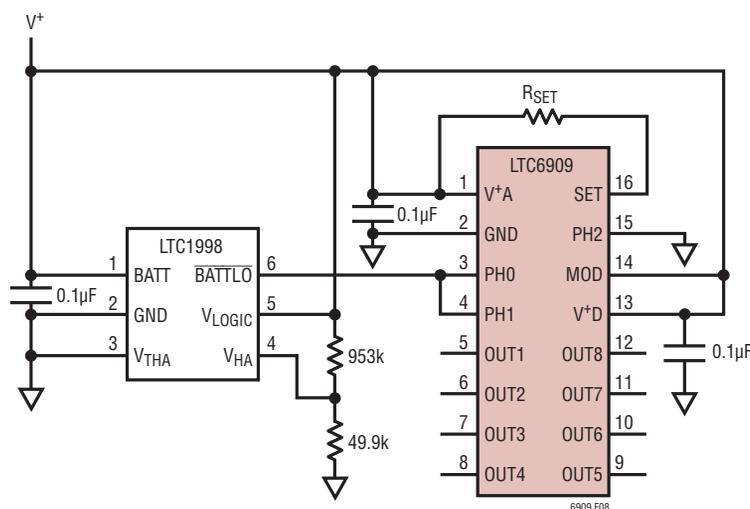
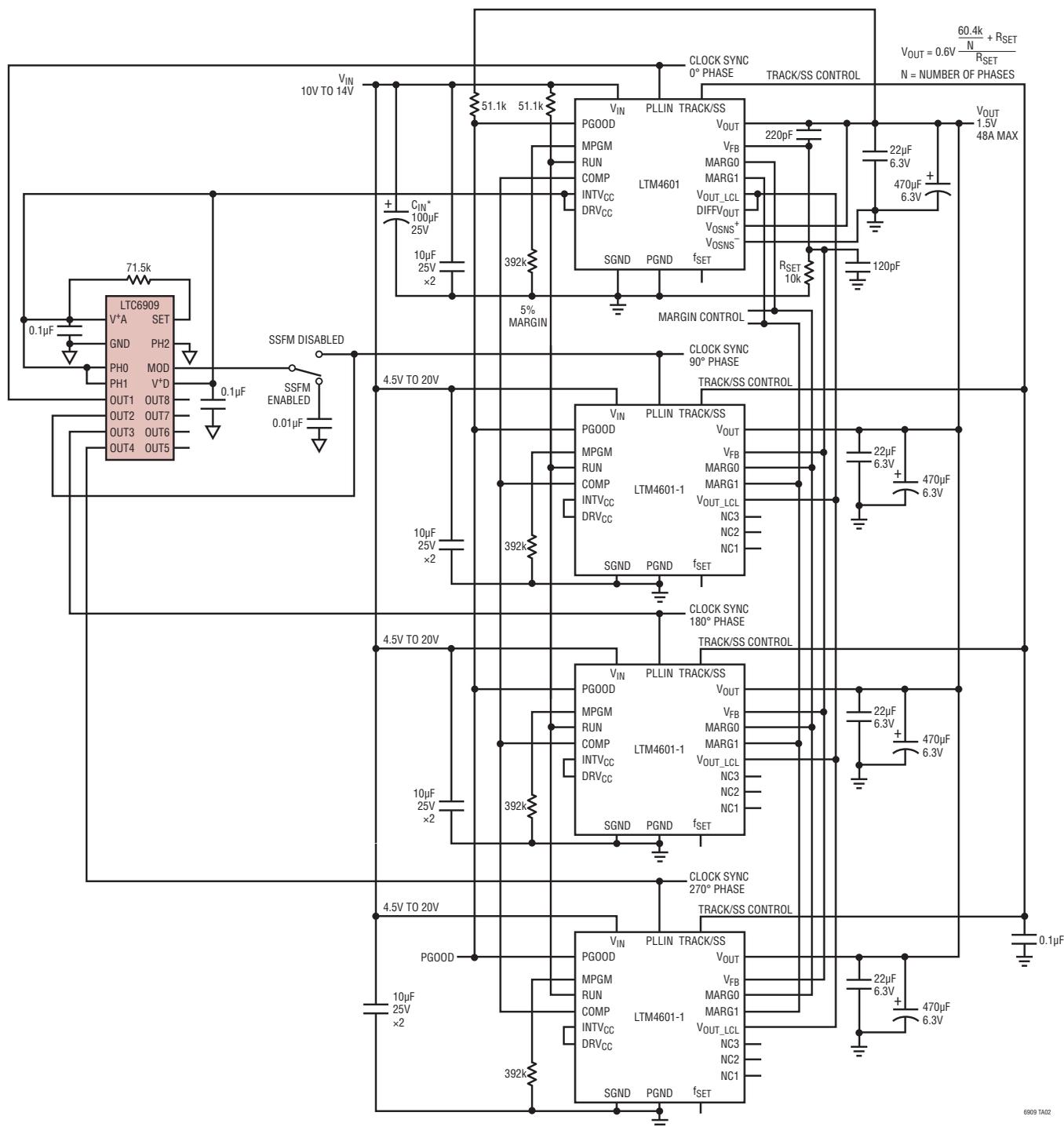


図8. LTC6909へのUVLO機能の追加。この例では、LTC6909は $V^+ > \text{約} 2.5\text{V}$ (PHx = 011) では4フェーズ・モードであり、出力は $V^+ < \text{約} 2.5\text{V}$ (PHx = 000) では全て高インピーダンスである

標準的応用例

複数のDC/DC μModule™レギュレータ・システムを単に並列接続して高出力電流を達成。
 基板レイアウトは各μModuleレギュレータのレイアウトをコピーして貼り付けるだけで簡単であり、必要な外部部品はわずか



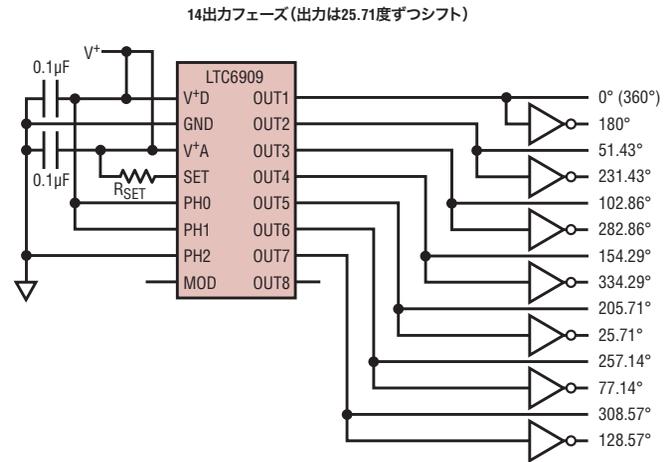
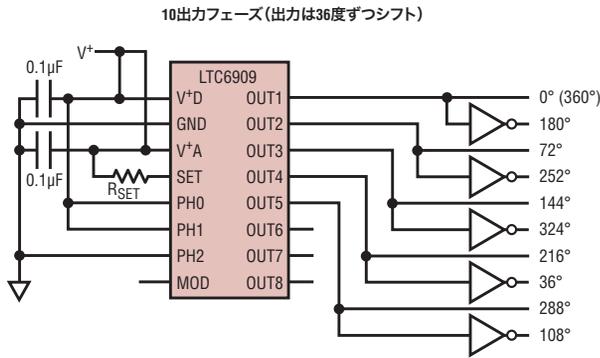
*C_{IN}はオプションで、LCによるリンギングを減らす。
 インダクタンスの低いプレーン接続には不要

6909 TA02

μModuleはリアアテクノロジー社の商標です。

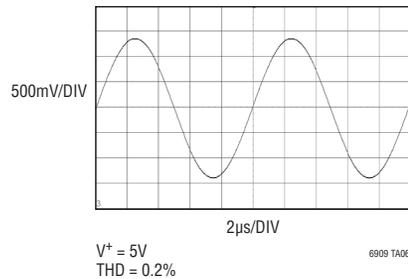
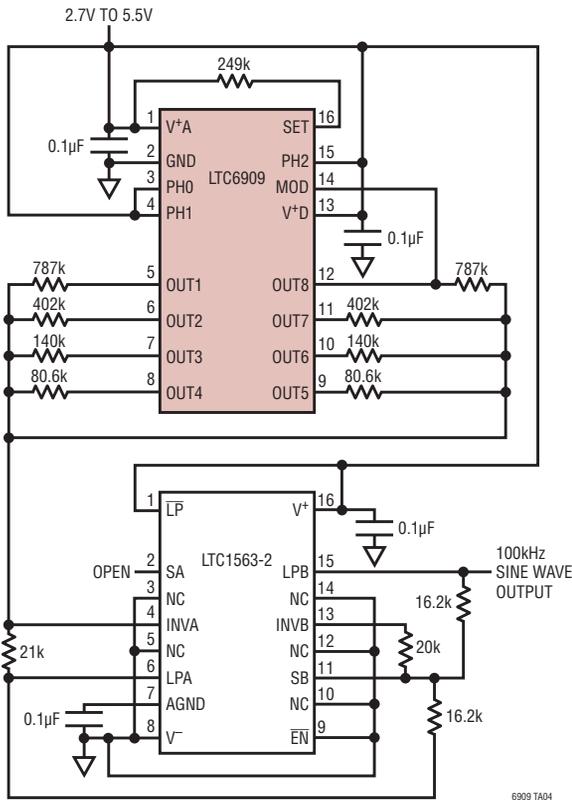
標準的応用例

追加の標準インバータを使って10フェーズと14フェーズの出力を実現
(インバータは74HC04または相当品)



6909 TA03

8つの出力をローパス・フィルタと組み合わせて正弦波を発生

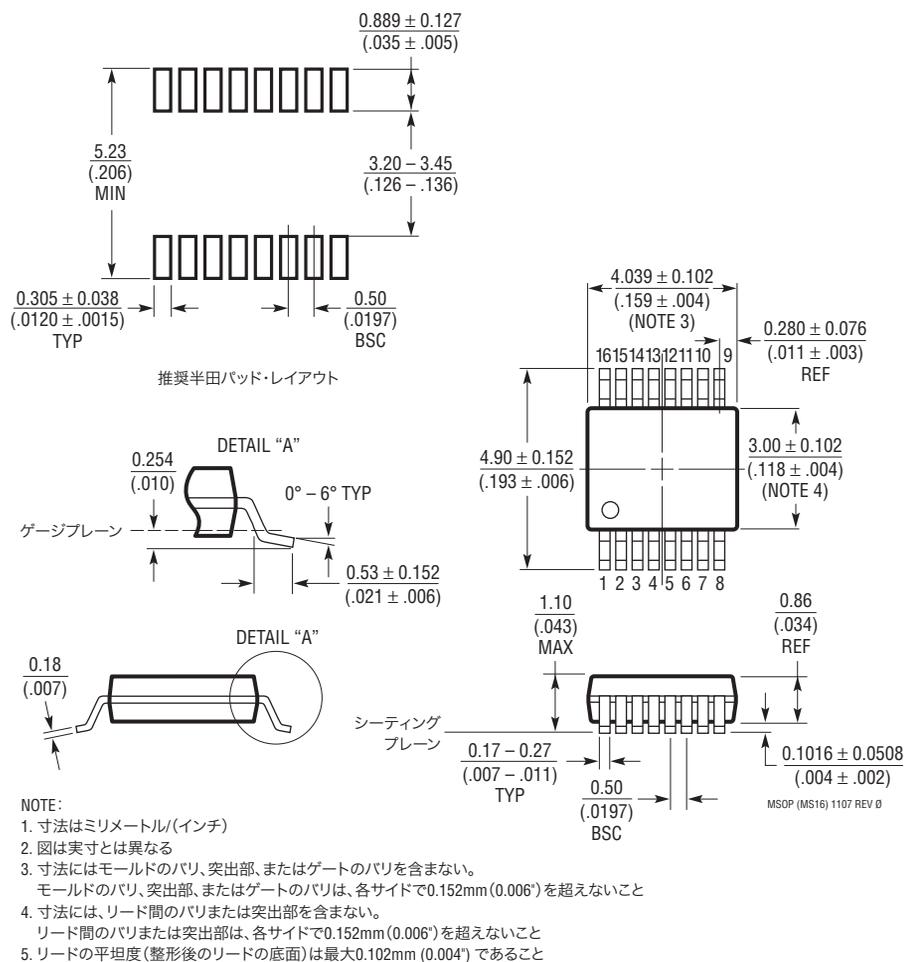


6909 TA06

6909 TA04

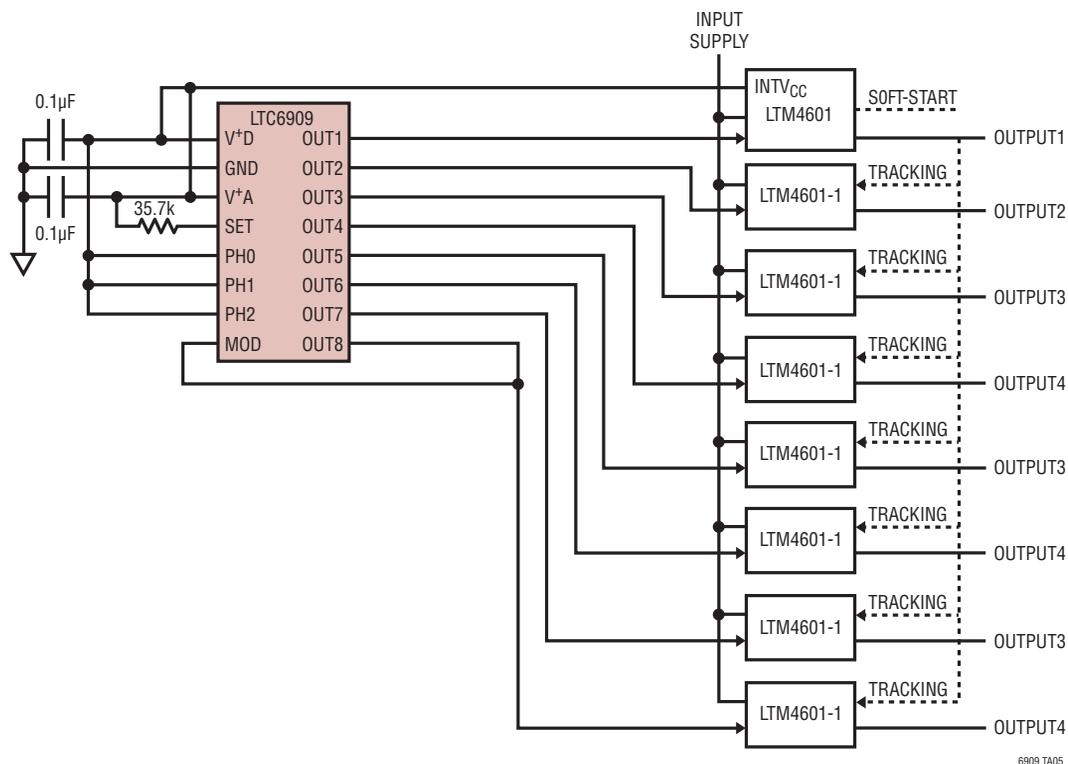
パッケージ

MSパッケージ
16ピン・プラスチックMSOP
(Reference LTC DWG # 05-08-1669 Rev 0)



標準的応用例

LTMモジュールへの8フェーズ同期クロックの供給



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1799	1kHz~33MHz、ThinSOT™の発振器、抵抗セット	広い周波数範囲
LTC6900	1kHz~20MHz、ThinSOTの発振器、抵抗セット	低電力、広い周波数範囲
LTC6902	スペクトラム拡散変調付きマルチフェーズ発振器	2、3または4フェーズ出力
LTC6903/LTC6904	シリアル・ポートでプログラム可能な1kHz~68MHz発振器	周波数の分解能:0.1%、I ² CまたはSPIのインタフェース
LTC6905	17MHz~170MHz、ThinSOTの発振器、抵抗セット	高周波数、100μsのスタートアップ、7psのRMSジッタ
LTC6905-XXX	ThinSOTの固定周波数発振器、最大133MHz	微調整用部品が不要
LTC6906	マイクロパワーのThinSOTの発振器、抵抗セット	10kHz~1MHz、100kHzで12mA
LTC6907	マイクロパワーのThinSOTの発振器、抵抗セット	40kHz~4MHz、400kHzで36μA
LTC6908-1	50kHz~10MHz、デュアル出力、ThinSOTの発振器、抵抗セット	相補出力 (0°/180°)
LTC6908-2	50kHz~10MHz、デュアル出力、ThinSOTの発振器、抵抗セット	直交出力 (0°/90°)
LTC6930-XXX	固定周波数発振器、32.768kHz~8.192MHz	精度:0.09%、スタートアップ時間:110μs、32kHzで105μA

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。