

TimerBlox: 電圧制御 シリコン発振器

特長

- 固定周波数または電圧制御動作
 - 固定: 1本の抵抗を使用して最大で1.5%未満の誤差で周波数を設定
 - VCO: 2本の抵抗を使用してVCOの中心周波数とチューニング範囲を設定
- 周波数範囲: 488Hz ~ 2MHz
- 2.25V ~ 5.5Vの単一電源動作
- 電源電流: 100kHzで72µA
- 起動時間: 500µs
- VCOの帯域幅: 1MHzで300kHz超
- 20mAをソース/シンクするCMOSロジック出力
- 50% デューティサイクルの矩形波出力
- 出力イネーブル(ディスエーブル時に“L”または“Hi-Z”を選択可能)
- -55°C ~ 125°Cの動作温度範囲
- 高さの低い(1mm) SOT-23 (ThinSOT™) および 2mm×3mm DFNパッケージ

アプリケーション

- 低コストのプログラム可能な高精度発振器
- 電圧制御発振器
- 高振動、高加速環境
- 固定型の水晶またはセラミック発振器の置き換え
- バッテリ駆動の携帯機器

LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology, TimerBloxおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。6342817、6614313を含む米国特許によって保護されています。

概要

LTC®6990は、488Hz ~ 2MHzの範囲で周波数を設定可能な高精度シリコン発振器です。このデバイスは、固定周波数発振器または電圧制御発振器(VCO)として使用できます。LTC6990はTimerBlox®汎用シリコン・タイミング・デバイス・ファミリの製品です。

1本の抵抗(R_{SET})により、内部のマスタ発振器の周波数が設定されます。出力周波数は、このマスタ発振器と、1から128までの8つの設定値にプログラム可能な内部分周器(N_{DIV})によって決まります。

$$f_{OUT} = \frac{1\text{MHz}}{N_{DIV}} \cdot \frac{50\text{k}\Omega}{R_{SET}}, N_{DIV} = 1, 2, 4 \dots 128$$

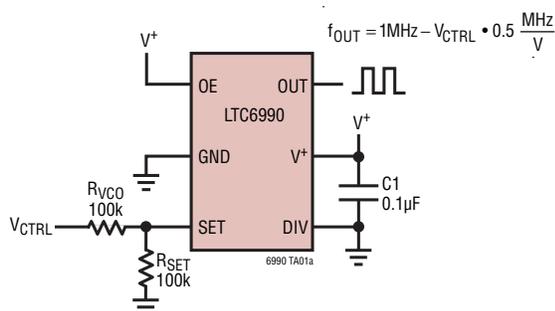
オプションとして、SET入力にもう1本の抵抗を接続して出力周波数の線形電圧制御を行います。この抵抗は周波数変調にも使用できます。2本の抵抗を適切に選択して、VCOのチューニング範囲を狭めたり広げたりできます。

LTC6990は、グリッチのないクリーンな出力パルスを保証するために、マスタ発振器に同期したイネーブル機能を搭載しています。ディスエーブルされた出力は、高インピーダンスに設定するか、“L”に強制することができます。

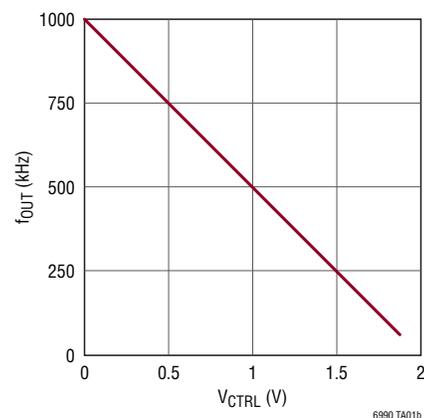
LTC6990を容易に設定するには、www.linear-tech.co.jp/timerblox をクリックして、「TimerBlox Designer」ツールをダウンロードしてください。

標準的応用例

周波数範囲が16:1の電圧制御発振器



VCOの伝達関数



LTC6990

絶対最大定格 (Note 1)

電源電圧 (V ⁺) から GND.....	6V
すべ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)	
LTC6990C	-40°C ~ 85°C
LTC6990I	-40°C ~ 85°C
LTC6990H	-40°C ~ 125°C
LTC6990MP	-55°C ~ 125°C

規定温度範囲 (Note 3)

LTC6990C	0°C ~ 70°C
LTC6990I	-40°C ~ 85°C
LTC6990H	-40°C ~ 125°C
LTC6990MP	-55°C ~ 125°C
接合部温度.....	150°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け、10 秒).....	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ

テープアンドリール(ミニ)	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
LTC6990CDCB#TRMPBF	LTC6990CDCB#TRPBF	LDWX	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC6990IDCB#TRMPBF	LTC6990IDCB#TRPBF	LDWX	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC6990HDCB#TRMPBF	LTC6990HDCB#TRPBF	LDWX	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC6990CS6#TRMPBF	LTC6990CS6#TRPBF	LTDWW	6-Lead Plastic TSOT-23	0°C to 70°C
LTC6990IS6#TRMPBF	LTC6990IS6#TRPBF	LTDWW	6-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C
LTC6990HS6#TRMPBF	LTC6990HS6#TRPBF	LTDWW	6-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LTC6990MPS6#TRMPBF	LTC6990MPS6#TRPBF	LTDWW	6-Lead Plastic TSOT-23	-55°C to 125°C

TRM = 500 個。* 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。

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。

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。

電気的特性 ● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、テスト条件は $V^+ = 2.25\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 、 $OE = V^+$ 、 $\text{DIVCODE} = 0 \sim 15$ ($N_{\text{DIV}} = 1 \sim 128$)、 $R_{\text{SET}} = 50\text{k} \sim 800\text{k}$ 、 $R_{\text{LOAD}} = 5\text{k}$ 、 $C_{\text{LOAD}} = 5\text{pF}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
f_{OUT}	Output Frequency	Recommended Range: $R_{\text{SET}} = 50\text{k}$ to 800k Extended Range: $R_{\text{SET}} = 25\text{k}$ to 800k	0.488 0.488		1000 2000	kHz kHz	
Δf_{OUT}	Frequency Accuracy (Note 4)	Recommended Range $R_{\text{SET}} = 50\text{k}$ to 800k	●	± 0.8	± 1.5 ± 2.2	% %	
		Extended Range $R_{\text{SET}} = 25\text{k}$ to 800k	●		± 2.4 ± 3.2	% %	
$\Delta f_{\text{OUT}}/\Delta T$	Frequency Drift Over Temperature		●	± 0.005		$\% / ^\circ\text{C}$	
$\Delta f_{\text{OUT}}/\Delta V^+$	Frequency Drift Over Supply	$V^+ = 4.5\text{V}$ to 5.5V	●	0.23	0.55	$\% / \text{V}$	
		$V^+ = 2.25\text{V}$ to 4.5V	●	0.06	0.16	$\% / \text{V}$	
	Long-Term Frequency Stability	(Note 11)		90		$\text{ppm} / \sqrt{\text{kHr}}$	
	Period Jitter (Note 10)	$N_{\text{DIV}} = 1$		0.38		$\% \text{P-P}$	
		$N_{\text{DIV}} = 2$		0.22 0.027		$\% \text{P-P}$ $\% \text{RMS}$	
		$N_{\text{DIV}} = 128$		0.022 0.004		$\% \text{P-P}$ $\% \text{RMS}$	
	Duty Cycle	$N_{\text{DIV}} = 1$, $R_{\text{SET}} = 25\text{k}$ to 800k	●	47	50	53	%
		$N_{\text{DIV}} > 1$, $R_{\text{SET}} = 25\text{k}$ to 800k	●	48	50	52	%
BW	Frequency Modulation Bandwidth			$0.4 \cdot f_{\text{OUT}}$		kHz	
t_s	Frequency Change Settling Time (Note 9)	$t_{\text{MASTER}} = t_{\text{OUT}}/N_{\text{DIV}}$		$6 \cdot t_{\text{MASTER}}$		μs	

アナログ入力

V_{SET}	Voltage at SET Pin		●	0.97	1.00	1.03	V
$\Delta V_{\text{SET}}/\Delta T$	V_{SET} Drift Over Temperature		●		± 75		$\mu\text{V} / ^\circ\text{C}$
$\Delta V_{\text{SET}}/\Delta V^+$	V_{SET} Drift Over Supply				-150		$\mu\text{V} / \text{V}$
$\Delta V_{\text{SET}}/\Delta I_{\text{SET}}$	V_{SET} Droop with I_{SET}				-7		Ω
R_{SET}	Frequency-Setting Resistor	Recommended Range	●	50		800	$\text{k}\Omega$
		Extended Range	●	25		800	$\text{k}\Omega$
V_{DIV}	DIV Pin Voltage		●	0		V^+	V
$\Delta V_{\text{DIV}}/V^+$	DIV Pin Valid Code Range (Note 5)	Deviation from Ideal $V_{\text{DIV}}/V^+ = (\text{DIVCODE} + 0.5)/16$	●			± 1.5	%
	DIV Pin Input Current		●			± 10	nA

電源

V^+	Operating Supply Voltage Range		●	2.25		5.5	V
	Power-On Reset Voltage	$R_{\text{SET}} = 25\text{k}$ to 800k	●			1.95	V
I_s	Supply Current	$R_L = \infty$, $N_{\text{DIV}} = 1$, $R_{\text{SET}} = 50\text{k}$	●		235	283	μA
		$V^+ = 5.5\text{V}$	●		145	183	μA
		$V^+ = 2.25\text{V}$	●		71	105	μA
		$R_L = \infty$, $N_{\text{DIV}} = 1$, $R_{\text{SET}} = 800\text{k}$	●		59	92	μA
		$R_L = \infty$, $N_{\text{DIV}} = 128$, $R_{\text{SET}} = 50\text{k}$	●		137	180	μA
		$V^+ = 5.5\text{V}$	●		106	145	μA
		$V^+ = 2.25\text{V}$	●		66	100	μA
		$R_L = \infty$, $N_{\text{DIV}} = 128$, $R_{\text{SET}} = 800\text{k}$	●		56	90	μA
		$V^+ = 5.5\text{V}$	●				μA
		$V^+ = 2.25\text{V}$	●				μA

電気的特性 ●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、テスト条件は $V^+ = 2.25\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 、 $\text{OE} = V^+$ 、 $\text{DIVCODE} = 0 \sim 15$ ($N_{\text{DIV}} = 1 \sim 128$)、 $R_{\text{SET}} = 25\text{k} \sim 800\text{k}$ 、 $R_{\text{LOAD}} = \infty$ 、 $C_{\text{LOAD}} = 5\text{pF}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
デジタルI/O							
	OE Pin Input Capacitance			2.5		pF	
	OE Pin Input Current	$\text{OE} = 0\text{V to } V^+$	●		± 10	nA	
V_{IH}	High Level OE Pin Input Voltage	(Note 6)	●	$0.7 \cdot V^+$		V	
V_{IL}	Low Level OE Pin Input Voltage	(Note 6)	●		$0.3 \cdot V^+$	V	
	OUT Pin Hi-Z Leakage	$\text{OE} = 0\text{V}$, $\text{DIVCODE} \geq 8$, $\text{OUT} = 0\text{V to } V^+$			± 10	μA	
$I_{\text{OUT(MAX)}}$	Maximum Output Current			± 20		mA	
V_{OH}	High Level Output Voltage (Note 7)	$V^+ = 5.5\text{V}$	$I_{\text{OH}} = -1\text{mA}$	●	5.45	5.48	V
			$I_{\text{OH}} = -16\text{mA}$	●	4.84	5.15	V
		$V^+ = 3.3\text{V}$	$I_{\text{OH}} = -1\text{mA}$	●	3.24	3.27	V
			$I_{\text{OH}} = -10\text{mA}$	●	2.75	2.99	V
		$V^+ = 2.25\text{V}$	$I_{\text{OH}} = -1\text{mA}$	●	2.17	2.21	V
			$I_{\text{OH}} = -8\text{mA}$	●	1.58	1.88	V
V_{OL}	Low Level Output Voltage (Note 7)	$V^+ = 5.5\text{V}$	$I_{\text{OL}} = 1\text{mA}$	●	0.02	0.04	V
			$I_{\text{OL}} = 16\text{mA}$	●	0.26	0.54	V
		$V^+ = 3.3\text{V}$	$I_{\text{OL}} = 1\text{mA}$	●	0.03	0.05	V
			$I_{\text{OL}} = 10\text{mA}$	●	0.22	0.46	V
		$V^+ = 2.25\text{V}$	$I_{\text{OL}} = 1\text{mA}$	●	0.03	0.07	V
			$I_{\text{OL}} = 8\text{mA}$	●	0.26	0.54	V
t_{PD}	Output Disable Propagation Delay	$V^+ = 5.5\text{V}$			17	ns	
		$V^+ = 3.3\text{V}$			26	ns	
		$V^+ = 2.25\text{V}$			44	ns	
t_{ENABLE}	Output Enable Time	$N_{\text{DIV}} \leq 2$, $t_{\text{OUT}} = 1/f_{\text{OUT}}$ $N_{\text{DIV}} \geq 4$, $t_{\text{MASTER}} = t_{\text{OUT}}/N_{\text{DIV}}$			$t_{\text{PD to } t_{\text{OUT}}}$ $t_{\text{PD to } 2 \cdot t_{\text{MASTER}}}$	μs μs	
t_{r}	Output Rise Time (Note 8)	$V^+ = 5.5\text{V}$			1.1	ns	
		$V^+ = 3.3\text{V}$			1.7	ns	
		$V^+ = 2.25\text{V}$			2.7	ns	
t_{f}	Output Fall Time (Note 8)	$V^+ = 5.5\text{V}$			1.0	ns	
		$V^+ = 3.3\text{V}$			1.6	ns	
		$V^+ = 2.25\text{V}$			2.4	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: LTC6990C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: LTC6990C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。LTC6990C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ず。LTC6990I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。LTC6990H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。LTC6990MPは $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 4: 周波数の精度は、 R_{SET} を使って周波数を設定すると仮定して、 f_{OUT} の式からの偏差として定義されている。

Note 5: DIVピンの電圧によってDIVCODEの値を選択する方法の詳細については、「動作」のセクションの表1および図2を参照。

Note 6: OEピンは、ゆっくり変化する立ち上がり信号または立ち下がり信号に対応するためにヒステリシスを備えている。スレッショルド電圧は V^+ に比例する。 $V_{\text{OE(RISING)}} \approx 0.55 \cdot V^+ + 185\text{mV}$ および $V_{\text{OE(FALLING)}} \approx 0.48 \cdot V^+ - 155\text{mV}$ の式を使用することにより、あらゆる電源電圧で標準値を推定可能。

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には任意に負の値が与えられている。

Note 8: 出力の立ち上がり時間と立ち下がり時間は、5pFの出力負荷で電源レベル10%~90%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: セトリング時間は、 I_{SET} が0.5倍または2倍に変化した後に最終周波数の $\pm 1\%$ 以内に出力がセトリングするのに要する時間。

Note 10: ジッタは周期の偏差の平均周期に対する比。この仕様は特性評価に基づいており、全数テストは行われず。

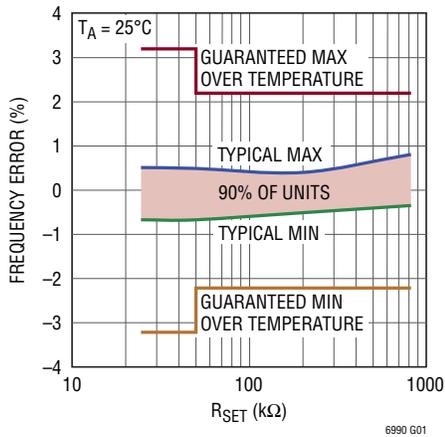
電気的特性

Note 11: 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的な性質があるので、長期ドリフトはppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$ で表される。設定された期間のドリフトを計算するには、その時間を千時間単位に変換し、平方根をとり、標準ドリフト値を掛ける。たとえば、1年は

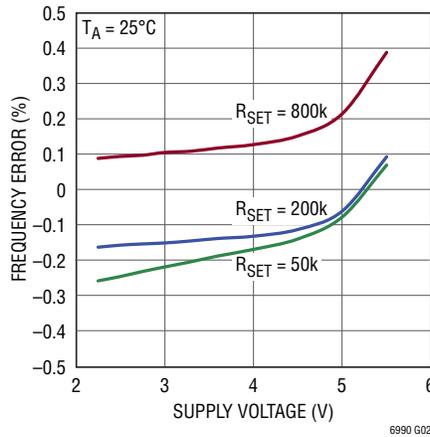
8.77kHrであり、90ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$ では266ppmのドリフトになる。デバイスに電力を供給しない場合のドリフトは、電力を供給した場合のドリフトの1/10、つまり90ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$ のデバイスの場合9ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$ で近似することができる。

標準的性能特性 注記がない限り、 $V^+ = 3.3\text{V}$ 。

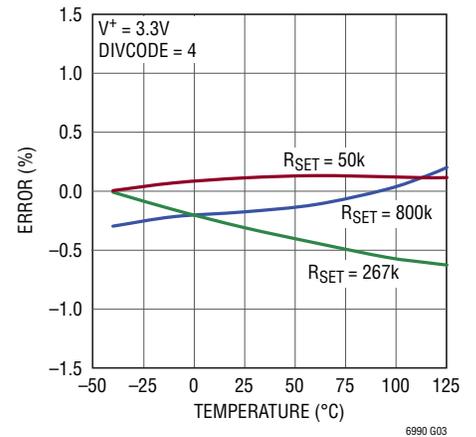
周波数誤差と R_{SET}



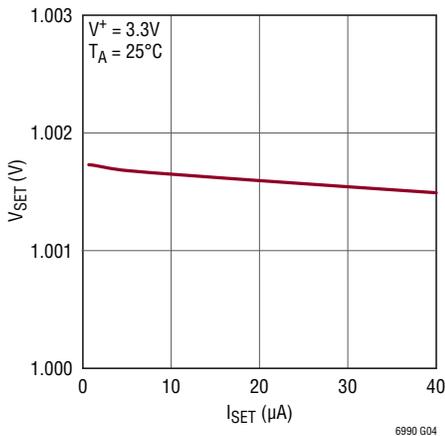
周波数誤差と電源電圧



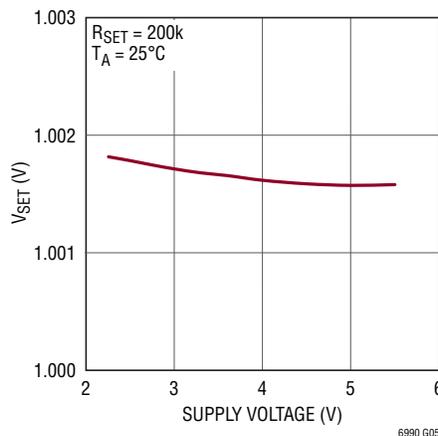
周波数誤差と温度



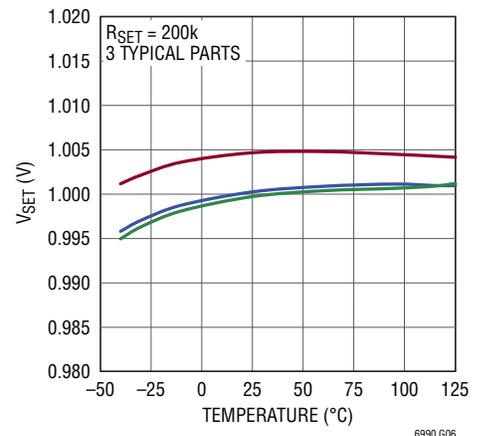
V_{SET} と I_{SET}



V_{SET} と電源電圧

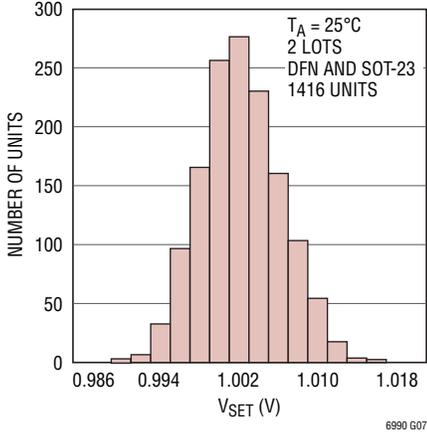


V_{SET} と温度

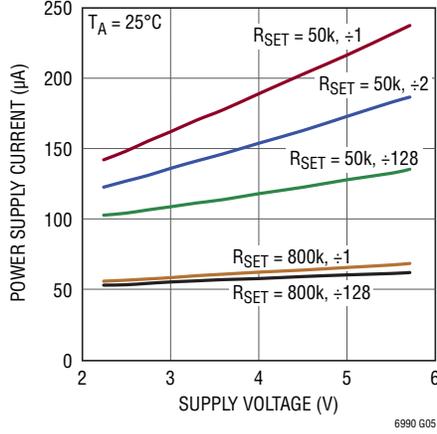


標準的性能特性 注記がない限り、 $V^+ = 3V$ 。

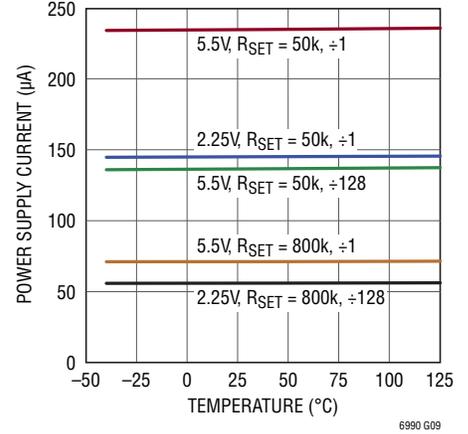
標準的な V_{SET} の分布



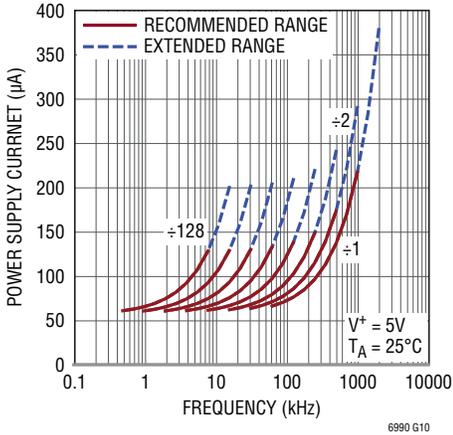
電源電流と電源電圧



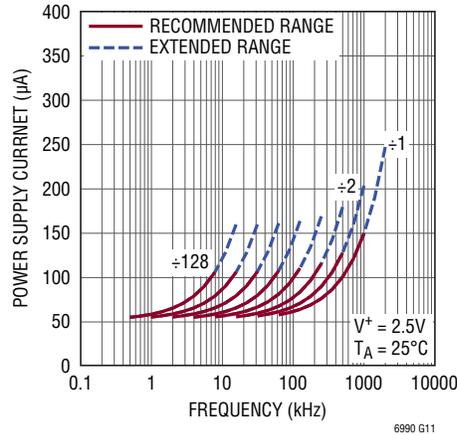
電源電流と温度



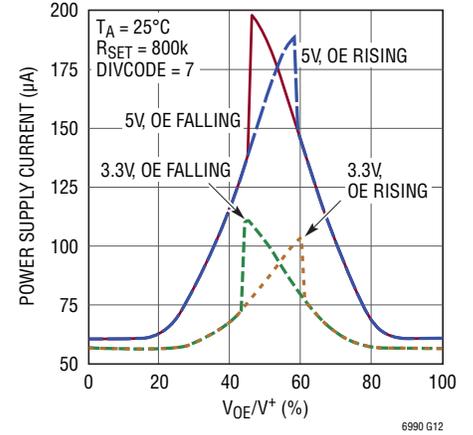
電源電流と周波数、5V



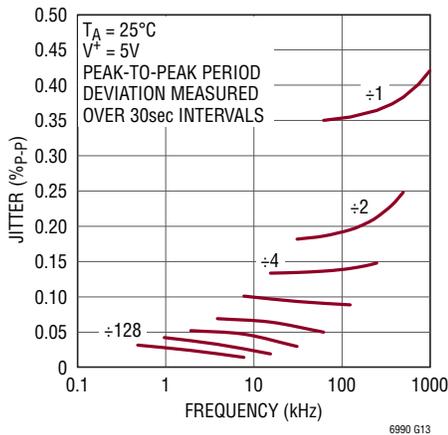
電源電流と周波数、2.5V



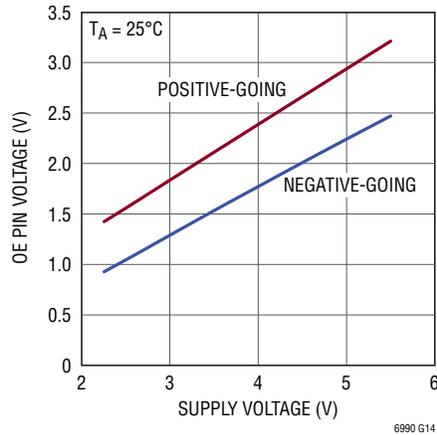
電源電流とOEピンの電圧



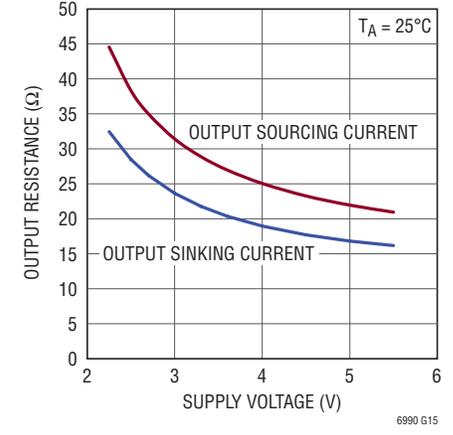
ピーク・トゥ・ピーク・ジッタと周波数



OEのスレッシュホールド電圧と電源電圧

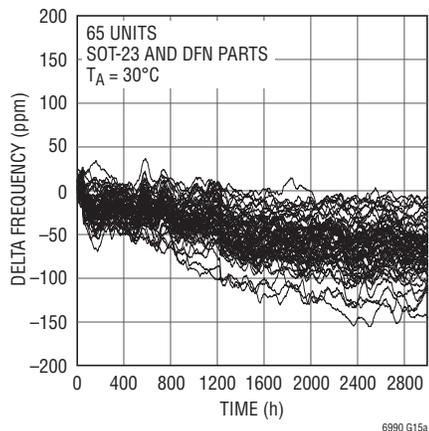


出力抵抗と電源電圧



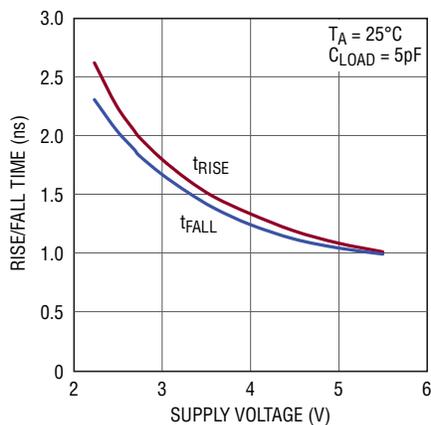
標準的性能特性 注記がない限り、 $V^+ = 3V$ 。

標準的な周波数誤差と時間
(長期ドリフト)



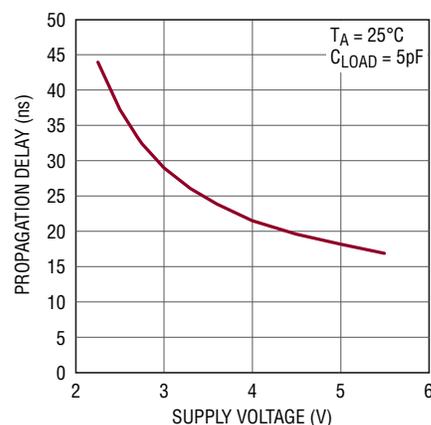
6990 G15a

立ち上がり時間および立ち下がり
時間と電源電圧



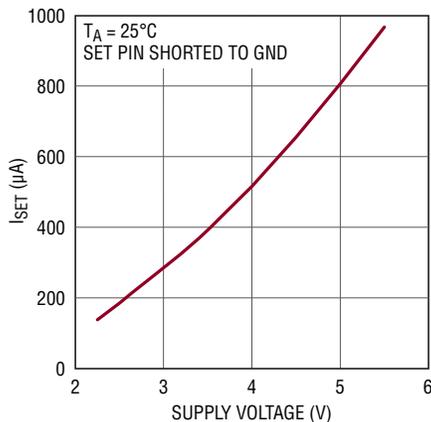
6990 G16

出力ディスエーブルの伝播遅延
(t_{PD})と電源電圧



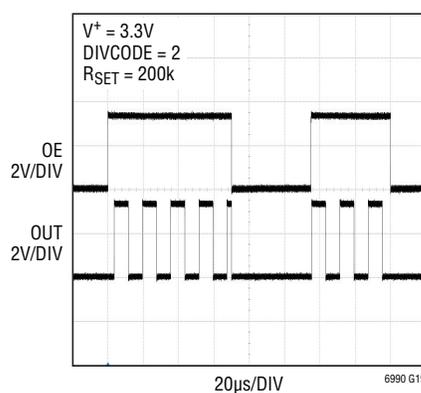
6990 G17

標準的な I_{SET} 電流制限と V^+



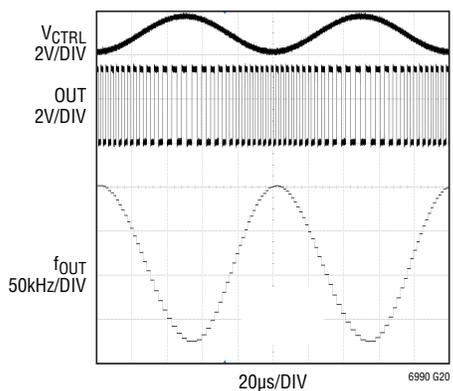
6990 G18

標準的な出力波形



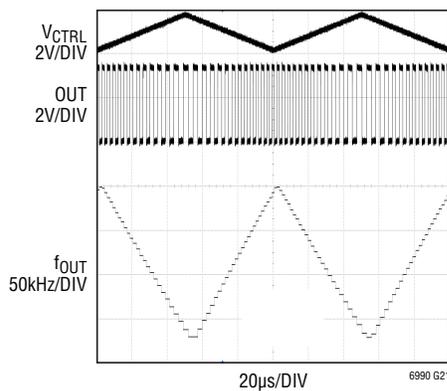
6990 G19

周波数変調



6990 G20

周波数変調



6990 G21

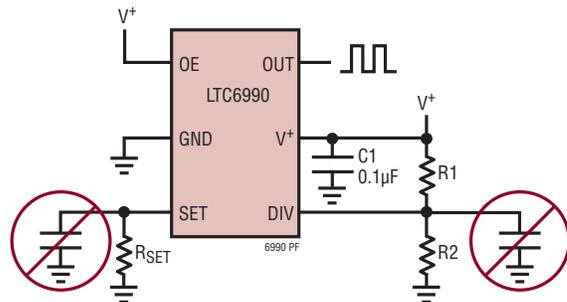
ピン機能 (DCB/S6)

V⁺ (ピン1/ピン5) : 電源電圧 (2.25V ~ 5.5V)。この電源は、ノイズやリップルの影響を受けてはなりません。このピンは 0.1 μ F のコンデンサで GND に直接バイパスします。

DIV (ピン2/ピン4) : プログラム可能な分周器と Hi-Z モードの入力。V⁺ 基準の A/D コンバータが DIV ピンの電圧 (V_{DIV}) をモニタして、4 ビットの値 (DIVCODE) を決定します。V_{DIV} は、V⁺ と GND の間に抵抗分割器を使って発生することができます。1% 抵抗を使って、確実に正確な電圧にします。DIV ピンと抵抗は、OUT ピンや他の高速エッジが生じる全てのトレースに対してシールドします。DIV ピンの容量は 100pF 未満に制限して、V_{DIV} が短時間にセトリングするようにします。OE が “L” にドライブされると、DIVCODE の MSB (Hi-Z) によって出力の動作が決まります。Hi-Z = 0 の場合、出力はディスエーブル時に “L” に引き下げられます。Hi-Z = 1 の場合には、出力はディスエーブル時に高インピーダンス状態になります。

SET (ピン3/ピン3) : 周波数設定入力。SET ピンの電圧 (V_{SET}) は GND より 1V 上に安定化されます。SET ピンからソースされる電流量 (I_{SET}) により、マスタ発振器の周波数が設定されます。電流 I_{SET} の範囲は 1.25 μ A ~ 40 μ A です。I_{SET} が約 500nA を下回ると出力の発振が止まります。SET と GND の間に抵抗を接続するのが、周波数を設定する最も正確な方法です。最高の性能を引き出すためには、許容誤差が 0.5% 以下で温度係数が 50ppm/°C 以下の高精度の金属皮膜抵抗または薄膜抵抗を使用します。それほど精度が求められないアプリケーションの場合は、許容誤差が 1% の低価格の厚膜抵抗を使用することができます。

ジッタを最小限に抑えて安定性を保証するためには、SET ピンの容量を 10pF 以下に制限します。容量が 100pF を超えなければ、V_{SET} 電圧を安定化する帰還回路の安定性が維持されます。

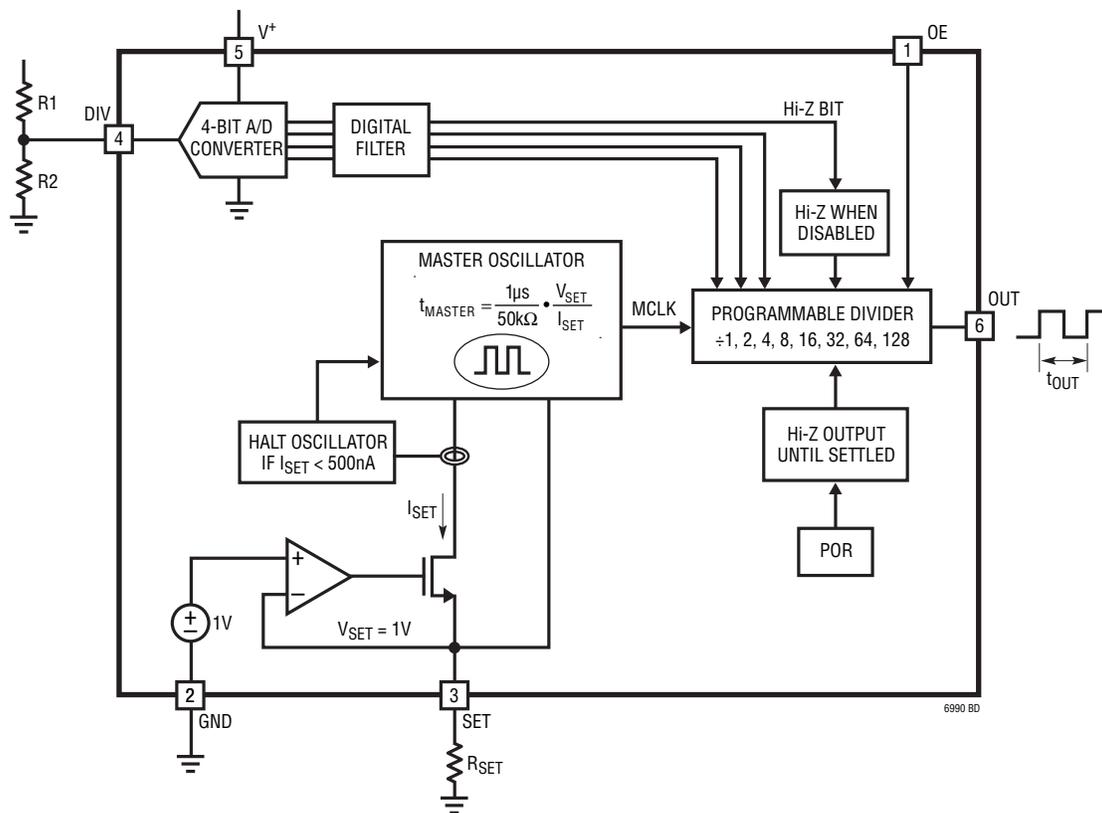


OE (ピン4/ピン1) : 出力イネーブル。“H” にドライブすると出力ドライバ (ピン6) がイネーブルされます。OE を “L” にドライブすると出力が非同期にディスエーブルされるので、出力は直ちに “L” (Hi-Z = 0) またはフロート状態 (Hi-Z = 1) に強制されます。イネーブルされると、幅の狭いパルスを除去するため、出力を一時的に “L” に保ち、内部発振器に同期させることができます。

GND (ピン5/ピン2) : グラウンド。最高の性能を引き出すためには、低インダクタンスのグラウンド・プレーンに接続します。

OUT (ピン6/ピン6) : 発振器の出力。OUT ピンは GND から V⁺ まで振幅します。出力抵抗は約 30 Ω です。LED などの低インピーダンスの負荷をドライブするときは、直列出力抵抗を使ってソース/シンク電流を 20mA に制限します。

ブロック図 (S6パッケージのピン番号が示されている)



動作

LTC6990は最大周波数が1MHzのマスタ発振器を中心に構成されています。この発振器は、標準の動作条件下で精度が±0.8%の1MHz・50kの変換係数を使って、SETピンの電流(I_{SET})と電圧(V_{SET})によって制御されます。

$$f_{\text{MASTER}} = \frac{1}{t_{\text{MASTER}}} = 1\text{MHz} \cdot 50\text{k} \cdot \frac{I_{\text{SET}}}{V_{\text{SET}}}$$

V_{SET}は帰還ループによって1V ±30mVに維持されるため、出力周波数は主にI_{SET}によって決まります。I_{SET}を生成する最も簡単な方法は、SETとGNDの間に抵抗(R_{SET})を接続し、I_{SET} = V_{SET}/R_{SET}とすることです。マスタ発振器の式は次のように整理されます。

$$f_{\text{MASTER}} = \frac{1}{t_{\text{MASTER}}} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{R_{\text{SET}}}$$

この式から、1本の設定抵抗(R_{SET})を使用している際、V_{SET}が変動しても出力周波数に影響を与えないことが明らかです。誤差源はR_{SET}の許容誤差とLTC6990の本来の周波数精度Δf_{OUT}に限定されます。

R_{SET}の50k～800kの値(I_{SET}の1.25μA～20μAに相当)によって最高の結果が得られますが、精度は低下するもののR_{SET}は25k(I_{SET} = 40μA)まで小さくすることができます。

LTC6990にはプログラム可能な分周器が備わっており、OUTピンをドライブする前に周波数を1、2、4、8、16、32、64、または128で分周することができます。分周比N_{DIV}は、DIVピンに接続された抵抗分割器によって設定されます。

$$f_{\text{OUT}} = \frac{1}{t_{\text{OUT}}} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{N_{\text{DIV}}} \cdot \frac{I_{\text{SET}}}{V_{\text{SET}}}$$

V_{SET}/I_{SET}をR_{SET}で置き換えると、この式は次のようになります。

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

DIVCODE

DIVピンは内部の、DIVピンの電圧(V_{DIV})をモニタしてDIVCODEの値を決定するV⁺を基準にした4ビットA/Dコンバータに接続されています。DIVCODEは以下のようにLTC6990の2通りの設定をプログラムします。

1. DIVCODEは出力の分周器の分周比N_{DIV}を決めます。
2. DIVCODEはHi-Zビットを介して、デイスエーブルされたときの出力の状態を決めます。

V_{DIV}は図1に示すように、V⁺とGND間の抵抗分割器によって生成することができます。

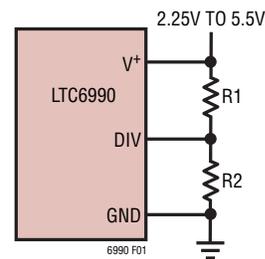


図1.DIVCODEを設定するシンプルな手法

動作

表 1. DIVCODE の設定

DIVCODE	Hi-Z	N _{DIV}	推奨 f _{OUT}	R1 (k)	R2 (k)	V _{DIV} /V ⁺
0	0	1	62.5kHz~1MHz	Open	Short	≤ 0.03125 ±0.015
1	0	2	31.25kHz~500kHz	976	102	0.09375 ±0.015
2	0	4	15.63kHz~250kHz	976	182	0.15625 ±0.015
3	0	8	7.813kHz~125kHz	1000	280	0.21875 ±0.015
4	0	16	3.906kHz~62.5kHz	1000	392	0.28125 ±0.015
5	0	32	1.953kHz~31.25kHz	1000	523	0.34375 ±0.015
6	0	64	976.6Hz~15.63kHz	1000	681	0.40625 ±0.015
7	0	128	488.3Hz~7.813kHz	1000	887	0.46875 ±0.015
8	1	128	488.3Hz~7.813kHz	887	1000	0.53125 ±0.015
9	1	64	976.6Hz~15.63kHz	681	1000	0.59375 ±0.015
10	1	32	1.953kHz~31.25kHz	523	1000	0.65625 ±0.015
11	1	16	3.906kHz~62.5kHz	392	1000	0.71875 ±0.015
12	1	8	7.813kHz~125kHz	280	1000	0.78125 ±0.015
13	1	4	15.63kHz~250kHz	182	976	0.84375 ±0.015
14	1	2	31.25kHz~500kHz	102	976	0.90625 ±0.015
15	1	1	62.5kHz~1MHz	Short	Open	≥ 0.96875 ±0.015

適正な分圧を正確に生成する 1% 抵抗の推奨値、ならびに推奨される抵抗ペアに対応する N_{DIV} および Hi-Z の値を表 1 に示します。以下の条件が満たされる限り、別の値を使用することも可能です。

- V_{DIV}/V⁺ の比が (抵抗の許容誤差と温度の影響を含めて) ±1.5% まで高精度である。
- 駆動インピーダンス (R1||R2) が 500kΩ を超えない。

電圧が他の手段 (たとえば、DAC の出力) によって生成される場合、その電圧は V⁺ 電源電圧に追従する必要があります。表 1 の最後の列は、電源電圧に対する V_{DIV} の理想的な比を

示しており、これは次のように計算することもできます。

$$\frac{V_{DIV}}{V^+} = \frac{DIVCODE + 0.5}{16} \pm 1.5\%$$

たとえば、電源電圧が 3.3V、望みの DIVCODE が 4 である場合、V_{DIV} = 0.281 • 3.3V = 928mV ± 50mV となります。

図 2 は表 1 の内容をグラフ化したもので、N_{DIV} は DIVCODE の中間点を軸として対称であることを示しています。

起動時、DIV ピンの A/D コンバータは、出力がイネーブルされる前に正しい DIVCODE を決定する必要があります。V_{DIV} が

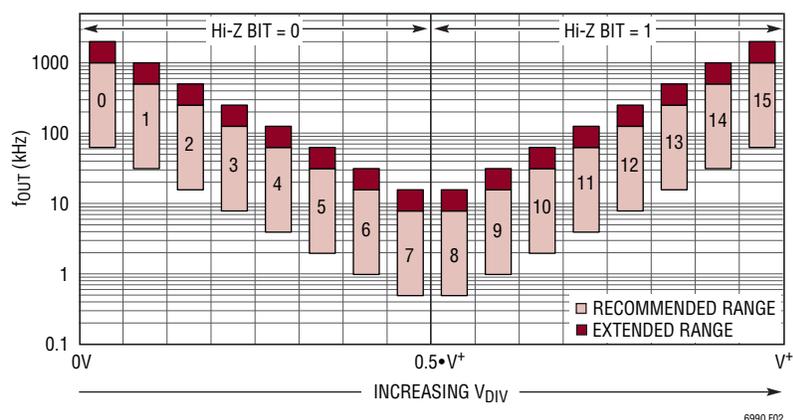


図 2. 周波数範囲および Hi-Z ビットと DIVCODE

6990 F02

動作

安定していないと、コンバータが安定状態になるのを待つので、起動時間が長くなります。したがって、短時間で安定するようにDIVピンの容量を最小限に抑えます。100pF未満であれば性能に影響を与えません。

出力イネーブル

OEピンは、OUTピンに出力されるLTC6990の出力の状態を制御します。OEピンを“H”に引き上げると、発振器の出力がイネーブルされます。OEピンを“L”に引き下げると、出力はディスエーブルされます。出力はディスエーブルされると、(前に説明したDIVCODEによって決まる) Hi-Zビットの値で指示される通り、“L”に保たれるか、または高インピーダンス状態になります。出力の制御状態が表2にまとめてあります。

表2. 出力の状態

OEピン	Hi-Z	OUT
1	X	イネーブル、出力がアクティブ
0	1	ディスエーブル、出力がHi-Z
0	0	ディスエーブル、出力が“L”を保持

Hi-Z = 0のときのOEの動作のタイミングを図3に示します。OEが“L”のとき、出力がディスエーブルされてOUTが“L”に保たれます。OEを“H”にすると、遅延 t_{ENABLE} の後で出力がイネーブルされます。この遅延により、イネーブルが同期されて幅の狭いパルスが除去され、最初のパルスの適正な幅が保証されます。N_{DIV} = 1または2の場合、この遅延は出力周期 t_{OUT} より短くなります。N_{DIV}が2より大きい場合、遅延は内部マスタ発振器の周期の2倍(つまり、 $2 \cdot t_{MASTER}$)に制限されます。OEを“L”に強制すると、伝播遅延 t_{PD} の後でOUTが“L”になります。OEの立ち下り時に出力が“H”の場合、出力パルスが切り詰められます。

図4に示すように、Hi-Z = 1に設定すると、OE = 0のときに出力が高インピーダンス状態になります。これにより、複数デバイスの「ワイヤードOR」接続が可能になります。OEを“H”にすると、出力がイネーブルされます。通常、この期間に出力は“L”に強制されますが、内部発振器に対するOEの遷移のタイミングによっては、OUTが高インピーダンスから“H”出力に直接遷移する可能性があります。“H”になると、最初のパルス幅が(OEを再度“L”にすることによって切り詰められない限り)適正になります。

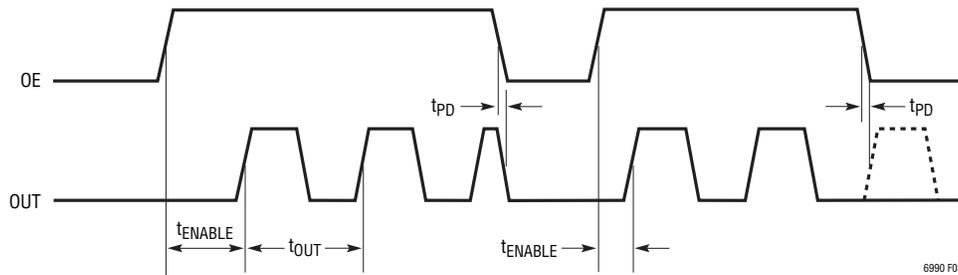


図3.OEのタイミング図(Hi-Z = 0)

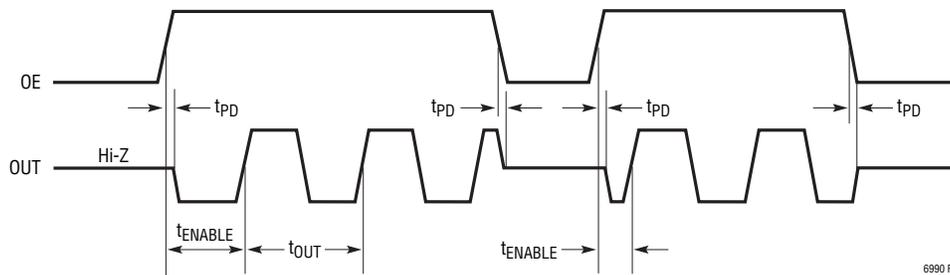


図4.OEのタイミング図(Hi-Z = 1)

動作

起動後の DIVCODE の変更

起動後も、A/D コンバータは V_{DIV} の変化をモニタし続けます。LTC6990 は DIVCODE の「ふらつき」の除去を優先させるので、DIVCODE の変更は時間をかけて認識されます。標準的遅延は DIVCODE の新旧の設定の間の差に依存し、マスタ発振器の周期に比例します。

$$t_{DIVCODE} = 16 \cdot (\Delta DIVCODE + 6) \cdot t_{MASTER}$$

DIVCODE の変化はそれが安定化するまで認識されず、中間のコードを通過することはありません。出力を変更する前に DIVCODE が新しい値に安定したことを保証するため、デジタル・フィルタが使われます。次いで、出力が新しい分周器の設定にクリーンに(グリッチなしに)移行します。

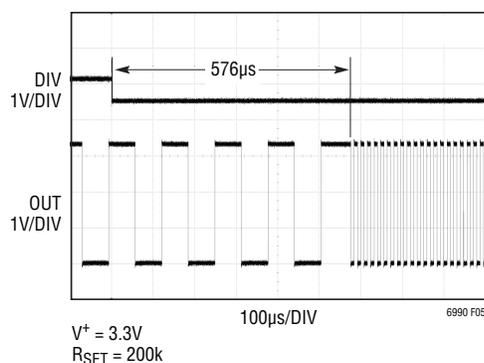


図5. DIVCODE が5から2に変わった場合

起動時間

LTC6990 に電源が初めて投入されたとき、パワーオン・リセット (POR) 回路が起動時間 t_{START} を開始します。この時間の間、OUT ピンはフロート状態 (高インピーダンス) です。 t_{START} の標準値は、マスタ発振器の周波数 (N_{DIV} には無関係) に応じて 0.5ms ~ 8ms の範囲で変動します。

$$t_{START(TYP)} = 500 \cdot t_{MASTER}$$

電源または DIV ピンの電圧が安定しない場合、起動時間が長くなる可能性があります。このため、 V^+ を正確にトラッキングできるように DIV ピンの容量を最小限に抑えることを推奨します。

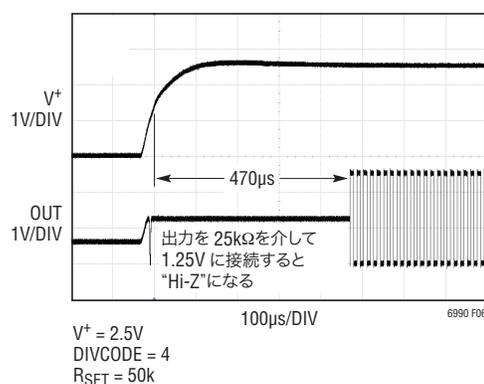


図6. 標準的な起動波形

アプリケーション情報

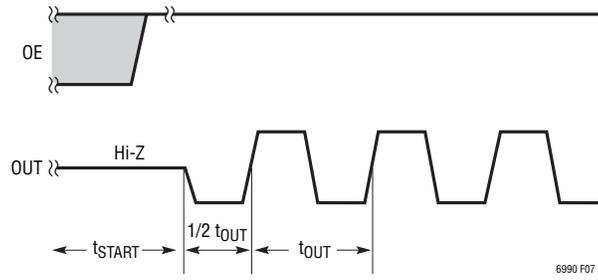


図7. 起動時のタイミング図 ($OE = 1$ 、 $N_{DIV} = 1$ または 2 、 $Hi-Z = 0$ または 1)

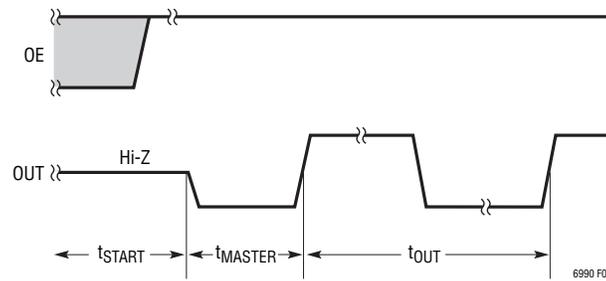


図8. 起動時のタイミング図 ($OE = 1$ 、 $N_{DIV} \geq 4$ 、 $Hi-Z = 0$ または 1)

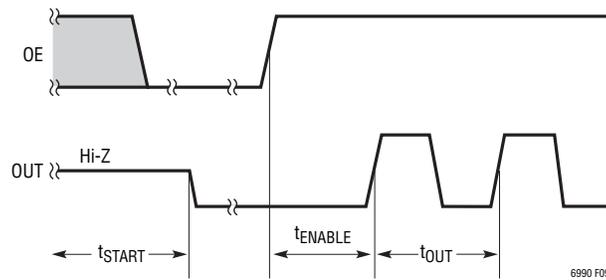


図9. 起動時のタイミング図 ($OE = 0$ 、 $N_{DIV} =$ 任意、 $Hi-Z = 0$)

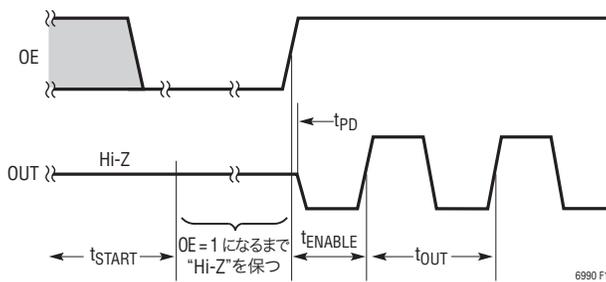


図10. 起動時のタイミング図 ($OE = 0$ 、 $N_{DIV} =$ 任意、 $Hi-Z = 1$)

アプリケーション情報

起動時の動作

最初の電源投入時、出力は高インピーダンス状態です。起動時間の終了時に出力がイネーブルされる ($OE = 1$) と、最初の立ち上がりエッジの前の $1 t_{MASTER}$ サイクル (または、 $N_{DIV} < 4$ のときは t_{OUT} サイクルの半分) の間、出力は“L”になります。起動時間の終了時に出力がディスエーブルされる ($OE = 0$) と、出力は、Hi-Z ビット = 0 のとき“L”になるか、または Hi-Z = 1 のとき単にフロート状態を保ちます。

基本固定周波数動作

LTC6990 を固定周波数動作に設定する最も簡単で最も正確な方法は、SET ピンと GND ピン間に接続された 1 本の抵抗 R_{SET} を使用することです。設計手順はシンプルな 2 つのステップ・プロセスです。最初に N_{DIV} の値を選択し、次に R_{SET} 抵抗の値を計算します。

また、リニアテクノロジーは、LTC6990 ベースのあらゆる回路を短時間で設計するために、使いやすい「TimerBlox Designer」ツールを提供しています。無償の「TimerBlox Designer」ソフトウェアを www.linear-tech.co.jp/timerblox からダウンロードしてください。

ステップ1: 分周比 N_{DIV} の選択

前に説明したように、DIV ピンの電圧によって DIVCODE が設定され、Hi-Z ビットと N_{DIV} 値の両方が決まります。与えられた出力周波数に対して、 N_{DIV} を次の範囲に入るように選択します。

$$\frac{62.5\text{kHz}}{f_{OUT}} \leq N_{DIV} \leq \frac{1\text{MHz}}{f_{OUT}} \quad (1a)$$

電源電流を最小限に抑えるためには、(一般に推奨されている) 最小の N_{DIV} 値を選択します。起動を速くするには、またはジッタを減らすには、 N_{DIV} の設定値を大きくします。代わりに、与えられたアプリケーションに最適な N_{DIV} 値を選択する目安として、表 1 を利用してください。 N_{DIV} の値を選択したら、表 1 を使って、DIV ピンに適用する適切な抵抗分割器、つまり V_{DIV}/V^+ の比を選択します。

ステップ2: R_{SET} の計算と選択

最後に、次式を使って R_{SET} の正しい値を計算します。

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50k}{N_{DIV} \cdot f_{OUT}} \quad (1b)$$

計算値に最も近い標準抵抗値を選択します。

例: 消費電力が最小の 20kHz の発振器を設計するとします。

ステップ1: 分周比 N_{DIV} の選択

最初に、式 (1a) の要件を満たす N_{DIV} 値を選択します。

$$3.125 \leq N_{DIV} \leq 50$$

この場合、 N_{DIV} の可能な設定値は 4、8、16、および 32 ですが、 R_{SET} に大きな抵抗を使用することによって電源電流を最小限に抑えられるため、 $N_{DIV} = 4$ が最善の選択となります。表 1 を使って R_1 と R_2 の値を選択し、出力がディスエーブルされたときの望みの動作に応じて、DIVCODE を 2 または 13 に設定します。

ステップ2: R_{SET} の選択

式 (1b) を使って R_{SET} の正しい値を計算します。

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50k}{4 \cdot 20\text{kHz}} = 625k$$

625k は標準の 1% 抵抗では提供されていないので、0.97% の周波数シフトを許容できれば 619k で代用します。そうでなければ、1 対の並列または直列の抵抗 (たとえば、309k と 316k) を選択して、より精度の高い抵抗値を得ます。

アプリケーション情報

周波数変調動作 (電圧制御発振器)

1本の抵抗を追加することにより、LTC6990を最もシンプルな形態の電圧制御発振器として動作させることができます。図11に示すように、電圧 V_{CTRL} は R_{VCO} を介して電流をソースまたはシンクすることによって I_{SET} 電流を変化させ、結果として以下の式(2)に示すように出力周波数を変調します。

$$f_{OUT} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{N_{DIV} \cdot R_{VCO}} \cdot \left(1 + \frac{R_{VCO}}{R_{SET}} - \frac{V_{CTRL}}{V_{SET}} \right) \quad (2)$$

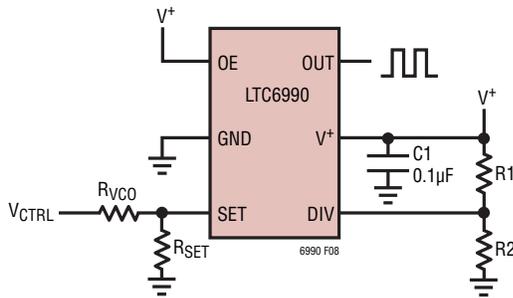


図11. 電圧制御発振器

式(2)は以下に示すように書き換えることができます。ここで、 $f_{(0V)}$ は $V_{CTRL} = 0V$ のときの出力周波数、 K_{VCO} は周波数利得です。利得が負 (V_{CTRL} が上昇するに従って出力周波数が低下する) であることに注意してください。

$$f_{OUT} = f_{(0V)} - K_{VCO} \cdot V_{CTRL}$$

$$f_{(0V)} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{N_{DIV} \cdot (R_{SET} \parallel R_{VCO})}$$

$$K_{VCO} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{N_{DIV} \cdot V_{SET} \cdot R_{VCO}}$$

VCOの設計手順はシンプルな4つのステップ・プロセスです。最初に N_{DIV} 値を選択します。それから中間値 K_{VCO} および $f_{(0V)}$ を計算します。次に、 R_{VCO} 抵抗を計算して選択します。最後に R_{SET} 抵抗を計算して選択します。

ステップ1: 分周比 N_{DIV} の選択

最高の精度を引き出すため、マスタ発振器の周波数を62.5kHzから1MHzの範囲に下げます。

$f_{MASTER} = N_{DIV} \cdot f_{OUT}$ なので、 N_{DIV} は次の条件を満たす値を選択します。

$$\frac{62.5\text{kHz}}{f_{OUT(MIN)}} \leq N_{DIV} \leq \frac{1\text{MHz}}{f_{OUT(MAX)}} \quad (3a)$$

16:1のマスタ発振器の周波数範囲と2:1の分周器のステップ・サイズによって複数の重複する周波数スパンが得られるので、任意の8:1の変調範囲を1つの N_{DIV} 設定値でカバーすることができます。 R_{VCO} によって利得がアプリケーションに応じて調整され、 V_{CTRL} の電圧範囲が変調範囲に配置されます。

ステップ2: K_{VCO} と $f_{(0V)}$ の計算

K_{VCO} と $f_{(0V)}$ により、VCOの伝達関数が決まり、 R_{VCO} 抵抗と R_{SET} 抵抗の計算が簡素化されます。以下の式を使ってこれらのパラメータを計算します。

$$K_{VCO} = \frac{f_{OUT(MAX)} - f_{OUT(MIN)}}{V_{CTRL(MAX)} - V_{CTRL(MIN)}} \quad (3b)$$

$$f_{(0V)} = f_{OUT(MAX)} + K_{VCO} \cdot V_{CTRL(MIN)} \quad (3c)$$

K_{VCO} と $f_{(0V)}$ はデバイスの設定値でも抵抗値自体でもありません。ただし、これらのパラメータは抵抗を計算する上で役立つ以上に、VCOアプリケーションを検討するための便利で直感的な手法を提供します。 V_{CTRL} が0Vのとき、 $f_{(0V)}$ パラメータは出力周波数です。別の観点から見れば、 R_{VCO} 抵抗と R_{SET} 抵抗を並列接続すると固定出力周波数になります。 K_{VCO} は実際に回路の周波数利得です。

K_{VCO} と $f_{(0V)}$ が決まると、 R_{VCO} および R_{SET} の値を計算することができます。

ステップ3: R_{VCO} の計算と選択

次のステップでは、次式を使って R_{VCO} の正しい値を計算します。

$$R_{VCO} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{N_{DIV} \cdot V_{SET} \cdot K_{VCO}} \quad (3d)$$

計算値に近い標準抵抗値を選択します。

アプリケーション情報

ステップ4: R_{SET}の計算と選択

最後に、次式を使ってR_{SET}の正しい値を計算します。

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50k}{N_{DIV} \cdot (f_{(0V)} - V_{SET} \cdot K_{VCO})} \quad (3e)$$

計算値に最も近い標準抵抗値を選択します。

実現可能ではないf_{OUT(MIN)}、f_{OUT(MAX)}、V_{CTRL(MIN)}、およびV_{CTRL(MAX)}の組み合わせを必要とするアプリケーションもあります。これらのアプリケーションでは、非現実的、つまり実現不可能な(たとえば負の値の)抵抗になります。これらのアプリケーションは、V_{CTRL}を現実的な抵抗値になる範囲に置くために、範囲のスケーリングやレベルシフトによるV_{CTRL}信号のプリコンディショニングを必要とします。

VCOアプリケーションのV_{SET}の誤差による周波数誤差

前に説明したように、f_(0V)はV_{CTRL} = 0Vに対する周波数を表し、SETとGNDの間の値がR_{SET} || R_{VCO}の1本の抵抗によって生じると同じ値です。したがって、f_(0V)はV_{SET}の誤差やドリフトに影響されません(つまり、V_{CTRL} = 0VのときΔV_{SET}によって周波数誤差が増加することはありません)。

出力周波数がV_{CTRL}とV_{SET}の比によって制御されるので、K_{VCO}の精度はV_{SET}に依存します。ΔV_{SET}に起因する周波数誤差(単位:Hz)は次式で概算されます。

$$\Delta f_{OUT} \cong K_{VCO} \cdot V_{CTRL} \cdot \frac{\Delta V_{SET}}{V_{SET}}$$

この式が示すように、V_{SET}の誤差によって出力周波数に誤差が生じる可能性はK_{VCO}とともに増加し、V_{CTRL}が最大値のとき最大になります。V_{CTRL}が最大値のときに出力周波数が最小値になることを思い出してください。最小出力周波数で絶対最大周波数誤差(単位:Hz)が生じると、相対周波数誤差(単位:パーセント)が顕著になる可能性があります。

最大±3%の誤差項に対して、V_{SET}の公称値は±30mVの最大誤差で1.0Vです。ただし、この±3%の潜在的誤差項はV_{CTRL}とK_{VCO}の両方で乗算されます。周波数範囲が広いアプリケーション(高K_{VCO})では、最大V_{CTRL}電圧(最小f_{OUT})

で周波数誤差が±50%より大きくなる可能性があります。このため、2本の抵抗のシンプルなVCO回路を、周波数範囲が4:1より大きくなるアプリケーションに対して注意を払って使用する必要があります。周波数範囲を4:1に制限するには、通常、V_{SET}の変動による周波数誤差を10%以下に保ちます。

周波数範囲が広いアプリケーションでは、周波数が最大の時に最大周波数誤差が生じて相対誤差(単位:パーセント)を非常に小さく保つので、図13に示す非反転VCO回路が適しています。

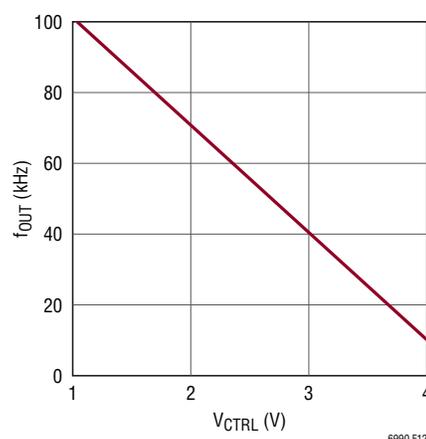


図12.VCOの伝達関数

例:以下のパラメータを使ってVCOを設計するとします。

$$f_{OUT(MAX)} = 100\text{kHz} (V_{CTRL(MIN)} = 1\text{V})$$

$$f_{OUT(MIN)} = 10\text{kHz} (V_{CTRL(MAX)} = 4\text{V})$$

ステップ1:N_{DIV}値の選択

最初に、式(3a)の要件を満たすN_{DIV}を選択します。

$$6.25 \leq N_{DIV} \leq 10$$

アプリケーションの必要とする周波数範囲は10:1ですが、常に可能とは限りません。ただし、この場合にはN_{DIV} = 8が式(3)の両方の条件を満たします。

アプリケーション情報

ステップ2: K_{VCO} と $f_{(0V)}$ の計算

次に、式(3b)と(3c)を使って K_{VCO} および $f_{(0V)}$ の中間値を計算します。

$$K_{VCO} = \frac{100\text{kHz} - 10\text{kHz}}{4\text{V} - 1\text{V}} = 30\text{kHz/V}$$

$$f_{(0V)} = 100\text{kHz} + 30\text{kHz/V} \cdot 1\text{V} = 130\text{kHz}$$

ステップ3: R_{VCO} の計算と選択

次のステップでは式(3d)を使って R_{VCO} の正しい値を計算します。

$$R_{VCO} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{8 \cdot 1\text{V} \cdot 30\text{kHz/V}} = 208.333\text{k}$$

$R_{VCO} = 210\text{k}$ を選択します。

ステップ4: R_{SET} の計算と選択

最後に、式(3e)を使って R_{SET} の正しい値を計算します。

$$R_{SET} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{8 \cdot (130\text{kHz} - 1\text{V} \cdot 30\text{kHz/V})} = 62.5\text{k}$$

$R_{SET} = 61.9\text{k}$ を選択します。

周波数範囲が10:1と広いこの設計例では、 V_{SET} の誤差に起因して起こり得る出力周波数誤差の範囲は、 V_{CTRL} が最小値の際の±1%以下から V_{CTRL} が最大値の際の±36%の範囲になります。この誤差をシステム設計に考慮する必要があります。

アプリケーションの要件にもよりますが、 V_{SET} の誤差による最大誤差はわずか±9%であり、電圧調整範囲の多少の変更によってわずか±3%に低減できることから、図13の非反転VCO回路はこの幅広い周波数変動に適合できると言えるかもしれません。

VCOアプリケーションの V_{SET} の誤差による影響の低減

V_{SET} に基づく V_{CTRL} を生成するオペアンプを追加することによって ΔV_{SET} の影響を低減するVCO回路を図13に示します。この回路には正の伝達関数(V_{IN} が上昇するに従って出力周波数が増加する)も備わっています。さらに、正の V_{IN} 電圧の場合、この回路は最大出力周波数で絶対周波数誤差が最大になります。図11のシンプルなVCO回路と比較して、絶対周波数誤差は変わりません。ただし、最大出力周波数で絶対最大周波数誤差(単位:Hz)が生じると、相対周波数誤差(単位:パーセント)が大幅に改善されます。

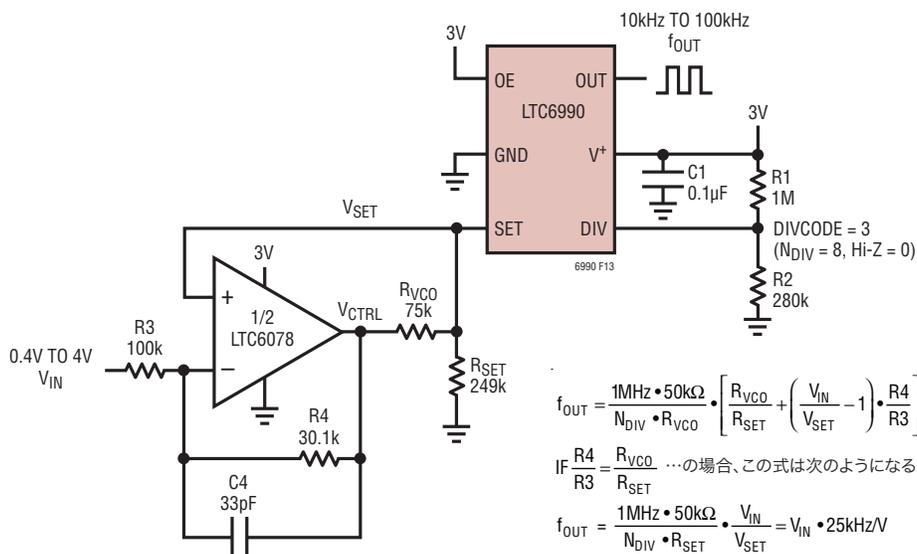


図13. ΔV_{SET} による影響を低減したVCO

アプリケーション情報

また、VCOの仕様を適正に選択することにより、 V_{SET} の変動による周波数誤差(単位:パーセント)が $\Delta V_{SET}/V_{SET} = \pm 3\%$ まで低減されます。この改善を実現するため、設計は3つの条件に従う必要があります。まず、 V_{IN} 電圧は全範囲で正でなければなりません。次に、 $V_{MAX}/V_{MIN} \geq f_{MAX}/f_{MIN}$ を選択します。最後に、 $R_{VCO}/R_{SET} \geq R4/R3$ を選択します。

前の設計例と同様の設計で、 V_{MIN} 電圧が0.4Vに規定された設計を図13に示します。この設計により、 $V_{MAX}/V_{MIN} \geq f_{MAX}/f_{MIN}$ の条件が満たされ、 V_{SET} の変動による出力周波数誤差が確実にわずか $\pm 3\%$ になります。

DAC周波数制御を使った V_{SET} の誤差による影響の除去

多くのDACは外部リファレンスを使用可能です。そのようなDACを V_{CTRL} 電圧の生成のために利用すると、図14に示すように V_{SET} をバッファし、それをDACのリファレンス電圧として使用することによって、 V_{SET} の誤差が除去されます。DACの出力電圧が V_{SET} の変動をトラッキングし、その変動分を誤差源として除去します。DACのREF入りに流れる電流が周波数に影響を与える可能性があるため、SETピンをDACのリファレンス入力に直接接続することはできません。

最適範囲外の I_{SET} (最適範囲外のマスタ発振器の周波数)

I_{SET} の値が推奨される $1.25\mu A \sim 20\mu A$ の範囲から外れると、マスタ発振器は最も精度が高い $62.5kHz \sim 1MHz$ の範囲外で動作するように強制されます。最適範囲から外れても、発振器は精度が低下しますが機能し続けます(「電気的特性」のセクションを参照)。

LTC6990は通常、最小 $1.25\mu A$ の I_{SET} で機能するように設計されています。約 $500nA$ で、発振器の出力はそのときの状態に固定されます。 $N_{DIV} = 1$ または2の場合、OUTは“L”状態で停止します。ただし、大きな分周比では“H”状態または“L”状態で停止する可能性があります。これにより、非常に低い周波数の出力を変調するとき、短いパルスの発生が防止されます。OEが“L”のときに出力がデイスエーブルされない(たとえば、 $Hi-Z = 1$ のときに出力が高インピーダンスにならない)ことに注意してください。

$20\mu A$ を超える値では、 $I_{SET} = 40\mu A$ ($R_{SET} = 25k$)に対してマスタ発振器の周波数は $2MHz$ に達する可能性があります。 DIV ピンのADCの精度が低下するので、 $2MHz$ を超えてマスタ発振器を動作させることは推奨しません。

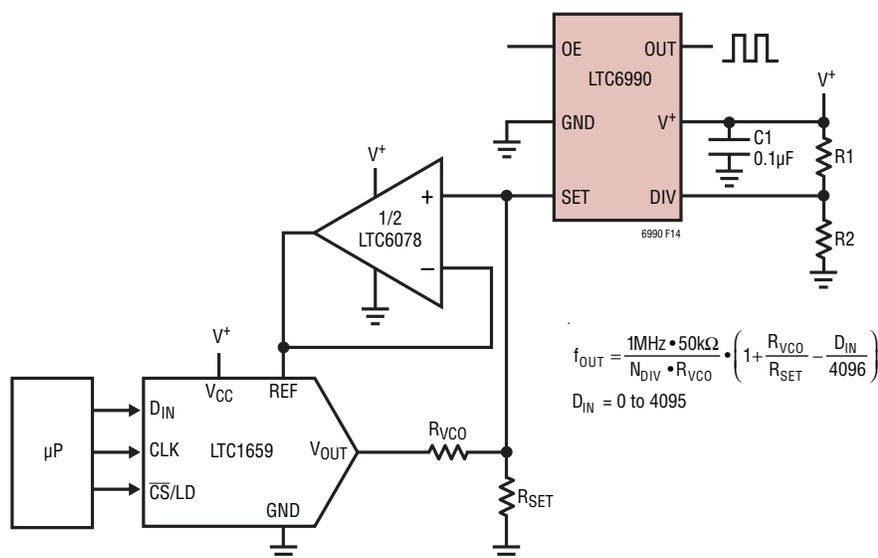


図14. V_{SET} の変動を除去したデジタル制御発振器

アプリケーション情報

変調の帯域幅とセトリング時間

LTC6990は、 $0.4 \cdot f_{OUT}$ の-3dB帯域幅までの I_{SET} の変化に対応できます(図15を参照)。これは、低周波数のポールを生じないので、LTC6990周辺の帰還ループの安定化を容易にします。

セトリング時間はマスタ発振器の周波数に依存します。 I_{SET} の2倍または0.5倍のステップ変化に続いて、出力周波数が最終値の1%以内にセトリングするまでには約6マスタ・クロック・サイクル($6 \cdot t_{MASTER}$)かかります。図16に1つの例を示します。

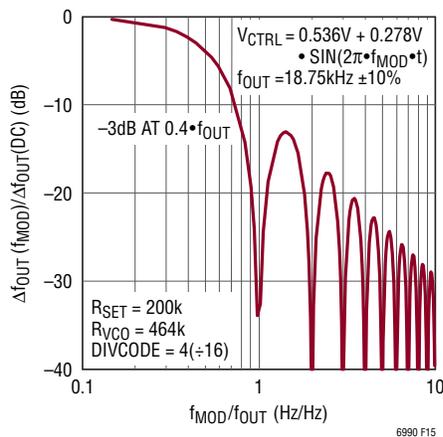


図15. 変調の周波数応答

電源電流

電源電流は周波数、電源電圧、および出力負荷に伴って変化します。これは、どんな条件でも次式によって推定することができます。

$$I_{S(TYP)} \approx V^+ \cdot f_{MASTER} \cdot 7pF + V^+ \cdot f_{OUT} \cdot (13pF + C_{LOAD}) + \frac{V^+}{480k\Omega} + \frac{V^+}{2 \cdot R_{LOAD}} + 1.75 \cdot I_{SET} + 50\mu A$$

この式は、 $f_{OUT} = 0Hz$ では $OE = 0$ (出力ディスエーブル)でも有効です。

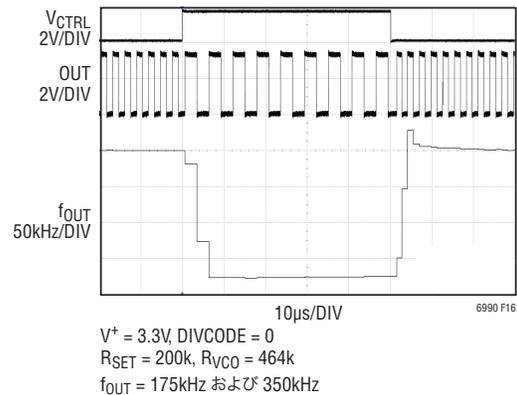


図16. セトリング時間

アプリケーション情報

電源のバイパスとPCBレイアウトのガイドライン

LTC6990は適切な方法で使用されると、精度が2.2%のシリコン発振器になります。このデバイスは使うのが簡単で、いくつかのルールに従うことにより、期待される性能が容易に達成されます。使用上の最も重要な課題は電源の十分なバイパスと適切なPCBレイアウトです。

0603サイズの受動部品を用いた、SOT-23およびDCBパッケージの両方に対するPCBレイアウトの例を図17に示します。このレイアウトでは、LTC6990の真下と周囲にグランドプレーン層を設けた2層のPCB基板を想定しています。これらのレイアウトはガイドラインであり、正確にその通りに従う必要はありません。

1. 低インダクタンスの経路を用いて、バイパス・コンデンサC1を直接V⁺ピンとGNDピンに接続します。C1からV⁺ピンへの接続は最上層で直接容易に行うことができます。DCBパッケージの場合、C1のGNDへの接続も最上層で簡単に行うことができます。SOT-23パッケージの場合、OUTはC1とGNDとの良好な接続を可能にするためにC1パッドを介して配線することができます。PCBのデザインルールでそれが許されていない場合、C1のGND接続はグランドプレーンへの複数のビアを通して行います。グランド・プレーン

ンへのGNDピンの接続およびグランド・プレーンへのC1の接続の両方のために、多数のビアを使用してインダクタンスを最小限に抑えることを推奨します。C1は0.1 μ Fのセラミック・コンデンサを使用します。

2. 全ての受動部品を基板の表側に配置します。これにより、トレースのインダクタンスが最小限に抑えられます。
3. R_{SET}はSETピンにできるだけ近づけて配置し、直接、最短距離で接続します。SETピンは電流加算ノードであり、このピンに注入される電流が直接動作周波数を変調します。配線を極力短くすることにより露出部分を短くして信号との結合を最小限にすることができます。
4. R_{SET}をGNDピンに直接接続します。グランドプレーンとの接続を長くしたりビアを介して接続しても精度には大きな影響を与えませんが、できるだけ短い距離で直接接続することが推奨され、これは容易に実行できます。
5. グランド・トレースを使ってSETピンをシールドします。これにより、放射信号に対して追加の保護層が与えられます。
6. R1とR2をDIVピンの近くに配置します。DIVピンへの接続を直接の短い配線で行うことにより、外部信号との結合が最小限に抑えられます。

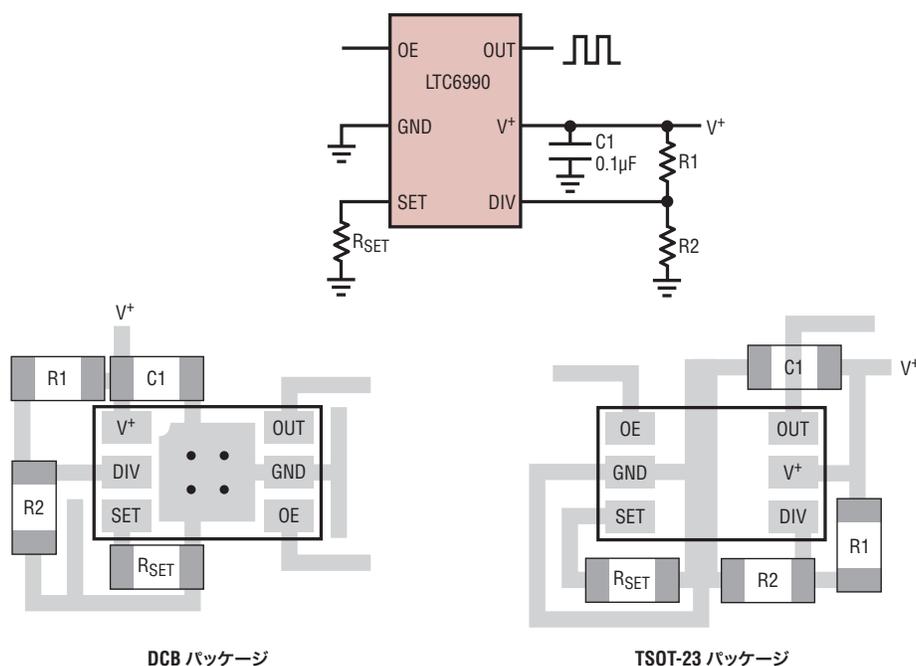
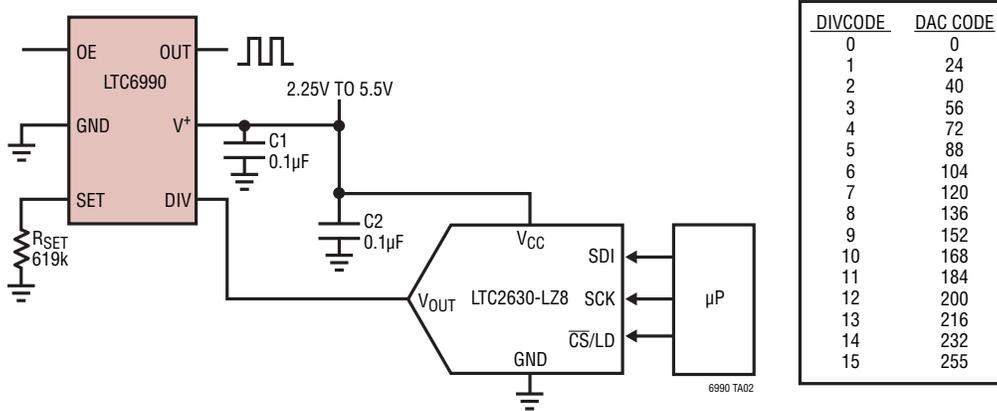


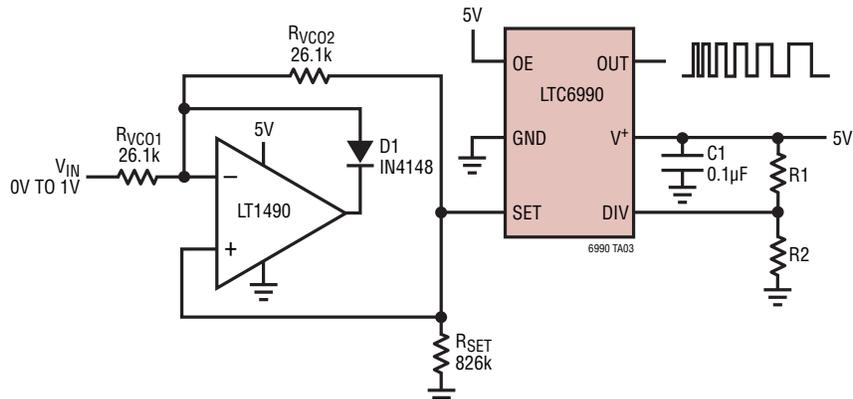
図17. 電源のバイパスとPCBレイアウト

標準的応用例

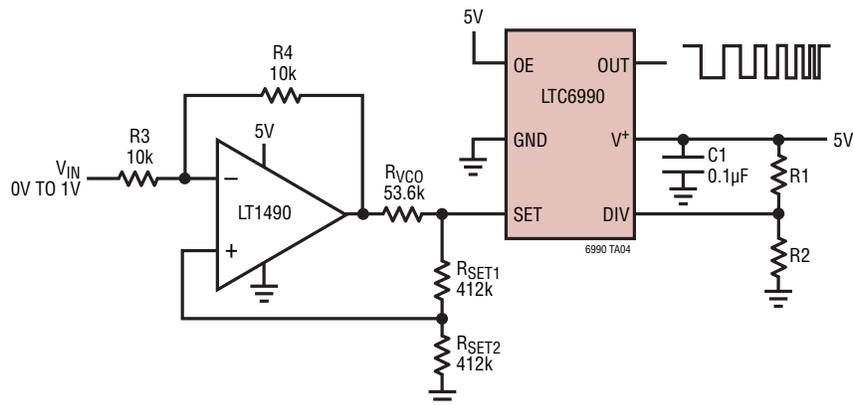
8ビット DAC を使った N_{DIV} の設定



任意の N_{DIV} 設定値を使ったフルレンジ VCO ($V_{IN} = 0V \sim V_{SET}$ に対して $f_{MAX} \sim f_{MIN}$)

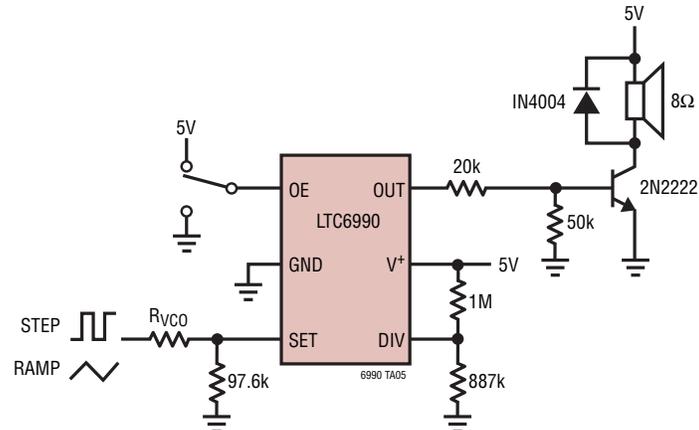


任意の N_{DIV} 設定値を使ったフルレンジ VCO (正の周波数制御、 $V_{IN} = 0V \sim V_{SET}$ に対して $f_{MIN} \sim f_{MAX}$)

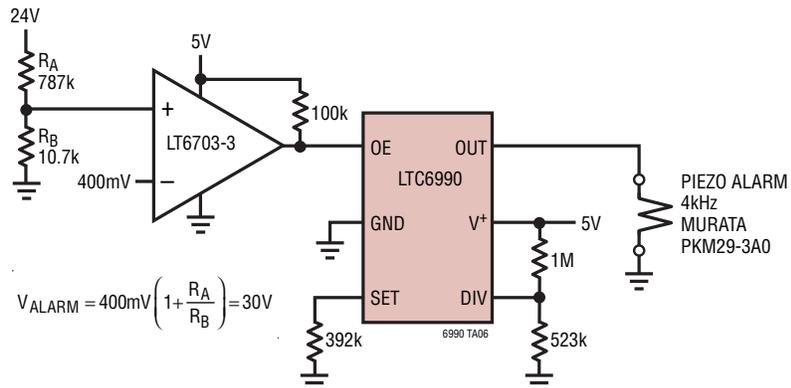


標準的応用例

スピーカー・アラーム。500Hz～8kHzのスペン内の R_{VCO} を使ってトーンを変調

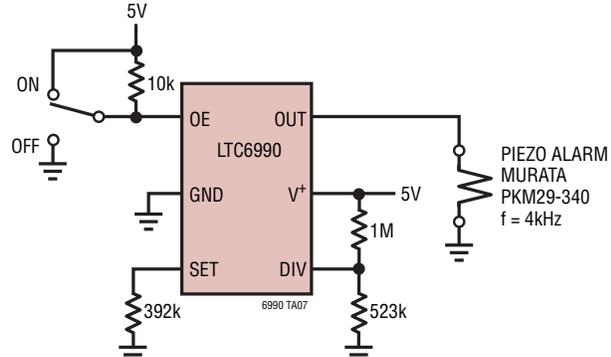


過電圧検出器/アラーム。圧電アラームの直接ドライブ

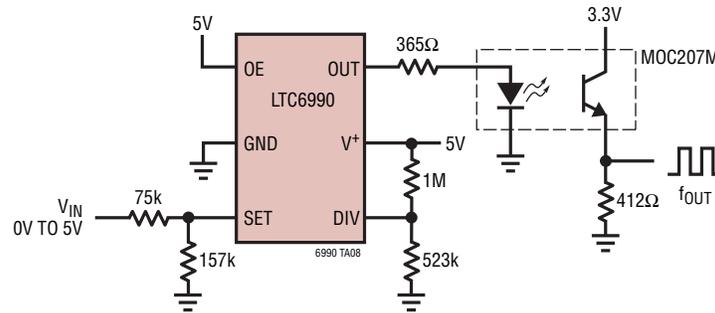


標準的応用例

直接圧電アラーム・ドライバ。アラームの音圧が最大になるように周波数を調整
(最高効率のとき最大音量)

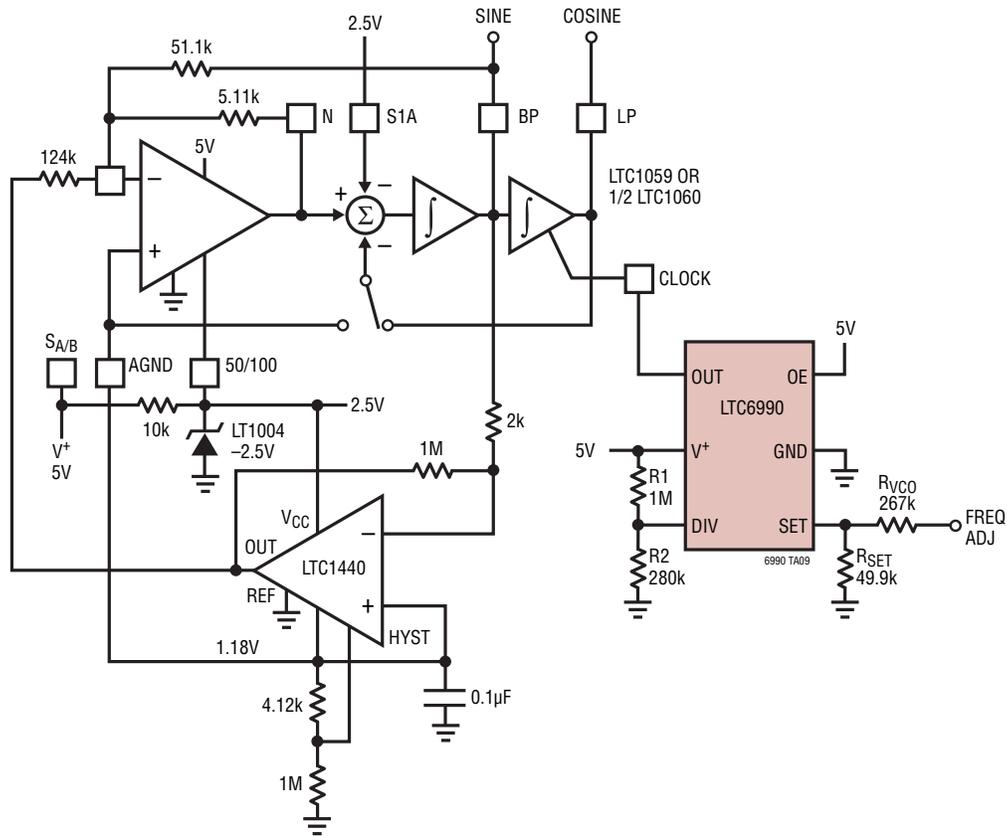


絶縁型 V/F コンバータ。絶縁型測定回路によって V_{IN} が得られる。
アイソレータの $5\mu\text{s}$ の立ち上がり/立ち下がり時間が f_{MAX} を 60kHz に制限

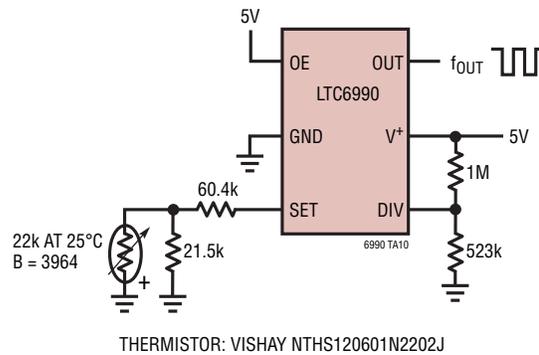


標準的応用例

直交正弦波発振器。1V_{p-p}の一定出力振幅で2Hz～18kHzの
電圧制御周波数範囲

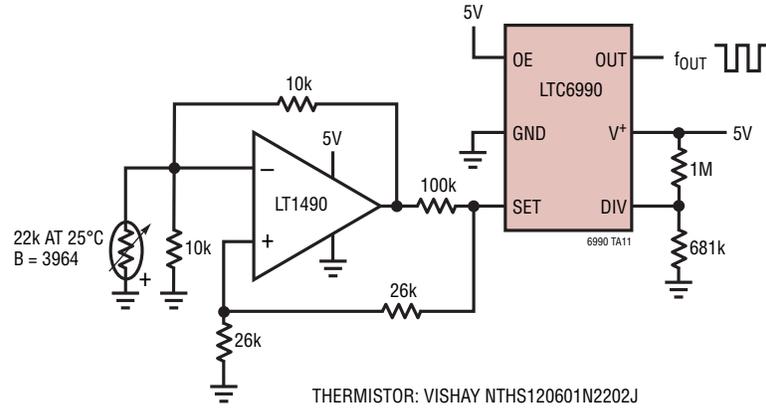


温度/周波数コンバータ。
-20°C (f_{OUT} ≈ 20kHz)～75°C (f_{OUT} ≈ 25kHz)で3%の直線性

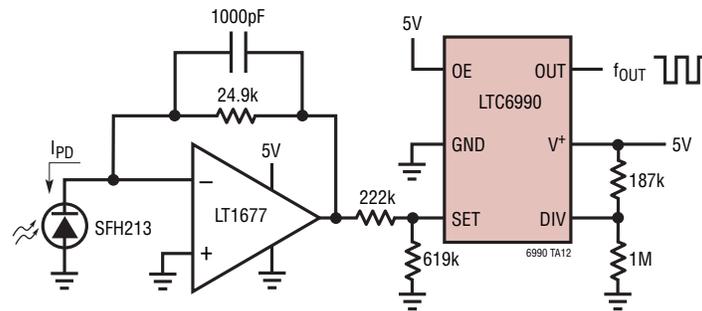


標準的応用例

フルレンジ温度/周波数コンバータ。-20°C ~ 80°Cから16kHz ~ 1kHzへの変換



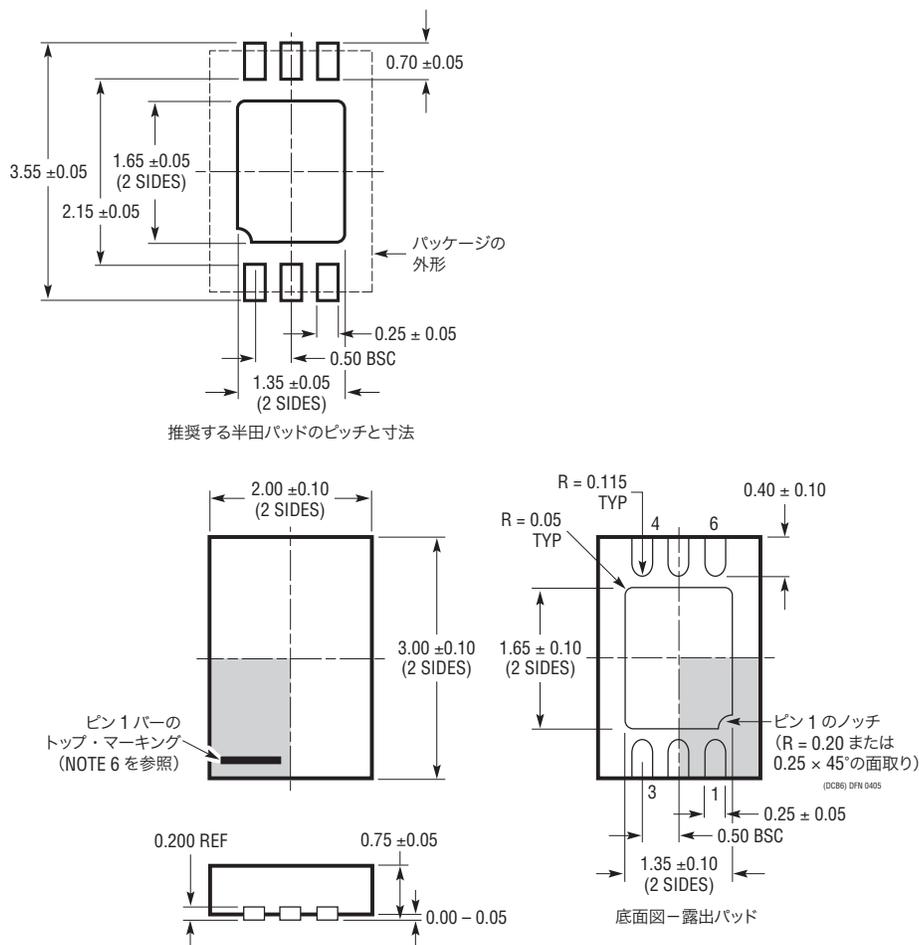
光/周波数コンバータ。フォトダイオードの電流 I_{PD} の1マイクロアンペア当たりの $f_{OUT} \approx 1.4\text{kHz}$



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/>をご覧ください。

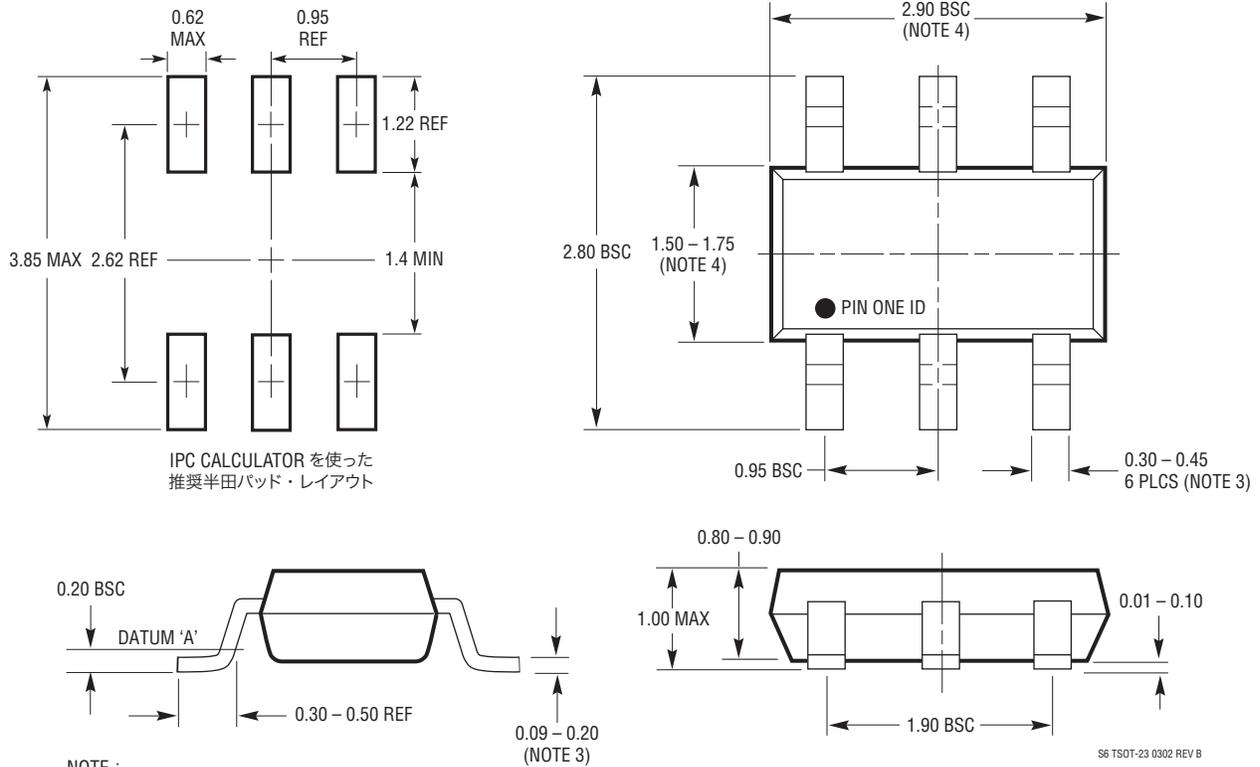
DCB パッケージ
6ピン・プラスチック DFN (2mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1715)



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/>をご覧ください。

S6 パッケージ 6ピン・プラスチック TSOT-23 (Reference LTC DWG # 05-08-1636)

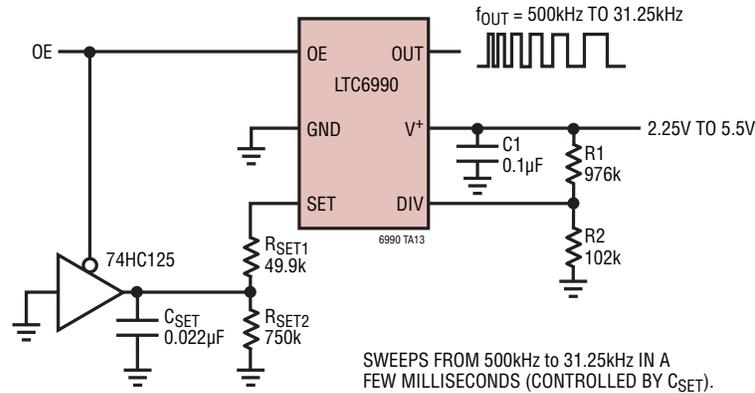


改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	7/11	「特長」、「概要」、「ピン配置」、および「発注情報」のセクションを更新	1、2
		「電気的特性」のセクションに $\Delta f_{OUT}/\Delta V^+$ の情報と Note 11 を追加	3、4
		「標準的性能特性」のセクションに標準的周波数誤差と時間の曲線を追加	7
		「ピン機能」の SET ピンの説明の図を修正	8
		「アプリケーション情報」のセクションの「基本固定周波数動作」の paragraph に文章を追加	15
		「関連製品」のリストを更新	30
B	1/12	MP グレードを追加	1、2、4

標準的応用例

超音波周波数掃引発生器



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1799	ThinSOTパッケージの1MHz～33MHzシリコン発振器	広い周波数範囲
LTC6900	ThinSOTパッケージの1MHz～20MHzシリコン発振器	低消費電力、広い周波数範囲
LTC6906/LTC6907	ThinSOTパッケージの10kHz～1MHzまたは40kHzシリコン発振器	マイクロパワー、電源電流:400kHzで35μA
LTC6930	32.768kHz～8.192MHzの固定周波数発振器	精度:0.09%、起動時間:110μs、電源電流:32kHzで105μA
LTC6991	TimerBlox、リセット付き超低周波数クロック	サイクル時間:2ms～9.5時間、コンデンサ不要、精度:2.2%
LTC6992	TimerBlox、電圧制御パルス幅変調器(PWM)	周波数範囲が広いシンプルなPWM
LTC6993	TimerBlox、単安定パルス発生器	抵抗によって設定されるパルス幅:1マイクロ秒～34秒、コンデンサ不要、精度:3%
LTC6994	TimerBlox、遅延ブロック/デバウンス	抵抗によって設定される遅延:1μs～34秒、コンデンサ不要、精度:3%