

CMOS 非缓冲反向器在振荡器电路中的使用

Moshi ul Haque and Ernest Cox

摘要

CMOS 器件具有高输入阻抗、高增益和高带宽。这些特性与理想放大器特性相似，因此 CMOS 缓冲器或反向器可在振荡器电路中与其它无源组件一起使用。正因为 CMOS 振荡器电路经济高效、简便易用且占用的空间比传统振荡器要小得多，所以目前它们在高速应用领域中得到了广泛应用。在 CMOS 器件中，非缓冲反向器 ('U04) 广泛用于振荡器应用领域。本应用报告讨论了一些 TI 'U04 器件在典型晶体振荡器电路中的性能。

主题	页
1 简介	2
2 振荡器原理	2
3 振荡器电路中的缓冲和非缓冲 CMOS 反向器	5
4 CMOS 非缓冲反向器的特性	5
5 LVC1404 的特性	9
6 实用振荡器电路	10
7 实际设计提示	13
附录 A 实验室装置	14
A.1 测量开环增益特性的实验室装置	14
A.2 测量 I_{CC} vs V_I 特性的实验室装置	14
附录 B 晶体振荡器应用中的 LVC1GU04	15
B.1 25MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04	15
B.2 10MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04	15
B.3 2MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04	16
B.4 100kHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04	16
附录 C 晶体振荡器应用中的 LVC1404	18
C.1 25MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1404	18
C.2 C.2 100kHz 晶体振荡器电路中的 LVC1404	18

1 简介

电阻、电感、电容和高增益放大器是振荡器的基本组件。在设计振荡器时，由于晶体振荡器具有出色的频率稳定性和宽广的频率范围，所以最好选择晶体振荡器来代替使用分立无源组件（电阻、电感和电容）。晶体在本质上是具有自然谐振频率的 RLC 网络。

2 振荡器原理

从原理来看，振荡器可以由具有电压增益 a 和相移 α 的放大器 A 和具有传输函数 f 和相移 β 的反馈网络 F 组成（参见图 1）。

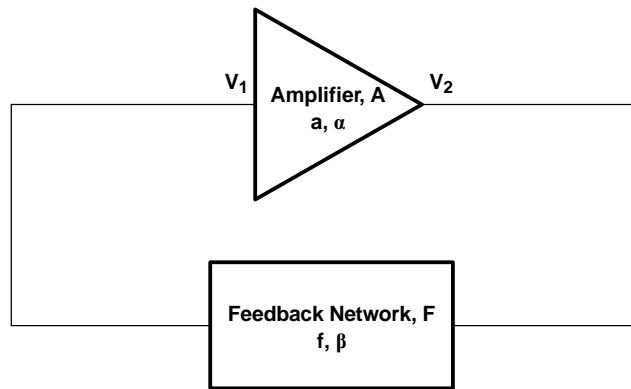


图 1. 振荡器

对于 $|f| \times |a| \geq 1$ 如果满足振荡条件，该系统将象振荡器那样工作。

f 和 a 是复杂量；可以根据等式 1 推算

$$|f| \times |a| \times \exp[j(\alpha + \beta)] \geq 1$$

振幅

$$|f| \times |a| \geq 1$$

和相位

$$(\alpha + \beta) = 2 \times \pi$$

要实现振荡，必须满足这些振幅和相位条件。这些条件被称作巴克豪森标准。闭环增益应 ≥ 1 ，并要提供 360° 的总相移。

2.1 晶体的特性

图 2 是石英晶体的电气等效电路。

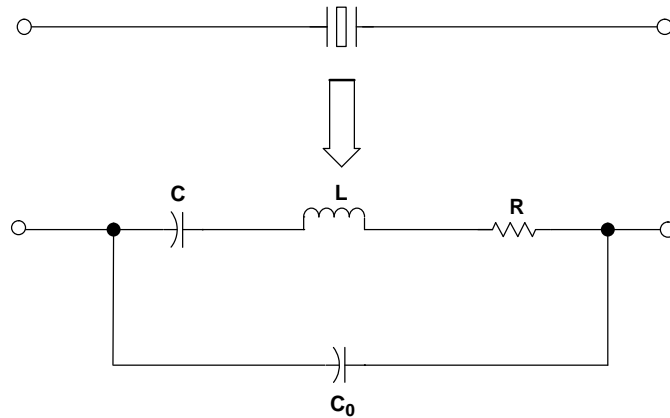


图 2. 晶体的电气等效电路

参量 C 和 L 由晶体的物理特性确定；R 是谐振电路在串联谐振时的电阻，C₀ 代表引线和电极的电容。C₀ 比 C 大得多，且受最终电路的寄生电容影响。因为 R 可以忽略不计，所以此电路的阻抗按等式 4 计算。

$$Z = \frac{j}{\omega} \times \frac{\omega^2 LC - 1}{(C_0 + C) - (\omega^2 L C C_0)}$$

当阻抗 Z 趋近 0，Z→0 时，达到串联谐振频率

$$f_{ser} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

当阻抗 Z 趋近 ∞，Z→∞ 时，达到并联谐振频率

$$f_{par} = f_{ser} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

使用晶体并联谐振模式的振荡器电路的稳定性低于使用串联谐振的等效电路，因为前者依赖外部电路参数。对于串联谐振，晶体就象一个串联谐振电阻 R。对于并联谐振，晶体就象一个电感负载。

在振荡器电路中，晶体充当反馈网络。为了正常工作，放大器的输入阻抗应与晶体的低串联谐振电阻良好匹配。对于 HCMOS 器件，由于具有高输入阻抗，所以按串联谐振模式工作的晶体将完全不匹配。解决方法是让晶体按并联谐振模式工作。但是，由于与 C₀（寄生电容或电路电容）相关，并联谐振的频率响应比串联谐振差。为晶体并联一个电容（C_p）可以减少 C₀ 对并联谐振频率的影响。从并联谐振频率的等式

$$f_{par} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_p + C_0}}$$

通过选择 C_p > C₀（C₀ 大约为 3pF 至 5pF，C_p 通常为 30pF）。

C_p >> C（C 在 fF 范围内）

$$f_{par} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

现在，并联谐振频率大约等于串联谐振频率。

并联谐振电路的常见应用是皮尔斯振荡器电路（参见图 3）其中 C₁ 和 C₂ 并联组合构成 C_p。

$$C_P = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

C_1 和 C_2 组成电容分压器来确定反馈程度。反馈因子由下式给出

$$f = \frac{C_1}{C_2}$$

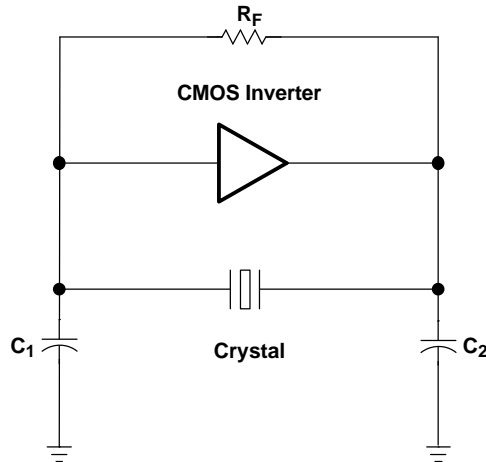


图 3. 使用 CMOS 反向器的皮尔斯振荡器

C_p 的最佳值确定晶体振荡器的质量和频率稳定性。通常，晶体制造商的数据表会指定晶体的建议负载 (C_L)。 C_p 代表晶体的负载，此值应等于晶体制造商的数据表中指定的 C_L 。

在振荡器电路中，CMOS 反向器以线性模式工作且用作放大器。反向器提供的相移为 180° 。要满足振荡条件，晶体振荡器必须还要提供 180° 的相移。如果 $C_1 = C_2$ ，则经过它们的电流大小相同且互为 180° 反相。因此，如果 $C_1 = C_2$ ，晶体将提供 180° 的相移。

反馈电阻会改变 CMOS 反向器的输入阻抗。对于开环增益远高于 1 的反向器，输入阻抗变为

$$Z_i = \frac{R_F}{a}$$

晶体的并联谐振电阻由负载电容 C_p 修改。

$$R_p = \frac{1}{R\omega^2(C_o + C_p)^2}$$

R_p 应与 CMOS 反向器的输入阻抗匹配。例如，晶体振荡器具有以下参数：

$$C_p = C_L = 30\text{pF}$$

$$C_o = 7\text{pF}$$

$$R = 80\Omega \text{ (频率为 5MHz)}$$

$$R_p = \frac{1}{\left[80 \times (2 \times \pi \times 5 \times 10^6)^2 \times (30 \times 10^{-12} + 7 \times 10^{-12})^2 \right]}$$

根据计算

$$R_p \approx 10\text{ k}\Omega$$

R_p 应等于 Z_i ，例如，

$$Z_i = R_p = 10 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = \frac{R_F}{\alpha} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = \frac{R_F}{a} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_p = 10 \text{ k}\Omega \cdot \alpha$$

对于具有开环增益 $a = 100$ 的 CMOS 反向器，反馈电阻的值计算如下：

$$R_F = 10000 \text{ }\Omega \cdot 100 = 1 \text{ }\mu\Omega \cdot 10^6 = 1 \text{ M}\Omega$$

通过使用 1M Ω 的反馈电阻，可以成功实现振荡。在实际应用中，为了获得较高的输入阻抗，反馈电阻的值通常将大于 1M Ω ，以便晶体可以轻松驱动反向器。

3 振荡器电路中的缓冲和非缓冲 CMOS 反向器

非缓冲反向器只有一个反向级，这种反向器的增益范围为数百。缓冲反向器具有多级，其增益范围为数千。缓冲反向器的功耗通常比非缓冲反向器低，因为第一和第二反向级消耗的电源电流比输出级要低得多。因为第一级在振荡期间处于线性模式，所以缓冲反向器的功耗比非缓冲反向器低。缓冲和非缓冲反向器都可用于振荡器应用领域，只需对设计稍作更改即可。因为缓冲反向器的增益非常高，所以它们对振荡器电路中的参数变化比较敏感，因而不如非缓冲反向器稳定。

4 CMOS 非缓冲反向器的特性

选择适用于振荡器应用领域的 CMOS 反向器时要考虑很多因素，例如开环增益、功耗、占空比随温度的变化等。在以下各段中，描述了在为振荡器应用领域选择反向器时需要考虑的一些非常关键的 TI CMOS 反向器特性。

4.1 开环增益

CMOS 反向器在振荡器应用领域中用作线性放大器，与传统放大器相似，其开环增益是一个关键的特性。反向器的带宽随着工作电压的降低而降低。LVC1GU04、AHC1GU04 和 AUC1GU04 的开环增益如图 4、图 5 和图 6 所示。

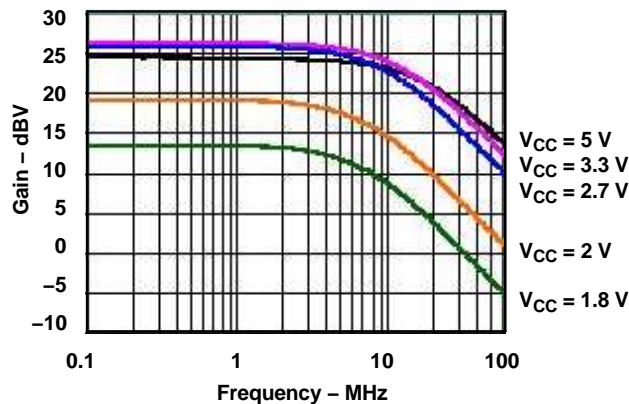


图 4. LVC1GU04 的开环增益特性

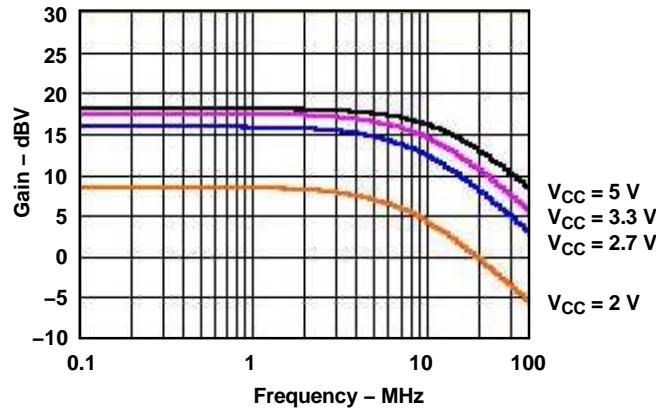


图 5. AHC1GU04 的开环增益特性

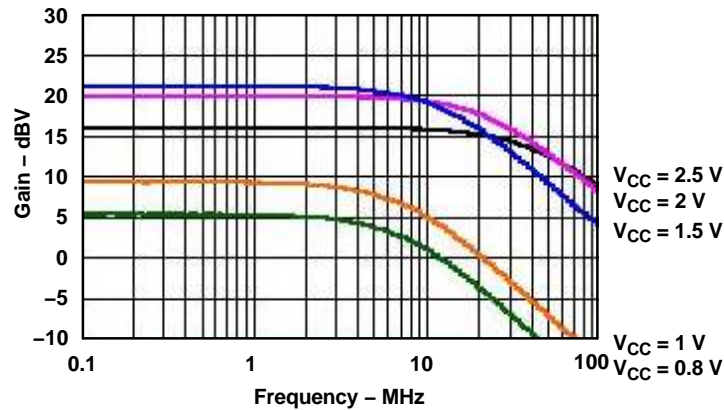


图 6. AHC1GU04 的开环增益特性

4.2 V_0 vs V_I

V_0 vs V_I 特性可用于确定反向器的偏置点。在振荡器应用领域，反向器以线性模式工作或在过渡区工作。过渡区定义为曲线斜率为最大值的区域。例如，对于 LVC1GU04，在 $V_{CC} = 5V$ 的情况下，该区域介于 $2V$ 与 $2.5V$ 之间。开环增益较高的器件的过渡区比开环增益较低的器件的过渡区窄。LVC1GU04、AHC1GU04 和 AUC1GU04 的 V_0 vs V_I 特性如图 7、图 8 和图 9 所示。

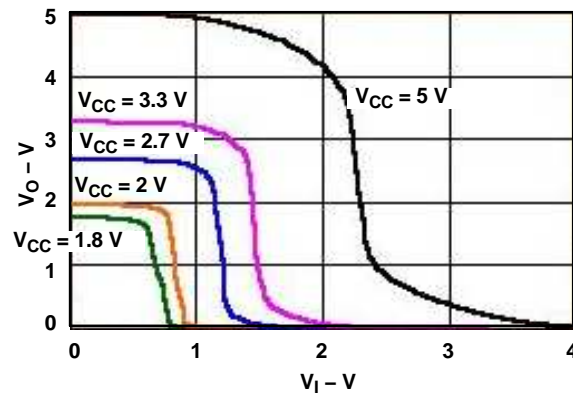


图 7. LVC1GU04 的 V_0 vs V_I 特性

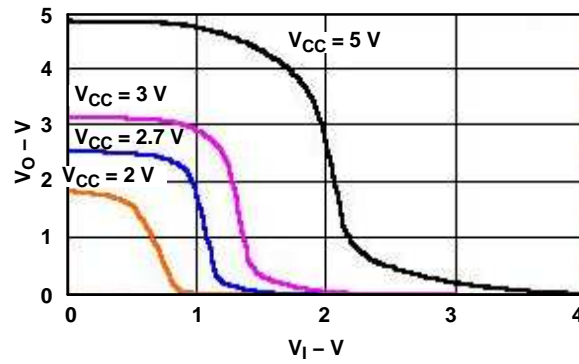


图 8. AHC1GU04 的 V_0 vs V_1 特性

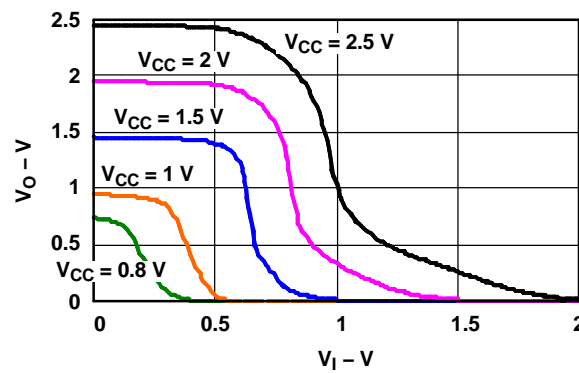


图 9. AUC1GU04 的 V_0 vs V_1 特性

4.3 I_{CC} vs V_1

LVC1GU04、AHC1GU04 和 AUC1GU04 的 I_{CC} vs V_1 特性如图 10、图 11 和图 12 所示。此特性确定振荡器电路中的反向器的动态功耗。该装置如附录 A 中所示。由于有 $1k\Omega$ 负载，所以当 V_1 为 0 时， I_{CC} 较高。

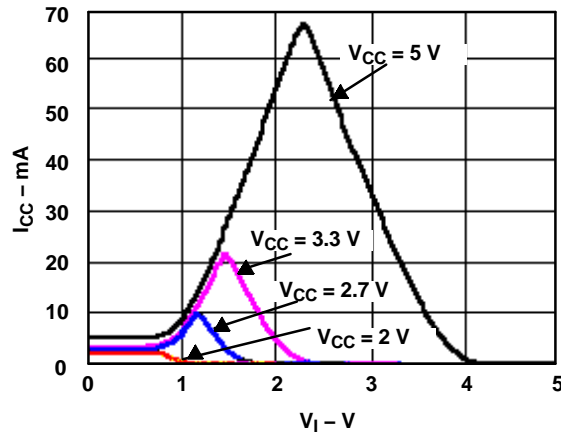


图 10. LVC1GU04 的 I_{CC} vs V_1 特性

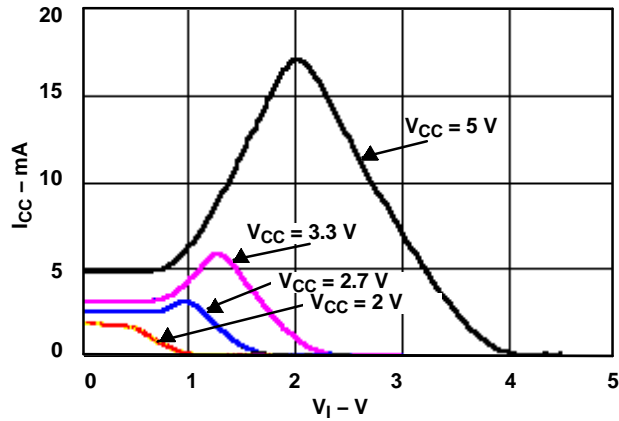


图 11. AHC1GU04 的 I_{CC} vs V_I 特性

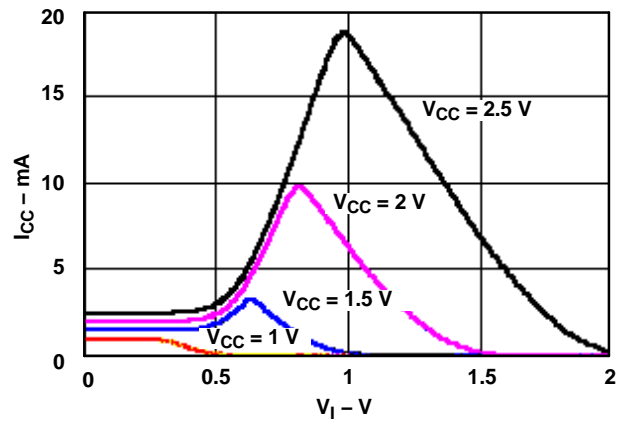


图 12. AUC1GU04 的 I_{CC} vs V_I 特性

4.4 占空比随温度的变化

振荡器应用领域的其中一个主要考虑事项是占空比随温度的变化。例如，在时钟脉冲发生器电路中，不允许占空比随温度变化太大。图 13、图 14 和图 15 显示了 LVC1GU04、AHC1GU04 和 AUC1GU04 的占空比随温度的变化。

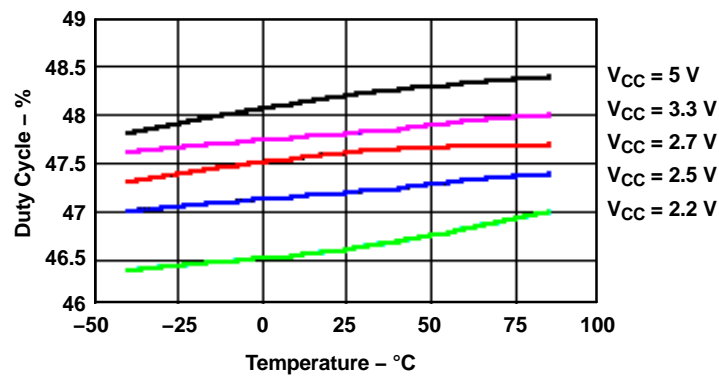


图 13. LVC1GU04 中的占空比变化

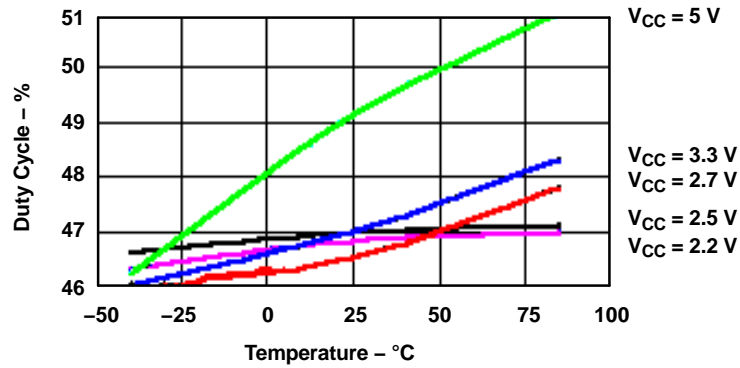


图 14. AHC1GU04 中的占空比变化

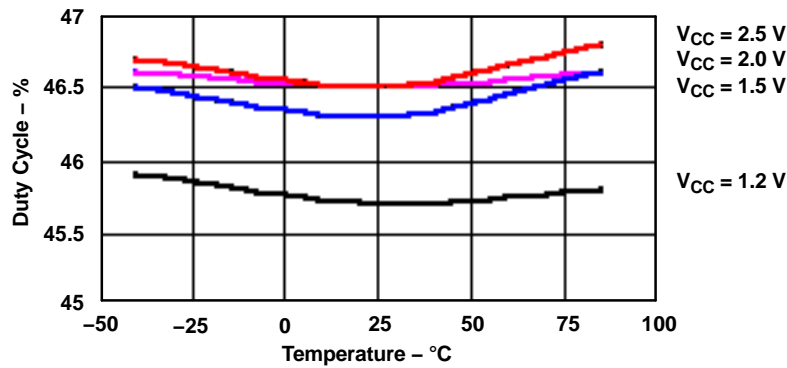


图 15. AUC1GU04 中的占空比变化

5 LVC1404 的特性

TI LVC1404 是非常适合于振荡器应用领域的双路反向器。该器件具有较宽的 V_{CC} 范围并适用于较宽的频率范围。该器件同时具有非缓冲和缓冲输出。图 16 显示引脚图和图 17 显示 LVC1404 的逻辑图。

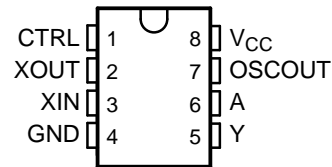


图 16. LVC1404 的引脚图

如图 17 所示，XIN 连接至非缓冲反向器，此反向器的输出 (XOUT) 连接至另一个反向器的输入，以便获得良好的轨至轨信号和提供足够的驱动能力。晶体连接在 XIN 与 XOUT 之间。

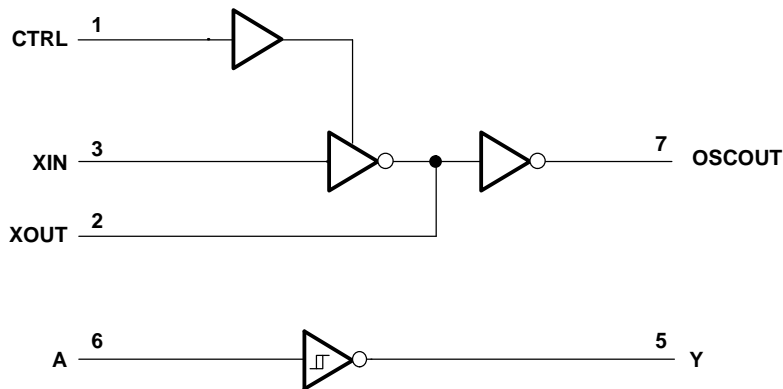


图 17. LVC1404 的逻辑图

图 18 显示了 LVC1404 的非缓冲反向器的开环增益特性（例如，XIN 与 XOUT 之间）。该器件在很宽的频率范围内提供很高的增益。

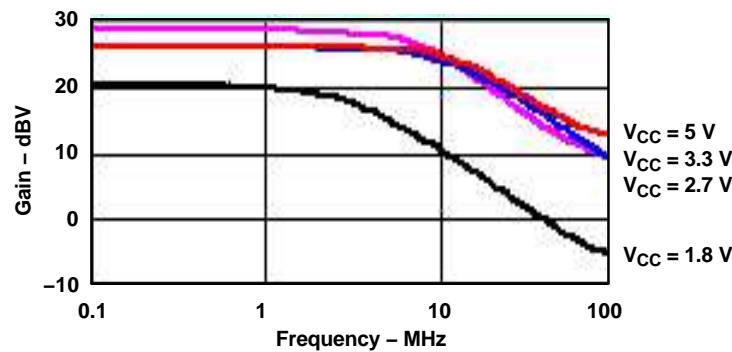


图 18. LVC1404 的开环增益特性

6 实用振荡器电路

图 19 显示了使用 16pF 25MHz 晶体和非缓冲反向器 LVC1GU04 的振荡器电路的示例。在实际应用中，可能需要调节无源组件来获得所需的振荡。例如，可以调节 C_1 和 C_2 来补偿 LVC1GU04 的输入和输出电容，以便获得所需的振荡占空比。

第 B 章 和第 C 章 显示了 TI 的 LVC1GU04 和 LVC1404 器件在此皮尔斯晶体振荡器电路中的性能。

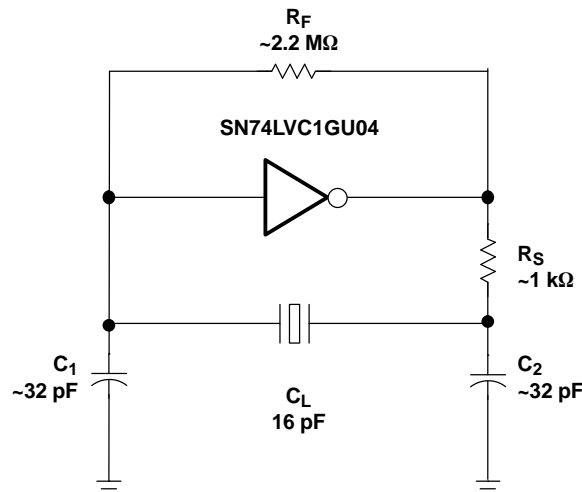


图 19. 使用非缓冲 CMOS 反向器的皮尔斯振荡器电路

6.1 选择电阻和电容

电阻和电容的选择取决于各种因素，如反向器增益、频率稳定性、功耗、晶体特性和启动时间等。可能需要执行多种“尝试 - 失败”方法来寻找这些电阻和电容的最佳值。在以下各段中讨论了这些组件的影响。

6.1.1 R_F

R_F 是 CMOS 反向器的反馈电阻，它将反向器偏置在线性区域内。选择的 R_F 值需要足够大，以便反向器的输入阻抗可以与晶体匹配。通常情况下，选择的值在 1MW 与 10MW 之间。

6.1.2 R_S

R_S 将反向器的输出与晶体隔离开来，并防止寄生高频振荡，以便获得良好的波形。 R_S 的最佳值取决于工作频率和所需的稳定性。

R_S 的最小值取决于晶体的建议功耗。晶体制造商通常会在晶体数据表中明确说明 R_S 的建议值。使用低于晶体数据表中的值可能会过度驱动晶体，从而导致损坏晶体或缩短晶体寿命。

通过选择大约等于容抗的值（例如， $R_S \approx X_{C2}$ ， X_{C2} 大于或等于制造商的建议值）可以获得可以接受的结果。由于具有分压作用，使 $R_S \approx X_{C2}$ 将导致 50% 的压降。这要求反向器的增益等于或大于 2。因为 CMOS 反向器的增益远高于 2，所以闭环增益仍高于 1。缓冲反向器的增益比非缓冲反向器的增益高得多。如果使用缓冲反向器，可以增加 R_S 以便降低系统的闭环增益和提高稳定性。

R_S 的影响如图 20 和图 21 所示。降低 R_S 会加快边沿速率和提高闭环增益。

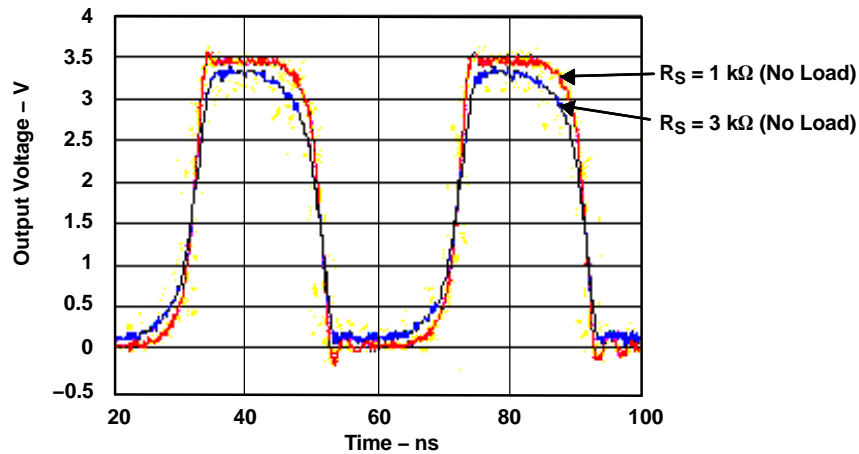


图 20. R_S 对振荡器波形的影响（无负载）

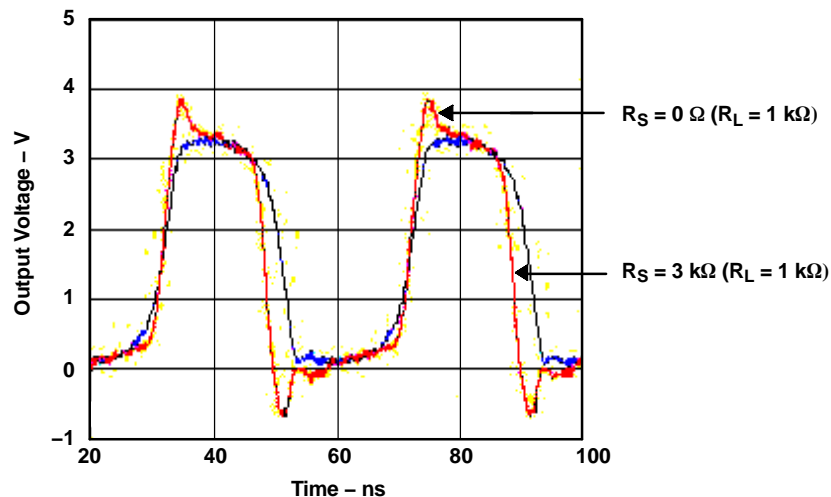


图 21. R_S 对振荡器波形的影响 ($R_L = 1k\Omega$)

图 22 和图 23 显示了 R_S 对图 19 中所述振荡器电路反馈网络的增益和相位响应的相对影响。 R_S 不仅会降低增益，而且会使谐振频率移位并引入附加的相位延迟。

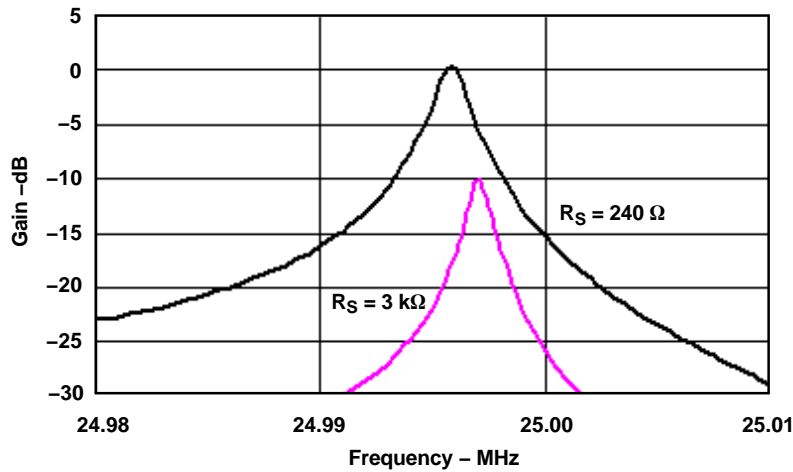


图 22. R_S 对反馈网络的频率响应的影响

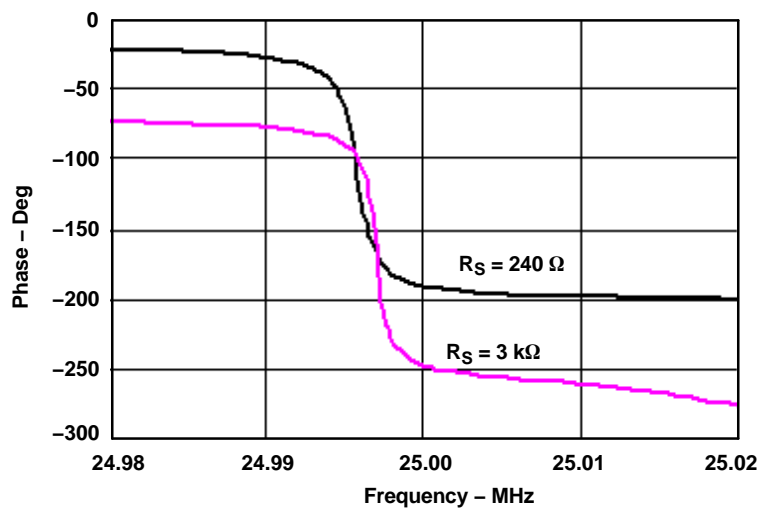


图 23. R_S 对反馈网络的相位响应的影响

R_S 还会影响振荡器电路的占空比和功耗 (I_{CC})。第 B 章显示了使用 LVC1GU04 作为放大器的振荡器电路中 R_S 对占空比和功耗 (I_{CC}) 的影响。

频率较低的时候，由于 CMOS 反向器引入的相移较小且可以忽略。相移按等式 15 计算。

$$\text{相移} = \text{振荡频率} \cdot \bar{A} \cdot \text{传播延迟} \cdot \bar{A} \cdot 360^\circ$$

如果 CMOS 反向器的传播延迟为 5ns，则频率为 25MHz 时，反向器引入的相移为 45° 。如果频率较高，则使用串联反馈电阻 (R_S) 不可行，因为它会添加附加的相移。可以用电容替换 R_S ，该电容的值大约等于晶体的输入阻抗，例如 $C_S \approx C_2$ 。

6.1.3 C_1 和 C_2

选择 C_1 和 C_2 的值时，要使 C_1 和 C_2 的并联值等于晶体数据表中指定的建议电容负载 (C_L)，例如：

$$C_L = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

R_S 和 C_2 组成低通滤波器并减少寄生振荡。可以根据所需的截止频率调节该值。选择 C_2 的另一个因素是启动时间。对于低增益放大器，有时 C_2 增加到超过 C_1 以便增加相移和帮助启动，但 C_1 应在一定限制范围之内，以便为晶体引入的负载电容不超过制造商建议的 C_L 值。否则，谐振频率会发生变化。

7 实际设计提示

使用 CMOS 反向器的振荡器电路的性能对电路组件和布局等非常敏感。在设计振荡器电路时，应特别注意消除外部影响：

- 振荡器电路反馈因子不应过大；否则会不稳定，且振荡不是仅由晶体决定。
- 具有施密特触发输入端的 CMOS 反向器不适合在前述振荡器电路中使用。施密特触发输入器件具有两个不同的阈值，不可能使用前述电路使它们都正确偏置在线性区域内。
- 频率较高时，在保证接地引线至连线中心点间的长度尽可能短的同时，使其之间的面积尽可能的大。这可以使电阻和电感较低，从而对振荡的影响较小。最好使用多层电路板，一层用于 V_{CC} ，另一层用于接地。
- 非缓冲反向器自身对高电容负载可能没有足够的驱动能力。因此，输出电压摆幅可能无法达到轨至轨。这还会使输出信号的边沿速率变慢。要解决这些问题，可以在振荡器的输出端使用具有施密特触发输入端的缓冲器或反向器。LVC1G17 和 LVC1G14 就是施密特触发输入缓冲器和反向器的示例。图 24 显示了示例电路。

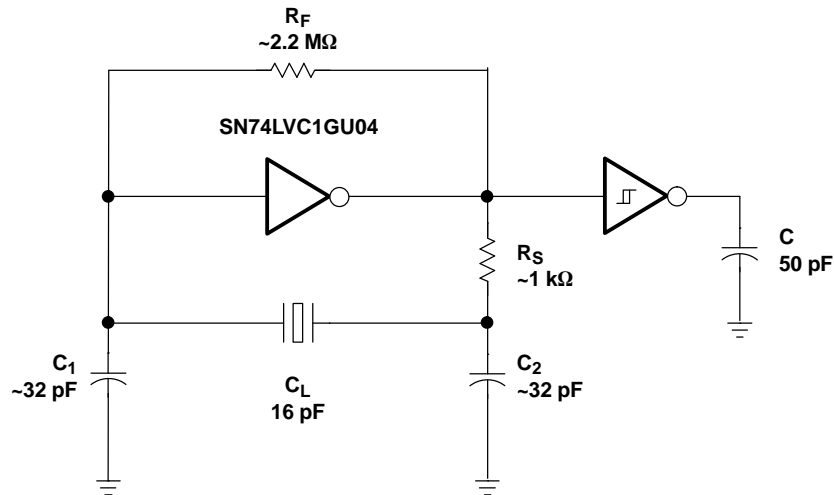


图 24. 使用施密特触发输入反向器的振荡器电路

- 需要对电源进行良好的去耦来抑制电源线路上的噪声峰值。使用低谐振陶瓷电容时，应使其尽可能靠近电路。参考值为 100nF。
- 布局中的连线应尽可能短以便使电阻和电感较低。
- 为降低串扰，应使用标准的 PCB 设计技术。例如，一个信号与其它信号的布线在一起，如果相邻信号线之间有一条地线，则串扰将降低至 1/3。
- 没有晶体时，振荡器应不会振荡。要检查此效果，可以用晶体的等效并联谐振电阻替换 CMOS 振荡器中的晶体。

附录 A 实验室装置

A.1 测量开环增益特性的实验室装置

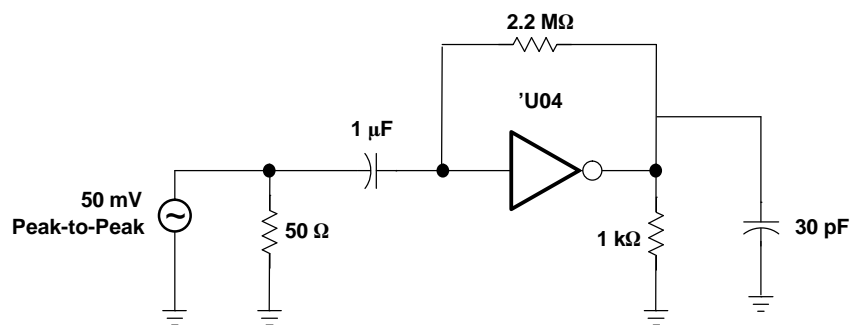


图 A-1. 开环增益特性测量设置

A.2 测量 I_{CC} vs V_I 特性的实验室装置

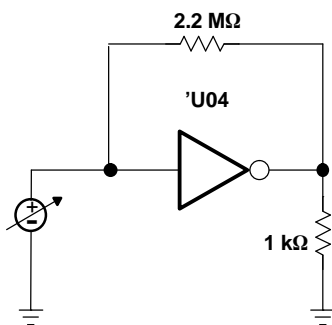


图 A-2. I_{CC} vs V_I 测量设置

附录 B 晶体振荡器应用中的 LVC1GU04

B.1 25MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04

$$C_1 \approx C_2 = 30 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = 200 \Omega \text{ (谐振频率为 25MHz 时的容抗)}$$

$$V_{CC} = 3.3\text{V}$$

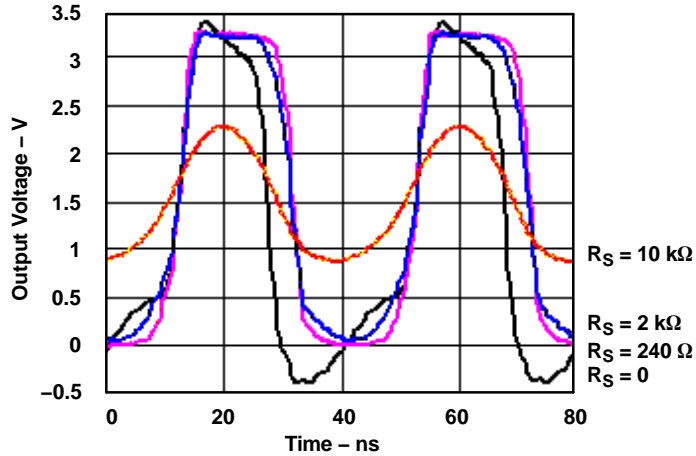


图 B-1. R_S 对振荡器波形的影响 (频率 = 25MHz)

表 B-1. R_S 对占空比和 I_{CC} 的影响 (频率 = 25MHz)

R_S (Ω)	I_{CC} (mA)	正 占空比 (%)
0	22.2	43
240	11.1	45.9
2k	7.3	47.3
10k	8.6	46.7

B.2 10MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04

$$C_1 \approx C_2 = 30 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = 480 \Omega \text{ (谐振频率为 10MHz 时的容抗)}$$

$$V_{CC} = 3.3\text{V}$$

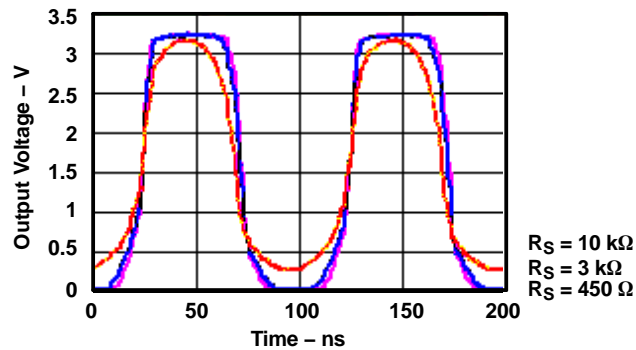


图 B-2. R_S 对振荡器波形的影响 (频率 = 10MHz)

表 B-2. R_S 对占空比和 I_{CC} 的影响 (频率 = 10MHz)

R_S (Ω)	I_{CC} (mA)	正 占空比 (%)
450	6.9	40
3k	8.4	47.6
10k	15.1	43.9

B.3 2MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04

$$C_1 \approx C_2 = 30 \text{ pF}$$

$X_{C2} = 2.4 \text{ k}\Omega$ (谐振频率为 2MHz 时的容抗)

$$V_{CC} = 3.3\text{V}$$

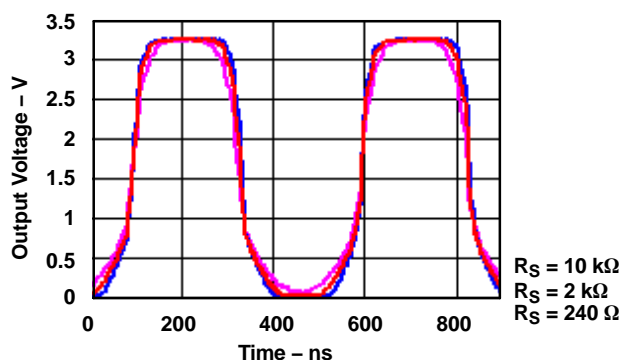


图 B-3. R_S 对振荡器波形的影响 (频率 = 2MHz)

表 B-3. R_S 对占空比和 I_{CC} 的影响 (频率 = 2MHz)

R_S (Ω)	I_{CC} (mA)	正 占空比 (%)
240	11.1	45.9
2k	7.3	47.3
10k	8.6	46.7

B.4 100kHz 晶体振荡器电路中的 LVC1GU04

$$C_1 \approx C_2 = 30 \text{ pF}$$

$X_{C2} = 48 \text{ k}\Omega$ (谐振频率为 100kHz 时的容抗)

$$V_{CC} = 3.3\text{V}$$

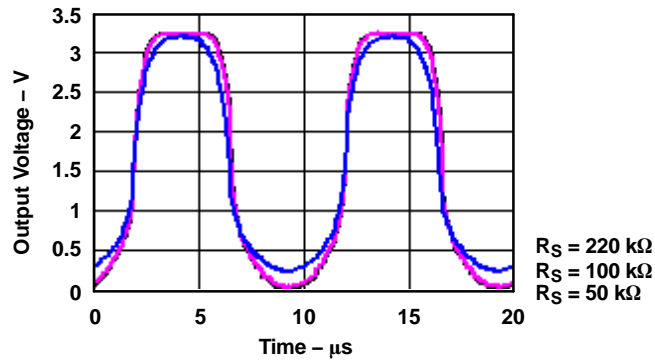


图 B-4. R_S 对振荡器波形的影响 (频率 = 100MHz)

表 B-4. R_S 对占空比和 I_{CC} 的影响 (频率 = 100MHz)

R_S (Ω)	I_{CC} (mA)	正 占空比 (%)
50k	9	46.4
100k	9.5	46.1
220k	13.7	44.3

附录 C 晶体振荡器应用中的 LVC1404

C.1 25MHz 晶体振荡器电路中的 LVC1404

$$C_1 \approx C_2 = 30 \text{ pF}$$

$$R_S = X_{C2} = 200 \Omega \text{ (谐振频率为 25MHz 时的容抗)}$$

$$V_{CC} = 3.3\text{V}$$

$$I_{CC} = 8.6\text{mA}$$

$$\text{占空比} = 48.1\%$$

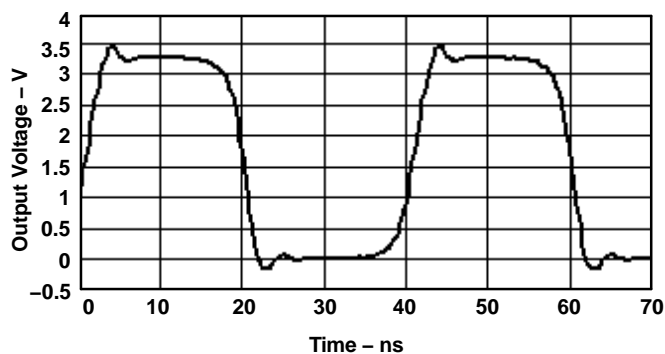


图 C-1. 使用 LVC1404 的振荡器电路的输出波形 (频率 = 25MHz)

C.2 C.2 100kHz 晶体振荡器电路中的 LVC1404

$$C_1 \approx C_2 = 30\text{pF}$$

$$R_S = X_{C2} = 48 \text{ k}\Omega \text{ (谐振频率为 100kHz 时的容抗)}$$

$$V_{CC} = 3.3\text{V}$$

$$I_{CC} = 5.7\text{mA}$$

$$\text{占空比} = 47.4\%$$

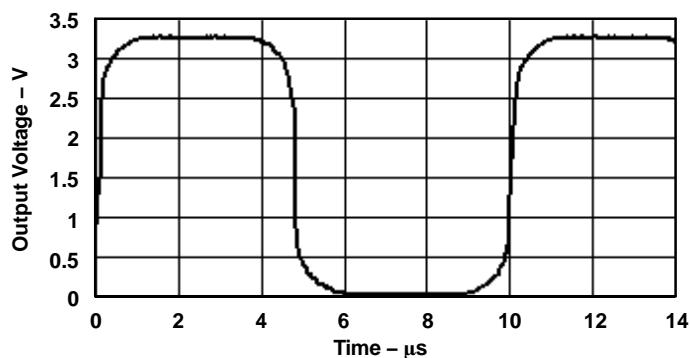


图 C-2. 使用 LVC1404 的振荡器电路的输出波形 (频率 = 100MHz)

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated