

第三章 模拟滤波器

3.1 MAX260/MAX261/MAX262 微处理器 可编程通用有源滤波器

3.1.1 概述

1. 一般说明

MAX260/MAX261/MAX262 是 CMOS 双二阶通用开关电容有源滤波器,由微处理器精确控制滤波函数。它们均可构成各种带通、低通、高通、陷波和全通配置,且不需外部元件。每个器件含有两个二阶滤波器,在程序控制下设置中心频率 f_0 、品质因数 Q 和滤波器工作方式。

输入时钟频率与 6 位 f_0 编程输入代码一起决定滤波器的中心或截止频率,不影响其它滤波参数。滤波器 Q 值也为独立编程。每个滤波器的独立时钟输入端可以连接晶体、RC 网络或外部时钟产生器。

MAX260 比 MAX261 和 MAX262 有较好的偏移和 DC 特性,它有 7.5kHz 的中心频率 (f_0) 范围,而 MAX261 的中心频率可达 57kHz,MAX262 则通过采用较低的时钟频率与中心频率比值 f_{CLK}/f_0 把中心频率范围扩展到 140kHz。所有器件均可购到 24 脚 DIP 和 SO 封装的商业品、工业品和军品。

2. 应用

- * μP 调谐滤波器
- * 抗混叠滤波器
- * 数字信号处理
- * 自适应滤波器
- * 信号分析
- * 锁相环

3. 功能框图

四阶带通滤波器功能框图如图 3.1 所示,电路由两组二阶滤波器级联构成。

4. 特性

- * 可得到滤波器设计软件
- * 微处理器接口
- * 64 步中心频率控制
- * 128 步品质因数控制
- * 独立的品质因数和中心频率编程
- * 保证时钟频率对 f_0 比值精度为 1% (A 级)
- * 140kHz 中心频率范围 (MAX262)

* 单+5V 或±5V 电源电压工作

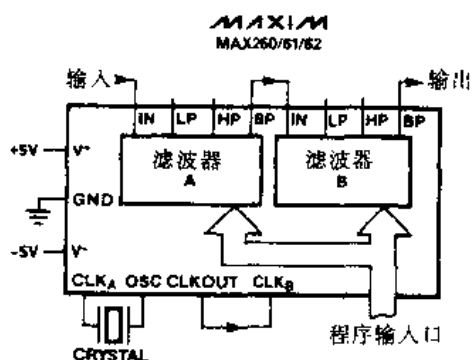


图 3.1 四阶带通滤波器

5. 引脚排列及引脚说明

MAX260/MAX261/MAX262 的引脚排列如图 3.2 所示,引脚说明见表 3.1。

表 3.1 引脚说明

MAX260 引脚	MAX261/2 引脚	名称	功 能
9	9	V ₊	正电源电压端
17	16	V ₋	负电源电压端
18	17	GND	模拟地。对双电源工作接到系统地;对单电源工作接到 $\frac{1}{2}$ 电源电压。在单电源应用中,GND 应很好地旁路
11	11	CLK _A	滤波器 A 的振荡器输入及时钟输入端。这个时钟在内部被二分频
12	12	CLK _B	滤波器 B 的时钟输入端。这个时钟在内部被二分频
8	8	CLK OUT	晶体和 RC 振荡器工作的时钟输出端
19	18	OSC OUT	振荡器输出端。自时钟工作时,连接到晶体或 R-C
5,23	5,23	IN _A ,IN _B	滤波器输入端
1,21	1,21	BP _A ,BP _B	带通输出端
24,22	24,22	LP _A ,LP _B	低通输出端
3,14	3,20	HP _A ,HP _B	高通/陷波/全通输出端
16	15	$\overline{\text{WR}}$	写允许输入端
15,13,10,7	14,13,10,7	A0,A1,A2,A3	f ₀ 和 Q 输入数据单元的地址输入端
20,6	19,6	D0,D1	f ₀ 和 Q 编程数据输入端
	2	OP OUT	仅对 MAX261/262 而言,为自由运算放大器的输出端;MAX260 的引脚 2 不连接
	4	OP IN	仅对 MAX261/262 的,为自由运算放大器的反向输入端(同相输入在内部连接到地)。MAX260 的引脚 4 不连接

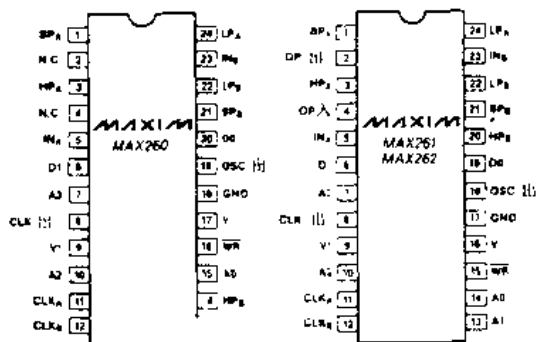


图 3.2 引脚排列

3.1.2 特性

1. 极限参数

总电源电压(V_+ 到 V_-)	15V
任一引脚输入电压	$V_- - 0.3V \sim V_+ + 0.3V$
任一引脚输入电流	$\pm 50mA$
功耗	
塑料 DIP(70℃以上按 8.33mW/℃递减)	660mW
陶瓷 DIP(70℃以上按 12.5mW/℃递减)	1000mW
宽 SO(70℃以上按 11.8mW/℃递减)	944mW
工作温度	
MAX260/MAX261/MAX262XCXG	0~+70℃
MAX260/MAX261/MAX262XEXG	-40~+85℃
MAX260/MAX261/MAX262XMXG	-55~+125℃
储存温度	-65~+160℃
引脚温度(焊接,10s)	+300℃

超出上述极限参数可能导致器件的永久性损坏。这些仅仅是极限参数,并不意味着在极限参数条件下,或在任何其它超出技术规范规定的工作条件下,器件能有效地工作。长期处于极限参数条件下,可能会影响器件的可靠性。

2. 电特性($V_+ = \pm 5V$)

MAX260/MAX261/MAX262 的电特性列于表 3.2 和表 3.3。除非另有说明,否则表中的测试条件如下: $V_+ = +5V$, $V_- = -5V$, 对 MAX260, $CLK_A = CLK_B = \pm 5V350kHz$; 而对 MAX261/MAX262 为 1.5MHz; 对 MAX260/MAX261, $f_{CLK}/f_0 = 199.49$, 而对 MAX262, $f_{CLK}/f_0 = 139.80$; 滤波方式 1, $T_A = -25℃$ 。

表 3.2 MAX260/MAX261/MAX262 在 $V_{\pm} = \pm 5V$ 的电特性参数

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
中心频率范围 f_0				见表 3.7		
最大时钟频率				见表 3.7		
f_{CLK}/f_0 比值误差 (注 1)	$T_A = T_{MIN}$ 至 T_{MAX}	MAX260A MAX260B MAX261/262A MAX261/262B		± 0.2 ± 0.2 ± 0.2 ± 0.2	± 1.0 ± 2.0 ± 1.0 ± 2.0	%
f_0 温度系数				-5		ppm/℃
Q 值精度(相对理想 连续滤波器的偏离 值)(注 2)	$T_A = T_{MIN}$ 至 T_{MAX}	MAX260A MAX260B MAX260A MAX260B MAX260A MAX260B MAX261/MAX262A MAX261/MAX262B MAX261/MAX262A MAX261/MAX262B MAX261/MAX262A MAX261/MAX262B MAX261/MAX262A MAX261/MAX262B		± 1 $+1$ ± 2 ± 2 ± 4 ± 4 ± 1 ± 1 ± 2 ± 2 ± 4 ± 4	± 5 ± 10 ± 10 ± 15 ± 15 ± 22 ± 5 ± 10 ± 10 ± 15 ± 15 ± 22	%

续表

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
Q 值温度系数			+20		ppm/°C
DC 低通增益精度			+0.1	+0.2	dB
			±0.1	±0.3	
			±0.1	±0.25	
			±0.1	±0.5	
增益温度系数	低通(对应 DC)	MAX260	-5		ppm/°C
	带通(对应 f_0)	MAX261/MAX262	-5		
		MAX260/MAX261/MAX262	-20		
滤波器输出端 LP、BP、HP 的偏移电压(注 3)	$T_A = T_{MIN}$ 至 T_{MAX} , Q=4	MAX260A	±0.03	±0.25	V
		MAX260B	±0.15	±0.45	
	方式 1	MAX261A	±0.40	±0.90	
		MAX261B	±0.80	±1.60	
		MAX262A	±0.40	±0.90	
		MAX262B	±0.80	±1.60	
	方式 3	MAX260A	±0.075	±0.30	
		MAX260B	±0.075	±0.50	
		MAX261A	±0.50	±1.00	
		MAX261B	±0.90	±1.60	
		MAX262A	±0.50	±1.00	
		MAX262B	±0.90	±1.60	
偏移电压温度系数	$f_{CLK}/f_0 = 100.53, Q=1, T_A = T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		±0.75		mV/°C
时钟串扰			±4		mV
通道串扰			-70		dB
宽带噪声(注 4)	Q=1, 二阶 LP/BP		见“典型 工作特性”		μV_{RMS}
	四阶 LP		90		
	四阶 BP		100		
对应 f_0 的谐波失真	Q=4, $V_{IN} = 1.5V_{DD}$		-57		dB
电源电压范围	$T_A = T_{MIN}$ 至 T_{MAX}	-2.37	-5	+6.3	V
电源电流(注 5)	$T_A = T_{MIN}$ 至 T_{MAX}	MAX260	15	20	mA
	CMOS 电平逻辑输入	MAX261	16	20	
		MAX262	16	20	
关闭时电源电流	Q0A~Q3A 全 0 CMOS 电平逻辑输入(注 5)		1.5		mA
内部放大器特性					
输出信号摆幅(注 6)	$T_A = T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}, 10k\Omega$ 负载		±4.75		V
输出短路电流	输出电流		50		mA
	吸收电流		2		mA
电源抑制比	0Hz 至 10kHz		70		dB
增益带宽积			2.5		MHz
转换速率			6		V/ μs

注 1: MAX260/MAX261 的 f_{CLK}/f_0 精度, 在 100.53、103.67、106.81、113.1、125.66、150.8 和 199.40 处测试, 而 MAX262 在 40.84、43.98、47.12、53.11、65.97、91.11 和 139.8 处测试。

注 2: Q 值精度在 Q=0.5、1、2、4、8、16、32 和 64 处测试。32 和 64 处的 Q 在 1/2 所给时钟频率处测试。

注 3: 偏移电压是对整个滤波器而言, 偏移实际上与当前所设置的 Q 和 f_{CLK}/f_0 比值无关。方式 3 的测试时钟频率对 MAX260 为 175kHz, 而对 MAX261/MAX262 为 750kHz。

注 4: 输出噪声用 RC 输出平滑滤波器在 $4 \times f_0$ 处测量以除去时钟串扰。

注 5: TTL 逻辑电平为: 高 = 2.4V, 低 = 0.8V, CMOS 逻辑电平为: 高 = 5V, 低 = 0V。对于 TTL 逻辑和时钟电平输入时, 电源电流一般要高 4mA。

注 6: 只对 MAX260 而言, HP 输出信号摆幅典型值较 LP 或 BP 输出低 0.75V。

3. 电特性 ($V_{\pm} = \pm 2.5V \pm 5\%$)

当电源电压 $V_{\pm} = \pm 2.5V \pm 5\%$ 时, 电特性列于表 3.3。除非另作说明, 否则表中测试条件如下: $V_+ = 2.37V$, $V_- = -2.37V$; 对 MAX260, $CLK_A = CLK_B = \pm 2.5V 250kHz$, 而对 MAX261/MAX262 为 1MHz; 对 MAX260/MAX261, $f_{CLK}/f_0 = 199.49$, 而对 MAX262, $f_{CLK}/f_0 = 139.80$; 滤波方式 1, $T_A = +25^\circ C$ 。

表 3.3 MAX260/MAX261/MAX262 在 $V_{\pm} = \pm 2.5V$ 的电特性参数

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
中心频率范围 f_0				注 3		
最大时钟频率				注 3		
f_{CLK}/f_0 比值误差 (注 1, 4)	Q = 8	MAX26XA MAX26XB		± 0.1 ± 0.1	1 2	%
Q 值精度(相对于理想 连续滤波器偏差) (注 2, 4)	Q = 8 $f_{CLK}/f_0 = 199.49$	MAX260A		± 2	± 5	%
		MAX260B		± 2	± 10	
	$f_{CLK}/f_0 = 199.49$	MAX261A		± 2	± 5	
		MAX261B		± 2	± 10	
	$f_{CLK}/f_0 = 139.80$	MAX262A MAX262B		± 2 ± 2	± 5 ± 10	
输出信号摆幅	所有输出(注 6)			± 2		V
电源电流	CMOS 电平逻辑输入(注 5)			7		mA
关闭时电流	CMOS 电平逻辑输入(注 5)			0.35		mA

注 1: 见表 3.2 的注 1。

注 2: 见表 3.2 的注 2。

注 3: 在 $\pm 2.5V$ 电源时, f_0 范围和最大时钟频率典型值为表 3.7 所列值的 75%。

注 4: f_{CLK}/f_0 和 Q 值精度为内部电容比的精度的函数, $\pm 2.5V$ 时的误差较 $\pm 5V$ 时不增加, 而这些参数仅仅在由最小值或最大值极限所指定的范围下测试。

注 5: 见表 3.2 的注 5。

注 6: 见表 3.2 的注 6。

4. 接口定时特性

MAX260/MAX261/MAX262 的接口定时特性列于表 3.4。

($V_+ = +5V$, $V_- = -5V$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。)

表 3.4 MAX260/MAX261/MAX262 的接口定时特性(注)

参数	符号	条 件	最小值	典型值	最大值	单位
写脉冲宽度	t_{WR}		250	150		ns
地址建立	t_{AS}		25			ns
地址保持	t_{AH}		0			ns
数据建立	t_{DS}		100	50		ns

续表

参数	符号	条 件	最小值	典型值	最大值	单位
数据保持	t_{DH}		10	0		ns
逻辑输入高电压	V_{IH}	$\overline{WR}, D0-D1, A0-A3, CLK_A, CLK_B$ $T_A = T_{MIN} \text{ 至 } T_{MAX}$	2.4			V
逻辑输入低电压	V_{IL}	$\overline{WR}, D0-D1, A0-A3, CLK_A, CLK_B$ $T_A = T_{MIN} \text{ 至 } T_{MAX}$			0.8	V
输入端漏电流	I_{IN}	$\overline{WR}, D0-D1, A0-A3, CLK_B$ CLK_A $T_A = T_{MIN} \text{ 至 } T_{MAX}$		6	10 60	μA
输入端电容	C_{IN}	$\overline{WR}, D0-D1, A0-A3, CLK_A, CLK_B$			15	pF

注:接口时序规格通过设计来保证,不需要测试。

3.1.3 典型工作特性

1. 典型工作特性曲线

MAX260/MAX261/MAX262 的典型工作特性曲线如图 3.3 所示。

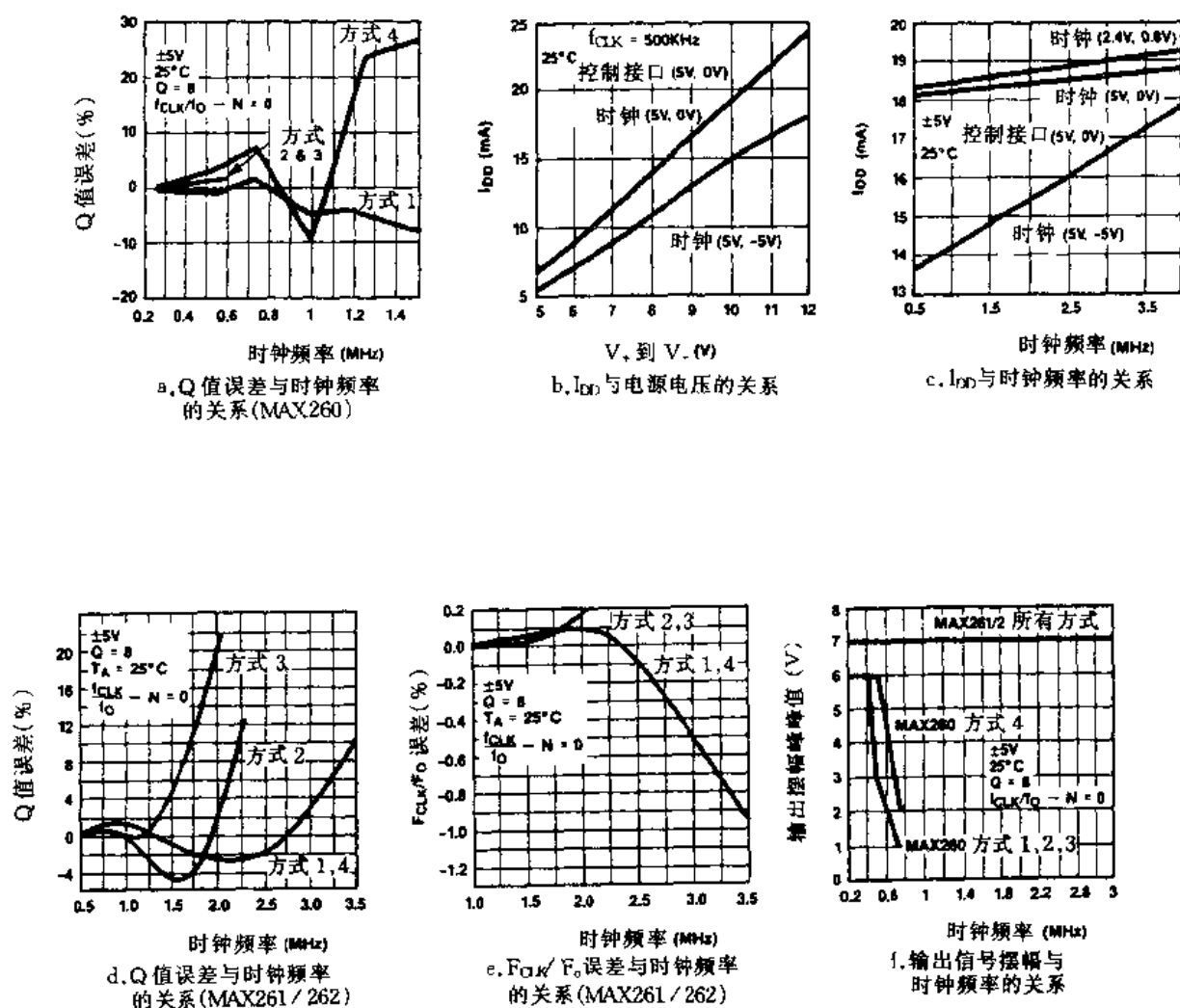


图 3.3 典型工作特性曲线

2. 噪声特性

MAX260/MAX261/MAX262 的噪声特性见表 3.5 和表 3.6。

表 3.5 宽带噪声均方根电压(dB 对应于 $2.47V_{RMS}, 7V_{p-p}$)

	方式	Q=1			Q=8			Q=64		
		LP	BP	HP/AP/N	LP	BP	HP/AP/N	LP	BP	HP/AP/N
MAX261/2	1	-84	-90	-84	-80	-82	-85	-72	-73	-85
	2	-88	-90	-88	-84	-82	-84	-77	-73	-76
	3	-84	-90	-88	-80	-82	-82	-73	-73	-74
	4	-83	-89	-84	-79	-81	-85	-71	-73	-85
MAX260	1	-87	-89	-86	-81	-81	-86	-73	-73	-86
	2	-89	-88	-85	-83	-80	-82	-75	-72	-74
	3	-87	-88	-85	-80	-82	-80	-71	-72	-72
	4	-87	-88	-86	-81	-80	-86	-71	-72	-86

表 3.6 噪声频谱分布(MAX261, $f_{CLK}=1MHz$, dB 对应于 $2.47V_{RMS}, 7V_{p-p}$)

测量频带宽度	Q=1	Q=8	Q=64
宽频带	-84	-80	-72
3kHz	-87	-87	-86
加权 C 信息	-93	-93	-93

注 1: 对 MAX261/2: $f_{CLK}=1MHz$ 。对 MAX260: $f_{CLK}=350kHz$ 。

注 2: $N=63$ 处编程的 f_{CLK}/f_0 比(参考表 3.8)。

注 3: 时钟串扰在 $4f_0$ 处用 RC 低通排除, 也就是对 MAX261 来说, $R=3.9k\Omega, C=2000pF$ 。

3.1.4 简介

每片 MAX260/MAX261/MAX262 包括两个二阶开关电容有源滤波器。图 3.4 所示为滤波器的框图, 使用了两个串联的积分器和一个求和运算放大器。MAX261 和 MAX262 还含有

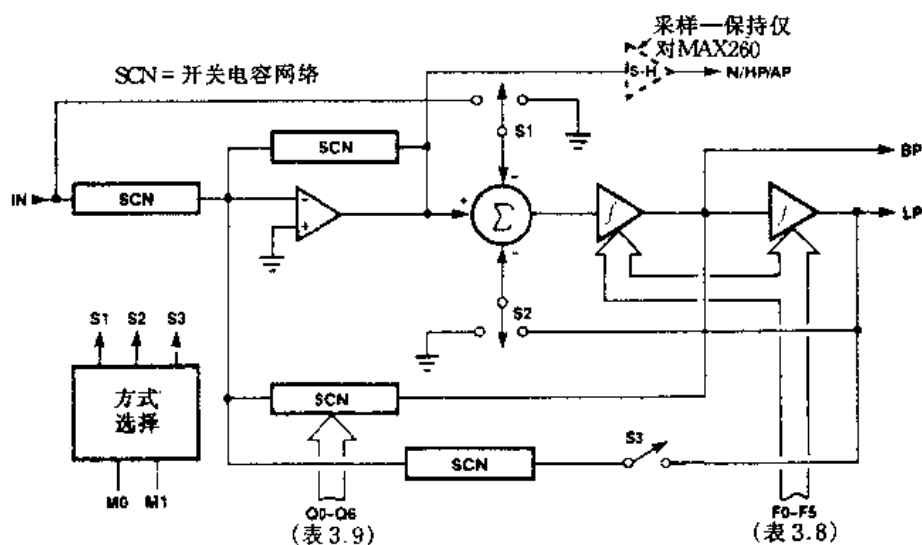


图 3.4 滤波器框图(一个二阶组)

一个独立放大器。片内开关和电容提供反馈以控制每个滤波器组的 f_0 和 Q 。内部电容的开关速率是影响这些参数精度的主要因素。尽管这些开关——电容网络(SCN)实际上为采样系统,但它们的特性可与连续滤波器(如 RC 快速滤波器)的特性相媲美。时钟频率与滤波器中心频率之比(f_{CLK}/f_0)保持大值,以便保持理想的二阶状态变量响应。

MAX262 使用的采样比(f_{CLK}/f_0)范围较 MAX260 或 MAX261 低,因此其工作频率 f_0 和信号带宽较高,导致了它较 MAX260/MAX261 更偏离理想连续滤波器参数。而这些偏差可采用图 3.23(参看“应用举例”)或 Maxim 的滤波器设计软件进行补偿。

MAX260 使用了 MAX261 或 MAX262 中不具有的自动调零电路,这可提供更好的 DC 特性,并通过牺牲高端频率和信号带宽提供改进的低频特性。MAX260 的 N/HP/AP 输出在内部被采样保持,作为其自动调零操作的结果。因此在这个输出端的信号摆幅稍有减小(仅对 MAX260 而言)。有关这三种滤波器的带宽比较可参看表 3.7。

Maxim 还提供了设计程序,用于把滤波器响应特性转换为 MAX260 系列器件所用的 f_0 和 Q 程序代码。当使用低采样速率时,这个软件还对 f_0 和 Q 进行预补偿。

还有很重要的一点需注意,在所有 MAX260 系列滤波器中,滤波器的内部采样速率为输入时钟速率(CLK_A 或 CLK_B)的一半,其原因是在内部进行了二分频。在本节中的所有有关时钟的数据、表格和其它有关讨论都涉及到 CLK_A 或 CLK_B 输入端的频率,即两倍内部采样速率,除非有其它的特殊说明。

表 3.7 典型时钟和中心频率界限

器件	Q	方式	f_{CLK}	f_0
MAX260	1	1	1Hz—400kHz	0.01Hz—4.0kHz
	1	2	1Hz—425kHz	0.01Hz—6.0kHz
	1	3	1Hz—500kHz	0.01Hz—5.0kHz
	1	4	1Hz—400kHz	0.01Hz—4.0kHz
	8	1	1Hz—500kHz	0.01Hz—5.0kHz
	8	2	1Hz—700kHz	0.01Hz—10.0kHz
	8	3	1Hz—700kHz	0.01Hz—5.0kHz
	8	4	1Hz—600kHz	0.01Hz—4.0kHz
	64	1	1Hz—750kHz	0.01Hz—7.5kHz
	90	2	1Hz—500kHz	0.01Hz—7.0kHz
	64	3	1Hz—400kHz	0.01Hz—4.0kHz
	64	4	1Hz—750kHz	0.01Hz—7.5kHz
MAX261	1	1	40Hz—4.0MHz	0.4Hz—40kHz
	1	2	40Hz—4.0MHz	0.5Hz—57kHz
	1	3	40Hz—4.0MHz	0.4Hz—40kHz
	1	4	40Hz—4.0MHz	0.4Hz—40kHz
	8	1	40Hz—2.7MHz	0.4Hz—27kHz
	8	2	40Hz—2.1MHz	0.4Hz—30kHz
	8	3	40Hz—1.7MHz	0.4Hz—17kHz
	8	4	40Hz—2.7MHz	0.4Hz—27kHz
	64	1	40Hz—2.0MHz	0.4Hz—20kHz
	90	2	40Hz—1.2MHz	0.4Hz—18kHz
	64	3	40Hz—1.2MHz	0.4Hz—12kHz
	64	4	40Hz—2.0MHz	0.4Hz—20kHz

器件	Q	方式	f_{CLK}	f_0
MAX262	1	1	40Hz—4.0MHz	1.0Hz—100kHz
	1	2	40Hz—4.0MHz	1.4Hz—140kHz
	1	3	40Hz—4.0MHz	1.0Hz—100kHz
	1	4	40Hz—4.0MHz	1.0Hz—100kHz
	8	1	40Hz—2.5MHz	1.0Hz—60kHz
	8	2	40Hz—1.4MHz	1.4Hz—50kHz
	8	3	40Hz—1.4MHz	1.0Hz—35kHz
	8	4	40Hz—2.5MHz	1.0Hz—60kHz
	64	1	40Hz—1.5MHz	1.0Hz—37kHz
	90	2	40Hz—0.9MHz	1.4Hz—32kHz
	64	3	40Hz—0.9MHz	1.0Hz—22kHz
	64	4	40Hz—1.5MHz	1.0Hz—37kHz

3.1.5 快速设计过程

利用 Maxim 的滤波器设计软件,可极大地简化采用 MAX260、MAX261 及 MAX262 构成多种有源滤波器的设计过程。大多数设计可用下面描述的三个步骤来实现。如果不使用设计软件或者滤波器复杂程度超过这部分的范围,请参看本节的其余部分,它给出更详细的应用和设计资料。

1. 第一步——滤波器设计

从程序“PZ”着手确定所需滤波器的类型。这一步帮助确定最佳选择的类型(巴特沃思,切比雪夫等)和极点数,程序还绘制频率响应的曲线并计算每个二阶滤波器的极/零点的 f_0 和 Q 值。每个 MAX260/MAX261/MAX262 包含两个二阶滤波器,而且器件可串联以构成更高阶滤波器。

2. 第二步——产生编程系数

从第一步中获得的 f_0 和 Q 值着手,使用程序“MPP”产生对每个二阶滤波器的 f_0 和 Q 进行编程的数字系数。程序对“N”值进行显示(“N=—for f_0 ”及“N=—for Q”)。N 为设置滤波器部分关于 f_0 或 Q 的二进制代码的十进制等效值,见表 3.8 和表 3.9。

在这一步中,还必须选择输入时钟频率和滤波器“方式”。如果不选择具体的时钟频率,“GEN”会选择一个。关于方式选择,对大多数带通和低通滤波器而言,方式 1 是最方便的选择。椭圆带通和低通滤波器是例外,它要求方式 3。高通滤波器也采用方式 3,而全通滤波器采用方式 4。有关这些滤波方式的更多资料请参看“滤波器工作方式”部分。

3. 第三步——加载滤波器

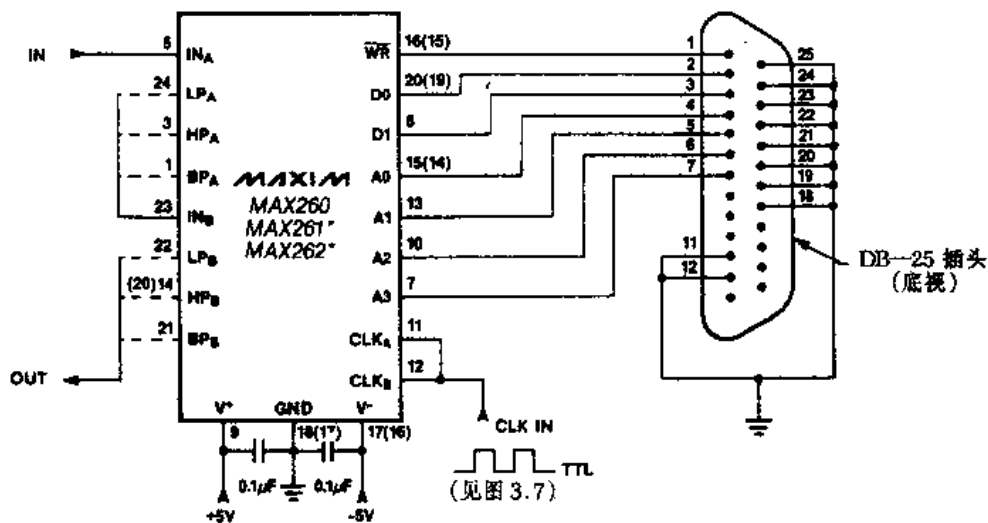
当每个二阶滤波器组件的 f_0 和 Q 的 N 值确定后,滤波器就可被编程和工作。如果有 PC 机的话,接着进行的滤波器编程和评价其设计就简便多了。

一个很短的 Basic 程序通过 PC 机的并行打印口把数据加载到 MAX260/MAX261/MAX262。程序询问滤波方式及每个组件的 f_0 和 Q 的 N 值,这些系数就以 ASCII 字符的形式加载到滤波器。这个程序可能使用或者不使用 Maxim 的其它滤波器设计软件。图 3.5 所示为对森特尤尼克斯(Centronics)型打印机端口的程序和相应硬件连接。

```

100 AB$="FILTER A " : GOSUB 150 : REM GET DATA FOR SECTION A
110 ADD = 0 : GOSUB 220 : REM WRITE DATA TO THE PRINTER PORT
120 AB$="FILTER B " : GOSUB 150 : REM GET DATA FOR B
130 ADD = 32 : GOSUB 220 : REM WRITE DATA TO PRINTER PORT
140 GOTO 100
150 PRINT "MODE (1 to 4, see Table 5) " : AB$ : INPUT M
160 IF M<1 OR M>4 THEN GOTO 150
170 PRINT "CLOCK RATIO (0 to 63, N of Table 2) " : AB$ : INPUT F
180 IF F<0 OR F>63 THEN GOTO 170
190 PRINT "Q (0 to 127, N of Table 3) " : AB$ : INPUT Q
200 IF Q<0 OR Q>127 THEN GOTO 190 ELSE : PRINT
210 RETURN
220 LPRINT CHR$(ADD+M-1) : ADD = ADD+4
230 FOR I = 1 TO 3
240 X=(ADD + (F - 4*INT(F/4))) : LPRINT CHR$(X) :
250 F=INT(F/4) : ADD = ADD + 4
260 NEXT I
270 FOR I = 1 TO 4
280 X=(ADD + (Q - 4*INT(Q/4))) : LPRINT CHR$(X) :
290 Q=INT(Q/4) : ADD = ADD + 4
300 NEXT I
310 RETURN

```



* ()内的管脚号是对应于 MAX261/262的

图 3.5 使用 PC 机的“快速”设计用的 Basic 程序和连接到并行打印机端口的硬件

3.1.6 滤波器设计软件

Maxim 提供软件程序以加速从频率响应设计要求到工作硬件的设计过程,可采用的一系列程序包括:

(1) 程序 PZ: 只要给出要求,如中心频率、Q、通带纹波及阻带衰减,PZ 将计算出极点频率、Q、零点和所需级数。

(2) 程序 MPP: 对所编程的滤波器,MPP 计算待使用的输入代码并描绘所期望的设计特性曲线。

(3) 程序 FR: 当完成一级或多级设计时,FR 检验最终的串联组件,并把输出频率响应与来自 PZ 的期望值相比较。

(4) 程序 PR. BAS: 允许 MAX260/MAX261/MAX262 通过 PC 机编程。把每一级的方式、 f_0 和 Q 写入,并把适当的代码通过计算机并行打印口发送到滤波器。这个程序在图 3.5 中给出。

其它设计程序还包括使用其它的 Maxim 滤波器产品。

3.1.7 其它滤波器产品

除了 MAX260、MAX261、MAX262 外,Maxim 还开发了大量的其它滤波器产品:

(1) 引脚可编程有源滤波器——双二阶通用滤波器,不需外部元件,不要求微处理器接口。

MAX263 开关电容滤波器, f_0 范围从 0.4Hz 到 30kHz。

MAX264 开关电容滤波器, f_0 范围从 1Hz 到 75kHz。

(2) 电阻和引脚可编程滤波器——双二阶通用滤波器,高于引脚可编程分辨率对 f_0 进行调整需使用外部电阻。

MAX265 开关电容滤波器, f_0 范围从 0.4Hz 到 30kHz,包含两个独立的运算放大器。

MAX266 开关电容滤波器, f_0 范围从 1Hz 到 75kHz,包含两个独立的运算放大器。

MF10 工业标准,仅为电阻可编程

(3) 引脚可编程带通滤波器——双二阶带通滤波器,不需外部元件,不要求微处理器接口。

MAX267 开关电容滤波器, f_0 范围从 0.4Hz 到 30kHz。

MAX268 开关电容滤波器, f_0 范围从 1Hz 到 75kHz。

(4) 可编程抗混叠滤波器——可编程双二阶连续(无开关信号)低通滤波器。不产生时钟噪声。可在采样滤波器或系统中用作前置抗混叠滤波器,或用作后置平滑滤波器。

MAX270 连续时间滤波器,1kHz 到 25kHz 截止频率范围。

(5) 五阶低通滤波器——具有零失调电压和漂移误差的特性,适合于高 DC 精度的设计。

MAX280、LT1062 开关电容滤波器,0.1Hz 到 20kHz 截止频率范围。

3.1.8 详细说明

1. f_0 和 Q 编程

图 3.6 所示为 MAX260 的框图。每个二阶滤波器组件有其各自的时钟输入和独立的 f_0 和 Q 控制。实际的中心频率为滤波器时钟频率、6 位 f_0 控制字(参看表 3.8)、和工作方式的函数。每个组件的 Q 也由独立的编程输入设置(参看表 3.9)。以这种方法,MAX260/MAX261/MAX262 的两套组件可分别调谐,因此可实现复杂的滤波器多项式。把程序代码数转换为 f_{CLK}/f_0 和 Q 值的等式列在表 3.8 和表 3.9 下方的注释中。

表 3.8 f_{CLK}/f_0 编程选择表

f_{CLK}/f_0 比值				编程代码						
MAX260/MAX261		MAX262		N	F5	F4	F3	F2	F1	F0
方式 1,3,4	方式 2	方式 1,3,4	方式 2							
100.53	71.09	40.84	28.88	0	0	0	0	0	0	0
102.10	72.20	42.41	29.99	1	0	0	0	0	0	1
103.67	73.31	43.98	31.10	2	0	0	0	0	1	0
105.24	74.42	45.55	32.21	3	0	0	0	0	1	1
106.81	75.53	47.12	33.32	4	0	0	0	1	0	0
108.38	76.64	48.69	34.43	5	0	0	0	1	0	1
109.96	77.75	50.27	35.54	6	0	0	0	1	1	0
111.53	78.86	51.84	36.65	7	0	0	0	1	1	1
113.10	79.97	53.41	37.76	8	0	0	1	0	0	0
114.67	81.08	54.98	38.87	9	0	0	1	0	0	1
116.24	82.19	56.55	39.99	10	0	0	1	0	1	0
117.81	83.30	58.12	41.10	11	0	0	1	0	1	1

续表

f_{CLK}/f_0 比值				编程代码						
MAX260/MAX261		MAX262		N	F5	F4	F3	F2	F1	F0
方式 1,3,4	方式 2	方式 1,3,4	方式 2							
119.38	84.42	59.69	42.21	12	0	0	1	1	0	0
120.95	85.53	61.26	43.32	13	0	0	1	1	0	1
122.52	86.64	62.83	44.43	14	0	0	1	1	1	0
124.09	87.75	64.40	45.54	15	0	0	1	1	1	1
125.66	88.86	65.97	46.65	16	0	1	0	0	0	0
127.23	89.97	67.54	47.76	17	0	1	0	0	0	1
128.81	91.80	69.12	48.87	18	0	1	0	0	1	0
130.38	92.19	70.69	49.98	19	0	1	0	0	1	1
131.95	93.30	72.26	51.10	20	0	1	0	1	0	0
133.52	94.41	73.83	52.20	21	0	1	0	1	0	1
135.08	95.52	75.40	53.31	22	0	1	0	1	1	0
136.66	96.63	76.97	54.43	23	0	1	0	1	1	1
138.23	97.74	78.53	55.54	24	0	1	1	0	0	0
139.80	98.86	80.11	56.65	25	0	1	1	0	0	1
141.37	99.97	81.68	57.76	26	0	1	1	0	1	0
142.94	101.08	83.25	58.87	27	0	1	1	0	1	1
144.51	102.89	84.82	59.98	28	0	1	1	1	0	0
146.08	103.30	86.39	61.09	29	0	1	1	1	0	1
147.65	104.41	87.96	62.20	30	0	1	1	1	1	0
149.23	105.52	89.54	63.31	31	0	1	1	1	1	1
150.80	106.63	91.11	64.42	32	1	0	0	0	0	0
152.37	107.74	92.68	65.53	33	1	0	0	0	0	1
153.98	108.85	94.25	66.64	34	1	0	0	0	1	0
155.51	109.96	95.82	67.75	35	1	0	0	0	1	1
157.08	111.07	97.39	68.86	36	1	0	0	1	0	0
158.65	112.18	98.96	69.98	37	1	0	0	1	0	1
160.22	113.29	100.53	71.09	38	1	0	0	1	1	0
161.79	114.41	102.10	72.20	39	1	0	0	1	1	1
163.36	115.52	102.67	73.31	40	1	0	1	0	0	0
164.93	116.63	105.25	74.42	41	1	0	1	0	0	1
166.50	117.74	106.81	75.53	42	1	0	1	0	1	0
168.08	118.85	108.38	76.64	43	1	0	1	0	1	1
169.65	119.96	109.96	77.75	44	1	0	1	1	0	0
171.22	121.07	111.53	78.86	45	1	0	1	1	0	1
172.79	122.18	113.10	79.97	46	1	0	1	1	1	0
174.36	123.29	114.66	81.08	47	1	0	1	1	1	1
175.93	124.40	116.24	82.19	48	1	1	0	0	0	0
177.50	125.51	117.81	83.30	49	1	1	0	0	0	1
179.07	126.62	119.38	84.41	50	1	1	0	0	1	0
180.64	127.73	120.95	85.53	51	1	1	0	0	1	1
182.21	128.84	122.52	86.64	52	1	1	0	1	0	0
183.78	129.96	124.09	87.75	53	1	1	0	1	0	1
185.35	131.07	125.66	88.86	54	1	1	0	1	1	0
186.92	132.18	127.23	89.97	55	1	1	0	1	1	1
188.49	133.29	128.81	91.08	56	1	1	1	0	0	0
190.07	134.40	130.38	92.19	57	1	1	1	0	0	1
191.64	135.51	131.95	93.30	58	1	1	1	0	1	0
193.21	136.62	133.52	94.41	59	1	1	1	0	1	1
194.78	137.73	135.09	95.52	60	1	1	1	1	0	0
196.35	138.84	136.66	96.63	61	1	1	1	1	0	1
197.92	139.95	138.23	97.74	62	1	1	1	1	1	0
199.49	141.06	139.80	98.85	63	1	1	1	1	1	1

注 1: 对 MAX260/MAX261, 在方式 1、3 和 4 中, $f_{CLK}/f_0 = (64+N)\pi/2$, 其中 N 从 0 变到 63。

注 2: 对 MAX262, 在方式 1、3 和 4 中, $f_{CLK}/f_0 = (26+N)\pi/2$, 其中 N 从 0 变到 63。

注 3: 在方式 2 中, 所有的 f_{CLK}/f_0 比值再被 $\sqrt{2}$ 除。那么函数为:

MAX260/261 $f_{CLK}/f_0 = 1.11072(64+N)$

MAX262 $f_{CLK}/f_0 = 1.11072(26+N)$

表 3.9

Q 编程选择表

Q 编程		编程代码							
方式 1,3,4	方式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
0.500*	0.707*	0*	0	0	0	0	0	0	0
0.504	0.713	1	0	0	0	0	0	0	1
0.508	0.718	2	0	0	0	0	0	1	0
0.512	0.724	3	0	0	0	0	0	1	1
0.516	0.730	4	0	0	0	0	1	0	0
0.520	0.736	5	0	0	0	0	1	0	1
0.525	0.742	6	0	0	0	0	1	1	0
0.529	0.748	7	0	0	0	0	1	1	1
0.533	0.754	8	0	0	0	1	0	0	0
0.538	0.761	9	0	0	0	1	0	0	1
0.542	0.767	10	0	0	0	1	0	1	0
0.547	0.774	11	0	0	0	1	0	1	1
0.552	0.780	12	0	0	0	1	1	0	0
0.556	0.787	13	0	0	0	1	1	0	1
0.561	0.794	14	0	0	0	1	1	1	0
0.566	0.801	15	0	0	0	1	1	1	1
0.571	0.808	16	0	0	1	0	0	0	0
0.577	0.815	17	0	0	1	0	0	0	1
0.582	0.823	18	0	0	1	0	0	1	0
0.587	0.830	19	0	0	1	0	0	1	1
0.593	0.838	20	0	0	1	0	1	0	0
0.598	0.846	21	0	0	1	0	1	0	1
0.604	0.854	22	0	0	1	0	1	1	0
0.609	0.862	23	0	0	1	0	1	1	1
0.615	0.870	24	0	0	1	1	0	0	0
0.621	0.879	25	0	0	1	1	0	0	1
0.627	0.887	26	0	0	1	1	0	1	0
0.634	0.896	27	0	0	1	1	0	1	1
0.640	0.905	28	0	0	1	1	1	0	0
0.646	0.914	29	0	0	1	1	1	0	1
0.653	0.924	30	0	0	1	1	1	1	0
0.660	0.933	31	0	0	1	1	1	1	1
0.667	0.943	32	0	1	0	0	0	0	0
0.674	0.953	33	0	1	0	0	0	0	1
0.681	0.963	34	0	1	0	0	0	1	0
0.688	0.973	35	0	1	0	0	0	1	1
0.696	0.984	36	0	1	0	0	1	0	0
0.703	0.995	37	0	1	0	0	1	0	1
0.711	1.01	38	0	1	0	0	1	1	0
0.719	1.02	39	0	1	0	0	1	1	1

Q 编程		编程代码							
方式 1,3,4	方式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
0.727	1.03	40	0	1	0	1	0	0	0
0.735	1.04	41	0	1	0	1	0	0	1
0.744	1.05	42	0	1	0	1	0	1	0
0.753	1.06	43	0	1	0	1	0	1	1
0.762	1.08	44	0	1	0	1	1	0	0
0.771	1.09	45	0	1	0	1	1	0	1
0.780	1.10	46	0	1	0	1	1	1	0
0.790	1.12	47	0	1	0	1	1	1	1
0.800	1.13	48	0	1	1	0	0	0	0
0.810	1.15	49	0	1	1	0	0	0	1
0.821	1.16	50	0	1	1	0	0	1	0
0.831	1.18	51	0	1	1	0	0	1	1
0.842	1.19	52	0	1	1	0	1	0	0
0.853	1.21	53	0	1	1	0	1	0	1
0.865	1.22	54	0	1	1	0	1	1	0
0.877	1.24	55	0	1	1	0	1	1	1
0.889	1.26	56	0	1	1	1	0	0	0
0.901	1.27	57	0	1	1	1	0	0	1
0.914	1.29	58	0	1	1	1	0	1	0
0.928	1.31	59	0	1	1	1	0	1	1
0.941	1.33	60	0	1	1	1	1	0	0
0.955	1.35	61	0	1	1	1	1	0	1
0.969	1.37	62	0	1	1	1	1	1	0
0.985	1.39	63	0	1	1	1	1	1	1
1.00	1.41	64	1	0	0	0	0	0	0
1.02	1.44	65	1	0	0	0	0	0	1
1.03	1.46	66	1	0	0	0	0	1	0
1.05	1.48	67	1	0	0	0	0	1	1
1.07	1.51	68	1	0	0	0	1	0	0
1.08	1.53	69	1	0	0	0	1	0	1
1.10	1.56	70	1	0	0	0	1	1	0
1.12	1.59	71	1	0	0	0	1	1	1
1.14	1.62	72	1	0	0	1	0	0	0
1.16	1.65	73	1	0	0	1	0	0	1
1.19	1.68	74	1	0	0	1	0	1	0
1.21	1.71	75	1	0	0	1	0	1	1
1.23	1.74	76	1	0	0	1	1	0	0
1.25	1.77	77	1	0	0	1	1	0	1
1.28	1.81	78	1	0	0	1	1	1	0
1.31	1.85	79	1	0	0	1	1	1	1

续表

Q 编程		编程代码								Q 编程		编程代码							
方式 1,3,4	方式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	方式 1,3,4	方式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
1.33	1.89	80	1	0	1	0	0	0	0	2.67	3.77	104	1	1	0	1	0	0	0
1.36	1.93	81	1	0	1	0	0	0	1	2.78	3.96	105	1	1	0	1	0	0	1
1.39	1.97	82	1	0	1	0	0	1	0	2.91	4.11	106	1	1	0	1	0	1	0
1.42	2.01	83	1	0	1	0	0	1	1	3.05	4.31	107	1	1	0	1	0	1	1
1.45	2.06	84	1	0	1	0	1	0	0	3.20	4.53	108	1	1	0	1	1	0	0
1.49	2.10	85	1	0	1	0	1	0	1	3.37	4.76	109	1	1	0	1	1	0	1
1.52	2.16	86	1	0	1	0	1	1	0	3.56	5.03	110	1	1	0	1	1	1	0
1.56	2.21	87	1	0	1	0	1	1	1	3.76	5.32	111	1	1	0	1	1	1	1
1.60	2.26	88	1	0	1	1	0	0	0	4.00	5.66	112	1	1	1	0	0	0	0
1.64	2.32	89	1	0	1	1	0	0	1	4.27	6.03	113	1	1	1	0	0	0	1
1.68	2.40	90	1	0	1	1	0	1	0	4.57	6.46	114	1	1	1	0	0	1	0
1.73	2.45	91	1	0	1	1	0	1	1	4.92	6.96	115	1	1	1	0	0	1	1
1.78	2.51	92	1	0	1	1	1	0	0	5.33	7.54	116	1	1	1	0	1	0	0
1.83	2.59	93	1	0	1	1	1	0	1	5.82	8.23	117	1	1	1	0	1	0	1
1.88	2.66	94	1	0	1	1	1	1	0	6.40	9.05	118	1	1	1	0	1	1	0
1.94	2.74	95	1	0	1	1	1	1	1	7.11	10.1	119	1	1	1	0	1	1	1
2.00	2.83	96	1	1	0	0	0	0	0	8.00	11.3	120	1	1	1	1	0	0	0
2.06	2.92	97	1	1	0	0	0	0	1	9.14	12.9	121	1	1	1	1	0	0	1
2.13	3.02	98	1	1	0	0	0	1	0	10.7	15.1	122	1	1	1	1	0	1	0
2.21	3.12	99	1	1	0	0	0	1	1	12.8	18.1	123	1	1	1	1	0	1	1
2.29	3.23	100	1	1	0	0	1	0	0	16.0	22.6	124	1	1	1	1	1	0	0
2.37	3.35	101	1	1	0	0	1	0	1	21.3	30.2	125	1	1	1	1	1	0	1
2.46	3.48	102	1	1	0	0	1	1	0	32.0	45.3	126	1	1	1	1	1	1	0
2.56	3.62	103	1	1	0	0	1	1	1	64.0	90.5	127	1	1	1	1	1	1	1

注 1: * 在滤波器 A 的 Q0A~Q6A 中写入全 0 启动低功率关闭方式,两个滤波器组均被禁止,因此,这个 Q 值只有在滤波器 B 中是可实现的。

注 2: 在方式 1,3 和 4 中: $Q = 64 / (128 - N)$

注 3: 在方式 2 中,所列 Q 值为方式 1 的 Q 值乘 $\sqrt{2}$, 那么 $Q = 90.51 / (128 - N)$

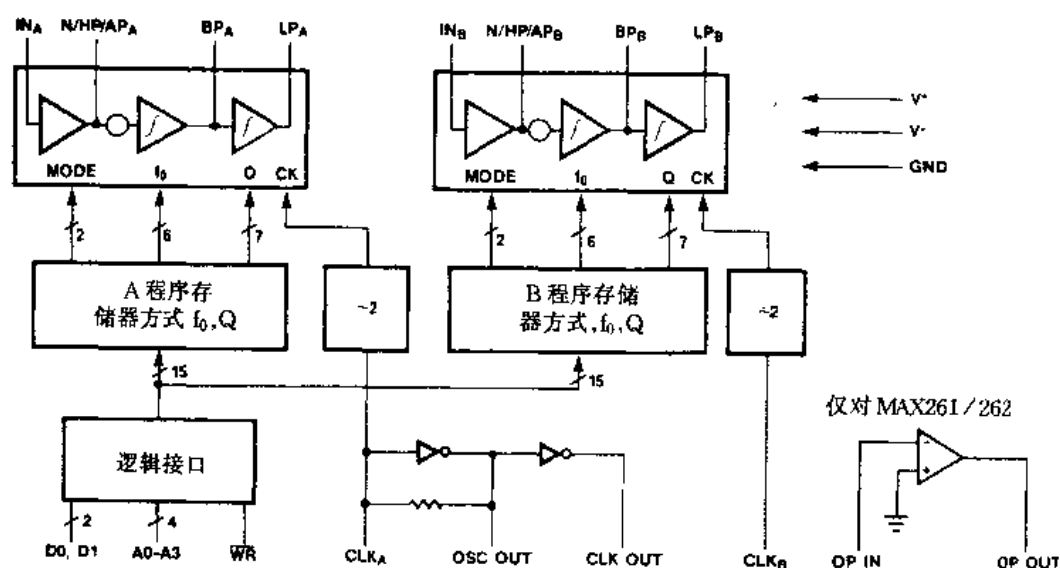


图 3.6 MAX260/261/262 方框图

2. 振荡器和时钟输入

MAX260/MAX261/MAX262 的时钟电路可以在连接晶振、阻容 RC 网络或外部时钟产生器的方式下工作,如图 3.7 所示。如果使用 RC 振荡器,时钟频率(f_{CLK})通常等于 $0.45/RC$ 。

在 CLK_A 和 CLK_B 端的时钟占空比不重要,因为输入在内部被二分频以产生对每个滤波器组件的采样时钟。但千万要注意:当考虑混叠和其它采样系统现象时,这个内部分频器也平分采样率。

3. 微处理器接口

f_n 、Q 和方式选择数据存储在内部程序存储器中。存储器内容通过写入由 $A0 \sim A3$ 选中的地址来更新。 $D0$ 和 $D1$ 为数字输入。存储器地址单元的划分见表 3.10。数据在 $\overline{WR}$ 的上升沿被储存到所选中的单元中。当滤波器以 $\pm 5V$ 电源供电时,地址和数据输入为 TTL 和 CMOS 兼容。用其它电源电压时,应采用 CMOS 逻辑电平。接口时序如图 3.8 所示。注意:时钟输入 CLK_A 和 CLK_B 与数字接口无关。它们仅控制开关电容滤波器的采样率。

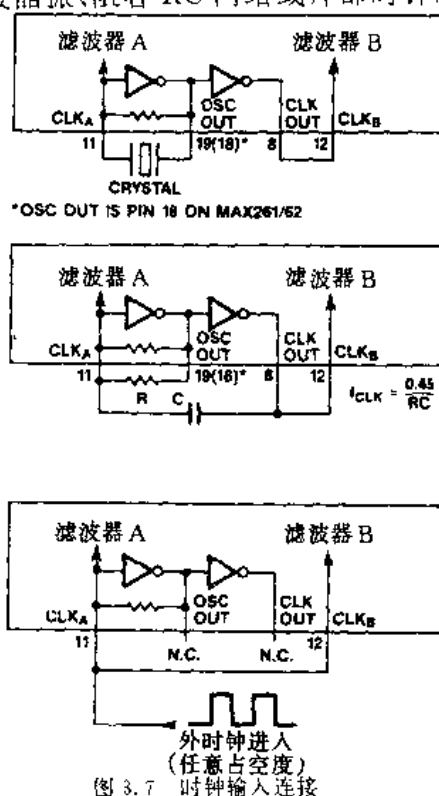


图 3.7 时钟输入连接

表 3.10 程序地址单元

数据		地址				单元
D0	D1	A3	A2	A1	A0	
滤波器 A						
M0 _A	M1 _A	0	0	0	0	0
F0 _A	F1 _A	0	0	0	1	1
F2 _A	F3 _A	0	0	1	0	2
F4 _A	F5 _A	0	0	1	1	3
Q0 _A	Q1 _A	0	1	0	0	4
Q2 _A	Q3 _A	0	1	0	1	5
Q4 _A	Q5 _A	0	1	1	0	6
Q6 _A		0	1	1	1	7
滤波器 B						
M0 _B	M1 _B	1	0	0	0	8
F0 _B	F1 _B	1	0	0	1	9
F2 _B	F3 _B	1	0	1	0	10
F4 _B	F5 _B	1	0	1	1	11
Q0 _B	Q1 _B	1	1	0	0	12
Q2 _B	Q3 _B	1	1	0	1	13
Q4 _B	Q5 _B	1	1	1	0	14
Q6 _B		1	1	1	1	15

注:在滤波器 A 的 Q0_A~Q6_A(地址单元 4~7)中写入 0 启动停机方式,两个滤波器组件被禁止。

在滤波器输出中,可能会由于逻辑输入跃变而产生某些噪声。如果不希望出现这种情况,那么输入的数字线应由逻辑门缓冲,如图 3.9 所示。

4. 关闭方式

当在滤波器 A 的 Q 地址($Q_{0A} \sim Q_{6A}$)中写入全 0 时 MAX260/MAX261/MAX262 进入关闭/等待方式。当关闭时,采用 $\pm 5V$ 电源电压的功耗典型值降到 10mW。当关闭后重新启动滤波器时,需要 2ms 时间返回全工作状态。

3.1.9 滤波器工作方式

有几种方法可以配置每个 MAX260/MAX261/MAX262 滤波器组件中的求和放大器和积分器。通过写命令输入 M0 和 M1 来选择四个最通用的内部连接方式(参看表 3.10 和表 3.11)。这些方式不使用外部元件。第五种方式(即 3A 方式)利用一个附加运算放大器(MAX261 和 262 中含有)和外部电阻,但采用与方式 3 相同的内部配置,且用相同的编程代码来选择。

图 3.10 到图 3.14 给出 MAX260 滤波器方式的符号表示。在每一种情况下都只给出一个二阶组件。如果需要的话,MAX260/MAX261/MAX262 的 A 和 B 部分可被编程为不同的方式。每种情况下的 f_0 、 f_N (陷波)、Q 和各种滤波输出的增益如表 3.11 所示。

滤波器方式选择如下所述。

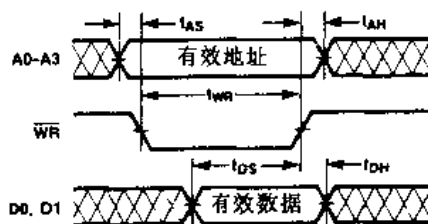
1. 方式 1

当实现全极点低通和带通滤波器,如巴特沃思、切比雪夫、贝塞尔等时,方式 1(图 3.10)很有用。它也可用于陷波滤波器,但仅有二阶陷波,因为相关的极点和零点单元是固定的。较高阶的陷波滤波器要求 f_0 和 f_N 有较大的范围,这就是为什么它们用方式 3A 更容易实现的原因。

方式 1 和方式 4 都支持最高的时钟频率(参看表 3.7),因为输入求和放大器在滤波器谐振环的外面(图 3.10)。低通和陷波输出的增益为 1,而在中心频率处的带通增益为 Q。对不等于 Q 的带通增益,滤波器输入或输出可由电阻分压器或运算放大器计算。

2. 方式 2

方式 2(图 3.11)适用于全极点低通和带通滤波器。与方式 1 相比,其主要优点是可获得较高的 Q(参看表 3.9)和较低的输出噪声。方式 2 的可用 f_{CLK}/f_0 比值较方式 1 低 $\sqrt{2}$ 倍(参看表 3.8),因此当两种方法一起使用时,利用一种时钟信号就可选择较宽的 f_0 覆盖范围。这一点在



见接口规格(表 3.4)

图 3.8 接口时序

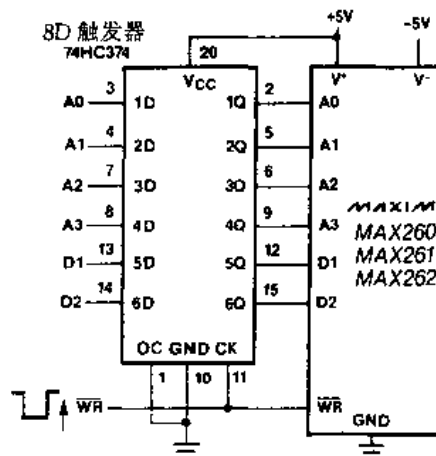
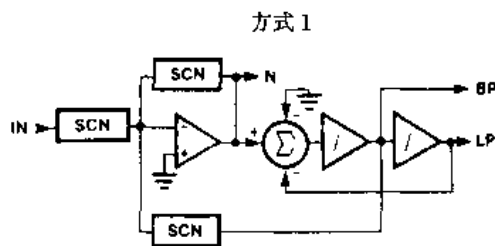


图 3.9 缓冲/锁存逻辑输入



SCN = 开关电容网络

图 3.10 滤波器方式 1: 二阶带通、低通和陷波

宽通带切比雪夫带通设计举例中有说明。

表 3.11 二阶函数的滤波方式

方式	M1,M0	滤波器功能	f_0	Q	f_N	H_{0LP}	H_{0HP}	H_{0N1} ($f \rightarrow 0$)	H_{0N2} ($f \rightarrow f_{CLK}/4$)	其它
1	0,0	LP,BP,N			f_0	1	-Q	-1	-1	
2	0,1	LP,BP,N			$f_0/\sqrt{2}$	-0.5	$-Q/\sqrt{2}$	-0.5	-1	
3	1,0	LP,BP,HP				-1	-Q			$H_{0HP} = -1$
3A	1,0	LP,BP,HP,N	见表 3.8 见表 3.9		$f_0 \sqrt{\frac{R_H}{R_L}}$	1	-Q	$\frac{R_L}{R_L}$	$\frac{R_L}{R_H}$	$H_{0HP} = -1$
4	1,1	LP,BP,AP				-2	-2Q			$H_{0AP} = -1$ $f_z = f_0, Q_z = Q$

注: f_0 = 中心频率

f_N = 陷波频率

H_{0LP} = DC 处的低通增益

H_{0HP} = f_0 处的带通增益

H_{0HP} = f 接近 $f_{CLK}/4$ 时的高通增益

H_{0N1} = f 接近 DC 时的陷波增益

H_{0N2} = f 接近 $f_{CLK}/4$ 时的陷波增益

H_{0AP} = 全通增益

f_z, Q_z = 复数极点对的 f 和 Q

3. 方式 3

方式 3(图 3.12)是实现高通滤波器的唯一方式。最大时钟频率稍低于方式 1(参看表 3.7)。

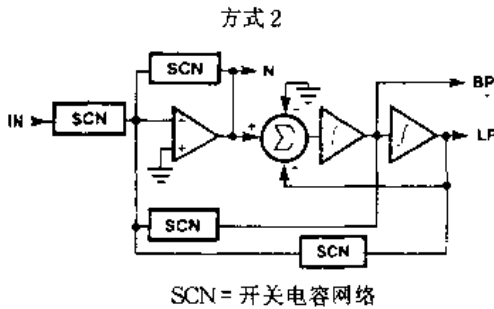


图 3.11 滤波器方式 2:二阶带通、低通和陷波

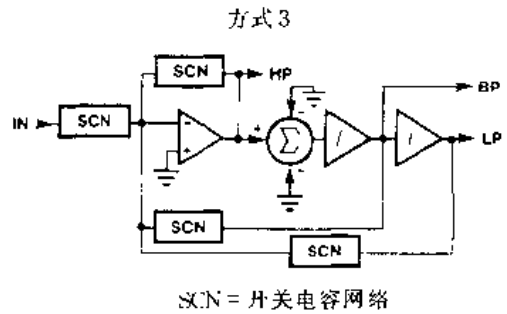


图 3.12 滤波器方式 3:二阶带通、低通和高通

4. 方式 3A

方式 3A(图 3.13)利用一个独立的运算放大器对方式 3 的高通和低通输出求和,从而产生独立的陷波输出。这个输出允许陷波通过调整运放的反馈电阻 R_G 与 (R_H, R_L) 的比例来设置,而与 f_0 无关。 R_H, R_L 和 R_G 为外部电阻。因为陷波可单独设置,因此当设计极零点滤波器如椭圆滤波器时也可采用方式 3A。

5. 方式 4

方式 4(图 3.14)是提供全通输出的唯一方式。当实现群延迟补偿时可用这种方式。除此之外,方式 4 还可用于全极点低通和带通滤波器,与方式 1 一起可构成滤波器的最快工作方式,但其增益与方式 1 时不同。当采用全通功能时,注意在 f_0 处会出现幅度尖峰(当 $Q=8$ 时,

近似为 0.3dB)。还要注意: f_0 和 Q 采样误差在方式 4 时最大(参看图 3.23)。

3.1.10 滤波器功能说明

1. 带通(图 3.15)

对全极点带通和低通滤波器(巴特沃思、贝塞尔、切比雪夫)尽可能采用方式 1。如果在方式 1 得不到合适的 f_{CLK}/f_0 或 Q 值,方式 2 则可能会提供比较接近于所需值的选择。但方式 1 具有最高的带宽(参看表 3.7)。对象椭圆这样的极零点滤波器参看方式 3A。

$$G(s) = H_{OBF} \frac{s(\omega_0/Q)}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OBF} 为 $\omega = \omega_0$ 处的带通输出增益。

$f_0 = \omega_0/2\pi$ 为复数极点对的中心频率,在 f_0 处输入至输出相移为 -180° 。

Q 为复极点对的品质因数,也为 f_0 对二阶带通响应的 -3dB 带宽的比值。

2. 低通(图 3.16)(参看带通部分)

$$G(s) = H_{OLP} \frac{\omega_0^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OLP} 为 DC 处的低通输出增益。

$f_0 = \omega_0/2\pi$ 。

3. 高通(图 3.17)

方式 3 具有高通输出的唯一方式。它将工作于全极点滤波器类型,如巴特沃思、贝塞尔和切比雪夫。对使用极点和零点的滤波器如椭圆滤波器则采用方式 3A。

$$G(s) = H_{OHP} \frac{s^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OHP} 为 f 近似为 $f_{CLK}/4$ 时的高通增益。

$f_0 = \omega_0/2\pi$ 。

4. 陷波滤波器(图 3.18)

对多重极点陷波滤波器,建议采用方式 3A。在二阶滤波器中,也可采用方式 1。方式 1 的优点是比方式 3 有较高的带宽(可实现较高的 f_N),且不象方式 3A 那样需外部元件。

$$G(s) = H_{ON2} \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{ON2} 为 f 接近 $f_{CLK}/4$ 处的陷波输出增益。

H_{ON1} 为 f 接近 DC 时的陷波输出增益。

$f_0 = \omega_0/2\pi$ 。

5. 全通

方式 4 是实现全通功能的唯一配置。

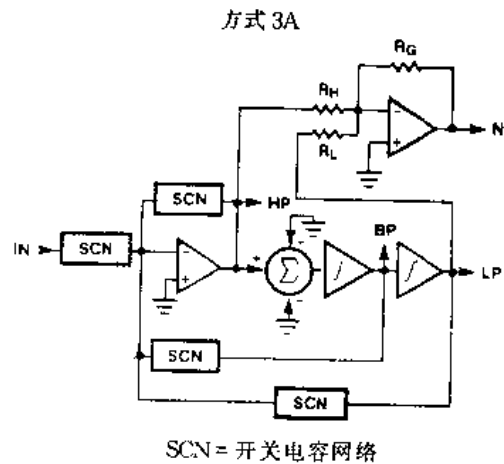


图 3.13 滤波方式 3A:二阶带通、低通、高通和陷波(对椭圆 LP、BP、HP 和陷波,使用 N 输出端)

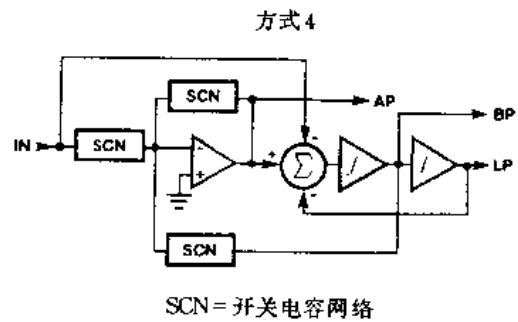


图 3.14 滤波方式 4:二阶带通、低通和全通

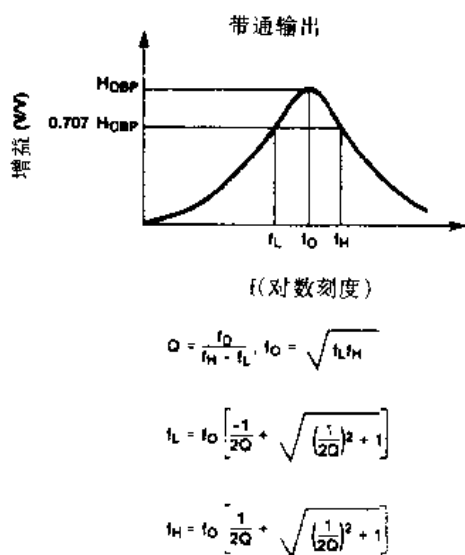


图 3.15 二阶带通特性

$$G(s) = H_{OAP} \frac{s^2 - s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OAP} 为 $DC < f < f_{CLK}/4$ 时全通输出增益。

$$f_c = \omega_0 / 2\pi。$$

3.1.11 滤波器设计过程

大多数滤波器设计的过程是:首先,把所要求的频率响应特性换算成实现该滤波器所需的二阶组件的适当数量及相对应的 f_0 和 Q 。这可采用文献中的设计方程或表格来完成,或者利用 Maxim 的滤波器设计软件来方便地计算。一旦得到 f_0 和 Q 值,下一步就是把它们转换为 MAX260/MAX261/MAX262 所需的数字编程系数。还必须选择工作方式和时钟频率(或 f_{CLK}/f_0)。

其次,如果采样率($f_{CLK}/2$)太低,以致引起明显误差,那么所选的 f_0 和 Q 值应当修正,以通过使用图 3.23 或 Maxim 设计软件计算出采样结果。在大多数情况下,采样误差很小(即小于 1%),不需进行修正。在任意情况下,进行或不进行修正,所需的 f_0 和 Q ,再从表 3.8 和表 3.9 中进行选择。Maxim 的滤波器设计软件也可执行这最后一步。如此便确定出所需的 f_0 和 Q ,提供出合适的数字编程系数。

串联滤波器

在一些设计中,如极窄带滤波器中几个具有相同中心频率的二阶组件可以串联。总的滤波器 Q 值为:

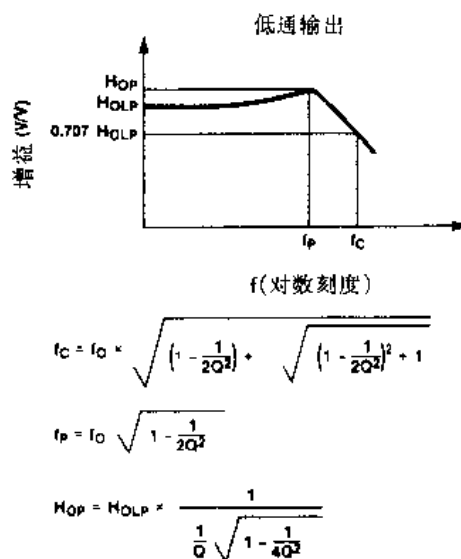


图 3.16 二阶低通特性

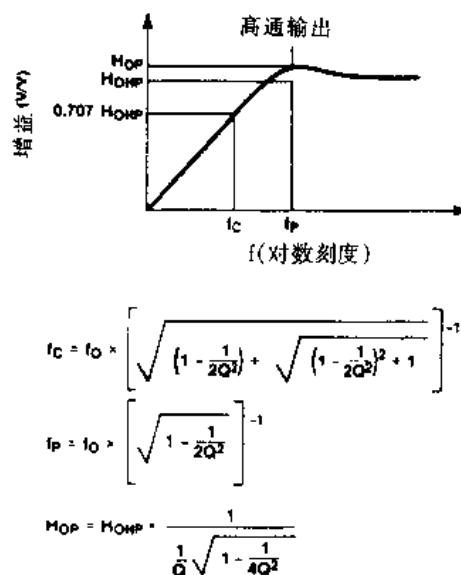


图 3.17 二阶高通特性

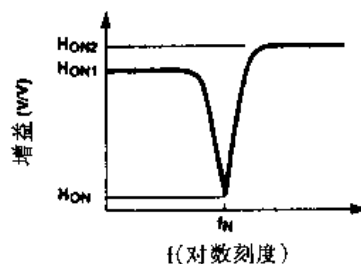


图 3.18 二阶陷波特性

$$Q_1 = \frac{Q}{\sqrt{(2^{1/N} - 1)}}$$

其中, Q 为每个单个滤波器组件的 Q , N 为组件的数量。表 3.12 中列出了多到 5 个相同二阶组件的总 Q 和带宽, B 为每个组件的带宽。

表 3.12 串联相同带通滤波器

总级数	总带宽	Q_T
1	1.000 B	1.00 Q
2	0.644 B	1.55 Q
3	0.510 B	1.96 Q
4	0.435 B	2.30 Q
5	0.386 B	2.60 Q

注: B 是单级带宽, Q 是单级 Q 。

在高阶带通滤波器中, 具有不同 f_0 和 Q 的级也常常串联。当这样连接时, 在带通中心频率处的总滤波器增益不是各级增益的简单相乘, 因为 f_0 , 即给定每级增益处的频率对每个二阶组件是不同的, 而总增益必须由各级在串联的滤波器中心频率处的增益来确定。

对全极点滤波器, 以各个二阶组件在 f_0 处的增益 $H(f_0)$ 除以调整因子 (G) 来获得该组件在总的中心频率处的增益 $H(f_{OBP})$ 。

$H_1(f_{OBP}) = H(f_{01})/G_1$ 为第一级在 f_{OBP} 处的增益。

$$G_1 = \frac{Q_1[(F_1^2 - 1)^2 + (F_1/Q_1)^2]^{1/2}}{F_1}$$

其中, $F_1 = f_{01}/f_{OBP}$ 。

G_1 , Q_1 和 f_{01} 分别为串联二阶组件的第一级的增益调整因子、 Q 和 f_0 , 其它级 (2, 3 等) 在 f_{OBP} 的增益以相同方法确定。总增益为:

$$H(f_{OBP}) = H_1(f_{OBP}) \times H_2(f_{OBP}) \times \dots$$

对具有零点 (f_z) 的串联滤波器如椭圆滤波器, 每一级的增益调整因子为:

$$G_1 = \frac{Q_1[(F_{z1}^2 - F_1^2)][(F_1^2 - 1)^2 + (F_1/Q_1)^2]^{1/2}}{F_1^2(F_{z1}^2 - 1)}$$

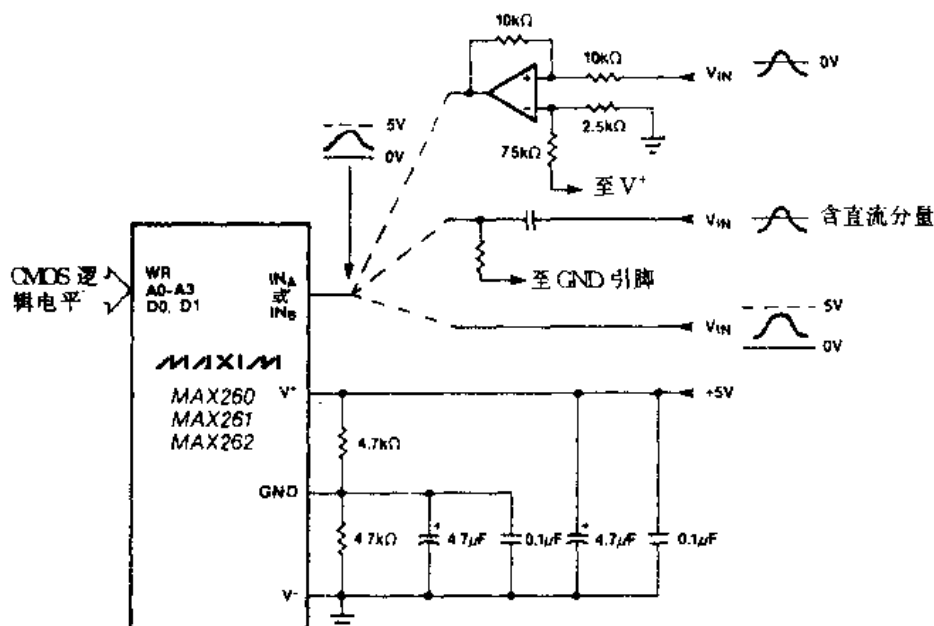
其中, $F_{z1} = f_{z1}/f_{OBP}$, F_1 与上相同。

3.1.12 应用举例

1. 电源

MAX260/MAX261/MAX262 可工作于多种电源配置, 包括: +5V 到 +12V 单电源或 ±2.5V 到 ±5V 双电源。当采用单电源时, V_- 连接到系统地, 而滤波器的 GND 引脚应偏置在 $V_+/2$ 。输入信号或者用电容耦合到滤波器输入端, 或者偏置到 $V_+/2$ 再加入到输入端。图 3.19 给出了单电源工作时的电路连接。

当使用 ±5V 以外的电源电压时, $\overline{WR}$, D0—D1, A0—A3, CLK_A 和 CLK_B 要求输入 CMOS 逻辑电平 (高电平 = V_+ , 低电平 = GND 或 V_-)。而用 ±5V 电源电压工作时, TTL 和 CMOS 电平都可使用。但注意, 如果 CLK_A 和 CLK_B 用 ±5V 而不是 TTL 或 0 到 5V 电平驱动, 将减小 ±5V 供电时的功耗。用 +5V 或 ±2.5V 电源工作时, 功耗降低, 但与 +12V 或 ±5V 电源工作时相比, 其带宽也降低约 25%。



注:运放电平偏移电路具有对于 V^+ 的0.5倍增益

图 3.19 单电源工作时的电源及输入连接

要得到最好性能, V_+ 和 V_- 要用 $4.7\mu\text{F}$ 电解电容(最好是用钽电容)和 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容旁路到地。这些电容应放置在尽可能靠近电源引脚的地方。旁路电容的引线长度在 V_+ 和 V_- 引脚端应尽可能短。当采用单电源工作时, V_+ 和GND应接旁路电容到 V_- ,如图3.19所示。

2. 输出摆幅和限幅

MAX260/MAX261/MAX262 输出均被设计成驱动 $10\text{k}\Omega$ 负载。对MAX261和MAX262,所有的滤波器输出在 $10\text{k}\Omega$ 负载下摆幅可达每个电源电压值的 0.15V 以内。而MAX260的内部采样保持电路使N/HP/AP输出端的电压摆幅比LP和BP减小了。因此,MAX260的N/HP/AP输出的电压摆幅可达每个电源电压值的 1V ($10\text{k}\Omega$ 负载)以内。

为保证输出不被驱动到超过其最大范围(输出限幅),峰值幅度响应、单级增益(H_{OLP} 、 H_{OLP} 、 H_{OLP})、输入信号电平和滤波器失调电压必须认真考虑。特别重要的一点是检查未用的输出是否限幅(即在带通连接中的低通输出),这是因为任一级滤波器过载都会使总响应严重失真。采用 $\pm 4.75\text{V}$ 电源和 1.0V 滤波器失调的最大信号摆幅约为 $\pm 3.5\text{V}$ 。

例如,假设四阶低通滤波器正工作于方式1且 $Q=2$,用 5V 单电源供电(即相对于芯片GND为 $\pm 2.5\text{V}$ 电源),最大输出信号为 $\pm 2\text{V}$ (相对于GND)。因为在方式1时,最大信号为输入信号的 Q 倍,在这种情况下,输入不应超过 $\pm (2/Q)\text{V}$,即 $\pm 1\text{V}$ 。

3. 时钟串扰和噪声

对MAX260系列器件而言,典型宽带噪声在DC到 100kHz 范围内为 0.5mVpp 。这个噪声实质上与时钟频率无关。在多级滤波器中,要使输出噪声较低,具有最高 Q 的组件应放在第一级。

MAX260系列和其它的开关电容滤波器的输出波形为台阶状的采样信号,输出波形的“阶梯”以内部采样速率($f_{\text{CLK}}/2$)出现。这种台阶如果不能允许的话,可通过增加一级单极点RC滤波器消除。不加输入信号情况下,有关时钟串扰的噪声约为 8mVpp ,这个噪声也可用RC平滑滤波器来减小,图3.20中所示的为MAX261的情况。

逻辑输入的跃变在滤波器输出端也会产生一些噪声。如果有害的话,数字信号线应由逻辑门与该器件隔离,如图 3.9 所示。

4. 输入阻抗

每个滤波器的输入电路均为开关电容电路,如图 3.21 所示。在 MAX260 中,输入电容在前半个时钟周期期间充电到输入电压 V_{IN} ,而在后半个周期期间,其电荷传递到反馈电容,相应的输入阻抗约为:

$$R_{IN} = \frac{1}{C_{IN}f_{CLK}/2} = \frac{2}{C_{IN}f_{CLK}}$$

C_{IN} 约为 12pF,因此对于 500kHz 的时钟频率, $R_{IN} = 333k\Omega$ 。输入对地还有约 5pF 的固定电容。

MAX261/262 输入结构如图 3.22 所示。其中 $C_A = 12pF$, $C_B = 0.016pF$,而只有 C_B 为开关电容,因此,输入阻抗较 MAX260 大 750 倍($R_{IN} = 250M\Omega$)。MAX261/262 输入对地约有 5pF 的固定电容。

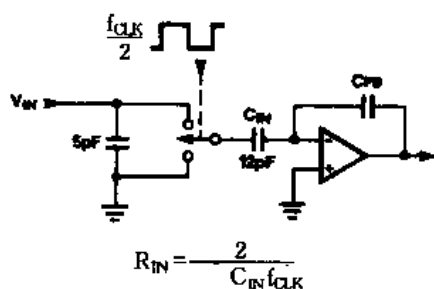


图 3.21 MAX260 输入模型

5. 低采样速率时的 f_0 和 Q

当选择低 f_{CLK}/f_0 比和低 Q 设置时,在一些设计中偏离理想连续滤波器响应较明显,这是因为在低 f_{CLK}/f_0 比和低 Q 时, Q 和 f_0 之间的相互作用引起的。图 3.23 中的数据给出这些差值的数量级。因为这些误差是可预知的,这些曲线可用来修正选定的 f_0 和 Q ,以便使实际实现的参数能符合指标要求。这些预知的误差不是 MAX260 系列器件所独有的,而实际上采样滤波器的所有类型均会出现误差。当然,这些修正也适用于其它开关电容滤波器。在大多数情况下,误差不明显,也就是说小于 1%,不需要进行修正,而 MAX262 使用的 f_{CLK}/f_0 比值范围比 MAX260 或 MAX261 的低,更易出现如图中所示的采样误差。

Maxim 的滤波器设计软件自动修正作为所需 f_{CLK}/f_0 和 Q 的函数,因此,当用 Maxim 软件确定 f_0 和 Q 时,则不应再用图 3.23 进行修正,否则会因为修正因子被多计算一遍,而导致采样误差的过补偿。

图 3.23 中的曲线适用于方式 1 和方式 3。对方式 4,当使用图 3.23 时,从曲线中得到的 f_0 误差应乘以 1.5,而 Q 误差应乘以 3.0。在方式 2,使用曲线前 f_{CLK}/f_0 的值应乘以 $\sqrt{2}$,而编程的 Q 值应除以 $\sqrt{2}$ 。

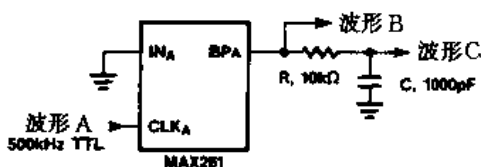
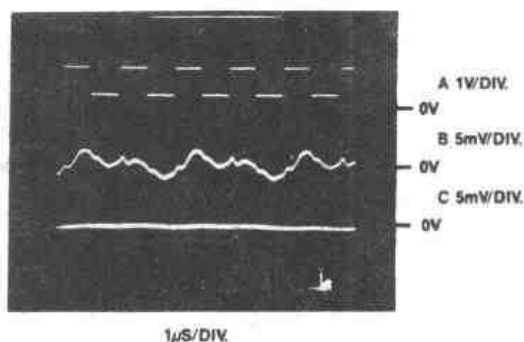


图 3.20 MAX261 带通滤波器输出时钟噪声

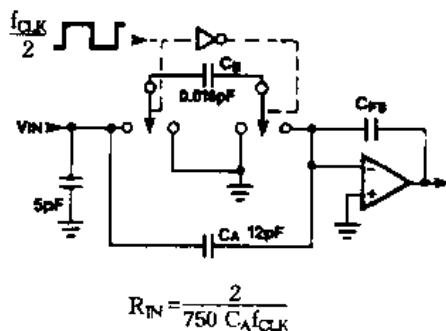


图 3.22 MAX261/262 输入模型

6. 混叠

当带有采样系统时,高于 $\frac{1}{2}$ 采样率的输入信号频率成分会混叠。实际上,接近采样率的频率成分产生差频分量,它们常落在滤波器的通带内。当这样的混叠信号出现在输出端时,它们不能与真正的输入信息区分开,例如,当 99kHz 波形施加于以 100kHz ($f_{CLK} = 200kHz$) 采样的滤波器时,所产生的混叠输出信号为 1kHz。这个波形表示为从真正 1kHz 输入所产生的输出的附加成分。记住:采用 MAX260 系列滤波器时,奈奎斯特频率($\frac{1}{2}$ 采样率)实际为 $f_{CLK}/4$,这是因为 f_{CLK} 在内部被二分频。

简单的无源 RC 低通输入滤波器通常足以消除可能引起混叠的输入频率。在许多情况下,输入信号本身为有限带宽,并不要求特殊抗混叠的滤波器。宽带 MAX262 使用比 MAX260/MAX261 较低的 f_{CLK}/f_0 比值,由于这个原因 MAX262 较 MAX260 或 MAX261 更需要输入滤波。

7. 调整 DC 偏移

在低通或陷波输出时的 DC 偏移电压可以用图 3.24 的电路进行调整。这个电路采用输入运放实现单极点抗混叠滤波器。注意,在多级滤波器中的总偏移通常会小于仅采用一级时的偏移,这是因为每个偏移一般为负且每一级反相。当采用高通或带通输出时,偏移可用电容耦合消除。

3.1.13 设计举例

1. 四阶切比雪夫带通滤波器

图 3.25 示出 MAX260 中的两个单元相串联构成的四阶切比雪夫带通滤波器。所要求的参数为:

中心频率 $f_0 = 1kHz$

通带宽度 = 200Hz

止带宽度 = 600Hz

最大通带纹波 = 0.5dB

最小止带衰减 = 15dB

根据上述参数,便可确定阶数(极点数)和每个单元的 f_0 及 Q 。具体推导超出了本文的范围,但有大量的原始资料提供设计数据,其中包括查表、设计正文和计算机编程。从 Maxim 可购到提供最常用滤波器配置的综合解答的设计软件。上述滤波器的 A、B 单元参数为:

$$f_{0A} = 904Hz$$

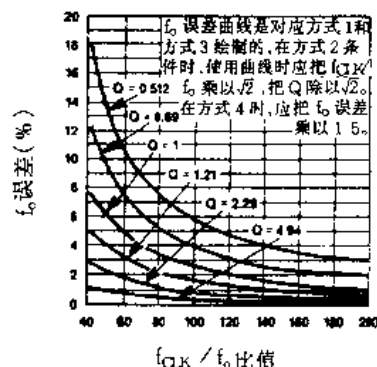
$$f_{0B} = 1106Hz$$

$$Q_A = 7.05$$

$$Q_B = 7.05$$

要实现这个滤波器,两个单元均以方式 1 工作并

f_0 误差与 f_{CLK}/f_0 比值的关系(方式 1、3)



Q 值误差与 f_{CLK}/f_0 比值的关系

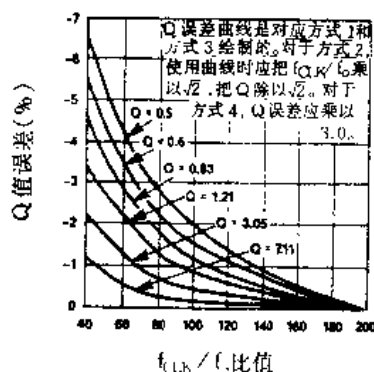


图 3.23 低 f_{CLK}/f_0 和 Q 设置时, f_{CLK}/f_0 和 Q 的采样误差

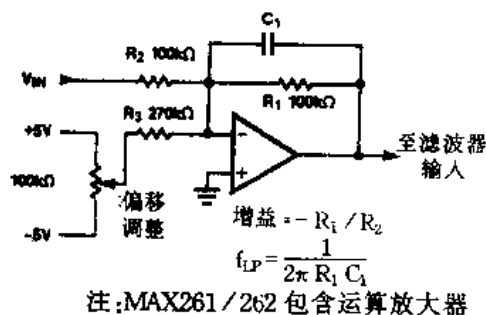


图 3.24 DC 偏移调整电路

使用同一时钟。参看选择表 3.8 和表 3.9。编程用的参数为：

$$CLK_A = CLK_B = 150kHz$$

$$f_{CLK}/f_{OA} = 166.50 (\text{方式 } 1, N = 42), \text{实际 } f_{OA} = 902.4Hz$$

$$f_{CLK}/f_{OB} = 136.66 (\text{方式 } 1, N = 23), \text{实际 } f_{OB} = 1099.7Hz$$

$$Q_A = Q_B = 7.11 (\text{方式 } 1, N = 119)$$

在这个 f_{CLK}/f_0 比值上采样误差很小,因此实际获得的 Q 值很接近 7.05 (参看图 3.23 或滤波器程序 MPP)。在高 Q 情况下,得到的 Q 值常常不是指标值,因为当 Q 增大时程序分辨率变低。这不影响大多数滤波器设计,因为实际上不会要求 3 位数 Q 精度,而 1 位分辨率可提供的 Q 值最大可以到 10。 f_0 处的总滤波增益为 16.4V/V 或者 24.3dB (参看串联滤波器部分)。如果要求不同的增益,则必须在输入、输出或两级之间加入放大或者衰减。

在图 3.26 中给出了采用 MAX261 的上述配置,时钟频率范围从 750kHz 到 4MHz (f_0 从 500Hz 到 30kHz) 时的一簇响应曲线。注意:最右边的曲线与较低频率曲线相比较,约增大 2dB 的增益,这说明可用的滤波器精度的上限在这个 Q 处 (参看表 3.7)。

2. 宽通带切比雪夫带通滤波器

在这个例子 (图 3.27) 中,所要求的参数为:

中心频率 $f_0 = 1kHz$

通带宽度 = 1kHz

止带宽度 = 3kHz

最大通带纹波 = 1dB

最小止带衰减 = 20dB

从上述参数中,我们采用查表、设计正文或用 Maxim 滤波器设计程序产生阶数 (极点数) 和每个二阶单元的 f_0 和 Q 。A 单元和 B 单元的参数为:

$$f_{OA} = 639Hz \quad f_{OB} = 1564Hz$$

$$Q_A = 2.01 \quad Q_B = 2.01$$

要实现这个滤波器, A 单元工作于方式 1 而 B 单元工作于方式 2, 以提供较宽的 f_{CLK}/f_0 比值总范围。这种方法利用一个时钟频率可以驱动 A 单元和 B 单元。参看选择表 3.8 和表 3.9。

$$CLK_A = CLK_B = 120kHz$$

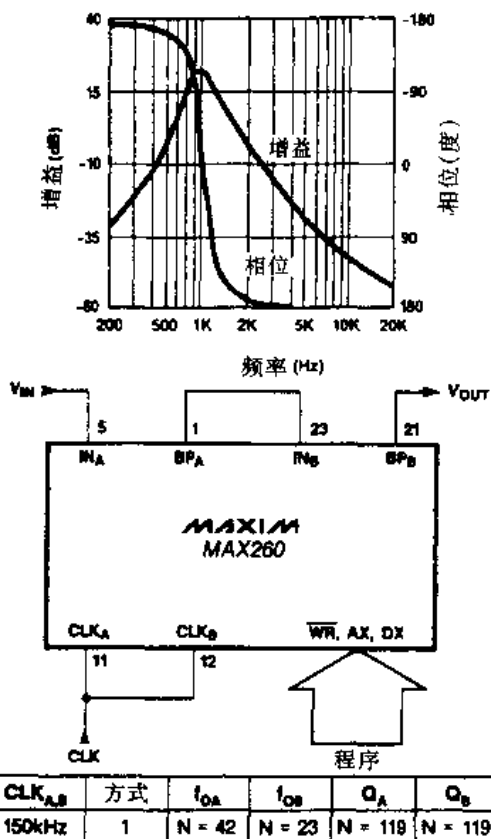


图 3.25 四阶切比雪夫带通滤波器

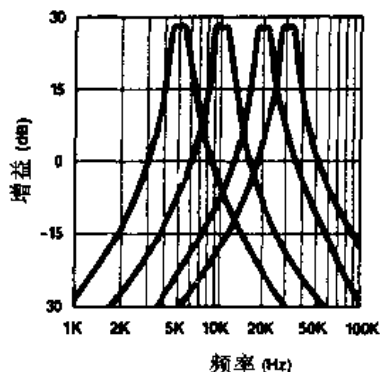


图 3.26 MAX261 四阶切比雪夫带通滤波器 (采用图 3.25 系数)

$f_{CLK}/f_{OA} = 188.49$ (方式 1, $N = 56$), 实际 $f_{OA} = 636.6\text{Hz}$

$f_{CLK}/f_{OB} = 76.64$ (方式 2, $N = 5$), 实际 $f_{OB} = 1565\text{Hz}$

$Q_A = 2.000$ (方式 1, $N = 96$)

$Q_B = 2.01$ (方式 2, $N = 83$)

f_0 处的总带通增益为 0.64V/V 或 -3.9dB

3. 高频切比雪夫带通滤波器

图 3.27 中所示切比雪夫响应模型在较高频率时可用 MAX262 完成, 如图 3.28 所示。曲线示出中心频率为 15.6kHz 、 31.3kHz 和 47kHz 时的曲线。因为用 MAX262 比用 MAX260 时得到的 f_{CLK}/f_0 比值范围宽, 因此, 它不仅比 MAX260 运算快, 而且这个滤波器中 MAX262 的两个单元均可采用方式 1。

4. 四阶巴特沃思低通滤波器

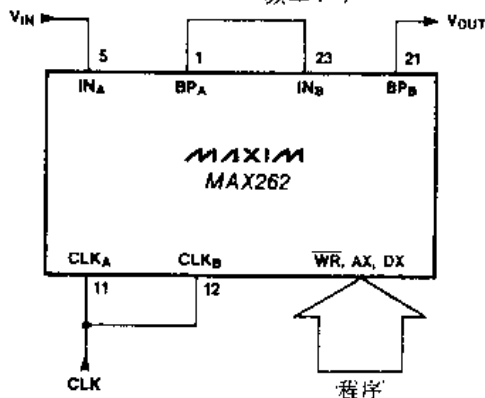
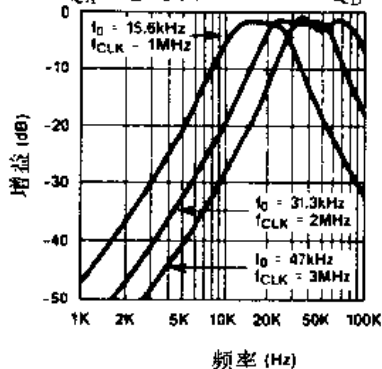
图 3.29 所示为截止频率为 3kHz 的四阶巴特沃思低通滤波器。MAX260 的 A 和 B 相串联, 每个单元的 f_0 和 Q 参数为:

$f_{OA} = 3\text{kHz}$

$f_{OB} = 3\text{kHz}$

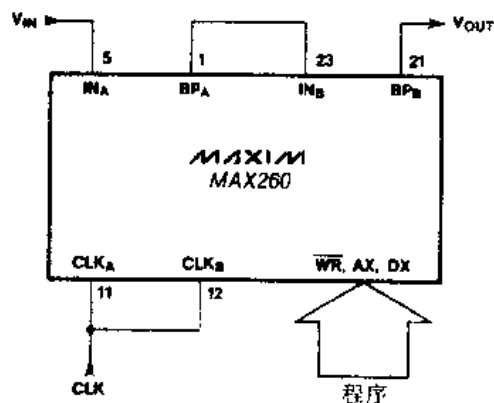
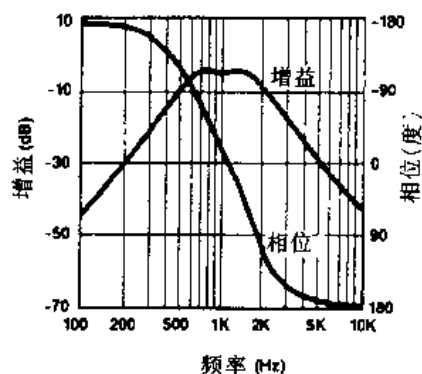
$Q_A = 1.307$

$Q_B = 0.541$



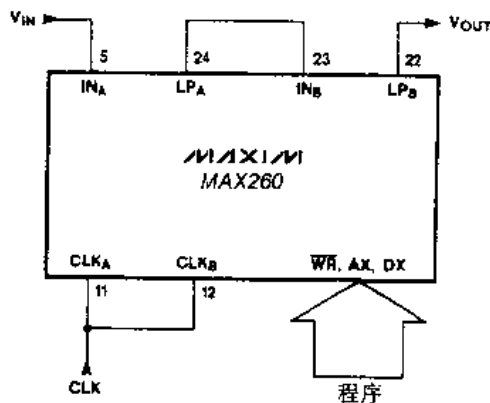
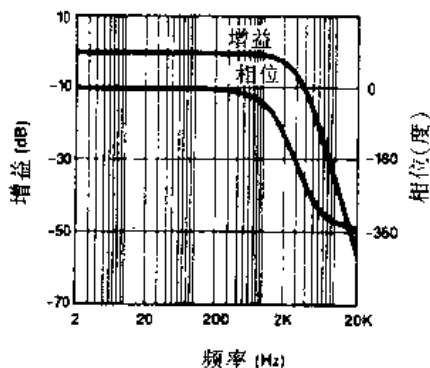
CLK _{A,B}	方式	f_{OA}	f_{OB}	Q_A	Q_B
1 至 3MHz	1	$N=38$	$N=0$	$N=96$	$N=96$

图 3.23 高频切比雪夫带通滤波器



CLK _{A,B}	方式(A)	方式(B)	f_{OA}	f_{OB}	Q_A	Q_B
120kHz	1	2	$N=56$	$N=5$	$N=96$	$N=83$

图 3.27 宽通带切比雪夫带通滤波器



CLK _{A,B}	方式	f_{OA}	f_{OB}	Q_A	Q_B
400KHz	1	$N=22$	$N=25$	$N=79$	$N=11$

图 3.29 四阶巴特沃思低通滤波器

采用方式 1 和 400kHz 时钟,由于低 Q 值,在这种情况下图 3.23 的采样误差开始变得明显。从曲线中看出,对应 133 附近的 f_{CLK}/f_0 比值, f_{OA} 的误差约为 4%,而 f_{OB} 的误差约为 1.5%, Q_A 的误差为 -1.2%,而 Q_B 的误差则为 -0.5%。如果这些误差不会带来问题,可不必修正,下列计算结果可能达到最好的精度:

$$CLK_A = CLK_B = 400\text{kHz}$$

$$f_{CLK}/f_{OA} = 135.08 (N=22), f_{OA} = 2961\text{Hz} (-1.3\% \text{ 修正量})$$

$$f_{CLK}/f_{OB} = 139.80 (N=25), f_{OB} = 2861\text{Hz} (-4.6\% \text{ 修正量})$$

$$Q_A = 1.306 (N=79, Q \text{ 分辨率提供 } +0.5\% \text{ 修正量})$$

$$Q_B = 0.547 (N=11, +1.1\% \text{ 修正量})$$

对这个滤波器进行测量,所得的宽带噪声均方根值为 $123\mu\text{V}$ 。如果采用方式 2,所得的噪声均方根值为 $87\mu\text{V}$ 。如果在采用方式 1 或方式 2 时要获得较低噪声,那么第一级应具有最高的 Q 值(在此例中为 A 单元)。

3.2 MAX274/MAX275 四阶和八阶连续时间有源滤波器

3.2.1 概述

1. 一般说明

MAX274 和 MAX275 是由相互独立的可级联二阶单元组成的有源滤波器。每一单元都能构成全极点带通和低通滤波响应特性,例如巴特沃思滤波器,贝塞尔滤波器和切比雪夫滤波器等,完成这些任务只需片外附加四个电阻。MAX274/275 输出噪声比开关电容滤波器低,而动态特性更好——这都是由于采用连续时间电路设计的结果。由于连续时间滤波器不需要时钟,因此 MAX274/MAX275 无混叠和时钟噪声。

MAX274 由四个二阶单元组成,可以实现八阶滤波器。中心频率范围可达 150kHz,在允许的整个温度范围内,频率精度可达 $\pm 1\%$ 以内。总的谐波失真(THD)好于 -89dB。

MAX275 由两个二阶单元组成,可以实现四阶滤波器。中心频率范围可达 300kHz,在允许的整个工作温度范围内,频率精度可在 $\pm 0.9\%$ 以内。总的谐波失真(THD)好于 -86dB。

这两种滤波器都可以用一个 +5V 的单电源电压供电或用一个 $\pm 5\text{V}$ 的双电源电压供电。

2. 特点

- * 连续时间滤波器 —— 无时钟,无时钟噪声
- * 可构成巴特沃思、贝塞尔、切比雪夫滤波响应特性
- * 低通、带通输出
- * 可由 +5V 电源电压供电或由 $\pm 5\text{V}$ 双电源电压供电
- * 有辅助设计软件包
- * MAX274 有评估套件
- * 8 阶——4 级二阶网络(MAX274)
- 4 阶——2 级二阶网络(MAX275)
- * 中心频率范围:
- 对于 MAX274:可达 150kHz

对于 MAX275; 可达 300kHz

* 低噪声;

对于 MAX274; THD 典型值 -89dB

对于 MAX275; THD 典型值 -86dB

* 在规定的温度范围内, 中心频率精确度:

对于 MAX274; 在 $\pm 1\%$ 以内

对于 MAX275; 在 $\pm 0.9\%$ 以内

3. 引脚排列

MAX274/275 的引脚排列如图 3.30 所示。

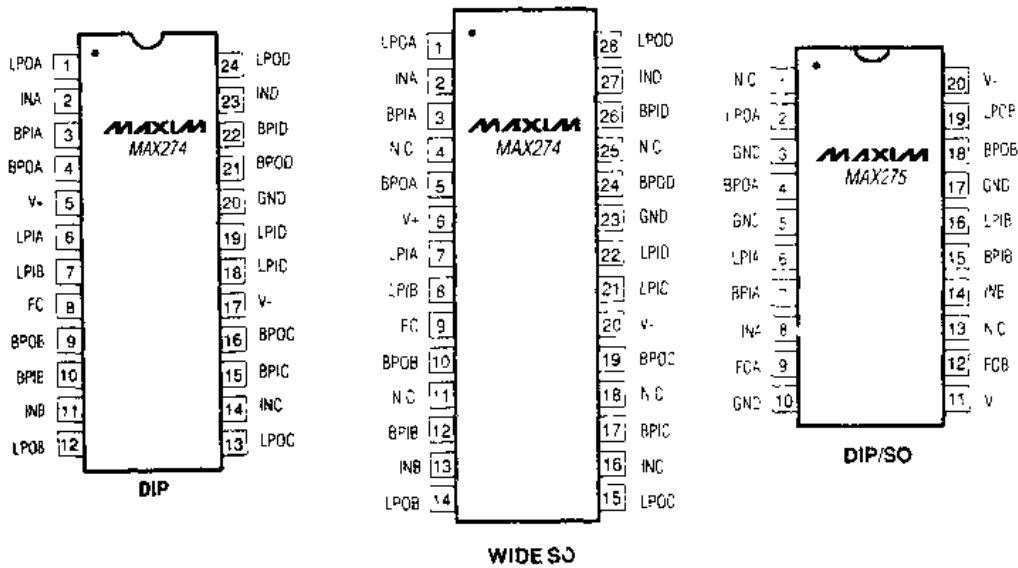


图 3.30 MAX274/275 引脚排列图

4. 典型工作电路

MAX274 的典型工作电路如图 3.31 所示。

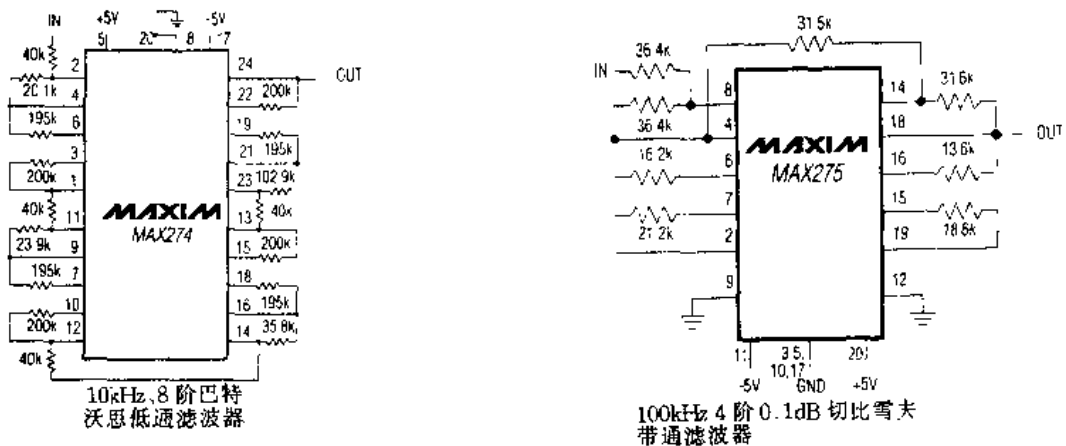


图 3.31 典型工作电路

3.2.2 特性

1. 极限参数

V_i 对 V_-	$-0.3 \sim 12V$
对地输入电压(任一端)	$V_- - 0.3V \sim V_i + 0.3V$
平均功率损耗($T_A = +70^\circ C$)	

MAX274

24 脚窄塑封 DIP(+70℃以上按 13.33mW/℃递减)	1067mW
28 脚宽 SO 封装(+70℃以上按 12.50mW/℃递减)	1000mW
24 脚陶瓷 DIP(+70℃以上按 12.50mW/℃递减)	1000mW

MAX275

20 脚塑封 DIP(+70℃以上按 11.11mW/℃递减)	889mW
20 脚宽 SO 封装(+70℃以上按 10.00mW/℃递减)	800mW
20 脚陶瓷 DIP(+70℃以上按 11.11mW/℃递减)	889mW

工作温度范围

MAX27...C...	$0 \sim +70^\circ C$
MAX27...E...	$-40 \sim +85^\circ C$
MAX27...MRG	$-55 \sim +125^\circ C$

储存温度范围

引脚温度(焊接,10s)	$+300^\circ C$
--------------	----------------

超出上述极限参数可能导致器件的永久性损坏。这些仅仅是极限参数,并不意味着在极限参数条件下,或在任何其它超出技术规范规定的工作条件下,器件能有效地工作。长期处于极限参数条件下,可能会影响器件的可靠性。

2. 电特性

MAX274 的电特性列于表 3.13。除非另有说明,否则测试条件如下: $V_i = 5V, V_- = -5V$,测试电路见图 3.34a, $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$ 。

表 3.13 MAX274 的电特性参数

参数	符号	条 件	最小值	典型值	最大值	单位
滤波器特性						
最大工作频率				10		MHz
中心频率范围	F_o	(注 1)		100 至 150k		Hz
中心频率精度	F_o	MAX274A	-1.0		1.0	%
		MAX274B	-1.4		1.4	
非调整 Q 精度		MAX274A	-10		10	%
		MAX274B	-15		15	
调整 Q 精度		按带宽补偿计量		± 2.8		%
F_o 温度系数	$\Delta F_o / \Delta T$	(注 2)		-28		ppm/℃
Q 温度系数	$\Delta Q / \Delta T$	(注 2)		160		ppm/℃

续表

参数	符号	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
宽带噪声	V_{N05P}	测试图 3.34a 的电路 B, 输出端 LPO	1Hz 至 10Hz		23		μV_{RMS}
			1Hz 至 10kHz		120		
DC 特性							
DC 低通增益精度	H_{0LP}	假设用理想电阻	MAX271A	-2		2	%
			MAX271B	-3		3	
输出端偏移电压	V_{OS}	LPO	MAX274A	-200		200	mV
			MAX274B	-300		300	
		BPO	MAX274A	-40		40	
			MAX274B	-80		80	
偏移电压温漂	$\Delta V_{OS}/\Delta T$				20		$\mu V/^{\circ}C$
EC 引脚漏电流	I_{EC}			-10		10	μA
滤波器动态特性							
信号对噪声加畸变之比	SINAD	测试图 3.34a 的电路 B, $F_{TEST}=1kHz$	LPO , $V_{LPO}=8V_{p-p}$		-86		dB
		测试图 3.34a 的电路 C, $F_{TEST}=10kHz$			-82		
输出电压摆幅	V_{OUT}	LPO , BPO , $R_{LOAD}=5k\Omega$		± 3.25	± 4.50		V
转换速率	SR				10		V/ μs
增益带宽积	GBW				7.5		MHz
电源要求							
电源电压范围	V_{SUPP}	(注 3)		± 2.37		± 5.50	V
电源电流	I_C	对应于 V_+ , V			20	30	mA
电源抑制比	PSRR	$V_+=5V \pm 100mV_{p-p}, 1kHz, V_-=-5V$			-30		dB

注: 注 1、注 2 和注 3 请见表 3.14 的注 1、注 2 和注 3。

MAX275 的电特性列于表 3.14。除非另有说明, 否则测试条件如下: $V_+ = 5V, V_- = -5V$, 测试电路见图 3.34b, $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$ 。

表 3.14 MAX275 的电特性参数

参数	符号	条 件	最小值	典型值	最大值	单位
滤波器特性						
最大工作频率				10		MHz
中心频率范围	F_0	(注 1)		100 至 300k		Hz
中心频率精度	F_0	MAX275A	0.9		0.9	%
		MAX275B	-1.4		1.4	
非调整 Q 精度		MAX275A	-8		8	%
		MAX275B	-12		12	
调整 Q 精度		按带宽补偿计量		± 1		%
F_0 温度系数	$\Delta F_0/\Delta T$	(注 2)		-24		ppm/ $^\circ C$

续表

参数	符号	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
Q 温度系数	$\Delta Q/\Delta T$	(注 2)			38		ppm/°C
宽带噪声	V_{NOISE}	测试图 3.34b 的电路 B, 输出端 LPO	1Hz 至 10Hz		6		μV_{RMS}
			10Hz 至 10kHz		42		
DC 特性							
DC 低通增益精度	H_{OLP}	假设用理想电阻	MAX275A	-1		1	%
			MAX275B	-2		2	
输出端偏移电压	V_{OS}	LPO	MAX275A	-125		125	mV
			MAX275B	-250		250	
		BPO ₋	MAX275A	-50		50	
			MAX275B	-100		100	
偏移电压温漂	$\Delta V_{\text{OS}}/\Delta T$				20		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
FC 引脚漏电流	I_{FC}			-10		10	μA
滤波器动态特性							
信号对噪声加畸变之比	SINAD	测试图 3.34b 的电路 B, $F_{\text{TEST}}=1\text{kHz}$	LPO ₋ , $V_{\text{LPO}}=8\text{Vp-p}$		-89		dB
		测试图 3.34b 的电路 C, $F_{\text{TEST}}=10\text{kHz}$			-83		
输出电压摆幅	V_{OUT}	LPO ₋ , BPO ₋ , $R_{\text{LOAD}}=5\text{k}\Omega$		± 3.25	± 4.50		V
内部放大器转换速率	SR				10		$\text{V}/\mu\text{s}$
增益带宽积	GBW				15		MHz
电源要求							
电源电压范围	V_{SUPP}	(注 3)		± 2.37		± 5.50	V
电源电流	I_{C}	对应于 V_{+} , V_{-}			10	24	mA
电源抑制比	PSRR	$V_{+}=5\text{V}+100\text{mVp-p}, 1\text{kHz}$, $V_{-}=-5\text{V}$			-35		dB

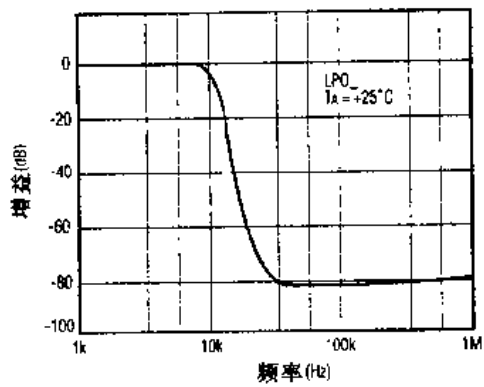
注 1: 在减小动态范围的条件下, 中心频率(F_0)低于 100Hz 是可能的。

注 2: 假设外部电阻无漂移。

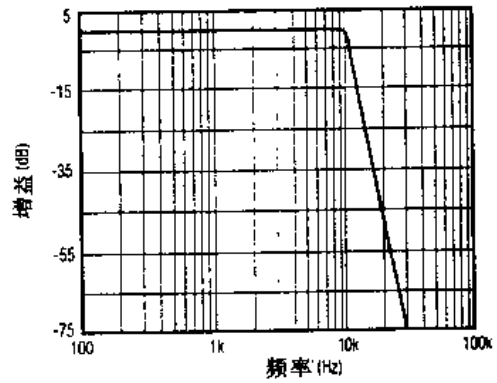
注 3: 单电源供电见图 3.46。

3. 典型工作特性

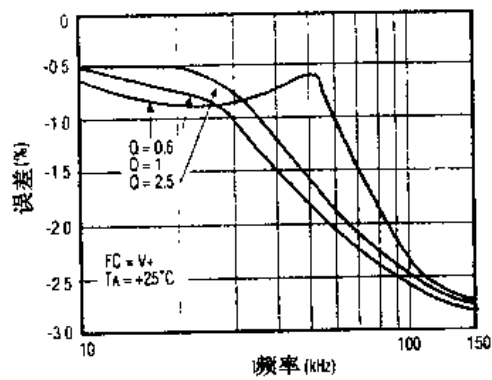
MAX274 的典型工作特性列于图 3.32。



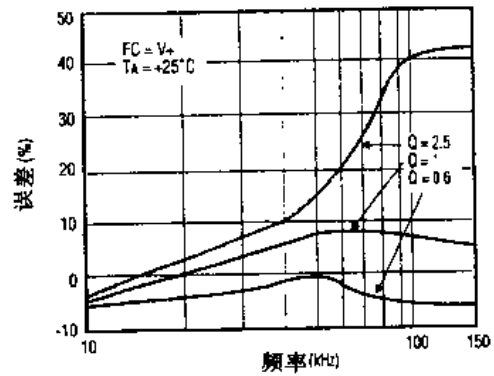
a. 滤波器宽带响应



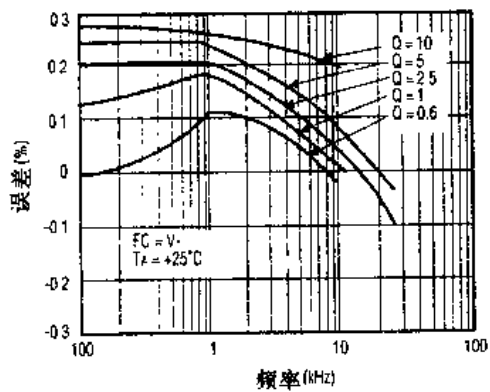
b. 滤波器响应



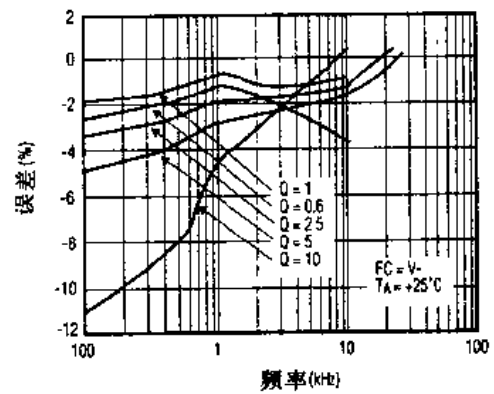
c. F_O 误差与频率的关系



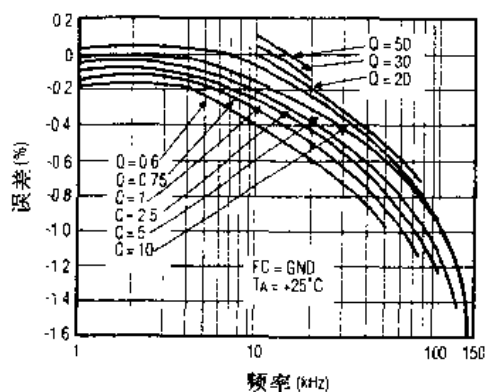
d. Q 误差与频率的关系



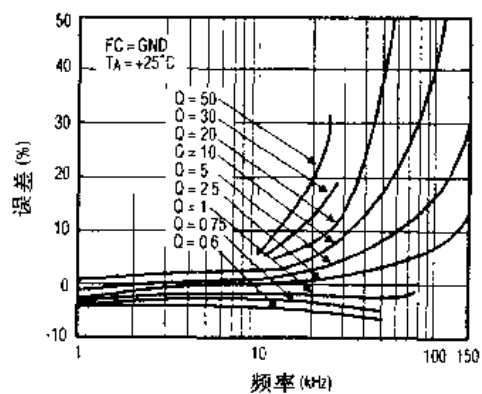
e. F_O 误差与频率的关系



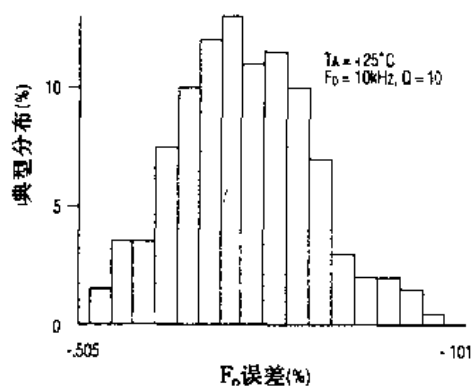
f. Q 误差与频率的关系



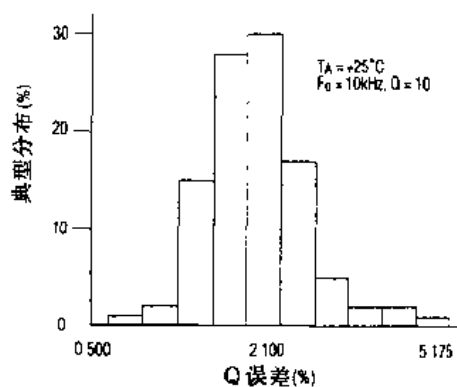
g. F_0 误差与频率的关系



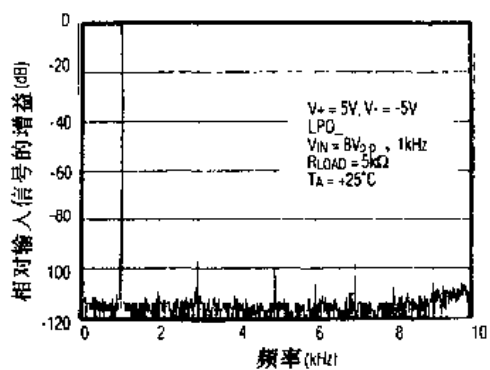
h. Q 误差与频率的关系



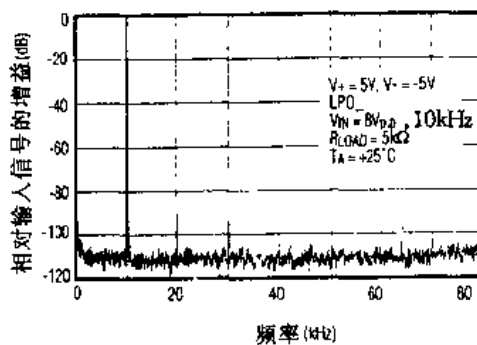
i. 中心频率误差的典型分布



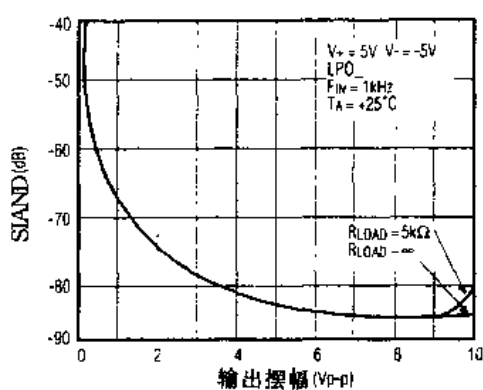
j. Q 值误差的典型分布



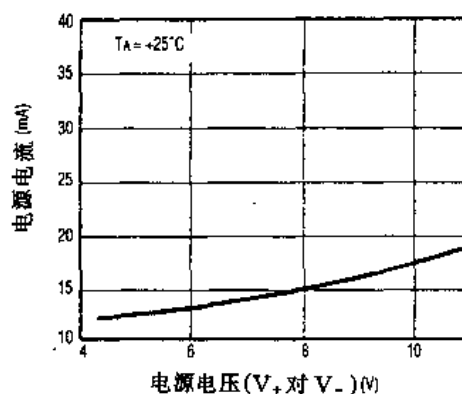
k. 1kHz 测试信号的 FFT 图像



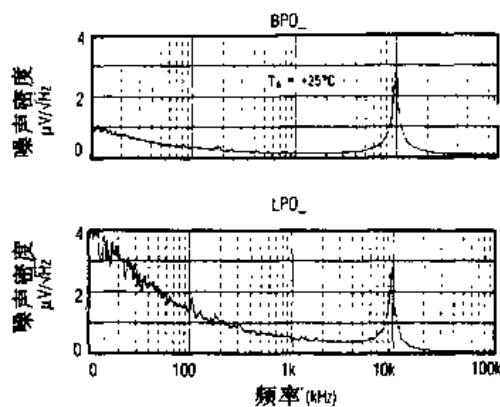
l. 10kHz 测试信号的 FFT 图像



m. 信号对噪声+畸变之比(SINAD)与输出摆幅的关系



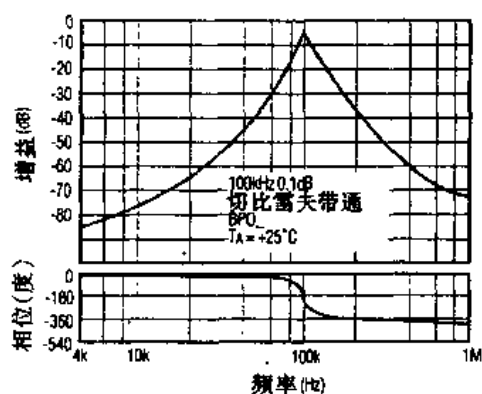
n. 电源电流与电源电压的关系



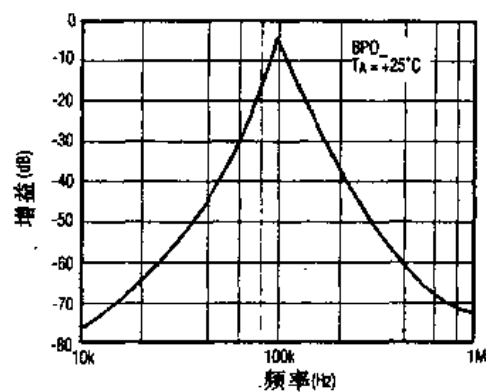
o. 噪声功率谱与频率的关系

图 3.32 MAX274 的典型工作特性

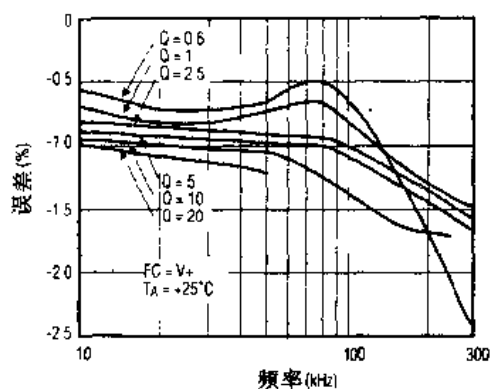
MAX275 的典型工作特性列于图 3.33。



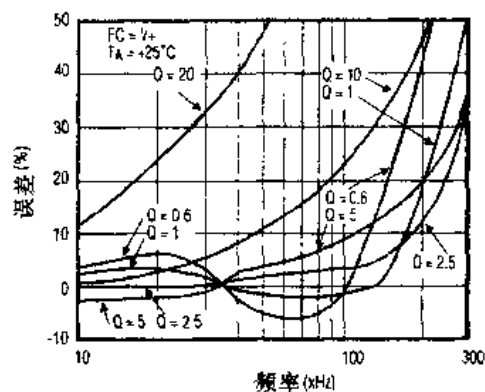
a. 滤波器宽带响应



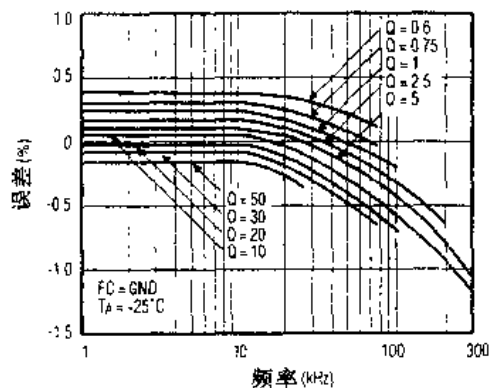
b. 滤波器响应



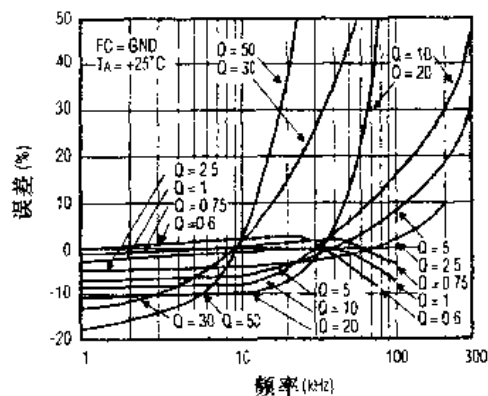
c. 中心频率误差与编程中心频率的关系



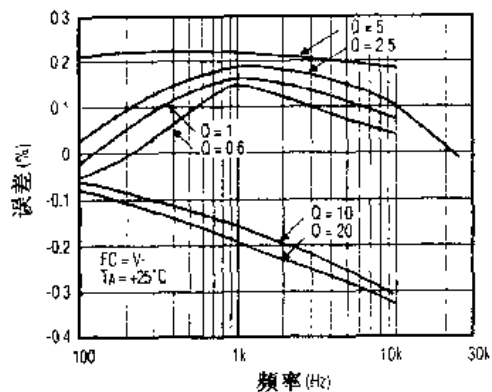
d. Q 值误差与编程中心频率的关系



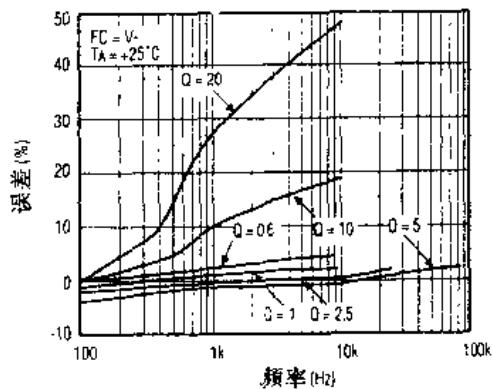
e. 中心频率误差与编程中心频率的关系



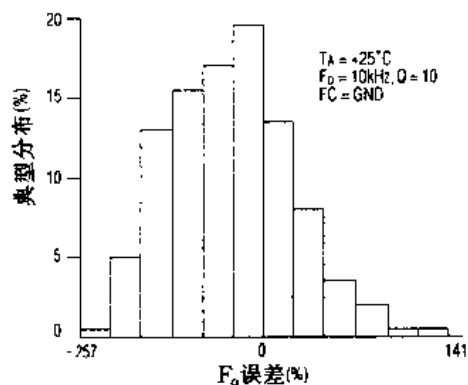
f. Q 值误差与编程中心频率的关系



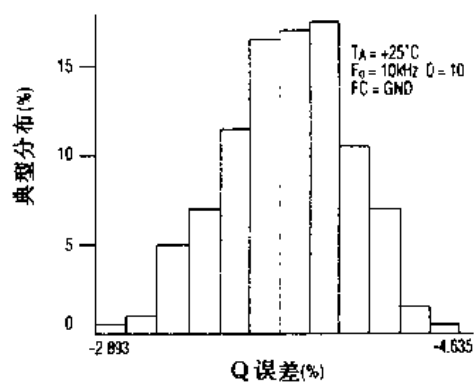
g. 中心频率误差与编程中心频率的关系



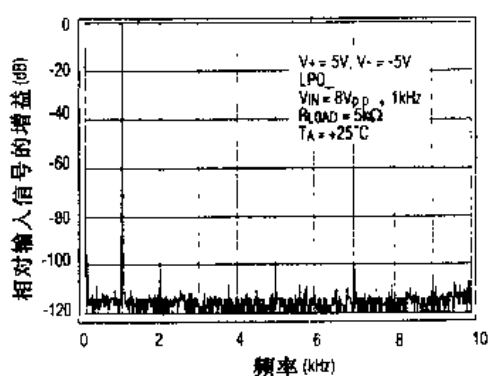
h. Q 值误差与编程中心频率的关系



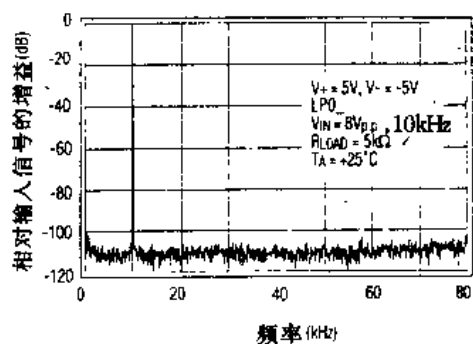
i. 中心频率误差的典型分布



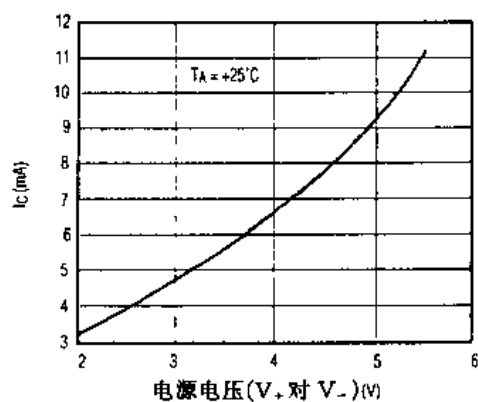
j. Q 值误差的典型分布



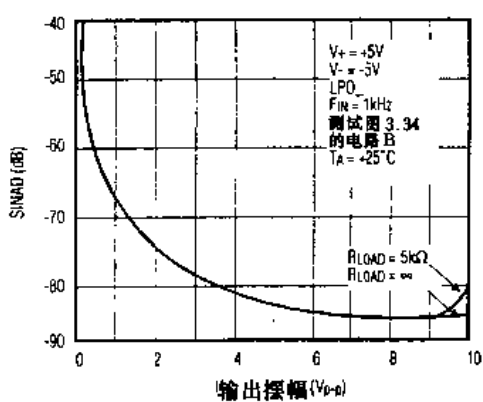
k. 1kHz 测试信号的 FFT 图像



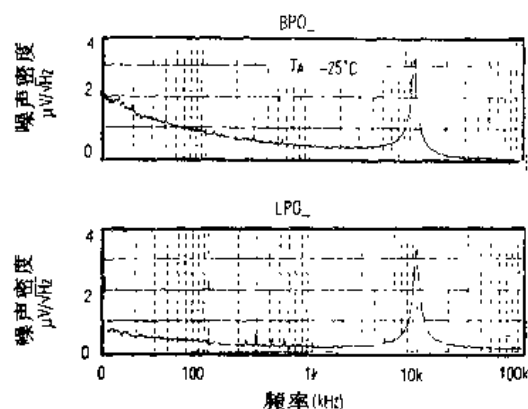
l. 10kHz 测试信号的 FFT 图像



m. 电源电流与电源电压的关系

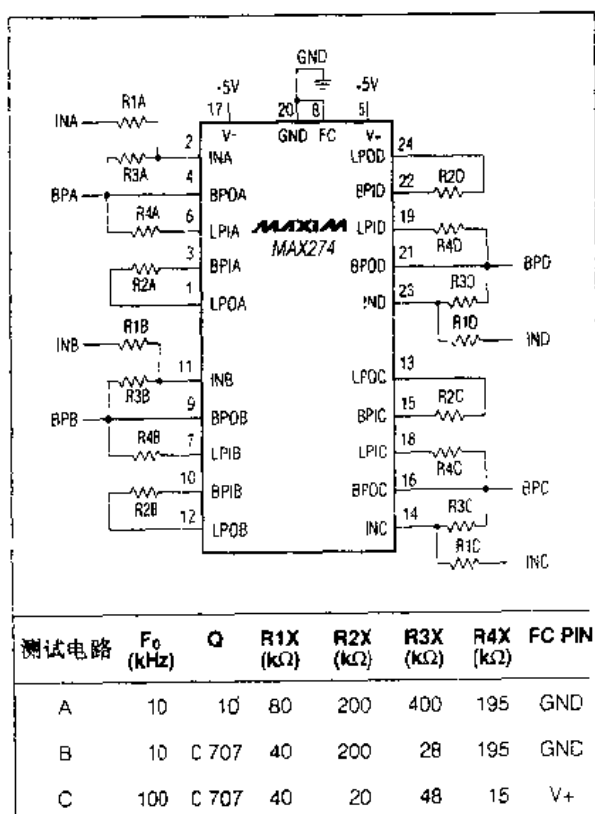


n. 信号对噪声+畸变之比与输出摆幅的关系

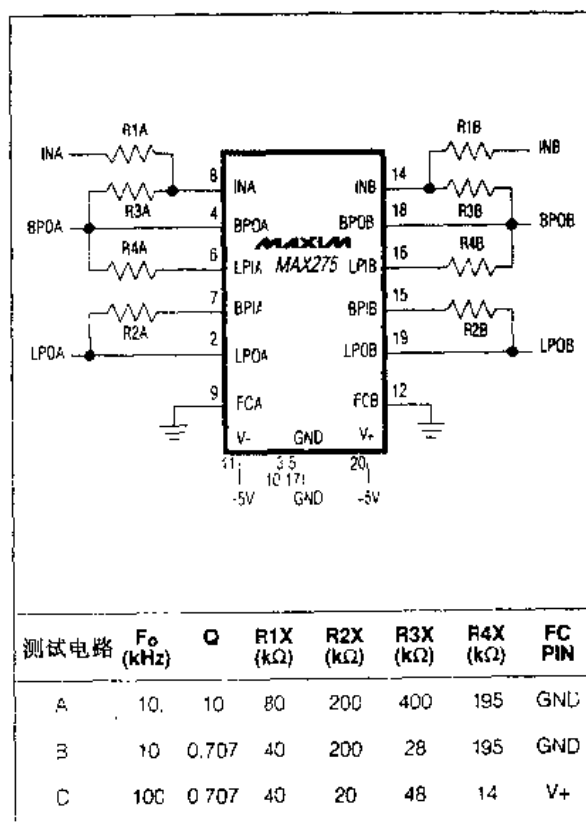


o. 噪声密度谱与频率的关系

图 3.33 MAX275 的典型工作特性



a. MAX274



b. MAX275

图 3.34 MAX274/MAX275 连接图和测试电路

3.2.3 详细说明

MAX274 由四个同样的滤波单元组成,而 MAX275 由两个同样的二阶滤波单元组成。图 3.35 画出了每个滤波单元的拓扑图。用这个拓扑图可以在独立输出的条件下仿真低通和带通滤波功能。

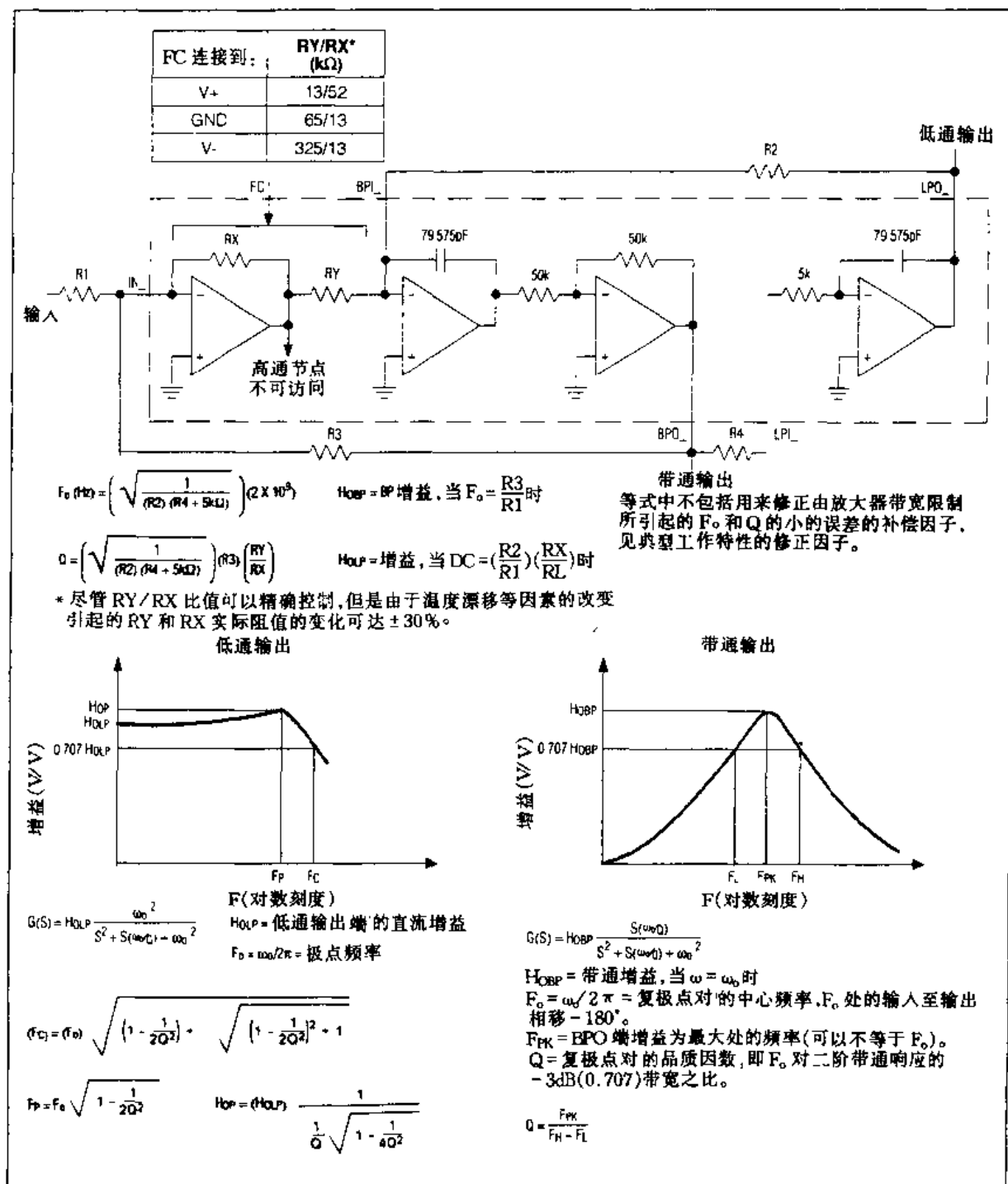


图 3.35 二阶滤波单元

MAX274/MAX275 每个单元采用四级放大器设计,选择各参数使其对分布参数不敏感。片内电容、放大器和外部电阻一起构成带反馈的级联积分器,可以同时提供带通和低频滤波输出。为使带宽最大,高通节点是不可访问的。一个 $5k\Omega$ 的电阻被加至末级放大器的输入端以隔离外部分布电容对积分电容的影响,因为外部分布电容能影响极点的精确度。

尽管无陷波输出引脚,但可以在极点频率上通过综合输入信号和带通输出信号构成陷波滤波器。见“陷波滤波器的形成”部分。

3.2.4 滤波器设计流程

图 3.36 中描述了各种滤波器设计流程。特别推荐 MAXIM 公司的滤波器设计软件, 这个软件能够根据需要的滤波器形状自动地计算出它的阶数、极点和 Q 值, 不需要人工计算。菜单驱动命令和屏幕上显示的滤波器响应特性图, 可以帮助用户完成滤波器的设计, 包括计算出用 MAX274/MAX275 实现滤波器所需外部电阻的阻值。见“MAXIM 设计软件”部分。

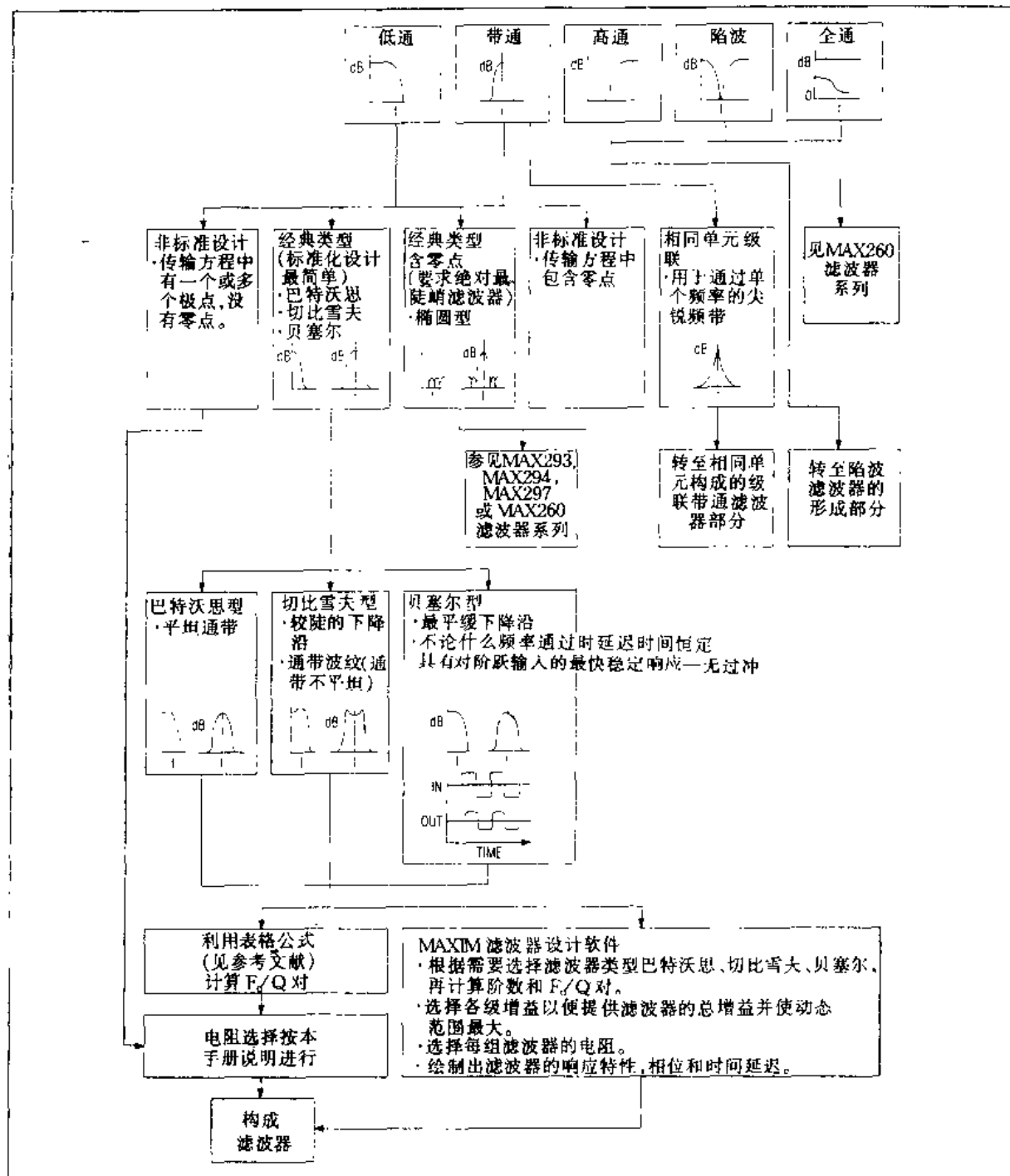


图 3.36 一般滤波器设计流程图

如果没有滤波器设计软件,请参看 3.2.6 部分所列的滤波器设计参考文献,这些文献中讲述了如何计算滤波器的阶数、极点和 Q 值的图表和等式。一旦确定了这三个参数以后,就可将已计算的 F_0/Q 参数对用 MAX274/MAX275 硬件实现,参看下面内容。

1. 将已计算的 F_0/Q 参数对用 MAX274/MAX275 硬件实现(电阻选择)

如果滤波器的基本参数如图 3.36 所描述的那样已经设计完成,可按下列几步选择外部电阻。

(1) 检查所有 F_0/Q 参数对的物理可实现性

在 MAX274/MAX275 的应用中可实现的 F_0/Q 参数对是有限的,主要取决于放大器的增益带宽积、放大器的负载驱动能力(它限制最高频率 F_0 和最高 Q 值)以及放大器的噪声干扰和由分布电容导致的对误差的敏感性(分布电容决定了在极点选择上的最低频率限制)。参考图 3.37 可以确定每个 F_0/Q 对的“可实现性”。如果滤波器的 Q 值太高,可通过提高滤波器的阶数减小它们(也就是增加滤波器的极点数)。

超出图 3.37 所给的 F_0 (直至 400kHz)和 Q 值,要通过实验调整阻值来实现,但是 F_0 和 Q 值将严重偏离理想值。

如果要求 F_0 低于 100Hz,参考关于“高值电阻转换”部分。

(2) 计算每个单元的电阻值(F_0/Q 对)

按下面的计算步骤 A 到 D 计算电阻值。先根据图估算所需要的电阻值;然后由所给公式计算精确值。

电阻值的选取不能超过 $4M\Omega$,因为分布电容的分流作用可能导致很大的 F_0/Q 误差。也希望 R_2, R_3 的阻值不低于 $5k\Omega$,因为放大器输出驱动能力有限。对于那些必须选用大电阻值的场合(如低频单元),参考“高值电阻转换”部分。

频率控制引脚(FC)被连至 V_+ 、GND 或 V_- ,同时改变 R_3 和 R_1 的比例以调整增益和 Q 值范围。每个单元 FC 引脚的设置可以不同。参考“FC 引脚连接”部分。

计算电阻的步骤如下:

步骤 A:计算 R_2

$$R_2 = \frac{(2 \times 10^9)}{F_0}$$

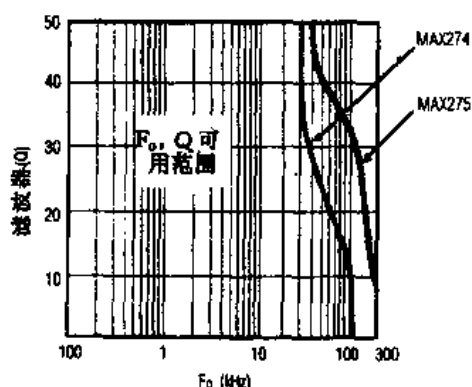


图 3.37 可实现的 F_0/Q 范围

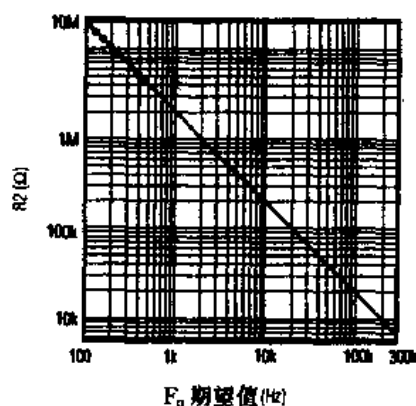


图 3.38 电阻 R_2 与期望的中心频率的关系

电阻 R_2 和 R_4 决定中心频率。图 3.38 所示为电阻 R_2 与期望的中心频率的关系。

步骤 B:计算 R_4

$$R4 = R2 - 5k\Omega$$

R4 可以小于 5kΩ, 因为内部串联了 5kΩ 电阻以限制 BPO 脚负载电流。

步骤 C: 计算 R3

R3 决定 Q 值。图 3.39 所示为 Q=1 时, R3 与中心频率的关系。由于 R3 比例于 Q 值, 实际的 R3 值等于图上值和期望的 Q 值的乘积。

当给定一个 Q 值时, 根据 FC 引脚的设置不同, R3 有三种选择, 应选择一个合适的电阻值 (5kΩ < R3 < 4MΩ)。如果不可避免地要使 R3 > 4MΩ —— 可参考“高值电阻转换”部分的内容。

对于期望的 Q 值, 按下列公式计算 R3:

$$R3 = \frac{Q(2 \times 10^9)}{F_0} \times \left(\frac{R_X}{R_Y} \right)$$

R_X/R_Y 的值从下表选定:

FC 连至	R _X /R _Y
V ₊	4/1
GND	1/5
V ₋	1/25

步骤 D: 计算 R1

R1 决定增益。如果每部分增益还没有计算出来, 参考“级联滤波器的增益最佳化及单元排序”部分。

R1 反比例于低通滤波 (LP) 增益值。图 3.40 所示为增益是 1 和 10 时, 电阻 R1 与频率的关系, 按照期望的增益值计算 R1。

对于低通滤波器:

$$R1 = \frac{(2) \times (10^9)}{(F_0)(H_{OLP})} = \left[\frac{R_X}{R_Y} \right]$$

这里 H_{OLP} 是低通滤波器的直流增益。R_X/R_Y 的值从下表选定:

FC 连至	R _X /R _Y
V ₊	4/1
GND	1/5
V ₋	1/25

对于带通滤波器:

$$R1 = \frac{R_3}{H_{OBP}}$$

这里 H_{OBP} 是带通滤波器在 F₀ 时的增益, 带通滤波器的情况如图 3.41 所示。

(3) 为了补偿滤波器放大器的带宽误差重新计算电阻值

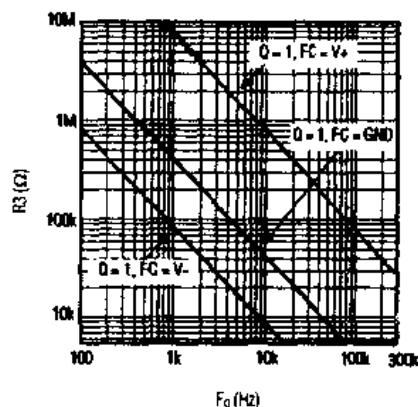


图 3.39 电阻 R3 与中心频率的关系

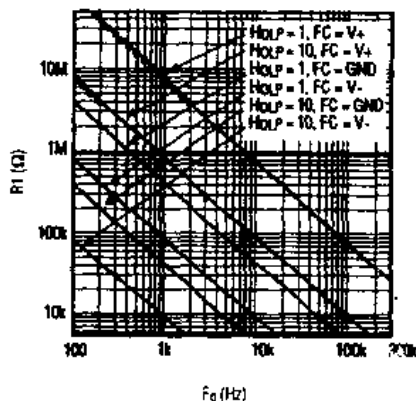


图 3.40 LP 增益, 电阻 R1 与频率关系

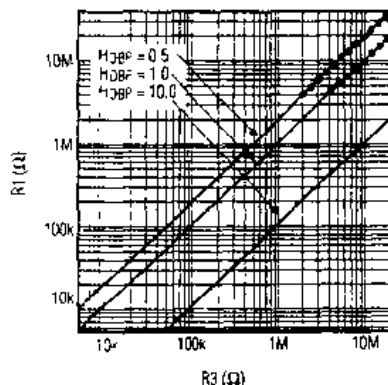


图 3.41 BP 增益、电阻 R1 与 R3 关系

典型工作特性图说明了 F_0 和 Q 值与期望值的偏差,这种偏差是由于放大器的增益偏离所导致的。如果需要,通过重新计算电阻 $R1 \sim R4$ 的值校正这些偏差。

(4) 建立滤波器实验模型

建立滤波器实验模型,实验所有滤波器设计方案。参看本书的“模型试验、印刷电路板布线”部分。

对于需要高精度的应用场合(例如滤波器单元 $Q > 10$)或需要一个接地平面的场合,推荐一个最后样机的调整程序:建立一个实验滤波器模型,然后调整各单元电路的外部电阻值,直至达到期望的精度为止。

2. 高值电阻转换

在 MAX274/MAX275 电路中使用高值电阻(大于 $4M\Omega$),将引起 F_0 和 Q 值误差。用图 3.42 所示的 T 型电阻网络可以在保持相等的反馈电流条件下,减小反馈支路的阻抗。用 T 型电阻网络可以实现中心频率低于 100Hz 的滤波器。对于低频率的滤波器,T 型网络提供了关于 $R2$ 、 $R3$ 、 $R4$ 的大电阻阻值等效转换方法;但是由于 T 型网络对输入电平的衰减,使得滤波器的动态范围减小。注意,在高频时,高值电阻上的分布电容将影响滤波器的响应特性。最好的方法是建立一个实验模型,全面实验、检查结果。

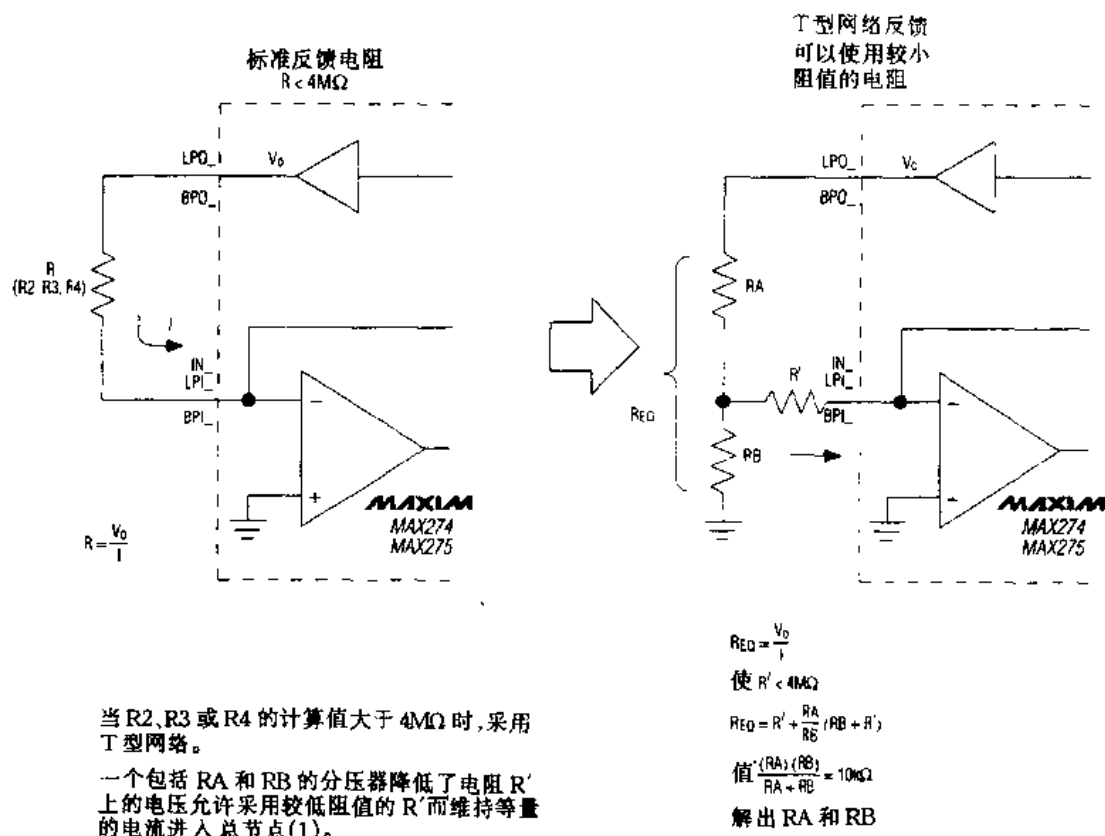


图 3.42 T 型电阻网络减小电阻值

3. 奇数个极点

对于低通滤波器的设计,当含有奇数个极点时,在滤波器的最后一个单元附加一个低通滤波器。RC 值应取为:

$$RC = \frac{1}{2\pi F_0}$$

F_0 是期望的实极点频率。如果需要,用一个运算放大器缓冲 RC 电路。

在许多情况下,将滤波器的阶数简单地增加“1”是有利的,可以用一个附加的二阶滤波单元完成。

4. FC 引脚连接

应用中,在电阻值大于 $5k\Omega$ (在高 F_0 和低 Q 值时),将 FC 连于 GND,在电阻值小于 $5k\Omega$ 的情况下,将 FC 连于 V_+ 。对于低 F_0 高 Q 值,FC 连到 V_- ,以使 $R1$ 、 $R3$ 的值低于 $4M\Omega$ 。

当 FC 连于 V_- 或 V_+ 时, F_0 和 Q 值误差将显著增加(见典型特性图)。由于这种误差在各部分是可重复的,因此用调整电阻值的方法来补偿这种误差。注意当 FC 连于 V_+ 时,噪声将增加 3 倍。

5. 用完全相同的单元构成的最简单的级联带通滤波器

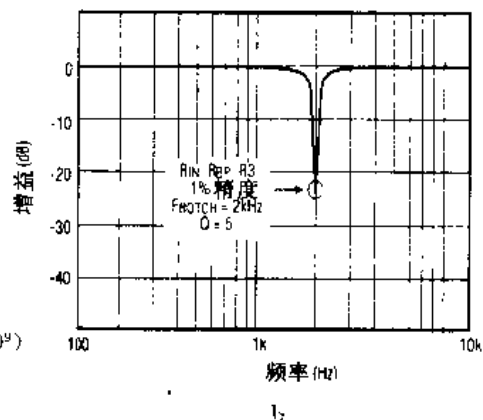
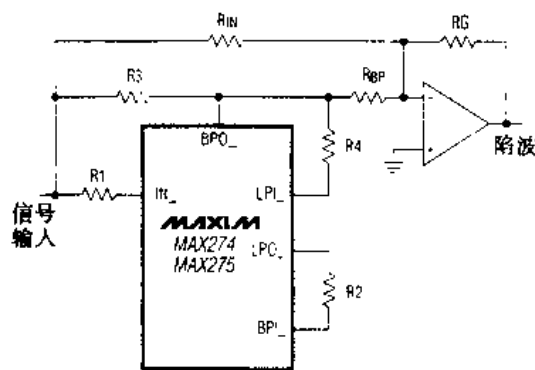
如果设计一个让单一频率(或带宽很窄)的信号通过的带通滤波器,可以用几个 F_0 和 Q 值完全相同的单元级联。滤波器的总的 Q 值与每个单元的 Q 值和级联滤波单元节数有如下关系:

$$Q_T = \frac{Q}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$$

这里 Q_T 是级联滤波器的总 Q 值, Q 是每个单元的 Q 值, n 是级联节数。

6. 陷波器的形成

一个陷波滤波响应可以用一个运算放大器综合输入信号和 BPO 输出信号产生(图 3.43a),陷波器将具有二阶单元的极点和 Q 值,以及在极点频率上的一个零点(传输函数见图 3.43a)。 $H_{ONP}(F_0$ 点的带通增益)必须精确地设置为一个单位量,以使输入信号和 BPO 输出在极点频率上精确抵消。陷波器的最大衰减量是 $R1$ 、 $R3$ 、 R_{IN} 和 R_{FP} 的函数。



$$G(S) = H_{ON} \frac{S^2 + \omega_0^2}{S^2 + S(\omega_0 Q) + \omega_0^2} \quad F_0 \rightarrow F_{NOTCH} = \sqrt{\frac{1}{(R2)(R4 + 5k\Omega)}} (2 \times 10^9)$$

$$\text{其中: } \omega_0 = 2\pi f_0 \quad Q = \sqrt{\frac{1}{(R2)(R4 + 5k\Omega)}} (R3) \left(\frac{R_Y}{R_X} \right)$$

$$H_{ON} = \text{增益} = \frac{R_G}{R_{IN}}$$

图 3.43a 产生陷波输出

图 3.43b 陷波器响应特性

在低通滤波器通带内为了消除某个频率的信号可以用一个陷波器(见应用部分)。

7. 级联滤波器的增益最佳化及单元排序

滤波器每个单元的增益设定是任意的,只要保证从输入到输出的总增益满足要求。一般地说各单元增益取值不能相等,由于各单元的 F_0 和 Q 值不同,各单元增益峰值和谷值的频率也

不相同。

增益选择的目标是避免各单元的输出超出 $\pm 3.25\text{V}$ 的界限(用 $\pm 5\text{V}$ 电源)电压。从另一方面说,如果每部分的增益太低,只有很小比例的输出范围被用,噪声系数将增加。对每个单元的最佳增益分配方法是保证在宽频率范围内,使每个单元的输出范围尽可能接近 $\pm 3.25\text{V}$ 。

检查未被使用的输出端(BPO 或 LPO)和内部 HP 节点是否过压,因为任何一个节点上的限幅将导致失真。HP 节点是不能被检测的(见图 3.35);然而它的增益接近 R_x/R_1 。低的 R_1 值和将 FC 连接到 V_+ 引脚(此时 R_x 达 $64\text{k}\Omega$)可能导致这个节点被钳位。

MAXIM 公司的滤波器设计软件,可以通过绘制级联滤波器各单元包括内部节点的输出增益图,获得最佳增益值的分配方案。增益也可以由人工调整和对各单元重新排序,使滤波器在整个动态范围内达到性能最优。

如果没有软件帮助实现增益最佳化,可先按 Q 值大小从最低到最高排列各滤波单元,再给各单元等分增益,使每个单元增益等于

$$H_0 = A^{(1/N)}$$

这里, A 是整个滤波器的增益

$H_0 = H_{\text{OFF}}$, 对于带通滤波器(在 F_0 时增益)

$H_0 = H_{\text{OLF}}$, 对于低通滤波器(在 DC 时增益)

N 是滤波器单元数

这种方法通过使前级滤波单元(低 Q 值单元)保持低增益,较好地解决了对高 Q 单元的限幅问题,而后可以通过硬件调整各增益值,使整个滤波器的动态范围最大。

8. 电阻

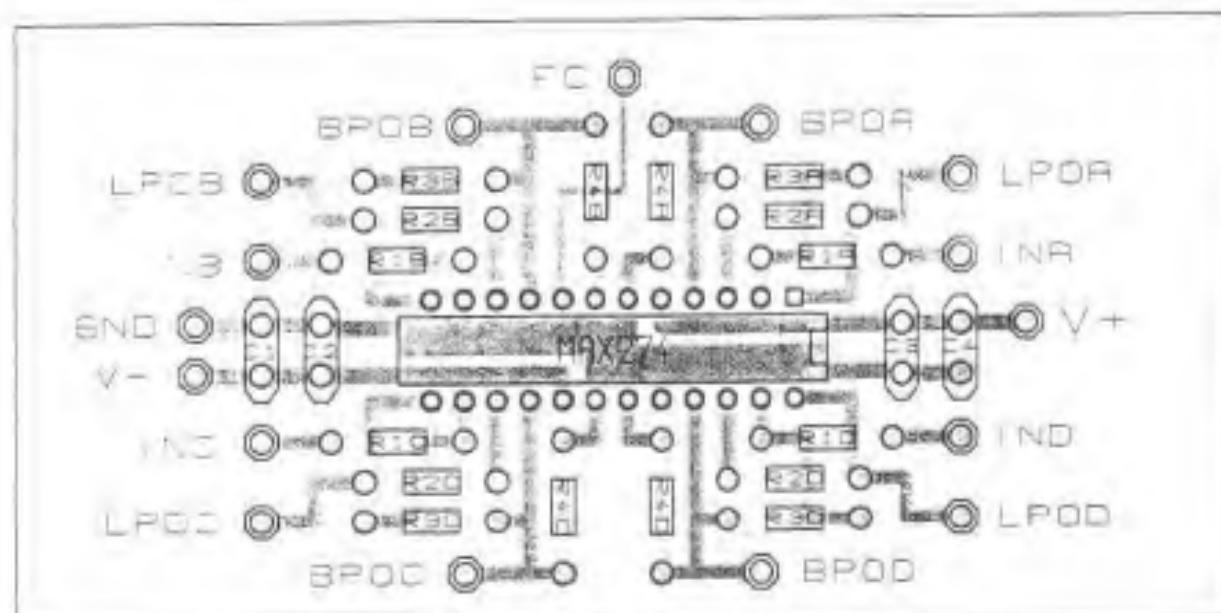
从精度这方面考虑,选择电阻的最重要准则是电阻上的分布电容要小。典型分布电容值应小于 1pF 。精密的线绕电阻上有几个 pF 的分布电容,另外还存在令人无法接受的分布电感,不要使用这种电阻。高频时,分布电容将使阻抗减小(特别当用高值阻抗时),而且将导致反馈回路的相位漂移。不要将电阻安装在插座上,因为插头的作用可以在电阻上引起几个 pF 的电容,将导致 F_0 和 Q 值的显著误差。金属膜电阻的噪声比碳膜电阻要小。

9. 实验模型、印刷电路板布线

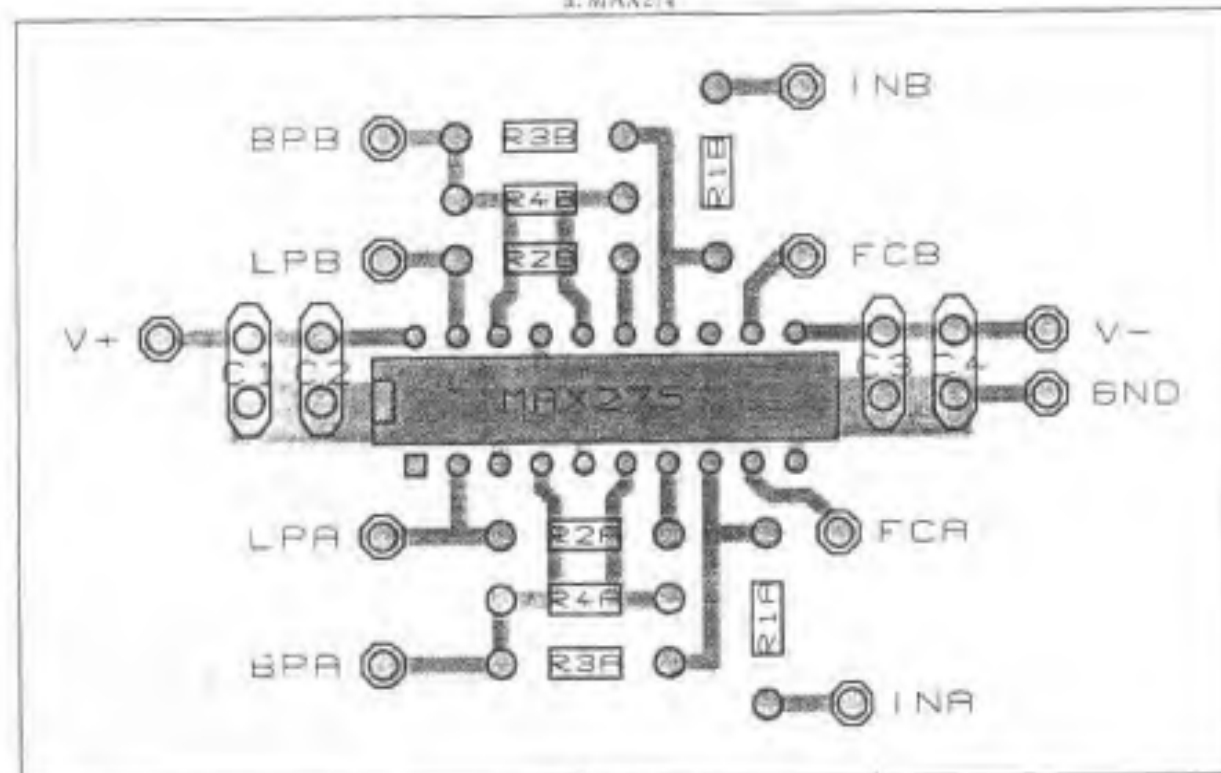
对于滤波器的高精度应用场合,在印刷电路板上建立一个和最后定型产品电路尽可能相似的实验模型电路。如果在产品中使用接地平面,则要在铜板上建立一个实验模型滤波器。不要用插线板作实验模型板,因为它的各个插脚间分布电容太大了。为了快速地建立实验模型,MAX274 的评估工具中包括一个为实验设计的印刷电路板。

尽管从一个滤波单元到另一个是可重复的,但对布线敏感的误差还是和电阻的位置、电路的路径以及接地平面布线有关。对于高精度场合,建议采用图 3.44a、3.44b 所提供的布线图。尽可能使所有走线,特别是 LPI 引脚和 BPI 引脚的走线最短,LPI 引脚和 BPI 引脚对于对地分布电容特别敏感,它将导致 Q 值误差。如果用了接地平面,通过调整电阻值,微调实验模型以消除由于对地分布电容而引起的误差。

要防止引脚之间的电容耦合。BPI 引脚和 BPO 引脚之间的耦合可能导致 F_0 误差;连接于 IN 和 BPO 引脚之间的电阻 R_3 、BPI 引脚和 LPO 引脚间的电阻 R_2 、BPO 引脚和 LPI 引脚间的 R_4 等引起的分布电容将导致 F_0 和 Q 值误差。用尽量“缩短”印刷板走线的方法减小这种误差。



a. MAX274



b. MAX275

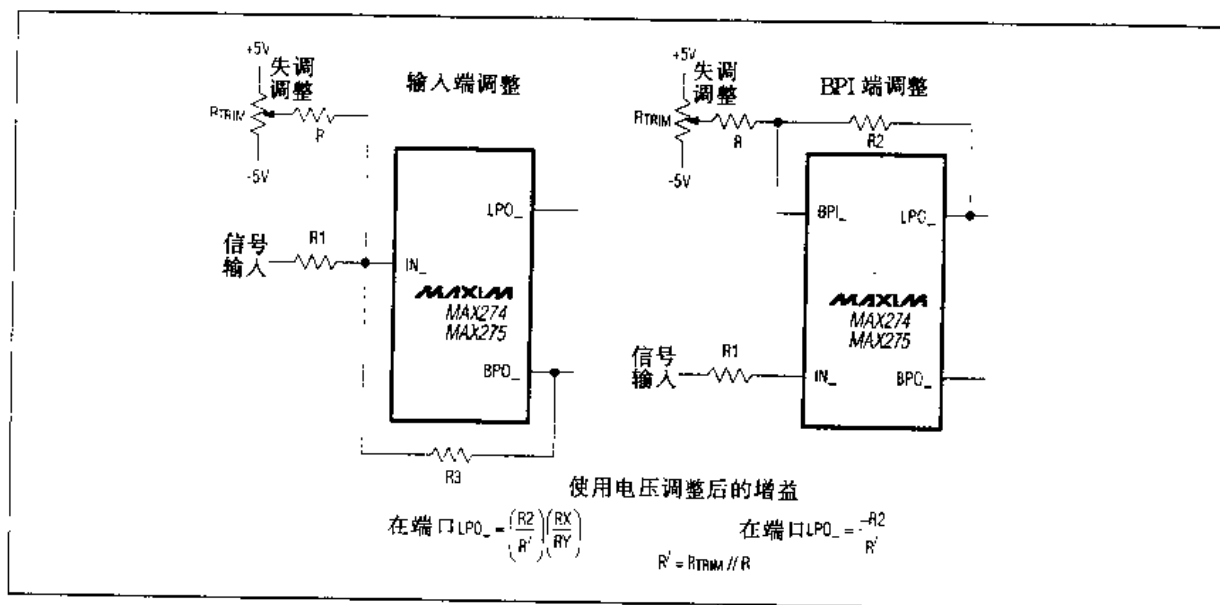
图 3.44 MAX274/MAX275 采用的印刷板布线(对应 DIP 封装)

10. 测量 F_0 和 Q 值

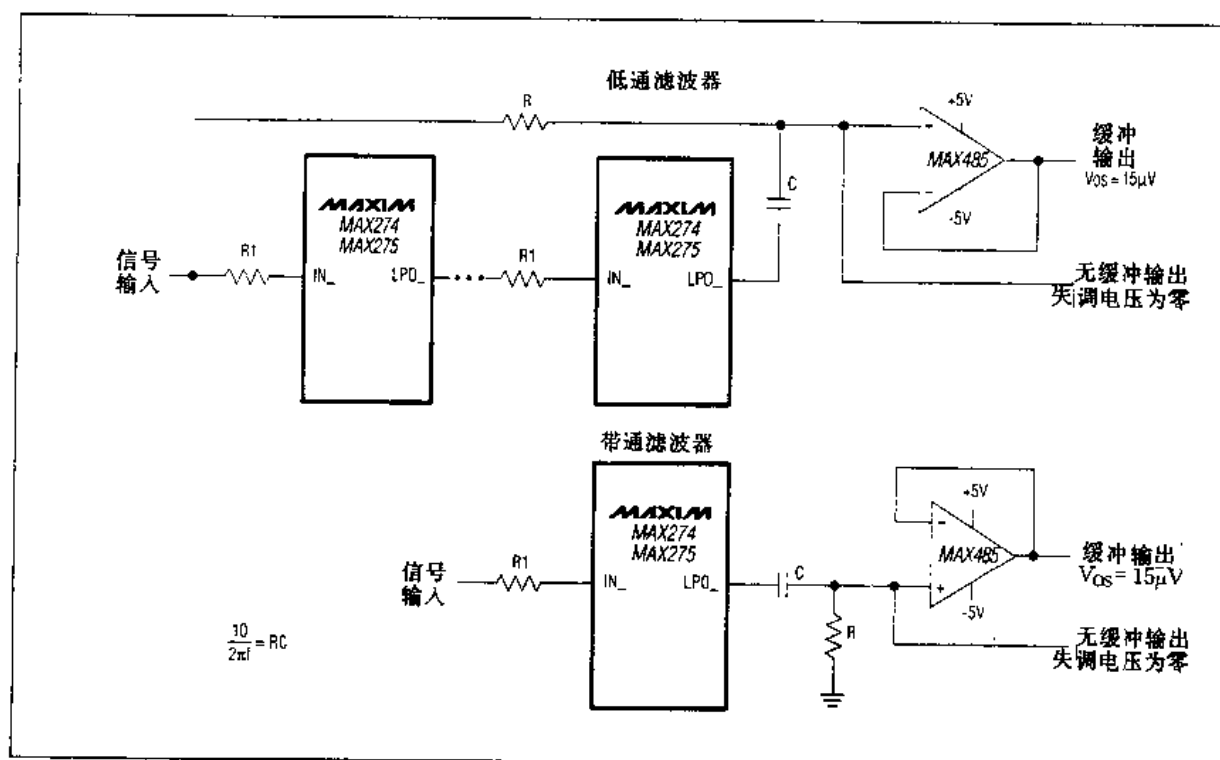
对于多阶滤波器,应在级联前分别测量各单元,校核 F_0 和 Q 值的正确性。最好的方法是用频谱仪测量 BPO 输出端。 F_0 是输入信号与 BPO 端信号反相的那一点的频率。 Q 值是 F_{pk} 与 BPO 端信号的一 3dB 带宽之比(见图 3.35), F_{pk} 是 BPO 端信号取最大值的频率点(F_{pk} 可以不等于 F_0)。

11. 滤波器 F_0 和 Q 值的精度

F_0 对外部电阻容差的敏感性是 1:1——例如 R_4 和 R_1 的 1% 的容差在 F_0 上将产生 $\pm 1\%$



a. 外部可调整的消失调电路



b. 无外部调整的消失调电路

图 3.45 消失调电路

的误差(它将在规定温度范围内所保证的 MAX274/MAX275 的容差上附加上 $\pm 1\%$)。Q 值的误差还要大一些,这是因为它们是内部电阻分配器(由 FC 引脚控制)和 R3 的函数。典型的 Q 值误差分布在“典型工作特性”中给出。与电阻容差有关的附加 Q 值误差是 R2、R3、R4 的函数,必须按所用的电阻值计算。

12. 直流失调电压的消除

图 3.45a 和 3.45b 说明了消除 LPO 端上直流失调电压的方法。第一种方法是通过改变 R_{TRIM} 调整进入 BPI 端或滤波器输入端中的 DC 归零信号。 R_{TRIM} 要调整到使 LPO 端的输出失调为零(参见图 3.45a)。图 3.45b 给出了一种对于低通滤波器用交流耦合 LPO 端输出消除 DC 失调而不需调节的方法,同时允许通过一个电阻在输入与输出之间形成一个通路。在 DC 或低频时,输出等于未滤波前的输入信号(经过 R);在高频情况下,电容 C 导通并且输出等于 LPO 端信号。外部 RC 极点的频率应设置为至少低于整个滤波器的 F_0 的 1/10。如果需要,可以用一个低失调放大器作输出缓冲。对于带通滤波器,可以在输出端用一个简单的带缓冲的 RC 高通滤波器消除 DC 失调。

13. 噪声和失真

噪声频谱密度已在“典型工作特性”中说明。噪声频率分布由滤波器的增益和响应特性(高 Q 值单元在极点频率周围将具有比例更高的噪声峰值),以及放大器的 1/f 噪声决定。当 FC 连接于 V+ 时,噪声将是连接 V- 和 GND 时的三倍,因此,应避免这种对噪声敏感的设置方式。根据“典型工作特性”中的噪声密度图,可对任何增益和 Q 值的滤波器的噪声作出准确的估计。

MAX274/MAX275 能在电源电压值波动幅度小于 $\pm 500\text{mV}$ 的范围内。几乎不失真的驱动 $5\text{k}\Omega$ 的负载。输出能驱动高达 100pF 的电容负载,只是高 F_0 和高 Q 值的滤波器将存在一定的相位偏移($F_0 = 100\text{kHz}$, $Q = 10$, 在 100kHz 输入时驱动 130pF 电容,相位偏移约为 1°)。

14. 电源

MAX274/MAX275 能用单电源或双电源工作(见图 3.46)。V+ 和 V- 引脚都必须用 $4.7\mu\text{F}$ 的电解电容(最好铝电容)和 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容并联对地旁路,并且电容应该尽可能和集成电路电源引脚靠近。

对于单电源供电的情况,GND 必须连接于 V+ 和 V- 的中点电位,以使信号处于内部放大器共模电压范围内。

图 3.47 所示是用于高频衰减的外加 RC 低通滤波器。

图 3.48 所示是在 2kHz 频率点有陷波作用的 10kHz 6 阶巴特沃思低通滤波器(MAX274)。

图 3.49 所示是可编程带通滤波器。

3.2.5 MAXIM 设计软件

1. 一般说明

MAXIM 滤波器设计软件节约了用 MAX274/MAX275 设计连续时间低通和带通滤

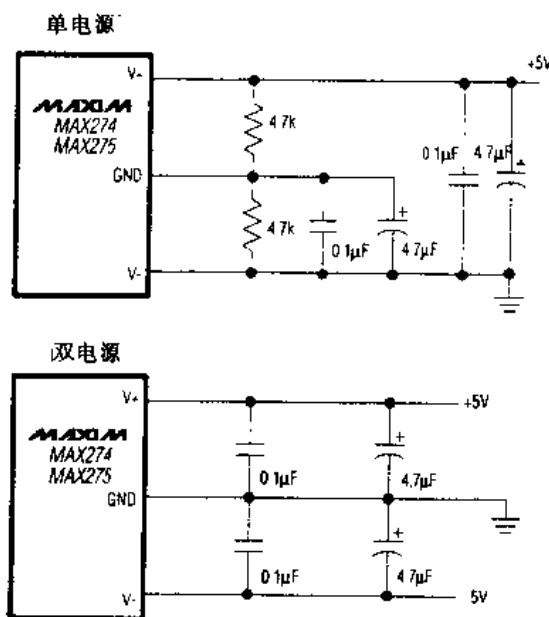


图 3.43 电源连接图

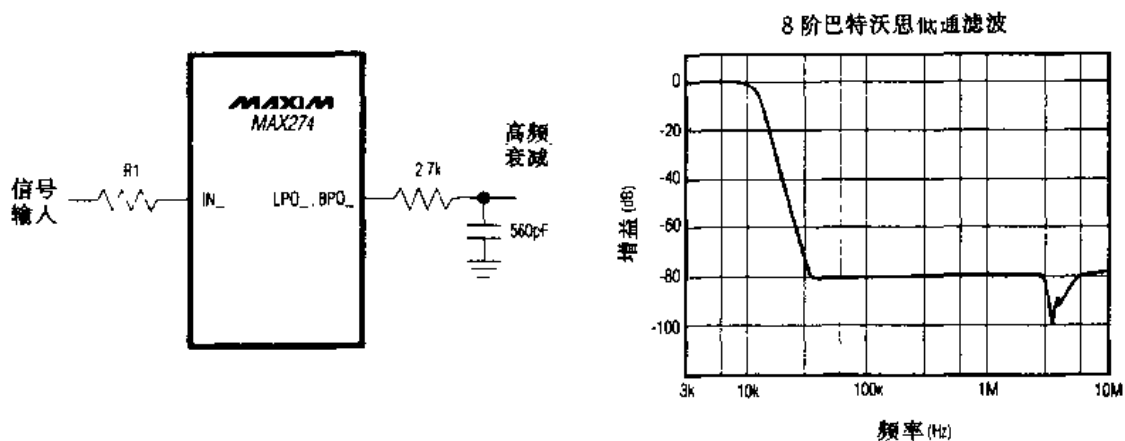


图 3.47 RC 低通滤波器

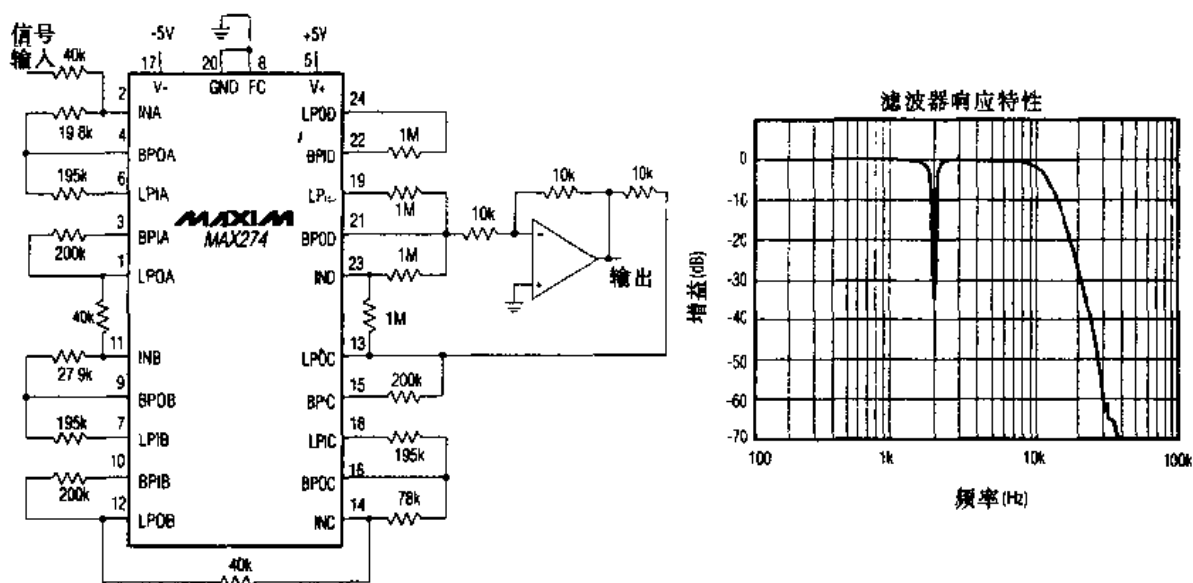


图 3.48 6 阶巴特沃思低通滤波器

波器所需的时间。从你对低通滤波器的基本需要开始,按照“扩展的表格模式”进行设计,由软件计算典型滤波器(包括巴特沃思、切比雪夫、贝塞尔)的阶数、极点和 Q 值,以及获得期望的滤波响应特性所需的电阻值。

如果要用 MAX274 芯片的硬件实验电路,MAXIM 公司可提供 MAX274 性能评估套件 (EVKIT),它包括一个印刷电路板和一片 MAX274 集成电路。

2. 特点

- * 能根据你对滤波器的需要计算滤波器的阶数、极点和 Q 值。
- * 在建立一个实际的滤波器前能够绘图观察滤波器的响应特性——增益、相位、群时延。
- * 能计算用 MAX274/MAX275 所需的电阻值以获得期望的滤波器响应特性。

3.2.6 参考文献

下列文献包含了设计滤波器所需信息：

Carson, Chen. Active Filter Design, Hayden, 1982.

Tedeschi, Franck. Active Filter Cookbook, Tab Books No1133, 1979.

Hilburn, Johnson. Manual of Active Filter Design, McGraw Hill, 1973.

German Language:

U. Tietze; Ch. Schenk. Halbleiter-Schaltungstechnik Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, New York/Tokyo, 1991.

3.2.7 评估套件(EVKit)

1. 评估套件的一般描述

评估套件由一个软件设计工具、一片 8 阶连续时间滤波器芯片 MAX274 以及实验模型印刷电路板组成。MAX274 性能评估套件的使用,缩短了设计并完成一个连续时间低通、带通滤波器所需时间。从你对滤波器的最基本需求开始,MAXIM 公司的设计软件能计算典型滤波器(巴特沃思、切比雪夫、贝塞尔)的阶数、极点和 Q 值,然后计算完成滤波器所需的电阻值。将这些电阻安装在所提供的印刷板上,级联所需的 MAX274 单元构成一个完整的滤波器,并可立即着手进行实验,从而不再需要昂贵而费时的实验模型。为了保证从实验模型到产品的绝对一致性,MAX274 印刷电路板可以直接联结成最终定型产品的印刷电路板。

2. 评估套件的外观

MAX274 性能评估套件外形如图 3.50 所示。它包括滤波器设计软件、带 MAX274IC 的印刷电路板和全套文件。

3. 特点

- * 可设计和构成低通和带通滤波器
- * 极点频率(F_0)从 100Hz 到 150kHz
- * 支持巴特沃思、贝塞尔、切比雪夫滤波器设计

- * 包括设计软件:

- 根据你的需要计算滤波器阶数,极点, Q 值。

- 在建立一个实际的滤波器前绘制并检验滤波器的增益、相位和群时延的响应特性。

- 计算建立滤波器所需的电阻值。

- * 包括用于评估的印刷电路板

- 通过简单地在印刷电路板上安装适当的电阻,能够迅速地建立一个滤波器。

- 通过级联四个二阶单元可以建立八阶滤波器——或用各单元构成多个滤波器。

- 用单个 +5V 电源电压或双 5V 电源电压供电。



图 3.50 MAX274EVKit 外形

4. 元件表

数量	元 器 件	标号
1	MAX274ACNG 芯片(0℃~+70℃)	
1	MAX274 滤波器电路印刷板	
2	BNC 拧入式连接器	
3	香蕉插座	
4	固定螺丝 4-40	
2	10 μ F/16V 钽电容	C1、C4 或 CS1
2	0.1 μ F 陶瓷电容	C2、C3
1	带滤波器设计软件的 5 1/4"软盘	

5. 滤波器设计软件

请参阅“MAXIM 设计软件”的“软件操作”部分。

6. 安装指南

(1) 像图 3.51 所画的那样连接 BNC 连接器和香蕉插孔。从 V_+ 、GND、 V_- 到节点的连线也按图 3.51 所设计的那样。按所示那样安装 MAX274 IC(如果需要也可以安装一个插座)。

(2) 安装滤波器反馈电阻($R_{1A} \sim R_{4A}$, $R_{1B} \sim R_{4B}$, $R_{1C} \sim R_{4C}$, $R_{1D} \sim R_{4D}$)。这些电阻值由要建立的滤波器的特性决定,可以由辅助的数据表或 MAXIM 滤波器设计软件计算。除了 R_{S1} 和 R_{S2} 以外的所有电阻应该用碳膜电阻或金属膜电阻(不得用线绕电阻)。

如果使用 T 型电阻网络(关于 T 型网络的描述见“高值阻抗转换”部分,T 型网络电阻标号在软件中是 $R5 \sim R10$,安装方法如下:

在印刷电路板上刮掉地线一段的绿色阻焊面膜(见图 3.51),在需要的地方用 T 型电阻网络取代常规电阻,将这些电阻安装在印刷板反面,用跨接线将 T 型网络的地和印刷板地线相连(如图 3.52)。

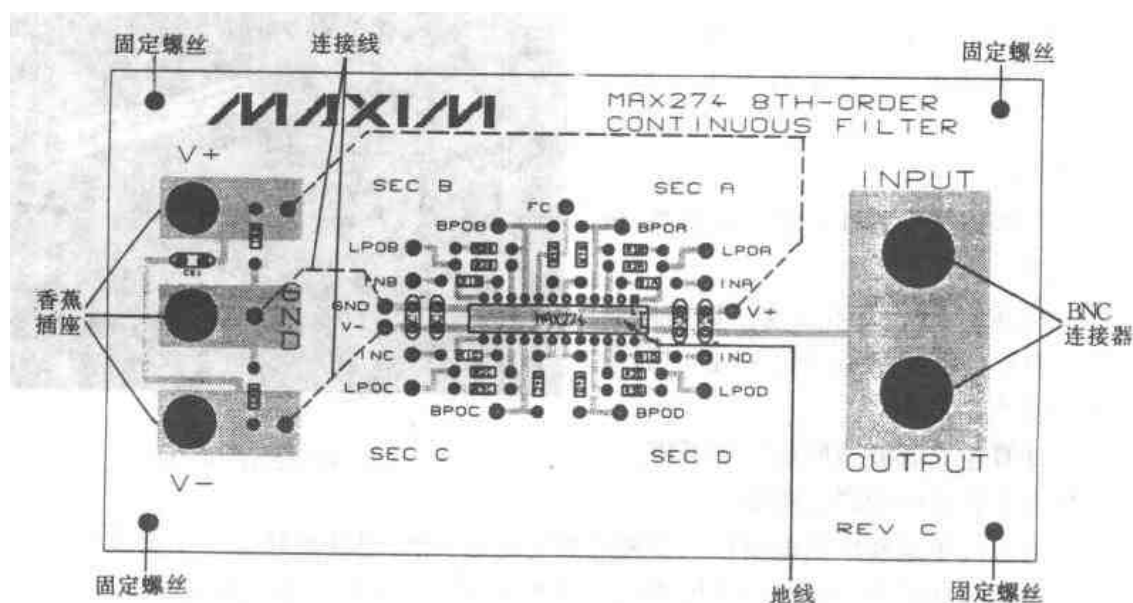
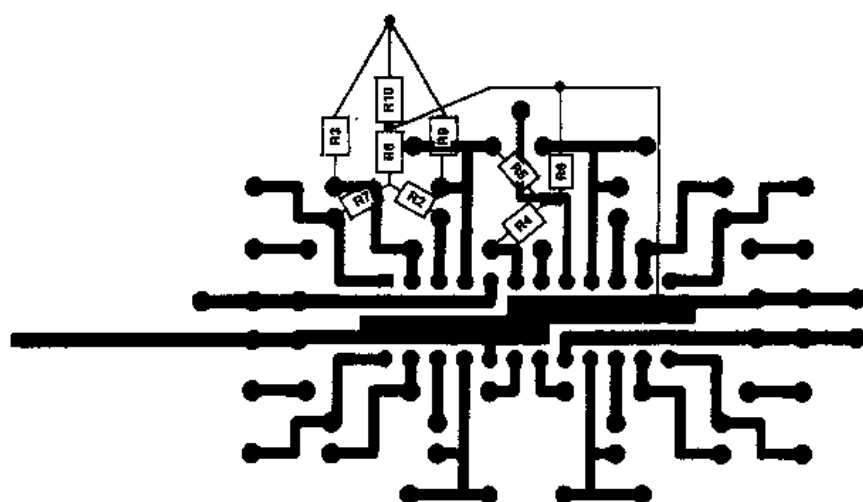


图 3.51 MAX274EVMKit 元件排列图

(3) 在加电源之前保证集成电路已被安装在印刷板上。+5V 和 +10V 电源电压连接方法



电路板底面图
(焊接面)

图 3.52 T 型电阻网络的印刷电路板连接图

如下:安装 R_{S1} 和 R_{S2} (两个都是 $4.7k\Omega$)。安装 $C1$ 、 $C2$ 、 C_{S1} ——省略 $C3$ 、 $C4$ 。电源正极连 V_+ , 负极连 V_- , GND 不能连任何电源。对于双电源电压供电, 省略 R_{S1} 和 R_{S2} , 正电源正极接 V_+ , 负电源接 V_- 引脚, 电源地连于 GND。

(4) 对每一个滤波器单元(A、B、C、D)进行频率响应特性实验, 验证 F_0 和 Q 值的精度, 这一工作应在级联之前完成。对于高精度场合, 用一个频谱分析仪测试频率响应。关于 F_0 和 Q 值的测量技术见前面的“测量 F_0 和 Q 值”部分。这些方法适用于低通和带通滤波器设计。

要测量滤波器 A 的 F_0 和 Q , 在 INA 端加入实验扫频信号, 测量 BPOA 端。 F_0 是 INA 和 BPOA 反相(精确的 180° 相移)时的频率。 Q 值由下式决定:

$$Q = F_{PK} / -3dB \text{ 带宽}$$

F_{PK} 是 BPOA 端输出增益最大时的频率(它可以不等于 F_0); $-3dB$ 带宽是 BPOA 输出衰减 $3dB$ 对应的两个频率之间的频带宽度。对于 B、C、D 单元用同样的方法测量。更详细的信息, 参考图 3.35 中的“带通输出”。

如果滤波器用单电源供电, 加到滤波器的信号必须以 V_- 和 V_+ 的中点电位为中心, 以使信号处于内部运放的共模电压范围内。

(5) 级联各滤波单元产生期望的滤波响应。例如: 对一个 8 阶带通滤波器, 用跨接线连接 BPOA 端到 INB 端, BPOB 端到 INC 端, BPOC 端到 IND 端。输入信号加于 INA 端; 滤波器输出是 OUTD。如果需要, 用跨接线连接滤波器的输入输出到 INPUT BNC 和 OUTPUT BNC 连接器。对于低通滤波器, 用 LPO 引脚作为级联单元的输出端。对较低阶的滤波器, 省去不用的单元; 对高于 8 阶的滤波器, 从 MAXIM 增购 MAX274 的印刷电路板到需要的单元数。

3.3 MAX280/LTC1062 五阶 零直流误差低通滤波器

3.3.1 概述

1. 一般说明

MAX280/LTC1062 是无直流误差、五阶全极点实现的低通滤波器。滤波器用外部电阻和

电容将集成电路与直流信号通路隔开,从而提供精确的直流。

这个电阻和电容同芯片上的四阶开关电容滤波器相结合,构成五阶低通滤波器。两个 MAX280/LTC1062 能够级联,以形成十阶低通滤波器。

滤波器的截止频率由内部时钟来设定,该时钟也可以由外部驱动。时钟频率对截止频率的比值是 100:1,这使得时钟引起的纹波很容易被滤掉。

MAX280 是 LTC1062 的增强型。增强措施包括在内部时钟振荡器频率和缓冲放大器失调电压方面有更严格的技术要求。

2. 应用

- * 抗混叠滤波器
- * 数据记录仪
- * 数字电压表
- * 重量计
- * 应变计

3. 典型工作电路

MAX280/LTC1062 的典型工作电路如图 3.53 所示,它采用内部时钟驱动开关电容网络工作。

4. 特点

- * 无直流误差低通滤波器
- * 低通带噪声
- * 直流到 20kHz 的截止频率
- * 五阶全极点滤波器
- * 内部或外部时钟
- * 可级联作较高阶之用
- * 带缓冲输出电路
- * 8 脚双列直插式或 16 脚 SOIC

5. 引脚排列和引脚说明

引脚排列如图 3.54 所示,引脚说明见表 3.15。

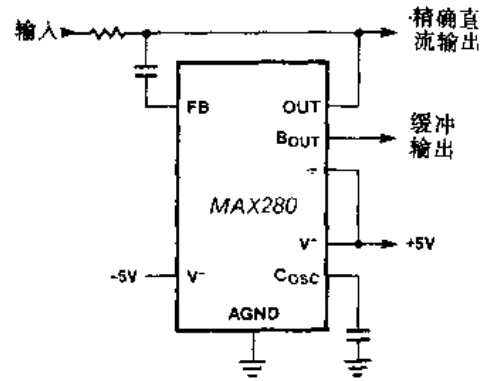


图 3.53 典型工作电路

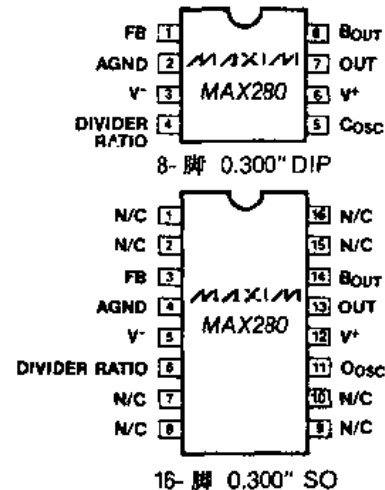


图 3.54 MAX280 的引脚排列

表 3.15

MAX280 的引脚说明

引脚	名称	功能
1	FB	反馈端。外部电容通过此引脚耦合到芯片
2	AGND	接地端。对于双电源运行连接到系统地,对于单电源运行连接到电源中点。后一种情况,此引脚应该用一大电容很好地旁路
3	V	负电源电压引脚
4	DIVIDER RATIO	分频比电压输入端根据此引脚上的电压振荡器频率被 1 分频、2 分频或 4 分频。依次给出的时钟频率对截止频率比是:接到 V_+ 时为 100:1,接到 GND 时为 200:1,接到 V 时为 400:1

续表

引脚	名称	功能
5	Cosc	采用外部时钟的时钟信号输入端。对于内部时钟运行,在此引脚和V ₋ 引脚之间连接一个外部电容器
6	V ₋	正电源电压引脚
7	OUT	输出端。也是芯片内缓冲放大器的输入端
8	BOU _T	缓冲放大器输出端

3.3.2 特性

1. 极限参数

总电源电压(V₊到V₋)

18V

任一脚的输入电压

 $V_- - 0.3V \leq V_{IN} \leq V_+ + 0.3V$

工作温度

MAX280CXX/LTC1062C

0~+70℃

MAX280EXX

-40~+85℃

MAX280MXX/LTC1062M

-55~+125℃

储存温度

-65~+160℃

引脚温度(焊接,10s)

+300℃

功率损耗

塑料双列直插(超过70℃以上按6.25mW/℃递减)

500mW

陶瓷双列直插(超过70℃以上按8.00mW/℃递减)

640mW

SO(超过70℃以上按9.52mW/℃递减)

762mW

超出上述极限参数可能导致器件的永久性损坏。这些仅仅是极限参数,并不意味着在极限参数条件下,或在任何其它超出技术规范规定的工作条件下,器件能有效地工作。长期处于极限参数条件下,可能会影响器件的可靠性。

2. 电特性

MAX280/LTC1062的电特性列于表3.16。除非另有说明,否则测试条件如下:V₊=+5V,V₋=-5V,T_A=+25℃,交流输出在第7脚测量,见图3.56。

表 3.16 MAX280/LTC1062的电特性

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压					
双电源		±2.375		±8.0	V
单电源		4.75		16.0	
电源电流	Cosc(接至5脚和V ₋)=100pF T _A =+25℃ T _A =T _{MIN} 至T _{MAX}		5.0 5.0	7.0 10.0	mA
输入频率范围					

续表

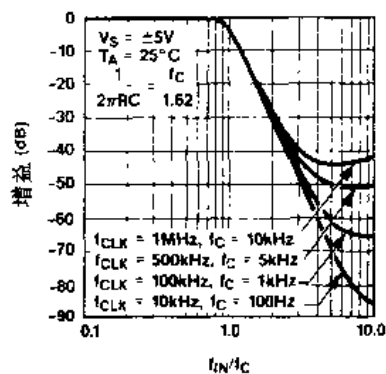
参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
滤波器增益	$f_{CLK}=100\text{kHz}$, 4 脚接 V_- $C=0.01\mu\text{F}$, $R=25.78\text{k}\Omega$					
$f_{LN}=0$				0		
$f_{LN}=0.5f_c$ (注 1)				-0.02	-0.3	
$f_{LN}=f_c$	$T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		-2	-3		dB
$f_{LN}=2f_c$	$T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		-28	-30		
$f_{LN}=4f_c$	$T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		-54	-60		
时钟对截止频率比值	$f_{CLK}=100\text{kHz}$, 4 脚接 V_- $C=0.01\mu\text{F}$, $R=25.78\text{k}\Omega$			100 ± 1		
滤波器增益 (对应 $f_{IN}=16\text{kHz}$)	$f_{CLK}=400\text{kHz}$, 4 脚接 V_- $C=0.01\mu\text{F}$, $R=6.5\text{k}\Omega$ $T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		-48	-52		dB
f_{CLK}/f_c 温度系数	同上			10		ppm/°C
滤波器第 7 脚输出 直流摆幅	7 脚被外部运放缓冲, $T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		± 3.5	± 3.8		V
时钟串扰				10		mVpp
内部缓冲器						
偏置电流	$T_A=25^\circ\text{C}$ $T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}			2 170	50 1000	pA
失调电压	MAX280 LTC1062			0.2 2	2 20	mV
电压摆幅	$R_I=20\text{k}\Omega$; $T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}		+3.5	± 3.8		V
流出/流入 短路电流				30/2		mA
时钟(注 2)						
内部振荡频率	C_{osc} (接至 5 脚和 V_-)=100pF	MAX280	31	35	39	kHz
		LTC1062	25	35	50	
	$T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX} C_{osc} (接至 5 脚和 V_-)=100pF	MAX280	29	35	43	
		LTC1062	15	35	65	
最大时钟频率				4		MHz
C_{osc} 输入端的 流入/流出电流	$T_A=T_{MIN}$ 至 T_{MAX}			25	80	μA

注 1: f_c 是相对于输入信号增益为 -3dB 处的频率。

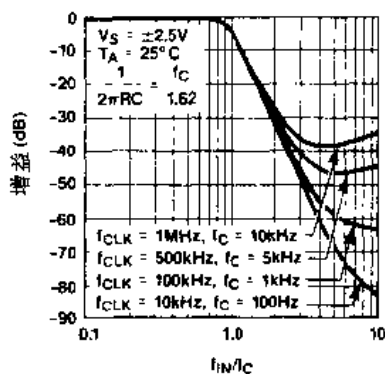
注 2: 外部驱动的时钟频率可被 1 分频、2 分频或 4 分频, 这决定于第 4 脚的电压。当第 4 脚接 V_+ 时, $f_{CLK}/f_c=100$; 此引脚接 GND 时, $f_{CLK}/f_c=200$; 此引脚接 V_- 时, $f_{CLK}/f_c=400$ 。

3. 典型工作特性

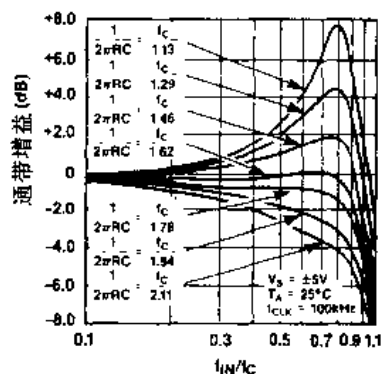
MAX280 的典型工作特性列于图 3.55 之各特性曲线。



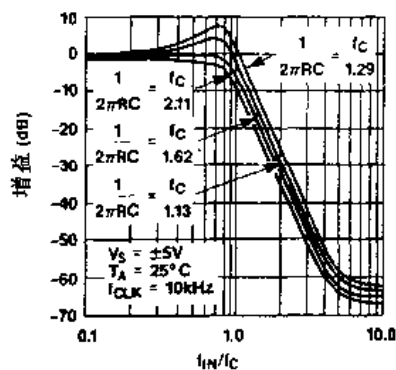
a. 归一化截止频率对应的增益 ($V_s = \pm 5V$)



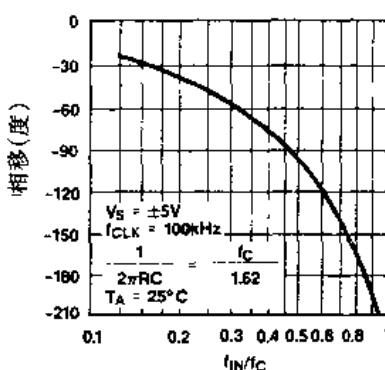
b. 归一化截止频率对应的增益 ($V_s = \pm 2.5V$)



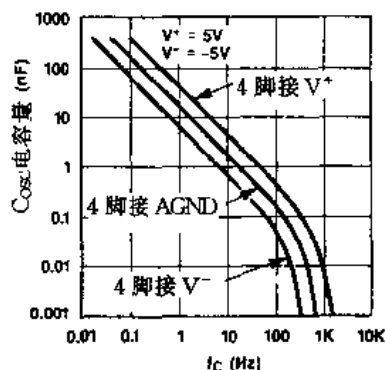
c. 通带增益与输入频率的关系



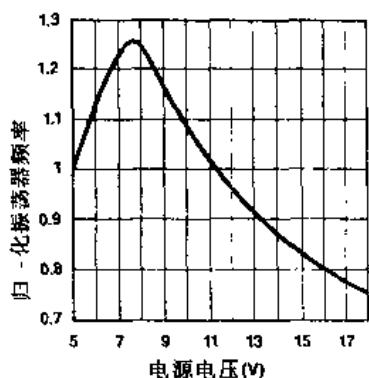
d. 增益与输入频率的关系



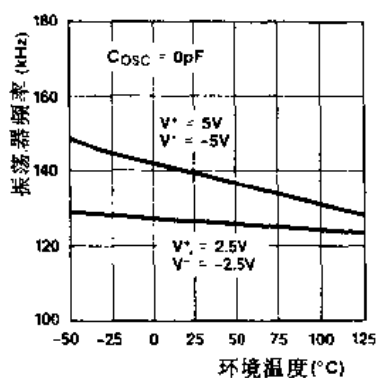
e. 通带相移与输入频率的关系



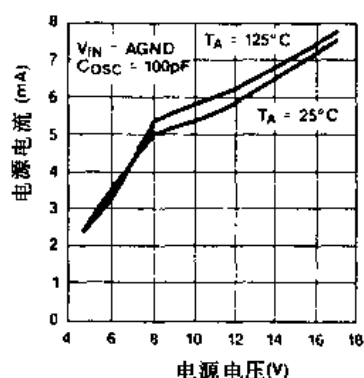
f. 截止频率与 C_{osc} 的关系



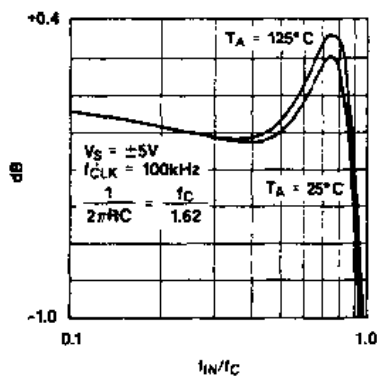
g. 归一化振荡器频率 f_{osc} 与电源电压的关系



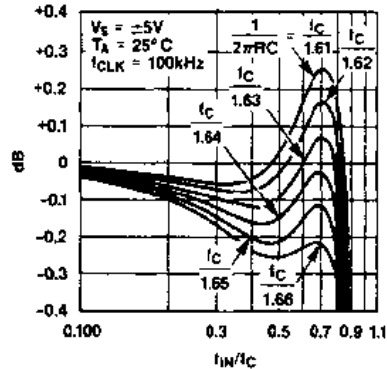
h. 振荡器频率 f_{osc} 与环境温度的关系



i. 电源电流与电源电压的关系



j. 通带增益随着温度的变化



k. 通带增益与输入频率的关系

图 3.55 MAX280 的典型工作特性

3.3.3 详细说明

1. 引言

图 3.56 所示为 MAX280 精确直流低通滤波器框图。输出电压是通过内部的缓冲级被读取的, 然后施加到内部的开关电容网络, 该网络驱动一外部电容器的下极板以形成五阶低通滤波器。在滤波器中, 输入端和输出端之间跨接一个电阻, 集成电路部分仅仅控制着信号的交流通路。缓冲级和开关电容网络的直流偏移被电容器阻隔, 并且不出现在零偏移输出脚。

使用这样的外部电阻和电容, 对于采样滤波器也能自动地提供所需的抗混叠滤波。另外, 滤波集成电路中的低频噪声会受到外部电容的衰减, 因为 FB 脚上任何噪声都是要通过高通路径到达滤波器输出端的。滤波器输出脚是未经缓冲的。此处信号能够由芯片上的缓冲级缓冲, 或者由一高精度运放(例如以斩波器稳定的运放)缓冲, 从而获得带缓冲的直流精确系统。芯片上的缓冲级有一失调电压, 对于 MAX280 是 2mV, 对于 LTC1062 是 20mV。这两种器件的失调电压均有典型值为 $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的温度系数。

2. 时钟要求

(1) 分频比: 分频比确定 f_{CLK} (供给到 MAX280/LTC1062) 和 f_{OSC} (“分频比”脚上的输出) 之间的比率。用 1/1 的 $f_{\text{CLK}}/f_{\text{OSC}}$ 比, 将“分频比”脚连接到 V_+ ; 用 1/2 比连接到 GND; 用 1/4 比连接到 V_- 。

(2) 内部振荡器: 内部的 140kHz (标称值) 振荡器的频率能够借助于连接一个与芯片上 33pF 电容并联的外部电容器加以改变, 该电容器从 C_{OSC} 脚接到 GND 脚 (如果是极化电容器, 接到 V_- 脚)。

时钟频率由下式计算:

$$f_{\text{OSC}} = 140(\text{kHz}) \frac{33(\text{pF})}{33(\text{pF}) + C_{\text{OSC}}} \quad (1)$$

由于工艺上的容差, 在 LTC1062 中 f_{OSC} 可能变动 $\pm 62.5\%$ 。在 MAX280 中, 芯片上的微调可降低 f_{OSC} 的容差到 $\pm 19.5\%$ 。在电容器和 C_{OSC} 脚之间串接一电位器, 能够用来调整振荡器频率, 如图 3.57 所示。新的振荡器频率可以计算如下:

$$f'_{\text{OSC}} = \frac{f_{\text{OSC}}}{1 - 4RC_{\text{OSC}}f_{\text{OSC}}} \quad (2)$$

(3) 式中 f_{OSC} 是 $R=0$ 时的振荡器频率值。使用外部电位器时, 振荡器频率新值总要高于公式(1)计算出的数值。为了得到一个宽的调谐范围, 按(1)式计算出理想的 f_{OSC} 、 C_{OSC} 组合, 然后将 C_{OSC} 值加倍并使用 50k Ω 电位器来调整 f'_{OSC} 。例如, 为了得到 1kHz 振荡器频率, C_{OSC} 是 3900pF。使用 6800pF 电容器作为 C_{OSC} , 并且用 50k Ω 电位器, 时钟频率能够从 500Hz 调整到 1.56kHz。

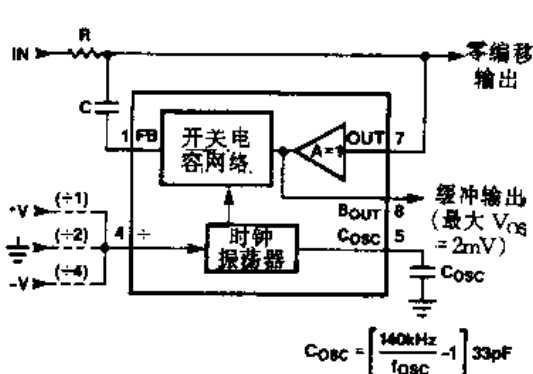


图 3.56 MAX280 精确直流低通滤波器框图

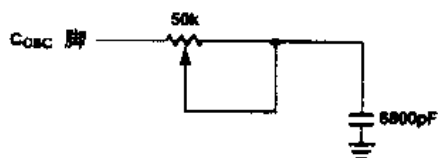


图 3.57 振荡器外部微调

用一低电容探头,在 Cosc 脚处可直接测得内部振荡器的频率。

(4) 外部时钟:内部的开关电容滤波器需要比所期望的截止频率高 100 倍的时钟。如果使用外部时钟,Cosc 引脚上输入信号的幅度必须接近电源的界限(V_+ , V_-)。虽然标准的 74HC00 系列 CMOS 门在 Cosc 引脚流出和流入电流条件下不保证 CMOS 电平,但实际上它们还将驱动 Cosc 引脚。符合标准 B 系列输出驱动能力的 CMOS 门,具有合适的电平和电流同时驱动几个芯片。Cosc 引脚读出的内部 Schmitt 触发器的典型跳变电平是:

电源电压		跳变电压	
$V_+ = +2.5V$	$V_- = -2.5V$	$V_{IH} = 0.9V$	$V_{IL} = -1.15V$
$V_+ = +5.0V$	$V_- = -5.0V$	$V_{IH} = 1.4V$	$V_{IL} = -2.1V$
$V_+ = +6.0V$	$V_- = -6.0V$	$V_{IH} = 1.7V$	$V_{IL} = -2.5V$
$V_+ = +5.0V$	$V_- = 0V$	$V_{IH} = 3.4V$	$V_{IL} = 1.35V$
$V_+ = +10V$	$V_- = 0V$	$V_{IH} = 6.4V$	$V_{IL} = 2.9V$
$V_+ = +15V$	$V_- = 0V$	$V_{IH} = 9.5V$	$V_{IL} = 4.1V$

3. 外部电阻和电容数值的选择

对于滤波器来说,外部的电阻和电容被用作反馈回路的一部分,并且也形成一极点。内部的四极点开关电容滤波器由时钟驱动,时钟也决定着滤波器的截止频率。为了获得最大平坦的幅度响应,时钟频率应是所需截止频率的 100 倍,而电阻、电容应该这样选择:

$$\frac{f_c}{1.62} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3)$$

这里的 f_c 是滤波器的截止频率(-3dB 点)。

例如,实现一个 10Hz 截止滤波器,需要 1kHz 时钟,由公式(3)可得 $1/2\pi RC = 10\text{Hz}/1.62 = 6.17\text{Hz}$ 。典型地选择 R 在 20k Ω 左右。R 的最小值取决于最大的输入信号以及 FB 引脚汲取的电流能力(典型 1mA)。对 1V 峰峰值信号,电阻的最小值是 1k Ω 。

关于 $1/(2\pi RC)$ 值在 $f_c/1.62$ 左右的通带响应,可以从通带增益与输入频率的关系曲线上看出(见“典型工作特性”)。如果需要最大的平坦度(像在巴特沃思滤波器中那样),应该很好地控制 RC 乘积。当输入电阻和电容的截止频率接近于芯片上四阶滤波器的截止频率时,响应的隆起变得严重起来,如在响应曲线中看到的那样。然而,衰减的坡度实际上没有受到电阻电容的影响,因为它是由内部总体电路确定的。这可以从增益与输入频率的关系曲线中看到。

为了应用于较宽的温度范围,建议使用 NPO 陶瓷电容器,其温度系数为 $\pm 20\text{ppm}$,容量可达 0.1 μF 。由于其它陶瓷电容器温度系数大,不在推荐之列。聚酯电容器、聚苯乙烯电容器和聚丙烯电容器都提供了可以接受的性能。背靠背连接的固体钽电容器和圆盘陶瓷电容器会引入附加的通带误差(0.05~0.1dB)。

3.3.4 应用资料

1. 滤波器输入电压范围

滤波器的每一节点电压典型摆幅不超过 $V_- + 1V \sim V_+ - 1V$ 范围。在合适的外部电阻和电容数值情况下,所有内部、外部节点的幅度响应,除 FB 引脚之外,均不应超过 0dB 增益。在 FB 脚处会出现某种尖峰,其幅度响应特性如图 3.58 所示。对于 $0.8f_c$ 左右的输入频率,增益为 1.7V/V,在 $\pm 5V$ 电源电压条件下峰峰值输入电压不应超过 4.7V。如果输入电压超过了这

- 数值, 输出波形可能出现限幅和畸变, 不过滤波器将不会受到损坏。对任一引脚的输入电压绝对最大值不应超过电源电压。

2. 内部的缓冲级

FB 引脚和 OUT 引脚的内部输出缓冲级是交流信号通路的一部分, 因此大于 30pF 的电容性负载可能在通带中靠近截止频率处出现增益误差。内部的缓冲器也能用来作为滤波器的输出, 不过将会有几毫伏的输出偏移。

3. 滤波器衰减

响应的倾斜缘是每倍频程 30dB。当增大时钟频率并因而增大截止频率时, 滤波器的最大衰减减小, 如“典型工作特性”所示。衰减减小是由于各内部反馈通路的闭环增益在较高频率处降低造成的, 而不是由于噪声底值上升的缘故。

4. 滤波器噪声

滤波器宽带噪声, 在 $\pm 5V$ 电源电压情况下典型值是 $90\mu V_{RMS}$, 在 $\pm 2.5V$ 电源电压或 $+5V$ 单电源电压情况下典型值是 $80\mu V_{RMS}$ 。这个数值差不多与截止频率无关。与通常的有源滤波器不一样, 在低于 $0.1f_c$ 频率时, 噪声频谱密度的值接近于零。粗略地说, 整个宽带噪声的 $2/3$ 是在直流到 f_c 的频带中。

5. 瞬态响应

图 3.59a 显示滤波器的阶跃响应。这一响应特性近似于一理想的五阶最大平坦(巴特沃思)滤波器的响应特性。瞬态响应特性中的减幅振荡可以用贝塞尔滤波器加以抑制。贝塞尔滤波器的响应特性可以近似于将 $1/2\pi RC$ 设置成 $f_c/2$ 来代替 $f_c/1.62$ 。图 3.59b 显示近似贝塞尔的阶跃响应。

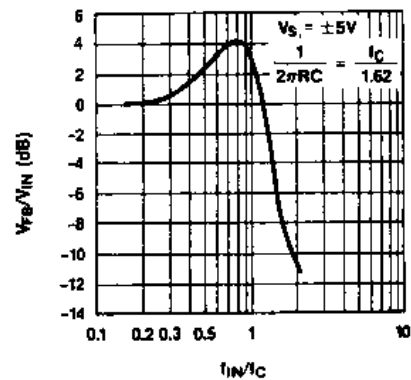
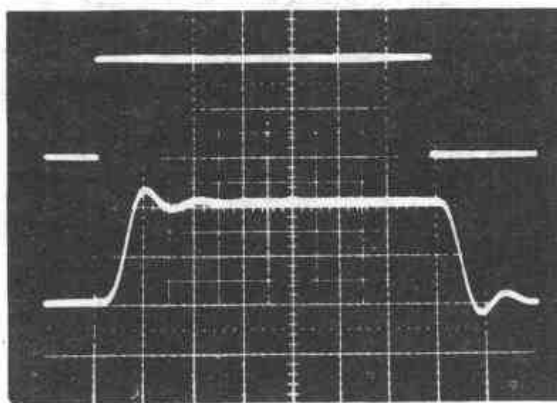
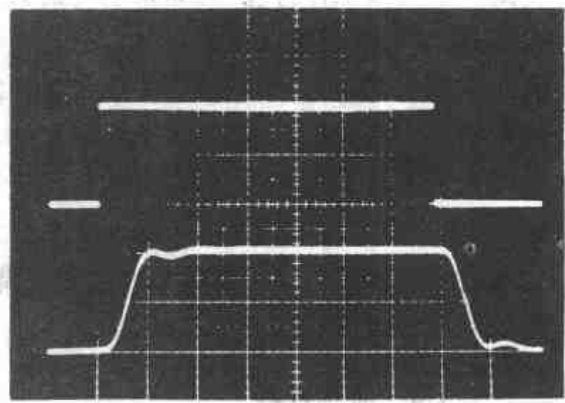


图 3.58 FB 引脚的幅度响应



a. 近似巴特沃思的阶跃响应

$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{f_c}{1.62} \text{ (单位刻度 1ms, 0.5V)}$$



b. 近似贝塞尔的阶跃响应

$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{f_c}{2} \text{ (单位刻度 1ms, 0.5V)}$$

图 3.59 阶跃响应

6. 抗混叠

内部的四阶开关电容滤波器是一个采样器件, 根据采样定理, 高于 $\frac{1}{2}$ 采样频率的输入信号

频率成分(这里多指噪声频率成分)在采样时钟的作用下会产生频率混叠,当混叠频率在滤波器的通带范围内,滤波器则无法将其滤掉。除非在前级放置一个限带信号滤波器或者时间连续非采样滤波器。用于形成滤波器第五个极点的外部电阻电容,也能自动地提供这样的功能,它使得奈奎斯特频率上的信号成分衰减大于 43dB。

7. 单电源运行

图 3.60 给出了一个单电源运行的原理图。AGND 引脚和 OUT 引脚应偏置于 1/2 电源电压。电阻 R1 和 R2 的数值应选择为能传导 100 μ A 或更大一些的电流。R' 直流偏置缓冲级, C' 将缓冲级与输出的直流隔开。在这些条件下,外部电阻和电容应这样选择,使 $(1/2\pi RC) = f_c/1.84$ 。这是考虑到了 R'、C' 组合的额外加载。如果输入电压具有 1/2 电源电压左右的直流分量,就不需要 R'、C' 了。如果用一外部电容使内部振荡器发挥作用,电容器的下极板应接到系统地。AGND 引脚也应该用一去耦电容旁路。

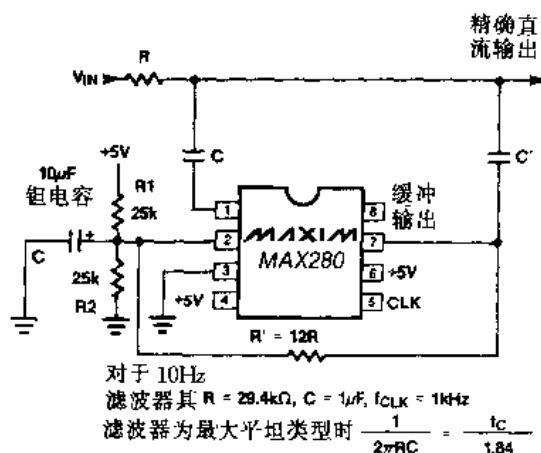
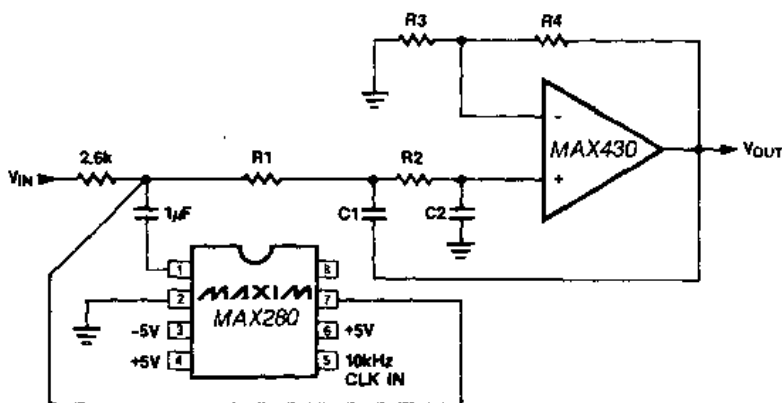


图 3.60 5V 单电源电压、五阶低通滤波器

8. 时钟串扰

假若缓冲级输出端用作输出,则在该处用一电阻电容能够减弱时钟的串扰。如果用一外部的运放去缓冲直流精确输出,可以用输入电阻和电容去消除时钟的串扰(见图 3.61),并进一步降低滤波器响应的底部电平。



MAX430 组成二阶低通滤波器,其截止频率同 MAX280 的相等。该附加滤波器能消除 10kHz 时钟串扰并降低滤波器的宽带噪声。

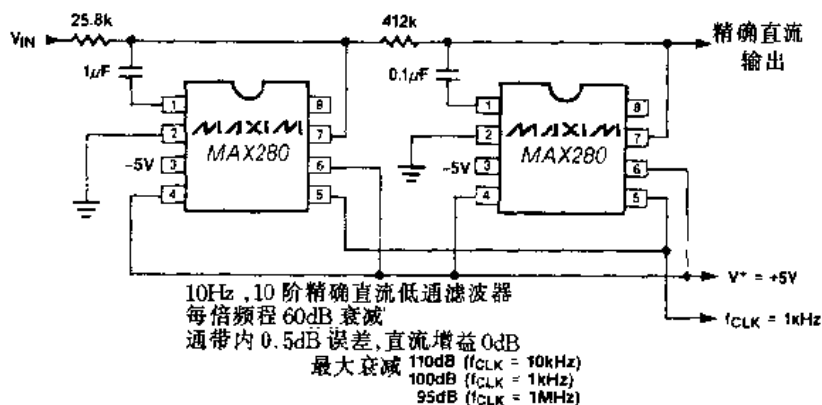
直流输出失调电压(相对于一个单位的直流增益) = 5 μ V Max

宽带噪声(相对于一个单位的直流增益) = 60 μ V_{RMS}

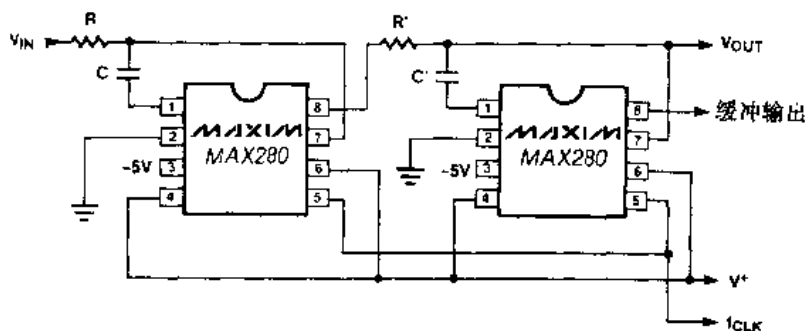
输出级滤波器元件值						
直流增益	R3	R4	R1	R2	C1	C2
1	∞	0	14.3k	53.6k	0.1 μ F	0.033 μ F
10	3.57k	32.4k	4.6k	27.4k	0.1 μ F	0.2 μ F
101	0.324	32.4k	0.31k	16.9k	0.47 μ F	1 μ F

图 3.61 带连续时间输出滤波、输出缓冲和增益调节的七阶 100Hz 低通滤波器

9. 关于高阶滤波器的级联



a 简单的级联技术



b 两片 MAX280/LTC1062 级联, 第二级由第一级的缓冲输出驱动

图 3.62 级联技术

两个芯片可以用也可不用内部的缓冲级相级联。图 3.62a 给出一精确直流十阶低通滤波器。第一个芯片未经缓冲的输出直接驱动下一级的输入。为使第一级电阻电容的载荷最小, 下一级的 R' 应该大得多。建议取 R'/R 比例为 117:1。所选用的数值是 $1/(2\pi RC) = f_c/1.57$ 和 $1/(2\pi R'C') = f_c/1.6$ 。例如, 对于 $f_c = 4.16\text{kHz}$, $f_{\text{CLK}} = 416\text{kHz}$, 取 $R = 909\Omega$, $R' = 107\text{k}\Omega$, $C = 0.066\mu\text{F}$, $C' = 574\text{pF}$ 。对于这个例子, 最大的通带误差出现在 $0.5f_c$ 左右, 其值为 -0.6dB 。当第一级用来驱动下一级的输入时, 图 3.62b 利用加载对缓冲输出级进行修正。但是这将使 MAX280 的缓冲输出级在整个温度范围引入 2mV 的最大直流误差。这时 R 和 R' 在数值上可以相同, 而且通带增益误差降低, 典型值是 -0.15dB 。计算 RC 值的公式应为 $1/(2\pi RC) = f_c/1.59$ 和 $1/(2\pi R'C') = f_c/1.64$ 。

10. 建立陷波滤波器

因为呈现 -180° 相移处的频率是在通带之内, 所以 MAX280/LTC1062 能够用来构成一个陷波器, 如图 3.63 所示。输入信号可以与滤波器的输出相加, 以形成陷波器槽口, 如图 3.64 所示。MAX280/LTC1062 的 180° 相移出现在 $f_{\text{CLK}}/118.3$ 或低通截止频率的 0.85 倍处。举例来说, 为了得到 60Hz 陷波, 时钟频率应该是 7.098kHz , 并且输入端 $1/(2\pi RC)$ 应该近似等于 $70.98\text{Hz}/1.63$ 。输出端处可选用 $R2C2$ 滤去时钟的串扰。 $1/(2\pi R2C2)$ 应是陷波频率的 12~15

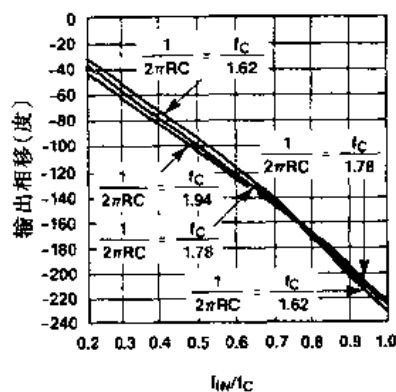


图 3.63 MAX280/LTC1062 对不同 R、C 值的相位响应

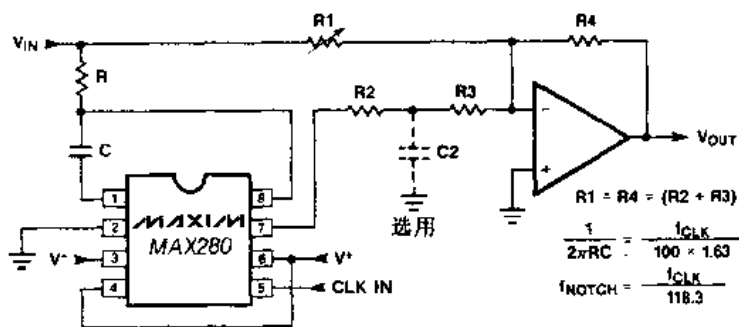


图 3.64 用 MAX280/LTC1062 建立陷波器

倍。这个陷波器的主要好处是它的带宽宽。因为 MAX280/LTC1062 其本身不产生混叠,所以输入频率范围不受时钟频率的限制。

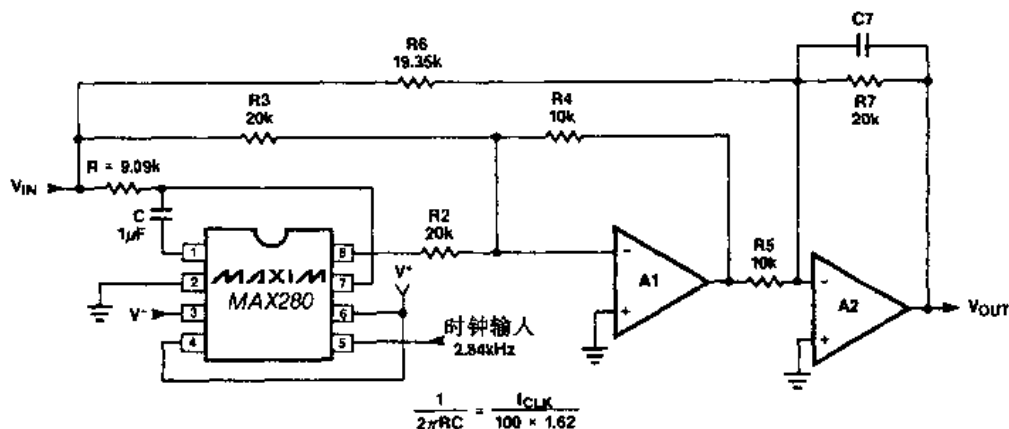


图 3.65 带有 60Hz 陷波槽口的低通滤波器

图 3.65 所示的电路是上述陷波滤波器的扩展。如前所述,输入信号与通过 A1 的低通滤波器输出相加,然后, A1 的输出再与通过 A2 的输入电压相加。

$R_6 = R_2 = R_3 = R_7$, 且 $R_4 = R_5 = 0.5R_7$, 至少从理论上讲, A2 的输出应该看来像是 MAX280/LTC1062、B_{OUT1} 引脚的输出。如果 R_6/R_5 比值略小于 2, 在滤波器的阻带将引入一槽口, 如图 3.66 所示。整体滤波器响应特性看来象是伪椭圆的低通滤波器。陷波频率在 $f_{CLK}/47.3$, 而电阻的比值 R_6/R_5 应等于 1.935。

11. 应用电路举例

关于 MAX280 的应用电路如图 3.67、图 3.68 所示。

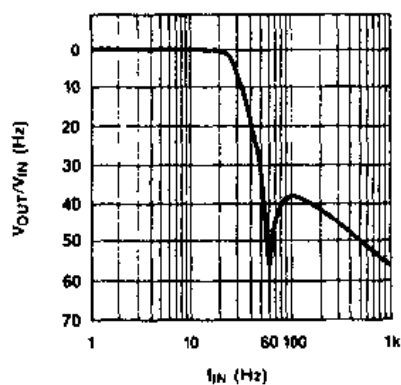


图 3.66 滤波器的幅度响应

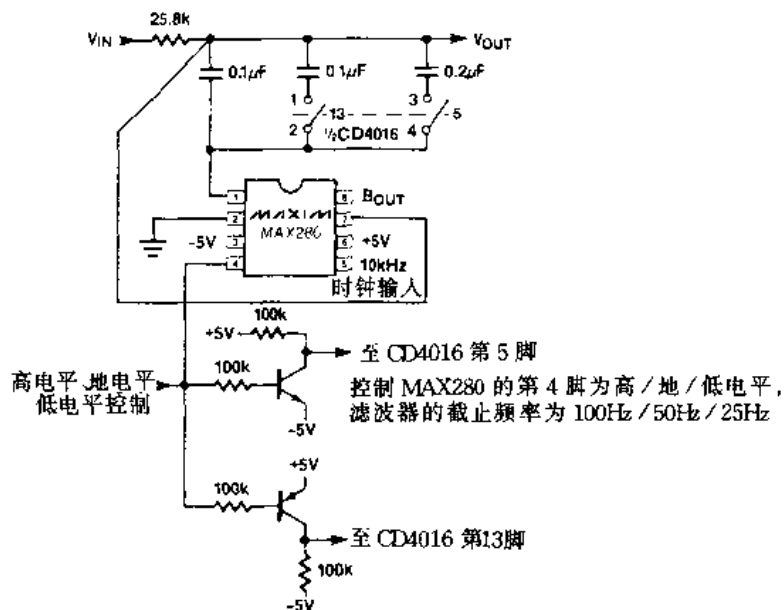


图 3.67 100Hz、50Hz、25Hz 的五阶直流精确的低通滤波器

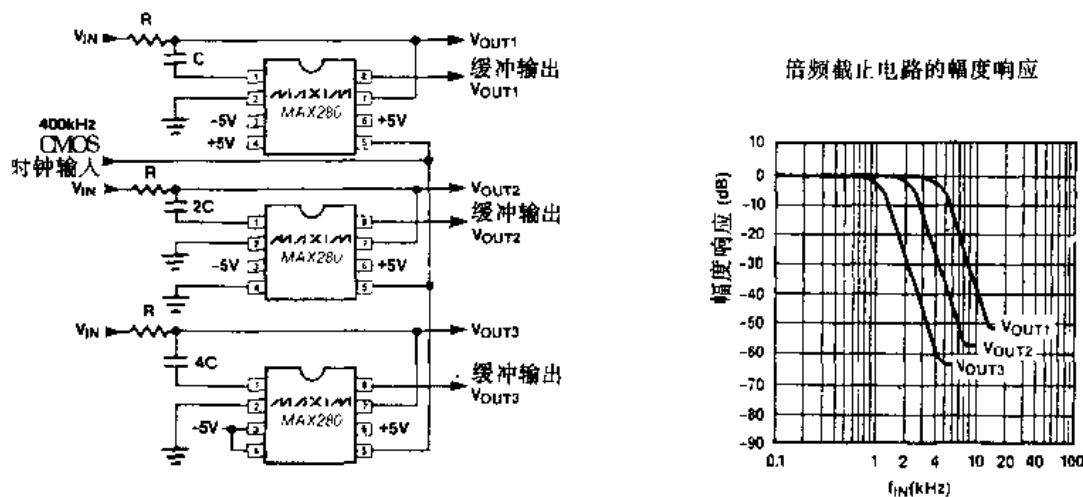


图 3.68 单个时钟输入的倍频截止电路

3.4 MAX291/MAX292/MAX295/MAX296 八阶低通开关电容滤波器

3.4.1 概述

1. 一般说明

MAX291/MAX292/MAX295/MAX296 是便于使用的八阶低通开关电容滤波器,它们能按 0.1Hz 到 25kHz(MAX291/MAX292)或 0.1Hz 到 50kHz(MAX295/MAX296)的转折频率来配置。

MAX291/MAX295 为巴特沃思型滤波器,提供最大平坦的通带,而 MAX292/MAX296 为贝塞尔型滤波器,提供低的过冲和快速稳定特性。所有四种滤波器的响应特性都已确定,因此设计任务只限于选择时钟频率,是时钟频率控制着转折频率。

电路可用内部振荡器,时钟频率由一外接电容决定,也可用外部时钟信号。芯片还提供一独立的运算放大器(同相输入端接地),以便构成用于后置滤波或抗混叠的连续时间滤波器。

MAX291 系列按 8 脚双列直插或 SO 封装生产,所需的外部元件最少,只占用很少的空间便能提供极优越的性能。

2. 应用

- * 模数变换抗混叠滤波器
- * 噪声分析
- * 数模变换后置滤波
- * 50Hz/60Hz 噪声滤波

3. 典型工作电路

MAX291/MAX292/MAX295/MAX296 的典型工作电路如图 3.69 所示,电源应接旁路电容。

4. 特点

- * 八阶低通滤波器
 - 巴特沃思型(MAX291/MAX295)
 - 贝塞尔型(MAX292/MAX296)
- * 时钟可调转折频率范围
 - 0.1Hz 至 25kHz(MAX291/MAX292)
 - 0.1Hz 至 50kHz(MAX295/MAX296)
- * 不需要外部的电阻器或电容器
- * 内部时钟或外部时钟
- * 时钟频率对转折频率比
 - 100 : 1(MAX291/MAX292)
 - 50 : 1(MAX295/MAX296)
- * 低噪声: -70dB 总谐波畸变+噪声(典型值)
- * 在 +5V 单电源电压或 ±5V 双电源电压条件下运行
- * 独立的运放用于抗混叠或时钟噪声滤波
- * 8 脚双列直插或 SO 封装

5. 引脚排列及引脚说明

引脚排列如图 3.70 所示。引脚说明见表 3.17。

表 3.17

引脚说明

8 脚	16 脚	名称	功 能
	1,2,7 8,9,10 15,16	NC	不连接
1	3	CLK	时钟输入端。可使用内部的或外部的时钟

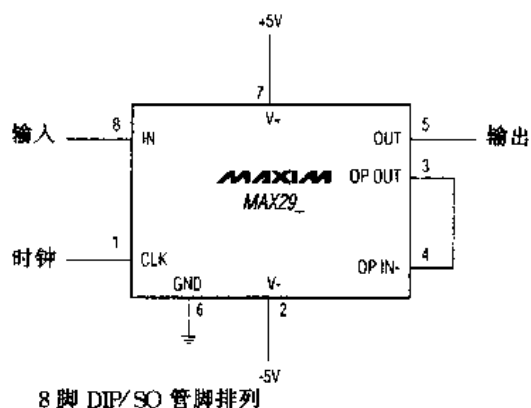


图 3.69 典型工作电路

续表

8 脚	16 脚	名称	功 能
2	4	V ₋	负电源端。双电源电压 -2.375V ~ -5.500V, 单电源电压 V ₋ = 0V
3	5	OP OUT	独立运放输出端
4	6	OP IN	到独立运放的反向输入端。非反向端在运放内部连接到地
5	11	OUT	滤波器输出端
6	12	GND	接地端。单电源运行中, GND 应偏置在电源电压一半的电平上
7	13	V ₊	正电源端。双电源电压 +2.375V ~ +5.500V, 单电源电压 +4.75V ~ +11.0V
8	14	IN	滤波器输入端

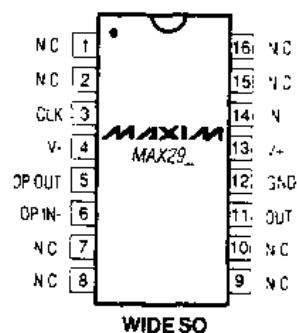
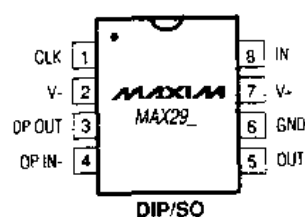


图 3.70 引脚排列

3.4.2 特性

1. 极限参数

电源电压(V₊至 V₋)

12V

任一引脚处输入电压

$V_- - (0.3V) \leq V_{IN} \leq V_+ + (0.3V)$

连续功率损耗(T_A = +70℃)

8 脚塑料双列直插(+70℃以上按 9.09mW/℃递减)

727mW

8 脚 SO 封装(+70℃以上按 5.88mW/℃递减)

471mW

16 脚宽 SO 封装(+70℃以上按 9.52mW/℃递减)

762mW

8 脚陶瓷双列直插(+70℃以上按 8.00mW/℃递减)

640mW

工作温度范围

MAX29-C-

0 ~ +70℃

MAX29-E-

-40 ~ +85℃

MAX29-MJA

-55 ~ +125℃

储存温度范围

-65 ~ +160℃

引脚温度(焊接, 10s)

+300℃

超出上述极限参数可能导致器件的永久性损坏。这些仅仅是极限参数, 并不意味着在极限参数条件下, 或在任何其它超出技术规范规定的工作条件下, 器件能有效地工作。长期处于极限参数条件下, 可能会影响器件的可靠性。

2. 电特性

MAX291 系列电路的电特性列于表 3.18。除另有说明,否则测试条件如下: $V_+=5V$, $V_-=-5V$,滤波器输出在 OUT 脚测量,在 OUT 和 OP OUT 处接 $20k\Omega$ 负载电阻到地。 $f_{CLK}=100kHz$ (MAX291/MAX292)或 $f_{CLK}=50kHz$ (MAX295/MAX296), $T_A=T_{min}\sim T_{max}$ 。

表 3.18 MAX291 系列电路的电特性参数

参 数	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
滤波特性						
转折频率范围	MAX291/MAX292			0.1~25k		Hz
	MAX295/MAX296			0.1~25k		
时钟频率比转折频率	MAX291/MAX292			100:1		
	MAX295/MAX296			50:1		
f_{CLK}/F_0 温度系数	MAX291			10		ppm/°C
	MAX292			40		
	MAX295			5		
	MAX296			60		
相对直流增益的插入增益	MAX291	$f_{IN}=0.50F_0$		-0.02	-0.1	dB
		$f_{IN}=1.00F_0$	-2.2	-2.7	-3.2	
		$f_{IN}=2.00F_0$	-43.0	-48.0		
		$f_{IN}=3.00F_0$	-70.0	-76.0		
	MAX292	$f_{IN}=0.25F_0$	-0.1	-0.2	-0.3	
		$f_{IN}=0.50F_0$	-0.6	-0.8	-1.0	
		$f_{IN}=1.00F_0$	-2.7	-3.0	-3.3	
		$f_{IN}=2.00F_0$	-11.0	-13.0	-15.0	
		$f_{IN}=3.00F_0$	-30.0	-34.0		
		$f_{IN}=4.00F_0$	-47.0	-51.0		
		$f_{IN}=6.00F_0$	-74.0	-78.0		
	MAX295	$f_{IN}=0.50F_0$		-0.02	-0.1	
		$f_{IN}=1.00F_0$	-2.2	-2.7	-3.2	
		$f_{IN}=2.00F_0$	-43.0	-48.0		
		$f_{IN}=3.00F_0$	-70.0	-76.0		
	MAX296	$f_{IN}=0.25F_0$	-0.1	-0.2	-0.3	
		$f_{IN}=0.50F_0$	-0.6	-0.8	-1.0	
		$f_{IN}=1.00F_0$	-2.7	-3.0	-3.3	
		$f_{IN}=2.00F_0$	-11.0	-13.0	-15.0	
		$f_{IN}=3.00F_0$	-30.0	-34.0		
		$f_{IN}=4.00F_0$	-47.0	-51.0		
		$f_{IN}=6.00F_0$	-74.0	-78.0		
输出直流摆幅			±4			V
输出失调电压	IN=GND			±150	±400	mV

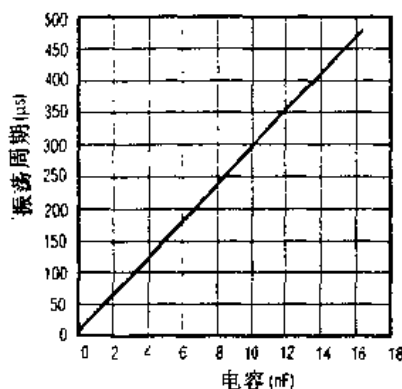
续表

参 数	条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
消去输出失调的直流 插入增益误差		0.15	0	- 0.15	dB
总谐波畸变加噪声	$T_A = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $f_{\text{CLK}} = 100\text{kHz}$		- 70		dB
时钟串扰	$f_{\text{CLK}} = 100\text{kHz}$		6		mV _{p-p}
时钟					
内部振荡器频率	$C_{\text{osc}} = 1000\text{pF}$	29	35	43	kHz
内部振荡器流出/ 流入电流	$V_{\text{CLK}} = 0\text{V}$ 或 5V		± 70	± 120	μA
时钟输入高电压(注)		4.0			V
时钟输入低电压				1.0	
独立运算放大器					
输入失调电压			± 10	± 50	mV
输出直流摆幅		± 4			V
电源要求					
双电源电压		± 2.375		± 5.500	V
单电源电压	$V_- = 0\text{V}$, $\text{GND} = V_+ / 2$	4.750		11.000	
电源电流	$V_+ = 5\text{V}$, $V_- = -5\text{V}$, $V_{\text{CLK}} = 0\text{V}$ 至 5V		15	22	mA
	$V_+ = 2.375\text{V}$, $V_- = -2.375\text{V}$, $V_{\text{CLK}} = -2\text{V}$ 至 2V		7	12	

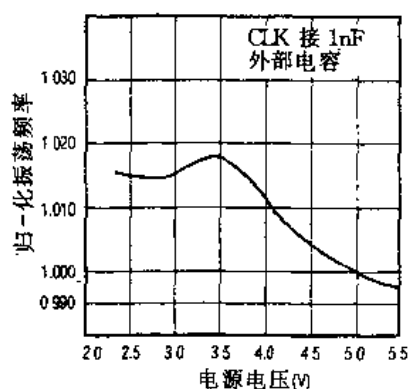
注:由设计保证。

3. 典型工作特性

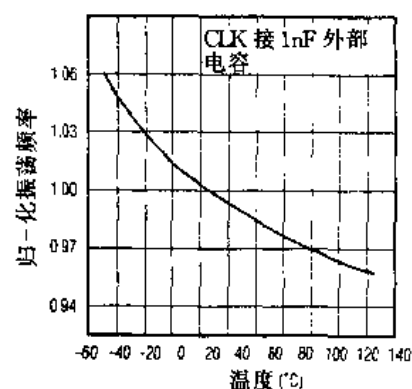
MAX291 系列电路的典型工作特性列于图 3.71 之各特性曲线。除非另有说明,否则测试条件如下: $V_+ = 5\text{V}$, $V_- = -5\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $f_{\text{CLK}} = 100\text{kHz}$ (MAX291/MAX292) 或 $f_{\text{CLK}} = 50\text{kHz}$ (MAX295/MAX296, 负载电阻 $R_L = 5\text{k}\Omega$ 。



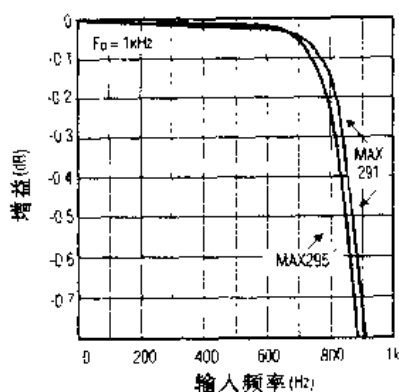
a. 内部振荡器周期与电容值的关系



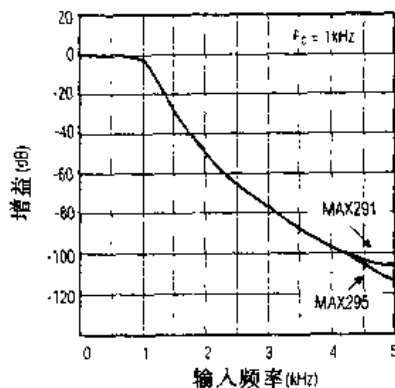
b. 归一化内部振荡器频率与电源电压的关系



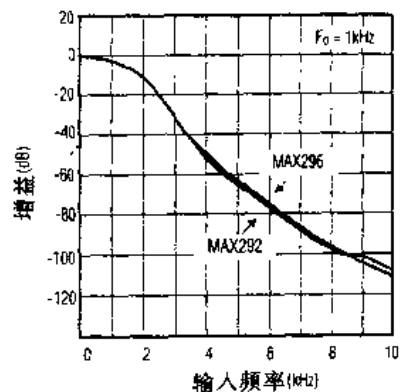
c. 归一化内部振荡器频率与温度的关系



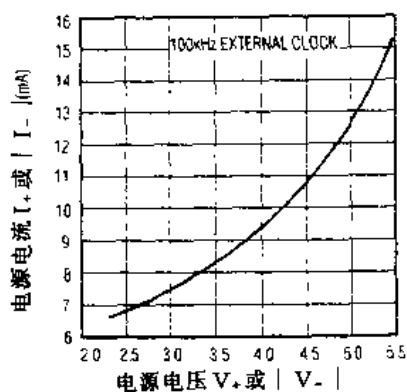
d. MAX291/MAX295 频率响应



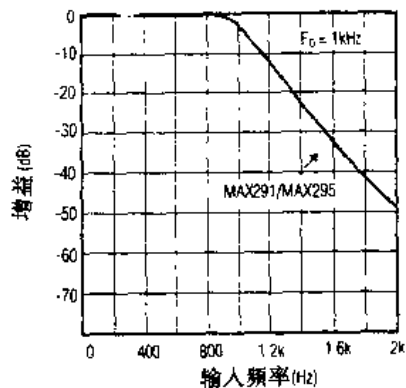
e. MAX291/MAX295 频率响应



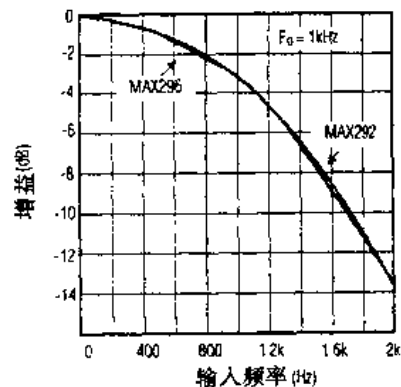
f. MAX292/MAX296 频率响应



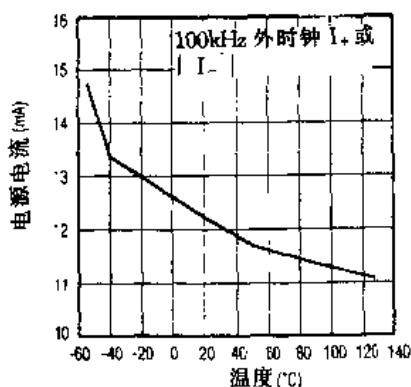
g. 电源电流与电源电压的关系



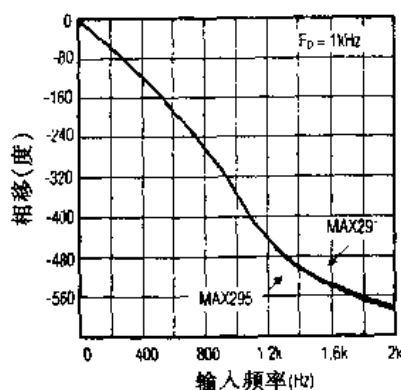
h. MAX291/MAX295 频率响应



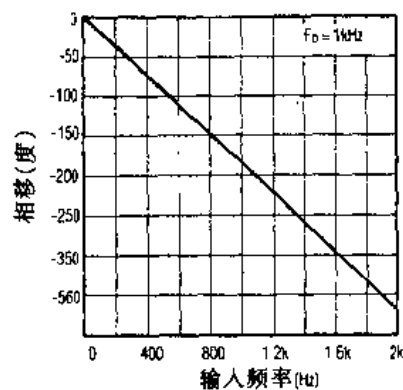
i. MAX292/MAX296 频率响应



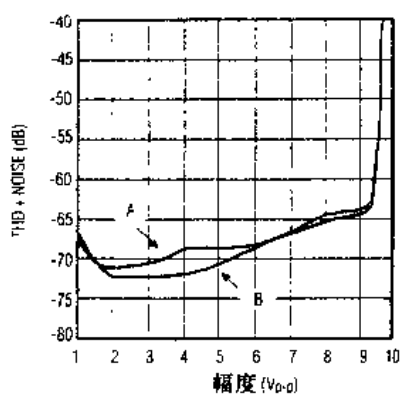
j. 电源电流与温度的关系



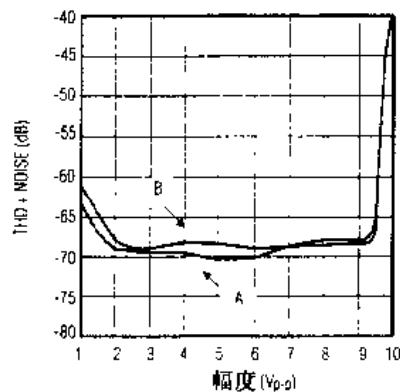
k. MAX291/MAX295 相位响应



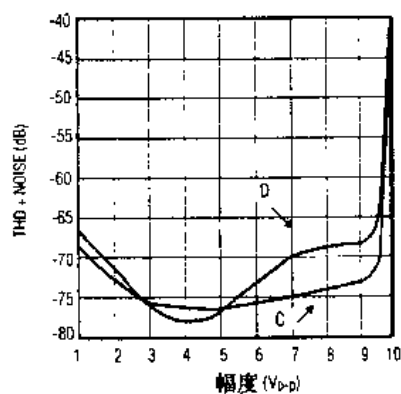
l. MAX292/MAX296 相位响应



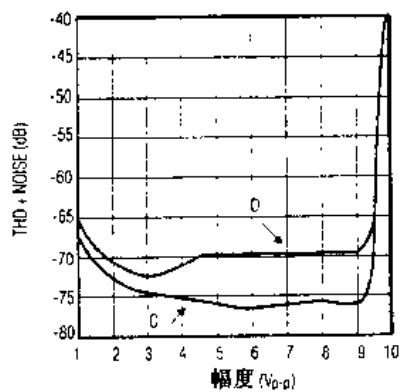
m. MAX291 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系



n. MAX292 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系



o. MAX295 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系



p. MAX296 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系

标号	f_{CLK} (Hz)	F_o (kHz)	输入频率 (Hz)	测量带宽 (Hz)
A	200k	2	200	30
B	1M	10	1k	80
C	200k	4	400	30
D	1M	20	2k	80

图 3.71 MAX291 系列电路的典型工作特性

3.4.3 详细说明

低通巴特沃思型滤波器,如 MAX291/MAX295,提供了最大平坦的通带响应,这使得它

们在仪表应用中是理想的,那里要求整个通带内的各交流分量和直流分量增益不一致的偏差最小。

低通贝塞尔型滤波器,如 MAX292/MAX296,对所有的频率成分等量延迟。输出响应可基本保持阶跃输入的形狀,减轻对较高频率的衰减。它们比巴特沃思型滤波器稳定得快些。快速稳定在使用多路器选择一个被送往模数变换器的信号那种场合是重要的——在多路器和模数变换器之间插入的抗混叠滤波器,当多路器选择一新的通道之后必须迅速稳定。

在滤波器输入端施加一 3kHz 方波(图 3.72 扫描轨迹 A)时,能够观察到两种滤波器响应的区别。在滤波器截止频率置于 10kHz 情况下,扫描轨迹 C 显示 MAX291/MAX295 巴特沃思型滤波器的响应,扫描轨迹 B 显示 MAX292/MAX296 贝塞尔型滤波器的响应。由于 MAX292/MAX296 在通带中具有线性的相位响应,所有的频率分量被等量延迟,这就保持了方波形状。滤波器对输入方波中较高频率成分的衰减,在输出端引起波形边缘变圆。MAX291/MAX295 以不等的时间延迟不同的频率分量,导致扫描轨迹 C 中显示的过冲和减幅振荡。

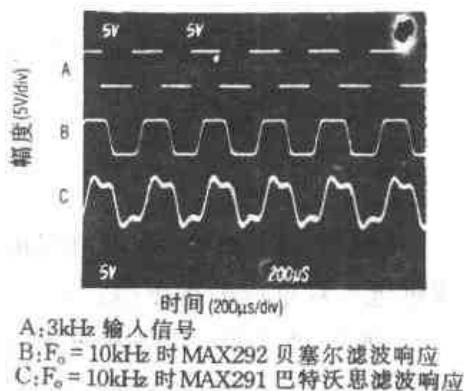


图 3.72 贝塞尔和巴特沃思滤波器响应的对照

MAX291/MAX295 在通带之外给出更大的衰减。

典型工作特性中的相位和频率响应曲线揭示了这两种类型滤波器的差别。

1. 转折频率和滤波器衰减

MAX291/MAX292 在 100:1 时钟对转折频率之比以及 25kHz 最大转折频率情况下运行,这里转折频率定义为滤波器输出低于其直流增益 3dB 那一点的对应频率。MAX295/MAX296 在 50:1 时钟与转折频率比和 50kHz 最大转折频率情况下运行。八个极点提供每倍频程 48dB 的衰减。

2. 背景资料

多数开关电容滤波器是按双二阶结构设计的。每一组件实现两个滤波器极点,且两个组件可以级联以产生较高阶的滤波器。这种方法的好处是便于设计,但是如果任一组件的 Q 值高,这类型的设计会显示不良的敏感性。

另一种可供选择的方法是,用带有求和和换算功能的开关电容积分器去模拟一无源滤波器。无源网络可以用计算机辅助设计程序来合成,或者在许多有关滤波器的书籍中找到。图 3.73 示出基本的梯形滤波器结构。

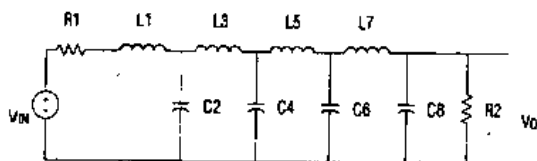


图 3.73 八阶梯形滤波网络

模拟无源梯形滤波器的开关电容滤波器保留了原滤波器的许多优点。同级联双二阶结构设计相比,该滤波器对元件的敏感性低,因为每个元件都影响滤波器的总体形态,而不仅是一对极点。这就是说,在双二阶设计中的一个失配元件将在个别极点上有集中的差错,而在梯形滤波器设计中同样的失配,其差错将分散遍及到全部极点。

3. 时钟信号条件

MAX291/MAX292/MAX295/MAX296 推荐使用的最高时钟频率是 2.5MHz,它对于

MAX291/MAX292 产生 25kHz 的截止频率,对于 MAX295/MAX296 产生 50kHz 的截止频率。CLK 引脚可由一外部时钟驱动,或由带外部电容的内部振荡器驱动。对于外部时钟的应用,时钟电路已被设计为与+5VCMOS 逻辑接口。当使用+5V 单电源电压或是±5V 双电源电压时,用从 0V 和+5V 供电的 CMOS 门驱动 CLK 引脚。改变外部时钟的频率,将动态地调整滤波器的转折频率。

当使用内部振荡器时,CLK 引脚上的电容(Cosc)决定振荡器频率:

$$f_{osc}(\text{kHz}) = \frac{10^5}{3C_{osc}(\text{pF})}$$

应该使在 CLK 引脚处的杂散电容最小,因为它会影响内部振荡器的频率。

3.4.4 应用资料

1. 电源

MAX291 系列电路可由双电源或单电源供电。双电源的电压范围是±2.375V 到±5.500V,建议使用 0.1μF 旁路电容器从每一电源端跨接到地。使用单电源电压时,连接 V₋ 引脚到地并且用一电阻分压网络将 GND 引脚偏置在半电源电压点,如图 3.74 所示。

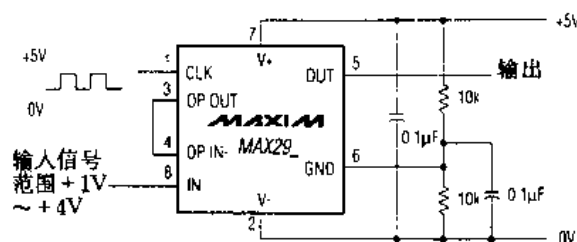


图 3.74 +5V 单电源电压运行

2. 输入信号范围

理想的输入信号范围是这样确定的:在给定的转折频率的条件下,按信号与总谐波畸变加噪声(THD+Noise)之比为最大的准则,而寻求到的电压电平。典型工作特性给出了当输入信号的峰峰幅度改变时 MAX291/MAX292/MAX295/MAX296 的 THD+Noise 响应特性。

3. 独立的运算放大器

芯片内独立运放的非反向输入端连接到 GND 引脚。它能够用于建立一阶或二阶时间连续低通滤波器。这一滤波器适用于抗混叠应用或开关电容滤波输出端的时钟噪声压制。图 3.75 示出一个二阶低通巴特沃思滤波器,具有为 10kHz 转折频率所选用的元件。这一滤波器的输入电阻是 22kΩ,它能满足开关电容滤波器对负载最小的要求。

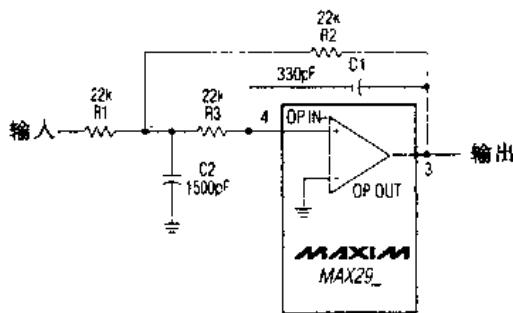


图 3.75 用独立运放构成一个二阶巴特沃思低通滤波器($F_0=10\text{kHz}$)

4. DAC 后置滤波器

当 MAX291/MAX292/MAX295/MAX296

用作数模转换器 DAC 的后置滤波器时,DAC 与滤波器的时钟应该同步。如果时钟不同步,差拍频率将混入所要求的通带内。DAC 的时钟信号应该由开关电容滤波器的时钟分频后产生。

5. 谐波失真

谐波失真是由滤波器内部非线性引起的。当一纯正弦波加在滤波器输入端时,这样的非线性产生谐波。表 3.19 列出 MAX291/MAX292/MAX295/MAX296 在 1kHz、5V 峰峰值正弦波输入信号、1MHz 时钟频率和 5kΩ 负载情况下的谐波失真的典型值。

表 3.19

典型谐波失真(dB)

	谐波	2 次	3 次	4 次	5 次
滤波器	MAX291	-72	-78	-83	-89
	MAX292	-71	-82	-82	-88
	MAX295	-93	-86	-92	-97
	MAX296	-71	-89	-96	-96

3.5 MAX293/MAX294/MAX297 八阶低通椭圆型开关电容滤波器

3.5.1 概述

1. 一般说明

MAX293/MAX294/MAX297 是便于使用的八阶低通椭圆型开关电容滤波器,能够按照 0.1Hz 到 25kHz(MAX293/MAX294)或 0.1Hz 到 50kHz(MAX297)的转折频率来配置。

MAX293/MAX297 的 1.5 过渡比提供了锐变倾斜边缘和 -80dB 阻带衰减。MAX294 的 1.2 过渡比则提供了最陡的倾斜缘和 -58dB 阻带衰减。所有这三种滤波器的响应特性都已确定,所以设计任务只限于选择时钟频率,此时钟频率控制着滤波器的转折频率。

使用内部振荡器,可用一外部电容来确定时钟频率,也可直接使用外部的时钟信号。为了构成用于后置滤波或抗混叠的连续时间低通滤波器,设置了一个独立的运放(非反向输入端接地)。陡峭的倾斜缘和高的阶次,使得这些滤波器十分适合于需要最大通带的抗混叠之用和需要滤去频率域中紧邻信号的通信之用。

MAX293/MAX294/MAX297 有 8 脚双列直插和 16 脚宽 SO 封装,只占用很小的空间便能提供极优越的性能。

2. 应用

- * 数据采集系统
- * 抗混叠
- * 数模变换后置滤波
- * 声音/数字信号滤波

3. 典型工作电路

MAX293/MAX294/MAX297 的典型工作电路如图 3.76 所示,电源引脚应接旁路电容。

4. 特点

- * 八阶低通椭圆型滤波器
- * 时钟可调转折频率范围
 - 0.1Hz 至 25kHz(MAX293/MAX294)
 - 0.1Hz 至 50kHz(MAX297)
- * 不需要外部的电阻或电容

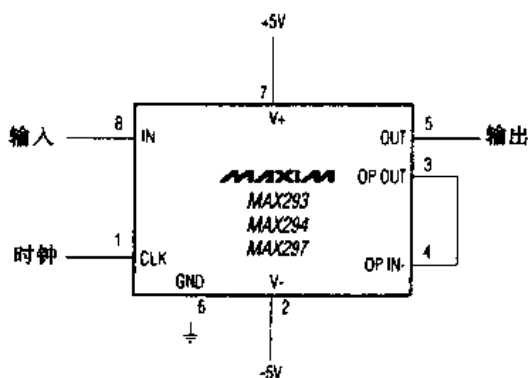


图 3.76 典型工作电路

- * 时钟对转折频率比
100:1(MAX293/MAX294)
50:1(MAX297)
- * 内部的或外部的时钟
- * 在+5V 单电源电压或±5V 双电源电压条件下运行
- * 用于抗混叠或时钟噪声滤波的独立运放
- * 8 脚双列直插或 16 脚宽 SO 封装

5. 引脚排列及引脚说明

MAX293/MAX294/MAX297 的引脚排列如图 3. 77 所示,引脚说明见表 3. 20。

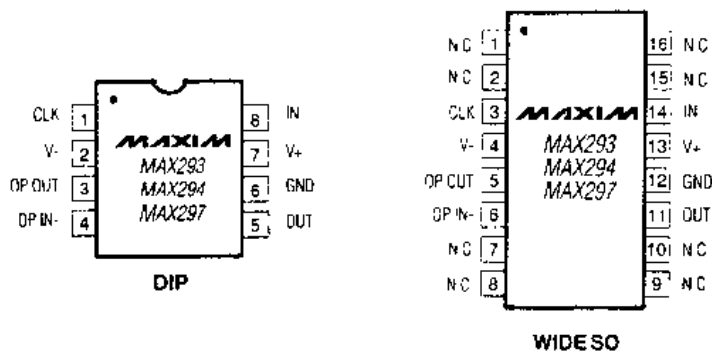


图 3. 77 MAX293/MAX294/MAX297 引脚排列

表 3. 20 引脚说明

8 脚	16 脚	名称	功 能
	1,2,7 8,9,10 15,16	NC	不连接——内部未连接
1	3	CLK	时钟输入端。使用内部的或外部的时钟
2	4	V	负电源端。双电源电压: -2.375V~ -5.5V, 单电源电压 V ₋ =0V
3	5	OP OUT	独立运放输出端
4	6	OP IN-	独立运放反向输入端。非反向输入端在内部连接到 GND
5	11	OUT	滤波器输出端
6	12	GND	接地端。单电源运行中, GND 应偏置在电源电压一半的电平上
7	13	V+	正电源端。双电源电压: -2.375V~ +5.5V, 单电源电压: +4.75V~ +11.0V
8	14	IN	滤波器输入端

3. 5. 2 特性

1. 极限参数

电源电压(V ₊ 至 V ₋)	12V
任一引脚处输入电压	(V ₋ - 0.3V) ≤ V _{IN} ≤ (V ₊ + 0.3V)
连续功率损耗(T _A = +70℃)	
8 脚塑料双列直插(+70℃ 以上按 9.09mW/℃ 递减)	727mW

16 脚宽 SO(+70℃ 以上按 9.52mW/℃ 递减)	762mW
8 脚陶瓷双列直插(+70℃ 以上按 8.00mW/℃ 递减)	640mW
工作温度范围	
MAX29-C-	0~+70℃
MAX29-E-	-40~+85℃
MAX29-MJA	-55~+125℃
储存温度范围	
引脚温度(焊接,10s)	-65~+160℃
	+300℃

超出上述极限参数可能导致器件的永久性损坏。这些仅仅是极限参数,并不意味着在极限参数条件下,或在任何其它超出技术规范规定的工作条件下,器件能有效地工作。长期处于极限参数条件下,可能会影响器件的可靠性。

2. 电特性

MAX293/MAX294/MAX297 的电特性见表 3.21。除非另有说明,否则测试条件如下:
 $V_+ = 5V$, $V_- = -5V$, 滤波器输出在 OUT 引脚测量,OUT 引脚经 20k Ω 负载电阻接地, $f_{CLK} = 100kHz$ (MAX293/MAX294) 或 $f_{CLK} = 50kHz$ (MAX297), $T_A = T_{MIN} \sim T_{MAX}$ 。

表 3.21 MAX293/294/297 的电特性参数

参 数	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
滤波特性						
转折频率范围	MAX293/MAX294			0.1—25k		Hz
	MAX297			0.1—50k		
时钟频率比转折频率	MAX293/MAX294			100 : 1		
	MAX297			50 : 1		
f_{CLK}/F_o 温度系数	MAX293			8		ppm/℃
	MAX294			7		
	MAX297			4		
相对直流增益的插入增益(注 1)	MAX293	$f_{IN}=0.381F_o$	0.12	-0.10	-0.17	dB
		$f_{IN}=0.594F_o$	0.12	0.02	-0.17	
		$f_{IN}=0.759F_o$	0.12	-0.11	-0.17	
		$f_{IN}=0.866F_o$	0.12	-0.03	-0.17	
		$f_{IN}=0.939F_o$	0.12	-0.11	-0.17	
		$f_{IN}=0.993F_o$	0.12	0.04	-0.17	
		$f_{IN}=1.000F_o$	0.12	0.01	-0.17	
		$f_{IN}=1.500F_o$	75	-78		
		$f_{IN}=1.610F_o$	-80	-87		
		$f_{IN}=2.020F_o$	-80	-84		
		$f_{IN}=4.020F_o$	-80	-84		

续表

参 数	条 件		最小值	典型值	最大值	单位
相对直流增益的插入增益(注 1)	MAX294	$f_{IN}=0.425F_0$	0.10	-0.11	-0.17	dB
		$f_{IN}=0.644F_0$	0.10	0.02	-0.17	
		$f_{IN}=0.802F_0$	0.10	-0.10	-0.17	
		$f_{IN}=0.895F_0$	0.10	-0.03	-0.17	
		$f_{IN}=0.946F_0$	0.10	-0.07	-0.17	
		$f_{IN}=0.994F_0$	0.26	0.16	-0.17	
		$f_{IN}=1.000F_0$	0.26	0.13	-0.17	
		$f_{IN}=1.200F_0$	-51	-54		
		$f_{IN}=1.270F_0$	-57	-62		
		$f_{IN}=1.530F_0$	-57	-60		
		$f_{IN}=2.840F_0$	-57	-60		
	MAX297	$f_{IN}=0.377F_0$	0.10	-0.11	-0.17	
		$f_{IN}=0.591F_0$	0.10	0.03	-0.17	
		$f_{IN}=0.754F_0$	0.10	-0.12	-0.17	
		$f_{IN}=0.873F_0$	0.10	0.02	-0.17	
		$f_{IN}=0.944F_0$	0.10	-0.07	-0.17	
		$f_{IN}=0.996F_0$	0.20	0.11	-0.17	
		$f_{IN}=1.000F_0$	0.20	0.10	-0.17	
		$f_{IN}=1.500F_0$	-75	-79		
		$f_{IN}=1.610F_0$	-80	-87		
		$f_{IN}=2.020F_0$	-80	-84		
		$f_{IN}=4.000F_0$	-80	-85		
通带内起伏度	MAX293			0.15		dB
	MAX294			0.27		
	MAX297			0.23		
输出直流摆幅			± 4			V
输出失调电压	输入=GND			± 150	± 400	mV
消去输出失调的直流插入增益			-0.15	± 0.01	0.15	dB
总谐波畸变加噪声	$T_A=+25^{\circ}\text{C}$	MAX293		-71		dB
		MAX294		-69		
		MAX297		-77		
时钟串扰	$T_A=+25^{\circ}\text{C}$			5.0		mV _{p-p}
输出驱动负载能力			20	10		k Ω
时钟						
内部振荡器频率	$C_{osc}=1000\text{pF}$		29	35	43	kHz

续表

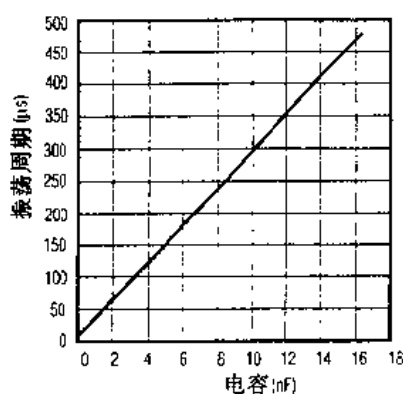
参 数	条 件	最小值	典型值	最大值	单位
内部振荡器流出/ 流入电流	$V_{CLK}=0V$ 或 $5V$		± 70	± 120	μA
时钟输入高电压(注 2)		4.0			V
时钟输入低电压				1.0	
独立运算放大器					
输入失调电压			± 10	± 50	mV
输出驱动能力		20	10		k Ω
输出直流摆幅		± 4			V
增益带宽积			4		MHz
电源要求					
双电源		± 2.375		± 5.5	V
单电源	$V_- = 0V, GND = V_+ / 2$	4.75		11.0	
电源电流	$V_+ = 5V, V_- = -5V, V_{CLK} = 0V$ 至 $5V$		15.0	22.0	mA
	$V_+ = 2.375V, V_- = -2.375V, V_{CLK} = -2V$ 至 $2V$		7.0	12.0	

注 1: 测试频率选在纹波的峰和谷处

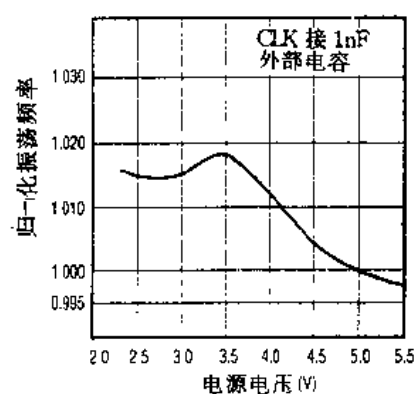
注 2: 由设计保证

3. 典型工作特性

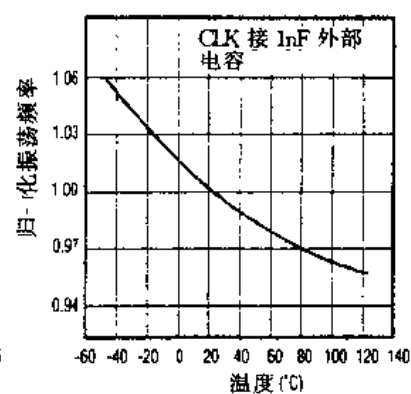
MAX293/MAX294/MAX297 电路的典型工作特性见图 3.78 之各特性曲线。除非另有说明, 否则测试条件如下: $V_+ = 5V, V_- = -5V, f_{CLK} = 100kHz$ (MAX293/MAX294) 或 $f_{CLK} = 50kHz$ (MAX297), $T_A = +25^\circ C$ 。



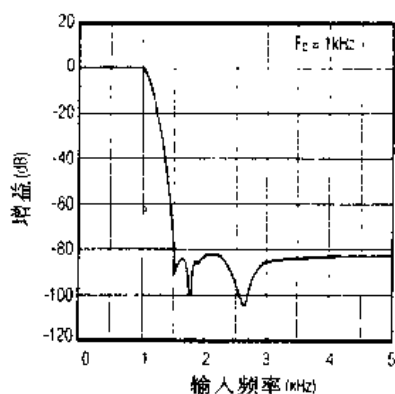
a. 内部振荡器周期与电容值的关系



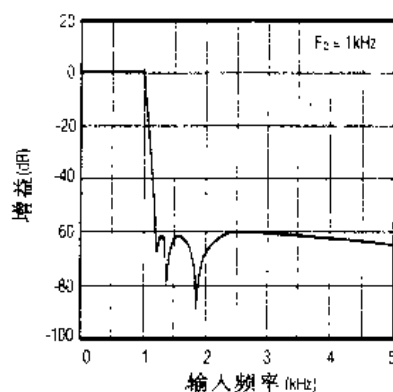
b. 归一化内部振荡器频率与电源电压的关系



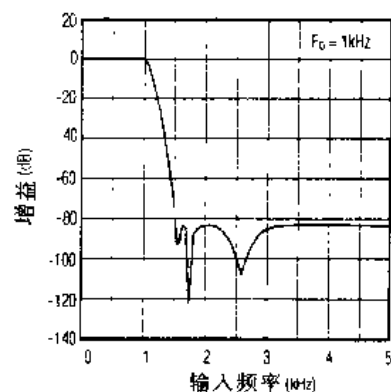
c. 归一化内部振荡器频率与温度的关系



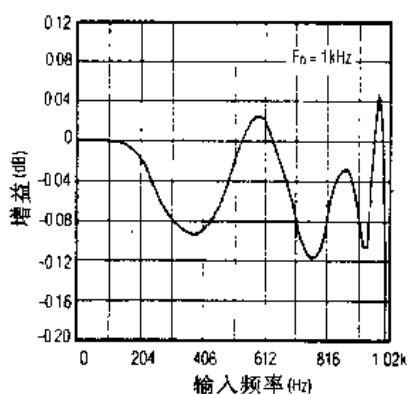
d. MAX293 频率响应



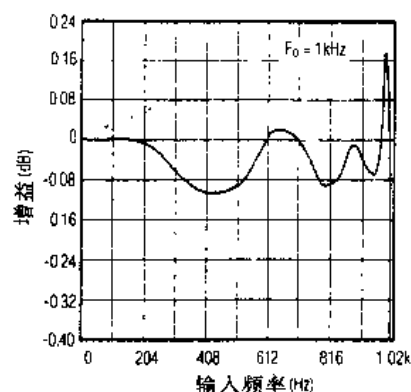
e. MAX294 频率响应



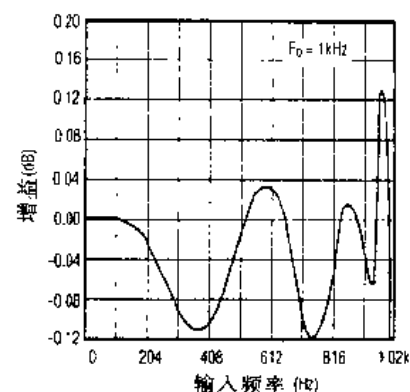
f. MAX297 频率响应



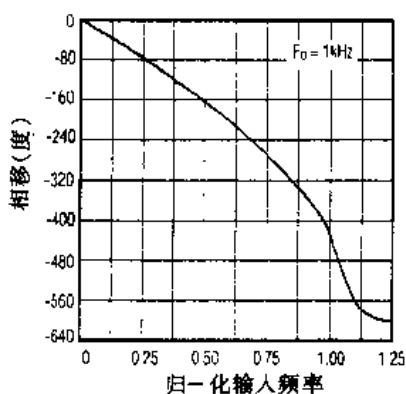
g. MAX293 通带频率响应



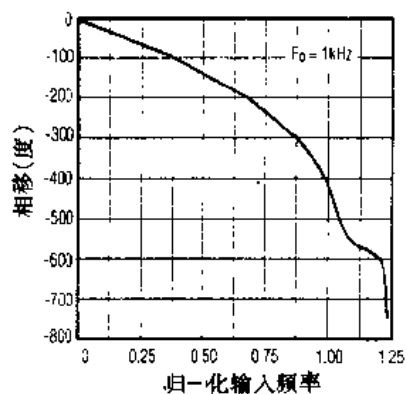
h. MAX294 通带频率响应



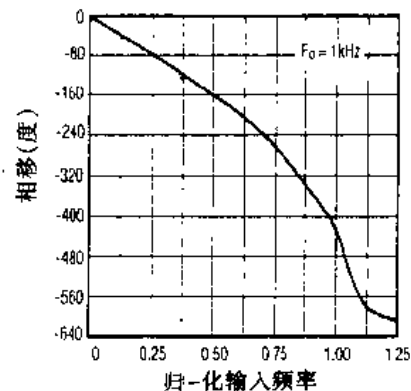
i. MAX297 通带频率响应



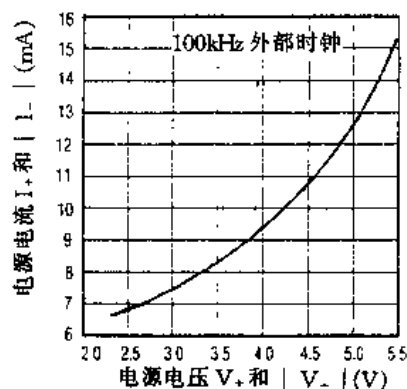
j. MAX293 相位响应



k. MAX294 相位响应

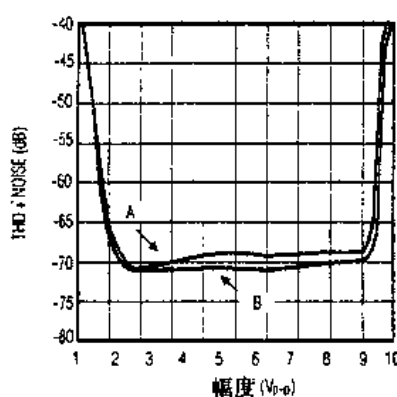


l. MAX297 相位响应

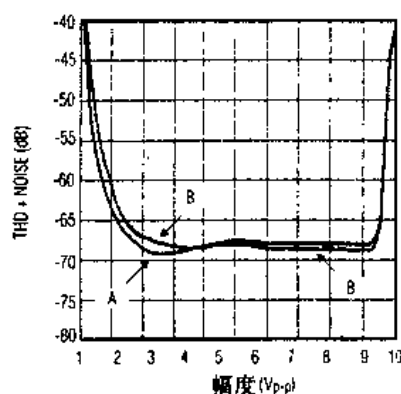


标号	f_{CLK} (Hz)	F_o (kHz)	输入频率 (Hz)	测量带宽 (kHz)
A	200k	2	200	30
B	1M	10	1k	80
C	200k	4	400	30
D	1M	20	2k	80

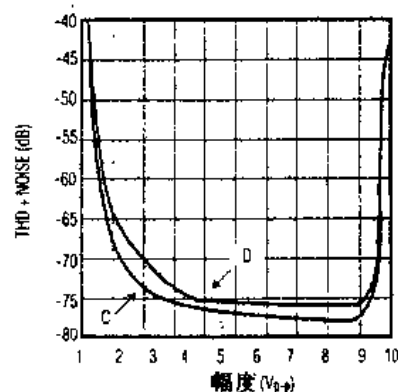
m. 电源电流与电源电压的关系



n. MAX293 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系



o. MAX294 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系



p. MAX296 总谐波畸变+噪声
与输入信号幅度的关系

图 3.78 MAX293/294/297 的典型工作特性

3.5.3 详细说明

MAX293/MAX294/MAX297 八阶(八个极点)椭圆型开关电容低通滤波器,提供四种常用型滤波器(巴特沃思型,贝塞尔型,切比雪夫型,椭圆型)中的最陡峭频率倾斜边缘。靠近通带边缘的高 Q 值极点结合阻带零点为椭圆滤波器的锐变衰减特性创造了条件。MAX293/MAX297 具有 1.5 过渡比和典型值为 -78dB 和 -79dB 的阻带衰减;MAX294 具有 1.2 过渡比(提供最陡的倾斜缘)和典型值为 -58dB 的阻带衰减。

1. 通带纹波和转折频率

MAX293/MAX294 在 100:1 的时钟对转折频率比值和最大 25kHz 转折频率的情况下工作,转折频率定义为滤波器输出衰减恰好落在通带纹波底部那一点的频率(图 3.76),通带纹波的典型值是 0.15dB (MAX293)和 0.27dB (MAX294)。MAX297 则在 50:1 时钟与转折频率比和最大 50kHz 转折频率的情况下工作。它的通带纹波典型值是 0.23dB 。

2. 过渡比和阻带响应

在频域中,第一个传输零点是造成滤波器幅度响应降到最低电平的原因。在此零点之外,

随着频率增大响应上升直到下一个传输零点。这样的响应几次重复就形成了阻带的梳形(图 3.79)。阻带起始于 f_s 。在频率高于 f_s 处,滤波器增益不会超过它在 f_s 处的增益。过渡比定义为阻带起始频率 f_s 与转折频率 F_c 之比。

3. 背景资料

多数开关电容滤波器是按双二阶结构设计的。每个组件实现两个滤波器极点,而且两个组件可以级联以产生较高阶的滤波器。这种方法的好处是便于设计。然而,如果任何一组件的 Q 值很高,那么,它对元件的变化是高度敏感的。

另一种可供选择的方法是,用带有求和和换算功能的开关电容积分器去模拟一无源滤波器。无源网络可以用计算机辅助设计程序来合成,或者在许多有关滤波器的书籍中找到。图 3.80 示出基本的梯形滤波器结构。

模拟无源梯形滤波器的开关电容滤波器保留了原滤波器的许多优点。同级联双二阶结构设计相比,该滤波器对元件的敏感性低,因为每个元件都影响滤波器的总体形态,而不仅是一对极点。这就是说,在双二阶设计中的一个失配元件将在个别极点上有集中的差错,而同样的失配在梯形滤波器设计中,这个差错将分散遍及到全部极点。

4. 时钟信号条件

MAX293/MAX294/MAX297 推荐使用的最高时钟频率是 2.5MHz,它对于 MAX293/MAX294 产生 25kHz 的截止频率,对于 MAX297 产生 50kHz 的截止频率。CLK 引脚可由外部时钟或带外部电容的内部振荡器来驱动,对于外部时钟的应用,时钟电路已经设计为对 +5VCMOS 逻辑接口。当使用 +5V 单电源电压或是 ±5V 双电源电压时,用由 0V 和 +5V 供电的 CMOS 门驱动 CLK 引脚。改变外部时钟的频率,将动态地调整滤波器的转折频率。

使用内部振荡器时,CLK 引脚上的电容(C_{osc})决定振荡器频率:

$$f_{osc}(\text{kHz}) = \frac{10^5}{3C_{osc}(\text{pF})}$$

应该使在 CLK 引脚处的杂散电容最小,因为它会影响内部振荡器的频率。

3.5.4 应用资料

1. 电源

MAX293/MAX294/MAX297 由双电源或单电源供电。双电源的电压范围是 ±2.375V 到 ±5.5V,建议用 0.1μF 旁路电容器从每一电源端跨接到地。使用单电源电压时,连接 V_- 到地并且用一电阻分压网络将 GND 引脚偏置在半电源电压点,如图 3.81 所示。

2. 输入信号幅度范围

理想的输入信号范围是这样确定的:在给定转折频率的条件下,按信号与噪声加畸变之比为最大的准则,而寻求到的电压电平。典型工作特性示出 MAX293/MAX294/MAX297 在信

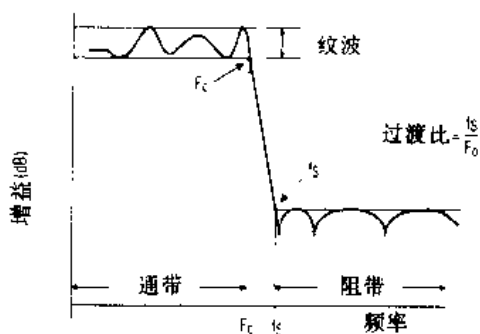


图 3.79 椭圆型滤波器的响应特性

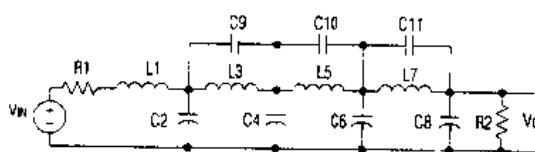


图 3.80 八阶梯形滤波结构

号的峰峰幅度改变时,总谐波畸变加噪声的响应特性。

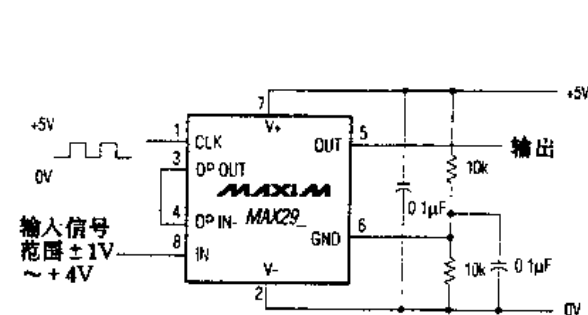


图 3.81 +5V 单电源运行

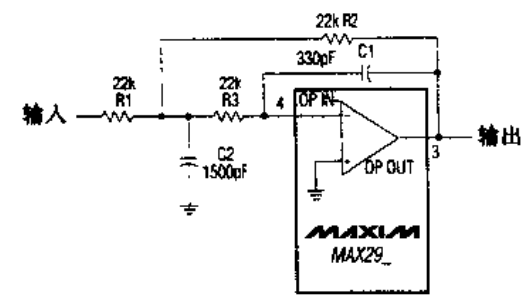


图 3.82 用独立运放构成的二阶巴特沃思滤波器($F_0=10\text{kHz}$)

3. 独立的运算放大器

芯片内独立运放的非反向输入端连接到 GND 引脚。它能够用于建立一阶或二阶时间连续低通滤波器。这个滤波器计划用于抗混叠滤波,接于开关电容滤波器之前,但它也能用作后置滤波器以降低时钟噪声。图 3.82 示出能够用此运放构成的许多滤波器之一,具有 10kHz 转折频率的二阶巴特沃思滤波器,其输入阻抗大于 22kΩ。表 3.22 给出用于相同巴特沃思滤波器而转折频率不同时可选元件的参数值。

表 3.22 用于图 3.82 滤波器的元件参数值

转折频率	R1(kΩ)	R2(kΩ)	R3(kΩ)	C1(F)	C2(F)
100k	10	10	10	68p	330p
50k	20	20	20	68p	330p
25k	20	20	20	150p	680p
10k	22	22	22	330p	1.5n
1k	22	22	22	3.3n	15n
100	22	22	22	33n	150n
10	22	22	22	330n	1.5μ

注:在选择优先使用的元件参数值中,已做了某些近似。

由二阶巴特沃思滤波器造成的通带误差,可用这个公式计算:

$$\text{增益误差} = -10\lg[1 - (\frac{f}{f_c})^4]\text{dB}$$

MAX293/MAX294/MAX297 椭圆型滤波器的通带纹波在 0.1dB 数量级时,保持任一抗混叠滤波器的通带误差在此电平上或低于此电平通常是适宜的。选择图 3.82 巴特沃思滤波器的转折频率(f_{CB}),以 2.5 倍或更大的倍数高于椭圆型开关电容滤波器的转折频率(f_{CE}),上述要求可以实现。建议倍数为 5 或更大一些,以防止随着元件容差带来的问题,即 $f_{CB} > 5f_{CE}$ 。

使用独立运放作为降低时钟噪声的后置滤波器时,要保持滤波器的输入阻抗在 20kΩ 以上,以防止开关电容滤波器载荷过量。注意到运放会受到时钟的一些串扰,所以通常将它用于抗混叠比用于时钟噪声衰减更为有用。

4. 数模变换后置滤波

使用 MAX293/MAX294/MAX297 作为数模变换的后置滤波时,要将数模变换的时钟与滤波器的时钟同步。若时钟不同步,差拍频率将混进所需要的通带。数模变换的时钟应该利用开关电容滤波器时钟的分频来产生。

5. 谐波失真

谐波失真是由滤波器内部非线性引起的。当一纯正弦波加在滤波器输入端时,这样的非线性产生谐波。表 3.23 列出 MAX293/MAX294/MAX297 在 1kHz、5V 峰峰值正弦波输入信号、1MHz 时钟频率、20k Ω 负载情况下的谐波失真的典型值。

表 3.23 典型谐波失真值(dB)

滤波器	谐 波			
	2 次	3 次	4 次	5 次
MAX293	-70	-90	-88	-92
MAX294	-67	-90	-92	-94
MAX297	-84	-89	-93	-99