

# 1478ФУ1Т-

# Активный фильтр 8-го порядка $f = 150$ кГц

Корпус 4118.24 – 2

Ближайший аналог MAX 274 ф. Maxim

Таблица назначения выводов		
Номера выводов	Обозначение	Назначение
1	LPOA	Выход ФНЧ секции А
2	INA	Вход секции А
3	BPIA	Вход обратной связи ПФ секции А
4	BPOA	Выход ПФ секции А
5	U <sub>cc</sub>	Питание от источника напряжения положительной полярности
6	LPIA	Вход ФНЧ секции А
7	LPIB	Вход ФНЧ секции В
8	FC	Вход управления частотой
9	BPOB	Выход ПФ секции В
10	BPIB	Вход обратной связи ПФ секции В
11	INB	Вход секции В
12	LPOB	Выход ФНЧ секции В
13	LPOC	Выход ФНЧ секции С
14	INC	Вход секции С
15	BPIC	Вход обратной связи ПФ секции С
16	BPOC	Выход ПФ секции С
17	U <sub>ss</sub>	Питание от источника напряжения отрицательной полярности
18	LPIC	Вход ФНЧ секции С
19	LPID	Вход ФНЧ секции D
20	OV	Общий
21	BPOD	Выход ПФ секции D
22	BPID	Вход обратной связи ПФ секции D
23	IND	Вход секции D
24	LPOD	Выход ФНЧ секции D

Примечание – ФНЧ – фильтр нижних частот,  
ПФ - полосовой фильтр

Условное графическое изображение

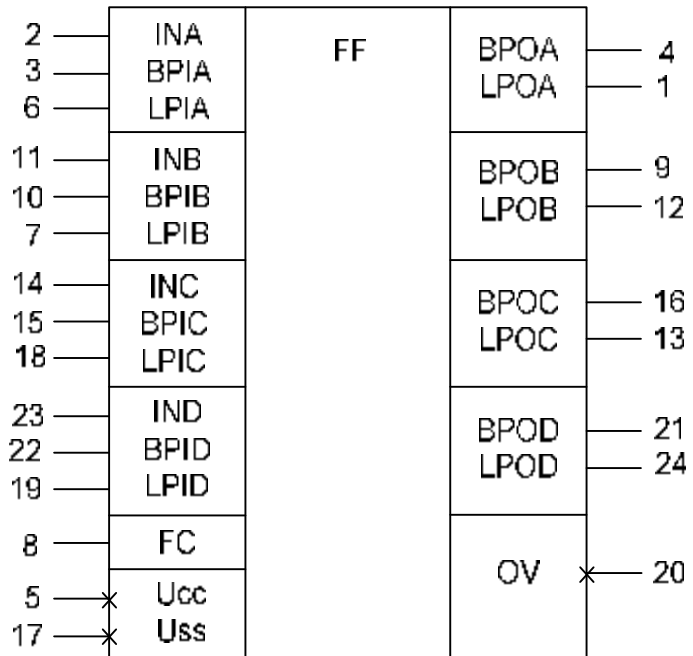


Таблица предельно допустимых и предельных режимов эксплуатации					
Наименование параметра режима, единица измерения	Буквенное обозначение	НОРМА			
		Предельно допустимый режим		Предельный режим	
		не менее	не более	не менее	не более
Двуполярное напряжение питания, В	U <sub>cc</sub>	2,37	5,5	1,0	6,0
	U <sub>ss</sub>	- 5,5	- 2,37	- 6,0	- 1,0
Однополярное напряжение питания, В	U <sub>cc</sub>	4,75	11,0	- 0,3	12,0
Входное напряжение, В	U <sub>i</sub>	U <sub>ss</sub>	U <sub>cc</sub>	U <sub>ss</sub> -0,3	U <sub>cc</sub> +0,3
Постоянный (средний) ток через один любой выход, мА	I <sub>o</sub>	-	-	-	10,0
Ёмкость нагрузки, пФ	C <sub>out</sub>	-	50	-	500
Рассеиваемая мощность, мВт	P <sub>tot</sub>	-	-	-	300
Рабочая температура, °С	T	-60	85	-60	125
Сопротивление нагрузки, кОм	R <sub>L</sub>	5,0	-	1,2	-

Электрические параметры в диапазоне рабочих температур				
Наименование параметра, единица измерения, режим измерения	Буквенное обозначение	Норма параметра		Температура среды (корпуса), °С
		не менее	не более	
Диапазон выходного напряжения, В, при U <sub>cc</sub> = +5,0 В, U <sub>ss</sub> = -5,0 В, R <sub>L</sub> =5 кОм, f <sub>0</sub> *= 10 кГц для выходов LPO для выходов BPO	U <sub>o</sub>	±3,25	-	25 ± 10 - 60 ± 3 85 ± 3
Выходное напряжение смещения, мВ, при U <sub>cc</sub> = + 5,0 В, U <sub>ss</sub> = -5,0 В, f <sub>0</sub> *= 10 кГц для выходов LPO для выходов BPO	U <sub>os</sub>	-300	300	25 ± 10 - 60 ± 3 85 ± 3
		-80	80	
Ток потребления, мА, при U <sub>cc</sub> = + 5,5 В, U <sub>ss</sub> = -5,5 В	I <sub>cc</sub>	-	30,0	25 ± 10 - 60 ± 3 85 ± 3
Диапазон центральной частоты, кГц, при U <sub>cc</sub> = + 5,0 В, U <sub>ss</sub> = -5,0 В	f <sub>0</sub>	от 0,1 до 150		25 ± 10 - 60 ± 3 85 ± 3
Погрешность центральной частоты, %, при U <sub>cc</sub> = + 5,0 В, U <sub>ss</sub> = -5,0 В, f <sub>0</sub> *= 10 кГц	Δf <sub>0</sub>	-1,0	+1,0	25 ± 10 - 60 ± 3 85 ± 3
Кoeffициент полных гармонических искажений, дБ, при U <sub>cc</sub> = +5,0 В, U <sub>ss</sub> = -5,0 В	K <sub>THD</sub>	-	-86	25 ± 10 - 60 ± 3 85 ± 3

Примечание – \* - настроенная центральная частота фильтра.

## Техническое описание работы микросхемы

Микросхема активного аналогового фильтра 1478ФУ1Т состоит из четырех независимых, каскадируемых секций фильтров 2-го порядка. Каждая из секций может быть настроена на любую частотную характеристику полосовых фильтров (ПФ) или фильтров нижних частот (ФНЧ), таких, как фильтр Баттерворта, Бесселя или Чебышева. Каждая секция программируется на определенную центральную частоту для ПФ (частоту среза для ФНЧ), а также на определенное значение добротности и коэффициента передачи фильтра четырьмя внешними резисторами. Микросхема, благодаря аналоговой конструкции, обеспечивает более низкие уровни шумов, чем фильтры с переключаемыми конденсаторами, а также более высокие динамические характеристики. Так как аналоговые фильтры не требуют тактовых сигналов, применение 1478ФУ1Т исключает ступенчатость выходного сигнала и тактовые шумы.

Микросхема позволяет из четырех секций фильтров второго порядка реализовывать фильтр восьмого порядка.

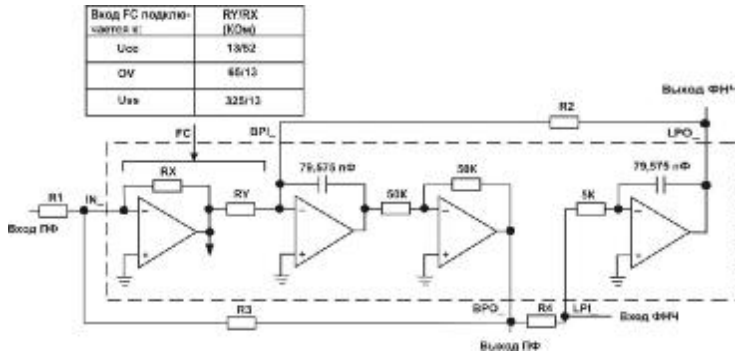


Рисунок 1 – Эскиз принципиальной схемы секции фильтра 2-го порядка

На рисунке 1 показан эскиз принципиальной электрической схемы секции фильтра. В секции выход ВРО\_ является выходом ПФ, а выход LPO\_ – выходом ФНЧ. Диапазон центральной частоты может программироваться внешними резисторами от 100 Гц до 150 кГц. Центральная частота имеет малый дрейф во всем диапазоне рабочих температур.

Напряжение питания фильтра при однополярном питании от 4,75 до 11 В, при двуполярном от ±2,37 до ±5,5 В.

Центральная частота  $f_0$  добротность  $Q$  и коэффициент передачи ПФ  $H_{OVP}$  и ФНЧ  $H_{OLP}$  секции определяются по формулам:

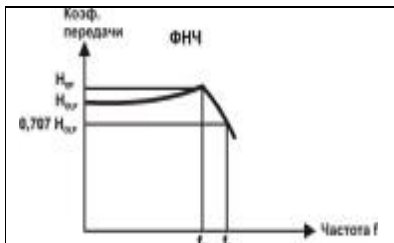
$$f_0 (\text{Гц}) = \sqrt{\frac{1}{R2 \times (R4 + 5kOm)}} \times (2 \times 10^9)$$

$$Q = \sqrt{\frac{1}{R2 \times (R4 + 5kOm)}} \times R3 \times \frac{RY}{RX}, \text{ где}$$

$$H_{OVP} = \frac{R3}{R1} - \text{коэффициент передачи ПФ на частоте } f_0.$$

$$H_{OLP} = \frac{R2}{R1} \times \frac{RX}{RY} - \text{коэффициент передачи ФНЧ на частоте } f_0.$$

Отношение  $RY/RX$  остается неизменным, хотя температурный дрейф и технологический разброс значений составляют до 30% от настоящих значений  $RX$  и  $RY$ . Уравнения не включают некоторые компенсирующие коэффициенты, корректирующие небольшие погрешности  $f_0$  и  $Q$  из-за ограниченной полосы пропускания усилителя.



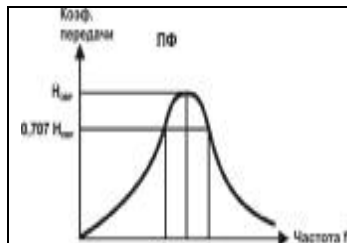
Частота  $f_c$ ,  $f_p$  и коэффициент  $H_{OP}$  определяются по формулам:

$$f_c = f_0 \times \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}$$

$$f_p = f_0 \times \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$$

$$H_{OP} = H_{OLP} \times \frac{1}{\frac{1}{Q} \times \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

Рисунок 2 – Амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот



$f_{PK}$  - частота, на которой коэффициент передачи максимален, но не равен  $f_0$ .

Добротность определяется по формуле:

$$Q = \frac{f_{PK}}{f_H - f_L}$$

Рисунок 3 – Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра

На рисунках 2 и 3 представлены амплитудно-частотные характеристики ФНЧ и ПФ секций, соответственно.

В микросхеме использована схема с четырьмя усилителями, что делает секцию фильтра нечувствительной к паразитным емкостям и позволяет получить более широкую полосу пропускания. Встроенные конденсаторы и усилители вместе с внешними резисторами формируют интеграторы с обратной связью, что обеспечивает возможность получения одновременно фильтра нижних частот и полосового фильтра на соответствующих выводах. Резистор 5 кОм соединен последовательно с входом последнего усилителя, чтобы изолировать интегрирующий конденсатор от внешних паразитных емкостей, которые могут изменить центральную частоту фильтра.

# Рекомендации по применению микросхем

## 1 Настройка с помощью внешних резисторов вычисленных значений $f_0/Q$

### 1.1 Проверка отношений $f_0/Q$ на возможность реализации.

Микросхема 1478ФУ1Т имеет ограничения на значения  $f_0/Q$ . Эти пределы обусловлены конечной полосой усиления и конечной нагрузочной способностью усилителя (это ограничивает отношение верхнего значения  $f_0$  к верхнему значению  $Q$ ), а также шумами усилителя и паразитной емкостью (это устанавливает предел полюсов низких частот). Допустимые диапазоны значений  $f_0$  и  $Q$  показаны на рисунке 1. Если добротности фильтра слишком высоки, необходимо уменьшить их, увеличив порядок фильтра. Высокие значения  $f_0$  (до 400 кГц) и высокие значения  $Q$ , находящиеся за пределами, показанными на рисунке 1, также возможны, но  $f_0$  и  $Q$  будут значительно отличаться от расчетных. Значения сопротивления резисторов подбираются на отладочном макете.

### 1.2 Расчет значений сопротивления резисторов для каждой секции (расчет отношения $f_0/Q$ )

Для расчета значений сопротивления резисторов используются рисунки и уравнения, приведенные в пунктах 1.2.1–1.2.4. Сначала следует найти требуемые значения по рисункам, затем вычислить точные значения, пользуясь приведенными уравнениями.

Значения сопротивления резисторов не должны превышать 4 МОм, так как паразитные емкости, шунтирующие такие сопротивления, приводят к возникновению значительных погрешностей  $f_0/Q$ . Значения ниже 5 кОм для R2 и R3 не рекомендуются, так как они ограничивают нагрузочную способность усилителя.

В случаях, когда не удается избежать больших значений сопротивления резисторов (например, в низкочастотных секциях), руководствоваться положениями раздела 2 «Подбор высокоомных резисторов».

Вывод FC предназначен для контроля частоты и подключается к одному из выводов  $U_{CC}$ ,  $U_{SS}$ , вывод OV – для изменения соотношения сопротивлений резисторов R3 к R1 с целью получения широкого диапазона значений  $Q$ .

Резисторы R2 и R4 задают требуемое значение центральной частоты (см. рисунок 2).

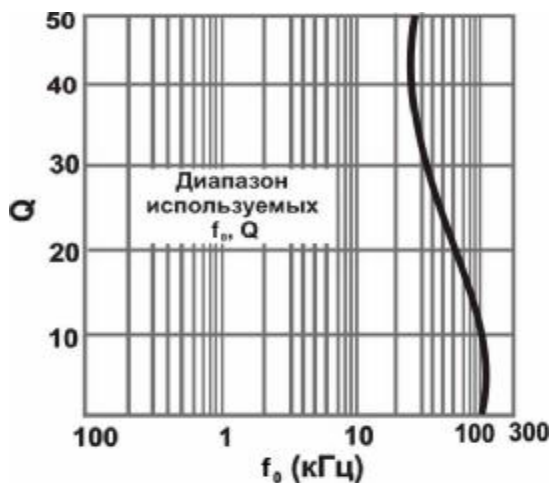


Рисунок 1 - Допустимые диапазоны значений  $f_0$ ,  $Q$

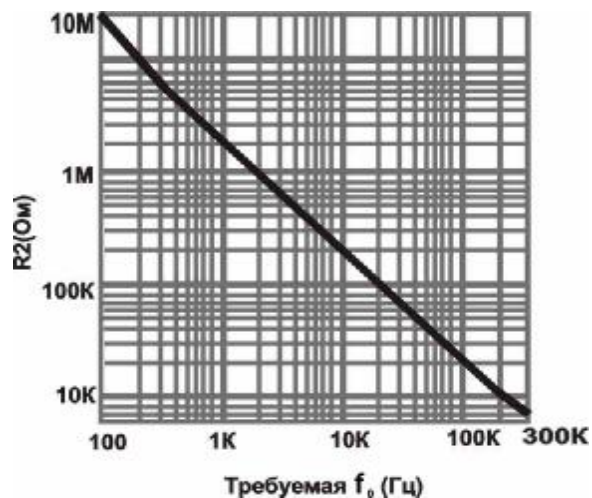


Рисунок 2 - Соотношение сопротивления резистора R2 и требуемой центральной частоты  $f_0$

#### 1.2.1 Вычисление сопротивления резистора R2 проводится по формуле:

$$R2 = \frac{(2 \times 10^9)}{f_0}.$$

#### 1.2.2 Вычисление сопротивления резистора R4 проводится по формуле: $R4 = R2 - 5КОм$ .

R4 может быть меньше, чем 5 кОм, так как внутренний резистор, подключенный последовательно к R4 и имеющий сопротивление 5 кОм ограничивает нагрузку на выводе ВРО<sub>-</sub>.

#### 1.2.3 Вычисление сопротивления резистора R3.

Резистор R3 устанавливает значение добротности секции. Значения сопротивления резистора R3 на рисунке 3 приведены для  $Q=1$ . Так как сопротивление резистора R3 пропорционально  $Q$ , для получения точного значения сопротивления R3 следует умножить значения сопротивления, определенные по рисунку 3 на требуемую величину  $Q$ .

Для заданного значения  $Q$  существует три варианта значения сопротивления R3, в зависимости от подключения вывода FC. Необходимо выбрать подключение, которое обеспечивает значение резистора в пределах  $5 \text{ кОм} < R3 < 4 \text{ МОм}$ . Если не удастся избежать значения сопротивления  $R3 > 4 \text{ Мом}$ , допускается его использование включением резисторов по "Т-образной" схеме (см. раздел 2 «Подбор высокоомных резисторов»).

Вычисление сопротивления резистора R3 проводится по формуле:

$$R3 = \frac{Q \times (2 \times 10^9)}{F_0} \times \frac{RX}{RY},$$

где соотношение  $RX/RY$  определяется из таблицы 1.

Таблица 1

RX/RY	4/1	1/5	1/25
Вывод FC подключен к выводу	U <sub>CC</sub>	OV	U <sub>SS</sub>

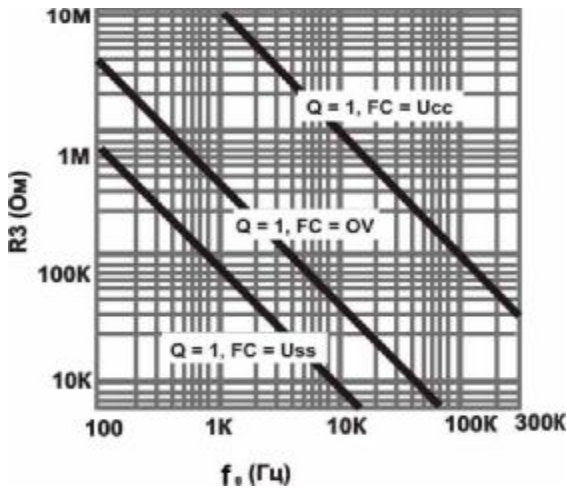


Рисунок 3 - Соотношение сопротивления резистора R3 и требуемой центральной частоты  $f_0$

Вычисление сопротивления резистора R1 проводится по формуле:

$$R3 = \frac{Q \times (2 \times 10^9)}{F_0 \times H_{OLP}} \times \frac{RX}{RY}, \quad \text{где } H_{OLP} - \text{коэффициент усиления на ФНЧ (вывод LPO_)} \text{ при постоянном токе;}$$

соотношение RX/RY определяется из таблицы 1.

Для полосового фильтра (рисунок 5):

Вычисление сопротивления резистора R1 проводится по формуле:

$$R1 = \frac{R3}{H_{OVP}}, \quad \text{где } H_{OVP} - \text{коэффициент усиления ПФ (вывод BPO_)} \text{ для частоты } f_0.$$

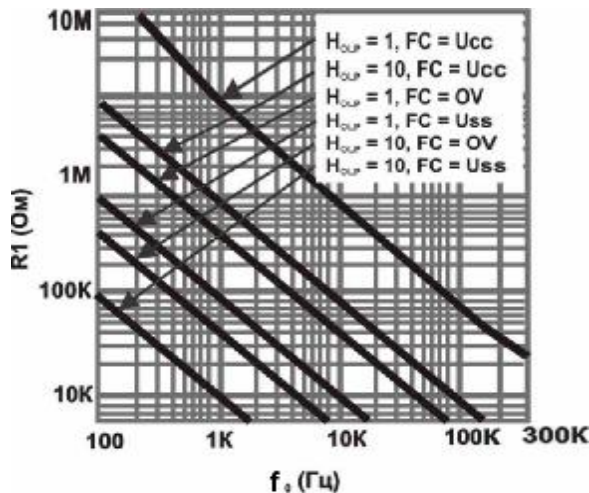


Рисунок 4 - Соотношение сопротивления резистора R1 и требуемой центральной частоты  $f_0$

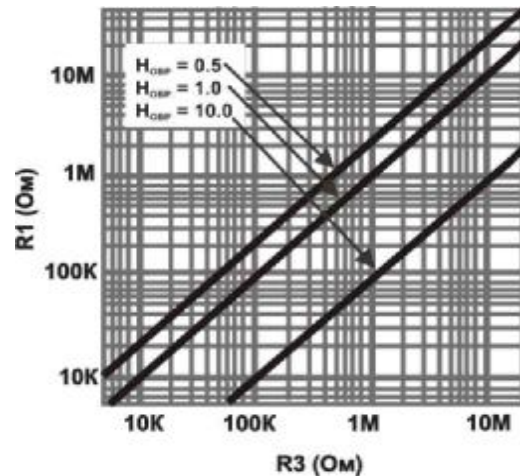


Рисунок 5 - Соотношение сопротивления резисторов R1 и R3

1.3. Перерасчет значений резисторов для компенсации погрешностей, связанных с полосой пропускания усилителя.

При отклонении значений  $f_0$  и Q от ожидаемых значений из-за наклонной характеристики коэффициента усиления внутренних усилителей можно скорректировать эти отклонения путем перерасчета значений сопротивлений резисторов R1– R4.

1.4. Создание отладочной платы фильтра.

Для проверки рекомендуется собрать фильтр и протестировать работу всех его секций. Для приложений, где требуется высокая точность (например, такие, где секции фильтра содержат Q больше 10), рекомендуется процедура настройки в конечном устройстве. Создание отладочной платы фильтра с подстройкой значений резисторов позволяет добиться желаемой точности.

## 2 Подбор высокоомных резисторов

Использование резисторов с большим сопротивлением (больше 4 МОм) в цепи фильтров приводит к значительным ошибкам  $f_0$  и Q. Чтобы уменьшить импеданс обратной связи, сохраняя ток обратной связи неизменным, используйте метод «Т-образной» схемы». При помощи «Т-образной» схемы могут быть реализованы  $f_0$  менее 100 Гц. Эта схема эквивалентна высоким значениям резисторов R1, R3 и R4, необходимых для построения фильтра нижних частот. Однако, «Т-образная» схема уменьшает динамический диапазон, снижая уровня входного сигнала. Следует обратить внимание также на то, что паразитные емкости на высокоомных резисторах влияют на передаточную характеристику фильтра на высоких частотах. Для достижения наилучших результатов следует использовать отладочную плату и тестировать работу фильтра.

### 3 Реализация фильтра, содержащего нечетное число полюсов

Для фильтров нижних частот, содержащих нечетное число полюсов, необходимо добавить RC-фильтр нижних частот после последней секции. Значение RC определяется по формуле:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0}, \text{ где } f_0 - \text{нужная частота полюса.}$$

Если требуется, можно использовать буфер с RC цепью.

Во многих случаях бывает полезно увеличить порядок фильтра, дополнив его еще одной секцией 2-го порядка.

### 4 Подключение вывода FC

Вывод FC подключается к выводу OV во всех случаях, за исключением тех, где значения сопротивления резисторов меньше 5 кОм (при высоких  $f_0$  и низких Q). В этих случаях вывод FC подключается к выводу  $U_{CC}$ . Для низких  $f_0$  и высоких Q вывод FC подключается к выводу  $U_{SS}$ , чтобы сохранить значение сопротивлений R1 и R3 менее 4 МОм.

Ошибки  $f_0$  и Q значительно увеличиваются, когда вывод FC подключен к выводам  $U_{CC}$  или  $U_{SS}$ . Возможна компенсация этих ошибок регулированием сопротивлений.

Следует обратить внимание на то, что подключение вывода FC к выводу  $U_{SS}$  приводит к значительному возрастанию шума.

### 5 Каскадирование идентичных секций для реализации простейшей полосы пропускания

Для проектирования полосового фильтра, пропускающего одну какую-либо частоту (либо очень узкую полосу частот), несколько секций с идентичными  $f_0$  и Q могут быть соединены каскадно. Результирующая добротность  $Q_t$  фильтра является функцией от Q каждой отдельно взятой секции и количества секций в каскаде:

$$Q_t = \frac{Q}{\sqrt{2^{1/N} - 1}} \quad \begin{array}{l} \text{где: } Q_t - \text{добротность всего каскадного фильтра;} \\ Q - \text{добротность каждой отдельно взятой секции;} \\ N - \text{количество секций.} \end{array}$$

### 6 Оптимизация порядка и коэффициента усиления каскадного фильтра

Коэффициенты усиления отдельных секций фильтра могут быть заданы множеством способов, при этом общий коэффициент усиления фильтра остается неизменным. Часто коэффициенты не могут быть поровну разделены между секциями, так как различные  $f_0$  и Q создают выбросы коэффициентов усиления на разных частотах в зависимости от секции.

Задача выбора коэффициентов усиления заключается в том, чтобы размах сигнала на выводах не выходил за пределы  $\pm 3,25$  В (при напряжении питания  $\pm 5$  В), если на вход подан максимальный размах сигнала. С другой стороны, если коэффициенты усиления секций устанавливаются слишком низкими, используется только малая часть от полного выходного диапазона и возрастает доля шумов. Оптимальный выбор распределения коэффициентов усиления между секциями позволяет получить на выходе каждой из секций размах, максимально близкий к  $\pm 3,25$  В в широком диапазоне частот.

Следует также проверить неиспользуемый вывод (BPO\_ или LPO\_) на отсутствие перегрузки, так как обрезание большого сигнала на одном из узлов приведет к искажению сигнала на выводах.

Для оптимизации коэффициента усиления следует расположить секции фильтра в порядке возрастания Q, от наименьшей к наибольшей.

Затем следует разделить коэффициент усиления поровну между секциями, устанавливая коэффициент каждой секции:

$$H_0 = A^{(1/N)}, \text{ где } A - \text{общий коэффициент усиления фильтра;}$$

$$H_0 = H_{0BP} - \text{для полосового фильтра (коэффициент усиления на частоте } f_0);$$

$$H_0 = H_{0LP} - \text{для фильтра низких частот (коэффициент усиления на постоянном токе);}$$

$$N - \text{общее количество секций.}$$

При помощи такой аппроксимации решаются проблемы, связанные с обрезанием сигнала в секциях с высокой Q, благодаря тому, что коэффициенты усиления остаются низкими в первых секциях (с низкой Q). Затем коэффициенты усиления далее могут быть подстроены на макете для достижения максимального динамического диапазона.

### 7 Рекомендации по выбору резисторов

Помимо точности, наиболее важным критерием при выборе резисторов являются их паразитные емкости. Типичная емкость должна быть меньше 1пФ. В связи с этим, нежелательно использование проволочных резисторов, так как они обладают емкостью в несколько пикофарад, а также неприемлемым значением индуктивности. Емкость значительно уменьшает сопротивление на высоких частотах (особенно при использовании высокоомных резисторов) и вызывает сдвиги по фазе в цепях обратной связи.

### 8 Рекомендации по измерению $f_0$ и Q

Для фильтров высокого порядка следует измерять отдельно каждую секцию до того, как они были соединены каскадно, для проверки необходимых значений  $f_0$  и Q. Для измерения этих параметров по выводу BPO\_ рекомендуется использовать анализатор спектра.  $f_0$  – это частота, на которой отклонение по фазе между входом IN\_ и выходом BPO\_ составляет

$180^\circ$ . Q – это отношение  $f_{PK}$  к полосе частот 3 дБ на выходе BPO\_, где  $f_{PK}$  – частота (не обязательно совпадающая с  $f_0$ ), на которой коэффициент усиления по выводу BPO\_ максимален

## 9 Точность $F_0$ и Q

Чувствительность  $f_0$  к точности внешних резисторов – 1:1. Например, при использовании резисторов R2 и R4 с допуском 1%, это значение добавляется к погрешности  $f_0$  и Q в диапазоне температур. Погрешности Q более значительны, так как они зависят от внутреннего резистивного делителя (настраиваемого выводом FC), а также от резистора R3. Добавочные погрешности Q, связанные с погрешностями резисторов, являются функциями от R2, R3 и R4 и должны быть вычислены, согласно используемым значениям сопротивлений резисторов.

## 10 Шум и искажения

Спектральное распределение шума формируется коэффициентом усиления фильтра и его АЧХ (секции с высокой Q будут иметь пик шума на частоте полюса), а также фликкер-шумом усилителя. При подключении вывода FC к выводу  $U_{CC}$ , шум возрастает в три раза по сравнению со случаем, когда вывод FC подключается к выводам  $U_{SS}$  или OV, поэтому, если схема чувствительна к шуму, следует избегать такого варианта подключения.

Нагрузочная способность ИС по выходам VPO\_ и LPO\_ составляет 5 кОм при амплитуде выходного сигнала на 500 мВ меньше напряжения питания. Нагрузочная способность этих выходов по емкости составляет 100 пФ, однако фильтры с высоким  $f_0$  и Q подвержены некоторому сдвигу по фазе ( $1^\circ$  на 100 кГц при нагрузке 130 пФ,  $f_0 = 100$  кГц,  $Q = 10$ ).