

РАЗРАБОТКА АНАЛОГОВЫХ ВЧ-ФИЛЬТРОВ БЕЗ КОНДЕНСАТОРОВ В СИГНАЛЬНОМ ТРАКТЕ. Часть 2

МАРК ФОРТУНАТО (MARK FORTUNATO), менеджер по применению аналоговых приложений, Texas Instruments

В Части 1 этой статьи (см. ЭК2) рассматривался вопрос о том, как с помощью известного метода следящей обратной связи удалить смещение постоянной составляющей в усилителе постоянного тока. В Части 2 рассматривается практический пример реализации метода следящей обратной связи, производится доработка базовой архитектуры и обобщается ее использование в ВЧ-фильтрах более высокого порядка.

СЛЕДЯЩАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ЦЕПИ МИКРОФОНА

На рисунке 1 представлена схема цепи с электретным (конденсаторным) микрофоном, для наглядности смоделированным как идеальный источник тока. Электретный микрофон с помощью резистора «подтягивается» до определенного уровня постоянного напряжения. В результате собственное напряжение смещения определяется нагружающим резистором и током, протекающим через микрофон. Как правило, с таким микрофоном устанавливается конденсатор для связи по переменному току.

При необходимости подать сигнал от микрофона на АЦП следует установить напряжение смещения микрофона. Большинство стандартных АЦП в настоящее время являются униполярными устройствами, и потому любой биполярный сигнал нуждается в определенном сдвиге постоянной составляющей.

Данная схема обеспечивает требуемое смещение 1,25 В для АЦП со шкалой 0...2,5 В. Высокий входной импеданс неинвертирующего операционного усилителя (ОУ) предотвращает микрофон от перегрузки по току.

При моделировании переходного процесса в этой цепи из рисунка 2 (слева) видно, что V_{in} имеет смещение величиной 4 В, тогда как V_{out} — 1,25 В. График справа демонстрирует АЧХ ВЧ-фильтра второго порядка.

Из этого графика видно, что цепь обеспечивает коэффициент передачи 6 дБ. Предположим, что требуется другое значение — 10 дБ. Этот усилительный каскад можно изменить по своему усмотрению, затем пересчитать значения компонентов для цепи обратной связи, чтобы положение полюсов осталось неизменным. На рисунке 3 показана модифицированная цепь для

заданного коэффициента передачи. На рисунке 4 иллюстрируется переходный процесс и АЧХ.

Для учета изменения величины коэффициента передачи (соотношение R_5/R_4) необходимо добиться того, чтобы положение полюсов осталось неизменным. Это достигается за счет деления каждого значения R_6 и R_3 на изменившееся соотношение $\sqrt{R_5/R_4}$.

ВЫБОР И ПОДСТРОЙКА КОНДЕНСАТОРА

У многих типов конденсаторов коэффициенты зависимости емкости от

напряжения не удовлетворяют требованиям приложения. Эти конденсаторы вызывают значительное искажение сигналов на частоте спада ВЧ-фильтра или вблизи нее. Керамические NPO-конденсаторы, а также слюдяные и многие типы металлопленочных конденсаторов, как правило, позволяют решить эту проблему. Однако эти компоненты экономически не выгодны при больших значениях емкости. Если требуемое значение емкости превышает желаемое, можно увеличить сопротивление. Другое решение этой задачи состоит в снижении петлевого усиления

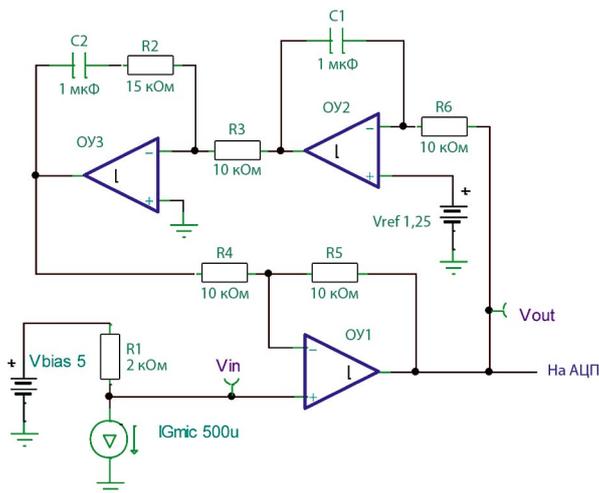


Рис. 1. Установка смещения электретного микрофона

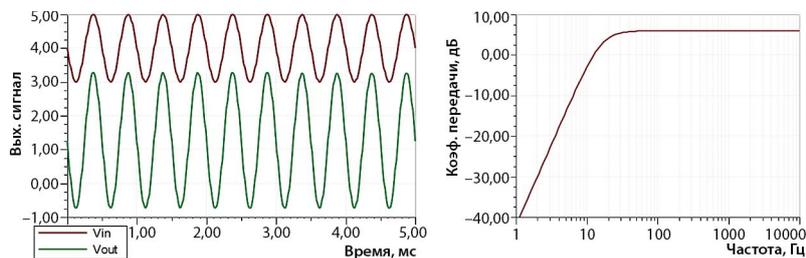


Рис. 2. Переходный процесс и АЧХ цепи электретного микрофона

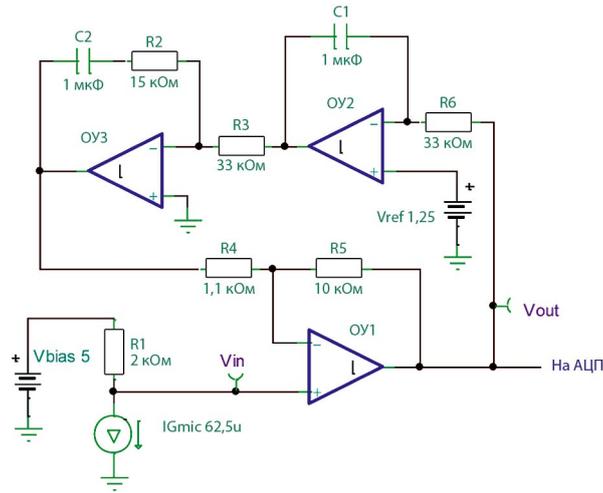


Рис. 3. Электретная цепь с увеличенным коэффициентом передачи

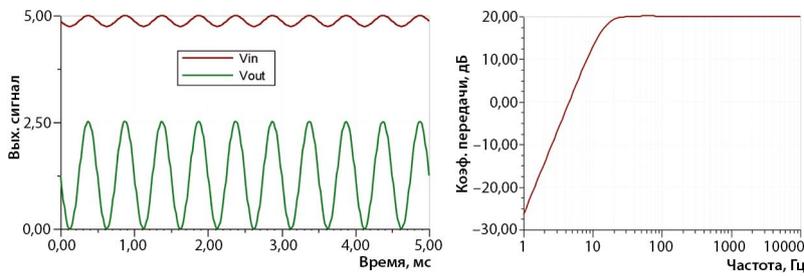


Рис. 4. Переходный процесс и АЧХ с увеличенным коэффициентом передачи

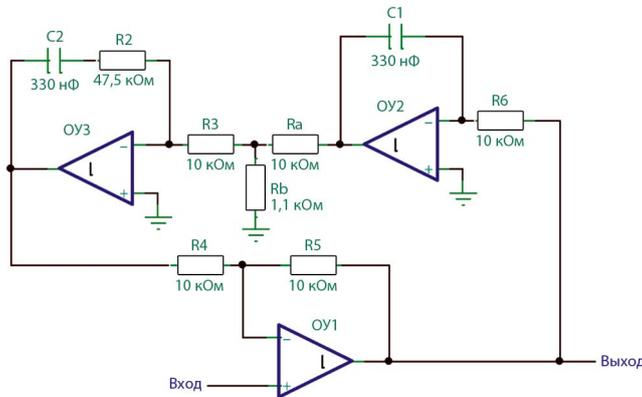


Рис. 5. Видоизмененная схема снижения величины конденсаторов

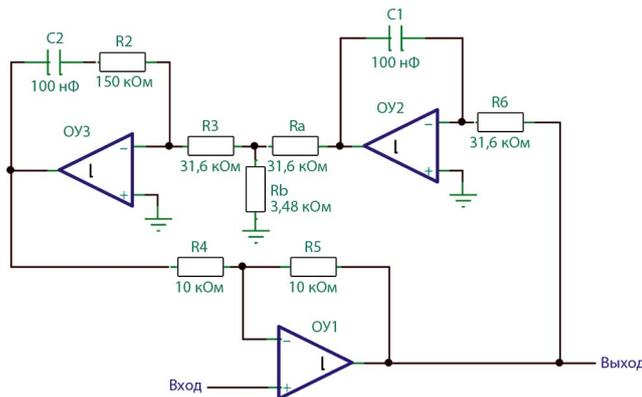


Рис. 6. Дальнейшее снижение емкости конденсаторов за счет увеличения значений резисторов

в тракте обратной связи. В этом случае компромисс не настолько велик, т.к. два последовательных ОУ обеспечивают достаточное усиление.

Схема на рисунке 5 имеет ту же АЧХ, что и в случае с неинвертирующим ОУ с 20-дБ коэффициентом усиления. В схему добавлены R_a и R_b , благодаря чему коэффициент затухания в тракте обратной связи достигает 10, что позволяет снизить значения обоих конденсаторов в $\sqrt{10}$ раз. Разумеется, необходимо увеличить R_2 в это же количество раз, чтобы компенсировать ноль на той же частоте. В результате Q цепи поддерживается на требуемом уровне.

Добавленные сопротивления можно было бы легко поставить в первый каскад обратной связи между выходом и R_6 . Однако это негативно повлияло бы на смещение выходного сигнала. От R_6 в ОУ2 или C_2 ток (за исключением тока смещения) не протекает. Следовательно, пренебрегая малыми токами смещения, можно сказать, что постоянное напряжение с обеих сторон R_6 одинаковое. Если перед R_6 поставить аттенуатор, то благодаря петле обратной связи напряжение смещения выходного сигнала станет равным входному напряжению ОУ, деленному на коэффициент ослабления. В нашем примере коэффициент ослабления равен 10.

Если для данного приложения подходят резисторы большей величины, следует увеличить значения R_6 , R_3 , R_a и R_b в некоторое число раз, уменьшив во столько же обе емкости. Например, R_2 требуется увеличить во столько же раз, во сколько уменьшилось C_1 , чтобы удержать ноль на правильной значении частоты. На рисунке 6 показана модифицированная цепь с коэффициентом $\sqrt{10}$.

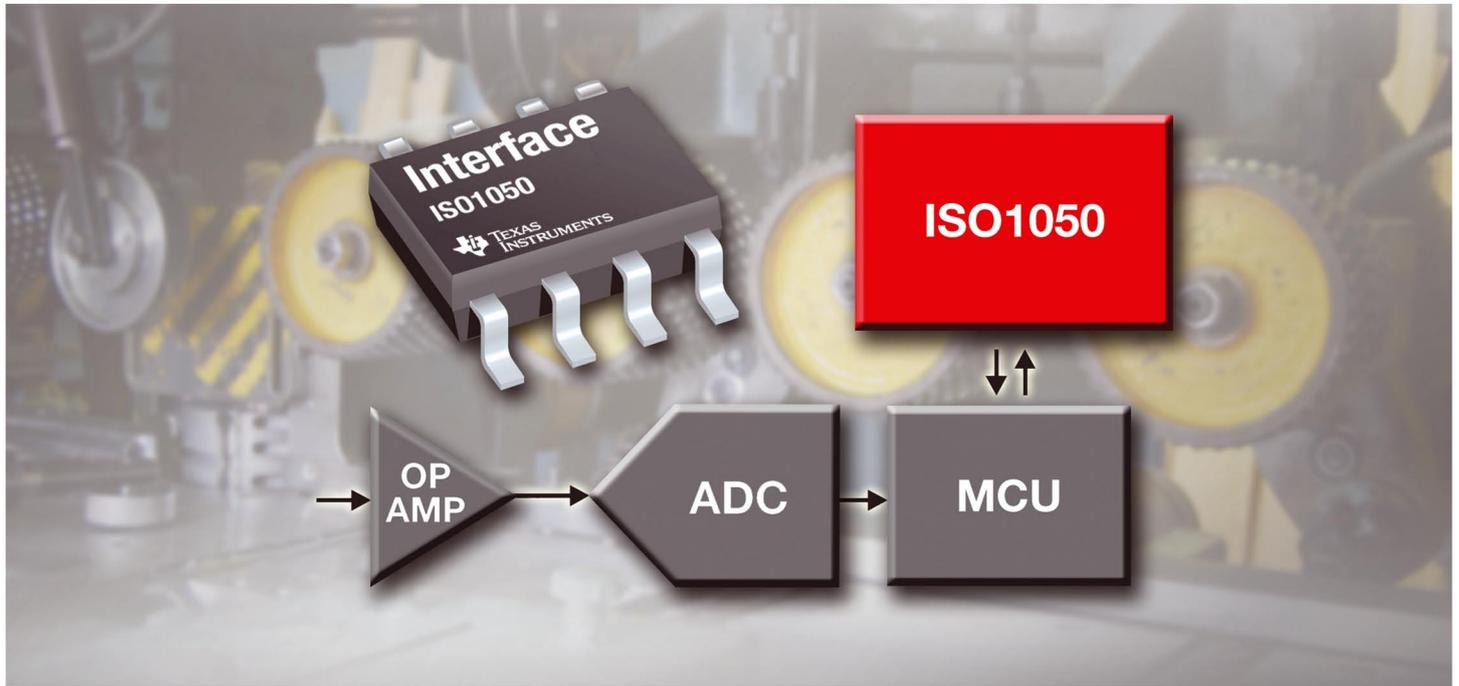
Таким образом, нам удалось уменьшить емкости конденсаторов, не изменив АЧХ схемы.

Если блок усилителя инвертирующий, применяется другой метод. Обычно инвертирующие блоки ОУ используются в аудио- и других цепях для минимизации искажения. В неинвертирующей цепи синфазный сигнал на входах ОУ содержит усиленный сигнал переменного тока, тогда как в инвертирующей схеме входные сигналы ОУ содержат синфазный сигнал постоянного тока и малый сигнал ошибки. Модуляция синфазного сигнала ОУ в неинвертирующем усилителе может стать причиной дополнительных искажений.

Рассмотрим схему из части 1 этой статьи (см. рис. 7).

Вообще говоря, в состав исходного блока усиления входят ОУ1 и R_5 , R_1 не изменяется при добавлении цепи обратной связи, в отличие от случая

Первый интегрированный CAN-трансивер с гальванической изоляцией **ISO1050**

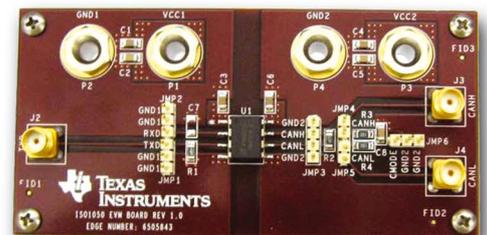


Преимущества ISO1050

- Время задержки уменьшено на 34%
- Энергопотребление системы сокращено на 38%
- Сверхнизкое электромагнитное излучение
- Широкий температурный диапазон: -55...105°C

Основные параметры ISO1050

Параметры	Значение
Количество каналов	1
Время отклика	150 нс
Максимальная скорость передачи	1Мбит/с
Пиковое напряжение изоляции	4000В
Защита от перенапряжения на шине	от -27В до 40В
Корпус	SOP-8



➔ Закажите уже сегодня оценочную плату **ISO1050EVM**
E-mail: ti@compel.ru

Москва
Тел.: (495) 995-0901
Факс: (495) 995-0902
E-mail: msk@compel.ru

Санкт-Петербург
Тел.: (812) 327-9404
Факс: (812) 327-9403
E-mail: spb@compel.ru

Компэл
www.compel.ru

создания ВЧ-фильтра. Однако наличие R_4 уменьшает петлевое усиление блока ОУ1. Если номинальный коэффициент усиления R_5/R_1 остается неизменным, спад кривой усиления происходит на меньшей частоте.

При $R_4 = R_1$ ширина полосы составляет 67% от ширины полосы той же схемы без R_4 . В результате произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания (GBWP) схемы с R_4 уменьшается. Этого снижения можно избежать, подав сигнал обратной связи на неинвертирующий вывод ОУ1 и исключив R_4 , как показано на рисунке 8.

Следует заметить, что обратная связь на неинвертирующем выводе ОУ1 положительная, и потому усилитель неустойчив. По этой причине мы изменили ОУ2 на неинвертирующий тип для сохранения отрицательной обратной связи.

Однако заметим, что коэффициент усиления ОУ2 изменился с

$$\frac{1}{SC_2R_6} \quad (1)$$

$$\text{на } 1 + \frac{1}{SC_2R_6} = \frac{1 + SC_2R_6}{SC_2R_6} \quad (1a).$$

Мы добавили еще один ноль в тракт обратной связи, в результате чего ноль, созданный с добавлением R_2 , больше не требуется. От этого резистора можно избавиться, получив топологию на рисунке 9.

Передаточная функция для этого варианта схемы определяется из уравнений 2, 3 и 4.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_5}{R_1} \frac{S^2 C_1 C_2 R_3 R_6 \frac{R_1}{R_1 + R_5}}{S^2 C_1 C_2 R_3 R_6 \frac{R_1}{R_1 + R_5} + SC_1 R_6 + 1} \quad (2)$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_3 R_6 \frac{R_1}{R_1 + R_5}}} \quad (3)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_1 R_3 C_2}{(R_1 + R_5) R_6 C_1}} \quad (4)$$

С этими уравнениями чуть труднее работать. У нас больше нет резистора R_2 , который использовался для того, чтобы добротность Q не зависела от F_0 .

Частоту полюсов ВЧ-фильтра F_0 можно достаточно легко задать с помощью приведенных выше уравнений. Она отличается от F_0 исходной топологии тем, что вместо сомножителя R_4/R_5 появился $R_1/(R_1 + R_5)$. Этот сомножитель не регулируется, если не изменять коэффициент усиления каскада (ОУ1), тогда как в исходной схеме резистор R_4 напрямую не влиял на коэффициент усиления блока. В уравнение для добротности Q (4) также входит «неуправляемый» сомножитель $R_1/(R_1 + R_5)$, и

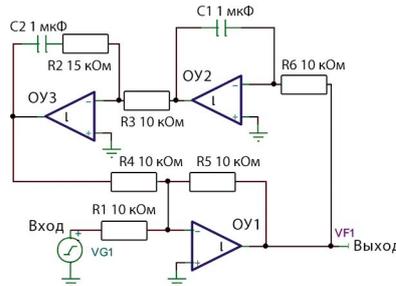


Рис. 7. Базовая неинвертирующая цепь (рис. 4 Части 1 статьи)

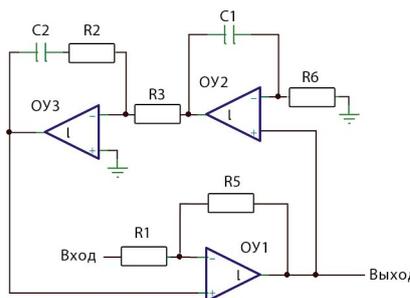
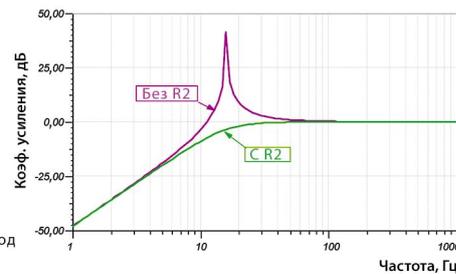


Рис. 8. Альтернативный каскад обратной связи для инвертирующего усилителя: слишком много нулей

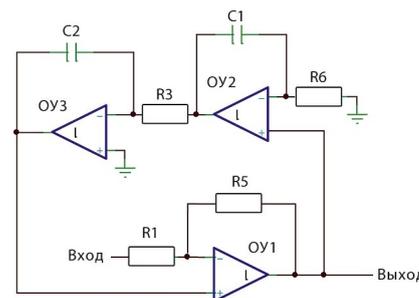


Рис. 9. Окончательный вариант обратной связи для инвертирующего усилителя

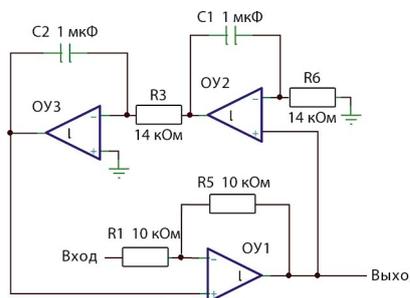


Рис. 10. Схема с обратной связью на неинвертирующем выводе ОУ

Q зависит от нескольких компонентов, а не от одного.

К числу оставшихся параметров, которые можно модифицировать для настройки F_0 и Q , относятся R_3 , R_6 , C_1 и C_2 . Их произведение определяет F_0 , в то время как отношения значений резисторов и конденсаторов задают Q . На рисунке 10 представлена модифицированная схема с той же АЧХ, что и в предыдущих случаях.

Следует обратить внимание на то, что на неинвертирующий вход ОУ2 подается сигнал с максимальным размахом, что может оказаться неприемлемым в некоторых случаях из-за ограничений на входное синфазное напряжение ОУ. В этом случае следует вернуться к прежней конфигурации ОУ2 и изменить конфигурацию ОУ3 на неинвертирующий тип (см. рис. 11).

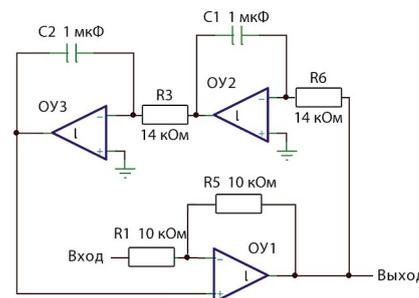


Рис. 11. Устранение сигнала синфазного напряжения в ОУ2

СОЗДАНИЕ ВЧ-ФИЛЬТРОВ ВЫСОКИХ ПОРЯДКОВ

Создав ВЧ-фильтры первого и второго порядков без добавления каких-либо компонентов в сигнальный тракт блока усилителя, можно приступить к разработке целого ряда таких цепей для получения ВЧ-фильтров более высоких порядков.

Для реализации ВЧ-фильтра третьего порядка воспользуемся комбинацией двух предыдущих примеров. На рисунке 12 представлена диаграмма ВЧ-фильтра третьего порядка, распределенного между двумя усилительными блоками. На рисунке 13 — передаточная функция каждого каскада в отдельности и всей цепи в совокупности.

Для реализации ВЧ-фильтра более высокого порядка каскады второго

Cool Power

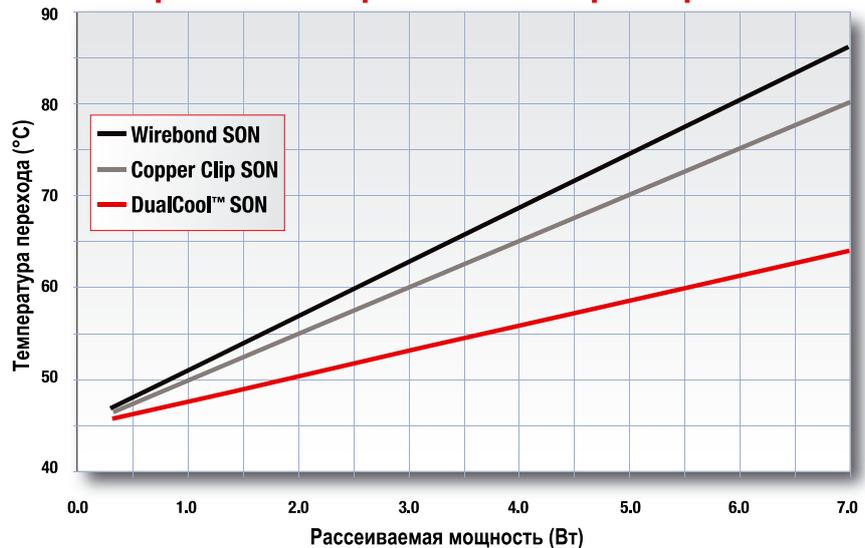
Технология силовых транзисторов MOSFET семейства TI DualCool™ NexFET™

High-Performance Analog >> Your Way™

Основные преимущества

- Охлаждение через верхнюю стенку
- Рассеяние мощности на 80% выше
- Сила тока на 50% больше при стандартной занимаемой площади
- Энергосберегающий POL-дизайн

Сравнение термических характеристик



Силовые транзисторы MOSFET семейства **DualCool™ NexFET™**, которые производит компания Texas Instruments, при стандартном размере корпуса обеспечивают эффективное охлаждение через его верхнюю и нижнюю стенки. Такая конструкция позволяет разработчикам систем питания эффективно отводить тепло от печатных плат в устройствах прямого или переменного тока высокого напряжения. Это дает возможность не только повысить плотность размещения блоков питания, но и расширить диапазон поддерживаемых нагрузок по току и повысить надежность систем.

Устройство	Размер	V _{DS} (V)	V _{GS} (V)	R at 10 V (mΩ)	R at 4.5 V (mΩ)	Q _g (nC)	Q _{gd} (nC)
CSD16407Q5C	5x6	25	16	1.8	2.5	13.3	3.5
CSD16408Q5C	5x6	25	16	3.7	5.4	6.5	1.9
CSD16325Q5C	5x6	25	10	–	1.7	18	2.9
CSD16321Q5C	5x6	25	10	–	2.1	14	2.5
CSD16322Q5C	5x6	25	10	–	4.5	6.5	1.2



www.ti.com/dualcool-ru
Доступны спецификации, образцы и оценочные модули.



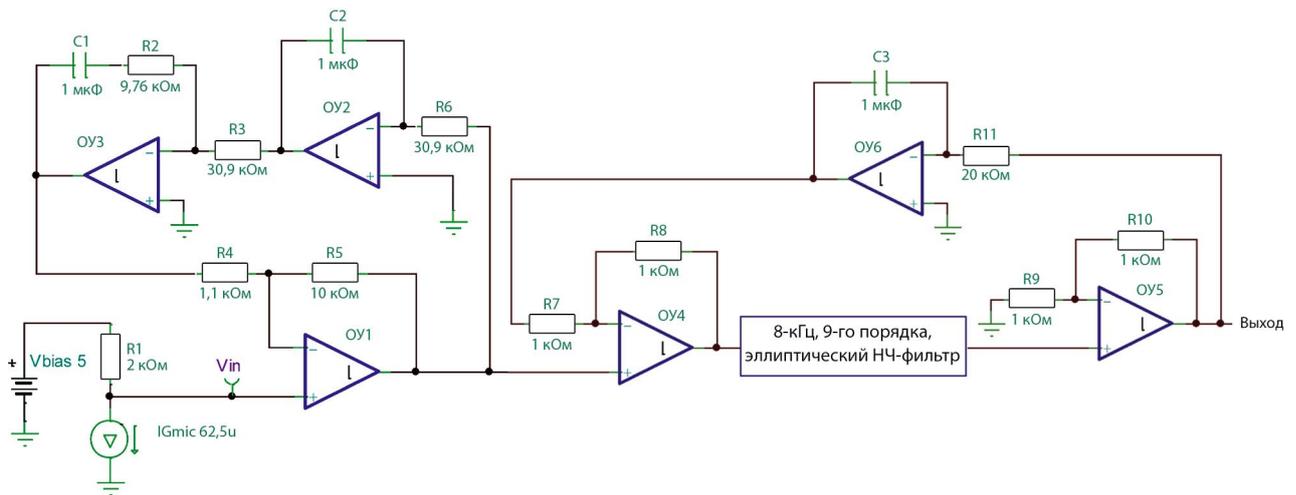


Рис. 12. Распределенная схема ВЧ-фильтра третьего порядка

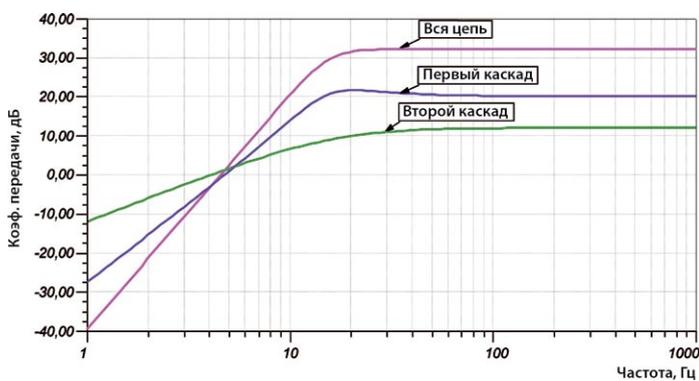


Рис. 13. АЧХ распределенного ВЧ-фильтра

порядка включаются последовательно друг за другом. Этот новый вариант хорошо известного ТТ-фильтра обеспечивает еще одну топологию второго порядка с малой чувствительностью к изменению параметров компонентов, а также простыми средствами расширения признанного метода следящей обратной связи первого порядка до фильтров второго и более высоких порядков со связью по переменному току.

В силу того, что вход и выход всего фильтра в целом также является входом и выходом простого усилительного блока, представляющего собой один из трех каскадов этого фильтра, данную топологию можно использовать для реализации ВЧ-функции (блокировки постоянного тока) почти в любом усилительном блоке, что не повлияет на коэффициент усиления или на параметры на высоких частотах, а также не потребует добавле-

ния какой-либо цепи в сигнальный тракт.

ЛИТЕРАТУРА

1. R. M. Stitt. «AC Coupling Instrumentation And Difference Amplifiers». TI Document SBOA003. 1990//focus.ti.com/general/docs/techdocsabstract.tsp?abstractName=sboa003.
2. M. Fortunato. «Circuit Sensitivity with Emphasis on Analog Filters». Texas Instruments Developer Conference 2007. March 2007//focus.ti.com/lit/ml/sprp524/sprp524.pdf.
3. L.P. Huelsman and P.E. Allen. Introduction to the Theory and Design of Active Filters. McGraw-Hill. New York. 1980.
4. Aram Budak. Passive and Active Network Analysis and Synthesis. Houghton Mifflin company. Boston, 1974.
5. M.S. Ghauri and K.R. Laker. Modern filter Design: Active RC and Switched Capacitor. Prentice-Hall. Englewood Cliffs. N.J. 1981.
6. J. Tow. «A step-by-step active-filter design». IEEE Spectrum. Vol. 6. pp. 64–68. December 1969.
7. L.C. Thomas. «The Biquad: Part I «Some Practical Design Considerations». IEEE Transactions on Circuit Theory. Vol. CT-18. pp. 350–357. May 1971.

НОВОСТИ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

| НОВОСТИ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ | Исследователи Массачусетского института технологии разработали актуаторы, которые создают в 6 раз больший крутящий момент, чем электродвигатели того же размера, но имеющие в 20 раз больший вес. Актуаторы вырезаются из плоского металлического листа, который затем крепится к движущимся частям механизма.

Исследователи полагают, что актуаторы можно использовать в движущихся частях различных устройств, например в качестве наконечников, малоинвазивных хирургических инструментов или деталей фотокамер, встроенных в ноутбук.

www.russianelectronics.ru

ГРАНИТ-ВТ

Электронная аппаратура для ответственных применений

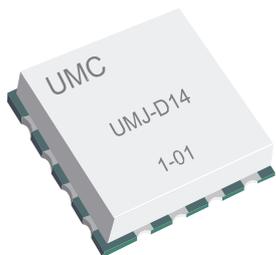
- Серийное производство электронных модулей, в т.ч. с приемкой "5"
- Контрактное производство высокотехнологичной электроники, в т.ч. BGA с рентген-контролем

- Париленовое влагозащитное покрытие
- Контрактная разработка и инженерное сопровождение

Интерактивный конструктор электронных приборов на сайте www.granit-vt.ru

ЗАО «ГРАНИТ-ВТ» т./ф.: 8 (812) 274-04-48, e-mail: mail@granit-vt.com, www.granit-vt.ru 191014, Санкт-Петербург, ул. Госпитальная 3

Компоненты RFMD для цифрового и эфирного ТВ



ГУНЫ и синтезаторы частоты со сверхнизкими фазовыми шумами (Universal Microwave Corporation)

- Диапазон частот до 8 ГГц
- SMD исполнение
- Низкий уровень фазовых шумов
- Линейная перестройка частоты
- Выполнение ГУНов и синтезаторов по спецификации заказчика



PDI

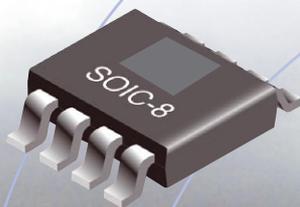
Гибридные усилители и оптические преобразователи для CATV (PDI)

- Технологии GaAs pHEMT и GaN pHEMT,
- Схемы работы push-pull и power doubler
- Частотный диапазон 40 - 1200 МГц,
- Низкий коэффициент шума - менее 4 дБ
- Низкие нелинейные искажения -77 СТВ/-72 CSO



Интегральные усилители обратного канала CATV серии CGR-0XXXXZ

- Частотный диапазон: 5-120 МГц
- Технология GaAs HBT
- Работа по схеме push-pull
- Высокая линейность -62 СТВ/-75 CSO
- Коэффициент шума ниже 3 дБ



Макро Групп - официальный дистрибьютор RF Microdevices на территории России



MAKRO ГРУПП Санкт-Петербург
+7(812) 370 60 70
Внедряя Качество www.macrogrup.ru

Москва
+7(495) 988 02 72

Екатеринбург
+7(343) 379 03 68

Чебоксары
+7(835) 242 61 03

Ростов-на-Дону
+7(863) 227 03 93

Новосибирск
+7(383) 233 34 87