

Фильтры сигналов низких и инфранизких частот на переключаемых конденсаторах

Владимир Семёнов (г. Великий Новгород)

Технология переключаемых конденсаторов является весьма перспективной для построения различных аналоговых интегральных схем высокого уровня интеграции. В настоящей статье приведён краткий обзор принципов построения таких устройств на примере фильтров низких частот на переключаемых конденсаторах.

ВВЕДЕНИЕ

Линейные электрические цепи, и в частности электрические фильтры, описываются линейными дифференциальными уравнениями. Соответственно, при их реализации требуются функциональные элементы или блоки, реализующие математические операции суммирования и дифференцирования (интегрирования) электрических сигналов. В дискретной схемотехнике для дифференцирования/интегрирования используются свойства вольтамперных характеристик пассивных L- и C-элементов: $u = L di/dt$; $i = C du/dt$. Электрическая схема фильтра низких частот (ФНЧ, НЧ) 8-го порядка приведена на рис. 1. В интегральном исполнении изготовить такой фильтр сложно, т.к. индуктивности практически не реализуемы, а при реализации точных резисторов и конденсаторов в широком диапазо-

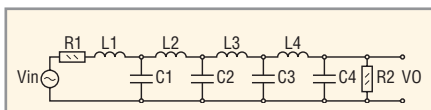


Рис. 1. RLC-фильтр нижних частот лестничного типа восьмого порядка

VO – Voltage Output, выходное напряжение

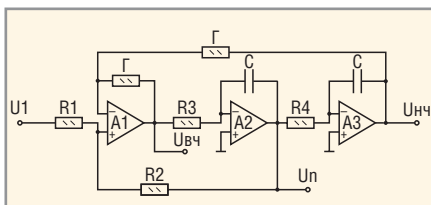


Рис. 2. Схема биквадратной секции для активного RC-фильтра нижних частот

U1 – входное напряжение,

Uвч – выход фильтра верхних частот,

Uнч – выход фильтра нижних частот,

Uп – выход полосового фильтра

не сопротивлений и емкостей возникают определённые трудности.

Частотные и фазовые характеристики фильтров не зависят от способа реализации при неизменности дифференциальных уравнений, описывающих поведение цепи. Поэтому электрические фильтры могут быть реализованы с использованием элементарных блоков вычислительной техники – сумматоров и интеграторов (рис. 2). Частотная характеристика интегратора на операционном усилителе описывается выражением $K(j\omega) = 1/(j\omega RC)$. При этом частота полюса биквадратной секции $Fp \approx 1/(2\pi RC)$, и для реализации фильтра с частотой среза 100 Гц необходимо иметь постоянную времени интегратора порядка 1 мс.

Практическое применение такие фильтры нашли в дискретном исполнении в диапазоне НЧ и особенно инфранизких частот (ИНЧ). В этих диа-

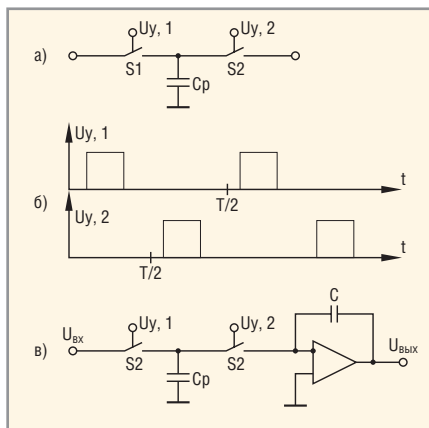


Рис. 3. Интегратор на переключаемых конденсаторах с параллельной схемой имитации резистора

а) схема имитации резистора; б) временные

диаграммы импульсов управления ключами; в)

эквивалент резистора во входной цепи интегратора

пазонах из-за больших ёмкостей конденсаторы имеют большие габариты. Реализация фильтра с применением интегральных операционных усилителей (ОУ) даёт лучшие результаты по габаритам. Полностью интегральное исполнение такого фильтра нецелесообразно из-за проблем создания резисторов с сопротивлением 100 МОм, которые были бы необходимы в схеме. В таких случаях микросхему фильтра «обвешивают» внешними резисторами, что делает конструкцию громоздкой. Например, в микросхеме MAX274 [1] используются 24 вывода, из которых к 19 подключаются внешние резисторы.

ТЕОРИЯ

В 70-е годы были успешно реализованы первые полностью интегральные фильтры на переключаемых конденсаторах. В них применены эквиваленты резисторов из конденсаторов и ключей, соединённых соответствующим образом (рис. 3а) [2]. Ключи S1 и S2 управляются непрерывными импульсами с частотой FT (рис. 3б). При этом через зажимы такого двухполосника, находящегося под напряжением U, протекает импульсный ток, средняя величина которого $I = CUF_T$.

Эквивалентное сопротивление такого «резистора» $R_C = U/I = 1/(CF_T)$ определяется ёмкостью конденсатора и частотой переключения ключей; для получения эквивалента резистора 100 МОм при $C = 10$ пФ нужно иметь частоту переключения 100 кГц. Для получения больших эквивалентных сопротивлений нужно уменьшать частоту переключения.

Поместив такой эквивалент резистора во входную цепь интегратора (рис. 3в), получим частотную характеристику $K_C(j\omega) = 1/(j\omega R_C C) = (C_p F_T)/j\omega C$. Здесь очень важно, что частотная характеристика определяется соотношением двух ёмкостей, которое интегральная технология позволяет вы-

держивать с высокой точностью. Требования к ключам в таких схемах невысоки, поскольку главная их задача – соединить обкладки двух конденсаторов для передачи информационного заряда. Это позволяет использовать в качестве таких ключей одиночные МОП-транзисторы. Наконец, постоянная времени интегратора обратно пропорциональна тактовой частоте, что позволяет легко изменять частоту среза фильтров простым изменением тактовой частоты.

Рассмотрим работу интегратора на переключаемых конденсаторах более подробно. Устройство управления формирует непрерывно сменяющиеся последовательности импульсов управления ключами, которыми цикл работы интегратора делится на такты. В первом такте ключ S1 замкнут и конденсатор C_p заряжается до напряжения входного сигнала, ключ S2 разомкнут и на интегрирующем конденсаторе C сохраняется напряжение из предыдущего такта. Во втором такте ключ S1 размыкается, а ключ S2 замыкается, и за счёт обратной связи ОУ напряжение на конденсаторе C_p уменьшается почти до нуля (до напряжения смещения ОУ). При этом заряд $Q_i = C_p U_i$ переносится на интегрирующий конденсатор C , вызывая изменение выходного напряжения $\Delta U_j = U_i t_j^{-1} C_p / C$.

Таким образом, выходное напряжение интегратора на переключаемых конденсаторах изменяется в дискретные моменты времени t_j ступенями величиной $\Delta U_j = U_i t_j^{-1} C_p / C$. Это значит, что интегрирование выполняется лишь приближённо; интеграл заменяется суммой, которая приближается к искомому интегралу тем более точно, чем больше отношение периода интегрирования к периоду тактовой частоты. Таким образом, устройства на переключаемых конденсаторах не являются полностью аналоговыми. Хотя информационная величина – заряд – изменяется в этих устройствах непрерывно, время является дискретным. Дискретизация по времени означает, что при анализе таких устройств мы должны пользоваться дискретным преобразованием Лапласа (Z-преобразованием).

Необходимо также ограничивать спектр входного сигнала перед фильтрацией, если есть реальные основания полагать, что во входном сигнале имеются спектральные компоненты с частотой выше половины тактовой

частоты. В противном случае при обработке произойдёт наложение основного и дополнительных спектров и сигнал на выходе не сможет быть точно восстановлен. Так, если фильтр с частотой среза 50 Гц работает на частоте 5 кГц, а в спектре входного сигнала имеются шумовые компоненты в полосе от 4950 до 5050 Гц, то эти компоненты будут перенесены в полосу пропускания фильтра. Во всех практически важных случаях достаточно установить на входе ФНЧ на переключаемых конденсаторах фильтр первого-второго порядка на пассивных элементах с частотой среза 3 – 5 частот среза основного фильтра.

Другой проблемой, возникающей при реализации фильтров на переключаемых конденсаторах, является наличие в выходном сигнале паразитной составляющей тактовой частоты. Это связано в первую очередь с импульсным характером тока перезаряда конденсаторов, а также с помехой от сигнала управления ключом МОП-транзистором через паразитные ёмкости затвор–стоки затвор–исток (так называемый перенос заряда из цепей управления ключами в коммутируемые ими информационные цепи). Избавиться от этих импульсных помех бывает непросто, особенно при неудачной разводке шин питания и «земли».

Мы рассмотрели наиболее простой вариант интегратора на переключаемых конденсаторах. Он иллюстрирует основной принцип работы любого устройства на переключаемых конденсаторах – передачу сигнала в форме заряда с конденсатора на конденсатор через систему электронных ключей. В реальных устройствах применяются более сложные интеграторы. Усложнение схемы позволяет сделать их менее чувствительными к переносу заряда из цепей управления ключами в коммутируемые ими информационные цепи. Подробно с вариантами построения интеграторов можно ознакомиться в работах [3, 4]. Свой вклад в разработку улучшенных структур интеграторов внёс и автор этой статьи, которым были предложены интеграторы с равными ёмкостями [5, 6]. Использование конденсаторов равной ёмкости упрощает реализацию интеграторов и уменьшает погрешность интегрирования. Как правило, улучшение характеристик интеграторов достигается введением дополнительных ключей. Поскольку в

качестве ключей используются МОП-транзисторы, увеличение числа ключей незначительно увеличивает площадь кристалла, занятую устройством.

Методы реализации фильтров высокого порядка аналогичны схемотехнике активных RC-цепей. Показанная на рис. 2 биквадратная секция реализует фильтр второго порядка. Для реализации фильтров более высокого порядка используется каскадное соединение таких секций. Четыре секции дают фильтр восьмого порядка. Недостатком такого подхода является повышенная чувствительность характеристик фильтров к погрешностям элементов при большой добротности секций.

Другой подход к построению фильтров высокого порядка заключается в имитации схем лестничного типа (рис. 1). При этом возможно прямое воспроизведение лестничной структуры путём замены индуктивностей исходного фильтра имитаторами индуктивности на переключаемых конденсаторах. Возможно также построение эквивалентной решающей структуры с использованием интеграторов [4]. Основой при проектировании такого фильтра является направленный сигнальный граф, описывающий исходную лестничную цепь. Граф приводится к виду, при котором комплексные коэффициенты передачи ветвей имеют вид $1/sC_i$, $1/sL_i$, где C_i , L_i – ёмкости и индуктивности исходной цепи. Такой граф может быть реализован с использованием суммирующих интеграторов. Ёмкости и индуктивности исходной цепи с некоторым коэффициентом будут преобразованы в отношении ёмкостей в интеграторах. Вследствие прямой зависимости чувствительность эквивалентной схемы с переключаемыми конденсаторами к отношению ёмкостей будет столь же мала, как чувствительность RLC-схемы лестничного типа к изменению L и C .

ЭКСПЕРИМЕНТ

Примером использования метода имитации схем лестничного типа при построении микросхем ФНЧ являются фильтры семейства MAX291...296 [7]. Например, микросхема MAX291EPA представляет собой ФНЧ Баттерворта 8-го порядка. Идеализированная характеристика фильтра показана на рис. 4. Микросхемы выпускаются в корпусах DIP8, SO8, SO16, а также в бескорпусном

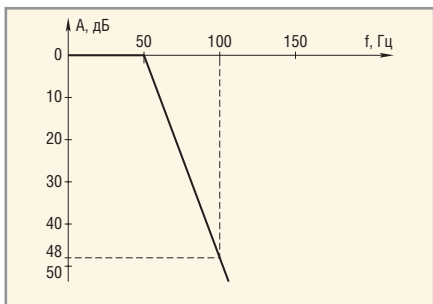


Рис. 4. Идеализированная характеристика ФНЧ MAX291

исполнении и в керамических DIP-корпусах (в последнем случае диапазон рабочих температур составляет $-55...+125^{\circ}\text{C}$). В типовом включении микросхема использует двуполярное питание $\pm 5\text{ В}$, но может питаться и от

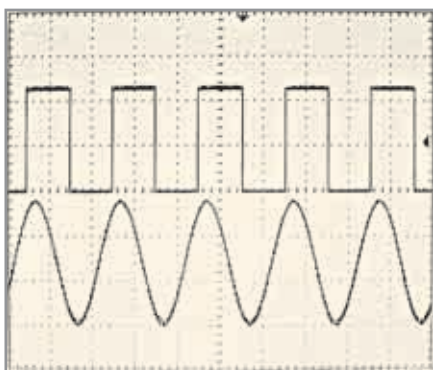


Рис. 6. Временные диаграммы входного (меандр) и выходного (синусоида) напряжений ФНЧ при фильтрации первой гармоники меандра

однополярного источника питания 5 В.

Частота среза фильтра может меняться в пределах от 0,1 Гц до 25 кГц путём изменения тактовой частоты. Соотношение между тактовой частотой и частотой среза 100 : 1. Тактовые импульсы могут быть поданы извне или сформированы с помощью внут-

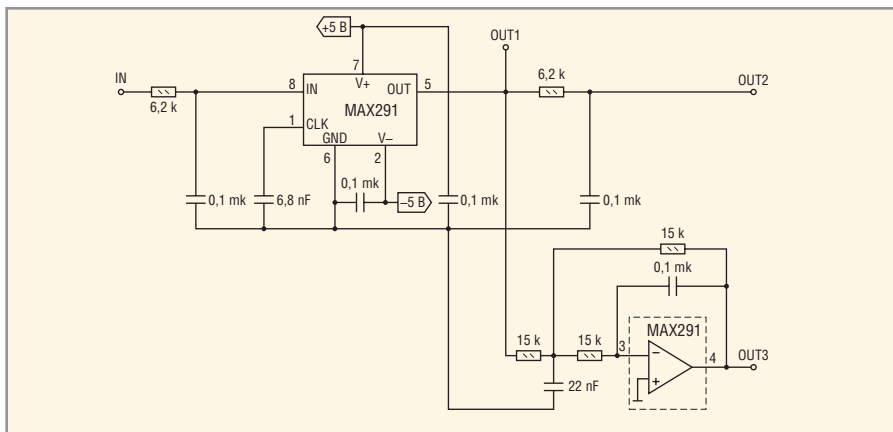


Рис. 5. Схема ФНЧ на микросхеме MAX291

реннего тактового генератора. В последнем случае на тактовый вход микросхемы навешивается «внешний»



Рис. 7. Временные диаграммы выходного сигнала в увеличенном масштабе непосредственно на выходе микросхемы (ступеньки с периодом 180 мкс) и на выходе интегрирующей RC-цепочки (прямая линия)

конденсатор, ёмкость которого связана с требуемой частотой соотношением $f_{\text{osc}} = 10^5/3C_{\text{osc}}$. Если ёмкость выражена в пФ, то частота будет в кГц. Для получения, например, частоты 5 кГц нужно использовать конденсатор ёмкостью 6,8 нФ. Генератор не слишком стабилен: его температурный коэффициент порядка

500 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Коэффициент влияния напряжения источника питания также достаточно велик – 1%/В. Поэтому в случае жёстких требований к стабильности частоты среза фильтра следует использовать внешний кварцевый генератор.

В состав микросхемы входит ОУ, который может быть использован как в составе предварительного входного фильтра сигнала, так и для фильтрации выходного сигнала от паразитной тактовой составляющей. Выход и инвертирующий вход ОУ выведены на отдельные выводы микросхемы. Неинвертирующий вход соединён с общим выводом внутри микросхемы. ОУ имеет относительно большое напряжение смещения (типичное 10 мВ, максимальное до 50 мВ), но весьма малый входной ток (типичное 50 нА). Входное сопротивление фильтра весьма велико. Оно определяется соотношением $Z_i = 1/CF_T$ (при $C = 2,24\text{ пФ}$ и $F_T = 1\text{ МГц}$ $Z_i = 450\text{ кОм}$). Чтобы обойтись без входного буфера, сопротивление источника сигнала, подключённого к фильтру, должно быть не более $0,1Z_i$.

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ ФОРУМ
“NEO ELECTRONICS”
 КОМПОНЕНТЫ МАТЕРИАЛЫ ТЕХНОЛОГИИ

1-3 марта 2006
 САНКТ - ПЕТЕРБУРГ

ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР СЕВЕРО-ЗАПАДА РФ
 пл. Победы, 2

организатор: ООО “ЭкспоФортуна”
 г. Санкт-Петербург, пл. Победы, 2
 тел.: (812) 371-02-08
 e-mail: expofortuna@svs.ru
 http://www.neoelectronics.ru

при поддержке: Электронстандарт

информационная поддержка: КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ, ЭЛЕКТРОНИКА

интернет ресурс: www.eworld.ru

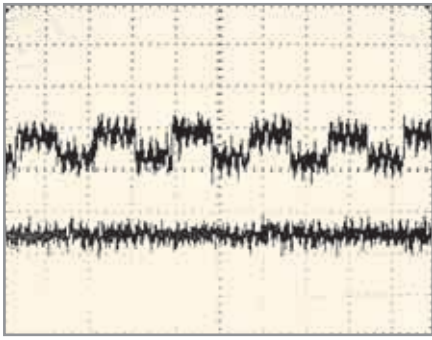


Рис. 8. Временные диаграммы коммутационной помехи: без выходного фильтра и с фильтрацией интегрирующей RC-цепочкой или фильтром Рауха

Рассмотрим работу фильтра, собранного на микросхеме MAX291EPA (рис. 5). Использовался внутренний тактовый генератор с частотой 5,5 кГц, что обеспечивало частоту среза фильтра 55 Гц. Для питания использовалось двуполярное питание ± 5 В. Входной сигнал прямоугольный (меандр). Для ограничения эффекта наложения спектров на входе фильтра включена интегрирующая цепочка с частотой среза 250 Гц. На рис. 6 видно, что выходное напряжение приближается к чисто синусоидальному напряжению. Детальное рассмотрение выходного напряжения выявляет ступеньки с периодом 180 мкс, равным периоду дискретизации устройства (рис. 7). Можно заключить, что без восстанавливающего фильтра непрерывного времени использовать микросхему не следует. В качестве восстанавливающего фильтра была опробована ин-

тегрирующая цепочка, аналогичная входной; она обеспечила надёжное восстановление сигнала (прямая линия на рис. 7).

Для оценки коммутационной помехи вход фильтра был заземлён. Коммутационная помеха имела размах порядка 2 мВ и период, равный периоду дискретизации. Фильтрация с помощью RC-цепочки, аналогичной входной, дала результаты, показанные на рис. 8. Кроме того, был собран фильтр второго порядка (фильтр Рауха) на основе внутреннего операционного усилителя с частотой среза 250 Гц. Результаты фильтрации с помощью фильтра второго порядка для подавления коммутационной помехи оказались аналогичными. Видно, что коммутационная помеха на выходе фильтра может быть эффективно подавлена относительно простыми средствами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На сайте фирмы-производителя предложено интересное применение таких фильтров [8] – формирование синусоидального сигнала из меандра, полученного делением частоты кварцевого генератора. Фильтр осуществляет выделение первой гармоники входного сигнала в результате эффективного подавления высших гармонических составляющих, и в первую очередь – наиболее интенсивной третьей гармоники. При этом высокая точность установки и поддержания частоты сочетается с низким коэффициентом гармоник генерируемого синусоидального сигнала.

Фильтры не являются единственным классом аналоговых схем, где применение цепей на переключаемых конденсаторах даёт выигрыш в габаритах, стоимости, точности, функциональности. Известны и другие устройства на переключаемых конденсаторах, например, системы ФАПЧ [4] и высокоточные время-импульсные вычислительные устройства [9], в которых ключи и интеграторы являются основными операционными элементами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Maxim's Data Sheet: MAX274/275. 4th- and 8th-Order, Continuous-Time Active Filters (www.maxim-ic.com).
2. Грегориан Р, Мартин К, Темеш Г. Проектирование схем на переключаемых конденсаторах. ТИИЭР. 1983. Т. 71. № 8.
3. Гауси М., Лакер К. Активные фильтры с переключаемыми конденсаторами. М.: Радио и связь, 1986.
4. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. М.: Мир, 1992.
5. Авторское свидетельство СССР № 1434458.
6. Авторское свидетельство СССР № 1564651.
7. Maxim's Data Sheet: MAX291/292/295/296 8th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters (www.maxim-ic.com).
8. Maxim's Application Note # 1999: Sine Wave Generator is Crystal Accurate (www.maxim-ic.com).
9. Время-импульсные вычислительные устройства. Под ред. В.Б. Смолова, Е.П. Угрюмова. М.: Радио и связь, 1983. ©

Новости мира News of the World Новости мира

Электронная бумага вместо обычной

Электронная бумага с импортом RSS – это будущее газет? На выставке CES компания Sony продемонстрировала новое устройство, предназначенное для чтения книг в электронном виде. Это устройство поддерживает импорт RSS-потоков.



Информации о Sony Reader пока недостаточно. Устройство ещё не появилось в продаже. Однако на выставке CES работающий экспонат можно было подержать в руках. Устройство имеет сверхтонкий дисплей чрезвычайно высокой контрастности и низкое энергопотребление. Оно идеально подходит для отображения текста и чёрно-белой графики. Читать текст с такого дисплея почти так же комфортно, как читать с листа бумаги.

Самая замечательная функция Sony Reader – это поддержка RSS с графикой. Оно способно автоматически обновлять информацию из Интернета. Правда, там нет оборудования для связи, а устройству требуется подключение к компьютеру (аналогично обновлению информации в плеере iPod).

Sony Reader должны поступить в продажу по цене \$300...400. Радует сам факт, что изделия, созданные по технологии ePaper/eInk, после нескольких лет разработок в лабораториях, наконец, начинают появляться на рынке. Эти устройства гораздо более подходят для чтения текстов, чем существующие карманные компьютеры. Они приятнее для глаз, потребляют на порядок меньше энергии, гораздо меньше весят, их не нужно загружать (текст всегда на экране). Электронная бумага не конкурирует с карманными компьютерами. Она конкурирует с обычной бумагой – как по техническим характеристикам, так и по функциональности. Возможно, электронная бумага с импортом RSS – это и есть будущее печатной прессы.

www.hifinews.ru