

# Аналоговые коммутаторы

## 6. Применение аналоговых коммутаторов

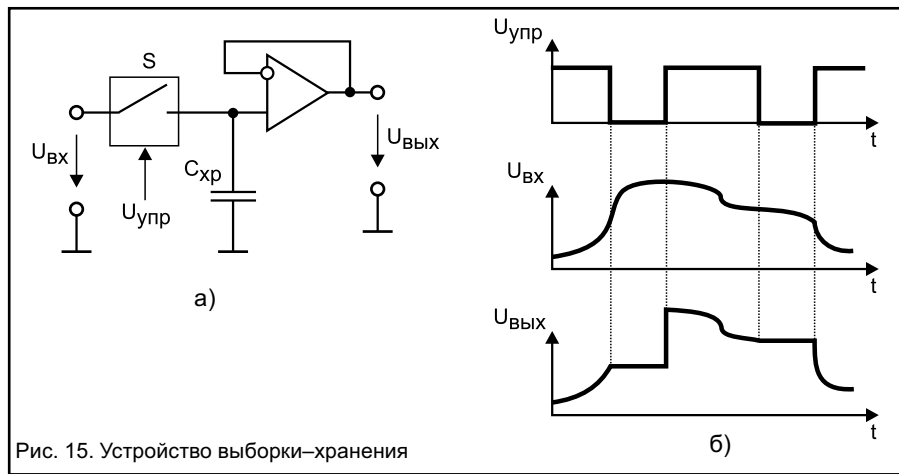
### 6.1. Устройства выборки/хранения

При сборе информации и ее последующем преобразовании часто бывает необходимо зафиксировать значение аналогового сигнала в определенный момент времени. Некоторые типы аналогово-цифровых преобразователей, например последовательного приближения, могут давать совершенно непредсказуемые ошибки, если их входной сигнал не зафиксирован во время преобразования. При смене входного кода цифро-аналоговых преобразователей из-за неодновременности установления разрядов, наблюдаются выбросы выходного напряжения. Для устранения этого явления на время установления также следует зафиксировать выходной сигнал ЦАП.

Устройства выборки/хранения (УВХ), выполняющие эту функцию, должны на интервале времени выборки повторять на выходе входной аналоговый сигнал,

а при переключении режима на хранение – сохранять последнее значение выходного напряжения до поступления сигнала выборки.

Схема простейшего УВХ приведена на рис. 15а. Когда ключ  $S$  замкнут, выходное напряжение схемы повторяет входное, т. е.  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$  (рис. 15б). При размыкании ключа  $U_{\text{ВЫХ}}$  сохраняет свое значение, последнее перед размыканием. Выходной повторитель на ОУ препятствует разряду конденсатора хранения  $C_{\text{ХР}}$  на нагрузку схемы. Входное со-



противление повторителя должно быть как можно больше, поэтому обычно применяют ОУ с полевыми транзисторами на входе.

Простейшая схема УВХ имеет ряд недостатков:

- при замкнутом ключе источник входного сигнала имеет значительную емкостную нагрузку; если источником является ОУ, это обычно приводит к его самовозбуждению;
- ОУ с полевыми транзисторами на входе, применяемые в качестве буферных повторителей, имеют значительное смещение нуля.

Эти недостатки во многом устранены в ИМС устройства выборки/хранения LF398 (отечественный аналог – 1100СК2), которая в течение многих лет была, по существу, промышленным стандартом. Функциональная схема этой ИМС приведена на рис. 16. Схема имеет общую отрицательную обратную связь, охватывающую всю схему – с выхода усилителя ОУ<sub>2</sub> на вход усилителя ОУ<sub>1</sub>.

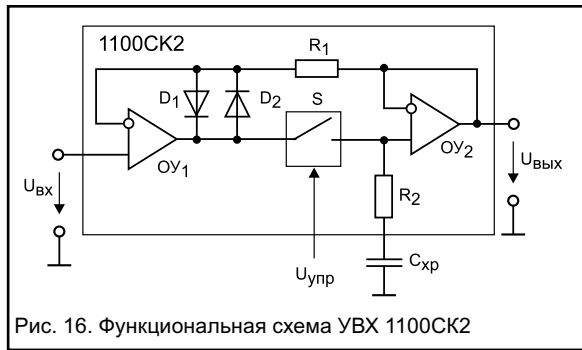


Рис. 16. Функциональная схема УВХ 1100СК2

Когда коммутатор находится в замкнутом состоянии, потенциал выхода ОУ<sub>1</sub>, вследствие действия общей отрицательной обратной связи, устанавливается таким, что U<sub>вых</sub> отличается от U<sub>вх</sub> на величину напряжения смещения ОУ<sub>1</sub>. При этом смещение, возникающее из-за наличия коммутатора и ОУ<sub>2</sub>, сводится к нулю. Диоды в этом состоянии схемы заперты, так как падение напряжения на них, равное указанному смещению, достаточно мало (менее 20 мВ). При размыкании коммутатора управляющим сигналом выходное напряжение остается неизменным. Резистор R<sub>1</sub> и диоды предотвращают насыщение ОУ<sub>1</sub>,

которое могло бы возникнуть из-за замыкания общей отрицательной обратной связи в этом режиме. Это снижает время переходного процесса при замыкании коммутатора. Усилитель ОУ<sub>1</sub> обеспечивает высокое входное сопротивление УВХ. Он выполнен по схеме с биполярными транзисторами на входе, что легко позволяет получить смещение нуля схемы в пределах 5 мВ. Резистор R<sub>2</sub> ограничивает ток заряда конденсатора хранения.

К точностным характеристикам УВХ относятся напряжение смещения нуля U<sub>см</sub>, определяемое практически смещением нуля ОУ<sub>1</sub>, и дрейф фиксируемого напряжения при заданной емкости C<sub>хр</sub> равен

$$dU_{\text{вых}}/dt = I_p/C_{\text{хр}},$$

где I<sub>p</sub> – ток разряда конденсатора. Он складывается из токов утечки конденсатора и коммутатора, а также входного тока усилителя ОУ<sub>2</sub>.

При заданном токе утечки величину дрейфа можно уменьшить путем увеличения емкости конденсатора C<sub>хр</sub>. Однако это ухудшает динамические характеристики схемы.

### Динамические характеристики УВХ:

1. Время выборки t<sub>в</sub> определяет, как долго при самых неблагоприятных условиях длится процесс заряда конденсатора хранения до величины входного напряжения с заданным уровнем допуска. Это время пропорционально емкости C<sub>хр</sub>. Перевод УВХ в режим хранения до окончания интервала выборки чреват значительными ошибками.

2. Апертурная задержка t<sub>а</sub> – период между моментом снятия управляющего напряжения и фактическим запирающим последовательного коммутатора.

В таблице 2 приведены основные характеристики некоторых типов УВХ, выпускаемых промышленностью.

### 6.2. Устройства на переключаемых конденсаторах

В последнее время наблюдается исключительно быстрый рост производства

и применения МОП-структур, имеющих много преимуществ перед биполярными схемами. У МОП-структур большой входной импеданс, и они управляются напряжением (в отличие от биполярных схем, управляемых током). Комплементарные МОП-структуры практически не потребляют мощности в статическом режиме. Технология МОП-структур обеспечивает большую плотность упаковки, чем у биполярных. Наконец, эта технология позволяет простым способом реализовать в ИМС конденсаторы относительно большой емкости. Такие МОП-конденсаторы, в сочетании с МОП-ключами, позволяют заменить резисторы в некоторых типах ИМС и построить аналоговые вычислительные схемы со значительно лучшими точностными и эксплуатационными характеристиками. Замена резисторов конденсаторами, в частности, позволяет повысить точность аналоговых и аналого-цифровых устройств и уменьшить количество внешних элементов, подключаемых к микросхеме. В табл. 3 представлены сравнительные характеристики интегральных резисторов и МОП-конденсаторов.

Высокая точность изготовления интегральных МОП-конденсаторов и их стабильность способствовали тому, что в последние годы получили развитие способы обработки сигналов, использующие явление дискретного переноса зарядов. Один из путей реализации этих способов состоит в применении схем с переключаемыми конденсаторами.

Рассмотрим реализацию аналогового интегратора с применением переключаемого конденсатора. На рис. 17а приведена схема обычного аналогового интегратора. Передаточная функция этой схемы имеет вид

$$K(s) = -\frac{1}{sR_1C_2}, \quad (1)$$

а частотная характеристика

$$K(j\omega) = -\frac{1}{j\omega R_1C_2}. \quad (2)$$

На рис. 17б показан интегратор, в котором резистор R<sub>1</sub> имитируется с помощью схемы с переключаемым конденсатором. Этот интегратор работает следующим образом. Коммутатор периодически переключается из положения 1 в положение 2 и обратно с периодом T. В момент nT конденсатор C<sub>1</sub> заряжается

Таблица 2

Тип УВХ	U <sub>см</sub> , мВ	Дрейф, В/с	Время выборки, мкс	Апертурная задержка, нс	U <sub>пит</sub> , В	I <sub>потр</sub> , мА	Примечания
1100СК2	5	0,21	0,4 <sup>1,2</sup>	100	±15	4,5	Промышленный стандарт
SHc5320	1,5	0,51	1,5 <sup>1,3</sup>	25	±15	–	
AD9101	10	180004	7 нс	0,25	+5; –5,2	70	Сверхбыстродействующее УВХ
AD781	3	0,014	0,63	35	±12	4	
AD684	4	14	13	35	±12	25	Счетверенное

Примечания: 1 C<sub>хр</sub> = 1000 пФ; 2 до точности 0,1%; 3 до точности 0,01%; 4 встроенный конденсатор хранения

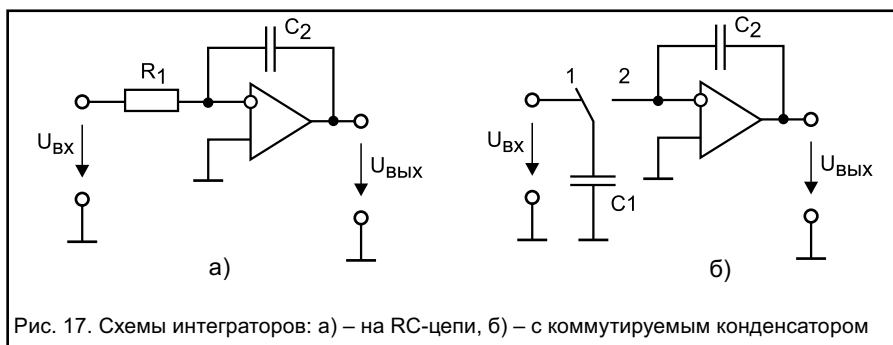


Рис. 17. Схемы интеграторов: а) – на RC-цепи, б) – с коммутируемым конденсатором

до напряжения  $U_{вх}(nT)$ , поэтому накопленный на нем заряд составляет  $C_1 u_{вх}(nT)$ . После переключения коммутатора из положения 1 в положение 2 в момент  $nT+T/2$ , конденсатор  $C_1$  разряжается на вход ОУ с конденсатором  $C_2$  в обратной связи. Поскольку входное дифференциальное напряжение и входные токи идеального ОУ равны нулю, конденсатор  $C_1$  разрядится полностью, и его заряд суммируется с зарядом, накопленным на конденсаторе  $C_2$ . В результате, в момент  $(n+1)T$  справедливо следующее уравнение зарядов:

$$C_2 u_{вых}[(n+1)T] = C_2 u_{вых}(nT) - C_1 u_{вх}(nT). \quad (3)$$

Здесь знак “-” обусловлен отрицательной обратной связью. Применив к обеим частям уравнения (3) z-преобразование, получим уравнение

$$z C_2 U_{вых}(z) = C_2 U_{вых}(z) - C_1 U_{вх}(z). \quad (4)$$

Определенная из этого уравнения передаточная функция имеет вид

$$W(z) = \frac{U_{вых}(z)}{U_{вх}(z)} = -\frac{C_1}{C_2(z-1)}. \quad (5)$$

Представляет интерес сравнение свойств интеграторов, показанных на рис. 17. Подставляя в (5)  $z = \exp(j\omega T)$ , получаем

$$W(j\omega) = -\frac{C_1}{C_2(e^{j\omega T} - 1)}. \quad (6)$$

При  $T > 0$  выражение в скобках в знаменателе правой части уравнения (6) приближается к  $j\omega T$ . Таким образом, для частот входного сигнала, низких относительно частоты переключения коммутатора  $f = 1/T$ , можно приближенно записать

$$W(j\omega) \approx -\frac{C_1}{C_2 j\omega T}. \quad (7)$$

Сравнивая выражения (2) и (7), находим, что в схеме, изображенной на рис. 17б, коммутируемый конденсатор имитирует входной резистор схемы, показанной на рис 17а, с сопротивлением, равным  $T/C_1$ . Поэтому, увеличивая частоту переключения коммутатора, мы уменьшаем эквивалентную постоянную времени интегрирования интегратора.

Применение интеграторов с переключаемыми конденсаторами в ИМС филь-

Таблица 3

Элемент	Технология изготовления	Точность изготовления, %	Температурный коэффициент, $K^{-1} \cdot 10^{-6}$	Коэффициент влияния напряжения, $V^{-1} \cdot 10^{-6}$
Резистор	Ионная имплантация с шириной 40 мкм	$\pm 0,12$	400	800
Конденсатор	МОП с толщиной диэлектрика 0,1 мкм	$\pm 0,06$	26	10

тров вместо обычных интеграторов дает два существенных преимущества. Во-первых, коэффициент передачи интегратора зависит только от отношения емкостей двух конденсаторов, а не от их абсолютных величин. Вообще говоря, можно достаточно просто создать на кремниевой подложке ИМС пару любых однотипных согласованных элементов, в то время как получение разнотипных элементов (резистора и конденсатора) с точными значениями и высокой стабильностью весьма затруднительно (различия температурных коэффициентов сопротивления (ТКС) и емкости (ТКЕ) могут быть значительными). Поэтому ИМС фильтров на переключаемых конденсаторах значительно дешевле. Например, фильтр нижних частот 8-го порядка на ИМС MAX291 (переключаемые конденсаторы) стоит почти в 5 раз дешевле аналогичного фильтра на двух ИМС MAX270 (RC-интеграторы).

Второе преимущество фильтров на переключаемых конденсаторах состоит в возможности настройки их характеристической частоты (т. е. центральной частоты полосового фильтра или точки  $-3$  дБ фильтра нижних частот) с помощью изменения только тактовой частоты. Это объясняется тем, что характеристическая частота фильтра, построенного на основе метода переменных состояния, пропорциональна коэффициенту передачи интегратора (или, другими словами, обратно пропорциональна постоянной времени интегрирования). Это позволяет выпускать фильтры 8-го порядка в корпусе с восемью выводами без внешних времязадающих элементов (например, MAX291), в то время как ИМС фильтров с RC-интеграторами имеют значительно больше выводов и требуют под-

ключения значительного количества точных резисторов (например, микросхема MAX274 имеет 24 вывода; ее типовая схема включения содержит 15 внешних резисторов).

Теперь о недостатках фильтров на переключаемых конденсаторах. Такие фильтры имеют два недостатка, которые обусловлены присутствием периодического тактового сигнала. Первое – это сквозное прохождение сигнала тактовой частоты, а именно наличие некоторого выходного сигнала (с напря-

жением приблизительно от 10 до 25 мВ) с частотой тактового колебания, напряжение которого не зависит от прикладываемого входного сигнала. Чаще всего это не имеет существенного значения, поскольку этот сигнал значительно удален от полосы, занимаемой обрабатываемым сигналом (обычно разработчики ИМС задают частоту коммутации в 100 раз (реже в 50 раз) больше характеристической частоты фильтров). Если же такое сквозное прохождение тактового сигнала нежелательно, то для его подавления обычно используют простой ФНЧ первого или второго порядка. В состав ИМС фильтров на переключаемых конденсаторах обычно включают неинвертирующий повторитель, на котором может быть построен такой фильтр.

Вторая проблема, более тонкого свойства, связана с наложением спектров. Любые компоненты входного сигнала, которые отстают по частоте от частоты тактового сигнала на величину, соответствующую частотам полосы пропускания, не будут подавлены. Например, при использовании ИМС MAX291 в качестве ФНЧ с частотой среза 1 кГц (при тактовой частоте в 100 кГц) все спектральные компоненты входного сигнала в диапазоне от 99 до 101 кГц будут преобразованы в полосу частот от постоянного тока до частоты 1 кГц. Поэтому в случае, когда в спектре входного сигнала есть заметные компоненты частот, близких к тактовой частоте, на входе фильтра следует включить простой фильтр нижних частот.

Георгий Волович,  
g\_volovich@mail.ru