

24. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи

Если непрерывный сигнал необходимо представить в цифровой форме, то аналоговую входную величину следует преобразовать в соответствующее число. Эту задачу выполняет аналого-цифровой (АЦ) преобразователь. Для обратного преобразования числа в пропорциональное ему напряжение или ток используют цифро-аналоговый (ЦА) преобразователь. В следующих разделах будут рассмотрены важнейшие схемотехнические принципы этих преобразователей.

24.1. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

24.1.1. СУММИРОВАНИЕ ВЕСОВЫХ ТОКОВ

На рис. 24.1 представлена простая схема преобразования двоичного числа в пропорциональное ему напряжение. Сопротивления резисторов выбирают такими, чтобы при замкнутых ключах через них протекал ток, соответствующий весу разряда. Ключ должен быть замкнут тогда, когда в соответствующий разряд поступает логическая единица. Благодаря тому что операционный усилитель с помощью резистора R_N охвачен петлей отрицательной обратной связи, узел суммирования остается под нулевым потенциалом. При этом исключается взаимное влияние составляющих токов при суммировании. Выходное напряжение представляется в виде

$$U_a = -U_{\text{опорн}} (R_N/R_0)(8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0), \quad (24.1)$$

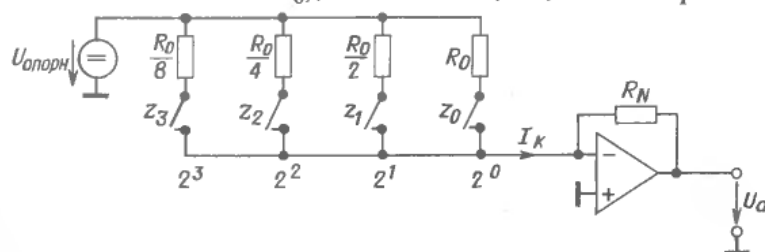


Рис. 24.1. Принципиальная схема ЦА-преобразователя.

$$U_a = -U_{\text{опорн}} \frac{R_N}{R_0} Z.$$

$$U_a = -U_{\text{опорн}} (R_N/R_0) Z \text{ при } 0 \leq Z \leq 15. \quad (24.2)$$

Чтобы увеличить число разрядов двоичного числа, следует подключить параллельно соответствующее количество резисторов $1/16 R_0$, $1/32 R_0$ и т.д. Наиболее жесткие требования предъявляются к точности резисторов старших разрядов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда. Поэтому разброс сопротивления в 2^n -разряде должен быть меньше, чем

$$\Delta R/R = 1/2^{n+1}.$$

Из этого условия следует, что разброс сопротивления резистора в 2^4 -разряде не должен превышать 3%, а в 2^{10} -разряде — 0,05%. Для двоично-десятичного счета наращивание разрядности можно провести, добавляя на каждую декаду четыре резистора, сопротивления которых соответственно в 10 раз меньше, чем у четырех предыдущих.

24.1.2. ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПЕРЕКИДНЫМИ КЛЮЧАМИ

Недостатком рассмотренного в предыдущем разделе ЦА-преобразователя является то, что на ключи подается напряжение с большой амплитудой. Поэтому использование электронных ключей в этом случае затруднительно. Кроме того, из-за влияния паразитных емкостей частота переключения оказывается низкой. Эти трудности можно преодолеть, если ввести, как показано на рис. 24.2, трехпозиционные ключи, которые подключаются либо к узлу суммирования токов, либо к общей нулевой точке. При этом ток, протекающий через каждый резистор, не меняется. Следовательно, нагрузка источника опорного напряжения постоянна. Внутреннее сопротивление этого источника в отличие от рассмотренной ранее схемы не обя-

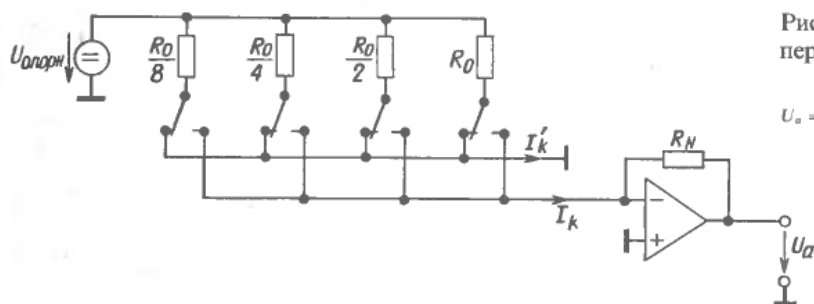


Рис. 24.2. ЦА-преобразователь с перекидными ключами.

$$U_a = -U_{\text{опорн}} \frac{R_N}{R_0} Z.$$

зательно должно быть малым. Входное сопротивление цепи (а следовательно, и сопротивление нагрузки для источника опорного напряжения) составляет

$$R_e = R_0 \parallel \frac{R_0}{2} \parallel \frac{R_0}{4} \parallel \frac{R_0}{8} = \frac{1}{15} R_0. \quad (24.3)$$

24.1.3. РЕЗИСТИВНАЯ МАТРИЦА ПОСТОЯННОГО ИМПЕДАНСА (МАТРИЦА ТИПА R-2R)

При разработке интегральных ЦА-преобразователей наибольшие трудности представляет реализация высокоточных резисторов, сильно различающихся по величине. Поэтому задание весовых коэффициентов ступеней часто осуществляют посредством последовательного деления напряжения с помощью резистивной матрицы (рис. 24.3). Основным элемент такой матрицы представляет собой делитель напряжения (рис. 24.4), который должен удовлетворять следующему условию: если он нагружен на сопротивление R_p , то сопротивление на входе R_e также должно принимать значение R_p . Коэффициент ослаб-

ления цепи $\alpha = U_2/U_1$ при этой нагрузке должен иметь заданное значение. При выполнении этих условий получаем следующие выражения для сопротивлений:

$$R_1 = \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha} R_g, \quad R_p = \frac{(1-\alpha)}{\alpha} R_g. \quad (24.4)$$

В случае двоичного кодирования $\alpha = 0,5$. Если положить $R_g = 2R$, то

$$R_1 = R \text{ и } R_p = 2R \quad (24.5)$$

в соответствии с рис. 24.3.

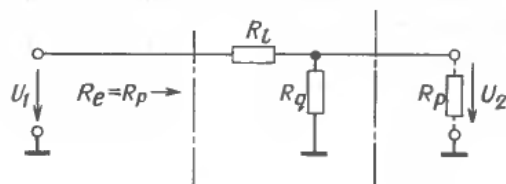


Рис. 24.4. Построение ступени матрицы постоянного импеданса.

Источник опорного напряжения нагружен на постоянное сопротивление

$$R_e = 2R \parallel 2R = R.$$

Выходное напряжение суммирующего уси-

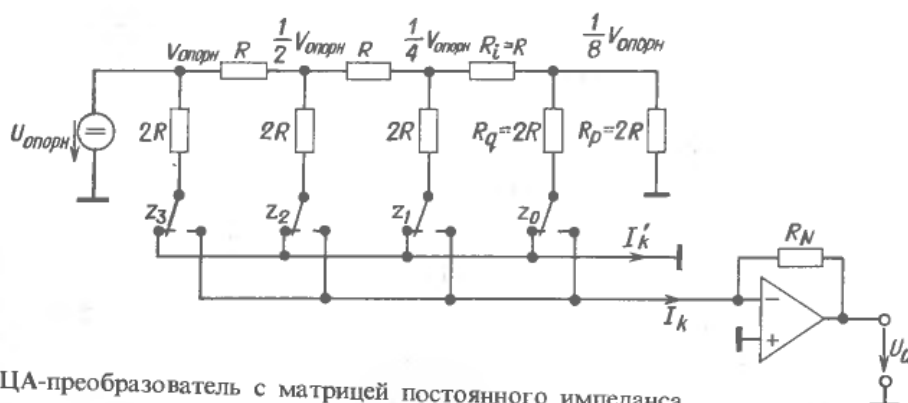


Рис. 24.3. ЦА-преобразователь с матрицей постоянного импеданса.

$$U_a = -\frac{U_{\text{опорн}}}{16} \frac{R_N}{R} Z.$$

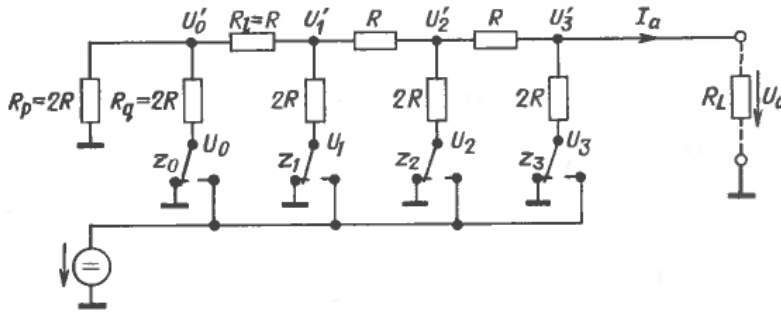


Рис. 24.5. Инверсное включение резистивной матрицы постоянного импеданса.

$$U_a = \frac{U_{\text{опорн}}}{16} \frac{R_L}{R + R_L} Z.$$

лителя определяется выражением

$$\begin{aligned} U_a &= -R_N I_k = \\ &= -U_{\text{опорн}} \frac{R_N}{16R} (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0) = \\ &= -U_{\text{опорн}} \frac{R_N}{16R} Z. \end{aligned} \quad (24.6)$$

Иногда, как показано на рис. 24.5, используют матрицу с обратным подключением входа и выхода по отношению к матрице на рис. 24.3, так как в этом случае усилитель для суммирования не нужен. При этом, конечно, следует принимать во внимание ранее упомянутые недостатки схемы: большое падение напряжения на ключах и изменяющуюся нагрузку источника опорного напряжения.

Для расчета выходного напряжения необходимо найти связь между напряжением питания U_i и узловым напряжением U'_i . Воспользуемся принципом суперпозиции, т.е. будем считать равными нулю все приложенные напряжения питания, кроме рассматриваемого напряжения U_i . Если подключить справа и слева к рассматриваемой цепи сопротивления R_{n2} , то в соответствии получим удельную составляющую напряжения

$$\Delta U'_i = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \Delta U_i. \quad (24.7)$$

Суммируя все составляющие при $\alpha^{-1/2}$, получаем выходное напряжение

$$U_a = \frac{1}{3} (U_3 + \frac{1}{2} U_2 + \frac{1}{4} U_1 + \frac{1}{8} U_0), \quad (24.8)$$

$$U_a = \frac{U_{\text{опорн}}}{24} Z \quad \text{с} \quad 0 \leq Z \leq 15. \quad (24.9)$$

Так как внутреннее сопротивление цепи независимо от преобразуемого числа имеет постоянную величину

$$R_i = R_p \parallel R_q = (1 - \alpha) R_q = R, \quad (24.10)$$

то значения весовых коэффициентов сохраняются и в случае, когда для нагрузочного резистора R_L не выполняется условие $R_p = 2R$. Из эквивалентной схемы на рис. 24.6 с помощью соотношения (24.9)

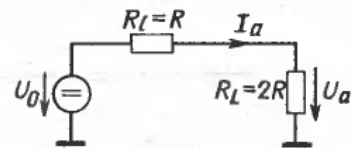


Рис. 24.6. Эквивалентная схема для расчета напряжения холостого хода и тока короткого замыкания.

можно непосредственно определить напряжение холостого хода и ток короткого замыкания:

24.1.4. РЕЗИСТИВНАЯ МАТРИЦА ДЛЯ ДЕКАДНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Резистивная матрица на рис. 24.3 может быть расширена для преобразования двоичных чисел любой длины. Для преобразования двоично-десятичных чисел можно применить подобную схему, моди-

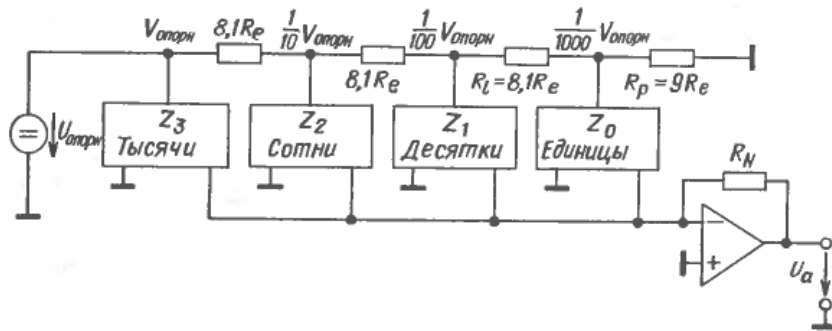


Рис. 24.7. Резистивные матрицы для декадных преобразователей.

фицировав ее в соответствии с рис. 24.7. При этом для представления каждого десятичного разряда применяется 4-разрядный ЦА-преобразователь (рис. 24.2 или 24.3). Эти преобразователи соединяются в цепь, в которой от ступени к ступени происходит ослабление с коэффициентом $\alpha = 1/10$. Заменяв в формулах (24.4) R_q входным сопротивлением R_e ступени ЦА-преобразователя, получим для сопротивления связи выражение

$$R_1 = 8,1R_e \quad (24.11)$$

и для окончного сопротивления

$$R_p = 9R_e. \quad (24.12)$$

При этом входные напряжения каскадов ЦА-преобразователей различаются по величине в 10 раз, и получаем, например, для напряжения на выходе четырех декад

$$U_a = -\frac{U_{\text{опорн}} R_N}{16R} \cdot 10^{-3} (10^3 Z_3 + 10^2 Z_2 + 10 Z_1 + Z_0), \quad (24.13)$$

если для каждой декады используем резистивную матрицу, выполненную по схеме рис. 24.3.

24.2. ПОСТРОЕНИЕ ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЭЛЕКТРОННЫМИ КЛЮЧАМИ

Выше при описании принципов работы ЦА-преобразователей рассматривались гипотетические механические ключи. Однако входной цифровой сигнал, как правило, является электрическим. В этом случае необходимы электронные ключи.

24.2.1. ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С КМОП-КЛЮЧАМИ

Низкоомные КМОП-ключи весьма удобно использовать при ЦА-преобразованиях, так как они не имеют напряжения смещения. При малом числе разрядов можно воспользоваться принципом, который иллюстрируется рис. 24.1, и в качестве ключей, как показано на рис. 24.8, применить выходные цепи стандартных КМОП-логических элементов. В этом слу-

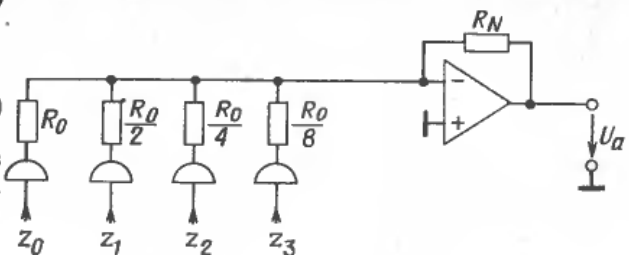


Рис. 24.8. Реализация ЦА-преобразователя с КМОП-вентильми в качестве ключей.

$$U_a = -V^+ (R_N/R_0) Z$$

чае напряжение питания используется в качестве опорного напряжения. Для повышения точности при расчете весовых коэффициентов нужно учесть выходное сопротивление логического элемента при высоком уровне напряжения на выходе. При напряжении питания 5 В оно составляет около 1 кОм, а при 10 В — около 500 Ом.

Для ЦА-преобразования с высоким разрешением на МОП-ключях особенно целесообразно использовать резистивную матрицу, представленную на рис. 24.3, так как в этом случае падение напряжения на ключах практически равно нулю. Подключение узла суммирования к нулевой шине можно осуществить, как показано на

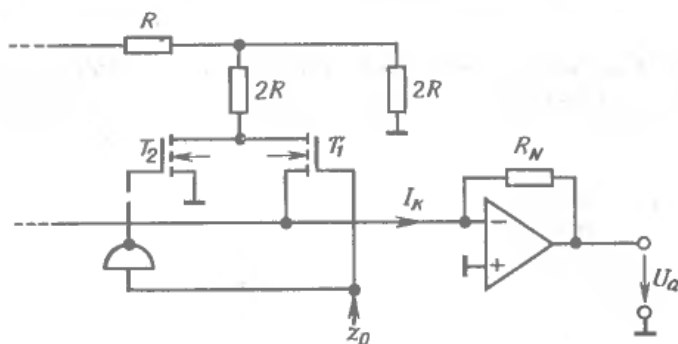


Рис. 24.9. Реализация резистивной матрицы с МОП-перекидными ключами.

рис. 24.9, с помощью двух нормально закрытых n -канальных полевых транзисторов, один из которых управляется через инвертор.

При поступлении высокого уровня напряжения на управляющий вход z_0 транзистор T_1 открывается, а T_2 закрыт. Потенциал стока равен нулю. Поэтому для получения достоверного результата вполне достаточно низковольтного логического сигнала независимо от величины опорного напряжения. Если на вход управления подать нулевое напряжение, транзистор T_1 закрывается. Потенциал стока в этом случае также остается равным нулю, так как теперь проводит транзистор T_2 . Естественно, что транзистор T_1 закрыт тогда, когда опорное напряжение отрицательно. ЦА-преобразователи, выполненные по КМОП-технологии:

8 бит: AD 7527, Analog Devices,
10 бит: AD 7533, Analog Devices,
12 бит: AD 7541, Analog Devices.

Время нарастания для них составляет 0,5 мкс.

Опорное напряжение может изменяться в широком диапазоне от -10 В до $+10$ В. Соотношение

$$U_a \sim ZU_{\text{опорн}}$$

справедливо для любого аналогового напряжения на опорном входе. Поэтому такие ЦА-преобразователи называются *умножающими*. Их можно успешно использовать в качестве цифровых регулируемых пропорциональных элементов, например в активных фильтрах.

24.2.2. ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ТОКОВЫМИ КЛЮЧАМИ

В ранее описанных ЦА-преобразователях точность определения токов сильно зависит от падения напряжения на ключах. От этого недостатка можно избавиться, применив источники постоянного тока, как показано на рис. 24.10. При поступлении на управляющий вход положительного напряжения входной диод открывается, а другой запирается. Постоянный ток течет через входной диод. Подав отрицательное входное напряжение, мы запираем входной диод, а второй открываем. Постоянный ток течет, следовательно, через узел суммирования. Если токи имеют соответствующие весовые значения, то выходное напряжение будет пропорционально заданному двоичному числу.

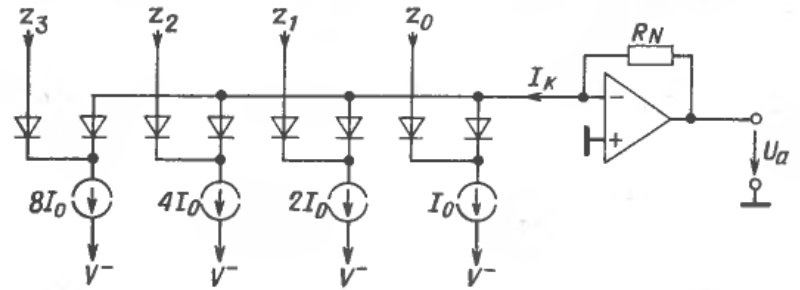
Так как токи обеспечиваются источниками тока, можно исключить суммирующий усилитель, заменив его нагрузочным резистором R_L . Конечно, допустимое падение напряжения на собирательной цепи ограничивается, как правило, уровнем 1 В.

Принцип токовых ключей используется преимущественно в ЦА-преобразователях, реализуемых по биполярной технологии. Рассматриваемый пример иллюстрируется рис. 24.11. Весовые токи собираются с помощью резистивной матрицы на рис. 24.3. Для того чтобы транзисторы от T_1 до T_6 , несмотря на различие в величине тока, имели одинаковое напряжение база-эмиттер, площади их эмиттеров делают различными в соответствии с весовыми коэффициентами.

Так как при этом требуется плавающая цепь резисторов, то окончательный резистор R_p подключают не к нулевой шине, а к эмиттеру дополнительного транзистора. Точнее

Рис. 24.10. ЦА-преобразователь с управляемым переключением токов.

$$U_a = R_N I_0 Z.$$



говоря, этот транзистор служит в качестве источника тока для преобразования младшего разряда. Через оконечный резистор

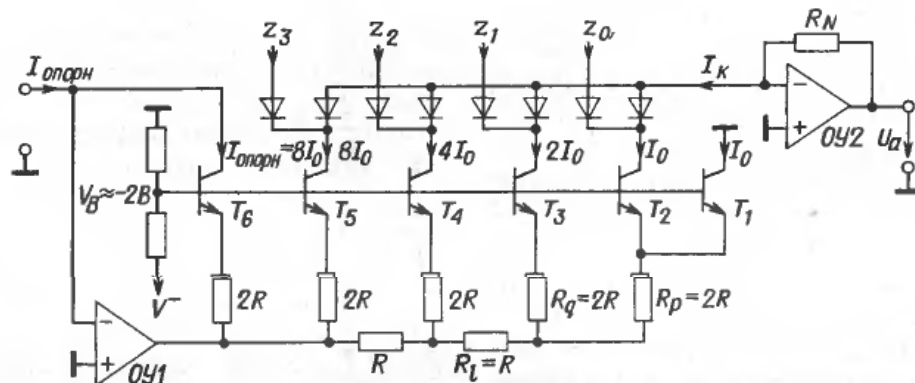


Рис. 24.11. Построение источников тока на биполярных транзисторах.

$$U_a = \frac{1}{8} R_N I_{\text{опорн}} Z.$$

R_p и параллельно включенный ему резистор R_q протекают одинаковые токи. Поэтому для дальнейшего деления на два параллельно транзистору T_2 включен транзистор T_1 .

Входное напряжение для резистивной матрицы создается с помощью опорного транзистора T_6 и операционного усилителя ОУ 1, выходное напряжение которого устанавливается таким, что коллекторный ток транзистора T_6 принимает значение $I_{\text{опорн}}$. При $8I_0 = I_{\text{опорн}}$ получаем выходной ток

$$I_k = \frac{I_{\text{опорн}}}{8} Z \quad \text{при} \quad 0 \leq Z \leq 15.$$

Типы ИС

- 8 бит, 300 нс: MC 1408 (Motorola),
- 8 бит, 160 нс: Am 6080 (AMD),
- 10 бит, 250 нс: MC 3410 (Motorola),
- 10 бит, 30 нс: TDC 1016J-10 (TRW),
- 12 бит, 200 нс: AD 566 (Analog Devices),
- 12 бит, 250 нс: Am 6012 (AMD).

Дифференциальный усилитель как токовый ключ

Очень быстрые токовые ключи могут быть построены на дифференциальных усилителях. Для переключения тока от одного транзистора на другой достаточно перепада напряжения менее 1 В. Так как транзисторы не попадают в режим насыщения, время переключения мало.

Возможность реализации подобных ключей на стандартных ЭСЛ-элементах иллюстрируется рис. 24.12. Дифференциальный каскад $T_3 - T'_3$ образован из выходных эмиттерных повторителей двух вентилей, расположенных на разных кристаллах. В рассмотренном случае оказывается удобным то обстоятельство, то коллектор выходного эмиттерного повторителя подключен к точке M_1 . Ток I_k , протекающий через этот вывод, служит выходным сигналом.

Если на вход z подается высокое напряжение, то транзистор T_3 открывается, а T'_3 закрывается. Выходной ток определяется

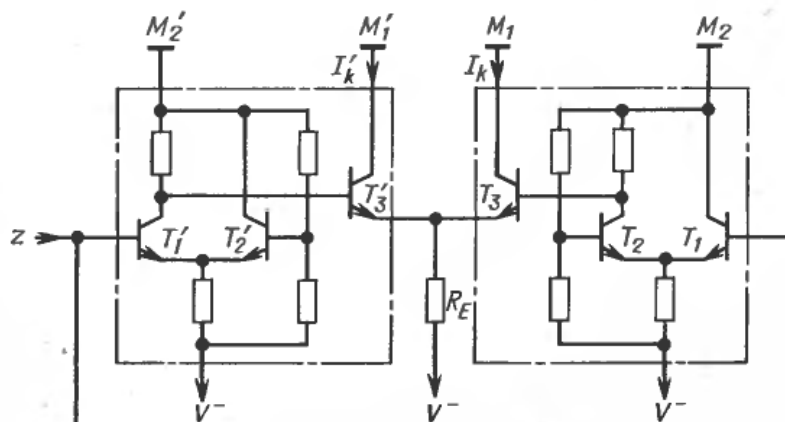


Рис. 24.12. Реализация дифференциальных усилителей-переключателей тока на основе стандартных ЭСЛ-вентилей.

выражением

$$I_k \approx \frac{|V^-| - 0,9 \text{ В}}{R_E} \quad (24.14)$$

Если на входе z низкий уровень напряжения, то $I_k = 0$. С двумя ЭСЛ-кристаллами можно построить подобным образом очень быстрый 4-разрядный ЦА-преобразователь, в котором внешние эмиттерные резисторы R_E для соседних разрядов отличаются по величине в два раза. Подобная схема представлена на рис. 24.13. Чтобы потенциал на выводе M_1 не становился отрицательным, в схему введен резистивный делитель для создания положительного потенциала покоя V_0 . Таким образом, получаем выходное напряжение

$$U_a = V_0 - R_i I_k. \quad (24.15)$$

Здесь R_i — сопротивление резистивного делителя. Путем суммирования четырех составляющих тока с учетом формулы (24.14)

получаем

$$U_a = V_0 - \frac{R_i}{R_0} (|V^-| - 0,9 \text{ В}) (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0).$$

Время установления составляет только несколько наносекунд, выходное напряжение 2,5 В на нагрузке 75 Ом.

Точность значительно повышается, если внешний резистор заменить источником постоянного тока. По этому принципу работает 8-разрядный ЦА-преобразователь МС 10318 фирмы Motorola.

24.3. ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

24.3.2. ОБРАБОТКА ЧИСЕЛ, ИМЕЮЩИХ ЗНАК

До сих пор при описании ЦА-преобразователей цифровая входная информация

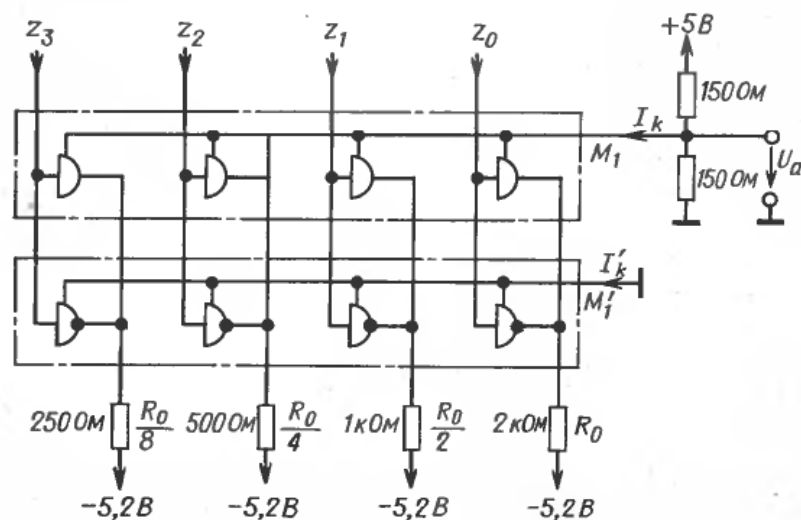


Рис. 24.13. Четырехразрядный ЦА-преобразователь на основе двух ЭСЛ-ИС. Можно использовать, например, вентиль МС 10101.

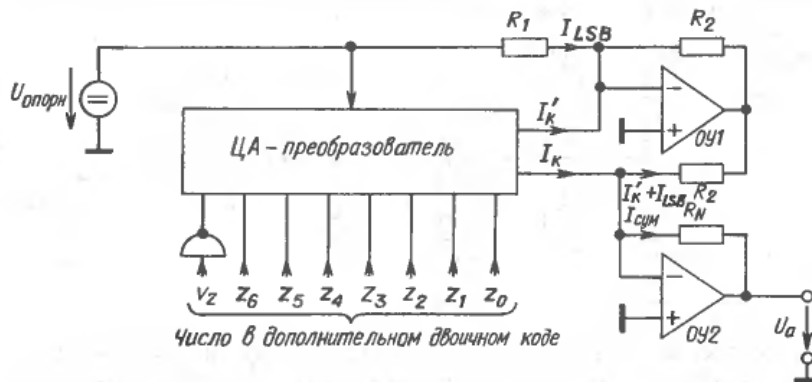


Рис. 24.15. ЦА-преобразователь для чисел в двоичном дополнительном коде с улучшенной стабильностью нуля.

$$U_a = -2R_N \frac{I_{k \text{ макс}}}{255} Z \text{ при } -128 \leq Z \leq 127.$$

щий усилитель, получаем выходной ток

$$I_k' = I_{k \text{ макс}} - I_k.$$

Этот ток с помощью усилителя ОУ 1 (рис. 24.15) увеличивается на единицу $I_{LSB} = (1/255)I_{k \text{ макс}}$ и инвертируется. Затем с помощью суммирующего усилителя ОУ 2 получаем

$$I_{\text{сум}} = I_k - \left(I_{k \text{ макс}} - I_k + \frac{1}{255} I_{k \text{ макс}} \right) = 2 \left(I_k - \frac{128}{255} I_{k \text{ макс}} \right). \quad (24.17)$$

Это выражение аналогично формуле (24.16). Если пренебречь малым членом I_{LSB} , то в отличие от предыдущей схемы абсолютная величина резистора R_2 не будет играть роли; резисторы должны быть лишь идентичны по величине.

24.3.2. ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ДЕЛЕНИЯ

В разд. 24.2.1 мы видели, что ЦА-преобразователь с КМОП-ключами может применяться для умножения аналогового входного напряжения на заданное число. Такой преобразователь может быть использован и для деления входного аналогового напряжения на заданное число. Для этого его охватывают, как показано на рис. 24.16, цепью отрицательной обратной связи, использующей операционный усилитель. Опорное напряжение $V_{\text{опорн}}$ выбирают таким, что

$$I_k = -U_e/R_1.$$

С учетом уравнения преобразования

$$I_k = (V_{\text{опорн}}/R_w) Z$$

получаем выходное напряжение

$$U_a = V_{\text{опорн}} = \frac{I_k R_w}{Z} = -\frac{R_w}{R_1} \frac{U_e}{Z}.$$

Используя этот простой способ деления,

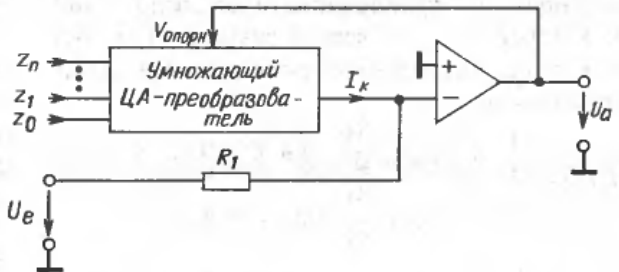


Рис. 24.16. ЦА-преобразователь для деления.

$$U_a = -\frac{R_w}{R_1} \frac{U_e}{Z}.$$

часто можно избежать применения аналогового или цифрового деления, всегда связанных, если требуется большая точность, с серьезными трудностями.

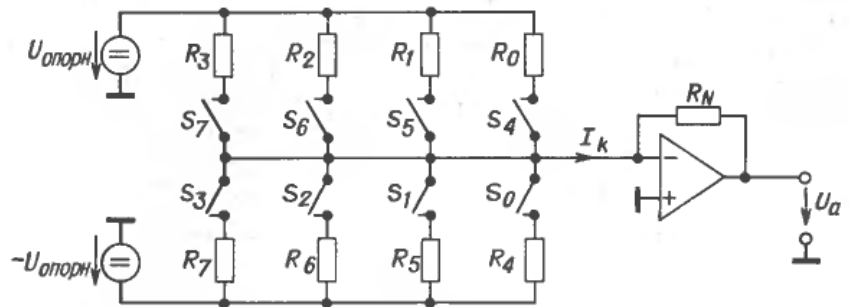
24.3.3. ЦА-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КАК ГЕНЕРАТОР ФУНКЦИЙ

В обычных ЦА-преобразователях выходное напряжение U_a пропорционально заданному числу Z : $U_a = aZ$. Если обеспечить возможность реализации любой зависимости $U_a = f(Z)$, то можно прежде всего представить в цифровой функциональной схеме функцию $X = f(Z)$ (см. разд. 19.7) и ввести число X в обычный ЦА-преобразователь.

При отсутствии жестких требований к точности решения представляется значительно более простая возможность реализации подобного устройства. На входы

Рис. 24.17.

ЦА-преобразователь для произвольного взвешивания.



перемножителя подают ту аналоговую величину, которая должна быть преобразована двоичным числом K . Для каждой аналоговой величины необходим, конечно, ключ. Поэтому достижимый уровень дискретизации обеспечивается приблизительно 16 каскадами. Возможность реализации иллюстрируется рис. 24.17. В отличие от обычных ЦА-преобразователей лишь один из ключей $S_0 - S_7$ всегда закрыт. Поэтому выходное напряжение определяется соотношениями

$$U_a(Z) = \begin{cases} +U_{опорн} \frac{R_N}{R_Z} & \text{при } Z = 0, \dots, 3, \\ -U_{опорн} \frac{R_N}{R_Z} & \text{при } Z = 4, \dots, 7. \end{cases}$$

Важной областью применения этого принципа является цифровая генерация синусоидальных колебаний. Путем деления частоты можно получить колебания различной частоты, согласованные во времени. Однако их применению в аналоговых системах препятствует наличие в генерируемых этим способом сигналах прямоугольных искажений. Можно получать синусоидальные колебания, в которых основное колебание отфильтровывается узкополосным фильтром. Эти фильтры должны быть настроены на соответствующую частоту.

Описанный ЦА-преобразователь, напротив, генерирует частотно-независимые синусоидальные колебания. В соответствии с рис. 24.18 в качестве входного сигнала

требуется эквидистантные возрастающие и убывающие числовые последовательности. Этот входной сигнал соответствует входному напряжению треугольной формы при формировании синусоидальных колебаний аналоговой функциональной схемой, которая была рассмотрена в разд. 11.7.4.

Если для абсолютной величины и знака выбирается цифровое представление, то числовую последовательность с желаемыми свойствами можно реализовать достаточно просто, используя закольцованный (циклически функционирующий) двоичный счетчик [24.1]. При этом старший разряд счетчика определяет знак. Второй по старшинству разряд определяет направление изменения числовых значений младших разрядов, соответствующие выходы которых подключены ко входам логических элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ. Эти разряды представляют абсолютную величину. Используя 4-разрядный двоичный счетчик, получаем схему, представленную на рис. 24.19. Формируемая числовая последовательность иллюстрируется табл. 24.2. При 3-разрядном коде на входе аналогового перемножителя выбираются четыре положительные ступени +0, 1, 2, 3 синусоидальной функции и со-

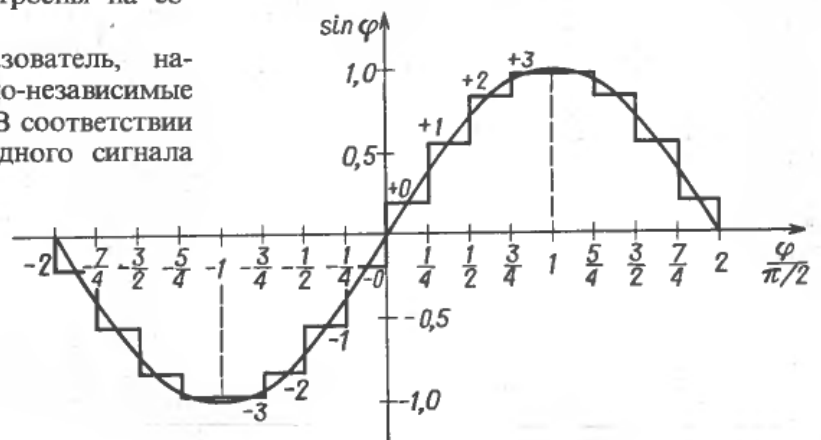


Рис. 24.18. 16-ступенчатая аппроксимация синусоиды.

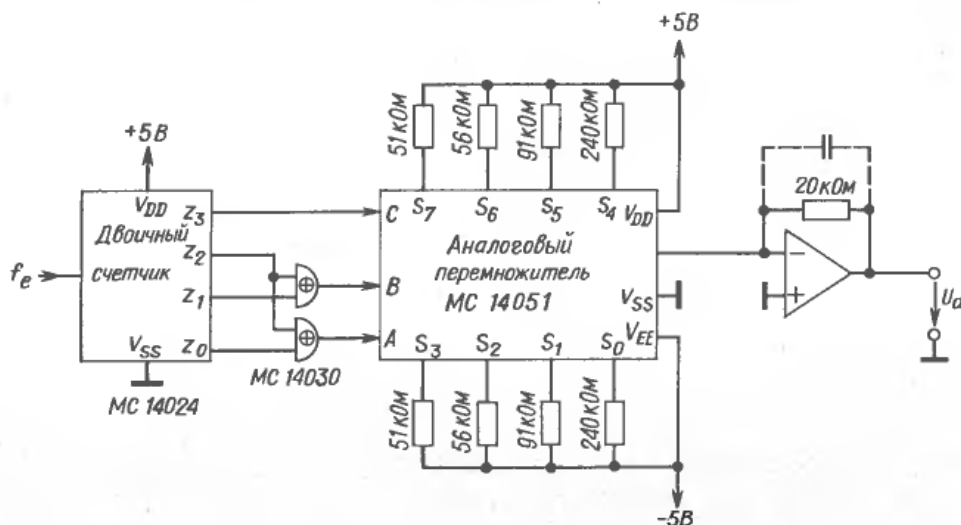


Рис. 24.19. Схема для формирования синусоидальных колебаний.

$$U_a = 2V \cdot \sin 2\pi \frac{f_c}{16} t.$$

ответственно четыре отрицательные ступени $-0, -1, -2, -3$. Распределяя ступени так, как показано на рис. 24.18, получаем представленные в табл. 24.2 значения функции и соответствующие значения сопротивлений. При таком грубом квантовании вполне достаточно, если используется ближайшее нормированное значение.

Так как в течение периода полное синусоидальное колебание проходит каждую ступень дважды, получается разделение на 16 ступеней. В соответствии с этим необхо-

димо выбирать входную частоту f_c счетчика в 16 раз большей, чем частота синусоидальных колебаний.

24.4. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ АЦ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Задача АЦ-преобразователя состоит в преобразовании входного напряжения в пропорциональное ему число. При этом можно выделить три принципиально раз-

Таблица 24.2

Сопоставление числовых последовательностей и формируемых напряжений

Z	Выходы счетчика				Выходы мультимплексора	Замкнутый ключ	№ ступени	Выходное напряжение U_a / \hat{U}_a
	z_3	z_2	z_1	z_0	C B A			
0	0	0	0	0	0 0 0	S_0	+0	0,20
1	0	0	0	1	0 0 1	S_1	+1	0,56
2	0	0	1	0	0 1 0	S_2	+2	0,83
3	0	0	1	1	0 1 1	S_3	+3	0,98
4	0	1	0	0	0 1 1	S_3	+3	0,98
5	0	1	0	1	0 1 0	S_2	+2	0,83
6	0	1	1	0	0 0 1	S_1	+1	0,56
7	0	1	1	1	0 0 0	S_0	+0	0,20
8	1	0	0	0	1 0 0	S_4	-0	-0,20
9	1	0	0	1	1 0 1	S_5	-1	-0,56
10	1	0	1	0	1 1 0	S_6	-2	-0,83
11	1	0	1	1	1 1 1	S_7	-3	-0,98
12	1	1	0	0	1 1 1	S_7	-3	-0,98
13	1	1	0	1	1 1 0	S_6	-2	-0,83
14	1	1	1	0	1 0 1	S_5	-1	-0,56
15	1	1	1	1	1 0 0	S_4	-0	-0,20

личных метода: параллельный, весовой, числовой¹⁾.

В первом случае входное напряжение одновременно сравнивают с n опорными напряжениями и точно определяют, между какими двумя уровнями оно лежит. При этом результат получают в один шаг. Конечно, аппаратные затраты в этом случае очень велики, так как для каждого возможного числа необходим компаратор. Для области измерений от 0 до 100 с единичным шагом необходимо, следовательно, 100 компараторов.

При весовом методе результат не может быть получен за один шаг, поскольку на каждом шаге определяется лишь один разряд двоичного числа. Сначала устанавливают, превышает ли входное напряжение опорное напряжение старшего разряда. Если оно выше, то старший разряд получает значение «1» и из входного напряжения вычитается опорное. Остаток сравнивают с соседним младшим разрядом и т. д. Очевидно, что для этого необходимо столько шагов сравнения, сколько разрядов в числе и сколько опорных напряжений.

Простейший метод — числовой. В этом случае подсчитывается число суммированных опорного напряжения младшего разряда, необходимое для получения входного напряжения. Если максимальное число, которое может быть представлено, равно n , то необходимо, следовательно, максимум

Таблица 24.3.

Сравнение различных методов АЦ-преобразования

Метод	Число шагов	Число источников опорного напряжения	Примечание
Параллельный	1	n	Большие аппаратные затраты, быстрый
Весовой	$\lg n$	$\lg n$	
Числовой	n	1	Простой, медленный

¹⁾ Последние два способа в отечественной литературе часто называют методом поразрядного взвешивания и методом последовательного счета соответственно. — Прим. перев.

n шагов для получения результата. В табл. 24.3 приведены важнейшие характеристики всех способов. На практике часто используют комбинации различных способов.

24.5. ТОЧНОСТЬ АЦ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

24.5.1. СТАТИЧЕСКАЯ ОШИБКА

При преобразовании аналоговой величины в число с конечным количеством разрядов возникает систематическая ошибка, которая называется ошибкой квантования. Согласно рис. 24.20, она составляет $\pm \frac{1}{2}U_{LSB}$ т.е. имеет величину, равную половине приращения входного напряжения, которое необходимо для изменения кода в младшем разряде.

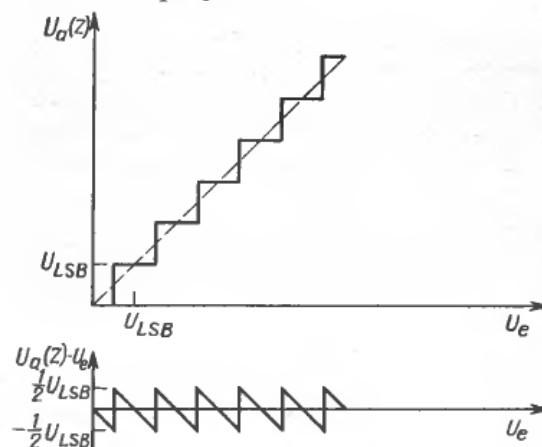


Рис. 24.20. Возникновение шумов квантования. Напряжение $U_a(Z)$ получается посредством ЦА-преобразования числа Z , которое формируется на выходе АЦ-преобразователя.

Если с помощью ЦА-преобразователя произвести обратное преобразование полученного числа в напряжение, обнаруживается ошибка квантования в виде накладываются шума. Как следует из работы [24.2], эффективная величина этого напряжения составляет

$$U_{\text{эфф}} = \frac{U_{LSB}}{\sqrt{12}}. \quad (24.18)$$

При синусоидальной форме управляющего

сигнала эффективное значение выходного напряжения для N -разрядного преобразователя

$$U_{\text{эфф}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2^N \cdot U_{\text{LSB}}.$$

Отсюда получаем отношение сигнал/шум

$$S = 20 \text{ дБ} \cdot \lg \frac{U_{\text{эфф}}}{U_{\text{рэфф}}} = N \cdot 6 \text{ дБ} + 1,8 \text{ дБ}. \quad (24.19)$$

Наряду с систематической ошибкой квантования имеет место и более или менее значительная ошибка, обусловленная схемой. Если середины ступеней идеальной ломаной линии передачи, показанной на рис. 24.20, соединить, то получится прямая с единичным наклоном, выходящая из начала координат (штриховая линия). В реальных АЦ-преобразователях эта прямая не проходит через нуль (ошибка сдвига) и ее наклон отличается от единицы (ошибка усиления). Ошибка усиления в диапазоне преобразования сигнала вызывает постоянное *относительное* отклонение выходной величины от истинного значения, а ошибка сдвига, напротив, обуславливает постоянную *абсолютную* погрешность. Обе эти ошибки, как правило, можно устранить посредством стабилизации нуля и полного отклонения. Остаются ошибки вследствие дрейфа параметров и их нелинейности.

Систематическая ошибка квантования может привести к нелинейности характеристик в случае, когда ступени не равны. При определении ошибки линейности сначала корректируют положение нуля и усиление и находят максимальное отклонение входного напряжения от идеальной прямой.



Рис. 24.21. Переходная характеристика АЦ-преобразователя с ошибками линейности.

Эта величина за вычетом ошибки квантования $1/2 U_{\text{LSB}}$ представляет суммарную *нелинейность*. Она составляет дробные доли от U_{LSB} . В примере, который иллюстрируется рис. 24.21, она равна $\pm 1/2 U_{\text{LSB}}$.

Другой мерой ошибки линейности является *дифференциальная нелинейность*. Она указывает, насколько ширина отдельной ступеньки отличается от заданного значения U_{LSB} . Если эта ошибка превышает U_{LSB} , то при измерении некоторые числа могут быть пропущены. При еще больших погрешностях число Z при увеличении входного напряжения может даже убывать.

24.5.2. ДИНАМИЧЕСКАЯ ОШИБКА

Можно выделить две области применения АЦ-преобразователей: 1) в цифровых вольтметрах и 2) при обработке сигналов. В первом случае исходят из того, что входное напряжение в течение времени преобразования постоянно. При обработке сигналов, напротив, входное напряжение непрерывно изменяется. При цифровой обработке через равные промежутки времени берутся выборки изменяющегося напряжения с помощью элементов выборки-хранения. Эти данные переводятся в цифровую форму АЦ-преобразователем. Как было показано в разд. 22.1, соответствующая числовая последовательность только тогда достаточно точно представляет непрерывный входной сигнал, когда выполняется теорема о дискретизации. Частота выборки f_a должна по меньшей мере вдвое превышать наибольшую частоту сигнала $f_{\text{макс}}$. Поэтому время преобразования АЦ-преобразователя должно быть меньше $1/2 f_{\text{макс}}$.

В этой области применения для оценки точности параметры АЦ-преобразователя и элемента выборки-хранения необходимо рассматривать совместно (см. разд. 17.4). Например, не имеет смысла использовать 12-разрядный АЦ-преобразователь с элементом выборки-хранения, который за время срабатывания не реагирует на величину, равную $1/4096 \approx 0,025\%$ диапазона измерений.

Другая динамическая погрешность вы-

зывается временной неопределенностью (апертурой) Δt_A точек опроса и возникающей при этом неопределенностью значения ΔU опрашиваемого напряжения (рис. 24.22). Время апертуры вызывает только постоянное запаздывание. При расчете максимальной ошибки ΔU предположим, что входной сигнал синусоидальный

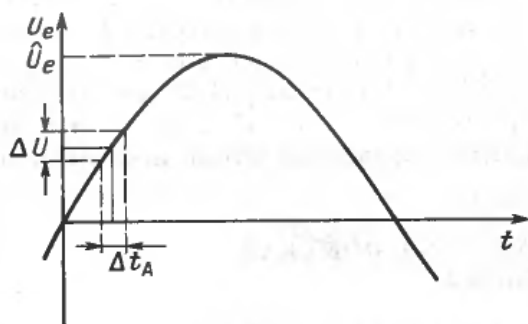


Рис. 24.22. Эффект апертуры.

с максимально допустимой частотой f_{\max} . Наибольший наклон кривой имеет место при прохождении через нуль:

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} = \hat{U} \omega_{\max}.$$

Отсюда получаем погрешность амплитуды

$$\Delta U = \hat{U} \omega_{\max} \Delta t_A.$$

Если она должна быть меньше величины ступени квантования U_{LSB} АЦ-преобразователя, то условие для времени апертуры имеет вид

$$\Delta t_A < \frac{U_{LSB}}{\hat{U} \omega_{\max}} = \frac{U_{LSB}}{1/2 U_{\max} \omega_{\max}}. \quad (24.20)$$

При высоких частотах сигнала это условие выполнить очень трудно, что подтверждает следующий числовой пример: для 8-разрядного преобразователя $U_{LSB}/U_{\max} = 1/255$. Если максимальная частота сигнала 10 МГц, то, как следует из формулы (24.20), время неопределенности должно быть меньше 125 пс.

24.6. ПОСТРОЕНИЕ АЦ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

24.6.1. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ СПОСОБ

На рис. 24.23 показана реализация параллельного способа для 3-разрядного числа. С помощью трех разрядов можно представить восемь различных чисел, включая нуль. Необходимо, следовательно, семь компараторов. Семь соответствующих эквидистантных опорных напряжений образуются с помощью делителя.

Если приложенное входное напряжение не выходит за пределы диапазона от $5/2 U_{LSB}$ до $7/2 U_{LSB}$, то компараторы с 1-го до 3-го устанавливаются в состояние «1», а компараторы с 4-го по 7-й — в состояние «0». Необходимы логические схемы, преобразующие эти состояния в число 3. В табл. 24.4 представлена зависимость между состояниями компараторов и соответствующим двоичным числом. Как показывает сравнение с разд. 19.7, необходимое преобразование можно произвести, используя шифратор приоритета, который был описан в разд. 19.1.1.

Однако приоритетный шифратор нельзя подсоединять непосредственно к выходам компараторов. Если входное напряжение изменяется, может быть получен ошибочный результат. Рассмотрим, например, переход от трех к четырем, следовательно, в двоичном коде от 011 к 100. Если старший разряд вследствие меньшего времени задержки изменит свое состояние раньше других разрядов, то временно возникнет число 111, т.е. семь. Величина ошибки соответствует половине измеряемого диапазона. Так как результаты АЦ-преобразования записываются, как правило, в запоминающее устройство, существует, таким образом, определенная вероятность получить полностью неверную величину. Решить эту проблему можно, например, предотвратив с помощью схемы выборки-хранения изменение входного напряжения в течение времени измерения. Однако при этом способе ограничивается допустимая частота входного напряжения, так как для установки схемы выборки-хранения необходимо время. Кроме того, вероятность изменения выходных состояний компара-

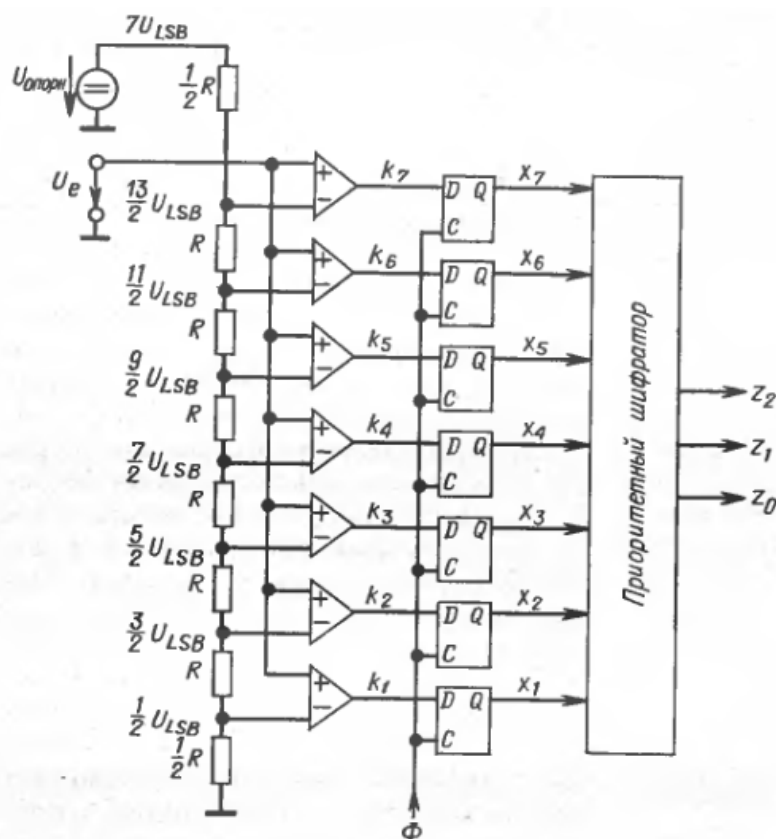


Рис. 24.23. АЦ-преобразователь, работающий по параллельному методу.

$$Z = \frac{U_e}{U_{LSB}} = 7 \frac{U_e}{U_{опорн}}$$

Переменные состояния в параллельном АЦ-преобразователе в зависимости от входного напряжения

Входное напряжение	Состояния компараторов							Двоичное число			Десятичный эквивалент
U_e/U_{LSB}	k_7	k_6	k_5	k_4	k_3	k_2	k_1	z_2	z_1	z_0	Z
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	2
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	3
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	4
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	5
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	6
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	7

торов полностью не исключается, поскольку быстрые схемы выборки-хранения обладают заметным дрейфом.

Этот недостаток можно устранить, если, как показано на рис. 24.23, после каждого компаратора в качестве промежуточной памяти ввести схему запоминания аналоговой величины — срабатывающий по фронту триггер, который при воздействии тактового сигнала запускает следующие последовательностные схемы. В этом случае обеспечивается сохранение стационар-

ного состояния на выходе приоритетного шифратора при действии фронта импульса, запускающего триггер.

Как видно из табл. 24.4, компараторы устанавливаются в состояние «1» по очереди — снизу вверх. Такая очередность не гарантируется при крутых фронтах импульса, так как из-за различия во временах задержки компараторы могут переключаться в другом порядке. Это переходное состояние при определенных обстоятельствах может быть записано в триггерах,

а именно тогда, когда фронт импульса, запускающего триггеры, и фронт сигнала совпадают. Приоритетное кодирование, однако, позволяет этого избежать благодаря тому, что единицы в младших разрядах, согласно разд. 19.7, не принимаются во внимание.

Время выборки должно быть меньше времени задержки компаратора, а ее начало определяется фронтом запускающего импульса. Различие во временах задержки обуславливает временную неопределенность (апертуру) результата. Чтобы снизить ее величину до обоснованного в предыдущем разделе уровня, целесообразно применить компараторы с возможно меньшим временем задержки. Благодаря параллельной работе каскадов описанный способ АЦ-преобразования самый быстрый. При использовании ЭСЛ-схем можно обрабатывать сигналы с частотой до 50 МГц.

Типы ИС

Компаратор	Память	Приоритетный шифратор
ТТЛ: NE 521	SN 74S273	SN 74148
ЭСЛ: Am 687	(со встроенной памятью)	MC 10165

Устройства с памятью и приоритетным шифратором

4 бит, 10 нс: Am 6688 (AMD); 6 бит, 30 нс: TDC 1014 (TRW); 8 бит, 30 нс: TDC 1007J (TRW).

24.6.2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ МЕТОД

Недостаток параллельного метода состоит в том, что число компараторов эк-

споненциально возрастает с длиной слова. Для 8-разрядного преобразователя требуется, например, уже 255 компараторов. Можно значительно уменьшить аппаратные затраты, снизив скорость преобразования. Для этого комбинируют параллельный и весовой методы.

При построении 8-разрядного преобразователя по модифицированному методу в первом шаге параллельно преобразуется четыре старших разряда кода (рис. 24.24). Результат представляет собой грубо квантованное значение входного напряжения. С помощью ЦА-преобразователя образуется соответствующее аналоговое напряжение, которое вычитается из входного напряжения. Остаток представляется в цифровой форме вторым 4-разрядным АЦ-преобразователем.

Если разность между грубо приближенным значением и входным напряжением усилить в 16 раз, можно использовать два АЦ-преобразователя с одним и тем же диапазоном входного напряжения. Различие между обоими преобразователями заключается, конечно, в требовании к точности: у первого АЦ-преобразователя она должна быть почти такой же, как у 8-разрядного преобразователя, так как иначе полученная разность не будет иметь смысла.

Грубо приближенная и точная выходные величины должны, естественно, соответствовать одному и тому же входному напряжению $U_e(t_j)$. Из-за наличия задержки сигнала в первой ступени возникает, однако, временное запаздывание. Поэтому при использовании этого способа входное напряжение с помощью схемы выборки-хранения поддерживается постоянным до тех пор, пока не будет получено все число.

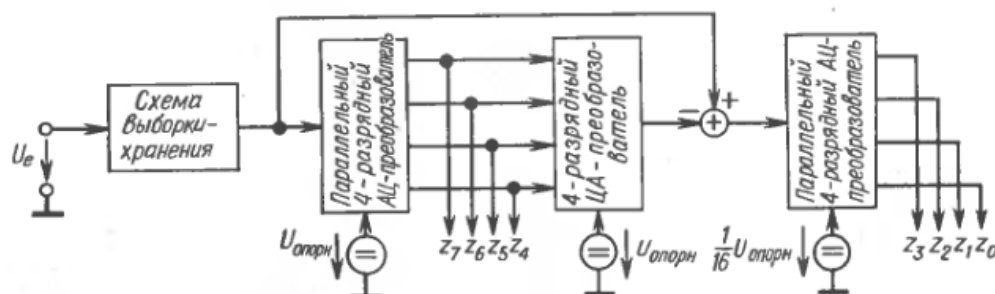


Рис. 24.24. АЦ-преобразователь, реализующий модифицированный параллельный метод.

$$Z = \frac{U_e}{U_{LSB}} = 255 \frac{U_e}{U_{опорн}}$$

Обзор модулей и приборов, построенных по описанному методу, можно найти в работе [24.3].

24.6.3. ВЕСОВОЙ МЕТОД

На рис. 24.25 представлен АЦ-преобразователь, который работает в соответствии с весовым методом. Логическое устройство управления (например, микрокомпьютер [24.4]) перед началом измерения записывает в память нули (производит стирание информации). Непосредственно за этим в старшем разряде устанавливается «1», т.е. здесь $z_7 = 1$. Благодаря этому напряжение на выходе ЦА-преобразователя составляет

$$U(Z) = 2^7 U_{LSB}.$$

Это половина возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение U_e больше, чем эта величина, то должно быть $z_7 = 1$. Если меньше, то $z_7 = 0$. Устройство управления, должно, следовательно, переключить z_7 обратно в состояние нуля, если выходная переменная k компаратора принимает значение 0. Непосредственно вслед за этим остаток

$$U_e - z_7 \cdot 2^7 \cdot U_{LSB}$$

таким же образом сравнивается с ближайшим младшим разрядом и т.д. После восьми подобных выравнивающих шагов в память записывается двоичное число Z , из которого после цифро-аналогового преобразования получается напряжение, соответствующее

$$U_e = Z \cdot U_{LSB};$$

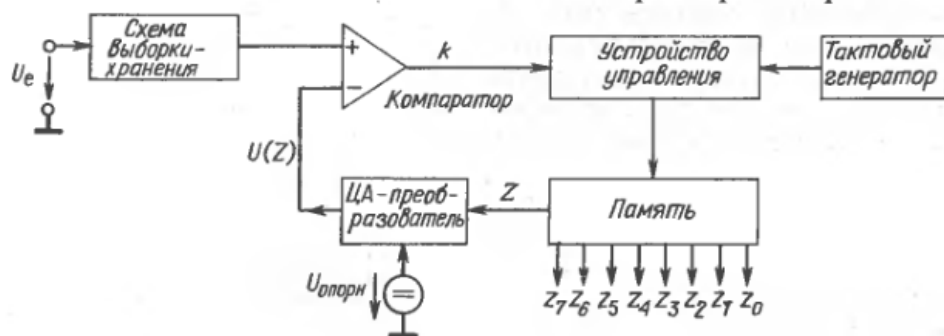


Рис. 24.25. АЦ-преобразователь, работающий по весовому методу.
 $Z = U_e / U_{LSB}$.

следовательно,

$$Z = U_e / U_{LSB}. \quad (24.21)$$

Если входное напряжение в течение времени преобразования изменяется, необходима схема выборки-хранения для промежуточного запоминания значения функции, чтобы все разряды были образованы из одного и того же входного напряжения

Типы ИС

8 разрядов в 15 мкс: AD 7574 (Analog Devices),

8 разрядов в 0,4 мкс: TDC 1001J (TRW),

10 разрядов в 20 мкс: AD 7570L (Analog Devices),

10 разрядов в 1 мкс: TDC 1013J (TRW),

12 разрядов в 25 мкс: AD 574 (Analog Devices).

24.6.4. ЧИСЛОВОЙ МЕТОД

АЦ-преобразование, осуществляемое по этому методу, требует незначительных аппаратных затрат. При этом используются простые средства и достигается высокая точность. Конечно, время преобразования оказывается значительно большим, чем при других методах. Как правило, оно составляет 1–100 мс. Для многих применений этого вполне достаточно. Поэтому числовой метод наиболее широко распространен и осуществляется в большинстве схемных вариантов. Важнейшие из них описываются ниже.

Компенсационный метод

Компенсационный АЦ-преобразователь, представленный на рис. 24.26, очень похож на ранее рассмотренные схемы. Су-

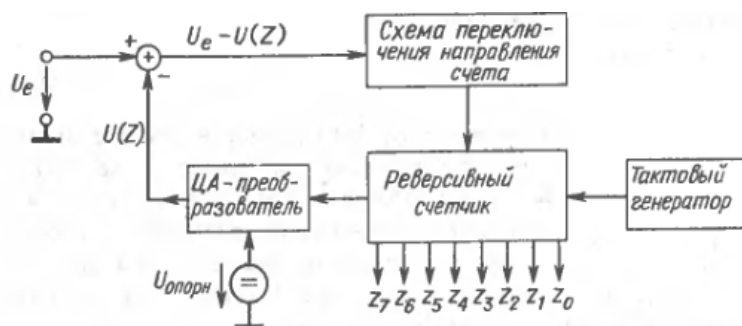


Рис. 24.26. Построение АЦ-преобразователя по компенсационному методу с постоянным выравниванием.

$$Z = U_e / U_{LSB}$$

существенное отличие состоит в том, что здесь память представляет собой счетчик. При этом можно значительно упростить устройство управления.

С помощью вычитателя входное напряжение U_e сравнивается с компенсирующим напряжением $U(Z)$. Если разность $U_e - U(Z) > \frac{1}{2} U_{LSB}$, счетчик работает в суммирующем режиме. Благодаря этому $U(Z)$ приближается к входному напряжению. Если разность $U_e - U(Z) < \frac{1}{2} U_{LSB}$, счетчик является вычитающим. При этом компенсирующее напряжение всегда отслеживает входное напряжение. Исходя из этого, такую схему называют *отслеживающим АЦ-преобразователем*.

Если разность $U_e - U(Z)$ меньше $\frac{1}{2} U_{LSB}$, счетчик останавливается. Это делается для предотвращения дальнейшей работы счетчика при достижении выравнивания в последнем разряде.

В отличие от весового метода здесь число на выходе может быть достаточно просто представлено в двоично-десятичной форме. Для этого вместо двоичного счетчика применяют двоично-десятичный. Упрощение устройства управления по сравнению с весовым методом достигается ценой существенного снижения скорости преобразования, так как компенсированное напряжение изменяется ступенями (шагами) U_{LSB} . В случае когда входное напряжение изменяется медленно, все же можно получить малые времена срабатывания,

так как благодаря свойству отслеживания аппроксимация носит непрерывный характер, а не начинается каждый раз с нуля, как при весовом методе.

Метод пилообразного напряжения

В представленном на рис. 24.27 АЦ-преобразователе с использованием пилообразного напряжения нет ЦА-преобразователя. Принцип его работы основан прежде всего на представлении входного напряжения пропорциональным ему временем интегрирования. Для этого используется генератор пилообразного напряжения и компараторы К1 и К2.

Пилообразное напряжение возрастает от отрицательного значения до положительного по закону

$$V_s = \frac{U_{\text{опорн}}}{\tau} t - V_0.$$

На выходе логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ сохраняется состояние «1» до тех пор, пока напряжение пило находится в диапазоне от 0 до U_e . Соответствующее время составляет

$$\Delta t = \frac{\tau}{U_{\text{опорн}}} U_e.$$

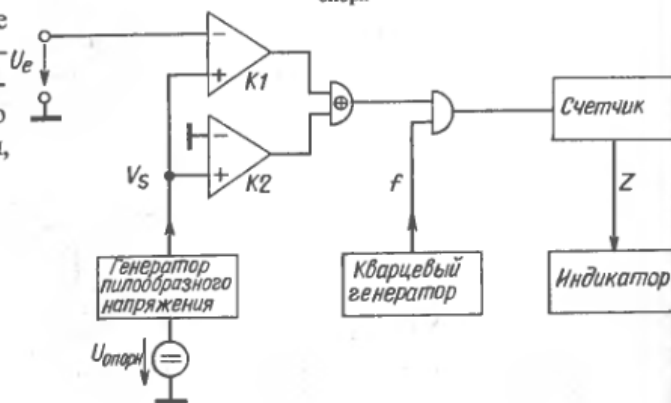


Рис. 24.27. АЦ-преобразователь, работающий по методу пило.

$$Z = \frac{f}{U_{\text{опорн}}} U_e.$$

Для его определения подсчитывают число колебаний, генерируемых кварцевым генератором. Если перед началом измерений перевести счетчик в состояние «0», то при превышении верхнего порога компаратора в счетчик будет записан код

$$Z = \frac{\Delta t}{T} = \frac{nf}{U_{\text{опорн}}} U_e. \quad (24.22)$$

Если на вход приложено отрицательное напряжение, то сначала пилообразное напряжение достигает значения входного, а затем проходит через нуль. По этой последовательности можно определить знак измеряемого напряжения. Длительность измерения такая же, как в случае положительного сигнала; она зависит только от амплитуды измеряемого напряжения. После каждого измерения счетчик сбрасывается в «0» и пилообразное напряжение принимает начальное отрицательное значение. Чтобы обеспечить постоянную выдачу данных, предыдущий числовой результат обычно запоминается, пока формируется новый. При непрерывно выравнивающем компенсационном методе это не обязательно, потому что после выравнивания состояние счетчика не изменяется, если U_e постоянно.

Как следует из формулы (24.22), разброс постоянной времени τ непосредственно влияет на точность измерений. Так как она определяется RC-цепью, то на нее воздействует температурный и временной дрейф емкости конденсатора. По этой причине трудно обеспечить точность выше 0,1%.

Метод двойного интегрирования

Второй метод измерений, при котором интегрируется не только опорное, но и входное напряжение, иллюстрируется рис. 24.28. В состоянии покоя ключи S_1 и S_2 разомкнуты, а ключ S_3 замкнут. Выходное напряжение интегратора равно нулю.

Когда начинаются измерения, ключ S_3 открывается, а S_1 замыкается. Поэтому входное напряжение интегрируется. Время интегрирования входного напряжения постоянно; в качестве таймера используется счетчик времени измерения. К моменту окончания интегрирования t_1 выходное напряжение интегратора составляет

$$U_I(t_1) = -\frac{1}{\tau} \int_0^{t_1} U_e dt = -\frac{U_e n_1 T}{\tau}, \quad (24.23)$$

где n_1 — число тактовых импульсов, определяемое счетчиком времени интегрирования, и T — период тактового генератора. После окончания измерений для определения числового значения ключ S_1 размыкается и через S_2 опорное напряжение поступает на интегратор. При этом выбирается опорное напряжение, противоположное по знаку входному напряжению. Таким образом, выходное напряжение опять уменьшается, как показано на рис. 24.29.

С помощью компаратора и счетчика результата определяется интервал времени, по окончании которого выходное напряже-

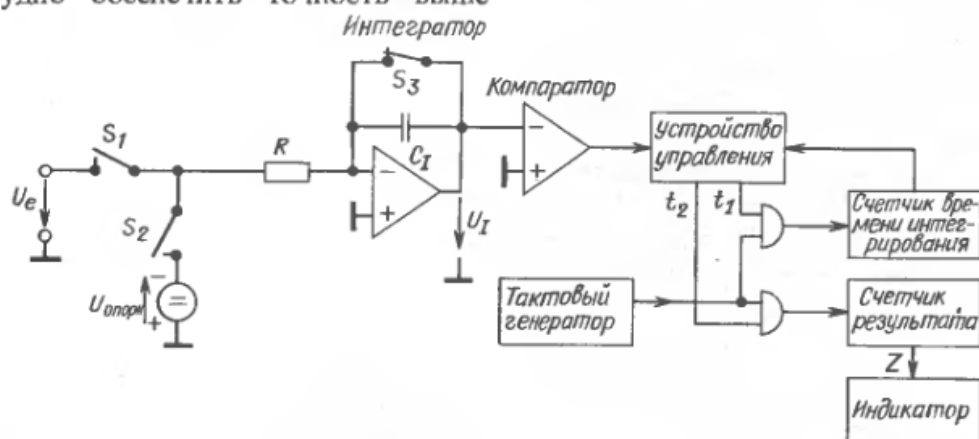


Рис. 24.28. АЦ-преобразователь, реализующий метод двойного интегрирования.

$$Z = \frac{\bar{U}_e}{U_{\text{опорн}}} n_1.$$

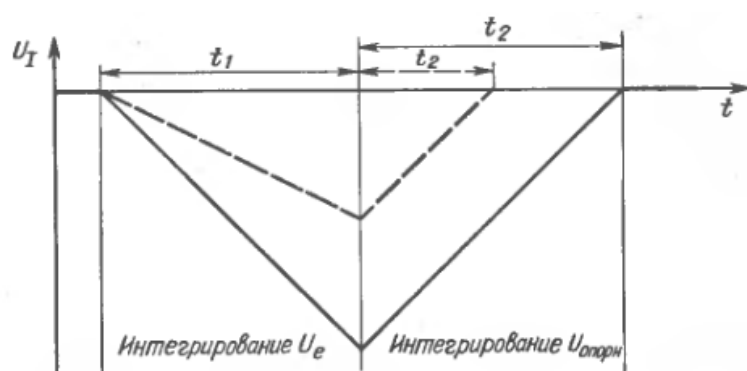


Рис. 24.29. Временной ход выходного напряжения интегратора для различных входных напряжений.

ние становится равным нулю:

$$t_2 = n_2 T = \frac{\tau}{U_{\text{опорн}}} |U_I(t_1)|. \quad (24.24)$$

С учетом формулы (24.23) получаем результат

$$Z = n_2 = \frac{U_e}{U_{\text{опорн}}} n_1. \quad (24.25)$$

Из этой формулы следует, что отличительной особенностью метода двойного интегрирования является то, что ни тактовая частота $1/T$, ни постоянная интегрирования $\tau = RC_I$ не влияют на результат. Необходимо только потребовать, чтобы тактовая частота в течение времени $t_1 + t_2$ оставалась постоянной. Это можно обеспечить при использовании простого тактового генератора. Отсюда ясно, что при помощи данного метода можно легко получить точность до 0,01% [24.5].

При выводе предыдущих выражений мы видели, что в окончательный результат входят не мгновенные значения измеряемого напряжения, а только значения, усредненные за время измерения t_1 . Поэтому переменное напряжение ослабляется тем сильнее, чем выше его частота. Переменное напряжение, частота которого равна целочисленному кратному от $1/t_1$, подавляется совершенно. Поэтому целесообразно выбрать частоту тактового генератора та, чтобы величина t_1 либо равнялась периоду колебаний сетевого напряжения, либо была кратна ему. В этом случае уничтожаются все сетевые наводки.

Так как с помощью метода двойного интегрирования простыми средствами можно обеспечить высокую точность и подавление помех, его предпочитают использовать в цифровых вольтметрах. Относительно большие времена преобразова-

ния не препятствуют такому использованию.

Автоматическая корректировка нуля

При описании метода двойного интегрирования было отмечено, что постоянная времени $\tau = RC_I$ и тактовая частота $f = 1/T$ не влияют на результат. Следовательно, точность в значительной степени определяется разбросом значений опорного напряжения и смещением нуля интегратора и компаратора. Смещение нуля можно устранить автоматической корректировкой. Для этого нормально замкнутый ключ S_3 (рис. 24.28) заменяют регулирующей цепью, как показано на рис. 24.30, с помощью которой интегратор устанавливается в нужное начальное состояние.

В состоянии покоя ключ S_3 замкнут. Поэтому интегратор и предусилитель на входе компаратора образуют повторитель напряжения, выходное напряжение которого U_k подается на конденсатор нулевой точки C_N . Для корректировки нуля замыкают ключ S_4 и на вход интегратора подается нулевое напряжение. В результате к U_k прибавляется корректирующая величина $U_{01} - I_B R$. Здесь U_{01} — напряжение сдвига интегратора, а I_B — входной ток покоя. В установившемся состоянии благодаря компенсации ток через C_I , как в идеальном интеграторе, равен нулю.

При интегрировании входного напряжения ключи S_3 и S_4 размыкаются, а S_1 замыкается. Так как в течение этого времени напряжение U_k на конденсаторе C_N запоминается, положение нуля в течение фазы интегрирования корректируется. При этом дрейф нуля определяется только кратковременной стабильностью.

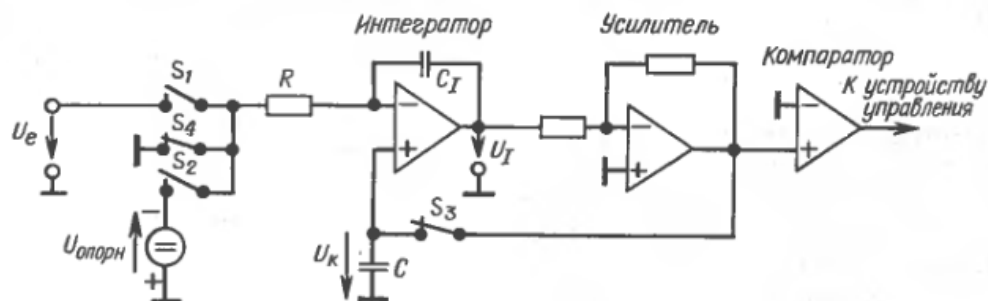


Рис. 24.30. Метод двойного интегрирования с автоматическим выравниванием нуля.

Ошибка смещения компаратора также может быть в значительной степени скорректирована. В состоянии покоя выходное напряжение интегратора U_I устанавливается не в нуль, как в ранее рассмотренных схемах, а сдвигается на напряжение смещения предусилителя, т. е. непосредственно на пороговое напряжение переключения схемы.

Так как в компенсационном контуре последовательно включены два усилителя, то легко могут возникнуть колебания. Для стабилизации последовательно с конденсатором C_N можно включить резистор. Кроме того, целесообразно ограничить коэффициент усиления предусилителя на уровне ниже 100. Благодаря этому также проще получить малые времена задержки, необходимые для работы компаратора.

Интегральные АЦ-преобразователи изготавливаются в виде монолитных КМОП-схем. Можно различить две главные группы: схемы с параллельными выходами для общего применения (особенно для переработки данных совместно с микрокомпьютерами) и схемы с мультиплексными двоично-десятичным выходами для управления индикаторами.

Типы ИС с двоичными параллельными выходами

8 ... 12 разрядов: ADC-EK8B ... 12B (Datel),
12 разрядов: ICL 7109 (Intersil),
13 разрядов: AD 7550 (Analog Devices).

Типы ИС с параллельными двоично-десятичными выходами

3 разряда: ADC-EK12D (Datel).

Типы ИС с мультиплексными двоично-десятичными выходами

$3\frac{1}{2}$ цифры: HEF 4739V (Valvo),
 $3\frac{1}{2}$ цифры: MC 14433 (Motorola),
 $3\frac{1}{2}$ цифры: LD 131 (Siliconix),
 $3\frac{3}{4}$ цифры: ADC 3711 (National).

Типы ИС с параллельными 7-сегментными выходами

$3\frac{1}{2}$ цифры LCD: ICL 7106 (Intersil),
 $3\frac{1}{2}$ цифры LED: ICL 7107 (Intersil).

Типы ИС с 7-сегментными мультиплексными выходами

$3\frac{1}{2}$ цифры LED: ADD 3500 (National),
 $3\frac{3}{4}$ цифры LED: ADD 3701 (National).