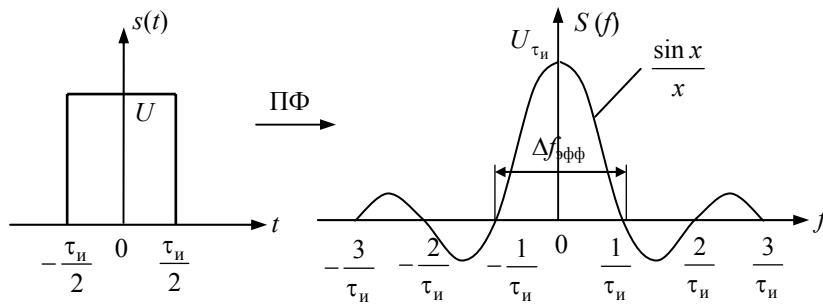


А.А. Дахнович

ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ И ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ



◆ ИЗДАТЕЛЬСТВО ТГТУ ◆

УДК 621.37
ББК ←973.233я73
Д214

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор ТВВАИУРЭ

И.Г. Карпов

Доктор технических наук, профессор ТГТУ

Ю.Л. Муромцев

Дахнович, А.А.

Д214 Дискретные системы и цифровая обработка сигналов : учебное пособие / А.А. Дахнович. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2007. – 100 с. – 100 экз. – ISBN 5-8265-0577-X (978-5-8265-0577-9).

Даны основы спектрального и корреляционного анализа сигналов, рассматриваются основные аспекты перехода от аналоговых систем обработки сигналов к дискретным системам, обсуждаются методы и алгоритмы ЦОС. Уделяется внимание вопросам технической реализации систем ЦОС, в частности, цифровым сигнальным процессорам.

Предназначено для студентов высших учебных заведений радиотехнических специальностей 210303 и 210201.

УДК 621.37
ББК ←973.233я73

ISBN 5-8265-0577-X
(978-5-8265-0577-9)

© ГОУ ВПО "Тамбовский государственный
технический университет" (ТГТУ), 2007

Министерство образования и науки Российской Федерации

ГОУ ВПО "ТАМБОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ"

А.А. Дахнович

ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ И ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Утверждено Ученым советом ТГТУ
в качестве учебного пособия для студентов
радиотехнических специальностей 210303 и 210201



**ТАМБОВ
ИЗДАТЕЛЬСТВО Тгту
2007**

Учебное издание

Дахнович АНДРЕЙ АНДРЕЕВИЧ

**ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ И
ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Редактор З.Г. Чернова
Инженер по компьютерному макетированию М.Н. Рыжкова

Подписано в печать 26.02.2007
Формат 60 × 84/16. 5,81 усл. печ. л. Тираж 100 экз. Заказ № 155

Издательско-полиграфический центр
Тамбовского государственного технического университета
392000, Тамбов, Советская, 106, к. 14

ВВЕДЕНИЕ

В течение длительного времени в радиоэлектронике использовались преимущественно аналоговые устройства. С их помощью удавалось решать достаточно сложные проблемы, возникающие в радиосвязи, радиолокации, телевидении, автоматизации ТП, системах автоматического регулирования и т.д. Используемые в этих устройствах аналоговые сигналы сравнительно просто можно было генерировать, усиливать, преобразовывать и обрабатывать с помощью электронных устройств непрерывного действия – ламповых и транзисторных приборов.

В начале 60-х годов появились интегральные схемы (ИС), причем оказалось, что легче всего было добиться высокой степени интеграции в логических ИС, работающих на принципе дискретной логики (вкл – выкл, да – нет, лог. 1 и лог. 0). Одновременно были достигнуты большие успехи в разработке импульсных методов регулирования и управления. Все это стимулировало развитие радиотехнических и промышленно-электронных систем, базирующихся на обработке дискретных сигналов. Переход к дискретным сигналам позволил осуществить многоканальные системы связи и управления с временным разделением каналов. В устройствах промышленной электроники переход к дискретным сигналам позволил существенно повысить КПД мощных электронных устройств.

Дальнейшим развитием техники дискретных сигналов являются цифровые электронные устройства и системы. В радиотехнике переход к цифровым сигналам и цифровым методам обработки информации позволяет добиться высокой помехоустойчивости при передаче сообщений, обеспечить невиданное ранее качество телефонной, радиосвязи и телевидения. В устройствах и системах промышленной электроники переход к цифровым методам позволяет осуществлять программное управление, что существенно расширяет функциональные возможности и повышает гибкость устройств за счет легкого их перепрограммирования.

1. ОСНОВЫ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИГНАЛОВ

Под сигналом понимают некоторую физическую величину, изменение которой во времени и пространстве несет нам полезную информацию об интересующем объекте или явлении. Физическая природа сигнала может быть различной. В радиоэлектронике это чаще всего напряжение или ток.

Множество сигналов чрезвычайно разнообразно. Тем не менее, выбирая те или иные критерии различия, можно попытаться их классифицировать. Попробуем это сделать хотя бы частично (табл. 1.1), помня о том, что никакая классификация не бывает абсолютно полной.

В реальной жизни сигналы часто не укладываются в рамки чистой классификации. Например, любой реальный детерминированный сигнал имеет случайную шумовую составляющую.

Для непериодического сигнала $s(t)$ вводят понятие энергии сигнала

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt.$$

Соответственно, различают непериодические сигналы с конечной (E_s – конечно) и бесконечной ($E_s = \infty$) энергией.

Для периодического сигнала вместо энергии, которая в данном случае оказывается бесконечной, используют понятие средней мощности сигнала

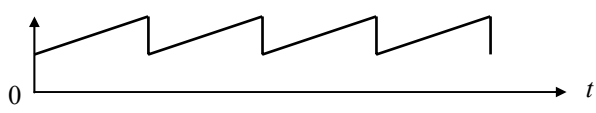
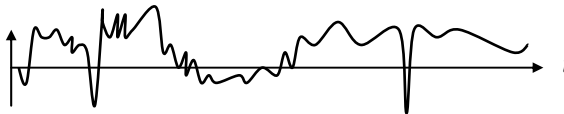

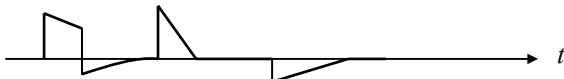
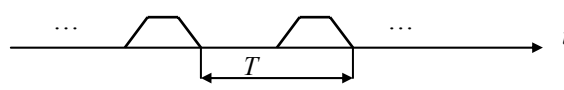

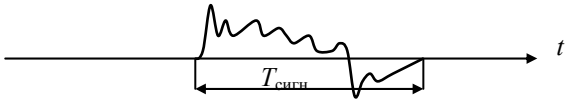

$$P_s = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s^2(t) dt,$$

где T – период сигнала.

Среди множества сигналов есть несколько, играющих важную роль в радиоэлектронике (табл. 1.2).

Замечание: проекция комплексной гармонической функции на вещественную ось дает обычную косинусоиду $\cos(\omega t + \varphi) = \cos(2\pi f t + \varphi)$.

Таблица 1.1

| Тип (класс) сигналов | Геометрический образ (пример) |
|--|--|
| 1 а) Детерминированные (значение $s(t)$ известно в любой момент времени t) |  |
| б) Случайные (предсказать точное значение $s(t)$ невозможно) |  |
| 2 а) Непрерывные (без разрывов первого рода) |  |
| б) Импульсные (с разрывами первого рода) |  |
| 3 а) Периодические (период T) |  |
| б) Непериодические ($T = \infty$) |  |
| 4 а) Конечной длительности ($T_{\text{сигн}}$) |  |
| б) Бесконечной длительности |  |

$(T_{\text{сигн}} = \infty)$

- 5 а) Аналоговые
(существуют в любой момент времени t и могут принимать любое значение в интервале $[S_{\min}, S_{\max}]$)
- б) Дискретные
(существуют только в дискретные моменты t_k , т.е. представляют собой последовательность импульсных отсчетов)
- в) Цифровые
(последовательность цифровых отсчетов)

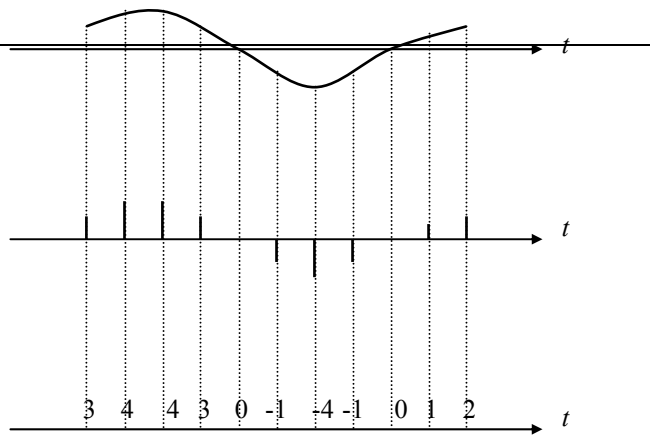


Таблица 1.2

| Сигнал | Геометрический образ |
|---|----------------------|
| <p>1 а) Функция включения Хевисайда</p> $\sigma(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ 1/2, & t = 0; \\ 1, & t > 0 \end{cases}$ <p>б) Смещенная функция Хевисайда $\sigma(t-t_0)$</p> <p>в) Функция Хевисайда с амплитудой U $U\sigma(t-t_0)$</p> | |
| <p>2 а) δ-функция Дирака</p> $\delta(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ \infty, & t = 0; \\ 0, & t > 0 \end{cases}$ <p>причем $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$.</p> <p>б) Смещенная δ-функция $\delta(t-t_0)$</p> <p>в) δ-функция с амплитудой U $U\delta(t-t_0)$</p> | |
| <p>3 Комплексная гармоническая функция</p> $e^{j(\omega t + \varphi)} = e^{j(2\pi f t + \varphi)},$ <p>где φ – начальная фаза; ω – круговая частота, рад/с; f – циклическая частота, Гц, причем $\omega = 2\pi f$, а $f = \frac{1}{T}$, где T – период сигнала</p> | |

1.2. СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ

1.2.1. НЕПЕРИОДИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

Любой сложный непериодический сигнал $s(t)$, удовлетворяющий известным математическим условиям (см. курс высшей математики), может быть представлен в виде

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.1)$$

где $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt$.

Вышеуказанные формулы называются преобразованием Фурье (ПФ): первая называется обратным ПФ, а вторая – прямым ПФ.

Альтернативная форма ПФ:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi f t} df; \quad (1.1')$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt.$$

$S(\omega)$ и $S(f)$ называются спектральной плотностью сигнала $s(t)$. Это комплексные величины, т.е.

$$S(\omega) = |S(\omega)| e^{j\varphi(\omega)}.$$

Свойства преобразования Фурье:

1) ПФ линейно, т.е.

$$\left. \begin{array}{l} s_1(t) \xrightarrow{\text{ПФ}} S_1(f) \\ s_2(t) \xrightarrow{\text{ПФ}} S_2(f) \end{array} \right\} \Rightarrow \alpha s_1(t) + \beta s_2(t) \xrightarrow{\text{ПФ}} \alpha S_1(f) + \beta S_2(f).$$

2) Если $s(t)$ – вещественный сигнал, то

$$S(-f) = S^*(f).$$

3) Если $s(t) \xrightarrow{\text{ПФ}} S(f)$, то

$$s(t - t_0) \xrightarrow{\text{ПФ}} S(f) e^{-j2\pi f t_0}.$$

Пример 1. Спектральная плотность прямоугольного видеоимпульса (рис. 1.1).

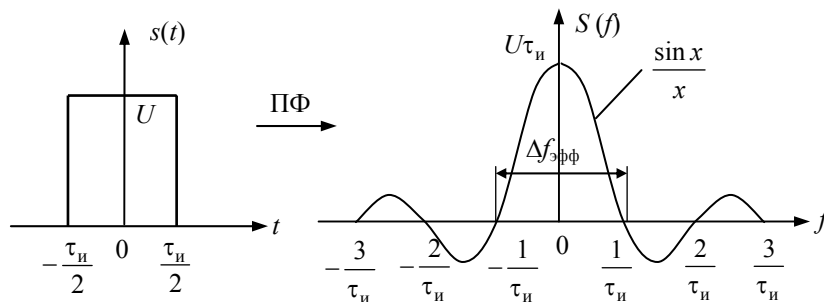


Рис. 1.1

В приведенном примере спектр сигнала оказался бесконечным. Это соответствует общему правилу: спектр сигнала конечной длительности бесконечен, и, наоборот, сигнал с конечным спектром имеет бесконечную длительность.

Для сигнала с бесконечным спектром вводят понятие эффективной ширины спектра $\Delta f_{эфф}$, под которой понимают ту область спектра, которая несет заранее оговоренную долю энергии всего сигнала. Для нахождения $\Delta f_{эфф}$ используют формулу Рэлея для энергии сигнала $s(t)$:

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df, \quad (1.2)$$

согласно которой энергия любого сигнала есть результат суммирования вкладов от различных интервалов частотной оси. Если применить эту формулу к примеру 1, то окажется, что интегрирование в пределах основного лепестка спектра прямоугольного видеоимпульса дает 90 % энергии этого импульса. Таким образом, если исходить из 90 %-ного критерия, эффек-

тивная ширина спектра прямоугольного видеоимпульса равна $\frac{2}{\tau_{и}}$ (см. рис. 1.1). Это для двустороннего представления спектра, где фигурируют и положительные, и отрицательные частоты. В обыденном же, одностороннем, понимании 90 % энергии прямоугольного видеоимпульса несут частоты от 0 до $\frac{1}{\tau_{и}}$, так что эффективная ширина спектра равна $\frac{1}{\tau_{и}}$.

Для сигналов конечной длительности произведение $B = T_{\text{сигн}} \Delta f_{\text{эфф}}$ называют базой сигнала. В примере 1 база сигнала равна единице, в современной же радиоэлектронике все больше и больше используют сигналы с широкой базой ($B \gg 1$).

1.2.2. ПЕРИОДИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

Любой сложный периодический сигнал $s(t)$, удовлетворяющий известным математическим условиям (см. курс высшей математики), может быть представлен в виде:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_1 t};$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-j2\pi n f_1 t} dt. \quad (1.3)$$

Здесь $f_1 = \frac{1}{T}$ – основная гармоника (T – период сигнала); C_n – комплексная амплитуда n -й гармоники.

Формулы (1.3) называют преобразованием Фурье для периодических функций (или рядом Фурье). Свойства этого преобразования аналогичны свойствам интегрального ПФ (1.1).

Пример 2. Спектр периодической последовательности прямоугольных видеоимпульсов (рис. 1.2).

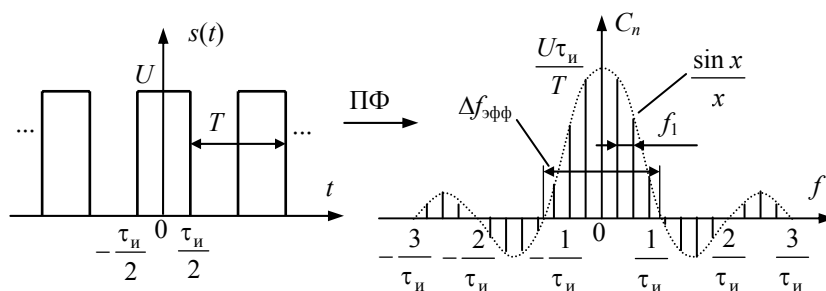


Рис. 1.2

В отличие от одиночного импульса, спектр периодической последовательности импульсов имеет дискретную структуру с шагом $f_1 = 1/T$.

Для периодических сигналов также вводится понятие эффективной ширины спектра $\Delta f_{\text{эфф}}$, под которой понимают ту область частот, которая несет заранее оговоренную долю средней мощности сигнала. Для нахождения $\Delta f_{\text{эфф}}$ используют формулу Рэлея для средней мощности периодического сигнала $s(t)$:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s^2(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2. \quad (1.4)$$

В примере 2, так же как и в примере 1, 90 % мощности сигнала несут частоты от 0 до $\frac{1}{\tau_{и}}$, так что эффективная ширина спектра равна $\frac{1}{\tau_{и}}$.

1.3. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

Корреляционный анализ, наряду со спектральным, играет важную роль в теории сигналов. Его смысл состоит в количественном измерении степени сходства различных сигналов.

Для непериодического сигнала $s(t)$ с конечной энергией E_s вводят понятие автокорреляционной функции (АКФ):

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t - \tau) dt. \quad (1.5)$$

АКФ количественно оценивает степень отличия сигнала $s(t)$ и его смещенной во времени копии $s(t - \tau)$. Эта функция обладает следующими свойствами:

- 1) $B_s(0) = E_s$;
- 2) $B_s(\tau) = B_s(-\tau)$;
- 3) $|B_s(\tau)| \leq B_s(0) = E_s$;
- 4) $B_s(\tau) \xleftrightarrow{\text{ПФ}} |S(f)|^2$, т.е.

$$\left. \begin{aligned} B_s(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df \\ \text{и} \\ |S(f)|^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} B_s(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

Функцию $W_s(f) = |S(f)|^2$ называют спектральной плотностью энергии непериодического сигнала или его энергетическим спектром.

Для сигнала с $E_s = \infty$, в частности, для периодического сигнала, АКФ вводится несколько иначе:

$$B_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t)s(t-\tau) dt, \quad (1.7)$$

где T – некоторый интервал наблюдения.

Соответственно, $B_s(0) = P_{\text{cp}}$ – средняя мощность сигнала $s(t)$ на интервале T .

Для большинства интересных с практической точки зрения сигналов АКФ затухает с ростом τ . Для количественной оценки затухания $B_s(\tau)$ вводят понятие радиуса корреляции r_k – это значение τ , при котором $B_s(\tau)$ затухает до пренебрежимо малых значений. В радиоэлектронике особый интерес проявляют к сигналам с узкой АКФ, т.е. с малым радиусом корреляции. Можно показать, что именно этим свойством обладают сигналы с широкой базой.

Для того чтобы понять разницу между корреляционным и спектральным анализом сигнала $s(t)$, сопоставим формулы (1.1') и (1.6):

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df;$$

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df.$$

Здесь $S(f) = |S(f)| e^{j\varphi(f)}$ – спектральная плотность сигнала $s(t)$.

Сравнение этих двух формул приводит к выводу, что АКФ нечувствительна к фазовым соотношениям в спектре сигнала, тогда как форма сигнала во времени к ним очень чувствительна. Иными словами, АКФ является более грубым инструментом анализа структуры сигнала, но зато и более устойчивым к изменчивости формы сигнала, возникающей из-за фазовых искажений.

Пример 3. Спектр сигнала, содержащего только 1-ю и 3-ю гармоники (рис. 1.3).

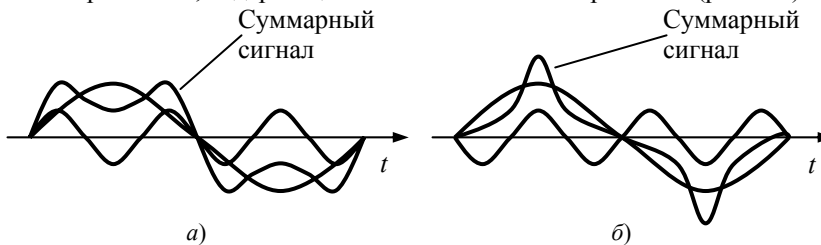


Рис. 1.3

Из примера видно, что изменение фазового соотношения между 1-й и 3-й гармоникой приводит к существенному изменению формы сигнала.

Пример 4. Слуховой аппарат человека.

Мы безошибочно различаем голоса знакомых нам людей вне зависимости от расстояния и отражения звуковых волн от окружающих предметов несмотря на то, что эти факторы существенно меняют фазовые соотношения в спектре принимаемого ухом звукового сигнала. Это наводит на мысль, что работа нашего слухового аппарата основывается на корреляционном анализе принимаемых сигналов.

Если применить формулу (1.4) к двум разным сигналам, то получится то, что называют взаимной корреляционной функцией (ВКФ):

$$B_{uv}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t-\tau) dt. \quad (1.8)$$

Чаще всего интересуются лишь значением $B_{uv}(0)$, которое оценивает степень отличия двух сигналов.

В заключение приведем структурную схему коррелятора (рис. 1.4).

Если подать на оба входа один и тот же сигнал, на выходе получится АКФ, если разные сигналы – ВКФ.

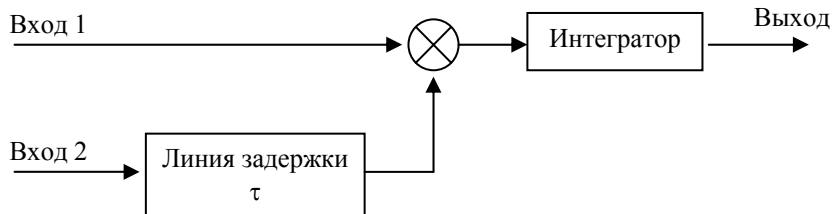


Рис. 1.4

1.4. УПРАЖНЕНИЯ

1. Найдите энергию сигнала, создавшего на нагрузке $R = 1$ кОм импульс напряжения (рис. 1.5):

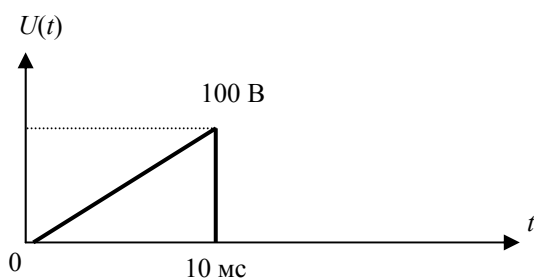


Рис. 1.5

2. Найдите среднюю мощность сигнала, представляющего собой периодическую последовательность импульсов из п. 1 с частотой следования 20 Гц.

3. Найдите спектральную плотность экспоненциального видеоимпульса вида

$$u(t) = Ue^{-\alpha t} \sigma(t),$$

где α – вещественное положительное число.

4. Найдите спектральную плотность δ -импульса

$$u(t) = U\delta(t).$$

5. Найдите формулу, описывающую энергетический спектр сигнала из п. 3.

6. Найдите АКФ сигнала с энергетическим спектром вида, представленным на рис. 1.6.

Оцените величину радиуса корреляции этого сигнала.

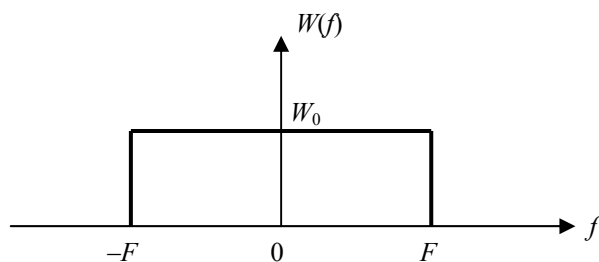


Рис. 1.6

2. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ

В этом разделе мы рассмотрим самые общие методы анализа аналоговых радиоэлектронных устройств, т.е. устройств для обработки аналоговых сигналов. Каждое такое устройство независимо от своего назначения и уровня сложности представляет собой систему, т.е. упорядоченную совокупность физических объектов, между которыми существуют определенные взаимодействия.

В структуре системы можно выделить вход, на который подается исходный сигнал, и выход, откуда снимается преобразованный сигнал. Если интересуются лишь связью между сигналами на выходе и входе и не описывают внутренние процессы в системе, то говорят, что система представляет собой "черный ящик". Закон связи между входом и выходом задают системным оператором L , результатом воздействия которого на вход $s_{\text{вх}}(t)$ является $s_{\text{вых}}(t)$ (рис 2.1).

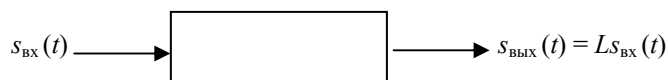


Рис. 2.1

Система считается заданной, если заданы вход, выход и математическая модель оператора L , а также указаны области допустимых значений входных и выходных сигналов.

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ

Все возможные системы можно разделить на линейные и нелинейные. Линейными называют системы, для которых выполняется принцип суперпозиции, т.е. реакция на сумму сигналов равна сумме реакций на каждый сигнал взятый в отдельности:

$$L[\alpha s_{\text{вх1}}(t) + \beta s_{\text{вх2}}(t)] = \alpha L s_{\text{вх1}}(t) + \beta L s_{\text{вх2}}(t).$$

Следующим критерием классификации систем является постоянство или непостоянство их характеристик во времени. Если произвольная задержка входного сигнала приводит лишь к такой же задержке выходного сигнала, не меняя его формы, система называется стационарной или системой с постоянными параметрами. В противном случае система называется нестационарной или параметрической или системой с переменными параметрами.

Итак, в самом общем случае все системы можно разделить на четыре класса: линейные стационарные, линейные нестационарные, нелинейные стационарные, нелинейные нестационарные.

Пример 1. Линейная стационарная система:

$$L = \left[\frac{d}{dt} + \alpha \right], \text{ т.е. } s_{\text{вых}}(t) = \frac{ds_{\text{вх}}(t)}{dt} + \alpha s_{\text{вх}}(t).$$

Пример 2. Система линейна, но не стационарна:

$$L = \left[\frac{d}{dt} + \alpha t \right], \text{ т.е. } s_{\text{вых}}(t) = \frac{ds_{\text{вх}}(t)}{dt} + \alpha t s_{\text{вх}}(t).$$

Пример 3. Нелинейная стационарная система:

$$L = []^2, \text{ т.е. } s_{\text{вых}}(t) = s_{\text{вх}}^2(t).$$

В радиоэлектронике наиболее часто приходится иметь дело с линейными стационарными системами, которыми мы в дальнейшем и ограничимся.

2.2. Характеристики линейной стационарной системы

Любая линейная стационарная система может быть полностью задана одной из следующих характеристик:

1. Переходная характеристика $g(t)$ – это реакция системы на функцию включения Хевисайда $\sigma(t)$, т.е.

$$g(t) = L\sigma(t).$$

2. Импульсная характеристика $h(t)$ – это реакция системы на $\delta(t)$ -функцию Дирака, т.е.

$$h(t) = L\delta(t).$$

Замечание: Для физически реализуемой системы $h(t) = 0$ и $g(t) = 0$ при $t < 0$.

3. Частотная характеристика $\dot{K}(j\omega)$ – это не что иное как комплексный коэффициент передачи системы

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}$$

в функции от частоты.

Функцию $\dot{K}(j\omega)$ чаще всего представляют в показательной форме:

$$\dot{K}(j\omega) = \left| \dot{K}(j\omega) \right| e^{j\varphi_k(\omega)}.$$

Функцию $\left| \dot{K}(j\omega) \right|$ называют амплитудно-частотной характеристикой системы (АЧХ).

Функцию $\varphi_k(\omega)$ называют фазо-частотной характеристикой системы (ФЧХ).

Замечание: Можно показать, что для физически реализуемой системы

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{K}^*(-j\omega).$$

Это означает, что АЧХ является четной функцией, а ФЧХ – нечетной функцией частоты.

Между тремя вышеназванными характеристиками одной и той же системы существует строгая математическая взаимосвязь:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{dg(t)}{dt}; \\ g(t) &= \int_0^t h(\xi) d\xi; \\ \dot{K}(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt; \\ h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \quad (2.1)$$

2.3. Прохождение сигналов через линейную стационарную систему

Анализ показывает, что знание хотя бы одной из характеристик линейной стационарной системы позволяет найти ее реакцию на любой сложный входной сигнал. Мы ограничимся рассмотрением только двух характеристик – $h(t)$ и $\dot{K}(j\omega)$.

2.3.1. НАХОЖДЕНИЕ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА С ПОМОЩЬЮ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ $h(t)$

В этом случае выходной сигнал $s_{\text{ВЫХ}}(t)$ есть свертка входного сигнала $s_{\text{ВХ}}(t)$ и импульсной характеристики системы $h(t)$:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = s_{\text{ВХ}}(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{ВХ}}(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s_{\text{ВХ}}(t-\tau) d\tau. \quad (2.2)$$

Если учесть, что для физически реализуемой системы $h(t) = 0$ при $t < 0$, то формулу (2.2) можно переписать так:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = s_{\text{ВХ}}(t) * h(t) = \int_{-\infty}^t s_{\text{ВХ}}(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_0^{\infty} h(\tau) s_{\text{ВХ}}(t-\tau) d\tau. \quad (2.3)$$

В частном случае, когда сигнал $s_{\text{ВЫХ}}(t)$ начинает действовать с момента $t = 0$, т.е. $s_{\text{ВЫХ}}(t) = 0$ при $t < 0$, формула (2.2) еще больше упрощается:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_0^t s_{\text{ВХ}}(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_0^t h(\tau) s_{\text{ВХ}}(t-\tau) d\tau. \quad (2.4)$$

2.3.2. НАХОЖДЕНИЕ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ $\dot{K}(j\omega)$

В этом случае вычисление $s_{\text{ВЫХ}}(t)$ производится по схеме

$$s_{\text{ВХ}}(t) \xrightarrow{\text{Прямое ПФ}} S_{\text{ВХ}}(\omega) \xrightarrow{\times \dot{K}(j\omega)} S_{\text{ВЫХ}}(\omega) \xrightarrow{\text{Обратное ПФ}} s_{\text{ВЫХ}}(t).$$

Таким образом,

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ВХ}}(\omega) \dot{K}(j\omega)}_{\text{Прямое ПФ}} e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j\omega) \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{ВХ}}(\xi) e^{-j\omega \xi} d\xi}_{\text{Обратное ПФ}} e^{j\omega t} d\omega \quad (2.5)$$

2.4. УПРАЖНЕНИЯ

1. Найдите переходную характеристику цепи (рис. 2.2).

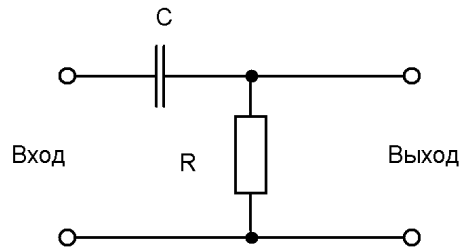


Рис. 2.2

2. Найдите импульсную характеристику цепи п. 1.
3. Найдите частотную характеристику цепи (рис. 2.3).

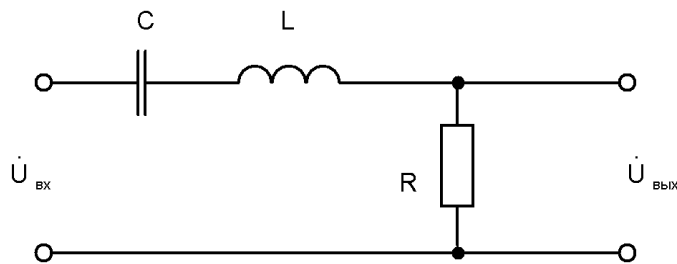


Рис. 2.3

Каково значение коэффициента передачи \dot{K} на резонансной частоте LC-контура?

4. С помощью переходной характеристики цепи п. 1 найдите ее реакцию на импульс (рис. 2.4).

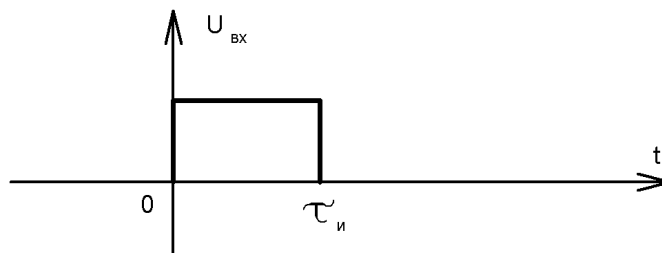


Рис. 2.4

5. Найдите частотную характеристику цепи (рис. 2.5).

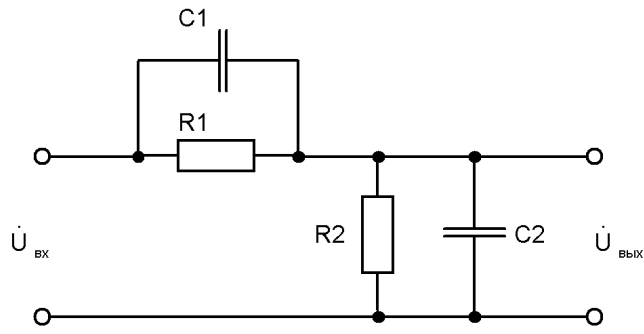


Рис. 2.5

Исследуйте $\dot{K}(j\omega)$ для случая $R_1 C_1 = R_2 C_2$.

6. Найдите частотную характеристику схемы на рис. 2.6.

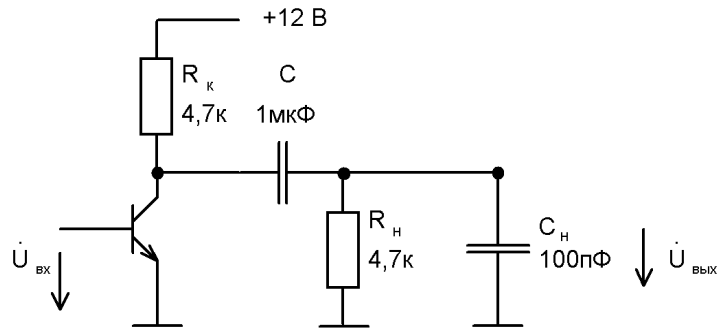


Рис. 2.6

Определите границы полосы пропускания схемы $f_{\text{верх}}$ и $f_{\text{ниж}}$ по уровню -3дБ .

3. ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ

Обобщенная структурная схема дискретной системы представлена на рис. 3.1.

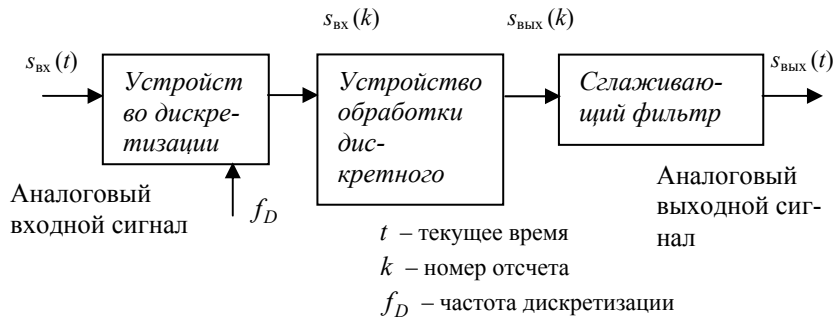


Рис. 3.1

Входной аналоговый сигнал переводится в последовательность отсчетов $s_{\text{вх}}(k)$ и поступает на устройство обработки, откуда снимается выходная импульсная последовательность $s_{\text{вых}}(k)$, которая затем сглаживается фильтром.

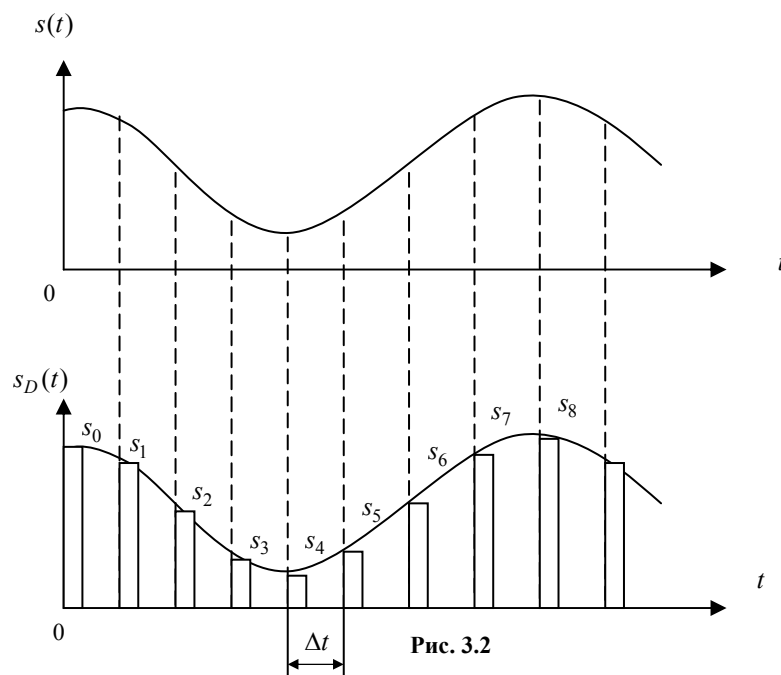
Частным случаем дискретной системы является система цифровой обработки сигнала (ЦОС), когда последовательность входных отсчетов $s_{\text{вх}}(k)$ оцифровывается. В этом случае, очевидно, устройство обработки должно иметь АЦП на входе и ЦАП на выходе.

3.1. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА. ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА

Переход от аналогового непрерывного сигнала $s(t)$ к дискретному $s_D(t)$ осуществляется путем дискретизации по времени (рис. 3.2).

Из рисунков видно, что исходный непрерывный сигнал $s(t)$ представляется последовательностью отсчетов $\{s_k\}$, где $s_k = s(k\Delta t)$.

Интервал Δt называют шагом дискретизации, а $f_D = 1/\Delta t$ – частотой дискретизации. Ясно, что во избежание потерь информации шаг дискретизации должен быть достаточно малым. С другой стороны, слишком частые отсчеты ведут к неоправданной избыточности информации и усложнению аппаратуры. Ответ о правильном выборе Δt дает теорема Котельникова.



Теорема Котельникова: произвольный сигнал $s(t)$, спектр которого ограничен частотой F_B , может быть полностью

восстановлен по последовательности своих отсчетов, взятых с интервалом

$$\Delta t \leq \frac{1}{2F_B}. \quad (3.1)$$

При этом восстановление осуществляется с помощью ряда

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \frac{\sin\left[\frac{\pi}{\Delta t}(t - k\Delta t)\right]}{\frac{\pi}{\Delta t}(t - k\Delta t)}. \quad (3.2)$$

Физический смысл этой теоремы становится ясным, если рассмотреть спектры сигналов $s(t)$ и $s_D(t)$.

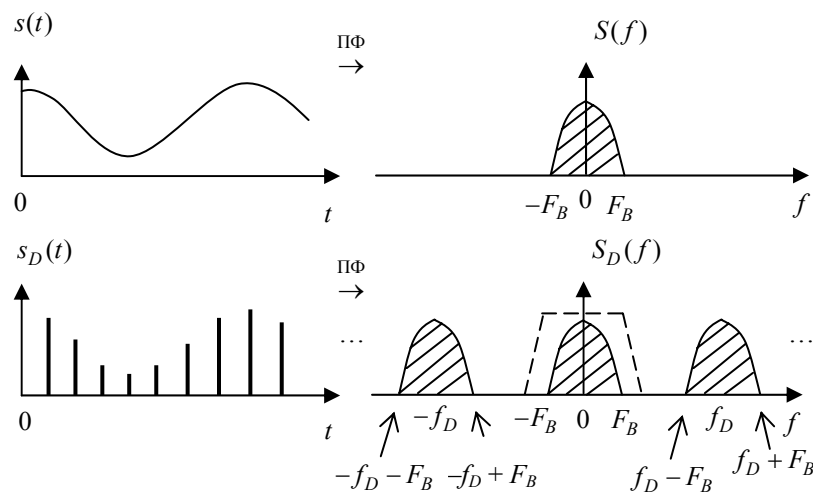


Рис. 3.3

Из рис. 3.3 видно, что $S_D(f)$ содержит в себе $S(f)$ и еще бесконечное число копий $S(f)$, сдвинутых друг относительно друга на частоту дискретизации f_D . Если пропустить сигнал $S_D(f)$ через фильтр нижних частот (ФНЧ), АЧХ которого показана на этом же рисунке, на выходе ФНЧ останется только $S(f)$, т.е. восстановится исходный сигнал $s(t)$. При $f_D > 2F_B$ копии не пересекаются с основным лепестком спектра $S_D(f)$ и такое восстановление возможно.

При $f_D = 2F_B$ копии соприкасаются с основным лепестком, однако выделение исходного сигнала $s(t)$ еще возможно с помощью идеального ФНЧ с бесконечной крутизной спада АЧХ.

При $f_D < 2F_B$ лепестки спектра $S_D(f)$ перекрываются и восстановление исходного сигнала $s(t)$ становится невозможным.

На практике частоту f_D всегда выбирают большей, чем $2F_B$, так как любой фильтр разумной сложности имеет далеко не бесконечную крутизну спада АЧХ.

Спектр реального сигнала редко имеет точную верхнюю границу F_B . Чаще всего $S(f)$ уменьшается с ростом частоты, асимптотически приближаясь к нулю. В таком случае на входе дискретизирующего устройства помещают ФНЧ, имеющий частоту, равную эффективной ширине спектра исходного аналогового сигнала. Его назначение – убрать "хвосты" спектра за пределами F_B и тем самым исключить перекрытие лепестков спектра $S_D(f)$.

3.2. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ. ДИСКРЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

С периодическим сигналом $s(t)$ поступают следующим образом: вначале его спектр ограничивают с помощью фильтра с частотой среза равной эффективной ширине спектра сигнала $F_{\text{эфф}}$, а затем на отрезке $[0, T]$, где T – период сигнала, берут N отсчетов с интервалом Δt , удовлетворяющим теореме Котельникова, т.е.

$$\Delta t \leq \frac{1}{2F_{\text{эфф}}}.$$

К полученным отсчетам s_0, s_1, \dots, s_{N-1} применяют операцию, которая называется дискретным преобразованием Фурье (ДПФ):

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{-j2\pi nk/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.3)$$

Полученные N значений C_n представляют собой комплексные амплитуды гармоник спектра сигнала $s(t)$. Оказывается, что по ним можно восстановить исходный аналоговый сигнал $s(t)$ по формуле

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi nt/T}. \quad (3.4)$$

В частности, можно вернуться к отсчетам s_0, s_1, \dots, s_{N-1} :

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi nk/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.5)$$

Взаимно дополняющие формулы (3.3) и (3.5), т.е.

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{-j2\pi nk/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1;$$

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi nk/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

являются дискретным аналогом обычной пары преобразований Фурье для непрерывных периодических сигналов.

В настоящее время дискретный спектральный анализ является одним из главных методов исследования сигналов с помощью ЭВМ.

3.3. ДИСКРЕТНАЯ СВЕРТКА СИГНАЛОВ. Z-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Ранее мы говорили о свертке двух аналоговых сигналов:

$$x(t) * y(t) = f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)y(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau)x(t-\tau)d\tau .$$

По аналогии со сверткой непрерывных сигналов в теории дискретных систем вводят дискретную свертку – сигнал, отсчеты которого связаны с отсчетами дискретных сигналов $\{x_k\}$ и $\{y_k\}$ соотношением:

$$f_m = \sum_{k=0}^{\infty} x_k y_{m-k}, \quad m = 0, 1, 2, \dots . \quad (3.6)$$

Пример 1. Вычислить свертку дискретных сигналов $\{x_k\} = (1, 2, 3)$ и $\{y_k\} = (5, 3, 1)$.

Решение. Воспользовавшись алгоритмом дискретной свертки (3.6), осуществим непосредственное вычисление ее отсчетов. Для этого вначале выпишем отсчеты сигнала $\{x\}$ в прямой последовательности, а сигнала $\{y\}$ – в обратной:

$$x_k : \begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & 2 & 3 \\ \hline \end{array}$$

$$y_k : \begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & 3 & 5 \\ \hline \end{array}$$

Чтобы определить нулевой отсчет свертки ($m = 0$), совместим нулевые позиции полученных сигналов

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 2 | 3 |
| 1 | 3 | 5 | | |

и перемножим отсчеты, находящиеся друг под другом. В результате получим

$$f_0 = 1 \cdot 5 = 5 .$$

Для $m = 1$, $f_1 = 1 \cdot 3 + 2 \cdot 5 = 13$

| | | | |
|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 |
| 1 | 3 | 5 | |

Для $m = 2$, $f_2 = 1 \cdot 1 + 2 \cdot 3 + 3 \cdot 5 = 22$

| | | |
|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 |
| 1 | 3 | 5 |

Для $m = 3$, $f_3 = 2 \cdot 1 + 3 \cdot 3 = 11$

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | |
| | 1 | 3 | 5 |

Для $m = 4$, $f_4 = 1 \cdot 3 = 3$

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | | |
| | | 1 | 3 | 5 |

В итоге

$$\{f_m\} = (5, 13, 22, 11, 3).$$

При математическом описании дискретных сигналов и устройств широко применяют Z-преобразование, которое является аналогом преобразования Лапласа для непрерывных сигналов.

Определение. Пусть $\{x_k\} = (x_0, x_1, \dots)$ – отсчетные значения некоторого дискретного сигнала. Тогда прямое Z-преобразование определяется суммой ряда

$$X(z) = x_0 + \frac{x_1}{z} + \frac{x_2}{z^2} + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} x_k \cdot z^{-k}, \quad (3.7)$$

где z – комплексная переменная.

Функция $X(z)$ определена только для области комплексной плоскости, в которой ряд (3.7) сходится.

Основные свойства Z-преобразования:

1. Z -преобразование линейно, т.е. сумме двух дискретных сигналов соответствует сумма их Z -преобразований.
2. Если $\{x_k\} \xrightarrow{Z} X(z)$, то $\{x_{k-1}\} \xrightarrow{Z} z^{-1} \cdot X(z)$, т.е. z^{-1} является оператором задержки на одну позицию.
3. Если $\{x_k\} \rightarrow X(z)$ и $\{y_k\} \rightarrow Y(z)$, то $\{f_k\} = \{x_k\} * \{y_k\} \rightarrow F(z) = X(z) \cdot Y(z)$, т.е. свертке двух сигналов

во временной области соответствует произведение Z -образов этих сигналов.

Пример 2. Найти Z -образы сигналов из примера 1, т.е. $\{x_k\} = (1, 2, 3)$, $\{y_k\} = (5, 3, 1)$, и их свертки

$$\{f_k\} = \{x_k\} * \{y_k\}.$$

Решение:

$$X(z) = 1 + \frac{2}{z} + \frac{3}{z^2};$$

$$Y(z) = 5 + \frac{3}{z} + \frac{1}{z^2};$$

$$F(z) = X(z) \cdot Y(z) = \left(1 + \frac{2}{z} + \frac{3}{z^2}\right) \left(5 + \frac{3}{z} + \frac{1}{z^2}\right) = 5 + \frac{3}{z} + \frac{1}{z^2} + \frac{10}{z} + \frac{6}{z^2} + \frac{2}{z^3} + \frac{15}{z^2} + \frac{9}{z^3} + \frac{3}{z^4} = 5 + \frac{13}{z} + \frac{22}{z^2} + \frac{11}{z^3} + \frac{3}{z^4}$$

Сравнивая $F(z)$ с результатом, полученным для $\{f_m\}$ в примере 1, легко видеть, что они идентичны.

3.4. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Для дискретных сигналов, так же как и для аналоговых, вводят понятие АКФ с той лишь разницей, что вместо операции интегрирования используют суммирование, а вместо переменной τ используют целое число n , указывающее на сколько позиций сдвинута копия относительно исходного сигнала:

$$B_s(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_i \cdot s_{i-n}. \quad (3.8)$$

Здесь s_i – отсчетное значение дискретного сигнала $\{s_i\}$; s_{i-n} – отсчетное значение копии сигнала, задержанной на n позиций.

Эта функция целочисленного аргумента n обладает теми же свойствами, что и обычная АКФ. В частности,

$$B_s(n) = B_s(-n),$$

$$B_s(0) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_i^2 = E_s \text{ — энергия сигнала.}$$

Аналогичным образом вводится понятие ВКФ двух дискретных сигналов:

$$B_{uv}(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} u_i \cdot v_{i-n}. \quad (3.9)$$

В случае цифровых сигналов вычисление по формулам (3.8) и (3.9) может осуществляться любым вычислительным устройством, например, цифровым сигнальным процессором (ЦСП).

Вопрос о корреляционных свойствах дискретного сигнала в радиоэлектронных устройствах часто возникает на уровне линии передачи сигнала. Обычно передача дискретных сигналов осуществляется последовательным квазитроичным кодом. При этом текущее время разбивается на элементарные промежутки, называемые позициями. Эти позиции отсчитываются синхронно как на передающей, так и на приемной стороне линии связи. Синхронизация осуществляется путем периодической передачи специальных сигналов синхронизации. На каждой позиции сигнал может принимать одно из трех значений: 0, +1 или -1.

Нуль означает отсутствие информации или, иначе, отсутствие сигнала, +1 означает, что в данный момент передается лог. 1, -1 означает, что в данный момент передается лог. 0.

Обычно передача сообщений по линии выглядит так: в отсутствие сообщений в линии наблюдаются одни нули, затем появляется первый сигнал, который занимает M_1 позиций и представляет собой некоторую комбинацию +1 и -1, далее идет пауза, состоящая из одних нулей, затем появляется второй сигнал, занимающий M_2 позиций, и т.д. Чаще всего передаются сигналы с фиксированной разрядностью M . На рис. 3.4 приведен пример трехпозиционного сигнала (1, -1, 1).

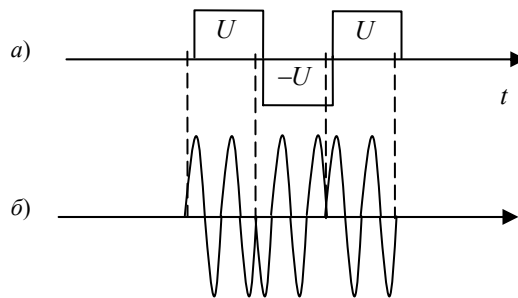


Рис. 3.4

В случае а) символу +1 соответствует положительное напряжение, символу -1 отвечает отрицательное напряжение. Такое амплитудное кодирование вполне годится для проводной линии связи, например для телефонной линии.

В случае б) символу +1 соответствует отрезок колебания с нулевой начальной фазой, тогда как -1 соответствует начальной фазе π . Такое фазовое кодирование подходит для беспроводных линий связи, где в качестве носителя информации используется высокочастотное колебание, называемое несущим.

Отвлекаясь от физической природы кодирования дискретного сигнала, оба случая, представленные на рис. 3.4, могут быть записаны так:

...000 1 -1 1 000....

АКФ этого сигнала, вычисленная по формуле (3.8), представлена на рис. 3.5.

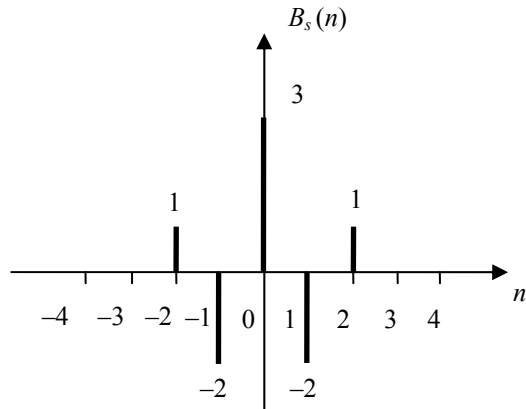


Рис. 3.5

Пример 3. Найти АКФ сигнала (1, 1, -1).

Вычисления по формуле (3.8) приводят к результату, представленному на рис. 3.6.

Сравнивая АКФ двух рассмотренных сигналов, видим, что сигнал (1, 1, -1) является лучшим с точки зрения уровня боковых лепестков АКФ.

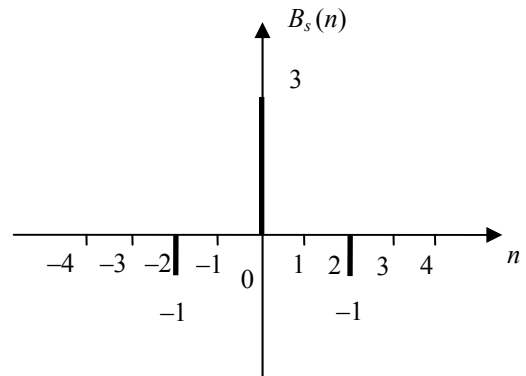
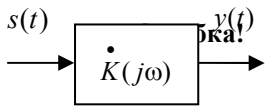


Рис. 3.6

В 50 – 60-е годы XX столетия были разработаны целые классы дискретных сигналов с совершенными корреляционными свойствами. Среди них большой известностью пользуются коды Баркера, которые обладают замечательным свойством: независимо от числа позиций M значение АКФ при всех $n \neq 0$ не превышает единицы. В то же время энергия этих сигналов, т.е. $B_s(0)$, численно равна M .

Сигналы Баркера удастся реализовать лишь при $M = 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13$. Например, для $M = 5$ сигнал Баркера имеет вид (1, 1, 1, -1, 1), а для $M = 7$ сигнал Баркера – (1, 1, 1, -1, -1, 1, 1).

3.5. ЦИФРОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ



В аналоговых системах под фильтром понимают некоторое линейное устройство со специальной частотной характеристикой $\dot{K}(j\omega)$, которое преобразует входной сигнал $s(t)$ в выходной $y(t)$ (рис. 3.7), подавляя или, наоборот, усиливая при этом определенные частоты в спектре входного сигнала. Выходной сигнал $y(t)$ находится как свертка входного сигнала $s(t)$ и импульсной характеристики фильтра $h(t)$:

$$y(t) = s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)s(t - \tau)d\tau.$$

По аналогии с аналоговым фильтром вводят понятие цифрового фильтра (ЦФ), которым называют вычислительное устройство, преобразующее последовательность отсчетов входного сигнала $\{s_k\}$ в числовую последовательность выходного сигнала $\{y_k\}$. Для ЦФ также вводят понятие импульсной характеристики $\{h_k\}$. По определению, $\{h_k\}$ – это реакция ЦФ на "единичный импульс" (1, 0, 0, ...), т.е.

$$(1, 0, 0, \dots) \xrightarrow{\text{ЦФ}} (h_0, h_1, h_2, \dots).$$

Импульсную характеристику $\{h_k\}$ ЦФ можно трактовать как результат дискретизации непрерывной импульсной характеристики $h(t)$ соответствующего аналогового фильтра-прототипа (рис. 3.8).

Если взять конечное число отсчетов $h(t)$, то получится ЦФ с конечно-импульсной характеристикой – КИХ. Если же взять бесконечное число отсчетов $h(t)$, получится ЦФ с бесконечно-импульсной характеристикой – БИХ.

Выходной сигнал $\{y_k\}$ ЦФ можно вычислить аналогично тому, как это делается для непрерывных сигналов:

$$\{y_k\} = \{s_k\} * \{h_k\}, \quad (3.10)$$

т.е.

$$y_i = \sum_{k=0}^{\infty} h_k s_{i-k}, \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

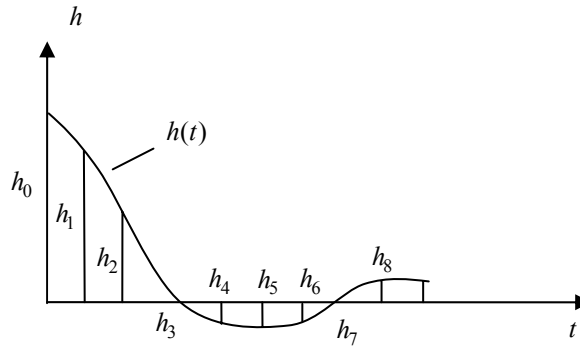


Рис. 3.8

Поскольку сигнал $\{s_k\}$ начинается с s_0 и $s_k = 0$ для всех отрицательных значений k , выражение (3.10) можно переписать в ином виде:

$$y_i = \sum_{k=0}^i h_k s_{i-k}, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (3.10')$$

Для анализа и синтеза ЦФ широко применяют Z-преобразование. Положим, что дискретным сигналам $\{s_k\}$, $\{y_k\}$ и $\{h_k\}$ соответствуют их Z-изображения $S(z)$, $Y(z)$ и $H(z)$. Тогда в силу свойств Z-преобразования дискретной свертке $\{s_k\} * \{h_k\}$ будет соответствовать произведение $S(z)H(z)$ и выражение (3.10) для выходного сигнала ЦФ может быть записано для Z-области в следующем виде:

$$Y(z) = S(z) \cdot H(z). \quad (3.11)$$

Для ЦФ вводят понятие системной функции фильтра. По определению, это отношение Z-образа входного сигнала, т.е. $Y(z)/S(z)$. Тогда из (3.11) следует, что системная функция ЦФ есть Z-образ его импульсной характеристики $\{h_k\}$:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k z^{-k}. \quad (3.12)$$

Системная функция $H(z)$ позволяет легко найти частотную характеристику ЦФ.

Анализ показывает, что для того, чтобы получить комплексный коэффициент передачи (частотную характеристику) ЦФ, достаточно в $H(z)$ вместо z подставить $e^{j\omega\Delta t}$, где Δt – шаг дискретизации.

Таким образом,

$$\dot{K}(j\omega) = H(e^{j\omega\Delta t}) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k e^{-j\omega k\Delta t} \quad (3.13)$$

Поскольку Δt есть величина обратная частоте дискретизации f_D , выражение (3.13) можно записать и в ином виде:

$$\dot{K}(j2\pi f) = \dot{H}(e^{j2\pi \frac{f}{f_D}}) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k e^{-j2\pi k \frac{f}{f_D}} \quad (3.13')$$

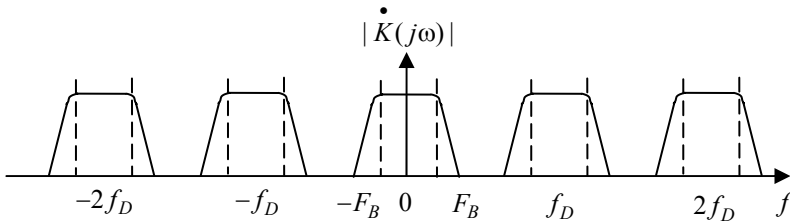


Рис. 3.9

Из (3.13') видно, что частотная характеристика ЦФ $\dot{K}(j2\pi f)$ так же, как и спектры дискретизированных сигналов, является периодической функцией частоты с периодом, равным частоте дискретизации f_D .

На рис. 3.9 в качестве иллюстрации приведена частотная характеристика некоего ЦФ нижних частот с частотой среза F_c .

3.6. РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Физически реализуемый ЦФ для формирования выходного сигнала в i -й момент времени может использовать следующие данные:

- а) $s_i, s_{i-1}, \dots, s_{i-m}$;
- б) $y_{i-1}, y_{i-2}, \dots, y_{i-n}$.

Целые числа m и n определяют порядок ЦФ. По числам m и n цифровые фильтры разделяют на два класса:

- нерекурсивные (их еще называют трансверсальными);
- рекурсивные.

Нерекурсивный фильтр соответствует случаю $n = 0$ и работает в соответствии с алгоритмом

$$y_i = a_0 s_i + a_1 s_{i-1} + \dots + a_m s_{i-m} \quad (3.13)$$

Для того чтобы понять смысл коэффициентов a_0, a_1, \dots, a_m , обратимся к выражению (3.10) для выходных отсчетов ЦФ, которое перепишем в следующем виде:

$$y_i = h_0 s_i + h_1 s_{i-1} + \dots + h_m s_{i-m} + \dots$$

Сравнивая это выражение с (3.13) можно сделать следующие выводы:

1. Число отсчетов h_k импульсной характеристики нерекурсивного ЦФ ограничено значением m , т.е. это фильтр КИХ-типа.
2. Коэффициенты a_0, a_1, \dots, a_m есть не что иное, как значения отсчетов импульсной характеристики h_0, h_1, \dots, h_m соответственно.

Применив к обеим частям выражения (3.13) Z -преобразование, получим

$$Y(z) = (a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}) S(z) .$$

Отсюда системная функция фильтра

$$H(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m} = \frac{a_0 z^m + a_1 z^{m-1} + \dots + a_m}{z^m} . \quad (3.14)$$

Структурная схема нерекурсивного ЦФ представлена на рис. 3.10.

Вследствие отсутствия обратных связей нерекурсивный ЦФ является абсолютно устойчивым. Устойчивость, простота анализа и реализации, а также наглядная связь коэффициентов фильтра с отсчетами его импульсной характеристики привели к тому, что нерекурсивные фильтры широко применяются на практике.

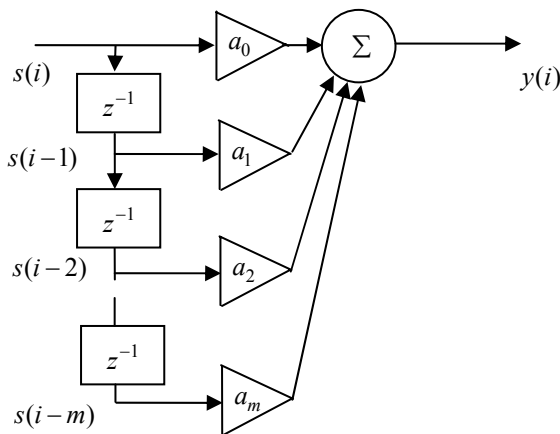
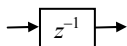
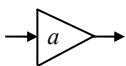


Рис. 3.10



– элемент задержки на один шаг;



– элемент умножения на коэффициент a

Однако для получения хорошей частотной характеристики требуется нерекурсивный фильтр очень высокого порядка (m до нескольких сотен и даже тысяч).

Рекурсивный фильтр соответствует случаю $n \neq 0$ и работает в соответствии с алгоритмом

$$y_i = a_0 s_i + a_1 s_{i-1} + \dots + a_m s_{i-m} + b_1 y_{i-1} + b_2 y_{i-2} + \dots + b_n y_{i-n}. \quad (3.15)$$

Выполнив Z-преобразование в обеих частях этого выражения, получим

$$Y(z) = (a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}) S(z) + (b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}) Y(z).$$

Отсюда нетрудно получить выражение для системной функции фильтра:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{S(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}}{1 - b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}. \quad (3.16)$$

Можно показать, что импульсная характеристика $\{h_k\}$ рекурсивного ЦФ имеет бесконечное число отсчетов, т.е. это фильтр БИХ-типа.

Структурная схема рекурсивного ЦФ представлена на рис. 3.11.

Рекурсивный фильтр при меньшей сложности, чем нерекурсивный, обеспечивает лучшие частотные характеристики, однако из-за наличия обратных связей в нем существует опасность потери устойчивости.

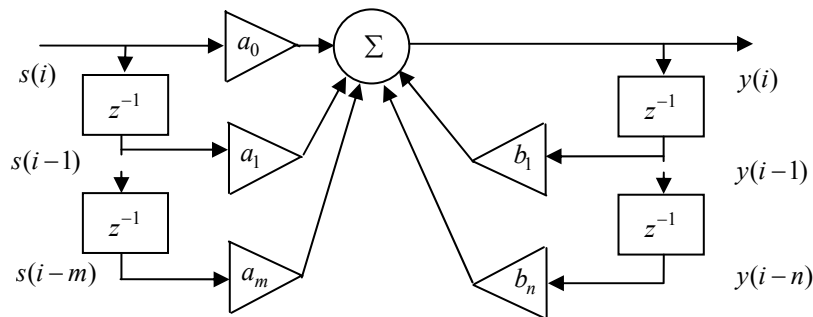


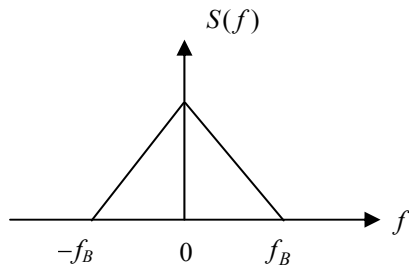
Рис. 3.11

3.7. УПРАЖНЕНИЯ

1. Выберите оптимальный шаг дискретизации Δt звукового сигнала, если известно, что для качественной передачи речи в телефонной и радиосвязи установленные пределы частот составляют 300 и 3400 Гц.

Найдите соответствующую частоту дискретизации f_D .

2. Для непрерывного сигнала $s(t)$ со спектральной плотностью $S(f)$ вида



представьте вид спектральной плотности его дискретной копии $s_D(t)$ для случаев:

- а) $f_D = 3f_B$; б) $f_D = 2f_B$; в) $f_D = 1,5f_B$.

В каких случаях возможно восстановление исходного непрерывного сигнала по его дискретной копии?

3. Найдите свертку дискретных сигналов

$$\{x_k\} = (1, 0, 3, 5) \text{ и } \{y_k\} = (5, 2, 0, 3, 1).$$

4. Найдите Z-образ дискретного сигнала $\{x_k\} = (2, 1, 3)$.

5. Найдите АКФ дискретного сигнала $(1, 1, -1, -1, 1)$.

6. Найдите АКФ пятипозиционного сигнала Баркера $(1, 1, 1, -1, 1)$.

7. Дискретный сигнал $\{s_k\} = (1, 1, 1, 0, 0, \dots)$ подается на вход ЦФ с импульсной характеристикой

$$\{h_k\} = (1, 0.5, 0.2, 0, 0, \dots).$$

Найдите форму выходного сигнала.

8. ЦФ имеет импульсную характеристику $\{h_k\} = (1, 0.5, 0.1, 0, \dots)$. Найдите системную функцию фильтра.

9. Представьте структурную схему ЦФ, работающего в соответствии с алгоритмом

$$y_i = 1,5s_i - 0,2s_{i-1} + 0,1s_{i-2}.$$

Найдите системную функцию фильтра.

10. Рекурсивный ЦФ работает в соответствии с алгоритмом

$$y_i = s_i - 0,5y_{i-1}.$$

Найдите системную функцию фильтра.

11. На вход ЦФ из упражнения № 10 подан единичный импульс $(1, 0, 0, \dots)$.

Найдите выходную реакцию фильтра на этот импульс.

4. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ

4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП) все чаще становятся неотъемлемой частью современных РЭС. Даже в устройствах с чисто аналоговыми входом и выходом в настоящее время предпочитают преобразовать входной сигнал в цифровой код, с тем чтобы обработку информации, переносимой сигналом, осуществлять в цифровом виде с последующим преобразованием результата обратно в аналоговую форму.

В аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях обычно используют смещенный и дополнительный коды:

| Уровень сигнала | Смещенный двоичный код | Дополнительный код |
|-------------------|------------------------|--------------------|
| + Вся шкала | 11111111 | 01111111 |
| + Вся шкала-1 МЗР | 11111110 | 01111110 |
| ↓ | ↓ | ↓ |
| 0 +1 МЗР | 10000001 | 00000001 |
| 0 | 10000000 | 00000000 |
| 0 -1 МЗР | 01111111 | 11111111 |
| ↓ | ↓ | ↓ |
| - Вся шкала+1 МЗР | 00000001 | 10000001 |
| - Вся шкала | 00000000 | 10000000 |

АЦП и ЦАП характеризуются динамическим диапазоном, погрешностью и быстродействием.

Под динамическим диапазоном понимают пределы изменения аналогового сигнала (полная шкала). Обычно они задаются эталонным напряжением U_0 (или током I_0 в случае токового преобразователя), так что

$$0 \leq \text{уровень сигнала} \leq U_0$$

или в случае двухполярного сигнала

$$-\frac{U_0}{2} \leq \text{уровень сигнала} \leq \frac{U_0}{2}.$$

Более точно, максимальное значение аналогового сигнала "не дотягивает" до U_0 на величину единицы младшего значащего разряда (МЗР):

$$1\text{МЗР} = \frac{U_0}{2^n}, \quad (4.1)$$

где n – разрядность преобразователя.

Погрешности АЦП и ЦАП – весьма сложная тема. Различают погрешности сдвига, погрешности шкалы, нелинейности и немонотонности. Некоторые из них, такие как погрешности сдвига и погрешности шкалы, устраняются на этапе юстировки преобразователя. Что касается остальных, то в настоящее время в паспортных данных на преобразователь обычно приводят суммарную неустранимую ошибку преобразования, выражая ее в единицах МЗР. Чаще всего эта ошибка имеет порядок 1МЗР.

Быстродействие АЦП и ЦАП характеризуют либо суммарным временем преобразования T_{conv} , либо максимальной частотой преобразования $f_{\text{conv, max}}$. Отметим, что $f_{\text{conv, max}}$ всегда меньше, чем $1/T_{\text{conv}}$, так как, прежде чем начать новый цикл преобразования, требуется дать преобразователю некоторое время для восстановления.

АЦП всегда сопровождается появлением специфических шумов, возникающих за счет округления значений аналогового сигнала в отсчетные моменты времени и называемых шумами квантования. Эти шумы имеют размах, равный 1МЗР, и практически треугольную форму, отсюда средняя мощность (дисперсия) шума квантования

$$\sigma^2 = \frac{(1\text{МЗР})^2}{12}. \quad (4.2)$$

Из этой формулы следует, что шумы квантования снижаются с увеличением разрядности преобразователя. Однако увеличение разрядности неизбежно снижает быстродействие и приводит к усложнению аппаратуры, поэтому выбор числа разрядов n есть результат некоторого компромисса.

4.2. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Характеристика ЦАП представлена на рис. 4.1.

Напряжение на выходе ЦАП принимает значение

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0}{2^n} N, \quad (4.3)$$

где N – цифровой код, поданный на вход ЦАП.

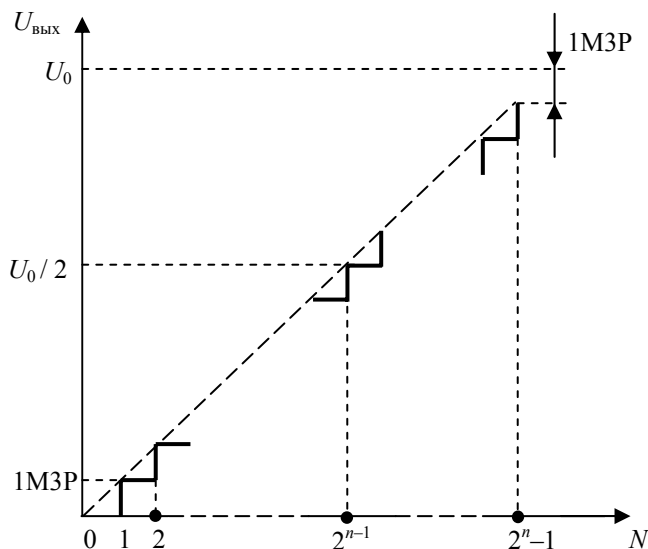


Рис. 4.1

Цифровой код N меняется в пределах от 0 до $2^n - 1$, соответственно, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ принимает значения от 0 до $U_0 - 1\text{МЗР}$, где $1\text{МЗР} = U_0 / 2^n$.

Большинство современных ЦАП строится по структурной схеме рис. 4.2.

В этой схеме источник опорного тока I_0 (он может быть как внутренним, так и внешним) задает токи n масштабирующих источников тока $I_0/2, I_0/4, \dots, I_0/2^n$, которые всегда остаются включенными. Электронные токовые коммутаторы K коммутируют токи источников в соответствии с входным двоичным кодом N либо на земляную шину, либо на выходную шину ЦАП. Таким образом

$$I_{\text{вых}} = \frac{I_0}{2^n} \cdot N. \quad (4.4)$$

Такая схема обеспечивает высокую точность и быстродействие, а кроме того она остается нечувствительной к уровню питающего напряжения $U_{\text{пит}}$, которое может поэтому выбираться в широких пределах, например 4,5...16 вольт. Время преобразования складывается из времени задержки цифрового сигнала в коммутаторах тока K и времени установления выходного тока и составляет обычно не более 100 нс.

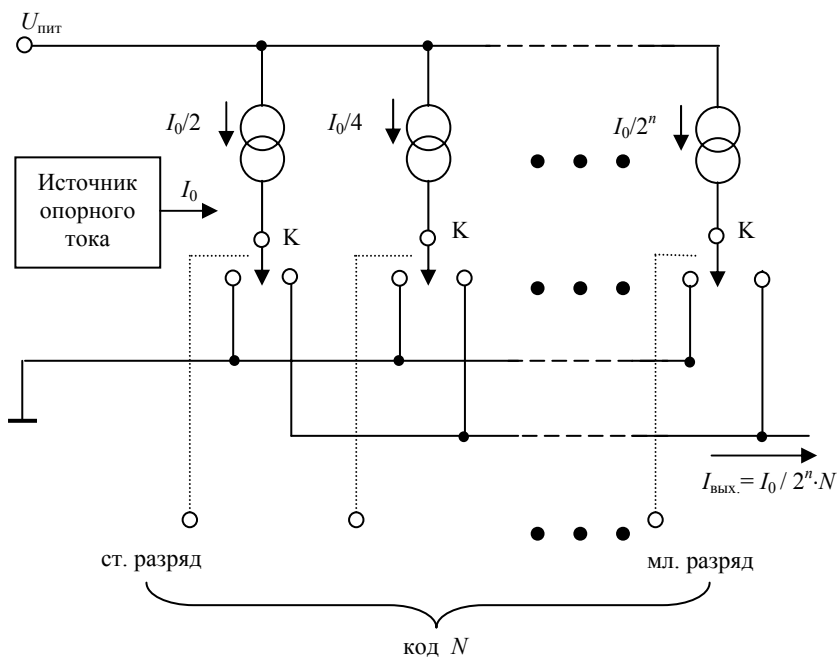


Рис. 4.2

Схемотехника ЦАП с масштабирующими источниками тока может быть разнообразной. Соответственно, можно встретить ЦАП с одним или двумя питающими напряжениями, вытекающим или втекающим выходным током, внутренним или внешним источником опорного тока, с выходом по току или по напряжению.

Выход по напряжению осуществляется путем добавления масштабирующего ОУ, включенного по схеме преобразователя ток–напряжение (рис. 4.3).

В настоящее время выпускаются микросхемы ЦАП с разрядностью от 8 до 22. Преобразователи с повышенной разрядностью являются более медленными, они имеют обычно последовательный цифровой интерфейс, т.е. код N в них вводится поразрядно, бит за битом.

Очень часто одна микросхема содержит несколько ЦАП. Например, микросхема ИИ 3050 содержит в себе три 10-разрядных ЦАП с одним питанием +5 В и быстродействием 50 млн. преобразований в секунду.

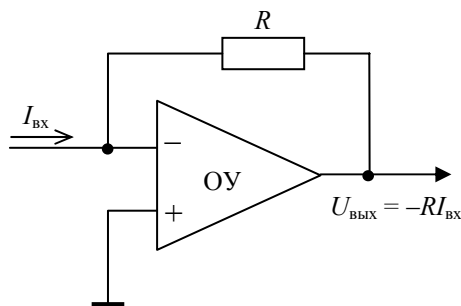


Рис. 4.3

Корректное применение конкретной микросхемы ЦАП невозможно без внимательного изучения технической документации, представляемой фирмой-изготовителем. Эта документация включает в себя:

- общую характеристику и области применения микросхемы;
- расположение и назначение выводов;
- предельные режимы эксплуатации;
- электрические параметры и характеристики;
- структурную схему с описанием ее работы;
- временные диаграммы сигналов с указанием их электрических и временных характеристик;
- схемы для тестирования параметров и характеристик устройства;
- типовые схемы применения микросхемы.

Рассмотрим в качестве примера микросхему DAC0800 (рис. 4.4). Это 8-разрядный ЦАП с токовым выходом и быстродействием 100 нс. На рис. 4.4 представлена его структурная схема. Данный ЦАП требует наличия двух питающих напряжений V_+ и V_- , каждое из которых может варьироваться в широких пределах и независимо от другого (V_+ от +5 до +18 В, V_- от -5 до -18 В). Возможны самые разные сочетания V_+ и V_- , например, $V_+ = 5$ В, $V_- = -5$ В или $V_+ = +5$ В, $V_- = -12$ В или $V_+ = +15$ В, $V_- = -15$ В и т.д.

Схема получает опорный ток I_0 от внешнего источника. Этот ток управляет работой восьми масштабирующих источников тока, реализованных на транзисторах по схеме токовых зеркал с использованием резистивной матрицы $R - 2R$. Токи от масштабирующих источников коммутируются на две выходные шины: прямую - $I_{\text{ВЫХ}}$ и дополнительную - $\overline{I_{\text{ВЫХ}}}$.

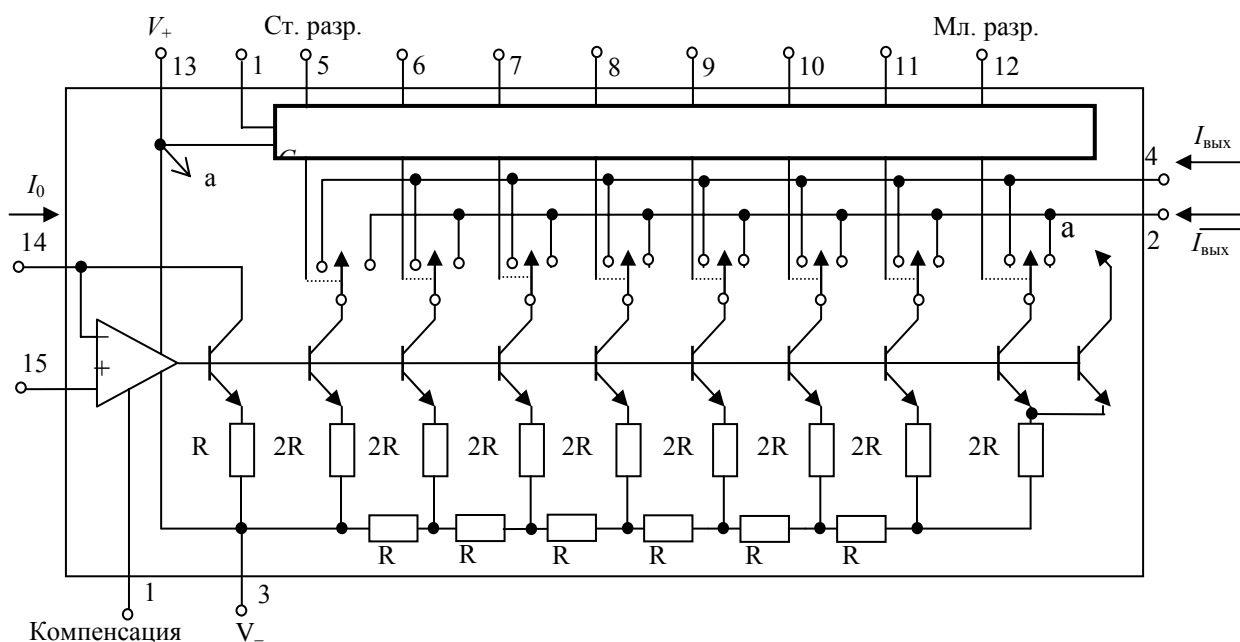


Рис. 4.4

Прямой выходной ток

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_0}{256} \cdot N, \quad (4.5)$$

где $N = 0 \dots 255$ – входной код.

Дополнительный выходной ток связан с прямым соотношением

$$I_{\text{ВЫХ}} + \bar{I}_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_0}{256} \cdot 255.$$

Схема управления токовыми коммутаторами допускает управление как ТТЛ-сигналами, так и КМОП-сигналами. Уровень лог. 0 не должен превышать +0,8 В, уровень лог. 1 не должен быть меньше +2 В.

Типовая схема включения DAC0800 представлена на рис. 4.5. Опорный ток I_0 не должен превышать 5 мА. Максимальная величина сопротивления нагрузки должна быть такова, чтобы

$$-I_0 R_n - V_- \geq 5 \text{ В},$$

иначе нарушается нормальная работа масштабирующих источников тока.

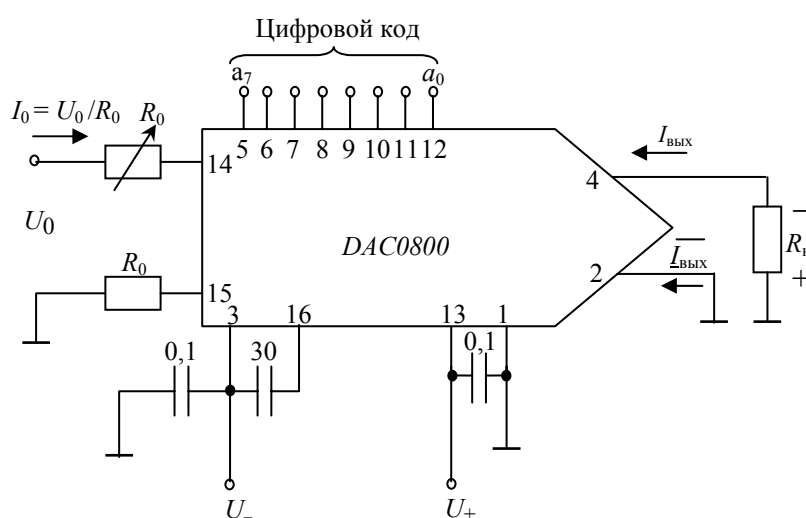


Рис. 4.5

Для получения положительных напряжений сопротивление нагрузки R_n подключается к выходу ЦАП по схеме на рис. 4.3. Следует однако отметить, что при этом быстродействие ЦАП может резко снизиться из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения ОУ.

4.3. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Идеально настроенный АЦП должен выполнять функцию деления $U_{\text{вх}}$ на 1МЗР с последующим округлением результата этого деления до ближайшего целого числа N , которое и является выходным сигналом преобразователя. В соответствии с этим характеристика идеального АЦП имеет вид, представленный на рис. 4.6.

Как видно из этой характеристики, максимальное значение выходного кода

$$N_{\text{max}} = 2^n - 1,$$

причем оно достигается, когда $U_{\text{вх}}$ начинает превышать значение $U_0 - 1,5\text{МЗР}$. При $U_{\text{вх}} > U_0$ наступает насыщение АЦП в том смысле, что выходной код N не соответствует более истинному значению входного сигнала.

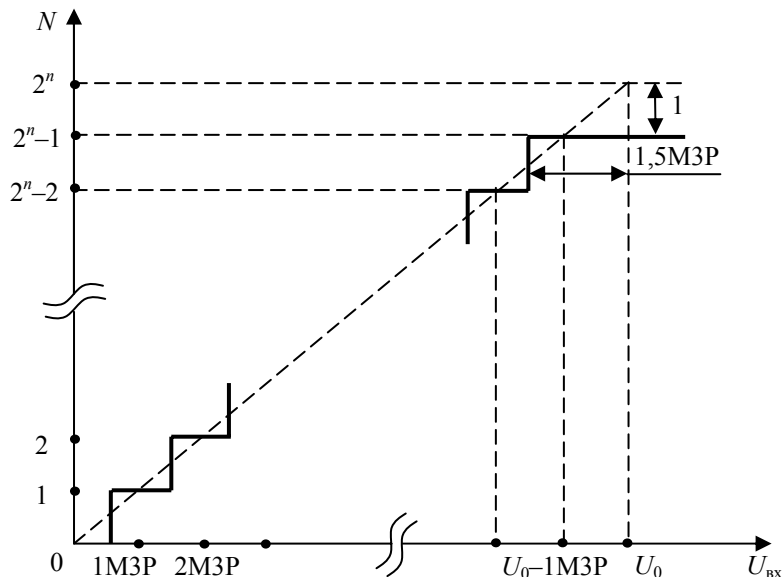


Рис. 4.6

Существует довольно много различных методов АЦП, все они достаточно подробно описаны в многочисленной литературе. В устройствах дискретного управления промышленными объектами и цифровой обработки сигналов наибольшее применение нашли быстродействующие АЦП со сравнительно небольшой разрядностью (8...12), работающие по принципу поразрядного уравнивания (время преобразования от нескольких мкс до нескольких десятков мкс) либо по принципу параллельного преобразования (время преобразования не более 1...2 мкс). Особенно широко используются экономичные АЦП (<100 мВт) с одним питанием 3 В / 5 В, совместимые с МП и микро-ЭВМ.

Так же как в случае ЦАП, корректное применение конкретной микросхемы АЦП требует внимательного изучения технической документации на данную микросхему.

В качестве примера рассмотрим микросхему ADC0803, 8-разрядный АЦП поразрядного уравнивания с быстродействием < 100 мкс и одним питанием 5 В.

Ниже приведен фрагмент технического описания данной микросхемы. Полный текст описания на сайте фирмы Intersil содержит 20 страниц (см. <http://www.intersil.com>).

8-Bit, Microprocessor-Compatible, A/D Converters

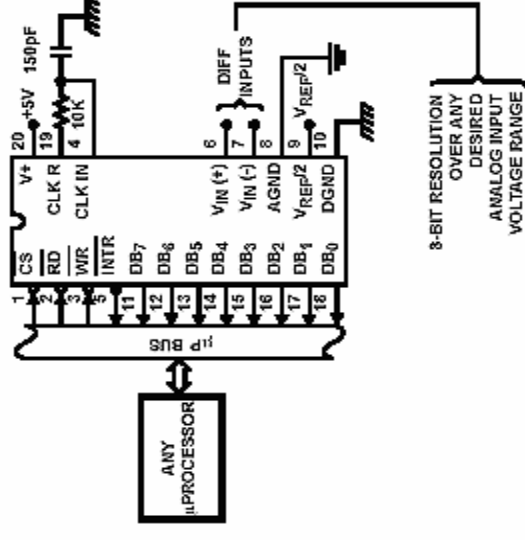
The ADC080X family are CMOS 8-Bit, successive approximation A/D converters which use a modified potentiometer ladder and are designed to operate with the 8080A control bus via three-state outputs. These converters appear to the processor as memory locations or I/O ports and hence no interfacing logic is required.

The differential analog voltage input has good common mode rejection and permits offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

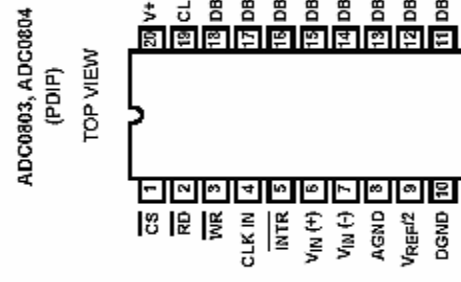
Features

- 80C48 and 80C80/85 Bus Compatible. No Interfacing Logic Required
- Conversion Time <100 us
- Easy Interface to Most Microprocessors
- Will Operate in a "Stand Alone" Mode
- Differential Analog Voltage Inputs
- Works with Bandgap Voltage References
- TTL Compatible Inputs and Outputs
- On-Chip Clock Generator
- Analog Voltage Input Range (Single + 5V Supply) 0V to 5V
- No Zero-Adjust Required
- 80C48 and 80C80/85 Bus Compatible. No Interfacing Logic Required

Typical Application Schematic

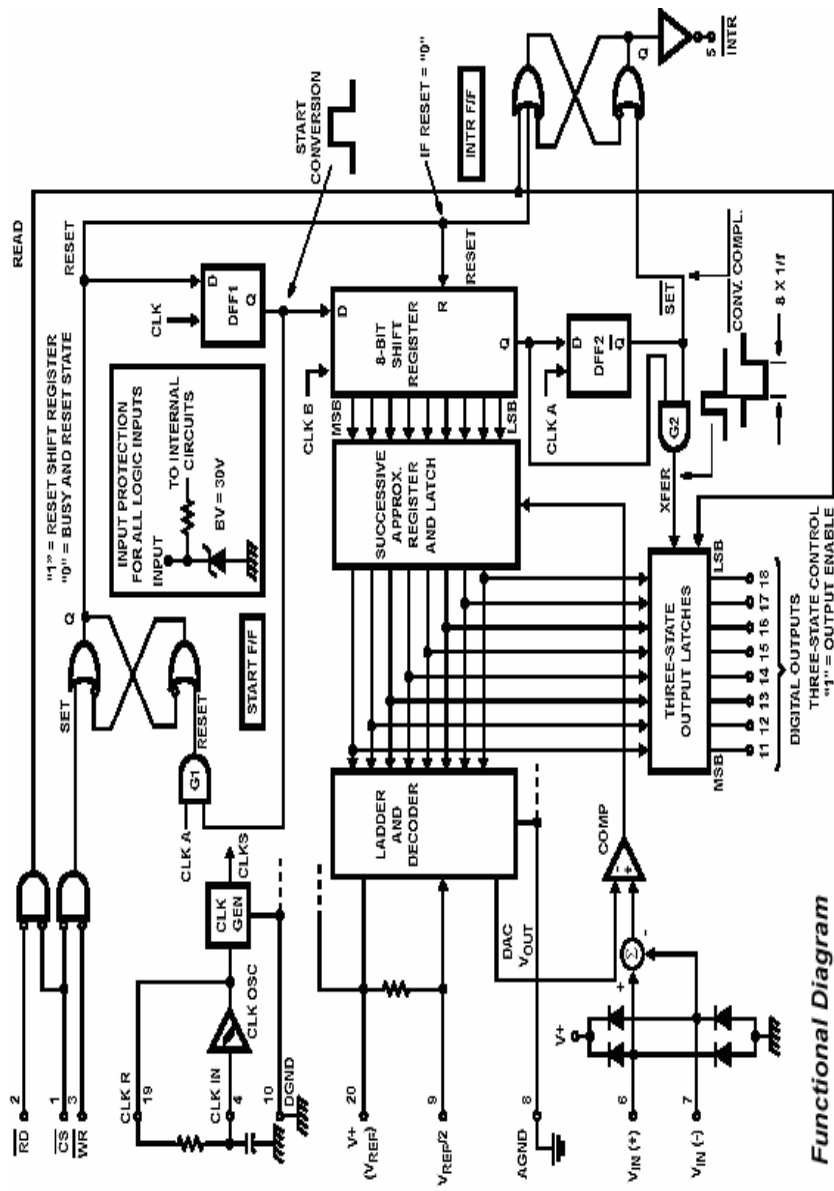


Pinout



Ordering Information

| PART NUMBER | ERROR | EXTERNAL CONDITIONS | TEMP. RANGE (°C) | PACKAGE | PKG. NO |
|-------------|---------------|--|------------------|------------|---------|
| ADC0803LCN | $\pm 1/2$ LSB | VREF/2 Adjusted for Correct Full Scale Reading | 0 to 70 | 20 Ld PDIP | E20.3 |
| ADC0804LCN | ± 1 LSB | VREF/2 = 2.500VDC (No Adjustments) | 0 to 70 | 20 Ld PDIP | E20.3 |



Functional Diagram

ADC0803, ADC0804

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage 6.5V
 Voltage at Any Input -0.3V to (V⁺ +0.3V)

Operating Conditions

Temperature Range 0°C to 70°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1) θ_{JA} (°C/W) 80
 PDIP Package
 Maximum Junction Temperature 150°C
 Plastic Package
 Maximum Storage Temperature Range -65°C to 150°C
 Maximum Lead Temperature (Soldering, 10s) 300°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on a low effective thermal conductivity test board in free air. See Tech Brief TB379 for details.

Electrical Specifications (Notes 2, 8)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|--|----------|-------|--------------------------|-------|
| CONVERTER SPECIFICATIONS V ₊ = 5V, T _A = 25°C and f _{CLK} = 640kHz, Unless Otherwise Specified | | | | | |
| Total Unadjusted Error | | | | | |
| ADC0803 | V _{REF/2} Adjusted for Correct Full Scale Reading | - | - | ±1/2 | LSB |
| ADC0804 | V _{REF/2} = 2.500V | - | - | ±1 | LSB |
| V _{REF/2} Input Resistance | Input Resistance at Pin 9 | 1.0 | 1.3 | - | kΩ |
| Analog Input Voltage Range | (Note 3) | GND-0.05 | - | (V ₊) + 0.05 | V |
| DC Common-Mode Rejection | Over Analog Input Voltage Range | - | ±1/16 | ±1/8 | LSB |
| Power Supply Sensitivity | V ₊ = 5V ±10% Over Allowed Input Voltage Range | - | ±1/16 | ±1/8 | LSB |

CONVERTER SPECIFICATIONS $V_+ = 5V$, $0^\circ C$ to $70^\circ C$ and $f_{CLK} = 640kHz$, Unless Otherwise Specified

| | | | | | |
|--|--|----------|------------|----------------|-------------|
| Total Unadjusted Error ADC0803 | $V_{REF}/2$ Adjusted for Correct Full Scale Reading | - | - | $\pm 1/2$ | LSB |
| ADC0804 | $V_{REF}/2 = 2.500V$ | - | - | ± 1 | LSB |
| $V_{REF}/2$ Input Resistance | Input Resistance at Pin 9 (Note 3) | 1.0 | 1.3 | - | k Ω |
| Analog Input Voltage Range | Over Analog Input Voltage Range | GND-0.05 | - | $(V_+) + 0.05$ | V |
| DC Common-Mode Rejection | Over Analog Input Voltage Range | - | $\pm 1/8$ | $\pm 1/4$ | LSB |
| Power Supply Sensitivity | $V_+ = 5V \pm 10\%$ Over Allowed Input Voltage Range | - | $\pm 1/16$ | $\pm 1/8$ | LSB |
| AC TIMING SPECIFICATIONS $V_+ = 5V$, and $T_A = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified | | | | | |
| Clock Frequency, f_{CLK} | $V_+ = 6V$ (Note 4) | 100 | 640 | 1280 | kHz |
| | $V_+ = 5V$ | 100 | 640 | 800 | kHz |
| Clock Periods per Conversion (Note 5), f_{CONV} | | 62 | - | 73 | Clocks/Conv |
| Conversion Rate in Free-Running Mode, CR | \overline{INTR} tied to \overline{WR} with $\overline{CS} = 0V$, $f_{CLK} = 640kHz$ | - | - | 8888 | Conv/s |
| Width of \overline{WR} Input (Start Pulse Width), $t_{W(WRJ)}$ | $\overline{CS} = 0V$ (Note 6) | 100 | - | - | ns |
| Access Time (Delay from Falling Edge of RD to Output Data Valid), t_{ACC} | $C_L = 100pF$ (Use Bus Driver IC for Larger C_L) | - | 135 | 200 | ns |
| Three-State Control (Delay from Rising Edge of RD to HI-Z State), t_{1H} , t_{0H} | $C_L = 10pF$, $R_L = 10K$ (See Three-State Test Circuits) | - | 125 | 250 | ns |
| Delay from Falling Edge of \overline{WR} to Reset of INTR, t_{WR} , t_{RI} | | - | 300 | 450 | ns |
| Input Capacitance of Logic Control Inputs, C_{IN} | | - | 5 | - | pF |
| Three-State Output Capacitance (Data Buffers), C_{OUT} | | - | 5 | - | pF |

ADC0803, ADC0804

Electrical Specifications (Notes 2, 8) (Continued)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|--|-----|--------|-------|---------|
| DC DIGITAL LEVELS AND DC SPECIFICATIONS $V^+ = 5V$, and T_{MIN} to T_{MAX} , Unless Otherwise Specified | | | | | |
| CONTROL INPUTS (Note 7) | | | | | |
| Logic "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN), V_{INH} | $V^+ = 5.25V$ | 2.0 | - | V^+ | V |
| Logic "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN), V_{INL} | $V^+ = 4.75V$ | - | - | 0.8 | V |
| CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage, V^+_{CLK} | | 2.7 | 3.1 | 3.5 | V |
| CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage, V^-_{CLK} | | 1.5 | 1.8 | 2.1 | V |
| CLK IN (Pin 4) Hysteresis, V_H | | 0.6 | 1.3 | 2.0 | V |
| Logic "1" Input Current (All Inputs), I_{INH1} | $V_{IN} = 5V$ | - | 0.005 | 1 | μA |
| Logic "0" Input Current (All Inputs), I_{INL0} | $V_{IN} = 0V$ | -1 | -0.005 | - | μA |
| Supply Current (Includes Ladder Current), I^+_{DD} | $f_{CLK} = 640kHz$, $T_A = 25^\circ C$ and $\overline{CS} = HI$ | - | 1.3 | 2.5 | mA |
| DATA OUTPUTS AND INTR | | | | | |
| Logic "0" Output Voltage, V_{OL} | $I_O = 1.6mA$, $V^+ = 4.75V$ | - | - | 0.4 | V |
| Logic "1" Output Voltage, V_{OH} | $I_O = -360\mu A$, $V^+ = 4.75V$ | 2.4 | - | - | V |
| Three-State Disabled Output Leakage (All Data Buffers), I_{LO} | $V_{OUT} = 0V$ | -3 | - | - | μA |
| | $V_{OUT} = 5V$ | - | - | 3 | μA |
| Output Short Circuit Current, I_{SOURCE} | V_{OUT} Short to GND, $T_A = 25^\circ C$ | 4.5 | 6 | - | mA |
| Output Short Circuit Current, I_{SINK} | V_{OUT} Short to V^+ , $T_A = 25^\circ C$ | 9.0 | 16 | - | mA |

NOTES:

2. All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified. The separate AGND point should always be wired to the DGND, being careful to avoid ground loops.
3. For $V_{IN(i)} \geq V_{IN(+)}$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see Block Diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the $V+$ supply. Be careful, during testing at low $V+$ levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct - especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full scale. As long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V to 5V input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950V over temperature variations, initial tolerance and loading.
4. With $V+ = 6V$, the digital logic interfaces are no longer TTL compatible.
5. With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process.
6. The \overline{CS} input is assumed to bracket the \overline{WR} strobe input, so that timing is dependent on the \overline{WR} pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the \overline{WR} pulse (see Timing Diagrams).
7. CLK IN (pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately.
8. None of these A/Ds requires a zero-adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0V, or if a narrow full scale span exists (for example: 0.5V to 4V full scale) the $V_{IN(i)}$ input can be adjusted to achieve this. See the Zero Error description in this data sheet.

Timing Diagrams

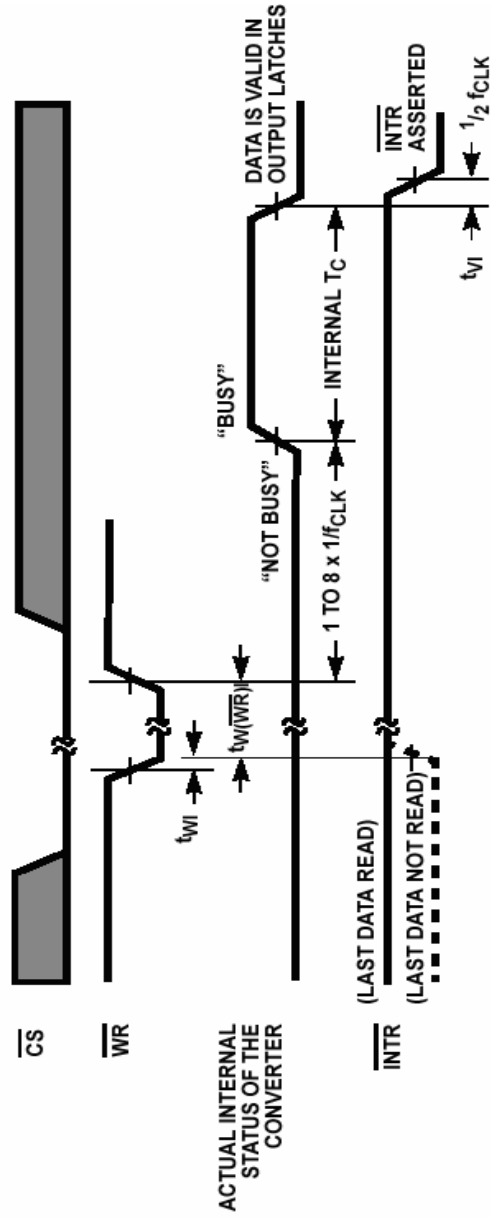


FIGURE 10A. START CONVERSION

Timing Diagrams (Continued)

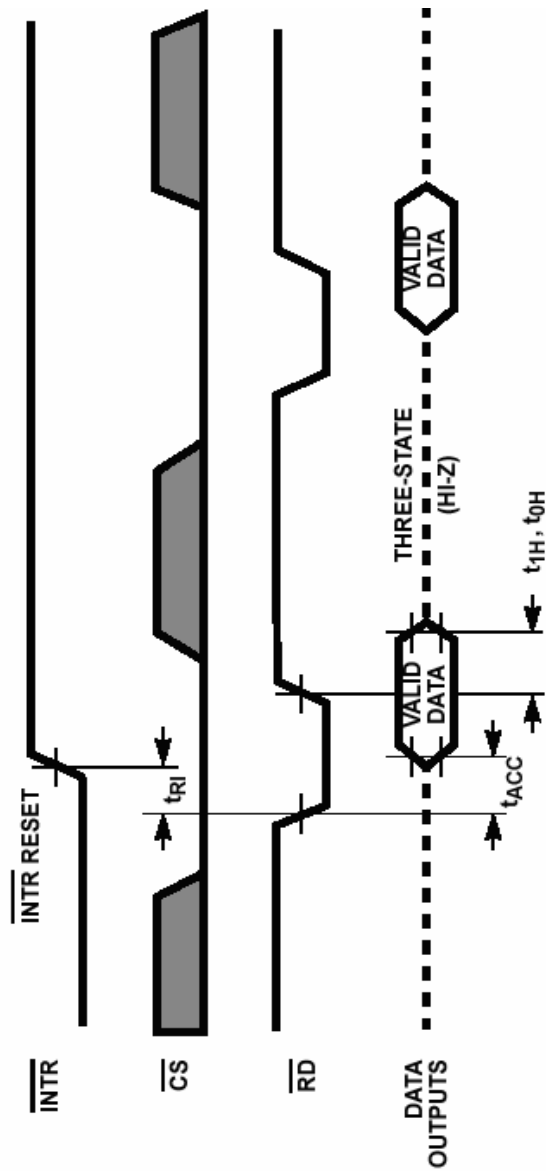


FIGURE 10B. OUTPUT ENABLE AND RESET $\overline{\text{INTR}}$

Микросхема имеет внутренний тактовый генератор, частота которого задается RC-цепочкой, подключаемой к входам CLK R и CLK IN (выводы 19 и 4):

$$f_{\text{CLK}} \approx \frac{1}{1,1RC} \quad \text{при } R \approx 10 \text{ кОм.}$$

Рекомендуемая изготовителем максимальная тактовая частота составляет 640 кГц, что соответствует значениям $R = 10$ к и $C = 150$ пФ. При работе на частотах $f_{\text{CLK}} \leq 640$ кГц суммарная ошибка преобразования не превышает паспортного значения $\pm 1/2\text{МЗР}$. При дальнейшем увеличении f_{CLK} ошибка преобразования возрастает. Полный цикл преобразования занимает от 62 до 73 периодов тактовой частоты, что при $f_{\text{CLK}} = 640$ кГц дает время преобразования не хуже 114 мкс. Этому соответствует максимальная частота преобразования $f_{\text{conv}} = 8888$ преобразований/сек.

Напряжение питания U_+ является одновременно и опорным напряжением U_{REF} . При выборе $U_+ = 5,120$ В шаг квантования становится равным 20 мВ. С выхода $U_{\text{REF}}/2$ микросхемы снимается половина опорного напряжения, что может быть использовано для преобразования двухполярных входных аналоговых сигналов.

Особенностью микросхемы ADC0803 является то, что ее цифровой выход может находиться в третьем, высокоимпедансном (Hi-Z), состоянии. Это состояние снимается только в цикле чтения результата преобразования, для чего следует перевести сигналы $\overline{\text{CS}}$ (выбор кристалла) и $\overline{\text{RD}}$ (чтение) в состояние лог. 0. Такая особенность позволяет легко включать данный АЦП в состав МП систем с шинной организацией обмена данными.

АЦП запускается отрицательным импульсом $\overline{\text{WR}}$ (запись) при одновременном выборе кристалла $\overline{\text{CS}}$ (см. временные диаграммы). По окончании цикла преобразования на выходе $\overline{\text{INTR}}$ появляется лог. 0, после чего можно начинать цикл чтения результата. При чтении выход $\overline{\text{INTR}}$ автоматически возвращается в лог. 1.

В качестве еще одного примера рассмотрим вкратце микросхему AD7822 – быстродействующий 8-разрядный АЦП параллельного преобразования (рис. 4.7).

Эта микросхема обладает целым рядом замечательных свойств. Прежде всего, она может использоваться как с $U_{пит} = 5 \text{ В} \pm 10 \%$, так и с $U_{пит} = 3 \text{ В} \pm 10 \%$.

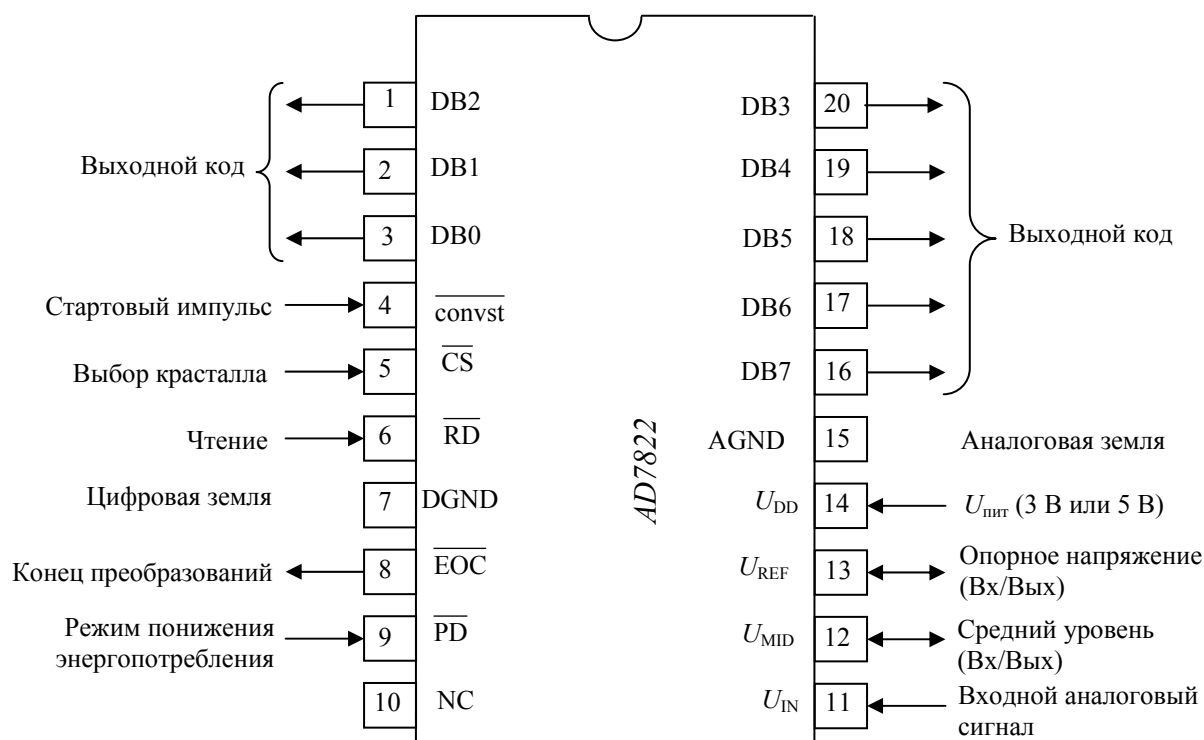


Рис. 4.7

В первом случае микросхема вырабатывает внутреннее опорное напряжение $U_{REF} = 2,5 \text{ В} \pm 2 \%$, которое выводится на 13-ю ножку. Это напряжение задает полный размах входного аналогового сигнала $\pm 1,25 \text{ В}$ относительно среднего уровня U_{MID} , который вырабатывается внутри схемы и равен $1/2 U_{REF}$, т.е. $1,25 \text{ В}$. Динамический диапазон аналогового сигнала, таким образом, равен $0 \dots 2,5 \text{ В}$. Внутреннее напряжение $U_{MID} = 1/2 U_{REF}$ выводится на 12-ю ножку.

Вышеописанный режим работы относится к случаю, когда на ножки 12 и 13 не подаются внешние напряжения. Если же на 12 ножку подать внешнее напряжение $U_{MID} > 1/2 U_{REF}$, динамический диапазон аналогового сигнала сдвигается соответствующим образом. Например, при $U_{MID, \text{внеш}} = 2,5 \text{ В}$ диапазон входного аналогового сигнала становится равным $1,25 \dots 3,75 \text{ В}$. Отметим, что $U_{MID, \text{внеш}} = 2,5 \text{ В}$ можно осуществить простым переключением 12 и 13 ножек.

Вместе с тем, микросхема может использоваться и с внешним источником опорного напряжения $U_{REF} = 2,5 \text{ В}$, которое должно быть подано на 13 ножку. Работа с внешним источником опорного напряжения обеспечивает большее быстродействие при использовании режима пониженного энергопотребления (см. об этом ниже).

При снижении $U_{пит}$ до $3,3 \text{ В}$ микросхема автоматически переходит в режим 3-вольтового питания, вырабатывая при этом новые значения U_{REF} и U_{MID} : $U_{REF} = 2 \text{ В}$, $U_{MID, \text{внут}} = 1 \text{ В}$. Все сделанные ранее замечания относительно динамического диапазона остаются в силе, за тем лишь исключением, что размах входного аналогового сигнала относительно среднего уровня U_{MID} теперь составляет $\pm 1 \text{ В}$.

АЦП запускается отрицательным перепадом на входе $\overline{\text{CONVST}}$ (рис. 4.8). Время преобразования составляет 420 нс , после чего на выходе $\overline{\text{EOC}}$ появляется лог. 0, сигнализирующий о конце преобразования. Для чтения результата следует подать лог. 0 на вход $\overline{\text{CS}}$ (выбор кристалла), а затем на вход $\overline{\text{RD}}$ (чтение), при этом результат преобразования выставляется на выходные ножки АЦП. Все остальное время выход АЦП находится в состоянии высокого импеданса (Z-состояние).

При снятии сигнала "чтение" сигнал "конец преобразования" $\overline{\text{EOC}}$ возвращается в исходное состояние лог. 1 и можно начинать новый цикл преобразования. Минимальная длительность цикла "запуск-чтение" составляет 500 нс , таким образом АЦП AD7822 может работать со скоростью до 2 млн. преобразований в секунду.

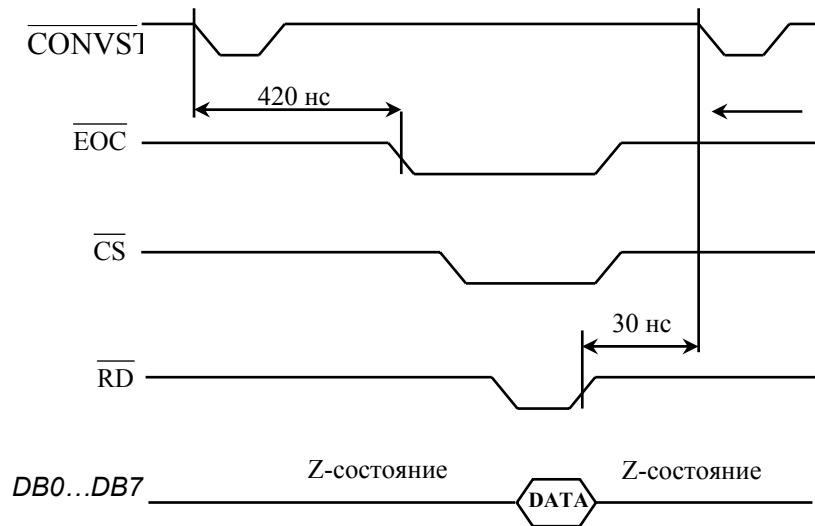


Рис. 4.8

В нормальном режиме работы микросхема потребляет ток менее 12 мА при $U_{пит} = 3$ В, соответственно, потребляемая мощность не превышает 36 мВт.

Существует, однако, возможность путем подачи лог. 0 на вход \overline{PD} перевести схему в режим пониженного энергопотребления, при этом ток потребления падает ниже 5 мкА и схема практически не потребляет энергии. Кроме того существует режим автоматического снижения энергопотребления. В этом режиме сигнал \overline{CONVST} в исходном состоянии находится на уровне лог. 0. На входе \overline{PD} все время поддерживается лог. 1. В этом состоянии микросхема не потребляет энергии. Для запуска АЦП на вход \overline{CONVST} подается короткий положительный импульс. По его переднему фронту микросхема переходит в режим нормального энергопотребления (POWER-UP), по окончании этого перехода начинается цикл преобразования, который длится 330 нс, после чего АЦП опять возвращается в режим пониженного энергопотребления (POWER-DOWN) до следующего запуска (рис. 4.9).

Время $t_{POWER-UP}$ составляет 1 мкс при использовании внешнего источника U_{REF} и 25 мкс при использовании внутреннего источника U_{REF} .

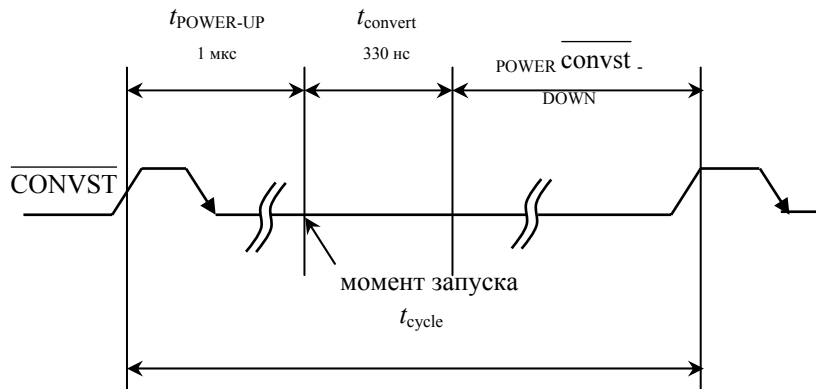


Рис. 4.9

Пример. Оценить мощность, потребляемую AD7822 в режиме автоматического снижения энергопотребления, если период опроса АЦП равен 10 мкс.

Решение:

$$P_{потр} = P_{нормаль} \frac{t_{POWER-UP} + t_{convert}}{t_{CYCLE}} =$$

$$= 36 \text{ мВт} \cdot 1,33 \text{ мкс} / 10 \text{ мкс} = 4,79 \text{ мВт}.$$

4.4. УПРАЖНЕНИЯ

- Опорный ток I_0 в ЦАП DAC0800 установлен равным 2 мА. На вход ЦАП подано число $N = 10110110_{(2)}$. Найти выходной ток $I_{вых}$.
- Опорное напряжение АЦП ADC0803 установлено равным 5,120В. на вход АЦП подано напряжение $U_{вх} = 3,627$ В. Найти выходной код.

3. Изучив структурную схему ADC0803, ответить на следующие вопросы:

1) при каких сочетаниях входных сигналов выходы DB0...DB7 находятся в z-состоянии?

2) при каких условиях взводится флаг "конец преобразования" \overline{INTR} и при каких условиях он сбрасывается?

При ответе проследить прохождение сигналов по структурной схеме.

4. Выходной код АЦП ADC0803 $N_{\text{вх}} = 10011101$.

Оценить величину входного аналогового сигнала, если опорное напряжение $U_{\text{REF}} = 5,000 \text{ В}$.

5. Предложить схему для АЦП двухполярного переменного сигнала на базе микросхемы ADC0803. Использовать при этом вывод $U_{\text{REF}} / 2$ микросхемы.

6. Напряжение питания АЦП AD7822 установлено равным 5 В. ножка 13 микросхемы оставлена неподключенной. На ножку 12 подано напряжение 3 В от внешнего источника.

Найти выходной код, если входное аналоговое напряжение равно:

а) 1,500 В; б) 2,315 В; в) 3,674 В г) 4,436 В.

5. Методы и алгоритмы цифровой обработки сигналов

5.1. СПЕКТРАЛЬНЫЙ СОСТАВ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ ЦОС

Рассмотрим еще раз обобщенную структурную схему системы цифровой обработки сигналов (ЦОС) реального времени (рис. 5.1).

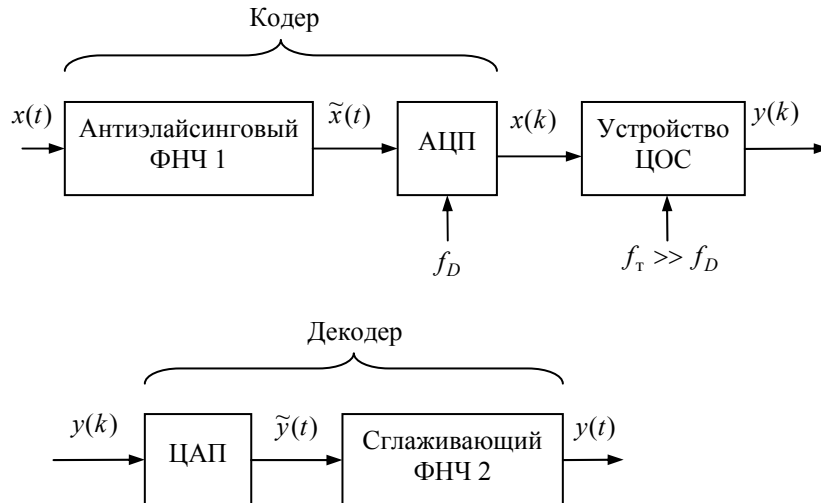


Рис. 5.1

f_D – частота дискретизации входного аналогового сигнала $x(t)$;
 f_T – тактовая частота устройства ЦОС

АЦП, ЦАП, ФНЧ1 и ФНЧ2 образуют аналоговый интерфейс ввода/вывода ЦОС.

Вначале входной аналоговый сигнал $x(t)$ ограничивается по спектру с помощью ФНЧ1, который имеет частоту среза $F_B < \frac{f_D}{2}$ и служит для предотвращения наложения спектров при дискретизации. Сглаженный входной сигнал $\tilde{x}(t)$ подвергается дискретизации с помощью АЦП и его цифровой аналог $x(k)$ подается на устройство ЦОС.

Обработанный цифровой сигнал $y(k)$ преобразуется далее обратно в аналоговую форму $\tilde{y}(t)$, а для устранения паразитных высокочастотных составляющих, возникающих при всех этих преобразованиях сигнала, на выходе включается сглаживающий ФНЧ2.

На рис. 5.2 представлен примерный вид спектров сигналов в отмеченных выше сечениях системы. Для упрощения область, соответствующая отрицательным частотам, на рисунке не показана, так как она является зеркальным отображением того, что представлено. Для конкретности рассмотрен случай, когда устройство ЦОС – это идеальный полосовой фильтр с граничными частотами f_H и f_B .

Из рисунка видно, что для повышения качества работы системы ЦОС следует стремиться увеличить частоту дискретизации f_D , так как при этом облегчается фильтрация зеркальных частот. Есть еще одно очень важное обстоятельство – увеличение f_D приводит к увеличению отношения сигнал/шум. Имеется в виду шум квантования АЦП, который имеет, как было сказано ранее, среднюю мощность

$$\sigma^2 = \frac{(1\text{МЗР})^2}{12}.$$

Величина σ имеет смысл среднеквадратического (действующего) значения шумового напряжения.

Анализ показывает, что в первом приближении можно считать, что спектр этого шума равномерно распределен и ограничен частотами 0 и $\frac{f_D}{2}$. Соответственно, его спектральная плотность мощности постоянна и равна

$$W(f) = \frac{2\sigma^2}{f_D}. \quad (5.1)$$

В рассмотренном на рис. 5.2 примере шум, попадающий в полосу частот устройства ЦОС от квантования, будет иметь среднюю мощность

$$P_{\text{ш}} = \int_{f_{\text{H}}}^{f_{\text{B}}} W(f) df = \frac{2\sigma^2}{f_D} (f_{\text{B}} - f_{\text{H}}).$$

Соответственно, действующее значение шумового напряжения от квантования будет

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{P_{\text{ш}}} = \sigma \sqrt{2 \frac{f_{\text{B}} - f_{\text{H}}}{f_D}}. \quad (5.2)$$

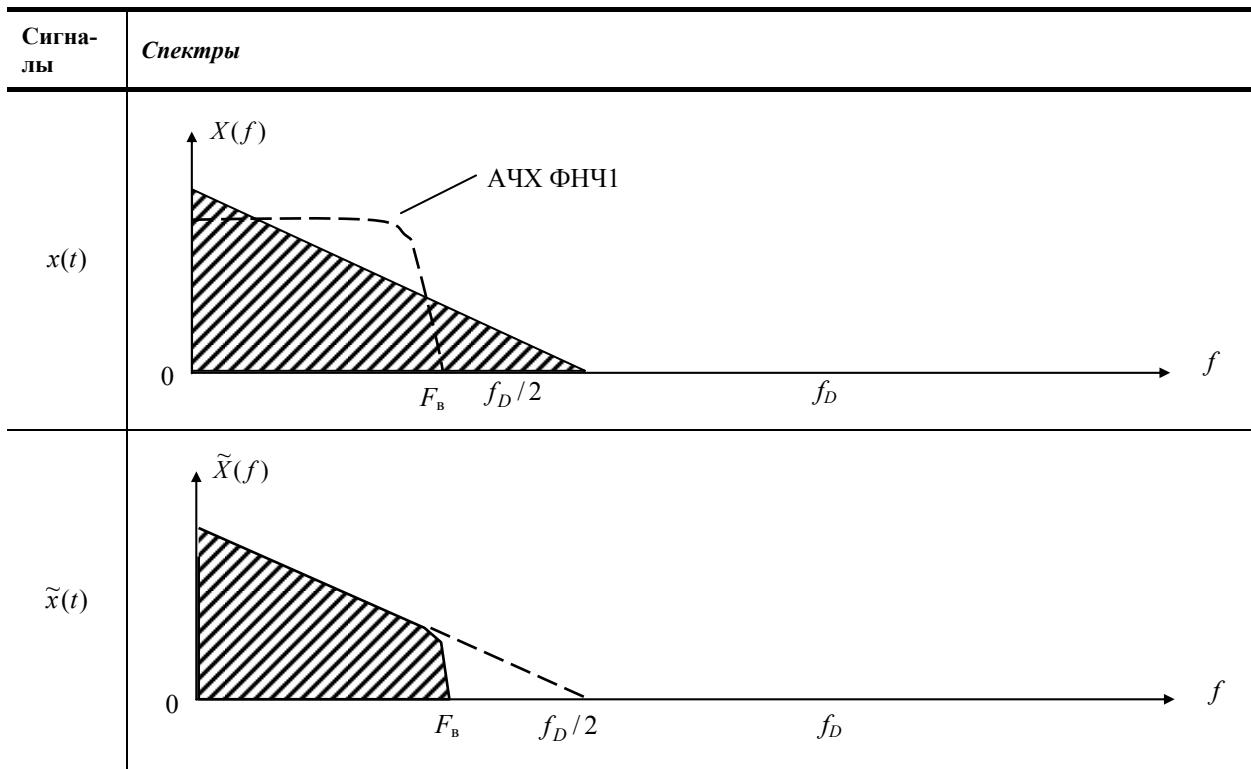


Рис. 5.2

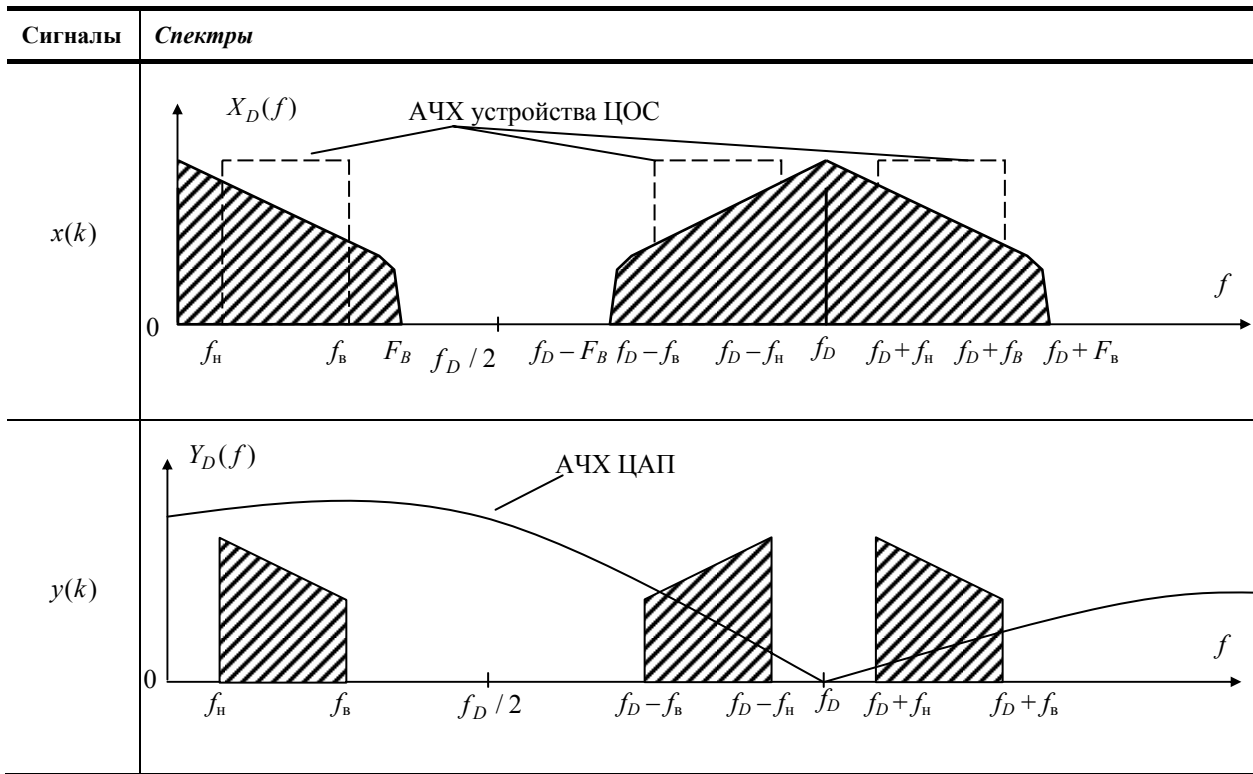


Рис. 5.2 (Продолжение)

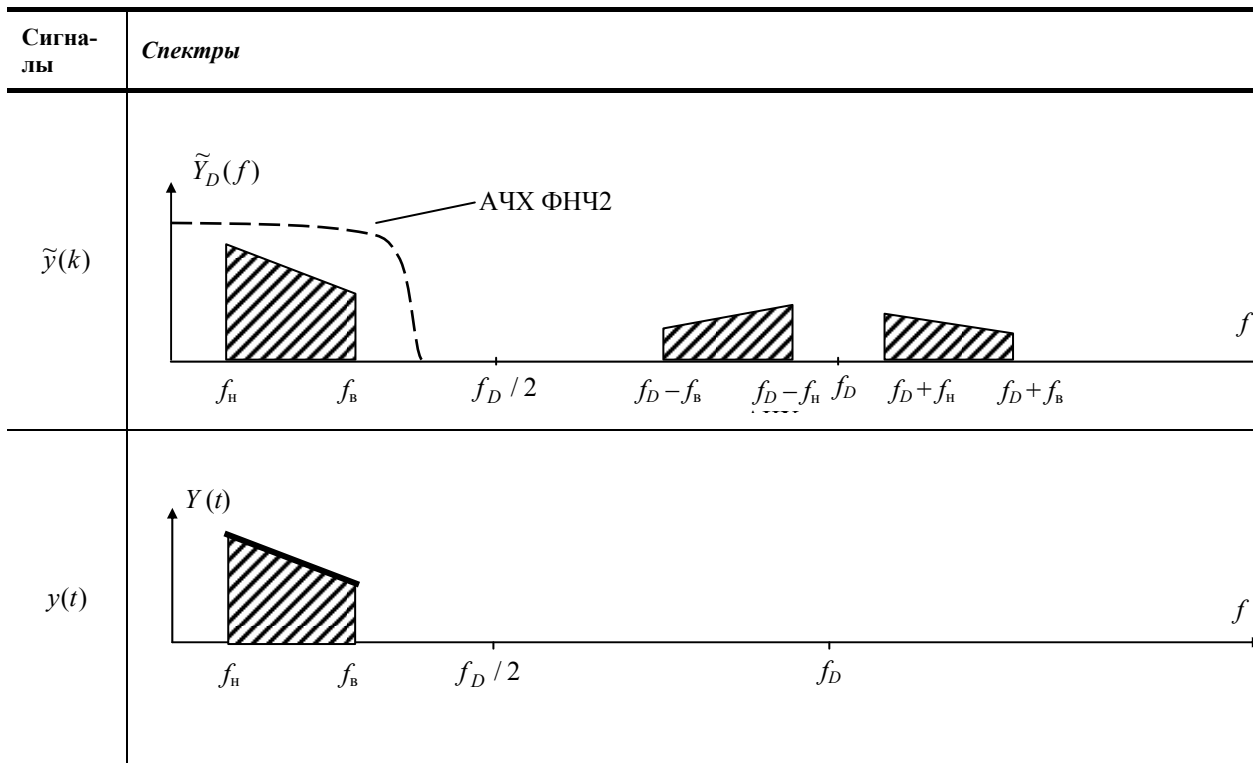


Рис. 5.2 (Окончание)

Видно, что чем выше f_D , тем меньше этот шум и тем самым лучше отношение сигнал/шум.

То же самое можно сказать и о разрядности АЦП: чем больше разрядность АЦП, тем меньше 1МЗР, а значит и шум квантования.

5.2. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ И ЗАДАЧИ ЦОС

Основные направления ЦОС представлены в табл. 5.1, где также приведены примеры задач, решаемых в рамках этих направлений с помощью ЦОС.

Таблица 5.1

| Направление | Примеры задач |
|-----------------------------|--|
| 1 Линейная фильтрация | Селекция сигнала в частотной области. Синтез фильтров, согласованных с сигналом. Частотное разделение каналов. Реализация преобразователей Гильберта и дифференциаторов. Коррекция частотных характеристик каналов |
| 2 Спектральный анализ | Обработка речевых, звуковых, сейсмических, гидроакустических сигналов. Распознавание образов |
| 2 Частотно-временной анализ | Компрессия изображений. Гидро- и радиолокация. Различные задачи обнаружения |
| 4 Адаптивная фильтрация | Обработка речи, изображений. Распознавание образов. Подавление шумов. Адаптивные антенные решетки |
| 5 Нелинейная обработка | Вычисление корреляций. Синтез АМ-, ФМ- и ЧМ-детекторов. Обработка речи. Векторное кодирование |
| 6 Многоскоростная обработка | Интерполяция (увеличение) и децимация (уменьшение) частоты дискретизации в многоскоростных системах телекоммуникаций и аудиосистемах |

5.3. ОСНОВНЫЕ ОПЕРАЦИИ ЦОС

Существует ряд алгоритмов ЦОС, однако все они опираются на одни и те же основные операции – это свертка, корреляция, фильтрация, дискретные преобразования (самое распространенное из них – это ДПФ) и модуляция.

5.3.1. СВЕРТКА

Для двух данных последовательностей конечной длины N_1 и N_2 : $\{x_k\} = (x_0, \dots, x_{N_1-1})$ и $\{h_k\} = (h_0, h_1, \dots, h_{N_2-1})$ линейная свертка равна $\{y_n\}$, где

$$y_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k x_{n-k} = \sum_{k=0}^n h_k x_{n-k}, \quad n = 0, 1, \dots, N_1 + N_2 - 1. \quad (5.3)$$

5.3.2. КОРРЕЛЯЦИЯ

Для двух последовательностей $\{x_k\}$ и $\{y_k\}$ длины N с нулевыми средними значениями оценка их взаимной корреляции осуществляется по формуле

$$\rho_{xy}(n) = \frac{r_{xy}(n)}{\sqrt{r_{xx}(0) \cdot r_{yy}(0)}}, \quad n = 0, \pm 1, \dots, \quad (5.4)$$

где $r_{xx}(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k^2$, $r_{yy}(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_k^2$, а $r_{xy}(n)$ – оценка взаимной ковариации, которая находится по формуле

$$r_{xy}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k y_{k+n}. \quad (5.5)$$

Для последовательности $\{x_k\}$ конечной длины N с нулевым средним значением вычисление автокорреляционной функции осуществляется так:

$$\rho_{xx}(n) = \frac{r_{xx}(n)}{r_{xx}(0)}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (5.6)$$

где $r_{xx}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-n-1} x_k x_{k+n}$, $n = 0, 1, 2, \dots$.

5.3.3. ФИЛЬТРАЦИЯ

Для входного сигнала $\{x_k\}$ выходной сигнал фильтра $\{y_n\}$ находится по формулам:

1. Фильтр с КИХ (нерекурсивный ЦФ)

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x_{n-k}, \quad n = 0, 1, \dots, \quad (5.7)$$

где $\{h_k\} = (h_0, h_1, \dots, h_{N-1})$ – коэффициенты фильтра.

2. Фильтр с БИХ (рекурсивный фильтр)

$$y_n = \sum_{i=0}^{N-1} a_i x_{n-i} + \sum_{k=1}^M b_k y_{n-k}, \quad n = 0, 1, \dots, \quad (5.8)$$

где $\{a_i\} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ и $\{b_k\} = (b_1, b_2, \dots, b_M)$ – коэффициенты фильтра.

5.3.4. ДИСКРЕТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

1. Дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Для дискретного сигнала x , представленного на интервале наблюдения своими N отсчетами x_0, x_1, \dots, x_{N-1} , прямое ДПФ осуществляется по формуле

$$X_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k w^{-nk}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5.9)$$

X_n имеет смысл комплексной амплитуды n -й гармоники в спектре сигнала.

Обратное ДПФ производится по формуле

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} X_n w^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5.10)$$

В приведенных выше выражениях $w = e^{j \frac{2\pi}{N}}$.

2. Дискретное преобразование Гильберта. В радиоэлектронике важное место занимает обработка так называемых узкополосных сигналов. Узкополосными называют сигналы, спектр которых сконцентрирован около некоторой центральной частоты ω_0 и занимает сравнительно узкую полосу $\Delta\omega \ll \omega_0$. Такой сигнал может быть представлен в виде

$$s(t) = U_m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (5.11)$$

где $U_m(t)$ и $\varphi(t)$ – медленно меняющиеся величины по сравнению с $\omega_0 t$.

Для узкополосных сигналов очень плодотворной оказалась идея "комплексной амплитуды (или огибающей)", согласно которой сигнал вида (5.11) рассматривается как вещественная часть комплексного сигнала

$$\dot{s}(t) = U_m(t) e^{j[\omega_0 t + \varphi(t)]}$$

или иначе

$$(5.12)$$

$$\dot{s}(t) = U_m(t) e^{j\varphi(t)} e^{j\omega_0 t}.$$

Здесь $U_m(t) e^{j\varphi(t)} = \dot{U}_m(t)$ – медленно меняющаяся комплексная амплитуда (или огибающая).

Для модулированных сигналов, передаваемых по линиям связи, ω_0 – это несущее колебание, а вся информация, будь то АМ, ФМ или ЧМ, заключается в комплексной огибающей $\dot{U}_m(t)$.

Поскольку комплексный сигнал $\dot{s}(t)$ имеет вид

$$\dot{s}(t) = U_m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] + j U_m(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

то для его построения (и практического использования) требуется исходный вещественный сигнал $s(t) = U_m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$ и его так называемое квадратурное дополнение

$$s_{\perp}(t) = U_m(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t)]. \quad (5.13)$$

Устройство, которое по сигналу $s(t)$ формирует его квадратурное дополнение $s_{\perp}(t)$, называется преобразователем Гильберта. Анализ показывает, что преобразователь Гильберта должен иметь следующую частотную характеристику:

$$\dot{K}_{\perp}(\omega) = \begin{cases} j & \omega < 0; \\ 0 & \omega = 0; \\ -j & \omega > 0, \end{cases} \quad (5.14)$$

т.е. преобразователь Гильберта не меняет амплитудных соотношений в исходном сигнале, а лишь удаляет из него постоянную составляющую. Фазы всех положительных частот уменьшаются на $\pi/2$, а отрицательных – увеличиваются на $\pi/2$. Таким образом, преобразователь Гильберта – это идеальный фазовращатель на $\pi/2$.

Точно так же поступают с дискретными сигналами: исходный вещественный сигнал $x(k)$ рассматривается как вещественная часть комплексного сигнала

$$\dot{x}(k) = x(k) + jx_{\perp}(k), \quad (5.15)$$

где $x_{\perp}(k)$ – квадратурное дополнение сигнала $x(k)$.

Оказывается, что реализовать цифровой преобразователь Гильберта можно с помощью цифрового фильтра с КИХ нечетной длины N (рис. 5.3).

Фильтр формирует квадратурное дополнение сигнала $x(k)$ следующим образом:

$$x_{\perp}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i x_{k-i}$$

и имеет следующие особенности:

- а) фильтр имеет четное число элементов задержки;
- б) каждый второй коэффициент h_i равен нулю;
- в) импульсная характеристика фильтра антисимметрична, т.е. $h_i = -h_{N-1-i}$.

Замечание: Поскольку любой преобразователь Гильберта дает задержку сигнала во времени, для получения согласованной пары "сигнал – квадратурное дополнение" исходный сигнал приходится задерживать с помощью специальной линии задержки. В цифровом преобразователе Гильберта это осуществляется без дополнительных аппаратных затрат (см. рис. 5.3).

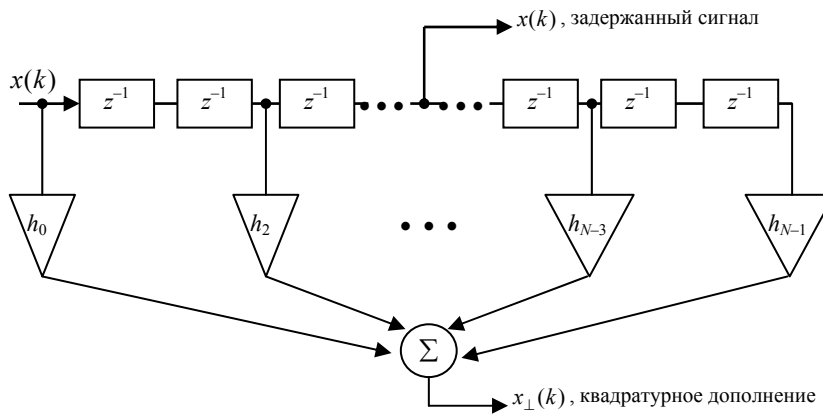


Рис. 5.3

5.3.5. НЕЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА

В современной радиоэлектронной аппаратуре все больше начинают применяться методы нелинейной обработки сигналов, требующие вычисления нелинейных функций. Получение точных значений при этом сопряжено с большими затратами времени, что неприемлемо для систем реального времени. Поэтому в системах ЦОС нашли свое применение приближенные методы вычислений, обеспечивающие высокую скорость при сохранении достаточной точности.

Так в системах обработки речи приходится часто вычислять значение

$$y = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}.$$

Оказывается, что приближенное выражение

$$y \approx 0,828427(x_1 + x_2) - 0,343145 x_1 x_2$$

в интервале изменения x_1 и x_2 от нуля до единицы дает относительную погрешность не более 17 %, что не превышает 1,6 дБ, а это вполне удовлетворяет требованиям, предъявляемым к системам обработки речи.

Кроме аппроксимирующих выражений для нелинейных функций в системах ЦОС используют и другие приемы, позволяющие сократить время вычислений.

Так при вычислении полиномов

$$y(x) = \sum_{i=0}^M a_i x^i \quad (5.17)$$

прямое вычисление $y(x)$ по этой формуле требует M операций сложения и $2M - 1$ операций умножения, т.е. всего требуется $3M - 1$ арифметических операций, – это довольно много для системы реального времени. Кроме того, при использовании арифметики с фиксированной точкой (ФТ) могут проявиться две опасности – переполнение в сумматоре и потеря значимости вследствие возведения в большую степень малого числа x . Поэтому вместо формулы (5.17) используют алгоритм Горнера:

$$y(x) = a_0 + x(a_1 + x(a_2 + \dots + xa_M)\dots), \quad (5.18)$$

который требует M умножений и M сложений, т.е. всего $2M$ арифметических операций. Этот алгоритм является, кроме того, более устойчивым по отношению к переполнению и потере значимости.

5.3.6. АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

Адаптивным фильтром (АФ) называют фильтр, характеристика которого зависит от спектра обрабатываемого сигнала. Основная задача АФ – повысить качество приема или обработки информации. АФ – это фильтр с переменными коэффициентами. Процедура конструирования АФ состоит в выборе класса фильтра (КИХ или БИХ) и выборе оптимального алгоритма корректировки (адаптации) переменных коэффициентов.

АФ состоит из трех элементов:

- 1) цифровой фильтр с переменными коэффициентами;
- 2) устройство определения ошибки;
- 3) устройство, реализующее алгоритм адаптации.

Обобщенная структурная схема АФ имеет вид (рис. 5.4).

В более сложных случаях используют иной принцип адаптации, получивший название обратной адаптации (рис. 5.5).

Процесс адаптации может быть как одноцикловым (одношаговым) так и итеративным. Основными характеристиками алгоритма адаптации являются скорость сходимости при заданной ошибке и сложность (объем вычислений). Чаще всего применяют алгоритмы, основанные на методе наименьших квадратов (МНК). В зависимости от характеристики усреднения ошибки выделяют глобально-адаптивные и локально-адаптивные фильтры.

Среди областей применения АФ можно выделить основные:

1. *Коррекция искажений* в канале связи. В этом случае АФ моделирует обратную характеристику системы связи, так чтобы частотная характеристика фильтра была обратной по отношению к частотной характеристике канала связи.

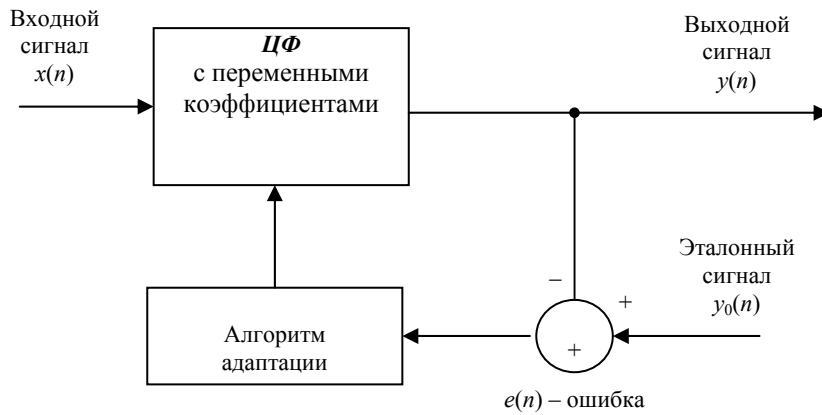


Рис. 5.4

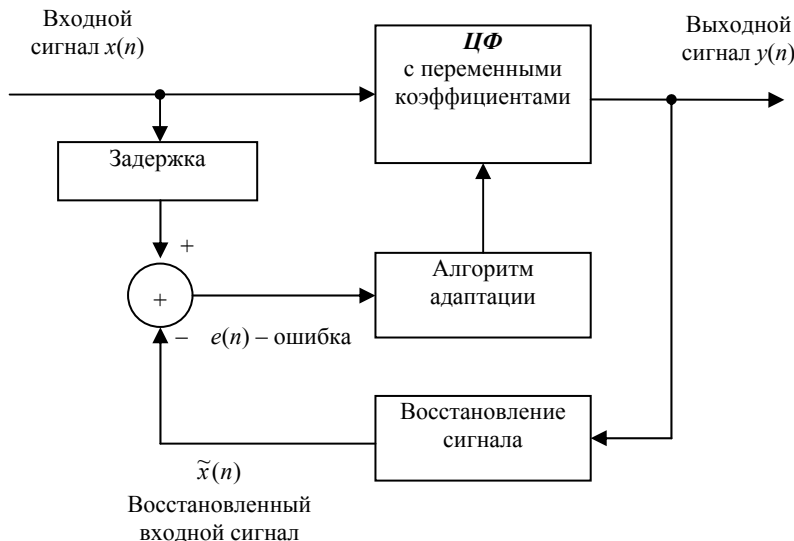


Рис. 5.5

2. *Подавление шумов*. В этом случае АФ настраивается по образцу помехи, так чтобы в конечном итоге вычесть эту помеху из принятого сигнала.

3. *Компрессия* (сжатие) речевых сигналов в системах с линейным предсказанием (вокодерах).

Рассмотрим последнее применение более подробно, чтобы на деле оценить выигрыш, достигаемый с помощью АФ.

Линейное предсказание – это процедура, позволяющая предсказать будущее значение отсчетов сигнала по предыдущим M отсчетам:

$$\tilde{y}_{i+1} = \sum_{k=0}^{M-1} a_k y_{i-k}. \quad (5.19)$$

Для бесконечно длинной последовательности отсчетов коэффициенты a_k в общем случае не могут оставаться постоянными, однако можно разбить эту последовательность на кадры из L отсчетов каждый, так чтобы в пределах кадра эти коэффициенты можно было бы считать постоянными. В итоге мы приходим к АФ, который время от времени (или от кадра к кадру) корректирует свои коэффициенты. Коэффициенты a_k вычисляются на кадре согласно МНК, т.е. из условия

$$\min E = \sum_{n=1}^L (y_n - \tilde{y}_n)^2. \quad (5.20)$$

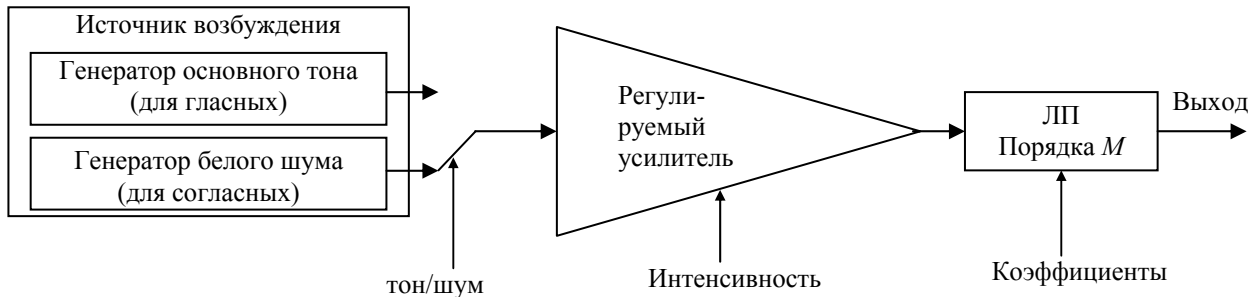


Рис. 5.6

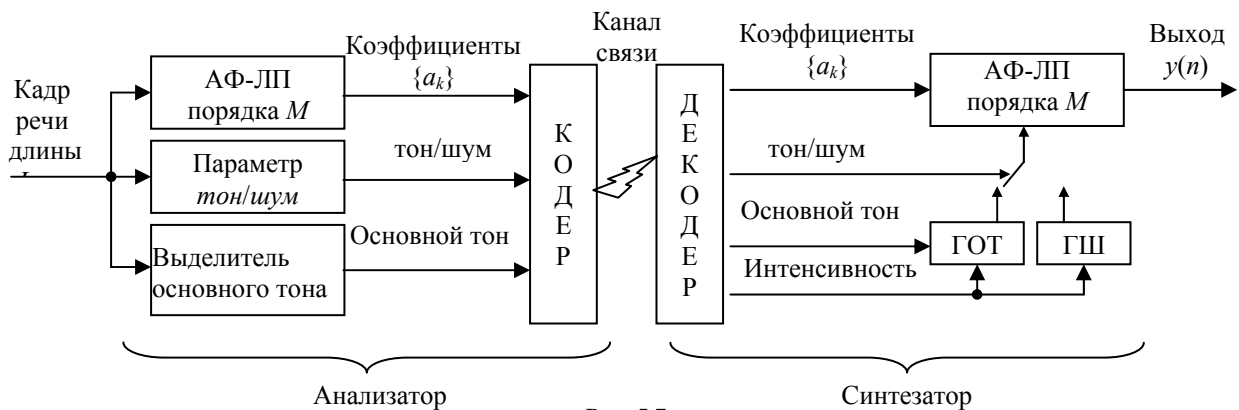


Рис. 5.7

Построенный таким образом на данном кадре фильтр на следующем кадре используется как линейный предсказатель (ЛП), а наблюдаемые на этом новом кадре отсчеты сигнала используются для вычисления новых коэффициентов a_k , которые будут использоваться для ЛП на следующем кадре и т.д. Такой адаптивный фильтр – линейный предсказатель (АФ-ЛП) широко используется в системах ЦОС.

На рис. 5.6 приведена иллюстрация того, как АФ-ЛП используется для моделирования голосового сигнала в синтезаторе речи.

Задавая коэффициенты ЛП, параметр тон/шум и коэффициент передачи усилителя, можно синтезировать любой звук или последовательность звуков. При этом оказывается, что информация для управления синтезом некоторой речевой фразы занимает в памяти значительно меньший объем, чем если бы мы записали в память саму эту фразу.

Основываясь на этом факте были разработаны многочисленные вокодеры. Обобщенная схема вокодера представлена на рис. 5.7.

Длительность кадра в современных вокодерах 15...30 мс. При частоте дискретизации 8 кГц в кадре содержится от 120 до 240 отсчетов. Рассмотрим случай вокодеров стандарта LPC-10. В них используется ЛП 10-го порядка на кадрах речи в 20 мс.

Пусть АЦП имеет 12 бит, а частота дискретизации $f_D = 8$ кГц. При прямой передаче кадра потребуется за 20 мс передать

$$n f_D t_{\text{кадра}} = 12 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 1920 \text{ бит.}$$

В вокодере же 10-го порядка необходимо передать:

- коэффициенты ЛП $12 \text{ бит} \times 10 = 120 \text{ бит}$

| | |
|--------------------|---------|
| • параметр тон/шум | 1 бит |
| • основной тон | 12 бит |
| • интенсивность | 12 бит |
| <hr/> | |
| Итого: | 145 бит |

Видно, что в вокодеере достигнуто сжатие информации более чем в 10 раз. В итоге, если при прямой передаче информации требовалась скорость $12 \text{ бит} \cdot 8 \text{ кГц} = 96 \text{ Кбит/с}$, то в рассмотренном вокодеере эта скорость, очевидно, будет равна

$$C = \frac{145 \text{ бит}}{20 \text{ мс}} = 7,25 \text{ кбит/с}.$$

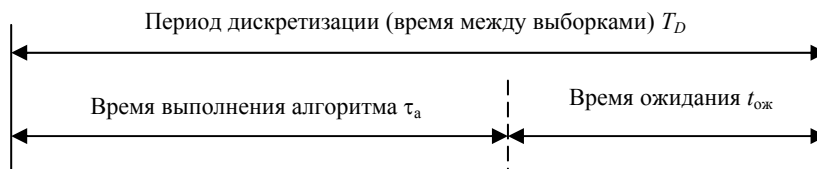
Для такой скорости передачи необходимая ширина полосы канала связи составляет

$$\Delta f = \frac{C}{2} = 3,625 \text{ кГц}.$$

На самом деле, за счет специального кодирования можно еще больше сжать информацию. Практика показывает, что вокодеры стандарта LPC-10 обеспечивают 92 % разборчивость речи при скоростях 4,8 кбит/с, 2,4 кбит/с и даже 1,2 кбит/с.

5.4. СПОСОБЫ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ЦОС

Особенность системы ЦОС при любой ее реализации заключается в том, что она является системой реального времени. Это означает, что время выполнения алгоритма обработки каждого поступившего отсчета τ_a должно быть меньше периода дискретизации T_D :



Найти τ_a можно, если знать время выполнения элементарной (одноцикловой) команды τ_k (это время называется командным циклом) и количество командных циклов N_a , необходимое для выполнения алгоритма:

$$\tau_a = \tau_k \cdot N_a.$$

В н и м а н и е! Командный цикл τ_k не обязательно равен периоду тактовой частоты. Он может быть как больше, так и меньше $T_{\text{такт}}$.

При выборе способа реализации желаемой системы ЦОС одним из важных ориентиров является оценка отношения тактовой частоты процессора ЦОС к частоте дискретизации $f_{\text{такт}} / f_D$. Чем выше отношение $f_{\text{такт}} / f_D$, тем меньше количество и сложность аппаратных средств, требуемых для реализации алгоритма. Так, например, для реализации вокодера при $f_D = 8 \text{ кГц}$ требуется несколько цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) младшего поколения TMS320C10 ($f_{\text{такт}} = 6 \text{ МГц}$, что соответствует $f_{\text{такт}} / f_D \approx 750$), в то время как на одном современном процессоре TMS320C67xx ($f_{\text{такт}} = 167 \text{ МГц}$, что соответствует $f_{\text{такт}} / f_D > 20 \text{ тыс.}$) можно реализовать несколько вокодеров.

Рассмотрим теперь три возможных направления реализации желаемой системы ЦОС.

5.4.1. АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Она подразумевает использование разнообразных функциональных блоков с жесткой логикой: регистры, сумматоры, шифраторы и дешифраторы, счетчики, линии задержки, устройства памяти, умножители, логические элементы, ПЛМ и др. Совокупность функциональных блоков и связей между ними определяет реализуемый алгоритм ЦОС.

П р и м е р. Аппаратная реализация БИХ-фильтра, работающего по алгоритму

$$y_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + a_2 x_{n-2} + b_1 y_{n-1} + b_2 y_{n-2}.$$

Структурная схема фильтра представлена на рис. 5.8.

Возможная аппаратная реализация представлена на рис. 5.9.

Достоинство аппаратной реализации состоит в очень высоком быстродействии, что позволяет обрабатывать сигналы при f_D в десятки МГц. Такой путь обычно избирают для узкоспециализированных устройств, например, для быстрого преобразования Фурье (БПФ) в радиолокационных системах.

Недостатком аппаратной реализации является то, что любое изменение алгоритма требует изменения структуры устройства. Кроме того, аппаратная реализация часто требует большой мощности питания и необходимости организации теплоотвода. Наконец, стоимость системы высока, а ее проектирование, изготовление и отладка весьма трудоемки и требуют больших временных затрат.

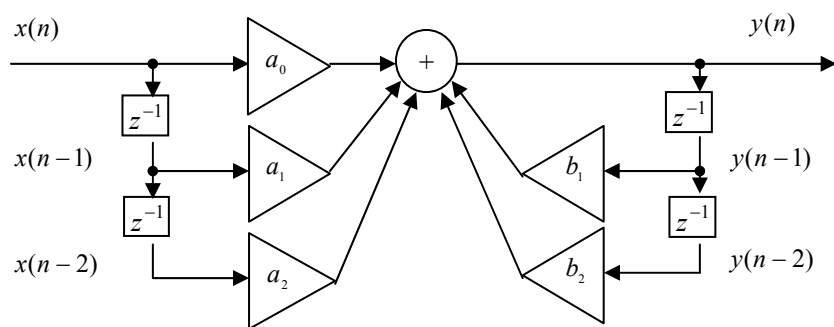


Рис. 5.8

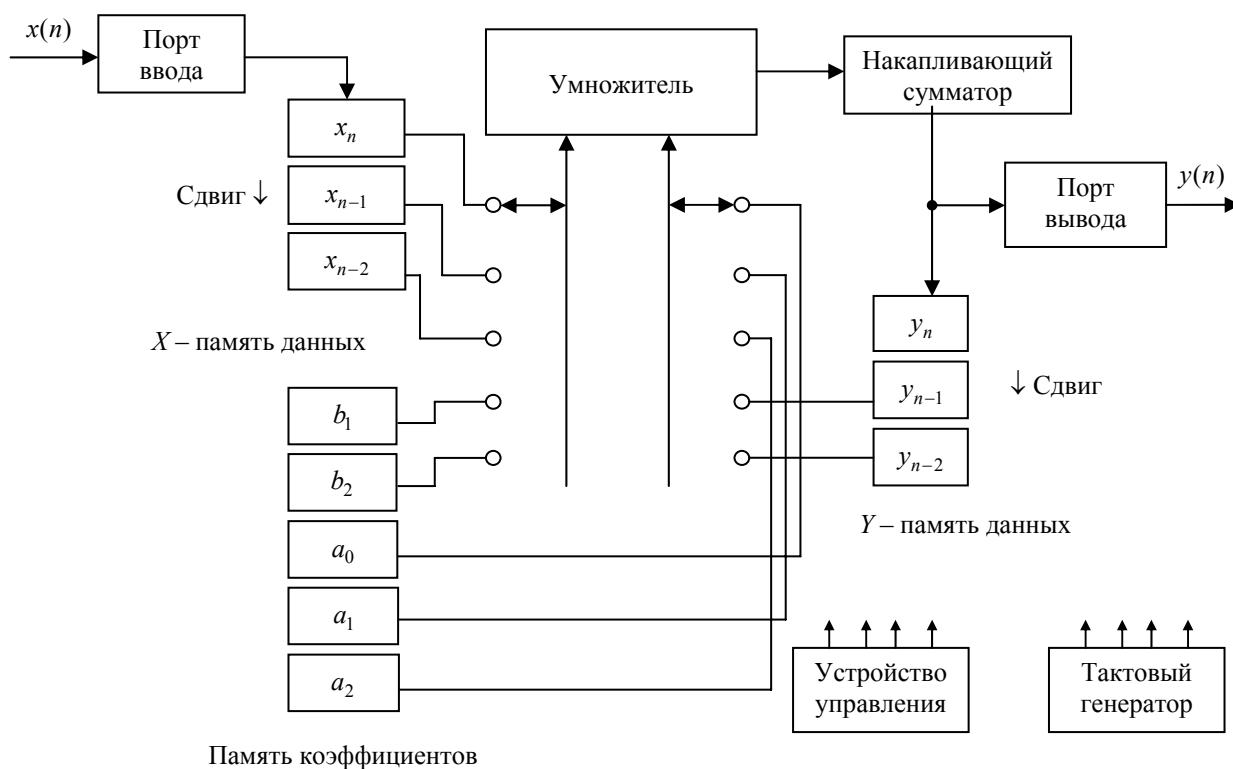


Рис. 5.9

5.4.2. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Она подразумевает представление алгоритма в виде программы, которую последовательно выполняет некоторый универсальный процессор. Программа может быть написана на языке ассемблера, соответствующего выбранному процессору, а затем с помощью транслятора, который тоже называют ассемблером, переведена на машинный язык. Кроме этого, для ряда процессоров разработаны программы-компиляторы, которые осуществляют перевод языка высокого уровня, например С, на язык ассемблера.

Достоинства программной реализации:

- неизменная структура системы при различных алгоритмах и областях применения;
- хорошая гибкость, позволяющая быстро изменять алгоритм, что особенно важно в адаптивных системах ЦОС;
- существенное ускорение, облегчение и удешевление проектирования, изготовления и отладки системы.

Недостаток программной реализации состоит в ее относительно низком быстродействии.

5.4.3. АППАРАТНО-ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Она подразумевает, что часть функций системы ЦОС выполняется аппаратно (обычно это АЦП и ЦАП, умножение, умножение с накоплением, прием-передача данных и некоторые другие), а другая часть функций выполняется программно.

На рис. 5.10 приведен пример аппаратно-программной реализации.

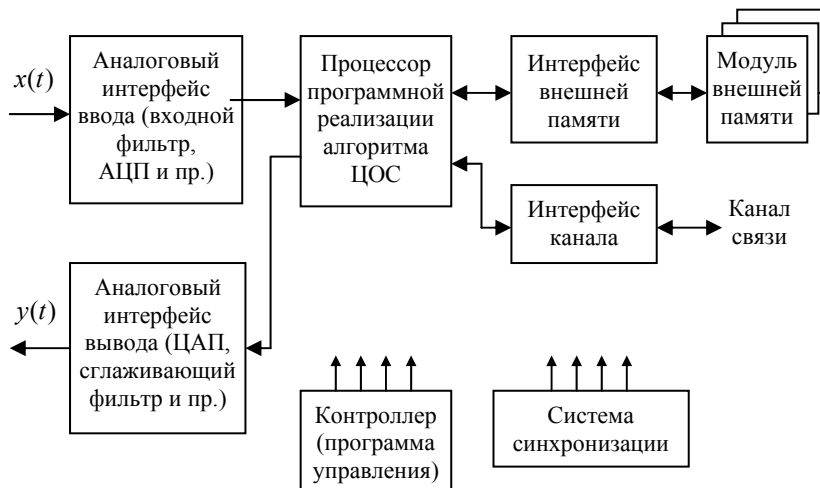


Рис. 5.10

5.5. ОСОБЕННОСТИ ЦОС, ВЛИЯЮЩИЕ НА ЭЛЕМЕНТНУЮ БАЗУ

1. Высокая скорость поступления данных. Для обеспечения их своевременной обработки требуется высокая производительность процессора. Общепринятой мерой оценки производительности цифровых сигнальных процессоров является количество миллионов условных одноцикловых команд, выполняемых в секунду: MIPS (Million Instructions Per Second) – для процессоров с фиксированной точкой и MFLOPS (Million Float Operations Per Second) – для процессоров с плавающей точкой. Производительность зависит от тактовой частоты, однако эта зависимость не является прямой, что иллюстрируется табл. 5.2.

Производительность, выражаемая в MIPS, является пиковой, т.е. предельно возможной. Реальная производительность может быть значительно меньшей.

Таблица 5.2

| Процессор | Тактовая частота, МГц | Производительность, MIPS |
|-------------|-----------------------|--------------------------|
| TMS320C2xxx | 20...80 | 20...40 |
| TMS320C5xxx | 30...133 | 30...532 |
| ADSP-21xx | 40...100 | 75...150 |

Обычно реальную производительность ЦСП оценивают временем выполнения некоторых стандартных алгоритмов, например 1024-точечного быстрого преобразования Фурье (БПФ). Другой способ оценки реальной производительности состоит в тестировании процессора на группе специальных задач и присвоении по результатам тестирования некоторого условного коэффициента производительности.

2. Широкий динамический диапазон изменения входных/выходных данных. Обычно он составляет 40...80 дБ, однако в ряде случаев, например, в радиоприемных устройствах может достигать 100 дБ. Обработка таких данных требует большой разрядности (см. табл. 5.3).

Таблица 5.3

| Динамический диапазон, дБ | Разрядность регистров сомножителей | Разрядность регистров произведения |
|---------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| 40 | 7 | 14 |
| 50 | 9 | 18 |
| 60 | 10 | 20 |
| 70 | 12 | 24 |
| 80 | 14 | 28 |
| 100 | 17 | 34 |

Большинство современных ЦСП имеет разрядность от 16 до 32 и производительность от 30 до 80 MIPS, однако есть ЦСП обладающие производительностью до 2400 MIPS. Допустимый входной диапазон системы ЦОС определяется в первую очередь разрядностью используемого АЦП, которая в современных системах может достигать 24. Разрядности 24 соответствует предельный динамический диапазон в 120...140 дБ. Разрядность в 7...10 бит вполне удовлетворяет контроллеры, используемые в системах управления. Для систем обработки речи и звука минимально допустимая разрядность АЦП составляет 13...14 бит.

3. Большое количество операций сложения, умножения и логических операций, которые повторяются многократно. Среди операций, выполняемых системой ЦОС, особое место занимает операция, получившая название MAC (MULTIPLICATION-ADDITON-ACCUMULATION) – "умножение-сложение-накопление", так как она составляет основу большинства алгоритмов ЦОС.

Элементная база ЦОС должна быть ориентирована на быстрое выполнение отмеченных выше простых операций. В частности, в ЦСП операция MAC выполняется аппаратно.

4. Необходимость обеспечить гибкость и возможность перестройки системы ЦОС. Это характерно для адаптивных систем, что особенно важно для телекоммуникаций.

5. Регулярность алгоритмов, т.е. повторяемость определенных операций. Типичным примером является операция «бабочка» в быстром преобразовании Фурье (БПФ).

5.6. УПРАЖНЕНИЯ

1. Опорное напряжение U_0 10-разрядного АЦП равно 5 В, частота дискретизации $f_D = 48$ кГц, система ЦОС ограничивает полосу входного речевого сигнала в пределах 300...3400 Гц. Оцените действующее значение шумового напряжения от квантования.

2. Найдите свертку двух сигналов: $\{x_k\} = (1, 3, 5, 2, 1)$ и $\{y_k\} = (4, 2, 1)$.

3. Найдите взаимную корреляцию сигналов из № 2.

4. Сигнал $\{x_k\} = (1, 2, 5, 1)$ поступает на вход КИХ-фильтра с импульсной характеристикой $\{h_k\} = (3, 2, 1)$. Найдите выходной сигнал $\{y_k\}$.

5. БИХ-фильтр имеет коэффициенты: $a_0 = 1$, $a_1 = 0,5$, $a_2 = 0,1$, $b_1 = -0,5$. Найдите реакцию фильтр на входной сигнал $\{x_k\} = (1, 1, 1)$.

6. Оцените относительную погрешность вычисления $y = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}$ по приближенной формуле $y \approx 0,828427 \cdot (x_1 + x_2) - 0,343145 \cdot x_1 \cdot x_2$ для $x_1 = 0,25$, $x_2 = 0,72$.

6. ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССОРЫ

Цифровые сигнальные процессоры (ЦСП) – одна из разновидностей микроконтроллеров, предназначенная для реализации алгоритмов ЦОС и систем управления в реальном времени. Появившись в начале 80-х годов XX века, ЦСП выделились в отдельную и весьма бурно развивающуюся отрасль электронной индустрии. Ведущая роль в производстве ЦСП принадлежит фирмам Texas Instruments (процессоры семейства TMS320CXX), Motorola (процессоры семейств DSP560XX и DSP9600X), Analog Devices (процессоры семейств ADSP21XX и ADSP210XX) и Lucent Technologies (процессоры семейств DSP16XX). Особенности аппаратной архитектуры и системы команд ЦСП определяются характером решаемых ими задач, которые, если говорить коротко, сводятся к выполнению в реальном времени сравнительно простых арифметических и логических операций над большими объемами данных, возникающих в процессе интенсивного обмена с внешними устройствами. Отсюда основными требованиями к ЦСП являются высокая производительность и развитый внешний интерфейс, что и достигается в настоящее время благодаря специфической архитектуре и проблемно-ориентированной системе команд. В ЦСП широко используются все известные методы повышения производительности: разделение шин команд и данных (Гарвардская архитектура), конвейерное выполнение команд, аппаратная реализация ряда программных функций, дублирование функциональных узлов и их параллельное использование, встроенная кэш-память, сокращенный набор команд (RISC-процессоры) и введение специальных команд, ориентированных на ЦОС. Кроме этого современные ЦСП отличаются наличием разнообразных устройств ввода/вывода и периферии: параллельные и последовательные порты, каналы прямого доступа к памяти, АЦП и ЦАП, разнообразные модули (кодеки, компрессоры, генераторы сигналов ШИМ и т.п.).

Существующие ЦСП можно разбить на два класса: процессоры обработки данных в формате с фиксированной точкой (ФТ) и процессоры, работающие в формате с плавающей точкой (ПТ). ЦСП с ФТ обычно имеют разрядность 16 или 24, меньшую сложность функциональных узлов и, соответственно, меньшую цену. ЦСП с ПТ имеют разрядность 32, более сложную структуру и большую цену. Их использование оправдано в задачах, связанных с выполнением интегральных и дифференциальных преобразований, определением логарифмических

Таблица 6.1

| Фирма изготовитель | Семейство процессоров | Тип арифметики | Разрядность |
|---------------------|-----------------------|----------------|-------------|
| Texas Instruments | TMS320C2XX | ФТ | 16 |
| | TMS320C3X | ПТ | 32 |
| | TMS320C4X | ПТ | 32 |
| | TMS320C5X | ФТ | 16 |
| | TMS320C54X | ФТ | 16 |
| | TMS320C8X | ФТ | 8/16 |
| | TMS320C5000 | ФТ | 16 |
| | TMS320C662 | ПТ | 32 |
| | TMS320C67X | ПТ | 32 |
| Motorola | DSP560XX | ФТ | 24 |
| | DSP561XX | ФТ | 16 |
| | DSP563XX | ФТ | 24 |
| | DSP566XX | ФТ | 16 |
| | DSP568XX | ФТ | 16 |
| | DSP9600X | ПТ | 32 |
| | DSP9600X | ПТ | 32 |
| Analog Devices | ADSP-21XX | ФТ | 16 |
| | ADSP-210XX | ПТ | 32 |
| Lucent Technologies | DSP16XX | ФТ | 16 |
| | DSP32XX | ПТ | 32 |

зависимостей и с рядом других вычислений, чувствительных к точности представления данных в широком динамическом диапазоне. Работа с ПТ существенно упрощает и ускоряет обработку, повышает надежность программы, так как автоматически решает задачу правильного округления и нормализации данных. Большинство фирм выпускает ЦСП с обоими типами арифметики (табл. 6.1).

6.1. ГАРВАРДСКАЯ АРХИТЕКТУРА И КОНВЕЙЕРНОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ КОМАНД

Традиционные вычислительные системы имеют так называемую фон-неймановскую архитектуру, для которой характерным является наличие общей памяти команд и данных, и одной пары шин: шины адреса (ША) и шины данных (ШД). Упрощенная фон-неймановская архитектура представлена на рис. 6.1.

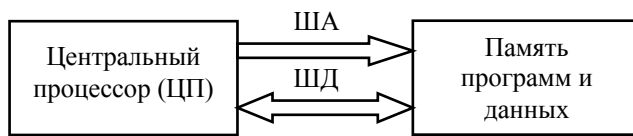


Рис. 6.1

В такой системе выполнение команды программы осуществляется путем последовательного извлечения центральным процессором из памяти вначале кода команды, затем операндов, а затем проведения требуемых действий над операндами, возможно, с последующей записью в ту же память результата операции. При этом каждая следующая команда программы должна дожидаться окончания выполнения предыдущей во избежание конфликтной ситуации на шинах.

Принципиальная особенность гарвардской (двухшинной) архитектуры заключается в том, что в системе имеется две памяти, каждая со своей парой шин (ША и ШД). Упрощенная структура системы с гарвардской архитектурой представлена на рис. 6.2.

Замечательным является то, что в такой системе можно организовать конвейерное выполнение команд программы, когда последующая команда извлекается из памяти до окончания выполнения предыдущей. Иллюстрация концепции конвейерной обработки представлена на рис. 6.3.

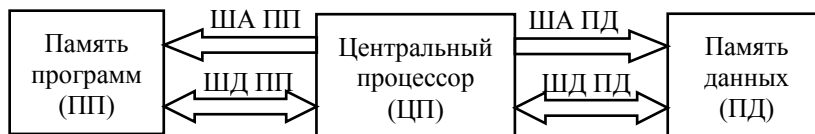


Рис. 6.2

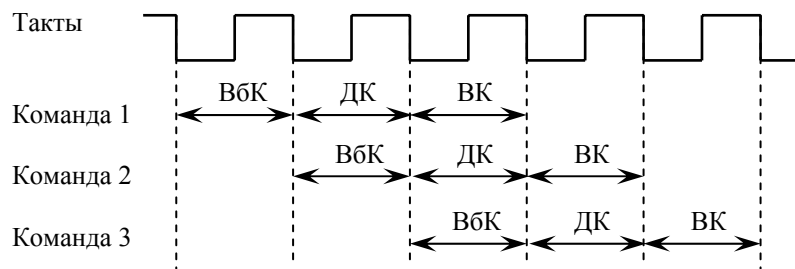


Рис. 6.3:

ВбК – выборка команды; ДК – декодирование команды;
ВК – выполнение команды

Каждую команду можно разбить на три этапа: выборка команды из памяти, декодирование и выполнение. Из рис. 6.3 видно, что в каждом машинном такте участвуют одновременно три команды программы. Такой параллелизм потока команд позволяет существенно снизить в среднем время выполнения одной команды. Пропускная способность системы с конвейерной обработкой определяется числом команд, пропущенных через конвейер за единицу времени. В идеальном случае увеличение производительности равно числу каскадов конвейера. На рис. 6.3 приведена хронограмма трехкаскадного конвейера, поэтому можно ожидать тройного увеличения производительности процессора. На практике увеличение будет меньше из-за служебных издержек на организацию конвейера, задержек в регистрах конвейера и т.п.

Кроме чисто гарвардской архитектуры в ряде ЦСП используется так называемая модифицированная гарвардская архитектура, в которой память программ может хранить не только команды программы, но и данные, например коэффициенты цифрового фильтра.

Следует иметь в виду, что несколько пар шин для одновременной выборки данных и команд из ПД и ПП используются только внутри ЦСП для работы с внутренней памятью. Для обращения же к внешней памяти во всех ЦСП служит одна пара шин – внешняя шина адреса (ВША) и внешняя шина данных (ВШД). Использование внешней памяти расширяет возможности системы ЦОС по объему программ и данных, однако неизбежно снижает быстродействие.

Кроме естественного снижения быстродействия за счет удаленности внешней памяти от кристалла ЦСП существует также проблема несоответствия скоростей ЦСП и внешней памяти: в большинстве случаев современные ЦСП работают настолько быстро, что сравнительно более медленная внешняя память не может поддерживать такой темп. Обычно в этих случаях процессор вынужден использовать состояние ожидания, что приводит к снижению скорости работы. Чтобы решить эту проблему, во многие чипы ЦСП встраивают скоростную кэш-память, которая может использоваться часто повторяемыми блоками программы. Если программа выполняется в кэше, можно не обращаться лишней раз к внешней памяти, тем самым ускоряя работу программы.

6.2. АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОГРАММНЫХ ФУНКЦИЙ. ДУБЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ И ИХ ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ

В ЦСП некоторые операции, выполняемые в обычных микропроцессорах программным образом, реализуются аппаратным путем, для чего в чип ЦСП вводятся специализированные функциональные модули, которые работают одновременно с основным арифметическо-логическим устройством (АЛУ), повышая тем самым производительность системы. Среди таких модулей пожалуй наиважнейшим является аппаратный умножитель-накопитель, выполняющий за один такт (обычно 25 нс) операцию МАС. Типичная конфигурация умножителя-накопителя приведена на рис. 6.4.

Кроме умножителя-накопителя ЦСП имеют в своем составе аппаратные устройства сдвига. В принципе, сдвиг операндов в ту или иную сторону на заданное число двоичных разрядов можно осуществлять в АЛУ, однако при этом для выполнения операции сдвига требуется отдельная команда. Аппаратные сдвигатели позволяют производить сдвиг при передаче и загрузке операндов без использования специальных команд.

В ЦОС особое место занимают циклические процессы, т.е. повторение отдельных блоков команд программы. Программная организация циклов связана с большими служебными издержками на проверки условий окончания цикла. Поэтому в ЦСП используются аппаратные устройства организации циклов, свободные от таких издержек. С этой же целью в состав ЦСП вводят специальные модули для аппаратной генерации адресов данных в памяти данных при различных методах адресации, связанных с выполнением определенных вычислений для получения адресов операндов для следующей команды.

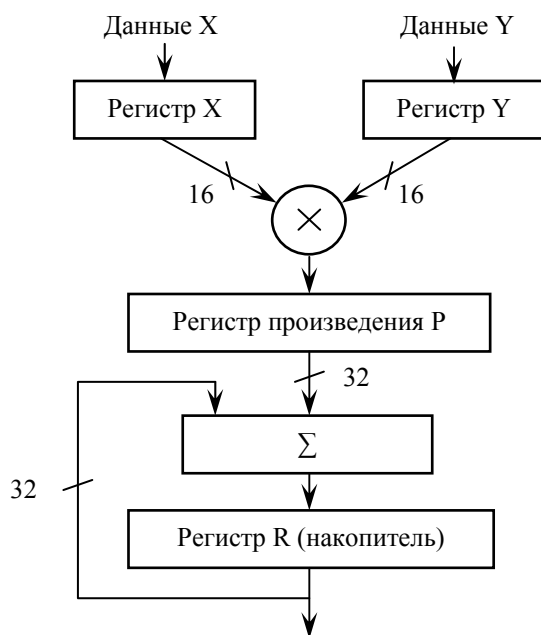


Рис. 6.4

Из всего сказанного выше уже становится ясно, что для повышения производительности ЦСП широко используется идея параллельной работы нескольких функциональных блоков. Этот принцип получил дальнейшее развитие в аппаратном дублировании операционных блоков процессора. В технике ЦОС нормой становится наличие в составе ЦСП одного устройства управления программой и нескольких арифметических устройств, каждое из которых содержит АЛУ, умножитель-накопитель и устройство сдвига. Примером может служить процессор ADSP-2116 фирмы Analog Devices, который содержит два полностью идентичных вычислительных модуля ВМ X и ВМ Y. Процессор может работать в двух режимах: SISD (Single Instruction Single Date) и SIMD (Single Instruction Multiple Date). В режиме SISD используется только модуль ВМ X, в режиме SIMD – оба модуля, которые выполняют одну и ту же операцию, но над разными данными.

В последнее время в технике ЦОС используется концепция полнофункциональной параллельной обработки, когда над одной задачей работают несколько процессоров под общим управлением. Соответственно, фирмы-изготовители выпускают ЦСП, адаптированные для работы в мультипроцессорных системах. Типичным представителем таких ЦСП является процессор TMS320C40 с ПТ, который имеет производительность 60 MFLOPS и максимальную пропускную способность подсистемы ввода/вывода 384Мбайт/с. Этот процессор содержит на кристалле шесть высокоскоростных (20 Мбайт/с) коммуникационных портов и шесть каналов прямого доступа к памяти, 2К слов внутренней памяти, 128 слов программного кэша и начальный загрузчик. Две внешние шины обеспечивают 4Г слов адресного внешнего пространства.

Говоря об аппаратных методах повышения производительности ЦСП, нельзя не упомянуть использование регистровых файлов. Регистровые файлы – это наборы регистров, предназначенные для выполнения различных специализированных функций. При этом некоторые из этих регистров могут также использоваться и как регистры общего назначения, например, для временного хранения данных. Количество наборов и количество регистров в наборе имеет тенденцию увеличиваться в ЦСП от поколения к поколению. Среди основных функций регистровых файлов следует отметить следующие:

- хранение и модификация адресов операндов при косвенной адресации;
- задание и сохранение конфигурации системы. В эти регистры программным путем на этапе инициализации системы закладываются управляющие слова, определяющие конфигурацию системы и режимы ее работы;
- использование регистров в качестве источников или приемников операндов и результатов.

6.3. СПЕЦИАЛЬНЫЕ КОМАНДЫ

Выше уже говорилось, что с точки зрения системы команд ЦСП относятся к процессорам с RISC-архитектурой, т.е. с сокращенным набором команд, в котором преобладают простые команды типа "регистр, регистр -> регистр". Такая структура команд облегчает работу компиляторов языка С таким образом, что программа, написанная на языке С, мало уступает по эффективности программам на ассемблере.

Кроме этого характерным для ЦСП является наличие специальных команд, оптимизированных для ЦОС. Эти команды позволяют создавать более компактный код, который занимает меньше места в ПП, а также увеличивают скорость выполнения алгоритмов ЦОС. Среди специальных команд, используемых в ЦСП, выделяют: 1) команды, поддерживающие базовые операции ЦОС; 2) команды, позволяющие снизить служебные издержки при организации циклов; 3) команды, ориентированные на конкретные приложения.

Приведем несколько примеров специальных команд. Напомним, что КИХ-фильтр работает по алгоритму

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k);$$

здесь N – длина фильтра; $x(k)$ – отсчеты входного сигнала; $h(k)$ – коэффициенты фильтра.

В процессоре TMS320C50 этот алгоритм можно реализовать с помощью всего лишь двух команд:

```
RPT #N-1
MACD HNM1, XNM1
```

Первая команда RPT #N-1 загружает длину фильтра в счетчик повторения команды и приводит к N – кратному повторению следующей за ней команды умножения-накопления с перемещением данных (MACD). Команда MACD выполняет за один такт следующие операции:

- 1) умножает отсчет данных $x(n-k)$, который находится в ПД, на коэффициент $h(k)$, который находится в ПП (модифицированная гарвардская архитектура);
- 2) добавляет произведение к содержимому накопителя;
- 3) увеличивает на единицу значение k и подготавливает адреса для обновления соответствующих отсчетов $x(n-k)$ и $h(k)$.

В наиболее современных ЦСП используется команда, которая позволяет повторять заданное число раз не только отдельную команду, но и целый блок команд. Так, в том же процессоре TMS320C50 используется следующий синтаксис для организации повторения блок команд:

```
RPTB loop
.....
.....
.....
.....
loop (последняя команда блока)
```

6.4. ШИРОКИЙ НАБОР УСТРОЙСТВ ВВОДА/ВЫВОДА И ПЕРИФЕРИИ

Характерной чертой ЦСП является интенсивный обмен информацией с различными внешними устройствами, в том числе и с контроллером, осуществляющим общее управление всей системой ЦОС, в которую рассматриваемый ЦСП входит в качестве составной части. Это требует от ЦСП наличия развитого интерфейса ввода/вывода, а также различных периферийных устройств. К таковым относятся:

- параллельные и последовательные порты ввода/вывода, использующие различные протоколы обмена информацией;
- каналы прямого доступа к памяти (ПДП), позволяющие производить ввод/вывод информации во внутреннюю память ЦСП без участия центрального процессора, т.е. без прерывания его работы;
- порты обмена информацией между разными процессорами при реализации мультипроцессорных систем ЦОС;
- интерфейсы передачи данных в режиме АТМ;
- сопроцессоры (специализированные процессоры) для решения специализированных задач, например, декодеры Витерби, сопроцессоры для реализации цифровых фильтров и т.п.;
- модули АЦП и ЦАП;
- генераторы сигналов ШИМ (широтно-импульсная модуляция);
- разнообразные модули, осуществляющие конкретные преобразования сигналов (кодеки, компрессоры и т.п.).

Рассмотрим в качестве примера несколько ЦСП, выпускаемых компанией Motorola.

6.5. ЦСП СЕМЕЙСТВА DSP560XX КОМПАНИИ MOTOROLA

ЦСП этого семейства широко используются в самых разных областях: коммуникационных системах, цифровых аудио-системах, робототехнике, системах медицинской диагностики, в военной электронике. Их архитектура ориентирована на максимизацию пропускной способности в приложениях ЦСП с интенсивным обменом данными. Это обеспечивается благодаря расширяемой архитектуре и универсальной подсистеме ввода/вывода. Процессоры данного семейства относятся к ЦСП с ФТ, имеют разрядность 24, обеспечивающую высокую точность вычислений и широкий динамический диапазон обрабатываемых данных, и энергосберегающий режим работы. Представители семейства отличаются друг от друга конфигурацией памяти и периферийных устройств. Типовая структура представителя семейства DSP560XX представлена на рис. 6.5.

Основными компонентами процессора являются:

- три блока внутренней памяти (память программ, память данных X, память данных Y);
- три 16-разрядные внутренние шины адреса (PAB – шина адреса памяти программ, XAB – шина адреса памяти данных X, YAB – шина адреса памяти данных Y);
- четыре 24-разрядные внутренние шины данных (GDB – глобальная шина данных, PDB – шина программных данных, XDB – шина данных X, YDB – шина данных Y);
- блок генерации адресов;
- операционный блок;
- устройство управления программой;
- переключатель внутренних шин данных;
- переключатель внешних шин данных;
- переключатель внешней шины адреса;
- расширение памяти (порт A);
- расширение периферии (порты B и C);
- таймер;
- умножитель частоты;
- схема эмуляция.

Процессор содержит три независимых исполнительных устройства: блок управления программой, блок генерации адресов и операционный блок. Пересылка данных между регистрами исполнительных устройств осуществляется по двунаправленным 24-разрядным шинам XDB, YDB, PDB, GDB. Обмен между этими шинами осуществляется через переключатель внутренних шин, который в процессе обмена может производить битовые операции над пересылаемыми данными без

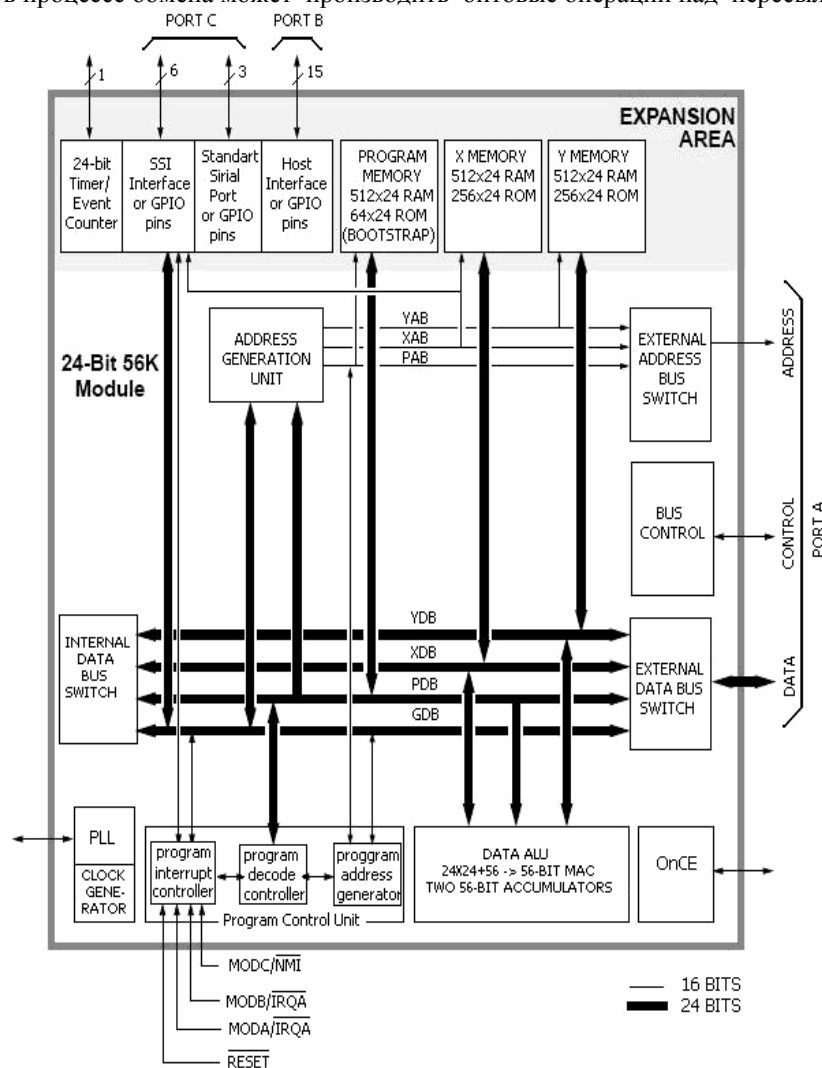


Рис. 6.5

каких-либо дополнительных затрат времени. Обмен данными с периферийными устройствами осуществляется по шине GDB. Расширение периферии обеспечивается портами B и C. Порт B используется в качестве хост-интерфейса (HI), т.е. служит для связи с главным процессором в случае интеграции DSP560XX в мультипроцессорную систему. Порт C включает в себя два последовательных порта: асинхронный стандартный (SCI) и синхронный (SSI). Кроме вышеуказанных функций порты B и C могут быть использованы и как обычные порты параллельного ввода/вывода, причем каждая линия может быть независимо запрограммирована как на ввод, так и на вывод.

Порт расширения памяти А обеспечивает синхронный обмен данными с различными типами внешней памяти и внешними устройствами, в частности, с другими процессорами.

Устройство программного управления генерирует адреса программы, производит выборку команд и их декодирование, а также производит обработку внутренних и внешних прерываний, осуществляет управление всеми блоками процессора. Устройство имеет аппаратную поддержку организации программных циклов.

Команды процессора выполняются в трехкаскадном конвейере (выборка, декодирование, выполнение).

Операционный блок содержит АЛУ, выполняющее все арифметические и логические операции над 24-разрядными данными, два 48-разрядных аккумулятора, два 8-битовых регистра расширения аккумуляторов, устройство сдвига и одно-тактное устройство умножения-накопления (MAC).

Как устройство программного управления, так и операционный блок имеют в своем составе набор регистров специального назначения, таких как счетчик команд, регистр состояния, указатель стека, регистры-источники, буферы и др.

В состав процессора входит также 24-разрядный таймер/счетчик событий, эмулятор и умножитель тактовой частоты. Эмулятор – это схема, позволяющая интерактивно анализировать состояние регистров, памяти, периферийных устройств и управлять процессом отладки программы пользователя. Умножитель частоты позволяет процессору работать на повышенной внутренней тактовой частоте, обеспечивая синхронизацию внутренних и внешних тактовых импульсов, а также понижение частоты в энергосберегающем режиме. Процессор имеет производительность 30MIPS при частоте 60 МГц. Рабочее напряжение питания составляет от 3,3 до 5 В.

6.6. ЦСП СЕМЕЙСТВА DSP566XX КОМПАНИИ MOTOROLA

ЦСП этого семейства – это 16-разрядные микропроцессоры с ФТ, специально разработанные для применения в сотовых телефонах, для которых кроме ЦОС важным является наличие эффективной системы энергосбережения.

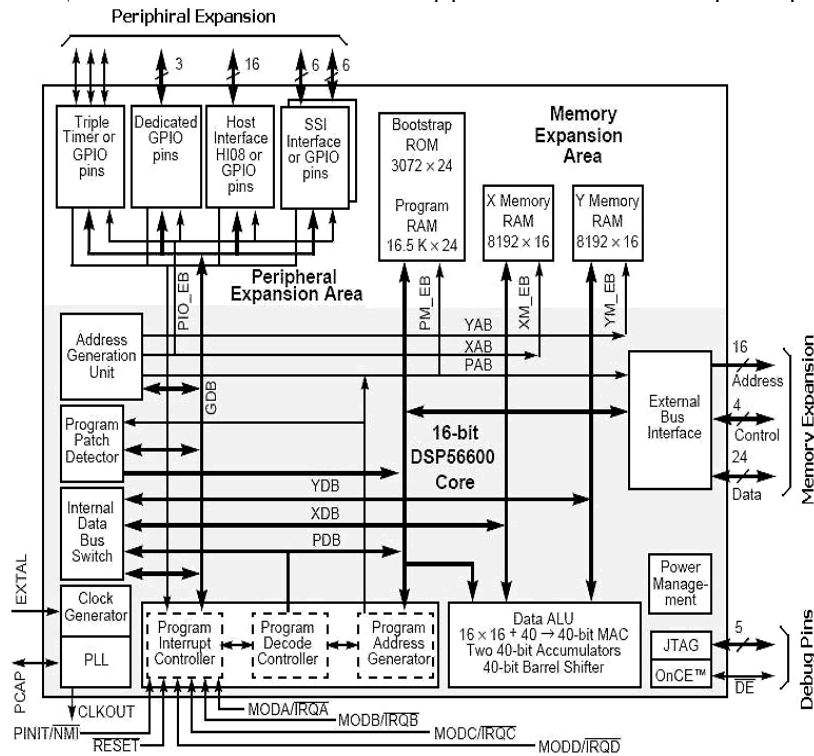


Рис. 6.6

Структура процессора DSP566XX представлена на рис. 6.6.

Процессор содержит:

- три блока внутренней памяти (ПП, ПД X, ПД Y);
- три внутренние шины адреса (XAB, YAB, PAB);
- четыре внутренние шины данных (GDB, PDB, XDB, YDB);
- переключатель внутренних шин;
- блок генерации адресов;
- устройство управления программой с аппаратной поддержкой выполнения вложенных циклов и быстрым возвратом из программ обработки прерываний;
- операционный блок с АЛУ, умножителем-накопителем (MAC) разрядностью 16×16, двумя 40-разрядными аккумуляторами и 40-битным устройством сдвига;
- порт расширения памяти с соответствующим интерфейсом;
- расширение периферии с общим числом линий 34;
- тройной таймер;
- умножитель частоты;
- отладочный порт и схему эмуляции.

Процессор имеет производительность 60MIPS. Рабочее напряжение составляет 1,8...3,3 В, при этом потребляется ток 0,55...0,85 мА.

6.7. ЦСП СЕМЕЙСТВА DSP9600X КОМПАНИИ MOTOROLA

Это 32-разрядные микропроцессоры, предназначенные для обработки данных в формате с ПТ, однако они могут выполнять и операции с ФТ.

На рис. 6.7 представлена структура микропроцессора DSP96002.

Процессор содержит два идентичных порта расширения, обеспечивающих интерфейс с различными типами внешней памяти и других внешних устройств. Каждый порт может быть преобразован в хост-интерфейс, который дает возможность легко включить процессор в мультипроцессорную систему.

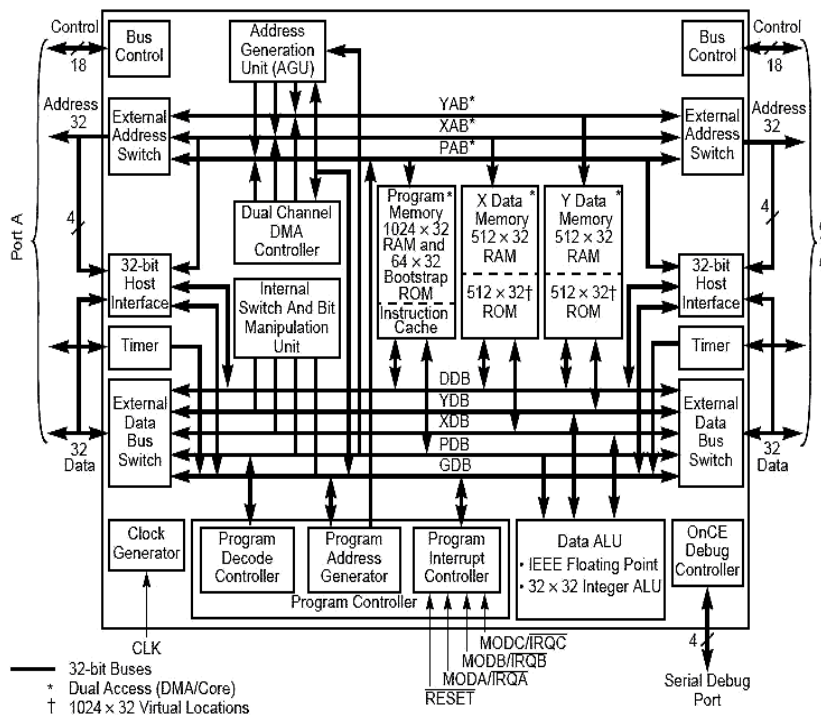


Рис. 6.7

В состав процессора также входят:

- внутренняя память программ, которая включает в себя 1024×32 ОЗУ, 64×32 ПЗУ загрузки и 1024×32 кэш-команд;
- два блока внутренней памяти данных, каждый из которых содержит 512×32 ОЗУ и 512×32 ПЗУ;
- три 32-разрядные шины адреса (XAB, YAB, PAB);
- пять 32-разрядных шин данных (данные памяти программ – PDB, данные X – XDB, данные Y – YDB, глобальная шина – GDB и шина данных прямого доступа в память – DDB);
- контроллер прямого доступа в память;
- блок генерации адресов;
- устройство управления программой с аппаратной поддержкой выполнения программных циклов и быстрым возвратом из прерываний;
- операционный блок с двумя 32-разрядными АЛУ, (одно для операций с ПТ, другое – для операций с ФТ), умножителем-накопителем (MAC) разрядностью 32×32 и устройством сдвига;
- два таймера;
- схема эмуляции.

Производительность микропроцессора при тактовой частоте 40 МГц составляет 200 MIPS.

6.7. УПРАЖНЕНИЯ

1. Назовите основные требования, предъявленные к ЦСП.
2. Назовите основные методы повышения производительности, используемые в ЦСП.
3. В чем заключается различие между фон-неймановской, гарвардской и модифицированной гарвардской архитектурами?
4. Назовите состав и назначение внутренних шин и основных блоков микропроцессоров DSP560XX.
5. Что такое кэш-память и для чего она служит?
6. Поясните назначение и особенности подсистемы ввода/вывода микропроцессоров DSP566XX.
7. Поясните состав и назначение функциональных блоков микропроцессоров DSP566XX.
8. Назовите типовой состав операционного блока ЦСП.
9. Поясните суть операции MAC и ее роль в ЦОС.
10. Как оценивается производительность ЦСП?

11. Поясните суть конвейерного выполнения команд программы процессора.
12. Приведите примеры специальных команд ЦСП.
13. Поясните состав и назначение блоков микропроцессора DSP96002.
14. Проведите сравнительный анализ ЦСП с ФТ и ПТ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Цифровая обработка сигналов, еще несколько десятилетий назад представлявшая собой лишь экзотическую ветвь науки, в настоящее время является одним из магистральных направлений развития практической радиоэлектроники. Благодаря успехам микроэлектроники, положившей начало бурному прогрессу цифровых технологий, системы ЦОС не только стали реальностью, но и прочно вошли в нашу повседневную жизнь в виде цифровой мобильной связи, цифровых аудио-видео систем, цифрового телевидения и многого другого.

Соответственно, существенно изменились и требования, предъявляемые к подготовке инженеров-электронщиков, программистов и радиоинженеров. Умение работать с ЦОС является сейчас одним из важнейших условий успешной профессиональной деятельности специалистов вышеназванного профиля.

В то же время ощущается явный дефицит современной учебной литературы по системам ЦОС. Прекрасный учебник по ЦОС [4] совершенно не рассматривает вопросы технической реализации систем ЦОС. Практически отсутствует учебная литература по цифровым сигнальным процессорам. Имеющиеся немногочисленные монографии, такие как [6, 7], слишком дороги и малодоступны для студентов. Поэтому основной целью данного пособия было стремление восполнить этот дефицит.

Пособие знакомит студентов с основными идеями и методами ЦОС, базовыми алгоритмами ЦОС, дает представление о современной технической базе для реализации систем ЦОС.

Пособие не является исчерпывающей работой по ЦОС, однако хочется надеяться, что студенты, проработав имеющийся в нем материал, будут в достаточной степени подготовлены к дальнейшему самостоятельному углублению своих знаний путем использования специальной литературы.

Список литературы

1. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. для вузов / С.И. Баскаков. – М. : Высшая школа, 2000.
2. Иванов, М.Т. Теоретические основы радиотехники : учеб. пособие / М.Т. Иванов, А.Б. Сергиенко, В.Н. Ушаков / под ред. В.Н. Ушакова. – М. : Высшая школа, 2002.
3. Солонина, А.И. Основы цифровой обработки сигналов : курс лекций / А.И. Солонина [и др.]. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003.
4. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов. – 2-е изд. / А.Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2006.
5. Гадзиковский, В.И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов / В.И. Гадзиковский. – М. : Радио и связь, 2004.
6. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход. – 2-е изд. / Э. Айфичер, Б. Джервис ; пер с англ. – М. : Вильямс, 2004.
7. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр, пер с англ. – М. : Вильямс, 2003.
8. Степанов, А.В. Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи / А.В. Степанов, С.А. Матвеев. – М. : Солон-Пресс, 2003.
9. Корнеев, В.В. Современные микропроцессоры / В.В. Корнеев, А.В. Киселев. – М. : Нолидж, 1998.
10. Солонина, А.И. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, Л.А. Яковлев. – СПб. : БХВ-Петербург, 2002.
11. Техническое обеспечение цифровой обработки сигналов : справочник. – СПб. : Наука и техника, 2000.
12. Солонина, А.И. Цифровые процессоры обработки сигналов фирмы Motorola / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, Л.А. Яковлев. – СПб. : БХВ-Петербург, 2000.

оглавление

| | |
|---|------|
| ВВЕДЕНИЕ | 1 |
| 1. ОСНОВЫ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ | 1–1 |
| 1.1. Классификация сигналов | 1–1 |
| 1.2. Спектральное представление сигналов | 1–5 |
| 1.2.1. Непериодические сигналы | 1–5 |
| 1.2.2. Периодические сигналы | 1–7 |
| 1.3. Корреляционный анализ | 1–8 |
| 1.4. Упражнения | 1–11 |
| 2. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ | 2–1 |
| 2.1. Классификация систем | 2–1 |
| 2.2. Характеристики линейной стационарной системы | 2–2 |
| 2.3. Прохождение сигналов через линейную стационарную систему | 2–4 |
| 2.3.1. Нахождение выходного сигнала с помощью импульсной характеристики $h(t)$ | 2–4 |
| 2.3.2. Нахождение выходного сигнала с помощью частотной характеристики $K(j\omega)$ | 2–4 |
| 2.4. Упражнения | 2–5 |
| 3. ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ | 3–1 |
| 3.1. Дискретизация аналогового сигнала. Теорема Котельникова | 3–1 |
| 3.2. Дискретизация периодических сигналов. Дискретное преобразование Фурье | 3–4 |
| 3.3. Дискретная свертка сигналов. Z-преобразование дискретных сигналов | 3–5 |
| 3.4. Корреляционный анализ дискретных сигналов | 3–7 |
| 3.5. Цифровая фильтрация сигналов | 3–10 |
| 3.6. Реализация цифровых фильтров | 3–13 |
| 3.7. Упражнения | 3–16 |
| 4. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ | 4–1 |
| 4.1. Общие положения | 4–1 |
| 4.2. Цифро-аналоговые преобразователи | 4–2 |
| 4.3. Аналого-цифровые преобразователи | 4–8 |
| 4.4. Упражнения | 4–22 |
| 5. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ | 5–1 |
| 5.1. Спектральный состав сигналов в системе ЦОС | 5–1 |
| 5.2. Основные направления и задачи ЦОС | 5–6 |
| 5.3. Основные операции ЦОС | 5–7 |
| 5.3.1. Свертка | 5–7 |
| 5.3.2. Корреляция | 5–7 |
| 5.3.3. Фильтрация | 5–8 |
| 5.3.4. Дискретные преобразования | 5–8 |
| 5.3.5. Нелинейная обработка | 5–11 |
| 5.3.6. Адаптивная фильтрация | 5–12 |
| 5.4. Способы реализации алгоритмов ЦОС | 5–16 |
| 5.4.1. Аппаратная реализация | 5–17 |
| 5.4.2. Программная реализация | 5–19 |
| 5.4.3. Аппаратно-программная реализация | 5–19 |
| 5.5. Особенности ЦОС, влияющие на элементарную базу | 5–20 |
| 5.6. Упражнения | 5–21 |
| 6. ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССОРЫ | 6–1 |
| 6.1. Гарвардская архитектура и конвейерное выполнение команд | 6–2 |

| | |
|---|------|
| 6.2. Аппаратная реализация программных функций. Дублирование функциональных узлов и их параллельное использование | 6-4 |
| 6.3. Специальные команды | 6-7 |
| 6.4. Широкий набор устройств ввода/вывода и периферии | 6-8 |
| 6.5. ЦСП семейства DSP560xx компании Motorola | 6-9 |
| 6.6. ЦСП семейства DSP566xx компании Motorola | 6-11 |
| 6.7. ЦСП семейства DSP9600x компании Motorola | 6-13 |
| 6.8. Упражнения | 6-14 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ | 1 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ | 1 |