

Документ подписан простой электронной подписью
Информация о владельце:
ФИО: Локтионова Оксана Геннадьевна
Должность: проректор по учебной работе
Дата подписания: 31.12.2020 13:36:44
Уникальный программный ключ:
0b817ca911e6668abb13a5d426d39e5f1c11eabbf73e943df4a4851fda56d089

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Юго-Западный государственный университет»
(ЮЗГУ)

Кафедра «Биомедицинская инженерия»

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по учебной работе
Локтионова
« 31 » 12 2020 г.



«УЗЛЫ И ЭЛЕМЕНТЫ БИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»

Методические рекомендации по выполнению практических
работ для студентов направления подготовки 12.03.04
«Биотехнические системы и технологии» (бакалавр)

Курск 2017

УДК 621.(076.1)

Составители: А.А.Кузьмин

Рецензент:

Доктор технических наук, профессор *А.Ф.Рыбочкин*

Узлы и элементы биотехнических систем.: методические рекомендации по выполнению практических работ / Юго-Зап. гос. ун-т; сост.: А.А.Кузьмин. - Курск, 2017. 35 с.: ил.12, табл. 2.

Содержат сведения о составе практических работ. Указывается порядок выполнения практических работ, структура отчета, задания.

Предназначены для студентов направления подготовки 12.03.04 дневной и заочной форм обучения

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать 24.10.17, Формат 60x84 1/16.
Усл.печ.л. 2,03 Уч.-изд.л. 1,84 Тираж 100 экз. Заказ ~~№~~ Бесплатно.
Юго-Западный государственный университет,
305040, г.Курск, ул. 50 лет Октября, 94.

Практическая работа №1

Генераторы прямоугольных импульсов

1. Цель работы – изучить Генераторы прямоугольных импульсов на основе усилителей.
2. Теоретические сведения.

Наиболее простые генераторы импульсов (мультивибраторы) обычно строят, охватывая ОУ цепями положительной и отрицательной обратной связи (ПОС и ООС), причем действие ПОС должна опережать действие ООС. В этом случае цепь ПОС обеспечивает лавинообразный переход мультивибратора из одного состояния в другое, а цепь ООС совместно с ПОС ограничивает время пребывания устройства в каждом из состояний.

Один из вариантов построения такого мультивибратора показан на рис. 3.2, а. Цепь ПОС в этой схеме выполнена на элементах R_1 , R_2 , а цепь ООС содержит пассивный интегратор C и R_3 . Коэффициент передачи по петле ПОС в этой схеме определяется по формуле $\beta_{\text{п}} = R_1(R_1 + R_2)$. Временная диаграмма работы этого мультивибратора представлена на рис. 3.2, б.

Поскольку коэффициент передачи по ПОС определяется выражением $\beta_{\text{п}} = R_1(R_1 + R_2)$, то на неинвертирующий вход поочередно подается положительное (U_+) или отрицательное (U_-) выходное напряжение величиной βU_+ или βU_- . Выходным сигналом положительной полярности через резистор R_3 конденсатор C заряжается, а выходным сигналом отрицательной полярности разряжается. Когда напряжение на заряжающемся конденсаторе $U_C(t)$ достигает и затем начинает превышать величину βU_+ , то на инвертирующем входе потенциал становится более положительным, чем на неинвертирующем, и ОУ лавинообразно по своему выходу переходит в отрицательную область, формируя сигнал U_- . Конденсатор C через резистор R_3 выходным напряжением начинает разряжаться до величины βU_- , после чего начинает

преобладать напряжение на неинвертирующем входе по отношению к инвертирующему, и ОУ переходит в область положительного выходного напряжения U_+ .

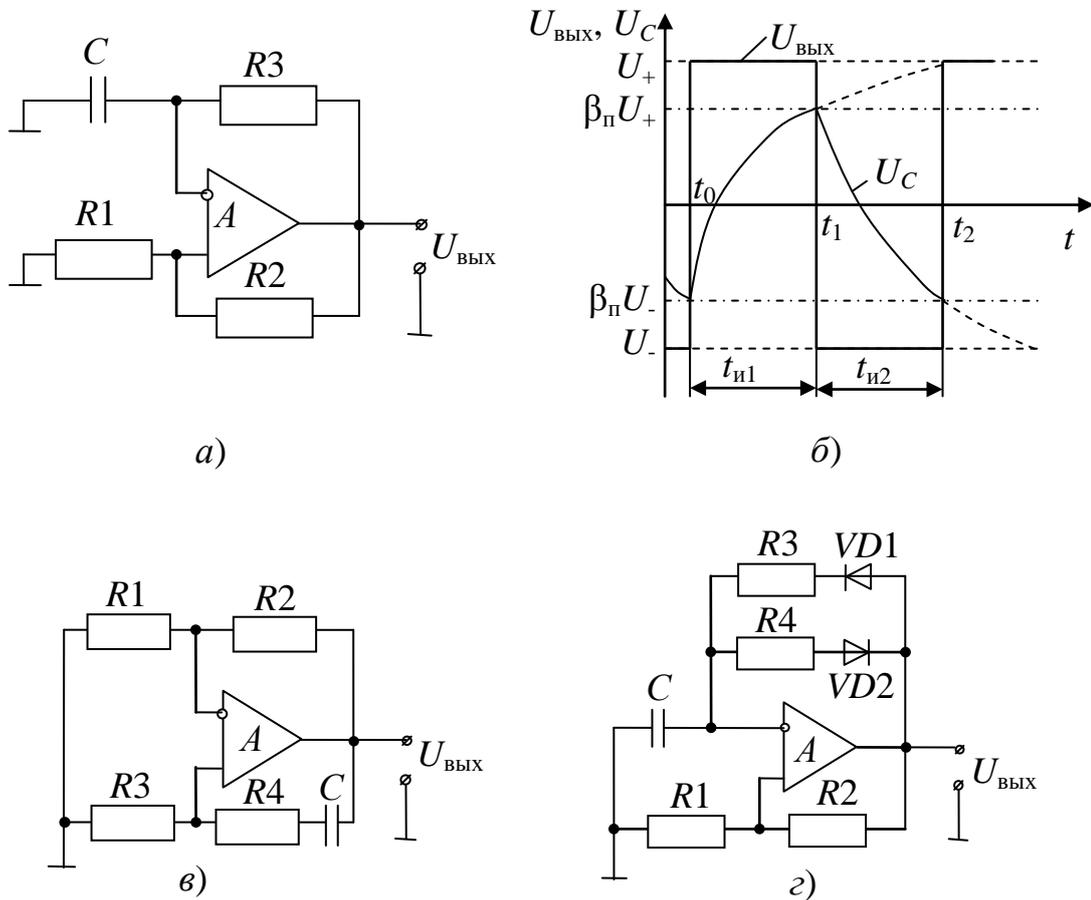


Рис. 3.2. Типовые схемы мультивибраторов на ОУ

Длительность импульсов генератора можно найти, пользуясь выражением для напряжения на конденсаторе в процессе его перезаряда:

$$U_C(t) = U_C|_{t \rightarrow \infty} + (U_C|_{t=0} - U_C|_{t \rightarrow \infty})e^{-t/\tau}, \quad (3.6)$$

где $U_C|_{t \rightarrow \infty}$ – напряжение на конденсаторе, которое должно установиться при t , стремящемся к бесконечности;

$U_C|_{t=0}$ – напряжение на конденсаторе в момент начала процесса перезаряда;

τ – постоянная времени цепи перезаряда.

Для интервала времени $[t_0; t_1]$ для схемы, представленной на рис. 3.2, а, на основании формулы (3.6) получаем

$$U_C(t) = U_+ + (-\beta_i U_- - U_+) e^{-t/R_3 C}. \quad (3.7)$$

В момент времени t_1 справедливо соотношение

$$U_C(t_1) = \beta_{\Pi} U_+. \quad (3.8)$$

Совместное решение уравнений (3.7) и (3.8) позволяет определить длительность импульса положительной полярности $[t_0; t_1]$

$$t_+ = R_3 C \ln[(U_+ + \beta U_-)/(U_+ - \beta_{\Pi} U_+)]. \quad (3.9)$$

Для интервала $[t_1; t_2]$ выражение (3.6) преобразуется:

$$U_{\bar{N}}(t) = -U_- + (\beta U_+ - U_-) e^{-tRC}.$$

Считая, что процесс перезаряда начинается со времени t_1 , определим продолжительность отрицательного импульса:

$$t_- = R_3 C \ln[(U_- + \beta_{\Pi} U_+)/(U_- - \beta_{\Pi} U_-)]. \quad (3.10)$$

Период повторения импульсов определяется отношением

$$T = t_1 + t_2. \quad (3.11)$$

Скважность импульсов определяется отношением

$$Q = T/t_1. \quad (3.12)$$

При симметричном напряжении питания ОУ $|U_+| = |U_-|$, тогда справедливо соотношение

$$t_1 = t_2 = R_3 \ln(1 + 2R_1/R_2); T = 2t_1; Q = 2.$$

В мультивибраторе, собранном по схеме рис. 3.2, в, цепь ПОС выполнена как дифференцирующая (элементы $C1, R1, R3$), а цепь ООС образована резистивным делителем $R2-R1$. Для этой схемы $\beta_{\Pi} = R_3/(R_3 + R_4)$, а $\beta_0 = R_1/(R_1 + R_2)$. Введем постоянную времени, определяемую по формуле:

$$\tau = C(R_3 + R_4). \quad (3.13)$$

Тогда справедливо выражение

$$T = 2\tau \ln[2/(\beta_{\text{п}}/\beta_0) - 1]. \quad (3.14)$$

Данный мультивибратор (см. рис. 3.2, в) работоспособен при $\beta_{\text{п}} > \beta_0$, то есть должно выполняться соотношение $R_3/R_4 > R_1/R_2$. Нестабильность длительности генерируемых колебаний в рассматриваемых схемах определяется нестабильностью источников питания. Для реализации мультивибраторов, генерирующих импульсы с различной скважностью, используют отдельные цепи перезарядки ёмкости от напряжений U_+ и U_- . Пример такого мультивибратора приведен на рис. 3.2, г.

Разделение цепей производится диодами $VD1$ и $VD2$. При формировании сигнала U_+ конденсатор C заряжается через диод $VD1$ и резистор $R3$ с постоянной времени R_3C , при этом диод $VD2$ заперт. Конденсатор C заряжается до момента времени t_1 , когда напряжения на обоих входах ОУ станут равны, и на выходе усилителя сформируется сигнал U_- . Если пренебречь влиянием падения напряжения на открытом диоде $VD1$, то, подставляя в выражение (3.9) постоянную времени R_3C и учитывая, что $|U_+| = |U_-|$, получим

$$t_+ = R_3C \ln(1 + 2(R_3/R_2)).$$

Когда на выходе ОУ сформировано напряжение U_- , диод $VD1$ запирается, а конденсатор C перезарядается через открытый диод $VD2$ и резистор $R4$, при этом

$$t_- = R_4C \ln(1 + 2(R_1/R_2));$$

$$T = (R_3 + R_4)C \ln(1 + 2(R_1/R_2));$$

$$Q = 1 + (R_3/R_4).$$

Регулируя соотношения между $R3$ и $R4$, можно изменять скважность, а изменяя сопротивление резисторов $R1$ или $R2$, можно управлять периодом или частотой следования импульсов. Диапазон регулировки T лежит в интервале $10 \dots 10^{-6}$ с, а Q

регулируется от 100 до 0,01. Относительная погрешность частоты следования сигналов зависит от стабильности напряжений питания, воздействия внешних факторов (особенно температуры) и колеблется от 0,5 до 1%.

Расчёт параметров элементов мультивибраторов рекомендуется производить по следующей схеме.

Исходными данными для расчёта являются: длительность импульса $t_{и}$ для симметричного мультивибратора; $t_{и1}$ и $t_{и2}$ – для несимметричного мультивибратора. Обычно задают величину $K\delta$, обеспечивающую безопасный режим работы входных цепей, поскольку превышение дифференциального входного напряжения, равного для схем рис. 3.2, а, з $|U_{н}| = |U_{и}|$, может привести к пробоем p - n -переходов входных транзисторов ОУ. Величина $K\delta$ для приведённых схем определяется соотношением R_1/R_2 . Дальнейший расчёт включает следующие шаги:

1) задаются величиной C , исходя из того, что более длительные процессы обеспечиваются большими величинами ёмкости;

2) задаются сопротивлением R_1 и относительно него рассчитывают сопротивление R_2 , причём учитывается нагрузочная способность ОУ, которая требует выполнения неравенства $R_2 + R_1 \gg R_{н \min}$, а $R_2 = R_1 / K\delta$;

3) рассчитывают величину

$$R_3 = t_{и1} / [C \ln(1 + 2(R_1/R_2))];$$

4) дополнительно для несимметричного мультивибратора рассчитывают величину R_4 по формуле

$$R_4 = t_{и2} / [C \ln(1 + 2(R_1/R_2))].$$

Ждущие мультивибраторы, или *одновибраторы*, – это генераторы прямоугольных импульсов заданной длительности, которые формируются в ответ на запускающий импульс произвольной длительности. Такие генераторы несложно получить из автоколебательных, если последние затормозить в каком-либо

устойчивом состоянии и снабдить цепью запуска, выводящей их в другое состояние на заданное время.

Схема одновибратора, которая получена модификацией схемы мультивибратора (см. рис. 3.2, *а*), приведена на рис. 3.3, *а*. В этой схеме заторможенный режим обеспечивается диодом *VD1*, а цепь запуска выполнена на элементах *C2*, *R4*, *VD2*. Ждущий режим одновибратора обеспечивается тем, что при формировании на выходе ОУ положительного напряжения U_+ диод *VD1* отпирается и конденсатор заряжен до небольшого положительного напряжения, равного падению напряжения на открытом диоде, то есть $U_C = U_{\text{ДО}}$. Это напряжение меньше, чем то напряжение, которое формируется на неинвертирующем входе через делители *R2*, *R1* от выходного напряжения U_+ . Таким образом, одновибратор сохраняет на выходе положительный потенциал U_+ (рис. 3.3, *б*).

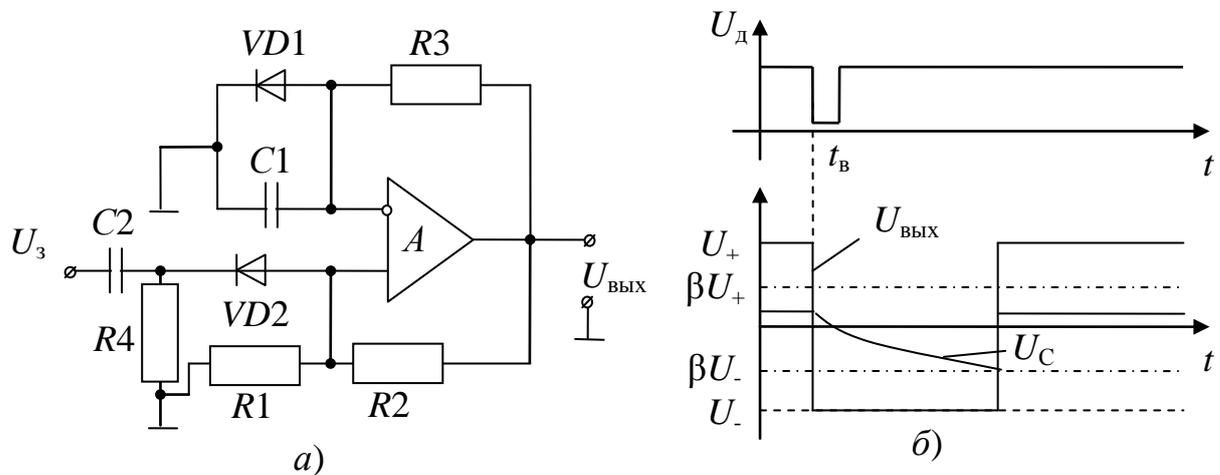


Рис. 3.3. Типовая схема ждущего мультивибратора на ОУ (*а*) и временная диаграмма его работы (*б*)

При появлении заднего фронта запускающего импульса, дифференцирующегося цепью C_2 – R_4 , появляется отрицательный «всплеск», который через открытый диод *VD2* поступает на неинвертирующий вход ОУ. Этот потенциал больше потенциала на инвертирующем входе, в результате чего на выходе ОУ фор-

мируется отрицательный потенциал U_- , который запирает диод $VD1$, а конденсатор $C1$ через $R3$ начинает заряжаться от выходного напряжения U_- . Когда напряжения на обоих входах выровняются, мультивибратор возвратится в ждущий режим. При этом время импульса $t_{и}$ определяется по формуле (3.10), то есть будет справедливо (без учёта падения напряжения на $VD1$) соотношение $t_{и} \approx R_3 C \ln(1 + (R_1 / R_2))$, или с учетом падения напряжения на $VD1$ более точно $t_{и} = R_3 C \ln[1 + (R_1 / R_2)(1 - (U_{д1} / U_-))]$.

Расчёт параметров ждущих мультивибраторов рекомендуют производить по той же схеме, что и автоколебательных мультивибраторов, а для дифференцирующей цепочки рекомендуется $C_2=100$ пФ, $R_4=10$ кОм.

Управляемые мультивибраторы – это мультивибраторы, в которых с помощью входного напряжения осуществляется управление параметрами автоколебаний. Схема, которая позволяет включать или выключать режим генерации с помощью входного напряжения, приведена на рис. 3.4, а. Если $U_{вх} < 0$, то схема находится в состоянии отрицательного ограничения, диод VD при этом закрыт. Когда входное напряжение положительно, выходное напряжение становится положительным, диод VD открывается, включая цепь ООС, что переводит схему в режим автоколебаний. Условием возникновения автоколебаний является превышение глубины ПОС над глубиной ООС, что достигается выполнением условия $R_3/R_4 > R_1/R_2$.

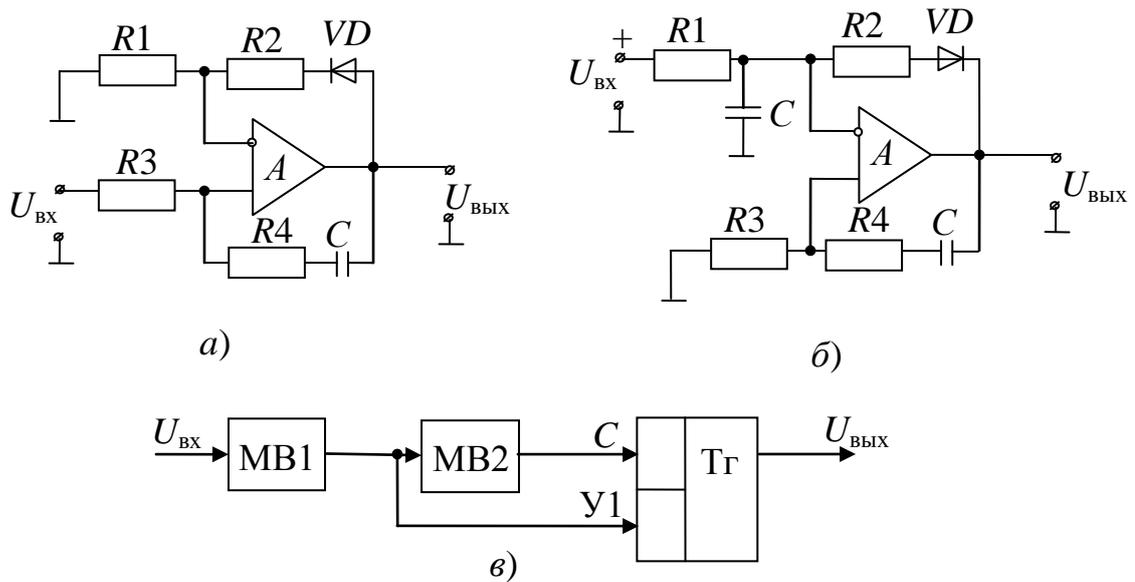


Рис. 3.4. Типовые схемы мультивибраторов (а, б) и временной селекции (в)

Если в устройстве (см. рис. 3.4, а) заменить полярность диода, то оно будет генерировать импульсы при $U_{\text{ВХ}} < 0$. Если в таком устройстве исключить диод из цепи (ООС), то автоколебания будут существовать, пока выходное напряжение находится в границах линейного участка амплитудной характеристики ОУ: $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} (1 + R_2 / R_1)$. В противном случае на выходе ОУ устанавливается положительное напряжение (при $U_{\text{ВХ}} > 0$) или отрицательное (при $U_{\text{ВХ}} < 0$).

Схема, в которой с помощью входного напряжения осуществляется управление частотой автоколебаний, приведена на рис. 3.4, б. Здесь заряд конденсатора осуществляется от входного сигнала $U_{\text{ВХ}}^+$. В исходном состоянии ОУ находится в положительном ограничении, диод VD закрыт. Когда под воздействием входного сигнала напряжение на инвертирующем входе достигает напряжения, задаваемого на неинвертирующем входе цепью ПОС, ОУ перейдет в состояние U_- , диод VD откроется и произойдет разряд C через R_2 , а схема возвращается в исходное состояние U_+ и т.д.

Таким образом, длительность заряда определяется величиной $U_{\text{вх}}$. Если сделать длительность разряда C достаточно малой, то частота колебаний будет в основном определяться величиной $U_{\text{вх}}$. Для этого требуется, чтобы $U_{\text{вх}} / R_1 \ll |U_{\text{вых}}| / R_2$, где $U_{\text{вых}}$ – напряжение устойчивого состояния ОУ. Автоколебания в этой схеме осуществляются при выполнении условий

$$U_{\text{вх}} > |U_{\text{вых}}| R_3 / (R_3 + R_4) \text{ и } U_{\text{вх}} < |U_{\text{вых}}| R_1 / R_2.$$

Эта схема представляет собой простейший преобразователь «напряжение – частота» (ПНЧ), со схемотехникой которых более подробно можно ознакомиться в работе [3, с. 196–200].

Рассмотрим пример использования ждущих мультивибраторов для реализации схемы временной селекции T -зубца в электрокардиосигнале (см. рис. 3.4, в). Эта схема используется в электронном выделителе R -зубца для его блокировки, когда в электрокардиосигнале T -зубец по амплитуде превышает R -зубец, что может привести, например, к ложному определению R - R -интервалов. Временной селектор T -зубца вырабатывает блокирующие импульсы, длительность которых является функцией R - R -интервала. Ждущий мультивибратор МВ1 формирует импульс постоянной длительности $\tau = 80 \dots 100$ мс. Мультивибратор МВ2 собран по схеме управляемого ждущего мультивибратора, длительность импульса которого пропорциональна длительности R - R -интервала ($0,25RR$). Мультивибратор МВ1 запускается от схемы выделения R -зубца, например, компаратором R -зубца. По переднему фронту импульса, вырабатываемого МВ1, триггер (Тг) устанавливается в состояние единицы (рис. 3.5).

От заднего фронта сигнала с МВ1 запускается мультивибратор МВ2, который формирует импульс длительностью $0,25RR$ предыдущего периода. Задний фронт импульса с МВ2 возвращает триггер в исходное состояние. Таким образом, на выходе

схемы формируется сигнал $U_{\text{ВЫХ}}$, длительность которого определяется как сумма длительностей импульсов с МВ1 и МВ2, то есть $\tau_c = \tau + 0,25RR$.

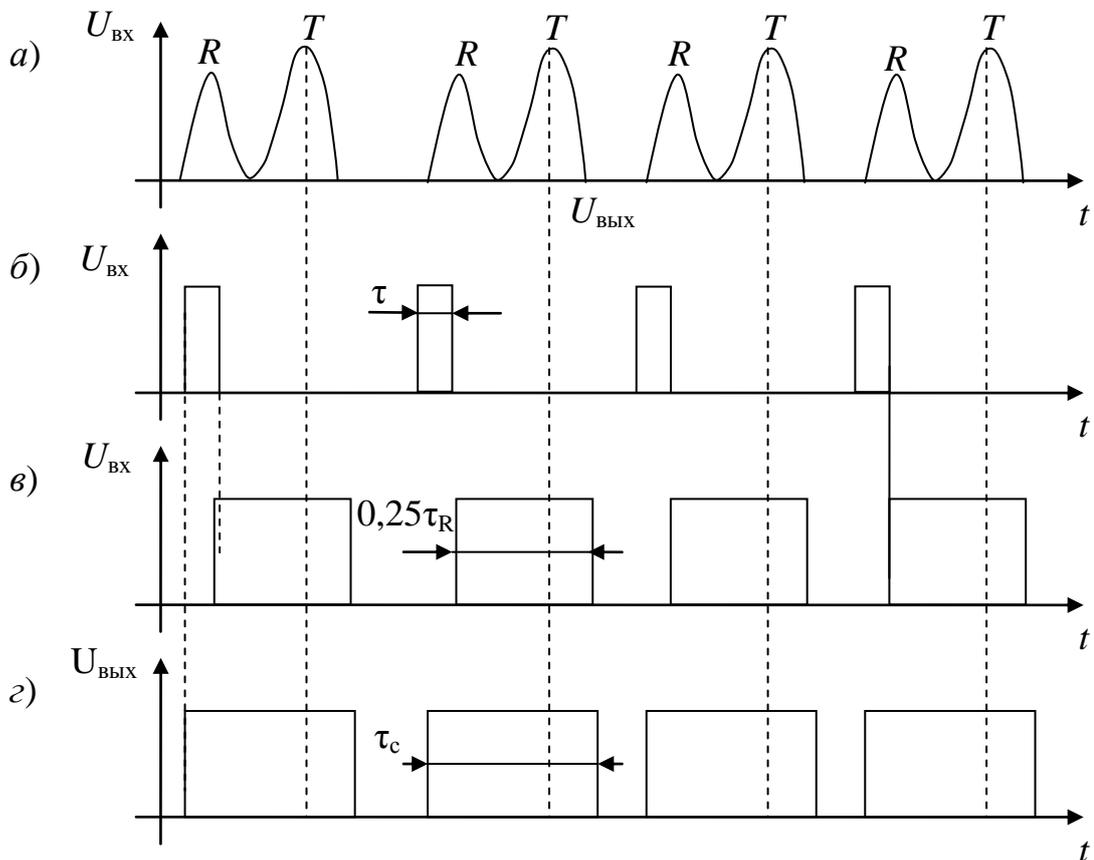


Рис. 3.5. Временные диаграммы работы временного селектора

Аналоговые генераторы прямоугольных импульсов находят свое применение для формирования импульсов воздействия в терапевтических аппаратах, в схемах управления, измерения и т.д.

3. Изучить теоретические сведения.
4. Разработать узел медицинской аппаратуры согласно полученному варианту.
5. Проверить правильность конструкторских решений путем натурного моделирования узла или расчета его в компьютерной системе схемотехнических расчетов.
6. Оформить отчет о проделанной работе

Практическая работа №2 Интегральные таймеры и генераторы на их основе

Для формирования импульсов заданной длительности и скважности можно использовать специальные интегральные схемы – таймеры. Функциональная схема одного из популярных таймеров КР1006ВИ1 (зарубежные аналоги SE555, NE555) приведена на рис. 3.6. В эту схему входят два компаратора $A1$ и $A2$, RS -триггер $Tг$, резистивный делитель $R1-R3$, выходные транзисторные каскады.

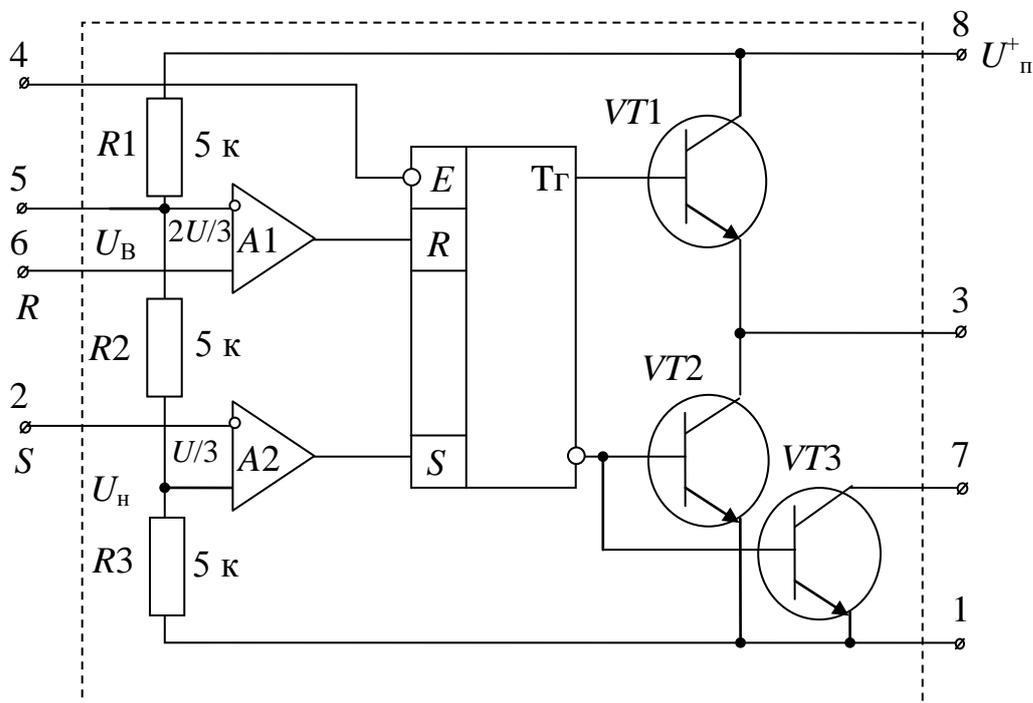


Рис. 3.6. Структурная электрическая схема таймера КР1006ВИ1

Напряжение питания таймера $U_{п}^{+}$ может изменяться в пределах $+5...+15$ В. Делитель напряжения подает на нижний компаратор $A2$ напряжение $U_{н}=U_{п}^{+}/3$, а на верхний компаратор $A1$ $U_{в}=2U_{п}^{+}/3$. Таким образом, если на клемме 2 таймера напряжение станет меньше $U_{н}$, на триггер поступит сигнал установки в единицу. Если на вход таймера 6 будет подано напряжение больше $U_{в}$, компаратор $A1$ выработает сигнал установки в нуль триггера ($Tг$). Кроме этого для $Tг$ имеется дополнительный вывод установки в нуль (контакт 4). Если на вход 4 подать напряжение меньше 0,4 В (логический ноль для цифровых микросхем), то независимо от состояния компараторов триггер устанавливается в состояние «0»

(высокий потенциал на инверсном входе триггера). Высоким потенциалом на инверсном выходе триггера открывается транзистор $VT3$, подавая на выход 7 таймера низкий потенциал, то есть нулевой сигнал со входа 4 таймера имеет высший управляющий приоритет. Этот сигнал является для таймера сигналом разрешения E : если $E=1$, то работа таймера разрешена, если $E=0$, триггер таймера находится в состоянии «0».

Вторым по старшинству является сигнал U_2 , подаваемый на вывод 2. Этот сигнал является инверсным для установки Тг в состояние «1», вне зависимости от сигнала со входа 6. Самый младший приоритет у непрерывного сигнала U_6 , подаваемого на вход 6. Этот сигнал при $E=1$, $U_2 > U_n$ и $U_6 > U_v$ устанавливает триггер в состояние «0».

Выходной каскад триггера, построенный на транзисторах $VT1$ и $VT2$, обеспечивает ток до 100 МА, то есть такой ток может обеспечивать управление цепями средней мощности вплоть до релейных схем.

В таймере имеется вход, позволяющий управлять опорными напряжениями компараторов (контакт 5). Если он не используется, рекомендуется заземлять его через шунтирующий конденсатор $C_{ш} \sim 10$ нФ. Временные параметры импульсов, формируемых генераторами, собираемыми на основе таймеров, слабо зависят от изменения напряжения питания и температуры и определяются внешними по отношению к интегральному компаратору элементами.

Схема построения автоколебательного мультивибратора на таймере КР1006ВИ1 изображена на рис. 3.7, а. В данной схеме используется времязадающая цепь на резисторах $R1-R2$ и конденсаторе C_v . Конденсатор $C_{ш}$ шунтирует вход 5. Временные диаграммы работы таймера в режиме мультивибратора показаны на рис. 3.7, б. После включения напряжения питания конденсатор C_v начнет заряжаться от источника $U_{п}^+$ через резисторы $R1$ и $R2$. Но сначала напряжение на нем невелико, а напряжение на входе компаратора $A2$ (см. рис. 3.6) не превышает величины $U_{п}/3$. Триггер установлен в состояние «0», транзистор $VT1$ открыт, напряжение U_3 равно единице. Для определения напряжения на емкости C_v воспользуемся формулой (3.6). Для интервала времени $0 \leq t \leq t_0$

$$U_C(t) = U_{п} (1 - e^{-t/\tau_1}),$$

где $\tau_1 = (R_1 + R_2) C_v$;

U_{Π} – напряжение питания.

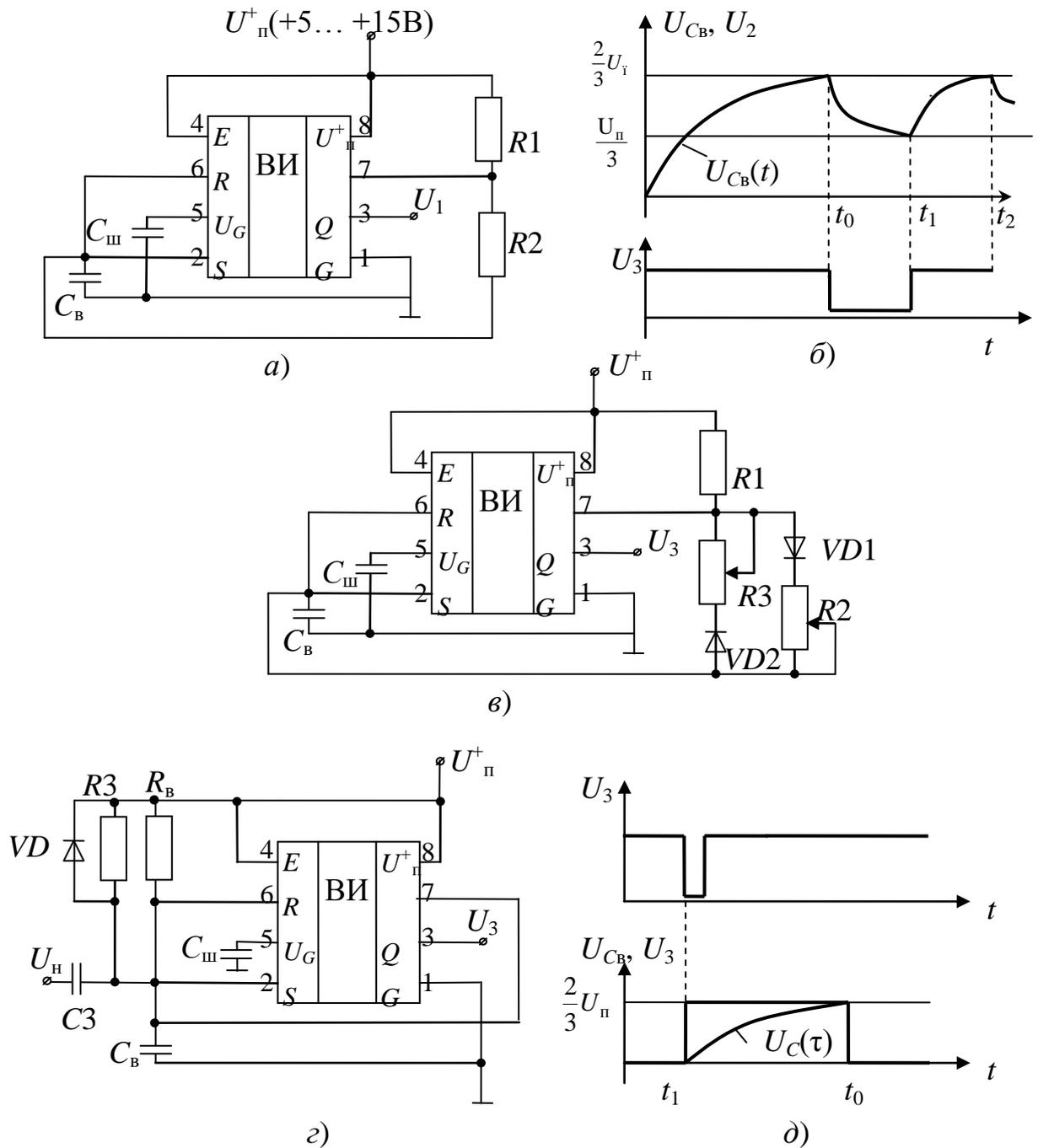


Рис. 3.7. Типовые схемы мультивибратора на таймере КР1006ВИ1 (а, в, з) и временные диаграммы их работы (б, д)

В момент времени, когда $U_{CB}(t)=U_{\Pi}/3$, компаратор $A2$ снимает сигнал установки в нуль триггера, но своего состояния он не меняет. В момент времени t_0 , когда $U_{CB}(t)=2U_{\Pi}/3$, срабатывает компаратор $A1$, устанавливая триггер в состояние «0», транзистор $VT1$ закрывается, а $VT2$

открывается, на выходе 3 устанавливается состояние «0». Открывается также транзистор $VT3$, который подключает почти к «земле» выход 7 таймера, в результате чего через сопротивление $R2$ и открытый переход $VT3$ ёмкость C_B начнёт разряжаться. Учитывая совместно два уравнения

$$\begin{cases} U_{C_B}(t) = U_{\Pi}(1 - e^{-t/\tau_1}); \\ U_{C_B}(t) = 2U_{\Pi}/3, \end{cases}$$

для момента времени t_0 можно получить:

$$t_0 = \tau_1 \ln 3 \cong 1,1(R_1 + R_2)C_B.$$

Для интервала времени $[t_0; t_1]$, когда конденсатор разряжается через $R2$, без учёта падения напряжения на открытом транзисторе $VT3$, на основании выражения (3.6) можно записать

$$U_{C_B}(t) = (2U_{\Pi}/3)e^{-t/\tau_2}, \quad (3.15)$$

где τ_2 – постоянная времени разряда; $\tau_2 = R_2 C_B$.

Когда напряжение $U_{C_B}(t)$ падает до величины $U_{\Pi}/3$ через компаратор $A2$, триггер вновь переключается в состояние «1», $VT2$ и $VT3$ закроются, $VT1$ откроется, напряжение на выходе 3 переключается на высокий уровень (логическая единица). Конденсатор C_B вновь начнет заряжаться до $U_{C_B}(t) = 2U_{\Pi}/3$ и т.д. Для момента времени t_1 справедливо равенство $U_{C_B}(t) = U_{\Pi}/3$, откуда, учитывая выражение (3.15), получаем

$$t_1 = \tau_2 \ln 2 = 0,693R_2C_B. \quad (3.16)$$

Для интервала $[t_1; t_2]$ с учетом выражения (3.6) можно записать

$$U_{C_2}(t) = U_{\Pi} + (U_{\Pi}/3 - U_{\Pi})e^{-t/\tau_1}. \quad (3.17)$$

Для времени $t_2 - U_{C_B}(t) = 2U_{\Pi}/3$, поэтому с учетом выражения (3.17) можно записать

$$t_2 = \tau_1 \ln 2 = 0,693(R_1 + R_2)C_B. \quad (3.18)$$

На основании выражений (3.14) и (3.16) получаем

$$T = 0,693 C_B (R_1 + 2R_2); Q = 2 + (R_1/R_2).$$

Для получения импульсов меандра нужно выполнить условие $R_1=0$, но тогда при открывании $VT3$ через него пойдёт большой ток и он сгорит, потому рекомендуют выбирать $R_1 \geq 1$ кОм.

Для получения меандра можно применять другие схемы, в которых используют, например, методы разделения цепей заряда и разряда времязадающей емкости. Схема с отдельным управлением зарядом-разрядом времязадающей емкости, с последовательно включенными переменными резисторами, обеспечивающими регулировку длительности и периода следования импульсов, показана на рис. 3.7, в. В этой схеме C_B заряжается через $R1$, $R2$ и открытый диод $VD1$, а разряжается через открытый диод $VD2$ и резистор $R3$.

Схема одновибратора на таймере представлена на рис. 3.7, г. Цепь запуска состоит из элементов $R3$, $C3$ и VD , времязадающая цепь R_B-C_B . В ждущем режиме на выходе таймера формируется низкий потенциал (см. рис. 3.7, д). Исходно на входе S таймера (вход 2) резистором $R3$ поддерживается напряжение $U_2 > U_{\text{п}}/3$, триггер (см. рис. 3.6) в нуле, транзистор $VT3$ открыт, вывод 7 таймера имеет потенциал «земли», емкость C_B разряжена. Если на вход S подать отрицательный запускающий импульс так, что в течение некоторого времени будет обеспечиваться выполнение соотношения $U_2 < U_{\text{п}}/3$, то триггер таймера перейдет в единичное состояние, транзистор $VT3$ закроется и конденсатор C_B начнет заряжаться от $U_{\text{п}}$ через R_B . Когда конденсатор C_B зарядится до величины $2U_{\text{п}}/3$, триггер возвратится в нулевое состояние и таймер вновь окажется в исходном состоянии. Длительность импульса на выходе таймера может быть рассчитана как

$$t_{\text{и}} = R_B C_B \ln 3 = 1,1 R_B C_B.$$

Запуск одновибратора может осуществляться непосредственно подачей сигнала на вход S или перепадом 1/0 на входе дифференцирующей цепи. Вход 4 может использоваться для прерывания процесса формирования импульса. На вход 5 может быть подано управляющее напряжение U_y от источника с малым выходным сопротивлением (например, с выхода ОУ), таким образом можно управлять длительностью формируемого импульса в соответствии с формулой

$$t_{и} = R_{в} C_{в} \ln \left[U_{п}^{+} / (U_{п}^{+} - U_{у}) \right]. \quad (3.19)$$

Входной ток компаратора $A1$ составляет примерно $0,1$ мкА, ток закрытого транзистора VT_3 равен $0,5$ мкА. Этими токами определяется наибольшее допустимое сопротивление резистора $R_{в}$. Рекомендуемые значения $R_{в}$ в пределах 1 кОм... 10 МОм. Наименьшая возможная длительность $t_{и}$ определяется параметрами таймера и равна приблизительно 10 мкс.

Рассмотренный тип таймера относится к разновидности одноктактных схем. В вариантах, когда требуется получить большую длительность импульса, измеряемую часами, применяют многотактные таймеры. Вариант блок-схемы многотактного таймера приведен на рис. 3.8.

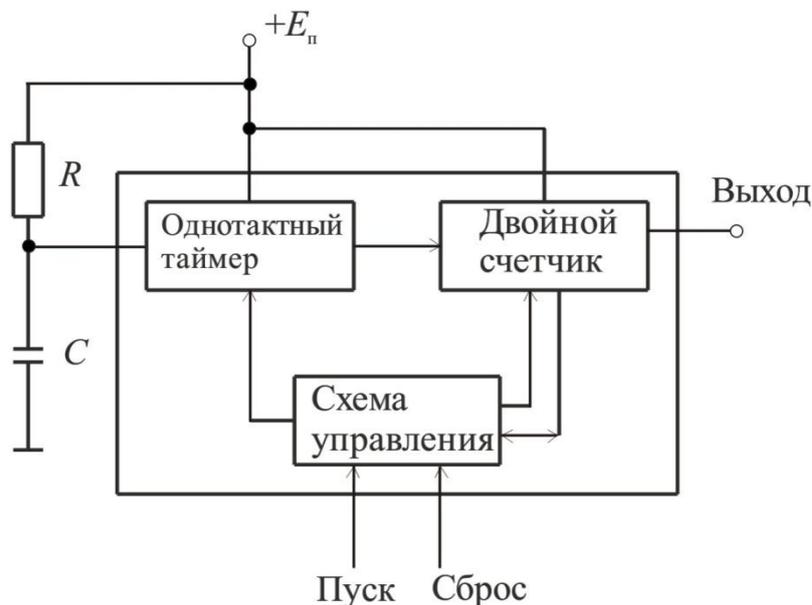


Рис. 3.8. Блок-схема многотактного таймера

В этой схеме импульс, формируемый одноктактным таймером с параметрами, заданными цепью $R-C$, попадает на двоичный счетчик, на выходе которого формируется сигнал, «затянутый» на время, определяемое его коэффициентом пересчета.

Согласованная работа элементов таймера обеспечивается схемой управления, которая в исходное состояние переводится сигналом «Сброс». Включение таймера осуществляется сигналом «Пуск».

В различных конструкциях многотактных таймеров интервал времени может задаваться программно по коду, устанавливаемому переключателями или со стороны ПЭВМ, а может жестко определяться внутренней структурой счетчика.

В качестве примера в таблице 3.1 приведены основные характеристики некоторых типов зарубежных таймеров [3, с. 215].

Таблица 3.1 Основные параметры аналоговых таймеров

Модель таймера	Напряжение питания, В	Ток потребления при $V_S=5$ В, мА	$I_{вх}$, нА	Втекающий/вытекающий выходной ток, мА, не более	Макс. частота импульсов, МГц	Коэф. эффективности пере-счета	Примечание
Однотактные таймеры							
NE555	4,5...18	3	500	200	0,5	–	Аналог 1006ВИ1; имеются двояк-венный и счет-веренный ва-рианты
XR320	4,5...20	2	–	100/10	0,5	–	Открытый коллектор
ICM7555	2...18	0,12	0,05	10/4	1	–	КМОП-вариант NE555
Многотактные таймеры							
ICL8240	4,5...18	4	–	5/1	0,5	1...255	Открытый коллектор
ICM7250	2...18	0,25	–	3,2/0,3	6	1...99	Программирование пере-мычками

Известны многофункциональные микросхемы, где таймеры включены в комплекс функциональных узлов, реализующих различные виды преобразования аналоговых и цифровых сигналов.

3. Изучить теоретические сведения.
4. Разработать узел медицинской аппаратуры согласно полученному варианту.
5. Проверить правильность конструкторских решений путем натурального моделирования узла или расчета его в компьютерной системе схемотехнических расчетов.
6. Оформить отчет о проделанной работе

Практическое занятие №3 Генераторы на основе ЦАП

1 Краткие теоретические сведения

При готовых процедурах обмена с ЦАП (см. лабораторную работу по ЭиМПТ) программирование вывода аналоговых сигналов не представляет собой сложной задачи – достаточно загружать цифровые значения, соответствующие отсчетам генерируемого сигнала, в регистр ЦАП. Одной из проблем, которую придется решать разработчику такого генератора, является точное задание частоты дискретизации сигнала.

Для задания временных интервалов дискретизации можно использовать программные задержки, как это было показано в предыдущих лабораторных работах, т.е. интервал дискретизации делился бы на две основные части – часть вывода информации в ЦАП и часть программной задержки. Понятно, что для обеспечения заданного интервала дискретизации величина программной задержки напрямую зависит от длительности процедуры вывода информации в ЦАП. При изменении микросхемы ЦАП или, в общем, при изменении процедуры вывода информации в ЦАП, величину программной задержки каждый раз необходимо было бы изменять. Поэтому более эффективный путь для формирования точной частоты дискретизации сигнала, который лишен этих недостатков – это использование таймеров.

В микроконтроллере PIC16F877 есть три таймера – TMR0, TMR1, TMR2. Для примера разберем механизмы работы с таймером TMR0.

TMR0 с точки зрения программиста – это просто 8-ми разрядный регистр, который может увеличивать свое значение по определенному фронту внешнего для микроконтроллера сигнала (и тогда он работает просто как счетчик внешних импульсов), или может увеличивать свое значение по сигналу от внутреннего тактового генератора (и тогда он работает как таймер или формирователь временных интервалов).

TMR0 – таймер/счетчик, имеет следующие особенности:

- 8-разрядный таймер/счетчик;
- Возможность чтения и записи текущего значения счетчика;
- 8-разрядный программируемый предделитель;
- Внутренний или внешний источник тактового сигнала;
- Выбор активного фронта внешнего тактового сигнала;
- Прерывания при переполнении (переход от FFh к 00h).

Когда бит T0CS сброшен в '0' (OPTION_REG<5>), TMR0 работает от внутреннего тактового сигнала. Приращение счетчика TMR0 происходит в каждом машинном цикле, т.е. с частотой $F_{osc}/4$ (если предделитель

отключен). После записи в регистр TMR0 приращение счетчика запрещено два следующих цикла. Пользователь должен скорректировать эту задержку перед записью нового значения в TMR0.

Если бит T0CS установлен в '1' (OPTION_REG<5>), TMR0 работает от внешнего источника тактового сигнала с входа RA4/T0CKI. Активный фронт внешнего тактового сигнала выбирается битом T0SE в регистре OPTION_REG<4> (T0SE=0 – активным является передний фронт сигнала).

Предделитель может быть включен перед сторожевым таймером WDT или перед таймером TMR0, в зависимости от состояния бита PSA (OPTION_REG<3>). Использование предделителя перед TMR0 означает, что WDT работает без предделителя, и наоборот.

Коэффициент деления предделителя определяется битами PSA и PS2:PS0 в регистре OPTION_REG<3:0>. Если предделитель включен перед TMR0, любые команды записи в TMR0 (например, CLRF 1, MOVWF 1, BSF 1,x и т.д.) сбрасывают предделитель. Когда предделитель подключен к WDT, команда CLRWDТ сбросит предделитель вместе с WDT. Предделитель также очищается при сбросе микроконтроллера. Предделитель недоступен для чтения/записи.

На рисунке 1 показаны основные конфигурационные биты регистра OPTION_REG, связанные с таймером TMR0.

Регистр OPTION_REG (адрес 81h или 181h)

R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
-RBPU	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
Бит 7							Бит 0

R – чтение бита
W – запись бита
U – не реализовано, читается как 0
-n – значение после POR
-x – неизвестное значение после POR

бит 7: **-RBPU:**

бит 6: **INTEDG:**

бит 5: **T0CS:** Выбор тактового сигнала для TMR0
1 = внешний тактовый сигнал с вывода RA4/T0CKI
0 = внутренний тактовый сигнал CLKOUT

бит 4: **T0SE:** Выбор фронта приращения TMR0 при внешнем тактовом сигнале
1 = приращение по заднему фронту сигнала (с высокого к низкому уровню) на выводе RA4/T0CKI
0 = приращение по переднему фронту сигнала (с низкого к высокому уровню) на выводе RA4/T0CKI

бит 3: **PSA:** Выбор включения предделителя
1 = предделитель включен перед WDT
0 = предделитель включен перед TMR0

биты 2-0: **PS2: PS0:** Установка коэффициента деления предделителя

Значение	Для TMR0	Для WDT
000	1:2	1:1
001	1:4	1:2
010	1:8	1:4
011	1:16	1:8
100	1:32	1:16
101	1:64	1:32
110	1:128	1:64
111	1:256	1:128

Рисунок 1 - Основные конфигурационные биты регистра OPTION_REG, связанные с таймером TMR0

При переполнении счетчика TMR0, т.е. при переходе его значения от FFh к 00h возникают прерывания. При возникновении прерывания устанавливается в '1' бит T0IF(INTCON<2>). Само прерывание может быть разрешено/запрещено установкой/сбросом бита T0IE (INTCON<5>). Флаг прерывания от TMR0 T0IF (INTCON<2>) должен быть сброшен в подпрограмме обработки прерываний. В SLEEP режиме микроконтроллера модуль TMR0 выключен и не может генерировать прерывания.

Даже при запрещенных прерываниях от таймера TMR0 при переполнении счетчика устанавливается в '1' бит T0IF(INTCON<2>). Поэтому факт переполнения счетчика можно установить путем опроса этого бита.

Суммируя все вышесказанное, напишем процедуру формирования относительно больших временных задержек с использованием таймера TMR0.

В начале программы необходимо проинициализировать конфигурацию таймера:

```

;-----
-----
;Процедура инициализации таймера0
;Версия для работы без прерываний!
;прерывания - запрещены, срабатывание определяем
;по биту T0IF в INTCON
;установим предделитель к таймеру 0
;Настроим предделитель на деление 1:256
InitTmr0
    bcf INTCON,T0IE          ;Запретим прерывания от
таймера 0
    bsf STATUS,RP0          ;OPTION_REG - в первой странице
    bcf OPTION_REG,5        ;0 = внутренний тактовый сигнал
CLKOUT
    bcf OPTION_REG,3        ;0 = предделитель включен перед
TMR0
    movlw 0x7                ;установим три младших бита -
    iorwf OPTION_REG        ; Настроим предделитель на де-
ление 1:256
    bcf STATUS, RP0
    clrf TMR0                ;очистим TMR0
    return

```

Теперь временной интервал между двумя срабатываниями таймера можно определить, например, по опросу бита T0IF(INTCON<2>). Ниже приведен фрагмент программы, который формирует задержку в 3.6 сек при частоте кварца у микроконтроллера в 20 МГц. Для этого используется дополнительный регистр tmr0count, который дополнительно делит формируемую таймером частоту в 76.3 Гц еще на 256. Если необходима частота больше, чем 0.3 Гц, но меньше чем 76.3 Гц, то необходимо инициализировать регистр tmr0count ненулевым значением. Если необходима частота больше, чем 76.3 Гц, то можно уменьшить значение коэффициента деления предделителя, или после переполнения таймера записать в него (в регистр TMR0) ненулевое значение.

```

mainloop    ;Основной цикл программы

;Ждем срабатывания таймера 0

```

```

;таймер                               настроен                               на
20МГц/4/256 (предделитель) /256 (регистр таймера) =76.3
Гц
;Вывод информации будет осуществляться с частотой
; 76.3Гц/tmr0count=76.3/256=0.3 Гц
; (или раз за 3,6 сек)
;В протеусе частота процентов на 20 оказывается мень-
шей! -
;проверено на эксперименте!

```

```

    clrw tmr0count      ;Максимальное число в tmr0count
(256)
    ;.....
    ;тут можно выводить информацию в ЦАП и т.д.
    ;.....

waitmr0 btfss INTCON,T0IF ;Опрос бита T0IF
    goto waitmr0
    bcf INTCON,T0IF      ;программный сброс бита-
признака переполнения
    decfsz tmr0count    ;Уменьшаем наш регистр
    goto waitmr0

; Дождались!

goto mainloop

```

2. Цель работы: научиться пользоваться таймером и формировать аналоговые сигналы с помощью ЦАП.

3. Порядок выполнения работы

3.1 Решить практическую задачу по программированию генератора аналоговых сигналов произвольной формы, согласно своему варианту.

3.2 Проверить работоспособность разработанной программы в системе Proteus.

3.3 Проверить работоспособность разработанной программы на лабораторном стенде.

4. Содержание отчета:

Титульный лист с названием и номером работы, а также с фамилией исполнителя

Цель работы

Задание на лабораторную работу

Осциллограммы выводимых сигналов.

Листинг программы.

Выводы.

Практическое занятие №4 АЦП в микроконтроллерах

1 Краткие теоретические сведения

Модуль аналого-цифрового преобразования (АЦП) в микроконтроллере PIC16F877 имеет восемь входных каналов. Входной аналоговый сигнал через коммутатор каналов заряжает внутренний конденсатор АЦП C_{HOLD} . Модуль АЦП преобразует напряжение, удерживаемое на конденсаторе C_{HOLD} , в соответствующий 10-разрядный цифровой код методом последовательного приближения. Источник верхнего и нижнего опорного напряжения может быть программно - выбран с выводов VDD, VSS, AN3/VREF+ или AN2/VREF-.

Допускается работа модуля АЦП в SLEEP режиме микроконтроллера, при этом в качестве источника тактовых импульсов для АЦП должен быть выбран RC генератор.

Для управления АЦП в микроконтроллере используется 4 регистра:

- Регистр результата ADRESH (старший байт);
- Регистр результата ADRESL (младший байт);
- Регистр управления ADCON0;
- Регистр управления ADCON1.

Регистр ADCON0 используется для настройки работы модуля АЦП, а с помощью регистра ADCON1 устанавливается, какие входы микроконтроллера будут использоваться модулем АЦП и в каком режиме (аналоговый вход или цифровой порт ввода/вывода). При сбросе микроконтроллера все выходы, мультиплицированные с модулем АЦП (ANx), настраиваются как аналоговые входы.

Структурная схема модуля АЦП показана на рисунке 1. Структура регистра ADCON0 приведена на рисунке 2. Структура регистра ADCON1 приведена на рисунке 3.

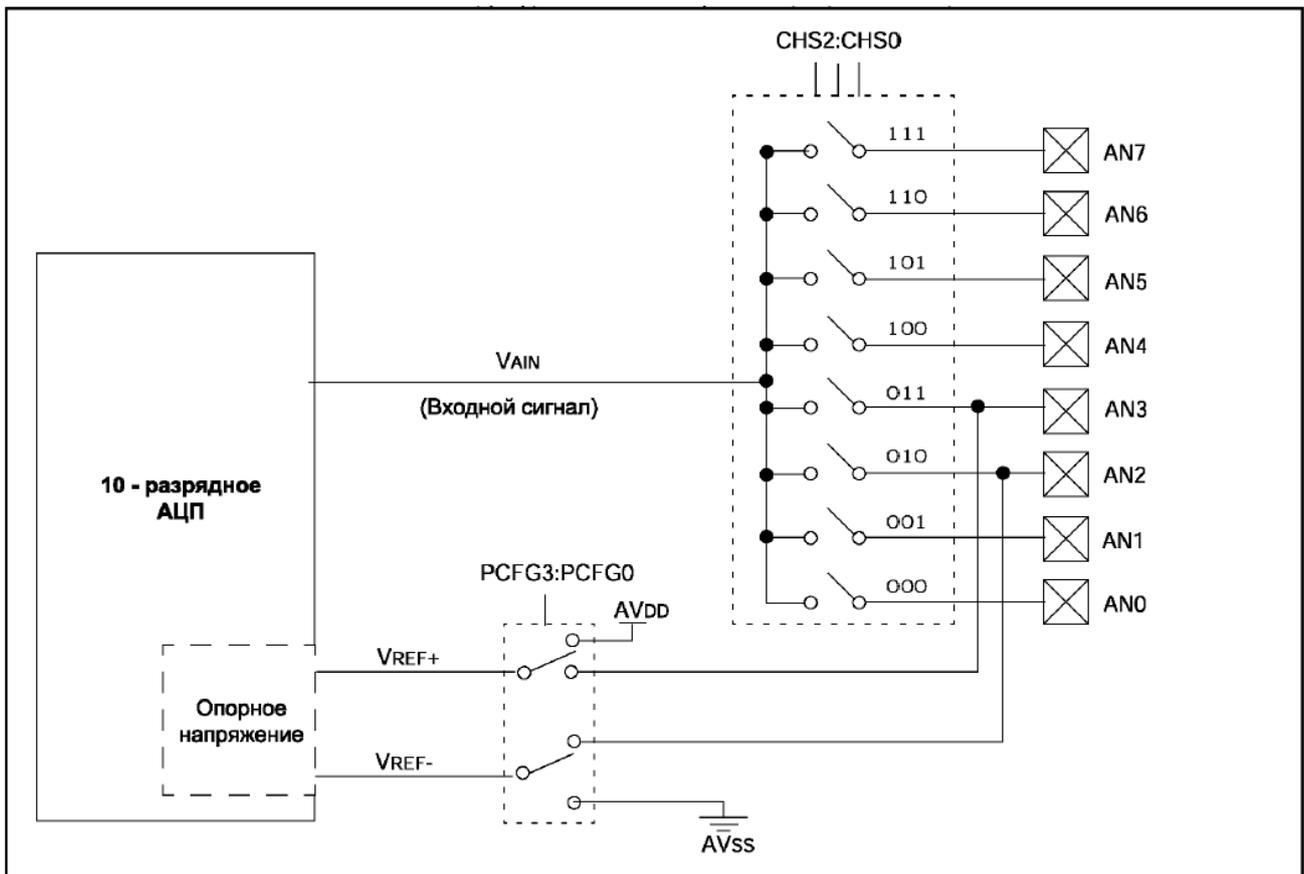


Рисунок 1 - Структурная схема модуля 10 - разрядного АЦП

В регистрах ADRESH:ADRESL сохраняется 10 - разрядный результат аналого-цифрового преобразования. Когда преобразование завершено, результат преобразования записывается в регистры ADRESH:ADRESL, после чего сбрасывается бит GO/-DONE (ADCON0<2>) и устанавливается флаг прерывания ADIF.

После включения и настройки АЦП необходимо выбрать рабочий аналоговый канал. Соответствующие биты TRIS аналоговых каналов должны настраивать канал порта ввода/вывода на вход. Перед началом преобразования необходимо выдержать временную паузу для обеспечения необходимой точности преобразования (конденсатор C_{HOLD} должен успевать полностью заряжаться до уровня входного напряжения). Точные формулы расчета временной паузы приведены в документации. Отметим, что при сопротивлении источника сигнала 10 кОм эта пауза составляет примерно 20 мкс, а при сопротивлении источника сигнала 50 Ом эта пауза составляет примерно 11 мкс.

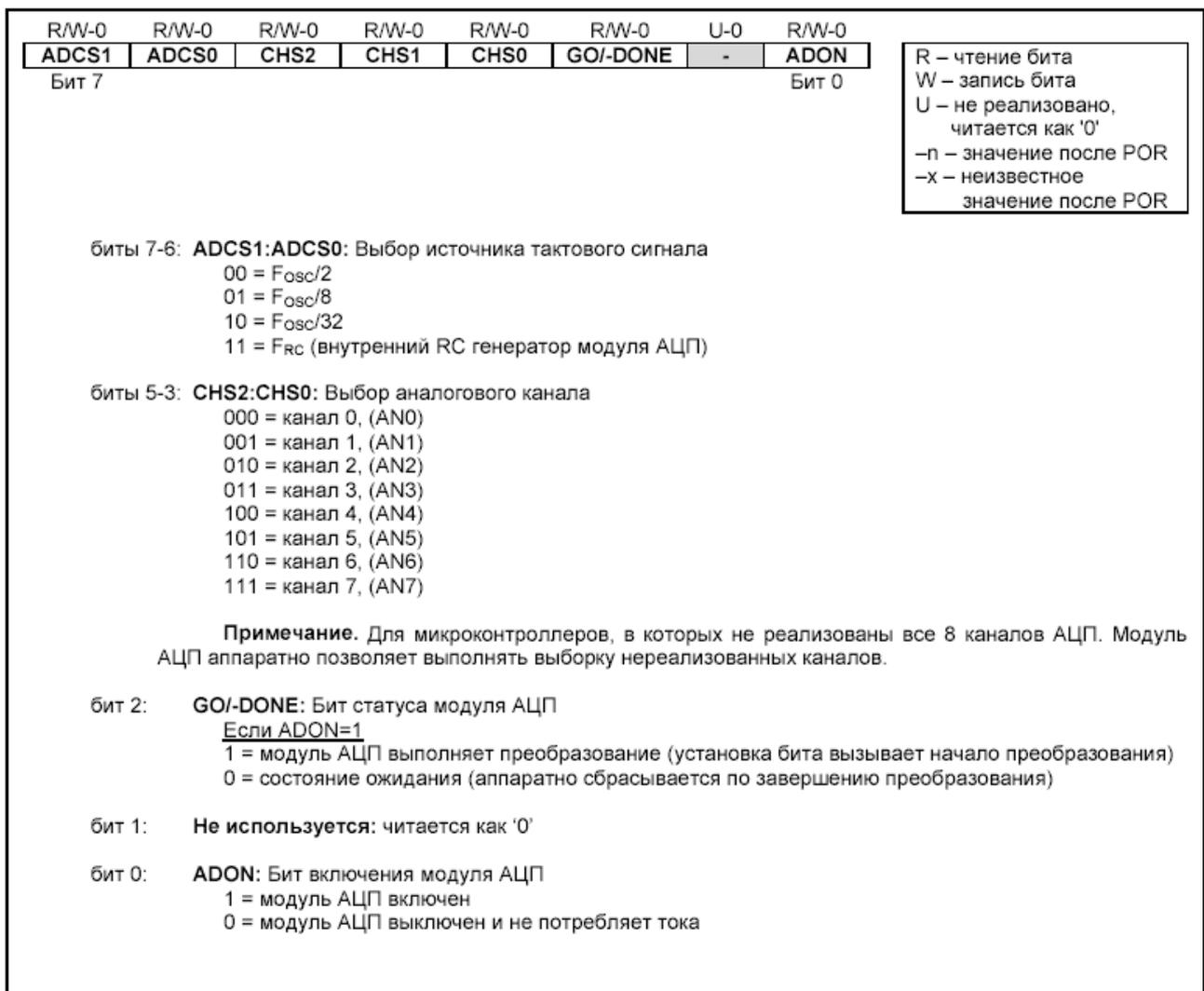


Рисунок 2 – Структура регистра ADCON0

R/W-0	U-0	U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0				
ADFM	-	-	-	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0				
Бит 7							Бит 0				

R – чтение бита
W – запись бита
U – не реализовано, читается как 0
-n – значение после POR
-x – неизвестное значение после POR

бит 7: **ADFM**: Формат сохранения 10-разрядного результата (см. рисунок 23-6)
1 = правое выравнивание, 6 старших бит ADRESH читаются как '0'
0 = левое выравнивание, 6 младших бит ADRESL читаются как '0'

биты 6-4: Не используются: читаются как '0'

биты 3-0: **PCFG3:PCFG0**: Управляющие биты настройки каналов АЦП

PCFG3: PCFG0	AN7	AN6	AN5	AN4	AN3	AN2	AN1	AN0	VREF+	VREF-	Кан./ VREF ⁽¹⁾
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	AVDD	AVSS	8/0
0001	A	A	A	A	VREF+	A	A	A	AN3	AVSS	7/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	AVDD	AVSS	5/0
0011	D	D	D	A	VREF+	A	A	A	AN3	AVSS	4/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	AVDD	AVSS	3/0
0101	D	D	D	D	VREF+	D	A	A	AN3	AVSS	2/1
011x	D	D	D	D	D	D	D	D	AVDD	AVSS	0/0
1000	A	A	A	A	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	6/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	AVDD	AVSS	6/0
1010	D	D	A	A	VREF+	A	A	A	AN3	AVSS	5/1
1011	D	D	A	A	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	4/2
1100	D	D	D	A	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	3/2
1101	D	D	D	D	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	2/2
1110	D	D	D	D	D	D	D	A	AVDD	AVSS	1/0
1111	D	D	D	D	VREF+	VREF-	D	A	AN3	AN2	1/2

A = аналоговый вход D = цифровой канал ввода/вывода

Примечание 1. В этом столбце указывается число аналоговых каналов, доступных для выполнения преобразования, и число входов источника опорного напряжения.

Рисунок 3 – Структура регистра ADCON1

Рекомендованная последовательность действий для работы с АЦП:

1. Настроить модуль АЦП:
 - Настроить выходы как аналоговые входы, входы VREF или цифровые каналы ввода/вывода (ADCON1);
 - Выбрать входной канал АЦП (ADCON0);
 - Выбрать источник тактовых импульсов для АЦП (ADCON0);
 - Включить модуль АЦП (ADCON0).
2. Настроить прерывание от модуля АЦП (если необходимо):
 - Сбросить бит ADIF в '0';
 - Установить бит ADIE в '1';
 - Установить бит PEIE в '1';
 - Установить бит GIE в '1'.
3. Выдержать паузу, необходимую для зарядки конденсатора C_{HOLD}.
4. Начать аналого-цифровое преобразование:

- Установить GO/-DONE бит в '1' (ADCON0).
- 5. Ожидать, окончания преобразования:
 - Ждать, пока бит GO/-DONE не будет сброшен в '0'; ИЛИ
 - Ожидать прерывание по окончанию преобразования.
- 6. Считать результат преобразования из регистров ADRESH:ADRESL, сбросить бит ADIF в '0', если это необходимо.
- 7. Для следующего преобразования необходимо выполнить шаги, начиная с пункта 1 или 2. Время преобразования одного бита определяется как время T_{AD} . Минимальное время ожидания перед следующим преобразованием должно составлять $2T_{AD}$.

Время получения одного бита результата равно T_{AD} . Для 10-разрядного результата требуется как минимум $11.5 T_{AD}$. Параметры тактового сигнала для АЦП определяются программно, T_{AD} может принимать следующие значения:

- $2T_{OSC}$;
- $8T_{OSC}$;
- $32T_{OSC}$;
- Внутренний RC генератор модуля АЦП (2-6 мкс).

Для получения корректного результата преобразования необходимо выбрать источник тактового сигнала АЦП, обеспечивающий время T_{AD} не менее 1.6 мкс. Таблицы выбора источника тактового сигнала приведены в документации. Отметим, что для частоты 20 МГц необходимо выбирать источником T_{AD} или RC-генератор, или $32T_{OSC}=1.6$ мкс (значения конфигурационных битов $ADCS1:ADCS0 = 10$). Когда тактовая частота микроконтроллера больше 1МГц, рекомендуется использовать RC генератор АЦП только для работы в SLEEP режиме.

В следующем примере показана последовательность действий для работы с АЦП. Выводы настроены как аналоговые входы. Источник опорного напряжения – AV_{DD} , AV_{SS} . Разрешены прерывания от модуля АЦП. Источником импульсов преобразования является RC генератор АЦП. Аналоговое цифровое преобразование выполняется с вывода AN0:

```
BSF STATUS, RP0 ; Выбрать банк 1
CLRF ADCON1 ; Настроить входы АЦП
BSF PIE1, ADIE ; Разрешить прерывания от АЦП
BSF STATUS, RP0 ; Выбрать банк 0
MOVLW 0xC1 ; Тактовые импульсы от RC генератора АЦП,
```

```

MOVWF ADCON0 ; включить АЦП, выбрать канал 0
BCF PIR1, ADIF ; Сбросить флаг прерываний от
АЦП
BSF INTCON, PEIE ; Разрешить периферийные преры-
вания
BSF INTCON, GIE ; Разрешить прерывания в системе
;
; Выдержать паузу, необходимую для заряда внут-
ренного конденсатора CHOLD.
; Затем начинать преобразование АЦП.
;
BSF ADCON0, GO ; Старт преобразования
: ; Ожидать установку флага ADIF или сброс
: ; бита GO/-DONE по завершению преобразования

```

10-разрядный результат преобразования сохраняется в спаренном 16-разрядном регистре ADRESH:ADRESL. Запись результата преобразования может выполняться с правым или левым выравниванием, в зависимости от значения бита ADFM (см. рисунок 4). Не задействованные биты регистра ADRESH:ADRESL читаются как '0'. Если модуль АЦП выключен, то 8-разрядные регистры ADRESH и ADREL могут использоваться как регистры общего назначения.

Модуль АЦП может работать в SLEEP режиме микроконтроллера при условии, что источником импульсов преобразования АЦП будет внутренний RC генератор (ADCS1:ADCS0=11). При выборе RC генератора импульсов модуль АЦП сделает задержку в один машинный цикл перед началом преобразования. Это позволяет программе пользователя выполнить команду SLEEP, тем самым уменьшить "цифровой шум" во время преобразования. После завершения преобразования аппаратно сбрасывается бит GO/-DONE в '0', результат преобразования сохраняется в регистрах ADRESH:ADRESL. Если разрешено прерывание от АЦП, то микроконтроллер выйдет из режима SLEEP. Если же прерывание было запрещено, то после преобразования модуль АЦП будет выключен, хотя бит ADON останется установленным.

Если был выбран другой источник тактовых импульсов АЦП (не внутренний RC генератор), то выполнение программой инструкции SLEEP прервет процесс преобразования и выключит модуль АЦП, оставив установленным бит ADON. Выключение модуля АЦП уменьшит ток

потребления микроконтроллера. Инструкция SLEEP должна быть выполнена сразу после команды, устанавливающей бит GO/-DONE в '1'.

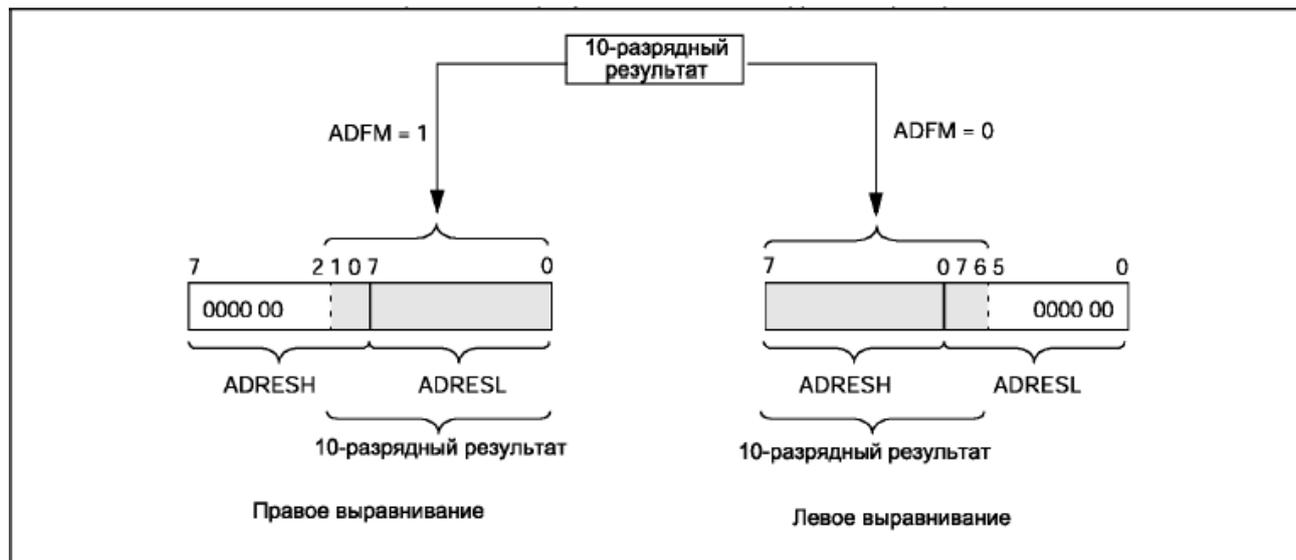


Рисунок 4 - Выравнивание результата аналого-цифрового преобразования

Абсолютная точность АЦП определяется суммарной ошибкой, исходя из ошибки дискретизации, интегральной ошибки, ошибки шкалы, ошибки смещения и монотонности. Суммарная ошибка определяется как максимальный разброс между текущим и идеальным результатом для любого значения. Абсолютная ошибка АЦП меньше ± 1 значащего бита при $VDD=VREF$, но она возрастает при отклонении $VREF$ от VDD .

В некотором диапазоне напряжений на аналоговом входе цифровой результат будет один и тот же. Это возникает из-за дискретизации, которая неизбежна при преобразовании аналоговой величины в цифровую форму. Ошибка дискретизации составляет ± 1 значащего бита, и единственный способ уменьшить ее - увеличить разрядность АЦП.

Ошибку смещения составляет разность между результатом первого преобразования и идеальным значением. Эта ошибка сдвигает всю передаточную функцию, и может быть учтена при помощи калибровки. Ошибка вносится в результате наложения токов утечки и выходного сопротивления источника сигнала. Ошибка усиления измеряется как максимальное отклонение результата, скорректированного с учетом ошибки смещения. Эта ошибка проявляется в виде изменения наклона передаточной функции. Ошибка усиления может быть откалибрована и учтена. Ошибка линейности определяется как разница в приращении входного напряжения для получения одинакового приращения выходного кода и не

поддается калибровке. Интегральная ошибка вычисляется как отклонение результата, скорректированного с учетом ошибки усиления. Дифференциальная ошибка вычисляется как отклонение максимальной длины кода результата от идеальной длины кода без учета других ошибок.

№ пар.	Обоз.	Описание	Мин.	Тип**	Макс.	Ед.	Примечание	
A01	N _R	Разрядность	-	-	10	бит	$V_{REF} = V_{DD} = 5.12B$, $V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$	
A03	E _{IL}	Интегральная погрешность	-	-	$< \pm 1$	LSb	$V_{REF} = V_{DD} = 5.12B$, $V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$	
A04	E _{DL}	Дифференциальная погрешность	-	-	$< \pm 1$	LSb	$V_{REF} = V_{DD} = 5.12B$, $V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$	
A06	E _{OFF}	Ошибка смещения	-	-	$< \pm 2$	LSb	$V_{REF} = V_{DD} = 5.12B$, $V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$	
A07	E _{GN}	Ошибка усиления	-	-	$< \pm 1$	LSb	$V_{REF} = V_{DD} = 5.12B$, $V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$	
A10	-	Монотонность ⁽³⁾	Гарантируется			-	$V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$	
A20	V _{REF}	Опорное напряжение (V _{REF+} -V _{REF-})	2.0	-	V _{DD} + 0.3	В	Минимальное значение для 10-разрядного АЦП	
A21	V _{REF+}	Положительное опорное напр.	AV _{DD} - 2.5	-	AV _{DD} + 0.3	В		
A22	V _{REF-}	Отрицательное опорное напр.	AV _{SS} - 0.3	-	V _{REF+} - 2.0	В		
A25	V _{AIN}	Аналоговый вход	V _{SS} - 0.3	-	V _{REF} + 0.3	В		
A30	Z _{AIN}	Сопrotивление источника сигн.	-	-	10.0	кОм		
A40	I _{AD}	Потребляемый ток АЦП	F	-	220	-	мкА	Среднее потребление при включенном АЦП ⁽¹⁾
			LF	-	90	-	мкА	
A50	I _{REF}	Потребляемый ток от источника опорного напряжения ⁽²⁾	10	-	1000	-	мкА	Во время выборки V _{AIN} . Основано на дифференц. значении заряда C _{HOLD} до V _{AIN} . Во время преобразования.
			-	-	10	-	мкА	

** - В столбце "Тип." приведены параметры при V_{DD}=5.0В, 25°C, если не указано иное. Эти параметры являются ориентировочными, используются при разработке устройств и не измеряются.

Примечания:

1. Выключенный модуль АЦП не потребляет тока, кроме токов утечки.
2. Ток со входа RA3 или V_{DD} в зависимости от выбранного источника опорного напряжения.
3. Результат АЦП никогда не уменьшается с увеличением напряжения на входе и не имеет кодов отсутствия напряжения.

2. Цель работы: уметь использовать модуль АЦП в микроконтроллерах Microchip.

3. Порядок выполнения работы

3.1 Решить практическую задачу согласно своему варианту с использованием модуля АЦП.

3.2 Проверить работоспособность разработанной программы в системе Proteus.

4. Содержание отчета:

Титульный лист с названием и номером работы, а также с фамилией исполнителя

Цель работы

Задание на лабораторную работу

Схема спроектированной системы

Листинг программы.

Выводы.