

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОНІКА. РАДІОТЕХНІКА»

УДК 621.376

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф.-м.н., доцент
КУЛИК М.В., аспірант

Днепродзержинский государственный технический университет

О ДЕТЕКТИРОВАНИИ РАДИОСИГНАЛОВ С МОДИФИЦИРОВАННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Введение. В [1] предпринята попытка пересмотра традиционной концепции формирования радиоканалов цифровых систем связи. Дело в том, что на уровне модема в данном случае всегда имеет место манипуляция амплитуды, фазы или частоты несущей, причём сохранение формы сигнала необязательно – играет роль только вероятность ошибки идентификации кодовой посылки как “1” или как “0”. Такие сигналы имеют широкий Фурье-спектр, т.е. воздействуют на частотно-селективное устройство (ЧСУ) приёмника ударным образом. Тогда, например, для простейшего сигнала амплитудной манипуляции (АМ) время релаксации ЧСУ (колебательный контур, резонатор и пр.), выраженное в периодах несущей составляет, как известно,

$$\frac{\tau_p}{T_i} = \frac{Q}{\pi}, \quad (1)$$

где Q – добротность ЧСУ.

Минимальный интервал кодовой посылки очевидно составляет $2\tau_p$ – время установления колебаний в ЧСУ после прихода радиоимпульса и время затухания колебаний после его окончания. Если считать, что $1/2\tau_p = F_{\max}$ – максимально возможная символьная скорость передачи информации в данном случае, то с учётом (1) получается:

$$F_{\max} = f_i * \frac{\pi}{2Q} \quad (2)$$

или, полагая $\frac{f_i}{Q} \approx \Delta f$, имеем

$$F_{\max} = \frac{\pi}{2} * \Delta f \approx 1,5 * \Delta f, \quad (3)$$

где Δf – ширина полосы пропускания ЧСУ.

Т.о. спектральную ширину полосы канала в данном случае не удастся сделать меньше, чем $0,6 \dots 0,7 F_{\max}$. Например, для передачи несжатого цветного телевизионного изображения необходим поток около 200 Мбит/с, что потребует полосы канала 120...140 МГц, в то время как аналоговый ТВ-сигнал занимает полосу всего около 8 МГц.

Для фазовой манипуляции (ФМ) с π -скачком переходный процесс несколько сокращается. В этом случае поступающий радиоимпульс противофазен установившимся в ЧСУ колебаниям от предыдущего радиоимпульса и если отсчитывать время от момента скачка фазы, то колебания в ЧСУ можно представить в виде суммы свободного колебания, оставшегося от предыдущего радиоимпульса, существовавшего при $t < 0$, и нарастающего колебания, обусловленного действием нового противофазного сигнала при $t > 0$:

$$a_1(t) = A_0 * e^{-\frac{t}{\tau_\delta}} * \cos(\omega_i * t), \quad (4)$$

$$a_2(t) = A_0 * (1 - e^{-\frac{t}{\tau_\delta}}) * \cos(\omega_i * t). \quad (5)$$

Тогда результирующее колебание в ЧСУ

$$a(t) = -A_0 * (1 - 2 * e^{-\frac{t}{\tau_\delta}}) * \cos(\omega_i * t). \quad (6)$$

Как видно, полному прекращению колебаний от предыдущего радиоимпульса соответствует условие

$$1 - 2 * e^{-\frac{t_0}{\tau_\delta}} = 0, \quad (7)$$

откуда следует, что $t_0 = 0,693 * \tau_p$.

Итак, в отличие от случая АМ в качестве периода кодовой посылки можно взять не $2\tau_p$, а $(1,6...1,7)\tau_p$, что приблизительно в 1,2 раза смягчает условия (2) и (3), т.е. принципиально ситуацию не изменяет.

Постановка задачи. В [1] предложена модификация ОФМ в виде фазовой врезки с возвратом к фазе (ФВ), занимающей всего лишь один или несколько периодов несущей. Такому кратковременному возмущению несущей соответствует широкий спектр, технической шириной которого можно приближенно считать произведение скважности на частоту следования импульсов. Т.е. подобный сигнал можно считать шумоподобным (ШПС), а значит, удовлетворяющим известной теореме Шеннона о верхнем пределе скорости передачи информации при фиксированном отношении “сигнал-шум” (ОСШ_p). Однако классические приёмы частотной селекции и соответствующие ЧСУ для такого сигнала малоприемлемы из-за очень широкой полосы канала – условие существенно “хуже”, чем (3). В [1] описан один из вариантов решения проблемы совместимости высокой символьной скорости передачи информации и сравнительно узким спектром, который занимает данный цифровой канал, однако, как показал анализ, канальная селективность подобного детектора недостаточно высока. Поэтому в данной работе поставлена задача дальнейшего исследования метода ФВ и поиска структур детекторов, адаптированных под соответствующий сигнал.

Результаты работы. Теоретический анализ и научные эксперименты показали, что при подаче несущей с ФВ на ЧСУ, например, колебательный контур, настроенный на частоту несущей, ФВ практически полностью подавляется, т.е. на ЧСУ выделяется почти невозмущенная несущая. Действительно, при величинах добротности, характерных для радиоканалов, т.е. $10^2...10^3$, релаксация ЧСУ занимает в соответствии с (1) $30...300$ периодов несущей. Так что за один-два периода ФВ текущее состояние колебаний в ЧСУ можно считать неизменным. Т.е. совместить селективные свойства ЧСУ с одновременным использованием его для выделения ФВ невозможно – ЧСУ можно использовать для выделения сигнала сообщения, т.е. ФВ, с помощью нелинейной операции – перемножения. Действительно, перемножение несущей самой на себя даст величину, пропорциональную $\cos^2 \omega_n t$, а на сигнал ФВ – $\cos^2 \omega_n t$. При этом ФВ выделяется именно как максимально возможное фазовое искажение несущей (π -скачок) и при этом максимально локализованное во времени ($\tau_{ФВ} = (1...2) * T_H$).

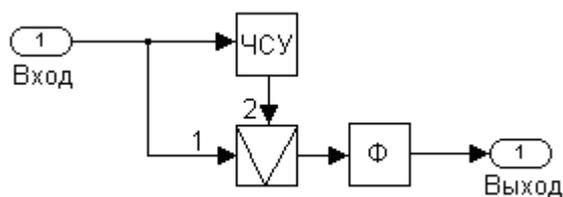


Рисунок 1 – Структура детектора ФВ

Из рис.1, на котором показана общая структура детектора ФВ, видно, что на вход 1 перемножителя подаются сигналы всех каналов данной системы связи, однако, вторым сомножителем является сигнал на входе 2, т.е. за пределами полосы пропускания ЧСУ получаем умножение на нуль, чем достигается частотная (канальная) селективность детектора в целом. В такой структуре на частоту следования кодовых посылок (ФВ) не накладывается ограничений вида (1), т.к. перемножитель – безинерционное устройство, а релаксация ЧСУ играет в данном случае положительную роль – служит для выделения опорного сигнала несущей, лишённого ФВ, и определяет селективные свойства детектора.

Для окончательного выделения сигнала ФВ необходимо, во-первых, использовать обычный АМ-детектор, т.к. косинусквадратичная функция опорного радиоимпульса положительна, а для сигнала ФВ – отрицательна. В результате, сигнал ФВ будет состоять из 2 или 4 косинусквадратичных полупериодов (в зависимости от величины τ_p), огибающая которых имеет почти П-образный вид.

Из теории оптимальной фильтрации хорошо известно [2], что оптимальными по ОСШ фильтром в этом случае является фильтр, показанный на рис.2.

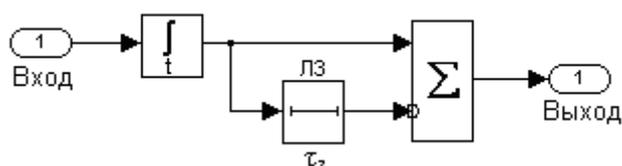
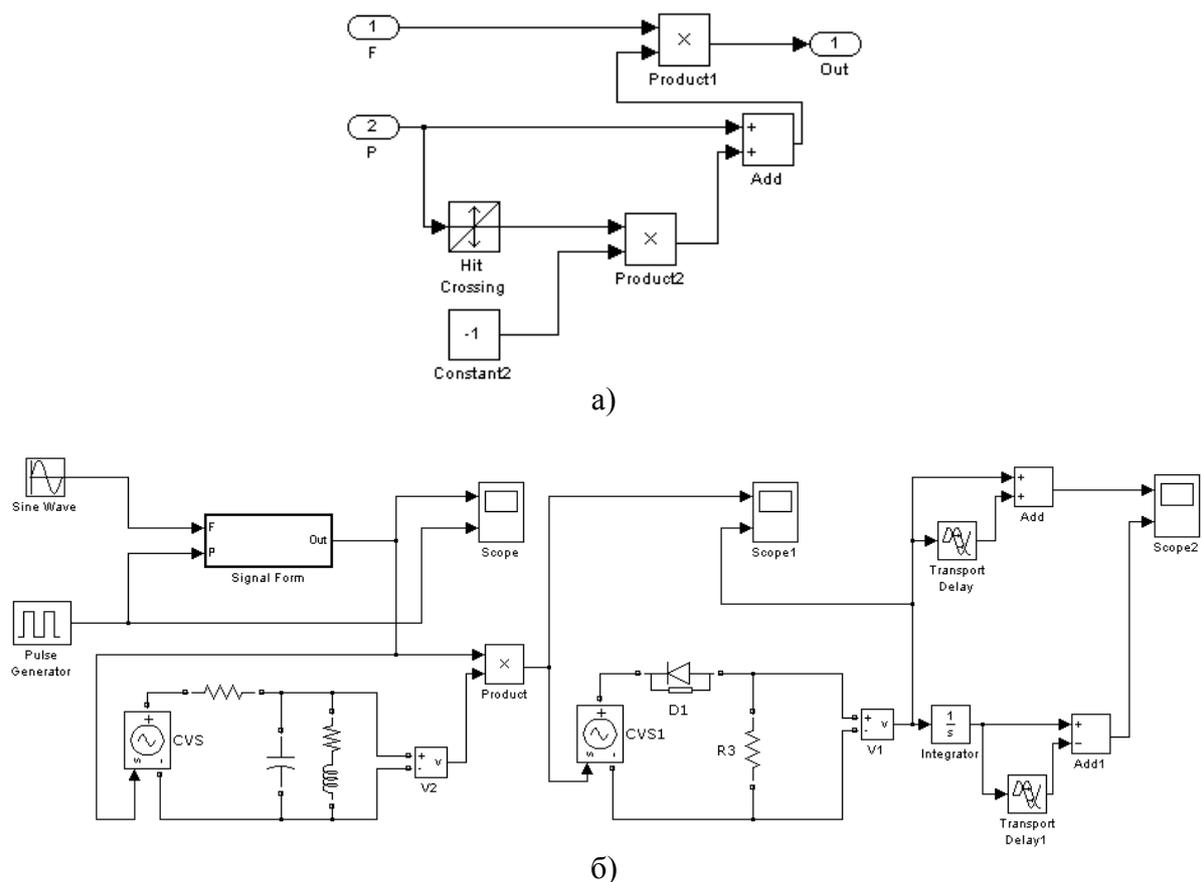


Рисунок 2 – Структура оптимального фильтра

Для выделения сигнала ФВ время задержки τ_3 должно быть равно $\tau_{фв}$, т.е. составлять два или четыре полупериода несущей. Похожий результат можно получить также, используя простейший КИХ-фильтр I порядка с равновесовыми входами и линией задержки на $\tau_{фв}$.

Для проверки справедливости приведенных положений, работоспособности и эффективности предложенного детектора ФВ он был смоделирован в пакете Simulink среды MatLab.

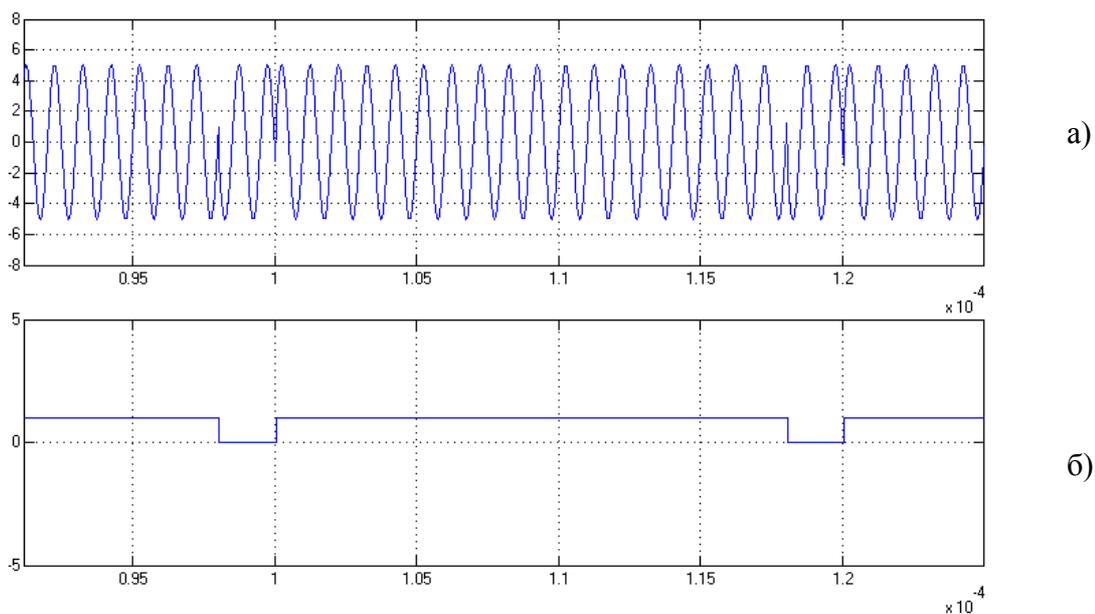
На рис.3 показана структура, моделирующая получение радиосигнала с ФВ и его детектирование. В данной структуре предусмотрено два варианта фильтрации выделенного сигнала: оптимальный по ОСШ фильтр и простейший КИХ-фильтр. В качестве ЧСУ в данной модели использован параллельный резонансный контур с добротностью 100 и резонансной частотой 1 МГц. Формирователь радиосигнала на рис.3, б показан в виде блока Signal Form.



а) формирователь радиосигнала; б) общая модель формирователя и детектора

Рисунок 3 – Модель формирователя радиосигнала с ФВ и детектора

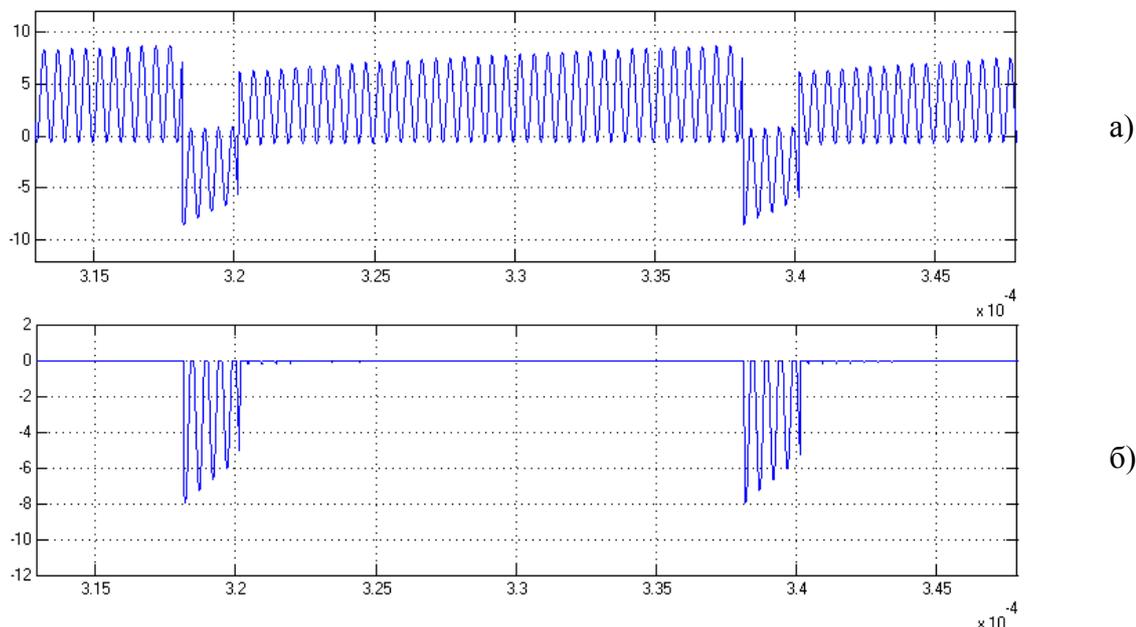
На рис.4 показан радиосигнал с ФВ, реализующий скачок фазы на π , длительность которой равняется двум периодам несущей. Этот радиосигнал формируется блоком Signal Form и поступает на вход детектора.



а) радиосигнал с ФВ реализующей π -скачок фазы; б) сигнал кодовой посылки

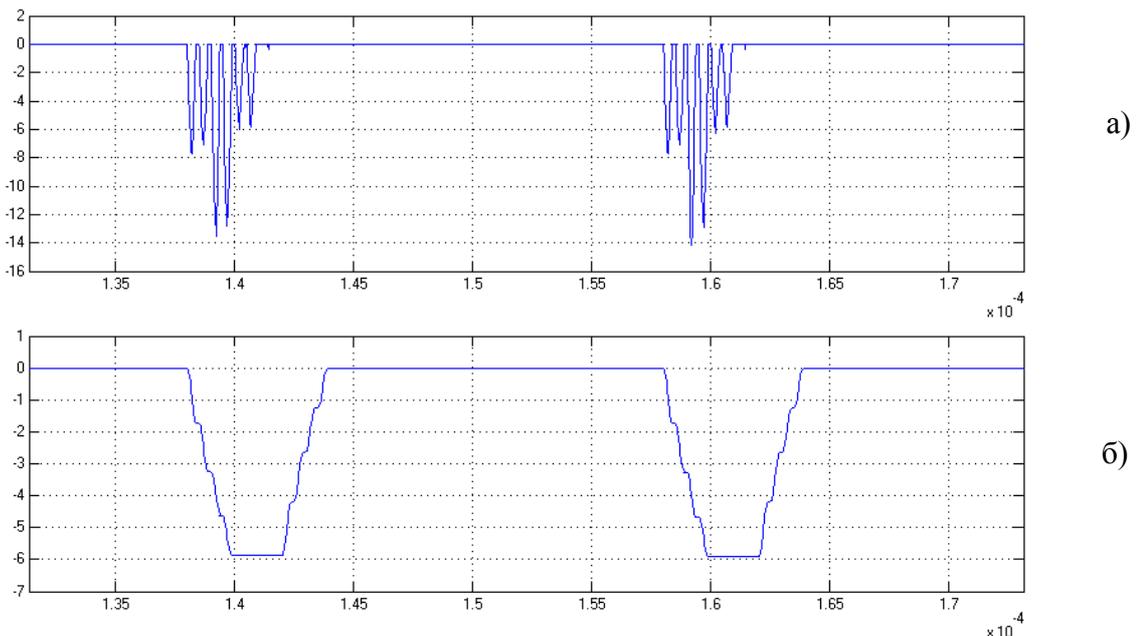
Рисунок 4 – Осциллограмма сигнала с фазовой врезкой

На рис. 5 показан сигнал на выходе перемножителя, который представляет собой косинускватричную функцию, причём опорная часть радиоимпульса и область фазовой врезки имеют противоположную полярность, что позволило устранить неинформативную часть радиоимпульса в данной модели с помощью полупроводникового диода (рис.5, б).



а) сигнал на выходе перемножителя; б) сигнал подаваемый на фильтры
Рисунок 5 – Этап предварительного детектирования сигнала

На рис.6 показаны сигналы кодовых посылок после фильтрации. Как видно, использование КИХ-фильтра позволяет увеличить размах полезного сигнала, что в свою очередь даёт возможность устанавливать довольно высокий порог ограничения по шумам и помехам. Оптимальная фильтрация (рис.6, б), как и следовало ожидать, даёт выходной сигнал, близкий к треугольному (трапеция) меньшего размаха, который подавляет шумы и помехи за счёт собственной структуры.



а) сигнал на выходе КИХ-фильтра; б) сигнал на выходе оптимального фильтра
Рисунок 6 – Сигналы кодовых посылок после фильтрации

Выводы. На основании предложенной в [1] концепции высокоскоростной и в то же время высокоселективной цифровой системы связи создана соответствующая модель. Результаты моделирования полностью совпали с теоретическими прогнозами и подтвердили высокую эффективность использования модуляции в виде ФВ для цифровых систем передачи информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рязанцев О.В. О некоторых особенностях радиоприёма цифровых сигналов / О.В.Рязанцев, А.А.Андреев, А.Ю.Михацкий // Сб. научн. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепропетровск: ДГТУ. – 2009. – Выпуск 1(11). – С.163-165.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / Гоноровский И.С. – М.: Советское радио, 1986. – Т.2. – 512с.

УДК 621.314

ГОМІЛКО І.В.*, к.фіз.-мат.н., доцент
ТОНКОШКУР О.С., д.ф.-м.н., професор
БОНДАР І.С., магістр

Дніпропетровський державний технічний університет
*Дніпропетровський національний університет

МІКРОКОНТРОЛЕРНА СИСТЕМА ОХОРОНОЇ СИГНАЛІЗАЦІЇ З ОПОВІЩЕННЯМ ПО КАНАЛУ GSM ЗВ'ЯЗКУ

Вступ. У цей час ринок послуг і устаткування охоронно-пожежної сигналізації стрімко зростає. Одним із напрямків є використання систем з застосуванням GSM-зв'язку.

Донедавна GSM-модуль як приймально-передавальний прилад використовувався тільки в дорогих системах дистанційного керування й контролю промислових об'єктів. Створення систем охорони такого рівня було під силу тільки спеціалізованим підприємствам. У останній час ситуація змінилась. Зараз можна придбати GSM-модуль за ціною, значно нижчою, ніж 3-4 роки тому, що дозволяє розробити досить прості та надійні системи охоронної сигналізації, які відповідають конкретним завданням. Один з таких варіантів був предметом даної роботи. Конкретно у даній роботі наводяться результати проектування та моделювання функціонування недорогої системи сигналізації із застосуванням мікроконтролера в якості засобу керування та модуля SIM300 передачі по GSM-каналі [1].

Постановка задачі. Ідея розробки та впровадження в промисловість різноманітних систем охорони та сигналізації є не новою. Проте, враховуючи бурхливий розвиток сучасної радіоелектронної та комп'ютерної апаратури з новітньою елементною базою, з відповідним програмним забезпеченням (ПЗ), перед інженерами-розробниками та науковими дослідниками постають нові задачі, вирішення яких розширює функціональні можливості відповідних пристроїв. Дана робота є спробою покращення відразу декількох важливих характеристик в системах охоронної сигналізації: зменшення енергоспоживання; зниження собівартості пристроїв; мінімізація масо-габаритних характеристик; можливість використання охоронної сигналізації як спільно з іншими охоронними системами, так і в автономному режимі.

Результати роботи. В даній роботі розглянуто принцип роботи охоронної системи, яка стежить за чотирма датчиками та в разі їх спрацювання передає дані по GSM-

каналу абоненту, телефон якого був записаний до енергонезалежної пам'яті. У якості GSM-модуля був обраний модуль SIM300D фірми SimCom. Модуль SIM300D представляє собою трьохдіапазонний GSM-модуль, який призначений для передачі голосу, даних, SMS-повідомлень, факсимільних повідомлень і має мініатюрні розміри.

У якості пристрою, що керує SIM300D, був обраний мікроконтролер фірми Atmel ATMEGA16. Цей мікроконтролер містить енергонезалежні запам'ятовуючі пристрої для збереження програми і даних та відрізняється низьким енергоспоживанням при високій тактовій частоті [2].

Принципову електричну схему розробленого пристрою наведено на рис. 1.

Основою пристрою є трьохдіапазонний (900/1800/1900 МГц) GSM/GPRS модуль SIM300D, який підключений до роз'єму J3 та 8-розрядний мікроконтролер U1 ATMEGA16. Мікроконтролер U1 пов'язаний із GSM-модулем J3 за допомогою послідовного інтерфейсу зв'язку UART (виводи 14, 15 U1 та 3, 4 J1). У зв'язку з тим, що напруги живлення цифрової логіки мікроконтролера та GSM-модуля приблизно однакові (перебувають на рівні 3 В), то для узгодження логічних рівнів послідовного інтерфейсу використовуються резистори R11, R12. До обв'язок GSM-модуля входить також схема зчитування з SIM-карт. Вона включає в себе роз'єм J4, до якого приєднана панелька зчитувача SIM-карт та схема узгодження рівнів із застосуванням резисторів R7, R8, R9 і R10, коло захисту модуля від пробією статичною напругою на основі стабілітронів D2-D5. До роз'єму J5 приєднана GSM-антена, сигнал з якої поступає на вхід GSM-модуля (вивід 33).

Для встановлення тактової частоти мікроконтролера U1 використовується кварцовий резонатор ZQ1 та конденсатори C1, C2. Коло R1, C3 – схема запуску мікроконтролера.

Модуль живлення складається з двох частин. Перша базується на основі мікросхеми імпульсного стабілізатора U4 (LM2576) та використовується для живлення GSM-модуля. Друга складається з мікросхеми лінійного стабілізатора U5 (78L33) та використовується для живлення мікроконтролера U1. Мікросхема LM2576 є потужним імпульсним стабілізатором напруги зі струмом навантаження до 3 А. Використання цієї мікросхеми пов'язано з тим, що GSM-модуль під час своєї роботи може споживати струм до 2 А. Індуктивність L1 та діод Шоттки D1 є стандартною обв'язкою мікросхеми імпульсного стабілізатора. Резистори R5, R6 задають вихідну напругу на рівні 4-4,3 В. Конденсатор C8 має велику ємність та призначений для захисту ланцюга живлення GSM-модуля від «просадки» напруги живлення. Конденсатори C9, C10 – блокуючі. Стабілізована напруга надається безпосередньо до виводів GSM-модуля Vbat (виводи 36, 37) та GND (виводи 32, 34). Велика кількість паралельних виводів для подачі живлення мікросхеми GSM-модуля пов'язана з достатньо високим струмом його споживання. Лінійний стабілізатор на основі мікросхеми U5 (78L33) включений за типовою схемою. Конденсатори C12, C13, C14, C15 – блокуючі, C11, C16 – електролітичні конденсатори невеликої ємності. Конденсатор C4 – захищає мікроконтролер від пульсацій вхідної напруги.

Керування пристроєм здійснюється за допомогою клавіатури PB1-PB12, яка побудована за схемою, наведеною на рис.1. Резистори R2-R4 – струмообмежуючі та необхідні для надійної роботи клавіатури. Вся інформація для оператора видається на рідко-кристалічний індикатор U2, приєднаний до мікроконтролера за чотирипровідною схемою. Змінний резистор VR1 призначений для керування контрастністю індикатора.

Програму для мікроконтролера ATMEGA16 написано мовою C з використанням середовища CodeVision.

Алгоритм роботи програми реалізує наступні функції:

1. Режим очікування: видається інформація на рідкокристалічний індикатор про номер телефону абонента.

2. Режим налагодження: оператор має можливість обрати датчики, які будуть вести спостереження, та ввести номер телефону для інформування абонента про стан охоронної системи.

3. Режим охорони: ведеться спостереження за станом датчиків. В разі їх спрацювання система інформує абонента за допомогою дзвінка та відсилаючи SMS - повідомлення з номером датчика.

Функціонування системи у всіх режимах моделювалось за допомогою програмних засобів Proteus (рис.2). Зовнішній вигляд системи в різних режимах роботи наведено на рис.3.

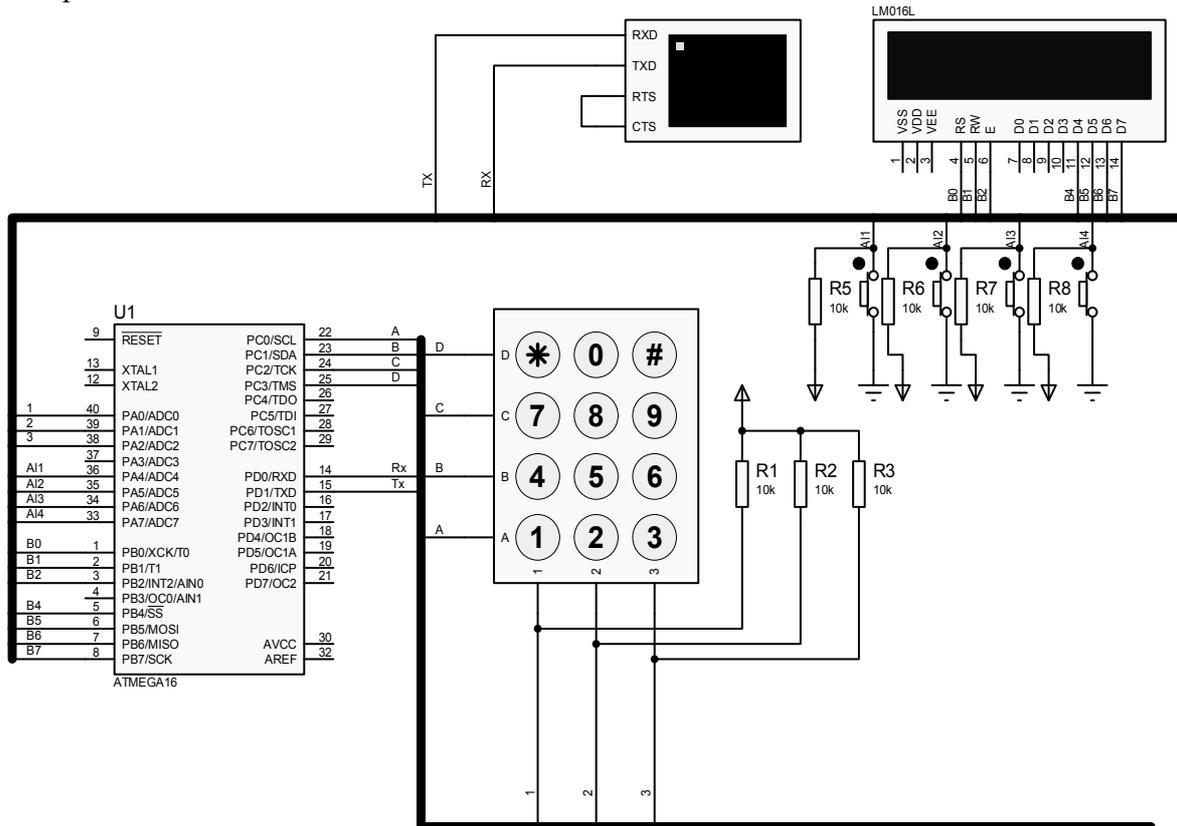


Рисунок 2 – Модель системи охоронної сигналізації

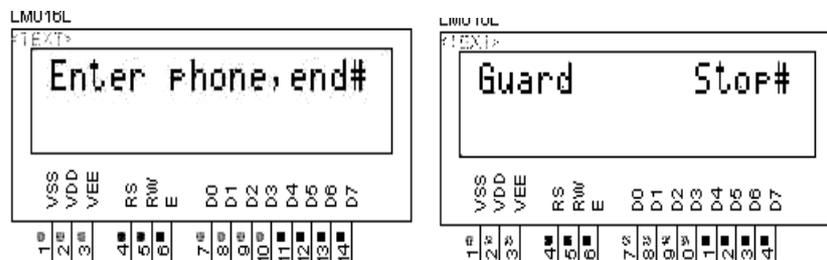


Рисунок 3 – Зовнішній вигляд системи в різних режимах роботи

Після початку роботи програми на РКІ з'явиться інформація, яка відповідно вказує на те, що потрібно ввести контактний номер телефону. Для цього потрібно набрати номер на клавіатурі, утримуючи натискання кожної цифри 1 секунду. Після завершення набору для збереження номера потрібно натиснути #.

Далі на РКІ з'явиться підтвердження про те, що номер зафіксовано і охорона активна.

Для зміни номеру телефону потрібно натиснути #, після чого на РКІ з'явиться інформація з номером телефону, збереженим раніше, і, натискаючи *, повертаємося до вводу нового номера телефону. Далі для його збереження також натиснути #.

Для переходу в режим охорони необхідно натиснути *. Система після цього почне контролювати датчики та в разі їх спрацювання повідомляти обраного абонента за допомогою SMS та дзвінка.

Висновки. Спроековано простий варіант незначної вартості системи сигналізації із застосуванням мікроконтролера в якості засобу керування та модуля SIM300 передачі по GSM-каналі. Створена та досліджена модель бездротової GSM-сигналізації в середовищі Proteus 7.

Апробація моделі дозволила зробити висновок про дієздатність запропонованого варіанта сигналізації.

ЛІТЕРАТУРА

1. Лаврус В.С. Охранные системы / Лаврус В.С. – М.: Наука и техника, 1997 – 121 с.
2. Гребнев В.В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel / Гребнев В.В. – М.: ИП РадиоСофт, 2002 – 176 с.

УДК 621.771.2-52

АЛЕКСЕЕВ И.А., к.т.н., доцент
БАБЕНКО М.В., к.т.н., доцент
БЕЛОВИЦКИЙ А.Г., магистр
АЛЕКСЕЕВА Ю.А.*, преподаватель

Днепродзержинский государственный технический университет
*Днепродзержинский энергетический техникум

РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ИНТЕРФЕЙСА СВЯЗИ ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ ПК ТИПА IBM

Введение. Приведение технологических характеристик процесса профильной накатки к уровню требований европейских и мировых стандартов возможно двумя путями: внедрения нового, преимущественно импортного оборудования или создания автоматизированных систем контроля и управления процессом формообразования на уже существующем оборудовании.

Определение параметров профиля резьбы непосредственно при формообразовании по закономерности изменения электрических и силовых характеристик очага деформации в зависимости от стадий протекания технологического процесса[1] возможно только при использовании современного электронного (компьютерного) оборудования.

Постановка задачи. Разработка и исследование принципиальной электрической схемы аппаратной части интерфейса связи интеллектуальных датчиков технологических параметров с ПК типа IBM.

Результаты работы. В современных ПК используются три способа передачи данных: программно-управляемая передача, передача в режиме прерывания программы, прямой доступ к памяти [2, 3]. Программно-управляемая передача данных производится между процессором и внешними устройствами. Отличием такого обмена является использование специальных команд, иницилирующих этот обмен, и, следовательно,

инициатором всегда является процессор. К внешним устройствам процессор адресуется либо как к ячейкам памяти, либо с помощью специальных команд. Синхронная передача характерна для периферийных устройств, для которых известны временные соотношения данных за время выполнения определенных команд процессора. Синхронная передача реализуется при минимальных затратах программных и аппаратных средств. Современные ПК располагают очень широкой номенклатурой периферийных устройств, имеющих значительный разброс по быстродействию, поэтому реализация синхронного способа обмена требует либо введения для каждого устройства своих команд ввода/вывода, либо реализации команд ввода/вывода, ориентированных на самое медленное внешнее устройство [2, 3]. Кроме того, при выполнении синхронной передачи нужно быть уверенным, что устройство готово к работе. Все это ведет к аппаратной или временной избыточности, которые перекрывают достоинства синхронного способа обмена. Поэтому в настоящее время шире распространён способ обмена, часто называемый обменом *handshake*. При этом типе передачи данных процессор перед выполнением операции ввода/вывода проверяет состояние внешнего устройства, активизирует его (если устройство готово), передает или принимает данные, получая от устройства сообщения об исполнении, и снова устанавливает устройство в пассивное состояние.

В асинхронной передаче очень хорошо согласуются различия в скорости работы периферийных устройств и процессора. Недостатком такой передачи является вынужденное ожидание процессором готовности устройства к работе. В процессах управления в этом случае возникает задача сохранения уровня сигналов управления на время ожидания передачи.

Способ обмена в режиме прерывания программы заключается в том, что внешнее устройство для инициализации обмена вырабатывает специальный сигнал, называемый запросом на прерывание. Получив такой запрос, процессор заканчивает выполнение текущей команды, занимает своё состояние и переходит к подпрограмме обслуживания прерывания.

При передаче данных в режиме прерывания программы для обмена требуется прекратить выполнение основной программы процессора, запомнить текущее состояние и перейти к подпрограмме обслуживания прерывания, после выполнения которой надо восстановить состояние процессора. При интенсивном потоке внешних запросов на обслуживание, что особенно характерно для систем управления и систем сбора и обработки данных, обмен в режиме прерывания приводит к значительным задержкам в выполнении основной программы. Поэтому для внешних устройств, для которых характерным является интенсивный обмен данными с системой памяти компьютера, наиболее эффективен обмен в режиме прямого доступа к памяти. Для такой передачи требуется более сложный интерфейс.

В случае передачи данных в режиме прямого доступа к памяти (ПДП) внешнее устройство связано с памятью непосредственно, минуя внутренние регистры процессора. В процессорах с возможностью ПДП имеется специальный вход запроса прямого доступа (DMR), который активизируется внешним устройством для выполнения передачи данных. При поступлении запроса на ПДП процессор завершает выполнение текущей команды, блокирует свои шины данных и адреса и вырабатывает сигнал разрешения прямого доступа (DMG), который воспринимается устройством, запросившим ПДП. Процессор после этого переходит в состояние ожидания, а управление передачами информации по шине адреса и шине данных возлагается на контроллер устройства, захватившего шину. В случае передачи блока данных контроллер должен обеспечить выдачу начального адреса, переадресации и подсчет передаваемых слов. После завершения передачи внешнее устройство должно сообщить об этом процессору. В одних случаях это делается снятием сигнала, в других - при помощи прерывания.

Структурная схема интерфейса для связи контроллера с датчиками и исполнительными механизмами, установленными на технологическом оборудовании, приведена на рис.1.

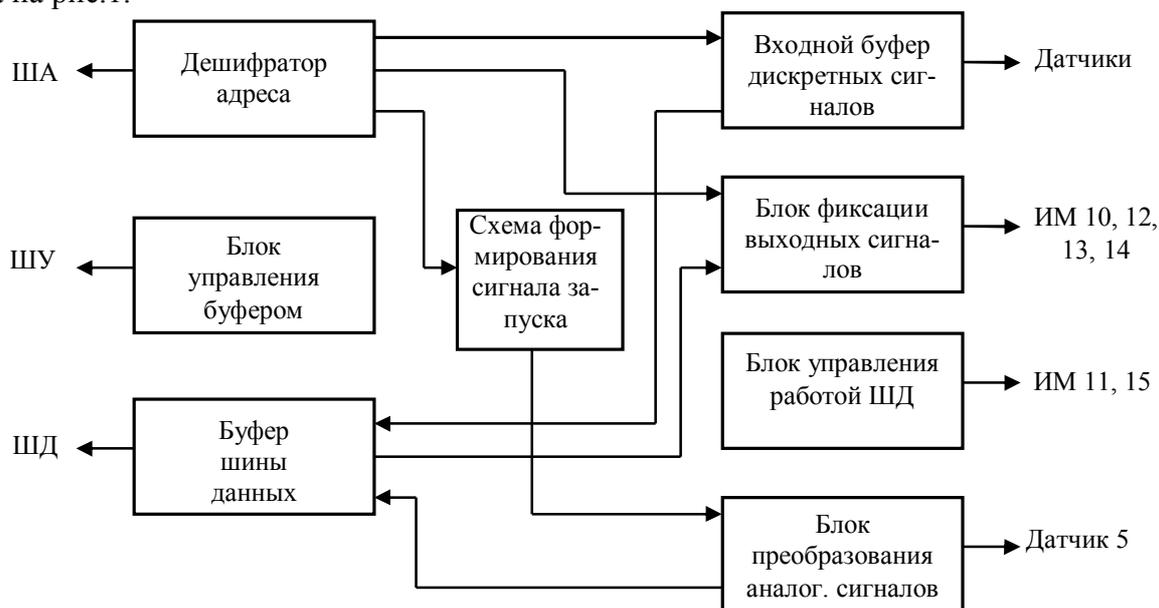


Рисунок 1 – Структурная схема интерфейса

Дешифратор адреса служит для выбора необходимого устройства (датчиков, исполнительных механизмов) с целью подключения его информационных входов (выходов) к шине данных контроллера.

Функции буфера шины данных: в соответствии с программой управления своевременное переключение направления движения информации по двунаправленной шине данных и перевод в высокоимпедансное состояние шины данных интерфейса в моменты работы процессора с другими периферийными устройствами.

Блок управления буфером служит для управления работой буфера шины данных. Его функциями являются: обработка сигналов (записи в память MemRD, чтения из памяти MemWR: запись в порт ввода/вывода IOW, чтение из порта IOR), пришедших с шины управления контроллера, и в соответствии с результатом их обработки выдача управляющих сигналов на буфер шины данных интерфейса для перевода последнего в один из трех режимов работы.

В задачи двенадцатиразрядного входного буфера входит подключение к шине данных интерфейса дискретных датчиков в соответствии с сигналом опроса шины управления контроллера. В период между опросами датчиков буфер находится в высокоимпедансном состоянии.

Блок преобразования аналогового сигнала служит для преобразования уровня аналогового сигнала в соответствующий ему цифровой код и передачи этой информации, по запросу контроллера, на шину данных.

Схема формирования "Сигнала запуска преобразования" генерирует при одновременном появлении разрешающих сигналов с блока дешифрации адреса и шины управления контроллера (сигнал IOR) в соответствии с наличием определённых сигналов на шине управления контроллера импульс длительностью не менее 2 мкс, необходимый для запуска преобразования аналогового сигнала.

Схема фиксации служит для "защёлкивания" сигналов управления исполнительных механизмов в моменты обработки контроллером другой информации.

В состав интерфейса связи входят ещё двенадцать схем гальванических развязок сигналов дискретных и аналоговых датчиков.

Поле адресов портов ввода/вывода интерфейса с 300h по 31Fh, является незадействованным. Этот участок адресного пространства выделен фирмой-изготовителем для плат прототипов (prototype card), которые разрабатываются независимыми производителями. Диапазон адресов с 310h по 317h зарезервирован за адресным пространством модуля интерфейса связи.

Буфер шины данных собран на основе двух двунаправленных шинных формирователей DD6, DD7 (рис.2) с возможностью перевода их входов в высокоимпендансное состояние. Время задержки распространения составляет 22 нс, а суммарная потребляемая мощность

$$P_{nom} = 2P_{nom.ис} = 2 \cdot 11 = 22 \text{ (мВт)}, \quad (1)$$

где $P_{nom.ис}$ – потребляемая мощность одной ИМС (11мВт).

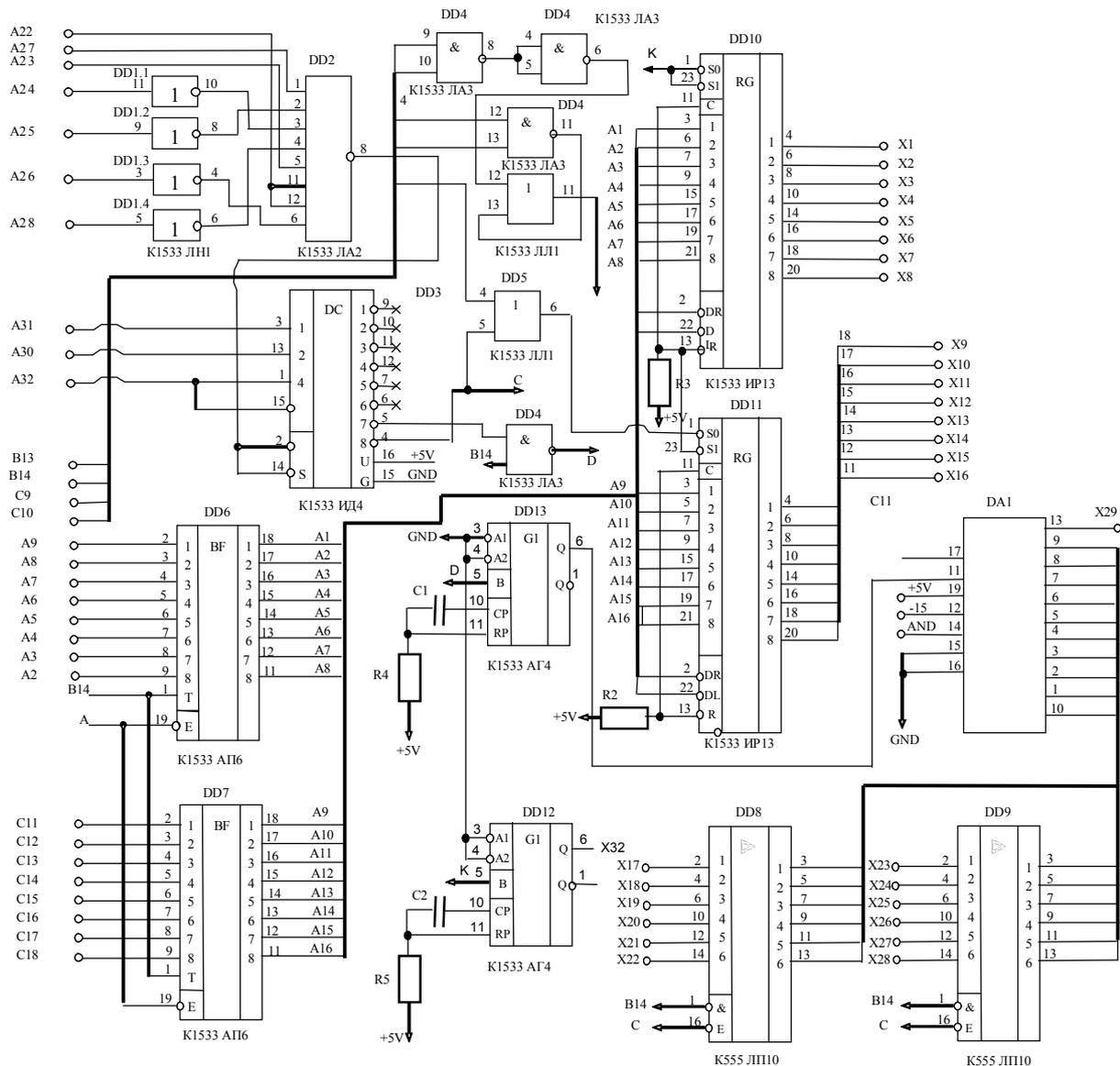


Рисунок 2 – Схема электрическая принципиальная интерфейса связи

На вход блока управления буфером с шины управления контроллера поступают сигналы IOW, IOR, MemWR, MemRD, а на выходе, при определенной их комбинации, генерируется сигнал низкого уровня, необходимый для перевода буфера в активное состояние. Сигнал должен появиться в случае, когда один из сигналов IOW или IOR –

низкого уровня, а остальные три – высокого. В противном случае синтезируется сигнал высокого уровня, который переводит шинные формирователи в третье состояние. С блока управления параллельно снимается сигнал IOR, с помощью которого происходит выбор направления передачи информации, то есть, если сигнал равен логической единице, информация передается от контроллера к периферийным устройствам, если равен логическому нулю – в обратном направлении.

В состав блока входят интегральные схемы DD4 K1533ЛА3, DD5 K1533 ЛЛ1. Время задержки распространения сигнала составляет 22,5 нс, а потребляемая мощность – 2,4 мВт.

Блок преобразования аналогового сигнала в цифровой код собран на микросхемах АЦП типа К1113 ПВ1. Каждая БИС К1113 ПВ1 выполняет функции десятиразрядного аналогово-цифрового преобразования с предоставлением результатов преобразования в параллельном двоичном коде. Она содержит все функциональные узлы АЦП последовательного приближения. Её выходные каскады позволяют считывать результат преобразования непосредственно на шину данных.

Схема формирования сигнала запуска (преобразования) (рис.2) собрана на одновибраторе DD12 K1533АГ4. По приходу фронта запускающего импульса он генерирует выходной дискретный сигнал длительностью 3 мкс. Длительность импульса задается формирующей RC-цепочкой.

Величина длительности выходного сигнала формирователя импульсов K555АГ1 находится из соотношения

$$T_{вых} = C_t \cdot R_t \cdot \ln 2 \rightarrow 0.7C_t \cdot R_t . \quad (3)$$

Конденсатор C выбирается равным 0,01 мкф, а величина резистора R находится по формуле

$$R_t = \frac{T_{вых}}{\ln 2 \cdot C_t} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{0.698 \cdot 0.01 \cdot 10^{-6}} = 428.57 \text{ (Ом)} . \quad (4)$$

Из ряда номинальных сопротивлений выбирается наиболее близкий номинал резистора величиной 430 Ом. Длительность выходного импульса на основе выбранных номиналов элементов RC – цепочки

$$T_{вых} = 0.01 \cdot 10^{-6} \cdot 430 \cdot \ln 2 = 2.98 \text{ мкс} . \quad (5)$$

Выходной импульс величиной в 2,98 мкс удовлетворяет требуемым условиям.

Сигнал, запускающий одновибратор, синтезируется в результате логического умножения сигнала выбора порта ввода/вывода с дешифратора адреса интерфейса и сигнала записи в порт IOW с последующей инверсией результата умножения.

В качестве элементов, реализующих шестнадцатиразрядный блок фиксации, взяты два восьмиразрядных регистра K155ИР13 (DD10, DD11), представленных на рис.2.

Записывается информация в регистры двумя способами. Первый: на входа S0 и S1 подано напряжение высокого уровня, на входа D0 – D7 – требуемая для хранения информация приходу на вход С фронта синхроимпульса, информация с выводов D0 – D7 перемещается на выходы регистра Q0 – Q7. Второй: на вход синхронизации С жестко подано напряжение высокого уровня, и по приходу на входа S0 и S1 фронта сигнала высокого уровня информация запишется в триггера регистра. Для более компактной во времени работы блока фиксации целесообразней применить второй режим, так как управление работой регистров будет производиться только двумя сигналами шины управления контроллера (сигнал записи информации в порт ввода/вывода IOW и раз-

решающий сигнал с дешифратора адреса). Параллельная загрузка информации производится по фронту сигнала управления, а в режим хранения регистры перейдут сразу же по спаду этого импульса [2].

Выводы. Предложен подход к схемотехнической реализации аппаратной части интерфейса связи датчиков технологических параметров с ПК типа IBM, не требующий использования специализированного микропроцессорного оборудования и сложного программного обеспечения, что позволяет использовать данную разработку на предприятиях Украины в современных экономических условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев И.А. Промышленный электронный метод косвенного определения геометрических параметров профиля накатываемой резьбы / И.А.Алексеев, А.И.Трикило, Ю.А.Алексеева // Зб. наукових праць ДДТУ (технічні науки) / Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2009. – Випуск 3(13). – С.65-70.
2. Схемотехніка електронних систем: у 3 кн. Кн. 3. Мікропроцесори та мікроконтролери: підручник / [Бойко В.І., Гуржій А.М., Жуйков В.Я. та ін.] – К.: Вища школа, 2004. – 399с.
3. Гук М.Ю. Аппаратные средства IBM PC: энциклопедия / Гук М.Ю. – СПб.: Питер, 2006. – 1072с.