

## РАЗДЕЛ «ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА. ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

УДК 621.376.33

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф.-м.н., доцент  
АНДРЕЕВ А.А. ассистент  
КОНАШОВ А.А., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

### ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ НА РЕЗОНАНСЕ НАПРЯЖЕНИЙ

*Теоретично обґрунтована та експериментально доведена можливість побудови ультралінійних частотних детекторів різницевого та перемножувального типів з використанням резонансу напруг в одиночному послідовному контурі.*

*Теоретически обоснована и экспериментально апробирована возможность построения ультралинейных частотных детекторов разностного и перемножительного типов с использованием резонанса напряжений в одиночном последовательном контуре.*

*The formation capability of ultralinear frequency difference and multiplying detectors with use of voltage resonance in single and series circuit is founded theoretically and tested experimentally.*

**Введение.** Обычно S-образная характеристика ЧМ детекторов получается при использовании частотной зависимости фазовых соотношений в параллельных контурах в области резонанса токов. В то же время эти фазовые соотношения определяются резким перераспределением реактивных сопротивлений элементов контура в области резонанса. Поэтому есть смысл вообще отказаться от фазового детектора в структуре ЧМ детектора и использовать перераспределение реактансов непосредственно. Для этой цели наиболее подходит последовательный контур, в котором это перераспределение отображается в виде соответствующих напряжений.

**Постановка задачи.** Для получения детекторной характеристики необходимо, например, продетектировать напряжение, снимаемое с индуктивности и емкости последовательного контура, и сформировать их разность. Эти соображения иллюстрирует рис.1.

Из рис.1 видно, что разность между  $X_L$  (зависимость 2) и  $X_C$  (зависимость 1) или соответствующими напряжениями на элементах последовательного контура в точке резонанса обращается в ноль, что соответствует центру детекторной характеристики, а при отклонениях влево и вправо от резонанса эта разность изменяет знак и при увеличении отклонения возрастает по модулю.

**Результаты работы.** Аналитически данную ситуацию можно представить следующим образом. Учитывая, что основным источником активных потерь в контуре является катушка индуктивности (джоулево тепло и излучение), а сигналы напряжений снимаются с этой катушки и конденсатора, разность между напряжениями на элементах контура будет пропорциональна следующей величине:

$$\Delta U \sim \frac{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2} - \frac{1}{\omega C}}{\sqrt{(\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 + R^2}}. \quad (1)$$

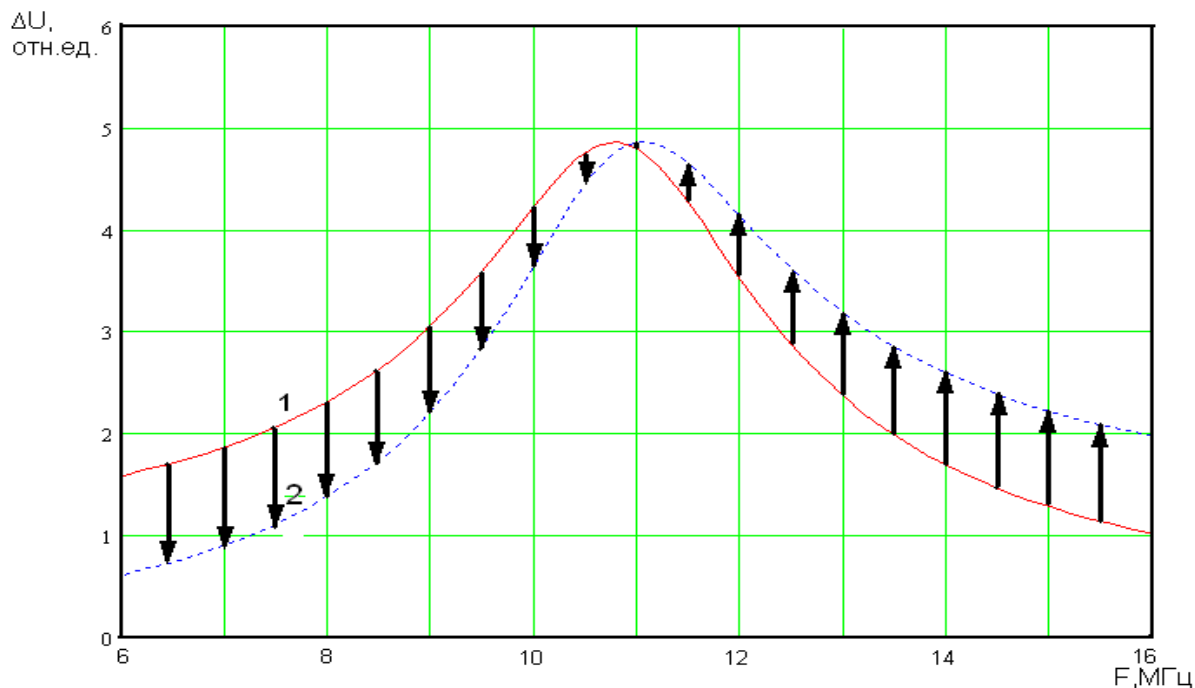


Рисунок 1 – Разность напряжений на катушке индуктивности и емкости последовательного контура (показана стрелками)

Если дополнительно учесть, что

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

то выражение (1) можно привести к следующему обобщенному виду:

$$\Delta U \sim \frac{\Omega \sqrt{\Omega^2 + \frac{1}{Q^2}} - 1}{\sqrt{(\Omega^2 - 1) + \frac{1}{Q^2} \Omega^2}}, \quad (2)$$

где  $Q$  – добротность контура,  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$  – относительная частота.

Заметим, что зависимость  $\Delta U(\Omega)$  определяет вид детекторной характеристики, т.к.  $\Omega$  является линейной функцией девиации  $\Delta \omega$ .

$$\text{Действительно } \Omega = \frac{\omega_0 \pm \Delta \omega}{\omega_0} = 1 \pm \frac{\Delta \omega}{\omega_0}, \text{ т.е. } \Omega \sim \Delta \omega.$$

Из выражения (2) также следует, что в области резонанса при реальных значениях добротности  $Q$  величиной  $\frac{1}{Q^2}$  можно пренебречь по сравнению с  $\Omega^2$ , которая в резонансной области близка к единице. Т.о. выражение (2) упрощается и приобретает вид:

$$\Delta U \sim \frac{\Omega^2 - 1}{\sqrt{(\Omega^2 - 1)^2 + \frac{1}{Q^2} \Omega^2}}. \quad (3)$$

При анализе соотношений (2) и (3) предполагалось, что

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \approx 10 \text{ МГц},$$

а границы детекторной характеристики (максимальной девиации)

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \approx \pm 200 \text{ кГц}.$$

Тогда величина  $\Omega$  находится в интервале  $0,98 \leq \Omega \leq 1,02$ .

На рис 2 представлены графики функций (2) и (3) для указанных условий при значениях добротности 20, 50, 200.

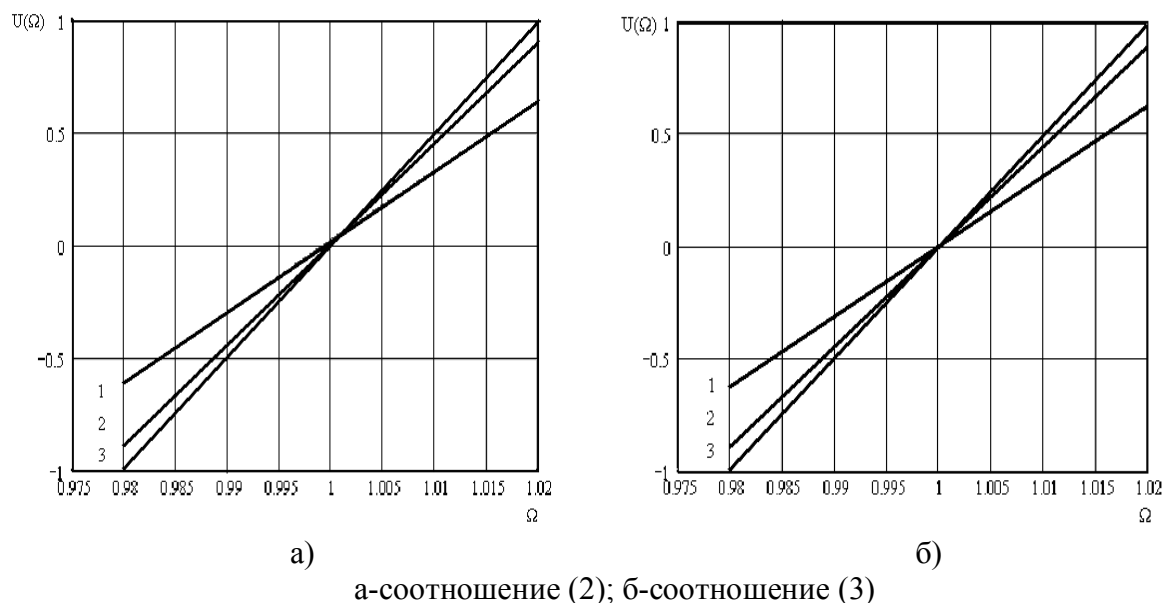


Рисунок 2 – Детекторные характеристики

Как видно, полученные характеристики (1-Q=20, 2-Q=50, 3-Q=200) абсолютно линейны, а величина добротности в указанном диапазоне несколько влияет только на крутизну детекторной характеристики. Представляет интерес характер функций (2) и (3) для расширенного диапазона отклонения от центральной частоты. На рис.3 приведены графики функции (2) для значений  $\Omega$  в диапазоне 0,95...1,05.

Как видно, семейство этих функций полностью лишено паразитных левого и правого участков работы детектора, что характерно для всех ЧМ детекторов, имеющих в своей структуре фазовый детектор, что приводит, в свою очередь, к приему ЧМ радиостанций в трех областях диапазона, из которых рабочей является только центральная. Т.о. данное свойство ЧМ детекторов разностного типа на резонансе напряжений выгодно отличает такие детекторы от всех остальных.

Экспериментальная проверка этих положений выполнялась на разработанных авторами образцах ЧМ детекторов,

Причем, для упрощения схемы использовалась даже не разность напряжений на элементах контура, а напряжение только на одном из них. Схема одного из вариантов детекторов приведена на рис.4.

Эмиттерный повторитель на VT 1 необходим для согласования сопротивлений источника сигнала (выход усилителя промежуточной частоты (УПЧ)) и последовательного контура, а в качестве амплитудного детектора использован эмиттерный детектор для уменьшения влияния на резонансные явления в контуре. Полученные детекторные характеристики приведены на рис.5, причем зависимость (1) получена при использовании обычного диодного детектора, а зависимость (2) соответствует эмиттерному детектору.

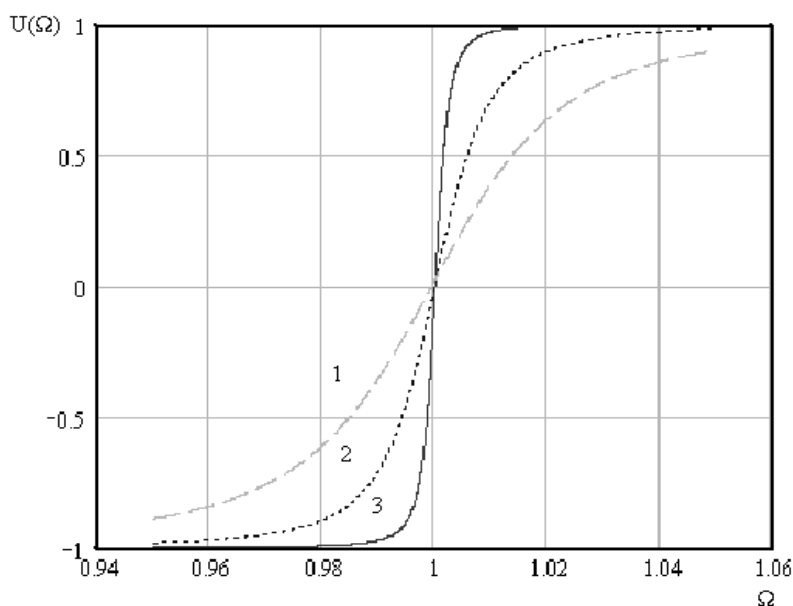


Рисунок 3 – Детекторные характеристики по выражению (3) для расширенного диапазона значений  $\Omega$

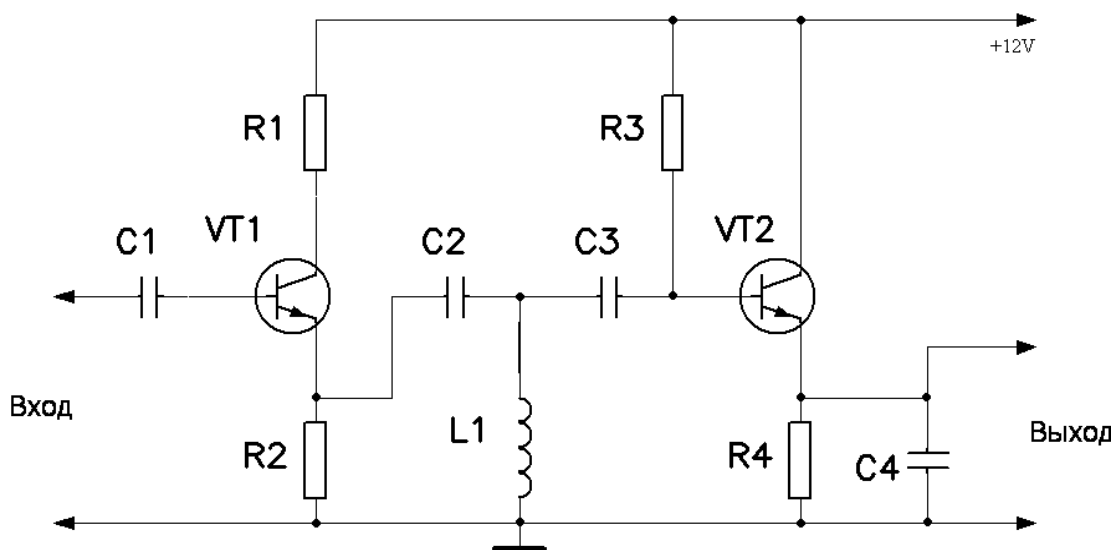


Рисунок 4 – Упрощенная схема детектора разностного типа

Как видно, даже в таком простом варианте детекторные характеристики оказались идеально линейными в рабочей полосе частот, а настройка детектора сводится к единственной операции – настройке резонанса последовательного контура на центр полосы пропускания УПЧ. Еще одним достоинством такого детектора является то, что напряжение на элементах контура в области резонанса приблизительно в  $Q$  раз больше, чем напряжение обычного сигнала.

Резонанс напряжений можно использовать и для построения ЧМ детектора на перемножителе (бездиодного). В этом случае используется тот факт, что в точке резонанса напряжение на элементах контура находится в квадратуре с входным напряжением, и постоянная составляющая на выходе перемножителя отсутствует:

$$U_{\text{вых}} \sim \cos \omega t * \sin \omega t = 0.5 \sin 2\omega t .$$

При отклонениях от резонанса в крайних точках рабочего диапазона получается соответственно:

$$U_{\text{вых}} \sim \cos \omega t * \cos \omega t = \cos^2 \omega t \quad \text{или} \quad U_{\text{вых}} \sim \cos \omega t * (-\cos \omega t) = -\cos^2 \omega t,$$

т.е. выделяется постоянная составляющая, величина и знак которой зависит от направления и величины девиации.

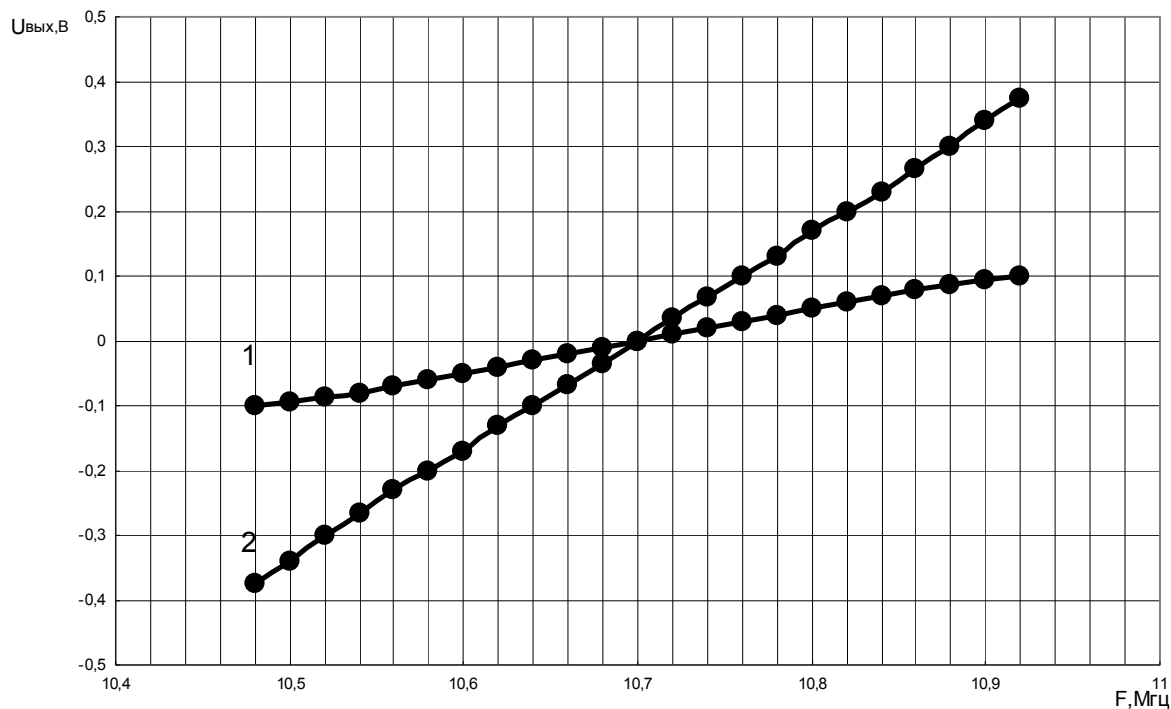


Рисунок 5 – Детекторные характеристики

Схемы экспериментального образца детектора приведены на рис.6.

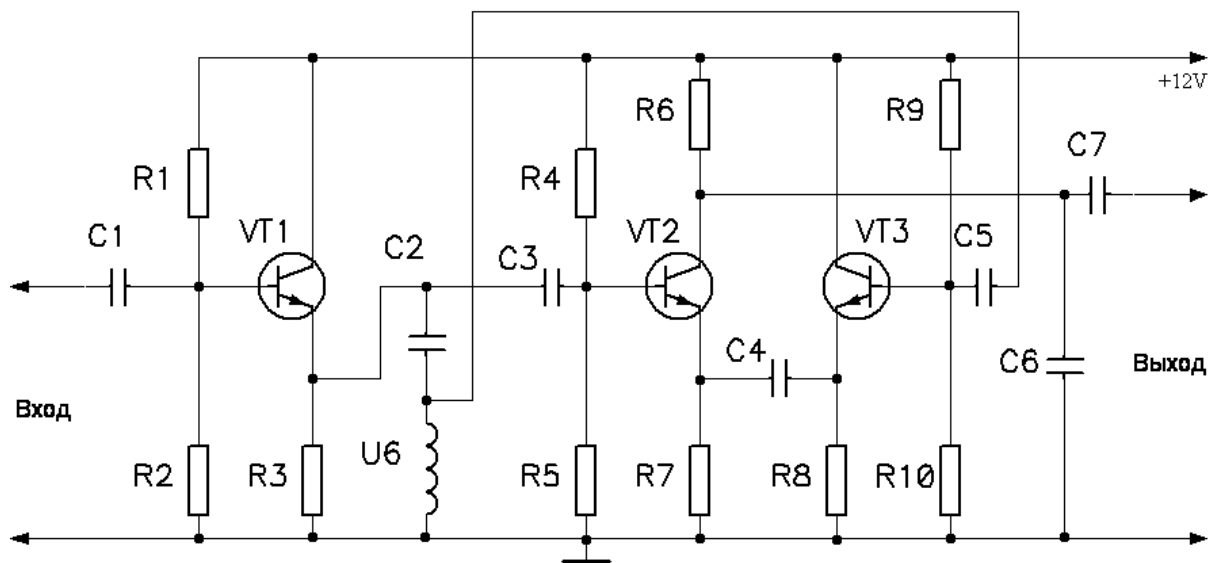


Рисунок 6 – Частотный детектор перемножительного типа

В данном случае использовался перемножитель квадратурного типа, т.е. нелинейность отображения входного напряжения на ток обусловлена приблизительно квад-

ратичным характером начального участка прямой ветви вольтамперной характеристики перехода VT 2. Положение рабочей точки этого транзистора управляется напряжением катушки индуктивности, причем транзистор VT 3 играет роль согласователя сопротивлений. Полученная детекторная характеристика показана на рис.7. Как видно, и в этом случае она является идеально линейной, причем данный вариант можно считать более предпочтительным по сравнению с предыдущим упрощенным вариантом разностного детектора, т.к. при этом практически отсутствуют паразитные боковые фрагменты детекторной характеристики.

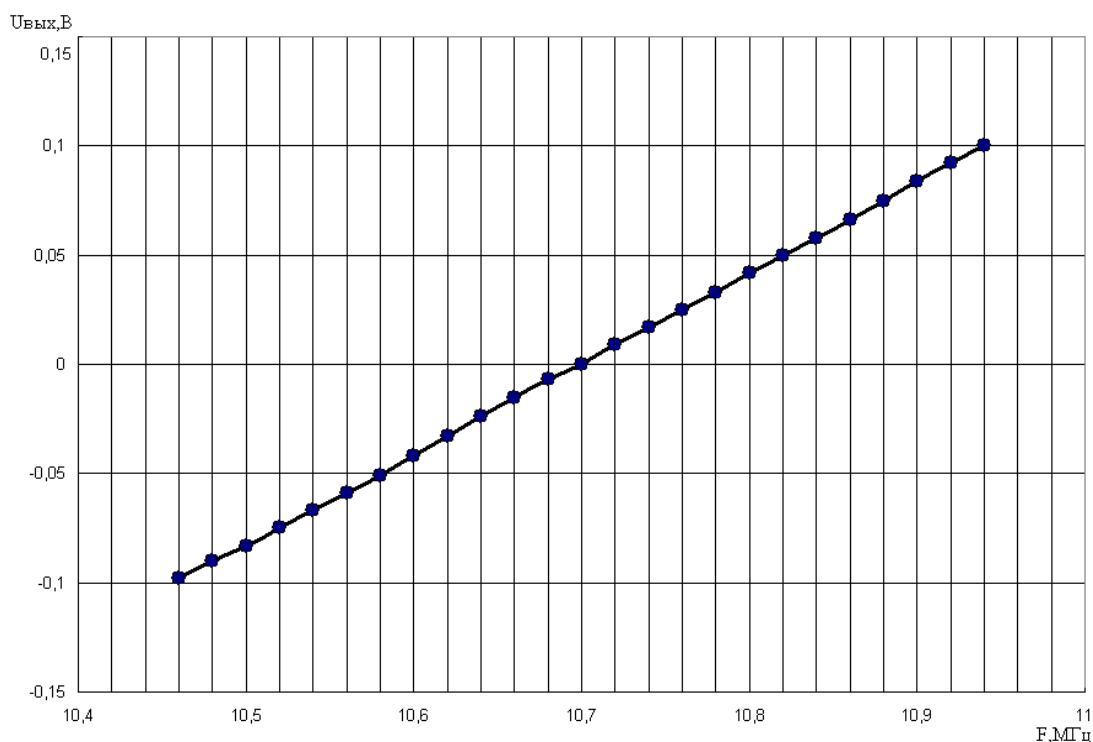


Рисунок 7 – Детекторная характеристика

Заметим, что в приведенных вариантах реализации детекторов на резонансе напряжений отсутствует система подавления паразитной амплитудной модуляции. Однако, подобная система, например на двух шунтирующих диодах, легко встраивается в данные схмотехнические решения.

**Выводы.**

1. Теоретически обоснована возможность построения ЧМ детекторов с использованием резонанса напряжений разностного типа, максимально простых в настройке.
2. Показана и обоснована возможность использования резонанса напряжений для создания ЧМ детектора на перемножителе.
3. Полученные детекторные характеристики отличаются очень высокой степенью линейности.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Поляков В.Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. – М. Радио и связь, 1983. – С.6-50.

Днепродзержинский государственный технический университет

## ТОКОВЫЙ СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ РАБОТОЙ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

На основі аналізу типових наскрізних характеристик біполярних транзисторів запропонована і експериментально досліджена підсилювальна комірка по структурі “ $U/I$  - підсилювач  $I - I/U$ ”. Показано, що інтегральний коефіцієнт гармонік для такої структури знижується більш ніж на порядок в порівнянні з “класичним” варіантом посилення за напругою.

На основе анализа типовых сквозных характеристик биполярных транзисторов предложена и экспериментально исследована усилительная ячейка по структуре “ $U/I$  - усилитель  $I - I/U$ ”. Показано, что интегральный коэффициент гармоник для такой структуры снижается более чем на порядок по сравнению с “классическим” вариантом усиления по напряжению.

Amplifier cell on structure: “ $U/I$  it is amplifier  $I - I/U$ ” has been offered and experimentally investigated on the basis of the analysis of typical through characteristics of bipolar transistors. It is shown, that the integrated factor of harmonics for such structure decreases more than 10 times in comparison with a “classical” variant of voltage amplification.

**Введение.** В транзисторной схемотехнике по аналогии с ламповой в качестве управляющего сигнала обычно используют напряжение, в то время как, например, в случае биполярных транзисторов физически корректным является управление током. Действительно, анализ типовых сквозных характеристик, приведенных на рис.1, наглядно иллюстрирует высокую степень линейности транзисторов при управлении током, в то время как при управлении напряжением эта характеристика оказывается существенно нелинейной.

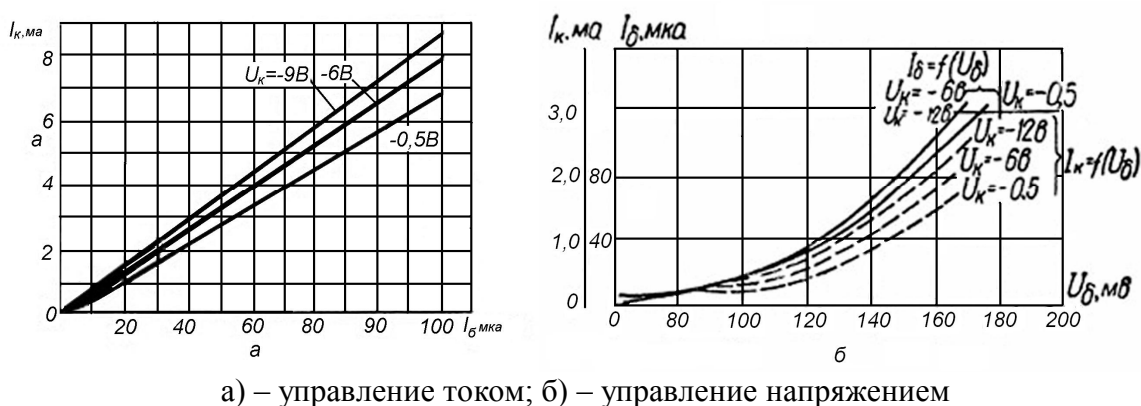
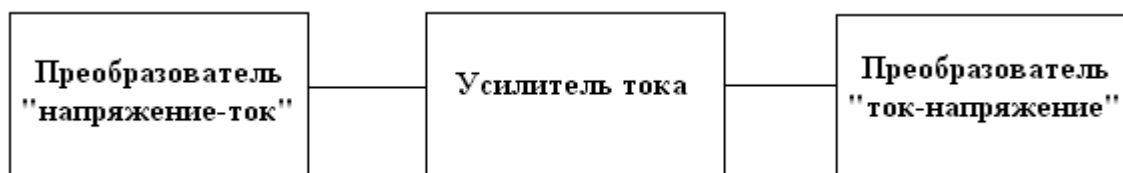


Рисунок 1 – Типовые сквозные характеристики биполярных транзисторов

Данное свойство биполярных транзисторов физически неустранимо и отражает фактически прямую ветвь вольт-амперной характеристики (ВАХ) p-n перехода. Обычно подобного рода нелинейности при управлении напряжением компенсируют схемотехнически с помощью введения глубокой отрицательной обратной связи (ООС), что в свою очередь снижает усилительное свойство каскадов, а в ряде случаев может привести к неустойчивостям за счет неконтролируемых фазовых сдвигов.

**Постановка задачи.** В данной работе поставлена задача видоизменения структуры аналоговой усилительной ячейки с тем, чтобы источником управляющего сигнала для активного элемента был не генератор напряжения, а генератор тока. В этом случае, предположительно, отпадает необходимость введения глубокой ООС, то есть усилительное свойство транзисторов используется максимально при условии сохранения высокой степени линейности амплитудной характеристики усилительного каскада.

**Результаты работы.** Поскольку большинство источников сигнала дают сигнал в виде напряжения, то предложенный усилительный каскад с токовым управлением должен иметь преобразователь «напряжение – ток», то есть концепция построения усилительной ячейки (УЯ) должна отвечать структуре:



Следовательно, для реализации такой структуры необходимо создать линейный преобразователь “напряжение – ток”.

Для управления транзистора током, в самом простом случае, последовательно со входом можно включить резистор, величина которого будет, например, на два порядка большая, чем сопротивление перехода эмиттер – база. Приблизительное соотношение этих величин 100кОм и 1кОм, однако, при этом возникает делитель напряжения, коэффициент передачи которого  $\approx 0.01$ , то есть получим проигрыш в уровне сигнала в 100 раз. Эту потерю можно компенсировать за счет усилительных свойств транзистора, который включен как каскад с разделенной нагрузкой и по эмиттерному выходу является почти эмиттерным повторителем, а по коллектору – генератором тока. Действительно, если резистор  $R_E$  в цепи эмиттера достаточно большой, то ток через транзистор независимо от нагрузки коллектора определяется по формуле  $I_K \approx \frac{U_C}{R_E}$ .

Тогда напряжение на нагрузке (переход эмиттер – база следующего каскада) определяется по формуле  $U_H = \frac{U_C}{R_E} R_H$ .

Как видно, отношение  $\frac{R_H}{R_E}$  является в сущности коэффициентом передачи по напряжению. Для такого транзисторного генератора тока при условии  $\frac{R_H}{R_E} \approx 1$  проигрыш в передаче напряжения сигнала на следующий каскад практически отсутствует. Поскольку для большинства маломощных транзисторов сопротивление перехода эмиттер – база составляет величину от сотен Ом до 1кОма, то величину  $R_E$  имеет смысл выбрать в этом же диапазоне значений, то есть приблизительно 1кОм. Для проверки этих предположений была составлена схема, приведенная на рис.2.



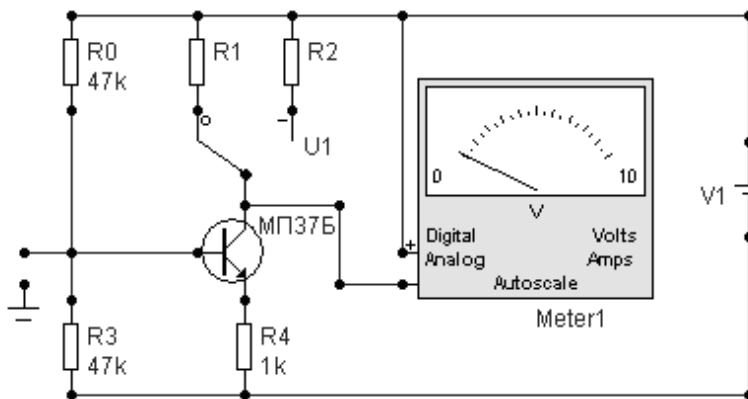


Рисунок 2 – Схема для измерения выходного сопротивления каскада

Выходное сопротивление каскада по выходу коллектора можно оценить по формуле:

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + r}; \quad I_2 = \frac{E}{R_2 + r}; \quad I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot r = I_2 \cdot R_2 + I_2 \cdot r; \quad R_1 < R_2; \quad I_1 > I_2;$$

$$(I_1 - I_2)r = I_2 \cdot R_2 - I_1 \cdot R_1; \quad r_{in} = \frac{I_2 \cdot R_2 - I_1 \cdot R_1}{I_1 - I_2} = \frac{U_2 - U_1}{\frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_2}} = \frac{U_2 - U_1}{I_1 - I_2}.$$

Для значений  $R_1 = 100 \text{ Ом}$ ;  $R_2 = 120 \text{ Ом}$ ;  $U_1 = 0,5287$ ;  $U_2 = 0,6801$  была получена величина внутреннего сопротивления источника тока  $r_{in} \approx 0,5 \text{ МОм}$ .

Для проверки этого результата в широком диапазоне  $R_H$  резисторы  $R_1$  и  $R_2$  были заменены реостатом. Зависимость  $\frac{U}{R}$  показана на рис.3.

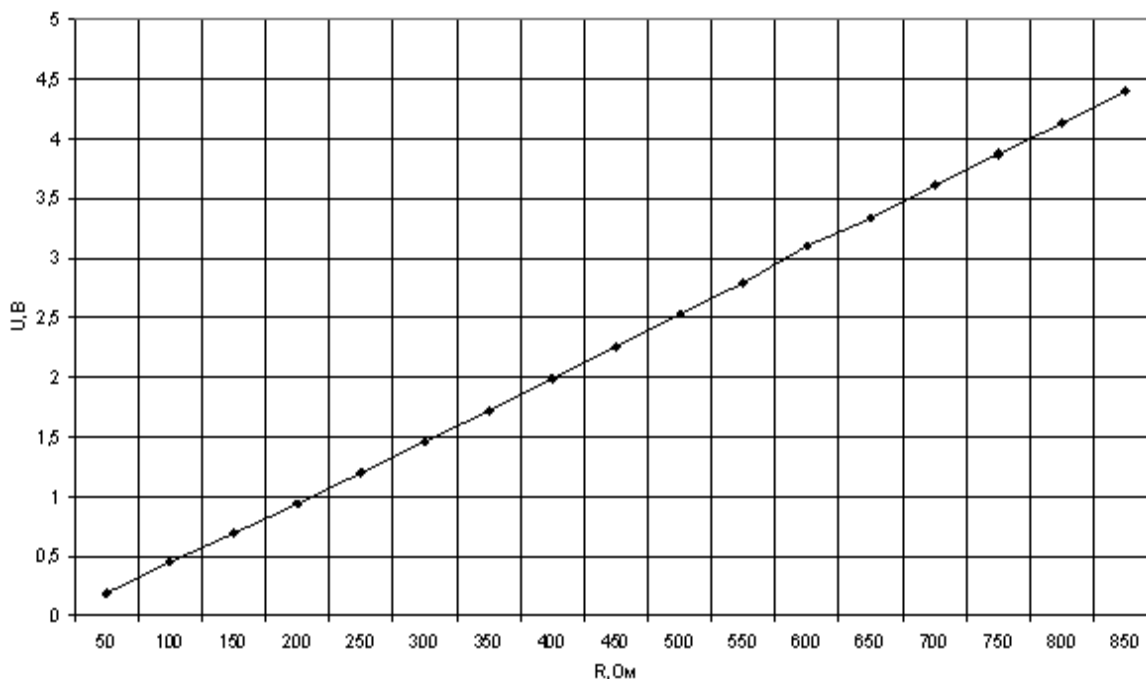


Рисунок 3 – Зависимость U от R

Как видно, эта зависимость сохраняет линейность во всем диапазоне необходимых значений. Кроме того, последовательно с реостатом подключался миллиампер-

метр, который непосредственно регистрировал ток коллектора во всем диапазоне значений сопротивления нагрузки.

Эксперимент показал, что ток коллектора при этом остается практически постоянным. Таким образом, предложенный каскад удовлетворяет всем требованиям к преобразователю “напряжение – ток”.

Для проверки выдвинутой концепции построения усилителя на биполярных транзисторах была разработана усилительная ячейка, которая включает в себя преобразователь “напряжение – ток” и собственно усилительный каскад (усилитель тока). Ячейка построена по симметричной схеме с использованием комплементарных пар. Схема ячейки приведена на рис.4.

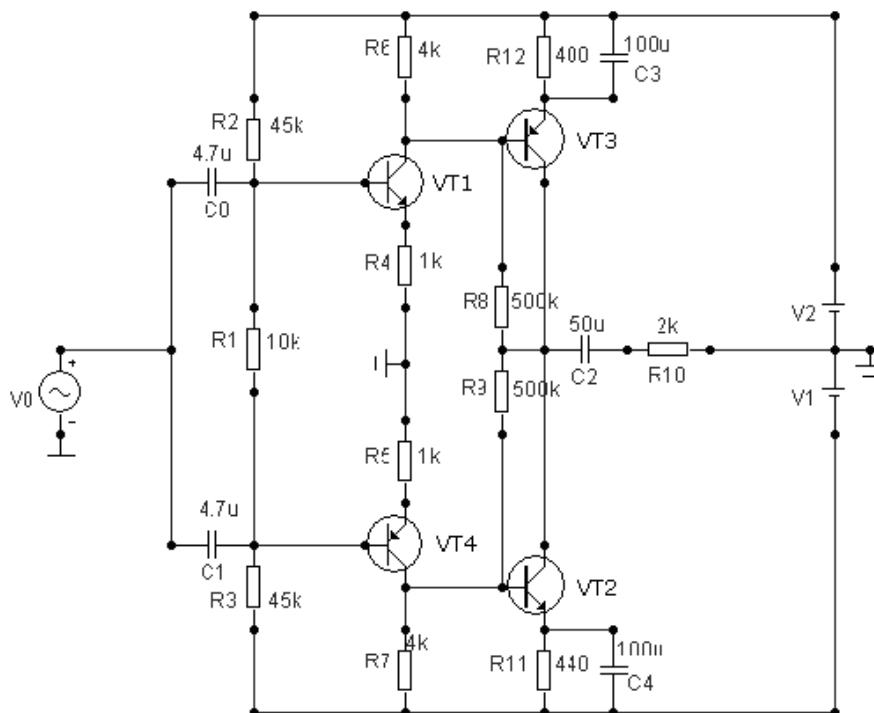


Рисунок 4 – Схема усилительной ячейки

В этой схеме на транзисторах VT1, VT4 выполнен преобразователь “напряжение – ток”, а на VT2, VT3 – усилитель тока. Транзисторы, использованные в ячейке, сознательно не подбирались по параметрам. Делитель R1, R2, R3 рассчитывался таким образом, чтобы обеспечить диапазон входных напряжений 0,5В. Резисторы R6, R7 изменялись для проведения сравнительного анализа. В первом варианте для обеспечения режима управления током их величина составляла 4кОм (существенно больше динамического сопротивления перехода эмиттер – база напряжением их транзисторов VT2, VT3). В другом варианте для обеспечения режима управления величина составляла 100Ом. Резисторы R12, R11 обеспечивают работу усилительного каскада в режиме А, причем в первом варианте их величина составляла 400Ом, во втором – 100Ом. Конденсаторы C3, C4 служат для устранения местной ООС, которая сознательно исключена для выявления собственной нелинейности характеристики каскада.

В ходе исследований, для варианта токового управления на измерителе нелинейных искажений С6-5 были полученные значения, приведенные в табл.1.

Для измерения  $K_T$  при управлении напряжением, внесены указанные выше изменения. Результаты этих измерений приведены в табл.2.

Таблица 1 – Значения  $K_{Г}$  для варианта управления током

Частота $f$ , кГц	$K_{Г}$
1	0,4
5	0,55
10	0,6

Таблица 2 – Значение  $K_{Г}$  при управлении биполярными транзисторами напряжением

Частота $f$ , кГц	$K_{Г}$
1	4,1
5	4
10	3,9

Сравнение с предыдущими данными свидетельствует, что интегральный  $K_{Г}$  в случае токового способа управления оказывается приблизительно на порядок меньше, чем при управлении напряжением, что полностью подтверждает предыдущие теоретические рассуждения. Отметим, что величина  $K_{Г}$  в десятые доли процента уже является достаточной для многих усилительных устройств и в случае токового способа управления получена вообще без ООС и предварительного подбора транзисторов.

Дополнительно были проделаны спектральные исследования на спектроанализаторе PC SCOPE “Velleman”.

Как и в предыдущих опытах, сначала были осуществлены измерения для варианта токового способа управления.

С помощью этой приставки измерялся уровень каждой гармоники отдельно. Полученные результаты приведены в табл.3.

Таблица 3 – Результаты полученные при управлении током

Частота $f$ , кГц	Дб	%
1	60	$\approx 0$
2	8	0,63
3	9,6	0,15
4	3	00,7
5	5	0,1

Полученная спектрограмма приведена на рис.5.

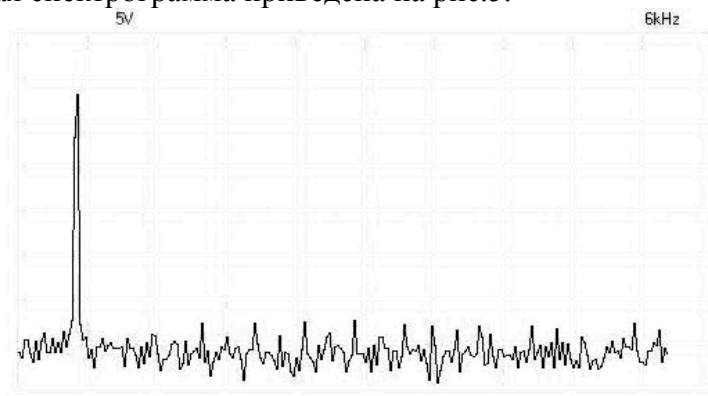


Рисунок 5 – Спектр сигнала при токовом способе управления

Для сравнения с результатами, полученными на измерителе Сб–5, определялся интегральный  $K_G$ :

$$K_G = \sqrt{0,063^2 + 0,15^2 + 0,07^2 + 0,1^2} = 0,66\%$$

Как видно из приведенной спектрограммы, уровни гармоник почти совпадают с уровнем шума, что осложняет их определение, поэтому использовались максимальные значения спектральных  $K_G$ . Результаты этого расчета хорошо совпадают с результатами предыдущих измерений. То есть можно считать, что усилительный каскад с токовым управлением действительно обеспечивает  $K_G$  на уровне десятых долей процента без использования ООС.

При управлении напряжением получены результаты, приведенные в табл.4.

Таблица 4 – Результаты, полученные при управлении напряжением

Частота f, кГц	Дб	%
1	60	≈0
2	28	1,256
3	40	5
4	18	0,4
5	23	0,7

$$K_G = \sqrt{1,256^2 + 5^2 + 0,4^2 + 0,7^2} = 5,21.$$

Спектрограмма выходного сигнала для этого варианта приведена на рис.6.

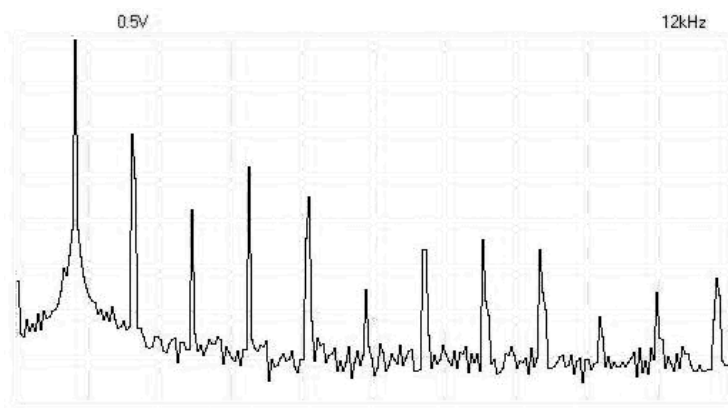


Рисунок 6 – Спектр сигнала при управлении напряжением

Как видно, спектрограммы на рис.5, 6 существенно отличаются, а результаты расчета интегрального  $K_G$  для второго варианта хорошо совпадают с результатами, полученными непосредственно на Сб – 5. Отметим, что именно уровень  $K_G$  в 5-6% является характерным для типовых транзисторных усилителей, что подтверждается и проведенным исследованием (при условии использования режима А).

**Выводы.** Предлагаемая структура “ $U/I$  - усилитель  $I-I/U$ ” обеспечивает высокую линейность амплитудной характеристики, о чем наглядно свидетельствует непосредственное измерение коэффициента гармоник на измерителе С 1 – 6 и спектроанализаторе PC SCOPE «Velleman». При этом интегральный коэффициент гармоник  $K_G$  без специального подбора комплементарной пары и без ООС составляет десятые доли процента. В то же время, эта же усилительная ячейка для варианта управления напря-

женням дає інтегральний коефіцієнт гармонік більше 5%, то єсть мінімум на порядок більше, що добре совпадає з відомими літературними даними.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. – Москва: «Радио и связь», 1985г. – 300с.

УДК 62-533.6

ТОНКОШКУР О.С., д-р. ф.-м.наук, професор  
ГОМІЛКО І.В.\*, канд.ф.-м.наук, доцент  
САЄНКО А.І., аспірант

Дніпродзержинський державний технічний університет  
\*Дніпропетровський національний університет

### АВТОМАТИЧНА СИСТЕМА КОНТРОЛЮ ТА КЕРУВАННЯ ТЕМПЕРАТУРОЮ НА ОСНОВІ МІКРОКОНТРОЛERA

*Описано розроблену авторами систему автоматичного керування температурою, яка призначена для використання у промислових технологічних процесах. Наведено принципову електричну схему та опис програмних засобів для мікроконтролера.*

*Описана разработанная авторами система автоматического управления температурой, которая предназначена для использования в промышленных технологических процессах. Приведена принципиальная электрическая схема и описание программных средств для микроконтроллера.*

*In work the automatic system for temperature managing, which can be used in industrial technological processes, is resulted. Principle electric diagram and microcontroller program description are also shown.*

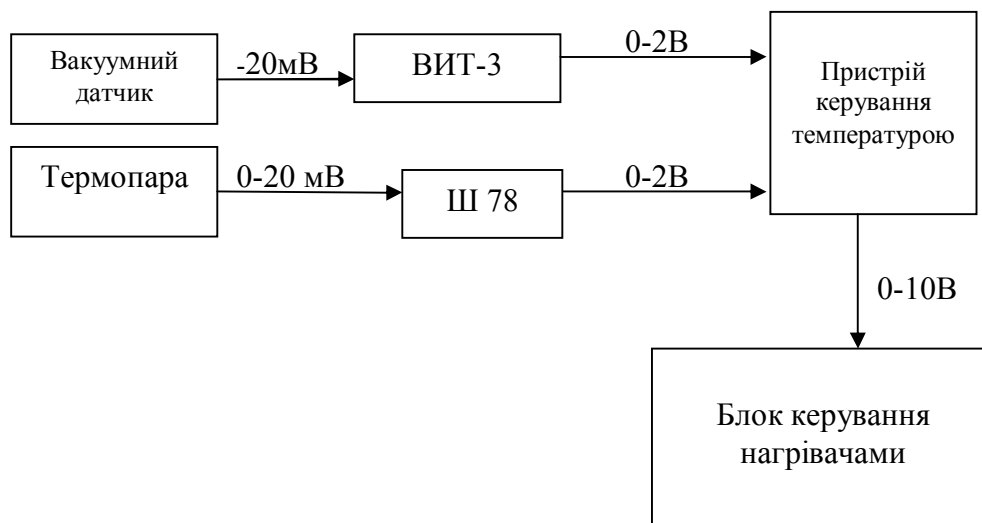
**Вступ.** Розв'язання сучасних технологічних задач потребує контролю та зміни параметрів технологічного процесу, зокрема температури, з високою точністю. Одним з перспективних підходів до розв'язку таких задач є запровадження мікропроцесорних систем контролю та керування.

Розроблена система призначалася для автоматизації виробництва спечених магнітних матеріалів на основі Nd–Fe–В. Задача точного слідування заданому технологічному процесу пов'язана з необхідністю забезпечення отримання магнітних матеріалів з гранично високими значеннями остаточної індукції і магнітної енергії.

**Постановка задачі.** Типовий процес спікання магнітів має наступні етапи [1]:

- розігрів печі впродовж трьох хвилин, при цьому використовується не більше 20% потужності нагрівача;
- нагрів до температури 200-300 °С;
- випарування легких летючих речовин (нагрівач повинен бути вимкнений, доки вакуум не досягне заданого значення);
- нагрів до температури 650-750 °С;
- випарування важких летючих речовин (нагрівач повинен бути вимкнений, доки вакуум не досягне заданого значення);
- нагрів до температури спікання (1100-1300 °С);
- спікання впродовж вказаного часу.

Відповідно такому технологічному процесу керування температурою та рівнем вакууму в печі здійснюється за схемою, зображеною на рис. 1.



ВИТ-3 – вимірювач рівня вакууму; Ш-78 – термопарний перетворювач

Рисунок 1 – Структурна схема роботи системи керування піччю для спікання та випалу магнітів

**Результати роботи.** Пристрій керування піччю побудовано на мікроконтролері ATmega8535 сімейства AVR фірми Atmel [2]. Принципову електричну схему наведено на рис.2. На схемі окрім контролера DD1 присутні наступні елементи:

- коло перезапуску контролера, зібране на резисторі R2, ємності C5, перемикачі SA1;
- кварцовий резонатор, який підключений за допомогою ємностей C1 та C2;
- джерело опорної напруги для аналогово-цифрового перетворювача (АЦП) - DA1;
- інтегральна схема DD2, за допомогою якої здійснюється динамічна індикація;
- інтегруюче коло на резисторі R4 та ємності C6, для перетворення широтно-імпульсно модульованого (ШИМ) сигналу в постійну напругу;
- 8-розрядний 8-сегментний світлодіодний індикатор для відображення інформації;
- клавіші керування роботою пристрою SA2-SA6.

В якості алгоритму регулювання було обрано пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) алгоритм цифрового керування. При правильному налагодженні цей алгоритм забезпечує досить високу якість керування для більшості об'єктів промислових технологій.

Алгоритм цифрового ПІД регулятора отримано з відповідного безперервного закону, що має вигляд [3]

$$U(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (1)$$

де  $e = u - u_{зад}$  – помилка регулювання;  $u$  та  $u_{зад}$  – поточне та напередзадане значення сигналу;  $K_p$ ,  $T_i$  та  $T_d$  – сталі;  $t$  – час;  $U(t)$  – керуючий сигнал.

З рівняння (1) для дискретних систем керування можна отримати

$$U(k) = U(k-1) + K(d_0 e(k) + d_1 e(k-1) + d_2 e(k-2)), \quad (2)$$

де позначено

$$d_0 = 1 + T_k/T_i + T_d/T_k, \quad d_1 = -1 - 2T_d/T_k, \quad d_2 = T_d/T_k, \quad (3)$$

Структурну схему цифрового ПІД регулятора наведено на рис.3, де через  $Z^{-1}$  позначено блок затримки сигналу на один період квантування за часом;  $d_0, d_1, d_2$  та  $K_p$  – блоки підсилення;  $\Sigma$  – суматор.

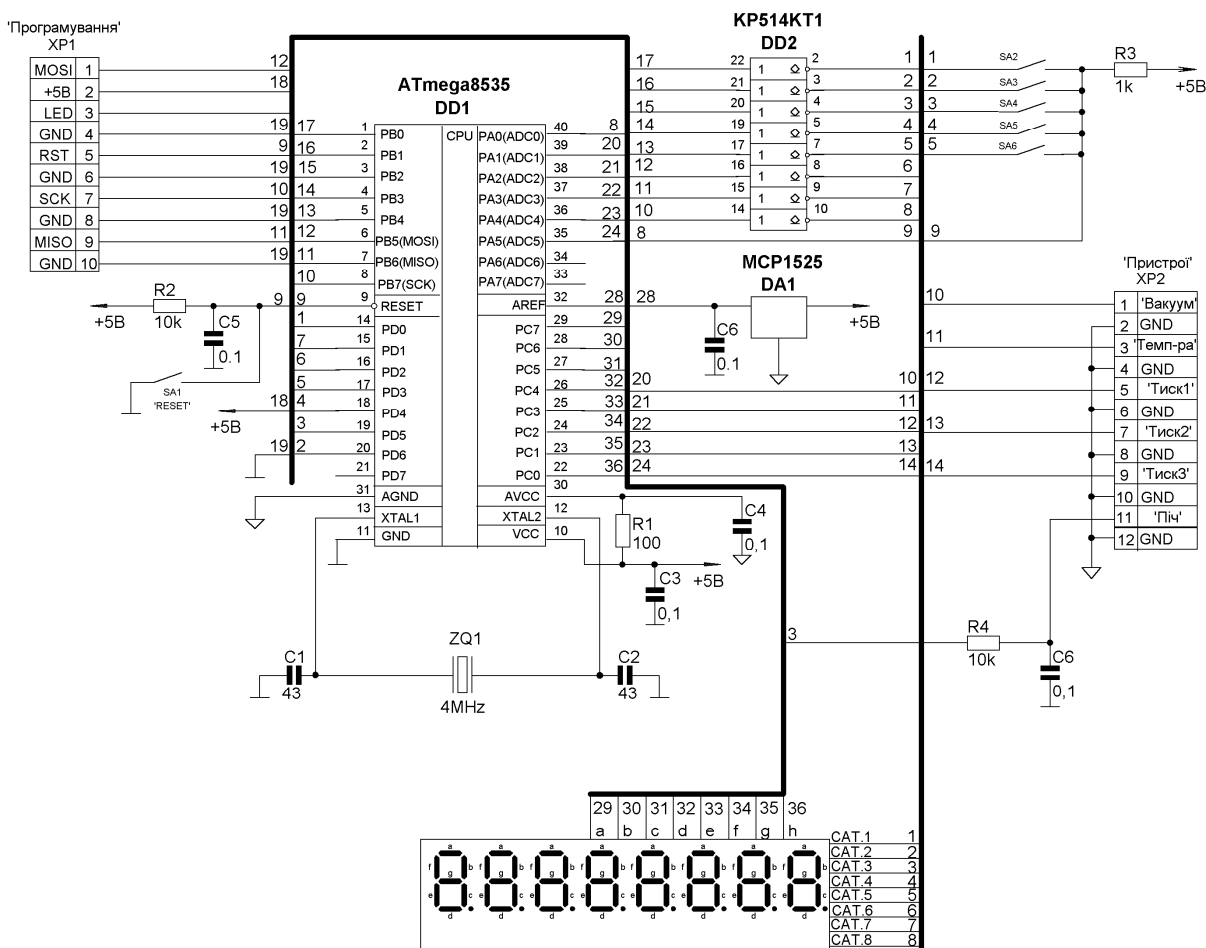


Рисунок 2 – Схема електрична принципова пристрою

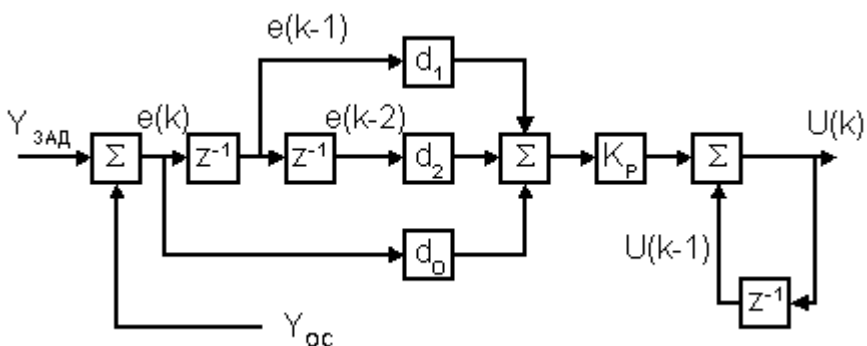


Рисунок 3 – Структурна схема швидкісного ПІД-регулятора

Програму для мікроконтролера ATmega8535 написано мовою C з використанням середовища WinAVR. До складу програми входять 18 функцій, в кожній з них ре-

лізовано окрему задачу (наприклад, зміна даних у EEPROM контролера або розрахунок вихідного сигналу).

На рис.4 зображено структуру програми. У табл.1 наведено короткий опис функцій програми.

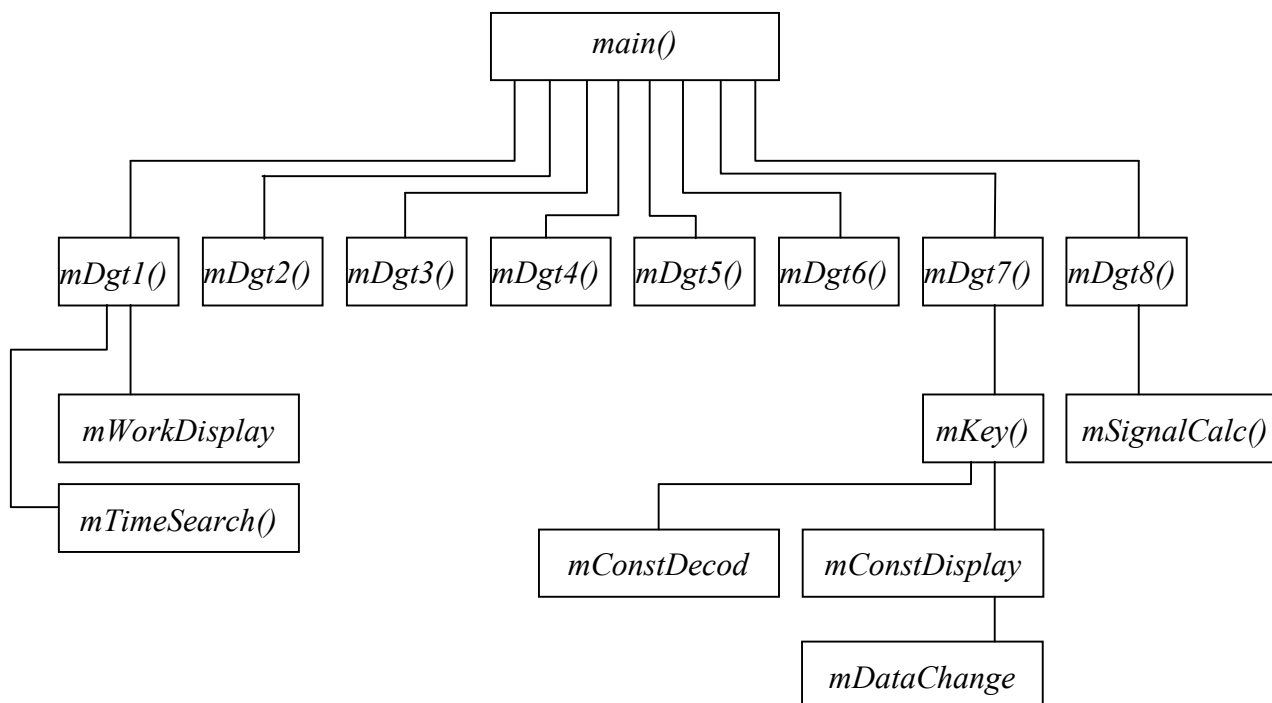


Рисунок 4 – Схематичне зображення структури програми

Таблиця 1

Ім'я функції	Вхідні параметри	Короткий опис
1	2	3
<i>main()</i>		Ініціалізує порти та периферійні пристрої на початку роботи. Потім по черзі викликає функції <i>mDgt1()..mDgt8()</i> , а також видає на виводи портів В та С змінні <i>cod</i> та <i>dgt</i> відповідно, що призводить до відображення одного з розрядів індикатора. Після цього мікроконтролер переводиться в режим зниженого енергоспоживання, виводиться з нього після переривання від таймера. Таким чином реалізовано динамічну індикацію.
<i>mDgt1()</i>		Записує у змінну <i>cod</i> код цифри, яку потрібно відобразити на 0-му розряді індикатора, запускає ЦАП, викликає, якщо потрібно, функції <i>mWorkDisplay()</i> або <i>mTimeSearch()</i> .
<i>mDgt2()</i>		Записує у змінну <i>cod</i> код цифри, яку потрібно відобразити на 1-му розряді індикатора, якщо було натиснуто клавішу ⇒ записує 1 у відповідний розряд змінної <i>key</i> .



Продовження таблиці 1

1	2	3
<i>mDgt3()..mDgt6()</i>		Реалізують аналогічний до <i>mDgt2()</i> алгоритм, опитуючи таким чином клавіатуру
<i>mDgt7()</i>		Записує у змінну <i>cod</i> код цифри, яку потрібно висвітити на 6-му розряді індикатора, потім викликає функцію <i>mKey()</i>
<i>mDgt8()</i>		Записує у змінну <i>cod</i> код цифри, яку потрібно висвітити на 7-му розряді індикатора, потім в залежності від заданих умов викликає функцію <i>mSignalCalc()</i> .
<i>mKey()</i>		Обробляє змінну <i>key</i> відповідно до поточного режиму роботи. Кожному з режимів роботи пристрою відповідає окреме значення змінної <i>rgm</i> і специфічні дії програми в разі натискання однієї з клавіш при цьому її значенні. В залежності від деяких умов функція <i>mKey()</i> викликає функції <i>mConstDisplay()</i> або <i>mConstDecod()</i>
<i>mConstDecod</i>	unsigned char <i>data_begin</i>	Декодує дані, записані в <i>EEPROM</i> , для подальшого відображення. Вхідний параметр – змінна <i>data_begin</i> , що дорівнює номеру комірки пам'яті, з якої потрібно починати декодування
<i>mConstDisplay</i>	unsigned char <i>data_begin</i> , unsigned char <i>max_number</i>	Забезпечує відображення даних з <i>EEPROM</i> на індикаторах у режимах зміни даних та констант. В функцію передаються змінні <i>data_begin</i> (номер комірки пам'яті, який дорівнює 1 при редагуванні форми кривої і 71 при редагуванні констант) та <i>max_number</i> (кількість точок кривої або констант). Якщо було прийнято команду на зміну даних, викликається функція <i>mDataChange()</i> .
<i>mDataChange</i>	unsigned char <i>data_begin</i> , unsigned char <i>max_number</i> , unsigned char <i>up</i> , unsigned char <i>down</i>	Змінює вміст <i>EEPROM</i> відповідно до поточного режиму роботи (кривої нагівання або констант ПІД-закону), позиції курсора, та натиснутих клавіш (↑ або ↓).
<i>mWorkDisplay</i>	unsigned char <i>show_flag</i> , unsigned char <i>manual</i>	Декодує значення змінних, які повинні відображатись на індикаторах в режимах автоматичного виконання програми та ручного керування нагрівачами (температура, час, тиск, потужність).
<i>mSignalCalc()</i>		Використовуючи алгоритм швидкісного ПІД-регулювання, обчислює значення вихідного сигналу і видає його на вихід ШІМ контролера.
<i>mDataRead()</i>		Зчитує дані з енергонезалежної пам'яті в оперативну кожного разу після зміни даних, а також перекодує та перераховує їх в значення відповідних констант.

Продовження таблиці 1

1	2	3
<i>mTimeSearch()</i>		Викликається в разі вимикання нагрівачів по причині падіння вакууму в робочій камері печі. За час, поки нагрівачі вимкнено, камера встигає охолонути і продовження програми після відновлення вакууму викликає небажаний різкий стрибок потужності на нагрівачі.
<i>timer0_ovf_isr()</i>		Обробляє переривання від таймера, виконує підрахунок часу від початку виконання програми.
<i>adc_isr()</i>		Обробляє переривання від АЦП, оцифровує значення напруги від датчиків вакууму та температури

**Висновки.** Програма дозволяє задавати форму кривої нагріву (значення часу та температури у 10 або більше точках кривої). Під час роботи є можливість контролю температури і рівня вакууму в робочій камері печі, зміни форми кривої нагріву. Пристрій також контролює сигнали датчиків стану службових систем печі. Пристрій є досить гнучким і легко перепрофілюється для використання в інших галузях.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Кекало И. Б., Менушенков В. П. Быстрозакаленные магнитотвердые материалы системы Nd–Fe–B. – М.: Изд-во МИСиС. – 2000. – 117с.
2. Гребнев В.В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel. – М.: ИП РадиоСофт. – 2002. – 176 с.: ил.
3. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. – М.: Машиностроение, 1978. – 736с.

УДК 621.372.542:004.42

ИГНАТКИН В.У., д. т. н., профессор  
НАВРОЦКИЙ М.А., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

#### РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ РАСЧЕТА КВАРЦЕВЫХ ФИЛЬТРОВ

*У роботі наведено результати експериментальних досліджень розрахунку схо-  
дових кварцових фільтрів на однакових резонаторах з використанням комп'ютерної  
програми.*

*В работе приведены результаты экспериментальных исследований расчета л-  
стничных кварцевых фильтров на одинаковых резонаторах с использованием компью-  
терной программы.*

*In work the results of experimental researches of computation of stair quartz filters  
on identical resonators with the use of the computer program are resulted by authors.*

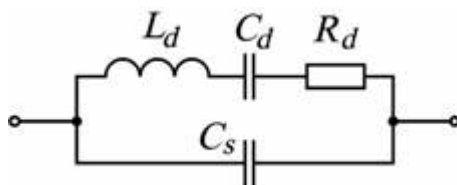
**Введение.** Вопросы проектирования и изготовления квазиполиномиальных л-  
стничных кварцевых фильтров остаются актуальными на протяжении четверти века.

Все полосовые фильтры строятся на основании преобразований фильтров НЧ прототипов. Полиномиальные фильтры содержат последовательные и параллельные контуры. Такие фильтры имеют геометрически симметричные характеристики относительно средней частоты. Но при проектировании в ряде случаев (узкая полоса, высокие частоты и др.) не очень удобны с точки зрения конструирования, изготовления и настройки из-за значительной разницы величин элементов последовательных и параллельных контуров. Для узкополосных фильтров соотношение значений индуктивностей и емкостей в параллельных и последовательных плечах настолько велико, что величины элементов становятся неприемлемыми. Поэтому полосовые фильтры часто реализуются в виде схем, состоящих из только последовательных или параллельных контуров, связанных между собой индуктивными или емкостными связями. Ярким примером могут служить фильтры сосредоточенной селекции – ФСС на связанных контурах и лестничные кварцевые фильтры. Характеристики затухания полосового фильтра на связанных контурах при относительной полосе пропускания, не превышающей 10-20% от средней частоты фильтра, могут быть весьма близки к характеристике затухания полиномиального полосового фильтра с тем же числом колебательных контуров. Расчет таких фильтров может производиться с помощью таблиц [1] полиномиальных НЧ прототипов.

**Постановка задачи.** Расчёт и моделирование кварцевых фильтров с заданными параметрами с использованием компьютерной программы.

Использование компьютерных программ позволяет быстро и качественно выполнить большой объём математических вычислений, провести анализ результатов и выбрать наиболее приемлемый вариант.

При расчёте электрических цепей кварцевый резонатор может быть заменён эквивалентной схемой замещения с соответствующими параметрами [2].



$L_d$  – динамическая индуктивность резонатора;

$C_d$  – динамическая ёмкость резонатора;

$R_d$  – динамическое сопротивление резонатора;

$C_s$  – статическая ёмкость резонатора.

Рисунок 1 – Эквивалентная схема замещения кварцевого резонатора

Эти параметры связаны между собой следующей зависимостью:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d * C_d}}; \quad (1)$$

$$F_p = F_0 * \sqrt{1 + \frac{C_d}{C_s}}; \quad (2)$$

$$F_i = F_p - F_o; \quad (3)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_d}{C_d}}}{R_d}; \quad (4)$$

где  $F_o$  – частота последовательного резонанса;

$F_p$  – частота параллельного резонанса;

$F_i$  – частотный интервал;

$Q$  – добротность резонатора.

В практике получили распространение в основном фильтры с характеристиками двух типов – Баттерворта и Чебышева. Фильтр Баттерворта характеризуется монотонным изменением затухания в полосе пропускания и задерживания. Затухание в полосе задерживания изменяется приблизительно на 6дБ за октаву для каждого элемента схемы. Например, пятиэлементный фильтр будет иметь затухание 30дБ при двойной частоте среза и 60дБ при учетверенной частоте среза. За нормированную частоту среза для фильтра Баттерворта принимается частота, на которой затухание составляет 3дБ. Такие фильтры характеризуются меньшим «звоном» и в основном применяются для приема СВ и при работе цифровыми видами связи.

АЧХ фильтров Чебышева имеет колебательный характер в полосе пропускания и монотонный – в полосе задерживания. Неравномерность затухания  $dA$  в полосе пропускания однозначно связана с максимальным коэффициентом отражения  $K_{отр}$  и коэффициентом стоячей волны КСВ. Эта связь показана в табл.1. Основным достоинством этих фильтров перед фильтрами с характеристиками Баттерворта является меньший коэффициент прямоугольности при одинаковом количестве колебательных контуров.

Зависимость АЧХ, полосы пропускания, затухания, вносимого фильтром, и коэффициента прямоугольности по уровням -6/-60 дБ от  $C_s$  наглядно представлена на рис.2 и в табл.2, а от  $R_d$  на рис.3 и в табл.3. В качестве примера приводятся амплитудно-частотные характеристики восьмикристалльных фильтров Чебышева Т08-10-3100 с коэффициентом отражения  $K_{отр}=10\%$ .

Таблица 1 – Связь  $dA$  в полосе пропускания с  $K_{отр}$  и КСВ

Коэффициент отражения $K_{отр}$	Коэффициент стоячей волны напряжения в полосе пропускания КСВ	Неравномерность затухания в полосе пропускания фильтра
$K_{отр}=10\%$	КСВ=1,222	$dA=0,044$ дБ
$K_{отр}=15\%$	КСВ=1,353	$dA=0,099$ дБ
$K_{отр}=20\%$	КСВ=1,5	$dA=0,177$ дБ
$K_{отр}=25\%$	КСВ=1,667	$dA=0,28$ дБ

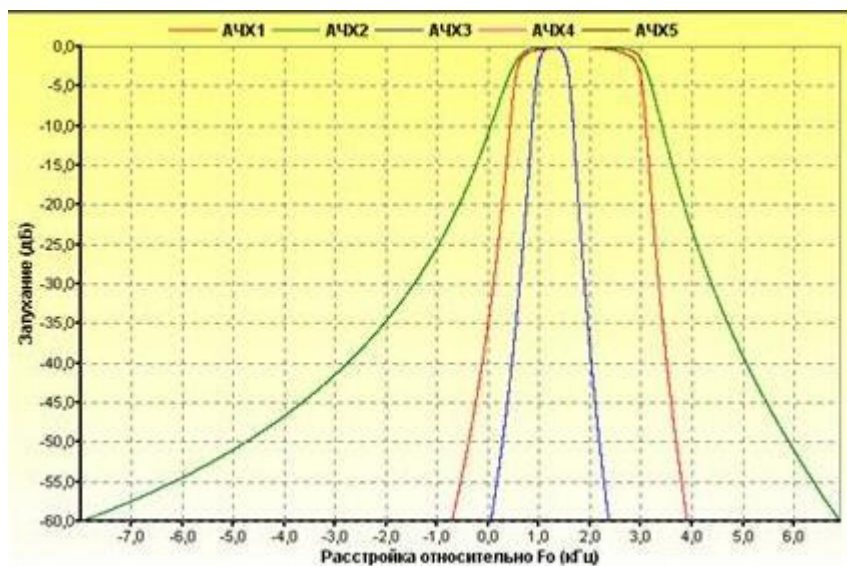


Рисунок 2 – Зависимость АЧХ от  $C_s$

Таблица 2 – Зависимость АЧХ от  $C_s$

№ п/п	Тип фильтра	Параллельная емкость $C_s$ , $n\Phi$	Расчётная полоса по уровню $dF$ ( $-3$ дБ), Гц	Полученная полоса по уровню $dF'$ ( $-3$ дБ), Гц	Затухание в полосе пропускания $A$ , дБ	Коэффициент прямоугольности по уровням $-6/-60$ дБ
АЧХ1	T08-10-3100	6,3+0	3100	2393	1,25	2499/4522=1,81
АЧХ2	T08-10-3100	6,3+10	3100	1603	1,67	1711/3473=2,03
АЧХ3	T08-10-3100	6,3+30	3100	843	2,59	964/2810=2,91

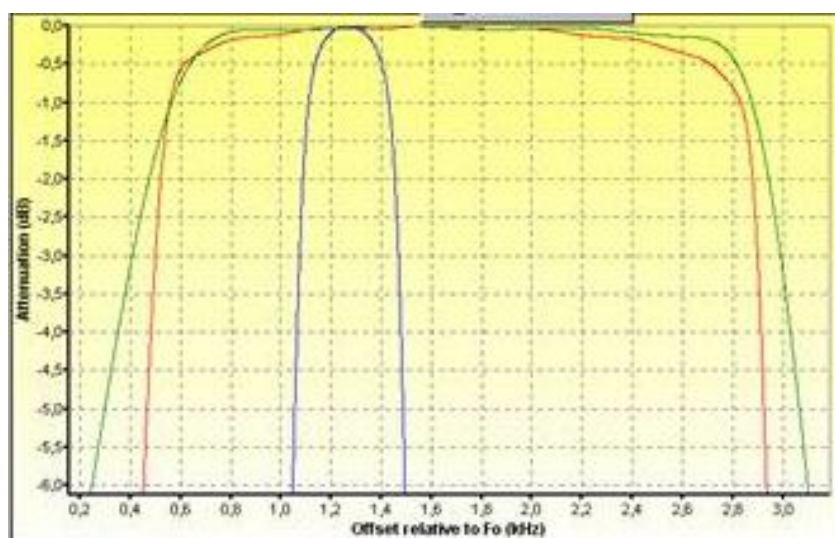


Рисунок 3 – Зависимость АЧХ от  $R_d$

Таблица 3 – Зависимость АЧХ от  $R_d$

№ п/п	Тип фильтра	Сопротивление резонатора $R_d$ , Ом	Расчётная полоса по уровню $dF$ ( $-3$ дБ), Гц	Полученная полоса по уровню $dF'$ ( $-3$ дБ), Гц	Затухание в полосе пропускания $A$ , дБ	Коэффициент прямоугольности по уровням $-6/-60$ дБ
АЧХ1	T08-10-3100	5,7+0	3100	2393	1,25	2499/4522=1,81
АЧХ2	T08-10-3100	5,7+10	3100	2196	3,34	2415/4634=1,92
АЧХ3	T08-10-3100	5,7+30	3100	1856	7,52	2223/4869=2,19

Анализ полученных данных показывает, что  $C_s$  и  $R_d$  в значительной мере влияют на полосу пропускания, затухание, вносимое фильтром, и коэффициент прямоугольности. Отсюда вывод, что для качественного фильтра следует подбирать кварцевые резонаторы с минимальными значениями  $C_s$  и  $R_d$ .

Программа «Расчёт кварцевых фильтров» позволяет рассчитать параметры трёх, четырех, шести и восьми кристалльных фильтров с характеристиками Баттерворта и Чебышева и построить амплитудно-частотные характеристики проектируемых фильтров.

Проверка на практике работы этой программы показывает высокую точность результатов расчётов. Погрешность во многом зависит от качества проведения измерений параметров кварцевых резонаторов и может не превышать 2-5%. В качестве примера приводятся результаты расчёта трёх кварцевых фильтров для коротковолнового трансивера.

**Результаты работы.** С помощью программы было рассчитано несколько вариантов фильтров, которые приведены на рис.4.

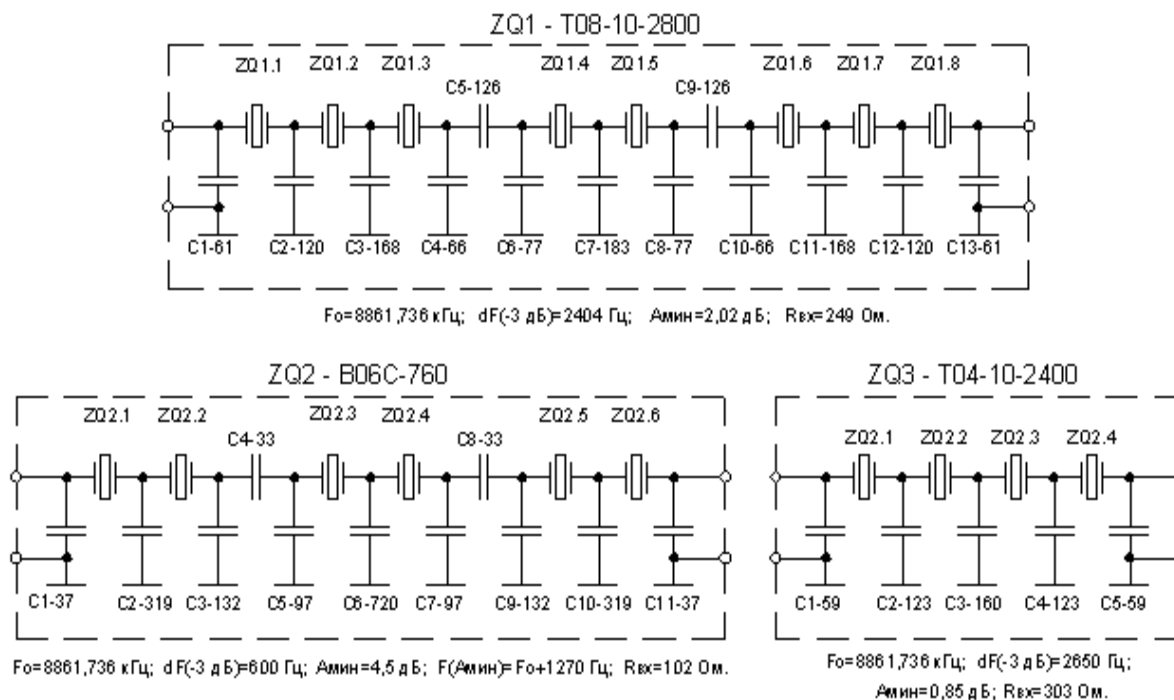


Рисунок 4 – Принципиальные схемы и основные параметры фильтров

Для изготовления этих кварцевых фильтров потребовалось предварительное испытание и отбор резонаторов. Испытание и отбраковку резонаторов проводили с помощью автогенератора «ёмкостная трёхточка» и частотомера.

На рис.5-7 приведены реальные амплитудно-частотные характеристики рассчитанных, изготовленных и настроенных фильтров.

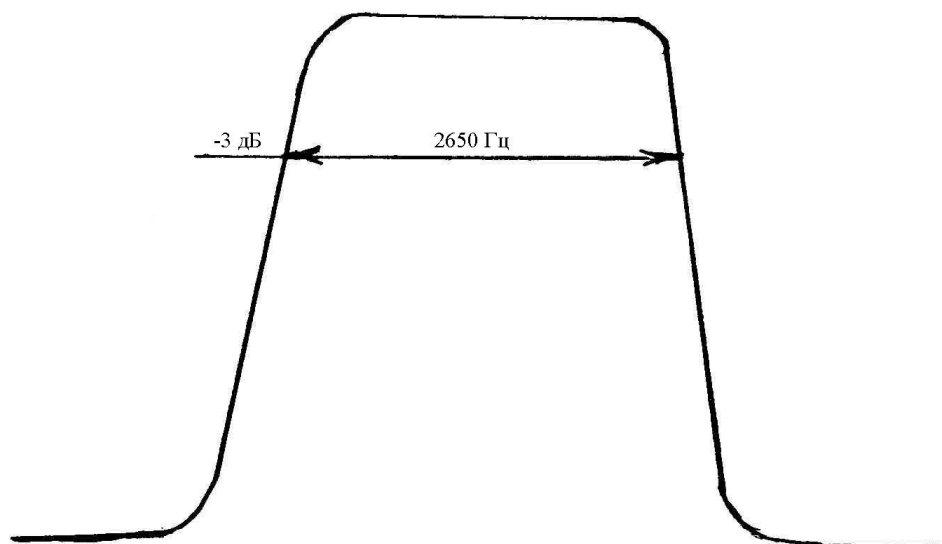


Рисунок 5 – АЧХ фильтра T04-10-2400

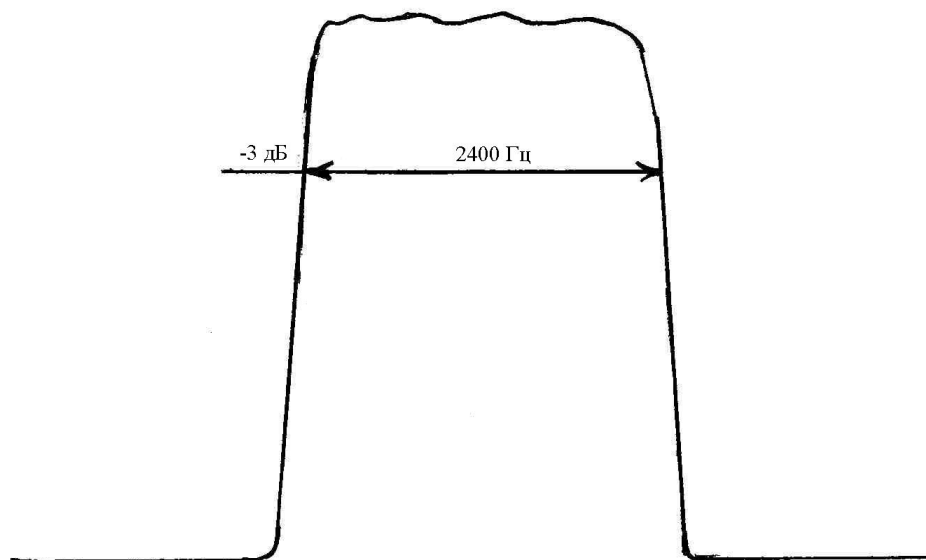


Рисунок 6 – АЧХ фильтра T08-10-2800

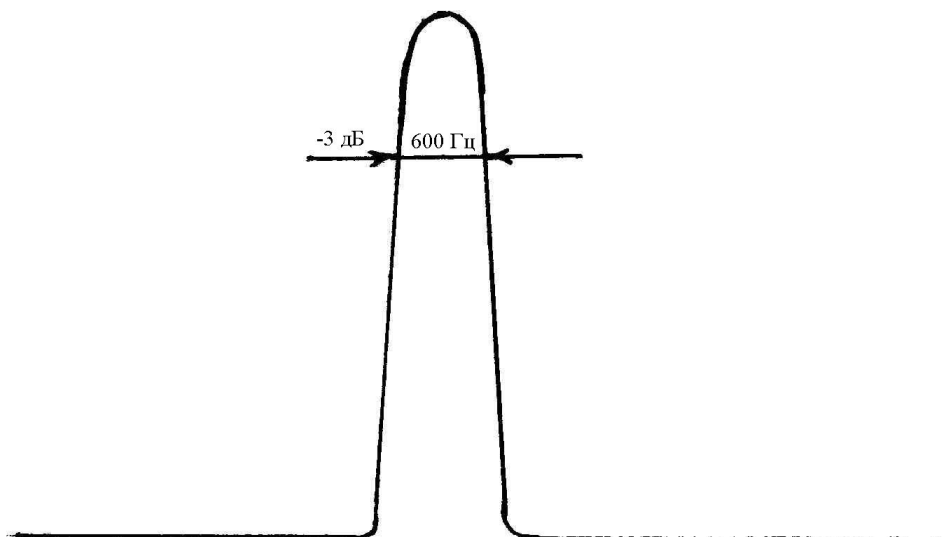


Рисунок 7 – АЧХ фільтра V06C-760

**Висновки.** Результати розрахунків співпали з параметрами практично виготовлених фільтрів. Погрешність залежить від точності вимірювань параметрів кварцевих резонаторів і не перевищує 2-5%.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ханзел Г. Е. Справочник по расчёту фильтров». – Москва: «Советское радио», 1974. – 324с.
2. Глюкман Л. И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. – Москва: «Радио и связь», 1981. – 186с.

УДК 519.872

АВРАМЕНКО В. І., к. т. н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет

### **АНАЛІЗ ВПЛИВУ АВТОКОРЕЛЯЦІЇ ПОСЛІДОВНОСТІ ВИМОГ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМИ МАСОВОГО ОБСЛУГОВУВАННЯ**

*Розроблено методику і реалізовано алгоритм моделювання автокорельованих послідовностей з довільним законом розподілу. Отримана оцінка впливу автокореляції послідовності вимог на час очікування початку обслуговування і середню кількість вимог в системі.*

*Разработана методика и реализован алгоритм моделирования автокоррелированных последовательностей с произвольным законом распределения. Получены оценки влияния автокорреляции последовательности требований на время ожидания начала обслуживания и среднее количество требований в системе.*

*Method and algorithm of autocorrelative sequences modelling with arbitrary distribution law have been realized. The estimations of autocorrelation influence of requirement sequences during expectation time of the beginning of the service and average amount of requirements in system have been obtained.*



**Вступ.** Аналітичні і графо-аналітичні методи аналізу систем масового обслуговування (СМО) розглядають послідовності незалежних вимог і обслуговування при показниковому законі розподілу часу між ними [1, 2]. В цих випадках в стаціонарному режимі середні характеристики одноканальної системи без відмов виражаються формулами

$$\bar{k} = \frac{\psi}{1-\psi} = \frac{\bar{T}_{обсл}}{\bar{T}_{вим} - \bar{T}_{обсл}}; \quad \bar{T}_{очік} = \frac{\bar{k}}{\bar{T}_{вим}} = \frac{1}{1-\psi}, \quad (1)$$

де  $\bar{k}$ ,  $\bar{T}_{очік}$  – середня кількість вимог і середній час очікування початку обслуговування в системі,  $\bar{T}_{вим}$ ,  $\bar{T}_{обсл}$  – середній час між вимогами і середній час обслуговування однієї вимоги,  $\psi = \bar{T}_{обсл} / \bar{T}_{вим}$  – приведена щільність вимог в системі.

Нами розглянуто ситуацію, коли середні характеристики  $\bar{T}_{вим}$ ,  $\bar{T}_{обсл}$  послідовностей протягом деякого часу не змінюються, але значення часу між подіями в послідовності вимог кореляційно пов'язані між собою. Аналіз характеристик систем масового обслуговування з корельованими вимогами виконано методом статистичного моделювання.

**Постановка задачі.** Вважається, що більшість генераторів випадкових чисел в будь-якій алгоритмічній мові чи операційній системі моделює послідовність незалежних випадкових чисел. Виконана статистична перевірка не суперечить припущенню про їх незалежність. Характеристикою незалежності елементів послідовності може слугувати автокореляційна функція, елементи якої  $R(\tau)$  обчислюються за формулою

$$R(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^{n-\tau} x_i \cdot x_{i+\tau}}{\sum_{i=1}^n x_i^2}, \quad \tau = 1, 2, 3 \dots \quad (2)$$

(розглядається послідовність центрованих величин  $x_i$ , для яких  $\sum_{i=1}^n x_i = 0$ ). Елементи автокореляційної функції мають властивості коефіцієнту кореляції,  $R(0) \equiv 1,0$  і за критерієм Стюдента можуть бути перевірені на суттєвість відхилення від нуля. Для обмежених вибірок критичним при рівні значущості  $\alpha=0,05$  є значення  $R_{сп} = 0,30$ , тому часто залежність між членами послідовності характеризують величиною радіуса автокореляції  $r_{ak}$  – інтервалу ряду, починаючи з якого значення  $R(\tau)$  автокореляційної функції стають меншими за граничні. Для послідовностей з незалежними елементами  $r_{ak} < 1$ .

Для послідовності, елементи якої мають нормальний закон розподілу, є досить простий метод отримання кореляційно залежних елементів, а саме – ковзне згладжування. При використанні лінійного (рівновагового) згладжування на інтервалах різної довжини степінь кореляційного зв'язку однозначно визначається кількістю точок  $m$  на інтервалі згладжування. В залежності від кількості точок  $m$  на інтервалі згладжування автокореляційні функції мають вигляд, наведений на рис.1.

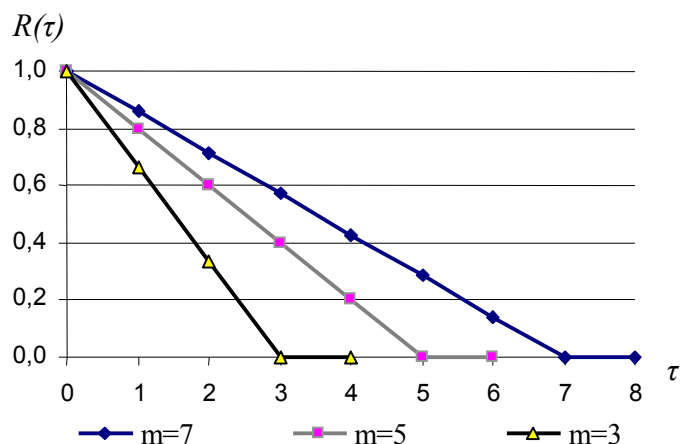


Рисунок 1 – Графіки автокореляційних функцій при лінійному згладжуванні

Для формул лінійного ковзного згладжування можна вважати слушною формулу

$$r_{ak} \approx 0,70 \cdot m, \quad (3)$$

де  $r_{ak}$  – радіус автокореляції.

Крім рівновагового згладжування, для генерації кореляційно залежних послідовностей можна використовувати також інші формули ковзного згладжування.

Очевидно, що вигляд автокореляційної функції визначається величинами коефіцієнтів вектора перетворення заданої послідовності. В загальному випадку операцію перетворення заданої послідовності з використанням вектора  $\vec{C}$  можна представити у вигляді  $\vec{X}_i = \vec{C} \cdot \vec{Y}_i, i=1, \dots, n-m$ . Необхідно відшукати такі складові вектора  $\vec{C}$ , які б забезпечили потрібний вигляд автокореляційної функції. Пошук складових полегшується, якщо накласти додаткові умови на їх величини, які враховують специфіку задачі, яка розглядається. Так, для забезпечення незмінності систематичної складової послідовності в процесі перетворення повинна виконуватись умова

$$\sum_{j=1}^m c_j = 1. \quad (4)$$

Розумною представляється також вимога симетричності значень вектора перетворення; в такому випадку лінійна трендова складова послідовності  $x_i$  залишається незмінною. Якщо позначити  $m=2l+1$ , то умову симетричності складових вектора можна записати

$$c_j = c_{m-j+1}, \quad j = 1, \dots, l. \quad (5)$$

Отже, кількість невідомих зменшується від  $m=2l+1$  до  $l+1$ .

Нехай задано потрібний вектор  $\vec{R}$  автокореляційної функції після перетворення. Тоді невідомі складові вектора перетворення  $\vec{C}$  повинні задовольняти вимогам

$$\frac{\sum_{j=1}^{m-\tau} c_j \cdot c_{j+\tau}}{\sum_{j=1}^m c_j^2} = R(\tau), \quad \tau = 0, \dots, m. \quad (6)$$

При такому алгоритмі завжди забезпечується значення  $R(0)=1$ . Задача сформульована таким чином: відшукати  $c_j, j = 1, \dots, m$ , які задовольняють умовам (4) і (5) і забезпечують мінімум суми квадратів відхилень обчислених за формулами (6) значень від заданих  $R(\tau)$ .

Запропонований алгоритм реалізовано з використанням вбудованої функції *Поиск решения* табличного процесора MS Excel. Виконана перевірка алгоритму обчислення складових вектора перетворення показала, що коефіцієнти лінійного перетворення за заданою автокореляційною функцією відтворюються точно; для квадратичного згладжування відхилення коефіцієнтів від теоретичних не перевищують 0,002.

Описаний алгоритм використання ковзного згладжування для генерації автокорельованих послідовностей придатний тільки для величин, які розподілені за нормальним законом розподілу, бо їх сума не міняє закону розподілу, а тільки числові характеристики. Для генерування інших законів розподілу членів послідовності така методика є непринятною, бо сума, наприклад, рівномірно розподілених величин вже матиме розподіл, який відрізняється від рівномірного. Те саме відноситься до суми величин, розподілених за показниковим законом.

Для моделювання корельованих послідовностей з іншим законом розподілу пропонується такий алгоритм обчислень.

Генерується обмежена послідовність величин, розподілених за нормальним законом. Після обчислення середнього значення і стандартного відхилення виконується стандартизація послідовності, отже, конкретна реалізація матиме нормальний закон розподілу з параметрами  $\bar{X} = 0$ ;  $\sigma(x) = 1,0$ . Після цього визначається значення інтегральної функції нормального розподілу, яке відповідає конкретному значенню генерованої реалізації  $y_i = F(x_i)$ . Для обчислення інтегральної функції нормального розподілу виконана апроксимація її з використанням експоненціальної функції з квадратичним членом. Враховуючи симетричність інтегральної функції нормального розподілу функції відносно точки  $(0; 0,5)$ , для обчислення значень інтегральної функції використовувалась формула (7), параметри якої знайдено методом найменших квадратів

$$F(x) = \begin{cases} 1 - 0,5 \cdot \exp(-0,7743 \cdot x - 0,3783 \cdot x^2) & \text{при } x \geq 0 \\ 0,5 \cdot \exp(0,7743 \cdot x - 0,3783 \cdot x^2) & \text{при } x < 0 \end{cases} \quad (7)$$

Похибка в обчисленні імовірності при використанні апроксимаційної формули (7) не перевищує 0,002.

Зрозуміло, що отримані значення  $y_i$  належать інтервалу  $(0; 1,0)$  і їх розподіл наближається до рівномірного. Але, що дуже важливо, отримана послідовність рівномірно розподілених величин має таку саму автокореляційну функцію, як і вихідна послідовність нормально розподілених величин. Отже, якщо послідовність нормальних величин була попередньо згладжена і стандартизована, то і отримана після перетворення послідовність рівномірно розподілених на інтервалі  $(0; 1,0)$  величин теж буде кореляційно залежною. З використанням цієї корельованої послідовності можна отримати послідовність

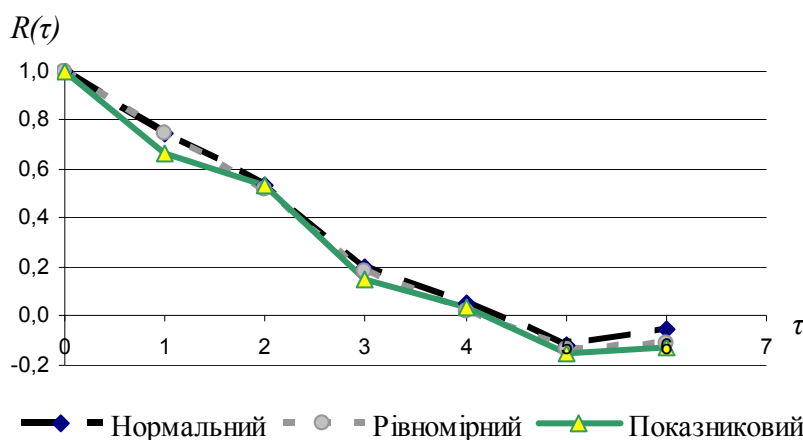


Рисунок 2 – Графіки автокореляційних функцій

чисел, розподілених за показниковим законом з параметром  $\lambda$   $z_i = -\ln y_i / \lambda$ , яка матиме такі самі автокореляційні характеристики. Зокрема, на рис.2 наведені графіки автокореляційних функцій для вихідної нормально розподіленої величини, лінійно згладженої з параметром  $m = 5$ , і отриманих за описаним алгоритмом послідовностей, розподілених за рівномірним і показниковим розподілом.

Графіки свідчать про незмінність автокореляційних властивостей послідовностей з різними законами розподілу. Виконана перевірка гіпотези про закон розподілу генерованих послідовностей підтвердила відповідність розподілів гіпотетичним. Для реалізацій довжиною 100 чисел, згрупованих у 10 інтервалів, розрахункові значення критерію Пірсона склали  $5 \div 10$  при критичному  $\chi^2(0,05; 10 - 2) = 15,5$ .

При знаходженні числових характеристик показникового закону повинні виконуватись умови  $M(Z) = \sigma(z) = 1/\lambda = a$  [3]. Для конкретних вибірок ця вимога не завжди виконується, і якщо виправлення середнього значення виконується множенням на величину  $a/\bar{Z}$ , де  $\bar{Z} = \sum_{i=1}^n z_i / n$ , то для корекції середнього квадратичного відхилення за-

пропоновано такий алгоритм. Неупорядкована генерована послідовність  $y_i$  об'ємом  $n$  з показниковим законом розподілу розбивається довільним чином на дві приблизно однакові частини і шукаються два корегуючих множника  $k_1$  і  $k_2$ , які забезпечують потрібні співвідношення. Отже, кореговані значення послідовностей реалізації з показниковим законом розподілу обчислюються за формулою

$$z_i^{кор} = \begin{cases} k_1 \cdot z_i & \text{якщо } i \leq m \\ k_2 \cdot z_i & \text{якщо } i > m, \end{cases}$$

де  $m \approx n/2$ . Корегуючий множник  $k_2$  знаходиться з розв'язку рівняння  $A \cdot k_2^2 + B \cdot k_2 + C = 0$ ,

де

$$A = \left( \sum_{i=m+1}^n y_i \right) \cdot \sum_{i=1}^m y_i^2 - \left( \sum_{i=1}^m y_i \right) \cdot \sum_{i=m+1}^n y_i^2; \quad B = -2na \cdot \sum_{i=m+1}^n y_i \cdot \sum_{i=1}^m y_i^2;$$

$$C = a^2 \left( n^2 \sum_{i=1}^m y_i^2 - (2n-1) \left( \sum_{i=1}^m y_i \right)^2 \right), \quad (8)$$

а відповідні значення

$$k_1 = \left( n \cdot a - k_2 \cdot \sum_{i=m+1}^n y_i \right) / \sum_{i=1}^m y_i. \quad (9)$$

В більшості випадків система має дві пари розв'язків, кожна з яких забезпечує розв'язування задачі.

**Результати роботи.** Вплив автокореляції послідовності вимог досліджувався на прикладі одноканальної системи без відмов. Використовувалась найбільш поширена модель показникового закону розподілу часу між вимогами. Методами статистичного моделювання обчислювались середні показники функціонування системи, а саме  $\bar{k}$  – середня кількість вимог в системі,  $\bar{T}_{очик}$  – середній час очікування початку обслуговування вимог і  $\bar{T}_{прост}$  – середній час простою каналу обслуговування. Аргументом при дослідженні була приведена щільність системи  $\psi$ , яка обчислюється за вище наведеною формулою. Прийнято  $\bar{T}_{вим} = 1$ , отже всі результати виражені в одиницях часу між вимо-

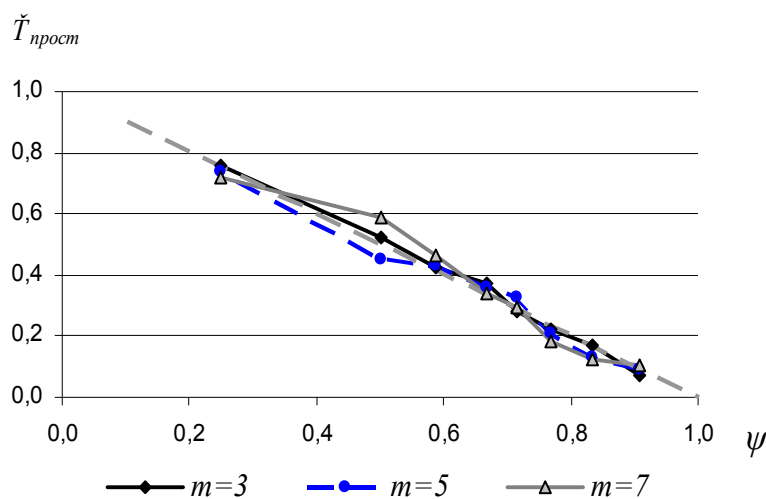


Рисунок 3 – Графіки середнього часу простою

гами. Для отримання статистично обґрунтованих результатів дослідження виконувались на вибірках довжиною 5000 вимог, причому характеристики системи вивчались в стаціонарному стані роботи СМО, починаючи з тисячної вимоги. Слід відмітити, що для великих значень  $\psi > 0,9$  системи масового обслуговування працюють нестабільно, внаслідок чого шукані характеристики мають велику дисперсію.

На рис.3 показано зміну середнього часу простою каналу обслуговування для послідовностей вимог з різною автокореляцією. Як видно на рисунку, час простою практично не залежить від корельованості вимог і з великою надійністю може бути виражений рівнянням (нагадаємо, що всі часові одиниці виражені в долях  $\bar{T}_{вим}$ ).

$$\bar{T}_{прост} = 1,00 - 1,00 \cdot \psi. \quad (10)$$

На рис.4 наведені графіки залежності середньої кількості вимог  $\bar{k}$  в системі та середнього часу очікування початку обслуговування  $\bar{T}_{очік}$  від значень приведеної щільності  $\psi$  системи масового обслуговування для різної кількості точок  $m$  на інтервалі рівновагового згладжування ( $m=1$  – вихідні дані).

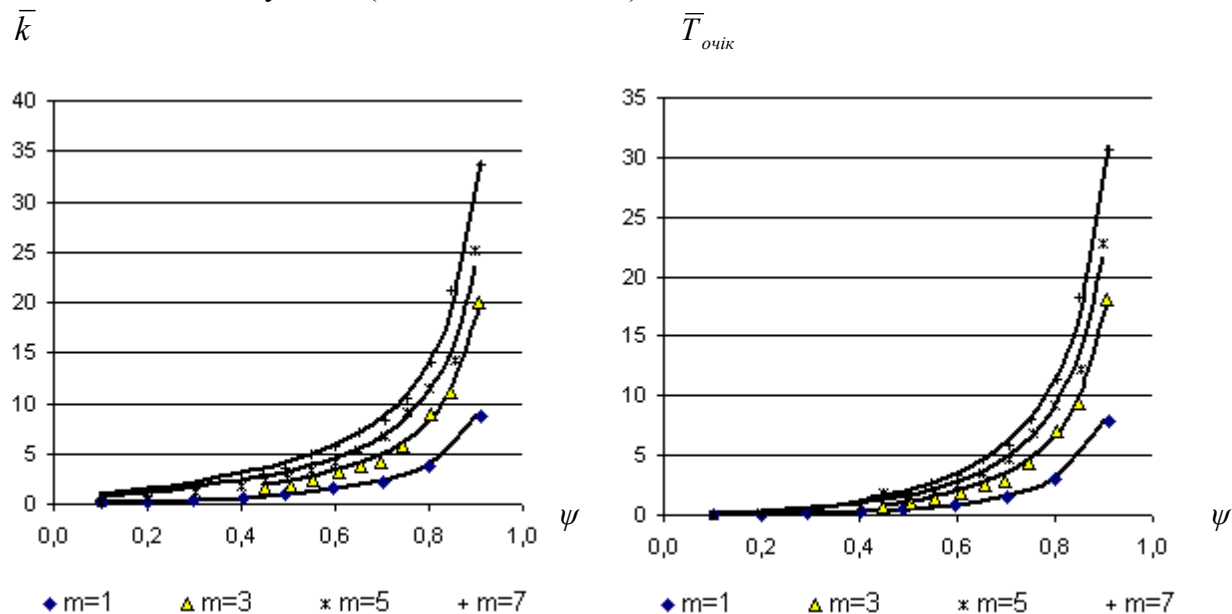


Рисунок 4 – Графіки залежності характеристик СМО від параметрів згладжування

Графіки свідчать, що збільшення автокореляції послідовності вимог суттєво впливає на збільшення середньої кількості вимог в системі і часу очікування вимогами початку обслуговування.

Вплив автокорельованості вимог на показники роботи системи можна оцінити

коефіцієнтами 
$$c_1 = \frac{\bar{k}_{згл}}{\bar{k}_{некор}} \quad \text{і} \quad c_2 = \frac{\bar{T}_{очік, згл}}{\bar{T}_{очік, некор}}.$$

Розрахунки методом найменших квадратів показали, що коефіцієнти  $c_1$  і  $c_2$  близькі між собою, відрізняючись тільки в третьому знаку, і ймовірність статистичної похибки у визначенні їх значень не перевищує 0,02. Тому можна в подальшому розглядати середнє значення коефіцієнту впливу  $\bar{c} = (c_1 + c_2) / 2$ .

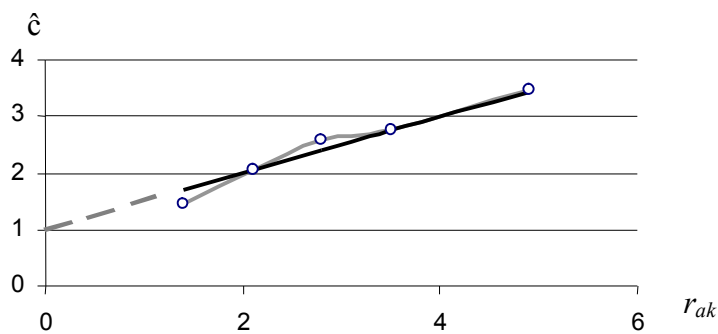


Рисунок 5 – Залежність коефіцієнту впливу від корельованості послідовності вимог

Характер залежності коефіцієнту впливу автокорельованості від рівня автокореляції послідовності вимог проілюстровано на рис.5, де по осі абсцис відкладено радіус автокореляції послідовності  $r_{ак}$ , по осі ординат – коефіцієнт впливу  $\bar{c}$ .

В якості апроксимуючої лінії вибрано залежність у вигляді прямої лінії, параметри рівняння якої

$$\bar{c} = 1,00 + 0,5 \cdot r_{ак} . \quad (11)$$

Дійсно, якщо вимоги незалежні, то  $r_{ak}=0$ , і коефіцієнт впливу автокорельованості дорівнює 1. Враховуючи формулу (3), можна обчислити вплив кількості точок згладжування на зміну показників роботи системи масового обслуговування.

**Висновки.** Як відомо, економічний аналіз систем масового обслуговування враховує як вартість обслуговування, так і вартість знаходження вимог в системі [4, 5]. Як показали виконані дослідження, за наявності автокореляції середня кількість вимог в системі суттєво зростає, що слід враховувати при оптимізації роботи систем масового обслуговування.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Вагнер Г. Основы исследования операций. – М.: Мир, т. I, 1972. – 335 с.; т. II, 1973. – 488 с.; т. III, 1973. – 502 с.
2. Толбатов Ю. А. Математична статистика і задачі оптимізації в алгоритмах і програмах. – К.: Вища школа. – 1994. – 399 с.
3. Жлуктенко В. І., Наконечний С. І. Теорія ймовірностей і математична статистика. У двох частинах. Ч. I. – К.: Вища школа. – 2001. – 320 с.; Ч. II. – 2002. – 340 с.
4. Красс М. С., Чупрынов Б. П. Математика для экономистов. – СПб.: Питер. – 2007. – 464 с.
5. Математические методы и модели в планировании/ Под ред. Терехова Л. Л. – К.: Вища школа. – 1999. – 270 с.

УДК 004.42.001.12

ЯШИНА О. В., старший викладач  
ЖУЛЬКОВСЬКИЙ О. О., к. т. н., доцент  
ЖУЛЬКОВСЬКА І. І., к. т. н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет

#### СИСТЕМА КОМП'ЮТЕРНОГО КОНТРОЛЮ ЗНАТЬ

*Розроблено автоматизовану систему комп'ютерного контролю знань на основі застосування сучасних засобів об'єктно-орієнтованого програмування та впровадження індуктивного інтерфейсу користувача. Система може використовуватися у якості програмної оболонки тестового завдання з довільної дисципліни. Програма пройшла апробацію при контролі знань студентів технічного ВНЗу з інформатики.*

*Разработана автоматизированная система компьютерного контроля знаний с применением современных средств объектно-ориентированного программирования и использованием индуктивного пользовательского интерфейса. Система может служить программной оболочкой для тестовых заданий по произвольной дисциплине. Программа прошла апробацию при контроле знаний студентов технического ВУЗа по информатике.*

*Automated system of computerized assessment of knowledge based on modern means of object oriented programming and inductive user interface was developed. The system may serve as system shell for test assignment in random subject. The program has been probed in the assessment of knowledge of students of technology in IT-course.*

**Вступ.** Прагнення освітян використовувати сучасні інформаційні технології є цілком обґрунтованим. Комп'ютер відкриває абсолютно нові можливості в отриманні довідкової і навчальної інформації при мінімальних витратах часу і у найрізноманітніших формах її уявлення, а також окреслює перспективи вирішення широкого комплексу проблем, що стоять перед сучасною освітою.

Спроби застосовувати комп'ютерні технології у навчальному процесі не завжди дають очікувані результати, оскільки традиційний процес навчання у певному розумінні є консервативним і не завжди готовий до новацій. До того ж якість навчальних програм часто не досягає необхідного рівня – якщо програма не задовольняє цілком певним вимогам або критеріям, вона відторгається освітянами [1–3].

Залучення комп'ютера до навчального процесу може вважатися успішним тільки за умов, коли розробники програмного забезпечення оцінюють такі аспекти, як співвідношення переваг та недоліків комп'ютерного навчального засобу у порівнянні із традиційними формами навчання; наявність необґрунтованих витрат часу на оволодіння навичками користувача навчальної програми; коректність запропонованих для розгляду завдань з точки зору доцільності їх розв'язку за допомогою комп'ютера; вартість, доступність та легальність навчального програмного забезпечення тощо.

Використання комп'ютера для перевірки і оцінки знань дозволяє уніфікувати вимоги до їх рівня, а також підвищити об'єктивність цієї оцінки. Крім того, комп'ютер надає багато можливостей для створення, накопичення і модифікації банку різноманітних завдань і запитань. Використання такого банку дозволяє максимально індивідуалізувати контрольні заходи з урахуванням професійної спрямованості навчання і рівня підготовки як окремих учнів (студентів), так і цілих академічних груп. Отже, використання комп'ютера при підготовці контрольного заходу не тільки істотно економить час навчального процесу, але і піднімає контроль знань на якісно новий рівень індивідуалізації і різноманітності.

**Постановка задачі.** Сучасний ринок комп'ютерних програм насичений різноманітними навчальними і контролюючими системами і тому дуже важливо зрозуміти, які зараз панують тенденції у галузі їх розробки. Нажаль, на даний момент не існує ефективно функціонуючого центру, щоб акумулював, аналізував та систематизував навчальні комп'ютерні програми, які розробляються та накопичуються у навчальних закладах різного рівня та інших установах або розповсюджуються через торгову мережу тощо.

Домінуючою компонентою програмного забезпечення освітнього простору є наявні у величезній кількості навчальні та контролюючі програми місцевого значення, тобто такі, що розробляються і використовуються в окремих навчальних закладах. Треба відзначити, що, наприклад, в одному і тому ж ВНЗі може використовуватись безліч таких програм – будь-яка кафедра може або придбати, або розробити власну чи то навчальну, чи то контролюючу програму. Такі програми є залежними від їх розробників, не завжди забезпечені належними системами супроводження, розповсюдження, довідковою системою для користувачів та іншими інструкціями і, зазвичай, не мають гарантій якості та ніде не реєструються.

Ще однією компонентою комп'ютеризації освіти є програми, які пройшли офіційну реєстрацію. Інформацію щодо них опубліковано у відповідних каталогах та бюлетенях, проте більш докладну фахову інформацію про це програмне забезпечення отримати складно. Судити про їх якість та переваги по наведених у публікаціях анотаціях неможливо. Більшість зареєстрованих програм також, до речі, не сертифіковані. Сертифікація – коштовна, і її проходять лише окремі програми, що розробляються спеціалізованими комп'ютерними фірмами і відкрито постачаються на ринок. Ці програми широко розрекламовано в мережі *Internet*, представлено у рекламних буклетах та постійно яскраво презентуються на виставках-ярмарках комп'ютерних освітніх програм. Проте великі витрати на мультимедійні ефекти не можуть компенсувати недоліки методичної концепції програмного виробу, і тому такі програми не набули широкої популярності щодо застосування у навчальному процесі і потребують активної участі висококваліфікованих педагогів на етапах розробки.

Окремою компонентою комп'ютерного освітнього простору є вузькоспеціалізовані програмні пакети, які, зазвичай, розроблені на високому професійному рівні, але

можуть застосовуватись лише при вивченні певної дисципліни [1].

Отже, раціональною може вважатися розробка комп'ютерної програми-оболонки з *IUI*-інтерфейсом (*Inductive User Interface* - індуктивний інтерфейс користувача), яка може бути застосована до будь-якої довільної дисципліни.

**Результати роботи.** Кафедрою інформатики Дніпродзержинського державного технічного університету (ДДТУ) розроблено автоматизовану систему комп'ютерного контролю знань, що є програмою-оболонкою з *IUI*-інтерфейсом та призначено для перевірки (оцінки) якості знань шляхом тестування.

Під час розробки програмної системи розв'язувалися наступні задачі:

- організація, систематизація та адаптація комп'ютерного банку контрольних завдань (бази даних) з можливістю його подальшого розширення;
- алгоритмізація побудови окремого індивідуального завдання;
- аналіз і оцінювання результатів тестування;
- фіксація результатів контролю, їх перегляд, статистичний аналіз, роздруківка тощо.

Система може бути застосована як програмна оболонка для тестування знань з довільної дисципліни. Вхідними даними програми є банк завдань, створений викладачем у вигляді текстової (файли формату *.txt*) та графічної (блок-схеми, графіки, фрагменти програм – файли формату *.bmp* та *.jpg*) інформації.

Програму спроектовано за принципами об'єктно-орієнтованої методології розробки програмного забезпечення у системі програмування *Delphi 7.0, Borland Software Corporation*. В основу програмного виробу покладено об'єктну декомпозицію, в якості критерію якої виступає приналежність елементів програми до різних абстракцій проблемної галузі. Система структурована за компонентами: модулями, класами, функціями. Розроблено інтерфейси для кооперації, координації та комунікації між компонентами. Діаграму класів концептуального рівня представлено на рис. 1.

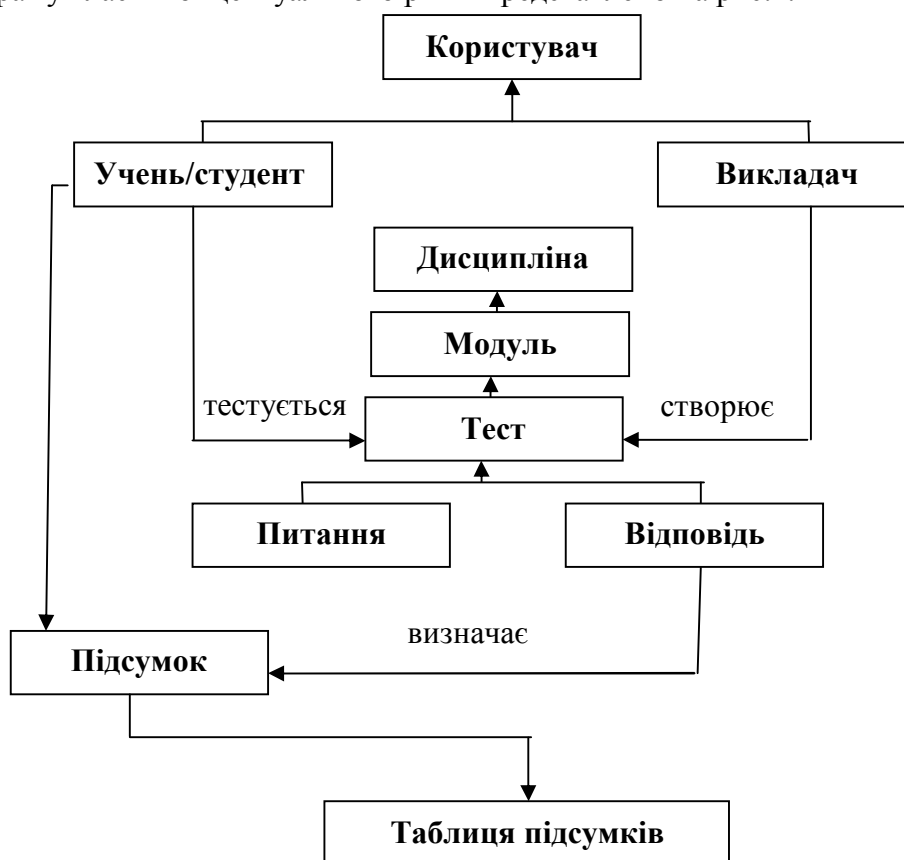


Рисунок 1 – Контекстна діаграма класів програми



Алгоритм програми побудовано на моделі подійного типу (будь-яка подія є відповіддю на певні дії користувача), що забезпечує діалог системи з користувачем.

Одним з показників якості програмної системи є її здатність до модифікацій у зв'язку з імовірною появою нових вимог замовника чи користувача. У даному випадку така сутність як «відповідь» може змінювати свій дизайн і в подальшому бути чи то текстом, чи то мати вигляд формули або графіка, тобто виступає як поліморфний об'єкт, в якому інкапсульовані віртуальні методи. В процесі виконання програми створюються динамічні масиви об'єктів стандартних класів, таких як: Tlabel, Tbevel, Timage, Tgroupbox, Tradiobutton.

В основу сценарію програми покладено теорему фон Неймана і Перона – будь-яка необхідна інформація може бути отримана у вигляді відповідей «так» або «ні» на послідовність відповідним чином сформульованих запитань. Адже комп'ютер безумовно краще за все придатний для швидкої перевірки відповідей, поданих саме у такому вигляді.

Однією з особливостей розробленої системи, як вже зазначалося, є використання *GUI*-інтерфейсу користувача. Це обумовлено необхідністю обмежити обсяг вимушених міркувань користувача відносно переходу між різними частинами програми та використанням її функцій. Розроблений таким чином інтерфейс істотно допомагає зрозуміти сценарій роботи програми. Комфортний, зрозумілий, добре структурований інтерфейс системи приваблює користувача, не створює психологічного бар'єру, а також дозволяє експлуатувати систему без спеціальної попередньої підготовки.

Програма складається з наступних модулів:

*Модуль формування та редагування тесту.* Даний модуль складається викладачем певної дисципліни. Він містить контрольні запитання та варіанти відповідей на них, допоміжні матеріали. Відповідальність за якість і всебічність тесту несе викладач.

*Модуль кодування тесту.* Даний модуль забезпечує надійність, захист тесту від несанкціонованого доступу, наслідком чого буде об'єктивність результату тестування. Кодування тесту здійснюється спеціальною окремою програмою, доступною лише викладачу.

*Навчально-тестуючий модуль.* Даний модуль забезпечує випадковий вибір певної (заданої викладачем) кількості запитань із загальної бази даних, формує графічний матеріал та варіанти відповідей. Модуль забезпечує зручний інтерфейс користувача, завдяки чому усі запитання тестового завдання можна бачити на дисплеї і давати на них відповіді у довільній послідовності.

*Підсумковий модуль.* Цей модуль аналізує результати тестування та згідно з алгоритмом (заданим викладачем) виставляє підсумкову оцінку, після чого користувачу надається можливість перегляду вже переформатованого тестового завдання з відокремленням вірних відповідей для їх подальшого засвоєння.

*Модуль «історії».* Цей модуль надає можливість викладачу переглянути інформацію щодо користувачів, часу їх тестування та результатів.

Система функціонує за наступним сценарієм:

– за допомогою головного меню користувач викликає список дисциплін та модулів для тестування та здійснює вибір потрібного модуля (рис.2.);

– користувач реєструється (наприклад, вказує шифр академічної групи, свої прізвище та ім'я). Ця екранна форма (рис.3) має лише одну кнопку «Почати», натискаючи на котру на дисплеї розгортається середовище самого тесту (рис.4);

– користувач дає відповіді на запропоновані запитання тесту шляхом вибору лише тих, що на його думку є вірними. Самі запитання пронумеровані та відокремлені спеціальним шрифтом та кольором та можуть містити блок-схеми та графіки. Користувачеві надається можливість самостійного визначення порядку відповідей та корегування раніше обраних варіантів, для чого форму забезпечено скролінгом. Час тестування може бути обмежено таймером за вимогами викладача;

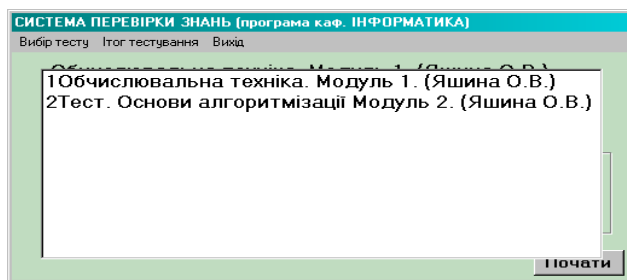


Рисунок 2 – Форма вибору дисципліни та модуля

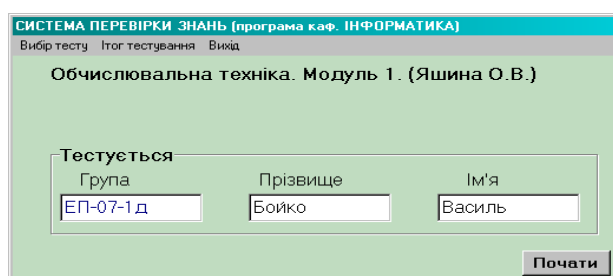


Рисунок 3 – Форма реєстрації користувача

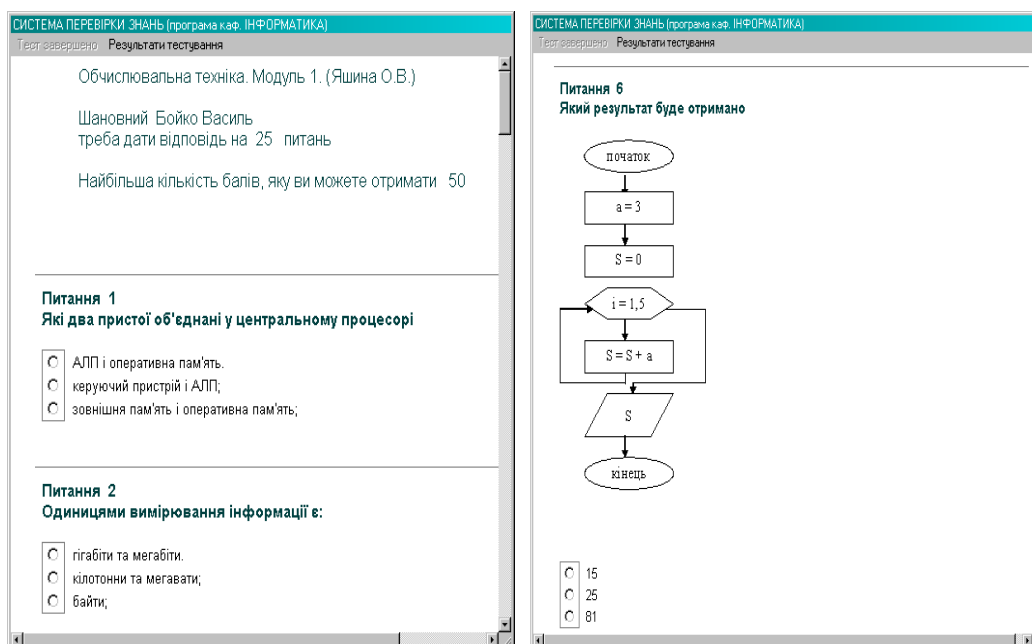
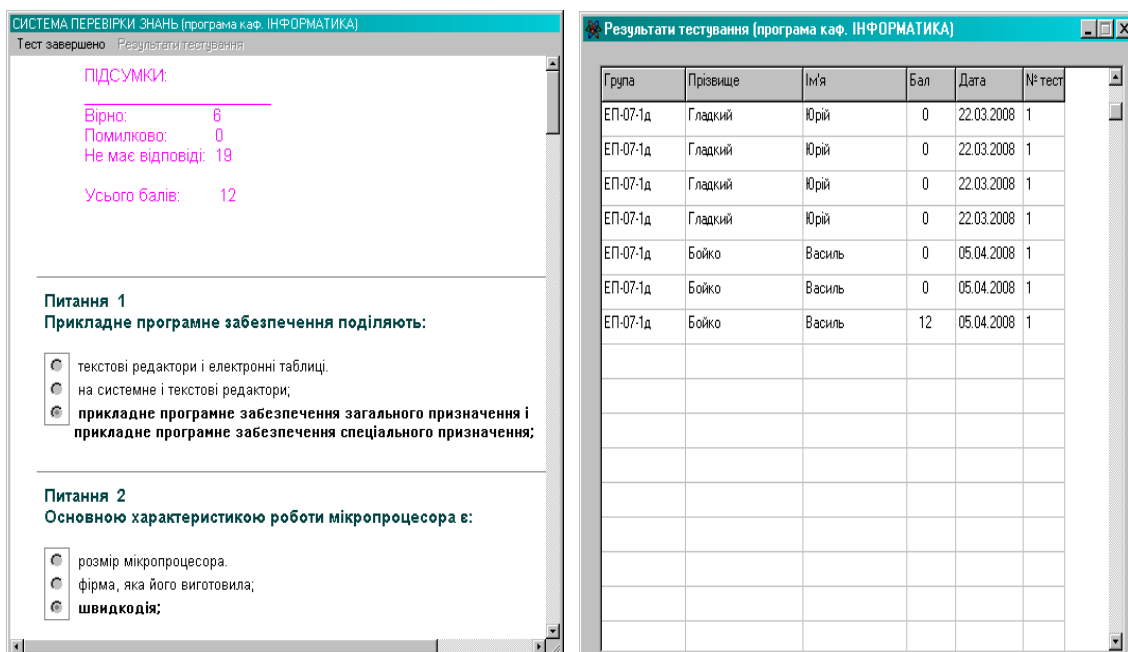


Рисунок 4 – Форма середовища тесту

– після завершення роботи над тестом користувач натискає єдину доступну кнопку «Результати тестування», і на дисплеї виникає форма (рис.5, а), яка містить статистичний аналіз результатів тестування, підсумковий бал, а також відокремлені вірні відповіді. Ця ж форма може розгорнутися автоматично із-за спрацювання таймера системи. Результати тестування автоматично записуються до бази даних системи (рис.5, б). Надалі користувач може або тестуватися повторно, або вибрати інший тест, або вийти із системи (рис.3).



а) б)  
Рисунок 5 – Форми результатів тестування

Отже, представлена навчально-тестуюча система перевірки знань має наступні переваги:

- уніфікованість щодо обрання дисциплін та тематики тестування;
- зручний та гнучкий графічний інтерфейс функціонування у ОС *Windows*;
- відсутність обмежень щодо моделі комп'ютера;
- можливість відображення найрізноманітнішої графічної інформації;
- оригінальний алгоритм формування тестового завдання з відносно необмеженим розміром (кількістю запитань);
- повне відображення тестового завдання на екрані з можливістю скролінгу та корегувань;
- наявність таймеру (за необхідністю);
- гнучка система налагоджень програми;
- захищеність системи від несанкціонованого доступу;
- архівація результатів тестування тощо.

**Висновки.** Система пройшла успішну апробацію під час модульного контролю знань студентів ДДТУ денної форми навчання спеціальностей «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», «Електричні системи і комплекси транспортних засобів», «Енергетичний менеджмент», «Електронні системи», «Фізична та біомедична електроніка» та на заочному факультеті університету і довела свої переваги, необхідність та доцільність використання у навчальному процесі. Програма у подальшому може бути адаптованою до будь-яких дисциплін.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Бурковская М.А., Зими́на О.В., Кириллов А.И.. Компьютерный контроль знаний в среде AcademiaXXI/ Информатика и образование. – 2002. – № 9. – С.81-87.
2. О тенденциях и перспективах математического образования / Л.Д.Кудрявцев, А.И.Кириллов, М.А.Бурковская, О.В.Зими́на// Высшее образование сегодня. – 2002. – №2.
3. Компьютерные обучающие программы/ А.С.Демушкин, А.И.Кириллов, Н.А.Сливина и др.// Информатика и образование. – 1995. – №3.