

## РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.391

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

Днепродзержинский государственный технический университет

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ  
КОМБИНИРОВАННОЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ  
С ПЕРЕХОДОМ ЧЕРЕЗ НОЛЬ

**Введение.** В работе [1] предложен метод комбинированной АМ-ФМ (нуль-ОФМ) для цифровых систем передачи информации, который, предположительно, должен обладать высокой спектральной эффективностью.

Так, например, известно, что одной из наиболее помехоустойчивых систем является система связи с фазовой манипуляцией (ФМ), причём её разновидность ОФМ – ортогональная ФМ не требует передачи опорного сигнала, т.к. его роль выполняет предыдущая посылка (радиоимпульс). Однако скачок фазы на границе двух соседних посылок приводит к существенному «опрокидыванию фазы» (однократная ФМ) колебаний на  $\pi$  в области перехода между радиоимпульсами, а выражение для сигнала имеет вид:

$$S(t) = \frac{2 * A_0}{\pi} \left\{ \left[ \cos(\omega_0 + \Omega) * t - \cos(\omega_0 - \Omega) * t \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \left[ \cos(\omega_0 + 3\Omega) * t - \cos(\omega_0 - 3\Omega) * t \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \left[ \cos(\omega_0 + 5\Omega) * t - \cos(\omega_0 - 5\Omega) * t \right] + \dots \right\}, \quad (1)$$

где  $\Omega$  – половинная частота следования радиоимпульсов. Как видно, теоретически этот спектр бесконечен, однако, основной вклад имеют линии с частотами  $\omega_0 - \Omega$  и  $\omega_0 + \Omega$ , причём линия с частотой  $\omega_0$  в этом спектре отсутствует. Ориентируясь на изложенное выше, попытаемся определить вид компенсирующей АМ для данного сигнала с целью сужения его спектра. Учитывая, что производная от фазы сигнала по времени равна мгновенному значению его частоты, а резкое изменение фазы происходит именно в области перехода между радиоимпульсами, можно прийти к выводу о том, что в этой области необходимо соответствующим образом уменьшить амплитуду сигнала, а для идеального скачка фазы эта амплитуда должна обращаться в ноль.

**Постановка задачи.** Провести сравнительный анализ потенциальных возможностей комбинированной АМ-ФМ с переходом через ноль в цифровой системе связи.

**Результаты работы.** Проанализируем потенциальные возможности системы связи, использующей фазовую манипуляцию, дополненную гармонической огибающей, которая, в свою очередь, обеспечивает переход через ноль на границе соседних радиоимпульсов.

Формирование сигнала в этом случае сводится к сложению двух гармонических колебаний с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , дающими биения  $2 \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} * t * \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} * t$ , где первым множителем является «медленная» огибающая (её модуль имеет смысл амплитуды). Результат сложения показан на рис.1.

Амплитуды складываемых колебаний для простоты приняты равными единице. При этом на границе радиоимпульсов в момент перехода через ноль происходит скачок фазы на  $\pi$ . Гармоническое заполнение с частотой  $(\omega_1 + \omega_2) / 2$  практически не оказывает

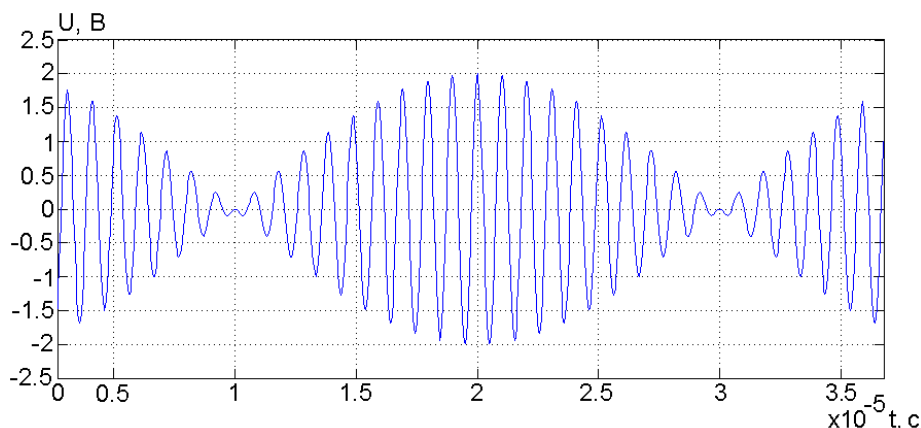


Рисунок 1 – Сигнал биений

влияния на колебательный контур приёмника, настроенный на такую частоту, именно вследствие этих скачков, зато вызывает резонансные явления у контуров, настроенных на частоты  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Различие откликов этой триады контуров на данный сигнал зависит от следующих факторов. Постоянная времени колебательного контура  $\tau_k = 2 * Q / \omega_p$ , где  $Q$  – добротность,  $\omega_p$  – резонансная частота контура. Для идеального  $\pi$ -скачка и неизменной амплитуды время установления колебаний  $t_0 = 0,693 * \tau_k$ , т.е.  $t_0 \sim \frac{Q}{\omega_p}$ .

Рассмотрим теперь зависимость параметров радиоимпульса от соотношения между  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Период гармонической огибающей (длительность радиоимпульса  $\tau_0$ ) легко определить из условия  $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} * \tau_0 = \pi \Rightarrow \tau_0 = \frac{2 * \pi}{\omega_1 - \omega_2}$ . Учитывая, что период гармонического заполнения  $T_3 = \frac{4 * \pi}{\omega_1 + \omega_2}$ , определим число полных колебаний заполнения, укладывающихся на интервале  $\tau_0$ :

$$N = \frac{\tau_0}{T_3} = \frac{1}{2} * \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 - \omega_2}. \quad (2)$$

Известно также, что добротность  $Q$  пропорциональна числу колебаний, совершенных за время уменьшения их амплитуды в  $e$  раз, т.е.  $Q = \pi * N_e$ . Тогда выражение для  $t_0$  можно представить в виде  $t_0 \approx \frac{4 * N_e}{\omega_p}$ .

Отсюда следует, что в зависимости от соотношения между  $N$  радиоимпульса и  $N_e$  колебательного контура можно выделить следующие характерные случаи.

При  $N_e \ll N$  в контуре, настроенном на частоту заполнения  $(\omega_1 + \omega_2) / 2$ , после  $\pi$ -скачка колебания практически полностью восстанавливаются, в то время как отклики контуров, настроенных на  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , будут выражены менее отчётливо – только во временном интервале окрестности перехода через ноль. Если же поменять условие на обратное, т.е. положить  $N < N_e$ , то, наоборот, реакция контура, настроенного на  $(\omega_1 + \omega_2) / 2$ , будет выражена слабо, а отклики остальных двух будут существенными.

Если считать, как для обычной ОФМ, что информация о наличии «0» или «1» заключается в отсутствии или наличии  $\pi$ -скачка фазы на границе раздела радиоимпульсов, то, как следует из изложенного, об этом можно судить по реакции колебательных контуров на такой сигнал. При этом следует выбрать условие, при котором различие в

откликах будет максимальным. Очевидно, в этом случае следует положить  $N \approx N_e$ . Тогда, например, для некоторой дискретной равномерной последовательности  $\pi$ -скачков реакция контуров с резонансными частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  будет максимальной (практически режим биений), а контура, настроенного на  $(\omega_1 + \omega_2)/2$ , – минимальной. Разумеется, такая последовательность не несёт информации, а сигнал имеет две спектральные линии  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Наложение сообщения означает в этом случае, что узлы с  $\pi$ -скачком будут некоторым образом чередоваться с узлами, в которых течение фазы будет непрерывным. В эти интервалы времени увеличится вес линии  $(\omega_1 + \omega_2)/2$  и отклик соответствующего контура, а отклики контуров с  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , соответственно, существенно уменьшатся. Тактовая частота для такого сигнала может быть легко выделена обычным АМ-детектором, фиксирующим переход через ноль.

Рассмотрим в качестве простого примера контур с резонансной частотой в 1МГц и добротностью 100.

Тогда  $\tau_K = \frac{2 * Q}{\omega_p} \approx 32 \text{ мкс}$ ,  $T_0 \approx 0,693 * \tau_K \approx 22 \text{ мкс}$ , а число периодов колебаний, со-

ответствующее времени релаксации,  $N_p \approx 3 * N_e = \frac{t_0}{T_p} \approx 22$ .

Т.е. длина радиоимпульса, выраженная в периодах колебаний, составляет приблизительно 20 периодов. Определим соответствующие частоты  $\omega_1$  и  $\omega_2$  для этой длины радиоимпульса:

$$N_p = \frac{1}{2} * \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 - \omega_2} \Rightarrow \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{41}{39}. \quad (3)$$

Полагая, например,  $f_1 = 1 \text{ МГц}$ , получаем  $f_2 = 0,95 \text{ МГц}$ , т.е. спектральные линии  $f_1$  и  $f_2$  отстоят на 50кГц. С другой стороны, известно, что полоса пропускания контура на уровне 0,707 определяется как  $2\Delta f = \frac{f_p}{Q} = 10 \text{ кГц}$ , а на уровне 0,4 – приблизительно 20кГц.

Таким образом, частоты  $f_1$  и  $f_2$  и  $(f_1 + f_2)/2$  будут достаточно хорошо выделяться соответствующими контурами, а спектральная полоса, занимаемая таким каналом связи, составляет величину около 50кГц. Символьная скорость передачи информации в этом случае оказывается равной  $J \approx \frac{f_1}{20} = 50 \text{ Кбит/с}$ , т.е. численно совпадает с занимаемой спектральной полосой, что полностью соответствует выводам, полученным в [2], где проанализированы соотношения между максимально допустимой символьной скоростью передачи информации и добротностью частотно-селективного устройства (ЧСУ), выделяющего амплитудно-манипулированный сигнал.

Описанную ситуацию логично изменить, если несколько нарушить условие  $N_p = N$ , где  $N_p = \frac{1}{2} * \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 - \omega_2}$  или  $\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{f_1}{f_2} = \frac{2N_p + 1}{2N_p - 1}$ .

Как видно, если длину радиоимпульса уменьшить по сравнению с  $N_p$ , например, в 4...5 раз, то разнос частот  $f_1$  и  $f_2$  можно увеличить до 300кГц. Уровень сигнала и различимость кодовых посылок при этом снизится, но это позволит сформировать каналы связи для такого сигнала следующим образом (рис.2).

Такой способ формирования каналов обусловлен следующей причиной. В настоящее время практически все системы связи являются цифровыми, причём, по традиции, для повышения помехоустойчивости этих систем относительно узкоспектральных помех спектр сигнала стремятся сделать по возможности более широким, в пределе –

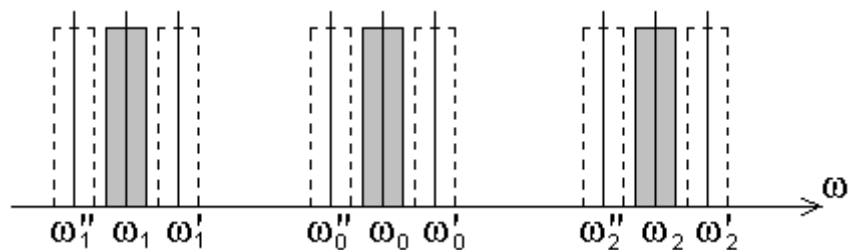


Рисунок 2 – Частотный план формирования каналов

шумоподобным. По этой причине система связи, использующая линейчатый спектр сигнала с ограниченным количеством спектральных линий, может оказаться более помехоустойчивой. В отличие от любой другой цифровой системы связи, в которой кодер и модулятор работают независимо, в данном варианте требуется максимальная когерентность процессов фазовой манипуляции и момента перехода через «ноль», что, очевидно, потребует новых структурных решений как передающих, так и приёмных устройств. Кроме того, такая форма сигналов может быть использована и для частотной манипуляции («Н-ЧМ») с той разницей, что частота заполнения радиоимпульсов может принимать одно из двух значений, а информация отображается наличием или отсутствием скачка частоты на границе между соседними радиоимпульсами. Спектр такого сигнала сложнее, чем спектр «Н-ОФМ», однако в данном варианте «Н-ЧМ» благодаря компенсирующей АМ практически устраняется паразитный скачок фазы на переходе между радиоимпульсами, приводящий к дополнительному расширению спектра. В этом случае отпадает необходимость использования систем ЧМ с непрерывной фазой (ЧМНФ) или модуляции с минимальным сдвигом (ММС).

**Выводы.** 1. В работе показано, что при традиционном способе использования ЧСУ комбинированная АМ-ФМ и просто АМ имеют сходные соотношения между символьными потоками и спектральной шириной канала, т.к. в обоих случаях основным фактором, влияющим на эти соотношения, являются релаксационные свойства ЧСУ. В то же время достоинством комбинированной АМ-ФМ по сравнению с АМ или обычной ОФМ можно считать простоту и надёжность выделения тактовой частоты в случае длинных последовательностей «нулей» или «единиц».

2. Показано, что определённым образом согласованная работа кодера и модулятора и увеличение разности первых боковых спектральных линий может привести к существенному повышению эффективности цифровых каналов связи, в том числе помехоустойчивости.

3. Предложенный способ формирования сигнала может быть применён и для частотной манипуляции («Н-ЧМ»), предполагающей переход через «ноль» на границе соседних радиоимпульсов. При этом распыление спектра вследствие паразитной фазовой манипуляции может быть существенно снижено.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рязанцев О.В. Спектральноэффективная модификация ОФМ / Рязанцев О.В., Андреев А.А., Михацкий А.Ю. // Системные технологии: сб. науч. трудов. – Днепропетровск. – 2008. – Выпуск 2(55). – С.140-144.
2. Рязанцев О.В. О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией. / Рязанцев О.В., Кулик М.В. // Сб. науч. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепропетровск: ДГТУ. – 2010. – Выпуск 2(15). – С.72-76.

Поступила в редколлегию 02.03.2015.

Дніпродзержинський державний технічний університет

**ОПТИМІЗАЦІЯ СМУЖКОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ  
З ПОВІТРЯНИМ ЗАПОВНЕННЯМ**

**Вступ.** За останні роки відбувається стрімкий розвиток інформаційних мереж в діапазоні 2,4...2,483 ГГц (IEEE 802,11). Для забезпечення стійкого зв'язку в цьому діапазоні на відстані, що перевищує сотні метрів, використовують спрямовані мікросмужкові антени (МСА).

Мікросмужкові антени мають невеликі втрати і компактні габарити та використовуються для прийому і випромінювання електромагнітної енергії з лінійною, круговою і еліптичною поляризацією. Коефіцієнт підсилення антен повинен бути більшим від 13 дБ для забезпечення необхідного співвідношення сигнал / шум [2].

Так у роботі [2] представлена чотириелементна дворезонаторна смужкова антенна решітка (АР) з повітряним заповненням. Використання дворезонаторного випромінювача забезпечило цій антені широку смугу пропускання (2,35...2,55 ГГц) при коефіцієнті стоячої хвилі (КСХ) менше 1,5. Недоліком такої антени є складність виготовлення за рахунок використання втулок, на яких кріпиться основна АР та резонатори над кожним з випромінювачів антенної решітки.

На відміну від [2] в даній роботі досліджується антена з повітряним заповненням, система живлення та випромінювачі якої будуть фіксуватися за рахунок прикріплення до кожного випромінювача двох штирів.

**Постановка задачі.** Геометричні розміри елементів МСА зазвичай визначаються за допомогою аналітичних методів, які дозволяють отримати лише приблизні результати. Оскільки запропонована антенна решітка виконана на повітряній підкладці, необхідно враховувати вплив фіксуючих штирів для кожного елемента. Тому задачею роботи є уточнення розмірів випромінювачів та оптимізація антенної решітки за допомогою чисельних методів розрахунку.

**Результати роботи.** Для аналітичного розрахунку обрана прямокутна форма мікросмужкового випромінювача (МСВ), оскільки вона більш проста для аналізу. Для живлення випромінювачів використано метод мікросмужкової лінії (МСЛ) і паралельна система живлення, так як це дозволяє узгоджувати велику кількість елементів одночасно, з меншими втратами, оскільки відстань від точки живлення до кожного елемента решітки однакова.

Для розрахунку геометричних розмірів МСА використано модель лінії передачі як найбільш придатну для врахування МСЛ живлення [4]. Ця модель представляє випромінювач у вигляді двох щілин, які розділені низьким опором лінії живлення.

Нижче наведено методику розрахунку одиночного МСВ (рис.1) і лінії живлення

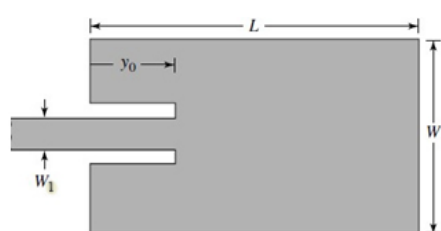


Рисунок 1 – Прямокутний МСВ

[1] для частоти 2.4 ГГц. Живлення здійснюється коаксіальним кабелем з хвильовим опором 50 Ом крізь отвір у екрані. Оскільки діелектрична проникність в АР має однакове значення,  $\epsilon_{reff} = \epsilon_r$ .

Через вплив периметра електричний розмір випромінювача МСА є більшим, ніж його фізичні розміри. Для головної Е-площини (ху-площини) розміри випромінювача уздовж його довжини

мають бути продовжені на кожному кінці на відстань  $\Delta L$ .

Відстань  $\Delta L$  є функцією діелектричної проникності і відношення ширини до висоти. Зі збільшенням висоти підкладки відстань між випромінюючими краями також збільшується, що призводить до зміни резонансної частоти.

Для врахування впливу периметра використовуємо [1]:

$$\Delta L = h \cdot 0,412 \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}$$

Ширина для випромінювача розраховується за формулою [1]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$

де  $f_r$  – резонансна частота.

Довжина випромінювача без врахування  $\Delta L$  знаходиться за допомогою [1]:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L$$

Ефективна довжина випромінювача розраховується за формулою [1]:

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L$$

Для розрахунку системи живлення і узгодження елементів антенної решітки провідність може бути виражена як [1]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2}, \quad (1)$$

$$\text{де } I_1 = \int_0^\pi \left( \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right)^2 \sin^3\theta d\theta.$$

Взаємна провідність двох щілин розраховується за формулою [1]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left( \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right)^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta.$$

де  $J_0$  – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Для типових мікросмужкових антен взаємна провідність, отримана з використанням (7), мала в порівнянні з власною провідністю  $G_1$  (1).

Резонансний хвильовий опір МСВ визначається за допомогою [1]:

$$R_{\text{in}} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}$$

Оскільки вхідний хвильовий опір на провідних випромінюючій краях МСВ час-то вже не дорівнює бажаному (у нашому випадку 50 Ом), то відстань  $y_0$  до точки вну-трішнього живлення отримують, використовуючи [1]:

$$R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) = 50, \text{ Ом},$$

звідки

$$y_0 = \frac{L \cdot a \cos\left(\frac{100}{R_{in}} - 1\right)}{2\pi}.$$

Хвильовий опір лінії живлення визначається за формулою [1]:

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \left( \frac{W_{1,2}}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W_{1,2}}{h} + 1,444 \right) \right)}}.$$

де  $W_1$  – ширина лінії живлення,  $W_2$  – ширина трансформатора.

Хвильовий опір трансформатора розраховується за формулою:

$$Z_{c2} = \sqrt{Z_1 + Z_2}.$$

де  $Z_1$  – хвильовий опір лінії перед трансформатором,  $Z_2$  – хвильовий опір лінії після трансформатора.

Довжина трансформатора відповідає чверті довжини хвилі:

$$L_t = \frac{\lambda_0}{4}.$$

Розраховані параметри МСВ представлено у табл.1.

Таблиця 1 – Розраховані параметри МСВ

$W$ , (мм)	$\Delta L$ , (мм)	$L$ , (мм)	$L_{\text{eff}}$ , (мм)	$R_{in}$ , (Ом)
62,5	6,05	50,41	62,5	197,821
$G_1$ , (Сім)	$G_{12}$ , (Сім)	$y_0$ , (мм)	$W_1$ , (мм)	$W_2$ , (мм)
$2,37 \cdot 10^{-3}$	$1,481 \cdot 10^{-4}$	1,675	4,4	7

Отримані геометричні розміри, наведені у табл.1, уточнюються за допомогою математичного моделювання в пакеті програм Ansoft/Ansys HFSS (High Frequency Structure Simulator), що також дозволить провести оптимізацію і врахувати вплив фік-суючих штирів.

У процесі моделювання спочатку було створено одиночний МСВ на повітряній підкладці (рис.2), геометричні розміри якого були визначені аналітичним методом роз-рахунку.

Отримано наступні електродинамічні характеристики для  $f = 2,4$  ГГц (рис.3-6) розрахованого випромінювача: кут розкриття ДС =  $26^\circ$  (рис.4); коефіцієнт відбиття  $S_{11} = -4,55$  дБ (рис.5); КСХ = 3,85 дБ (рис.6); щільність випромінювання  $U = 0,35$  Вт/стер; коефіцієнт спрямованої дії КСД = 7,24; коефіцієнт підсилення  $K = 7,39$  дБ; коефіцієнт підсилення з врахуванням втрат  $K_v = 4,48$  дБ.

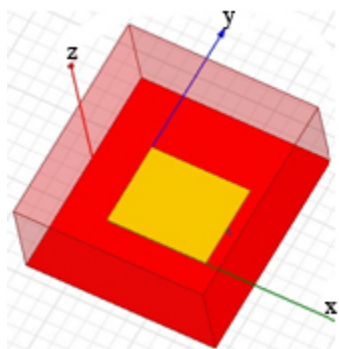


Рисунок 2 – Геометрія МСВ

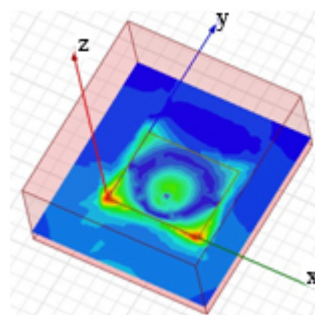


Рисунок 3 – Розподіл поля МСВ

Так як коефіцієнт  $S_{11}$  має мале по модулю значення, це вказує на великі втрати і неузгодженість випромінювача з лінією живлення. Збільшення модулю  $S_{11}$  можна досягти, варіюючи значеннями  $L$  і  $W$ .

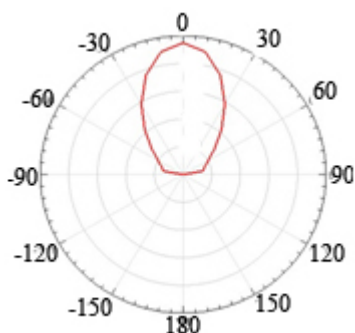


Рисунок 4 – ДС

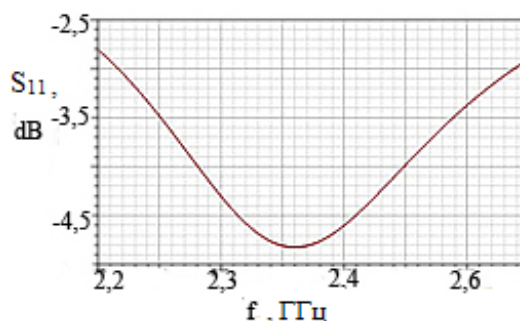


Рисунок 5 – Залежність  $S_{11}$  від частоти

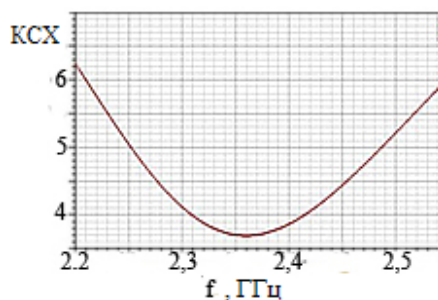


Рисунок 6 – Залежність КСХ від частоти

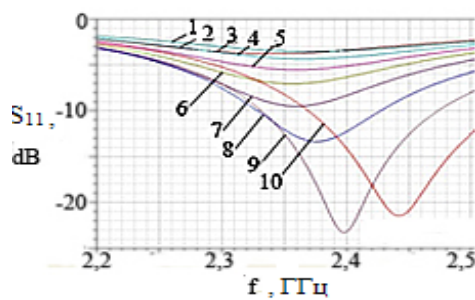


Рисунок 7 –  $S_{11}$  у результаті оптимізації

Для цього використаємо функцію Parametric в HFSS, яка розраховує модель, змінюючи (синхронно або порівнюючи) задані геометричні розміри (у нашому випадку довжина МСВ –  $L$  і ширина –  $W$ ) з рівномірним кроком. Результати наведено на рис.7. Залежності  $S_{11}(f)$  від 1 до 10 отримані при зміні  $L$  від 49,11мм до 53,91мм за кроком 0,5мм, а  $W$  – від 62,5мм до 22,5мм за кроком 4мм.

Як видно з рис.7, найкращі результати отримано для кривої 9 при  $f = 2.4$ ГГц: кут розкриття ДС =  $26^\circ$  (рис.9);  $S_{11} = -23,25$  дБ (рис.7); КСХ=1,18 дБ (рис.8);  $U=0,56$  Вт/стер; КСД = 7,05;  $K = 7,23$  дБ;  $K_v = 7,04$  дБ.

Для фіксації випромінювача над екраном використано два металеві штирі шириною 1 мм, довжиною 0,5 мм і висотою 9 мм, які розташовані по середині МСВ по осі  $y$  і на краях по осі  $x$ .



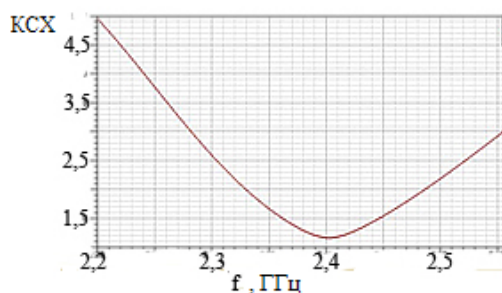


Рисунок 8 – Залежність КСХ від частоти

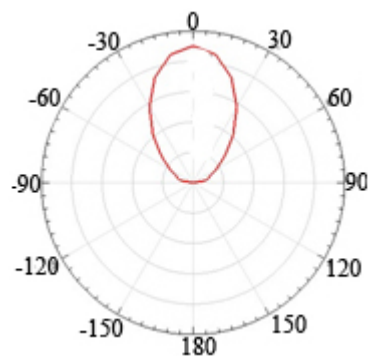


Рисунок 9 – ДС

Отримані геометричні розміри МСВ використано для моделювання мікросмушкової лінії живлення (рис.10).

У результаті оптимізації отримано наступні геометричні параметри:  $L = 53,21$  мм;  $W = 26,5$  мм;  $y_0 = 16,75$  мм;  $L_1 = 46,75$  мм (довжина лінії живлення);  $W_1 = 4,4$  мм (ширина лінії живлення); і наступні електродинамічні характеристики (рис.13-15): кут розкриття ДС =  $26^\circ$  (рис.11);  $S_{11} = -26,1$  дБ (рис.12); КСХ = 1,05 дБ (рис.13);  $U = 0,62$  Вт/стер; КСД = 7,69;  $K = 7,83$  дБ;  $K_v = 7,81$  дБ.

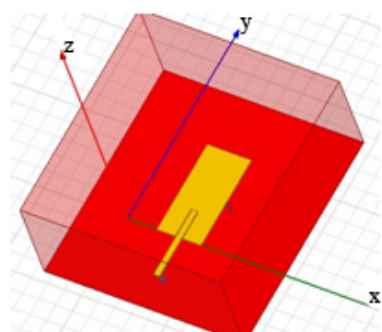


Рисунок 10 – Геометрія МСВ

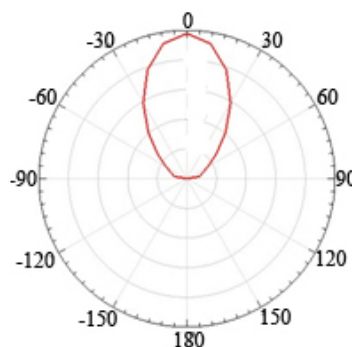


Рисунок 11 – ДС

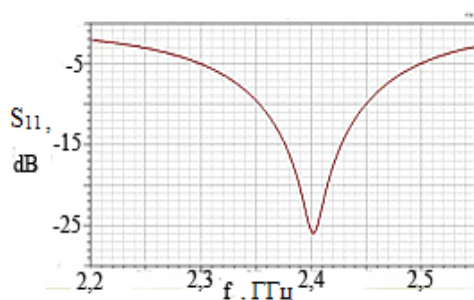


Рисунок 12 – Залежність  $S_{11}$  від частоти

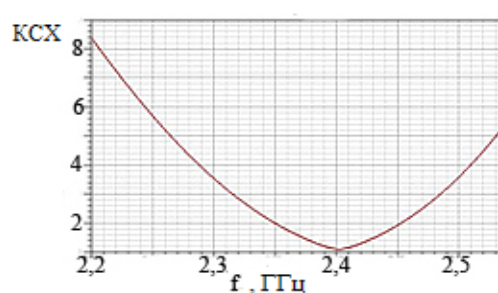


Рисунок 13 – Залежність КСХ від частоти

Використовуючи оптимальні розміри одиночного МСВ, була розроблена мікросмушкова антенна решітка (МСАР), яка являє собою чотири прямокутних випромінювача (2x2) з мікросмушковою системою розподілу потужності 1:4 паралельного типу із використанням чвертьхвильових трансформаторів (рис.14). У результаті оптимізації отримано наступні геометричні параметри:  $L = 53,71$  мм;  $W = 26,5$  мм;  $y_0 = 4,9$  мм;  $L_1 = 27,75$  мм;  $W_1 = 4,4$  мм;  $L_2 = 50$  мм (довжина узгоджувальної лінії);  $W_2 = 4,4$  мм (ширина узгоджувальної лінії);  $L_t = 31,25$  мм (довжина трансформатора);  $W_t = 7$  мм (ширина

трансформатора);  $L_f = 31,4$  мм (довжина лінії живлення);  $W_f = 3,4$  мм (довжина лінії живлення). Електродинамічні характеристики наведено на рис.15-17.

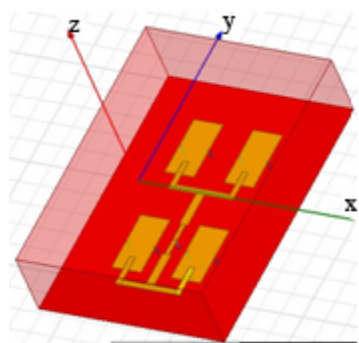


Рисунок 14 – Геометрія розробленої АР

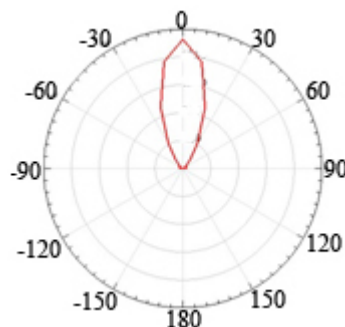


Рисунок 15 – ДС

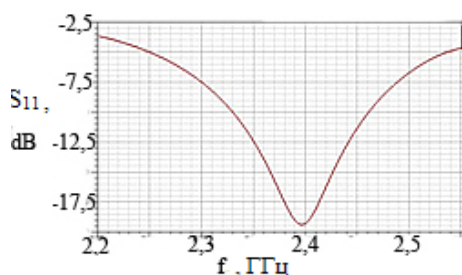


Рисунок 16 – Залежність  $S_{11}$  від частоти

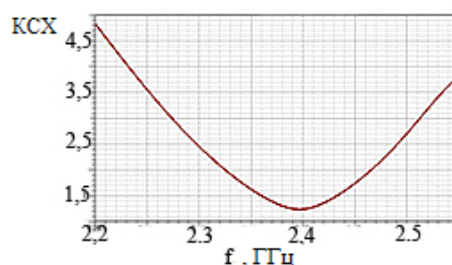


Рисунок 17 – Залежність  $KCX$  від частоти

Отримані результати показали, що розрахована МСАР із запропонованим випромінювачем має високі показники електродинамічних характеристик: кут розкриття ДС =  $11^\circ$  (рис.15);  $S_{11} = -19,16$  дБ (рис. 16);  $KCX = 1,25$  дБ (рис.17);  $U = 1,47$  Вт/стер;  $KCD = 17,85$ ;  $K_{\Pi} = 18,53$  дБ;  $K_{\nu} = 18,51$  дБ.

**Висновки.** У результаті проведеної оптимізації розрахована МСАР на повітряній підкладці має низький рівень коефіцієнту відбиття  $S_{11} = -19,16$  дБ на робочій частоті 2,4 ГГц при низькому значенні  $KCX = 1,255$  дБ. Розроблена антена має високий коефіцієнт підсилення  $K = -18,53$  дБ і може бути застосована у бездротових комп'ютерних мережах в діапазоні 2,4...2,483 ГГц (IEEE 802.11).

За отриманими даними виготовлена експериментальна антена з 24-ма випромінюючими елементами.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Balanis C.A. Antenna theory analysis and design / C.A.Balanis // John Wiley & Sons, Inc. – 2005. – 1097р.
2. Дубровка Ф.Ф. Полосковая антенная решетка с воздушным заполнением / Дубровка Ф.Ф., Мартынюк С.Е. // Вісник НТУУ "КПІ". Серія "Радіотехніка. Радіоапаратобудування". – 2009. – № 38. – С.61-64.
3. Банков С.Е. Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS / С.Е.Банков, А.А.Курушин // НПП „Родник”. – 2009. – 736с.
4. Garg R. Microstrip antenna design handbook / R.Garg, P.Bhartia // Artech House. – 2007. – 845р.

Надійшла до редколегії 27.05.2015.

Днепродзержинский государственный технический университет

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕПИ СТАБИЛИЗАЦИИ СМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ В ВЫХОДНЫХ КАСКАДАХ ЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

**Введение.** В последнее время в связи с интенсивным развитием средств вычислительной техники и алгоритмов цифровой обработки сигналов, широкое применение получили программно-определяемые радиосистемы [1]. Такие радиосистемы позволяют построить систему связи с использованием нескольких видов цифровой модуляции изменением лишь программных алгоритмов обработки сигналов, при этом аппаратная часть остается неизменной. В передающей части таких устройств важным параметром является линейность выходного усилителя мощности, поскольку необходимо передать сигнал в излучающую антенну с наименьшим искажением спектра исходного сигнала.

Таким образом, разработка методов повышения линейности амплитудной характеристики усилителей мощности высокой частоты представляется актуальной.

**Постановка задачи.** Одна из тенденций построения современных радиопередающих устройств – применение непереключаемых широкополосных высокочастотных усилителей мощности. Мощные МДП-транзисторы в таких схемах имеют целый ряд преимуществ перед биполярными. Частотная зависимость их параметров выражена слабее, чем биполярных приборов. Паразитные реактивности носят в основном емкостный характер и могут нейтрализоваться или включаться в состав емкостей линии передачи. Широкополосность мощных полевых транзисторов (ПТ) выше, чем биполярных транзисторов [2].

На рис.1 изображена упрощенная схема усилителя, реализующая рассматриваемый принцип. Однако однотактные усилители такого типа могут работать только в режиме класса А. Их энергетические показатели аналогичны показателям однотактных трансформаторных усилителей низких частот. Типовые значения КПД не превышают 35...40%, при этом хорошо заметны нелинейные искажения, обу-

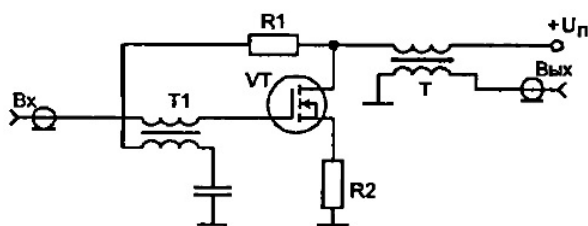


Рисунок 1 – Упрощенная схема широкополосного усилителя на полевом транзисторе

словленные, прежде всего, второй гармоникой.

Существенное улучшение энергетических показателей широкополосных усилителей мощности (предельный КПД идеального каскада на синусоидальном сигнале равен 78,5%, реального транзисторного каскада – примерно 72% [3]) можно получить при использовании двухтактных каскадов, работающих в режиме АВ или В. Схема такого усилителя показана на рис.2. Вы-

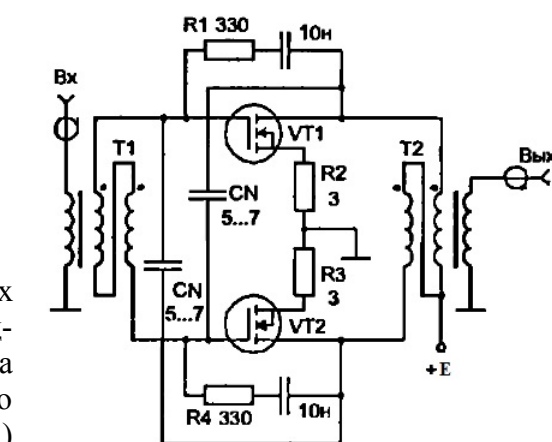


Рисунок 2 – Двухтактный широкополосный усилитель мощности

ходные каскады усилителей мощности работают, как правило, в режиме с отсечкой коллекторного (стокового) тока. Очевидно, что эффективность работы таких каскадов будет существенно зависеть от правильности выбора режима работы транзисторов, а также его стабильности в процессе эксплуатации.

В таких усилителях мощности для стабилизации угла отсечки транзисторов при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры транзисторов, а также для линеаризации начального участка амплитудной характеристики усилителя используются стабилизаторы напряжения смещения [4]. Однако, при использовании в усилителе силовых МДП-транзисторов возникает ряд проблем [2], одна из которых – это стабилизация напряжения смещения полевых транзисторов для обеспечения их работы в линейном режиме при разогреве до +80...100°C, другая состоит в нелинейности начального участка входной характеристики полевых транзисторов.

Поэтому, целью работы является исследование схем стабилизации смещения транзисторов в широкополосных усилителях мощности.

**Результаты работы.** Принцип работы исследуемой схемы стабилизации напряжения смещения, показанной на рис.3, заключается в следующем.

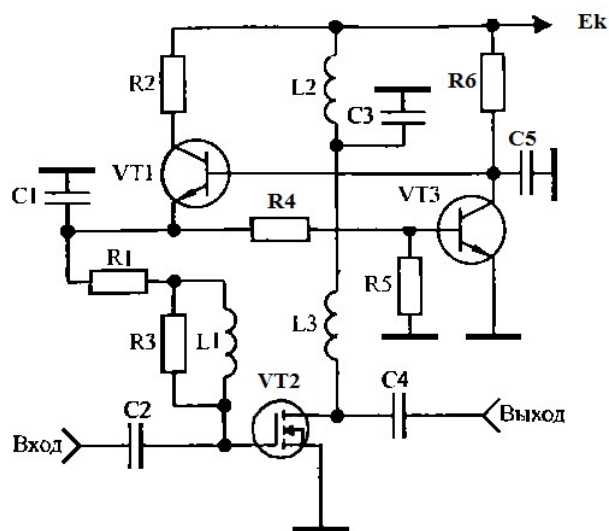


Рисунок 3 – Схема усилительного каскада со стабилизатором напряжения смещения затвора

Напряжение смещения подается на затвор транзистора усилительного каскада VT2 с эмиттера транзистора VT1 и равно около 3,5 В. При подаче усиливаемого сигнала на вход каскада напряжение на обкладке конденсатора C2, подключенной к затвору транзистора VT2, начинает уменьшаться, что связано с нелинейностью его входной характеристики. Поэтому без использования схемы стабилизации угол отсечки уменьшается с увеличением уровня усиливаемого сигнала. Малое выходное сопротивление схемы стабилизации по постоянному току препятствует этому. При нагревании транзистора VT2 и неизменном напряжении смещения угол отсечки увеличивается, поэтому транзистор может выйти из строя. Схема стаби-

лизации препятствует этому, так как транзистор VT3 также нагревается, его выходное сопротивление уменьшается и благодаря этому уменьшается напряжение смещения транзистора VT2.

Методика расчета стабилизатора напряжения смещения заключается в следующем [5]. Вначале по требуемой выходной мощности и заданному частотному диапазону разрабатываемого усилителя выбирается транзистор VT2. Напряжение источника питания  $E_n$  схемы (рис.3) следует брать равным напряжению, рекомендованному в справочной литературе для используемого транзистора VT2. В этом случае оптимальное сопротивление нагрузки транзистора VT2, на которое он отдаст максимальную мощность, определяется из соотношения:

$$R_{\text{опт}} = \frac{(E_n - U_{\text{отс}})^2}{2P_{\text{вых. макс}}}, \quad (1)$$

где  $P_{вых.мах}$  – максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором, справочная величина;  $U_{ост} = 0,5...2В$ .

В случае выбора  $R_{онт}$  по (1) максимальное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке  $U_{вых.м}$  максимальное значение выходной мощности каскада  $P_{вых.м}$  рассчитываются по формулам [6]:

$$U_{вых.м} = (E_{п} - U_{ост}), \quad (2)$$

$$P_{вых.м} = \frac{(U_{вых.м})^2}{2R_{онт}}. \quad (3)$$

Если требуемая выходная мощность  $P_{вых.мп}$  каскада на транзисторе VT2 меньше значения определяемого выражением (3), расчет необходимого значения сопротивления нагрузки транзистора  $R_{н.мп}$  осуществляется по соотношению:

$$R_{н.тр} = \frac{(U_{вых})^2}{2P_{вых.тр}}. \quad (4)$$

Максимальное значение постоянной составляющей тока коллектора  $I_{к0м}$  транзистора VT2, с учетом вышесказанного, равно:

$$I_{к0м} = (E_{п} - U_{ост}). \quad (5)$$

Коллекторный ток транзистора VT1 является током в цепи стока транзистора VT2. При максимальном значении тока  $I_{б}$  напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT1 минимально  $U_{min1}$  и для его стабильной работы должно быть не менее 5 В. Поэтому величина резистора R2 рассчитывается из соотношения:

$$R2 \leq \frac{(E_{п} - U_{min1} - U_{зю})}{I}, \quad (6)$$

где  $U_{min} = 5В$ ;  $U_{зю} = 3,5В$  – напряжение на переходе затвор-исток транзистора VT2 в точке покоя.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT1, равна величине:

$$P_{вых.м} = \frac{(E_{п})^2}{4R2}, \quad (7)$$

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер  $U_{кЭмах}$  и тока коллектора  $I_{кмах1}$  равны:

$$U_{кЭмах1} = E_{п}; \quad I_{кмах1} = \frac{E_{п}}{R2}. \quad (8)$$

Соотношения (7), (8) используются для выбора транзистора VT1, который желательно выбирать низкочастотным для исключения возможности самовозбуждения схемы. Как правило, транзистор VT3 используется того же типа, что и транзистор VT1, так как в этом случае облегчается настройка стабилизатора напряжения базового смещения.

Известно [7], что при заданном напряжении на затворе ток стока транзистора растет с ростом напряжения сток-исток. В каскаде, работающем в режиме с отсечкой стокового тока, увеличение амплитуды входного воздействия приводит к увеличению напряжения сток-исток, при котором происходит открывание транзистора. Поэтому в

случае неизменного базового смещения угол отсечки будет увеличиваться с увеличением амплитуды входного воздействия, что может вызвать выход из строя транзистора. С целью устранения указанного недостатка в схему введен резистор R1. С увеличением напряжения затвор-исток транзистора VT2, при котором происходит их открывание, растет и постоянная составляющая его тока стока. Падение напряжения на резисторе R1 увеличивается, в результате чего происходит стабилизация угла отсечки с изменением амплитуды входного воздействия. Величина сопротивления резистора R1 может быть рассчитана по эмпирическому выражению:

$$R1 = 30/I_{Cmax} , \quad (9)$$

где  $I_{Cmax}$  – максимально допустимый ток стока транзистора VT2 в амперах, справочная величина. Резистор R4 стоит в цепи обратной связи, слабо влияет на работу схемы стабилизатора и его величина может быть выбрана в пределах 30...70 Ом.

Требуемый угол отсечки тока стока транзистора VT2 устанавливается подбором номинала резистора R5, стоящего в цепи базы транзистора VT3. При отсутствии резистора R5 ток стока транзистора VT2 в режиме покоя составляет несколько миллиампер. При подключении R5 напряжение на базе транзистора VT3 уменьшается, что приводит к увеличению его сопротивления. Напряжение на базе транзистора VT1 возрастает, и увеличивается ток стока транзистора VT2 в режиме покоя. Получить расчетные соотношения для выбора величины сопротивления резистора R5 затруднительно. На основе экспериментальных исследований различных схемных решений построения усилителей мощности [8-10] установлено, что для линейаризации начального участка их амплитудных характеристик величину сопротивления резистора R5 необходимо выбирать в пределах 100...500 Ом.

При отсутствии резистора R5 с помощью выбора величины резистора R6 устанавливается стоковый ток транзистора VT2 в режиме покоя. При увеличении сопротивления резистора R6 ток покоя уменьшается и наоборот. Для возможности линейаризации амплитудной характеристики усилителя этот ток следует выбирать равным 100...200 мА, что соответствует выбору R6 в пределах 1...3 кОм.

Индуктивность L1 устраняет шунтирующее действие низкоомного сопротивления R1, включенного параллельно входному сопротивлению транзистора VT2, и может быть выбрана из условия:

$$L1 \geq 20/f_{cp} , \quad (10)$$

где  $f_{cp} = (f_n + f_v)/2$  – средняя частота полосы пропускания усилителя в МГц;  $f_v$ ,  $f_n$  – верхняя и нижняя граничные частоты усилителя. Резистор R3 повышает устойчивость усилителя и выбирается равным 24...30 Ом.

На основе проведенных расчетов с помощью программного пакета Multisim 11 было проведено математическое моделирование проектируемого усилителя с рассмотренной выше цепью стабилизации смещения (рис.4). В выходном каскаде были применены силовые МДП-транзисторы Q1, Q2 IRF510. Эти транзисторы обладают следующими параметрами: максимальное напряжение сток-исток  $U_{CImax} = 100$  В, постоянный ток стока  $I_C = 5,6$  А, максимальная рассеиваемая мощность  $P_{max} = 43$  Вт.

В качестве согласующих устройств на входе и выходе усилительного каскада были применены широкополосные трансформаторы из отрезков длинных линий с коэффициентом трансформации 1:1 для T2 и T3 и 1:2 для T1. Трансформатор T1 обеспечивает переход от несимметричного источника возбуждения к симметричному входу двухтактного каскада. Рассчитанный узел стабилизации смещения собран на транзисторах Q5, Q6. Величина начального смещения устанавливается резистором R9. Трансформатор типа длинной линии T3 обеспечивает переход от симметричного выхода уси-

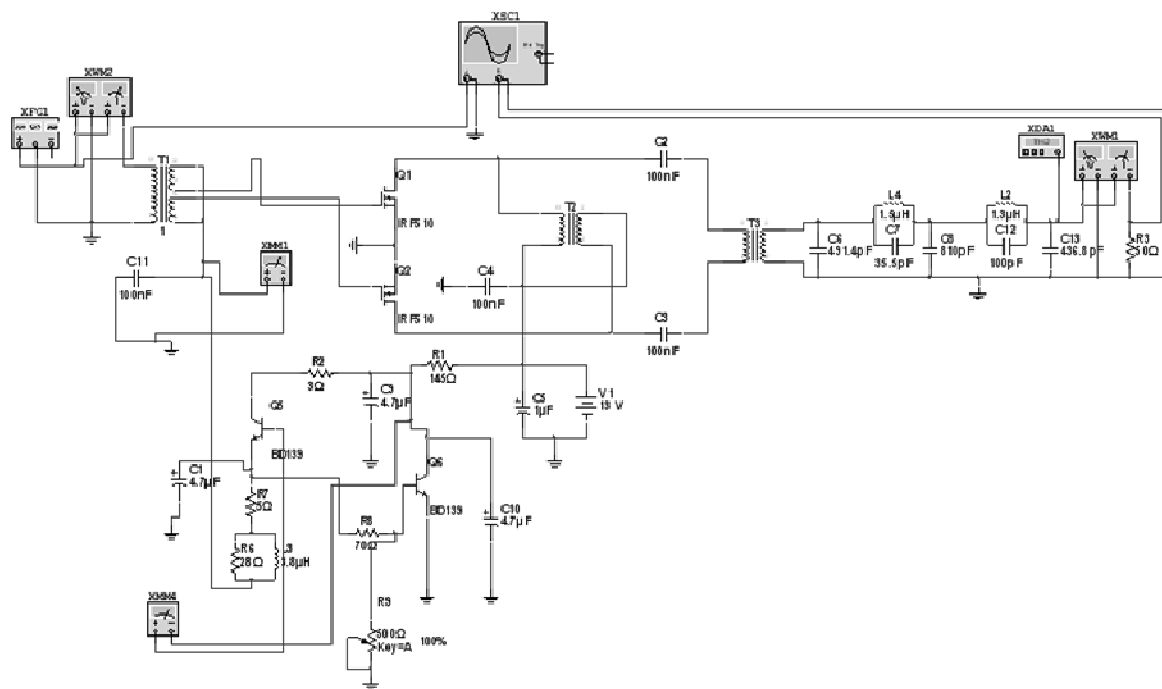


Рисунок 4 – Схема электрическая принципиальная усилителя мощности

лителя к несимметричной нагрузке. После трансформатора включен ФНЧ с характеристикой Кауэра С6С7L4, С8, С12L2С13 с частотой среза около 10 МГц. Напряжение питания усилителя выбрано 13,8 В. Принципиальная электрическая схема усилителя, составленного в программе Multisim 11, показана на рис.6. Математическое моделирование данной схемы усилителя позволило получить следующие результаты. В табл.1 показаны значения выходной мощности на нагрузке 50 Ом при различных значениях частоты усиливаемого сигнала и входной мощности 100 мВт при отсутствии выходной фильтрующей системы, а также приведены значения величины гармонических искажений при подключенном выходном фильтре. При этом для обеспечения максимальной выходной мощности при данном напряжении питания усилителя и минимальной величины искажений начальный ток покоя транзисторов выбирался равным 150 мА.

Таблица 1 – Выходная мощность усилителя при различной частоте входного сигнала

$f$ , (МГц)	$U_{вых}$ , (В)	$P_{вых}$ , (Вт)	THD, (%)
1.8	25	7,2	3,07
3.5	24,7	6,47	0,04
7	19,2	5	0,02
14	16	3,5	0,5

Для того, чтобы усилитель не вносил нелинейных искажений, зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала должна быть линейной [7]. Определить, какую мощность может отдать линейный усилитель без превышения допустимой величины искажений, затруднительно, если на вход усилителя подавать синусоидальные колебания одной частоты. В этом случае нелегко заметить уровень сигнала, при котором искажения превышают норму, так как искажения эти приводят только к появлению гармоник основной частоты, не лежащих в рабочем диапазоне и подавляемых выходной фильтрующей системой. Таким образом, оценка линейности усилителя выполняется подачей на его вход двухтонального сигнала и исследованием искажений его формы (рис.5).

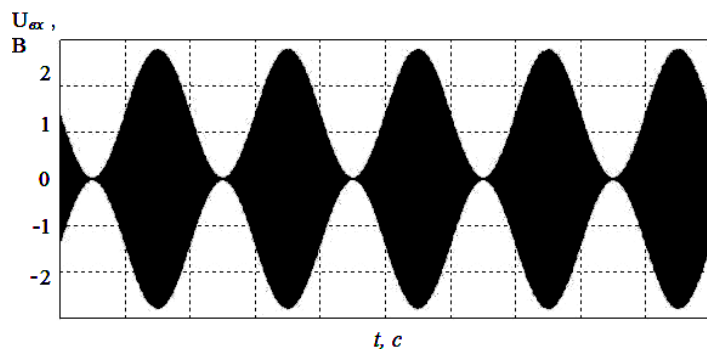


Рисунок 5 – Двухтональный сигнал на входе усилителя мощности

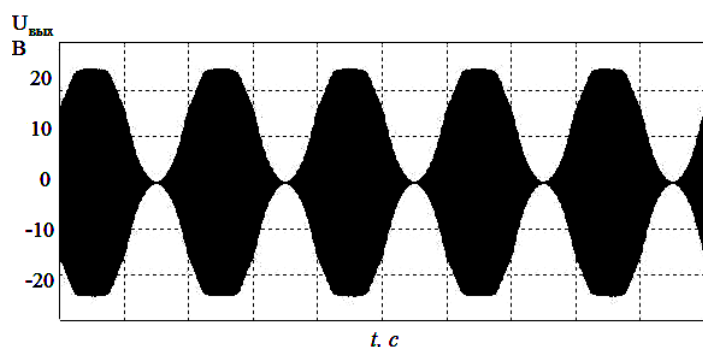


Рисунок 6 – Форма огибающей сигнала на выходе усилителя при повышенном напряжении смещения затвор-исток

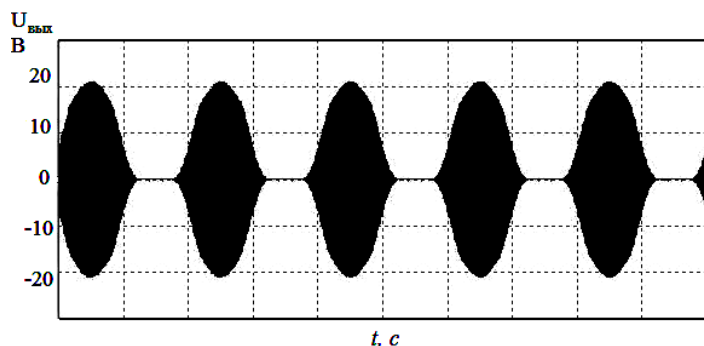


Рисунок 7 – Форма огибающей сигнала на выходе усилителя при пониженном напряжении смещения затвор-исток

решения цепи стабилизации смещения выходных транзисторов линейного усилителя мощности высокой частоты. Разработана виртуальная модель двухтактного усилителя мощности с цепью стабилизации. Выполнен сравнительный анализ и проведены исследования характеристик. По полученным результатам разработан и создан экспериментальный образец.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио / В.А.Галкин. – М.: Горячая линия - Телеком, 2013. – 372с.
2. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах / В.П.Дьяконов, А.А.Максимчук, А.М.Ремнев, В.Ю.Смердов. – М.: Солон-Р, 2002. – 512с.

В процессе работы усилителя, в случае отсутствия стабилизации, происходит смещение положения рабочей точки транзисторов и появление нелинейных искажений в выходном сигнале. На рис.6 и 7 показаны формы огибающей сигналов на выходе усилителя при отсутствии стабилизации рабочей точки транзисторов.

На рис.6 показана форма выходного сигнала при повышенном напряжении смещения. В этом случае на пиках огибающей сигнала выходные транзисторы входят в насыщение, что приводит к расширению спектра передаваемого сигнала и появлению внеполосных излучений.

На рис.7 показана форма выходного сигнала при пониженном напряжении смещения. В этом случае в минимумах огибающей сигнала транзисторы входят в режим отсечки, что приводит к потере информации и недопустимому искажению передаваемого сигнала.

На рис.8 показана форма сигнала на выходе усилителя при наличии стабилизации рабочей точки транзисторов. Как видно из рисунка, усилитель обладает высокой линейностью, что позволяет усиливать сигналы с линейной модуляцией без искажения и расширения их спектра [11].

**Выводы.** Предложена методика аналитического расчета



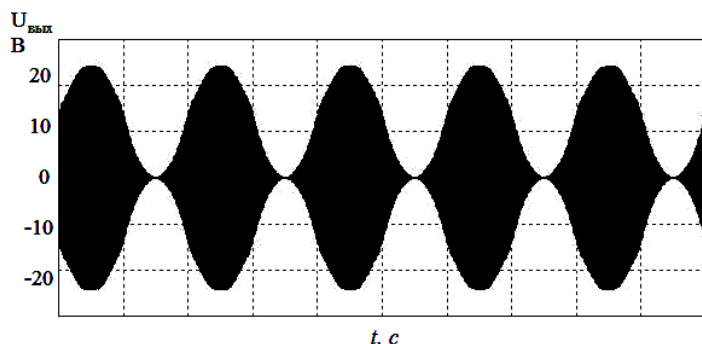


Рисунок 8 – Форма огибающей сигнала на выходе усилителя при наличии стабилизации рабочей точки

3. Albul M. RF Power Amplifiers / M.Albul. – SciTech Publishing, 2001. – 336p.
4. Завражнов Ю.В. Мощные высокочастотные транзисторы / Ю.В.Завражнов, И.И.Каганов, Е.З.Мазель. – М.: Радио и связь, 1985. – 176с.
5. Титов А.А. Методы повышения выходной мощности усилителей радиопередающих устройств / А.А.Титов. – Томск: Томский гос. университет систем управления и радиоэлектроники, 2003. – 57с.
6. Широкополосные радиопередающие устройства / О.В.Алексеев, А.А.Голованов, В.В.Полевой [и др.]; под ред. О.В.Алексеева. – М: Связь, 1979. – 304с.
7. Каганов В.И. Радиопередающие устройства / В.И.Каганов. – М.: ИРПО: Издательский центр «Академия», 2002. – 288с.
8. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики / А.А.Титов // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – №4. – С.65-68.
9. Титов А.А. Усилитель мощности для оптического модулятора / А.А.Титов // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – №5. – С.88-90.
10. Титов А.А. Двухканальный усилитель мощности с дуплексерным выходом / А.А.Титов // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – №1. – С.68-75.
11. Справочник по радиоэлектронным устройствам: в 2-х томах. Т. 1 / Л.И.Бурин, В.П.Васильев, В.И.Каганов [и др.]; под ред. Д.П.Линде. – М.: Энергия, 1978. – 440с.

Поступила в редколлегию 30.06.2015.

УДК 006.91

ІГНАТКІН В.У., д.т.н., професор  
ЛИТВИНЕНКО В.А., к.т.н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет

## ПРИНЦИПИ ВИБОРУ КЛАСУ ТОЧНОСТІ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ ПРИ ОРГАНІЗАЦІЇ КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

**Вступ.** Оптимальне рішення задач, для яких призначені результати вимірювань, отримані за допомогою засобів контролю (вимірювань), можливо лише при правильному раціональному виборі характеристик точності засобів контролю (та і взагалі будь-яких засобів вимірювальної техніки (ЗВТ)). У зв'язку з цим при виборі характеристик точності повинні бути виконані наступні вимоги:

- 1) задані значення критеріїв оптимальності (якості) рішення задачі, для яких призначені результати вимірювання;
- 2) визначені такі значення показників точності результатів вимірювань, які забезпечують задані значення критеріїв оптимальності рішення конкретної вимірювальної задачі;
- 3) здійснено раціональний розподіл сумарної похибки вимірювань за складовими

методичною і інструментальною. Причому інструментальна складова визначає номенклатуру і нормовані значення характеристик точності обраних ЗВТ.

Критеріями якості процесів контролю продукції є показники достовірності або ймовірності помилок контролю. Дійсно, ідеальне рішення задачі контролю полягає в тому, щоб пропустити всі вироби, які задовольняють заданим нормам на параметри їх якості, і не пропустити непридатних за цими параметрами виробів, тобто в безпомилковому рішенні альтернативи – придатні або непридатні контрольовані вироби [1-3].

**Постановка задачі.** Метою роботи є розробка моделі вибору класу точності зразкових ЗВТ при організації вимірювальних операцій контролю якості функціонування радіоелектронної апаратури.

**Результати роботи.** Внаслідок суб'єктивних і об'єктивних причин результати контролю можуть вмщувати помилки: 1-го роду – визнання(за результатом контролю) в дійсності придатного виробу непридатним (дефектним) і 2-го роду – визнання в дійсності непридатного виробу придатним. Ймовірності помилок першого ( $P_1$ ) і другого роду ( $P_2$ ) приймаються як критерії якості контролю.

При відсутності систематичних похибок виготовлення виробів і виміру контрольованого параметра для оцінки допустимої випадкової похибки вимірювань  $\Delta m$  застосуємо рівняння вірогідності контролю:

$$P_1^* = \frac{a \cdot b}{\kappa} \cdot f_0(t_{1b}) = \frac{a \cdot b}{\kappa} f_0[0,5 \cdot b(1 - \kappa \cdot a)]; \quad (1)$$

$$P_2^* = \frac{a \cdot b}{\kappa} \cdot f_0(t_{2b}) = \frac{a \cdot b}{\kappa} f_0[0,5 \cdot b(1 + \kappa \cdot a)], \quad (2)$$

де  $f_0(t)$  – густина нормованого розподілу контрольованого параметра. Рівняння (1)-(2)

розв'язують відносно  $a$  – коефіцієнта точності вимірювань,  $a = \frac{\delta}{\Delta_{вир.}}$  – відношення се-

редньоквадратичного відхилення випадкової похибки вимірювань  $\delta$  до інтервалу розкиду параметра від номіналу  $\Delta_{вир.}$ . Дані рівняння описують залежність вірогідності ко-

нтролю від: похибки вимірювань  $a$ , закону розподілу  $\kappa$  ( $\kappa = \frac{\sigma}{\eta}$ ) – відношення серед-

ньоквадратичного й середнього абсолютного відхилення випадкової похибки вимірювань), точності технологічного процесу  $b$  ( $b = \frac{\Delta_{вир.}}{\sigma_T}$ ), де  $\sigma_T$  – середньоквадратичне від-

хилення параметра (технологічне) і розподілу контрольованого параметра.

Для нормального закону розподілу:

$$P_1^* = \frac{a \cdot b}{\kappa} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-b^2(1 - \kappa \cdot a)^2}{b}\right); \quad (3)$$

$$P_2^* = \frac{a \cdot b}{\kappa} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-b^2(1 + \kappa \cdot a)^2}{b}\right). \quad (4)$$

Прийнявши в якості вихідного наближення, наприклад,  $a = 0,1$  і  $\kappa = 1,15$ , маємо:

$$a \leq \frac{1,15 \cdot P_1'}{b} \cdot f_0(0,45 \cdot b); \quad (5)$$

$$a \leq \frac{1,15 \cdot P_2'}{b} \cdot f_0(0,55 \cdot b). \quad (6)$$

Вибравши із двох  $a$  мінімальне, знаходимо гранично допустиму похибку:

$$\Delta_m \leq \Delta_{\text{вир.}} \cdot a \cdot \sqrt{3}.$$

Для нормального закону розподілу контрольованого параметра  $\Delta_{\text{вир.}}$  не повинно перевищувати:

$$\Delta_m \leq \frac{5 \cdot P_1'}{b} \cdot \Delta_{\text{вир.}} \cdot e^{\frac{b^2}{10}} = 5 \cdot P_1' \cdot \sigma_T \cdot e^{0,1 \left( \frac{\Delta_{\text{вир.}}}{\sigma_T} \right)^2}; \quad (7)$$

$$\Delta_m \leq \frac{5 \cdot P_2'}{b} \cdot \Delta_{\text{вир.}} \cdot e^{\frac{b^2}{10}} = 5 \cdot P_2' \cdot \sigma_T \cdot e^{0,15 \left( \frac{\Delta_{\text{вир.}}}{\sigma_T} \right)^2}. \quad (8)$$

Далі підбирається ЗВТ, у якого інструментальна похибка не перевищує  $\Delta_m$ .

Принципи вибору характеристик точності засобів контролю залежить від об'єкта контролю. Так є відмінності при вибірковому контролі масової продукції, при контролі окремих унікальних виробів, при контролі (повірці) робочих ЗВТ. Розрахунки при виборі класу точності зразкового ЗВТ здійснюються за наступною формулою:

$$P_2 = \frac{a + \gamma - 1}{2a}, \quad (9)$$

з якої визначається

$$\gamma = P_2 \cdot 2a - a + 1, \quad (10)$$

де  $a = \frac{\Delta_{\text{зр}}}{\Delta_p}$  – відношення точності обраного зразкового ЗВТ  $\Delta_{\text{зр}}$  і ЗВТ, що перевіряється,  $\Delta_p$ .

Для зменшення значень ймовірності  $P_2$  (більш небезпечної за наслідками, ніж  $P_1$ ) вводять звужені в порівнянні з технологічними контрольні допуски  $|X'_n| \ll X_n$ ,  $|X'_e| \ll X_e$ . Крім того, для апріорного вибору  $\Delta_{\text{кр}}$  (граничного значення похибки вимірювань  $\Delta_x$ ) на стадії планування процесу контролю вводять ще один критерій  $\Delta_{\text{max}}$ , що характеризує максимальний вихід значень контрольованого параметра за межі границь поля технологічних допусків у виробів, які за результатами контролю помилково визнані працездатними.

При симетричних границях:  $|X_n| = X_e = X_2$  і  $|X'_n| = X_2$  значення  $\Delta_{\text{max}}$  визначається як

$$\Delta_{\text{max}} = \Delta_{\text{кр}} + X_2 - X_2'. \quad (11)$$

Позначивши  $\frac{X_2'}{X_2} = \gamma$ , одержимо:

$$P_2 = \frac{\delta_{\text{кр}} + \gamma - 1}{2\delta_{\text{кр}}}; \quad (12)$$

$$\delta_{\text{max}} = \delta_{\text{кр}} + 1 - \gamma; \quad (13)$$

$$\delta_{кр} = \frac{\Delta_{кр}}{X_2}; \quad \delta_{max} = \frac{\Delta_{max}}{X_2}. \quad (14)$$

При несиметричних границях поля технологічних допусків щодо заданого номінального значення контрольованого параметра

$$X_2 = \frac{|X_n| + |X_e|}{R}. \quad (15)$$

Зменшуючи  $\gamma$ , можна одержати практично як завгодно малі значення  $P_2$  і  $\delta_{max}$  навіть при відносно великих  $\Delta_{кр}$  (аби тільки  $|\Delta_{кр}| < X_2$ ). Але при цьому різко зростає ймовірність фіктивного забракування в дійсності працездатних виробів.

При виборі точнісних характеристик засобів перевірки виводять деяку прикордонну область, для якої визнання непрацездатними тих у дійсності придатних ЗВТ, що перевіряються, похибки яких лежать у цій області, не слід вважати "фіктивним браком". Це обґрунтовується тим, що для таких ЗВТ існує більша ймовірність виходу їх похибки за межі допустимих значень протягом досить короткого проміжку часу (меншого, ніж прийнятий для них міжперевірочний інтервал). Забракування таких ЗВТ (неправильне на момент перевірки) здійснюється в інтересах їх споживачів.

Нижня границя помилки забракування:

$$|\Delta_n| = \beta |\Delta_p|, \quad (16)$$

де  $\beta < 1$  (ухвалюється  $\beta = 0,8$ );  $\Delta_p$  – межа допустимих значень похибки ЗВТ, що перевіряються.

Поняття фіктивний брак відносять тільки до тих забракованих при перевірці ЗВТ, у яких дійсні значення похибки задовольняють нерівності  $(|\Delta_p| - |\Delta_{сп}|) < |\Delta| < \beta |\Delta_p|$ . При виборі характеристик точності засобів перевірки користувач повинен мати на увазі, що основне значення мають показники  $P_2$  і  $\delta_{max}$ . Саме орієнтуючись на них, потрібно вибирати раціональні співвідношення похибок зразкових і ЗВТ, що перевіряються, (коефіцієнт  $a$ ) і ступінь "звуження" контрольних допусків  $\gamma$ .

### Висновки.

1. На основі проведених досліджень розроблено алгоритми і проведено розрахунки оцінки допустимої похибки ЗВТ та вибору класу точності зразкових ЗВТ.

2. Модель оцінки допустимої похибки вимірювань контрольованого параметра враховує ймовірності помилок контролю і відхилення параметрів від номіналу.

### ЛІТЕРАТУРА

1. Игнаткин В.У. Некоторые вопросы моделирования и оптимизации работы метрологических служб / Игнаткин В.У. // Управляющие системы и машины. – 1978. – № 2. – С.20-25.
3. Автоматизация метрологического обслуживания средств измерений промышленного предприятия / В.У.Игнаткин, В.В.Крещук, В.И.Кривооцук и др.; под ред. В.У.Игнаткина. – М.: Изд-во стандартов, 1988. – 208с.
4. Неопределенность при выборе оптимального количества измерений и класса точности средств измерительной техники / Игнаткин В.У., Виткин Л.М., Литвиненко В.А., Белый О.И // Системи обробки інформації. – Х.: ХУ ПС, 2009. – С.24-26.

Надійшла до редколегії 09.09.2015.

Дніпродзержинський державний технічний університет

**ОЦІНКА І АНАЛІЗ ЗАЛЕЖНОСТЕЙ ПОКАЗНИКІВ НАДІЙНОСТІ  
РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ В ПРОЦЕСІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ**

**Вступ.** Практика застосування складних систем різного призначення показала, що без постановки і проведення спеціальних робіт по забезпеченню надійності такі системи виявляються недостатньо ефективними, особливо такі складні прилади, як радіоелектронні системи (РЕС). Надійність є складовою характеристикою об'єкта, яка включає ряд якісних показників: безвідмовність, довговічність, ремонтпридатність.

Особливість прихованих (параметричних) відмов в РЕС полягає в прихованому характері їх появи. Такі відмови не вдається описати методами класичної теорії надійності. Крім того, в реальних умовах експлуатації РЕС підлягають впливу навколишнього середовища. Тривалість такого впливу прискорює процес старіння приладів, що супроводжується погіршенням технічних характеристик [1-3].

**Постановка задачі.** Мета роботи полягає у розробці методу оцінки і аналізі показників надійності РЕС, які дозволяють споживачу більш точно визначати показники надійності в будь-який момент часу експлуатації РЕС і вірно визначити терміни перевірок і профілактичних робіт.

**Результати роботи.** Для розв'язку поставленої задачі використаємо наступні комплексні показники надійності:

- коефіцієнт готовності  $K_G$ , тобто ймовірність того, що об'єкт виявиться готовим до роботи в будь-який момент часу, крім запланованих періодів, протягом яких його використання за призначенням не передбачається;

- коефіцієнт технічного використання  $K_{ТВ}$  – це відношення математичного очікування проміжків часу перебування об'єкта у стані готовності до роботи за деякий період експлуатації до суми математичних очікувань проміжків часу перебування об'єкта у стані готовності його роботи, простоїв, обумовлених технічним обслуговуванням, ремонтом за той же період експлуатації.

Поняття відмови пов'язане з визначенням працездатності РЕС. Працездатність розуміємо як такий стан РЕС, при якому значення всіх параметрів, що характеризують здатність виконувати задані функції, відповідають вимогам нормативно-технічної та/або конструкторської документації. У такому випадку відмова РЕС – це подія, пов'язана з порушенням його працездатного стану.

Сформулюємо тепер завдання оцінки і аналізу показників надійності РЕС.

Потрібно визначити залежність часу напрацювання на ремонт  $T_{мр}$ , коефіцієнта готовності  $K_G$  та коефіцієнта технічного використання  $K_{ТВ}$  від величин: напрацювання на явну відмову  $T_я$ , напрацювання на приховану відмову  $T_с$  та міжперевірочного проміжку  $T_п$  при заданих значеннях:  $P_{ср}$  – ймовірність наявності прихованих відмов у РЕС після ремонту;  $P_д$  – ймовірність правильної діагностики при перевірці. При цьому завдання необхідно виконувати, передбачаючи справедливості експоненціального розподілу ймовірностей усіх видів відмов, а також розглянувши випадок без проведення планово-попереджувальних ремонтів (ППР) [4].

Нехай  $\Delta P_c$  – ймовірність того, що за міжперевірочний проміжок  $T_п$  в РЕС виникнуть приховані відмови. Враховуючи прийняті припущення, значення  $\Delta P_c$  може бути одержане на підставі залежності:

$$\Delta P_c = \int_0^{T_n} \dot{P}_c(t) dt, \quad (1)$$

де  $\dot{P}_c(t)$  – розподіл ймовірностей прихованих відмов, при цьому

$$\bar{T}_c = \int_0^{\infty} t \dot{P}_c(t) dt, \quad (2)$$

де  $\bar{T}_c$  – математичне очікування часу появи хоча б однієї прихованої відмови.

Нехай  $n_c$  і  $n_{-c,k}$  – ймовірності того, що РЕС знаходиться в роботі з прихованою та неприхованою відмовами відповідно одразу ж після повернення з  $k$ -ої перевірки.

Позначимо через  $\Delta P_{-я}$  ймовірність того, що за проміжок  $T_n$  не виникає явних відмов:

$$\Delta P_{-я} = 1 - \int_0^{T_n} \dot{P}_я(t) dt, \quad (3)$$

де  $\dot{P}_я(t)$  – розподіл ймовірностей виникнення явних відмов, при цьому

$\bar{T}_я = \int_0^{\infty} t \dot{P}_я(t) dt$  – математичне очікування часу появи хоча б однієї явної відмови.

Тоді справедливі такі співвідношення:

$$\begin{aligned} n_{c,k+1} &= (n_{c,k} + \Delta P_c \cdot n_{-c,k}) P_{-Д} \Delta P_{-я}; \\ n_{-c,k+1} &= (n_{-c,k} - \Delta P_c \cdot n_{-c,k}) P_{-Л} \Delta P_{-я}, \end{aligned} \quad (4)$$

де  $P_{-Д} = 1 - P_Д$ ;  $P_{-Л} = 1 - P_Л$ ;  $P_Л = P_Л \cdot P_{-Д}$ ;  $P_Л$  – ймовірність хибної діагностики.

Приймаючи  $n_{c,1} = P_{cp}$ , а  $n_{-c,1} = 1 - P_{cp}$ , одержимо  $n_k = n_{c,k} + n_{-c,k}$ , де  $n_k$  – ймовірність того, що після завершення  $k$ -ої перевірки РЕС залишиться у роботі.

Тоді ймовірність відправки РЕС у ремонт після завершення  $k$ -ої перевірки  $P_{pk} = 1 - n_k$ .

Нехай  $t$  – час, який пройшов від моменту повернення РЕС з ремонту, а  $\tau$  – час, що пройшов після останньої перевірки, тоді  $t = (k - 1)T_n + \tau$ ,

$$P_p(t) = P_p[k(k - 1)T_n + \tau]. \quad (5)$$

Скористаємося гіпотезою про експоненціальний закон розподілу ймовірностей виникнення відмов. Тоді залежність (5) набуде вигляду:

$$P_p(t) = 1 - n_k e^{\frac{-\tau}{T_n}}. \quad (6)$$

Ймовірності  $\Delta P_c$  і  $\Delta P_{-я}$  будуть такими:

$$\Delta P_c = 1 - e^{\frac{-T_n}{T_c}}; \quad \dot{P}_c(t) = \frac{1}{T_c} e^{\frac{-t}{T_c}}; \quad \Delta P_{-я} = e^{\frac{-T_n}{T_я}}; \quad \dot{P}_я(t) = -\frac{1}{T_я} e^{\frac{-t}{T_я}}.$$

Ймовірність (6) дає можливість визначити математичне очікування часу направлення на ремонт:

$$T_{mp} = \int_0^{\infty} t \cdot \dot{P}_p(t) dt, \quad (7)$$

де  $\dot{P}_p(t) = \frac{d}{dt}(P_p(t))$ .

Введемо безрозмірні співвідношення:

$$\Theta_p = \frac{T_{mp}}{T_y}; \Theta_n = \frac{T_n}{T_y}; \Theta_c = \frac{\bar{T}_c}{T_y}. \quad (8)$$

Тоді всі часові параметри будуть пов'язані з  $T_y$ , що є значно зручним для аналізу, тому що  $\Theta_y = 1$ .

Проведемо перетворення виразу (7) з урахуванням (8) із застосуванням апарату диференціювання та інтегрування узагальнених функцій.

Формула для  $T_{mp}$  має вигляд:  $T_{mp} = \int_0^{\infty} t \dot{P}_{рем}(t) dt$ ,

$$\dot{P}_{рем}(t) = \frac{d}{dt}(P_{рем}(t)) = \frac{d}{dt}(1 - n_k e^{-\frac{t - (k-1)T_g}{T_y}}) = \frac{d}{d\Theta}(1 - n_k e^{-(\Theta - (k-1)\Theta_n)}) \frac{d\Theta}{dt};$$

через те, що  $\Theta = \frac{t}{T_y}$ ,

$$\dot{P}_{рем}(t) = -\frac{1}{T_y} \frac{d}{d\Theta}(n_k e^{-(\Theta - (k-1)\Theta_n)}) = \frac{1}{T_y} \dot{P}_{рем}(\Theta);$$

через те, що  $dt = d\Theta \cdot T_y$ ,

$$\Theta_{рем} = \int_0^{\infty} \Theta \dot{P}_{рем}(\Theta) d\Theta. \quad (9)$$

$$\Theta_p = \sum_{k=1}^{\infty} n_k \left\{ (k\Theta_n + 1 - \Theta_n) - (k\Theta_n + 1) e^{-\Theta_n} \right\} + \sum_{k=1}^{\infty} k\Theta_n (n_k e^{-\Theta_n} - n_{k+1}). \quad (10)$$

На рис.1 наведено розв'язок для  $T_{mp}$ , отриманий за допомогою розробленої моделі аналізу комплексних показників надійності. Отримана залежність достатньо точно апроксимує залежність міжремонтного інтервалу в випадку дискретно-безперервної і марківської моделі експлуатації технічних систем.

При відсутності планово-попереджувальних ремонтів (ППР)  $K_r$  може бути визначений як ймовірність відсутності явних відмов за час напрацювання на ремонт тільки з причини появи прихованих відмов.

Для визначення  $\Theta_p$  в (4) виключимо множник  $\Delta P_{-я}$ , тоді:

$$\begin{aligned} \tilde{n}_{c,k+1} &= (\tilde{n}_{c,k} + \Delta P_c \tilde{n}_{-c,k}) P_{-Д}, \\ \tilde{n}_{c,k+1} &= (\tilde{n}_{c,k} - \Delta P_c \tilde{n}_{-c,k}) P_{-Л}, \end{aligned} \quad (11)$$

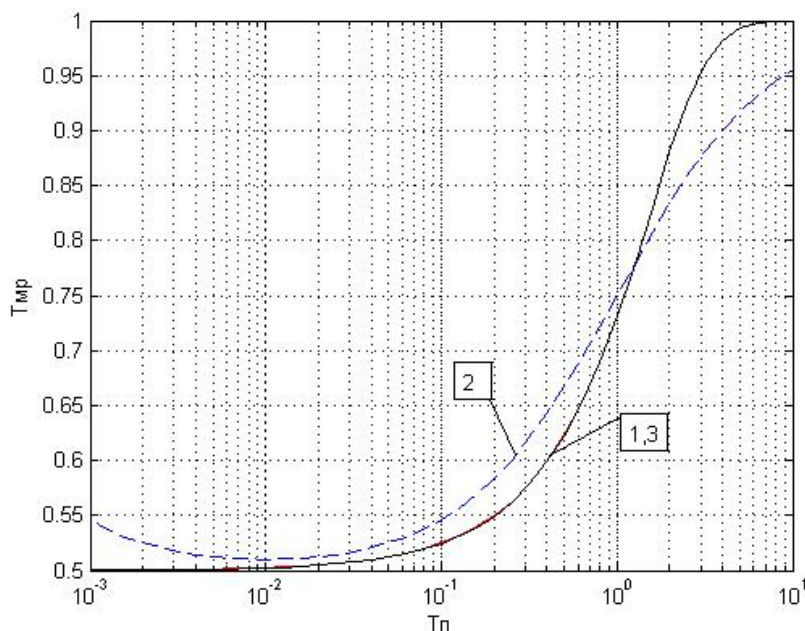
де  $\tilde{n}_{c,1} = P_{cp}$ ;  $\tilde{n}_{-c,k} = 1 - P_{cp}$ .

При цьому ймовірність того, що РЕС залишиться в роботі після  $k$ -ої перевірки при наявності тільки прихованих відмов, може бути визначена як

$$\tilde{n}_k = \tilde{n}_{c,k} + \tilde{n}_{-c,k}, \text{ тоді } P_p(\Theta) = 1 - \tilde{n}_k,$$

де  $k = \left\lceil \frac{\Theta}{\Theta_n} \right\rceil + 1$ ,

$$\tilde{\Theta}_p = \int_0^{\infty} \Theta \frac{d}{d\Theta} (1 - \tilde{n}_k) d\Theta. \quad (12)$$



1 – дискретно-безперервна модель; 2 – марківська модель;  
3 – модель аналізу надійності РЕС

Рисунок 1 – Залежності  $T_{mr}$  від періоду  $T_n$  для випадку ідеальної перевірки і ремонту

Використовуючи для диференціювання та інтегрування апарат узагальнених функцій, одержимо:

$$\Theta_p = \sum_{k=1}^{\infty} k \Theta_n (\tilde{n}_k - \tilde{n}_{k+1}). \quad (13)$$

Отже коефіцієнт  $K_r$  буде визначатися за формулою:

$$K_r = 1 - P_y(\tilde{\Theta}_p) = e^{-\tilde{\Theta}_p}. \quad (14)$$

Величина  $\Theta_p$  дозволяє визначити коефіцієнт технічного використання РЕС  $K_{TB}$ :

$$K_{TB} = \frac{\tau_{пол}}{\Theta_p T_y + \tau_{рем} + \tau_{оч}}, \quad (15)$$

де  $\tau_{пол} = \Theta_p : T_y - \left[ \frac{\Theta_p}{\Theta_n} \right] \tau_n$  – корисний час;  $\tau_{оч}$  – середній час очікування до ремонту,

$\tau_{рем}$  – час ремонту.

### Висновки.

1. Проведене дослідження дозволило вибрати і обґрунтувати комплексні показники надійності РЕС та поставити задачу дослідження залежностей показників надійності від періоду проведення перевірочних робіт.

2. Отримано залежності комплексних показників надійності РЕС від періоду проведення перевірочних робіт для експоненціальних моделей прихованих і явних відмов, що дозволяє підвищити достовірність процедури оцінки і аналізу надійності РЕС.



3. Використання математичного апарата, представленого в роботі, дозволяє розрахувати рівень надійності РЕС в процесі експлуатації з урахуванням проведення ППР і режиму самоперевірок.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Дж. Сандлер. Техника надежности систем / Дж. Сандлер. – М.: Изд-во «Наука», 1966. – 400с.
2. Горский Л.К. Статистические алгоритмы исследования надежности / Горский Л.К. – М.: Изд-во «Наука», 1970. – 400с.
4. Жибарок А.Н. Основные понятия теории надежности / Жибарок А.Н. // Соросовский образовательный журнал. – 2001. – № 8, Т. 7. – С.108-114.
5. Игнаткин В.У. Оценка, контроль и прогнозирование метрологической надежности средств измерений / Игнаткин В.У. – М.: Изд-во стандартов, 1991. – 190с.

Надійшла до редколегії 09.09.2015.

УДК 621.346

ИВАНЧЕНКО А.В., к.ф.-м.н., доцент  
ГОМИЛКО И.В., к.ф.-м. н., доцент  
ТОНКОШКУР Ю.А., инженер  
ИГНАТКИН В.У.\*, д.т.н., профессор

Днепропетровский национальный университет им. Олеся Гончара  
\*Днепродзержинский государственный технический университет

### ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ КОНТРОЛЯ МАТЕРИАЛОВ МЕТОДОМ ИЗОТЕРМИЧЕСКОЙ ДЕПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ТОКОВОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

**Введение.** Метод изотермической деполяризационной токовой спектроскопии используется для получения информации о структуре и электронных процессах в материалах и структурах, используемых в электронной технике [1-3]. Известно применение этого метода для исследований и контроля свойств полимеров [4-5], строительных материалов [6-7] и других объектов [8].

Процедура измерения деполяризационного тока включает стадии поляризации, когда к образцу прикладывается постоянное электрическое напряжение в течение определенного времени (не менее 30-60 мин.), и деполяризации, когда электроды образца закорачиваются и регистрируется релаксация его разрядного тока [9]. Однако непосредственное использование такой процедуры для спектроскопических исследований является трудоемким и занимает значительное время. Это прежде всего связано с необходимостью проведения измерений по программе, в которую входят воздействия таких факторов, как температура, освещение и т.д.

Один из способов повышения быстродействия и точности метода изотермической деполяризационной токовой спектроскопии тесно связан с разработкой информационно-измерительных технологий, позволяющих получать, преобразовывать к цифровому виду и передавать к процессорному устройству большие массивы данных.

**Постановка задачи.** Целью работы является разработка конкретного варианта цифровой системы измерений изотермических деполяризационных токов и передачи данных в компьютер.

**Результаты работы.** Блок-схема разработанной измерительной установки приведена на рис.1.

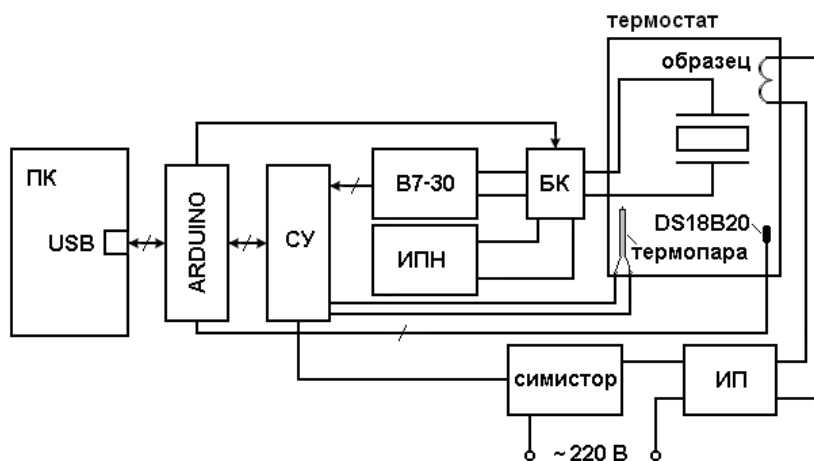


Рисунок 1 – Блок-схема системы

Последовательность измерений включает в себя:

- стабилизацию заданной температуры образца (этот процесс управляется с помощью термопары, цифрового датчика температуры DS18B20 и модуля нагрева);
- подачу на образец прямоугольного импульса поляризующего напряжения

определенной длительности;

- отключение образца от источника питания и подключение к вольтметру-электрометру, который регистрирует кинетику изменения деполяризационного (разрядного) тока образца.

Как видно из рис.1, считывание информации и управление блоком коммутации осуществляется от USB порта персонального компьютера (ПК).

Согласующее устройство (СУ) является определенным интерфейсом взаимодействия между контроллером ArduinoUno (который непосредственно подключен к USB порту компьютера) и всеми другими узлами, которыми нужно управлять или контролировать: вольтметр-электрометр В7-30, датчик DS18B20, термопара, нагревающий узел. Цифровой вольтметр-электрометр универсальный В7-30 выполняет функцию преобразования аналогового сигнала, измеряемого на образце в цифровой, и работает только на выдачу информации в компьютер. Arduino через согласующее устройство считывает информацию с термопары (и/или цифрового датчика температуры DS18B20), расположенной вблизи измеряемого образца внутри термостата, и передает ее на вход USB порта. Управление блоком коммутации БК, служащим для переключения между стабилизированным источником питания (импульс поляризации) и вольтметром-электрометром, контролирующим ток разряда (до  $10^{-15}$  А), происходит с этого же порта. Для подачи напряжения на образец в схеме используется источник поляризующего напряжения (ИПН).

Термостат состоит из нагревательной спирали и источника питания (ИП). Он обеспечивает возможность проводить измерения при разных температурах.

Датчик DS18B20 – цифровой термометр с программируемым разрешением от 9 до 12 bit, которое может сохраняться в EEPROM памяти прибора. DS18B20 обменивается данными по 1-Wire шине. Диапазон измерений от  $-55^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$  и точностью  $0.5^{\circ}\text{C}$  в диапазоне от  $-10^{\circ}\text{C}$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ .

В данной схеме использован ArduinoUno контроллер, построенный на ATmega328. Платформа имеет 14 цифровых вход/выходов (6 из которых могут использоваться как выходы ШИМ), 6 аналоговых входов, кварцевый генератор 16 МГц, разъем USB, силовой разъем, разъем ICSP и кнопку перезагрузки. Для работы необходимо подключить платформу к компьютеру посредством кабеля USB либо подать питание при помощи адаптера AC/DC или батареи. В отличие от всех предыдущих плат, использовавших FTDI USB микроконтроллер для связи по USB, новый ArduinoUno использует микроконтроллер ATmega8U2.

Принципиальная схема согласующего устройства приведена на рис.2.

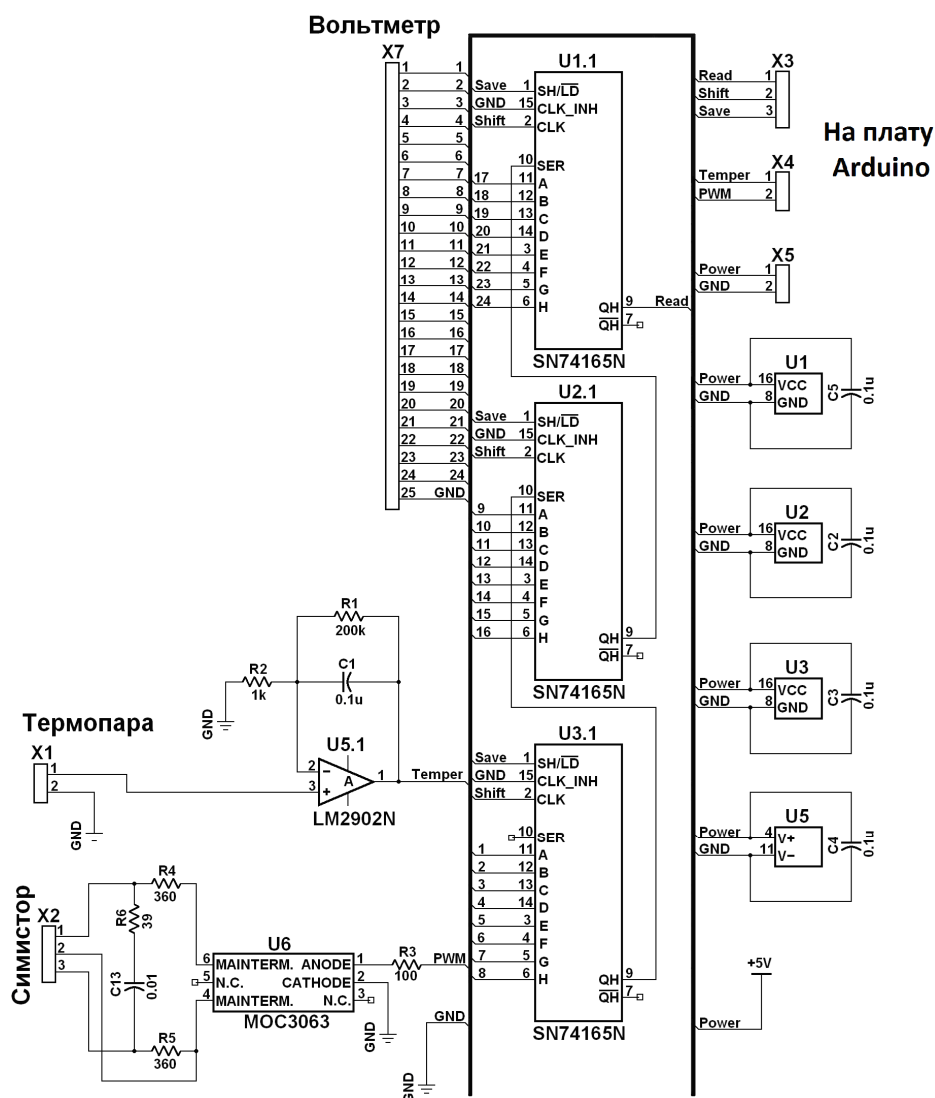


Рисунок 2 – Электрическая принципиальная схема согласующего устройства

Входные данные с В7-30 поступают в виде параллельных сигналов по 32 каналам. Они попадают на сдвиговые регистры SN74165N через разъем X7. Регистры управляются тремя сигналами Read, Shift, Save, подключенными к Arduino. С помощью первого сохраняются все входные данные в регистрах, второй осуществляет сдвиг данных на одну позицию, а третий выполняет считывание текущего бита. Принцип работы этого регистра представлен на рис.3.

Кроме того, эта схема может управлять мощной нагрузкой благодаря использованию оптосимистора MOC3063. Он предназначен для использования симистора в интерфейсе логических систем для оборудования с питанием от переменного тока 115/240 В линий. В данном случае в качестве нагрузки использовался источник питания нагревательного элемента, который подключался через разъем X2 с помощью симистора. Элементы R4, R5, R6, C13 являются частью стандартной схемы включения оптосимистора.

Измерение температуры термодпарой осуществляется благодаря использованию неинвертирующего усилителя, который базируется на операционном усилителе

LM2902N. Коэффициент усиления определяется отношением  $R1/R2$  и равняется 200. Усиленный сигнал поступает на аналоговый вход Arduino A1.

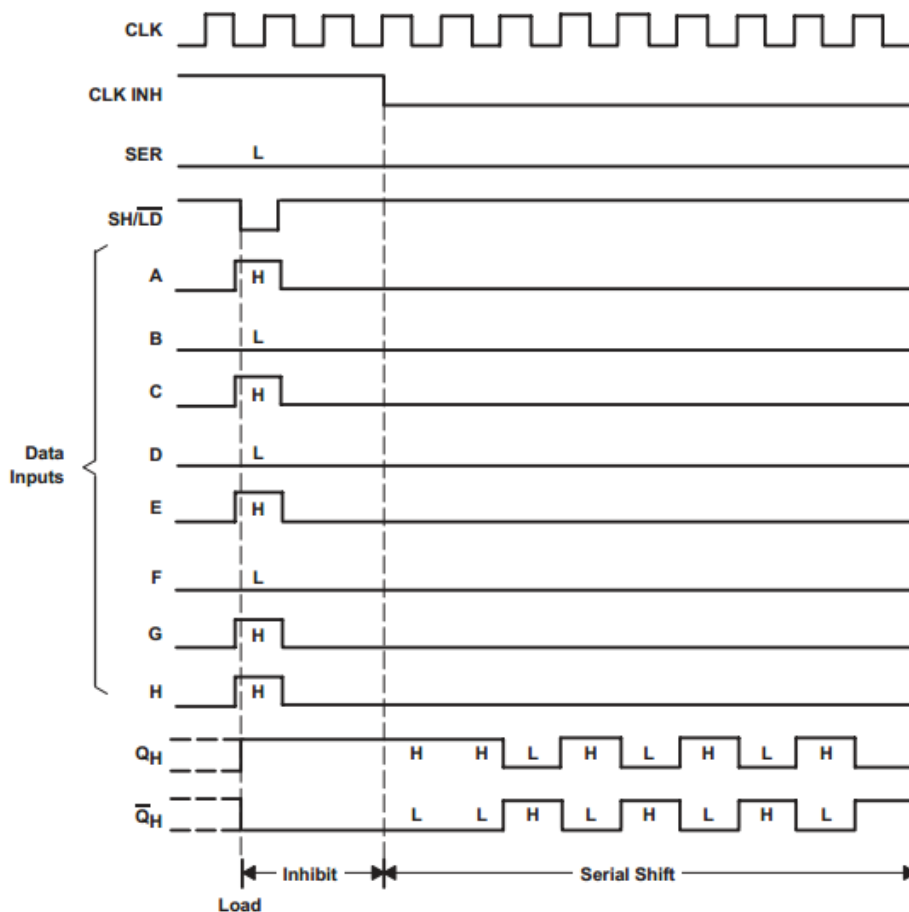


Рисунок 3 – Принцип работы сдвиговых регистров

Питание схемы согласующего устройства и контролера ArduinoUno осуществляется через USB кабель, по которому идет обмен информацией с ПК.

Использована простейшая схема блока коммутации (рис.4). Реле P1 используется для смены режимов поляризации и деполяризации образца, реле P2 – для подготовки образца к измерению (выравнивание потенциалов), реле P3 – для отключения образца от измерительной установки.

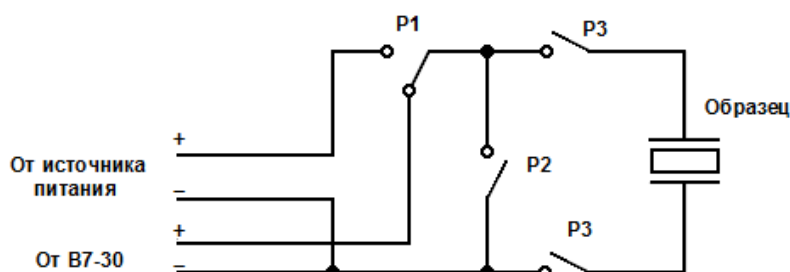


Рисунок 4 – Схема блока управления измерениями

ны 1-Wire, порта для общения с ПК и прочее.

Следующий этап работы программы состоит из двух блоков, которые выполняются независимо друг от друга. Первый блок запускает таймеры, которые отвечают за

**Программное обеспечение (алгоритм работы).**

Упрощенный алгоритм работы программы приведен на рис.5.

Первым шагом работы программы – это инициализация всей периферии: портов ввода/вывода, таймера, шины

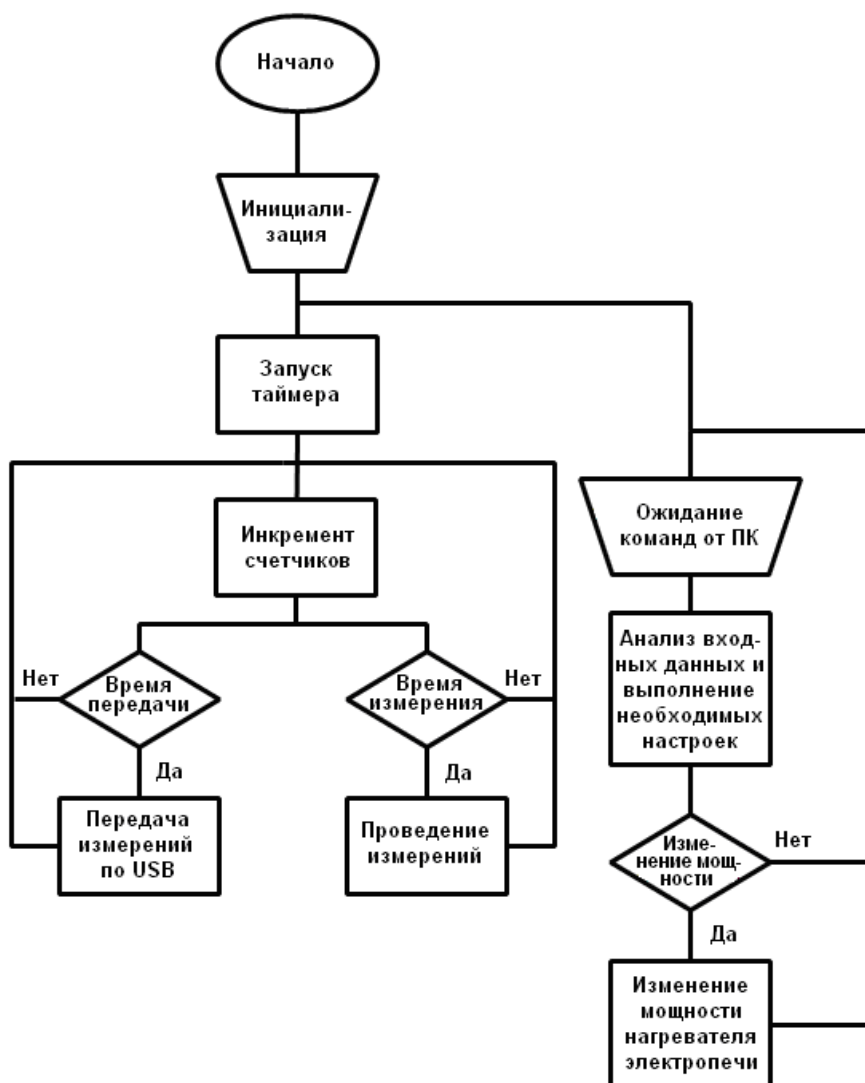


Рисунок 5 – Алгоритм работы программы на Arduino

выполнение таких операций, как измерения температуры, сбор данных с вольтметра-электронметра, обработка этой информации и отправка в ПК через параллельный USB порт. Второй блок занимается обработкой входных команд от ПК. Здесь команды принимаются, анализируются и приводят к изменению определенных параметров работы программы, таких как частота дискретизации измерений вольтметра-электронметра В7-30, изменение мощности нагревательного элемента электропечи.

Сигналы от В7-30 принимаются в виде 32 бит данных, которые нужно обработать для получения удовлетворительного результата. Принцип кодирования сигнала приведен в техническом описании электронметра [10].

Разработанная программа позволяет фиксировать все измеренные данные на ПК с частотой до 1 кГц. Имеется возможность регулировать мощность нагревательного элемента и частоту дискретизации измерений, наблюдать за текущими результатами измерений и сохранять данные в файл для последующей обработки при помощи Microsoft Excel или другой программы.

#### **Выводы.**

1. Разработан вариант цифровой системы, которая позволяет получать и передавать в компьютерные устройства большие массивы данных, и, таким образом, обеспечить существенное увеличение точности измерения кинетики деполяризованных то-

ков. Использование персонального компьютера позволяет производить измерения в течение длительного периода времени и с малой частотой дискретизации.

2. Апробация системы показала ее работоспособность и пригодность применения для контроля материалов методом изотермической деполяризационной токовой спектроскопии.

3. Описанная цифровая система измерения и передачи данных может быть использована и для термдеполяризационного анализа практически без аппаратных переделок.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Neagu E.R. A new method for analysis of isothermal discharging current / E.R.Neagu, R.M.Neagu // *Thin Solid Films*. – 2000. – V. 358. – N 1. – P.283-291.
2. Low temperature dielectric relaxations in ZnO varistor / C.Tsonos, A.Kanapitsas, D.Triantis [and other] // *Japanese Journal of Applied Physics*. – 2010. – V. 49. – N 5R. – P.051102.
3. Tonkoshkur Yu.A. Isothermal depolarization current spectroscopy of localized states in metaloxide varistors / Yu.A.Tonkoshkur, A.B.Glot // *Journal of Physics D: Applied Physics*. – 2012. – V. 45. – N. 46. – P.465305-465312(8).
4. Osak W. Isothermal depolarization currents in triglycine sulphate / W.Osak, K.Tkacz-Śmiech // *Applied Physics A: Materials Science & Processing*. – 1997. – V. 65. – N. 4-5. – P.439-444.
5. Modified isothermal discharge current theory and its application in the determination of trap level distribution in polyimide films / Lei Qingquan, Tian Fuqiang, Yang Chund [and other] // *Journal of Electrostatics*. – 2010. – V. 68. – N. 3. – P.243-248.
6. Stavrakas I. The influence of externally applied uniaxial stress on Isothermal Depolarization Current mechanisms in rock samples / I.Stavrakas, D.Triantis, C. Anastasiadis // *Journal of Materials Science*. – 2005. – V. 40, N. 17. – P.4593-4596.
7. Probing the microstructure of cement mortars through dielectric parameters' variation / C.Tsonos, I.Stavrakas, C.Anastasiadis [and other] // *Journal of Physics and Chemistry of Solids*. – 2009. – V. 70, N. 3. – P.576-583.
8. Исследование электрофизических свойств жидкодисперсных систем методом изотермической деполяризации / И.В.Шаламов, И.Ю.Ухарцева, Е.А.Цветкова, В.А.Гольдаде // *Материаловедение*. – 2003. – № 3. – С.28-31.
9. Тонкошкур О.С. Фізичні основи електричного контролю неоднорідних систем / О.С.Тонкошкур, В.У.Ігнаткін. – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2010. – 290с.
10. Вольтметр-электрометр универсальный В7-30. Техническое описание и инструкция по эксплуатации, 1986. – 157с. (Адрес предприятия-изготовителя: г. Минск, ГСП, МПО).

*Поступила в редколлегию 09.09.2015.*