

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 одноконтные усилители такого типа могут работать только в режиме класса А. Их энергетические показатели аналогичны показателям одноконтных трансформаторных усилителей низких частот. Типовые значения КПД не превышают 35...40%, при этом хорошо заметны нелинейные искажения, обу-

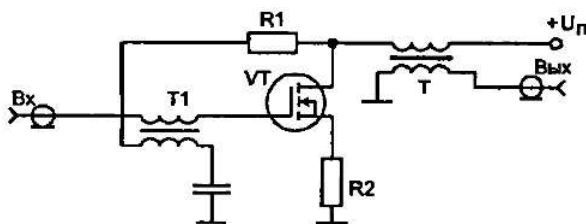


Рисунок 1 – Упрощенная схема широкополосного усилителя на полевом транзисторе

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-

трансформаторных усилителей низких частот. Типовые значения КПД не превышают 35...40%, при этом хорошо заметны нелинейные искажения, обу-

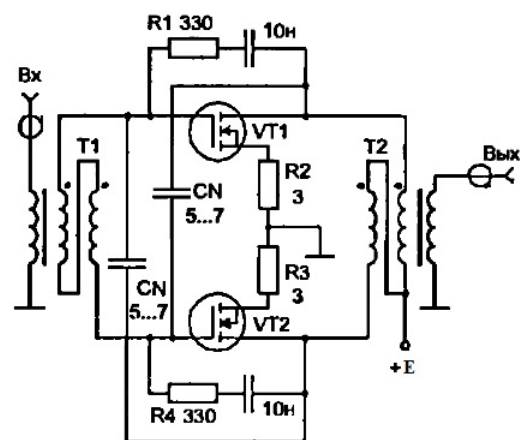


Рисунок 2 – Двухтактный широкополосный усилитель мощности

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.

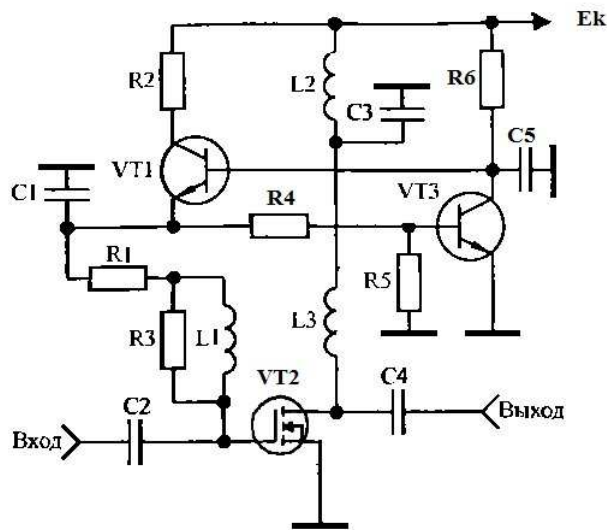


Рисунок 3 – Схема усилительного каскада со стабилизатором напряжения смещения затвора

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:

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

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

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

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

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

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

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

Максимальное значение постоянной составляющей тока коллектора  $I_{\text{К0м}}$  транзистора VT2, с учетом вышесказанного, равно:

$$I_{\text{К0м}} = (E_{\text{п}} - U_{\text{ост}}). \quad (5)$$

Коллекторный ток транзистора VT1 является током в цепи стока транзистора VT2. При максимальном значении тока  $I_{\text{с}}$  напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT1 минимально  $U_{\text{мин1}}$  и для его стабильной работы должно быть не менее 5 В. Поэтому величина резистора R2 рассчитывается из соотношения:

$$R2 \leq \frac{(E_{\text{п}} - U_{\text{мин1}} - U_{\text{зю0}})}{I}, \quad (6)$$

где  $U_{\text{мин}} = 5\text{В}$ ;  $U_{\text{зю0}} = 3,5\text{В}$  – напряжение на переходе затвор-исток транзистора VT2 в точке покоя.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT1, равна величине:

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

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер  $U_{\text{КЭмах}}$  и тока коллектора  $I_{\text{Кмах1}}$  равны:

$$U_{\text{КЭмах1}} = E_{\text{п}}; \quad I_{\text{Кмах1}} = \frac{E_{\text{п}}}{R2}. \quad (8)$$

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-

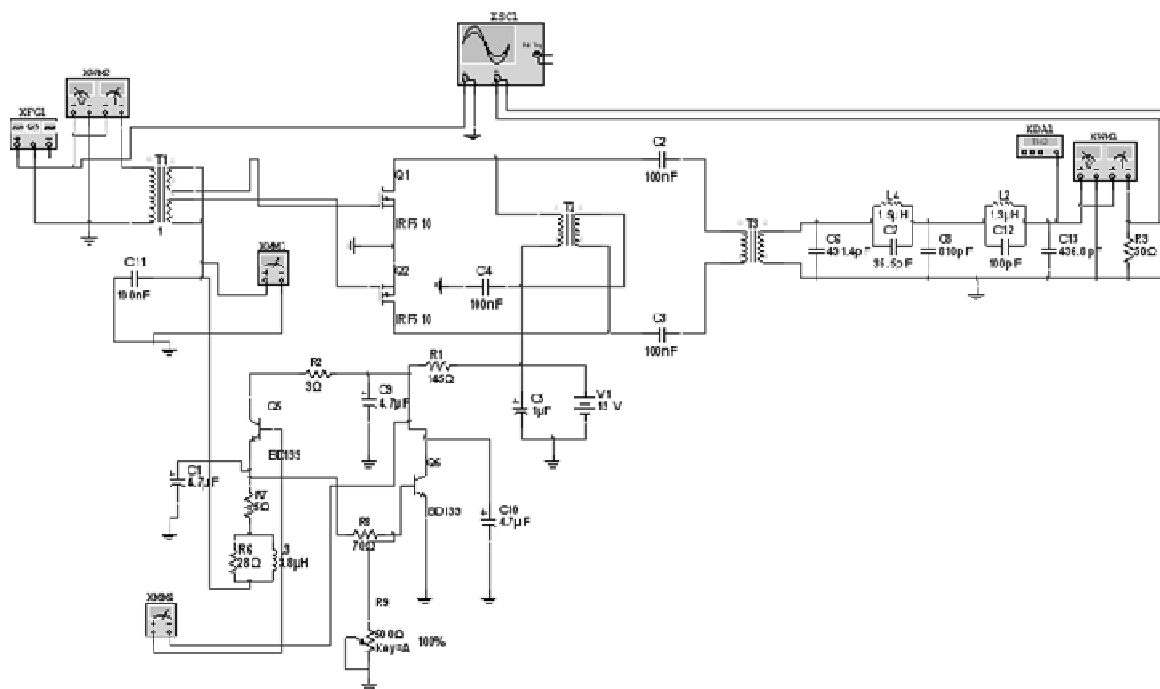


Рисунок 4 – Схема електрична принципіальна усилителя мощности

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).

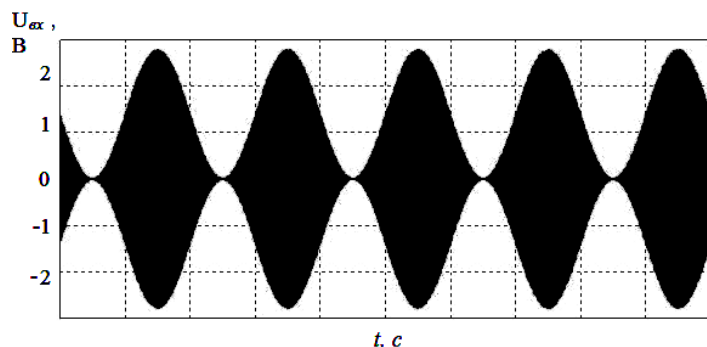


Рисунок 5 – Двухтональный сигнал на входе усилителя мощности

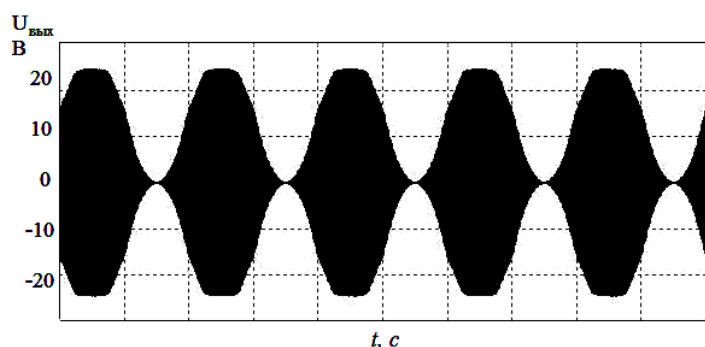


Рисунок 6 – Форма огибающей сигнала на выходе усилителя при повышенном напряжении смещения затвор-исток

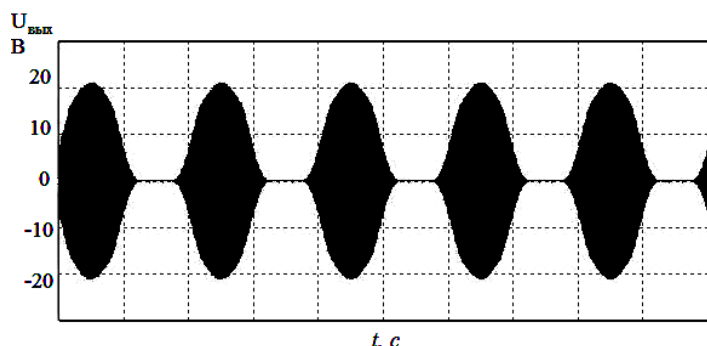


Рисунок 7 – Форма огибающей сигнала на выходе усилителя при пониженном напряжении смещения затвор-исток

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 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.

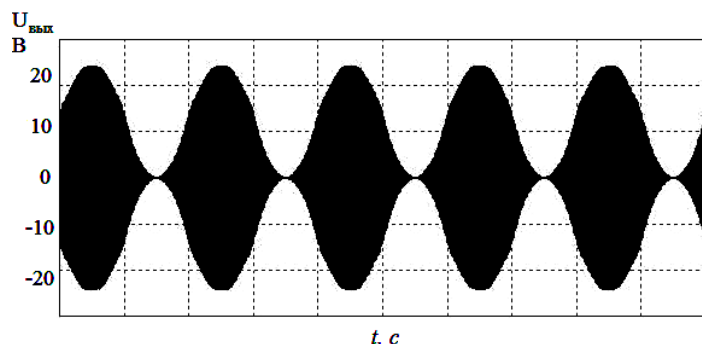


Рисунок 8 – Форма огибающей сигнала на выходе усилителя при наличии стабилизации рабочей точки

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