



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-2-74-82>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.62

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОПРИЕМНЫХ ТРАКТОВ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

П.В. ЗАЯЦ, И.Ю. МАЛЕВИЧ

ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 28 декабря 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Актуальность исследования систем автоматической регулировки чувствительности (АРЧ) определяется их востребованностью при создании и модернизации радиоприемных трактов (РПТ) с повышенной помехозащищенностью для систем радиолокации, радионавигации и радиосвязи. В статье выполнен анализ типовых аттенуаторных АРЧ, которые традиционно широко используются для согласования динамического диапазона (ДД) РПТ с ДД группового радиосигнала, определяемого текущим состоянием электромагнитной обстановки в месте приема. Показана принципиальная возможность повышения помехозащищенности РПТ с аттенуаторными АРЧ на основе текущего анализа суммарного процесса в полосе фильтра основной селекции. Одновременно установлено, что процедура определения оптимального значения коэффициента передачи аттенуатора характеризуется низким быстродействием. Кроме того, повышение помехозащищенности в РПТ с такими АРЧ приводит к ощутимой потере чувствительности. Обойти недостатки аттенуаторных АРЧ позволяют структуры, реализующие размен коэффициента передачи РПТ на ДД и линейность. Исследования возможных вариантов таких АРЧ показали, что при пропорциональном размене коэффициента передачи на ДД обеспечивается улучшение помехозащищенности РПТ при сохранении высокой чувствительности системы. Предложена оригинальная система АРЧ, инвариантная к шагу дискретизации коэффициентов передачи регулируемых элементов с повышенным быстродействием. Рассмотренные структурные решения и алгоритмы позволяют оптимизировать технический облик РПТ радиолокации, радионавигации и радиосвязи с повышенной помехозащищенностью и адаптировать их характеристики к условиям нестационарной электромагнитной обстановки.

Ключевые слова: радиоприемный тракт, помехозащищенность, автоматическая регулировка чувствительности.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Заяц П.В., Малевич И.Ю. Повышение помехозащищенности радиоприемных трактов с автоматической регулировкой чувствительности. Доклады БГУИР. 2021; 19(2): 74-82.

INCREASING THE NOISE IMMUNITY OF RADIO RECEIVING PATHS WITH AUTOMATIC SENSITIVITY CONTROL

PAVEL V. ZAYATS, IGOR Yu. MALEVICH

JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 28 December 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The relevance of the study of automatic sensitivity control systems (ASC) is determined by their demand for the creation and modernization of radio receiving paths (RRP) with increased noise immunity for radar systems, radio navigation and radio communication. The article analyzes typical attenuating ASCs, which are traditionally widely used to match the dynamic range (DR) of the RRP with the DR of a group radio signal, determined by the current state of the electromagnetic environment at the receiving system location. The fundamental possibility of increasing the noise immunity of RRP with attenuating ASCs is shown on the basis of the current analysis of the resulting output signal in the IF main filter band. At the same time, it was found that the procedure for determining the optimal value of the attenuator transmission coefficient is characterized by low response speed. In addition, an increase in noise immunity in a RRP with such ASC leads to a significant loss of sensitivity. To overcome the disadvantages of attenuating ASCs, structures that implement the exchange of the transmission coefficient of the RRP to DR and linearity are proposed. Studies of various possible ASC structures have shown that with a proportional exchange of the transmission coefficient for the DR, an improvement in the noise immunity of the RRP is provided while maintaining a high sensitivity of the system. An original ASC system is proposed, which is invariant to the sampling step of the transmission coefficients of controlled elements with increased performance. The considered structural solutions and algorithms make it possible to optimize the technical appearance of RRP for radar, radio navigation and radio communication with increased noise immunity and to adapt their characteristics to the conditions of non-stationary electromagnetic environment.

Keywords: radio receiving paths, noise immunity, automatic sensitivity control.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Zayats P.V., Malevich I.Yu. Increasing the noise immunity of radio receiving paths with automatic sensitivity control. Doklady BGUIR. 2021; 19(2): 74-82.

Введение

Современные условия работы радиоприемных трактов (РПТ) систем радиолокации, радионавигации и радиосвязи характеризуются сложной электромагнитной обстановкой (ЭМО). Это объясняется, с одной стороны, высокой чувствительностью РПТ, а с другой – большим числом и высокими уровнями различных помех, действующих как в диапазоне частот полезного сигнала, так и за его пределами.

Одно из известных направлений повышения помехозащищенности РПТ связано с оптимизацией структур и параметров систем управления коэффициентом передачи тракта, включая автоматическую регулировку чувствительности (АРЧ) [1–4].

Исследование АРЧ для повышения помехозащищенности РПТ

Широко распространенным способом реализации АРЧ является использование на входе главного тракта приема (ГТП) РПТ адаптивно управляемого аттенюатора (АТ). Исследуем помехозащищенность РПТ с такой АРЧ, представив ГТП функциональной моделью в виде цепочечного соединения широкополосного маломощного усилителя (МШУ), широкополосного усилительно-преобразовательного звена (УПЗ) и фильтра основной селекции (ФОС) (рис. 1).

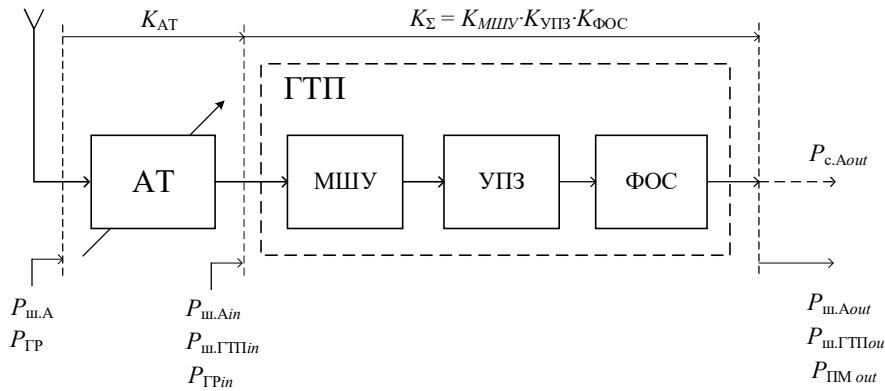


Рис. 1. Структура РПТ с простой аттенуаторной АРЧ
Fig. 1. RRP structure with a simple attenuator ASC

Для интегральной оценки качества РПТ с простой аттенуаторной АРЧ используем нормированный коэффициент помехозащищенности

$$\Pi_N = \Pi \cdot \frac{P_{\text{ш.ГТПout}} + P_{\text{ш.Аout}}}{P_{\text{ш.Аout}}}, \quad (1)$$

где Π – коэффициент помехозащищенности [1]:

$$\Pi = \frac{P_{\text{ш.ГТПout}} + P_{\text{ш.Аout}} + P_{\text{ИМout}}}{P_{\text{ш.ГТПout}} + P_{\text{ш.Аout}}}; \quad (2)$$

$P_{\text{ш.ГТПout}} = P_{\text{ш.ГТПin}} K_{\Sigma} = kT\Delta f_{\text{ПЧ}} (K_{\text{ш}} - 1) K_{\Sigma}$ – мощность собственных шумов на выходе ГТП (k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – температура окружающей среды (293 К); $\Delta f_{\text{ПЧ}}$ – ширина полосы пропускания ФОС; $K_{\text{ш}}$ – коэффициент шума ГТП; K_{Σ} – коэффициент передачи ГТП как цепи из звеньев УПЗ и ФОС);

$P_{\text{ш.Аout}} = P_{\text{ш.А}} \cdot K_{\text{АТ}} \cdot K_{\Sigma} = P_{\text{ш.Аin}} \cdot K_{\Sigma} = kT_{\text{ш.А}} \cdot \Delta f_{\text{ПЧ}} \cdot K_{\text{АТ}} \cdot K_{\Sigma}$ – мощность шумов, поступающих из антенны по основному каналу приема РПТ ($T_{\text{ш.А}}$ – шумовая температура антенны, которая определяется интенсивностью тепловых, атмосферных, космических, промышленных и др. шумов; $K_{\text{АТ}}$ – коэффициент передачи АТ системы АРЧ);

$P_{\text{ИМout}}$ – интегральная мощность помех (обусловленных наличием в составе группового сигнала ($P_{\text{ГР}}$), поступающего из антенны на вход РПТ с АРЧ, внеполосных помеховых компонент), проникающих в тракт по всем учитываемым внеполосным каналам приема [5]:

$$P_{\text{ИМout}} = \sum_{i=1}^n P_{\text{ИМ}i\text{out}}, \quad (3)$$

где $P_{\text{ИМ}i\text{out}}$ – мощность помехи, принятой РПТ по i -му внеполосному каналу приема. Как известно [1], $P_{\text{ИМout}}$ может быть представлена полиномом по степеням n от $P_{\text{ГРin}}$:

$$P_{\text{ИМout}} = \sum_{j=2}^n \alpha_j \cdot (P_{\text{ГРin}})^j, \quad (4)$$

где $P_{\text{ГРin}} = P_{\text{ГР}} \cdot K_{\text{АТ}}$ – мощность группового сигнала на входе УПЗ, в котором происходит нелинейное преобразование внеполосных помех в полосу ФОС РПТ.

Перепишем выражение (1) для Π_N в виде функции от $K_{\text{АТ}}$:

$$\Pi_N(K_{\text{АТ}}) = \frac{P_{\text{ш.ГТПout}} + P_{\text{ш.Аout}} + P_{\text{ИМout}}}{P_{\text{ш.Аout}}} = \frac{(P_{\text{ш.ГТПin}} + P_{\text{ш.А}} \cdot K_{\text{АТ}}) \cdot K_{\Sigma} + \varphi(K_{\text{АТ}})}{P_{\text{ш.А}} \cdot K_{\text{АТ}} \cdot K_{\Sigma}} = \frac{F(K_{\text{АТ}})}{P_{\text{ш.Аout}}(K_{\text{АТ}})}, \quad (5)$$

где $P_{\text{ИМout}} = \varphi(K_{\text{АТ}})$ определяется нелинейной зависимостью (4) от $P_{\text{ГРin}}$.

Очевидно, чем меньше заметность $P_{\text{ш.ГТПout}}$ и $P_{\text{ИМout}}$, тем ближе $\Pi_N(K_{\text{АТ}})$ к 1 и выше помехозащищенность РПТ. Тогда определим условие минимума Π_N по $K_{\text{АТ}}$:

$$\frac{\partial \Pi_N(K_{AT})}{\partial K_{AT}} = \frac{P_{ш.А} \cdot K_{\Sigma} \left(\frac{\partial F(K_{AT})}{\partial K_{AT}} \cdot K_{AT} - F(K_{AT}) \right)}{[P_{ш.Аout}(K_{AT})]^2} = 0, \quad (6)$$

откуда для $K_{AT} = K_{ATopt}$:

$$\frac{\partial F(K_{AT})}{\partial K_{AT}} = \frac{F(K_{AT})}{K_{AT}}. \quad (7)$$

Геометрическая интерпретация (4) и (7) приведена на рис. 2.

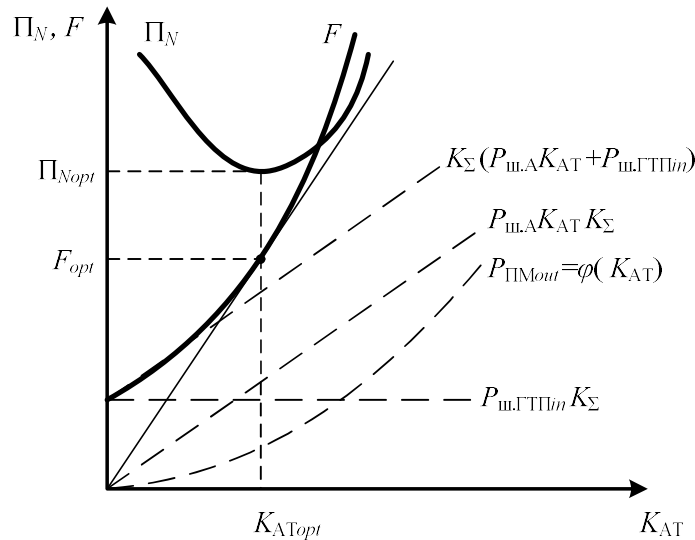


Рис. 2. Зависимости нормированного коэффициента помехозащищенности Π_N и уровня группового сигнала в ФОС F от коэффициента передачи аттенюатора K_{AT}

Fig. 2. Dependence of the normalized coefficient of noise immunity Π_N and the level of the group signal in the IF main filter band F on the transmission coefficient of the attenuator K_{AT}

Видно, что Π_N определяется функциональной зависимостью уровня группового сигнала в ФОС РПТ ($F(K_{AT})$) от коэффициента передачи входного аттенюатора K_{AT} . Π_{Nopt} соответствует точке оптимума [K_{ATopt} , F_{opt}], которая устанавливается касательной к функции $F(K_{AT})$, проходящей через начало системы координат. Таким образом, в заданной ЭМО выполнение условия (7) для тракта с простой аттенюаторной АРЧ позволяет обеспечить наилучшую помехозащищенность РПТ.

Однако полученное значение Π_{Nopt} РПТ с простой аттенюаторной АРЧ достаточно большое и, например, в метровом диапазоне для напряженной ЭМО [5] составляет 10...15. Кроме этого, для поиска Π_{Nopt} в соответствии с (7) в каждой точке требуется произвести два измерения $F(K_{AT})$, и количество таких точек при малом дискрете K_{AT} будет большим. Это может оказаться недопустимым для применения такой структуры АРЧ, например, в РПТ РЛС, поскольку временной интервал, отводимый для анализа внешней ЭМО (и, соответственно, адаптации) зачастую не превышает 100 мкс.

Улучшить значение Π_{Nopt} за счет снижения потери чувствительности позволяет перенос МШУ из состава ГТП на вход РПТ [6] (рис. 3). В таком случае $K_{\Sigma} = K_{УПЗ} \cdot K_{ФОС}$.

Выражение для Π_N такого РПТ имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \Pi_N(K_{AT}) &= \frac{P_{ш.ГТПout} + P_{ш.Аout} + P_{ПМout}}{P_{ш.Аout}} = \\ &= \frac{(P_{ш.ГТПin} + (P_{ш.МШУ} + P_{ш.А} K_{МШУ}) \cdot K_{AT}) \cdot K_{\Sigma} + \varphi(K_{AT})}{P_{ш.А} K_{МШУ} K_{AT} K_{\Sigma}} = \frac{F^*(K_{AT})}{P_{ш.Аout}(K_{AT})}. \end{aligned} \quad (8)$$

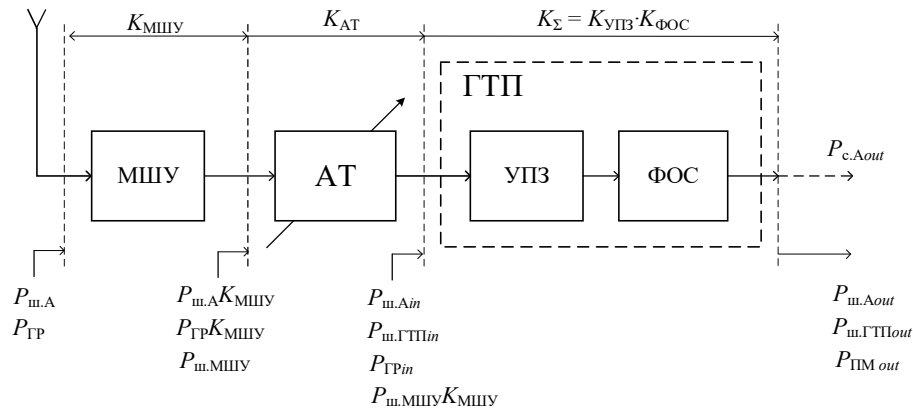


Рис. 3. Структура высокочувствительного РПТ с простой аттенуаторной АРЧ
Fig. 3. High sensitivity RRP structure with a simple attenuator ASC

Из сравнения (8) с (5) видно, что условие минимума Π_{Nopt} по-прежнему соответствует (7), однако помехозащищенность РПТ выше, так как его абсолютное значение ближе к 1, чем для простой аттенуаторной АРЧ.

В рассмотренной схеме важно использовать высоколинейные МШУ с большим порогом перегрузки. В противном случае, например, для типовых МШУ с коэффициентом усиления $K_{МШУ} = 18...25$ дБ, в сложной ЭМО возможно существенное возрастание вклада их нелинейных шумов в общую нелинейность РПТ. При этом включение АРЧ с затуханием АТ более 10 дБ может привести к ситуации, когда нелинейность УПЗ уже не будет вносить решающий вклад в общий уровень нелинейных помех на выходе РПТ.

Решение такой проблемы может быть получено, например, в структуре с эстафетной АРЧ (рис. 4) при многопараметровом регулировании [1, 4, 7].

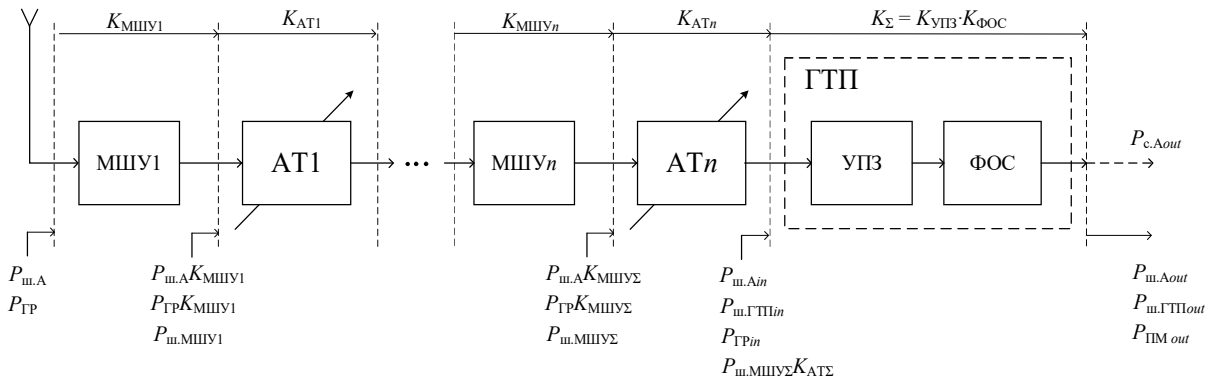


Рис. 4. Структура РПТ с эстафетной аттенуаторной АРЧ
Fig. 4. RRP structure with a multi cascaded attenuator ASC

Здесь в сложной ЭМО реализуется эффективная защита РПТ и усилительных звеньев структуры с минимальной потерей чувствительности. Однако, как и для ранее рассмотренных систем, в такой структуре невозможно избежать накопления линейных шумов в тракте при адаптации. Кроме того, уже для $n = 2$ (т. е. регулируемые АТ используются в двух сечениях тракта) время поиска оптимальной комбинации коэффициентов $K_{АТ1}$ и $K_{АТ2}$, очевидно, возрастает. Последнее обстоятельство существенно ограничивает возможность использования подобных структур АРЧ в нестационарной ЭМО.

Логичным шагом, позволяющим обойти недостатки аттенуаторных АРЧ, является переход к структурам, реализующим обмен коэффициента передачи РПТ на динамический диапазон (ДД) и линейность [8]. Возможный вариант такой АРЧ приведен на рис. 5.

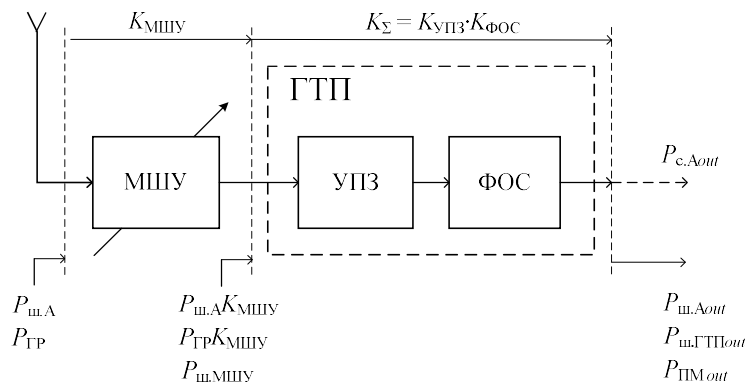


Рис. 5. Структура РПТ с АРЧ с регулируемым МШУ
Fig. 5. RRP structure with an adjustable LNA

Здесь регулируемый высоколинейный МШУ выполняет функцию уровневой защиты ГТП от нелинейного поражения. Например, в [9] рассмотрен адаптивный усилитель с дискретно управляемым коэффициентом передачи, в котором регулировка усиления производится посредством изменения глубины бесшумной (реактивной) отрицательной обратной связи. При снижении коэффициента передачи в такой системе коэффициент шума МШУ сохраняется практически неизменным, а верхняя граница ДД пропорционально увеличивается. Таким образом, структура РПТ с АРЧ на базе регулируемого высоколинейного МШУ в нестационарной ЭМО обладает ключевым преимуществом в сравнении с тремя предыдущими – при уменьшении коэффициента передачи регулятора минимизируется ухудшение чувствительности РПТ.

Наряду с поиском новых эффективных структур и технических решений АРЧ, важным вопросом является разработка быстродействующих алгоритмов уровневой адаптации, реализующих оптимальный размен чувствительности РПТ на линейность. Решение этой задачи связано с разработкой алгоритма поиска Π_{Opt} , в котором отсутствует необходимость реализации континуума малых приращений K_{AT} , существенно ограничивающих быстродействие АРЧ. Такая процедура может быть реализована в тракте с встречным (т. е. противоположным) синхронным изменением коэффициентов передачи АРЧ (например, на базе регулируемого МШУ) и УПЗ (рис. 6).

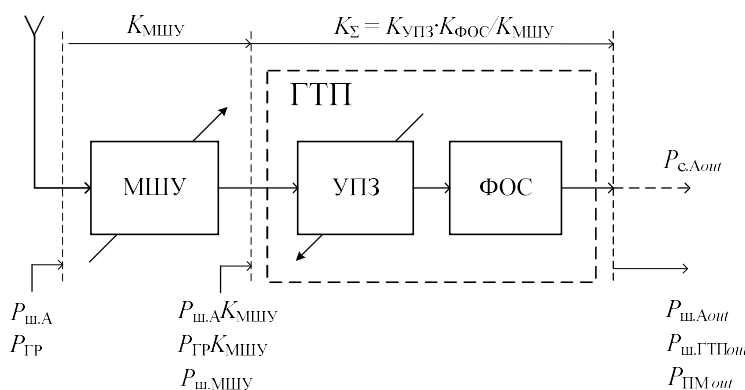


Рис. 6. Структура РПТ с АРЧ встречного регулирования
Fig. 6. RRP structure with a counter regulation ASC

Общий коэффициент передачи ГТП определяется выражением

$$K_{\Sigma} = K_{\text{УПЗ}} \cdot K_{\text{ФОС}} / K_{\text{МШУ}} \cdot$$

(9)

Тогда выражение для Π_N приобретает следующий вид:

$$\Pi_N(K_{\text{МШУ}}) = \frac{P_{\text{ш.ГТТ}} + P_{\text{ш.Аout}} + P_{\text{ш.Пout}}}{P_{\text{ш.Аout}}} = \frac{(P_{\text{ш.ГТТin}} + P_{\text{ш.МШУ}} + P_{\text{ш.А}} K_{\text{МШУ}}) \cdot K_{\text{АТ}} + \varphi(K_{\text{МШУ}})}{P_{\text{ш.А}} K_{\text{МШУ}} K_{\Sigma}} = \frac{F^{**}(K_{\text{МШУ}})}{P_{\text{ш.Аout}}}. \quad (10)$$

Видно, что, поскольку $K_{\text{МШУ}} \cdot K_{\Sigma} = \text{const}$, знаменатель в (10) является величиной постоянной, не зависящей от $K_{\text{МШУ}}$. **

Нетрудно показать, что в такой системе условие минимума Π_N имеет вид

$$\frac{\partial F^{**}(K_{\text{МШУ}})}{\partial K_{\text{МШУ}}} = 0. \quad (11)$$

Геометрическая интерпретация (11) приведена на рис. 7, откуда видно, что минимум Π_N соответствует минимуму зависимости $F^{**}(K_{\text{МШУ}})$.

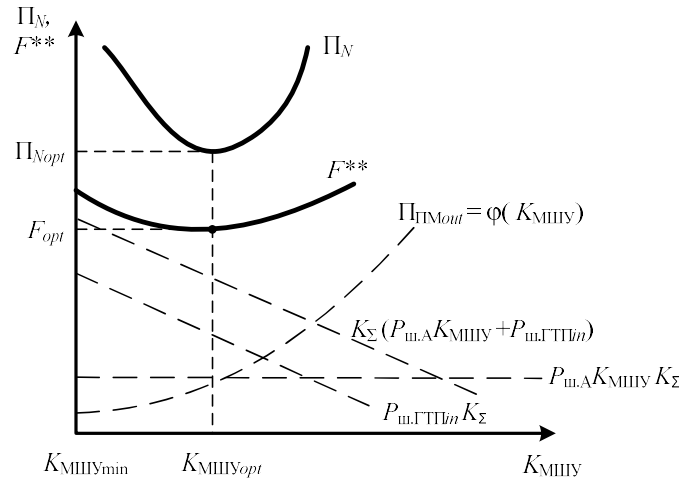


Рис. 7. Зависимости нормированного коэффициента помехозащитности Π_N и уровня группового сигнала в ФОС F^{**} от коэффициента передачи МШУ РПТ с АРЧ встречного регулирования

Fig. 7. Dependence of the normalized coefficient of noise immunity Π_N and the level of the group signal in the IF main filter band F^{**} on the LNA gain for RRP structure with a counter regulation ASC

Предложенная структура РПТ с АРЧ встречного регулирования позволяет вместо затратного алгоритма контроля условия (7) выполнять простой поиск минимального значения $F^{**}(K_{\text{МШУ}})$ при переключении $K_{\text{МШУ}}$. Такое свойство предложенной структуры дает существенное преимущество при аппаратной реализации – в качестве регулируемого МШУ могут использоваться простые схемы с дискретно переключаемым коэффициентом передачи [10, 11].

Заключение

Таким образом, исследованы вопросы повышения помехозащитности радиоприемных трактов методом уровневой параметрической адаптации. Проведен анализ характеристик радиоприемных трактов с различными типами систем автоматической регулировки чувствительности.

Показано, что требования низкого уровня собственных шумов, большого динамического диапазона и малой инерционности наилучшим образом удовлетворяются оригинальной системой автоматической регулировки чувствительности с регулируемыми элементами в виде МШУ с переключаемыми дискретными усилениями.

Доказана возможность определения строгих условий достижения максимума отношения сигнал/помеха без разделения шумовых и нелинейных составляющих на основе аппаратного анализа суммарного процесса в полосе фильтра основной селекции радиоприемного тракта при дискретном изменении усиления МШУ.

Разработана система автоматической регулировки чувствительности, инвариантная к шагу дискретизации коэффициентов передачи регулируемых элементов с повышенным быстродействием.

Рассмотренные структурные решения и алгоритмы позволяют оптимизировать технический облик радиоприемных трактов радиолокации, радионавигации и радиосвязи и адаптировать их характеристики к условиям нестационарной ЭМО.

Список литературы

1. Богданович Б.М. *Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном*. М.: Радио и связь; 1984.
2. Сон Л.З. *Оптимизация радиоприемного устройства по критерию помехозащищенности: автореф. дис. доктора техн. наук: 05.12.17*. СПб; 1993.
3. Малевич И.Ю. *Радиоприемные устройства*. Мозырь: Белый ветер; 2000.
4. Малевич И.Ю. *Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона*. Минск: Тонпик; 2004.
5. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Помехозащищенность радиоприемных трактов РЛС метрового диапазона и пути ее повышения. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2020;2(67):40-46.
6. Патент РФ № 2004104060/09, 11.02.2004. Цыпленков Ю.С., Рыжков Д.Е., Борисов А.А. Радиолокационный приемник с большим динамическим диапазоном по интермодуляции третьего порядка. *Патент России*. 2005; № 2254590. Бюл. №17.
7. Чердынцев В.А., Малевич И.Ю., Курочкин А.Е. *Методы и устройства приема и обработки радиосигналов*. Минск: БГУИР; 2010.
8. Малевич И.Ю. *Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов*. Минск: Бестпринт; 2009.
9. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Адаптивный широкополосный малощумящий усилитель радиочастоты. *Доклады БГУИР*. 2020;18(6):66-74.
10. Малевич И.Ю., Солоневич Д.А. Широкополосный усилитель высокой частоты с коммутируемым коэффициентом передачи. *Наука и военная безопасность*. 2017;2(52):25-28.
11. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Синтез широкополосного малощумящего усилителя с управляемым ступенчатым коэффициентом передачи. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2018;4(61):133-139.

References

1. Bogdanovich B. M. [*High dynamic range radio receivers*]. Moscow: Radio i Svyaz; 1984. (In Russ.)
2. Son L.Z. [*Optimization of a radio receiving device according to the criterion of noise immunity*]. St.Petersburg; 1993. (In Russ.)
3. Malevich I.Y. [*Radio receivers*]. Mozyr: Belyi Veter; 2000. (In Russ.)
4. Malevich I.Y. [*Methods for the synthesis of broadband amplifying paths with controlled parameters of the dynamic range*]. Minsk: Tonpik; 2004. (In Russ.)
5. Malevich I.Y., Zayats P.V. [Noise immunity of radio receiving paths of VHF radars and ways to improve it]. *Vestnik Voennoy Akademii Respubliki Belarus*. 2020;2(67):40-46. (In Russ.)
6. Patent RU № 2004104060/09, 11.02.2004. Tsyplenkov Ju.S., Ryzhkov D.E., Borisov A.A. [Radar receiver with large dynamic range by intermodulation of third order]. *Patent RU*. 2005; № 2254590. Бюл. №17.
7. Cherdyntsev V.A., Malevich I.Y., Kurochkin A.E. [*Methods and devices for receiving and processing radio signals*]. Minsk: BSUIR; 2010. (In Russ.)
8. Malevich I.Y. [*Synthesis of High-Linear RF Amplifier Paths*]. Minsk: Bestprint; 2009. (In Russ.)
9. Malevich I.Y., Zayats P.V. [Adaptive broadband low noise radio frequency amplifier]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2020;18(6):66-74. (In Russ.)
10. Malevich I.Y., Solonovich D.A. [High frequency broadband amplifier with switched gain]. *Nauka i voennaya bezopasnost'*. 2017;2(52):25-28. (In Russ.)
11. Malevich I.Y., Zayats P.V. [Synthesis of a wideband low noise amplifier with a controlled step gain]. *Vestnik Voennoy Akademii Respubliki Belarus*. 2018;4(61):133-139. (In Russ.)

Вклад авторов

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

Authors' contribution

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Заяц П.В., начальник отдела ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Малевич И.Ю., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник службы фундаментальных и прикладных исследований ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Information about the authors

Zayats P.V., Head of Department at JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Malevich I.Y., D.Sc., Professor, Senior Resercher of the Fundamental and Applied Research Division of JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Адрес для корреспонденции

220026, Республика Беларусь,
г. Минск, Партизанский пр-т, 64 а,
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания
холдинга «Системы радиолокации»;
тел. +375-17-295-30-91;
e-mail: p.zayats@kbradar.by
Заяц Павел Владимирович

Address for correspondence

220026, Republic of Belarus,
Minsk, Partizanski ave., 64 a,
JSC “KB Radar” – Managing Company
of “Radar Systems” Holding;
tel. +375-17-295-30-91;
e-mail: p.zayats@kbradar.by
Zayats Pavel Vladimirovich