РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 621.396.674.1

В. П. КИСМЕРЕШКИН
А. В. КОЛЕСНИКОВ

Омский государственный технический университет

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН ДЛЯ РАДИОСВЯЗИ ЗЕМНОЙ ВОЛНОЙ

Представлены результаты экспериментальных и теоретических работ по исследованию возможности применения малогабаритных магнитных антенн повышенной эффективности в системах средневолновой радиосвязи.

Ключевые слова: магнитная антенна, действующая высота, добротность, средневолновая радиосвязь.

Для обеспечения связи в труднодоступных районах, в морях, в полярной зоне и т.д. в военных и гражданских целях большое значение имеет мобильное радиооборудование. Особое место занимает диапазон средних волн (СВ), в котором существует возможность создания радиоканалов земных волн. Одна из основных проблем в подвижных радиосистемах на земных волнах — размеры и эффективность антенно-фидерного оборудования. Принято, что электрические размеры антенны определяются произведением kr, где r — минимальный радиус условной сферы, в которую может быть помещена антенна, k — волновое число. При $kr > 1$ антенны относят к полноразмерным, при $kr \leq 1$ антенны считают малогабаритными (МА). В диапазоне СВ полноразмерные антенны занимают десятки метров. Поэтому вопрос уменьшения размеров антенны с максимально возможным сохранением эффективности — актуальная задача на сегодняшний день.

Среди существующих вариантов таких антенн принято выделять два направления: антенны электрического (вибраторные) и магнитного (рамочные) типов. Установлено [1], что антенны электрического типа имеют значительно больший уровень реактивного сопротивления X_A, растущий с уменьшением размеров, чем магнитные антенны, у которых X_A при укорочении уменьшается. Также у магнитных антенн X_A не зависит от условий ближней зоны. Эти факты

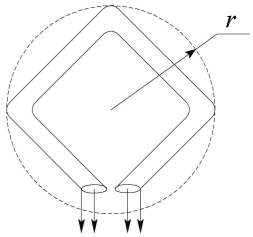


Рис. 1. РКА (0,7×0,7 м), радиус условной сферы r ≈0,5 м

приводят к преимуществу магнитных антенн перед вибраторными как по потерям в ближней зоне, так и по настройке и согласованию. Следовательно, в подвижных радиосистемах эти антенны предпочтительнее.

Тем не менее магнитные антенны имеют ряд существенных недостатков, присущих многим МА: растущие потери при уменьшении размеров, сложность резонансной перестройки в широкой полосе частот с сохранением КСВн и эффективности. Таким образом, усилия разработчиков направлены на повышение основного параметра МА — действующей высоты $h_Д$.

В работе представлены результаты экспериментов по оптимизации $h_Д$ рамочной МА повышенной эффективности (рамочной коаксиальной антенны, РКА) с электрическими размерами kr≈0,02 (рис. 1). Диапазон рабочих частот РКА: 1,5÷2,5 МГц.

Особенность антенны в том, что излучатель представляет собой коаксиальный кабель, в котором с помощью фазировки текущих по проводникам токов производится умножение тока и мощности излучения. Схема согласования позволяет согласовать антенну с 50-омным трактом с КСВн<1,2. Эксперименты с РКА проводились на стенде в поле колец Гельмгольца. Каждое из колец представляет собой один виток проводника с периметром $p_{КГ}$=5,6 м.

Определим $h_Д$. Напряженность поля, формируемого кольцами Гельмгольца [2]:

$$H = (0{,}8)^{3/2}\frac{nI}{R_{КГ}}, \qquad (1)$$

где n — количество витков в каждом из колец, I — ток, текущий по кольцам, $R_{КГ}$ — радиус колец:

$$R_{КГ} = \frac{p_{КГ}}{4\sqrt{\pi}}. \qquad (2)$$

С учетом характеристического импеданса свободного пространства Z_0 [3]

$$h_Д = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{КГ}} = \frac{U_{ВЫХ}}{Z_0 H_{КГ}} = 0{,}148\frac{U_{ВЫХ}}{U_{КГ}}, \qquad (3)$$

где $U_{КГ}$ — напряжение, подводимое к кольцам.

По результатам экспериментального исследования РКА в поле колец Гельмгольца построен график $h_Д$, рассчитанный по (3) (рис. 2) и график изменения добротности Q по частоте (рис. 3). В качестве излучателя использовался коаксиальный кабель с волновым сопротивлением W=50 Ом.

По формуле

$$R_\Sigma = 20(kh_Д)^2 \qquad (4)$$

можно определить, что сопротивление излучения РКА R_Σ составляет порядка 1 Ом. При сопротивлении потерь $R_П$ около 10 Ом, КПД≈0,1.

С учетом полученных значений можно оценить возможность применения разрабатываемых антенн на радиотрассе земной волны, например, для прибрежной и морской зон, где средняя соленость воды (σ=5 См/м, ε=70), по графикам МСЭ «Кривые распространения земной волны для частот между 10 кГц и 30 МГц» [3]. Дальность связи 25 км и мощность приемопередатчика 10 Вт.

Напряженность поля $E^{\cdot}_0$, формируемого изотропным излучателем в свободном пространстве на расстоянии 1 км от излучателя [4] в зависимости от подводимой к антенне мощности P_a:

$$E^{\cdot}_0 = 5470\sqrt{P_a}, [\text{мкВ/м}]. \qquad (5)$$

При мощности P_a=10 Вт, $E^{\cdot}_0$=17,3 мВ/м.

КНД рамочной МА в свободном пространстве равен 2,14 dB в сравнении с изотропным излучателем.

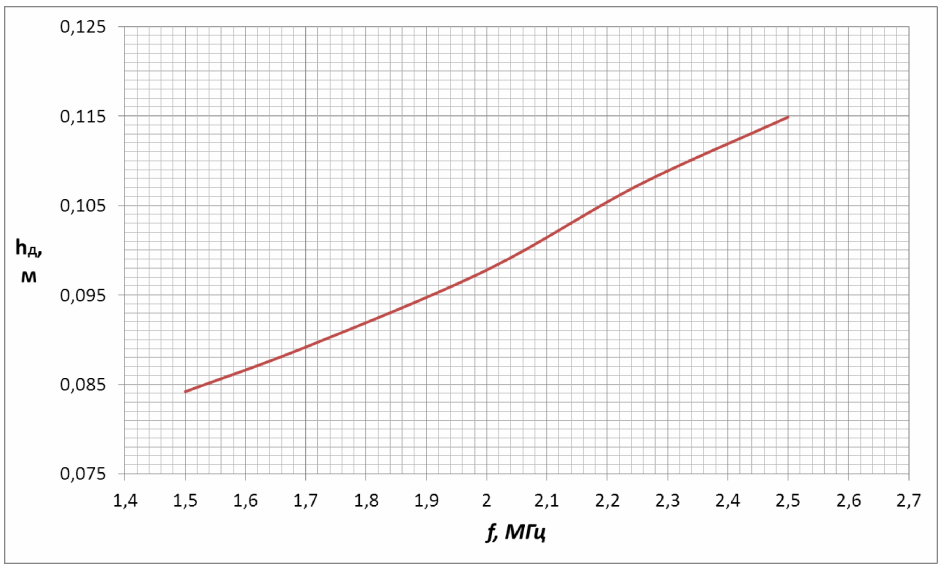


Рис. 2. График действующей высоты РКА

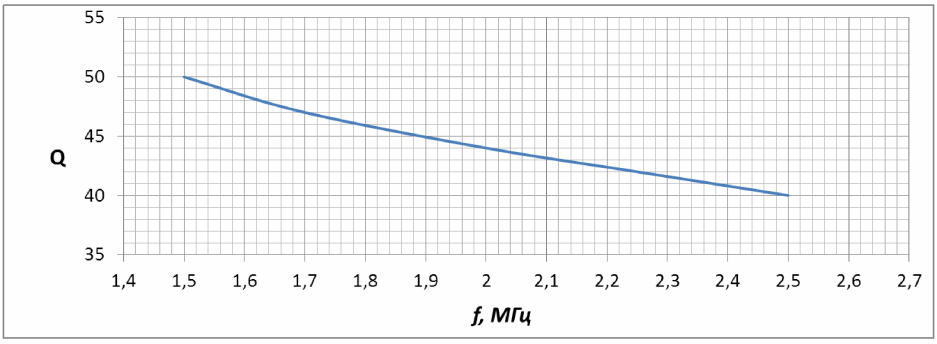


Рис. 3. График добротности РКА

С учётом реальных условий влияния земли КНД≈ ≈(3÷5) dBi. Взяв КПД≈0,1, а КНД=3dBi (1,41 раза), напряженность поля, формируемого РКА, равна

$$E_0 = E^{*}_0 \cdot КПД \cdot КНД = 2{,}42 \text{ мВ/м}. \quad \textbf{(6)}$$

Для выбранной радиотрассы на расстоянии 25 км уровень сигнала падает примерно в 30 раз [4]. Напряженность поля в точке приема

$$E_{ПР} = E_0/30 = 81 \text{ мкВ/м}. \quad \textbf{(7)}$$

Уровень шума в приемной антенне, используя медианное значение шума согласно рекомендациям МСЭ-R P.372-9 «Радиошум» [5], определяется как

$$E_{Ш} = F_{Ш} + 20\log(f_{МГц}) + 10\log(B) - 99, \quad \textbf{(8)}$$

где $E_ш$ выражено в dB к 1 мкВ/м и

$$B = 10\log(b),$$

где b — ширина полосы приемной антенны в Гц. $F_Ш$ — коэффициент шума, который находится из [5].

Для частоты 2 МГц медианное значение напряженности шума в непромышленной зоне:

$$E_{Ш} = 70 + 20\log(2) + 10\log(40000) - 99 = 23\ dB$$

или

$$E_{Ш} = 14 \text{ мкВ/м}.$$

Отсюда отношение сигнал/шум для выбранной радиотрассы

$$\frac{C}{Ш} = \frac{P_{ПР}}{P_{Ш}} = 15dB,$$

где $P_{Ш} = \frac{(E_{Ш} h_Д)^2}{R_{ВХ}}$ и $P_{ПР} = \frac{(E_{ПР} h_Д)^2}{R_{ВХ}}$, $R_{ВХ}$ — общее сопротивление по входу приемника, $P_Ш$ и $P_{ПР}$ — мощности шума и полезного сигнала соответственно, индуцирующие ЭДС в антенне.

Таким образом, рамочные коаксиальные антенны, в основе работы которых лежит принцип умножения тока, имеют высокую действующую высоту (около 0,1 м, для сравнения у полноразмерного несимметричного вибратора высотой примерно 30 м действующая высота равна примерно 18 м) и высокую добротность (40÷50). Также в исследованных антеннах возможно согласование с трактом приемопередатчика с уровнем КСВн≤1,2, что позволяет предположить осуществление эффективной радиосвязи на расстоянии 25 км при мощности 10 Вт и отношении сигнал/шум порядка 15 dB.

Библиографический список

1. Кинг, Р. Антенны в материальных средах. В 2 кн. Кн. 2 / Р. Кинг, Г. Смит ; пер. с англ. — М. : Мир, 1984. — 824 с.

2. Кольца Гельмгольца [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Кольца_Гельмгольца (дата обращения: 12.12.2013).

3. Кривые распространения земной волны для частот между 10 кГц и 30 МГц [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.368-9-200702-I!!PDF-R.pdf (дата обращения:12.12.2013).

4. Мейнке, Х. Радиотехнический справочник. В 2 т. Т. I / Х. Мейнке, Ф. В. Гундлах. — М., Л. : Гос. энерг. изд-во, 1960. — 417 с.

5. Радиошум [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.372-9-200708-S!!PDF-R.pdf (дата обращения: 12.12.2013).

КИСМЕРЕШКИН Владимир Павлович, доктор технических наук, профессор кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

КОЛЕСНИКОВ Андрей Викторович, аспирант кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: omstu.svch@mail.ru

Статья поступила в редакцию 23.12.2013 г.

© В. П. Кисмерешкин, А. В. Колесников

Книжная полка

Айхлер, Ю. Лазеры. Исполнение, управление, применение / Ю. Айхлер, Г. И. Айхлер ; пер. с нем. Л. Н. Казанцевой. – 7-е изд. – М. : Техносфера, 2012. – 495 с.

Учебное издание содержит новейшие сведения о высокомощных диодных и твердотельных лазерах для ультрафиолетового, видимого и инфракрасного излучений, рассмотрены волоконные лазеры, ультракороткие световые импульсы, рентгеновские лучи и световые импульсы от лазеров на свободных электронах, а также их применение в медицинской диагностике и биофотонике.

УДК 621.397

В. А. МАЙСТРЕНКО
В. В. МАЙСТРЕНКО
В. П. ПИВОВАРОВ
А. В. ЗУБАРЬ
К. В. КАЙКОВ

Омский государственный технический университет

Омский филиал Военной академии материально-технического обеспечения

РАЗРАБОТКА ЭФФЕКТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СТЕРЕОСИСТЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

Рассматриваются методы восстановления искаженных изображений и предложены алгоритмы, позволяющие восстанавливать искаженные изображения движущихся объектов при возникновении эффекта «размытия». Искажения типа «размытие» считаются наиболее сложными для восстановления, поэтому целью данной статьи является разработка алгоритмов, позволяющих восстанавливать изображения после воздействия помех такого вида. В ходе имитационного моделирования с использованием математического пакета MATLAB получены результаты восстановления размытого и зашумленного изображения, позволяющие сделать вывод о высокой эффективности предложенного в сочетании с фильтрацией «контргармонического среднего» алгоритма Люси—Ричардсона для обработки изображений в различных оптико-электронных системах наблюдения и определения параметров объектов по их изображениям.

Ключевые слова: пространственная фильтрация, частотная фильтрация, алгоритм Люси—Ричардсона, генератор шума.

В настоящее время большое распространение получили оптико-электронные системы пространственного определения местоположения объектов. В работе [1] рассматривается программно-аппаратная реализация оптико-электронной системы определения дальности, показаны основные подходы при решении задачи, связанной с точностью определения расстояния до объекта путем использования стереоскопического дальномера, осуществляющего определение дальности до объекта по стереопаре его изображений. Важную роль в разработке таких систем, т.е. систем, работа которых связана с локализацией объекта в кадре изображения, играют правильно выбранные алгоритмы восстановления изображений, т.к. точность работы системы напрямую зависит от этих алгоритмов.

Оптико-электронная система, работающая в реальных условиях, должна с высокой точностью отслеживать объект и его границы в условиях воздействия различного рода негативных факторов, затрудняющих идентификацию объекта на изображении, например, недостаточная или чрезмерная освещенность, туман, дождь, пыль, дым, малый контраст объекта с окружающей средой и др.

В то же время, существуют помехи, а с точки зрения автоматизации процесса компьютерной обработки, все искажения представляют собой именно помехи, искажающие форму, размывающие контур изображения объекта. Такого рода помехи, как правило, возникают в случае малой чувствительности фотоприемника оптико-электронной измерительной системы при движении объекта наблюдения, и тем больше проявляются на изображении, чем меньше чувствительность фотоприемника и выше угловая скорость движения данного объекта в кадре. Наличие помех «размытия» может привести к значительным ошибкам идентификации наблюдаемого объекта измерительной оптико-электронной системой по принятому изображению.

С учетом вышеперечисленных факторов возникает серьезная проблема восстановления искажённого изображения, решение которой возможно лишь при использовании современных алгоритмов цифровой обработки изображений.

В простом случае, когда объекты неподвижны и действует помеха типа «соль и перец» или воздействие аддитивного гауссового шума, возможно применение алгоритмов, реализуемых медианным фильтром. Подробная информация о таких способах восстановления изображения изложена в работе [2]. Задача восстановления изображения заключается в улучшении качества данного изображения по кри-

терию восприятия, полученному в ходе обработки изображения. Оценка улучшения качества изображений является субъективным процессом, в то время как процедуры восстановления изображений носят вполне объективный характер. Решением задачи восстановления является реконструкция изображения, которое было искажено в результате внешних воздействий, о которые имеется достаточно определенная априорная информация. Поэтому методы восстановления изображения основаны на моделировании помех, возникающих в окружающей среде, и применении соответствующих алгоритмов для реконструкции исходного изображения.

При таком подходе важно уметь правильно формулировать критерии качества, которые позволят оценить результат восстановления.

При решении задач улучшения качества изображений используется иной подход, основанный на эвристических процедурах, результат которых зависит от особенностей человеческого зрения. Например, усиление контраста можно рассматривать как процедуру улучшения изображения, поскольку после ее применения изображение становится более приятным для глаза, а обработку смазанных изображений с помощью соответствующих обратных процедур следует отнести к арсеналу средств восстановления изображений.

Для проведения имитационного моделирования работы алгоритмов восстановления изображений использовался математический пакет MATLAB, в который входит библиотека IPT (Image Processing Toolbox), содержащая функции цифровой обработки изображений. Рассмотрим основные подходы, используемые при разработке алгоритмов моделирования искажений и восстановления изображений.

Процесс ухудшения изображения моделировался при помощи функции искажения, которая вместе с аддитивным шумом создает искажение типа «размытие». Эту функцию можно записать в виде формулы:

$$g(x, y) = H[f(x, y)] + \xi(x, y), \qquad \textbf{(1)}$$

где $g(x, y)$ — функция искажённого изображения, H — искажающий оператор, $\xi(x, y)$ — аддитивный шум, $f(x, y)$ — исходная пространственная функция изображения.

Формулу (1) можно переписать для пространственной области в следующем виде [2]:

$$g(x, y) = h(x, y) * f(x, y) + \xi(x, y), \qquad \textbf{(2)}$$

где $h(x, y)$ — пространственное представление искажающего оператора, символ «*» обозначает свертку.

Как известно, свертка функций в пространственной области эквивалентна умножению в частотной области преобразований Фурье этих функций, поэтому приведенное выше уравнение (2) модели искажения можно записать в эквивалентном представлении в частотной области:

$$G(u, v) = H(u, v) + N(u, v), \qquad \textbf{(3)}$$

где заглавными буквами обозначены соответствующие преобразования Фурье функций из уравнения свертки (2).

Функцию $H(u, v)$ часто называют оптической передаточной функцией (**OTF**, Optical Transfer Function). Этот термин заимствован из Фурье анализа оптических систем [2]. В пространственной области функция $h(x, y)$ называется функцией разброса точек (**PSF**, Point Spread Function). Этот термин отражает воздействие функции $h(x, y)$ на точки света для получения характеристик искажения разных типов входных данных. Функции $h(x, y)$ и $H(u, v)$ переходят друг в друга под действием прямого и обратного преобразований Фурье, поэтому в пакете MATLAB имеется две М-функции **otf2psf** и **psf2otf** для этих действий.

В данной работе для моделирования искажающей функции использовался следующий алгоритм. Функция разброса точек PSF задаётся при помощи оператора **fspecial** библиотеки IPT в следующем виде:

PSF = fspecial ('motion', len, theta).

Оператор **fspecial** позволяет моделировать эффект линейного перемещения камеры относительно фиксируемого объекта, тем самым позволяя получить искажение типа «размытие». Параметр **len** задает число пикселов, на которое произошло перемещение камеры, **theta** — это угломерный параметр, который измеряется в градусах, причем он отсчитывается от положительной горизонтальной полуоси против часовой стрелки. Параметр **motion** задает передаточную характеристику пространственного фильтра, который, будучи свернутым с изображением, приближает линейное перемещение (видеокамеры по отношению к изображению) на **len** пикселов. Направление перемещения задается углом **theta**.

Для проведения моделирования искажения типа «размытие» использовались следующие параметры: **len=45**, **theta=45**. С использованием функции **imfilter** был разработан фильтр с передаточной характеристикой, задаваемой функцией PSF. Этот фильтр позволяет добиться эффекта размытия изображения при линейном движении объектов. Далее моделировался процесс добавления помехи аддитивного гауссова шума посредством функции библиотеки IPT **imnoise.** Гауссов шум имеет следующие характеристики: нулевое математическое ожидание и дисперсию, равную 0,01.

На рис. 1 показано оригинальное изображение наблюдаемого объекта. На рис. 2 изображен результат работы модели искажения изображения.

Из рис. 2 видно, что такое изображение с видеокамеры не пригодно для дальнейшей обработки в оптико-электронной системе измерения дальности, так как сам объект и его границы просто неразличимы.

Рассмотрим процесс восстановления изображения после искажения, показанного на рис. 2. Первым действием в алгоритме восстановления является высокочастотная фильтрация, позволяющая увеличить яркость и контрастность изображения. Фильтр ФВЧ проектируется при помощи прототипа ФНЧ и имеет следующую передаточную характеристику:

$$H[e^{j\omega T}] = 1{,}2 \times [(2 - H_1[e^{j\omega T}])/20],$$

где $H_1[e^{j\omega T}]$ — передаточная характеристика фильтра низких частот, являющегося прототипом ФВЧ, T — период дискретизации, ω — текущая частота.

Формула получена экспериментально по критерию наилучшего качества изображения, воспринимаемого визуально. Далее проектировался фильтр, позволяющий улучшить границы изображения, основанный на расчете «контргармонического среднего». Подробнее ознакомиться с методами такой

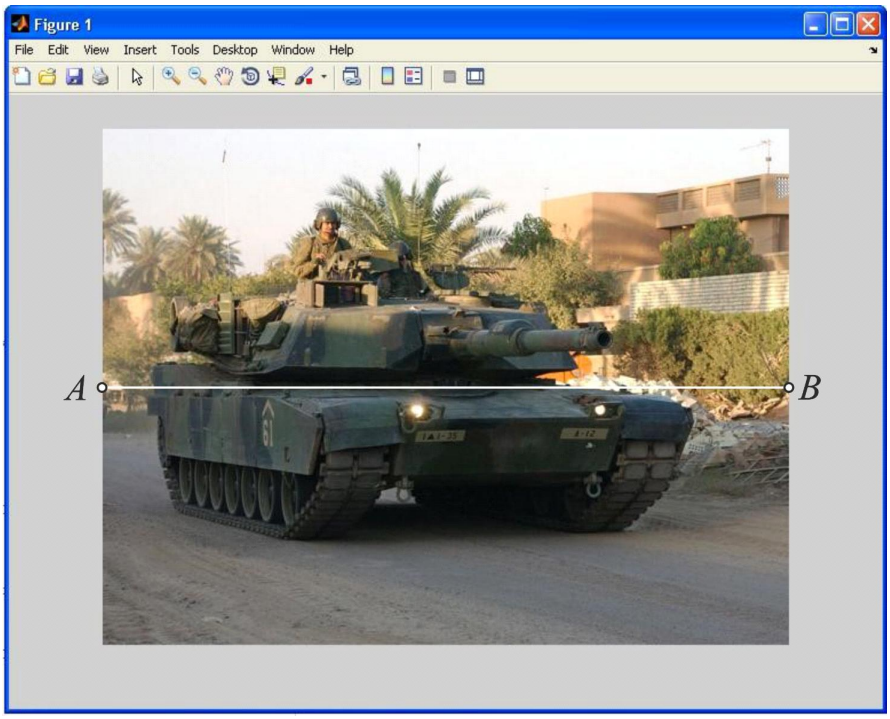


Рис. 1. Исходное изображение

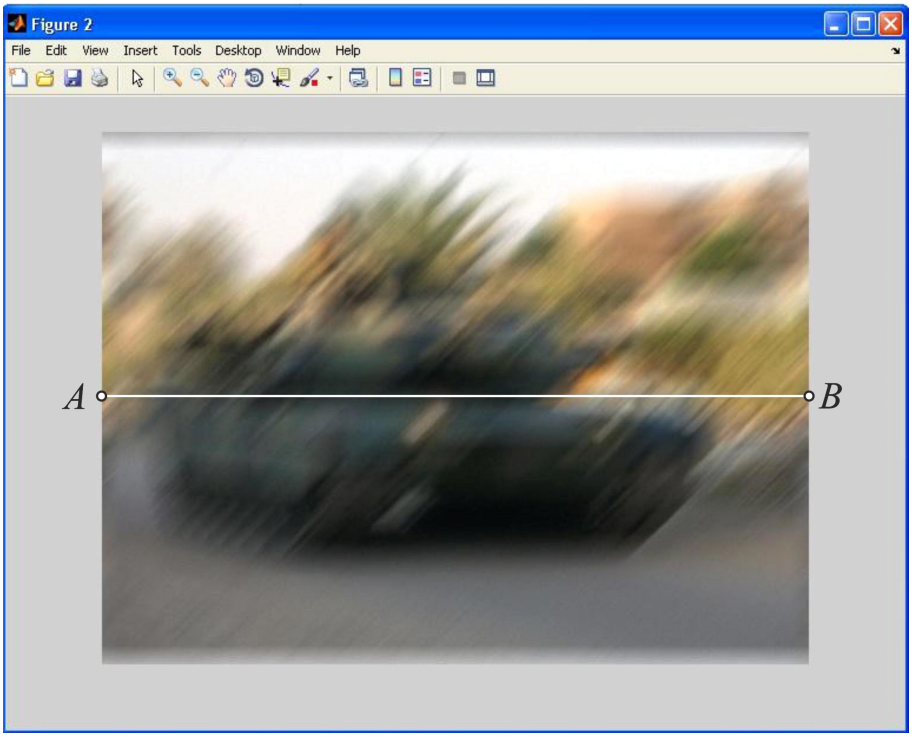


Рис. 2. Результат работы модели, вносящей искажение

фильтрации можно в работе [2]. Реализация фильтра «контргармонического среднего» осуществляется с использованием функции библиотеки IPT spfilt, выполняющая пространственную фильтрацию.

Результатом этого этапа восстановления изображения является увеличение яркости и контрастности искажённого изображения и улучшение границ bpj,hf.

Заключительным этапом восстановления изображения, показанного на рис. 2, является реализация алгоритма Люси – Ричардсона, дающего наибольший эффект при искажениях, рассмотренных в настоящей работе. Алгоритм восстановления Люси – Ричардсона является алгоритмом нелинейного итерационного восстановления [3]. Рассмотрим подробнее данный алгоритм. Алгоритм Люси – Ричардсона основан на применении метода максимального правдоподобия, в котором изображение формируется при помощи статистик Пуассона [2]. Максимизация функции правдоподобия модели приводит к уравнению, которое имеет решение при сходимости следующих итераций, представленных в формуле (4):

$$f_{k+1}(x,y) = f_k(x,y)\left[h(-x,y)\frac{g(x,y)}{h(x,y)f_k(x,y)}\right], \qquad (4)$$

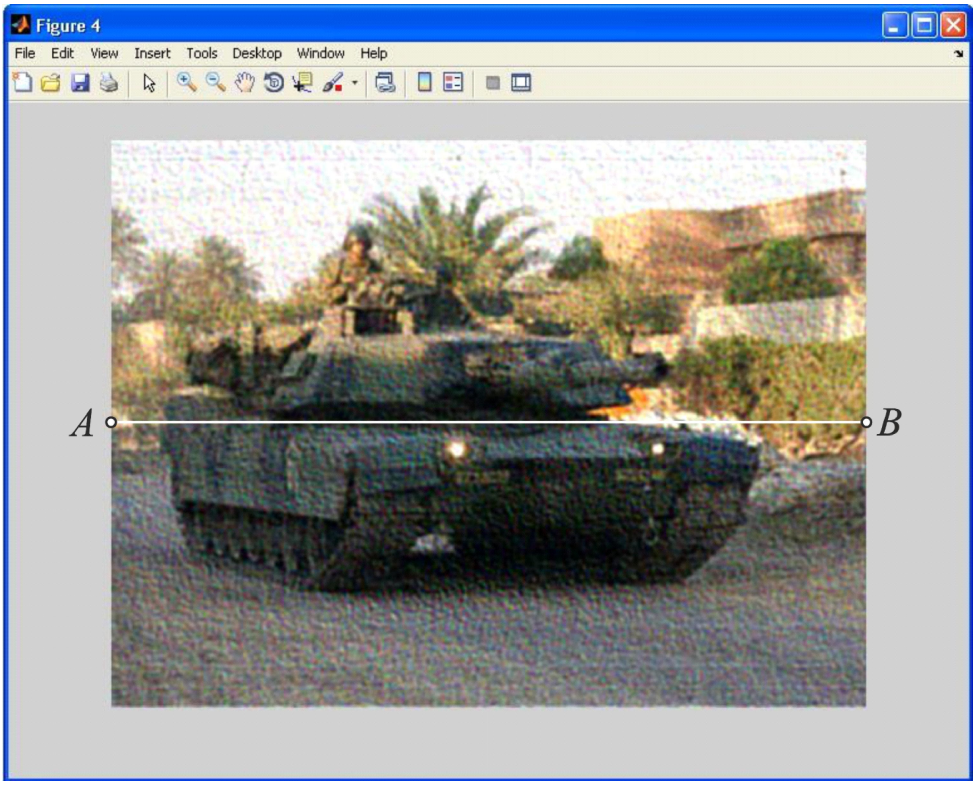
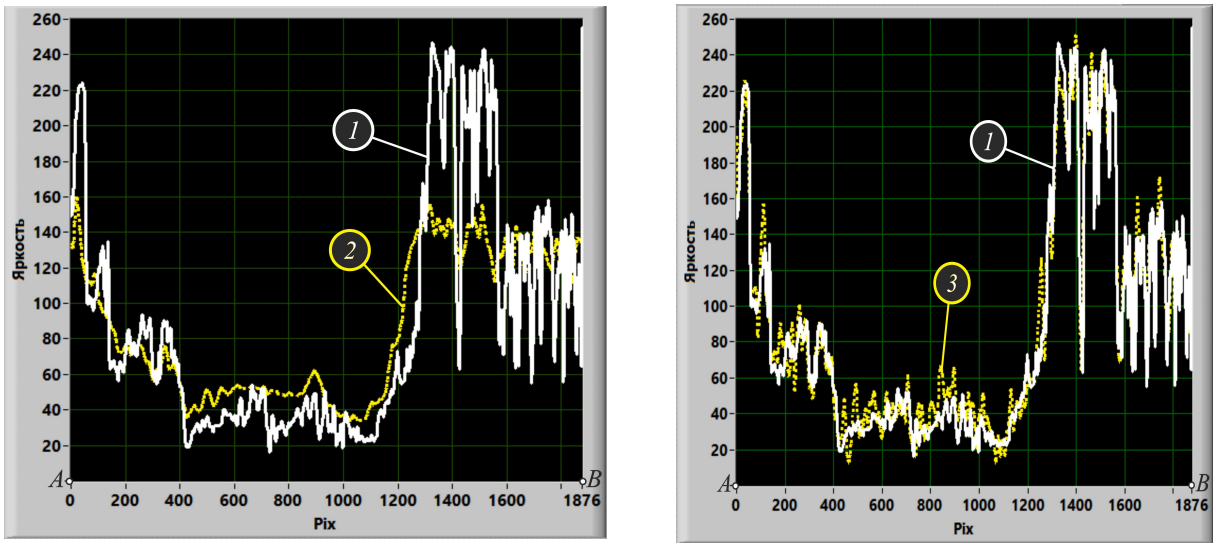


Рис. 3. Результат выполнения алгоритма Люси–Ричардсона



а б

Рис. 4. Кривые среза яркости изображений вдоль линии AB:
1 — исходное; 2 — искаженное; 3 — восстановленное изображение

где знак «*» обозначает свертку, f_k — k-приближение исходного изображения, а функции f, g определены ранее. В библиотеке IPT этот алгоритм выполняется посредством функции **deconvlucy**, имеющей следующий синтаксис:

deconvlucy (g, PFS, NUMIT, DAMPAR, WEIGHT),

где g — испорченное изображение, PFS — функция разброса точек, NUMIT — число итераций, DAMPAR — скаляр, который определяет порог отклонения полученного изображения от g. Итерации останавливаются для пикселов, отклонение значений которых от исходных не превосходит этого порога. Это предотвращает образование шума в таких пикселах, сохраняя необходимые детали изображения. По умолчанию DAMPAR = 0 (нет порога остановки), WEIGHT — это массив с размерностью g, который каждому пикселу присваивает некоторый вес, отражающий его качество.

Например, «плохие» пикселы, которые получились из дефектных областей на изображении, можно исключить из рассмотрения, присвоив им нулевой вес.

Для реализации алгоритма Люси–Ричардсона были взяты следующие значения параметров: NUMIT = 80 (число итераций подобрано экспериментально для рассматриваемого случая), DAMPAR = 0

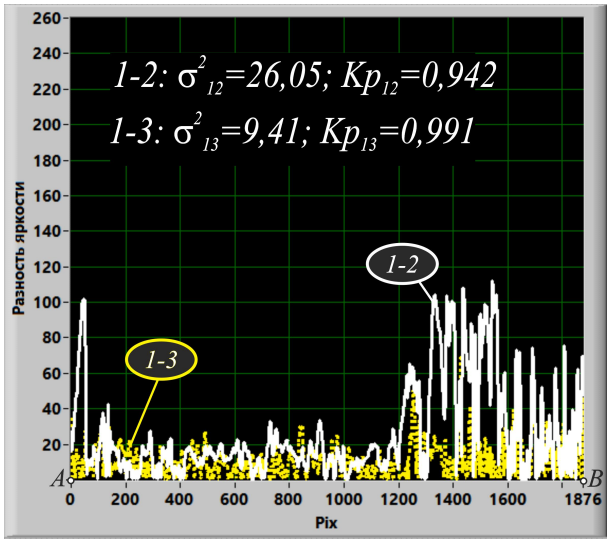


Рис. 5. Оценка степени восстановления изображения

(отсутствует порог остановки), параметр WEIGHT — по умолчанию. Результат заключительного этапа восстановления после арифметического усреднения показан на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что результат восстановления изображения с использованием алгоритмов, предлагаемых авторами в данной статье, является приемлемым для дальнейшей обработки в оптико-электронной системе определения дальности [1], так как восстановленное изображение имеет четкие границы и по нему возможна и идентификация самого объекта.

На рис. 4 представлены кривые среза яркости изображений оригинального, искаженного и восстановленного, где кривой 1 соответствует срез яркости оригинального изображения вдоль линии АБ; кривой 2 — искаженного; кривой 3 — восстановленного. На рис. 4а отчетливо видно, насколько рознятся оригинальное и искаженное изображения объекта. Наличие такого уровня искажений изображения может привести не только к уменьшению точности определения дальности оптико-электронным дальномером, но и к ложным срабатываниям алгоритма поиска и обнаружения объекта в кадре. Вместе с тем кривые, представленные на рис. 4б, показывают, что восстановленное изображение по своему характеру близко к оригинальному, что свидетельствует о достаточной эффективности предлагаемого алгоритма восстановления.

На рис. 5 представлены кривые разности яркостных срезов вдоль линии АБ. Здесь кривой 1 – 2 соответствует разность яркостных срезов оригинального и искаженного изображений, 1 – 3 — оригинального и восстановленного. Оценка степени восстановления изображения предлагаемым алгоритмом осуществлялась путем вычисления дисперсии и коэффициента корреляции по кривым 1 – 2 и 1 – 3 согласно [4].

Проведенная оценка показала, что алгоритм восстановления изображения из искаженного позволяет получить изображение по своим свойствам близкое к оригиналу, о чем свидетельствует достигнутое значение коэффициента корреляции $K_{P13}=0{,}991$ и дисперсии $\sigma^2_{13}=9{,}41$ о. ед., против $K_{P12}=0{,}942$ и $\sigma^2_{12}=26{,}05$ о. ед. — между оригиналом и искаженным изображением, где о. ед. — среднеквадратическое значение разности яркостей изображений, выраженных в количестве полутонов.

На основе представленных алгоритмов была создана программа, реализующая итерационную модель восстановления искажённых изображений.

Полученные авторами результаты будут полезны как при разработке систем идентификации и электронных дальномеров в военной области, так и для гражданских отраслей: в телевидении, в системах технического зрения, робототехнике и автоматизации в промышленности. В настоящее время авторы продолжают исследования в области снижения времени обработки изображений и исследование возможностей морфологических алгоритмов.

Библиографический список

1. Зубарь, А. В. Программно-аппаратная реализация оптико-электронной стереосистемы определения дальности / А. В. Зубарь, В. А. Майстренко, К. В. Кайков // Омский научный вестник. – 2013. – № 3 (123). – С. 273 – 277.

2. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М. : Техносфера, 2006. – 616 с.

3. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М. : Техносфера, 2005. – 1072 с.

4. Быков, Р. Е. Основы телевидения и видеотехники : учебник для вузов / Р. Е. Быков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 399 с.

МАЙСТРЕНКО Василий Андреевич, доктор технических наук, профессор (Россия), заведующий кафедрой «Средства связи и информационная безопасность» Омского государственного технического университета (ОмГТУ).

МАЙСТРЕНКО Владимир Васильевич, инженер кафедры «Средства связи и информационная безопасность» ОмГТУ.

ПИВОВАРОВ Владимир Петрович, кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Электрооборудование и автоматика» Омского филиала Военной академии материально-технического обеспечения (ОФ ВАМТО).

ЗУБАРЬ Алексей Владимирович, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры «Электрооборудование и автоматика» ОФ ВАМТО.

КАЙКОВ Кирилл Владимирович, преподаватель кафедры «Электрооборудование и автоматика» ОФ ВАМТО.

Адрес для переписки: alexey_zubar@mail.ru

Статья поступила в редакцию 09.01.2014 г.

© В. А. Майстренко, В. В. Майстренко, В. П. Пивоваров, А. В. Зубарь, К. В. Кайков

УДК 621.396.7:621.391.827

В. С. БУДЯК
Д. В. СИДОРОВ
Т. Б. КЛИМЕНКО

Омский научно-исследовательский институт приборостроения

Омский государственный технический университет

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ОБСТАНОВКА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ МОДУЛЬНЫХ УЗЛОВ РАДИОСВЯЗИ

Приводятся результаты оценки электромагнитной обстановки коротковолновых автоматизированных модульных узлов радиосвязи четвертого поколения для различных значений масштаба модулей и вариантов внутриузловой связи при их размещении на местности.

Ключевые слова: «умные» радиотехнические системы, когнитивные радиотехнические комплексы, программно-определяемые радиотехнические комплексы, электромагнитная обстановка.

Современный этап развития инфокоммуникационных технологий (программы NVIS, Speakeasy, JTRS) характеризуется широким внедрением «умных» радиотехнических систем (Smart Radio System SRS), содержащих когнитивный комплекс (Cognitive Radio Complex CRC) и программный комплекс (Software Defined Radio SDR) [1—3].

Автоматизированные модульные узлы радиосвязи четвертого поколения (далее — АМ УРС) [4—6], выполняющие в SRS роль интеллектуальных точек радиодоступа, должны разрабатываться с учетом тенденций, изложенных в [1—5]. АМ УРС по сравнению с узлами радиосвязи (УРС) предыдущих поколений [4, 7, 8] характеризуются более напряженной электромагнитной обстановкой (ЭМО), которая обусловлена:

— повышением уровня автоматизации контроля и управления техническими средствами (ТС) SRS (с реализацией в некоторых случаях полностью автоматических составных частей, например, модулей передатчиков «м-ПРД» [2, 9]);

— широким внедрением цифровых методов передачи и обработки сигналов (методы программной перестройки рабочей частоты ППРЧ, интерливинга, расширения частотного спектра, цифрового формирования диаграмм направленностей, многопозиционных видов модуляции) [4, 5, 9];

— повышением уровня интеграции однородных технических средств (ТС) и функциональной интеграции в модулях (аппаратных) комплекса радиоэлектронных средств (РЭС), обеспечивающих решение задач многоканального приема / передачи информации в различных диапазонах частот, адаптацией по частоте и мощности излучаемого сигнала, контроля качества радиопередачи (КРП), оценки помеховой обстановки, информационной безопасности, ионосферно-волновой частотной диспетчерской службы (ИВ ЧДС) в коротковолновом (КВ) канале радиосвязи, контроля функционирования всех ТС [3, 4, 9].

Цель работы — определение конфигурации размещения технических средств автоматизированных модульных узлов радиосвязи на местности на основе оценки их электромагнитной обстановки для различных вариантов комплектности и типов аппаратуры ВУС.

Характеристики АМ УРС. 1. Повышение уровня автоматизации контроля и управления ТС SRS определяет необходимость существенного увеличения потоков информации внутриузловой связи (ВУС) между функциональными модулями («м-ПРД», модулями приемников «м-ПРМ», модулями многоцелевых аппаратных «м-Мц») и модулями управления, коммутации и контроля «м-Упр», что приводит к необходимости уменьшать расстояние разнесения на местности между «м-Упр», «м-ПРМ» и «м-ПРД». В УРС предыдущих поколений ВУС реализована на основе радиорелейной станции (РРС), например, типа Р-151М2-ВЧ при скорости передачи данных до 480 кБит/сек, обеспечивающей с мачтовым устройством Б-13 протяженность одного пролета (в зависимости от рельефа местности) до 20...40 км [4].

2. Широкое внедрение цифровых методов передачи и обработки сигналов в значительной степени определяют характеристики ЭМО ТС УРС. Так, например, внедрение метода передачи сигналов в КВ канале радиосвязи с использованием ППРЧ исключает возможность использования в тракте формирования излучаемого сигнала РПДУ постселекторов (режим «обход»), а в тракте приема — преселекторов. Такое построение тракта передачи приводит к увеличению на 31 дБ (более чем в 1200 раз) уровня мощности шумовой компоненты выходного сигнала РПДУ [6]. Исключение из тракта приема РПУ перестраиваемых преселекторов при приеме сигналов ППРЧ снижает устойчивость по блокированию тракта приема сигнала в режиме ППРЧ на 30 дБ (в 1000 раз, как это отражено в [6]).

Снижению напряженности ЭМО способствует адаптация по частоте и мощности излучаемого сигнала, а также пространственная селекция принимаемых сигналов путем формирования цифровым методом требуемого положения в пространстве диа-

граммы направленности приемной фазированной антенной решетки, согласованной с характеристиками ионосферной радиотрассы [10, 11].

3. Повышение уровня интеграции однородных ТС, например, количества коротковолновых РПДУ в модулях (аппаратных) перспективных АМ УРС [11] с суммарной мощностью РПДУ до (16...20) кВт, существенным образом осложняет ЭМО комплексов РЭС. Как показано в [12 с. 60], размещение на ограниченной территории антенно-фидерных устройств (АФУ), подключенных к выходам десяти однородных (т.е. работающих в одном диапазоне частот) РПДУ, приводит к возникновению ста интермодуляционных излучений (ИмИ) 2-го порядка, 800 — 3-го порядка, 4000 — 4-го порядка и 15 000 — составляющих 5-го порядка. В этой связи актуальным является оптимизация структуры «м-ПРД» в части определения градаций мощностей единичных каналов передачи и суммарной мощности РПДУ из состава модуля.

Модель ЭМО и критерии ЭМС АМ УРС. Величина интегрального коэффициента (показателя) сохранения качества функционирования комплекса АМ УРС $K_ф(\alpha_1, \alpha_2, ... ; \beta_1, \beta_2,...)$ при воздействии непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП) определяется качеством функционирования отдельных ТС, каждое из которых характеризуется некоторой совокупностью параметров ЭМС ($\alpha_1, \alpha_2, ...; \beta_1, \beta_2,...$), где $(\alpha_i, \beta_j) \in \{0, \mathbf{K}, 1\}$ — локальные нормированные параметры ЭМС ТС [12, 13, 14].

Наиболее значимыми параметрами ЭМС технических средств АМ УРС, согласно [13, 14], являются:

— мощность блокирующей НЭМП (совокупности помех) основного радиоизлучения РПДУ (группировки РПДУ) N_1^{I} гармонического характера, отстроенной (отстроенных) на величину (величины) $\Delta f_к$ от частоты настройки основного канала приема (ОКП) РПУ ($k = 1, 2, ...$ — количество РПДУ в составе РПдЦ АМ УРС);

— уровень (суммарный уровень) НЭМП шумового характера на входе ОКП (содержит шум атмосферных, галактических и индустриальных помех [15]), поступающей с выхода приемной антенны на вход РПУ по ОКП, а также шум неосновного излучения РПДУ / группировки РПДУ (ИмИ в том числе) $P_{Ш\Sigma}^{\mathrm{I}}$.

Графическое представление модели ЭМО для варианта АМ УРС при разнесении на местности «м-ПРМ» (многоканальный радиоприемный центр РПЦ), и «м-ПРД» (многоканальный радиопередающий центр РПдЦ), показано на рис. 1.

Параметры ЭМС (глобальные показатели) ТС из состава АМ УРС для каждой из типов (шумового или гармонического характера) НЭМП определяются следующими выражениями [12, 13]:

$$P_{бл}^{I}\,[\text{дБм}] = N_1^{\mathrm{I}} = N_1\,[\text{дБм}] - (3\,\mathbf{K}\,6)\ \text{дБ}, \qquad \textbf{(1)}$$

$$P_{ш\,\Sigma}^{\mathrm{I}}\,[\text{дБм}] = P_{ш\,\Sigma}\,[\text{дБм}] - (6\,\mathbf{K}\,10)\ \text{дБ}, \qquad \textbf{(2)}$$

где N_1 — мощность сигнала НЭМП гармонического характера на входе канала РПУ, при котором коэффициент блокирования $k_{бл} \geq 3$ дБ.

В связи с тем, что РПдЦ является территориально рассредоточенной на местности системой из k модулей, необходимо оценивать локальный вклад в ЭМО РПЦ каждого источника «м-ПРД» с учетом конкретного значения расстояния разнесения $r_{пом\ k}$.

Анализ модели ЭМО показал, что величина вклада локальных составляющих НЭМП от одиночного

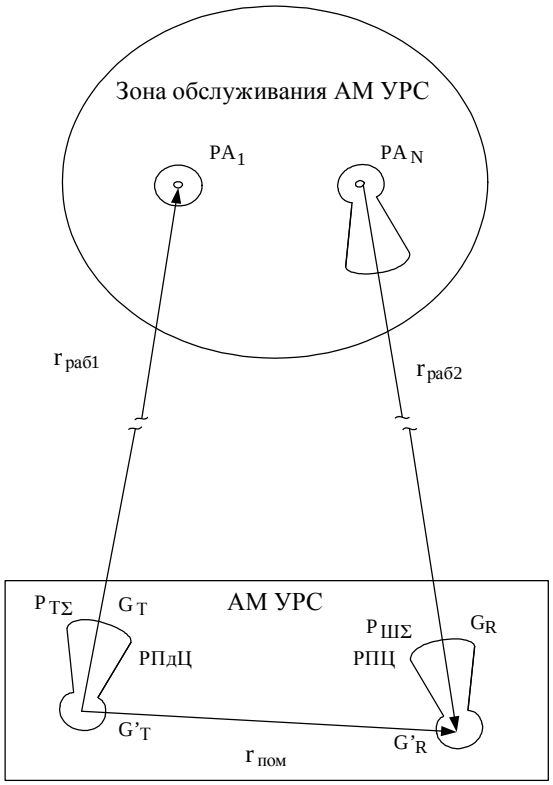


Рис. 1. Графическое представление модели ЭМО АМ УРС

источника, поступающих на вход рецептора (канала радиоприема сигналов), является многопараметрической функцией от характеристик ТС из состава АМ УРС (величина мощности единичного источника НЭМП, суммарная мощность $P_{T\Sigma}$ источников и их количества, расстояния $r_{пом\ k}$ между приемными и передающими антеннами, значений рабочих частот единичных источников и т.д.). Для представления уровня современных технических средств ниже приведены сравнительные характеристики технических средств из состава АМ УРС различных поколений.

Характеристики технических средств «м-ПРД». Основные характеристики ЭМС единичных трактов передачи РПДУ пятого поколения (тракт ПРД) приведены [6] (относительный уровень спектральной плотности шума (при отстройках от частоты $F_{РПДУ}$ основного излучения на $\Delta f = \pm 0{,}1 F_{РПДУ}$), с постселектором, не более минус 186 дБ/Гц; без постселектора (режим «обход») не более минус 155 дБ/Гц).

Можно определить требования к значению параметра выходной мощности РПДУ различных модификаций «м-ПРД», используя результаты исследований КВ радиотрасс с различными геофизическими условиями, протяженностями и направлениями, приведенные в [11]. Из анализа этих результатов следует, что работа 71,5 % КВ радиотрасс обеспечивается РПДУ с выходной мощностью $p_{T\Sigma} \leq 1000$ Вт. Для работы ≈76 % КВ радиотрасс необходимы РПДУ с выходной мощностью $p_{T\Sigma} \leq 4000$ Вт. Работа оставшихся 24 % рассмотренных КВ радиотрасс обеспечивается РПДУ с выходной мощностью $p_{T\Sigma} \geq 10000$ Вт. С учетом метода построения «м-ПРД» путем образования «банка мощности» за счет попарного суммирования выходных сигналов усилителей мощности [4, 11], РПДУ из состава «м-ПРД» должны иметь две модификации с выходными мощностями единичных трактов $p_{T1}^{(1)} = 1000$ Вт и $p_{T1}^{(2)} = 4000$ Вт соответ-

ственно. Попарное суммирование четырех модифицированных единичных трактов, объединенных в «м-ПРД», обеспечивает (с учетом предложенных модификаций) суммарные мощности выходных сигналов модулей $p_{T\Sigma}^{(1)} = 4000$ Вт и $p_{T\Sigma}^{(2)} = 16000$ Вт с возможными градациями мощности сигналов, подводимой к передающим антеннам, $p_{T\Sigma 1}$ = (1000 Вт; 2 000 Вт; 4000 Вт) и $p_{T\Sigma 2}$ = (4000 Вт; 8000 Вт; 16000 Вт).

Измеренное в натурных условиях ослабление уровня ИмИ 3-го, 4-го и 5-го порядков (по отношению к уровню основного излучения на выходе единичного тракта РПДУ) для случая взаимодействия двух РПДУ и расстояния между передающими антеннами ≈ 70 м составляет величину (54,7...64) дБ [16]. Для случая «м-ПРД» с $p_{TУ} \leq 4000$ Вт ($p_{T(2+2)} \leq (2000+2000)$ Вт напряженность поля базового излучения ИмИ составит $E_{T0\,(2+2)ИмИ}$ = (75...84,3) дБмкВ/м.

В качестве базовой передающей антенны из состава антенно-фидерного комплекса АМ УРС можно использовать характеристики модели мобильной антенны типа VH (VH-60/12, поляризация излучаемого сигнала — горизонтальная) [6].

Площадь, необходимая для развертывания антенно-фидерного комплекса из четырех антенн типа VH и одного «м-ПРД» при величине сектора обслуживания в азимутальной плоскости ≈(120...150)°, принимает значение (160 м ×120 м) = 19200 м^2 = 1,92 га.

Характеристики технических средств «м-ПРМ». Сравнительные характеристики ЭМС ТС радиоприема четвертого («Нерпа-РПУ») и пятого («Корвет-ПРМ» и «Бригантина-ПРМ») поколений различных модификаций приведены в [6]. Для каналов приема пятого поколения («Бригантина-ПРМ») при $\Delta f \leq \Delta f_{окп}$ ЭДС блокирующего сигнала $N_1 \leq 100$ дБмкВ (минус 8,25дБм) [при $k_{бл} \geq 3$ дБ]; при $\Delta f > 100$ кГц ЭДС блокирующего сигнала $N_1 \leq 120$ дБмкВ (11,25дБм).

Масштабирование «м-ПРМ» в отношении количества независимых каналов приема до значения >2000 каналов осуществляется путем наращивания количества модифицированных трактов с числом каналов приема 32, ..., 128.

Площадь, необходимая для развертывания антенно-фидерного комплекса из четырнадцати антенн типа ОБ2-150/2,7 и одной аппаратной «м-ПРМ» при величине сектора обслуживания в азимутальной плоскости ≈(120...150)°, принимает значение (600 м × ×370 м) = 222000 м^2 = 22,2 га.

Результаты оценки ЭМО и измерений параметров ЭМС. Оценка ЭМО «м-ПРМ» проведена для следующих исходных данных АМ УРС:

— количество «м-ПРД» в составе АМ УРС пять, из них четыре модуля имеют структуру (1 000 Вт× ×4 РПДУ), а один модуль — (4 000 Вт×4); они обеспечивают до двадцати (16 + 4) каналов передачи информации с адаптацией по мощности излучаемого сигнала с градациями (1,0 кВт; 2,0 кВт; 4,0 кВт; 8,0 кВт; 16,0 кВт с соответствующим уменьшением количества каналов передачи);

— величина напряженности поля шумов (атмосферного, галактического и промышленного шума класса *Quiet Rural* на частоте приема $f_{окп} \approx 10$ МГц [15]) для случая приемной антенны типа короткого диполя без потерь с действующей длиной $l_{g\ ПрмА}$=7,5 м ($L_{g\ ПрмА}$=20·*lg* {$l_{g\ ПрмА}$=7,5 м}=17,5 дБ метр) определяется суммарной мощностью внешних шумов и составляет величину $P_ш$ = минус 107,21 дБм ($E_{ш\Sigma}$ = минус 16 дБ мкВ/м). С учетом выражения (2) величина показателя ЭМС суммарной мощности шумовой компоненты НЭМП, поступающей с выходов всех РПДУ «м-ПРД» на вход ОКП, не должна превышать величины $P^{I}_{ШΣ}$ ≤минус (107,21 − 10) = минус 117,21 дБм ($E'_{шΣ}$ = минус 26 дБ мкВ/м).

— величина нормированных показателей ЭМС при работе в режиме передачи / приема одночастотного сигнала и передачи / приема сигналов в режиме «обход» (т.е. с ППРЧ, при этом $\Delta f_{окп} \geq \{\Delta f_{мин} = 1{,}0$ ... ... 3,0 МГц} совпадает с шириной полосы частот, занимаемой волновым пакетом используемого класса излучения ППРЧ), для различных масштабов выходной мощности $p_{TΣ'}$ [кВт] «м-ПРД» приведены в табл. 1.

Используя методику оценки коэффициента затухания сигналов при их распространении земной волной (потери распространения L_p в [17]) и зависимость убывания напряженности электромагнитного поля горизонтальной поляризации, возбужденного горизонтально расположенным коротким излучателем, от характеристик подстилающей поверхности ($\varepsilon_{зем}$ = 4, $\sigma_{зем} = 1\times10^{-4}$ См/м; $f_{T(R)} \approx 10$ МГц) [18], определим требуемые для выполнения условий ЭМС значения коэффициентов затухания сигналов L_p и соответствующие им расстояния разнесения $r_{пом}$ на местности между передающими и приемными антеннами (взаимодействующими между собой посредством электромагнитного поля преимущественно горизонтальной поляризации). В результате вычислений L_p для случая одночастотного метода передачи и воздействия НЭМП гармонического характера, шумового характера и интермодуляционных излучений определены значения коэффициента затухания $L_{p\ бл}$ = = 73 дБ; $L_{p\ ш}$ = 45 дБ; $L_{p\ ИмИ}$ = 128 дБ (при условии точного совпадения частот $f_{ИмИ}$ и $f_{окп}$). Наибольший из требуемых коэффициентов затухания L_p = = $L_{p\ бл}$ = 73 дБ обеспечивается для определенных выше условий при разнесении горизонтальных приемной и передающей антенн на расстояние $r_{пом} \geq 300$ м. Расстояние разнесения «м-ПРМ» и «м-ПРД» с учетом их размеров по фронту 600 м и 160 м соответственно составит $r_{помΣ} \geq (300 + 380)$ м. Для случая метода передачи с ППРЧ значения коэффициентов затухания $L_{p\ бл}$ = 93 дБ; $L_{p\ ш}$ = 63 дБ, что при прочих равных условиях требует расстояния разнесения $r_{пом} \geq 700$ м и, следовательно, $r_{помΣ} \geq (700 + 380)$.

Вариант размещения на местности модулей из состава АМ УРС при реализации транзитной ВУС на основе волоконно-оптических линий связи между «м-ПРМ» и «м-ПРД $^{(1)}$» ... «м-ПРД $^{(4)}$» показан на рис. 2. Реализация ВУС между модулями управления АМ УРС «м-Упр» и «М-ПРД $^{(5)}$» с $p_{TΣ} \leq 16$ кВт осуществляется на расстояние $r_{помΣ} \geq 3500$ м с использованием, например, радиорелейной станции типа МИК — РЛ+, которая обеспечивает протяженность одного пролета (в зависимости от рельефа местности) до 5...9 км. Следует отметить, что величина коэффициента ослабления сигналов между антеннами «м-ПРД» и направленной антенной радиорелейной станции имеет значение более (87...100) дБ [16]. Такая величина коэффициента ослабления (с учетом ослабления сигналов РПДУ селектирующими цепями фильтра частотных развязок радиорелейной станции) обеспечивает выполнение требований ЭМС ТС АМ УРС.

Заключение.

1. Рассмотрены характеристики автоматизированных модульных узлов радиосвязи (АМ УРС) четвертого поколения и особенности их электромагнитной обстановки (ЭМО). Предложен вариант модели ЭМО однородных АМ УРС и определены

Таблица 1

Метод передачи / $p_{T\Sigma}$, кВт		Мощность НЭМП, дБм ($E_{НЭМП}$, дБ мкВ/м)	
		одночастотный	ППРЧ
$p_{T\Sigma} \le 32$ кВт	$P^{I}_{бл\,\Sigma}$	5,25 (96,5)	минус 14,75 (76,5)
	$P^{I}_{ш\,\Sigma}$	минус 117,21 (минус 26)	минус 137,21 (минус 46)
$p_{T\Sigma} \le 16$ кВт	$P^{I}_{бл\,16}$	2,25 (93,5)	минус 17,75 (73,5)
	$P^{I}_{ш\,16}$	минус 120,21 (минус 29)	минус 140,21 (минус 49)
$p_{T\Sigma} \le 4$ кВт	$P^{I}_{бл\,4}$	минус 3,78 (87,5)	минус 23,78 (67,5)
	$P^{I}_{ш\,4}$	минус 126,25 (минус 35)	минус 146,25 (минус 55)

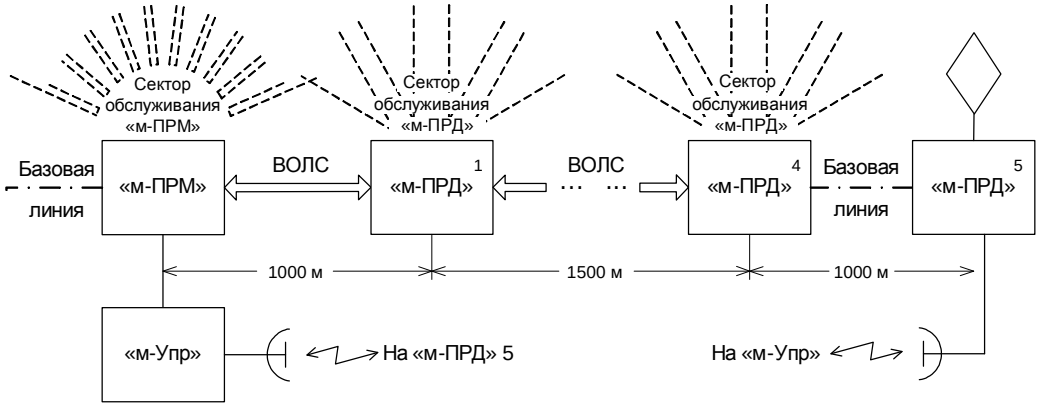


Рис. 2. Вариант размещения модулей из состава АМ УРС на местности

критерии электромагнитной совместимости УРС этого типа.

2. Рассмотрены параметры электромагнитной совместимости технических средств из состава АМ УРС. Обоснован вариант реализации адаптивных радиопередающих модулей двух модификаций с максимальными мощностями излучаемых сигналов $p^{(1)}_{T\,\Sigma} = 4000$ Вт и $p^{(2)}_{T\,\Sigma} = 16000$ Вт и возможными градациями мощностей сигналов, подводимых к передающим антеннам, $p_{T\Sigma}$ = (1000 Вт; 2000 Вт; 4000 Вт; 8000 Вт; 16000 Вт).

3. Для предложенного варианта разработки передающих модулей проведена оценка ЭМО, определены конфигурация размещения и расстояния разнесения на местности технических средств АМ УРС. Внутриузловая связь для рассмотренного варианта построения АМ УРС может быть реализована на основе двухпортовых модулей волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) типа EDS-308-SS-SC-T фирмы МОХА со строительным пролетом кабеля ВОЛС до 1000 метров. Реализация ВУС между модулем управления АМ УРС и мощным радиопередающим модулем с суммарной мощностью выходного сигнала $p_{T\Sigma} \le 16$ кВт может быть осуществлена с использованием радиорелейной станции типа МИК-РЛ+, которая обеспечивает протяженность одного пролета (в зависимости от рельефа местности) до 5...9 км.

Библиографический список

1. Челышев, В.Д. «Умное радио» — парадигмы структуризации физического уровня / В. Д. Челышев // Радиотехника, электроника и связь : сб. докл. Междунар. науч.-техн. конф. «РЭиС 2011», Омск, 5–8 июля 2011 г. – Омск : Радиотехника, 2011. – С. 46 53. – ISBN 978-5- 88070- 297-8.

2. Яцкевич, В. А. Направления создания перспективных радиотехнических средств для Вооруженных сил / В. А. Яцкевич // Радиолокация и радиосвязь : докл. III Всерос. науч.-техн. конф., Москва, ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 26–30 октября 2009 г. – М. : Изд. JRE–ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2009. – С. 535.

3. Абазина, Е. С. Функционирование новых информационных технологий в ведомственных системах связи / Е. С. Абазина, А. А. Ковальский // Радиолокация и радиосвязь : докл. VI Всерос. науч.-техн. конф., Москва, ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 19–22 ноября 2012 г. – М. : Изд. JRE–ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2012. Т. 1. – С. 121–123.

4. Мешалкин, В. А. Перспективы развития средств и комплексов радиосвязи Вооруженных сил Российской Федерации / В. А. Мешалкин, О. К. Савицкий // Техника радиосвязи : науч.-техн. сб. – Омск : ФГУП ОНИИП, 2010. – Вып. 15. – С. 65–76. ISSN 2075-8963.

5. Николаев, В. И., Построение систем радиосвязи диапазона ДКМВ с высокой надежностью передачи информации на основе программно-определяемых радиосредств / В. И. Николаев, В. А. Маковий // Радиотехника, электроника и связь : сб. докл. Междунар. науч.-техн. конф. «РЭиС 2011», Омск, 5–8 июля 2011 г. – Омск : Радиотехника, 2011. – С. 344–351. – ISBN 978-5-88070-297-8.

6. Березовский, В. А. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы / В. А. Березовский, И. В. Дулькейт, О. К. Савицкий. – М. : Радиотехника, 2011. – 444 с.

7. Адамский, В. К. Радиоприемные центры : учеб. пособие / В. К. Адамский. – М. : Связьиздат. 1949. – 452 с.

8. Туник, В. И. Автоматизированные стационарные радиоцентры / В. И. Туник, С. А. Миненко, В. Н. Репин. — Л. : Изд. Военной академии связи, 1988. — 190 с.

9. Пат. 132285, Российская Федерация, МПК H 04 B 7/00 (2006.01). Многоцелевой автоматизированный приемопередающий узел радиосвязи / Шадрин Б. Г., Будяк В. С. ; заявитель и патентообладатель ОАО Омский науч.-исслед. ин-т. — № 2013107518/07 ; заявл. 20.02.13 ; опубл. 10.09.13, Бюл. № 25. — 2 с.

10. Динамика характеристик направленности антенн коротковолновых систем связи / В. С. Будяк [и др.] // Антенны. — 2012. — Вып. 1 (176). С. 3—8. — ISSN 0320-9601.

11. Зачатейский, Д. Е. Пути модернизации многоканальных узлов коротковолновой радиосвязи / Д. Е. Зачатейский Б. Г. Шадрин // Радиотехника, электроника и связь : сб. докл. Междунар. науч.-техн. конф. «РЭиС 2011», Омск, 5—8 июля 2011 г. — Омск : Радиотехника, 2011. — С. 66 75. — ISBN 978-5- 88070- 297-8.

12. Виноградов, Е. М., Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Е. М. Виноградов, В. И. Винокуров, И. П Харченко. — Л. : Судостроение, 1986. — 264 с.

13. Перфилов, О. Ю. Особенности проблемы ЭМС комплексов РЭС / О. Ю. Перфилов // Антенны. — 2004. — Вып. 6 (85). — С. 84—88.

14. Будяк, В. С. Критерии оценки и результаты экспериментальных исследований электромагнитной совместимости территориально совмещенных коротковолновых радиоузлов / В. С. Будяк // Омский научный вестник. — 2010. № 1 (87). — С. 206—209. — ISSN 1813-8225.

15. Рекомендации МСЭ — R P.372 — 10 (Ред. 10/2009). Радиошум. Серия Р: Распространение радиоволн. [Электронный ресурс]. — Женева, 2010. — 75 с. — Режим доступа: http://findebookee.com/i/itu-t-recommendations (дата обращения: 07.09.2013).

16. Изделие АР-21М. Протоколы предварительных испытаний — Тамбов : ТНИИР «Эфир», 2003. — 353 с.

17. Отчет 112. Исследование потерь передачи в радиосистемах. (Вопрос 3 (III)) // МККР: Документы X пленарной ассамблеи. Женева, 1963. — М. : Связь, 1965. — Т. III. — С. 85—90.

18. Долуханов, М. П. Распространение радиоволн / М. П. Долуханов. — М. : Связь, 1972. — 336 с.

БУДЯК Владимир Серафимович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник ОАО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» (ОНИИП).

СИДОРОВ Дмитрий Викторович, начальник сектора ОНИИП.

КЛИМЕНКО Татьяна Борисовна, магистрант группы КЭС-612 кафедры «Конструирование и производство радиоаппаратуры» ОмГТУ, инженер-конструктор ОНИИП.

Адрес для переписки: 644009, г. Омск, ул. Масленникова, 23, или info@oniip.ru

Статья поступила в редакцию 01.11.2013 г.

© В. С. Будяк, Д. В. Сидоров, Т. Б. Клименко

УДК 621.391.8

Г. М. СИДЕЛЬНИКОВ
А. С. СИНЯВСКАЯ

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск

МЕЖСИМВОЛЬНАЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИЯ СИГНАЛОВ С ФРМ И ФМ В КАНАЛАХ С ДИСКРЕТНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ

На основе аппарата векторной алгебры получено векторное представление параметров межсимвольной интерференции (МСИ) для каналов с дискретной многолучевостью. Получены аналитические выражения для МСИ, которые позволили сравнить фазоразностную модуляцию и фазовую модуляцию. Проведен подробный анализ образования МСИ для двулучевой модели канала. Рассчитана интегральная функция распределения вероятности ошибки для случая, когда мешающим сигналом является сигнал соседней станции.

Ключевые слова: дополнительный сдвиг фаз, интегральная функция распределения ошибок, фазоразностная модуляция, фазовая модуляция.

1. Введение. Анализ помехоустойчивости дискретных систем связи в каналах с частотно-селективными замираниями, как правило, основан на применении аппарата системных функций [1]. Для характеристики многолучевого поля используется функция рассеяния энергии сигнала по времени задержки. Они применимы для городских каналов радиосвязи при низких подвесах антенн, когда отраженные лучи сливаются и образуют единый отклик (непрерывная многолучевость) [2]. При увеличении высоты антенн (выше уровня крыш) непрерывная многолучевость переходит в дискретную, при этом лучи отделимы друг от друга и характеризуются разными амплитудами, задержками и фазами [3]. В этом случае встаёт вопрос об анализе помехоустойчивости в многолучевом канале с учетом амплитуд, задержки и фаз сигналов. В [4] представлены аналитические соотношения, позволяющие проводить

расчет вероятности ошибки для корреляционного приема сигналов с фазовой модуляцией в двулучевом канале, при этом следует отметить, что он неприемлем для сигналов с ФРМ. При дискретной многолучевости возможен расчет интегральной функции распределения вероятностей ошибок для различных законов распределения амплитуд, задержек и фаз сигналов.

Целью работы является получение аналитических выражений для расчета параметров межсимвольной интерференции (МСИ), которые позволят сравнить помехоустойчивость фазовой и фазоразностной модуляции. В основу положена двухлучевая модель канала, где вторым лучом может являться как сигнал другой станции, так и совокупность отраженных лучей от других объектов городской застройки.

2. Образование межсимвольной интерференции в двухлучевом канале для сигналов ФРМ. Информационным параметром сигнала при фазоразностной модуляции является разность фаз двух следующих друг за другом посылок [5]:

$$S_{n-1}(t) = A\sin(\omega t + \varphi_{n-1}) \quad (n-1)T \le t \le nT,$$
$$S_n(t) = A\sin(\omega t + \varphi_n) \quad nT \le t \le (n+1)T. \qquad \textbf{(1)}$$

Приемник определяет переданный с помощью колебания (1) вариант фаз

$$\psi = \varphi_n - \varphi_{n-1}.$$

Для составления математических алгоритмов работы приемника удобно представить посылки сигнала $S_{n-1}(t)$ и $S_n(t)$ в виде векторов $\mathbf{S_{n-1}}$ и $\mathbf{S_n}$ функционального пространства сигналов. Аппарат векторной алгебры целесообразно использовать в связи с тем, что понятие разности фаз двух посылок сигнала и угла между соответствующими векторами функционального пространства тождественны.

В отсутствии помех в векторной алгебре угол ψ между векторами $\mathbf{S_{n-1}}$ и $\mathbf{S_n}$, заданными на интервале T, определяется из следующего общего соотношения

$$\cos\psi = \frac{S_{n-1}\cdot S_n}{\|S_{n-1}\|\cdot\|S_n\|},$$

где $S_{n-1}\cdot S_n$ — скалярное произведение векторов, $\|S_{n-1}\|$, $\|S_n\|$ — нормы векторов $S_n(t)$ и $S_{n-1}(t)$, равные

$$\|S_n\| = \sqrt{\int_0^T S_n^2(t)dt},$$

$$\|S_{n-1}\| = \sqrt{\int_0^T S_{n-1}^2(t)dt}.$$

При отсутствии помех, а также при $\omega = k\frac{2\pi}{T}$ (k — целое число)

$$\cos\psi = \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1}).$$

Однако при наличии помех и межсимвольной интерференции (МСИ)

$$\cos\psi \ne \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1}).$$

Ниже рассмотрим случай образования МСИ в двухлучевом канале с постоянными параметрами.

Суммарный сигнал на интервале $(n-1)T \le t \le nT$ при задержке $\tau_3 < T$

$$S_\Sigma^n(t) = A_0\sin(\omega t + \varphi_n) + A_3\sin[\omega(t-\tau_3) + \varphi_{n+1}] +$$
$$+ A_3\sin\{\omega[t-(T-\tau_3)] + \varphi_n\}. \qquad \textbf{(2)}$$

Для $(n-2)T \le t \le (n-1)T$

$$S_\Sigma^{n-1}(t) = A_0\sin(\omega t + \varphi_{n-1}) + A_3\sin[\omega(t-\tau_3) + \varphi_n] +$$
$$+ A_3\sin\{\omega[t-(T-\tau_3)] + \varphi_{n-1}\}, \qquad \textbf{(3)}$$

где A_0 — амплитуда основного луча, A_3 — амплитуда задержанного луча, τ_3 — величина задержки второго луча относительно первого основного луча.

Суммарные вектора сигналов на двух посылках можно представить как:

$$S_\Sigma^n(t) = A_\Sigma^n\sin(\omega t + \varphi_n + Q_n + \varphi_0), \qquad \textbf{(4)}$$

$$S_\Sigma^{n-1}(t) = A_\Sigma^{n-1}\sin(\omega t + \varphi_{n-1} + Q_{n-1} + \varphi_0), \qquad \textbf{(5)}$$

где A_Σ^n, A_Σ^{n-1} — амплитуды результирующих сигналов на n и $n-1$ посылках соответственно, Q_n, Q_{n-1} — дополнительный сдвиг фаз за счет межсимвольной интерференции (МСИ), φ_0 — набег фазы относительно основного луча.

Расчет A_Σ^n и Q_n ведется через квадратурное представление сигналов:

$$A_\Sigma^n = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2}, \quad Q_n = \operatorname{arctg}\frac{X_n}{Y_n}, \qquad \textbf{(6)}$$

$$X_n = \sin\varphi_n + \frac{A_3}{A_0}\left(1 - \frac{\tau_3}{T}\right)\sin(\varphi_n + \varphi_0) +$$
$$+ \frac{A_3}{A_0}\left(\frac{\tau_3}{T}\right)\sin(\varphi_{n+1} + \varphi_0), \qquad \textbf{(7)}$$

$$Y_n = \cos\varphi_n + \frac{A_3}{A_0}\left(1 - \frac{\tau_3}{T}\right)\cos(\varphi_n + \varphi_0) +$$
$$+ \frac{A_3}{A_0}\left(\frac{\tau_3}{T}\right)\cos(\varphi_{n+1} + \varphi_0). \qquad \textbf{(8)}$$

Параметры МСИ необходимо рассчитывать для всевозможных комбинаций интерферирующих символов $(\varphi_{n+1}, \varphi_n, \varphi_{n-1})$.

Для однократной ФРМ, когда информация заложена в разность фаз двух соседних посылок, ошибка произойдет за счет дополнительного сдвига фаз ΔQ, если будет выполнено условие:

$$\Delta Q = Q_n - Q_{n-1} \ge \pi/2.$$

Проведем анализ МСИ для случая $\tau_3 < T$ и $A_3 < A_0$ при равномерном распределении φ_0, при этом дополнительный сдвиг фаз ΔQ представим как функционал:

$$\Delta Q = \Phi\left(\varphi_{n+1}, \varphi_n, \varphi_{n-1}, \frac{A_3}{A_0}, \frac{\tau_3}{T}, \varphi\right), \qquad \textbf{(9)}$$

где φ — разница начальных фаз основного и задержанного лучей, ранее представленная как φ_0.

Как показали вычисления согласно (6) – (8), дополнительный сдвиг возникает только для определенных комбинаций информационных символов в зависимости от $\left(\frac{A_3}{A_0}, \frac{\tau_3}{T}, \varphi\right)$. Так, для

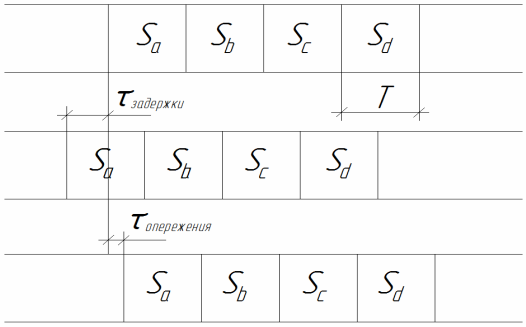


Рис. 1. Временные последовательности основного, задержанного и опережающего сигнала

$$\Delta Q\ (\pi, 0, \pi) = \Delta Q\ (\pi, \pi, \pi) = \Delta Q(0, 0, 0) = \\ = \Delta Q(0, \pi, 0) = 0,$$

$$\Delta Q\ (\pi, 0, 0) \neq 0, \quad \Delta Q\ (\pi, \pi, 0) \neq 0, \ \Delta Q(0, 0, \pi) \neq 0, \\ \Delta Q(0, \pi, \pi) \neq 0. \qquad \textbf{(10)}$$

На рис. 1 показан механизм образования МСИ в виде временных диаграмм.

Так как информация заложена в разности фаз двух соседних посылок, важно знать абсолютное значение фазы на каждой посылке, что проиллюстрировано с помощью векторного представления на рис. 2.

Как видно из рис. 2, дополнительный сдвиг фаз для первой последовательности сигналов не образуется, в то время для второй он есть, что является векторной иллюстрацией выражений (10).

Зависимость дополнительного сдвига фаз для разных $\frac{A_З}{A_0}$ показан на рис. 3 и 4.

Характер зависимости ΔQ для всех сочетаний символов, для которых образуется дополнительный сдвиг фаз, как показали расчеты, остается неизменным. Приведенные выше зависимости характерны для $\tau_З < T$, когда количество сочетаний символов равно 8. При $2T > \tau_З > T$ необходимо рассматривать 16 сочетаний, при $3T > \tau_З > 2T$ – 32 сочетания, а дальнейшее увеличение задержки сигнала на характер зависимости не влияет.

Рассмотрим обобщенное выражение для последовательности (a, b, c, d, e) в виде $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(a,b)\\(c,d,e)\end{smallmatrix}\right)$, где значение символов может быть 0 или π.

При рассмотрении всех сочетаний символов, для 12 комбинаций нет дополнительного сдвига фаза, для 16 комбинаций характер ΔQ такой же, как при задержках менее длительности посылки, для четырех комбинаций характер кардинально меняется. Такими комбинациями являются $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(0,0)\\(\pi,0,\pi)\end{smallmatrix}\right)$, $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(0,0)\\(0,\pi,0)\end{smallmatrix}\right)$, $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(\pi,\pi)\\(\pi,0,\pi)\end{smallmatrix}\right)$, $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(\pi,\pi)\\(0,\pi,0)\end{smallmatrix}\right)$. На рис. 5 и 6 представлено векторное представление дополнительного сдвига фаз для задержек более длительности посылки.

Для комбинации $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(0,0)\\(0,\pi,0)\end{smallmatrix}\right)$ величина дополнительного сдвига фаз в первую очередь определятся задержкой и во вторую очередь — величиной $\frac{A_З}{A_0}$, причем максимальное значение достигается при $\frac{A_З}{A_0} = 0{,}99$ для $\tau_З$, равной 0 или T .

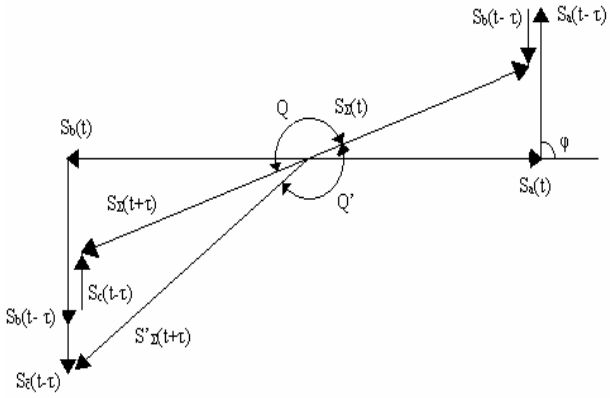


Рис. 2. Векторное представление образования межсимвольной интерференции для двух последовательностей (a=0, b=π, c=0) и (a=0, b=π, c=π)

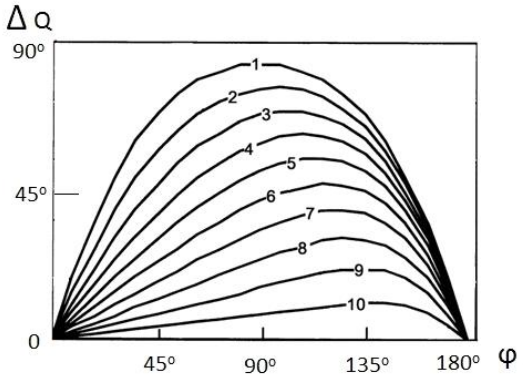


Рис. 3. Зависимость дополнительного сдвига фаз ΔQ для $\frac{A_З}{A_0} = 0{,}5$; $\varphi = (0-\pi)$, $\frac{\tau_З}{T} = (0-1)$, что соответствует кривым от 10 до 1 и последовательности символов (0, π, π)

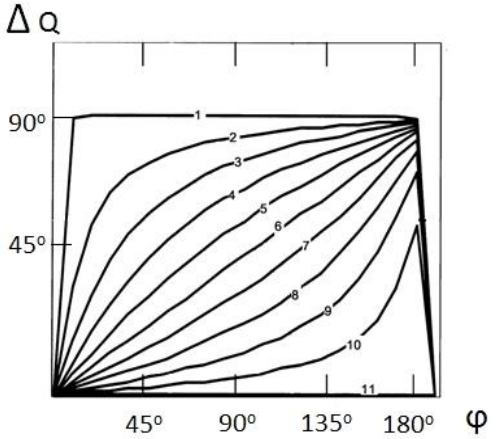


Рис. 4. Зависимость дополнительного сдвига фаз ΔQ для $\frac{A_З}{A_0} = 0{,}99$; $\varphi = (0-\pi)$, $\frac{\tau_З}{T} = (0-1)$ и последовательности символов (0, 0, π)

Обобщая рассмотренные выше зависимости, можно отметить, что дополнительный сдвиг фаз, вызванный многолучевым распространением, определяется амплитудой, задержкой, фазой второго луча, а также сочетанием информационных символов. При

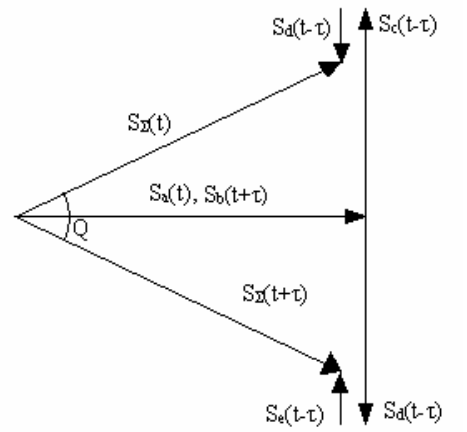


Рис. 5. Векторное представление дополнительного сдвига для комбинации символов $\Delta Q\left(\begin{pmatrix}0,0\\0,\pi,0\end{pmatrix}\right)$

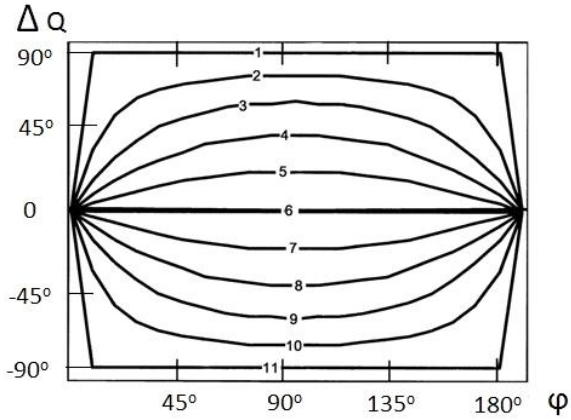


Рис. 6. Зависимость дополнительного сдвига $\Delta Q\left(\begin{pmatrix}0,0\\0,\pi,0\end{pmatrix}\right)$ от $\varphi=(0-\pi)$, для $\frac{A_3}{A_0}=0{,}99$ и $\frac{\tau_3}{T}>1$, где линии 1–11 соответствуют τ_3 от T до 2T с шагом 0,1T

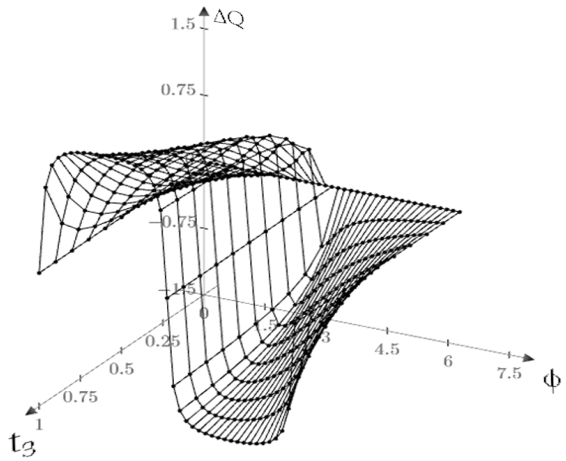


Рис. 7. Зависимость дополнительного сдвига фаз $\Delta Q\left(\begin{pmatrix}0,0\\0,\pi,0\end{pmatrix}\right)$ от задержки и фазы второго луча

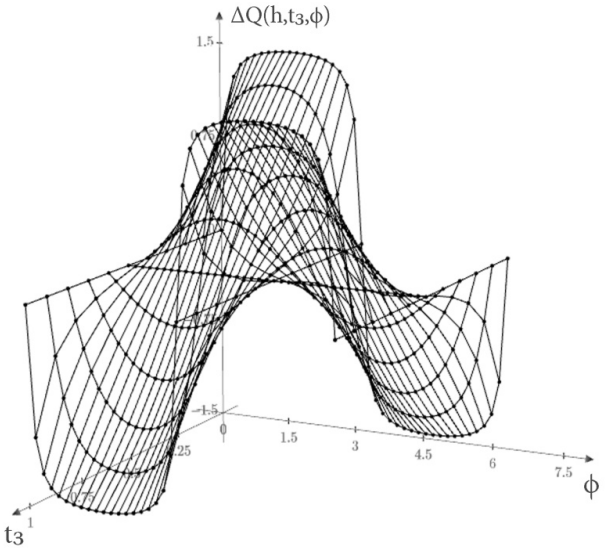


Рис. 8. Зависимость дополнительного сдвига фаз $\Delta Q\left(\begin{pmatrix}0,0\\0,\pi,0\end{pmatrix}\right)$ от задержки фазы второго луча

значительных амплитудах второго луча и задержках, зависимость от фазы нивелируется, а при $2T>\tau_3>T$, зависимость от задержки приобретает своеобразный характер.

На рис. 7 и 8 приведены зависимости дополнительного сдвига фаз от величины задержки, фазы и амплитуды задержанного луча, равной 0,9 в формате 3D для $\tau_3<T$ и $\tau_3>T$, $0\le\varphi\le2\pi$.

3. Межсимвольная интерференция для сигналов ФМ. Как показали расчеты МСИ для сигналов ФМ на основании выражений (6), (7), (8), дополнительный сдвиг фазы присутствует всегда вне зависимости от сочетаний интерферирующих символов.

На рис. 9 приведены зависимости дополнительного сдвига фаз ΔQ от фазы задержанного луча для ФМ при сочетании символов (0, π). Как показали расчеты, характер кривых будет такой же, как и для сочетаний (0, 0), (π, π), (π, 0). Как видно из рисунка, дополнительный сдвиг фаз в первую очередь определяется амплитудой и фазой задержанного луча и во вторую очередь — задержкой. В отличие от ФРМ, где основную роль играет задержка дополнительного луча, при ФМ дополнительный сдвиг фаз характерен в основном для задержек кратных длительности посылки и уменьшается до нуля при кратности, равной половине длительности посылки.

По характеру кривых можно утверждать, что межсимвольная интерференция наблюдается только для очень небольшого диапазона фаз второго луча.

4. Сравнение МСИ для сигналов ФМ, ФРМ. Сравнение фазовой модуляции (ФМ) и фазоразностной модуляции (ФРМ) по критерию дополнительного сдвига фаз (ΔQ) позволяет утверждать:

— при равных условиях ФМ выигрывает по отношению ФРМ, так как максимальное значение ΔQ (ΔQ_{max}) достигается только при определенном значении фазы задержанного луча, в то время как для ФРМ, ΔQ_{max} постоянна и от фазы второго луча зависит незначительно;

— дополнительный сдвиг при ФМ не зависит от времени задержки отраженного сигнала, как при ФРМ, при этом определяющим фактором является амплитуда задержанного сигнала, увеличение задержки отраженного луча может приводить лишь к уменьшению ΔQ;

— при очень малых задержках второго луча относительно основного ФРМ предпочтительнее ФМ.

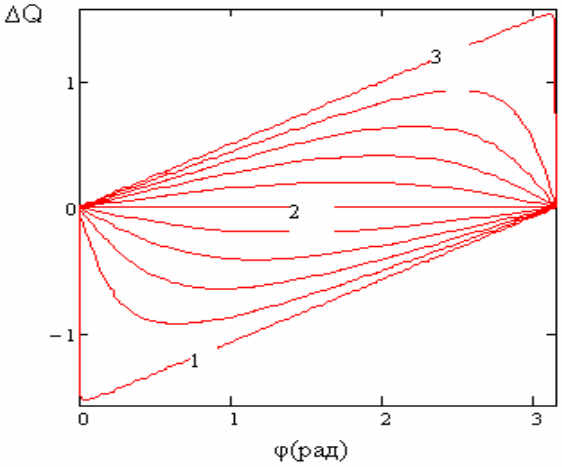


Рис. 9. Зависимость дополнительного сдвига фаз для ФМ модуляции для различных задержек

($1-\tau_з=T$, $2-\tau_з=T/2$, $3-\tau_з=0$) при $\frac{A_з}{A_0}=0{,}999$,

комбинация символов (0, π)

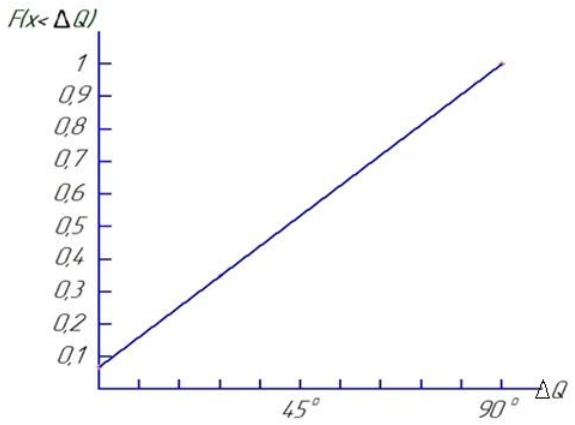


Рис. 10. Интегральная функция распределения дополнительного сдвига фазы

Вышеприведенный анализ позволяет сделать вывод, что фазоразностная модуляция в канале с многолучевостью проигрывает фазовой модуляции. Увеличение МСИ связано с тем, что в формировании ее участвуют символы, расположенные на большем интервале времени.

5. Расчет интегральной функции распределения вероятности ошибки на границах зон обслуживания. Рассмотренная выше модель позволяет рассчитать статистические характеристики, например, интегральную функцию распределения, вероятность ошибки для когерентного и некогерентного методов приема при различных распределениях вероятностей амплитуды, задержки и фазы второго луча.

При когерентном приеме вероятность ошибки с учетом дополнительного сдвига фаз ΔQ для сигналов с ФРМ при действии аддитивной помехи определяется как [3]:

$$P_{ош} = 2F\left(\sqrt{2h_1h_0}\cos\Delta Q\right)\left[1 - F\left(\sqrt{2h_1h_0}\cos\Delta Q\right)\right], \quad \textbf{(11)}$$

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}}dt$ — вероятность ошибочного приема при когерентном приеме сигналов с фазовой модуляцией, h_1 и h_0 — отношение энергии сигнала к спектральной мощности шума на двух соседних посылках.

При некогерентном (автокорреляционном) приеме вероятность ошибки для сигналов ФРМ [6]:

$$P_{ош} = \frac{1}{2\pi}\times$$

$$\times\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{h_1^2\cos^2(\Delta Q)}{\sin^2\alpha + \frac{h_1}{h_0}\cos^2\alpha - \sqrt{\frac{h_1}{h_0}}\sin(\Delta Q)\cos 2\alpha}\right)d\alpha. \quad \textbf{(12)}$$

Выражения (11) и (12) при $\Delta Q = 0$ преобразуются в известные соотношения [4], так как при таких условиях $h_1 = h_0$.

Применим рассмотренную методику расчета помехоустойчивости для задачи определения вероятностных характеристик дополнительного сдвига ДQ для случая, когда вторым лучом является сигнал от станции, работающей в той же полосе частот.

При расчете ΔQ необходимо учитывать следующие факторы: число комбинаций интерферирующих символов равно 32, вероятность ошибки в соответствии с (11) и (12) рассчитывается для каждой комбинации символов, а далее определяется интегральная функция распределения.

Для когерентного приема вероятность ошибки рассчитывается при подстановке $\Delta Q\left(\begin{smallmatrix}(a,b)\\(c,d,e)\end{smallmatrix}\right)$ в (11), а отношение сигнал – шум h задается, а h_1 и h_0 пересчитываются в соответствии с (6).

На рис. 10 представлена интегральная функция распределения дополнительного сдвига ΔQ, которая была рассчитана для равномерного закона распределения основных параметров $\frac{A_з}{A_0}$ в диапазоне (0,8 – 1), $\frac{\tau_З}{T}$ – (0 – 1), φ – (0 – 360)°.

На рис. 11 представлены интегральные функции распределения вероятности ошибки для когерентного и автокорреляционного приема сигналов ФРМ, полученные в соответствии с (11) и (12) и F(x) (рис. 10) для $h^2 = 10$дБ. При увеличении h^2 выигрыш когерентного приема будет уменьшаться по сравнению с автокорреляционным. Как видно из рис. 11, при когерентном приеме вероятности ошибки менее 10^{-3} достигается в 95 % случаев, а при автокорреляционном — в 92 % случаев.

6. Заключение. Предложенная методика расчета МСИ для двухлучевого канала применима как для расчета защитного отношения на границах зон обслуживания, так и для многолучевого поля внутри зоны, где второй луч является суммой всех отраженных лучей. Задавая статистические характеристики параметров тонкой структуры поля, можно проводить сравнительный анализ помехоустойчивости сигналов с более высокой кратностью модуляции для конкретной многолучевой обстановки городского канала связи. Главным преимуществом методики является возможность получения интегральных характеристик многолучевого канала. Кроме этого, она полезна для моделирования различных систем связи, усовершенствования его отдельных узлов.

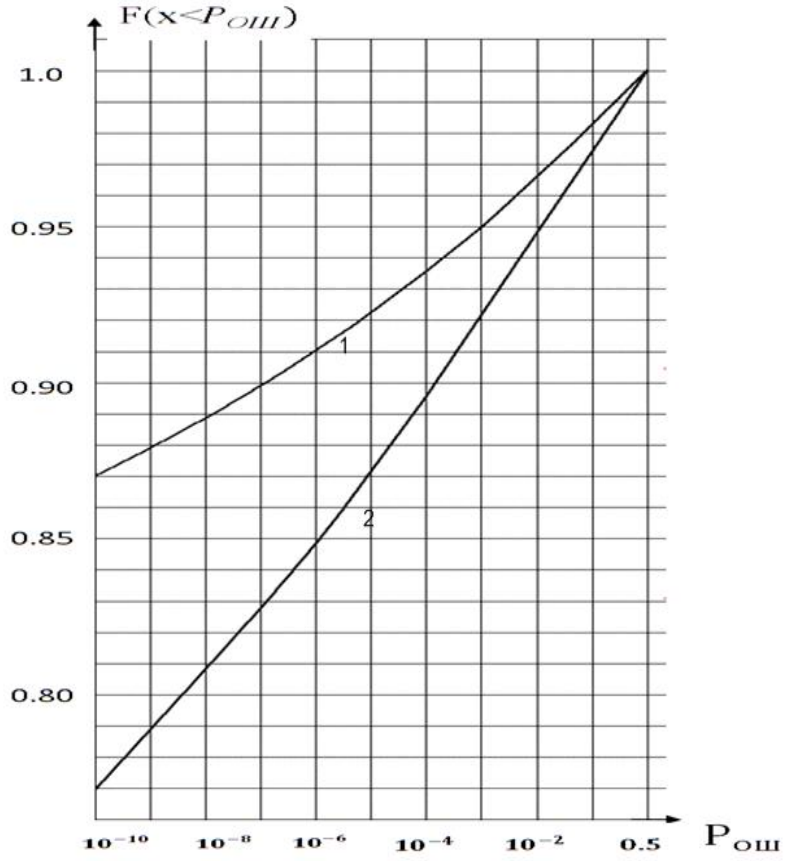


Рис. 11. Интегральная функция распределения вероятности ошибки для когерентного (1) и автокорреляционного приема (2) сигналов ФРМ для h^2=10 дБ

Библиографический список

1. Кириллов, Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н. Е. Кириллов. – М. : Связь, 1971. – 256 с.
2. Сидельников, Г. М. Помехоустойчивость цифровых сигналов в городских радиоканалах : учеб. пособие / Г. М. Сидельников. – Новосибирск : СибГУТИ, 2011. – 88 с.
3. Сидельников, Г. М. Повышение помехоустойчивости сигналов цифрового радиовещания на основе экспериментального исследования радиоканала метрового диапазона в условиях крупного города : автореф. дис. ... канд. тех. наук / Г. М. Сидельников. – Ленинград, 1986. – 16 с.
4. Белов, А. С. Расчет вероятности ошибки на бит в системах с многочастотными сигналами в двулучевом канале с постоянными параметрами / А. С. Белов, М. Е. Елесин // Телекоммуникации. – 2011. – № 3. – С. 22–32.
5. Окунев, Ю. Б. Теория фазоразностной модуляции / Ю. Б. Окунев. – М. : Связь, 1979. – 216 с.
6. Calandruno, L. Intersymbol interference in binary and quaternary PSK and DCPSK Systems / L. Calandruno, G. Crippa, G. Immovilli // Alta Frequenza. – 1969. – № 5. – P. 337–344.

СИДЕЛЬНИКОВ Геннадий Михайлович, доцент кафедры радиотехнических систем.
Адрес для переписки: sid53@ngs.ru
СИНЯВСКАЯ Ася Сергеевна, студентка 3-го курса (группа М-02) факультета многоканальных телекоммуникационных систем.
Адрес для переписки: asyass@mail.ru

Статья поступила в редакцию 19.06.2013 г.
© Г. М. Сидельников, А. С. Синявская

Книжная полка

Васильев, А. Г. СВЧ транзисторы на широкозонных полупроводниках : учеб. пособие для вузов по направлению подгот. 210100 «Электроника и наноэлектроника» / А. Г. Васильев, Ю. В. Колковский, Ю. А. Концевой. – М. : Техносфера, 2011. – 253 с.

Книга представляет собой учебное пособие по физическим основам и технологии транзисторов на широкозонных полупроводниках. Рассмотрены свойства двумерного электронного газа и физика гетеропереходов, в основном типа AlGaN/GaN. Дан обзор структур транзисторов на основе широкозонного полупроводника GaN. Рассмотрены структуры транзисторов на алмазе и карбиде кремния. Рассмотрены свойства подложек из сапфира, карбида кремния и других материалов, применяющихся для создания гетероструктур. Рассмотрена технология транзисторов на алмазе. Дан детальный обзор методов контроля технологических процессов, применяющихся при изготовлении транзисторов. Рассмотрены методы измерения основных параметров СВЧ транзисторов и методы контроля надежности транзисторов.

УДК 621.372.543.2

И. В. ВЕРЕМЕЕВ
В. А. АРЖАНОВ

Омский государственный технический университет

ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К РАЗРАБОТКЕ СОВРЕМЕННЫХ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ И ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПАВ-ФИЛЬТРОВ

Представлены основные подходы к разработке высокочастотных (ВЧ) перестраиваемых фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ), способных изменять ширину полосы пропускания и/или центральную частоту для использования в современных системах связи. Рассмотрены различные типы перестраиваемых и переключаемых ВЧ фильтров, их достоинства и недостатки.

Ключевые слова: перестраиваемый фильтр, ПАВ техника, микроакустика.

Для современных мобильных систем связи необходимым требованием является поддержка работы в нескольких частотных диапазонах, достигаемая за счет реализации перестраиваемых входных каскадов. Для создания таких каскадов требуется разработка высокочастотных (ВЧ) перестраиваемых и переключаемых фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ), способных изменять ширину полосы пропускания и центральную частоту, обладая высокой избирательностью и малыми вносимыми потерями. Кроме того, такой фильтр должен обладать малыми габаритными размерами и низкой потребляемой мощностью.

В статье представлен обзор основных направлений развития перестраиваемых ВЧ ПАВ-фильтров. Рассмотрены различные типы переключаемых [1—3] и перестраиваемых [4—7] ВЧ фильтров, их достоинства и недостатки. Хотя в некоторых опубликованных работах по перестраиваемым фильтрам [4, 8] были достигнуты недостаточно высокие для практической реализации характеристики, последние разработки демонстрируют хороший результат [5].

Существует несколько основных подходов к изменению центральной частоты и/или ширины полосы пропускания перестраиваемого ПАВ-фильтра (рис. 1). Одним из наиболее известных и широко применяющихся является использование переключаемых многоканальных ПАВ-фильтров, представляющих собой набор фильтров с различными фиксированными полосами пропускания.

На рис. 2 представлены переключаемые 6-канальные ПАВ-фильтры диапазона на микроэлектромеханических системах (МЭМС) переключателей [1]. Многоканальные ПАВ-фильтры выполнены по двум схемам. Первая схема содержит каналы только с одним ПАВ-фильтром с малыми потерями (рис. 2а). Для увеличения избирательности в одном канале используется соединение двух ПАВ-фильтров, соединенных через высоколинейный малошумящий усилитель RFMD (рис. 2б). Использование трехпреобразовательной резонаторной структуры, эффекта самосогласования и каскадного включения позволило получить малые вносимые потери и высокую избирательность до 90 дБ. Изменение полосы пропускания фильтров осуществляется переключением каналов с помощью миниатюрных интегральных МЭМС-переключателей, обладающих практически неограниченной линейностью и сверхнизким током потребления. Переключаемый ПАВ-фильтр по первой схеме перекрывает диапазон частот 400—478 МГц с не-

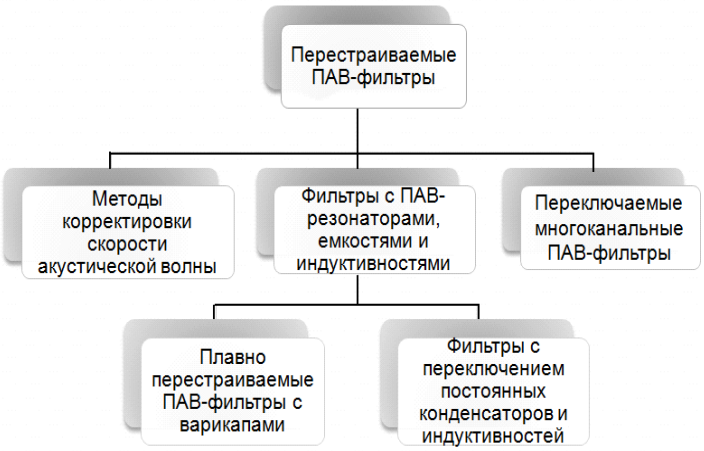


Рис. 1. Основные подходы к разработке перестраиваемых ПАВ-фильтров

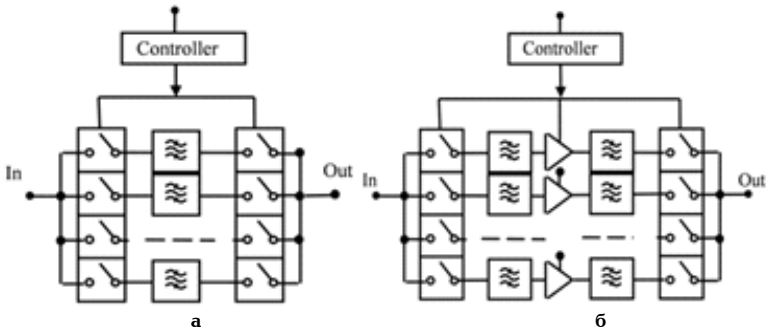


Рис. 2. Переключаемые 6-канальные ПАВ-фильтры с одним фильтром в канале (а) и двумя фильтрами в канале, соединенными через усилитель (б)

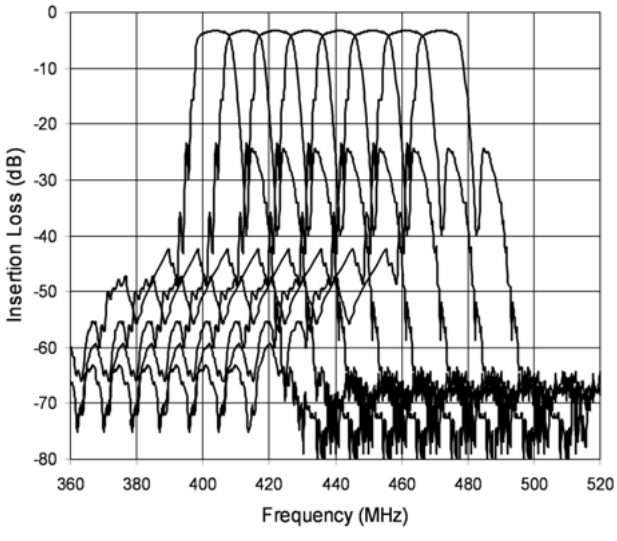


Рис. 3. Измеренная АЧХ переключаемого ПАВ-фильтра по первой схеме

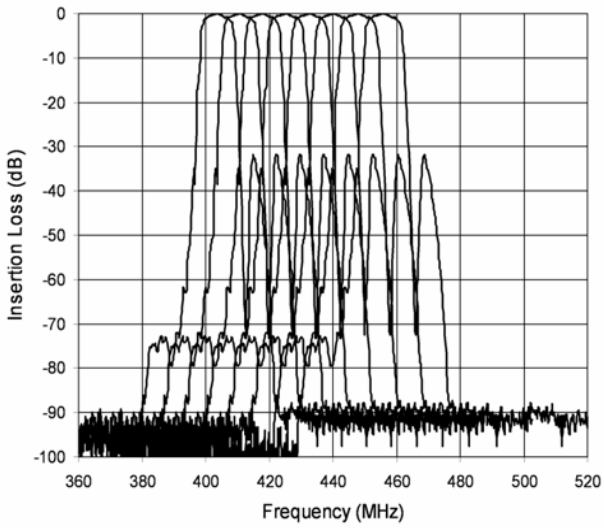


Рис. 4. Нормированная измеренная АЧХ переключаемого ПАВ-фильтра по первой схеме

равномерностью в полосе пропускания 1 дБ, вносимыми потерями 3,2 дБ, затуханием в полосе задерживания 50 дБ при отстройках ±20 MHz от центральной частоты каждого канала, током потребления менее 1 мА (рис. 3). Во второй схеме с усилителями в каждом канале в том же частотном диапазоне получено усиление 11 дБ с неравномерностью 1 дБ, затухание в полосе задерживания около 90 дБ при отстройках ±20 МГц от центральной частоты переключаемого канала, а потребляемая мощность 40 мВт значительно лучше, чем у аналогичных фильтров на p-i-n диодах [2, 3] (рис. 4). Многоканальные ПАВ-фильтры размещаются в модуле с размерами 40×40×9 мм.

Преимущество переключаемых ПАВ-фильтров заключается в том, что они способны изменять центральную частоту и полосу пропускания в широких пределах, при этом обладая характеристиками современных высококачественных ПАВ-фильтров с фиксированной полосой. Изменение ширины и центральной частоты полосы пропускания фильтров зависит от числа каналов и типа фильтров в канале и напрямую влияет на размеры многоканальных ПАВ-фильтров. Достаточно большие габариты подобных устройств ограничивают их использование стационарными или переносными приемопередающими устройствами, а для применения в мобильных телефонах они слишком громоздкие.

В перестраиваемых ПАВ-фильтрах с варикапами используется сочетание варикапов и индуктивностей со сверхширокополосными ПАВ-резонаторами [4]. На рис. 5 показана схема полосового перестраиваемого фильтра на центральную частоту 1,8 ГГц. Основная структура перестраиваемого фильтра точно такая же, как и у обычного фильтра лестничного типа. Варикапы, подключенные параллельно с ПАВ-резонаторами, смещают их антирезонансные частоты, в то время как варикапы, подключенные последовательно, смещают их резонансные частоты. Таким образом, соответствующие настройки варикапов позволяют независимо корректировать положение верхней и нижней границы пропускания фильтра.

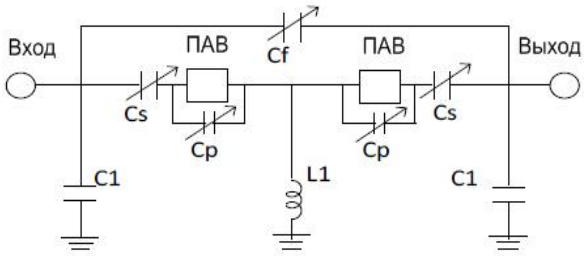


Рис. 5. Схема перестраиваемого ПАВ-фильтра с варикапами на центральную частоту 1,8 ГГц

Добротность варикапов (Q) является очень важным параметром для изготовления перестраиваемых фильтров с малыми вносимыми потерями. Рис. 6 показывает рассчитанные значения вносимых потерь при различных значениях Q варикапов. Для изготовления высококачественного фильтра необ-

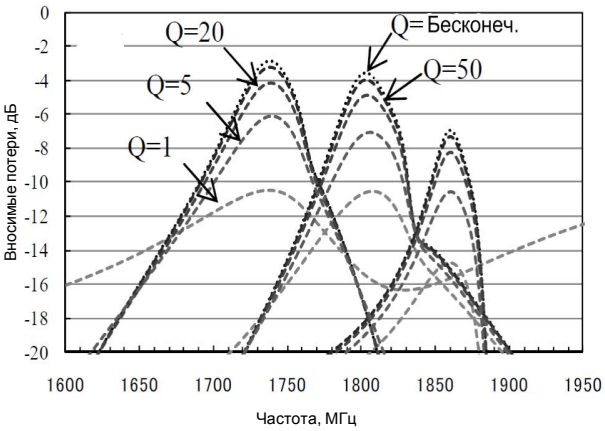


Рис. 6. Зависимость рассчитанных вносимых потерь от добротности варикапов

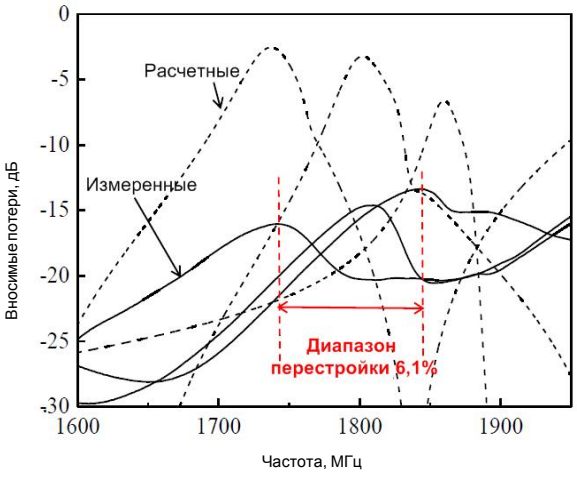


Рис. 7. АЧХ перестраиваемого ПАВ-фильтра с кремниевыми варикапами

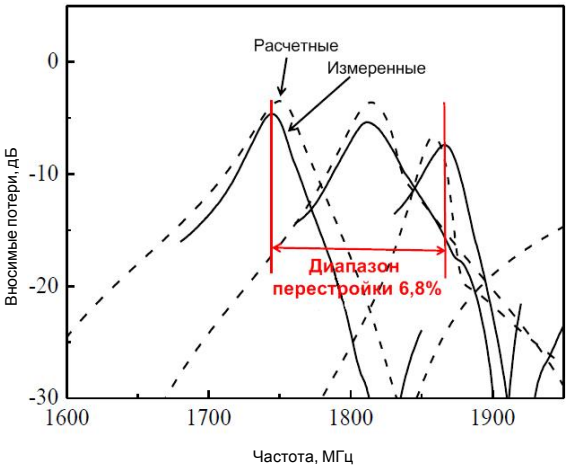


Рис. 8. АЧХ перестраиваемого ПАВ-фильтра с высокодобротными GaAs варикапами

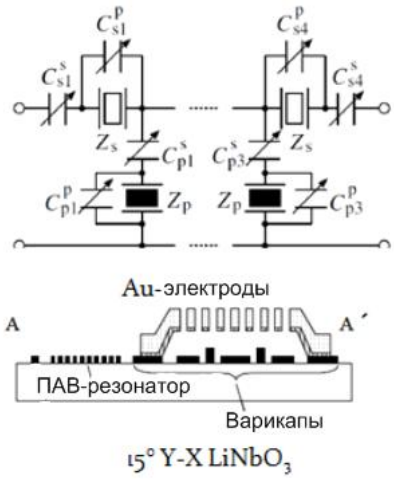


Рис. 9. Конфигурация перестраиваемого ПАВ-фильтра с МЭМС варикапами

ходимо использование варикапов с добротностью не менее 20.

Полосовой ПАВ-фильтр с изменением частоты от 1734 МГц до 1844 МГц (частотный диапазон перестройки 6,1 %), использующий ПАВ-резонаторы и кремниевые варикапы, показан на рис. 7. При изменении напряжения на варикапах с 1,2 В до 10 В частота непрерывно сдвигается, как показано на графике сплошной линией. Пунктирной линией на рисунке показана расчетная характеристика фильтра с бесконечной Q варикапов и частотным диапазоном перестройки около 7 %. Варикапы на кремниевых диодах на частоте 1,8 ГГц обладают очень маленькой добротностью, равной 1. Измеренные вносимые потери на 10—12 дБ хуже расчетных, использующих бесконечное значение Q. Применение варикапов на GaAs диодах [5] с добротностью 40 на частоте 1,8 ГГц позволяет уменьшить вносимые потери до 8 дБ, увеличить диапазон перестройки до 6,8 % и получить частотную характеристику, близкую к расчетной (рис. 8).

Для уменьшения уровня вносимых потерь в перестраиваемых ПАВ-фильтрах необходимо осуществлять высокоплотное соединение варикапов и электронной схемы контроля с ПАВ-резонаторами, которые очень чувствительны к паразитным эффектам. Использование соединения по технологии флип-чип пьезоэлектрической подложки, на которой изготовлены ПАВ-резонаторы и МЭМС-варикапы, с кремниевым кристаллом, на котором размещается схема

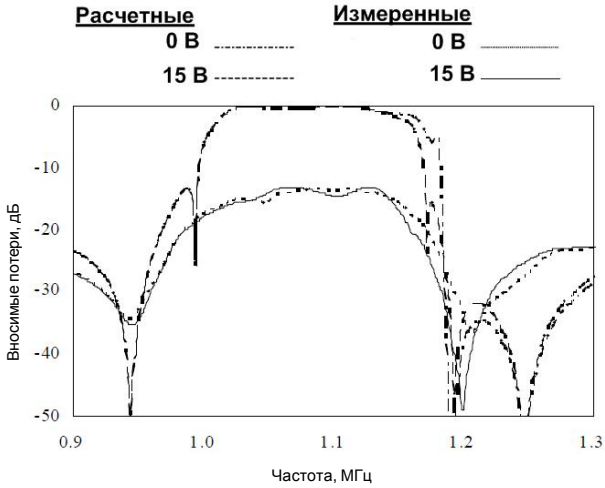


Рис. 10. АЧХ перестраиваемого ПАВ-фильтра с МЭМС варикапами

управления, позволяет уменьшить размеры фильтра и минимизировать вносимые потери. В качестве тестовой структуры [6] рассмотрены ПАВ-резонаторы и конденсаторы, использующие Au электроды на срезе 15° YX- $LiNbO_3$ (рис. 9). Размер тестовой платы 3,4×3,1 мм. Рис. 10 показывает теоретические и измеренные АЧХ фильтра. Достигнутое изменение

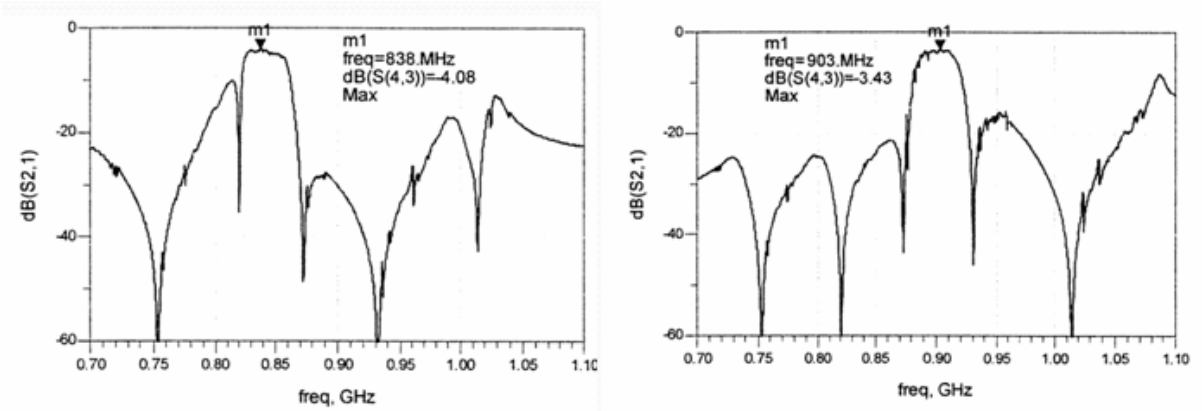


Рис. 11. Измеренные АЧХ фильтров с различными значениями дополнительных емкостей и индуктивностей

ширины полосы пропускания 4 %, а вносимые потери (12 дБ) значительно больше теоретических. Такие высокие потери объясняются загрязнением подложки на одном из этапов технологического процесса изготовления.

Плавно перестраиваемые ВЧ ПАВ-фильтры [4—8] на сегодняшний день еще не обеспечивают все требуемые в современных системах связи характеристики.

Для создания высококачественных перестраиваемых фильтров на ПАВ-резонаторах необходимы исследования по следующим ключевым направлениям:

— разработка высокодобротных варикапов с широким диапазоном перестройки для уменьшения уровня вносимых потерь в плавно перестраиваемых фильтрах;

— осуществление высокоплотного соединения элементов, позволяющее минимизировать паразитные эффекты и уменьшить вносимые потери;

— поиск и применение новых пьезоэлектриков с очень высоким коэффициентом электромеханической связи для увеличения частотного диапазона перестройки фильтров на ПАВ-резонаторах (который неотъемлемо ограничен емкостным отношением применяемых ВЧ ПАВ-резонаторов).

В фильтрах с переключением постоянных конденсаторов и индуктивностей [7] ПАВ-резонатор остается неизменным для всех режимов фильтра, а нерезонансные элементы (индуктивности и емкости) изменяются для перестройки полосы пропускания фильтра. Особенность данного фильтра — отсутствие нелинейных элементов. В этом случае полоса пропускания фильтра не зависит от добротности варикапов.

Для демонстрации этого подхода были рассмотрены два фильтра с одинаковыми ПАВ-резонаторами на 128° X-Y срезе $LiNbO_3$ (рис. 11), но с различными значениями дополнительных емкостей и индуктивностей, которыми изменяется центральная частота фильтра. Измеренные АЧХ двух фильтров показывают 6 % перестройку полосы пропускания. Вносимые потери менее 4,1 дБ. На основе этой модели может быть создан перестраиваемый фильтр с малыми потерями с переключением постоянных индуктивностей и емкостей МЭМС-переключателями.

В настоящее время только переключаемые фильтры [1—3] могут обеспечивать очень широкий диапазон перестройки, высокую избирательность и малые вносимые потери — необходимые требования современных систем связи, но при этом их габариты слишком велики для использования в мобильных телефонах. Плавно перестраиваемые ВЧ ПАВ-фильтры [4—8] с диапазоном перестройки 6—10 % благодаря малым размерам обладают перспективой применения в мобильных системах связи, поддерживая работу с большим числом диапазонов и стандартов связи. Однако на сегодняшний день они еще не обеспечивают требуемые характеристики, что предполагает дальнейшие исследования.

Библиографический список

1. Doberstein, S. Switchable Low-Loss SAW Filter Banks with MEMS Switches / S. Doberstein // Proceeding IEEE Ultrasonics Symposium, October 11—14. — San Diego, CA, USA, 2010. — P. 1294—1297.

2. A Wide-Range Tunable/Switchable Low-Loss SAW Filter / S. Doberstein [et al.] // Proceeding IEEE Ultrasonics Symposium, October 22—25. — San Juan, Puerto Rico, 2000. — P. 87—90.

3. He, S. Low Loss and High stopband Rejection Switchable SAW Filter Bank / S. He, H. Li, S. Li, S. Xie // Proceeding IEEE Ultrasonics Symposium, October 8—11. — Munich, Germany, 2002. — P. 184—187.

4. Kadota, M. Band Pass Type of Tunable Filters composed of Ultra Wide Band SAW resonators by adjusting Capacitors connected SAW Resonators / M. Kadota, Y. Ida, T. Kimura // Proceeding IEEE Ultrasonics Symposium, October 18—21. — Orlando, Florida, USA, 2011. — P. 559—562.

5. Kadota, M. Improvement of Insertion loss of Bandpass Tunable Filter using SAW Resonators and GaAs Diode Variable Capacitors / M. Kadota, Y. Ida, T. Kimura, M. Esachi, S. Tanaka // Proceeding IEEE Ultrasonics Symposium, July 21—25 [preparing to print]. — Prague, Czech Republic, 2013.

6. Hashimoto, K. Tunable RF SAW/BAW Filters: Dream or Reality? / K. Hashimoto, S. Tanaka, M. Esashi // Proceeding IEEE IFCS-EFTF, October 18—21. — Orlando, Florida, USA, 2011. — P. 965—972.

7. Multimode bandpass SAW filter using Reconfigurable Resonance Technology / N. Fenzi [et. al.] // Proceeding IEEE Ultrasonics Symposium, October 11—14. — San Diego, CA, USA, 2010. — P. 864—867.

8. Komatsu, T. Tunable Radio frequency Filters Using acoustic Wave Resonators and Variable Capacitors / T. Komatsu, K. Hashimoto, T. Omori, M. Yamaguchi // Jpn. J. Appl. Phys. — 2010. — 49. — 07HD11.

ВЕРЕМЕЕВ Иван Васильевич, аспирант кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики» Омского государственного технического университета (ОмГТУ), младший научный сотрудник ОАО «ОНИИП».

АРЖАНОВ Валерий Андреевич, кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики» ОмГТУ.

Адрес для переписки: titanqwe@ya.ru

Статья поступила в редакцию 03.02.2014 г.

© И. В. Веремеев, В. А. Аржанов