

**РАСЧЁТ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОПТИМАЛЬНОЙ
ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
ДЛЯ РАДИОЛИНИИ СТАЦИОНАРНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

*Авдеенко Г. Л., ассистент; Якорнов Е. А., к.т.н., профессор
Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт», Киев, Украина*

**OPTIMAL SPATIAL PROCESSING EFFECTIVENESS INDEXES CALCULATION
FOR FIXED WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM RADIOLINK**

*Avdieienko H. L., assistant; Yakornov Ye. A., Cand. Of Sci (Technics), Prof.
National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine*

Введение

В настоящий момент основной тенденцией развития стационарных беспроводных телекоммуникационных систем (БТС), используемых на магистральных радиолиниях, а также на «последней миле», является увеличение объёмов передаваемой информации при предоставлении пользователям различных инфокоммуникационных услуг (широкополосный доступ в Интернет, передача мультимедийной информации в реальном масштабе времени и т.п.)

Относится указанная тенденция и к таким БТС как системы цифровой радиорелейной связи (ЦРРС), которые хорошо себя зарекомендовали при построении магистральных сегментов телекоммуникационных сетей различных операторов, в особенности между сетевыми узлами (базовыми станциями) в крупных мегаполисах в качестве альтернативы волоконно-оптическим линиям связи, развёртывание или аренда трактов которой обходится намного дороже, чем развёртывание линий ЦРРС.

Традиционное решение задачи повышения скорости передачи при ограниченности радиочастотного реверса на данный момент времени в системах ЦРРС обеспечивается преимущественно путём увеличения количества стволов без изменения вида модуляции либо использованием методов многопозиционной манипуляции цифровых сигналов, таких как QAM-16, QAM-32, QAM-64, QAM-128, QAM-256, без изменения полосы радиочастот ствола. Последний подход, получивший на практике наибольшее распространение, обеспечивает высокую спектральную эффективность (по сравнению с QPSK), однако он, во-первых, предъявляет высокие требования к стабильности несущей частоты и фазовым шумам гетеродинов приёмно-передающих устройств ЦРРС, а во вторых, требует большие отноше-

ния сигнал-шум на входе приёмных устройств ЦРРС (для ЦРРС с манипуляцией QAM-64 $SNR_{\min} = 33$ дБ) [1].

Кроме того, в настоящий момент в мире ведутся интенсивные исследования по созданию систем ЦРРС в миллиметровом и терагерцовом диапазонах, обладающих, во-первых, намного большей информационной ёмкостью, чем диапазон СВЧ, а во-вторых, меньшим уровнем естественных и искусственных помех.

Необходимо также отметить, что отечественными учёными в качестве одного из перспективных способов повышения помехоустойчивости действующих линий ЦРРС при неизменном значении длины пролёта (постоянном энергетическом потенциале радиолинии) предложено применение способов комбинированной модуляции QAM-M/ЧМ, позволяющих, во-первых, использовать действующий парк линий аналоговой РРС для передачи цифровых потоков без изменения класса радиоизлучения с минимальной модернизацией передающего и приёмного комплектов, во-вторых, обеспечить возможность увеличения дальности систем ЦРРС в 3...4 раза по сравнению с ЦРРС, использующих манипуляцию QAM-64 за счёт малого требуемого значения $SNR_{\min} = 10..12$ дБ на входе ЧМ демодулятора приёмника ЦРРС, в-третьих, обеспечить менее критичные требования к стабильности несущей частоты и фазовым шумам гетеродинов и относительно высокую спектральную эффективность. Однако всё вышеуказанное достигается за счёт расширения полосы радиочастот в 3,5 раза: от 8 МГц при QAM-64 до 27 МГц при комбинированной модуляции QAM-64/ЧМ при передаче радиосигналов цифрового телевидения [2-3].

Таким образом, вышеуказанное говорит о целесообразности дальнейшего поиска способов повторного использования выделенных для стационарных БТС многопозиционной манипуляцией полос радиочастот путем улучшения существующих методов селекции (пространственной, поляризационной, частотной, временной, амплитудной, кодовой и т.д) а также поиска новых и использования известных физических признаков (свойств) электромагнитной волны (ЭМВ), по которым на практике можно осуществить разделение радиосигналов, одновременно использующих один и тот же частотный ресурс, на приёмной стороне друг от друга с минимальными искажениями этих сигналов.

По мнению авторов данной статьи, одним из перспективных физических признаков ЭМВ, который может быть использован для обеспечения повторного использования радиочастотного ресурса, является известное физическое явление кривизны фазового фронта ЭМВ. В работе [4] теоретически обоснована возможность применения явления кривизны фазового фронта ЭМВ в БТС, однако не были получены численные показатели эффективности пространственной обработки, речь о которых пойдёт ниже.

Постановка задачі дослідження

Выполним анализ эффективности применения пространственной обработки узкополосных радиосигналов по кривизне их фазовых фронтов с целью разделения друг от друга на приёмной стороне радиолинии БТС двух независимых радиосигналов, одновременно использующих один и тот же частотный диапазон и формируемых передатчиками №1 и №2, излучаемых 3-х элементной передающей разреженной линейной антенной решеткой (РЛАР) с базой $L_{\text{прд}}$ с одинаковой поляризацией [4], с помощью трёхэлементной приёмной разреженной РЛАР, соединенной с двумя диаграммообразующими устройствами – блоками пространственной обработки (БПО). При этом на выходе первого БПО полезным будем считать сигнал от передатчика №1, а помеховым — от передатчика №2, а на выходе второго БПО – наоборот. Поскольку БПО являются идентичными, можно оценить эффективность пространственной обработки на выходе одного из них, например БПО №1. Предположим также, что размеры баз приёмной РЛАР одинаковы и могут меняться по размеру, то есть $L_{\text{прм1}} = L_{\text{прм2}} = x$.

Расчёт показателей эффективности пространственной обработки

Согласно [5] все известные критерии оптимальности пространственной обработки сигналов сводятся к уравнению Винера-Хопфа

$$w_{opt} = \mu R_{NN}^{-1} S_{\alpha}, \tag{1}$$

где μ — константа, вид которой определяется критерием оптимальности; R_{NN} — корреляционная матрица собственных шумов и внешних помех; S_{α} — вектор-столбец, описывающий амплитудно-фазовое распределение на раскрые приёмной РЛАР ожидаемого полезного сигнала; w_{opt} — вектор-столбец весовых коэффициентов (ВБК), показывающий, как необходимо изменить амплитуду и фазу суммарного радиосигнала в каждом из каналов приёмной РЛАР для выделения на её выходе ожидаемого полезного сигнала, который может быть записан как [5]

$$\dot{s}_{\text{вых}}(t, x) = w_{opt}^H s_{\text{вх}}(t, x), \tag{2}$$

где $s_{\text{вх}}(t, x)$ — вектор-столбец входного полезного пространственно-временного сигнала в каналах приёмной РЛАР, который равен

$$s_{\text{вх}}(t, x) = S_{\alpha}(x) \dot{s}(t), \tag{3}$$

где $\dot{s}(t) = \tilde{\alpha}_0 \dot{S}_{\text{прд}}(t - \tau_0) e^{j\omega_0 t}$ — временная структура полезного узкополосного сигнала; $\tilde{\alpha}_0 = \alpha_0 10^{-0,05G_{\text{прм}}}$; $G_{\text{прм}}$ — коэффициент усиления отдельной антенны РЛАР, дБ; $S_{\alpha}^T(x) = \left(\tilde{A}(-x) e^{j\tilde{\Phi}(-x)} \quad \tilde{A}(0) e^{j\tilde{\Phi}(0)} \quad \tilde{A}(x) e^{j\tilde{\Phi}(x)} \right)$ — пространственная структура полезного сигнала. В свою очередь $\tilde{A}(x)$ и

$\tilde{\Phi}(x)$ — амплитудное и фазовое распределения, учитывающие влияние характеристик направленности (ХН) приёмных антенн, входящих в состав РЛАР. Для простоты анализа считая, что $F_{\text{ипрм}}(\theta) = F_0(\theta)$, где в свою очередь $F_0(\theta) = (1 + \cos\theta) |J_1(\pi D \sin \theta / \lambda) / (\pi D \sin \theta / \lambda)|$ — ХН антенного элемента приёмной и передающей РЛАР, представляющего собой зеркальную параболическую антенну диаметра D и равномерным распределением поля по раскрытию, $i = \overline{0, 2}$, получим, что

$$\tilde{A}(x) = \left| \sum_{i=0}^2 F_0^2(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}} \right|, \quad \tilde{\Phi}(x) = \arg \left(\sum_{i=0}^2 F_0^2(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}} \right) \quad (4)$$

Корреляционная матрица внешней помехи от передатчика №2 и собственных шумов каналов РЛАР \mathbf{R}_{NN} при условии их некоррелированности друг с другом согласно [5]

$$\mathbf{R}_{NN} = \mathbf{R}_{\text{пом}} + \mathbf{R}_0, \quad (5)$$

где $\mathbf{R}_{\text{пом}} = \overline{\mathbf{n}_{\text{вх}}(t, x) \mathbf{n}_{\text{вх}}^H(t, x)}$ — корреляционная матрица помехового сигнала от передатчика №2 в каналах приемной РЛАР; « $\overline{\quad}$ » — знак статистического усреднения по времени; « H » — эрмитово сопряжение; \mathbf{R}_0 — корреляционная матрица собственных шумов; $\mathbf{n}_{\text{вх}}(t, x)$ — вектор-столбец помехового сигнала, который по аналогии с (3) равен

$$\mathbf{n}_{\text{вх}}(t, x) = N_v(x) \dot{n}(t), \quad (6)$$

где $\dot{n}(t) = \tilde{\alpha}_0 \dot{N}_{\text{прд}}(t - \tau_0) e^{j\omega_0 t}$ — временная структура помехи; $\dot{N}_{\text{прд}}(t)$ — комплексная огибающая помехового сигнала; $N_v(x)$ — пространственная структура помехи, записываемая как

$$N_v^T(x) = \left(\tilde{A}_{00}(-x) e^{j\tilde{\Phi}_{00}(-x)} \quad \tilde{A}_{00}(0) e^{j\tilde{\Phi}_{00}(0)} \quad \tilde{A}_{00}(x) e^{j\tilde{\Phi}_{00}(x)} \right), \quad (7)$$

где $A_{00}(x) = |F_0^2(\theta_{0x}) e^{-j\beta d_{0x}}|$ — амплитудное распределение ЭМВ, создаваемое от передатчика №2 но с учётом характеристики направленности антенн приёмной РЛАР; $\Phi_{00}(x) = \arg(F_0^2(\theta_{0x}) e^{-j\beta d_{0x}})$ — фазовое распределение ЭМВ на приёмной стороне.

Считая, что пространственные структуры полезного $S_a(x)$ и помехового $N_v^T(x)$ сигналов являются неслучайными функциями времени, можно записать, что

$$\mathbf{R}_{\text{пом}} = N_v(x) N_v^H(x) P_{\text{пом}}, \quad (8)$$

где $P_{\text{пом}}$ — средняя мощность помехового сигнала. В свою очередь нетрудно показать, что при условии, когда собственный шум каждого из каналов является квазибелым гауссовским шумом (КГШ), корреляционная матрица собственных шумов будет иметь вид

$$\mathbf{R}_0 = \overline{\mathbf{n}_0(t, x)\mathbf{n}_0^H(t, x)} = \mathbf{I}\sigma_0^2, \quad (9)$$

где $\mathbf{n}_0^T(t, x) = [\dot{N}_{01}(t) \quad \dot{N}_{00}(t) \quad \dot{N}_{02}(t)]$ — вектор-столбец собственных шумов каналов приёмной РЛАР; $\dot{N}_{0i}(t)$ — комплексная огибающая КГШ) в i -м канале РЛАР, $i = 0, 2$; \mathbf{I} — единичная матрица; σ_0^2 — средняя мощность собственных шумов канала приёмной РЛАР, которая равна

$$\sigma_0^2 = kT_{\text{ш}}\Delta f, \quad (10)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·К; $T_{\text{ш}}$ — шумовая температура приёмного тракта.

С учётом выражений (5)-(10), ВВК оптимальной пространственной обработки можно представить как

$$\mathbf{w}_{opt} = \frac{\mu}{\sigma_0^2} \left(\mathbf{I} - \frac{h\mathbf{N}_v(x)\mathbf{N}_v^H(x)}{1+hM} \right) \mathbf{S}_\alpha(x), \quad (11)$$

где $h = P_{\text{п}}/\sigma_0^2$ — отношение мощности помехового сигнала от передатчика №2 к мощности собственных шумов в канале приёмной РЛАР.

При условии отсутствия внешних помеховых сигналов, выражение (11) преобразуется к виду

$$\mathbf{w}_{0opt} = \frac{\mu}{\sigma_0^2} \mathbf{S}_\alpha(x). \quad (12)$$

Коэффициент ослабления полезного сигнала от передатчика №1, обусловленный пространственной обработкой радиосигнала в 1-м БПО при выделении этого сигнала и подавления помехового от передатчика №2 равен

$$K_{\text{осл}} = 20 \lg \left| \frac{\dot{s}_{\text{ВЫХО}}(t, x)}{\dot{s}_{\text{ВЫХ}}(t, x)} \right| = -20 \lg(1 - \rho_{\text{ав}}^2(x)), \quad (13)$$

где $\dot{s}_{\text{ВЫХО}}(t, x) = \mathbf{w}_{0opt}^H \mathbf{s}_{\text{ВХ}}(t, x)$ — полезный сигнал после пространственной обработки на фоне собственного шума приёмной РЛАР; $\rho_{\text{ав}}(x) = |\mathbf{S}_\alpha^H(x)\mathbf{N}_v(x)|/M$ — функция рассогласования неслучайных пространственных структур полезного и помехового сигналов, описывающая степень отличия формы их фазовых фронтов друг от друга в произвольной точке X раскрыва приёмной стороны.

Коэффициент подавления помехового сигнала в 1-м БПО после оптимальной пространственной обработки аналогично (13) равен

$$K_{\text{под}} = 20 \lg \left| \frac{\dot{n}_{\text{ВЫХО}}(t, x)}{\dot{n}_{\text{ВЫХ}}(t, x)} \right| = 20 \lg(1 + hM), \quad (14)$$

где $\dot{n}_{\text{ВЫХ}0}(t, x) = \mathbf{w}_{0opt}^H \mathbf{n}_{\text{ВХ}}(t, x)$ — помеховый сигнал на выходе 1-го БПО при пространственной обработке на фоне собственного шума;

$\dot{n}_{\text{ВЫХ}}(t, x) = \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{n}_{\text{ВХ}}(t, x)$ — помеховый сигнал на выходе 1-го БПО при пространственной обработке согласно (11). Как видно из выражения (12), коэффициент подавления помехового сигнала при оптимальной пространственной обработке не зависит от формы фазового фронта ЭМВ этого сигнала и определяется числом антенных элементов M и превышением по мощности над уровнем собственных шумов.

Отношение мощности сигнала от передатчика №1 к сумме мощностей помехового сигнала от передатчика №2 и собственных шумов на выходе приёмной РЛАР после оптимальной пространственной обработки

$$Q = \frac{P_{\text{СИГН.ВЫХ}}}{P_{\text{ПОМ.ВЫХ}} + P_{\text{ОВЫХ}}}, \quad (15)$$

где $P_{\text{СИГН.ВЫХ}} = \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{s}_{\text{ВХ}}(t, x) \mathbf{s}_{\text{ВХ}}^H(t, x) \mathbf{w}_{opt}$ — мощность полезного сигнала после пространственной обработки; $P_{\text{ПОМ.ВЫХ}} = \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{n}_{\text{ВХ}}(t, x) \mathbf{n}_{\text{ВХ}}^H(t, x) \mathbf{w}_{opt}$ — мощность помехового сигнала после пространственной обработки;

$P_{\text{ОВЫХ}} = \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{n}_0(t, x) \mathbf{n}_0^H(t, x) \mathbf{w}_{opt}$ — мощность собственных шумов после пространственной обработки. В итоге получим, что

$$Q = \frac{Q_{\text{СИШ}} \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{S}_\alpha(x) \mathbf{S}_\alpha^H(x) \mathbf{w}_{opt}}{h \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{N}_v(x) \mathbf{N}_v^H(x) \mathbf{w}_{opt} + \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{w}_{opt}}, \quad (16)$$

где $Q_{\text{СИШ}}$ — отношение сигнал/шум на входе приёмника без пространственной обработки (то есть, когда имеется одна передающая антенна и одна приёмная антенна на радиолинии БТС) при чём $Q_{\text{СИШ}[\text{дБ}]} \geq Q_{\text{СИШ} \min[\text{дБ}]}$, где для QAM-64 $Q_{\text{СИШ} \min[\text{дБ}]} = 33$ дБ — минимальное отношение сигнал/шум, при котором обеспечивается требуемая вероятность ошибки на выходе демодулятора приёмника (например, в системах цифрового телевидения $BER = 2 \cdot 10^{-4}$).

Результаты моделирования

На рис.1-2 построены графики зависимости коэффициента ослабления полезного сигнала согласно (13) в зависимости от дальности d между передающей и приёмной частями системы БТС для различных размеров базы приёмной РЛАР (кривая 1 для $x = 5$ м; кривая 2 для $x = 10$ м; кривая 3 для $x = 15$ м) при размере базы передающей эквидистантной РЛАР, равной $L_{\text{прд}} = 5$ м (рис.1), $L_{\text{прд}} = 10$ м (рис.2). Параметр h принят равным 10000.

На рис.3-4 построены графики зависимости коэффициента ослабления полезного сигнала согласно (13) в зависимости от размера базы x эквидистантной приёмной РЛАР для различных дальностей d между (кривая 1

для $d = 5$ км; кривая 2 для $d = 10$ км; кривая 3 для $d = 15$ км) при размере базы передающей эквидистантной РЛАР, равной $L_{\text{прд}} = 5$ м (рис.3), $L_{\text{прд}} = 10$ м (рис.4).

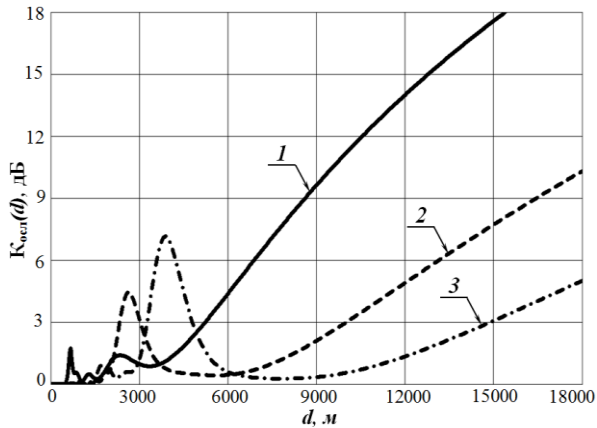


Рис.1 Коэффициент ослабления полезного сигнала в зависимости от дальности d при $L_{\text{прд}} = 5$ м

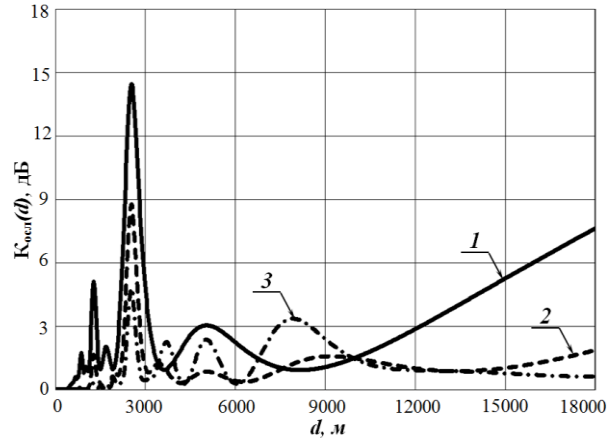


Рис.2 Коэффициент ослабления полезного сигнала в зависимости от дальности d при $L_{\text{прд}} = 10$ м

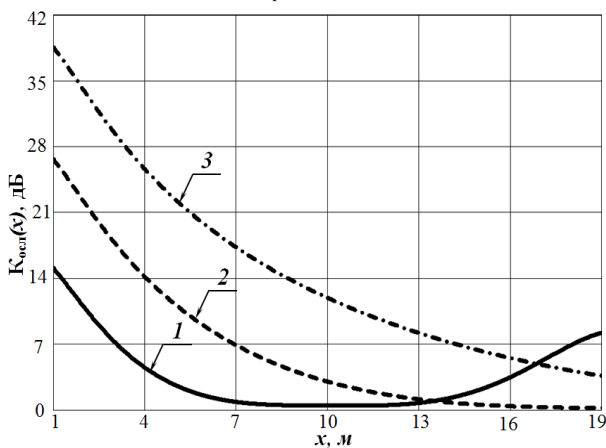


Рис.3 Коэффициент ослабления полезного сигнала от размера базы x приёмной РЛАР при $L_{\text{прд}} = 5$ м

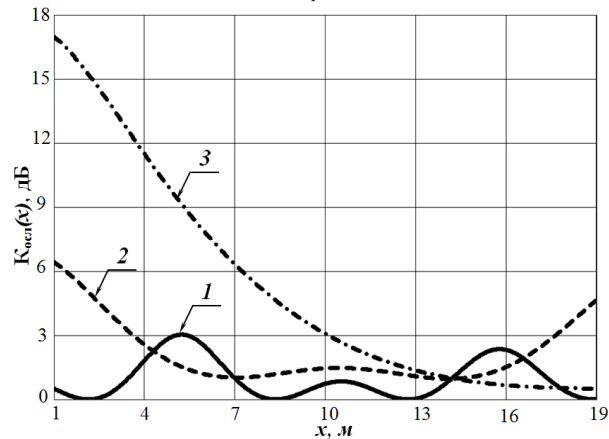


Рис.4 Коэффициент ослабления полезного сигнала от размера базы x приёмной РЛАР при $L_{\text{прд}} = 10$ м

На рис.5-6 построены графики зависимости отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) согласно (16) в зависимости от дальности d между передающей и приёмной сторонами БТС для различных размеров баз приёмной РЛАР (кривая 1 для $x = 5$ м; кривая 2 для $x = 10$ м, кривая 3 для $x = 15$ м) при различных размерах баз передающей РЛАР: $L_{\text{прд}} = 5$ м (рис.5), $L_{\text{прд}} = 10$ м (рис.6) при $Q_{\text{СШ}}[\text{дБ}] = 40$ дБ.

На рис.7-8 построены графики зависимости отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) согласно (16) в зависимости от размера базы x приёмной РЛАР для различных дальностей d между передающей и приёмной сторонами (кривая 1 для $d = 5$ км; кривая 2 для $d = 10$ км, кривая 3 для

$d=20$ км) при різних размерах баз передающей РЛАР: $L_{\text{прд}} = 5$ м (рис.7), $L_{\text{прд}} = 10$ м (рис.8) при $Q_{\text{СШ}}[\text{дБ}] = 40$ дБ.

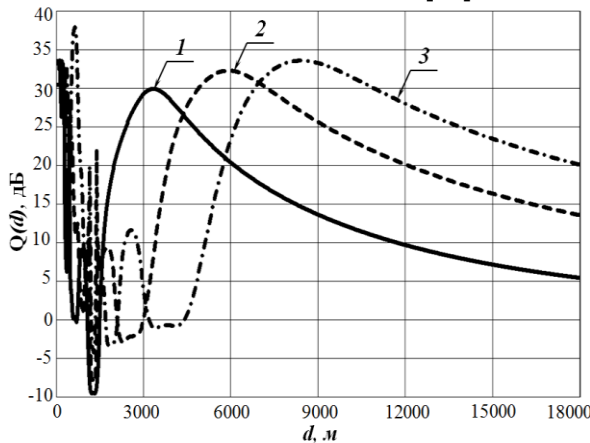


Рис.5 График зависимости ОСПП в зависимости от дальности d при $L_{\text{прд}} = 5$ м

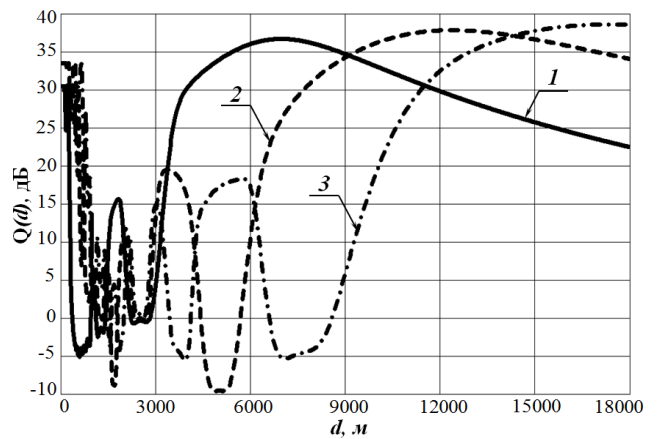


Рис.6 График зависимости ОСПП в зависимости от дальности d при $L_{\text{прд}} = 10$ м

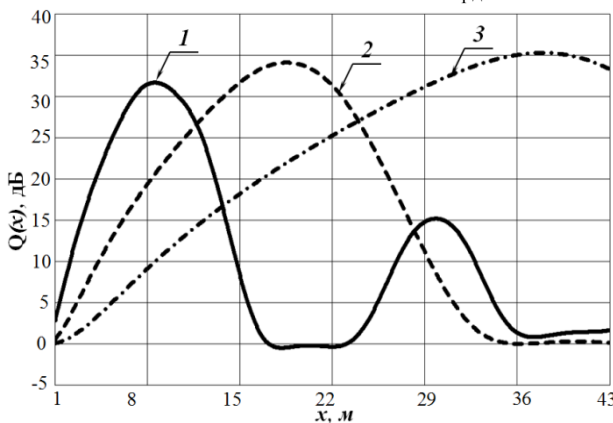


Рис.7 График зависимости ОСПП в зависимости от размера базы x приёмной РЛАР при $L_{\text{прд}} = 5$ м

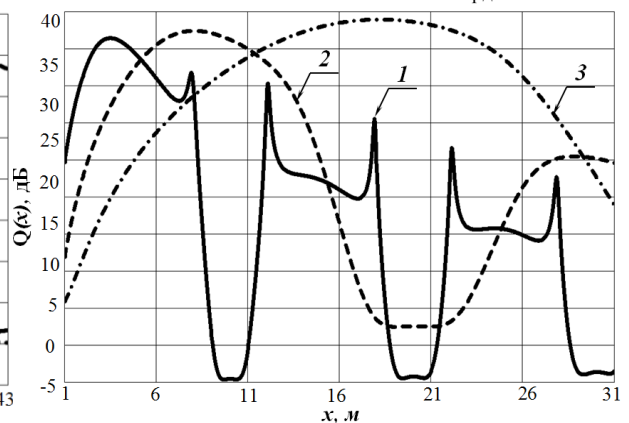


Рис.8 График зависимости ОСПП в зависимости от размера базы x приёмной РЛАР при $L_{\text{прд}} = 10$ м

Из анализа графиков на рис.1-2 видно, что с увеличением дальности d между передающей и приёмной сторонами БТС при фиксированных значениях баз передающей и приёмной РЛАР коэффициент подавления полезного сигнала увеличивается, поскольку отличия в форме фазовых фронтов полезного и помехового сигналов на раскрыве приёмной РЛАР уменьшаются, а сами фазовые фронты согласно [4] приближаются к плоским. Графики, изображенные на рис.3-4 свидетельствуют о том, что при выбранных дальности d и размере базы передающей РЛАР, коэффициент ослабления с увеличением базы приёмной РЛАР уменьшается, однако при определённых условиях наблюдается и его увеличение. Графики ОСПП, построенные на рис.5-6 показывают, что при фиксированных значениях размеров баз приёмной и передающей РЛАР максимальное значение ОСПП достигается при определенной оптимальной дальности d между передающей и приёмной сторонами БТС, причём это ОСПП всегда мень-

ше исходного (т.е. ОСПШ без пространственной обработки): например, согласно рис.5 ($L_{\text{грд}} = 5$ м) при $x = 5$ м $Q_{\text{max}} = 30$ дБ (а надо минимум 33 дБ для QAM-64) для $d \approx 3,5$ км; при $x = 10$ м $Q_{\text{max}} = 32,5$ дБ для $d \approx 6$ км; при $x = 15$ м $Q_{\text{max}} = 33,5$ дБ для $d \approx 8,5$ км. Согласно рис.7-8 с увеличением размера базы передающей РЛАР максимальные значения ОСПШ после пространственной обработки больше $Q_{\text{СПШ min [дБ]}} = 33$ дБ, что очевидно связано с возрастанием различия в кривизне фазовых фронтов ЭМВ от различных передатчиков на раскрыве приёмной РЛАР.

Выводы

Результаты моделирования показывают, что за счёт различия в кривизне фазовых фронтов ЭМВ с помощью алгоритмов оптимальной пространственной обработки сигналов в приёмной РЛАР осуществляется разделение друг от друга двух радиосигналов, источники которых расположены на одном пеленге и дальности, работающих в одном частотном диапазоне, т.е. дискриминацию ИРИ по форме фазового фронта ЭМВ. Кроме того, результаты моделирования показывают, что максимальная эффективность пространственной обработки в приёмной РЛАР достигается только в том случае, когда при известной дальности d между передающей и приёмной сторонами размеры баз РЛАР подобраны таким образом, что ОСПШ на входе приёмника после пространственной обработки превышает минимально требуемое ОСПШ для выбранного вида модуляции.

Литература

1. Ильченко М. Е. Использование метода комбинированной модуляции в микроволновых телекоммуникационных системах передачи данных / М. Е. Ильченко, Т. Н. Нарытник, В. М. Илюшко // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. — 2009. — № 2 (36). — С. 71—77.
2. Нарытник Т. Н. Использование двухуровневой модуляции КАМ-ЧМ в системе МИТРИС / Т. Н. Нарытник, А. И. Семенко // *Наукові записки УНДІЗ*. — 2010. — №1(13). — С. 31—36.
3. Нарытник Т. М. Дослідження можливості передачі сигналу COFDM радіорелейною лінією / Т. М. Нарытник // *Наукові вісті НТУУ «КПІ»*. — 2011. — №5. — С.7—10.
4. Якорнов Є. А. Теоретичний аналіз можливості використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону / Є. А. Якорнов, М. О. Коломицев, Г. Л. Авдєєнко, О. Ю. Лаврінєнко // *Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. — 2012. — № 48. — С. 84—96.
5. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер; пер. с англ. — М. : Радио и связь, 1986. — 448 с.

References

1. Pchenko M. E, Narytnik T. N, Ilyushko V. M. Ispolzovanie metoda kombinirovannoi moduljatsii v mikrovolnovykh telekommunikatsionnyh sistemah peredachi dannykh // *Radioelektronni i kompiuterni systemy*, 2009, № 2 (36), pp.71–77.
2. Narytnik T. N, Semenko A. I. Ispolzovanie dvukhurovnevoi moduliatsii КАМ-ЧМ v sisteme MITRIS // *Naukovi zapysky UNDIIZ*, 2010, №1(13), pp.31-36.

3. Narytnik T. M. Doslidzhennia mozhlyvosti peredachi sygnalu COFDM radioreleinoiu liniieiu. Naukovi visti NTUU «KPI», 2011, №5, pp. 7–10.

4. Yakornov Ye. A., Kolomytsev M. O., Avdieienko H. L., Lavrinenko O. Yu. Teoretychnyi analiz mozhlyvosti vykorystannia fizychnogo yavlyshcha kryvyzny fazovogo frontu elektromagnitnoi hvyli v statsionarykh systemakh radiozviazku nadvysokochastotnogo diapazonu. Visnyk NTUU “KPI”. Ser. Radiotekhnika. Radioaparatabuduvannia, 2012, № 48, pp. 84–96.

5. Monzingo R. A., Miller T. U. Adaptivnye antennye reshetki: Vvedenie v teoriyu. M. : Radio i svjaz', 1986, 448 p.

Авдеєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Розрахунок показників ефективності оптимальної просторової обробки сигналів для радіолінії стаціонарної бездротової телекомунікаційної системи. Відображені теоретичні результати ефективності застосування оптимальної просторової обробки двох радіосигналів на приймальній стороні радіолінії бездротової телекомунікаційної системи при дискримінації радіосигналів двох передавачів, що працюють одночасно на одній частоті й тому самому виді поляризації по кривизні фронту електромагнітної хвилі, отримані на основі аналізу коефіцієнта ослаблення корисного сигналу, коефіцієнта придушення завади й відношення сигнал/(завада+шум).

Ключові слова: фазовий фронт, розріджена лінійна антенна решітка, просторова обробка.

Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. Отображены теоретические результаты эффективности применения оптимальной пространственной обработки двух радиосигналов на приёмной стороне радиолинии беспроводной телекоммуникационной системы при дискриминации радиосигналов двух передатчиков, работающих одновременно на одной частоте и одном и том же виде поляризации по кривизне фронта электромагнитной волны, полученные на основе анализа коэффициента ослабления полезного сигнала, коэффициента подавления помехи и отношения сигнал/(помеха+шум).

Ключевые слова: фазовый фронт, разреженная линейная антенная решетка, пространственная обработка

Avdieienko H. L., Yakornov Ye. A. Optimal spatial processing effectiveness indexes calculation for fixed wireless communication system radiolink.

Introduction. The effectiveness of the theoretical results of optimal spatial processing of two radio signals at the receiving side of wireless communication system with two radio signals which operating simultaneously on the same frequency and same polarization using the curvature of the electromagnetic waves phase front produced on the basis of analysis of attenuation signal coefficient, interference rate suppression and signal-to-noise ratio are shown.

Formulation of the problem. Initial data and wireless communication system configuration for research are described.

Simulation results. Signal-of-interest attenuation index and signal-to-interference plus noise parameter calculation for sparse linear antenna array (SLAA) are presented.

Conclusions. There is relationship between parameters of transmit and receive SLAA for optimal spatial signal processing in the wireless communication system.

Keywords: phase front, sparse linear antenna array, spatial processing.