

**ТЕХНІКА ТА ПРИСТРОЇ НВЧ ДІАПАЗОНУ.
АНТЕННА ТЕХНІКА**

УДК 621.391

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ
ПРИМЕНЕНИЯ ФИЗИЧЕСКОГО ЯВЛЕНИЯ КРИВИЗНЫ
ФАЗОВОГО ФРОНТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ В
СТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ
СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА**

*Якорнов Е.А., к.т.н, проф., Коломыцев М.А. к.т.н, доцент,
Авдеенко Г.Л., Лавриненко О.Ю.*

*Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт", г. Киев, Украина*

Введение

В известных работах [1, 2] показана возможность практического применения физического явления кривизны фазового фронта электромагнитной волны (ЭМВ) в различных радиотехнических системах (в первую очередь радиолокации и акустике) с целью решения определённого круга научно-технических задач. Примерами подобных задач являются процедуры коррекции весовых коэффициентов каналов цифровой фазированной антенной решетки (ЦФАР), обусловленной неидентичностью их амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных характеристик (ФЧХ) по опорному источнику радиосигнала, расположенному в ближней зоне этой ЦФАР [2] или фокусировке ЦФАР радиолокационной станции (РЛС) в зону Френеля [1] с целью создания в этой зоне ЭМВ, амплитудное и фазовое распределение которой идентично ЭМВ в дальней зоне (зоне Фраунгофера). Такой подход в свою очередь позволяет оценить помехозащищенность данной РЛС при подавлении сосредоточенных источников помехового радиоизлучения по боковым лепесткам ЦФАР не прибегая к выносу этих источников на десятки-сотни километров, что практически очень неудобно (а иногда и невозможно), а располагая их в зоне Френеля ЦФАР РЛС.

В работе [3] дан теоретический анализ использования кривизны фазового фронта ЭМВ источника радиоизлучения (ИРИ) для решения практически важной задачи пространственной селекции с помощью трёхэлементной разреженной антенной решетки (РАР), состоящей из идентичных элементов, радиосигнала от источника полезного сигнала на фоне радиосигнала от источника помех при условии нахождения обоих источников на одном пеленге, но на разных дальностях, использующих для работы одновременно один и тот же диапазон радиочастот и вид поляризации с приме-

нением в качестве алгоритма вычисления весовых коэффициентов каналов РАР уравнение Винера-Хопфа. При этом сигналы обоих источников де-факто считались узкополосными. Показано, что чем сильнее отличия в форме фазовых фронтов (количественно оцениваемых величиной фазового сдвига несущего колебания между крайним и центральным антенными элементами РАР), тем меньшее ослабление по уровню при подавлении радиопомехи претерпевает полезный радиосигнал, причём степень подавления радиопомехи тем выше, чем больше отношение помеха/сигнал. При этом эффекты многолучёвого распространения радиоволн и влияние неоднородностей среды распространения не брались во внимание.

В работе [4] рассматривается вопрос влияния сферичности фазового фронта на ошибку измерения РЛС координат точечных ИРИ, а также алгоритмы пространственно-временной обработки при активной радиолокации в сравнении со случаем наличия только плоского волнового фронта.

Кроме того, в работе [5] показана необходимость обязательного осуществления операции компенсации сферичности фазового фронта ЭМВ радиосигнала, отраженного от поверхности Земли в приемнике РЛС обзора поверхности Земли с синтезированием апертуры с целью формирования остронаправленной характеристики направленности (ХН) антенны, установленной на самолёт. Такая операция в свою очередь позволяет повысить точность и качество получения радиолокационного снимка объектов на поверхности Земли.

В работе [6] показана возможность использования различий в кривизне фазовых фронтов акустических волн для выделения источника акустического сигнала, находящегося в зоне Френеля эквидистантной линейной антенной решетки (АР), элементами которой являются микрофоны, путём фокусировки АР в точку расположения этого источника или в некоторую область пространства зоны Френеля, обладающую протяжённостью по пеленгу и дальности, но в которой находится этот источник. При этом уровень сигнала на пеленге $\theta = 0^\circ$ от этого источника за границами зоны фокусировки на 15-25 дБ ниже по сравнению со случаем, если бы фокусировка производилась в дальнюю зону, что создаёт возможность по обеспечению подавления на приемной стороне источников акустического шума, расположенных в дальней зоне АР для случая расположения полезного и помехового источников акустического излучения на одном пеленге, но разных дальностях. В той же работе показана возможность подавления методом оптимальной пространственной обработки по критерию минимума среднеквадратической ошибки помехового сигнала, расположенного в дальней зоне на одном пеленге с источником полезного сигнала не менее чем на 20 дБ при ослаблении последнего не более, чем на 0,5-1 дБ, то есть обеспечивается дискриминация источника помехи по дальности, обусловленная отличиями в форме фазовых фронтов источников акустического излучения

(полезного и помехового).

Постановка задачи исследования

Проанализируем возможность применения указанного физического явления сферичности фазового фронта ЭМВ ИРИ для решения телекоммуникационных задач, а именно создания возможных условий для повторного использования частотного спектра в радиолиниях стационарных систем радиосвязи (ССР) сверхвысокочастотного диапазона, например радиорелейных линий связи для передачи радиосигналов от двух ИРИ, расположенных в отличие от работ [3, 4] на одном пеленге и на одной дальности, т.е в одном пункте. Актуальность решения такой задачи (которая, очевидно, эквивалентна задаче повышения канальной ёмкости) продиктована всесторонним развитием современных телекоммуникационных систем и сетей, требующих для улучшения существующих и внедрения новых высококачественных телекоммуникационных услуг высоких скоростей передачи данных, особенно между сетевыми узлами (базовыми станциями) в крупных мегаполисах и на магистральных линиях радиосвязи. Согласно формулы Шеннона, решение этой задачи может быть обеспечено путём либо увеличения используемой полосы радиочастот каналов без изменения вида модуляции или применением методов многопозиционной манипуляции цифровых сигналов (КАМ-64, КАМ-256) без существенного изменения полосы радиочастот. Однако в последнем случае, получившем широкое применение на практике, в первую очередь ухудшается помехоустойчивость ССР, приводящая к необходимости либо повышения энергетического потенциала радиолинии (за счёт увеличения мощности передатчика или коэффициента усиления антенн на приёмной и передающей сторонах, применения фидерных линий с меньшими потерями, повышения чувствительности приёмных устройств) либо уменьшении длины пролёта ССР при неизменном значении этого потенциала. Указанное говорит о целесообразности дальнейшего поиска способов надежного повторного использования выделенных для ССР радиочастотных полос путём улучшения существующих и поиска новых физических признаков (свойств) ЭМВ ИРИ, по которым осуществляется селекция радиосигналов на приемной стороне.

Основная идея, на которой базируется предлагаемый метод, основан на совместном применении пространственной обработки сигналов в РАР передающей части радиосистемы для формирования ЭМВ двух независимых друг от друга источников информации, излучающих одновременно радиосигналы в одном и том же радиочастотном диапазоне и с одним и тем же видом поляризации, но имеющих в качестве отличительного физического признака, используемого для селекции на приёмной стороне, различную форму фазового фронта (сигналы первого источника – плоский фронт или близкий к нему, второго – сферический фронт или любой другой отличный от плоского или оба источника со сферическими или неплоскими фронта-

ми, обладающих различной кривизной) и пространственной обработки (селекции) сигналов на приёмной стороне с целью разделения сигналов с различными формами фазового фронта друг от друга с наименьшими энергетическими потерями и максимальной развязкой друг относительно друга. Однако для реализации этого метода необходимо в первую очередь проанализировать амплитудное и фазовое распределение поля на непрерывном раскрытии приёмной части радиосистемы, чтобы убедиться в возможности создания кривизны фазового фронта с помощью передающей РАР, а после переходить к синтезу алгоритмов пространственной обработки в дискретной приёмной РАР, являющейся, по сути, частным случаем непрерывного раскрытия.

Основные допущения и ограничения при исследовании

На начальном этапе анализа обработки сигналов по кривизне фазового фронта введём следующие ограничения:

1. среда распространения радиоволн (РРВ) между передатчиком и приёмником является однородной и изотропной; флуктуации фазы равны нулю $\sigma_\phi^2 = 0$, т.е. считается, что форма фазового фронта ЭМВ ИРИ при РРВ на трассе не искажается;

2. предполагается отсутствие влияния эффекта многолучёвости на трассе РРВ на уровень сигнала в тракте приёма;

3. в области первой зоны Френеля отсутствуют экранирующие препятствия;

4. не учитываются случайные ошибки амплитудно-фазового распределения в раскрытии РАР передающей части и непрерывном раскрытии приёмной части;

5. также предполагается, что расстояние, на которое разнесены между собой антенные системы передающей и приёмной частей (ССР) удовлетворяет условию нахождения последней в зоне Френеля передающей РАР, то есть

$$D_{\text{Б.з.ПРД}} \ll D \ll D_{\text{Д.з.ПРД}} \quad (1)$$

где $D_{\text{Б.з.ПРД}} = 0.62\sqrt{L_{\text{р1}}^3/\lambda}$ и $D_{\text{Д.з.ПРД}} = 2L_{\text{р1}}^2/\lambda$ – граница ближней и дальней зоны для РАР передающей части ССР, причём $L_{\text{р1}} = (M - 1)L_1 + D_{\text{А.ПРД}}$ – длина раскрытия РАР, $D_{\text{А.ПРД}}$ – диаметр передающей антенны, M – число антенн;

6. Источники радиоизлучения (антенные элементы РАР) будем считать точечными, поскольку отношение диаметра к расстоянию между передающей и приёмной частями радиосистемы много меньше единицы.

Расчёт законов амплитудного и фазового распределения ЭМВ на непрерывном раскрытии приёмной части

Для получения ответа на вопрос, будет ли фазовый фронт ЭМВ обладать кривизной на раскрытии антенной системы приёмной стороны, выполним расчёт законов амплитудного и фазового распределения поля на этом

раскрыве для случая использования синфазной трёхэлементной РАР, считая, что в первом приближении раскрыв (апертура) непрерывная, то есть не является дискретной линейной РАР. Если закон распределения фазы окажется линейным, то следовательно фазовый фронт будет плоским, иначе – обладать кривизной, в частном случае сферичностью.

Руководствуясь рис.1 можно записать, что углы, под которыми ЭМВ от каждой из 3-х антенн передающей стороны поступают в произвольную точку X апертуры приёмной части (центром отсчёта координаты точки апертуры приёмной части является точка т.О.) будут равны

$$\theta_{0x}(x) = \arctg\left(\frac{x}{d}\right), \theta_{1x}(x) = \arctg\left(\frac{L_{\text{прд1}} - x}{d}\right), \theta_{2x}(x) = \arctg\left(\frac{L_{\text{прд2}} + x}{d}\right).$$

Очевидно, что в точке X суммарное поле может быть представлено как интерференция ЭМВ от разных антенн РАР, то есть

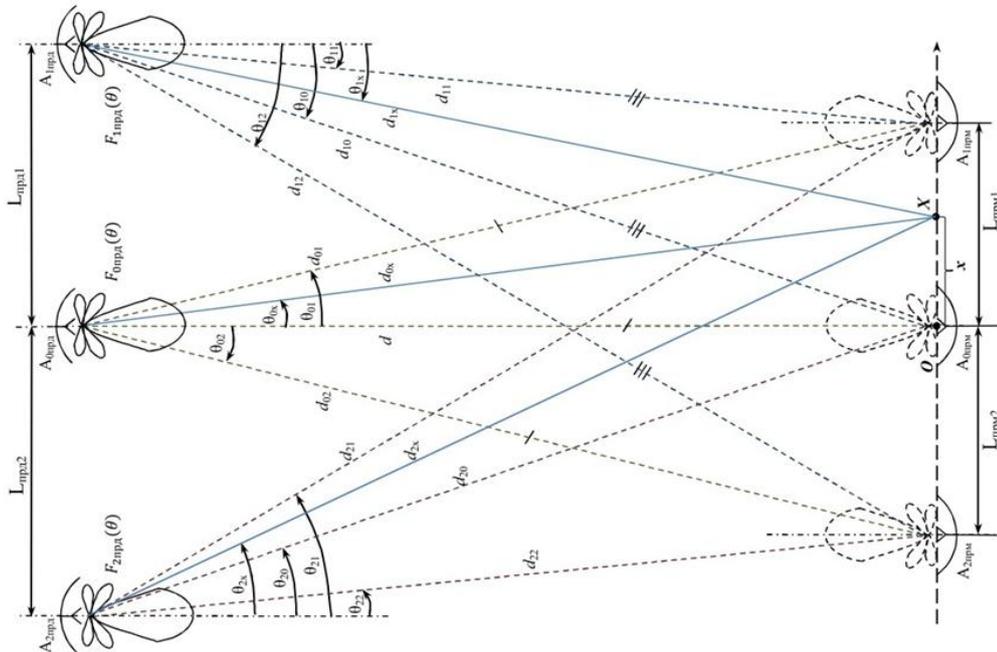


Рис.1. Схематический рисунок РАР передающей части и непрерывного раскрыва приёмной части радиосистемы

$$\begin{aligned} \dot{s}_0(t, x) = & \alpha_0 \dot{s}_{\text{прд}}(t - d_{0x}(x)/c) \cdot F_{0\text{прд}}(\theta_{0x}(x)) + \alpha_1 \dot{s}_{\text{прд}}(t - d_{1x}(x)/c) \cdot F_{1\text{прд}}(\theta_{1x}(x)) + \\ & + \alpha_2 \dot{s}_{\text{прд}}(t - d_{2x}(x)/c) \cdot F_{2\text{прп}}(\theta_{2x}(x)) = \sum_{i=0}^2 \alpha_i \dot{s}_{\text{прд}}(t - d_{ix}(x)/c) \cdot F_{i\text{прд}}(\theta_{ix}(x)) \end{aligned} \quad , (2)$$

где $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ - безразмерные коэффициенты, учитывающие потери энергии на трассе РРВ (а именно в свободном пространстве за счет расходимости волнового фронта ЭМВ, поглощения в гидрометеорах, несоответствия поляризаций приёмной и передающей антенн и т.п). Делая допущение о том, что условия РРВ для различных лучей передающей части одинаковы, справедлива запись $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2$; $\dot{s}_{\text{прд}}(t) = \dot{S}_{\text{прд}}(t) e^{j\omega_0 t}$ - комплексная за-

пись временной формы полезного сигнала на передающей стороне; $\dot{S}_{np\phi}(t) = S_{np\phi}(t)e^{j\Psi(t)}$ - комплексная огибающая полезного сигнала, $S_{np\phi}(t)$, $\Psi(t)$ - действительная огибающая полезного сигнала и закон изменения её фазы; ω_0 - несущая частота; $d_{0x}(x)$, $d_{1x}(x)$, $d_{2x}(x)$ - расстояние до точки X от соответствующих антенн передающей части, которые согласно рис.1 могут быть вычислены по следующим формулам

$$d_{0x}(x) = \sqrt{x^2 + d^2}, \quad d_{1x}(x) = \sqrt{(L_{np\phi 1} - x)^2 + d^2}, \quad d_{2x}(x) = \sqrt{(L_{np\phi 2} + x)^2 + d^2}$$

В дальнейшем, для простоты изложения математических выкладок переменную x в скобках опускается.

Предполагая, что на раскрытие антенной системы приёмной части, то есть в пределах координат $(-L_{np\phi 2}, +L_{np\phi 1})$ справедливо условие пространственно-временной узкополосности сигналов [4], то есть

$$\left| \frac{d_{02} - d_{01}}{c} \right| \ll \frac{1}{\Delta f}, \quad \left| \frac{d_{12} - d_{11}}{c} \right| \ll \frac{1}{\Delta f}, \quad \left| \frac{d_{22} - d_{21}}{c} \right| \ll \frac{1}{\Delta f},$$

где Δf - ширина спектра радиосигнала, излучаемого в эфир, можно записать, что комплексные огибающие полезного сигнала от разных антенн передающей стороны в точке X почти что идентичны

$$\dot{S}_{np\phi}(t - d_{0x}/c) \approx \dot{S}_{np\phi}(t - d_{1x}/c) \approx \dot{S}_{np\phi}(t - d_{2x}/c), \quad (3)$$

что эквивалентно условию $d_{0x} \approx d_{1x} \approx d_{2x} \approx d$.

Выполнение условия (3) позволяет выполнить математическую операцию факторизации (разделения) пространственной и временной структур сигнала (2) независимо друг от друга, то есть перейти к записи вида

$$\dot{s}_0(t, x) = \alpha_0 \dot{S}_{np\phi}(t - d/c) \left(\sum_{i=0}^2 F_{impd}(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}} \right) = \alpha_0 \dot{S}_{np\phi}(t - d/c) A(x) e^{j\Phi(x)}, \quad (4)$$

где $e^{-j\beta d_{ix}} = e^{-j \frac{\omega_0 d_{ix}}{c}}$ - множитель, учитывающий набег фазы несущего колебания вдоль трассы РРВ при поступлении сигнала в точку X.

Согласно (4) амплитудное распределение ЭМВ на непрерывном раскрыве АР будет описываться как

$$A(x) = \left| \sum_{i=0}^2 F_{impd}(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}} \right| = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^2 F_{impd}(\theta_{ix}) \cos(\beta d_{ix}) \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^2 F_{impd}(\theta_{ix}) \sin(\beta d_{ix}) \right)^2}, \quad (5)$$

а фазовое

$$\Phi(x) = \arg \left(\sum_{i=0}^2 F_{impd}(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}} \right), \quad (6)$$

где $\arg(\cdot)$ - функция вычисления аргумента комплексного числа, изменяющаяся по определению в пределах от -180° до $+180^\circ$.

По аналогії с (5) и (6) получим, что распределение амплитуды и фазы ЭМВ на непрерывном раскрыве приёмной стороны, создаваемого только одной центральной передающей антенной (рис. 1) в зависимости от дальности между передающей и приемной сторонами.

$A_{00}(x) = |F_{0\text{прд}}(\theta_{0x})e^{-j\beta d_{0x}}| = \sqrt{(F_{0\text{прд}}(\theta_{0x})\cos(\beta d_{0x}))^2 + (F_{0\text{прд}}(\theta_{0x})\sin(\beta d_{0x}))^2}$,
а фазовое

$$\Phi_{00}(x) = \arg(F_{0\text{прд}}(\theta_{0x})e^{-j\beta d_{0x}}).$$

Анализ полученных результатов

На рис. 2,а,б по формулам (5) и (6) построены графики зависимости амплитудного и фазового распределения ЭМВ в зависимости от координаты x точки непрерывного раскрыва антенной системы приёмной стороны, если частота несущего колебания $f_0 = 15$ ГГц, размер приёмной апертуры 12 м, расстояние между передающей и приёмной частями $d = 5$ км, диаметр передающих антенн $2a = D_{\text{прд}} = 1$ м, характеристика направленности передающих антенн РАР описывается формулой [7]

$$F_{0\text{пер}}(\theta) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \left| \frac{J_1(2\pi a \sin \theta / \lambda)}{\pi a \sin \theta / \lambda} \right|$$

для трёх случаев: расстояние между излучающими антеннами $L_{\text{прд1}} = L_{\text{прд2}} = 5$ м (сплошная кривая), 10 м (штриховая), 15 м (штрихпунктирная). При этом границы дальней зоны для этих межэлементных расстояний согласно выражения (1) соответственно будут равны $D_{\text{д.з}} = 12,1$ км; 44,1 км; 96,1 км.

На рис. 3 показано тоже самое, что и на рис. 2, но для случая, когда $d = 10$ км.

На рис. 4 показано тоже самое, что и на рис. 2, но для случая, когда $d = 20$ км.

Сравнительный анализ рис. 2, рис. 3, рис. 4 показывает, что амплитудное, и, в особенности фазовое распределение ЭМВ, образованное на непрерывном раскрыве антенной системы приёмной части за счёт интерференции синфазных когерентных сигналов от передающих направленных антенн РАР при указанных расстояниях в 5 км, 10 км и 20 км далеки от линейных законов изменения. На основании этого можно считать, что фазовый фронт ЭМВ на данном раскрыве отличается по форме от плоского и, следовательно, обладает кривизной. Однако, с увеличением расстояния d , осцилляции амплитудного и фазового распределений уменьшаются и эти распределения стремятся к линейным, что эквивалентно тому, что волновой фронт как бы «выпрямляется» и в процессе РРВ приближается по форме к плоскому.

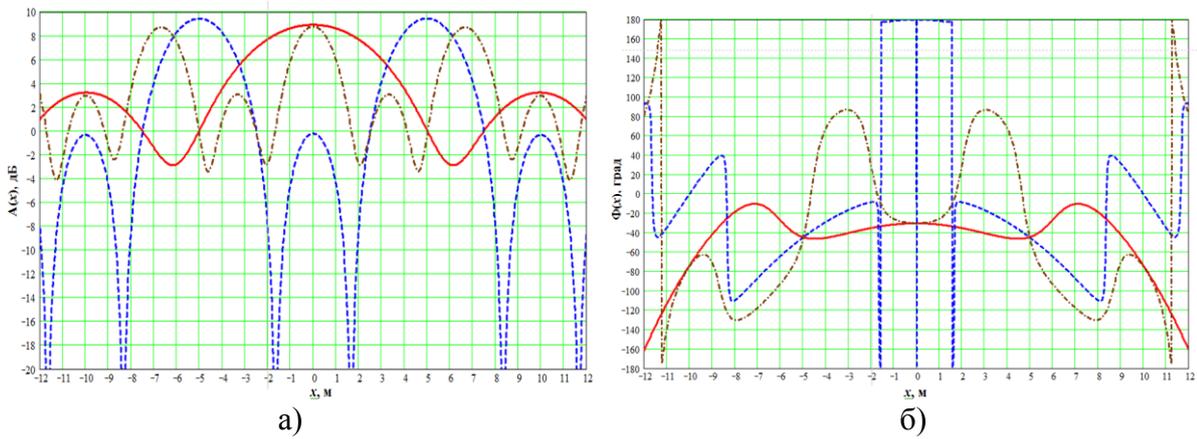


Рис.2. Графики зависимости амплитудного (а) и фазового (б) распределений ЭМВ на непрерывном раскрытии антенной системы приёмной стороны при $d = 5$ км

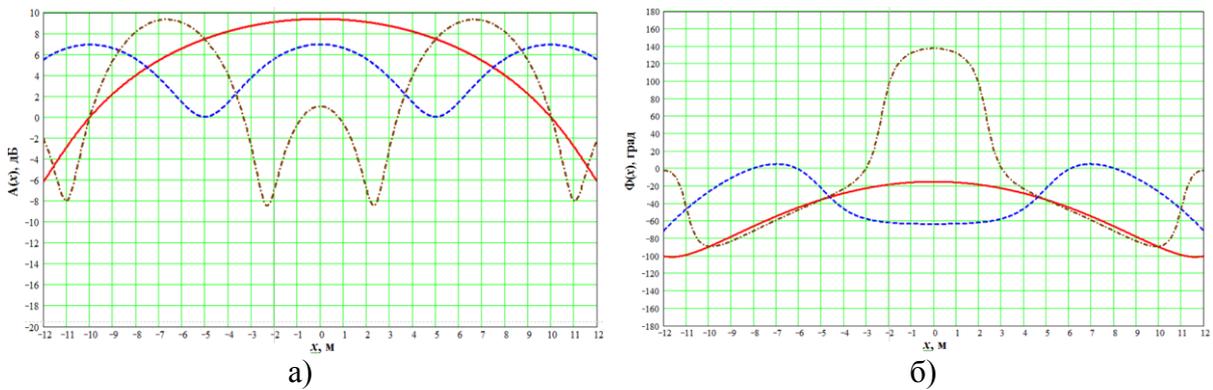


Рис.3.Графики зависимости амплитудного (а) и фазового (б) распределений ЭМВ на непрерывном раскрытии антенной системы приёмной стороны при $d = 10$ км

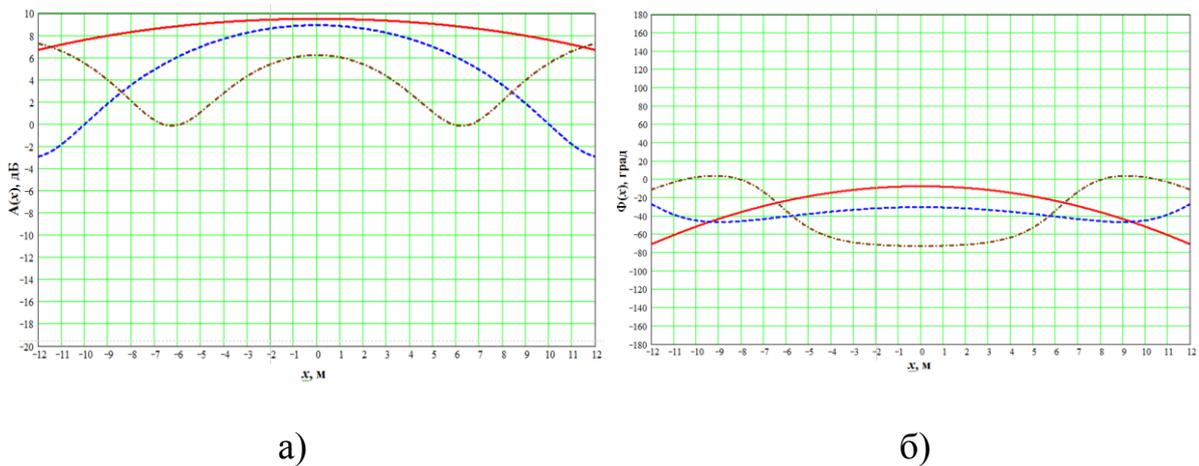


Рис.4. Графики зависимости амплитудного (а) и фазового (б) распределений ЭМВ на непрерывном раскрытии антенной системы приёмной стороны при $d = 20$ км

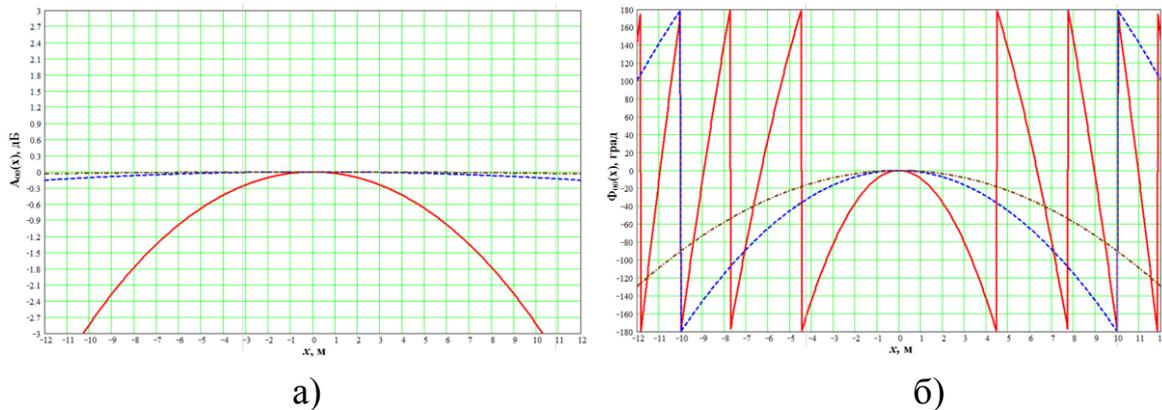


Рис.5. Графики зависимости амплитудного (а) и фазового (б) распределения ЭМВ от центральной антенны передающей стороны на непрерывном раскрытии приемной антенны в зависимости от дальности расположения приёмной антенной системы ($d = 1$ км (сплошная кривая), $d = 5$ км (штриховая), $d = 10$ км (штрих-пунктирная))

Кроме того, на рис.2,б – рис.4,б наблюдается резкий скачок фазы, обусловленный поведением функции(б). Анализ амплитудных и фазовых распределений согласно рис.5 говорит о том, что даже в случае использования одной передающей антенны на раскрытии приёмной части фазовый фронт ЭМВ от ИРИ будет тоже обладать определённой кривизной, однако для этого необходимо, чтобы эта антенна попадала в зону Френеля приёмной апертуры, т.е должно выполняться условие (1).

Выводы

Результаты моделирования показывают, что как применение передающей синфазной РАР так и просто отдельной антенны приводят к формированию кривизны фазового фронта ЭМВ на непрерывном раскрытии приёмной стороны радиосистемы, причём эта кривизна из анализа фазовых распределений в обоих случаях значительно отличается. Следовательно, это отличие и может служить признаком, по которому с помощью алгоритмов пространственной обработки сигналов в РАР, которые необходимо синтезировать, на приёмной стороне, можно осуществить разделение друг от друга двух радиосигналов, источники которых расположены на одном пеленге и дальности, работающих в одном частотном диапазоне, т.е дискриминацию по форме фазового фронта ЭМВ. Очевидно, что указанное справедливо только в случае, если приёмная часть находится в пределах зоны Френеля РАР передающей части радиосистемы, радиосигналы первого передатчика излучаются всеми элементами передающей РАР, а радиосигналы второго – только центральным элементом РАР.

Литература

1. A. Fenn "Adaptive antennas and phased arrays for radar and communications" / Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory – Artech House Inc., 2008. 389 p.
2. Слюсар В.И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне.// Известия вузов. Сер. Радио-

електроника.– 2003. – Том 46, № 1. – С. 30 – 35.

3. Никитченко В.В., Гладких С.Н., Вихлянец П.С. Анализ возможности дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта волны. Известия ВУЗов – Радиоэлектроника, 1988 г. №7. – С.58 – 60.

4. Пространственно–временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; Под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с., ил.

5. Реутов А.П. Радиолокационные станции бокового обзора. – М.: Сов.радио, 1970. – 360 с., ил.

6. Y. Zheng, R. Gourban, M. El-Tanany "Robust near-field adaptive beamforming with distance discrimination"/ IEEE Transactions on speech and audio processing, vol.12, №5, September, 2004.

7. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. Часть 2. М.: Радио и связь, 1977. – 288 с.

Якорнов Е.А., Коломицев М. А., Авдеєнко Г.Л., Лавриненко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості застосування фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону. В роботі наведені результати математичного моделювання амплітудних і фазових розподілів електромагнітної хвилі на безперервному розкриві антени приймальної сторони, що показують можливість використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі для поділу двох джерел радіовипромінювання з метою забезпечення можливості повторного використання радіочастотного ресурсу стаціонарних бездротових ліній зв'язку надвисокочастотного діапазону

Ключові слова: фазовий фронт, кривизна, розкрив, джерело радіовипромінювання, розріджена антенна решітка

Якорнов Е.А., Коломыцев М. А., Авдеенко Г.Л., Лавриненко О. Ю. Теоретический анализ возможности применения физического явления кривизны фазового фронта электромагнитной волны в стационарных системах радиосвязи сверхвысокочастотного диапазона. В работе приведены результаты математического моделирования амплитудных и фазовых распределений электромагнитной волны на непрерывном раскрыте антенны приёмной стороны, показывающие возможность использования физического явления кривизны фазового фронта электромагнитной волны для разделения двух источников радиоизлучения с целью обеспечения возможности повторного использования радиочастотного ресурса стационарных беспроводных линий связи сверхвысокочастотного диапазона

Ключевые слова: фазовый фронт, кривизна, раскрыт, источник радиоизлучения, разреженная антенная решетка.

Yakornov Ye., Kolomytsev M., Avdieienko G., Lavrinenko O. Theoretical analysis of possibility of electromagnetic wave phase front curvature physical phenomenon application in stationary microwave radio systems.

The results of mathematical modelling of electromagnetic wave amplitude and phase distributions on receive array aperture are shown. From its analysis evidently that electromagnetic wave phase front curvature theoretically can be applied for two source of radiation discrimination in stationary microwave radiolinks. This gives possibility for reusing radiowave spectrum.

Keywords: Phase front, Curvature, Aperture, Source of radiation, Sparse antenna array.