

**ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОКАНАЛА
НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ****ЧИСЕЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ РАДІОКАНАЛУ
НА ОСНОВІ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОЇ МОДЕЛІ****NUMERICAL ANALYSIS OF RADIOCHANNEL CAPACITY
ON THE BASIS OF THE ELECTROMAGNETIC MODEL**

Аннотация. Проведен численный анализ пропускной способности радиоканала на основе электродинамической модели коэффициента передачи радиолинии, которая позволяет учитывать частичное рассогласование антенн с линией передачи, поляризационное рассогласование антенн, их взаимное влияние. Полученные результаты могут быть обобщены для случая многоантенной системы на входе и выходе радиолинии при анализе пропускной способности MIMO-канала.

Анотація. Проведено чисельний аналіз пропускної здатності радіоканалу на основі електродинамічної моделі коефіцієнта передачі радіолінії, яка дозволяє враховувати часткове розузгодження антен з лінією передачі, поляризаційне розузгодження антен, їх взаємний вплив. Отримані результати можуть бути узагальнені для випадку багатоантенної системи на вході та виході радіолінії при аналізі пропускної здатності MIMO-канала.

Summary. The numerical analysis of radiochannel capacity on the basis of the electromagnetic model of radio link transmission coefficient which allowed to consider the partial mismatch of antennas with transmission line, the antenna polarization mismatch, their mutual coupling is presented. The results can be generalized for the case of multiantenna system at the radio link input and output in the analysis of MIMO-channel capacity.

Анализ способов повышения скорости передачи данных в современных системах беспроводной связи показал, что наряду с новыми передовыми методами модуляции и кодирования значительную роль в повышении их пропускной способности играет применение многоантенных систем или так называемой технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) [1]. Одной из основных проблем моделирования при проектировании MIMO-систем является то, что большинство существующих математических моделей многолучевого радиоканала не учитывают реальные физические процессы, происходящие в многолучевом канале, а также потенциальные свойства антенных систем, поэтому на практике это приводит к существенному снижению их эффективности (уменьшению скорости передачи) [2, 3]. Таким образом, востребованным направлением исследований на сегодняшний день в области моделирования MIMO-канала является усовершенствование существующих и создание новых моделей, позволяющих более точно описать MIMO-радиоканал с учетом его электродинамических свойств.

В работе [4] предложена электродинамическая модель MIMO-канала, которая основана на матрице S-параметров, учитывающей частичное рассогласование входных цепей со стороны передатчика и приемника сигнала. В рамках указанной электродинамической модели MIMO-канала в работе [5] предложена математическая модель коэффициента передачи радиолинии в комплексном виде. Особенностью данной математической модели является общий электродинамический подход, основанный на геометрическом представлении элементарных излучателей с учетом их ближнего взаимодействия с помощью метода наводимых ЭДС, позволяющий учесть поляризационное рассогласование антенн и их взаимное влияние. Однако к настоящему времени не проведен численный сравнительный анализ пропускной способности радиоканала при учете и без учета ряда электродинамических факторов.

Поэтому **целью данной работы** является исследование пропускной способности радиоканала на основе электродинамической модели, которая позволяет учесть реальные электродинамические характеристики и потенциальные возможности антенных систем.

1. Методика проведения исследования. Для анализа пропускной способности радиоканала с учетом реальных электродинамических характеристик и потенциальных возможностей передающих и приемных антенных систем посредством предложенной электродинамической модели использовалась программная среда моделирования FEKO, которая позволяет адекватно и достаточно

точно решать электродинамические задачи с применением метода моментов [6], разновидностью которого является метод наводимых ЭДС.

В процессе моделирования исследовалась радиолиния, состоящая из передающей антенны, среды распространения (свободное пространство) и приемной антенны. В качестве передающей и приемной антенн использовалась совмещенная двухзаходная цилиндрическая спиральная антенна, описанная в [7], со следующими геометрическими параметрами: радиус цилиндрической поверхности $a = 1,53$ см, угол подъема витка (намотки) спирали $\gamma = 14$ град., количество витков спирали $n = 7$, радиус излучающего проводника спирали $r_{i0} = 1$ мм, диаметр диска экрана $d_{\text{экд}} = 16$ см.

Исследования проводились в диапазоне частот от 2,4 до 2,7 ГГц. Передающая и приемные антенны располагались на расстоянии r друг от друга, на вход передающей антенны подавалось напряжение \mathcal{U} , а на выходе приемной антенны подключалась нагрузка с сопротивлением Z_1 . При проведении экспериментов путем моделирования измерялись комплексные амплитуды токов (амплитуды и фазы) на входе передающей антенны \mathcal{I}_1 и на нагрузке (выходе) приемной антенны \mathcal{I}_2 . Результаты моделирования явились исходными данными для определения комплексных коэффициентов передачи \mathcal{S}_{21} посредством предложенной в [5] математической модели, которая описывается следующим выражением:

$$\mathcal{S}_{21} = \frac{\mathcal{I}_2 \sqrt{R_{22}}}{\mathcal{I}_1 \sqrt{R_{11}}}, \quad (1)$$

где $\mathcal{I}_1, \mathcal{I}_2$ – комплексные амплитуды токов на входных зажимах антенн; R_{11}, R_{22} – активные составляющие собственного входного сопротивления соответствующих антенн.

Полученные согласно выражению (1) значения коэффициента передачи, а точнее его модуль, $|\mathcal{S}_{21}|$ сопоставляются с коэффициентом передачи, который рассчитан по следующему выражению [5]

$$|\mathcal{S}_{21}|^2 = G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2, \quad (2)$$

где G_1 и G_2 – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно; λ – длина волны; r – расстояние между передающей и приемной антеннами. Не трудно заметить, что выражение (2) получено из уравнения радиоканала, предназначенного для вычисления мощности сигнала на входе приемника при условии полного согласования антенн по входному сопротивлению, по поляризации и направлению прихода электромагнитных волн.

Для удобства анализа полученных значений модуль коэффициента передачи, рассчитанный по электродинамической модели (1), обозначим $|\mathcal{S}_{21}|$, а, по так называемой, «энергетической» модели (2), – $|\mathcal{S}_{21}|_y$.

Далее рассчитывается удельная пропускная способность радиоканала для двух значений коэффициента передачи $|\mathcal{S}_{21}|$ и $|\mathcal{S}_{21}|_y$ по формуле [8]

$$C'_{\text{SISO}} = \log_2 \left(1 + \rho |\mathcal{S}_{21}|^2 \right), \quad \text{áèò/ñ/Ãõ}, \quad (3)$$

где $\rho = \frac{P_t}{\sigma^2}$, P_t – общая излучаемая мощность; σ^2 – мощность шума; $|\mathcal{S}_{21}|^2$ – коэффициент передачи канала по мощности.

2. Результаты численного моделирования. На первом этапе исследований определялись комплексные амплитуды токов на входе передающей антенны \mathcal{I}_1 и на нагрузке (выходе) приемной антенны \mathcal{I}_2 при изменении частоты сигнала в пределах анализируемого диапазона $f = 2,4...2,7$ ГГц, при условии, что передающая и приемная антенны расположены друг от друга на расстоянии $r = 170$ м, значительно превышающем границу дальней зоны, передающая антенна возбуждается равноамплитудно и противофазно, что позволило обеспечить осевой режим излучения данной антенны во всем диапазоне частот, обе антенны согласованы с линией передачи на средней частоте

диапазона частот ($f = 2,55$ ГГц). В результате моделирования получены комплексные амплитуды токов (амплитуды и фазы) на входе передающей антенны \mathcal{I}_1 и на выходе приемной антенны \mathcal{I}_2 (табл. 1).

Таблица 1 – Зависимость токов на передающей и приемной антеннах от частоты

f , ГГц	\mathcal{I}_1 , мА	\mathcal{I}_2 , мкА
2,4	$10 e^{j77^\circ}$	$4,9 e^{-j73^\circ}$
2,43	$12 e^{j72^\circ}$	$7,1 e^{-j34^\circ}$
2,46	$14,4 e^{j66^\circ}$	$9,3 e^{j4^\circ}$
2,49	$17,5 e^{j55^\circ}$	$11,5 e^{j18^\circ}$
2,52	$21,4 e^{j35^\circ}$	$13,9 e^{-j76^\circ}$
2,55	$21 e^{j0^\circ}$	$13,5 e^{j95^\circ}$
2,58	$15,5 e^{-j15^\circ}$	$10,4 e^{-j8^\circ}$
2,61	$9,8 e^{-j31^\circ}$	$7,3 e^{-j107^\circ}$
2,64	$6,3 e^{-j38^\circ}$	$5,3 e^{-j57^\circ}$
2,67	$4,2 e^{-j33^\circ}$	$4,5 e^{j72^\circ}$
2,7	$3,3 e^{-22^\circ}$	$4,4 e^{-j5^\circ}$

На основании полученных результатов моделирования можно определить модуль коэффициента передачи $|\mathcal{S}_{21}|$ по электродинамической модели (1). Зависимость модуля коэффициента передачи $|\mathcal{S}_{21}|$ от частоты представлена на рис. 1 сплошной линией, пунктирной линией показана частотная зависимость модуля коэффициента передачи $|\mathcal{S}_{21}|_y$, рассчитанного по «энергетической» модели (2), причем частотная зависимость коэффициента усиления антенн определена экспериментальным путем в результате моделирования в программной среде FEKO.

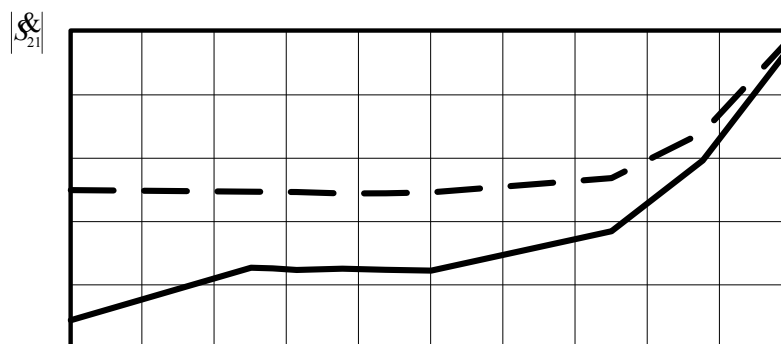


Рисунок 1 – Частотная зависимость модуля коэффициента передачи

Анализ частотных зависимостей, представленных на рис. 1, показывает, что значения модуля коэффициента передачи, который рассчитан по электродинамической модели меньше, чем значения модуля коэффициента передачи, который рассчитан по «энергетической» модели, причем с ростом частоты эти значения сближаются, а с уменьшением частоты отличие этих параметров увеличивается. Увеличение модуля коэффициента передачи в верхней части исследуемого диапазона обусловлено ростом коэффициента направленного действия (КНД) антенн с ростом частоты. В нижней части частотного диапазона (2,4 – 2,475 ГГц) наблюдается падение модуля коэффициента передачи, полученного на основе электродинамической модели, что связано с увеличением коэффициента стоячей волны (КСВ) по краям исследуемой области частот, при этом необходимо заметить, что в

нижней части частотного диапазона значения КСВ несколько больше, чем в верхней. Следует также отметить, что на средней частоте диапазона (2,55 ГГц) КСВ соответствует значению 1,05, что приводит к отличию модулей коэффициентов передачи, графически отображенному на рис. 1.

Таким образом, можно сделать вывод, что частичное рассогласование передающей и приемной антенны с линией передачи по волновому сопротивлению в полосе частот приводит к снижению коэффициентов передачи по отношению со случаем использования «энергетической» модели, которая не учитывает это рассогласование в полной мере.

Уменьшение коэффициентов передачи приводит также к уменьшению пропускной способности системы. Рассчитаем удельную пропускную способность радиоканала для двух значений коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и $|S_{21}|_y$ по формуле (3). Результаты расчетов удельной пропускной способности C'_{SISO} и C'_{SISO_y} для двух значений коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и $|S_{21}|_y$ представим в табл. 2.

Таблица 2 – Результаты расчетов удельной пропускной способности

f , ГГц	C'_{SISO} , áèð/ñ/Ãö	C'_{SISO_y} , áèð/ñ/Ãö	$\Delta\tilde{N}$, %
2,4	0,309	0,845	63,4
2,43	0,395	0,865	54,3
2,46	0,478	0,851	43,8
2,49	0,527	0,838	37,1
2,52	0,496	0,851	41,7
2,55	0,499	0,845	40,9
2,58	0,561	0,872	35,7
2,61	0,622	0,899	30,8
2,64	0,784	0,946	17,1
2,67	1,095	1,223	10,5
2,7	1,5	1,534	2,2
		$\Delta\tilde{N}_{\text{нò}}$, %	34,3

В табл. 2 параметр $\Delta\tilde{N}$, % показывает на сколько процентов уменьшается удельная пропускная способность при учете частичного рассогласования антенн с линией в диапазоне частот. Анализ табл. 2 показывает, что при учете частичного рассогласования линии передачи с антенной по волновому сопротивлению в диапазоне частот удельная пропускная способность уменьшается в среднем на $\Delta\tilde{N}_{\text{нò}} = 34,3$ %.

На втором этапе исследований комплексные амплитуды токов \mathcal{I}_1 и \mathcal{I}_2 определяются при изменении расстояния между передающей и приемной антеннами в пределах $r = 10 \dots 210$ м, измерения проводятся на средней частоте диапазона $f = 2,55$ ГГц, передающая антенна возбуждается равноамплитудно и противофазно, передающая и приемная антенны согласованы с линией передачи на средней частоте диапазона (КСВ = 1,05). Результаты моделирования представлены в табл. 3.

Таблица 3 – Зависимость токов на передающей и приемной антеннах от расстояния

r , м	\mathcal{I}_1 , мА	\mathcal{I}_2 , мкА
1	2	3
10	$20,9 e^{j0^\circ}$	$232 e^{j73^\circ}$
30	$20,9 e^{j0^\circ}$	$76,1 e^{j33^\circ}$
50	$20,9 e^{j0^\circ}$	$46,2 e^{-j10^\circ}$
70	$20,9 e^{j0^\circ}$	$32,9 e^{-j54^\circ}$
90	$20,9 e^{j0^\circ}$	$25,6 e^{-j94^\circ}$

Окончание табл. 3

1	2	3
110	$20,9 e^{j0^\circ}$	$20,9 e^{-j137^\circ}$
130	$20,9 e^{j0^\circ}$	$17,8 e^{j180^\circ}$
150	$20,9 e^{j0^\circ}$	$15,4 e^{j137^\circ}$
170	$20,9 e^{j0^\circ}$	$13,1 e^{j95^\circ}$
190	$20,9 e^{j0^\circ}$	$12,1 e^{j52^\circ}$
210	$20,9 e^{j0^\circ}$	$10,9 e^{j9^\circ}$

Аналогично, как и на первом этапе исследований определяется модуль коэффициента передачи $|S_{21}|$ по электродинамической модели (1). Зависимость модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ от расстояния между передающей и приемной антеннами представлена на рис. 2 сплошной линией, а пунктирной линией — аналогичная зависимость модуля коэффициента передачи $|S_{21}|_y$, рассчитанного по «энергетической» модели (2).

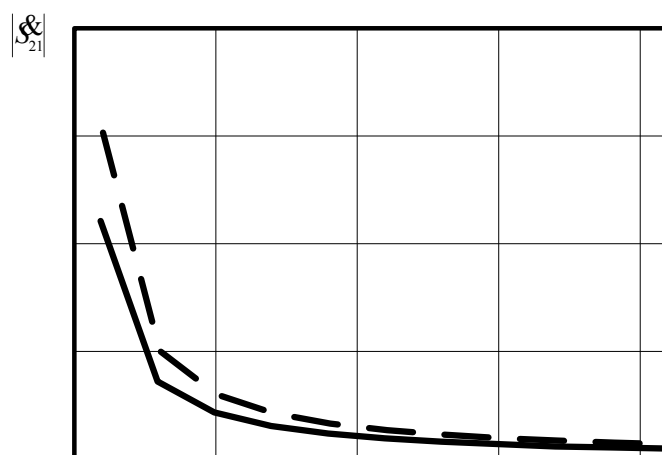


Рисунок 2 – Зависимость модуля коэффициента передачи от расстояния между передающей и приемной антеннами

Анализ зависимостей, представленных на рис. 2, показывает, что значения модуля коэффициента передачи, который рассчитан по электродинамической модели меньше, чем значения модуля коэффициента передачи, который рассчитан по «энергетической» модели. Таким образом, можно сделать вывод, что учет взаимного влияния передающей и приемной антенн приводит к снижению коэффициентов передачи по отношению со случаем использования «энергетической» модели, которая не учитывает это влияние.

Результаты расчетов удельной пропускной способности C'_{SISO} и C'_{SISOy} для двух значений коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и $|S_{21}|_y$ представлены в табл. 4.

Таблица 4 – Результаты расчетов удельной пропускной способности

$r, \text{ м}$	C'_{SISO} , аёò/ñ/Ãö	C'_{SISOy} , аёò/ñ/Ãö	$\Delta\tilde{N}, \%$
1	2	0,02	4
10	3,729	4,585	18,7
30	1,212	1,83	33,8
50	0,571	0,941	39,3

Окончание табл. 4

1	2	3	4
70	0,381	0,555	31,4
90	0,2	0,361	44,6
110	0,137	0,251	45,4
130	0,1	0,184	45,6
150	0,076	0,14	45,7
170	0,055	0,11	50
190	0,047	0,089	47,2
210	0,039	0,073	46,6
$\Delta\tilde{N}_{\text{пд}}, \%$			40,8

Анализ табл. 4 показывает, что при учете взаимного влияния передающей и приемной антенн друг на друга удельная пропускная способность уменьшается в среднем на $\Delta\tilde{N}_{\text{пд}} = 40, 8 \%$.

В представленных выше исследованиях удельной пропускной способности считалось, что передающая и приемная антенны согласованы по поляризации, а именно передающая антенна излучает волны линейно-вертикальной поляризации при равноамплитудном и противофазном возбуждении, а приемная, согласно теореме взаимности передающей и приемной антенны, принимает волны такой же поляризации. На следующем этапе исследований определяются комплексные амплитуды токов \mathcal{I}_1 и \mathcal{I}_2 при изменении угла поворота приемной антенны вокруг оси спиралей в пределах $\gamma_0 = 0 \dots 180$ град., что соответствует изменению наклона плоскости поляризации (уход от вертикальной поляризации) электромагнитных волн, приходящих на приемную антенну, что позволит исследовать влияние рассогласования передающей и приемной антенн по поляризации. Измерения токов \mathcal{I}_1 и \mathcal{I}_2 проводятся на средней частоте диапазона $f = 2,55$ ГГц, передающая антенна возбуждается равноамплитудно и противофазно, передающая и приемная антенны согласованы с линией передачи на средней частоте диапазона (КСВ = 1,05), передающая и приемная антенны расположены друг от друга на расстоянии $r = 100$ м, значительно превышающем границу дальней зоны. Результаты моделирования представлены в табл. 5.

Таблица 5 – Зависимость токов на передающей и приемной антеннах от угла вращения передающей антенны

γ_0 , град.	\mathcal{I}_1 , мА	\mathcal{I}_2 , мкА
0	$20,9 e^{j0^\circ}$	$23,1 e^{-j117^\circ}$
30	$20,9 e^{j0^\circ}$	$15,9 e^{-j117^\circ}$
60	$20,9 e^{j0^\circ}$	$11,1 e^{j64^\circ}$
90	$20,9 e^{j0^\circ}$	$0,44 e^{-j95^\circ}$
120	$20,9 e^{j0^\circ}$	$11,9 e^{-j116^\circ}$
150	$20,9 e^{j0^\circ}$	$20,2 e^{-j117^\circ}$
180	$20,9 e^{j0^\circ}$	$23,1 e^{-j117^\circ}$

На основании полученных результатов моделирования определяется модуль коэффициента передачи $|\mathcal{S}_{21}|$ по формуле (1) и $|\mathcal{S}_{21}|_y$ по «энергетической» модели (2). Зависимость модуля коэффициента передачи от изменения угла поворота приемной антенны вокруг оси спиралей γ_0 представлена на рис. 3: сплошной линией – $|\mathcal{S}_{21}|$, а пунктирной линией – $|\mathcal{S}_{21}|_y$.

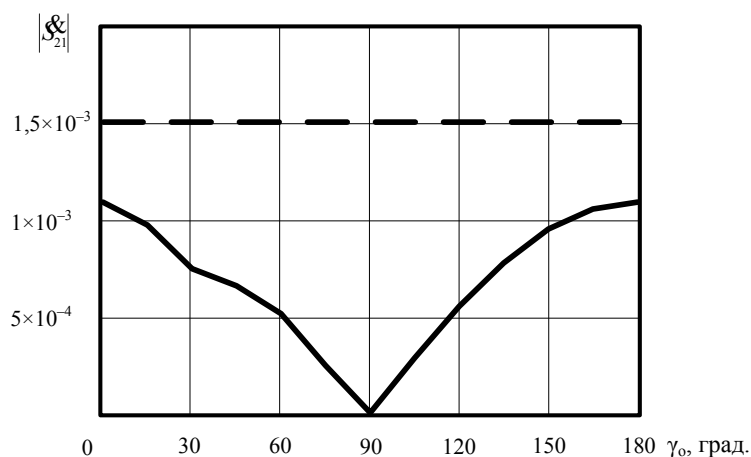


Рисунок 3 – Зависимость модуля коэффициента передачи от угла поворота приемной антенны

Зависимость модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$, рассчитанного по электродинамической модели, от угла поворота приемной антенны вокруг оси γ_0 иллюстрирует уменьшение коэффициентов передачи при отклонении от вертикальной поляризации до минимального, когда плоскость поляризации поворачивается на 90 град., т.е. поляризация волн, приходящих на вход приемной антенны, которая принимает волны вертикальной поляризации, изменяется на горизонтальную поляризацию (кроссполаризацию). Описанная выше ситуация имеет место в реальных многолучевых каналах, когда на вход приемной антенны приходят переотраженные электромагнитные волны с различной поляризацией отличной от той, которую формирует передающая антенна, что, в конечном результате, оказывает влияние на коэффициент передачи, а, следовательно, и скорость передачи в радиоканале. Следует также отметить, что расхождение характеристик, показывающих зависимость $|S_{21}|$ и $|S_{21}|_y$ от угла поворота антенны вокруг оси спирали, при значении углов $\gamma_0 = 0$ град. и $\gamma_0 = 180$ град. обусловлено взаимным влиянием передающей и приемной антенны и частичным рассогласованием по поляризации.

Таким образом, можно сделать вывод, что учет частичного рассогласования по поляризации передающей и приемной антенн приводит к снижению коэффициентов передачи по отношению со случаем использования «энергетической» модели, которая не учитывает это рассогласование.

Расчет удельной пропускной способности для двух значений коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и $|S_{21}|_y$ показывает, что $C'_{SISO} = 1,147$ и $C'_{SISO_y} = 1,723$. Таким образом нетрудно заметить, что при учете рассогласования по поляризации передающей и приемной антенн удельная пропускная способность уменьшается на 33,4 %.

Таким образом, сравнительный анализ удельной пропускной способности радиоканала, полученной на основе электродинамической модели и на основе «энергетической» модели показал, что при учете потенциальных возможностей антенных систем удельная пропускная способность радиоканала снижается. Указанное снижение пропускной способности происходит за счет частичного рассогласования передающей и приемной антенны с линией передачи по волновому сопротивлению в полосе частот (в среднем на 34,3 %), за счет взаимного влияния передающей антенны на приемную (в среднем на 40,8 %), за счет частичного поляризационного рассогласования передающей и приемной антенн (на 33,4 %).

Основываясь на результатах данной статьи, можно утверждать, что анализ радиоканала посредством предложенной модели позволяет реально оценить скорость передачи информации в конкретном канале, а, следовательно, дает возможность выработать соответствующие адекватные рекомендации для устранения «проблемных участков» радиоканала, связанных с антенной техникой. Например, используя предложенную модель, для конкретного радиоканала по критерию максимальной пропускной способности можно выбрать оптимальные конструктивные особенности антенной системы, оптимальный вид поляризации излучения, оптимальный вид диаграммы направленности антенны, что в результате позволит обеспечить максимальную скорость передачи информации в проектируемой системе радиосвязи.

В заключение можно сказать следующее. В данной статье проведено исследование пропускной способности радиоканала на основе электродинамической модели, которая позволяет учесть реальные электродинамические характеристики и потенциальные возможности антенных систем.

К направлениям дальнейших исследований в данной области следует отнести анализ пропускной способности ММО-канала посредством электродинамической модели при использовании антенных систем с различными типами излучателей.

Литература

1. *Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития* / [Гепко И.А., Олейник В.Ф., Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В.]; под ред. В.Ф. Олейника. – К.: «ЕКМО», 2009. – 672 с.
2. *Tsoulos G. MIMO system technology for wireless communications* / Tsoulos G. – Taylor & Francis Group, 2006. – 378 p.
3. *Jensen M.A. A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications* / M.A. Jensen, J.W. Wallace // IEEE Transactions on Antennas and propagation. – 2004. – Vol. 52. – № 11. – P. 2810 – 2824.
4. *Проценко М.Б. Электродинамическое описание радиоканала на основе матрицы S-параметров* / М.Б. Проценко, И.Ю. Рожновская // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – № 1. – С. 25 – 32.
5. *Проценко М.Б. Электродинамическая модель коэффициента передачи радиолинии* / М.Б. Проценко, И.Ю. Рожновская // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2012. – № 1. – С. 27 – 32.
6. *Банков С.Е. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO* / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – М.: ЗАО «НПП РОДНИК», 2008. – 246 с.
7. *Protsenko M.B. Research of combined helical antenna characteristics for MIMO-technology* / M.B. Protsenko, I.Yu. Rozhnovskaya – Proc. of the 6th Inter. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, September, 17-21. – Sevastopol, Ukraine, 2012. – P. 158-160.
8. *Bizaki H.K. MIMO Systems, Theory and Applications* / Bizaki H.K. – InTech, 2011. – 488 p.