

УДК 621.3.011.7

М. Б. ПРОЦЕНКО, доктор техн. наук, професор,  
Одеська національна академія зв'язи ім. А. С. Попова

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ С МІМО

*Рассмотрены методы повышения эффективности телекоммуникационных радиосистем с МІМО благодаря применению когерентного сложения сигналов и разнесенного приема. Особое внимание уделено использованию антенных решеток с целью построения многоэлементных антенн МІМО. При этом получены важные соотношения для определения параметров антенных решеток. Показана эффективность разнесенного приема сигналов в плане уменьшения влияния их замирания.*

**Ключевые слова:** когерентное сложение сигналов; разнесенный прием; параметры антенных решеток; многоэлементные антенны МІМО; замирание сигналов.

### Введение

Развитие мобильной связи определяется, в первую очередь, потребностями рынка в новых услугах. Современные мобильные сети должны обеспечивать трафик в прогнозируемых объемах и удовлетворять растущий потребительский спрос на высокоскоростную передачу данных. При этом предоставление таких услуг предполагает высокую производительность мобильных систем. В достижении этой цели важную роль играет эффективный выбор технологии. Обеспечить высокую производительность при нынешнем уровне развития науки и техники должны утвержденные стандарты LTE (*Long Term Evolution*) [1] и LTE Advanced [2] — стандарты 4-го поколения мобильной связи. LTE и LTE Advanced включают в себя технологии на основе OFDM-модуляции, поддерживающей масштабируемую полосу пропускания, а также улучшенный прием/передачу от нескольких антенн, обеспечивающих формирование требуемых диаграмм направленности и пространственное мультиплексирование. Одной из основных радиотехнологий, используемой в LTE и LTE Advanced, является технология МІМО (*Multiple Input Multiple Output*) и ее расширенная версия многопользовательского МІМО или MU-MIMO [1; 2]. Эта технология предусматривает использование нескольких антенн или антенных решеток как на приемной, так и на передающей стороне, с применением обширного набора алгоритмов обработки радиосигналов [1; 3; 4].

К основным преимуществам технологии МІМО следует отнести:

- ♦ увеличение отношения сигнал/шум на входе приемника благодаря когерентному сложению сигналов на передающей и/или приемной стороне радиолинии (формирование требуемой диаграммы направленности);
- ♦ снижение уровня замираний на входе приемника, чему способствует возможность реализации различных видов разнесения;
- ♦ увеличение пропускной способности за счет пространственного разделения и объединения каналов (пространственное мультиплексирование).

Все эти преимущества МІМО технологии реализуются на базе алгоритмов обработки сигналов с привлечением потенциальных свойств используемых антенных устройств. В настоящее время теория и техника антенных устройств, включая *антенные решетки (АР)*, достаточно развиты [5; 6]. Однако антенным устройствам и их потенциальным свойствам для реализации МІМО технологии не уделяется достаточного внимания. Видимо, поэтому имеются довольно оптимистичные прогнозы, касающиеся пропускной способности МІМО и мобильных систем стандартов LTE и LTE Advanced [7].

Отметим, что потенциальные свойства АР определяются пространственным расположением антенных элементов и их количеством, типом антенных элементов, их пространственной ориентацией, а также амплитудным и фазовым их возбуждением [8–11].

### Когерентное сложение сигналов на передающей и/или приемной стороне радиолинии

Когерентное сложение сигналов на передающей и/или приемной стороне радиолинии осуществляется при помощи фазированных АР.

Общее количество элементов АР  $N = 2m + 1$ , где  $m = 0, 1, 2, \dots$ . Положение  $n$ -го элемента АР определяется выражениями:

$$x_n = 0; \quad y_n = 0; \quad z_n = nd_n,$$

где  $n = -m, \dots, 0, \dots, m$ ;  $d_n$  — расстояние между фазовыми центрами двух близлежащих элементов, называемое *шагом решетки*.

При  $d_n = \text{const}$  АР называется эквидистантой;  $OZ$  — ось решетки (рис. 1).

В точке  $P(r, \theta, \varphi)$ , находящейся в дальней зоне, электромагнитное поле определяется на основании ортогональных компонент  $E_\theta$  и  $E_\varphi$  (см. рис. 1). Компонента  $E_\theta^{(0)}$  для поля излучения центрального элемента ( $n = 0$ )

$$E_\theta^{(0)} = A_0 \dot{I}_0 \tilde{f}_\theta^{(0)}(\theta, \varphi) \exp(-ikr_0)/r_0, \quad (1)$$

где  $A_0$  — постоянный множитель, определяемый типом излучателя;  $\tilde{f}_\theta^{(0)}(\theta, \varphi)$  — комплексная диаграмма направленности (ДН) излучающего элемента по соответствующей компоненте поля;  $\dot{I}_0$  — комплексная амплитуда тока на  $n$ -м излучателе (в данном случае  $n = 0$ ),  $\dot{I}_0 = I_0 \exp(i\psi_0)$ ;  $i$  — мнимая единица;  $\exp(-ikr_0)/r_0$  — множитель, характеризующий сферический фронт волны в дальней зоне;  $k$  — волновое число свободного пространства,  $k = 2\pi/\lambda$  ( $\lambda$  — длина волны электромагнитного колебания).

С целью определения компоненты  $E_\theta^{(n)}$  для поля излучения  $n$ -го элемента ( $n \neq 0$ ) необходимо учесть комплексную амплитуду тока на  $n$ -м элементе и разность хода лучей  $r_n = r_0 - \Delta r_n = r_0 - n\Delta r$ .

Итак, имеем:

$$E_\theta^{(n)} = A_0 \dot{I}_n \tilde{f}_\theta^{(n)}(\theta, \varphi) \exp(-ikr_n)/r_n = A_0 \dot{I}_n \tilde{f}_\theta^{(n)}(\theta, \varphi) \exp(ink\Delta r) \exp(-ikr_0)/r_n. \quad (2)$$

На основе принципа суперпозиции результирующая  $E_\theta = \sum_{n=-m}^m E_\theta^{(n)}$  компонента поля излучения, создаваемая всеми элементами АР, с учетом того, что  $r_n \approx r_0$ , представляется в виде

$$E_\theta \approx A_0 \tilde{f}_\theta^{(0)}(\theta, \varphi) \left[ \sum_{n=-m}^m \dot{I}_n \exp(ink\Delta r) \right] \exp(-ikr_0)/r_0. \quad (3)$$

Аналогично для результирующей  $E_\varphi$  компоненты

$$E_\varphi \approx A_\varphi \tilde{f}_\varphi^{(0)}(\theta, \varphi) \left[ \sum_{n=-m}^m \dot{I}_n \exp(ink\Delta r) \right] \exp(-ikr_0)/r_0. \quad (4)$$

Результирующая ДН для любой из компонент поля излучения имеет вид

$$\tilde{f}(\theta, \varphi) = \tilde{f}_e(\theta, \varphi) \left[ \sum_{n=-m}^m \dot{I}_n \exp(ink\Delta r) \right] = \tilde{f}_e(\theta, \varphi) \tilde{f}_p(\theta, \varphi), \quad (5)$$

где  $\tilde{f}_e(\theta, \varphi)$  — комплексная ДН элемента;  $\tilde{f}_p(\theta, \varphi)$  — множитель системы (множитель решетки),

$$\tilde{f}_p(\theta, \varphi) = \sum_{n=-m}^m \dot{I}_n \exp(ink\Delta r) = \dot{I}_p(\theta, \varphi) \exp[i \arg(\tilde{f}_p(\theta, \varphi))]. \quad (6)$$

Таким образом, может быть сформулировано общее правило умножения диаграмм направленности (теорема перемножения).

ДР АР представляет собой произведение ДН одного элемента данной системы на множитель системы (множитель решетки):

$$\tilde{f}(\theta, \varphi) = \tilde{f}_e(\theta, \varphi) \left[ \sum_{n=-m}^m \dot{I}_n \exp(ink\Delta r) \right] = \tilde{f}_e(\theta, \varphi) \tilde{f}_p(\theta, \varphi). \quad (7)$$

### Линейная АР с равноамплитудным возбуждением и линейным изменением фазы

Комплексная амплитуда тока на  $n$ -м излучателе

$$\dot{I}_n = I_n \exp(i\psi_n) = I \exp(in\Delta\psi), \quad (8)$$

т. е. элементы АР возбуждаются равноамплитудно с линейным (прогрессивным) изменением фазы (рис. 2).

В качестве элементов АР используются ненаправленные излучатели.

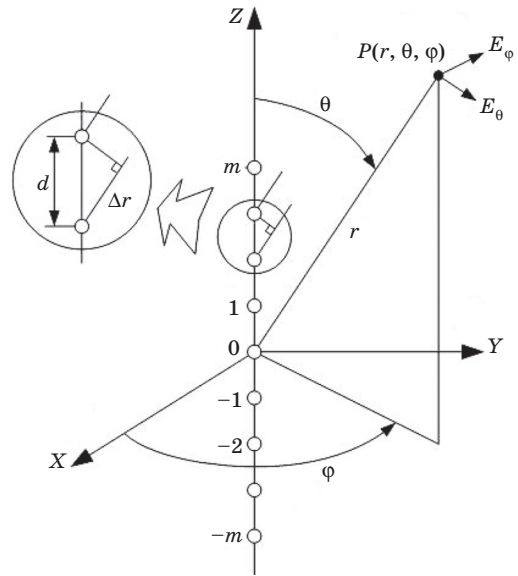


Рис. 1. Компоненты электромагнитного поля АР

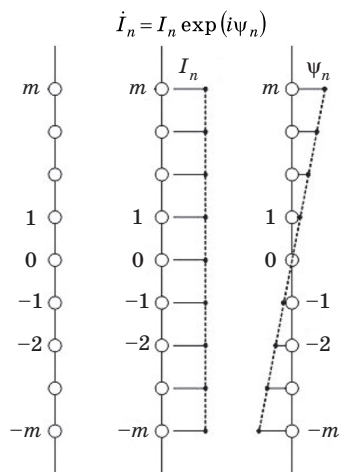


Рис. 2. Распределение тока и фаз в линейной АР

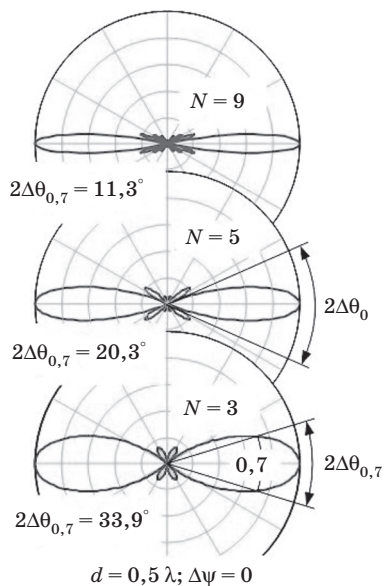


Рис. 3. ДН АР с различным количеством элементов

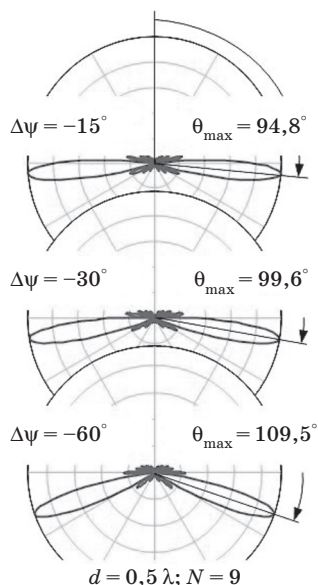


Рис. 4. ДН АР с различными фазовыми сдвигами сигналов

Таким образом,

$$\tilde{f}(\theta, \varphi) = \sum_{n=-m}^m \dot{I}_n \exp(ink\Delta r) = I \sum_{n=-m}^m \exp(in[k\Delta r - \Delta\psi]), \quad (9)$$

где  $\Delta r = d \cos\theta$ .

Тогда, опуская постоянный множитель  $I$ , получаем:

$$\tilde{f}(\theta, \varphi) = \sum_{n=-m}^m \exp(in[kd \cos\theta - \Delta\psi]) \quad (10)$$

или

$$\tilde{f}(\theta, \varphi) = \frac{\sin[N(kd \cos\theta - \Delta\psi)/2]}{\sin[(kd \cos\theta - \Delta\psi)/2]}.$$

**Режим поперечного излучения (излучение по нормали к АР)**

Пусть  $\dot{I}_n = I_n \exp(in\Delta\psi)$  при  $I_n = \text{const}$  и  $\Delta\psi = 0$ . Тогда, опуская, как и ранее, постоянный множитель  $I$ , имеем (рис. 3):

$$f(\theta, \varphi) = \frac{|\tilde{f}(\theta, \varphi)|}{|\tilde{f}(\theta, \varphi)|_{\max}} = \frac{|\sin[0,5Nkd \cos\theta]|}{|N \sin[0,5kd \cos\theta]|}, \quad (11)$$

$$2\Delta\theta_0 \approx 2 \frac{\lambda}{Nd} \text{ (рад)} \approx 114,6 \frac{\lambda}{Nd} \text{ (град)}, \quad (12)$$

$$2\Delta\theta_{0,707} \approx 0,88 \frac{\lambda}{Nd} \text{ (рад)} \approx 50,8 \frac{\lambda}{Nd} \text{ (град)}. \quad (13)$$

**Режим наклонного излучения**

Пусть  $\dot{I}_n = I_n \exp(in\Delta\psi)$  при  $I_n = \text{const}$  и  $\Delta\psi \neq 0$ .

Тогда, опуская, как и ранее, постоянный множитель  $I$ , имеем (рис. 4):

$$f(\theta, \varphi) = \frac{|\tilde{f}(\theta, \varphi)|}{|\tilde{f}(\theta, \varphi)|_{\max}} = \frac{|\sin[0,5N(kd \cos\theta - \Delta\psi)]|}{|N \sin[0,5(kd \cos\theta - \Delta\psi)]|}, \quad (14)$$

$$\theta_{\max} \approx \arccos \frac{\Delta\psi}{kd}. \quad (15)$$

Таким образом, принимая во внимание, что  $(N-1)d = L$  — длина антенной решетки, приходим к следующему выводу: ширина главного лепестка ДН тем меньше, чем больше длина  $L$  антенной решетки по сравнению с длиной  $\lambda$  волны электромагнитного колебания. При этом изменением относительного фазового сдвига  $\Delta\psi$  возможно регулировать наклон главного лепестка ДН.

**Коэффициент направленного действия (КНД) линейной АР**

Коэффициент направленного действия (КНД) линейной АР выражается формулой

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} f^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi}, \quad (16)$$

$$D_{\max} = D_e D_p, \quad (17)$$

где  $D_e$  — КНД излучателя АР;

$$D_p = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \frac{\sin nkd}{nkd}} \quad (18)$$

при  $d = 0,5\lambda$ ,  $D_p = N$ .

Таким образом, при фиксированном расстоянии  $d$  между излучателями линейной АР имеет место увеличение КНД с возрастанием числа  $N$  излучателей (рис. 5).

**Классификация методов борьбы с замираниями радиосигналов**

Для борьбы с замираниями сигнала в телекоммуникационных радиосистемах широкое применение получили следующие методы.

- **Метод разнесенного приема:** каким-либо способом образуют несколько копий принимаемого сигнала, по-разному пораженных замираниями, и комбинируют эти копии.
- **Метод оптимального приема,** основанный на использовании широкополосных и составных сигналов.
- **Метод адаптивного приема,** использующий для адаптации сведения о тракте передачи сигнала.
- **Метод помехоустойчивого кодирования.**

Широкое применение получили различные виды разнесенного приема [12].

Основным критерием применимости того или иного метода разнесения является степень корреляции замираний разнесенных радиосигналов [13], а также аппаратная реализация метода или нескольких методов одновременно.

Реализация **метода разнесения** предполагает обоснованный выбор параметра разноса с учетом требуемого коэффициента корреляции (нормированной корреляционной функции) замираний

$$R_\tau = \exp\left[-\left(\frac{\Delta x}{\rho_x}\right)^n\right], \tag{19}$$

где  $\Delta x$  — параметр разноса;  $\rho_x$  — радиус корреляции соответствующего параметра разноса  $\Delta x$ .

Влиянием корреляции можно пренебречь при коэффициенте корреляции менее  $e^{-1}$  ( $e = 2,718...$ ) [13]. Тогда, в предельном случае, параметр разноса будет равен радиусу корреляции соответствующего параметра  $\Delta x \approx \rho_x$ .

При реализации **метода пространственного разнесения** расстояние  $l$  между антенными элементами должно быть не менее радиуса пространственной корреляции  $\rho_l$ , который, в свою очередь, зависит от дальности  $d$  радиолинии, расстояния  $h$  до близлежащих препятствий и длины  $\lambda$  волны радиосигнала (рис. 6)

$$l \geq \rho_l \approx \frac{\lambda d}{2h}. \tag{20}$$

Анализ возможности использования метода пространственного разнесения (см. рис. 6) для ММО технологии показал, что при расстоянии между антенными элементами  $l = 0,5 \lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны радиосигнала, расстояния до близлежащих препятствий и дальность радиолинии должны быть соизмеримы ( $h \geq d$ ).

Уменьшение расстояния  $h$  до близлежащих препятствий по сравнению с дальностью  $d$  радиолинии увеличивает радиус  $\rho_l$  пространственной корреляции и тем самым требует увеличения расстояния  $l$  между антенными элементами. В противном случае выигрыш от разнесенного пространственного приема будет снижаться.

В основу **метода углового разнесения** (рис. 7) положена возможность формирования многолепестковой ДН. Это достигается использованием в высокочастотном тракте антенной системой **диаграммо-образующей схемы (ДОС)**, которая обеспечивает добавление соответствующего фазового сдвига радиосигналам от каждого антенного элемента.

Увеличивая угловое разнесение  $2\beta$  отдельных лучей, возможно уменьшить степень корреляции радиосигналов. Однако мак-

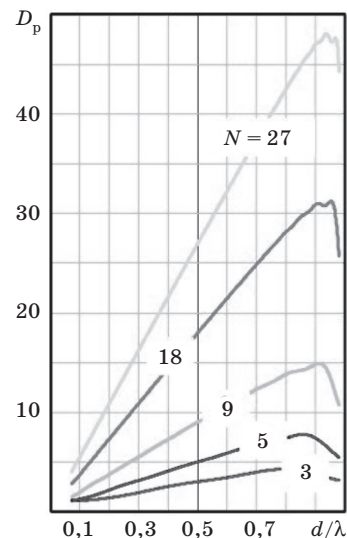


Рис. 5. КНД АР при различном количестве элементов  $N$  излучающих элементов

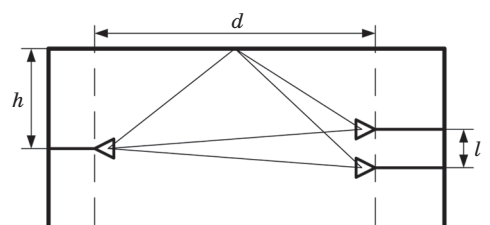


Рис. 6. Пояснение метода пространственного разнесения

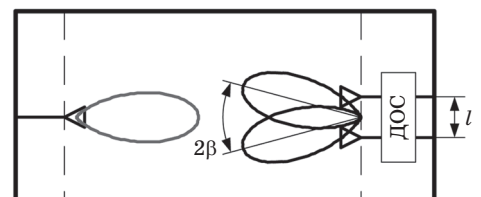


Рис. 7. Пояснение метода углового разнесения



симальне кугове рознесення  $2\beta_{\max}$  при цьому залежить від відносного відстані  $l/\lambda$  між антенними елементами і, відповідно, обмежено габаритними розмірами антенної системи:

$$\beta_{\max} = \arcsin\left(\frac{\Delta\psi\lambda}{2\pi l}\right), \quad (21)$$

де  $\Delta\psi$  — додатковий фазовий зсув.

Аналіз можливості використання методу кугового рознесення для MIMO технології показав, що при відстані між антенними елементами  $l = 0,5\lambda$  і  $\Delta\psi = \pm 90^\circ$ , максимальне кугове рознесення окремих променів  $\beta_{\max}$  буде не більше  $30^\circ$ .

В роботі [14] на основі експериментальних результатів утверджується, що багатопроменність змінює поляризацію електромагнітної хвилі, в результаті чого близько 80% всіх замирань мають поляризаційну природу, тобто обумовлені випадковими змінами поляризації приймаемого радіосигналу. Тому *метод просторового рознесення* можна вважати основним електродинамічним методом MIMO технології.

Для реалізації даного методу необхідні двохполяризаційні антенні елементи, в якості яких можуть бути використані: турнікетний випромінювач; двохзаходна спіраль з протилежною намоткою; двохходовий мікрополосковий випромінювач. Вибір антенного елемента визначається використовуваним методом розкладання електромагнітної хвилі на ортогонально поляризовані компоненти, вимогами до напрямлених і частотних властивостей випромінювача.

Хороші результати дає застосування наступних способів комбінування рознесених сигналів.

1. *Автовибір* — к виходу пристрою комбінування підключається завжди той із сигналів, рівень якого максимальний.

2. *Лінійне складання* — всі  $N$  рознесених сигналів складаються з однаковою вагою. Це означає, що посилення всіх рознесених приймачів повинно бути однаковою.

3. *Оптимальне складання* — забезпечується максимальне відношення сигнал/шум на виході прийомного пристрою.

Вигриш  $Q$  від рознесеного прийому [13] ілюструє рис. 8.

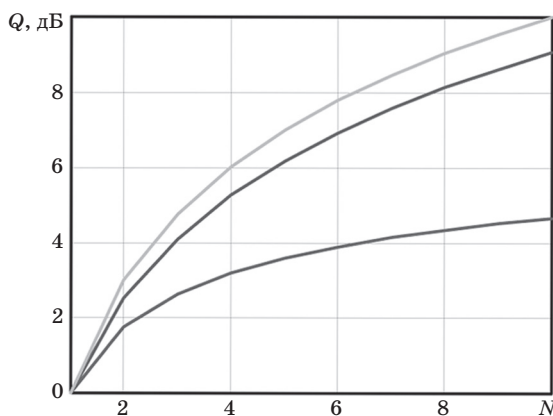


Рис. 8. Вигриш  $Q$  від використання рознесеного прийому [13]

### Висновки

1. Для підвищення ефективності телекомунікаційних радіосистем широке застосування отримала технологія багатовісних антен MIMO, що забезпечує збільшення відношення сигнал/шум, зниження рівня замирань і підвищення пропускнув здатності завдяки просторовому мультиплексуванню.

2. Найбільше застосування при створенні систем MIMO отримали антенні решітки із мікрополоскових антенних випромінювачів.

3. Для боротьби з замираннями сигналу найбільшу ефективність забезпечують методи рознесеного прийому сигналу.

### Література

1. **MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview** / [Qinghua Li, Guangjie Li, Wookbong Lee a. o.] // *IEEE Com. Magazine*.— May 2010.— Vol. 48, Issue 5.— P. 86–192.
2. **Evolution of reference signals for LTE-advanced systems** / [Y. Akimoto, Younsun Kim a. o.] // *IEEE Com. Magazine*.— Febr. 2012.— Vol. 50, Issue 2.— P. 132–138.
3. **Gesbert, D.** MIMO wireless channels: Capacity and performance prediction / D. Gesbert, H. D. Bolcskei, A. J. Paulraj // *Proc. IEEE Intern. Conf. GLOBECOM'00*.— 2000.— Vol. 2.— P. 1083–1088.
4. **MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo Transceivers** / [L. Hanzo, J. Akhtman, M. Jiang, L. Wang].— John Wiley and IEEE Press, 2010.
5. **Elliott, R. S.** Antenna theory and design revised edition / R. S. Elliott.— John Wiley & Sons, 2003.
6. **Mailloux, R. J.** Phased array antenna handbook / R. J. Mailloux.— Artech House, 2005.
7. **Blum, R. S.** On optimum MIMO with antenna selection / R. S. Blum, J. W. Winters: *Proc. IEEE Intern. Conf. on Communications*.— May 2002.— Vol. 1.— P. 386–390.
8. **Curved antenna array for application to mobile communication systems** / [M. B. Protsenko, M. V. Rozhnovskiy, P. Bannykh a. o.]: *Proc. of IX Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques, Odessa, Ukraine, Sept. 2013*.— P. 261–263.

9. **Protsenko, M. B.** Analysis of Curvilinear Antenna Array and Optimization of its Parameters / M. B. Protsenko, A. V. Iaremenko: Proc. of 12<sup>th</sup> Intern. Conf. Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Lviv – Slavske, Ukraine, February – March 2014.— P. 140–141.

10. **Protsenko, M. B.** Potential Properties of Curvilinear Antenna Arrays for MIMO Technology Implementations / M. B. Protsenko, I. Yu. Rozhnovskaya, A. A. Iaremenko: Proc. of 2<sup>th</sup> Intern. Conf. IEEE BlackSeaCom 2014, Chisinau, Moldova, May 2014.— P. 130.

11. **Protsenko, M. B.** Investigation of directional properties of curved antenna arrays / M. B. Protsenko, A. A. Iaremenko // Measuring and Computing Devices in Technological Processes.— 2014.— Issue 2(47).— P. 99–102.

12. **Проценко М. Б.** Исследование электродинамических методов разнесения для МИМО технологий / М. Б. Проценко, И. Ю. Рожновская: материалы V Междунар. науч.-техн. симпозиума «Новые технологии в телекоммуникациях», 17–21 янв. 2012 г., Вышків, Україна.— С. 25–27.

13. **Немировский, А. С.** Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов / А. С. Немировский.— М.: Радио и связь, 1984.— 208 с.

14. **Венскаускас, К. К.** Компенсация помех в судовых радиотехнических системах / К. К. Венскаускас.— Л.: Судостроение, 1989.— 264 с.

М. Б. Проценко

### ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ ІЗ МІМО

Розглянуто методи підвищення ефективності телекомунікаційних радіосистем із МІМО завдяки застосуванню когерентного додавання сигналів та рознесеного прийому. Особливу увагу приділено застосуванню антенних решіток з метою побудови багатоелементних антен МІМО. При цьому здобуто важливі співвідношення для визначення параметрів антенних решіток. Доведено ефективність рознесеного прийому сигналів у плані зменшення впливу їх завмирання.

**Ключові слова:** когерентне додавання сигналів; рознесений прийом; параметри антенних решіток; багатоелементні антени МІМО; завмирання сигналів.

M. B. Protsenko

### THE METHODS OF TELECOMMUNICATIONS RADIO SYSTEMS IMPROVMENT

In this study the author examines the methods of telecommunication radio systems efficiency improvement by applying the coherent addition of signals and diverse signal reception. Special attention is paid to the use of antenna arrays for building multi-element MIMO antennas. Important correlations were obtained to determine the antenna arrays parameters. The efficiency of signals diverse reception method in order to decrease the influence of fading is shown.

**Keywords:** coherent addition of signals; diverse signal reception; antenna arrays parameters; multi-element MIMO antennas; signals fading.

УДК 621.398.96

О. Г. ВАРФОЛОМЕЄВА, А. П. БОНДАРЧУК, кандидати техн. наук, доценти;

Ю. Л. ЛАВРЕНЮК, магістр,

Державний університет телекомунікацій, Київ

## РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ МЕРЕЖЕЮ НАСТУПНОГО ПОКОЛІННЯ НА РІВНІ ДОСТУПУ

Розглянуто можливості використання новітніх результатів розвитку мереж доступу, побудованих на базі різних технологій, для розробки вимог щодо систем управління ними.

**Ключові слова:** мережі доступу; мережа NGN; концепція TMN; протоколи; технології управління.

### Вступ

З огляду на застосування різних технологій у мережах доступу сформувалося кілька принципів підходів до організації системи управління такими мережами. Найпоширеніший із них передбачає використання моделі ІТУ, що спирається на концепцію TMN. Докладний опис цієї концепції подано в Рекомендації М.3010.

Стандартний інтерфейс управління в системі TMN — це інтерфейс Q<sub>3</sub> на основі протоколу загального управління інформацією СМІР (Common Management Information Protocol).

Використовують також модель ІЕТФ, що включає в себе стандартні базові засоби мережного управління (Network Management Framework), застосовувані в мережі Інтернет; модель мережного управління АТМ Форуму; модель управління фірми ІВМ, а також моделі із застосуванням технологій ТІНА та СОРВА.

Кожна з концепцій, використовуваних при побудові систем управління мережами доступу, має свої переваги та недоліки. Утім усі вони потребують чималих витрат при впровадженні. Більшість моделей для забезпечення обміну інформа-