

О.О. Мартинчук, к.т.н., доц.
Абдуллах Ікрам Кадір, аспір.

Харківський національний університет радіоелектроніки

МЕТОДИКА АНАЛІЗУ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ КАНАЛУ РАДІОДОСТУПУ НА ОСНОВІ ОБЛІКУ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ АНТЕН

Надано методику аналізу пропускної здатності каналу радіодоступу за наявності поляризаційних спотворень антен. Спотворення з'являються за неузгодженості напрямків осі антен, точки доступу та абонента з максимумами діаграм спрямованості, що призведе до поляризаційних втрат. Вказано, що облік та компенсація поляризаційних спотворень антен точки доступу та абонента збільшать відношення потужності сигналу до шуму та покращать пропускну здатність взагалі.

Вступ. Розвиток систем радіодоступу з МІМО поклато початок нового етапу в телекомунікації. Такі системи мають ряд переваг – менша чутливість до умов багатопроменевої інтерференції, можливість забезпечення кращої якості передачі, можливість підвищення пропускної спроможності, збільшення зони покриття [1]. Відомими є системи МІМО з поляризаційно-ортогональними антенами [2, 3] для підвищення пропускної спроможності. У таких системах поляризаційні параметри антен вважаються заданими при збігу осі антени з напрямком на користувача. При інших напрямках вважається, що поляризаційні параметри антен змінюються несуттєво в межах діаграми спрямованості або в межах сектора сканування. Часто вважається достатнім висунути вимоги лише до розв'язки по поляризації антен лише у напрямку осі. Однак при цьому виявляється, що при відхиленні від осі антени розв'язка по поляризації може істотно погіршитися [4], що обмежить пропускну здатність такої системи в цілому. Практика застосування скануючих фазованих антенних решіток показує [5], що існує необхідність використання керованої поляризації при вирішенні широкого ряду завдань. Очевидно, що допущення про несуттєві спотворення характеристик поляризаційно-ортогональних антен, в тому числі і скануючих, в широкому секторі обслуговування вже будуть некоректними. До того ж, вплив поляризаційних характеристик антен на пропускну здатність каналу радіодоступу МІМО вивчено недостатньо. Тому розробка методики аналізу пропускної здатності каналу радіодоступу з МІМО на основі обліку впливу поляризаційних спотворень антен є актуальним науковим завданням.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Дослідженню поляризаційних характеристик антен присвячено чимало робіт. Зокрема в роботах [4–6] досліджено поляризаційні спотворення антен та їх вплив на різні чинники, зокрема на точність виміру амплітуд та фаз сигналів при використанні поляризаційно-ортогональних антен для вирішення завдань радіотехнічними засобами [4]. В роботі [7] розглянуто можливість поляризаційної компенсації завад в каналах зв'язку. Роботи [8–11] можна вважати фундаментальними з точки зору поляризації радіохвиль та їх застосування на практиці. Робота [12] присвячена принципам побудови та обробки радіохвиль в системі МІМО. Проте вказані роботи не розглядають можливість дослідження впливу поляризаційних спотворень антен на пропускну здатність каналу радіодоступу з МІМО.

Метою роботи є дослідження впливу поляризаційних спотворень антен на пропускну здатність каналу радіодоступу.

Вирішення поставленого завдання вимагає вивчення поляризаційних втрат при прийомі сигналу, дослідження поляризаційних характеристик типових антен каналу радіодоступу, дослідження впливу поляризаційних спотворень на пропускну здатність каналу радіодоступу та розробку методики аналізу пропускної здатності на основі обліку поляризаційних спотворень.

Викладення основного матеріалу. У загальному випадку вважаємо, що взаємні положення антени точки доступу та абонента можуть бути довільними в межах сектора обслуговування (рис. 1). Наприклад, абонент 1 знаходиться у напрямку максимуму діаграми спрямованості антени точки доступу в горизонтальній площині, а абонент 2 – на межі сектора [1]. Тому слід вважати, що поляризаційні спотворення у другому випадку будуть більшими [4]. Якщо брати до уваги висоту підйому антени точки доступу та дальність до абонентів, то необхідним є також і врахування напрямків на абонентів ще й у вертикальній площині. Можна також вважати, що антени точки доступу можуть бути поляризаційно-ортогональними, а також скануючими на основі фазованної антенної решітки.

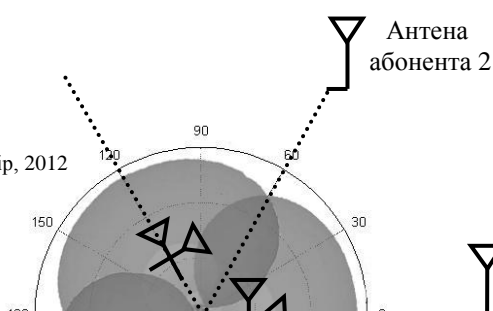


Рис. 1. Взаємні положення антен точки доступу та абонентів

Поляризаційні спотворення антени є відхиленням її поляризаційних параметрів від заданих. Поляризаційними параметрами антени, як і сигналів, вважають параметри еліпса поляризації, такі як кут еліптичності α та кут орієнтації β , або ж коефіцієнт еліптичності $k = \tan \alpha$ та кут орієнтації β [9–11]. Сукупність залежності поляризаційних параметрів антени від просторових кутів складають поляризаційні характеристики антени. Розузгодження поляризаційних параметрів сигналу та антени призводить до поляризаційних втрат. Вони характеризуються поляризаційним коефіцієнтом прийому.

Поляризаційний коефіцієнт прийому. Втрати потужності хвилі довільної поляризації, яка падає на приймальну антену, прийнято оцінювати поляризаційним коефіцієнтом прийому або просто поляризаційними втратами [11]:

$$\gamma_n = \frac{P_c}{P_{\text{смакс}}}, \quad (1)$$

де P_c – потужність прийнятого сигналу, що надходить на вхід приймача; $P_{\text{смакс}}$ – максимальна потужність прийнятого сигналу при точному узгодженні поляризаційних характеристик падаючої хвилі і приймальної антени.

Значення γ_n знаходяться в межах від 0 до 1. Часто використовують відносні одиниці поляризаційного коефіцієнта прийому:

$$\gamma_n = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_c}{P_{\text{смакс}}} \right). \quad (2)$$

Зв'язок γ_n з поляризаційними параметрами антени та сигналу (радіохвилі) можна розрахувати за допомогою такої формули [11]:

$$\gamma_n = \frac{1}{2} \left[1 \pm \frac{4k_c k_a}{(1+k_c^2)(1+k_a^2)} + \frac{(1-k_c^2)(1-k_a^2)}{(1+k_c^2)(1+k_a^2)} \cos 2\beta \right], \quad (3)$$

де k_c та k_a – коефіцієнти еліптичності сигналу та антени; $\beta = \beta_c - \beta_a$ – кут між великою піввіссю поляризаційного еліпса антени та сигналу; знак “+” береться при збігу напрямків обходу поляризаційного еліпса, а знак “-” – за протилежних напрямків.

Двовимірною функцією поляризаційного прийому залежно від кутів еліптичності сигналу α_c та антени α_a наведена на рисунку 2.

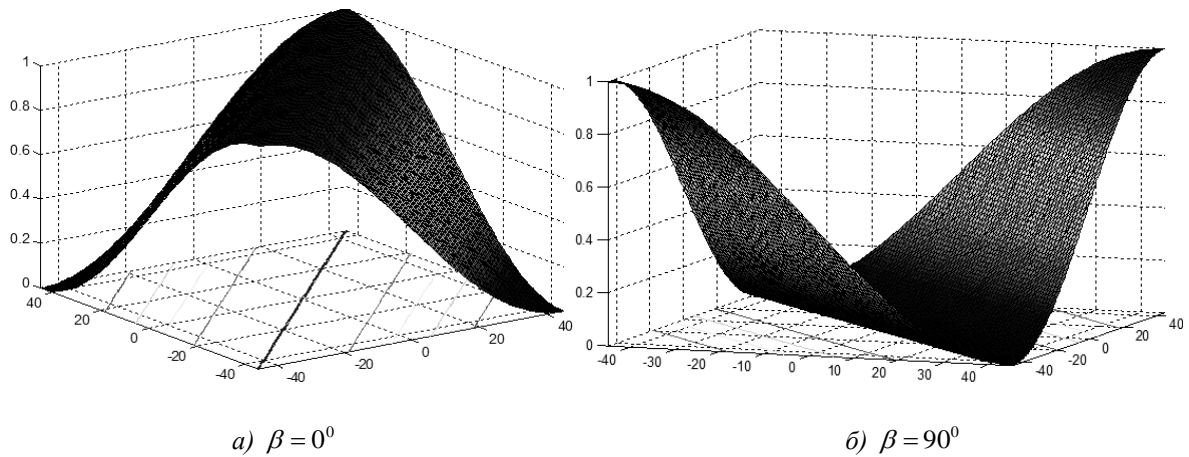


Рис. 2. Двовимірна функція поляризаційного прийому (вісь α_a – вліво; вісь α_c – вправо)

Зазначимо, що за умови $k_c = k_a$ або $\alpha_c = \alpha_a$ та $\beta = 0^\circ$ (рис. 2, а) маємо повний збіг поляризаційних параметрів сигналу та антени, коли $\gamma_n = 1$, що свідчить про відсутність поляризаційних втрат. А коли $\alpha_c = -\alpha_a$ та $\beta = 90^\circ$ (рис. 2, б) маємо максимальні розгудження поляризаційних параметрів, при цьому $\gamma_n = 0$. За таких умов маємо максимальні поляризаційні втрати. Розрахунки показують, що поляризаційні втрати досягають величини $\gamma_n = 10$ дБ за суттєвих поляризаційних розбіжностей, коли різниці за кутами еліптичності та орієнтації поляризаційних еліпсів сигналу та антени сягають величини 85° .

Для практики антен каналів радіозв'язку важливими є дослідження поляризаційних втрат при прийманні на антену лінійної поляризації, коли $\alpha_a = 0$ та $\beta_a = 0^\circ$, а поляризаційні втрати пов'язані зі спотвореннями передавальної антени та особливостями розповсюдження радіохвиль. Двовимірна функція поляризаційного коефіцієнта прийому сигналу антеною лінійної поляризації представлена на рисунку 3. За умови збігу поляризаційних параметрів сигналу та антени $\alpha_c = \alpha_a = 0$ та $\beta_c = \beta_a = 0^\circ$ маємо $\gamma_n = 1$, а коли $\alpha_c = \pm 45^\circ$ поляризаційний коефіцієнт прийому буде $\gamma_n = 0,5$ [7]. Якщо ж поляризаційні відмінності сигналу та антени лінійної поляризації не перевищують $\alpha_a - \alpha_c = \pm 25^\circ$ за кутами еліптичності та $\beta_a - \beta_c = \pm 50^\circ$ за кутами орієнтації, максимальні поляризаційні втрати не перевищують $\gamma_n = 4$ дБ (рис. 4).

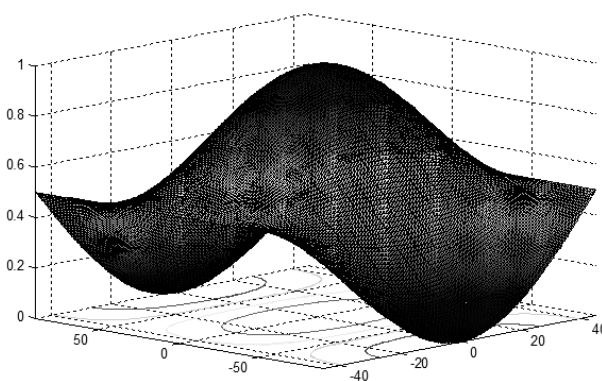


Рис. 3. Поляризаційний коефіцієнт прийому антени лінійної поляризації (вісь β_c – вліво; вісь α_c – вправо)

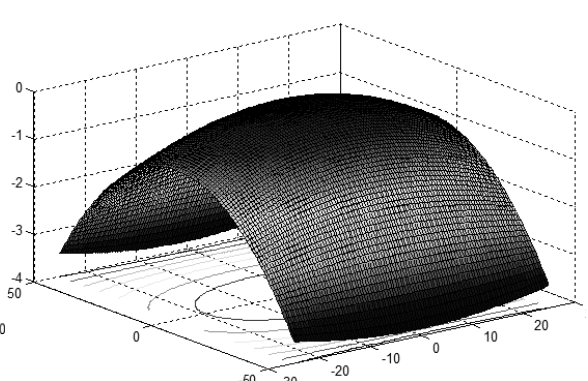


Рис. 4. Відносний поляризаційний коефіцієнт прийому γ_v антени лінійної поляризації (вісь β_c – вліво; вісь α_c – вправо)

Дослідження поляризаційних характеристик типових антен каналу радіодоступу. Основою дослідження є використання математичної моделі антени як системи випромінювачів [5] та експеримент. Математична модель антени заданої конструкції дозволяє отримати такі основні характеристики антени,

як амплітудна, фазова, поляризаційна й частотна характеристики в заданому секторі кутів, в тому числі з урахуванням можливості електронного сканування. Принцип побудови моделі заснований на застосуванні розрахункових формул загальної й статистичної теорії антен. Основою є розв'язання зовнішньої задачі теорії антен відповідно до методу Гюйгенса-Кірхгофа. Вважається, що розв'язання внутрішньої задачі розподілу полів або струму є відомим. Поле в дальній зоні антени вздовж напрямку кутів θ та φ відносно нормалі представлено у вигляді комплексної векторної діаграми спрямованості:

$$\vec{E}_a(\theta, \varphi, t) = \sum_{i=1}^I b_i \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{m,n} e^{jF_{m,n}} e^{j(w_i t + \varphi_0)} e^{jk_i d_{m,n} \sin(\gamma(\theta, \varphi))} \cdot \vec{p}_{m,n}(\theta, \varphi), \quad (4)$$

де θ та φ – кути в сферичній системі координат; $A_{m,n}$ та $F_{m,n}$ – амплітудний та фазовий розподіли; w_i та k_i – поточна частота та хвилеве число; b_i – коефіцієнти частотного розкладу сигналу; $d_{m,n}$ – відстань між центральним елементом і поточним у площині розкриття; $\gamma(\theta, \varphi)$ – кут між поточним напрямком і нормаллю; $\vec{p}_{m,n}(\theta, \varphi)$ – поляризаційний вектор елемента.

Комплексна векторна нормована діаграма спрямованості (ДН) антени представлена так:

$$\vec{F}_a(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} \dot{F}_a^{осн}(\theta, \varphi) \\ \dot{F}_a^{крос}(\theta, \varphi) \end{pmatrix}, \quad (5)$$

де $\dot{F}_a^{осн}(\theta, \varphi)$ та $\dot{F}_a^{крос}(\theta, \varphi)$ – ДН антени на основній та кросовій поляризації.

Результуюча ДН антени представлена у вигляді середньої діаграми спрямованості, яка враховує статистику амплітудно-фазового розподілу та взаємний вплив випромінювачів:

$$\vec{F}_a^{cp}(\theta, \varphi) = \vec{F}_a(\theta, \varphi) \cdot (1 - \sigma_\phi) + \frac{\sigma_\phi}{2} \sqrt{\pi c}, \quad (6)$$

де c та σ_ϕ – радіус кореляції та дисперсія помилок фазового розподілу.

Результати моделювання поляризаційних параметрів антени при відхиленні максимуму ДН на кути $\varphi_{\max} = 37^\circ$ та $\theta_{\max} = 24^\circ$ (рис. 5–6) свідчать про спотворення поляризаційних параметрів випромінюваного поля. При цьому кут еліптичності може змінюватися від -12 до 26° , а кут орієнтації поляризаційного еліпса від значення $24,8$ до $30,4^\circ$. Максимальні поляризаційні втрати при прийомі на ідеальну антену лінійної вертикальної поляризації будуть складати величину $-1,87$ дБ.

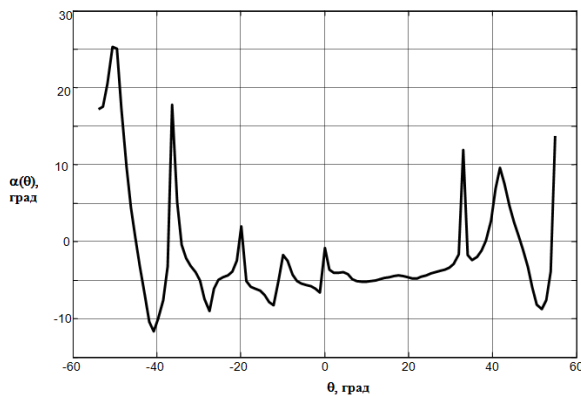


Рис. 5. Кут еліптичності

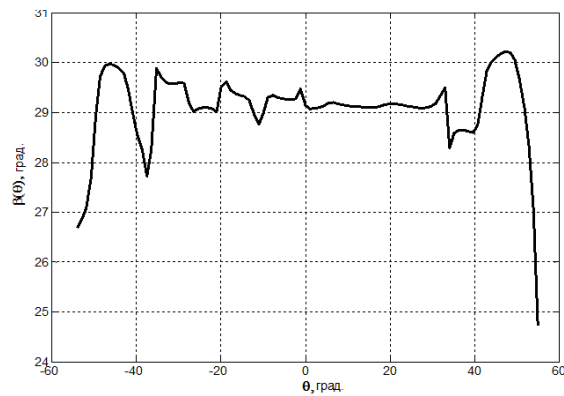


Рис. 6. Кут орієнтації

Експериментальні дослідження поляризаційних параметрів типових антен оснований на використанні лабораторного устаткування, що складається з генератора, передавальної антени, досліджувальної антени на поворотному столі та вимірювача. Були досліджені такі типи антен: відкритий кінець прямокутного хвилеводу; прямокутний пірамідальний рупор; Н-секторіальний та Е-секторіальний рупори; пірамідальні рупори з фазо-зсувною секцією та з поляризаційною решіткою в розкритті. У всіх випадках досліджувалися амплітудна діаграма, залежності коефіцієнта еліптичності та кута орієнтації поляризаційного еліпса від кута опромінення антени. Було розраховано також коефіцієнт розв'язки по поляризації у вигляді:

$$r_{пол} = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{крос}}{E_{осн}} \right). \quad (7)$$

Експериментальні дані досліджень відкритого кінця прямокутного хвилеводу свідчать про незначні зміни поляризаційних параметрів у межах ДН за рівнем половинної потужності, $k(\theta) = 0,01 \dots 0,045$. Кут орієнтації також змінюється несуттєво, $\beta(\theta) = 0 \dots -5^\circ$. За напрямком максимуму випромінювання при $\theta = \theta_{\max} = 0^\circ$, поляризаційні параметри відрізняються від номінальних для радіохвиль лінійної вертикальної поляризації несуттєво $k(\theta_{\max}) = 0,0158$ та $\beta(\theta_{\max}) = 0^\circ$. Поляризаційний коефіцієнт прийому буде $\gamma_n = -0,001$ дБ у напрямку максимуму і $\gamma_n = 0 \dots -0,041$ дБ в межах ширини ДН. Розв'язка по поляризації складає $r_{\text{пол}}(\theta) = (-40 \dots -21,105)$ дБ. Це свідчить про несуттєві максимальні поляризаційні втрати при прийомі на ідеальну антену лінійної вертикальної поляризації до величини $\gamma_n = -0,041$ дБ.

Результати аналізу експериментальних даних пірамідального рупора показують, що коефіцієнт еліптичності в межах ширини ДН також змінюється незначно, у інтервалі $k(\theta) = 0,017 \dots 0,023$. При цьому кут орієнтації змінюється в межах $\beta(\theta) = -4,5 \dots -11,4^\circ$. Максимальні поляризаційні втрати будуть до $\gamma_n = -0,176$ дБ при прийманні на ідеальну антену лінійної поляризації.

Діапазон зміни коефіцієнта еліптичності та кута нахилу поляризаційного еліпса Н-секторіального рупора є істотним $k(\theta) = 0,011 \dots 0,05$ і $\beta(\theta) = 57 \dots -66,4^\circ$ відповідно. Ця обставина пояснюється впливом особливостей геометрії рупора, коли починають позначатися вплив ребра рупора при збільшенні кута спостереження. Поляризаційний коефіцієнт прийому в межах ширини ДН за рівнем половинної потужності буде змінюватися несуттєво $\gamma_n = 0 \dots -0,041$ дБ. Якщо ж говорити про зміни в межах ширини ДН за рівнем 0,1 потужності, то при цьому поляризаційний коефіцієнт прийому буде змінюватися більш істотно $\gamma_n = 0 \dots -7,903$ дБ.

Дослідження Е-секторіального рупора свідчать, що коефіцієнт еліптичності і кут нахилу поляризаційного еліпса змінюються також незначно $k(\theta) = 0 \dots 0,045$ і $\beta(\theta) = -5,1 \dots 5,7^\circ$ відповідно. Поляризаційний коефіцієнт прийому в межах ширини ДН за рівнем половинної потужності змінюється практично несуттєво $\gamma_n = 0 \dots -0,051$ дБ.

Для пірамідального рупора з фазозсувною секцією характерними є суттєві зміни поляризаційних параметрів. Якщо в межах ширини ДН за рівнем половинної потужності коефіцієнт еліптичності і кут нахилу поляризаційного еліпса змінюються в інтервалах $k(\theta) = 0,46 \dots 0,64$ і $\beta(\theta) = -10 \dots -27,1^\circ$, то за рівнем 0,1 потужності ці інтервали збільшуються й будуть $k(\theta) = 0,3 \dots 0,64$ та $\beta(\theta) = -10 \dots -40,05^\circ$. При цьому поляризаційний коефіцієнт прийому в межах ширини ДН за рівнем половинної потужності буде мати величину $\gamma_n = 0 \dots -0,546$ дБ, а в межах ширини ДН за рівнем 0,1 потужності вже $\gamma_n = 0 \dots -1,823$ дБ.

Рупор з поляризаційною решіткою в розкритті характеризується коефіцієнтом еліптичності $k(\theta_{\max}) = 0,4$ і кутом нахилу поляризаційного еліпса $\beta(\theta_{\max}) = 45^\circ$ вздовж нормалі. В межах ДН коефіцієнт еліптичності змінюється досить значно $k(\theta) = 0,4 \dots 0,75$. Кут нахилу поляризаційного еліпса також зазнає значних змін $\beta(\theta) = 0 \dots 105^\circ$. У межах ширини ДН за рівнем 0,1 потужності поляризаційні параметри випромінюваного поля зазнають ще більші зміни. При цьому коефіцієнт еліптичності буде $k(\theta) = 0,043 \dots 0,75$, а кут нахилу поляризаційного еліпса - $\beta(\theta) = -17,5 \dots 105^\circ$. Настільки суттєві спотворення поляризаційних параметрів поля пояснюються істотним деполаризуючим впливом паралельних пластин в розкритті. Поляризаційний коефіцієнт прийому в межах ширини ДН за рівнем половинної потужності змінюється в межах $\gamma_n = 0 \dots -2,169$ дБ, а в межах ширини ДН за рівнем 0,1 потужності - $\gamma_n = 0 \dots -4,568$ дБ.

Отже результати досліджень антен показують, що поляризаційні втрати взагалі можуть сягати величини $\gamma_n = 4,568$ дБ у зв'язку з поляризаційними спотвореннями антен каналу радіодоступу.

Дослідження впливу поляризаційних спотворень на пропускну здатність каналу радіодоступу. Реальний випромінюваний сигнал характеризується параметрами поляризаційного еліпса - кутом еліптичності α і кутом орієнтації великої півосі еліпса β . Тоді, опускаючи множники кругової частоти, загасання й дальності, вектор напруженості електричного поля поблизу передавальної антени може бути представлений у вигляді поляризаційного вектора випромінюваного сигналу

$$\vec{E}_{\text{дв}}(t) = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot (S(t) \cdot \vec{p}_1^0)^Y, \quad (8)$$

де $H_\alpha = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix}$ – матриця еліптичності; $H_\beta = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix}$ – матриця орієнтації; $\vec{p}_1^0 = (1 \ 0)^T$ – початковий орт лінійного поляризаційного базису.

Внаслідок особливостей поширення радіохвиль, вектор напруженості прийнятого сигналу у приймальної антени покажемо у вигляді:

$$\vec{E}_{\vec{a}\vec{e}\vec{i}\vec{o}}(t) = \vec{E}_{\vec{a}\vec{e}\vec{i}\vec{o}}(t-t_0) \cdot \dot{K}_{r_0}(t) + \sum_{i=1}^n \dot{R}_i(t-t_i) \cdot \dot{K}_{r_i}(t-t_i) \cdot \vec{E}_{\vec{a}\vec{e}\vec{i}\vec{o}}(t-t_i), \quad (9)$$

де n – загальна кількість відбиття при поширенні радіохвиль; $\dot{K}_{r_0}(t)$ і $\dot{K}_{r_i}(t-t_i)$ – множники загасання прямої та відбитих радіохвиль; t_0 і t_i – множники запізнювання прямої та відбитих радіохвиль; $\dot{R}_i(t-t_i)$ – матриця коефіцієнтів відбиттів.

Поляризаційні параметри приймальної антени опишемо за допомогою поляризаційного вектора при заданих кутах еліптичності та орієнтації поляризаційної діаграми приймальної антени відповідно:

$$\vec{P}_a = H_\alpha^{T*} \cdot H_\beta^T \cdot \vec{p}_1^0. \quad (10)$$

Знайдемо сигнал на виході приймальної антени:

$$\dot{U}_{np}(t) = \vec{P}_a^{T*} \cdot \vec{E}_{np}(t) \cdot K_a + \dot{U}_u(t) = \dot{U}_c(t) + \dot{U}_u(t), \quad (11)$$

де K_a – коефіцієнт, що враховує втрати і перетворюючу роль приймальної антени (ефективна довжина для вібраторів); $\dot{U}_u(t)$ – тепловий шум приймального каналу.

Якщо потенційне значення відношення потужності сигналу до потужності шуму, або просто відношення сигнал–шум має значення:

$$h^2 = \frac{P_c}{P_u}, \quad (12)$$

то реальне залежить від коефіцієнта поляризаційного прийому:

$$h_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}}^2 = h^2 \cdot K_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}}, \quad (13)$$

який визначається так:

$$K_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}} = \cos^2 \delta, \quad (14)$$

де δ – кут між поляризаційними векторами сигналу та антени, який ϵ , по суті, неузгодженість по поляризації між сигналом та антеною і знаходиться відповідно до виразу:

$$\delta = \arccos(\vec{E}_{np}^T \cdot \vec{P}_a^*). \quad (15)$$

Тому реальне відношення потужності сигналу до потужності шуму на виході розглянутого каналу передачі можна представити у вигляді:

$$h_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}}^2 = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\vec{n}}}{P_\phi}\right) - K_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}}. \quad (16)$$

Якщо з часом поляризаційні параметри залишаються незмінними, то говорять про повністю поляризовані сигнали, якщо змінюються з максимальним ступенем хаотичності – то про неполяризовані. У цьому випадку використовують індекс або ступінь поляризації падаючої електромагнітної хвилі як відносної потужності повністю поляризованої складової поля до її повної потужності:

$$m = \frac{P_{nn}}{P_c} = 1 - \frac{P_{nn}}{P_{nn} + P_{nn}}, \quad (17)$$

де P_{nn} – повністю поляризована складова повної потужності сигналу; P_{nn} – неполяризована (хаотична) складова повної потужності сигналу.

Отже коефіцієнт поляризаційного прийому каналу визначимо відповідно до формули:

$$K_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}} = \frac{1 + m \cdot (2 \cos^2 \delta - 1)}{2}, \quad (18)$$

а відношення сигнал–шум каналу передачі при цьому буде:

$$h_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}}^2 = h^2 \cdot K_{\vec{a}\vec{e}\vec{o}} \quad (19)$$

Визначимо пропускну спроможність прийомного каналу системи з урахуванням впливу неузгодженості по поляризації та ступеня поляризації радіохвиль з використанням співвідношення Шенона [1]:

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + h^2 \cdot K_{кан} \right) \quad (20)$$

де ΔF – ширина смуги пропускання каналу.

Або в загальному вигляді:

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + h^2 \cdot \frac{1 + m \cdot (2 \cos^2 \delta - 1)}{2} \right) \quad (21)$$

Отже отриманий вираз визначає залежність пропускної здатності каналу від поляризаційних спотворень антени, тобто неузгодженості по поляризації кута δ і ступеня поляризації m хвилі при різних значеннях параметра h^2 .

Покажемо також ймовірність помилок передачі інформації такого каналу:

$$P_{ош} = 1 - F \left(\sqrt{k \cdot h^2 \cdot \frac{1 + m \cdot (2 \cos^2 \delta - 1)}{2}} \right). \quad (22)$$

де k – коефіцієнт, пов'язаний з видом модуляції (наприклад, $k=4$ для двійкового бінарного фазового кодування); $F(x)$ – функція Лапласа.

Розглянемо залежності пропускної спроможності приймального каналу від неузгодженості по поляризації при фіксованих значеннях ступеня поляризації хвилі (рис. 7) та ймовірність помилок при цьому (рис. 8).

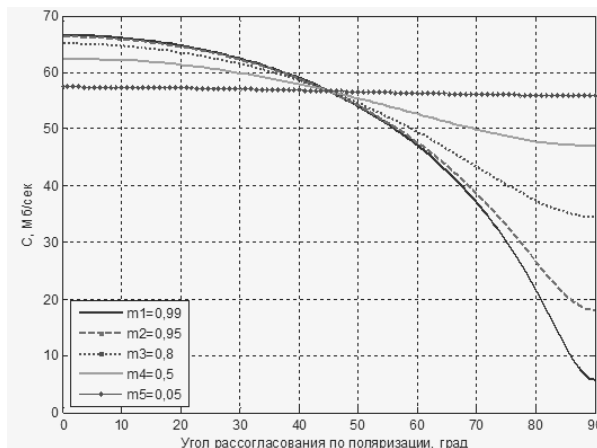


Рис. 7. Пропускна здатність

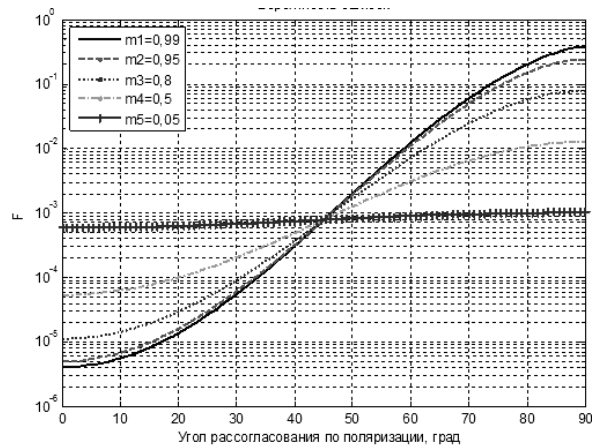


Рис. 8. Ймовірність помилок

При цьому значення енергетичного параметра $h^2 = 20$ дБ та ширина смуги пропускання каналу $\Delta F = 10$ МГц. Зауважимо, що пропускна здатність залежить від кута неузгодженості при ступені поляризації $m \geq 0,8$. Для типових антен при ступені поляризації $m \geq 0,95$ пропускна здатність каналу може зменшитися майже в 4 рази, а при $m = 0,5$ тільки на 30 %. Ймовірність помилок передачі при різному індексі поляризації (рис. 8) свідчить, що збільшення кута неузгодженості по поляризації більше $\delta = 10^0$ призводить до значного зростання помилок, а при $m \leq 0,8$ помилки стають неприйнятними.

Таким чином, наявність поляризаційних спотворень антени, а саме кута неузгодженості по поляризації сигналу і антени погіршують пропускну здатність та ймовірність помилок реального каналу передачі в цілому. На практиці, для підвищення пропускної спроможності та зниження ймовірності помилок каналу передачі доцільним є використання поляризаційно-ортогональних антен з адаптивним підстроюванням їх поляризаційних параметрів, що дозволить зменшити вплив поляризаційних спотворень антен, зменшити кут неузгодженості по поляризації і збільшити ступінь поляризації сигналу.

Методика аналізу пропускної здатності на основі обліку поляризаційних спотворень. На основі проведених досліджень можна підкреслити складові методики аналізу пропускної здатності каналу радіодоступу, що містять:

- проведення досліджень поляризаційних характеристик приймальних та передавальних антен у секторі роботи системи радіодоступу;
- вивчення поляризаційних втрат завдяки неузгодженості поляризаційних параметрів сигналів та антен;

- дослідження пропускної здатності за допустимих помилок передачі каналу та наявності поляризаційних втрат;
- розробка пропозицій щодо зменшення впливу поляризаційних спотворень антен та сигналів на пропускну здатність каналу.

Висновок. Отже розроблена методика аналізу пропускної здатності каналу радіодоступу на основі обліку поляризаційних спотворень дозволяє досліджувати вплив неузгодженості по поляризації та ступеню поляризації радіохвиль на пропускну спроможність прийомного каналу системи і досліджувати можливості підвищення пропускної спроможності за рахунок використання компенсації поляризаційних спотворень антен при випромінюванні та прийманні, що є істотною практичною значущістю.

Список використаної літератури:

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневецкий, А.И. Ляхов, С.Л. Портной и др. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Elnaggar M.S. Multipolarization dimensionality of multiantenna systems / M.S. Elnaggar, S.K. Chaudhuri, S.Safavi-Naeini // Progress in Electromagnetic Research B. – 2009. – Vol. 14. – Pp. 45–63.
3. Antenna Selection Method for Terminal Antennas Employing Orthogonal Polarizations and Patterns in Outdoor Multiuser MIMO System / N.Honma, R.Kudo, K.Nishimori at ol. // IEICE Trans. Commun. – Vol. E91-B, № 6. – Pp. 1752–1759. – June, 2008.
4. Казаков Е.Л. Влияние параметров радиолокационных измерителей на точность измерений поляризационных характеристик цели / Е.Л. Казаков, Д.Н. Рыжов // Радиотехника. – 1981. – Т. 38, № 11. – С. 50–52.
5. Мартыничук А.А. Математическая модель ФАР заданной конструкции / А.А. Мартыничук, В.В. Лукьяничук, С.А. Волювач // сб. докл. XVIII научно-техн. конф. – Жуковский : ОАО НИИ Приборостроения им. В.В. Тихомирова, 2005. – С. 123–129.
6. Шубарин Ю.В. Зависимость поляризационной диаграммы от АФР поля в раскрыте антенны / Ю.В. Шубарин, Н.Н. Горобец // Изв. вузов. – М. : Радиотехника, 1965. – Т. 11. – С. 172–186.
7. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосева, А.Г. Бердников, Э.Ш. Гойхман и др. ; под ред. Ю.И. Лосева. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.
8. Козлов А.И. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных радиоволн / А.И. Козлов, А.И. Логвин, А.А. Сарычев ; под ред. А.И. Козлова. – М. : Радиотехника, 2005. – 704 с.
9. Поляризация радиолокационных радиоволн / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин и др. ; под ред. В.Е. Дулевича. – М. : Сов. радио, 1966. – 440 с.
10. Поздняк С.И. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн / С.И. Поздняк, В.А. Мелитицкий. – М. : Сов. радио, 1973. – 278 с.
11. Родимов С.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки радиоволн и помех в линиях связи / С.П. Родимов, В.В. Поповский. – М. : Радио и связь, 1984. – 272 с.
12. Слюсар В.И. Системы MIMO: принципы построения и обработка радиоволн / В.И. Слюсар // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – № 10. – С. 52–59.

МАРТИНЧУК Олександр Олександрович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри телекомунікаційних систем Харківського національного університету радіоелектроніки.

Наукові інтереси:

– покращання завадозахищеності та якісних показників радіотехнічних засобів.

АБДУЛЛАХ Ікрам Кадір – аспірант Харківського національного університету радіоелектроніки.

Наукові інтереси:

– покращання якісних показників роботи каналів радіодоступу.

Стаття надійшла до редакції 24.10.2012