

Л.Г. Корнієнко

Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба, Харків

ДО ВИЗНАЧЕННЯ ПОЛЯ СИСТЕМИ ВИПРОМІНЮВАЧІВ, ПІДНЯТИХ НАД ЗЕМНОЮ ПОВЕРХНЕЮ

Проведено узагальнення метода відбиттєвої трактовки для визначення поля піднятої над гладкою поверхнею Землі антени на випадки, коли в ній відсутній фазовий центр або він не співпадає з початком вибраної системи координат. В розрахункових формулах введені поправки у фазові співвідношення прямої і відбитої хвиль, які виникають внаслідок випромінювання антеною хвилі з несферичним фронтом. Теоретичні дані доповнюються результатами розрахунку горизонтально поляризованої вертикальної антенної решітки, яка призначена для формування діаграми спрямованості спеціальної форми.

Ключові слова: гладка Земля, метод відбиттєвої трактовки, фазова характеристика, амплітудна діаграма, інтерференційний множник, амплітудно-фазовий розподіл, фазовий центр, початок координат, сферичний фронт, висота підйому антени.

Вступ

Для розрахунку поля антени, піднятої над гладкою землею поверхнею на декілька довжин хвиль, використовується метод відбиттєвої трактовки [1–3]. Розрахунок виконується в припущенні, що початок системи координат (який, зазвичай, вибирається в геометричному центрі антени) співпадає з її фазовим центром. Тому при визначенні поля в точці спостереження, як суми прямої і дзеркально відбитої від Землі хвиль, в різниці фаз враховується тільки набіг фази на різниці ходу хвиль та зміна фази при відбитті. В радіотехнічних системах для формування у вертикальній площині діаграм спрямованості спеціальної форми використовуються досить складні антени [4–5], в котрих фазовий центр відсутній або може не співпадати з початком системи координат. Фазова характеристика відносно початку координат стає залежною від кутового положення точки спостереження. Тому хвилі, що випромінюються антеною в напрямках на точки спостереження і відбиття, мають різні значення початкових фаз. Це впливає на результат інтерференції полів і потребує врахування при розрахунках діаграми спрямованості (ДС) антени.

Мета роботи – поширити метод відбиттєвої трактовки для розрахунку поля високопіднятих над землею поверхнею антен, які випромінюють хвилі з несферичним фронтом відносно початку вибраної системи координат.

Виклад основного матеріалу

Методика дослідження. Нехай геометричний центр антени, піднятий на висоту h над поверхнею Землі, є початком системи координат, в якій розра-

ховується її діаграми спрямованості (ДС). Якщо він не співпадає з фазовим центром антени (а можливо його зовсім немає), то нормована ДС $F'_A(\theta, \varphi)$ є комплексною функцією, модуль якої визначає амплітудну ДС $F_A(\theta, \varphi)$, а аргумент $\phi_A(\theta, \varphi)$ – фазову характеристику, від котрої залежить від вибору початку системи координат. Кути θ, φ (відповідно кут місця і азимут) вказують напрямком на точку спостереження.

Комплексна амплітуда напруженості електричного поля антени у вільному просторі в дальній зоні визначається виразом [6]:

$$E'_A(r_1, \theta, \varphi) = \frac{\sqrt{60PD}}{r_1} F'_A(\theta, \varphi) e^{-j(kr_1 - \varphi_1)}, \quad (1)$$

де r_1 – відстань від початку системи координат на антені до точки спостереження; P – потужність випромінювання; D – максимальне значення коефіцієнта спрямованої дії (КСД) антени; φ_1 – початкова фаза струму; $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число вільного простору.

Розглянемо далі поле антени у вертикальній площині з врахуванням впливу на нього хвиль, відбитих від земної поверхні. Згідно з методу відбиттєвої трактовки поле антени над гладкою поверхнею є результатом інтерференції прямої та дзеркально відбитої хвиль з врахуванням зміни амплітуди та фази при відбитті та набігу фаз на різниці ходу хвиль. Для дальньої зони антени та її дзеркального зображення промені до точки спостереження можна вважати паралельними, а кути на точки спостереження та відбиття однаковими (рис. 1). Функції $F'_A(\theta)$, $F'_A(-\theta)$ визначають відповідно значення комплексної ДС в напрямках на ці точки. Якщо під-

сумувати прямі і відбиті хвилі з використанням формули (1) і стандартних наближень для дальньої зони [6], то в загальній системі координат з початком в точці O отримаємо наступний вираз для поля над землею поверхнею

$$E'(\theta) = \frac{\sqrt{60PD}}{r} F'_A(\theta) \cdot \left[e^{jkh \sin \theta} + \Gamma'(\theta) \frac{F'_A(-\theta)}{F'_A(\theta)} e^{-jkh \sin \theta} \right] \cdot e^{-j(kr - \phi_1)} \quad (2)$$

де $\Gamma' = \Gamma e^{j\beta}$ – коефіцієнт відбиття від плоскої поверхні: його модуль Γ та аргумент β , який визначає фазовий зсув між відбитою та падаючою хвилями.

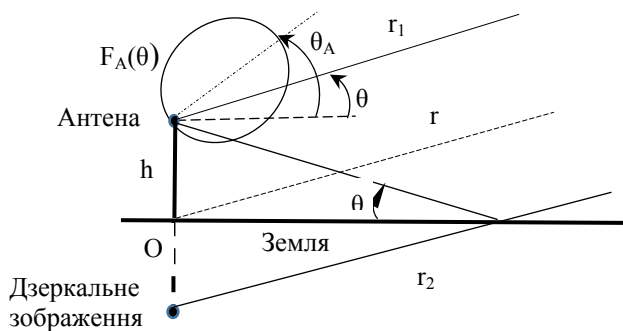


Рис. 1. До методу відбиттєвої трактовки

Коефіцієнт відбиття залежить від кута θ , поляризації падаючих хвиль та відносної комплексної діелектричної проникності земної поверхні $\epsilon' = \epsilon - j\sigma/\omega$ (ϵ, σ – відносна діелектрична проникність та питома провідність відповідно). У формулі (2), на відміну від аналогічної формули в [2], ДС є комплексною функцією. Тому інтерференційний множник (вираз у квадратних скобках формули (2)) залежить не тільки від аргументу коефіцієнта відбиття, але і від фазової характеристики антени.

Перепишемо вираз (2) у вигляді

$$E'(\theta) = \frac{\sqrt{60PD}}{r} F(\theta) \cdot e^{-j(kr - \phi_1 - \phi_E(\theta))} \quad (3)$$

де $F(\theta) = F_A(\theta) \sqrt{1 + B^2 + 2B \cos(2kh \sin \theta - (\beta + \zeta))}$ (3а) – амплітудна ДС;

$$\phi_E(\theta) = \phi_A(\theta) + \text{atg} \frac{\sin(kh \sin \theta) - B \sin(kh \sin \theta - \beta - \zeta)}{\cos(kh \sin \theta) + B \cos(kh \sin \theta - \beta - \zeta)} \quad (3б)$$

– фазова характеристика антени з врахуванням впливу Землі. Функція $\zeta(\theta) = \phi_A(-\theta) - \phi_A(\theta)$ враховує несферичність фронту хвилі відносно початку вибраної системи координат і визначається різницею фаз полів, які випромінюються антеною в напрямках на точки відбиття і

спостереження. Функція $V(\theta) = \Gamma(\theta)F_A(-\theta)/F_A(\theta)$ визначає зміну амплітуди відбитої від Землі хвилі відносно амплітуди прямої хвилі в напрямку на точку спостереження. Якщо антена має фазовий центр і початок координат помістити в нього, то $\zeta(\theta) = 0$, при цьому в (3а), (3б) треба змінити висоту h підвісу антени (початку координат) і ДС (3а) залишається незмінною, вона, як відомо [7], є інваріантною до вибору початку координат на антені.

Отже, отримані формули узагальнюють відомі результати на випадок, коли антена має фазовий центр, але він не співпадає с початком координат, або коли фазовий центр відсутній. Крім того, уточняється поняття висоти підйому антени.

Модуль інтерференційного множника є багатопелюстковий.

При повільній зміні $V(\theta)$ напрямки максимумів пелюсток множника визначаються з виразу

$$\frac{4\pi h}{\lambda} \sin \theta_{\text{пмакс}} - \beta(\theta_{\text{пмакс}}) - \zeta(\theta_{\text{пмакс}}) = n2\pi, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (4)$$

в цих напрямках пряма і відбита хвилі підсумовуються у фазі, в напрямках мінімумів

$$\frac{4\pi h}{\lambda} \sin \theta_{\text{пмін}} - \beta(\theta_{\text{пмін}}) - \zeta(\theta_{\text{пмін}}) = (2n + 1)\pi, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (4а)$$

ці хвилі протифазні. Значення n потрібно брати такими, щоб кути були позитивними і знаходилися в межах від 0 до 90°.

З (4), (4а) бачимо, що фазова характеристика антени може помітно впливати на кутове розташування пелюсток інтерференційного множника. Рівняння (4), (4а) при відомих висоті антени, її фазової характеристики та електричних параметрах земної поверхні доцільно вирішувати графічним способом.

Аналіз результатів розрахунку. Нехай антена уявляє собою вертикальну антенну решітку з ідентичних однаково орієнтованих випромінювачів у вигляді системи горизонтальних активного і пасивного вібраторів (рис. 2).

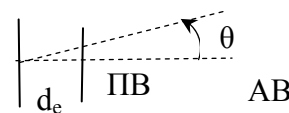


Рис. 2. Елемент решітки

Вертикальна площина є для цієї системи магнітною площиною. Розрахунок такої системи методом наведених електрорушійних сил детально описаний в літературі (див. напр. [7–8]). При довжинах пасивного вібратора (ПВ) 0,5λ активного вібратора (АВ) 0,46λ і відстанню між ними $d_e = 0,2\lambda$ ПВ діє як рефлектор, система формує в магнітній площині односторонню ДС (рис. 3) шириною 142°, з КСД 6,2дБ та

коєфіцієнтом захисної дії 10дБ. При виборі початку координат в геометричному центрі ПВ фазова характеристика системи АВ-ПВ в межах головної пелюстки ДС показана на рис. 4. Вона не постійна (як для сферичного фронту), має симетрію відносно напрямку головного максимуму амплітудної діаграми.

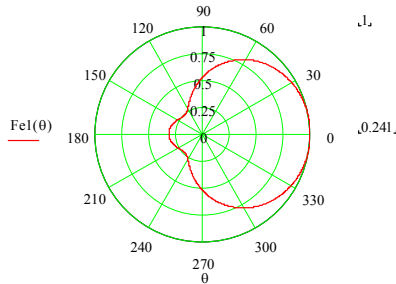


Рис. 3. Амплітудна ДС елемента решітки

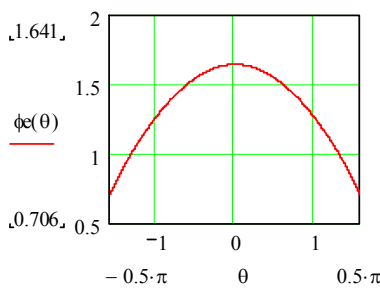


Рис. 4. Фазова характеристика елемента решітки

Отже, кожний елемент решітки з максимумом уздовж горизонту випромінює поле в напрямку на ціль та на точку відбиття з однаковими амплітудами та початковими фазами ($\zeta(\theta) = 0$, $V = \Gamma(\theta)$). Однак, якщо нахилити антену у вертикальній площині, то вказаний баланс полів порушується.

Комплексна ДС решітки $f'_A(\theta, \varphi)$ визначається добутком комплексної ДС випромінювача $f'_e(\theta, \varphi)$ на комплексний множник системи $f'_N(\theta, \varphi)$, а її нормоване значення буде

$$F'_A(\theta, \varphi) = f'_A(\theta, \varphi) / |f'_A(\theta_A, \varphi_A)|,$$

де кути θ_A і φ_A визначають напрямку головного максимуму ДС антени (рис. 1). Отже

$$F'_A(\theta, \varphi) =$$

$$F_A(\theta, \varphi) e^{j\varphi_A(\theta, \varphi)} = f'_e(\theta, \varphi) f'_N(\theta, \varphi) / |f'_A(\theta_A, \varphi_A)|.$$

Роздивимося двоелементну решітку з горизонтальним розташуванням системи АВ-ПВ. Висоту підвісу елементів решітки та їх збудження вибирають, виходячи з вимог до ДС антени у вертикальній площині. Максимум приземного пелюстка ДС регулюється висотою підвісу верхнього елемента. При необхідності зменшення глибини провалів в ДС максимуми інтерференційних множників елементів решітки доцільно розташовувати послідовно в заданому секторі з певним перетином головних пелюсток. На глибину провалів впливає розподіл потуж-

ності між елементами та фазовий зсув струмів збудження. Зменшення провалів досягається використанням нерівномірного амплітудного та фазового розподілів. Для збільшення амплітуди поля під малими кутами місця потрібно більшу потужність підводити до верхнього елемента, при цьому максимум результуючого поля прагне до максимуму приземного пелюстка його інтерференційного множника.

Виберемо початок місцевої системи координат у геометричному центрі решітки. При висотах підйому верхнього $h_B = 3,3\lambda$ і нижнього $h_H = 2\lambda$ поверхів решітки висота геометричного центру буде $h = 2,65\lambda$, відстань між елементами – $d = 1,3\lambda$. Вказані висоти характерні для антен РЛС метрового діапазону [4–5]. Множник решітки у вертикальній площині буде

$$f'_N(\theta) = \sum_{n=-1}^1 a_n \exp[j(\varphi_n + 0,5nkd \sin \theta)].$$

Якщо амплітудний розподіл (АР) a_n симетричний, а фазовий розподіл (ФР) φ_n – антисиметричний, то множник решітки є дійсною функцією, фазовий центр співпадає з геометричним центром, фронт хвилі є сферичним відносно початку координат. На рис. 5–6 показані відповідно нормований множник решітки та його аргумент (суцільні криві) для рівномірного АР, фаза струму верхнього елемента випереджає фазу струму нижнього елемента на 90° ($\varphi_1 = \pi/4$, $\varphi_{-1} = -\pi/4$ – лінійний ФР).

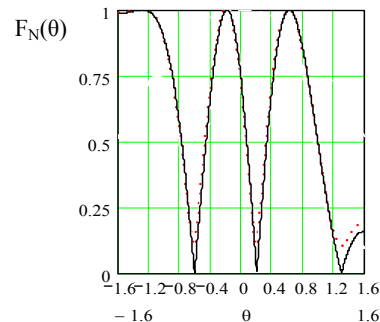


Рис. 5. Множники решітки

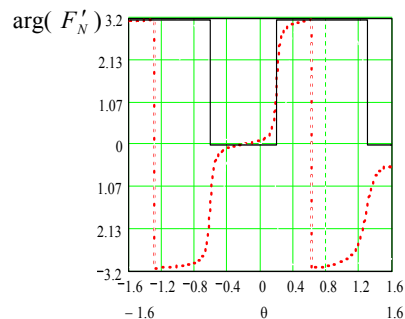


Рис. 6. Аргумент множника решітки

Пунктирні криві побудовані для випадку, коли до верхнього елемента підводиться 60% (до нижнього – 40%) потужності передавача, амплітудний розподіл стає нерівномірним. При цьому на рис. 5

помітно змінилася лише амплітуда поля в напрямках мінімумів множника решітки. Лінійний ФР викликав кутове відхилення головних пелюсток. Напрямки максимумів множника решітки розраховуються за формулою $\sin \theta_{mN} = (\xi / kd) + m\lambda / d$ при фазовому зсуві між елементами $\xi = -0,5\pi$. Аргумент множника решітки (рис. 6) для рівномірного АР має постійне значення в межах головних пелюсток, змінюючись стрибком на π при переході з одного пелюстка в інший, що характерно для сферичного фронту хвилі. При нерівномірному амплітудному розподілу, аргумент множника змінюється в межах головних пелюсток.

Амплітудна ДС і фазова характеристика антени у вільному просторі для рівномірного (штрихпунктир) і нерівномірного (суцільні криві) АР показані на рис. 7–8 відповідно. ДС елемента решітки АВ-ПВ (пунктир) визначає ступінь придушення основного ($m = 0$) та дифракційних ($m = -1, +1$) головних пелюсток.

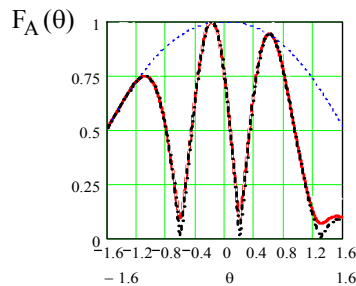


Рис. 7. Амплітудна ДС антени

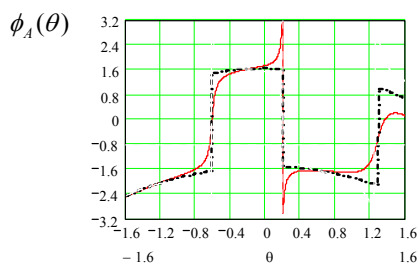


Рис. 8. Фазова характеристика антени

Графіки при $\theta < 0$ визначають відповідно амплітуди і фази полів випромінювання антени на точку відбиття, при $\theta > 0$ – на точку спостереження, при $\theta = 0$ – уздовж горизонту. При малих кутах місця амплітуда поля антени на точку відбиття значно перевищує амплітуду на точку спостереження внаслідок нахилу основного головного пелюстка ДС до Землі на кут $\theta_A = -10,8^\circ$, але фаза поля при рівномірному АР змінюється незначно і її впливом можна знехтувати. Отже, для розрахунку поля з врахуванням впливу Землі під малими кутами місця при виборі початку координат в геометричному центрі антени з рівномірним АР можна користуватися формулами, наведеними в [1–2]. Однак, із збільшенням θ , величину $\zeta(\theta)$ необхідно враховувати, бо вона може помітно впливати на ДС антени над землею

поверхнею. Її треба враховувати також при використанні нерівномірних АР. Для ілюстрації цього на рис. 9 зображені ДС антени з нерівномірним АР і лінійним ФР над гладкою землею поверхнею з електричними параметрами $\epsilon = 4, \sigma = 10^{-3}$ (сухий ґрунт). Геометричний центр (початок координат) антенної решітки піднятий висотою $2,65\lambda$.

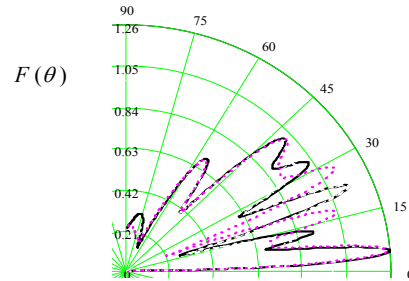


Рис. 9. Амплітудна ДС антени над землею поверхнею

ДС розраховані з використанням комп'ютерного математичного пакету Mathcad [9] за формулою (3а) з врахуванням (суцільна крива) і без врахування (пунктир) фазової характеристики випромінюючої системи. Видно, що фазова характеристика помітно впливає на форму амплітудної ДС, особливо суттєво поза приземної пелюстки, максимум якої знаходиться під кутом $4,9^\circ$. Отже, наведені розрахунки підтверджують важливість врахування фазової характеристики антени при визначенні її ДС над землею поверхнею.

Розрахунки, аналогічні приведеним, були виконані для розглядаємої антени з початком координат на нижньому елементі решітки, піднятому на висоту 2λ , яка відповідала висоті підйому антени h у формулі (3а). Значно змінилася фазова характеристика антени $\phi_A(\theta)$ відносно нового початку координат як для рівномірного, так і для нерівномірного АР. Амплітудні ДС антени у вільному просторі (рис. 7) та з врахуванням впливу Землі (рис. 9) залишилися незмінними.

Аналітична модель (3) антени, піднятої над землею поверхнею, дієздатна у рамках методу відбиттевої трактовки [2]. Результати, отримані на її основі, порівнювались з результатами моделювання антени за допомогою спеціалізованої комп'ютерної програми електродинамічного рівня MMANA [10–11], побудованої на основі використання обчислювальних методів [12]. Результати розрахунків добре співпадають.

Висновки

Отримані формули для розрахунку за методом відбиттевої трактовки поля високопіднятих над землею поверхнею антен, у яких відсутній фазовий центр або він не співпадає з початком вибраної сис-

теми координат. У формулах на відміну від відомих враховується фазова характеристика антени, яка визначається відносно початку координат, висота якого визначає висоту підвісу антени. Наведені результати розрахунків двохелементної антени ілюструють суттєвий вплив фазових характеристик на розподіл поля антени у вертикальній площині. Узагальнений в роботі метод відбиттєвої трактовки може бути використаний для розрахунку характерис-

тик радіотехнічних систем з піднятою антеною, зокрема зон виявлення РЛС метрового діапазону.

Поле піднятих антенних решіток можна розрахувати також, як суму полів окремих випромінювачів з використанням формул (2–3) з КСД, ДС і фазовою характеристикою випромінювачів у вільному просторі та з врахуванням розподілу потужності між ними. При такому підході автоматично враховується фазова характеристика антени.

Список літератури

1. Основы радиолокации: справочник по радиолокации. Том 1 / Под ред. М. Скольника; пер. с англ. под общей ред. К.Н. Трофимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.
2. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн: монография / Ф.Б. Черный. – М.: Сов. радио, 1972. – 464 с.
3. Barton D. Radar systems analysis and modeling / David K. Barton. – Boston, MA Artech. House, 2004. – 545 p.
4. Мобільна радіолокаційна станція П-18. Будова, принцип дії систем та пристроїв: навчальний посібник / В.І. Тхоржевський, І.В. Тхоржевський, В.В. Вишневецький, С.В. Гахович та ін. – К.: ТОВ «Чайка-Всесвіт», 2006. – 162 с.
5. Озброєння підрозділів і частин радіотехнічних військ ППО ПС. Оглядова РЛС П-18Р: навчальний посібник для військ. Частина 1: навчальний матеріал / В.І. Ткаченко, Д.А. Гриб, М.Д. Рисаков, С.А. Макаров, В.І. Васишин, В.Г. Карев, О.П. Кулик. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил, 2008. – 389 с.
6. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш.шк., 1988. – 432 с.
7. Шифрин Я.С. Антенны: учебное пособие / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА, 1976. – 408 с.
8. Лавров А.С. Антенно-фидерные устройства: учебное пособие для вузов / А.С. Лавров, Г.В. Резников. – М.: Сов. радио, 1974. – 368 с.
9. Кирьянов Д.В. Самоучитель Mathcad 11: монография / Д.В. Кирьянов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 560 с.
10. Гончаренко И.В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA: монография / И.В. Гончаренко. – М.: ИП РадиоСофт, 2002. – 80 с.
11. Корнієнко Л.Г. Дослідження характеристик антен методом комп'ютерного моделювання: методичні рекомендації / Л.Г. Корнієнко. – Х.: ХУПС, 2014. – 84 с.
12. Вычислительные методы в электродинамике: монография; под ред. Р. Митры, пер. с англ. под ред. Э.Л. Бурштейна. – М.: Мир, 1977. – 486 с.

References

1. Skolnyk, M. (1976), "Osnovy radyolokatsyy: spravochnyy po radyolokatsyy" [Fundamentals of radiolocation: a guide to radar], Vol. 1, Sov. radyo, Moscow, 456 p.
2. Chernyy, F.B. (1972), "Rasprostraneniye radyovoln: monografyya" [The propagation of radio waves], Sov. radyo, Moscow, 464 p.
3. Barton, D.K. (2004), *Radar systems analysis and modeling*, MA Artech. House, Boston, 545 p.
4. Tkhorzhevs'kyu, V.I., Tkhorzhevs'kyu, I.V., Vyshnevs'kyu, V.V. and Hakhovych, S.V. (2006), "Mobil'na radiolokatsiyina stantsiya P-18. Budova, pryntsyyp diyiy system ta prystroyiv: navchal'nyy posibnyk" [Mobile radar station P-18. Structure, principle of systems and systems devices], TOV «Chayka-Vsesvit», Kyiv, 162 p.
5. Tkachenko, V.I., Hryb, D.A., Rysakov, M.D., Makarov, S.A., Vasylyshyn, V.I., Karyev, V.H. and Kulyk, O.P. (2008), "Ozbroyennya pidrozdiliv i chastyn radiotekhnichnykh viys'k PPO PS. Ohlyadova RLS P-18R: navchal'nyy posibnyk dlya viys'k. Chastyna 1: navchal'nyy material" [Armament of subdivisions and parts of radio engineering air defense units. Surveillance radar P-18P], Kharkiv Air Forces University, Kharkiv, 389 p.
6. Sazonov, D.M. (1988), "Antenny i ustroystva SVCH" [Antennas and microwave devices], Vyssh.shk., Moscow, 432 p.
7. Shifrin, Y.S. (1976), "Antenny: uchebnoye posobiye" [Antennas], VIRTA, Kharkiv, 408 p.
8. Lavrov, A.S. and Reznikov, G.V. (1974), "Antenno-fidernyye ustroystva" [Antenna-feeder devices], Sov. radio, Moscow, 368 p.
9. Kir'yanov, D.V. (2003), "Samouchitel' Mathcad 11: monografiya" [Self-teacher Mathcad 11], BKHV- Peterburg, Sankt-Peterburg, 560 p.
10. Goncharenko, I.V. (2002), "Komp'yuternoye modelirovaniye antenn. Vse o programme MMANA" [Computer modeling of antennas. All about MMANA], IP RadioSoft, Moscow, 80 p.
11. Korniyenko, L.G. (2014), "Doslidzhennya kharakterystyk anten metodom komp'yuternoho modelyuvannya" [Investigation of antenna characteristics by computer modeling], KHUPS, Kharkiv, 84 p.
12. Mittra, R. (1977), "Vychislitel'nyye metody v elektrodinamike" [Computational methods in electrodynamics], Mir, Moscow, 486 p.

Надійшла до редколегії 10.08.2018

Схвалена до друку 11.09.2018

Відомості про автора:

Корнієнко Леонід Григорович
доктор технічних наук професор
професор кафедри
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-2247-5651>

Information about the author:

Leonid Kornienko
Doctor of Technical Sciences Professor
Professor of the Department of Ivan Kozhedub
Kharkiv National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-2247-5651>

**К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ СИСТЕМЫ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ,
ПОДНЯТЫХ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ**

Л.Г. Корниенко

Проведено обобщение метода отражательной трактовки для определения поля поднятой над гладкой поверхностью Земли антенны на случаи, когда в ней отсутствует фазовый центр или он не совпадает с началом выбранной системы координат. В расчетных формулах введены поправки в фазовые соотношения прямой и отраженной волн, возникающие вследствие излучения антенной волны с несферичным фронтом. Теоретические данные дополняются результатами расчетов горизонтально поляризованной вертикальной антенной решетки, предназначенной для формирования диаграммы направленности специальной формы.

Ключевые слова: гладкая Земля, метод отражательной трактовки, фазовая характеристика, амплитудная диаграмма, интерференционный множитель, амплитудно-фазовое распределение, фазовый центр, начало координат, сферический фронт, высота подъема антенны.

**TO THE QUESTION OF DEFINING THE FIELD OF THE SYSTEM OF RADIATORS
RAISED OVER THE EARTH SURFACE**

L. Kornienko

The subject of the study is the method of reflective interpretation to calculate the antenna field raised above a smooth earth surface. The calculated relationships of the known method are obtained on the assumption of the presence in the antenna of a phase center, which is chosen as the origin. In this case, it is sufficient to take into account only the amplitude DN of the antenna. In modern radio engineering systems, complex radiating systems are used in which this condition may not be fulfilled. The generalization of the method of reflective interpretation to cases where the antenna does not have a phase center or it does not coincide with the origin of the coordinate system chosen for calculating antenna characteristics in free space. Formulas for the field and antenna directivity patterns are obtained in which, in contrast to known ones, its phase response is taken into account, which allows us to introduce corrections into the phase relationships of the direct and reflected waves when calculating the interference factor. It is shown that the positions of the extremes of the interference factor depend not only on the height of the antenna and the argument of the reflection coefficient, but also on the phase difference of the fields emitted by the antenna in the directions to the target and the reflection point that arises from the nonsphericity of the wave front. The results of calculations of the directional patterns of a vertical two-element horizontally polarized antenna array with nonuniform amplitude-phase excitation are considered taking into account the influence of the earth's surface. It is shown in particular that the invariance property of the amplitude DN with respect to the choice of the origin of the local coordinate system in the antenna is retained only when its phase characteristic is taken into account. The results of the studies can be used to calculate the technical characteristics of radio systems with a raised antenna whose radiation field is the result of interference of the direct and reflected waves, and the field of the surface wave can be neglected. An example is the calculation of the detection zone of the radar meter range, as well as radio links with high-elevated transmit and receive antennas

Keywords: smooth Earth, reflective interpretation method, phase characteristic, amplitude diagram, interference factor, amplitude-phase distribution, phase center, origin, spherical front, elevation of the antenna.