

Н. М. Каращук, С. О. Соболенко, В. О. Савенко, І. А. Цикалов

УДОСКОНАЛЕНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ АНТЕНИ ДЛЯ СИСТЕМ РАДІОМОНІТОРИНГУ БОРТОВИХ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ

Аналіз досвіду сучасної збройної боротьби показує, що своєчасне виявлення сигналів бортових джерел радіовипромінювання системами радіомоніторингу є важливим завданням. Одним із шляхів його вирішення є застосування компактних ширококутових антен сантиметрового діапазону хвиль, тому розроблення та вдосконалення методик розрахунку ширококутових компактних антен сантиметрового діапазону хвиль є важливим та актуальним науково-практичним завданням. Запропоновано удосконалити методику розрахунку антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці (антени Вівальді), шляхом врахування товщини діелектричної підкладки, відносної ефективної діелектричної проникності шарів підкладки та двостороннього живлення для забезпечення покращення спрямованих властивостей антени та її узгодження в заданій смузі частот. Зокрема, у формулах фазового множника системи (для двох випромінювальних елементів) і результуючої діаграми спрямованості антени враховано двостороннє живлення та товщину й відносну діелектричну проникність підкладки. Наведено удосконалені формули для розрахунку та вибору таких параметрів антени: довжин L_{xn} , L_{yn} ; максимальної та мінімальної ширини щілини ω_{max} , ω_{min} ; коефіцієнта розкриву щілини R_y ; ширини смужки симетричної мікросмушкової лінії живлення ω_{cm1} у місці підключення коаксіальної лінії живлення; ширини смужки в місці перетину із щілинною лінією ω_{cm2} ; ширини симетричної щілинної лінії в основі розкриву ω ; довжини чвертьхвильового трансформатора на основі симетричної мікросмушкової лінії L_{mc} ; довжини симетричної мікросмушкової лінії живлення L_{mt} ; довжини щілини l ; діаметра резонатора D_c ; радіуса обкладинки конструктивного конденсатора R_s ; параметрів θ_s , θ ; L_s . Практична значущість отриманих результатів полягає в можливості наближеного розрахунку компактних ширококутових антен сантиметрового діапазону хвиль для систем радіомоніторингу бортових джерел радіовипромінювання з подальшим моделюванням та практичним виготовленням даних антен.

Ключові слова: антена Вівальді; ефективна діелектрична проникність; багатошарова діелектрична підкладка; нерегулярні симетричні щілинні лінії; радіомоніторинг; удосконалена методика.

Постановка проблеми в загальному вигляді. В антені біжучої хвилі на основі нерегулярної симетричної щілинної лінії, розташованої на діелектричній підкладці (антені Вівальді), головний максимум діаграми спрямованості (ДС) відхиляється. Це відбувається за рахунок зсуву фаз між напруженостями полів, що створюються будь-якими елементами, розташованими вздовж осі, який буде відмінний від нуля через те, що фазова

© Н. М. Каращук, С. О. Соболенко, В. О. Савенко, І. А. Цикалов, 2020

швидкість не дорівнює швидкості світла за наявності діелектричної підкладки [1]. Такого типу антена має також достатньо високий вхідний опір [2], що ускладнює узгодження із мікросмужковою лінією живлення. Недоліки відхилення головного максимуму діаграми спрямованості та складності узгодження антени із мікросмужковою лінією живлення можна усунути шляхом застосування двосторонньої антени, яка має низький вхідний опір і збуджується мікросмужковою лінією, розташованою всередині діелектричної підкладки [2].

Отже, методикам наближеного розрахунку антени біжучої хвилі на основі нерегулярної симетричної щілинної лінії, розташованої на діелектричній підкладці, притаманні такі недоліки (обмеження): ускладнений розрахунок поля в дальній зоні, що викликано складним розподілом струмів на поверхні антени та електромагнітного поля в ближній зоні [3]; відсутність точних методів розв'язку електродинамічної задачі; наближені методи розрахунку не враховують одночасно відносної діелектричної проникності багатосарової підкладки та двостороннього живлення.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Побудова точних математичних моделей для антен біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатосаровій діелектричній підкладці, є досить складним завданням [2, 4]. Отримання необхідних розмірів та форм антени біжучої хвилі на основі нерегулярної симетричної щілинної лінії, розташованої на діелектричній підкладці відповідно до конкретних вимог, здійснюють переважно методами чисельного електродинамічного моделювання, які реалізуються в програмних комплексах, призначених для розрахунку антен та надвисокочастотних (НВЧ) пристроїв, наприклад, ANSYS HFSS, EMSS FEKO, CST Studio Suite [5, 6]. На початковому етапі чисельного моделювання випромінювачів на основі щілинних ліній застосовуються наближені методи розрахунку, які полягають в тому, що випромінювач розглядається як нерегулярна лінія передачі, яка узгоджує регулярну лінію з вільним простором. Основним критерієм узгодження є мінімізація коефіцієнта відбиття на вході узгоджувального пристрою, який, у свою чергу, залежить від хвильового опору та довжини переходу. За цього досягаються відповідні частотні характеристики антени [7]. Коли зміна розкриву антени є плавною, може бути проведена його апроксимація на регулярні ділянки з їх наступним розрахунком.

Отже, є необхідність удосконалення наближеної методики розрахунку антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатосаровій діелектричній підкладці, з урахуванням особливостей конструкції (товщини багатосарової діелектричної підкладки та двостороннього живлення).

Формулювання завдання дослідження. Необхідно удосконалити методику розрахунку антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатосаровій діелектричній підкладці, шляхом врахування товщини діелектричної підкладки, відносної ефективної діелектричної проникності її шарів і двостороннього живлення для покращення спрямованих властивостей антени та її узгодження в заданій смузі частот.

Виклад основного матеріалу. Антена біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатосаровій діелектричній підкладці,

зображена на рис. 1, на якому позначено: ω_{min} , ω_{max} – мінімальна та максимальна ширина щілини; l – довжина щілини; ω_i , ω_{i+1} – ширина i -ї та $i+1$ -ї регулярної щілинної лінії відповідно; l_i – довжина i -ї регулярної щілинної лінії; L_y , L_x – ширина та довжина антени.

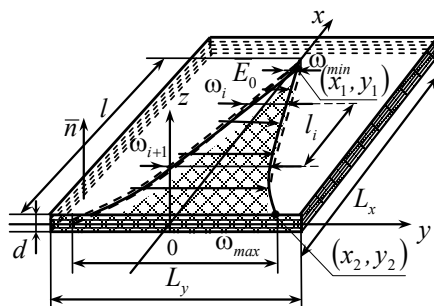


Рис. 1. Антена біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці

Геометричні розміри антени (рис. 1) можуть бути зменшені за наявності впливу діелектричної проникності багатошарової діелектричної підкладки без зміни електричних розмірів антени. Проте для забезпечення розрахунку таких антен необхідно у відомій методиці [8] додатково врахувати ефективну діелектричну проникність багатошарової діелектричної підкладки ϵ_{ef} .

Удосконалена методика розрахунку геометричних розмірів та характеристик антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці, включає пункти, описані нижче.

1. Розрахунок ефективної діелектричної проникності багатошарової діелектричної підкладки ϵ_{efn} за формулою

$$\epsilon_{efn} = \sum_n d_{e_n} \epsilon_{r_n}, \quad (1)$$

де d_{e_n} – відносні товщини шарів багатошарової діелектричної підкладки, м;

ϵ_{r_n} – відносні діелектричні проникності компонентів суміші.

2. Визначення ширини L_{yn} та довжини L_{xn} антени (рис. 2) залежно від необхідної ширини ДС у площинах Е та Н з урахуванням значення ефективної діелектричної проникності багатошарової діелектричної підкладки, згідно з умовами (2)–(5):

для забезпечення ширини ДС у площині Е – 70° , у площині Н – 180° :

$$L_{yn} = \lambda_{dmax} / 2; \quad (2)$$

для забезпечення приблизно однакових значень ширини ДС у площинах Е та Н:

$$L_{yn} = 1,5 \cdot \lambda_{dmax}; \quad (3)$$

для забезпечення ширини ДС 60° у площині Е та 70° у площині Н:

$$L_{yh} = \lambda_{dmax}, \quad (4)$$

де λ_{dmax} – максимальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії, м.

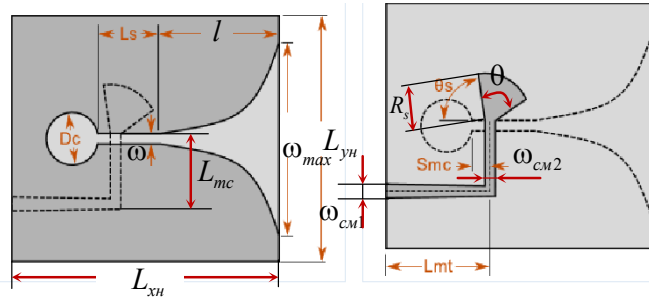


Рис. 2. Позначення геометричних розмірів антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатошаровій діелектричній підкладці, та її елемента живлення

Довжина антени обирається відповідно до умови [8–10]:

$$L_{xh} \approx 1,5 \cdot L_{yh}. \quad (5)$$

3. Знаходження максимальної та мінімальної ширини щілини за формулами (6) та (7) з урахуванням ефективної діелектричної проникності багатошарової діелектричної підкладки:

$$\omega_{max} = \frac{c}{2f_{min} \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (6)$$

$$\omega_{min} = \frac{c}{2f_{max} \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (7)$$

де f_{max} – максимальна робоча частота смуги пропускання антени, Гц.

4. Розрахунок форми експоненціального розкриву антени за формулою (8) з урахуванням (9), (10) та вибраного значення коефіцієнта розкриву щілини R_y .

Форма розкриву описується такою формулою [2]:

$$x = C_1 e^{Ry} + C_2, \quad (8)$$

де C_1, C_2 – сталі, які вибираються таким чином, щоб розкрив пройшов через точки $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$, що знаходяться на його початку та кінці (рис. 1).

Коефіцієнти C_1, C_2 визначаються за формулами [2]:

$$C_1 = \frac{x_2 - x_1}{e^{Ry_2} - e^{Ry_1}}, \quad (9)$$

$$C_2 = \frac{x_1 e^{Ry_2} - x_2 e^{Ry_1}}{e^{Ry_2} - e^{Ry_1}}, \quad (10)$$

де R_y – коефіцієнт розкриву щілини [2].

Коефіцієнт розкриву щілини R_y впливає на зміну хвильового опору антени: якщо він великий, то хвильовий опір змінюється стрибкоподібно від максимального до мінімального значення на вищих частотах смуги. Наприклад, якщо $R_y = 0,08$ мм, то хвильовий опір антени змінюється від 40 до 80 Ом у межах робочої смуги частот [9], тоді доцільно використовувати антену з хвильовим опором системи живлення 50 Ом.

5. Розрахунок ширини смужки симетричної мікросмужкової лінії живлення $\omega_{см1}$ (рис. 2) у місці підключення коаксіальної лінії живлення з хвильовим опором $Z_{л}$ із метою виконання умови $Z_{л} \approx Z_{лсм1}$, а також розрахунок ширини смужки в місці перетину із щілинною лінією $\omega_{см2}$ для виконання умови щодо $Z_{лсм1} \approx Z_{лсм2}$ за формулою

$$\omega_{см1,2} = d \left(\left(200 / \sqrt{\epsilon_{эф}} Z_{лсм1,2} \right) - 1 \right). \quad (11)$$

6. Розрахунок ширини симетричної щілинної лінії в основі розкриву ω за формулою (12) таким чином, щоб забезпечити необхідне значення її хвильового опору $Z_{щл1}$:

$$\begin{aligned} Z_{щл1} = & 60 + 3,69 \sin \left(\frac{\epsilon_{эф} - 2,22}{2} \cdot 18 \right) + 135,5 \ln(10 \epsilon_{эф}) \sqrt{\frac{\omega}{\lambda_{min}}} + 2,81 \times \\ & \times \left(1 - 0,011 \epsilon_{эф} (4,48 + \ln(\epsilon_{эф})) \right) \left(\frac{\omega}{d} \right) \ln \left(\frac{100d}{\lambda_{min}} \right) + 131,1 (1,028 - \ln(\epsilon_{эф})) \times \\ & \times \sqrt{\frac{d}{\lambda_{min}}} + 12,48 \left(1 + 0,18 \ln(\epsilon_{эф}) \left(\frac{\omega}{d} \right) \right) / \left(\sqrt{\epsilon_{эф} - 2,06 + 0,85 \left(\frac{\omega}{d} \right)^2} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

де λ_{min} – мінімальна робоча довжина хвилі смуги пропускання антени, м.

7. Знаходження довжини чвертьхвильового трансформатора на основі симетричної мікросмужкової лінії L_{mc} за формулою (13) з урахуванням (14), (15), довжини симетричної мікросмужкової лінії живлення L_{mt} за виразом (16), а також довжини щілини $l = 2 \cdot \omega_{max}$ (рис. 2):

$$L_{mc} = \lambda_{dmin} / 4, \quad (13)$$

де λ_{dmin} – мінімальне значення робочої довжини хвилі у щілинній лінії, м.

Мінімальне значення робочої довжини хвилі в щілинній лінії знаходимо за формулою [10]

$$\lambda_{\delta min} = \lambda_{min} / \sqrt{\epsilon_{ef}}, \quad (14)$$

де λ_{min} – мінімальна робоча довжини хвилі у вільному просторі, яка розраховується за виразом [10]

$$\lambda_{min} = c / f_{max}. \quad (15)$$

Довжину симетричної мікросмушкової лінії живлення визначаємо за виразом [9]

$$L_{mt} = \lambda_{\delta min} / 2. \quad (16)$$

8. Вибір параметрів антени: діаметра резонатора D_c ; радіуса обкладинки конструктивного конденсатора R_s ; параметрів $\theta_s, \theta; L_s$ (рис. 2).

Розмір резонатора щілинної лінії має значний вплив на реактивну складову опору на нижніх частотах смуги. Діаметр резонатора $D_c > 5$ мм (рис. 2) знижує мінімальну робочу частоту, проте опір різко збільшується, що призводить до зростання коефіцієнта стоячої хвилі за напругою на нижніх частотах смуги [9]. Тому значення діаметра резонатора доцільно обирати $D_c \leq 5$ мм. Значення параметрів θ_s, θ (рис. 2) мають бути в межах $70^\circ - 90^\circ$, радіус обкладинки конструктивного конденсатора $R_s - 4-5$ мм, $l = 2 \cdot \omega_{max}$, $L_s - 1-4$ мм [9].

9. Проведення ступінчатої апроксимації розкриву антени на регулярні щілинні лінії за умовою [7], перевірка збереження умови біжучої хвилі уздовж розкриву [7] з урахуванням змінної товщини діелектричної підкладки в місці i -ої ділянки апроксимації щілини.

10. Розрахунок поперечної компоненти напруженості електричного поля для i -ї регулярної ділянки антени за виразом відповідно до [7].

11. Розрахунок напруженості електричної складової електромагнітного поля в площинах E та H з урахуванням товщини діелектричної підкладки для всіх регулярних щілинних ліній, які утворюють антену після ступінчатої апроксимації її розкриву [7].

12. Визначення результуючого поля в дальній зоні за сумарним вкладом кожної регулярної ділянки відповідно до формули

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N E_{\theta, \varphi}^i(\theta, \varphi), \quad (17)$$

де $E_{\theta, \varphi}^i(\theta, \varphi)$ – вклад i -ї регулярної ділянки направляючої структури антени в поле дальньої зони, В/м.

13. Розрахунок результуючої ДС антени з урахуванням фазового множника системи (18) за формулою (19):

$$\psi(\theta) = \sum_{i=0}^{L-1} \left(-j \frac{1}{2} e^{jk_0 d_i \sin \theta} \right), \quad (18)$$

де k_δ – хвильове число ($k_\delta = 2\pi/\lambda_\delta$), рад/м;

θ – кут від нормалі до осі антенної системи, град;

$$E_p(\theta, \varphi) = \sum_{j=1}^2 E_j(\theta, \varphi) \cdot \psi(\theta), \quad (19)$$

де $E_j(\theta, \varphi)$ – результуюче поле в дальній зоні від j -ї нерегулярної симетричної щілинної лінії (верхньої та нижньої відносно багатопарової діелектричної підкладки).

Висновки. Наукова новизна отриманих результатів полягає в удосконаленні формул математичного апарату для наближеного розрахунку геометричних розмірів антени біжучої хвилі на основі нерегулярних симетричних щілинних ліній, розташованих на багатопаровій діелектричній підкладці, шляхом врахування ефективної діелектричної проникності багатопарової діелектричної підкладки, її товщини та двостороннього живлення.

Достовірність удосконалених формул підтверджена шляхом збіжності за одиницями вимірювання.

Отримані результати мають практична значущість, яка полягає в можливості наближеного розрахунку компактних широкосмугових антен сантиметрового діапазону хвиль для систем радіомоніторингу бортових джерел радіовипромінювання з подальшим моделюванням та практичним виготовленням даних антен.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Юпиков О. А., Еремкин В. Ю. Электродинамическая модель антенной решетки из элементов Вивальди и ее импеданс. Экспериментальная верификация результатов моделирования // Матеріали 13-го міжн. форуму «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», (23–25 квітня 2009) Ч.1. Харків: ХНУРЕ, 2009. С. 78–81.
2. Подгорный О. В. Проектирование антенн и фазированных антенных решеток. Минск : Бестпринт, 2012. 427 с.
3. Манойлов В. П., Павлюк В. В., Ставісьюк Р. Л. Широкопугові рупорні антени зі складною формою поперечного перерізу : Монографія. Житомир : Вид-вещь О. О. Євенок, 2016. 212 с.
4. Карашук Н. М., Манойлов В. П., Морозов Д. С., Сидорчук О. Л. Антена Вивальді на основі симетричних щілинних ліній // Вісник НТУУ “КПІ”. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. Київ : НТУУ “КПІ”, 2018. № 73. С. 5–10.
5. Explore Pervasive Engineering Simulation. URL: www.ansys.com (last accessed: 10.03.2021).
6. CST Studio Suite. Программное обеспечение для моделирования электродинамических и мультифизических задач. CST, 2017. 32 с. URL: CST/CST_STUDIO_SUITE2018_Rus.pdf (дата звернення: 17.03.2021).
7. Фролов А. А., Гирич С. В., Заярный В. П. Изучение электродинамических характеристик антенн и антенных систем СВЧ диапазона // Изв. вузов. Радиофизика. Т. LII, № 4. 2009. С. 328–335.

8. Дубровка Ф. Ф., Сушко О. Ю. Аналіз антени Вівальді та малоелементних антенних решіток на їх основі // Вісник НТУУ КПІ. Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. Київ, 2008. № 36. С. 72–76.
9. Frank B. Gross. *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering* // McGraw-Hill: New York, Chicago, San Francisco, Lisbon, London, Madrid, Mexico City, Milan, New Delhi, San Juan, Seoul, Singapore, Sydney, Toronto, The McGraw-Hill Companies, Inc., 2011. P. 526.
10. Zhou Y., Huang J., Wu W. Conformal LPDA antenna array for direction finding application // *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. 2016. Vol. 9. P. 272–284.

Подано 30.12.2020

REFERENCES

1. Iupikov, O. A., & Eremkin, V. Iu. (2009). Elektrodinamicheskaja model' antennoi reshetki iz elementov Vival'di i ee impedans. Eksperimental'naja verifikatsiia rezul'tatov modelirovaniia [Electrodynamic model of an antenna array made of Vivaldi elements and its impedance. Experimental verification of simulation results]. In *Materiali 13-go mizhn. Foruma «Radioelektronika i molodezh v XXI veke». Ch. 1 [Materials of the 13th International Forum "Radio electronics and youth in the XXI century". Part 1]*. Kharkiv, April 23–25, 2009. (pp. 78–81). Kharkiv: KhNURE [in Russian].
2. Podgornyi, O. V. (2012). *Proektirovanie anenn i fazirovannykh antennykh reshetok [Design of antennas and phased antenna arrays]*. Minsk [in Belarusian].
3. Manoilov, V. P., Pavliuk, V. V., & Stavisiuk, R. L. (2016). *Shyrokosmuhovi ruporni anteny zi skladnoiu formoiu poperechnoho pererizu [Broadband horn antennas with a complex cross-sectional shape]*. Zhytomyr [in Ukrainian].
4. Karashchuk, N. M., Manoilov, V. P., Morozov, D. S., & Sydoruk, O. L. (2018). Antena Vivaldi na osnovi symetrychnykh shchilynykh linii [Vivaldi antenna based on symmetrical slit lines]. *Visnyk NTUU "KPI". Radiotekhnika. Radioaparatabuduvannja [Bulletin of NTUU "KPI". Radio Engineering Series. Radio engineering]*, 73, 5–10 [in Ukrainian].
5. Explore Pervasive Engineering Simulation. Retrieved from: www.ansys.com
6. *CST Studio Suite. Programmnoe obespechenie dlia modelirovaniia elektrodinamicheskikh i mul'tifizicheskikh zadach. [Electrodynamic and multiphysics simulation software]*. (2017). Retrieved from: [CST/CST_STUDIO_SUITE2018_Rus.pdf](#) [in Russian].
7. Frolov, A. A., Girich, S. V., & Zaiarnyi, V. P. (2009). Izuchenie elektrodinamicheskikh kharakteristik antenn i antennykh sistem SVCh diapazona [Study of the electrodynamic characteristics of antennas and antenna systems in the microwave range]. *Iz. vuzov. Radiofizika [Izvestiya Vuzov. Radiophysics]*, Vol. LII, 4, 328–335 [in Russian].
8. Dubrovka, F. F., & Sushko, O. Yu. (2008). Analiz anteny Vivaldi ta maloelementnykh antennykh reshitok na yikh osnovi [Analysis of Vivaldi antenna and low-element antenna arrays based on them]. *Visnyk NTUU KPI. Serija Radiotekhnika. Radioaparatabuduvannja [Bulletin of NTUU KPI. Radio Engineering Series. Radio engineering]*, 36, 72–76 [in Ukrainian].
9. Frank B. Gross. (2011). *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering*. McGraw-Hill: New York, Chicago, San Francisco, Lisbon, London, Madrid,

Mexico City, Milan, New Delhi, San Juan, Seoul, Singapore, Sydney, Toronto, The McGraw-Hill Companies, Inc.

10. Zhou, Y., Huang, J., & Wu, W. (2016). Conformal LPDA antenna array for direction finding application. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 9, 272–284.

N. M. Karashchuk, S. O. Sobolenko, V. O. Savenko, I. A. Tsykalov

ADVANCED METHOD OF ANTENNA CALCULATION FOR RADIO MONITORING SYSTEMS OF ON-BOARD RADIO SOURCES

Analysis of the experience of modern armed struggle shows that timely detection of signals onboard radio sources by radio monitoring systems is an important task. One way to ensure its solution is the use of compact broadband antennas in the centimeter range. Therefore the development and improvement of methods for calculating broadband compact antennas in the centimeter wave range is an important and relevant scientific and practical task. An improved method for calculating a traveling wave antenna based on irregular symmetrical slit lines located arranged on a multilayer dielectric substrate (Vivaldi antennas) is proposed, by taking into account the thickness of the dielectric substrate, the relative effective dielectric constant of the substrate layers and two-way power supply to improve the directional properties of the antenna and its coordination in a given frequency band. In particular, the formulas of the phase multiplier of the system (for two radiating elements) and the resulting pattern of the antenna take into account the two-way power supply and the thickness and relative dielectric constant of the substrate. These advanced formulas for calculating and selecting these options antennas, lengths; maximum and minimum slot width; the coefficient of opening the gap; the width of the strip of symmetrical microstrip power line at the connection of the coaxial power line; the width of the strip at the intersection with the slit line; the width of the symmetrical slit line at the base of the opening; the length of a quarter-wave transformer based on a symmetrical microstrip line; the length of the symmetric microstrip power line; slit length; resonator diameter; the radius of the cover of the structural capacitor. The practical significance of the results obtained lies in the possibility of an approximate calculation of compact broadband antennas in the centimeter wavelength range. The results make it possible to model and manufacture these antennas for radio monitoring systems for onboard radio sources.

Keywords: *Vivaldi antenna; effective dielectric constant; multilayer dielectric substrate; irregular symmetrical slit lines; radio monitoring; improved methodology.*