

Ключові слова: антена, діелектричний резонатор, мікрохвильова техніка

Трубин А.А. *Реализация простой антенны на сферическом диэлектрическом резонаторе в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн.* Показана возможность реализации узконаправленной одно лепестковой антенны на одном диэлектрическом резонаторе сферической формы с колебаниями H, E_{n11} ($n \gg 1$). Установлены условия повышения кпд и коэффициента усиления предложенного типа резонансной антенны в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн.

Ключевые слова: антенна, диэлектрический резонатор, микроволновая техника

Trubin O.O. *Implementing a simple antenna on a spherical dielectric resonator in the millimeter and submillimeter wavelengths.* It's demonstrated a possibility of realization of narrow one directed antenna on Spherical DR with magnetic or electric H, E_{n11} mode resonances ($n \gg 1, m = 1$). Increasing of efficiency and gain factor of presented kinds of antenna in millimeter and terahertz wave-length is established.

Key words: antenna, dielectric resonator, microwave theory

УДК 621.396.67

УЛЬТРАШИРОКОСМУГОВИЙ ЛОГОПЕРІОДИЧНИЙ ОПРОМІНЮВАЧ РЕФЛЕКТОРНОЇ АНТЕНИ ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ 1-20 ГГц

Дубровка Ф.Ф., Долженко Д.С.

В ультраширокопосмугових системах передачі інформації, в системах радіомоніторингу, радіопротидії тощо, необхідно мати антени, що працюють у мультиоктавних смугах частот з потрібним підсиленням. У таких системах зазвичай використовують рефлекторні антени, робоча смуга частот яких визначається робочою смугою частот опромінювача. В ідеалі діаграма спрямованості (ДС), вхідний опір та положення фазового центру опромінювача не повинні залежати від частоти в робочій смузі частот. Найбільш повно задовольняють цим вимогам опромінювачі на основі логоперіодичних (ЛП) антен.

Метою цієї роботи є математичне моделювання та оптимізація характеристик опромінювача рефлекторної антени, побудованого на основі решітки в Н-площині із двох ЛП вібраторних антен [1, 2], що забезпечує в діапазоні частот 1-20 ГГц: КСХН ≤ 2.5 при живленні коаксіальною лінією з хвильовим опором 50 Ом; вісесиметричну ДС; потрібну частотно незалежну ширину ДС на рівні -10 дБ та має надійну конструкцію, добре захищену від атмосферного впливу та механічних пошкоджень.

Результати дослідження

Загальний вигляд моделі конструкції опромінювача, без укриття та з укриттям, зображено на рис. 1.

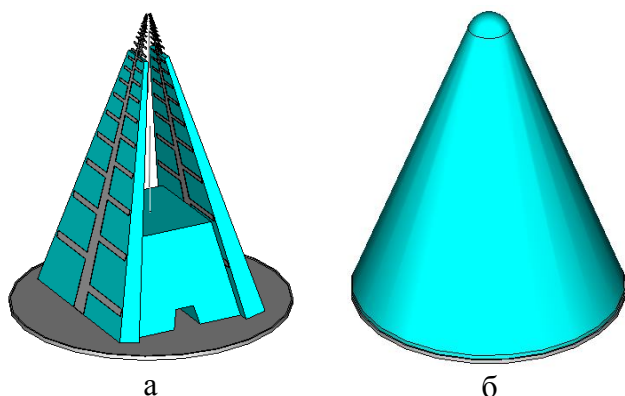


Рис. 1. Модель конструкції ЛП опромінювача без укриття (а) та з укриттям (б)

Опромінювач складається з двох ідентичних ЛП антен, металевого екрану, опори у вигляді усіченої діелектричної піраміди, відрізка коаксимальної лінії живлення та конусоподібного радіопрозорого укриття. Діаметр екрану – 300 мм. До нього кріпляться пірамідальна опора та конусоподібне укриття. Матеріал цих складових – пінополістирол з відносною діелектричною проникністю 1,2. Планарні ЛП металеві полотна товщиною 0,5 мм закріплені на діелектричних вставках, виготовлених із пінополістиролу.

На рис. 2 зображено високочастотну частину опромінювача з точкою живлення, яку важко побачити на рис. 1а.

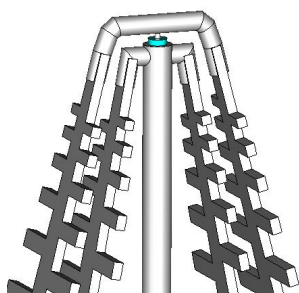


Рис. 2. Високочастотна частина ЛП опромінювача з точкою живлення

Зовнішній провідник коаксимальної лінії живлення приєднується до одного полотна кожної з ЛП антен, а центральний – до іншого полотна. Така конструкція ЛП опромінювача дозволяє отримати вісесиметричну діаграму спрямованості та вхідний опір приблизно 50 Ом, що необхідно для узгодження з 50-омною коаксимальною лінією живлення.

Геометрію ЛП полотна наближено визначимо по [2] з урахуванням заданої робочої

смуги частот 1-20 ГГц. В результаті вибрано наступні значення параметрів логіперіодичної антени: $\tau = 0.904$, $\sigma = 0.09$, $N = 40$, $L_1 = 162$ мм, $R_1 = 304$ мм,

де $\tau = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \frac{L_n}{L_{n-1}}$ – безрозмірний період, $\sigma = \frac{R_n(1-\tau)}{2L_n}$ – коефіцієнт форми, N –

кількість елементів кожної ЛП антени, L_1 – довжина найдовшого диполя, R_1 – відстань від уявної вершини до найдовшого диполя.

Моделювання реальної конструкції ЛП опромінювача виконано в пакеті програм CST Microwave Studio 2006, що базується на методі скінченних різниць у часі і просторі (FDTD). В результаті проведених обчислень було виявлено, що ширину планарної лінії живлення та ширину плоских вібраторів ЛП полотен можна не змінювати за ЛП законом. Це дозволило вибрати початкову ширину лінії живлення та плоских вібраторів, яка складала, відповідно, 1 мм та 0.5 мм, та лінійно їх збільшувати до кінцевих ширин (відповідно, 20 мм та 8 мм).

У загальному випадку фазові центри ЛП антени знаходяться на фіксованій електричній довжині від точки живлення, яка практично не залежить

від частоти. Це значить, що при зміні частоти фазовий центр опромінювача зміщується по відношенню до точки живлення. Зміщення фазового центру від фокальної точки, розміщеної на осі рефлектора, призводить до появи квадратичної фазової похибки в розподілі поля на апертурі рефлектора. Якщо Δ – це зміщення фазового центру від фокальної точки, то різниця фази в розподілі поля на апертурі між центральною частиною рефлектора та краями приблизно дорівнює $\frac{\Delta}{\lambda} \cdot (1 - \cos \frac{\psi}{2})$, де ψ – апертурний кут рефлектора. Максимальне значення цього зміщення не повинно перевищувати $\lambda/8$ [3], при цьому коефіцієнт підсилення знижується приблизно на 0,25 дБ. Зміщення фазового центру від фокальної точки при $F/D = 0,5$ та максимальній похибці не повинно перевищувати $\lambda/3$. Тому при проектуванні опромінювача для роботи в надширокій смузі частот, фазовий центр повинен розташовуватись в межах $\lambda/3$ від вершини.

Таблиця 1

Частота, ГГц	Розміщення фазового центру, мм		Ширина ДС на рівні -10 дБ, град.	
	Н-площина	Е-площина	Н-площина	Е-площина
1	287	290	214	219
2	250	260	103	96
3	248	262	105	93
4	270	279	104	96
5	278	288	110	97
6	282	297	100	94
7	291	299	96	90
8	301	304	102	92
9	295	305	92	98
10	303	308	90	95
11	306	308	90	93
12	300	308	88	90
13	306	310	88	88
14	312	312	84	94
15	303	297	88	91
16	316	316	78	93
17	294	297	90	96
18	306	310	82	90
19	298	304	88	91
20	308	318	80	88

В табл. 1 наведено дані щодо розміщення фазового центру опромінювача (в мм) відносно екрану. Очевидно, що ЛП антени не можна вважати ідеальними для використання в якості ультраширококузових опромінювачів, оскільки фазові центри в Е- та Н-площинах не цілком співпадають і дещо зміщуються з частотою. Однак, можна розташувати ЛП опромінювач

таким чином, щоб фокус рефлектора знаходився у його високочастотній області. Тоді відстань від фазового центра до фокусу в діапазоні частот не буде перевищувати $\lambda/3$, що є прийнятним для багатьох застосувань [3].

Для отримання високого коефіцієнта підсилення та низького рівня бокових пелюстків рефлекторної антени потрібно забезпечити оптимальне значення спадання поля на краях апертури (для будь-якого відношення F/D воно складає в середньому близько 9-10 дБ [4]). Тому, визначимо необхідну ширину головної пелюстки ДС по рівню -10 дБ опромінювача при заданому значенні відношення $F/D = 0,5$ [4]: $2\gamma_0 = 4 \cdot \arctg((4 \cdot \frac{f}{D})^{-1}) = 102.5^\circ$

В табл. 1 наведено значення ширин ДС на рівні -10 дБ для оптимізованого ЛП опромінювача. На всіх частотах у діапазоні 1-20 ГГц різниця між шириною ДС в Е- та Н-площинах не перевищує 10 градусів, крім частот в 5 ГГц та 16 ГГц, на яких цей показник складає 13 градусів.

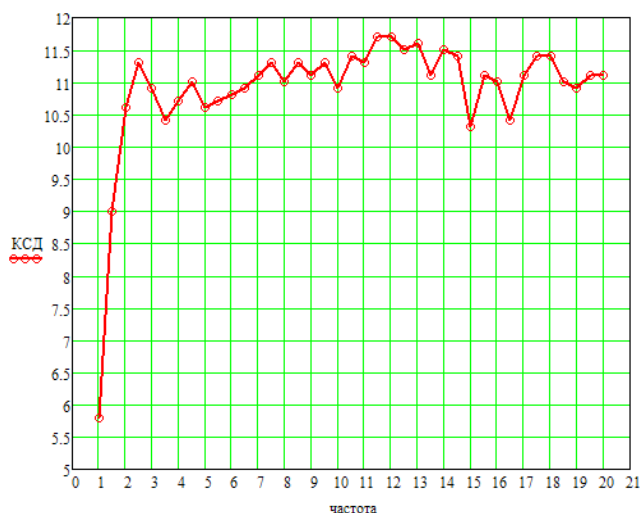


Рис. 3. Залежність КСД ЛП опромінювача від частоти

На рис. 3 наведено залежність коефіцієнта спрямованої дії (КСД) від частоти. Видно, що в середньому КСД опромінювача складає 11 дБ, крім діапазону частот від 1 до 2 ГГц, де воно різко спадає від 10,6 дБ до 5,8 дБ.

(КСХН = 2,78), $f = 7,38$ ГГц (КСХН = 2,55).

На рис. 4 наведено залежності КСХН від частоти. Максимальні значення КСХН не перевищують 2,5 у всьому робочому діапазоні частот 1 - 20 ГГц, окрім $f = 6,36$ ГГц

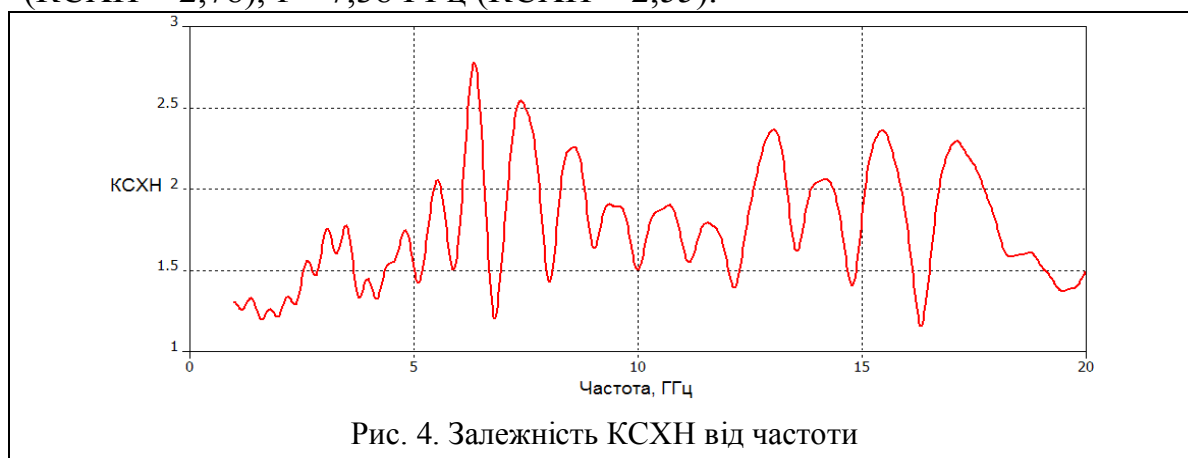


Рис. 4. Залежність КСХН від частоти

На рис. 5 зображено залежність максимального рівня бічних пелюстків у діапазоні від 1 до 20 ГГц. В середньому цей показник не перевищує -14 дБ, і лише в діапазоні частот 12-18 ГГц максимальний рівень бічних пелюстків перевищує -12 дБ. Для всіх ДС відношення переднього до заднього випромінювання не перевищує -16 дБ.

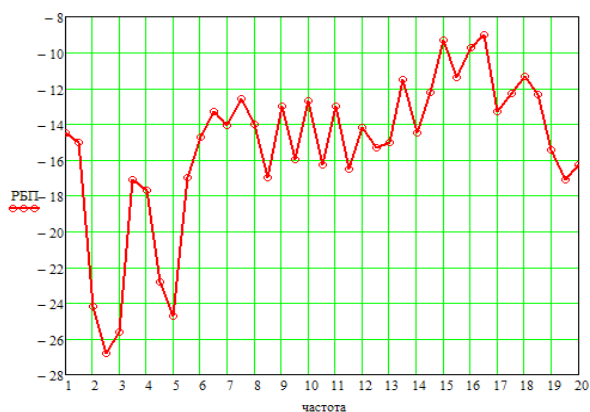


Рис. 5. Залежність рівня бічних пелюстків від частоти

ДС на частотах 2, 8, 14 та 20 ГГц.

На рис. 6 зображені

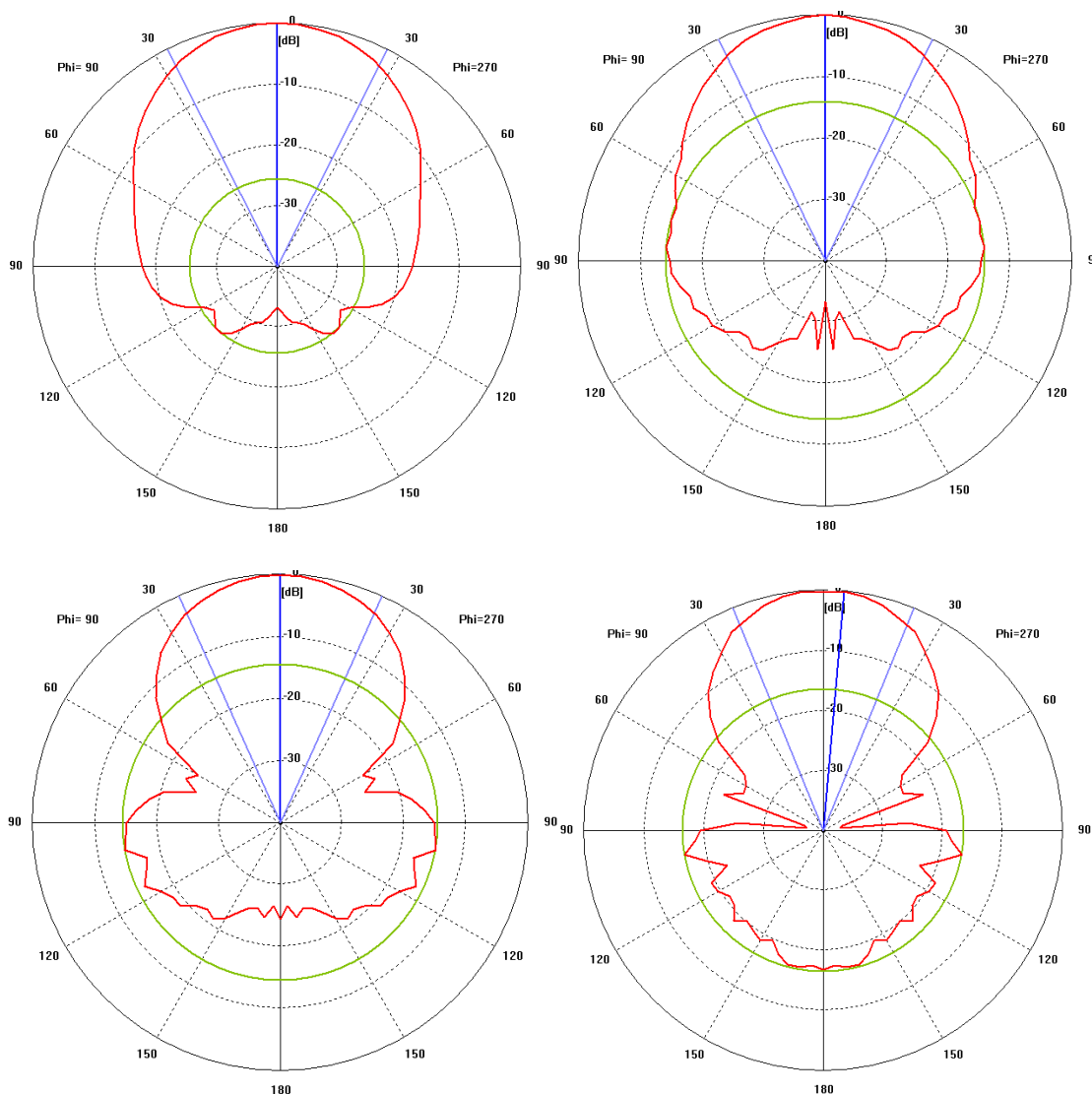


Рис. 6. ДС на частотах 2 ГГц, 8 ГГц, 14 ГГц та 20 ГГц.

Висновки

Спроектовано ультраширококутний опромінювач рефлекторної антени з $F/D = 0.5$, побудований на основі решітки в H -площині із двох логіперіодичних антен. У діапазоні частот 1-20 ГГц розроблений опромінювач забезпечує $K_{СХН} \leq 2.5$ при живленні коаксіальною лінією з хвильовим опором 50 Ом, майже віссиметричну діаграму спрямованості шириною 90^0 - 100^0 , коефіцієнт спрямованої дії приблизно 11 дБ, прийнятне зміщення фазового центру, завадозахищеність більше 16 дБ. Розроблений опромінювач має надійну конструкцію, добре захищену від атмосферного впливу та механічних пошкоджень. За електричними та механічними параметрами розроблений опромінювач не поступається світовим аналогам і може бути рекомендований для виробництва і застосування в ультраширококутних рефлекторних антенах систем радіомоніторингу та ультраширококутних радіосистем різного призначення.

Література

1. DuHammel R., Ore D. Logarithmically Periodic Antenna Arrays // 1958 IRE National Convention Record, pp. 161-174.
2. Milligan T.A. Modern antenna design, 2005, p. 613.
3. Imbriale W.A. Optimum Designs of Broad and Narrow Band Parabolic Reflector Antennas Fed with Log-Periodic Dipole Arrays. 1974.
4. DuHammel R., Ore D. Log Periodic Feeds for Lens and Reflectors // 1959 IRE National Convention Record, pp. 128-137.

*Дубровка Ф.Ф., Долженко Д.С. Ультраширококутний логіперіодичний опромінювач рефлекторної антени діапазону частот 1-20 ГГц. Представлено результати моделювання та оптимізації електричних характеристик ультра ширококутного логіперіодичного опромінювача рефлекторної антени, побудованого на основі решітки з двох логіперіодичних антен, призначеного для роботи в діапазоні частот 1-20 ГГц. **Ключові слова:** логіперіодичний опромінювач, фазовий центр, рефлекторна антена, решітка в H -площині, плоска логіперіодична вібраторна антена.*

Дубровка Ф.Ф., Долженко Д.С. Ультраширокополосный логіперіодический облучатель рефлекторной антенны диапазона частот 1-20 ГГц. Представлены результаты моделирования и оптимизации электрических характеристик ультра широкополосного логіперіодического облучателя рефлекторной антенны, построенного на основе решетки из двух логіперіодических антенн, предназначенного для работы в диапазоне частот 1-20 ГГц.

***Ключевые слова:** логіперіодический облучатель, фазовый центр, рефлекторная антенна, решетка в H -плоскости, плоская логіперіодическая вибраторная антенна.*

Dubrovka F.F., Dolzhenko D.S. Ultra wideband reflector antenna log-periodic feed with operating frequency range 1–20 GHz. Results of modeling and optimization of electric characteristics of ultra wideband reflector antenna log-periodic feed, based on two log-periodic antennas array for operating over frequency range 1-20 GHz, are presented.

***Key words:** log-periodic feed, phase center, reflector antenna, H -plane array, plane log-periodic dipole antenna.*