

УДК 621.396.67(045)

Л. Я. Ільницький, д-р техн. наук,
О. А. Щербина, канд. техн. наук,
К. М. Мацюк

СИНТЕЗ ЛОГОПЕРІОДИЧНОЇ АНТЕНИ

Інститут електроніки та систем управління НАУ, e-mail: iesy@nau.edu.ua

Наведено алгоритм синтезу логоперіодичної антени у синусоїдальному наближенні розподілу струму у вібраторах. Визначено вихідні дані для проектування антени й основні характеристики випромінювання. Розглянуто методи оптимізації антени за критерієм максимуми коефіцієнта спрямованої дії.

Ключові слова: логоперіодичні антени, коефіцієнт напрямленої дії, робочий діапазон частот, вхідний опір антени.

Вступ. Антени з логоперіодичною періодичною структурою (логоперіодичні антени – ЛПА) вперше були розроблені наприкінці п'ятидесятих років минулого століття. Вважається, що класичний метод розрахунку ЛПА був розроблений Керрелом [1]; у ньому використовуються номограми та графіки для визначення певних параметрів антени. У сучасних умовах такий спосіб розрахунку антени незручний, оскільки він ускладнює, а в деяких випадках взагалі унеможлиблює повну автоматизацію процесу синтезу антени. Оскільки ЛПА досить широко використовують для приймання телевізійних каналів, на базових станціях стільникового зв'язку, розроблення способів синтезу антени з можливістю автоматичного проектування ЛПА – є актуальною проблемою.

Постановка завдання. Сучасні методи проектування ЛПА впливають з методики Керрела [1; 2] і також у них використовуються графіки та номограми. Отже, щоб створити методику автоматичного або автоматизованого синтезу антени за допомогою комп'ютерних технологій необхідно:

- чітко визначити сукупність вихідних даних, які дадуть змогу однозначно обчислити всі параметри і характеристики ЛПА;
- визначити необхідну послідовність етапів проектування ЛПА;
- забезпечити розрахунок елементів матриць взаємних опорів і елементів матриці розподільної лінії;
- звести розрахунок струмів до розв'язання системи лінійних алгебричних рівнянь;
- створити підпрограми визначення характеристики та параметрів ЛПА.

Методи синтезу ЛПА. Найчастіше вихідними даними для створення ЛПА беруть коефіцієнт напрямленої дії (КНД), робочий діапазон частот, вхідний опір. Іноді задають ще обмеження та довжину антени і допустимі значення коефіцієнта біжучої хвилі в фідері. Оскільки немає однозначних аналітичних зв'язків КНД з геометричними параметрами антени, очевидно, створити антену із заданим КНД можна лише через унесення цілеспрямованих змін у конструкцію і послідовного перерахунку всіх електричних величин в антені. Ураховуючи це, можемо винести значення КНД за сукупність потрібних вихідних даних. Отже, для синтезу антени виходимо лише з робочого діапазону, довжин хвиль ($\lambda_{\max}$ та $\lambda_{\min}$) і вхідного опору антени.

Довжини плеча найбільшого і найменшого вібраторів антени (рис. 1) визначаються як

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= 0,25\lambda_{\max}; \\ l_N &= 0,15\lambda_{\min}; \end{aligned} \right\}$$

де l_1 – плече першого найдовшого вібратора; l_N – плече N -го найкоротшого вібратора.

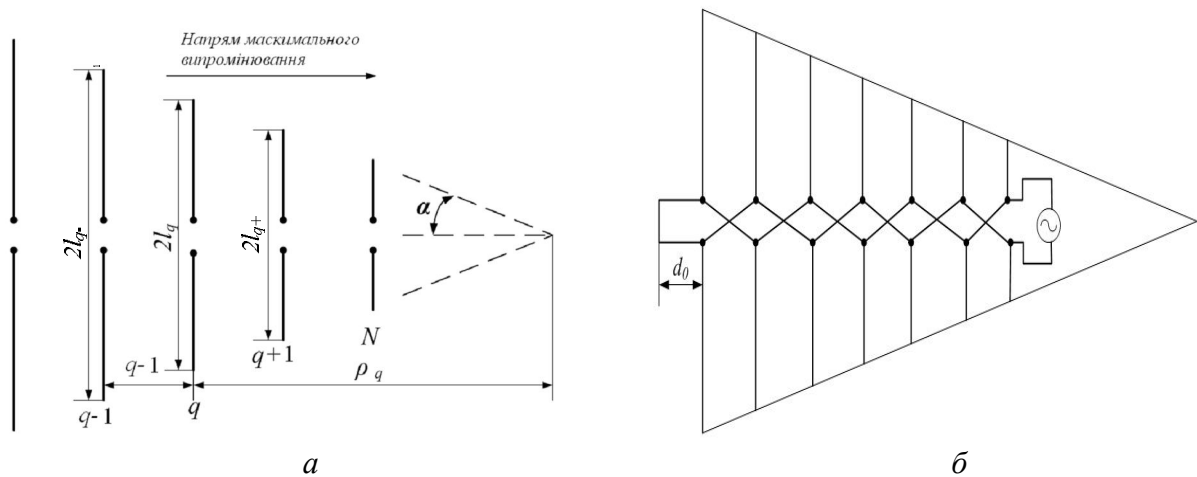


Рис. 1. Структура логоперіодичної антени

Сталу τ , що характеризує період антени, вибираємо з таких міркувань: чим більше значення τ , тим більша кількість елементів у антені і збільшується довжина антени. За малих значень τ активна ділянка антени звужується до одного вібратора, що зумовлює виникнення відбитих хвиль у фідері. Тому значення τ вибирають у межах від 0,82 до 0,96. Оптимальне значення параметра σ знаходять з виразу

$$\sigma_{\text{opt}} = 0,25[1 - 2,5(1 - \tau)].$$

При σ_{opt} антена матиме максимальний КНД.

Кількість вібраторів в антені

$$N = 1 + \frac{\ln \frac{\lambda_{\max}}{0,6\lambda_{\min}}}{\ln \frac{1}{\tau}}.$$

Довжини плеч вібратора визначають як

$$l_q = l_1 \tau^{q-1},$$

де $q \in \overline{1, N}$.

Оскільки параметр σ являє собою відношення відстані між півхвильовим вібратором і сусіднім меншим вібратором до довжини хвилі, тобто

$$\sigma = \frac{d_N}{4l_q},$$

де d_N – відстань між вібраторами з номерами q і q_1 ; l_q – довжина плеча q -го вібратора, то за відомими довжинами плечей вібраторів знаходимо відстані між ними

$$d_q = 4\sigma l_q, \quad q \in \overline{1, (N-1)}.$$

Відстань від вершини антени до q -го вібратора ρ_q визначаємо як

$$\rho_q = \frac{4\sigma l_q}{1 - \tau}.$$

Діаметр поперечного перерізу вібраторів вибирають з конструктивних міркувань.

Відношення $\frac{l}{a}$ рекомендують вибирати в межах 30 – 150.

Схему живлення вібраторів зображено на рис. 1, б. Оскільки вібратори, довжини яких менші від вібраторів активної зони, являють собою ємнісне розподілене навантаження на двопровідний фідер, то хвильовий опір визначаємо такою формулою

$$W_{\Phi} = R_A \left[\frac{R_A \sqrt{\tau}}{8\sigma W_A} + \sqrt{\left(\frac{R_A \sqrt{\tau}}{8\sigma W_A} \right)^2 + 1} \right], \quad (1)$$

де R_A – задане значення входного опору антени; $W_A = 120 \left(\ln \frac{l}{a} - 2,25 \right)$ – хвильовий опір вібратора; $\frac{l}{a}$ – відношення довжини плеча вібратора (металевого стержня) до радіуса поперечного перерізу стрижня.

За формулою (1) побудовано графік (рис. 2) залежності хвильового опору від відношення довжини плеча вібратора (металевого стрижня) до радіуса поперечного перерізу стрижня.

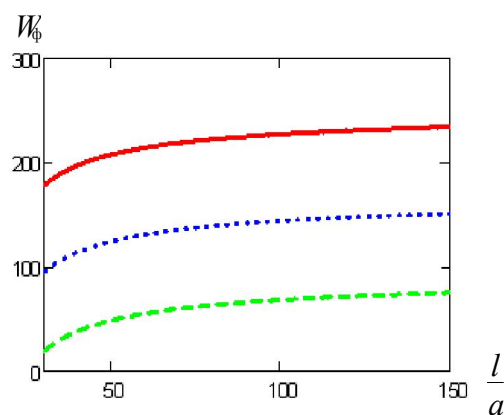


Рис. 2. Графік залежності хвильового опору від відношення довжини плеча вібратора (металевого стрижня) до радіуса поперечного перерізу стрижня

Відношення $\frac{l}{a}$ у класичних ЛПА є сталою величиною, яка не залежить від номера вібратора.

Коефіцієнт фази в фідері

$$\beta = k \sqrt{1 + \frac{W_{\Phi} \sqrt{\tau}}{W_A 4\sigma}}. \quad (2)$$

Формули (1), (2) і геометричні розміри антени дають змогу розраховувати матрицю провідності фідера як $2N$ -полюсника. Оскільки схема багатополісника являє собою двопровідну лінію з N затискачами, то елементи матриці $\mathbf{Y}$ будуть за фізичним змістом чисельно дорівнювати струмам, що протікають через затискачі за дії одиничної ЕРС на один із входів за умови, що решта входів закорочені. Звідси випливає, що матриця $\mathbf{Y}$ матиме три елементи в кожному рядку, тобто матриця буде тридіагональною

$$Y = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & y_{32} & y_{33} & y_{34} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & y_{NN} \end{pmatrix}$$

Як видно з рис. 1, б, елемент y_N визначається струмами, що протікають у закороченій лінії довжиною d_0 і паралельно приєднаній закороченій лінії довжиною d_1 (від вібратора 1 до вібратора 2). Отже,

$$y_{11} = -\frac{i}{W_\Phi} [\operatorname{ctg} \beta d_0 + \operatorname{ctg} \beta d_1].$$

Довжину короткозамкнутого відрізка лінії, який забезпечує грозозахист і дає можливість зміцнити конструкцію антени, вибирають так:

$$d_0 = \frac{\lambda_{\max}}{8}. \quad (3)$$

Подібними до виразу (3) визначаються і решта діагональних елементів матриці:

$$y_{pq} = -\frac{i}{W_\Phi} [\operatorname{ctg} \beta d_{q-1} + \operatorname{ctg} \beta d_q].$$

Лише для останнього елемента діагоналі, як видно з рис. 1, б, вхідний струм визначається закороченою лінією у точках $(N-1)$ довжиною від $N-1$ -го вібратора до N -го вібратора, тобто

$$y_{NN} = -\frac{i}{W_\Phi} \operatorname{ctg} \beta d_{N-1}.$$

Суміжні елементи з діагональними елементами матимуть такі значення

$$y_{q,q+1} = y_{q+1,q} = -\frac{i}{W_\Phi} \frac{1}{\sin \beta d_q}.$$

Значення струмів у вібраторах знаходять у результаті розв'язання лінійних алгебричних рівнянь, які в матричній формі записують таким чином [2]:

$$I = (U + Y_\Phi Z_A) I_A,$$

де I – матриця вхідних струмів; U – одинична матриця.

Оскільки антена живиться лише через затискачі N , то матриця вхідних струмів має вигляд

$$I = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Для визначення струмів на вхідних затискачах вібраторів використовують відомі методи [4]: метод Гауса, ескалаторний метод, метод Персела і т. ін.

За відомими значеннями струмів у вібраторах обчислюємо напруженість поля випромінювання в площині H (площині перпендикулярній до осей вібраторів)

$$\dot{E}^H = \frac{60}{r} e^{-ikr} \sum_{q=1}^N \frac{I_{Aq} (1 - \cos kl_q)}{\sin \beta l_q} e^{-ik\rho_q \cos \theta^H}.$$

Ненормована характеристика напрямлена в площині H

$$f(\theta^H) = \left| \sum_{q=1}^N \frac{I_{Aq} (1 - \cos kl_q)}{\sin \beta l_q} e^{-ik\rho_q \cos \theta^H} \right|.$$

Тут початок системи координат збігається з вершиною кута α (рис. 1, а).

У площині E маємо такий вираз:

$$f(\theta^E) = \left| \sum_{q=1}^N \frac{I_{Aq}}{\sin \beta l_q} \frac{\cos(kl_q \cos \theta^E) - \cos kl_q}{\sin \theta^E} e^{-ik\rho_q \cos \theta^E} \right|. \quad (5)$$

За наближеної формули

$$D = 10 \lg \frac{41253}{(2\theta_{0,5}^E)(2\theta_{0,5}^H)}$$

обчислюємо коефіцієнт напрямленої дії.

Оскільки вхідний струм дорівнює одиниці (4), то напруги на затискачах N -го вібратора кількісно дорівнює вхідному опорі антени [2]:

$$U_{AN} = \sum_{q=1}^N Z_{ANq} I_{Aq}. \quad (6)$$

Активна складова правої частини виразу (6) має дорівнювати заданому вхідному опорі R_A або ж відрізнятись від заданого значення на значення, яким можна знехтувати (за допустимими значеннями коефіцієнта біжучої хвилі).

Висновок. Наведена цілісна методика проектування ЛПА, яка повністю реалізується за допомогою комп'ютерних технологій. Методика дозволяє синтезувати антену таким чином, щоб отримати максимальне значення КНД. Дійсно, якщо з формули (5) отримане значення буде меншим від бажаного, то розрахунок повторюється за інших значень сталої τ . Чим більше наближається τ до одиниці, тим більше значення КНД. Але при цьому збільшується довжина антени. Вважається, що КНД ЛПА може досягати 11–11,5 дБ. Мінімальне значення КНД становить приблизно 7 дБ.

Список літератури

1. Carrel R. L. The Desing of Log-Periodic Diple Antennas. – IRE Intern. Conv. Rec., 1961, pt. 1 – S. 61 – 75.
2. *Сверхширокополосные антенны*: пер. с англ. / под ред. Л. С. Бененсона – М.: Мир 1964. – 416 с.
3. *Лавров Г. А.* Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. – М.: Связь. – 1975, 128 с.
4. *Фадеев Д. К.* Вычислительные методы линейной алгебры / Д. К. Фадеев, В. Н. Фадеева – М.: Физматиздат. – 1960, 656 с.

Л. Я. Ильницкий, О. А. Щербина, К. Н. Мацюк

Синтез логопериодической антенны

Приведен алгоритм синтеза логопериодической антенны в синусоидальном приближении распределения токов в вибраторах. Найдены выходные данные для проектирования антенны и основные характеристики излучения. Рассмотрены пути оптимизации антенны по критерию максимума коэффициента направленного действия.

L. Y. Ilnytskiy, O. A. Scherbyna, K. M. Matsiuk

Synthesis of log-periodic antenna

The algorithm of synthesis of log-periodic antenna in sinusoidal approaching of current division in oscillators here is produced. Output data for aerial designing and basic radiation characteristics are definite. The ways of aerial optimization by criterion of maximum of directive gain are examined.