

ПАРАМЕТРИ АНТЕННИХ ПРИСТРОЇВ

Параметри антен можна розділити на три групи. До першої групи належать параметри, що характеризують антену за полем випромінювання, тобто параметри, які визначаються за розподілом електромагнітних хвиль у просторі. Ці параметри створюють групу характеристик випромінювання, до якої входять: характеристика спрямованості (ХС) та діаграма спрямованості (ДС), поляризаційна характеристика антени, коефіцієнт спрямованої дії (КСД) тощо.

До другої групи можна віднести параметри, що характеризують антену за інтенсивністю електромагнітних хвиль, які її живлять. Найважливішими з цих параметрів є вхідний опір, опір втрат, хвильовий опір антени.

Третя група параметрів характеризує антену як перетворювач одного виду електромагнітних хвиль в інший. До цих параметрів належать коефіцієнт корисної дії (ККД), коефіцієнт підсилення антени, опір або провідність випромінювання, логарифмічний декремент угамування, частотна характеристика, смуга пропускання частот, діюча довжина, діюча площа, ефективна температура антени тощо.

2.1. Діаграма спрямованості

Характеристика спрямованості і ДС антени визначаються розподілом поля випромінювання в просторі. Як випливає з формули (1.71), поле випромінювання антени описують чотири множники, один з яких передає залежність інтенсивності поля від координатних кутів. Отже, такий множник характеризує розподіл поля в просторі. Залежність інтенсивності електромагнітного поля від координатних кутів називається характеристикою спрямованості (ХС). Взагалі, якщо ХС визначає просторову залежність інтенсивності складових E або H електромагнітного поля, вживається позначення $f(\theta, \varphi)$. Якщо максимум цієї функції приведений до одиниці, то ХС вважається нормованою і позначається через $F(\theta, \varphi)$. У тому випадку, коли ХС визначає просторову залежність кутової густини потужності, її позначають через $f_p(\theta, \varphi)$ або через $F_p(\theta, \varphi)$. Кутова густина потужності $p(\theta, \varphi)$ — це граничне значення відношення

$$p(\theta, \varphi) = \lim_{\Delta\Omega \rightarrow 0} \frac{\Delta P}{\Delta\Omega},$$

де ΔP — потік електромагнітної енергії за одиницю часу через елемент тілесного кута $\Delta\Omega$.

Поле випромінювання антени частіше розглядається в дальній зоні, тому кутова густина потужності пропорційна квадрату напруженості поля.

Очевидно, що

$$F(\theta, \varphi) = A_N f(\theta, \varphi); \quad (2.1)$$

$$F_p(\theta, \varphi) = A_N^2 f_p(\theta, \varphi); \quad (2.2)$$

$$F_p(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi), \quad (2.3)$$

де A_N — множник нормування: $A_N = 1/f_{\max}(\theta, \varphi)$.

Графічне зображення ХС називається діаграмою спрямованості. Як впливає з визначення ХС і формули (1.71), амплітуда напруженості поля або ж густина потужності в довільному напрямі

$$E(\theta, \varphi) = E_{\max} F(\theta, \varphi); \quad (2.4)$$

$$p(\theta, \varphi) = p_{\max} F^2(\theta, \varphi); \quad (2.5)$$

$$\Pi(\theta, \varphi) = \Pi_{\max} F^2(\theta, \varphi). \quad (2.6)$$

Рівняння (2.6) є наслідком формули (2.5), тому що модуль вектора Пойнтінга пов'язаний з кутовою густиною потужності співвідношенням

$$p(\theta, \varphi) = r^2 \Pi(\theta, \varphi),$$

де r — радіус сфери, на поверхні якої розглядається розподіл поля випромінювання (відстань від антени до точки спостереження, яка розташована в дальній зоні).

При дослідженні ХС значення r повинно бути сталим. Тому, поділивши праву та ліву частини рівняння (2.5) на r^2 , перейдемо до формули (2.6).

Враховуючи складнощі побудови просторової ДС, антени характеризують двовимірними ДС, які є перетинами просторової ДС при $\theta = \text{const}$ або при $\varphi = \text{const}$. Дуже часто вибирають взаємно перпендикулярні площини, що проходять через напрям максимального випромінювання.

Для антен, що випромінюють лінійно-поляризовані хвилі, основні площини збігаються з площиною E і з площиною H електромагнітного поля. Під площиною E розуміють площину, в якій знаходяться вектор напруженості електричного поля E і вектор Пойнтінга Π . Під площиною H розуміють площину, в якій знаходяться вектор напруженості магнітного поля H і вектор Пойнтінга.

Двомірні ДС зображуються, головним чином, у полярній або декартовій системі координат. На рис. 2.1, *a* показано багатопелюсткову ДС напрямленої антени в полярній системі координат, а на рис. 2.1, *б* — в декартовій системі координат. Як видно з рис. 2.1, ДС може мати декілька пелюсток. Якщо в багатопелюстковій ДС одна пелюстка є найбільшою, то її називають головною пелюсткою. Решту називають бічними пелюстками.

Для зручності порівняння властивостей антен спрямовувати потік густини потужності випромінювання в певні ділянки простору (для лаконічного висловлювання вживатимемо термін «напрявлені властивості») використовується поняття ширини ДС, яка визначається кутом між двома напрямками з однаковою інтенсивністю випромінювання, з обох боків головного максимуму (в межах головної пелюстки для багатопелюсткових діаграм). Встановлено переважно два

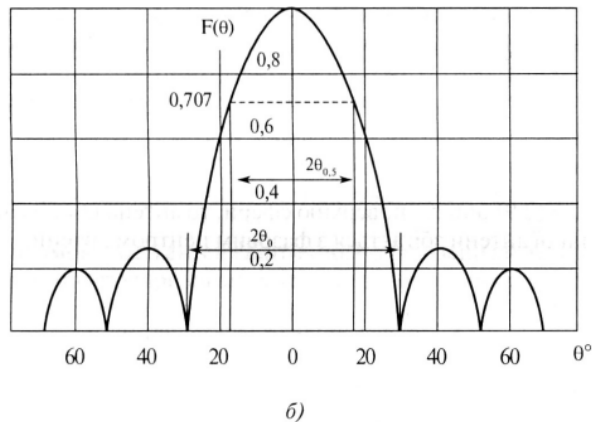
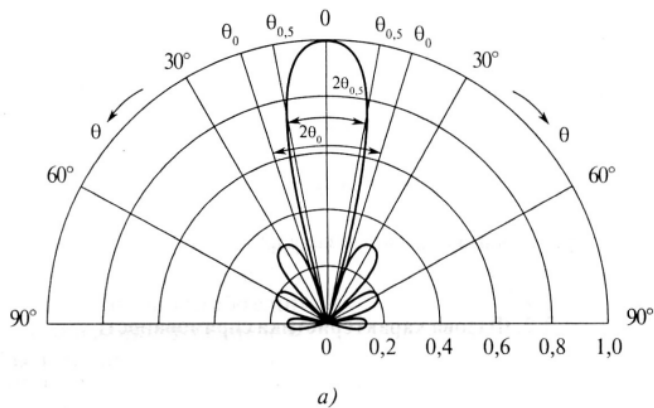


Рис.2.1

рівні інтенсивності, за якими визначається ширина ДС. Перший з них — це рівень нульового випромінювання. Ширину головної пелюстки визначають за нулями і позначають через $2\theta_0$. Другим рівнем є рівень густини потужності випромінювання, який становить половину максимального значення. При цьому ширину ДС $2\theta_{0,5}$ визначають за рівнем 0,5 від максимальної густини потужності електричного поля (формули (2.1) і (2.3)). Ширину ДС $2\theta_{0,5}$ знаходять між напрямками, в яких напруженість електричного поля складає 0,707 від максимального значення. Рівень 0,707 E впливає з формули (2.3).

Напрявлені властивості антен характеризує рівень бічних пелюсток, під яким розуміють відношення напруженості поля, виміряної в напрямі максимуму пелюстки, що розглядається, до напруженості поля в напрямі максимального випромінювання (максимуму головної пелюстки):

$$v_p = \frac{E_{p \max}}{E_{\max}}, \quad (2.7)$$

де p — номер бічної пелюстки.

Рівень бічних пелюсток може визначатися в децибелах

$$v_p = 20 \lg \frac{E_{p \max}}{E_{\max}}. \quad (2.8)$$

Для визначення рівня бічних пелюсток здебільшого використовують формулу (2.8).

2.2. Фазова характеристика спрямованості

Залежність фази напруженості поля від координатних кутів при незмінній відстані від випромінювача називається фазовою ХС і позначається через $\psi(\theta, \varphi)$. Її графічне зображення називається фазовою ДС.

Фазова ХС дає змогу визначити фронт електромагнітної хвилі, що випромінюється антеною. Відомо, що фронт хвилі — це поверхня рівних фаз. Тому, прирівнюючи з виразу (1.71) фазу електромагнітного коливання $\psi(\theta, \varphi) - kr$ до якого-небудь сталого кута ψ_0 , можна знайти рівняння фронту хвилі

$$r(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi) - \psi_0}{k}. \quad (2.9)$$

Якщо функція (2.9) описує поверхню сфери, то антена випромінює сферичні хвилі. Центр такої антени збігається з фазовим центром антени.

2.3. Поляризаційна характеристика

Для означення поляризаційних характеристик електромагнітної хвилі вводять поняття площини поляризації, яка визначається напрямом поширення хвилі та вектором напруженості електричного поля. У лінійно-поляризованих хвилях площина поляризації не змінює свого положення в просторі. При розгляді електромагнітних хвиль, що поширюються над поверхнею землі, лінійно-поляризовані хвилі розділяють на горизонтально-поляризовані та вертикально-поляризовані. Якщо площина поляризації перпендикулярна до поверхні землі, хвилю називають вертикально-поляризованою. При цьому вектор напруженості електромагнітного поля E не обов'язково перпендикулярний до поверхні землі. Якщо ж вектор E паралельний поверхні землі, то хвилю називають горизонтально-поляризованою. Площина поляризації при цьому може бути нахилена під будь-яким кутом до поверхні землі.

Якщо площина поляризації обертається навколо напрямку поширення хвилі, то кінець вектора напруженості електричного поля взагалі описує еліпс (рис.2.2). Тому така поляризація називається обертовою або еліптичною. Поляризаційний еліпс характеризується правим або лівим напрямом обертання. Правий напрям буде у тому випадку, коли вектор E обертається проти годинникової стрілки при

поширенні хвилі назустріч спостерігачу, лівий напрям — при обертанні вектора E за годинниковою стрілкою. Поляризаційні характеристики антени визначаються кутом нахилу γ та коефіцієнтом рівномірності поляризаційного еліпса K_e . Кут нахилу поляризаційного еліпса γ — це кут між великою віссю еліпса і однією з осей вибраної системи координат (рис. 2.2).

Коефіцієнт рівномірності або еліптичності поляризаційного еліпса K_e являє собою відношення малої півосі еліпса b до великої a :

$$K_e = \frac{b}{a}.$$

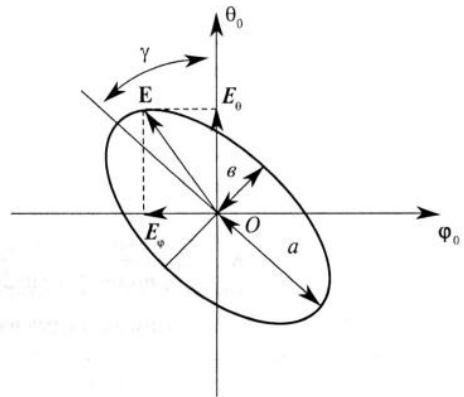


Рис. 2.2

Для лінійної поляризації $K_e = 0$, для колової — $K_e = 1$. Якщо правому напрямку обертання приписати знак «+», а лівому — «-», то коефіцієнт рівномірності може приймати значення в межах $-1 \leq K_e \leq 1$.

Еліптичну поляризацію можна розглядати як результат інтерференції двох лінійно-поляризованих хвиль (E_θ і E_φ — на рис. 2.2), в яких площини поляризації взаємно перпендикулярні, а коливання напруженостей однакові за частотою, але зсунуті за фазою.

Діаграми спрямованості антен еліптичної поляризації визначаються за розподілом полів лінійно-поляризованих хвиль взаємно перпендикулярних компонентів E_θ і E_φ . Миттєві значення напруженостей електричного поля перпендикулярних компонентів записують у вигляді

$$\begin{aligned} e_\theta &= E_\theta \cos \omega t; \\ e_\varphi &= E_\varphi \cos(\omega t + \psi), \end{aligned} \quad (2.10)$$

де E_θ і E_φ — амплітуди напруженостей;

ψ — фазовий зсув між векторами напруженостей поля.

Якщо вилучити з виразів (2.10) функцію $\cos \omega t$, то отримаємо рівняння еліпса:

$$\frac{e_\theta^2}{E_\theta^2} - 2 \cos \psi \frac{e_\theta e_\varphi}{E_\theta E_\varphi} + \frac{e_\varphi^2}{E_\varphi^2} = \sin^2 \psi. \quad (2.11)$$

Надаючи рівнянню (2.11) канонічного вигляду

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1$$

шляхом повороту системи координат на кут γ від осі θ і заміни аргументів за формулами

$$e_\theta = x \cos \gamma - y \sin \gamma \quad \text{і} \quad e_\varphi = x \sin \gamma + y \cos \gamma,$$

можна знайти зв'язок між параметрами поляризаційного еліпса та параметрами взаємно перпендикулярних компонент. Коли коефіцієнт при добутку x_y дорівнює нулю, то впливає, що

$$\operatorname{tg} 2\gamma = \frac{2m \cos \psi}{m^2 - 1}.$$

Коефіцієнт еліптичності знаходять як відношення

$$K_e = \pm \sqrt{\frac{m \sin^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \psi + (1/m) \cos^2 \gamma}{m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + (1/m) \sin^2 \gamma}},$$

де $m = E_\theta / E_\phi$ — відношення амплітуд взаємно перпендикулярних компонент.

Поляризаційні властивості однієї й тієї самої антени, яка працює в режимі випромінювання і режимі приймання, однакові. У зв'язку з цим експериментальне дослідження поляризаційних властивостей можна проводити, використовуючи антену або в режимі передачі, або в режимі прийому. Відповідно до поляризаційних характеристик випромінюваних хвиль антени поділяють на антени лінійної поляризації і антени обертової поляризації, у класі яких можна виділити антени еліптичної поляризації і антени колової поляризації.

Поляризаційна характеристика являє собою залежність електрорушійної сили (ЕРС) на затискачах приймальної антени лінійної поляризації від кута повороту цієї антени в площині, перпендикулярній до напрямку поширення електромагнітних хвиль, які випромінюються досліджуваною антеною. Якщо використати як приймальну антену диполь Герца або симетричний вібратор з довжиною, меншою від половини довжини хвилі, то в кожному положенні приймальної антени значення ЕРС буде пропорційне максимальному значенню проекції вектора напруженості електричного поля на вісь антени.

У зв'язку з цим поляризаційна характеристика при обертовій поляризації трохи відрізнятиметься від поляризаційного еліпса, перетинаючись з ним у точках, через які проходять мала та велика осі. При лінійній поляризації поляризаційна характеристика набуває вигляду вісімки. І тільки у випадку колової поляризації поляризаційна характеристика матиме вигляд кола.

Отже, поляризаційна характеристика — це геометричне місце точок у полярній системі координат, відстань яких від початку координат пропорційна довжині проекції вектора напруженості електричного поля, що обертається в площині, перпендикулярній до напрямку поширення, на вісь приймальної антени лінійної поляризації, яка також обертається в тій самій площині.

Окрім поляризаційної характеристики, в антенній техніці використовують поняття «поляризаційна діаграма», під якою розуміють залежність коефіцієнта еліптичності від координатних кутів $K_e(\theta, \varphi)$.

Для приймальної антени велике значення має коефіцієнт поляризаційного узгодження, який характеризує ступінь відповідності поляризаційних властивостей приймальної антени поляризації падаючої на антену хвилі. Кількісно коефіцієнт поляризаційного узгодження визначається як відношення потужності $P_{п.д.}$ яка виділяється в узгодженому навантаженні приймальної антени за довільної поляризації падаючої плоскої хвилі, до потужності $P_{п.у.}$ яка виділяється в

узгодженому навантаженні приймальної антени при падінні на неї плоскої хвилі з тією самою густиною потужності, але за умови повного поляризаційного узгодження:

$$a_{п.у} = \frac{P_{п.д.}}{P_{п.у}}. \quad (2.12)$$

Як впливає з відношення (2.12), коефіцієнт поляризаційного узгодження завжди позитивний, мінімальне його значення може дорівнювати нулю, максимальне значення — одиниці. У тому випадку, коли $a_{п.у} = 0$, вважається, що передавальна та приймальна антени повністю поляризаційно розв'язані, коли $a_{п.у} = 1$ — антени поляризаційно повністю узгоджені.

Розрахунок коефіцієнта поляризаційного узгодження можна виконувати за формулою:

$$a_{п.у} = \frac{(1 + K_{e1}^2 K_{e2}^2) \cos^2(\gamma_1 - \gamma_2) + (K_{e1}^2 + K_{e2}^2) \sin^2(\gamma_1 - \gamma_2) + 2K_{e1} K_{e2}}{(1 + K_{e1}^2)(1 + K_{e2}^2)}, \quad (2.13)$$

де індекси 1 і 2 вказують на належність коефіцієнта еліптичності і кута нахилу поляризаційного еліпса першій та другій антенам.

З формули (2.13) випливає, що для повної поляризаційної розв'язки необхідно застосовувати антени з однаковими за значенням коефіцієнтами еліптичності з протилежними напрямками обертання і різницею кутів нахилу, що дорівнює 90° . Підставляючи такі значення ($K_{e1} = -K_{e2}$; $\gamma_1 - \gamma_2 = 90^\circ$) у формулу (2.13), отримаємо $a_{п.у} = 0$. Для повного поляризаційного узгодження антени повинні мати однакові поляризаційні властивості і встановлюватися так, щоб різниця кутів нахилу поляризаційних еліпсів дорівнювала нулю ($K_{e1} = K_{e2}$; $\gamma_1 - \gamma_2 = 0$). За цих умов $a_{п.у} = 1$.

Якщо передавальна і приймальна антени мають лінійну поляризацію, то коефіцієнти еліптичності набувають нульових значень ($K_{e1} = K_{e2} = 0$). Повна поляризаційна розв'язка при цьому, як випливає з формули (2.13), настане тоді, коли площини поляризації будуть взаємно перпендикулярні ($\gamma_1 - \gamma_2 = 90^\circ$). На практиці внаслідок різних технічних причин одержати повну поляризаційну розв'язку неможливо. Лише за відповідного вибору конструкції та ретельного регулювання орієнтації антени вдається досягти поляризаційної розв'язки на рівні 30 — 40 дБ.

2.4. Опір випромінювання

З теоретичної електротехніки відомо, що потужність, яка розсіюється в електричному колі опором R при протіканні струму I визначається за формулою $P = 0,5 I^2 R$. Очевидно, що потужність випромінювання можна обчислити аналогічно:

$$P_\Sigma = \frac{1}{2} I^2 R_\Sigma, \quad (2.14)$$

де R_Σ — опір випромінювання, під яким розуміють значення коефіцієнта, що пов'язує квадрат струму в антені з потужністю випромінювання.

Оскільки струм в антенах розподіляється нерівномірно, то для усунення невизначеності у виборі значення струму домовилися визначити опір випромінювання або за струмом на затискачах антени I_A

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_A^2}, \quad (2.15)$$

або при розподілі струму в антені за законом, близьким до синусоїдного, за струмом в пучності

$$R_{\Sigma\Pi} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_{\Pi}^2}. \quad (2.16)$$

Потужність випромінювання антени P_{Σ} можна обчислювати за допомогою формули (1.80). У цьому випадку P_{Σ} розраховують за відомим значенням вектора Пойнтінга в дальній зоні (методом вектора Пойнтінга).

Окрім того, потужність випромінювання можна розраховувати також і методом наведених ЕРС. Відповідно до цього методу за відомим розподілом струму знаходять складові електромагнітного поля на поверхні антени. Потім у кожній точці поверхні антени визначають вектор Пойнтінга. Потужність випромінювання обчислюють інтегруванням густини потоку електромагнітної енергії на поверхні антени.

Як впливає з виразів (1.9), (1.10) і (1.11), на поверхні антени вектори E і H мають складові, які зсунуті за фазою на кут $\pi/2$. Внаслідок цього розрахована потужність матиме активну і реактивну складові.

Активна складова дорівнює потужності випромінювання, що визначається методом вектора Пойнтінга в хвильовій зоні за формулою (1.80). Реактивна складова — це потужність електромагнітного поля ближньої зони, яке зв'язане з антеною.

Опір випромінювання, який обчислюється з потужності, що знаходиться методом наведених ЕРС, також матиме активну і реактивну складові.

У тих випадках, коли задається розподіл напруги на антені, її випромінююча властивість характеризується провідністю випромінювання, яка являє собою коефіцієнт, що зв'язує квадрат напруги з потужністю випромінювання:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{2} G_{\Sigma} U_A^2.$$

Провідність випромінювання, як і опір випромінювання, відносять до напруги на затискачах антени

$$G_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{U_A^2}$$

або до напруги в пучності

$$G_{\Sigma\Pi} = \frac{2P_{\Sigma}}{U_{\Pi}^2}.$$

Цей параметр частіше вживають до характеристики щілинних випромінювачів.

2.5. Коефіцієнт корисної дії

Коефіцієнт корисної дії антени η_A — це відношення потужності P_Σ , яка випромінюється цією антеною в навколишнє середовище, до потужності P_A , яка живить антену:

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_A}.$$

Потужність живлення витрачається на випромінювання та на поновлення втрат, які з'являються внаслідок того, що частина енергії живлення перетворюється на тепло в антені та поглинається в тілах, розташованих у безпосередній близькості. Потужність, яка йде на поновлення втрат, можна назвати потужністю втрат. Втрати в антенних пристроях обумовлені такими причинами:

матеріали, з яких виготовляють антену, не мають властивостей ідеальних провідників та діелектриків; ізолятори, за допомогою яких закріплюється антена, мають скінчений опір, тобто їх провідність більша ніж нуль;

усякі тіла, що знаходяться в ближній зоні антени, поглинатимуть частину потужності (щогли, поверхня землі, обшивка повітряного судна, дерева, будівлі тощо).

Таким чином, потужність живлення P_A можна розкласти на дві складові: потужність випромінювання P_Σ і потужність втрат P_B . Враховуючи це, виразу для ККД слід надати вигляду

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_B}. \quad (2.17)$$

Розділимо чисельник та знаменник правої частини виразу (2.17) на квадрат струму на затискачах антени:

$$\eta_A = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_B}, \quad (2.18)$$

де R_B — опір втрат антени, який визначається через потужність втрат та струм на затискачах антени за формулою, аналогічною формулі (2.15).

Опір втрат антени можна обчислювати також і відносно струму в пучності.

2.6. Вхідний опір

Вхідний опір — це навантаження для фідера, який живить антену. Його можна обчислювати як відношення напруги на затискачах антени U_A до струму I_A , що протікає через вхідні затискачі:

$$Z_A = \frac{\dot{U}_A}{\dot{I}_A} = R_A + iX_A,$$

де R_A — активна складова вхідного опору;

X_A — реактивна складова вхідного опору.

Вхідний опір антени має велике значення при встановленні режиму роботи фідера та генератора. Потужність, що підводиться для живлення антени, визначається через вхідний опір і модуль струму на вході антени:

$$\tilde{P}_A = \frac{1}{2} I_A^2 Z_A.$$

У потужності живлення виділимо активну і реактивну складові:

$$\tilde{P}_A = P_\Sigma + P_B + iP_r.$$

Розділивши їх на квадрат модуля струму, отримаємо:

$$Z_A = R_\Sigma + R_B + iX_A.$$

Таким чином, повний активний вхідний опір складається з опору випромінювання і опору втрат, які належать до струму на затискачах антени. Реактивна складова вхідного опору характеризує реактивну потужність поля, зв'язаного з антеною в ближній зоні.

2.7. Коефіцієнт спрямованої дії

Існує декілька еквівалентних визначень КСД. Так, під КСД розуміють відношення кутової густини потужності в заданому напрямі $p(\theta, \varphi)$, що випромінюється досліджуваною антеною, до кутової густини потужності в тому самому напрямі p_e , яка випромінюється еталонною антеною, за умови, що потужності випромінювання дорівнюють одна одній:

$$D(\theta, \varphi) = \left[\frac{p(\theta, \varphi)}{p_e} \right]_{P_\Sigma = P_e}. \quad (2.19)$$

Здебільшого як еталонну антену використовують ізотропний випромінювач, який випромінює електромагнітні хвилі в усіх напрямках однакової інтенсивності. При цьому вираз (2.19) можна трактувати як відношення кутової густини потужності, що випромінюється в заданому напрямі, до усередненої кутової густини потужності випромінювання тієї самої антени:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{dP_\Sigma / d\Omega}{P_\Sigma / 4\pi}, \quad (2.20)$$

де $dP_\Sigma / d\Omega = p(\theta, \varphi)$ — кутова густина потужності в напрямі із заданими значеннями θ і φ ;

$d\Omega$ — елемент тілесного кута;

$P_\Sigma / 4\pi = p_e$ — усереднені значення кутової густини потужності випромінювання.

Досить часто під КСД розуміють число, яке показує, у скільки разів потужність випромінювання еталонного випромінювача P_e повинна бути більшою від потужності випромінювання P_Σ розглядуваної антени, щоб забезпечити однакову напруженість поля в точці спостереження

$$D(\theta, \varphi) = \left(\frac{P_e}{P_\Sigma} \right)_{E_e = E(\theta, \varphi)}. \quad (2.21)$$

З наведених формулювань випливає, що КСД залежить від обраного напрямку. Реальна еталонна антена орієнтується так, щоб у заданому напрямі її кутова густина потужності була максимальною. Тому в формулах (2.19), (2.20) знаменник не залежить від кутових координат. Чисельник формул (2.19) та (2.20) можна виразити за допомогою ХС за потужністю (формули (2.4) — (2.6)) або формулою (2.5) у вигляді

$$p(\theta, \varphi) = p_{\max} F_p(\theta, \varphi),$$

де $P_{\max}$ — максимальна кутова густина потужності випромінювання.

Підставляючи формулу (2.5) в означення (2.19), отримаємо

$$D(\theta, \varphi) = \left[\frac{P_{\max}}{P_e} F^2(\theta, \varphi) \right]_{P_\Sigma = P_e}$$

або

$$D(\theta, \varphi) = D F^2(\theta, \varphi), \quad (2.22)$$

де D — КСД в напрямі максимального випромінювання.

Відповідно до наведених означень (2.19), (2.20) і (2.21) можна вивести співвідношення для розрахунку КСД конкретної антени. З цією метою використовуємо формулу (2.20). Елемент тілесного кута визначимо як

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \sin\theta \, d\theta \, d\varphi,$$

де для елемента площі dS використано вираз (1.78).

Потужність випромінювання P_Σ можна знайти за формулою (1.80). Похідна цієї формули за тілесним кутом

$$p(\theta, \varphi) = \frac{dP_\Sigma}{d\Omega} = \frac{E_{\max} r^2 F^2(\theta, \varphi)}{2W_e}. \quad (2.23)$$

Підставляючи значення кутової густини потужності (2.23) та значення потужності випромінювання (1.80) у відношення (2.20), отримаємо

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin\theta \, d\theta \, d\varphi} F^2(\theta, \varphi). \quad (2.24)$$

Такий самий вираз можна одержати з формул (2.19) і (2.21), якщо взяти ізотропний випромінювач як еталонну антену.

Найчастіше користуються параметрами КСД, які обчислюються в напрямі максимального випромінювання. При цьому $F(\theta, \varphi) = 1$ і тому значення КСД визначають як

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi}. \quad (2.25)$$

У деяких випадках розрахунок КСД зручніше виконувати за допомогою іншої формули. Якщо відома кутова густина потужності ізотропної антени (2.23), то повна потужність випромінювання визначається як добуток кутової густини потужності (2.23) на повний просторовий кут, що становить 4π стерadian, тобто:

$$P_e = 4\pi p(\theta, \varphi) = \frac{4\pi E_{\max}^2 r^2 F^2(\theta, \varphi)}{2W_c}. \quad (2.26)$$

Підставляючи значення потужності випромінювання еталонної антени (2.26) в формулу (2.21), знаходимо

$$D(\theta, \varphi) = \frac{2\pi E_{\max}^2 r^2 F^2(\theta, \varphi)}{W_c P_\Sigma}. \quad (2.27)$$

Враховуючи, що для вільного простору $W_c = 120\pi$ Ом, вираз (2.27) набуває вигляду

$$D(\theta, \varphi) = \frac{E_{\max}^2 r^2}{60P_\Sigma} F^2(\theta, \varphi) \quad (2.28)$$

або для КСД в напрямі максимального випромінювання

$$D = \frac{E_{\max}^2 r^2}{60P_\Sigma}. \quad (2.29)$$

Вираз (2.29) вперше одержав М. С. Нейман.

2.8. Коефіцієнт підсилення

Коефіцієнт підсилення — це відношення потужності живлення еталонної антени P_e до потужності живлення досліджуваної антени P_A за умови, що напруженості полів випромінювання обох антен у точці спостереження дорівнюють одна одній:

$$G(\theta, \varphi) = \left(\frac{P_e}{P_A} \right)_{E_e = E(\theta, \varphi)} \quad (2.30)$$

Для еталонної антени ККД вважається таким, що дорівнює одиниці. Враховуючи, що $P_A = P_\Sigma / \eta_A$, і порівнюючи визначення (2.21) і (2.30), за умови, що еталонна антена одна і та сама, знаходимо

$$G(\theta, \varphi) = \eta_A D(\theta, \varphi). \quad (2.31)$$

З урахуванням знайденого співвідношення формулу (2.28) перетворимо на вираз для визначення коефіцієнта підсилення:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{E_{\max}^2 r^2}{60P_A} F^2(\theta, \varphi). \quad (2.32)$$

Якщо відомі параметри антени та її потужність живлення, то за допомогою виразу (2.32) можна знайти напруженість електричного поля в точці спостереження, яка розташована на відстані r від антени в напрямі, що характеризується меридіональним кутом θ і азимутальним кутом φ :

$$E(\theta, \varphi) = \frac{\sqrt{60 P_A G(\theta, \varphi)}}{r}, \quad (2.33)$$

де вжито позначення $E(\theta, \varphi) = E_{\max} F(\theta, \varphi)$.

Формула (2.33) є фундаментальною в розрахунках напруженості поля і розрахунках радіоліній.

Дуже часто при експериментальному дослідженні коефіцієнта підсилення як еталонну антену використовують симетричний вібратор. У діапазоні надвисоких частот як еталонну антену вживають рупор. Взагалі еталонна антена порівняно з ізотропним випромінювачем може характеризуватися КСД, що дорівнює

$$D_e = \left(\frac{P_i}{P_e} \right)_{E_i=E_e}, \quad (2.34)$$

де P_i — потужність випромінювання ізотропного випромінювача;

P_e — потужність випромінювання еталонної антени.

Якщо КСД антени, що розглядається, потрібно обчислити за відношенням до ізотропного випромінювача, то, як випливає з виразу (2.21),

$$D(\theta, \varphi) = \left(\frac{P_i}{P_\Sigma} \right)_{E_i=E(\theta, \varphi)} = \left(\frac{P_e P_i}{P_\Sigma P_e} \right)_{E_i=E(\theta, \varphi)=E_e}.$$

Використовуючи значення (2.34), отримаємо

$$D(\theta, \varphi) = D_{a.e}(\theta, \varphi) D_e,$$

де $D_{a.e}(\theta, \varphi)$ — КСД антени, розрахований відносно еталонної антени з КСД D_e .

Найчастіше КСД визначають у порівнянні з ізотропним випромінювачем. Тому КСД відносно довільно вибраної еталонної антени

$$D_{a.e} = \frac{D(\theta, \varphi)}{D_e}.$$

Аналогічно і для коефіцієнта підсилення

$$G_{a.e} = \eta_A \frac{D(\theta, \varphi)}{D_e}.$$

Так, наприклад, при використанні симетричного півхвильового вібратора як еталонної антени маємо

$$G_{a.e} = \eta_A \frac{D(\theta, \varphi)}{1,64},$$

тому що КСД симетричного півхвильового вібратора відносно ізотропного випромінювача дорівнює 1,64.

2.9. Частотні властивості антен

При зміні частоти електромагнітних коливань, що збуджують антену, може змінюватися розподіл струмів, зарядів, тангенціальних складових напруженості поля на поверхні антени, а також розподіл та інтенсивність поля в просторі.

Таким чином, із зміною частоти змінюватимуться і параметри антени. У багатьох випадках падіння рівня потужності випромінювання, зміна ДС і КСД можуть унеможливити функціонування радіоканалу.

У загальному випадку для оцінки частотних властивостей антени необхідно виходити з її амплітудних і фазочастотних характеристик. Амплітудно-частотна характеристика — це залежність відносної амплітуди напруженості поля випромінювання антени, що розглядається, у точці спостереження від частоти струму живлення при його сталій інтенсивності:

$$K(f) = \frac{E_f(\theta, \varphi)}{E_0(\theta, \varphi)}, \quad r = \text{const},$$

де $E_f(\theta, \varphi)$ — амплітуда напруженості електричного поля в точці з координатами (r, θ, φ) при заданому значенні частоти струму живлення антени;

$E_0(\theta, \varphi)$ — амплітуда напруженості електричного поля в тій самій точці спостереження при певній середній або резонансній частоті струму живлення.

Фазочастотна характеристика — це залежність фази напруженості поля випромінювання антени в точці спостереження від частоти струму живлення при його сталій інтенсивності:

$$\psi(f) = \arg \dot{E}_f(\theta, \varphi) - \arg \dot{E}_0(\theta, \varphi).$$

Відстань від антени до точок спостереження в цьому випадку також береться незмінною ($r = \text{const}$).

На практиці визначення загальних частотних характеристик викликає значні труднощі. У зв'язку з цим частотні властивості оцінюються за частотними залежностями найбільш значущих для технічної експлуатації параметрів антен, таких як вхідний опір та коефіцієнт підсилення.

Зміна коефіцієнта підсилення при зміні частоти, як впливає з формули (2.33), безпосередньо позначається на амплітуді напруженості поля в точці спостереження.

Зміна вхідного опору антени порушує режим роботи фідера, може погіршити режим роботи генератора, що викликає зменшення потужності живлення антени.

Отже, для забезпечення надійного функціонування радіотехнічної системи в заданому частотному діапазоні значення параметрів антенного пристрою повинні знаходитися в межах ustalених допусків. Можливість роботи того чи іншого антенного пристрою в заданому частотному діапазоні визначається залежністю його параметрів від частоти. Використовуючи такі залежності і знаючи допустимі межі зміни параметрів, можна встановити найменшу $f_{\min}$ і найбільшу $f_{\max}$ частоти, які обмежуватимуть робочий діапазон частот антени. Відношення $f_{\max}$ до $f_{\min}$ або максимальної робочої довжини хвилі $\lambda_{\max}$ до мінімальної $\lambda_{\min}$ називається коефіцієнтом перекриття діапазону:

$$K_{\partial} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}.$$

Іншим параметром, що характеризує частотні властивості антени, є смуга пропускання $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$. Смугою пропускання називається смуга частот, в межах якої зміни параметрів антени не перебільшують встановлених допусків. Відносну смугу пропускання розраховують за формулою

$$\delta f = \frac{\Delta f}{f_c} 100\% = 2 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} 100\%,$$

де f_c — середня частота робочого діапазону.

Якщо $\delta f < 10\%$, то антена називається вузькосмуговою або настроєною. Антени, відносна смуга пропускання яких більше ніж десять відсотків, називаються широкодіапазонними. Антени, у яких основні параметри не змінюються при зміні частоти у ще ширших межах ($K_{\partial} > 4$), називаються частотно незалежними.

Між коефіцієнтом перекриття діапазону і відносною смугою пропускання існує простий зв'язок

$$\begin{aligned} \delta f &= 2 \frac{K_{\partial} - 1}{K_{\partial} + 1} 100\%; \\ K_{\partial} &= \frac{2 + 0,01\delta f}{2 - 0,01\delta f}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

З першого виразу (2.35) випливає, що до частотно незалежних належать антени, відносна смуга пропускання яких перевищує 120%.

2.10. Діюча площа

Параметр «діюча площа» використовується для характеристики, в основному, апертурних антен, які випромінюють електромагнітні хвилі через отвір (розкрит або апертуру). Площина апертури таких антен відділяє внутрішній об'єм антени від зовнішнього простору.

Діючою площею називається відношення максимальної потужності, що виділяється в узгодженому навантаженні при роботі антени в режимі приймання, до густини потужності падаючої на антену плоскої електромагнітної хвилі

$$S_{\partial} = \frac{P_{\max}}{\Pi}, \quad (2.36)$$

де $P_{\max}$ — потужність, яка виділяється в узгодженому навантаженні;

Π — густина потужності хвилі в площині апертури.

Як буде показано далі, діюча площа і КСД зв'язані між собою співвідношенням

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\partial}. \quad (2.37)$$

Оскільки КСД характеризує як передавальну, так і приймальну антени, то параметр «діюча площа» вживається для характеристики і приймальних, і передавальних антен.

Для апертурних антен відношення діючої площі до геометричної площі розкриття S називається коефіцієнтом використання площі:

$$v = \frac{S_d}{S}. \quad (2.38)$$

Коефіцієнт використання площі залежить від амплітудного і фазового розподілу тангенціальних складових електромагнітного поля в площині розкриття.

2.11. Діюча довжина

З формули (1.13) випливає, що напруженість поля випромінювача з рівномірним розподілом струму у вільному просторі ($W_c = 120\pi$ Ом)

$$\dot{E} = i \frac{30kIl}{r} \sin \theta e^{-ikr}. \quad (2.39)$$

У напрямі максимального випромінювання $\theta = \pi/2$ амплітуда напруженості електричного поля

$$E_{\max} = \frac{30kIl}{r}. \quad (2.40)$$

Вираз (2.40) використовується для визначення діючої довжини реальної антени.

Діючою довжиною антени називають довжину вібратора з рівномірним розподілом струму, який в напрямі максимального випромінювання створює таке саме значення напруженості поля, що й антена з таким самим струмом на затискачах. Якщо відомі значення струму на затискачах антени I_A і максимальне значення напруженості поля $E_{\max}$, то, як випливає з виразу (2.40), діючу довжину можна вирахувати таким чином:

$$l_d = \frac{rE_{\max}}{30kI_A}. \quad (2.41)$$

За допомогою діючої довжини поле випромінювання реальної антени знаходять згідно з формулою (2.39) за відомими ХС і фазовою ДС:

$$\dot{E}(\theta, \varphi) = i \frac{30kI_A l_d}{r} F(\theta, \varphi) e^{-ikr} e^{-i\psi(\theta, \varphi)}. \quad (2.42)$$

Для приймальної антени використовують інше визначення діючої довжини. Під діючою довжиною приймальної антени розуміють відношення ЕРС $\mathcal{E}_A$, яка виникає на затискачах антени, що розглядається, до напруженості поля $\dot{E}$ біля антени:

$$l_d = \frac{\mathcal{E}_A}{E}. \quad (2.43)$$

При цьому антену слід орієнтувати так, щоб ЕРС $\mathcal{E}_A$ була максимальною.

Значення діючої довжини, обчислені за формулами (2.41) і (2.43) для однієї і тієї самої антени, збігаються.

Підставимо максимальне значення напруженості поля з виразу (2.41) у формулу (2.29). З урахуванням формули (2.14) отримуємо

$$D = \frac{30k^2 l_d^2}{R_\Sigma}. \quad (2.44)$$

Вираз (2.44) можна перетворити для розрахунку діючої довжини

$$l_d = \sqrt{\frac{DR_\Sigma}{30k^2}} \quad (2.45)$$

або опору випромінювання за відомими КСД і діючою довжиною

$$R_\Sigma = \frac{30k^2 l_d^2}{D}. \quad (2.46)$$

Якщо в формулу (2.45) підставити значення КСД з виразу (2.37), то можна знайти зв'язок між діючою довжиною і діючою площею антени.