

РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.391

РЯЗАНЦЕВ О. В., к.ф.-м.н., доцент
КУЛИК М. В., ассистент

Днепродзержинский государственный технический университет

ИНТЕРПРЕТАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА НАПРАВЛЕННОСТИ
ДЕЙСТВИЯ АНТЕНН

Введение. Наиболее наглядной характеристикой направленных свойств антенн является объёмная амплитудная диаграмма направленности (ДН), которая, как правило, является осесимметричной, а на рисунках приводятся её осевые сечения в E и H плоскостях, которые в общем случае несколько различны (поворотная симметрия второго порядка, относительно оси). То есть в любом нормальном сечении объёмной ДН получается фигура вида эллипса, а в случае совпадения – окружность. Однако для расчётов необходимо ввести некоторую числовую характеристику, желательную безразмерную, которая бы однозначно характеризовала направленные свойства антенн [1]. Для этого вводится понятие эталонного источника, роль которого играет абсолютно ненаправленный изотропный излучатель. Объёмная ДН такого источника представляет собой сферу с единичным радиусом, а любое диаметральное сечение – окружность с единичным радиусом. Дело в том, что обычно используется так называемая нормированная ДН, причём нормировка выполняется по направлению максимального излучения, то есть размах таких ДН лежит в диапазоне от 0 до 1 [2, 3].

Классическое определение коэффициента направленности действия (КНД) антенны формируется следующим образом: величиной КНД называют число, которое показывает, во сколько раз мощность излучения антенны в направлении максимального излучения больше, чем мощность излучения эталонного источника (ЭИ), при условии, что к антенне и к ЭИ подводится одна и та же мощность.

Постановка задачи. Цель работы – получение общего аналитического выражения для КНД, его геометрические интерпретации, упрощённые выражения для оценки КНД на некоторых типовых примерах.

Результаты работы. Для получения общей расчётной формулы КНД удобно, во-первых: использовать сферическую систему координат с переменными r , θ , φ , где r – радиус-вектор, проведенный из центра координат в исследуемую точку; θ – полярный угол, отсчитываемый от оси OZ к данному вектору; а φ – азимутальный угол, отсчитываемый от оси OX к проекции радиус-вектора на плоскость XOY . Центр ДН ЭИ и исследуемой антенны совмещают с центром системы координат. Во-вторых, в данном случае удобно ввести понятие угловой плотности потока излучаемой энергии, т.е. пронормировать этот поток по элементарному телесному углу для данного направления $d\Omega = dS/r^2$. Тогда, если обозначить угловую плотность мощности излучения ЭИ как P_{Ω} и учесть, что эта плотность для ЭИ одинакова во всех направлениях, а также тот факт, что телесный угол сферы 4π ст. рад., то полная мощность излучения ЭИ определится как $P_{\Omega} \cdot 4\pi$.

Мощность излучения исследуемой направленной антенны определяется сложнее. В этом случае следует учесть, что угловая плотность мощности излучения является функцией угловых переменных $P_A(\theta, \varphi)$. Кроме того, необходимо определить величину элементарного телесного угла в сферических переменных. Как известно, элемен-

тарная площадка в сферических переменных определяется как площадь элементарного квадрата со сторонами $rd\theta$ и $r \sin\theta d\varphi$, то есть

$$dS = r^2 \sin(\theta) d\theta d\varphi, \quad (1)$$

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \sin(\theta) d\theta d\varphi. \quad (2)$$

Тогда элементарная мощность излучения антенны в некотором направлении, задаваемом углами θ и φ , выразится как

$$P_A(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi, \quad (3)$$

а полная мощность –

$$\int \int_{\theta \varphi} P_A(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi. \quad (4)$$

По определению КНД мощности излучения ЭИ и антенны должны быть одинаковы, т.е.

$$P_{\vartheta} \cdot 4\pi = \int \int_{\theta \varphi} P_A(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi. \quad (5)$$

Данное уравнение удобно поделить на мощность излучения антенны для направления, соответствующего её максимальному значению. Обычно это направление совмещают с осью OZ, тогда этому направлению будет соответствовать нулевые значения полярного и азимутального углов. То есть (5) доделим на $P_A(0,0)$. При этом в левой части (5) получим дробь $P_{\vartheta}/P(0,0)$, что по определению соответствует $1/G$, где G – обозначен КНД, то есть левая часть (5) приобретает вид $4\pi/G$. В подынтегральном выражении правой части (5) получим дробь $P_A(\theta, \varphi)/P_A(0,0)$, что по определению является нормированной ДН по мощности $F_P(\theta, \varphi)$, то есть величина КНД в самом общем виде определится как

$$G = \frac{4\pi}{\int \int_{\theta \varphi} F_P(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi}. \quad (6)$$

Заметим, что в (6) мощности излучения не фигурируют, а определение КНД свелось к обычным геометрическим представлениям и однозначно определяется ДН антенны. Учтём теперь, что мощность излучения пропорциональна квадрату напряженности E -компоненты волны, т.е. $F_P(\theta, \varphi) = F_E^2(\theta, \varphi)$. Т.о. подынтегральное выражение в знаменателе (6) приобретает вид:

$$F_E^2(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi = F_E^2(\theta, \varphi) d\Omega, \quad (7)$$

где $F_E^2(\theta, \varphi)$ играет роль квадрата радиус-вектора телесного угла для данного направления.

По определению телесного угла выражение (7) представляет собой элементарную площадку объёмной ДН для некоторого направления, задаваемого углами θ и φ . Тогда знаменатель (6) приобретает смысл общей поверхности объёмной ДН, которая

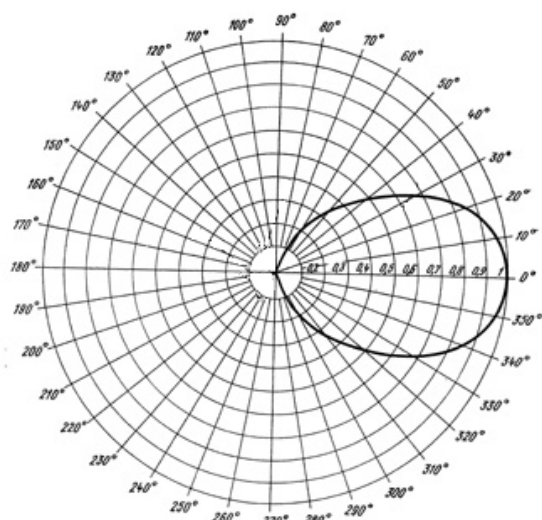


Рисунок 1 – Нормированные ДН ЭИ (окружность) и направленной антенны

рассчитана по формуле (6), если известно аналитическое выражение для $F_p(\theta, \varphi)$ или $F_E^2(\theta, \varphi)$.

Общее выражение для КНД (6) можно существенно упростить, если считать, что ДН в E и H плоскостях практически одинакова. Это означает, что при фиксированном θ функция $F_p(\theta, \varphi)$ не зависит от φ , т.е. ДН определяется только полярным углом θ . Тогда интегрирование по θ и φ можно вести раздельно. Знаменатель (6) можно представить в виде:

$$\int_{\varphi} d\varphi \int_{\theta} F_E^2(\theta) \sin(\theta) d\theta, \tag{8}$$

а переменная φ в этом случае будет играть роль циклической, т.е. интегрирование по φ должно проводиться во всём диапазоне углов от 0 до 2π . Результатом этого интегрирования будет 2π , а выражение (6) приобретает вид:

$$G = \frac{2}{\int_{\theta} F_E^2(\theta) \sin(\theta) d\theta}. \tag{9}$$

Пусть, например, в качестве антенны взят изотропный источник, у которого $F_p(\theta) = 1$ во всём диапазоне полярных углов от 0 до π , тогда интеграл

$$\int_0^{\pi} \sin(\theta) d\theta = \cos(\theta) \Big|_{\pi}^0 = 2, \text{ т.е. КНД изотропного излучателя, как и следовало ожи-}$$

дать, оказывается равным единице и меньше быть не может, в связи с чем такой излучатель и выбран в качестве эталонного. С другой стороны, можно представить себе идеальный, абсолютно направленный излучатель, ДН которого стягивается в линию, поверхность которой стремится к нулю. Из геометрических представлений КНД следует, что если $G = S_{\Omega} / S_A$, где S_{Ω} – поверхность единичной сферы ДН ЭИ, а S_A – поверхность ДН направленной антенны с единичным размахом, то при условии $S_A \rightarrow 0 \Rightarrow G \rightarrow \infty$, т.е. КНД представляет собой числа в диапазоне от 1 до ∞ .

для направления максимального излучения имеет единичную длину. Числитель (6) равен 4π , однако, учитывая, что ДН ЭИ также нормирована, т.е. имеет единичный радиус, этот числитель можно представить, как $4\pi \cdot 1^2$, где 4π – полный телесный угол сферы. Тогда числитель (6) также имеет смысл поверхности, в которой заключена ДН ЭИ. В результате получаем, что КНД приобретает смысл числа, которое показывает, во сколько раз поверхность ДН ЭИ больше, чем поверхность ДН направленной антенны, при условии, что сфера и максимальный размах ДН антенны единичны (рис.1).

Таким образом, как видно, понятие КНД свелось к геометрическим представлениям, а сама величина КНД может быть

Рассмотрим в качестве ещё одного примера довольно распространённую ситуацию, когда $F_p(\theta)$ изменяется по закону косинуса (косинусный излучатель). Тогда в

знаменателе (9) получаем: $\int_0^{\pi/2} \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta = \frac{\sin^2(\theta)}{2} \Big|_0^{\pi/2} = \frac{1}{2}$, т.е. $G = 4$. Иными

словами, направленные свойства такого излучателя в 4 раза лучше, чем изотропного.

Для узконаправленных антенн угол θ в пределах ДН лежит в небольшом диапазоне углов – до 5° (полуширина ДН). В этом случае упрощённо можно считать, что $F_p(\theta) \approx 1$, а значение $\sin(\theta)$ можно заменить значением θ в радианах. Тогда в зна-

менателе (9) получаем: $\int_{\theta} \theta d\theta = \frac{\theta^2}{2}$, а выражение для оценочных расчётов КНД узко-

направленных антенн приобретает очень простой вид: $G = \frac{4}{\theta^2}$. Причём, если ДН в E и

H плоскостях существенно различны, то θ^2 можно представить в виде произведения

$\theta_E \cdot \theta_H$, т.е. $G = \frac{4}{\theta_E \cdot \theta_H}$, где θ_E и θ_H соответственно полуширины ДН в E и H плос-

костях.

Так как эти величины чаще всего выражаются в угловых градусах, то:

$$G = \frac{4 \cdot 57 \cdot 57}{\theta_E \cdot \theta_H} \approx \frac{1,3 \cdot 10^4}{\theta_E \cdot \theta_H}. \quad (10)$$

Ещё более точные результаты с помощью такой формулы получаются, если учесть, что θ_E и θ_H выражают не весь диапазон углов, в которых лежит ДН, а именно её полуширину, в этом случае числитель (10) имеет величину $0,8 \cdot 10^4$, а сама формула (10) может использоваться для инженерных расчётов КНД узконаправленных антенн, только по значению полуширины ДН.

Для ненормированной ДН КНД можно интерпретировать следующим образом. При непосредственном измерении ДН удобно пользоваться поверхностной плотностью мощности излучения $\Pi(\theta, \varphi)$, т.е. $\Delta W = \Pi(\theta, \varphi) \Delta S$, где ΔS – площадь поверхности датчика. Тогда для ЭИ получаем $W_3 = \Pi_3 \cdot 4\pi R^2$ и если на графике ДН откладывать непосредственно значения Π , то:

$$W_3 = 4\pi \cdot \Pi_3^3 = 3 \cdot \frac{4}{3} \pi \Pi_3^3 = 3V_3, \quad (11)$$

где V_3 – объём ДН ЭИ, W_3 – общая мощность излучения. Как видно, эта мощность определяется именно объёмом ДН.

Учитывая условия баланса мощности излучения в определении КНД, величину W_3 необходимо приравнять к мощности излучения направленной антенны W_A . Имея в виду конечность поверхности датчика, получаем:

$$\begin{aligned} W_A &= \sum_{\theta} \sum_{\varphi} \Pi(\theta, \varphi) \cdot \Delta S = \sum_{\theta} \sum_{\varphi} \Pi_A(\theta, \varphi) \cdot \Pi_A^2(\theta, \varphi) \cdot \sin(\theta) \Delta\theta \Delta\varphi = \\ &= \sum_{\theta} \sum_{\varphi} \Pi_A^3(\theta, \varphi) \cdot \sin(\theta) \Delta\theta \Delta\varphi, \end{aligned} \quad (12)$$

а в упрощённом варианте

$$W_A = 2\pi \sum_{\theta} P_A^3(\theta) \sin(\theta) \Delta\theta. \quad (13)$$

Учитывая, что объём элементарного конуса

$$\Delta V_A = \frac{1}{3} \Delta S \cdot P_A(\theta) = \frac{1}{3} P_A^3(\theta) \sin(\theta) \Delta\theta, \quad (14)$$

получаем

$$W_A = 6\pi \sum_{\theta} \frac{1}{3} P_A^3(\theta) \sin(\theta) \Delta\theta = 6\pi V_A, \quad (15)$$

где V_A – объём ДН направленной антенны. Тогда, по определению КНД

$$3V_{\vartheta} = 6\pi V_A \Rightarrow V_{\vartheta} = 2\pi V_A, \quad (16)$$

т.е. $V_{\vartheta} \sim V_A$.

Для сечения объёмной ДН, т.е. при фиксированном значении φ , коэффициент 2π исчезает (результат интегрирования по φ), и площади ДН для ЭИ и направленной антенны должны быть равны. Изложенное иллюстрирует рис.2.

На рис.2 необходимо выполнить условие $S_{\vartheta} = S_A$, тогда КНД определится как

$$G = \frac{P_A(0,0)}{P_{\vartheta}}. \quad (17)$$

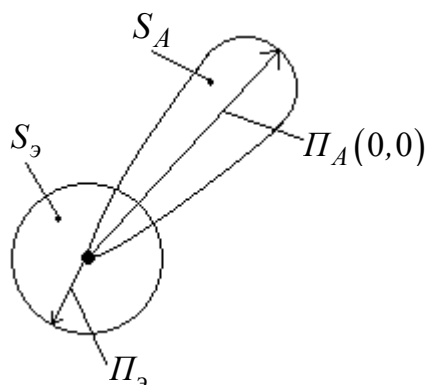


Рисунок 2 – Ненормированная ДН ЭИ и направленной антенны

Выводы.

1. В работе получены строгое выражение для КНД направленных антенн, которое следует из классического определения, приближенное выражение КНД для объёмной ДН одинаковой в E и H плоскостях, приближенная формула для инженерных расчётов КНД, использующая только значение полуширины ДН в E и H плоскостях, а также получена геометрическая интерпретация КНД для случая ненормированной ДН.

2. Показано, что выражение для КНД можно свести к сугубо геометрической интерпретации, использующей площади поверхности объёмной ДН ЭИ и направленной антенны, причём ДН антенны должна быть определённым образом вписана в ДН ЭИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ротхаммель К. Антенны. Т. 1 / Ротхаммель К. – 11-е изд. – М.: Додека, 2005. – 618с.
2. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для вузов / Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г.; под. ред. Г.А.Ерохина. – 3-е изд. – М.: Наука, 2007. – 491с. ISBN 978-5-93517-370-8.
3. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах / Нарытник Т.Н., Бабак В.П., Ильченко М.Е., Кравчук С.А. – Киев: Техника, 2000. – 286с.

Поступила в редколлегию 25.10.2016.

Дніпродзержинський державний технічний університет

РОЗРАХУНОК ТА ОПТИМІЗАЦІЯ МІКРОСМУЖКОВОГО ФІЛЬТРА ДІАПАЗОНУ 2.4 ГГЦ

Вступ. Мікросмужкові конструкції, на основі яких виготовляють мікросмужкові фільтри (МСФ), відрізняються мініатюрністю, технологічністю у виробництві, найбільш розвиненими системами автоматизованого проектування, простотою інтегрування з конструкціями і модулями надвисоких частот. Розробка МСФ як частини преселектора радіоприймального пристрою в бездротових системах зв'язку в міських умовах роботи є актуальним завданням, оскільки в міських умовах через велику концентрацію джерел радіовипромінювання необхідно забезпечувати високий коефіцієнт сигнал/шум, що в свою чергу забезпечує більш надійну роботу всієї системи бездротового зв'язку.

Постановка задачі. Перевагами МСФ на півхвильових розімкнутих резонаторах є малі габарити (рис.1), відносно великі відстані між резонаторами (що полегшує їх виконання у вигляді друкованої схеми, а також підвищує електричну міцність), велика крутизна характеристики загасання. Задачею роботи є оптимізація МСФ діапазону 2.4 ГГц [1].

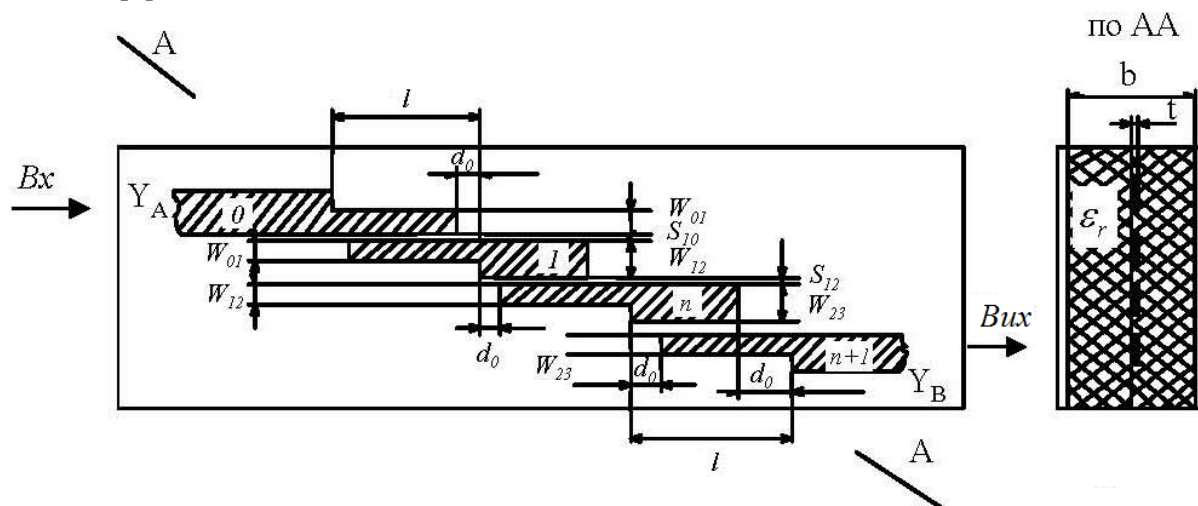


Рисунок 1 – Топологія фільтра на півхвильових розімкнених резонаторах

Результати роботи. Проведемо розрахунок фільтра на півхвильових розімкнених резонаторах, використовуючи аналітичний метод [2]. Нормовані ємності на одиницю довжини кожної лінії щодо землі розраховуються за формулами [3]:

$$\frac{C_0}{\varepsilon} = W \left(1 - \sqrt{\frac{G_{T1}}{Y_A}} \right);$$

$$\frac{C_1}{\varepsilon} = W \left(\frac{Y_{a1}}{Y_A} + \frac{G_{T1}}{Y_A} - \frac{J_{12}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 - 1 \right) + \frac{C_0}{\varepsilon};$$

$$\frac{C_i}{\varepsilon} (i = 2 \div n - 1) = W \left(\frac{Y_{ai}}{Y_A} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 - \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 \right); \quad (1)$$

$$\frac{C_n}{\varepsilon} = W \left(\frac{Y_{an}}{Y_A} + \frac{G_{Tn}}{Y_A} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 - 1 \right) + \frac{C_{n+1}}{\varepsilon};$$

$$\frac{C_{n+1}}{\varepsilon} = W \left(1 - \sqrt{\frac{G_{Tn}}{Y_A}} \right),$$

де $Y_A = \frac{1}{\rho_A}$, $Y_B = \frac{1}{\rho_B}$ – хвильові провідності вхідного та вихідного трактів відповідно; ρ_A – хвильовий опір вхідного тракту ($\rho_A = 50$ Ом; $\rho_A = 75$ Ом); ρ_B – хвильовий опір вихідного тракту, зазвичай $\rho_B = \rho_A$; $J_{i-1,i}$, $J_{n-1,n}$ – матриці інверторів провідності; ε – абсолютна діелектрична проникність; θ_0 – електрична довжина резонатора; $w = \frac{\Delta F}{f_0}$ – відносна смуга; G_i – параметри прототипу; ΔF – смуга пропускання фільтра на рівні 0,707 (-3дБ); f_0 – середня частота смуги пропускання фільтра; W, S – геометричні параметри згідно з рис.1.

Нормовані взаємні ємності між сусідніми лініями на одиницю довжини дорівнюють [4]:

$$\begin{aligned} \frac{C_{01}}{\varepsilon} &= W - \frac{C_0}{\varepsilon}; \\ C_{i,i+1} &= W \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 \right); \\ \frac{C_{n,n+1}}{\varepsilon} &= W - \frac{C_{n+1}}{\varepsilon}. \end{aligned} \quad (2)$$

Зосереджені ємності дорівнюють:

$$C_i^S (i = 1 \div n) = Y_A \left(\frac{Y_{ai}}{Y_A} \right) \frac{\operatorname{ctg} \theta_0}{\omega_0}, \quad (3)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$ – циклічна частота.

У виразах (1)-(3) позначено:

$$W = \frac{376,7}{\rho_A \cdot \sqrt{\varepsilon_r}},$$

де ε_r – відносна діелектрична проникність середовища фільтра.

Інвертори провідності

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} (i = 1 \div n) = w \sqrt{\frac{b_i \cdot b_{i+1}}{Y_A \cdot Y_A}},$$

де $\frac{b_i}{Y_A} (i = 1 \div n) = \frac{Y_{ai}}{Y_A} \left(\frac{\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0}{2} \right)$,

$$Y_{ai} = \frac{1}{\rho_i},$$

ρ_i – хвильовий опір i -го резонатора фільтра ($\rho_i = 20 \text{ Ом} \div 120 \text{ Ом}$);

$$\theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_\varepsilon} l_p.$$

Для резонаторів укорочених ємністю C_i^S беруть $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$.

$$\lambda_\varepsilon = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}},$$

де $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{f_0}$ – довжина хвилі у вільному просторі, м.

Параметри елементів зв'язку на вході і виході [5]:

$$\frac{G_{T1}}{Y_A} = \frac{w \frac{b_1}{Y_A}}{g_0 \cdot g_1}; \quad \frac{G_{Tn}}{Y_A} = \frac{w \frac{b_n}{Y_A}}{g_n \cdot g_{n+1}}. \quad (4)$$

Довжина резонатора (смужки) знаходиться за формулою:

$$l_p = \frac{\lambda_\varepsilon}{8} = \frac{\lambda_0}{8 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (5)$$

Для несиметричної мікросмужкової лінії замість ε_r підставляють $\varepsilon_{эф}$:

$$\varepsilon_{эф} = 1 + q(\varepsilon_r - 1), \quad (6)$$

де $q = 0,55 \div 0,85$.

Після визначення ширини смужки S_i ефективна діелектрична проникність несиметричної мікросмужкової лінії уточнюється за формулою:

$$\varepsilon_{эф} = 0.5 \left[1 + \varepsilon_r + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10 \cdot \frac{h}{S}}} \right], \quad (7)$$

де h – висота підкладки.

Після цього довжина смужки (5) уточнюється.

Хвильовий опір для парного і непарного типів коливань в смужковій лінії визначається за формулами:

$$(Z_{oe})_{i,i+1} = \frac{1}{Y_A} \left[1 + \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} + \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \right)^2 \right]; \quad (8)$$

$$(Z_{oo})_{i,i+1} = \frac{1}{Y_A} \left[1 - \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} + \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \right)^2 \right].$$

У виразах (8) параметри інверторів провідностей $J_{i,i+1}$ знаходяться за формулами:

$$\frac{J_{01}}{Y_A} = \sqrt{\frac{\pi w}{2G_0 G_1}};$$

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} = \frac{\pi w}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_i \cdot G_{i+1}}} ; \quad I = 1 \div n - 1;$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_A} = \sqrt{\frac{\pi w}{2G_n G_{n+1}}}.$$

Втрати фільтра в смузі пропускання розраховують за формулою (9).

Конструктивні розміри фільтра визначають після того, як обрано поліном, що апроксимує, визначено клас фільтра, обрано прототип і розраховано електричні параметри. На рис.2 показано залежність коефіцієнтів S_{11} та S_{21} від частоти розрахованого аналітичним методом фільтра.

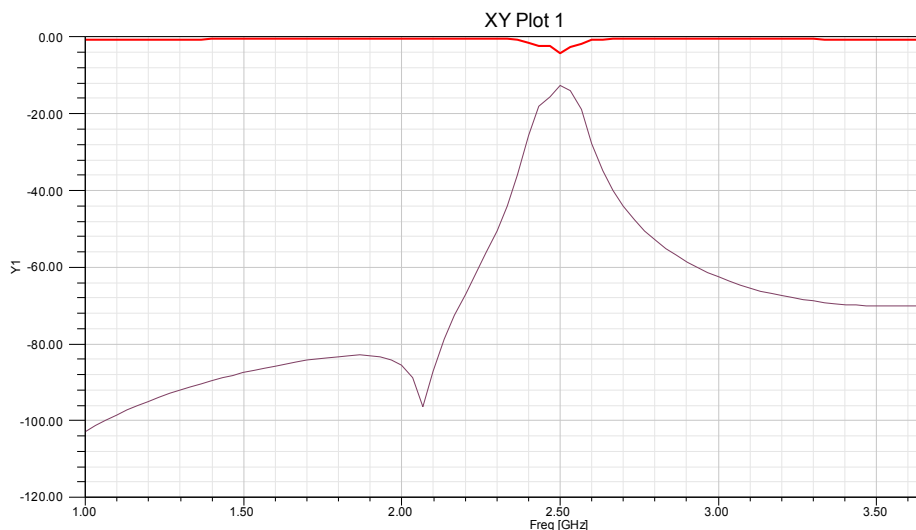


Рисунок 2 – Залежність коефіцієнтів S_{11} та S_{21} від частоти розрахованого фільтра

Унаслідок того, що результати розрахункового фільтра не задовольняють поставленим вимогам ($S_{11} = -12$ dB), виконаємо оптимізацію. В результаті проведеної оптимізації фільтра у пакеті програм HFSS 13 отримали наступні результати [6]:

геометричні розміри фільтра (рис.3) (в мм) значно змінилися, а розміри смужок і їх розташування стали такими:

- 1-й) Position - 0.5, 0, 0, X Size - 3.5, Y Size - 23.3;
- 2-й) Position - 4.7, 10.3, 0 X Size - 2.88 Y Size - 24.7;
- 3-й) Position - 8.75, 23.3, 0 X Size - 2.28 Y Size - 24.6;
- 4-й) Position - 12.2, 35.1, 0 X Size - 2.88 Y Size - 24.7;
- 5-й) Position - 15.78, 48, 0 X Size - 3.5 Y Size - 23.3.

Розміри і розташування вирізів так само піддалися переробці:

- виріз у першій смужці: Position - 0.5, 10.3, 0 X Size - 1.67 Y Size - 13.
- виріз у другій смужці: Position - 5.96, 7.55, 0 X Size - 1.62 Y Size - 15.7.
- виріз у третій смужці відсутній.

виріз у четвертій смужці: Position - 12.2, 48, 0 X Size - 1.52 Y Size - 26.5.
 виріз у п'ятій смужці: Position - 17.61, 59.8, 0 X Size - 1.67 Y Size - -13.5.

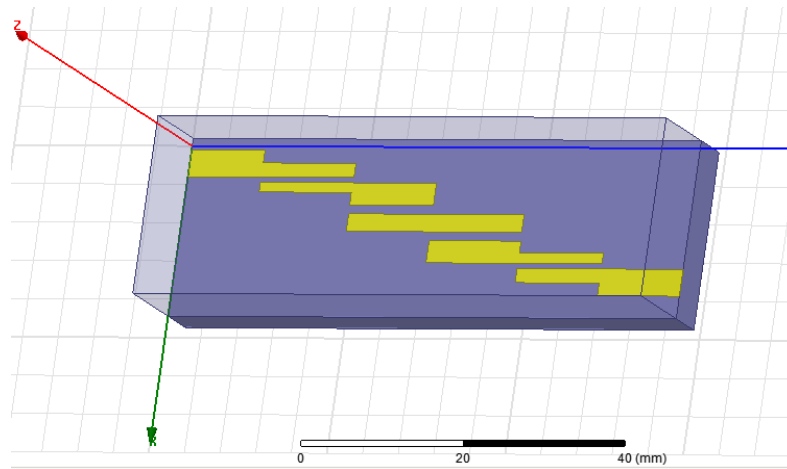


Рисунок 3 – Зовнішній вигляд оптимізованого фільтра

Після проведеної оптимізації якісним чином змінилися і S-параметри фільтра (рис.4).

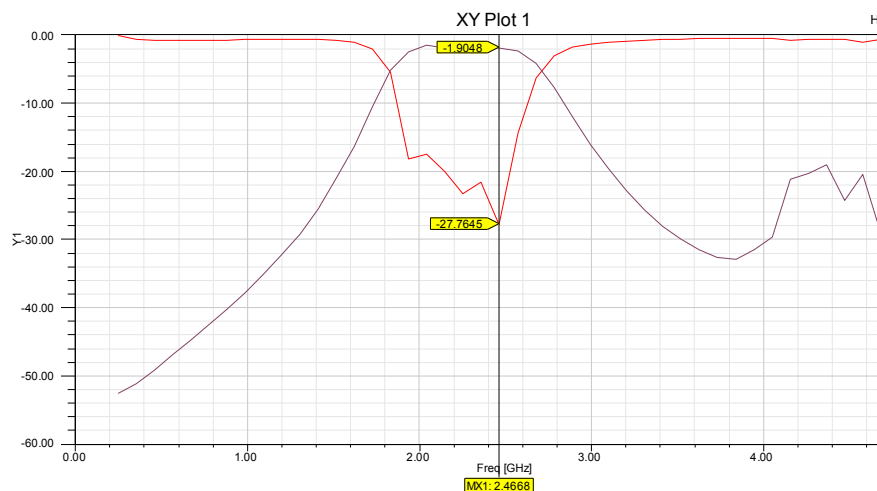


Рисунок 4 – Залежність коефіцієнтів S_{11} та S_{21} від частоти оптимізованого фільтра

Висновок. У роботі проведено розрахунок і оптимізація мікросмушкового фільтра на півхвильових резонаторах. Згідно з отриманими результатами оптимізований фільтр має найкраще значення коефіцієнта $S_{11} = -27$ dB, що краще, ніж у розрахованого фільтра, на -15 dB, коефіцієнти S_{21} для обох випадків майже дорівнюють один одному (-2 dB). Смуга частот оптимізованого фільтра, обмежена на рівні -20 dB (послаблення по потужності в 100 разів), дорівнює 2.15÷2.55 ГГц, що задовольняє технічним вимогам стандарту бездротового зв'язку в діапазоні частот 2.4...2.483 ГГц (IEEE 802.11).

ЛІТЕРАТУРА

1. Маттей Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1 / Г.Л.Маттей, Л.Янг, Е.М.Т.Джонс. – М.: Связь, 1971. – 442с.
2. Маттей Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.2 / Г.Л.Маттей, Л.Янг, Е.М.Т.Джонс. – М.: Связь, 1972. – 496с.

3. Трофимов Л.А. Проектирование радиоприёмных устройств СВЧ / Л.А.Трофимов. – Казань: КГТУ, 2005. – 74с.
4. Голубев В.И. Конструирование и расчет полосковых устройств / Голубев В.И., Ковалев В.И.; под ред. И.С.Ковалева. – М.: Сов. Радио, 1974. – 150с.
5. Тронин Ю.В. Синтез фильтров / Ю.В.Тронин, О.В.Гурский. – М.: Изд-во МАИ, 1990. – 75с.
6. HFSS – High Frequency Structure Simulator. – Ansoft Corporation, 2005. – 801p.

Надійшла до редколегії 19.10.2016.

УДК 621.771.04

МЕЩАНИНОВ С.К., д.т.н., професор
НЕЛЬГА А.Т., ст. викладач
ІТЯКІН О.С.*, зав. відділення
ВОЛОШИН Р.В., магістр
ГУПАЛО Ю.Ю., магістр

Дніпродзержинський державний технічний університет
*Економічний коледж Дніпровського державного технічного університету

РОЗРОБКА АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КОРИГУВАННЯ ОБТИСКІВ ТОЧНОЇ ПРОКАТКИ СМУГ ПРИ НЕСТАЛОМУ ФУНКЦІОНАЛЬНОМУ СТАНІ ОПЕРАТОРА

Вступ. Керування процесом гарячої прокатки сталевих смуг на реверсивному стані 1200 відзначається особливою складністю, що пов'язано: з малотонажністю прокатки значної кількості типорозмірів (більш 100 найменувань товщиною 7...50 мм і шириною від 300 до 1050 мм); з необхідністю частого переналагодження технологічного режиму при переході на прокатку нової партії, у середньому за зміну 5-7 разів, а також з прокаткою в умовах обмеженого часу і змінного темпу [1]. Процес прокатки смуг здійснюється в умовах інформаційної невизначеності, пов'язаної, в першу чергу, з недостатньою достовірністю оцінки основних збурень – змінювань температури і товщини підкату в двох останніх пропусках, в яких саме формується висотний розмір прокатної продукції. Звертає на себе увагу і те, що оператор прокатного стану не завжди в змозі чітко і однозначно інтерпретувати оперативну інформацію й ефективно її використовувати. Особливо це суттєво ускладнюється впродовж робочої зміни вже після три-, чотиригодинної професійної діяльності оператора. Операторові при відпрацюванні обтисків доводиться виконувати одночасно і за короткий час декілька технологічних операцій: встановлювати натискний механізм (НМ) у задане положення, здійснювати керування швидкістю обертання робочих валків, включати реверс на зміну напрямку переміщення заготовки. При цьому повинна забезпечуватися мінімальна тривалість пропусків, що у великій мірі залежить від вибору оператором моменту початку зниження швидкості переміщення розкату при закінченні пропуску і моменту включення електропривода на зворотний напрямок здійснення чергового пропуску прокату.

Оператор, здійснюючий керування процесом прокатки, зазнає великих психологічних і фізичних навантажень, що призводять до зниження його функціонального стану. Особливо великої гостроти набуває втома (психоемоційна напруженість) оператора, яка визначається як один з функціональних станів оператора, що проявляється у зміні параметрів організму оператора в процесі його діяльності. В організмі оператора відбу-

ваються значні зміни в м'язово-руховому апараті, погіршуються координації руху, знижується ефективність дій.

Експериментальні дослідження на реверсивному стані прокатки товстих смуг показали, що впродовж робочої зміни, з часом, через втому оператора якість керування процесом прокатки послідовно знижується. Експериментально встановлено, що похибки від неточності відпрацювання оператором завдання на реалізацію величини обтисків в останніх двох проходах (установлення натискного механізму в задану позицію) до кінця робочої зміни можуть зростати до 15...20%, а темп прокатки – знижуватися до 8...10%.

Передбачений умовами праці черговий по декілька хвилин відпочинок операторів бригади впродовж робочої зміни не вирішує цю проблему.

Постановка задачі. Виходячи з перелічених вище особливостей автоматизованого керування процесом точної прокатки товстих смуг і жорстких вимог щодо якості прокатої продукції, об'єктивно виникла необхідність оперативної оцінки зміни рівня функціонального робочого стану (ФРС) оператора і здійснення відповідного алгоритмічного коригування в настроюванні прокатної кліти у циклі точної прокатки смуг. Тому основною задачею, яка ставиться у даній статті, є визначення початку зниження рівня ФРС оператора, що могло б призводити до погіршення якості керування процесом прокатки, і знаходження закономірностей керування в цих умовах з метою підвищення точності прокатки.

Результати роботи. Співробітниками кафедри електроніки Дніпродзержинського державного технічного університету проводяться наукові роботи з підвищення точності гарячої реверсивної прокатки шляхом розробки і використання ефективних алгоритмів корекції обтисків у функції основних збурень з урахуванням у реальному часі ФРС оператора, який здійснює керування даним технологічним процесом.

На рис. 1 зображено структурну схему автоматизованої системи коригування величини обтисків точної прокатки смуг з контуром оцінки ФРС оператора. Кількісний склад структурної схеми та назва складових блоків є достатньо зрозумілими із самого рисунка, тому обмежимося технологічними поясненнями.



Рисунок 1 – Структурна схема автоматизованої системи коригування величини обтисків точної прокатки смуг з контуром оцінки ФРС оператора

Основним вихідними параметрами товщини готових смуг є подовжня товщина і різнотовщинність, значення яких підпорядковані вимогам існуючих стандартів [2].

У склад системи введено додатковий контур, на який покладається функція контролю ФРС оператора. Персональний комп'ютер (ПК) здійснює відповідну обробку сигналів веб-камери, призначення якої – фіксувати параметри мікрорухів обличчя оператора.

«Блок допомоги прийняття рішення» містить базу індивідуальних статистичних характеристик операторів-прокатників, здійснює порівняння прогнозованого ФС і середнього фактичного і при виході розрахованих значень за діапазон середнього фактичного фіксує зниження працездатності оператора. На основі логічного аналізу даної інформації «виробляються» відповідні технологічні рекомендації, які реалізуються у блоці «Мікро ЕОМ».

У «Мікро ЕОМ» обчислюється алгоритм, представлений рівнянням (1) або двома рівняннями (1) і (2), що дає змогу розраховувати величину обтисків в чистових пропусках у функції основних збурень. Вибір алгоритму здійснюється у залежності від рівня ФРС оператора.

Величина обтисків включає: сталу складову, яка визначається «жорсткою» програмою фіксованих значень положення НМ для різних типорозмірів на кожен пропуск, і змінну, яка направлена на компенсацію збурень. «Жорсткі» програми – це результат вирішення методом динамічного програмування завдання оптимізації режимів обтисків по пропусках в універсальній кліті, з урахуванням повного використання допустимого тиску металу на валки. У разі відхилення фактичних значень параметрів від розрахованих в алгоритм управління вводиться відповідне коригування, що вимагає переміщення верхнього валка (ВВ) НМ у задане положення. Обчислення величини коригування уставок переміщення ВВ на останній прохід у функції основних збурювальних параметрів – температури і товщини підкату, що побічно оцінюється за положенням верхнього валка, здійснюється у випадку «норми» ФРС оператора за алгоритмом [3]:

$$\Delta S_i^P = k_1 S_{i-1}^k - (k_1 + 1) S_{i-1}^P - k_2 (t_{i-1}^k - t_{i-1}^P) + S_i^k, \quad (1)$$

де k_1, k_2 – коефіцієнти, що характеризують ступінь впливу положення верхнього валка і температури підкату відповідно на товщину готової смуги; $t_{i-1}^k, S_{i-1}^k, S_{i-1}^P$ – контрольні значення температури і положення верхнього валка в проходах i і $i-1$; t_{i-1}^P, S_{i-1}^P – точні значення температури і положення верхнього валка; $i, i-1$ – номери останнього і передостаннього проходів.

У випадку досягнення встановленого «порогового» погіршення ФРС алгоритм, який підлягає реалізації, буде визначатися як рівнянням (1), так і рівнянням (2):

$$\Delta S_{i-1}^P = k_3 S_{i-2}^k - (k_3 + 1) S_{i-2}^P - k_4 (t_{i-2}^k - t_{i-2}^P) + S_{i-1}^k, \quad (2)$$

де k_3, k_4 – коефіцієнти, що характеризують ступінь впливу відповідно положення верхнього валка і температури підкату в $i-2$ пропуску на товщину підкату в $i-1$; t_{i-2}^k, S_{i-2}^k – контрольні значення температури і положення верхнього валка в $i-2$ пропуску; t_{i-2}^P, S_{i-2}^P – фактичні значення температури і положення верхнього валка в $i-2$ пропуску; $i-2$ – номер до передостаннього пропуску.

«Контрольною» вибирається і фіксується на період прокатки поточної партії перша прокатана смуга, якість якої відповідає прийнятим нормам. Якість оцінюється за величиною відхилень ширини і товщини смуг від номінальних розмірів. Вимірювання геометричних розмірів смуг проводиться уручну вальцівником стану і вводиться в сис-

тому через пульт управління. Коефіцієнти k_1 , k_2 розраховуються з урахуванням ширини, товщини і марки сталі і зберігаються в пам'яті системи. Відповідно до результатів вимірювань, які здійснюються вальцівником стану, товщини окремих (контрольних) готових смуг уточнюються.

У режимі повної компенсації контрольованих збурень здійснюється розрахунок різновтовщинності смуги dh , обумовленої впливом не контрольованих параметрів [1].

Закладені в пам'ять системи початкові коефіцієнти коригуються, причому результати для кожного сортаменту фіксуються і використовуються під час наступної прокатки, що підвищує точність настройки.

Контроль ФРС оператора. Вирішуючи задачу контролю ФРС оператора, логічно дотримуватися такого обмеження: застосування будь-яких контактних способів визначення поточного ФРС оператора прокатного стану (із закріпленими на тілі оператора датчиками) є неприйнятним, оскільки викликають фізіологічну і психологічну дію і фактично сприяють зниженню ефективності операторської діяльності. Вони не повинні викликати незручності в роботі.

Комфортну оперативну оцінку ФРС людини-оператора, що здійснює керування динамічним об'єктом, яким є прокатний стан, може забезпечити технологія контролю мікрорухів людини [4]. Ця технологія полягає в безпосередньому і безконтактному спостереженні за мікропереміщенням голови людини за допомогою веб-камери, перетворенні електронного сигналу в амплітудне і частотне віброзображення та визначенні функціонального стану за допомогою системи VibraImage [5] шляхом виміру середньої частоти амплітудного і частотного віброзображень, накопичених за певний період часу. Кожен з цих параметрів відображає міру емоційного напруження людини за певний час і може застосовуватися для аналізу реакції людини на конкретні професійні дії керування процесом прокатки.

Віброзображення – це інтегральне відображення психофізіологічних параметрів людини. Для реєстрації віброзображення використовується стандартна веб-камера AVerCam із датчиком зображення 1/3 дюйма КМОН розрядністю 8 біт (256 градацій сірого). Встановлена роздільна здатність камери складе 640x480. Використано стандартний ноутбук Samsung P40 TV001 з процесором Pentium M2000 і програмним забезпеченням VibraImage 6.1 від компанії Елсис [5]. Веб-камеру встановлено на відстані близько 1,5 метра навпроти досліджуваного обличчя (голови) оператора.

Отримання інформації про психофізіологічний стан оператора забезпечується вимірюванням сигналів про мікропереміщення його голови, обробкою вказаних сигналів.

Для визначення рівня ФРС оператора отримують амплітудне і/або частотне віброзображення голови живого об'єкта і вимірюють наступні його параметри.

Амплітудна складова кожної точки віброзображення визначається за формулою [5]:

$$A_{x,y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |U_{x,y,i} - U_{x,y,(i+1)}|, \quad (3)$$

де x, y – координати точки;

$U_{x,y,i}$ – величина сигналу в точці x, y в i -му кадрі;

$U_{x,y,(i+1)}$ – величина сигналу в точці x, y в $(i+1)$ кадрі;

N – число кадрів, по яких йде накопичення амплітудної складової віброзображення.

Відображення частоти переміщення в кожній точці об'єкта створює зображення, схоже на амплітудне, але таке, що дещо відрізняється від амплітудного при відобра-

женні єдиною псевдоколірною шкалою, оскільки фіксується зміна сигналу в точці незалежно від амплітуди, тільки 0 або 1.

Відносна частотна складова кожної точки віброзображення визначається за формулою [5]:

$$F_{x,y} = \frac{255}{N} \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{\Delta_i \geq 0 : 1}{\text{або} : 0} \right\}, \quad (4)$$

де Δ – міжкадрова різниця для i -ої точки зображення.

На відміну від амплітудного кожна точка частотного віброзображення має фізичну розмірність частоти (Гц), оскільки реально відображає частоту зміни сигналу в кожному елементі зображення.

Наведені формули підтверджують, що реальне амплітудне віброзображення відображає амплітуду зміни сигналу в кожній точці простору, а реальне частотне віброзображення відображає частоту зміни сигналу в точці простору.

Однохвилинний інформаційно-статистичний аналіз мікрорухів голови людини дозволяє визначати кількісні норми параметрів руху, властиві нормальному стану і будь-яким зміненим станам.

Висновки. Розроблено автоматизовану систему коригування величини обтисків реверсивного стана точної прокатки товстих смуг у функції основних збурень – змінювань температури і товщини підкату в передостанніх пропусках за алгоритмами, що визначається рівнем функціонального робочого стану оператора-прокатника.

Запропоновано методику контролю зміни рівня функціонального робочого стану за допомогою методу віброзображення обличчя оператора.

ЛІТЕРАТУРА

1. Нельга А.Т. Система автоматической коррекции установки нажимного механизма прокатного стана / Нельга А.Т. // Автоматика – 2002: міжнар. конф. з керування, 15-17 жовтня 2002 р.: матеріали. – Донецьк, 2002. – С.143-145.
2. Бойко В.І. Людино-машинна система управління процесом прокатки смуг / В.І.Бойко, А.Т.Нельга // Інтелектуальні системи та інформаційні технології: міжнар. наук.-техн. конф., 22-25 вересня 2004 р.: доповіді. – Чернівці, 2004. – С.98-99.
3. Нельга А.Т. Идентификация человеческого фактора в стратегии управления реверсивной прокатки / А.Т.Нельга, В.І.Бойко // Автоматизация: проблемы, идеи, решения: междунар. конф. по управлению, 6-10 сентября 2010 г.: материалы. – Севастополь, 2010. – С.58-59.
4. Минкин В.А. Применение технологии и системы виброизображения для анализа двигательной активности и исследования функционального состояния организма / В.А.Минкин, Н.Н.Николаенко // Медицинская техника. – 2008. – № 4. – С.30-34.
5. Минкин В.А. Виброизображение / Минкин В.А. – СПб.: Реноме, 2007. – 108с.

Надійшла до редколегії 14.11.2016.