

Центральноукраїнський національний технічний університет
Факультет будівництва та транспорту
Кафедра «Електротехнічні системи та енергетичний менеджмент»

“Допущено до захисту”
Зав. кафедри ЕТС та ЕМ
к.т.н., професор
_____Петро ПЛЄШКОВ
“ ____ ” _____ 2022 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
за другим (магістерським) рівнем вищої
освіти
на тему:
«Дослідження системи вихорострумовеоого контролю
та діагностики силових трансформаторів
високовольтої підстанції
Study of the system of eddy current control and
diagnostics of power transformers of a high-voltage
substation»

Виконав здобувач вищої освіти
VI курсу групи ЕЕ-21М
ОПП «Електротехнічні системи
електроспоживання» 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
_____Вадим КОТЛЯР
« ____ » _____ 2022 р.

Керівник роботи
к.т.н., проф. _____Сергій СЕРЕБРЕННІКОВ
« ____ » _____ 2022 р.

Рецензент _____

Центральноукраїнський національний технічний університет

Факультет будівництва та транспорту

Кафедра електротехнічних систем та енергетичного менеджменту

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Галузь знань 14 «Електрична інженерія»

Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-професійна програма «Електротехнічні системи електроспоживання»

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Завідувач кафедри

_____ *Петро ПЛЄШКОВ*

«_____» _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗА ДРУГИМ (МАГІСТЕРСЬКИМ) РІВНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ ЗДОБУВАЧА ВИЩОЇ ОСВІТИ

_____ *Котляра Вадима Сергійовича*

(прізвище, ім'я, по-батькові)

1. Тема роботи *Дослідження системи вихорострумовеого контролю та діагностики силових трансформаторів високовольтної підстанції*

Study of the system of eddy current control and diagnostics of power transformers of a high-voltage substation

2. Керівник роботи *Серебренніков Сергій Валентинович, к.т.н., професор*

(прізвище, ім'я, по-батькові, науковий ступінь, вчене звання)

3. Строк подання роботи до захисту *30.11.2022 р.*

4. Мета та завдання кваліфікаційної роботи *Метою роботи є підвищення рівня ефективності функціонування систем електропостачання за рахунок застосування системи моніторингу силових трансформаторів.*

Для досягнення поставленої мети у роботі розглянуто наступні завдання:

1) Огляд сучасного стану діагностики силових трансформаторів;

2) Дефектоскопія шихтованих магнітопроводів силових трансформаторів високовольтної підстанції;

3) Розробка пристроїв для діагностики електротехнічної сталі;

4) Експериментальна діагностика якості електротехнічної сталі;

5) Визначена економічна ефективність впровадження системи моніторингу силових

трансформаторів.

5. Консультанти по роботі, із зазначенням розділів роботи

Розділ	Консультант	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
<i>Економічна частина</i>	<i>к.е.н, доц. кафедри економіки підприємств Журило І.В.</i>		
<i>Охорона праці</i>	<i>к.т.н., доц. кафедри "ЕТС та ЕМ" Савеленко І.В.</i>		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	<i>Вступ. Аналіз проблеми підвищення рівня енергетичної ефективності СЕП. Огляд сучасного стану діагностики силових трансформаторів високовольтної підстанції</i>	10.09.22	
2	<i>Методи та моделі оцінювання рівня енергоефективності . Дефектоскопія шихтованих магнітопроводів силових трансформаторів.</i>	04.10.22	
3	<i>Розроблення пристроїв для діагностики електротехнічної сталі.</i>	18.10.22	
4	<i>Експериментальна діагностика якості електротехнічної сталі.</i>	01.11.22	
5	<i>Економічна ефективність впровадження системи моніторингу силових трансформаторів.</i>	15.11.22	
6	<i>Охорона праці</i>	22.11.22	
7	<i>Висновки. Оформлення списку використаних джерел</i>	25.11.22	
8	<i>Оформлення презентаційної частини КР</i>	30.11.22	

Дата видачі завдання

«__6__» __09__ 2022 р.

Підпис керівника _____

Сергій СЕРЕБРЕННІКОВ

Завдання прийнято до виконання

«__6__» __09__ 2022 р.

Підпис здобувача _____

Вадим КОТЛЯР

АННОТАЦІЯ

Котляр В.С. Дослідження системи вихорострумowego контролю та діагностики силових трансформаторів високовольтної підстанції

Кваліфікаційна робота за другим (магістерським) рівнем вищої освіти за спеціальністю 141 "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка" освітньої програми «Електротехнічні системи електроспоживання». – Центральноукраїнський національний технічний університет: Кропивницький, 2022 р.

Метою кваліфікаційної роботи є підвищення ефективності функціонування систем електропостачання за рахунок застосуванні системи моніторингу шихтованого магнітопроводу силових трансформаторів.

Проведено моделювання взаємодії прямокутного індуктора з вертикально-шаровими середовищами. На основі аналізу розподілення щільності вихрових струмів в шарах розроблена методика розрахунку провідності еквівалентного однорідного середовища. Отримано аналітичні вирази, що встановлюють функціональний зв'язок еквівалентної електропровідності з провідностями та товщинами окремих шарів, що чергуються.

Результати досліджень можуть бути використані під час розробки та впровадженні систем моніторингу технічного стану силових трансформаторів.

**ВИСОКОВОЛЬТНА ПІДСТАНЦІЯ, СИЛОВИЙ ТРАНСФОРМАТОР,
ШИХТОВАНЕ ОСЕРДЯ, ВИХРОВИЙ СТРУМ, ВТРАТИ, ДІАГНОСТИКА**

ABSTRACT

Kotlyar V.S. Study of the system of eddy current control and diagnostics of power transformers of a high-voltage substation

Qualification work at the second (master's) level of higher education in the specialty 141 "Electric power engineering, electrical engineering and electromechanics" of the educational program "Electrotechnical systems of power consumption". – Central Ukrainian National Technical University: Kropyvnytskyi, 2022.

The purpose of the qualification work is to increase the efficiency of the power supply systems by applying the monitoring system of the charged magnetic circuit of power transformers.

An analysis of the current status of diagnostics of power transformers was performed, a set of informative diagnostic parameters was determined.

The simulation of the interaction of a rectangular inductor with vertically layered media was carried out. Based on the analysis of the eddy current density distribution in the layers, a method for calculating the conductivity of an equivalent homogeneous medium has been developed. Analytical expressions establishing a functional relationship of equivalent electrical conductivity with conductivities and thicknesses of individual alternating layers have been obtained.

Research results can be used during the development and implementation of systems for monitoring the technical condition of power transformers.

HIGH VOLTAGE SUBSTATION, POWER TRANSFORMER, LAYERED CORE, EDDY CURRENT, LOSSES, DIAGNOSTICS

ЗМІСТ

	стор.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	8
ВСТУП	9
1. ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ВИХОРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА	10
1.1. Рівняння для розрахунку електромагнітних полів в електропровідній феромагнітній пластині	10
1.2. Вибір узагальнених параметрів вихорострумowego перетворювача	14
1.3. Аналіз опорів, що вносяться в перетворювач електропровідним середовищем	16
2. РОЗРАХУНОК ВИХРОВИХ СТРУМІВ, ЩО ЗБУДЖУЮТЬСЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ В ЕЛЕКТРОПРОВІДНОМУ СЕРЕДОВИЩІ	20
2.1. Розподіл щільності вихрових струмів в електропровідному півпросторі	20
2.2. Визначення розмірів умовного перерізу витка вихрових струмів	24
2.3 Аналіз годографів вихрового струму	28
3. ВЗАЄМОЗВ'ЯЗОК МІЖ ПАРАМЕТРАМИ ВИТКА ВИХРОВИХ СТРУМІВ І ОПОРОМ ПЕРЕТВОРЮВАЧА	33
3.1. Взаємоіндуктивність між перетворювачем і контрольованим середовищем	33
3.2. Розрахунок електричної схеми заміщення системи перетворювач-середовище	34
4. ДОСЛІДЖЕННЯ ВЗАЄМОДІЇ ПОЛЯ ВИХОРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІЗ СТРУКТУРНО-АНІЗОТРОПНИМИ СЕРЕДОВИЩАМИ	37
4.1. Еквівалентна провідність вертикальношарового середовища в полі прямокутного вихорострумowego перетворювача	37
4.2. Еквівалентна провідність вертикальношарового середовища вздовж	

поля прямокутного ВСП	46
5. ЕКОНОМІЧНА ЕФЕКТИВНІСТЬ ВПРОВАДЖЕННЯ МОНІТОРИНГУ СИЛОВИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ	63
6. ОХОРОНА ПРАЦІ	73
ВИСНОВКИ	74
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	76

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ВСП – вихрострумний перетворювач

ВС – вихровий струм

ГЗК – глибина зони контролю

ШЗК – ширина зони контролю

ВВС – виток вихрового струму

ЕТС – електротехнічна сталь;

КЗ – коротке замикання;

ПС – пакет сталі;

РПН – регулювання під напругою;

СЕП – система електропостачання;

СМ – система моніторингу;

СТ – силовий трансформатор;

ВСТУП

Електромагнітні процеси, пов'язані із збудженням вихрових струмів, знаходять широке застосування в багатьох областях техніки, причому можна виділити два головні напрями їх впровадження:

- 1) неруйнівний контроль матеріалів і виробів
- 2) високочастотна електротермія.

Завданням теорії неруйнівного контролю є визначення впливу електромагнітних властивостей матеріалів на електричні характеристики збуджуючого поля, а теорії індукційного нагріву – оцінка розподілу вихрових струмів за об'ємом виробу і обчислень їх теплової дії.

Дослідження процесів, що відбуваються в середовищі під впливом збуджуючого поля, дозволяє оцінити глибину зони контролю (ГЗК) і ширину зони контролю (ШЗК).

Для цього треба розгледіти залежність опору R перетворювача від його форми і розмірів, розташування щодо контрольованого середовища, а також від електромагнітних властивостей.

Обчислений повний вихровий струм в середовищі; Встановлено, що графіки опору, що вноситься до вихрострумових перетворювачів (ВСП) і графіків вихрового струму подібні. Досліджений вплив властивостей середовища і розмірів перетворювача на розміри виток вихрового струму (ВВС) і на його електричні параметри. Вивчені залежності коефіцієнта зв'язку і взаємодуктивності між ВСП і ВВС.

В магістерській роботі були поставлені та вирішені такі завдання:

1. Дослідити параметри, що вносяться у ВСП електропровідним середовищем;
2. Розрахувати вихрові струми, що збуджуються перетворювачем в провідному середовищі;
3. Дослідити взаємозв'язок між параметрами ВВС і опором, що вноситься до перетворювача;
4. Розробити спосіб і пристрої для діагностики електротехнічної сталі .

1. ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ВИХОРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

1.1 Рівняння для розрахунку електромагнітних полів в електропровідній феромагнітній пластині

Найбільш загальною, такою, що відображає фізичні процеси в перетворювачі і в об'єкті контролю, є фізико-топологічна модель, в якій вихідними параметрами є форма, розміри елементів системи і їх електричні та магнітні характеристики.

Фізико-топологічна модель досліджуваної системи [1], може бути представлена у вигляді секціонованого накладного ВСП, розташованого на висоті h над пластиною, завтовшки T_0 , з питомою провідністю σ , відносною магнітною проникністю μ і відносною діелектричною проникністю ϵ_r (рис.1.1) .

Електромагнітні властивості середовища прийняті незалежними від напруженості збуджуючого поля, у зв'язку з чим вирази, що описують взаємодію ВСП з середовищем, отримані шляхом суперпозиції рішень, знайдених для одновиткової моделі [2, 3]. За ВСП прийнятий круговий виток з дроту з нескінченно малим перерізом, що живиться синусоїдальним струмом $\vec{I}$ з кутовою частотою ω .

Такий фізичній моделі відповідає математична модель у вигляді векторних рівнянь Максвелла для комплексних амплітуд напруженостей $\vec{E}$ і $\vec{H}$ електромагнітного поля [2, 4]

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= (\sigma + j\omega\epsilon_a) \vec{E} + \vec{J}_{\text{ст}}, \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -j\omega\mu_a \vec{H}, \end{aligned} \right\}$$

де $\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon_r$, $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ - абсолютна діелектрична і магнітна проникність контрольованого середовища,

ϵ_0, μ_0 - електрична і магнітна постійні,

J_{cm} - вектор щільності сторонніх струмів.

Отримане з системи рівнянь Максвелла, рівняння Гельмгольца для векторного потенціалу A магнітного поля, в циліндровій системі координат унаслідок осової симетрії має вигляд [2]:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \dot{A}_\varphi}{\partial Z^2} - \left(\frac{1}{r^2} - \underline{k}^2 \right) \dot{A}_\varphi = -\mu_a \dot{J}_{cm}$$

де r, z - циліндрові координати системи,

A_φ - φ -а складова векторного потенціалу A ,

$$\underline{k} = \sqrt{\omega^2 \mu_a \varepsilon_a - j\omega \mu_a \sigma} \quad (1.1)$$

Вирішення цього рівняння проводиться методом інтегрального перетворення Фур'є – Бесселя з ядром, у вигляді функції Бесселя першого роду першого порядку $J_1(\lambda r)$, де λ - параметр інтегрального перетворення.

Векторний потенціал A , що створюється у верхньому півпросторі струмом I , що протікає по витку радіусу R , розташованому на висоті h :

$$\dot{A}_1 = 0.5 \mu_0 R I \left[\int_0^\infty J_1(\lambda R) J_1(\lambda r) e^{-\lambda |z-h|} d\lambda + \int_0^\infty J_1(\lambda R) J_1(\lambda r) \underline{\varphi}_1 e^{-\lambda(z+h)} d\lambda \right]. \quad (1.2)$$

Цей потенціал є сумою двох доданків, з яких перше характеризує поле витка у вільному просторі, а друге – реакцію середовища.

У середині пластини векторний потенціал A_2 магнітного поля рівний:

$$\dot{A}_2 = \mu_0 \mu_r R I \int_0^\infty J_1(\lambda R) J_1(\lambda r) \underline{\psi}_1 e^{-\lambda h} d\lambda. \quad (1.3)$$

Функції φ_1 і ψ_1 , що входять до (1.2) і (1.3) характеризують вплив електромагнітних властивостей середовища і частоти струму живлення витка, на його електричні параметри, величину і розподіл збуджених в середовищі вихрових струмів і вишукуються з граничних умов на поверхнях розділу середовища [5]:

$$\left. \begin{aligned} \underline{\varphi}_1 &= \frac{(\lambda^2 \mu_r^2 - \underline{q}^2)(1 - e^{-2\underline{q}T_0})}{\underline{\Lambda}_m}, \\ \underline{\psi}_1 &= \frac{(\lambda \mu_r + \underline{q}) - (\lambda \mu_r - \underline{q})e^{-2\underline{q}(T_0+z)}}{\underline{\Lambda}_m} \lambda e^{\underline{q}z}, \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

де

$$\begin{aligned} \underline{\Lambda}_m &= (\lambda \mu_r + \underline{q})^2 - (\lambda \mu_r - \underline{q})^2 e^{-2\underline{q}T_0}, \\ \underline{q} &= \sqrt{\lambda^2 - \underline{k}^2}, \\ \underline{k} &= \sqrt{\omega^2 \mu_a \varepsilon_a - j\omega \mu_a \sigma}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Для підрахунку параметрів ВСП, що вносяться і вихрових струмів, що створюються ним в пластині, необхідно знайти вирази для векторних потенціалів збуреного поля у верхньому півпросторі і в самій пластині.

Знайдемо вирази для параметрів, що вносяться, осесиметричного ВСП з циліндровими обмотками.

Розглянемо нескінченно тонке кільце з радіусом R_{in} шириною dR_{in} , товщиною dz_{in} що знаходиться на висоті z_n над пластиною (рис.1.1). Якщо число витків котушки, що доводиться на одиницю площі її перерізуу, рівне v_w , то щільність витків рівне:

$$w_j = v_w dz_n dR_{jn}.$$

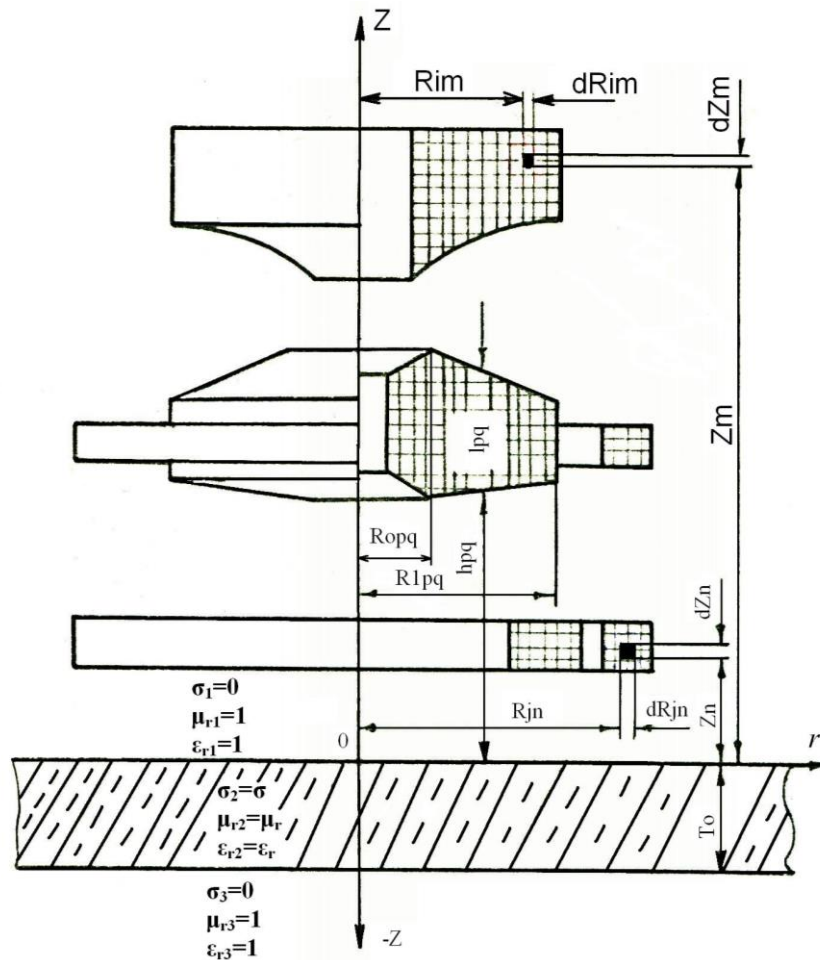


Рис.1.1. Схема фізико-топологічної моделі системи “вихрострумний перетворювач-провідна феромагнітна пластина”

На контурі з координатами z_{in} , R_{in} вихрові струми, наведені струмом I , що протікає по витках кільця з радіусом R_{jn} , створюють електромагнітне поле, векторний потенціал якого у відповідності з (1.2) рівний:

$$\dot{A}_{1im-jn} = 0.5\mu_0 \dot{I} R_{jn} \nu_w dz_n dR_{jn} \int_0^\infty J_1(\lambda R_{jn}) J_1(\lambda R_{im}) e^{-\lambda(z_m+z_n)} \varphi_1 d\lambda. \quad (1.6)$$

Повний векторний потенціал, обумовлений полем всієї котушки ВСП:

$$\dot{A}_{1im} = \int_{R_{0pq}}^{R_{1pq}} dR_{jn} \int_{h_{pq}}^{h_{pq}+l_{pq}} \dot{A}_{1im-jn} dz_n, \quad (1.7)$$

де індекс p позначає номер секції по осі r , номер секції по осі z , а 0 і 1 - відповідно внутрішній і зовнішній радіуси pq -ої обмотки.

Якщо секція має перерізу, нижня і верхня межі якого описуються відповідно рівняннями:

$$\begin{aligned} v &= h_{opq} + \Theta_1(R), \\ u &= h_{opq} + l_{opq} + \Theta_2(R), \end{aligned}$$

то, застосовуючи теорему про розбиття інтеграла, з (1.7) при змінній щільності намотування $v=v(R)$:

$$\dot{A}_{1im} = -0.5\mu_0 \dot{I} \int_0^\infty J_1(\lambda R_{im}) e^{-\lambda z_m} \underline{\varphi}_1 F(\lambda, R) \frac{d\lambda}{\lambda}, \quad (1.8)$$

де

$$F(\lambda, R) = \sum_{p=1}^{P_m} \sum_{q=1}^{q_m} \int_{R_{0pq}}^{R_{1pq}} e^{-\lambda v} (e^{-\lambda u} - 1) v_w J_1(\lambda R) R dR, \quad (1.9)$$

p_m і q_m - кількість секцій обмотки ВСП по осях r і z відповідно.

Аналогічним чином отримано вираз для векторного потенціалу A_2 поля, що створюється всім перетворювачем:

$$\dot{A}_2 = \mu_0 \mu_r \dot{I} \int_0^\infty J_1(\lambda R) \underline{\psi} F(\lambda, R) d\lambda. \quad (1.10)$$

1.2 Вибір узагальнених параметрів вихорострумowego перетворювача

Аналіз виразів, що описують взаємодію ВСП з середовищем, спрощується якщо при розрахунках розглядати вплив на процес контролю не окремих величин – σ , μ_r , ω , а їх сукупностей – узагальнених параметрів.

1.2.1 узагальнений параметр:

$$|\underline{ka}| = \left| \sqrt{\omega^2 \varepsilon_a \mu_a - j\omega\sigma\mu_a} \times R \right|,$$

де α – базовий лінійний розмір одного з елементів системи “ВСП – об’єкт контролю”.

При розрахунках взаємодії ВСП з провідними середовищами, коли можна знехтувати струмами зміщення, застосовується узагальнений параметр:

$$\beta = \beta_0 \sqrt{\mu_r} = a \sqrt{\omega\sigma\mu_a} \quad (1.11)$$

де

$$\beta_0 = a \sqrt{\omega\sigma\mu}.$$

Коли струм зміщення в середовищі майже рівний зі струмами провідності, його можна розглядати як нездійснений магнітодіелектрик, для опису електромагнітних властивостей якого в якості узагальненого параметру нарівні з β можна використовувати і коефіцієнт втрат:

$$\operatorname{tg} \delta = \sigma / (\omega \varepsilon_a).$$

Зважаючи на те, що довжина хвилі в середовищі повністю визначається електромагнітними властивостями цього середовища та частотою збуджуючого поля та не залежить від форми та розмірів ВСП, зазору h , та інших умов контролю, є доцільним виразити параметр $|\underline{ka}|$ через довжину хвилі λ_c в середовищі та трактувати його фізичний сенс з урахуванням такого представлення.

Довжина хвилі в провідному середовищі:

$$\lambda_\sigma = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega\sigma\mu_a}} \sqrt{2} \quad (1.12)$$

З урахуванням (1.11) та вираз для узагальненого параметру β може бути подано у вигляді:

$$\beta = \frac{2\pi\alpha}{\lambda_\sigma} \sqrt{2}, \quad (1.13)$$

Звідки слідує, що, якщо нехтувати струмами зміщення, то параметр β може бути розтлумачений як – відношення довжини кругового контуру з радіусом $\alpha\sqrt{2}$, до довжини електромагнітної хвилі в провідному феромагнітному середовищі.

1.2.2. Базовий лінійний розмір α .

Доцільно обрати для α величину, рівну радіусу r_m контуру максимальної густини вихрових струмів, наведених перетворювачем /11/.

При контролі накладним перетворювачем плоских виробів граничних поверхонь, радіус цього контуру визначається розмірами ВСП і його розташуванням у просторі. Ця обставина ускладнює безпосереднє визначення радіуса контуру максимальної густини вихрових струмів, наведених в плоскому середовищі, і урахування його зміни в процесі контролю виробів. Тому при вивченні процесів взаємодії накладного ВСП з плоским середовищем в якості базового лінійного розміру α краще використовувати величину, пов'язану з радіальними розмірами перетворювача.

Отже, нормуючи всі лінійні розміри розглянутої розрахункової моделі та вводячи в (1.8) – (1.10) нові змінні:

$x=\lambda\alpha$, $y=R/\alpha$, $z_m^*=z_m/\alpha$, $r^*=r/\alpha$, $\alpha^*=R_\Pi/\alpha$, $h^*=h/\alpha$, h_{pq}/α , $\ell_{pq}^*=l_{pq}/\alpha$, $\ell^*=l/\alpha$, $v^*=v/\alpha$, $u^*=u/\alpha$ та $v_w^*=v_w/\alpha^2$, отримаємо:

$$\dot{A}_{1im} = -\mu_0 \dot{I} \int_0^\infty J_1(x, \chi_{im}^*) e^{-xz_m^*} \underline{\varphi}_1^* F(x, \chi^*) \frac{dx}{x}, \quad (1.14)$$

$$\dot{A}_2 = \mu_0 \mu_r \dot{I} \int_0^\infty J_1(xr^*) \underline{\psi}_1^* F(x, \chi^*) dx, \quad (1.15)$$

$$F(x, \chi^*) = \sum_{p=1}^{p_m} \sum_{q=1}^{q_m} \int_{\chi_{0pq}^*}^{\chi_{1pq}^*} e^{-\chi v^*} (e^{-\chi u^*} - 1) \nu_w^* J_1(xy) y dy. \quad (1.16)$$

Функції $\underline{\varphi}_1^*$ и $\underline{\psi}_1^*$ визначаються з (1.4) шляхом заміни в них ненормованих величин на нормовані: λ на x , T_0 на $T_0^* = T_0/\alpha$, комплексної величини $\underline{q}$ на параметр:

$$\underline{q}^* = \underline{q}\alpha = \sqrt{S^2 + j\beta^2}, \quad (1.17)$$

де:

$$S^2 = X^2 - (n_0 n)^2, \quad (1.18)$$

1.3. Аналіз опорів, що вносяться в перетворювач електропровідним середовищем

Повний опір $Z_{\text{вн}}$, що вноситься у всю обмотку перетворювача рис.1.1, знайдемо, використовуючи вираз для опору $Z_{\text{вн},im}$ що вноситься в один її виток радіусом R_{im} :

$$Z = \dot{U}/\dot{I} = \dot{E}l/\dot{I} = j\omega \dot{A} 2\pi R/\dot{I};$$

$$\underline{Z}_{\text{вн},im} = j\omega \dot{A}_{1im} R_{im}/\dot{I}.$$

Помножаючи $Z_{\text{вн},im}$ на число витків $W_i = \nu_w dz_m dR_{im}$, розташованих в елементарному перерізі dz_m , dR_{im} , та інтегруючи отриманий вираз по довжині та радіусу обмотки ВСП, отримаємо:

$$\underline{Z}_{\text{вн}} = \omega \mu_0 \pi \alpha \int_0^\infty j \underline{\varphi}_1^* F^2(x, \chi^*) \frac{dx}{x^2} \quad (1.19)$$

Якщо обмотка перетворювача складається з однієї секції прямокутного перерізу та густина намотки ν_w постійна, вираз (1.16) для $F(x, \chi^*)$ спрощується:

$$F_1(x, \chi^*) = v_w^* e^{-xh^*} (e^{-x\zeta^*} - 1) \int_{\chi_0^*}^1 J_1(xy) y dy \quad (1.20)$$

Величина власної індуктивності L_0 перетворювача, що використовується для нормування його опору, що вноситься, по початковому індуктивному опору $X_0 = \omega L_0$, розраховується з (1.2) на основі формули для векторного потенціалу поля, що створюється у вільному просторі одиночним витком. Розміщуючи початок циліндричної системи координат в центр котушки ВСП з прямокутним перерізом, находимо:

$$\chi_0 = 4\xi\mu_0\pi\alpha v_w^* \int_0^\infty (e^{-x\zeta^*} - 1) F_0^2(x, \chi^*) \frac{dx}{x^2} \quad (1.21)$$

де

$$F_0(x, \chi^*) = \int_{\chi_0^*}^1 J_1(xy) y dy \quad (1.22)$$

Годографи нормованих опорів, що вносяться, $\underline{Z}_{вн}^* = \underline{Z}_{вн}/X_0$ накладного ВСП з обмоткою прямокутного перерізу та постійною густиною намотки, розраховані по (1.19) та (1.20), дані на рис.1.2. Розрахунки виконані для перетворювача з внутрішнім радіусом a^* рівним нулю, розташованого над неферромагнітною пластиною, при різних значеннях β_0 , h^* та T_0^* .

Годографи I, II, III відображують залежності $\underline{Z}_{вн}^*(\beta_0)$ при різних значеннях зазору h^* між ВСП та провідним півпростором, що відповідає граничному випадку $T_0^* \rightarrow \infty$, а годографи VIII, IX – ті ж залежності $\underline{Z}_{вн}^*(\beta_0)$ для пластин, відносна товщина яких рівна 0,256 та 0,128 відповідно. Вплив зміни зазору на параметри, що вносяться, перетворювача при постійних значеннях узагальненого параметру β_0 та товщини пластини T_0^* характеризується лініями відводу IV...VII, які в області великих значень h^* мають невелику випуклість, до мнимі вісі, а при малих зазорах близькі до прямих ліній.

Розрахунок по формулам (1.19) та (1.20) забезпечує точний вплив радіальних розмірів перетворювача на його параметри, що вносяться. У реальному ВСП характер впливу внутрішнього радіусу обмотки на модуль $\underline{Z}_{\text{вн}}^*$ нормованого опору, що вноситься, ВСП залежить від його довжини ℓ^* .

Як видно з представлених на рис.1.2. графіків $\underline{Z}_{\text{вн}}^*(\alpha_0^*)$ для котушок різної довжини, при збільшенні α_0^* модуль опору, що вноситься, у довгих перетворювачів ($\ell^* \geq 1$) дуже трохи зростає, а у коротких ($\ell^* \leq 0,1$) – помітно зменшується, при чому вплив α_0^* послаблюється по мірі росту довжини ℓ^* . Така поведінка залежності $\underline{Z}_{\text{вн}}^*(\alpha_0^*, \ell^*)$ свідчить про різну ступінь впливу розмірів ВСП на його вносимий і на його власний індуктивний опір.

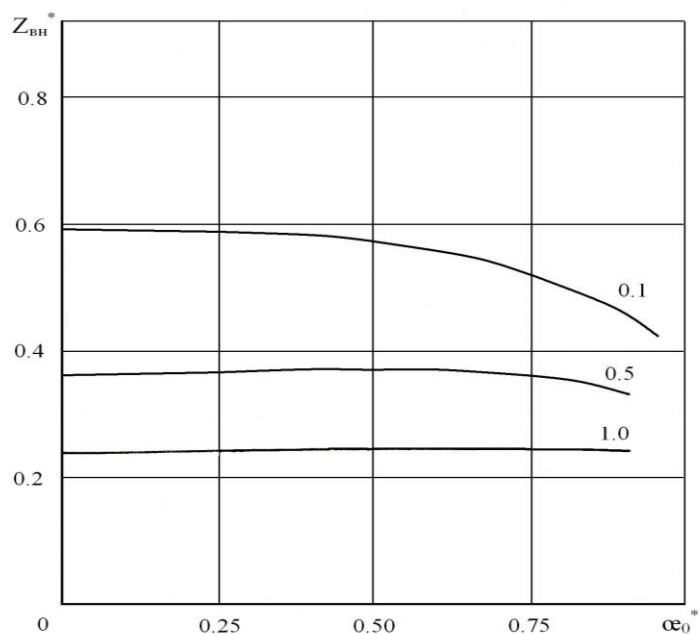


Рис.1.2. Залежність модуля нормованого опору, що вноситься, $Z_{\text{вн}}^*$ до перетворювача від зміни внутрішнього радіусу обмотки при різній її довжині для $\mu_r=1$, $h^*=0$, $\beta_0=10$.

Зміна модуля ненормованого опору, що вноситься, $Z_{\text{вн}}$ при зростанні α_0^* зручно розглянути, уявивши багат шарову обмотку ВСП у вигляді системи послідовно з'єднаних коаксіальних тонких соленоїдів, радіус найменшого з яких рівний R_{n0} , а найбільшого R_{n1} . Так як всі соленоїди мають однакову абсолютну

довжину, рівну довжині l_n обмотки, то по мірі переходу до периферійних соленоїдів збільшується їх радіус R_{ni} , а відносна довжина $\mathcal{L}_i^* = l_n / R_{ni}$ спадає. З чого слідує, зовнішні соленоїди порівняно з внутрішніми мають менший коефіцієнт розсіяння. З цієї причини більш близькі к вісі перетворювача шари його обмотки в меншій степені відчують реакцію середовища на збуджуєме в ній електромагнітне поле і дають менший вклад в сумарну величину $Z_{вн}$, в результаті чого збільшення ϵ_0^* в області малих значень слабо впливає на $Z_{вн}$.

2. РОЗРАХУНОК ВИХРОВИХ СТРУМІВ, ЩО ЗБУДЖУЮТЬСЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ В ЕЛЕКТРОПРОВІДНОМУ СЕРЕДОВИЩІ

2.1. Розподіл щільності вихрових струмів

Щільність повного струму, порушеного ВСП в недосконалому магнітодіелектрику, дорівнює сумі щільності струмів провідності J_{np} і зсуву J_{cm}

$$\hat{J}_{полн} = \hat{J}_{np} + \hat{J}_{cm} = (\sigma + j\omega\epsilon_a)\hat{E}.$$

Унаслідок кругової симетрії моделі (рис.1.1) в циліндровій системі координат векторний потенціал A_2 магнітного поля в плоскій середовищі і відповідно напруженість, електричного поля в ній має тільки φ -і компоненти:

$$\dot{E} = \dot{E}_\varphi = -j\omega\dot{A}_\varphi,$$

звідки витікає, що:

$$\hat{J}_{полн} = (\omega^2\epsilon_a - j\omega\sigma) \hat{A}_2 = \underline{k}^2 \hat{A}_2 / \mu_a \quad (2.1)$$

Знаючи величину векторного потенціалу A_2 (1.22) усередині пластини, створюваного круговим витком перетворювача, з урахуванням (1.22) отримаємо:

$$J_{полн} = -(ka)^2 \int_0^\infty J_1(xr^*) \underline{\psi}_1^* F(x, \chi^*) dx. \quad (2.2)$$

Для односекционного ВСП з обмоткою прямокутного перерізу з рівномірним намотуванням дроту ($v_w^* = \text{const}$) функція розмірів перетворювача $F(x, \chi^*)$ спрощується і приводиться до вигляду (1.27). В цьому випадку щільність ВТ в зразку, нормована по щільності струму Iv_w в обмотці, рівна:

$$J^* = \frac{J_{полн}}{Iv_w} = [j\beta^2 - (n_0 n)^2] \int_0^\infty J_1(xr^*) \underline{\psi}_1^* F_0(x, \chi^*) e^{-xh^*} (e^{-x\zeta^*} - 1) dx \quad (2.3)$$

де

$$F_0 = \int_{\chi_0^*}^1 J_1(xy) y dy$$

Розподіл щільності ВТ в пластині і півпросторі розраховувалося по формулі (2.3). Вплив зміни електромагнітних властивостей середовища, розмірів ВСП, зазору h^* і частоти струму збуджуючого поля на розподіл в ній щільності вихрових струмів вивчалось на прикладі півпростору.

Аналіз розподілу вихрових струмів на поверхні провідного півпростору уздовж радіальної координати розрахункової моделі показує, що радіус r_m^* контура їх максимальної щільності не є величиною постійною. Він великою мірою залежить від зазору h^* внутрішнього радіусу α_0^* перетворювача і узагальненого параметра β_0 .

Вплив зміни зазору h^* , довжини ВСП до його внутрішнього радіусу на радіус контура максимальної щільності ВС відбито на малюнках 2.1а і 2.1б відповідно.

Вплив зміни зазору h^* досліджений при $\alpha_0^*=0$, $\xi^*=0,5$, а його внутрішнього радіусу – при $h^*=0$, $\xi^*=0,05$ і $\beta_0=10$. Хід кривих рис.2.1 показує, що зменшення параметра β_0 , збільшення зазору h^* і внутрішнього радіусу α_0^* ВСП приводять до зростання радіусу максимальної щільності вихрових струмів в півпросторі.

Максимальне значення модуля щільності ВС на поверхні провідного півпростору J_m^* залежить від величин β_0 , α_0^* і h^* .

З графіків, представлених на рис.2.2, видно, що J_m^* зростає при збільшенні параметра β_0 , а також при зменшенні зазору h^* і радіусу α_0^* ВСП. Це відбувається тому, що із зростанням параметра β_0 , вихрові струми витісняються до поверхні півпростору і відповідно збільшується напруженість поля H в поверхневому шарі; зменшення зазору також викликає збільшення напруженості поля на поверхні. Що стосується впливу на J_m^* конструктивних параметрів ВСП, то воно пов'язане з дією двох чинників: зміною м.д.с. JW збуджуючої обмотки і її зв'язку з контрольованим середовищем.

Оскільки величина струму збудження $\dot{I}$ і щільність намотування котушки ν_w^* в даному варіанті розрахункової моделі задані незмінними, то варіація довжини і внутрішнього радіусу перетворювача фактично означає зміну числа його витків:

$$w = \nu_w l_n (R_{n1} - R_{n0}) = \frac{\nu_w^*}{\alpha^2} \zeta^* (1 - \chi_0^*) \quad (2.4)$$

і відповідно величини м.д.с. $F_m = \dot{I}w$ ВСП, від якої залежить величина напруженості магнітного поля на поверхні виробу:

$$H \equiv Jw$$

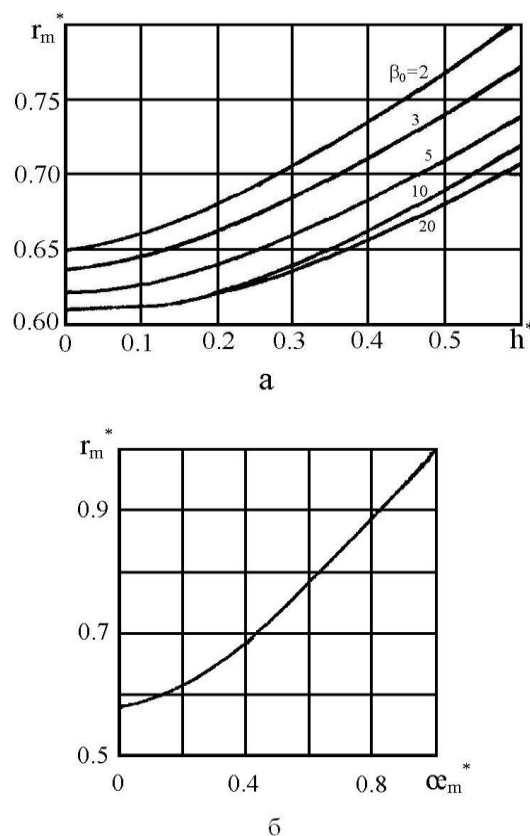


Рис. 2.1. Залежності радіусу r_m^* контуру максимальної густини вихрових струмів, що збуджуються на поверхні неферомагнітного півпростору накладним ВСП, від зміни зазору h^* при $\alpha_0^* = 0$ – (а), і внутрішнього радіусу ВСП при $\beta_0 = 10$ – (б).

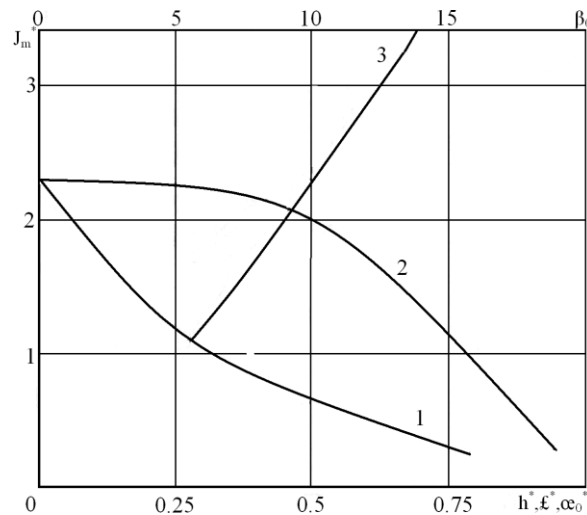


Рис.2.2. Залежності модуля максимальної густини вихрових струмів, що збуджуються на поверхні провідного півпростору накладним ВСП, від зміни зазору h^* при $\beta_0=10$, $\alpha_0^*=0$ – крива 1; внутрішнього радіусу ВСП при $\beta_0=10$, $h^*=0$ – крива 2; параметра β_0 при $h^*=0$, $\alpha_0^*=0$, $\mathcal{L}^*=0.5$ – крива 3.

2.2. Визначення розмірів умовного перерізу витка вихрових струмів

Важливе значення для оцінки достовірності результатів контролю, а також обґрунтованого вибору розмірів ВСП і частоти поля має правильне визначення розмірів зони контролю – її глибини (ГЗК) і ширину (ШЗК).

Можна визначити ГЗК і ШЗК розрахунковим шляхом, побудувавши графічно або обчислюючи за допомогою інтерполяційних формул координати кордону області, в якій модуль щільності ВС не менше наперед заданої величини J_α^* .

Якщо величина:

$$\alpha = J_\alpha^* / J_m^* \leq 0, \quad (2.5)$$

досить мала, то вказану область можна, приблизно вважати за зону контролю, а її перерізу – умовним перерізом витка вихрових струмів ВВС, що наводиться в середовищі полем ВСП.

На рис.2.3 показаний розподіл модуля щільності ВС по глибині z^* і в радіальному напрямі r^* неферромагнітного, провідного півпростору. Тут же пояснюється графоаналітичний метод побудови умовного перерізу ВВС на прикладі перетворювача з $\alpha_0^*=0$, $\xi^*=0,5$ при $h^*=0$ і двох значеннях узагальненого параметра $\beta_0=10$ и $\beta_0=5$.

Вибравши пороговий рівень модуля щільності ВС J_α^* (у даному випадку $\alpha=1\%$), проводимо відповідну йому горизонтальну пряму, паралельну осі O_z^* . Задавши на осі O_r^* крапку, наприклад крапку A з поточною координатою r_A^* , і побудувавши відповідний нею графік залежності $J^*(z^*)$, знаходимо крапку C його перерізуу з лінією J_α^* . Проекція крапки C на вісь O_z^* визначає глибину $z_\alpha^*(r^*)=z_\alpha^*(r_A^*)$ на якій по круговому контуру радіусу r_A^* протікають вихрові струми з щільністю J_α^* . У площині r^*Oz^* координати r_A^* і z_C^* визначають положення точки D , одній з сукупності побудованих аналогічним шляхом крапок, що належать кривою $z_\alpha^*(r^*)$. Цю криву можна вважати за нижній кордон умовного перерізуу ВВС, а верхня лежить на поверхні півпростору

Найбільша глибина умовного перерізуу ВВС відповідає ГЗК

$$d^* = |Z_\alpha^*|_{\max} \quad (2.6)$$

а периферійна точка перерізуу кривої $z_\alpha^*(r^*)$ з віссю O_r^* визначає радіус r_0^* , по величині якого оцінюється ШЗК.

Координати кривої $z_\alpha^*(r^*)$ можна також отримати чисельним шляхом за допомогою зворотної інтерполяції результатів розрахунку просторового розподілу щільності ВС в півпросторі. Результати розрахунку умовного перерізуу ВВС для перетворювача завдовжки $\xi^*=0,5$ при різних α_0^* і h^* показані на рис.2.4. Збільшення параметра β_0 (криві 1,3 і 5) приводить до стискування зони контролю – зменшення її глибини в 2 рази і ширину в 1.3 разу.

Вид кривої 2 показує, що зона контролю дещо розширюється при збільшенні зазору. Однак необхідно мати на увазі, що це розширення

супроводжується зменшенням чутливості ВСП до зміни властивостей середовища внаслідок ослаблення її реакції на збуджуюче поле ВСП.

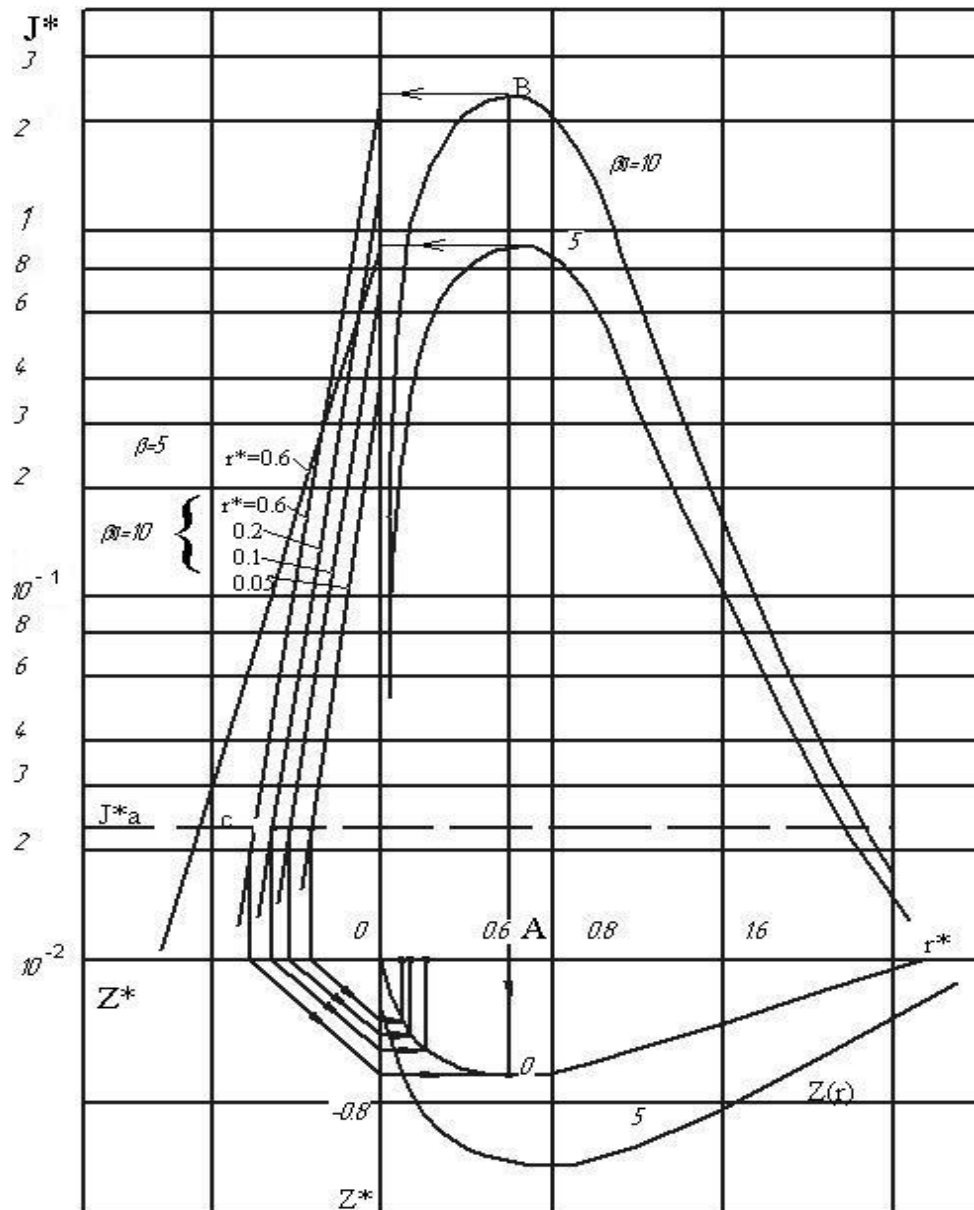


Рис.2.3. Графоаналітична побудова умовного перерізу вихрових струмів, що збуджуються у провідному півпросторі накладним перетворювачем з $\xi^*=0,5$ та $\alpha_0^*=0$ при $h^*=0$.

При збільшенні α_0^* (криві 3 і 4) ГЗК декілька зменшується, а радіальна координата відповідної нею точки збільшується.

Вплив параметра β_0 на глибину зони контролю d^* відбитий на рис.2.5. Тут же приведені графіки залежностей глибини проникнення плоскої хвилі в на півпростір

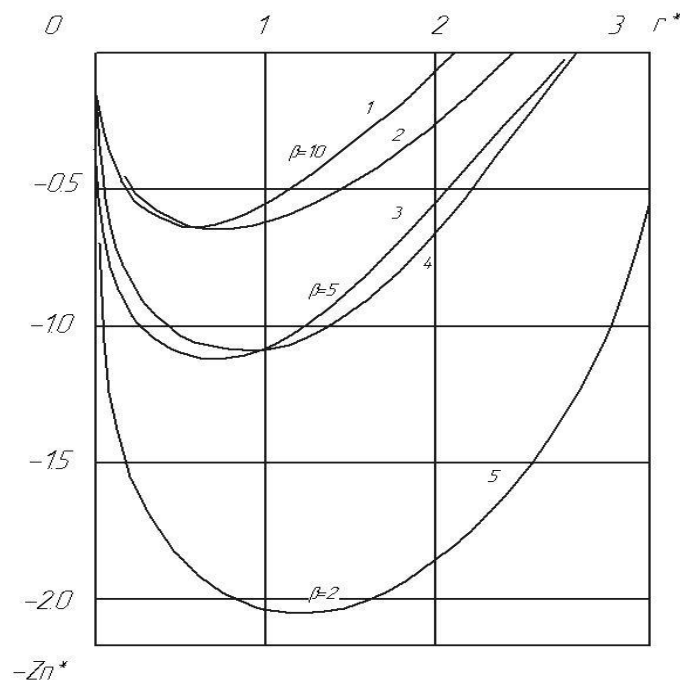


Рис.2.4. Форма та розміри умовного перерізу витка вихрових струмів в півпросторі під ВСП довжиною $\ell^*=0,5$: 1 та 2 – при $\alpha_0^*=0$, $\beta_0=10$ для $h^*=0$, $h^*=0,5$; 3 та 4 – при $h^*=0$, $\beta_0=5$ для $\alpha_0^*=0$, $\alpha_0^*=0,95$; 5 – при $h^*=0$, $\alpha_0^*=0$ для $\beta_0=2$.

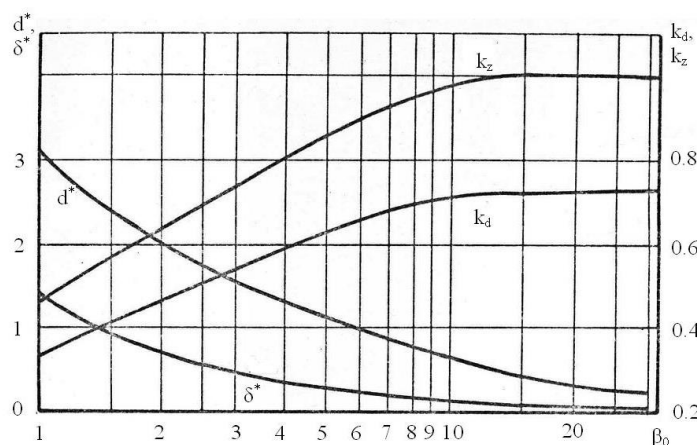


Рис.2.5. Криві, що відображають вплив узагальненого параметра β_0 на глибину d^* зони контролю, глибину δ^* проникнення плоскої електромагнітної хвилі в на півпростір і на коефіцієнти k_d і k_z для перетворювача з $\alpha_0^*=0$, $\ell^*=0,5$ при $h^*=0$.

$$\delta^* = \frac{\sqrt{2}}{\beta_0} \quad (2.7)$$

коефіцієнта:

$$k_d = d^* / \lambda_\sigma^* \quad (2.8)$$

що характеризує відношення ГЗК до нормованої довжини хвилі $\lambda_\sigma^* = \lambda_\sigma / \alpha$ в провідній середовищі, а також коефіцієнта:

$$k_z = d^* / \delta_\alpha^* \quad (2.9)$$

де

$$\delta_\alpha^* = \delta^* \ln \alpha \quad (2.10)$$

є нормованою по α глибині, на якій плоска хвиля затухає в $1/\alpha$ разів, причому в якості α використовується та ж величина, по якій знайдена ГЗК.

Хід кривої $K_d(\beta_0)$ показує, що при збільшенні β_0 від 1 до 10 ГЗК убуває повільніше, ніж довжина хвилі в матеріалі виробу, а при $\beta_0 > 10$ ГЗК і α_σ змінюються приблизно однаково і тому $K_d = \text{const}$.

Зважаючи, що величини δ^* і λ^* є лінійно залежними, за допомогою коефіцієнта K_d можна оцінити співвідношення між ГЗК реального ВСП і глибиною проникнення плоскої хвилі в ту ж середу. Але оскільки відмінність в порогових рівнях, що задаються для розрахунку d^* і δ^* , утрудняє їх порівняння, то зручніше розглядувати співвідношення між ними за допомогою коефіцієнта k_z .

Аналіз залежності $k_z(\beta_0)$ дозволяє зробити вивід, що у відсутність зазору при $\beta_0 > 15$ ГЗК перетворювача з $\alpha_0 = 0$ і $\xi^* = 0,5$ збігається з глибиною проникнення плоскої хвилі, розрахованої по тому ж пороговому рівню, що і ГЗК. У міру зменшення α_0 розбіжність між ними збільшується, при цьому $d^* < \delta_\alpha^*$.

Як вказано в [18], таке явище може бути пояснене тим, що при $\beta_0 < 0$ разом із загасанням поля в середовищі, викликаною дією вихрових струмів, виявляється також спад поля витка за рахунок його видалення від поверхні середовища. Таким чином, формули (2.7) і (2.10), справедливі для плоскої хвилі, можуть бути використані для визначення ГЗК ВСП тільки при $\beta_0 > 15$ як впливає з рис.2.6, тільки у відсутність зазору і при достатньо малому внутрішньому радіусі перетворювача.

2.3 Аналіз годографів вихрового струму

Повний вихровий струм в середовищі знаходився інтеграцією по глибині і радіусу перерізу ВС вираження (2.2) для щільності струму $J_{\text{полн}}$:

$$\dot{I}_\epsilon = \int_0^\infty \int_{-\infty}^0 J_{\text{полн}} dz dr = I v_w^* \int_0^\infty dr^* \int_{-\infty}^0 \underline{J}^* dz. \quad (2.11)$$

Для забезпечення спільності отриманих залежностей в подальшому викладі розглядується повний вихровий струм $\underline{I}_\epsilon^*$, рівний повному струму $\dot{I}_\epsilon$ нормованому до $\dot{I}_\epsilon v_w^*$, тобто:

$$\underline{I}_\epsilon^* = \dot{I}_\epsilon / \dot{I}_\epsilon v_w^* \quad (2.12)$$

Зрозрахунків по (2.12) і формули:

$$\underline{Z}_{\epsilon n} = (j\omega M \dot{I}_\epsilon) / \dot{I}$$

(M – коефіцієнт взаємодукції між ВСП і ВВС) витікає, що годограф вихрового струму $\underline{I}_\epsilon^*$ подібний до годографа що вноситься до перетворювач опору, але

на відміну від нього знаходиться не в IV, а в III квадранті, тобто годограф $\underline{I}_v^*$ по відношенню до годографа $\underline{Z}_{вн}^*$ повернений на кут $\varphi = -\pi/2$. На рис.2.6 напрями осей координат і масштаб для кожного з годографів вибрані так, щоб наочно проілюструвати їх подібність.

Подібність годографів $\underline{I}_v$ і $\underline{Z}_{вн}$ дозволяє пояснити поведінку $\underline{Z}_{вн}$ при варіації β_0 , зазору h^* і товщини пластини T_0^* як результат прояву закономірностей, що визначають поведінку годографів $\underline{I}_v$.

2.3.2. Змінюючи межі інтеграції біля внутрішнього інтеграла в (2.11), можна розрахувати величину вихрового струму $\underline{I}_{вс}^*$ в шарі півпростору або в шарі пластини залежно від його товщини $T_{ск}^*$ і глибини z_k^* розташування в товщі досліджуваного матеріалу, а також в шарі товщиною T_c^* , рівній сумі товщини $T_{ск}^*$ суміжних шарів.

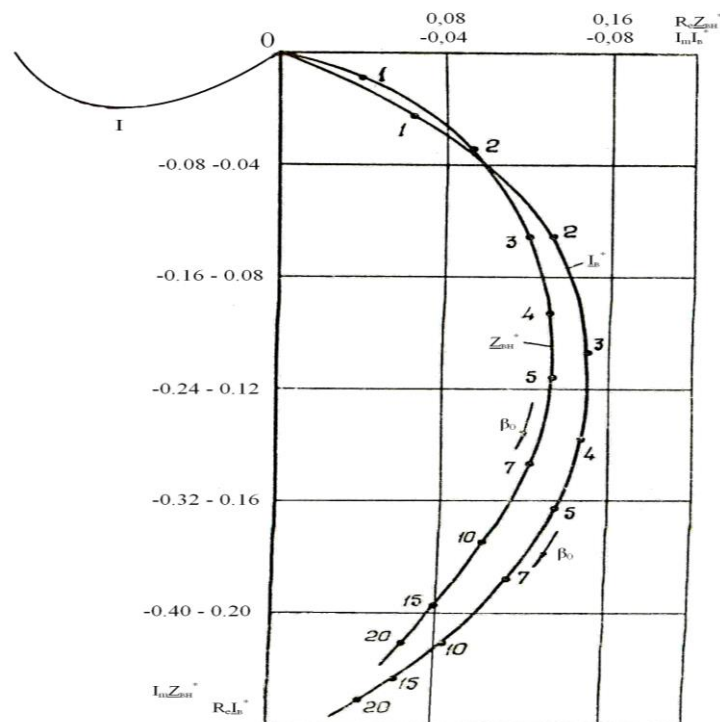


Рис.2.6. Годографи, що характеризують зміну $\underline{Z}_{вн}^*$ ВТП і вихрового струму $\underline{I}_v^*$, що індукується перетворювачем в не ферромагнітному півпросторі, що з'являється внаслідок варіації параметра β_0 , при $h^*=0$, $\alpha_0^*=0$, та $\xi^*=0,5$.

Годографи $\underline{I}_{\text{вс}}^*(T_c^*)$ і $\underline{I}_{\text{вс}}^*(T_0^*)$ не збігаються один з одним, причому перший знаходиться усередині другого. Ця відмінність обумовлена тим, що годограф повного вихрового струму характеризує зміна сумарного струму у всьому об'ємі виробу при варіації його товщини, а годограф струму в поверхневому шарі – зміна тільки частки сумарного струму залежно від того, яка частка об'єму півпростору, займаного цим струмом, враховується.

При постійному β_0 у міру збільшення товщини шару T_c^* або пластини T_0^* до певних меж модуль вихрового струму росте, потім швидкість його росту убиває і врешті-решт, коли T_c^* або T_0^* достатньо великі, модуль цього струму починає убивати, прагнучи в межі до струму, відповідному $T_c^* \rightarrow \infty$. При цьому фаза вихрового струму змінюється подібно до його модуля. Таким чином, при збільшенні товщини шару або пластини годограф вихрового струму аналогічно годографу опору ВСП, що вноситься, набуває вигляду спіралі. Причина такого явища поміщена в зміні фази вихрових струмів, що індукуються в окремому шарі, у міру збільшення глибини його залягання. Вектор $\underline{J}^*$ із збільшенням z^* убиває по модулю і обертається відповідно до правила правого гвинта, причому кут його повороту лінійно залежить від глибини z^* . Процес відбувається тим інтенсивніше, чим більше значення параметра β_0 , а на глибині, рівній довжині електромагнітної хвилі в середовищі, зрушення фази вектора $\underline{J}^*$ досягає $2\pi = 4\varphi$.

Це явище пояснює фізичну природу спиралевидності, годографів опору ВСП і вихрового струму, що вноситься, при зміні товщини пластини. Годографи струму в поверхневому шарі півпростору і струмів в суміжних один з одним його глибинних шарах ілюструє зміна модуля і фази, струмів, що протікають в шарах, при зміні параметра β_0 . Оскільки повний струм в середовищі дорівнює геометричній сумі струмів в її шарах, то, складаючи осі z і окремі вектори струмів, що убивають по модулю, отримуємо годограф повного вихрового струму у вигляді спіралі.

3. ВЗАЄМОЗВ'ЯЗОК МІЖ ПАРАМЕТРАМИ ВИТКА ВИХРОВИХ СТРУМІВ І ОПОРОМ, ЩО ВНОСИТЬСЯ ДО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Розглянемо електричну схему заміщення, що складається з двох індуктивно зв'язаних контурів (рис.3.1,а). Первинний контур містить котушку ВСП з індуктивністю L_0 і активним опором R_0 і джерело збуджуючого струму $\dot{I}$ з частотою ω , вторинний, – в якому протікає вихровий струм $\dot{I}_\delta$, є область у вигляді кільцевого витка, що має активне R_δ і індуктивне $X_\delta = \omega L_\delta$ опору для вихрового струму.

3.1. Взаємоіндуктивність між перетворювачем і контрольованим середовищем

Еквівалентна схема первинного контуру, що враховує вплив коефіцієнта взаємоіндукції M і параметрів ВВС на опір перетворювача, приведена на рис.3.1,б, а на рис.3.1,в змальована еквівалентна схема вторинного контуру з джерелом ерс $\dot{E}_\delta$, обумовленою струмом $\dot{I}$ первинного контуру і взаємоіндуктивністю M :

$$\dot{E}_\delta = -j\omega M \dot{I} \quad (3.1)$$

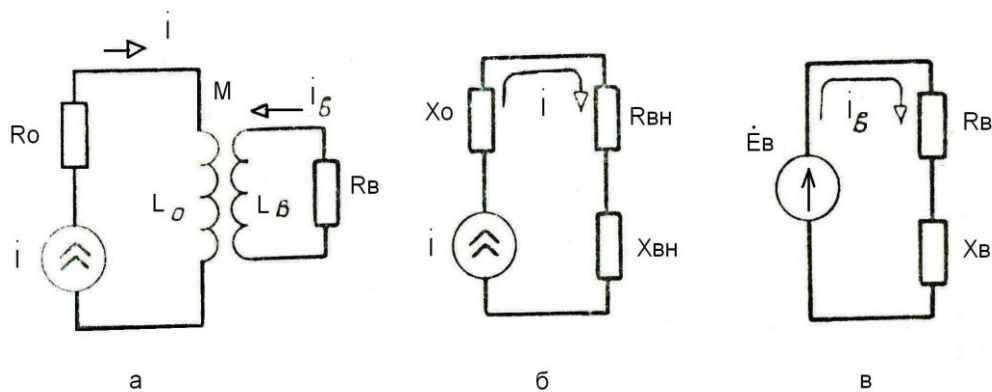


Рис.3.1. Схеми заміщення системи “ВСП – об’єкт контролю” (а), первинного контуру з ВСП (б) та витка вихрових струмів (в)

Для даної схеми заміщення справедливі співвідношення /27/

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вн}} &= R_{\text{с}} \frac{(\omega M)^2}{R_{\text{с}}^2 + X_{\text{с}}^2}, \\ X_{\text{вн}} &= -X_{\text{с}} \frac{(\omega M)^2}{R_{\text{с}}^2 + X_{\text{с}}^2}, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

з яких, знаючи величину M , можна знайти опір ВВС.

Що вноситься до первинного контуру $ерс$ $\dot{E}_{\text{вн}}$, обумовлена вихровим струмом, що протікає в середовищі, і падіння напруги $\dot{U}_{\text{вн}}$, що створюється струмом $\dot{I}$ на опорі $\underline{Z}_{\text{вн}}$, що вноситься, визначаються співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вн}} &= -\dot{E}_{\text{вн}} = j\omega M \dot{I}_{\text{с}}, \\ \dot{U}_{\text{вн}} &= \dot{I} \underline{Z}_{\text{вн}}. \end{aligned}$$

Звідси

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{\text{вн}} &= j\omega M \dot{I}_{\text{с}} / \dot{I} \\ M &= j \dot{I} \underline{Z}_{\text{вн}} / (\omega \dot{I}_{\text{с}}) = j \dot{E}_{\text{вн}} / (\omega \dot{I}_{\text{с}}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Множник $-j$ у формулі (3.3) указує на те, що радіус-вектор $\underline{Z}_{\text{вн}}$ випереджає радіус-вектор струму $\dot{I}_{\text{с}}$ на кут $\varphi = \pi/2$

Позначаючи нормовану по L_0 взаємодуктивність через $M^* = M/L_0$ і враховуючи, що $\dot{I}_{\text{с}}/\dot{I} = v_w^* \underline{I}_{\text{с}}^*$, отримаємо:

$$M^* = \underline{Z}_{\text{вн}}^* / (v_w^* \underline{I}_{\text{с}}^*) \quad (3.4)$$

3.2. Розрахунок параметрів електричної схеми заміщення системи перетворювач – середовище

Використовуючи набутих значень взаємодуктивності між ВСП і ВВС, можна обчислити параметри схеми заміщення даної розрахункової моделі (рис.3.1). Для узагальнення результатів розрахунку пронормуємо всі опори цієї

схеми по власному індуктивному опору перетворювача $X_o = \omega L_o$. Тоді, вирішуючи (3.2), отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} R_{\epsilon}^* &= \frac{R_{\epsilon}}{X_0} = \left(\frac{M^*}{Z_{\epsilon H}^*} \right)^2 R_{\epsilon H}^*, \\ X_{\epsilon}^* &= \frac{X_{\epsilon}}{X_0} = \left(\frac{M^*}{Z_{\epsilon H}^*} \right)^2 X_{\epsilon H}^*. \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

Щоб виключити з розрахунків величини, що характеризують вплив щільності намотування котушки на електричні параметри ВВС, розглядатимемо складові його опору в нормованому, з урахуванням ν_w^* , вигляді:

$$\left. \begin{aligned} R_{\epsilon}^0 &= (\nu_w^*)^2 R_{\epsilon}^*, \\ X_{\epsilon}^0 &= (\nu_w^*)^2 X_{\epsilon}^*, \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

3.2.2. Аналогічні міркування дозволяють описати поведінку годографа опору $\underline{Z}_{\epsilon H}^*$, що вноситься, за допомогою кругової діаграми двополюсника, складеного з паралельно сполучених, постійного індуктивного, і що змінюється від нуля до безкінечності активних опорів. Діаграма такого двополюсника є півколом, яке розташоване в IV квадранті комплексної Z -плоскості, її крайні крапки лежать на негативній уявній осі [27]. Активна і реактивна складові $\underline{Z}_{\epsilon H}^*$ для паралельної схеми заміщення, розраховані по формулах:

$$\left. \begin{aligned} R_{\epsilon H //}^* &= \frac{(Z_{\epsilon H}^*)^2}{R_{\epsilon H}^*} = \frac{(\nu_w^* M^*)^2}{R_{\epsilon}^0}, \\ X_{\epsilon H //}^* &= \frac{(Z_{\epsilon H}^*)^2}{X_{\epsilon H}^*} = \frac{(\nu_w^* M^*)^2}{X_{\epsilon}^0}. \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

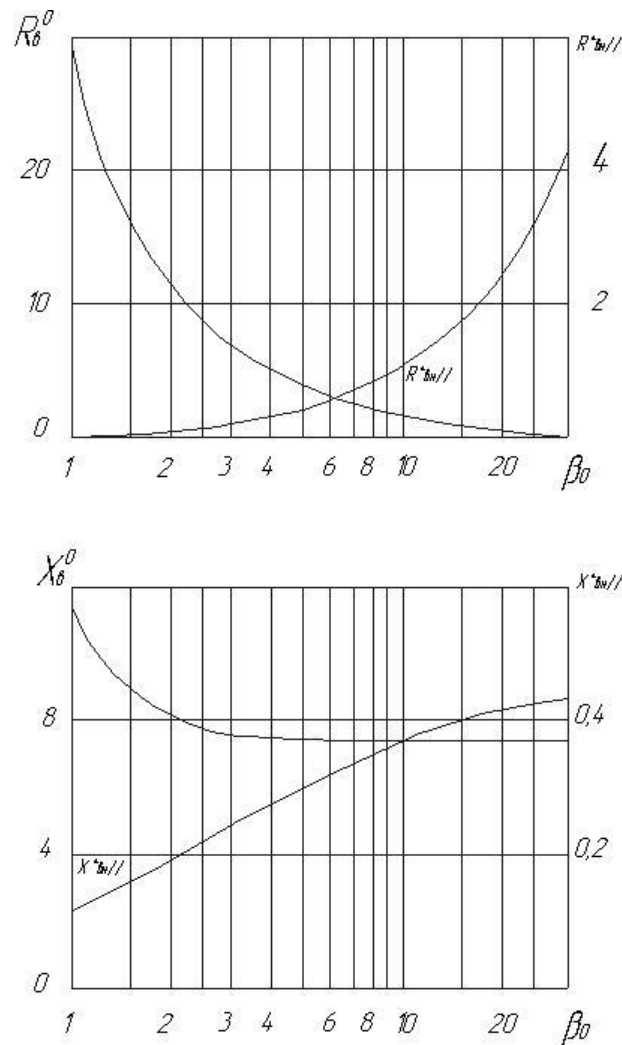


Рис.3.2. Залежності активних (а) та реактивних (б) складових опорів двополюсників, що еквівалентні схемам заміщення витка вихрового струму і опору, що вноситься в ВТП, від зміни параметру β_0 при $\mu_r=1$, $\alpha_0^*=0$ та $\xi^*=0,5$.

у залежності зміни параметра β_0 , дані на рис.3.2. Опір $X_{\text{вн}}^*$ залежно від β_0 змінюється більше, ніж індуктивний опір X_δ^0 ВВС, оскільки на його поведінці відповідно до (3.8) позначається окрім всього іншого непостійність взаємоіндуктивності M^* , теж залежною від β_0 . Внаслідок цього годограф $\underline{Z}_{\text{вн}}^*(\beta_0)$ сильніше відрізняється від півкола, чим годограф $\underline{I}_\delta^*(\beta_0)$.

Підводячи підсумки проведеним дослідженням, сформулюємо основні закономірності, що характеризують взаємодію вихрострумowego перетворювача зпровідним неферомагнітним середовищем.

1. Узагальнений параметр β як фізична величина може бути представлений відношенням довжини контура вихрових струмів в середовищі, до довжини електромагнітної хвилі в ній. Оскільки радіус контура максимальною, щільності вихрових струмів залежить не лише від зазору h^* , але і від розмірів перетворювача і найголовніше, від параметра β , то як базовий лінійний розмір при обчисленні β доцільно використовувати зовнішній радіус накладного ВСП.

2. Глибина і радіус умовного перерізу ВВС, пов'язані з глибиною і шириною зони контролю, залежать від величини параметра β_0 , зазору h^* і розмірів ВСП. Вони зменшуються при збільшенні β_0 .

3. При варіації параметра β_0 , зазору h^* і товщина пластини T_0^* годографи вихрового струму і опору ВСП, що вноситься, поводяться подібно. Цей факт дозволяє пояснювати хід останніх як результат прояву закономірностей, властивих поведінці вихрового струму в середовищі. Спіралевидний характер годографів повного вихрового струму в середовищі і опору ВСП, що вноситься, при збільшенні β_0 і T_0^* обумовлений поворотом фази і зменшенням модуля вихрових струмів в підповерхневих шарах виробу у міру проникнення поля углиб його.

Коефіцієнт зв'язку і взаємоіндуктивність між ВСП і ВВС ростуть із збільшенням параметра β_0 . При незмінних розмірах перетворювача і величини зазору h^* добротність ВВС змінюється приблизно пропорційно величині β_0 .

Індуктивний опір ВВС майже не залежить від параметра β_0 , тоді як активне - різко убуває при збільшенні β_0 від 1 до 50. Таку поведінку складових опору ВВС обумовлює дугоподібний характер годографів опору ВСП і вихрового струму, що порушується їм в провідній середовищі, що вноситься.

4. ДОСЛІДЖЕННЯ ВЗАЄМОДІЇ ПОЛЯ НАКЛАДНИХ ВСП ІЗ СТРУКТУРНО-АНІЗОТРОПНИМИ СЕРЕДОВИЩАМИ

4.1. Еквівалентна провідність вертикальношарового середовища в полі прямокутного ВСП

Вирішення задач вихрострумового контролю вертикальношарових композицій накладними ВСП серйозно ускладнюється відсутністю строгих методів розрахунку параметрів, що вносяться [III]. Представлення шаруватого матеріалу у вигляді однорідного анізотропного півпростору дозволяє розширити застосовність розроблених раніше відомих виразів для параметрів, що вносяться. Наприклад, для прямокутного ВСП з відношенням сторін $l/a > 20$ в роботі [44] отримані досить прості вирази для інженерного розрахунку опорів, що вносяться:

$$R_{\text{ен}} = D \frac{\omega \mu_0 l w^2}{\pi} \left[\operatorname{arctg} \frac{F}{K} - \alpha 0.5 \ln(F^2 + K^2) \right],$$

$$X_{\text{ен}} = -D \frac{\omega \mu_0 l w^2}{\pi} \left[\alpha \cdot \operatorname{arctg} \frac{F}{K} + 0.5 \ln(F^2 + K^2) \right],$$

$$\text{де } D = \chi \frac{b(b+1)}{\sqrt{2}(b^2+1)}, \quad \alpha = \frac{b-1}{b+1}, \quad b = 1.6 \cdot 10^{-6} \sqrt{\alpha \omega}, \quad K = \frac{(AB+QR)}{(B^2+R^2)},$$

$$F = \frac{(QB-AR)}{(B^2+R^2)}, \quad A = B + 4\alpha^2, \quad Q = R + 4b\alpha^2, \quad B = 2h^2 \left(1 - \frac{b}{\sqrt{2\sqrt{1+b^2}-2}} \right),$$

$$R = h^2 \left(b - \sqrt{2\sqrt{1+b^2}-2} \right),$$

α - коефіцієнт, обумовлений міжвитковою ємністю ($\alpha=0,5$), h -зазор, a -півширина рамки.

Для інженерних розрахунків $R_{\text{вн}}$ і $X_{\text{вн}}$ прямокутних ВСП, як показано в [16], застосовні табульовані в [97] вирази для кругових ВСП при використанні в якості геометричного еквіваленту радіусу значення, визначуваного по формулі $2la/(l+a)$. Використання вираження

$$\beta = \frac{2la}{l+a} \sqrt{\omega \sigma \mu_0}$$

дозволяє понизити погрішність розрахунків по класичній методиці [97] до 10-15% [16].

При необхідності проведення точніших розрахунків із застосуванням ЕОМ, треба використовувати методики, викладені в роботах [17, 49].

Основним інформативним параметром при контролі слабо провідних матеріалів є активний опір $R_{\text{вн}}$, що вноситься. Для встановлення функціонального аналітичного зв'язку $R_{\text{вн}}$ з геометричними і електромагнітними характеристиками шаруватого середовища визначимо електропровідність однорідного середовища, еквівалентного вертикальношарового в полі накладного ВСП. Розрахунок заснований на аналізі розподілу щільності вихрового струму в шарах. Виходячи з фізичного сенсу $R_{\text{вн}}$, як критерій еквівалентності приймаємо втрати активної потужності P від вихрових струмів - при цьому середа вважається за еквівалентну, якщо втрати потужності в них від одного і того ж джерела поля однакові [84].

При орієнтації довгої сторони ВСП уперек шарів вихровий струм, поточний в матеріалі під дротом ВСП, перерізає n пар шарів, що повторюються, що укладаються на довгій стороні (рис.1).

Позначимо геометричні параметри елементарної пари шарів таким чином: T_1, T_2 - товщина шарів; S_1, S_2 - перерізи трубки вихрового струму в шарах (відмічені вертикальним штрихуванням); σ_1, σ_2 - питома провідність шарів; $2a$ - ширина ВСП.

Розсіяння активної потужності в матеріалі визначається сумою втрат в шарах, відповідно опір вихровому струму дорівнює сумі опорів окремих шарів. Для елементарної пари:

$$\frac{T_1 + T_2}{\sigma^l S^l} = \frac{T_1}{\sigma_1 S_1} + \frac{T_2}{\sigma_1 S_2} \quad (4.1)$$

де σ^l і S^l - провідність і перерізу трубки вихрового струму в однорідному середовищі, еквівалентному вертикальношаровому.

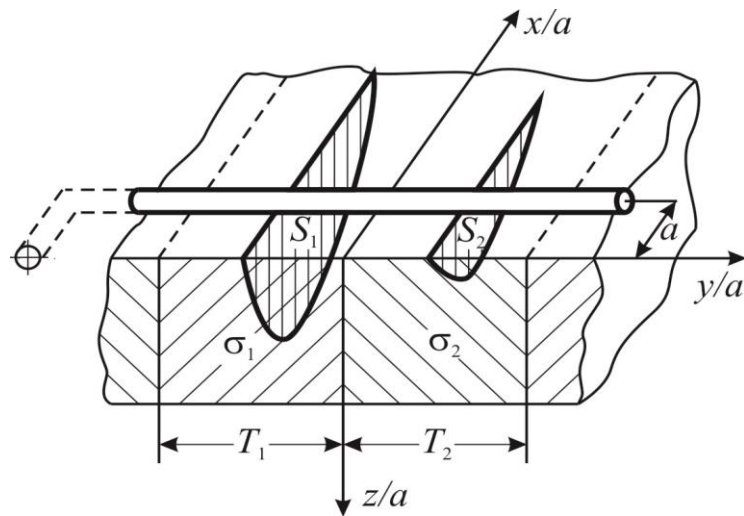


Рис.4.1. Фрагмент прямокутного ВСП над вертикальношаровим середовищем

Щоб з (4.1) визначити σ^l необхідно S^l представити як функцію σ^l і інших відомих параметрів. Для цього проведемо розрахунок розподілу щільності j вихрового струму, що створюється прямокутним ВСП в кожному шарі. З цією метою вирішимо рівняння Гельмгольца для вектор - потенціалу магнітного поля $\dot{A}$:

$$\nabla \dot{A} - \tilde{K}^2 \dot{A} = -\mu_0 j_{cm}, \quad (4.2)$$

де $\tilde{K}^2 = i\omega\sigma\mu_0 = ik$, $i = \sqrt{-1}$, j_{cm} - щільність стороннього струму.

Вирішення (2.2) традиційно виконується з використанням подвійного перетворення Фур'є [35]:

$$\dot{A}_{x,y} = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(cx+by)} \bar{\bar{A}}_{x,y} dcdb,$$

де C і b - параметри перетворення, $\bar{\bar{A}}$ - Фур'є-образ вектор-потенціалу.

У перетвореному виді рівняння (4.2) розпадається на пару рівнянь виду:

$$\frac{\partial^2 \bar{\bar{A}}_{x,y}}{\partial z^2} - q_n^2 \bar{\bar{A}}_{x,y} = -\mu_0 \bar{\bar{j}}_{x,ycm}, \quad (4.3)$$

Рівняння (4.3) є звичайними диференціальними рівняннями другого порядку, спільне вирішення яких відоме і може бути представлено у вигляді:

$$\bar{\bar{A}}_{x,y} = \mu_0 \left[\left(C_n - \frac{1}{2q_n} \int_0^z e^{-q_n \eta} \bar{\bar{j}}_{x,ycm} d\eta \right) e^{q_n z} + \left(B_n + \frac{1}{2q_n} \int_0^z e^{-q_n \eta} \bar{\bar{j}}_{x,ycm} d\eta \right) e^{-q_n z} \right], \quad (4.4)$$

де η - змінна інтеграції вздовж осі Z ; C_n , B_n - постійні інтеграції, не залежні від Z і визначувані з граничних умов ($n=1$ відповідає верхньому півпростору з ВСП, $n=2$ - нижньому напівпростору з характеристиками контрольованого матеріалу).

При у верхньому півпросторі поле має бути обмеженим. Це можливо якщо:

$$B_1 = -\frac{1}{2q_1} \int_{-h+\delta}^{-h-\delta} \bar{\bar{j}}_{cm} e^{q_1 \eta} d\eta \quad (4.5)$$

де 2δ - лінійний розмір перерізу витка рамки, h - величина зазору.

$2l$ - розмір довгої сторони рамки.

Аналогічно визначається $\bar{\bar{j}}_{xcm}$. Підставляючи (4.6) в (4.5), визначимо B_1 :

$$B_1 = \frac{8j_{ycm}}{bcq_1^2} \cdot \sin \delta c \cdot \sin lb \cdot shq_1 \delta \cdot e^{-(q_1 h - iac)}.$$

Приймаючи, що при $\delta \rightarrow 0$ зберігається $4j_{cm} \delta^2 = I$, де I - повний струм в обмотці ВСП, отримаємо:

$$B_1 = \frac{2I}{bq_1} \cdot \sin bl \cdot e^{-(q_1 h - iac)}$$

Цей вираз аналогічний приведеним в роботах [17, 49].

З (2.4) витікає, що в півпросторі $Z > 0$, де $\bar{j}_{cm} = 0$

$$\bar{\bar{A}}_{x,y} = \mu_0 (C_2 e^{q_2 z} + B_2 e^{-q_2 z}) \quad (4.7)$$

Зумови обмеженості поля при $Z \rightarrow +\infty$ витікає, що $C_2 = 0$. Визначаючи B_2 з граничних умов і підставляючи його в (4.7), отримаємо:

$$\begin{aligned} \bar{\bar{A}}_x &= \frac{4\mu_0 I \sin ac}{c(q_1 + q_2)} e^{-(q_1 h + q_2 z - ilb)}, \\ \bar{\bar{A}}_y &= \frac{4\mu_0 I \sin bl}{b(q_1 + q_2)} e^{-(q_1 h + q_2 z - iac)}. \end{aligned}$$

Переходячи від Фур'є-образу до оригіналу, розділимо дійсну і уявну частини $A_{x,y}$

$$\begin{aligned}
R_e \dot{A}_y &= \frac{\mu_0 I}{\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin lb}{b} e^{-\left(q_1 h + \frac{z}{\sqrt{2}} \sqrt{q_1^4 + k^2 + q_1^2}\right)} (E \cos \alpha - F \sin \alpha) dcd b, \\
I_m \dot{A}_y &= -\frac{\mu_0 I}{\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin lb}{b} e^{-\left(q_1 h + \frac{z}{\sqrt{2}} \sqrt{q_1^4 + k^2 + q_1^2}\right)} (E \sin \alpha - F \cos \alpha) dcd b,
\end{aligned} \tag{4.8}$$

де

$$\begin{aligned}
E &= \frac{q_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{q_1^4 + k^2} + q_1^2}}{q_1^2 + \sqrt{2} q_1 \sqrt{\sqrt{q_1^4 + k^2} + q_1^2} + \sqrt{q_1^4 + k^2}}; \\
F &= \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{q_1^4 + k^2} - q_1^2}}{q_1^2 + \sqrt{2} q_1 \sqrt{\sqrt{q_1^4 + k^2} + q_1^2} + \sqrt{q_1^4 + k^2}}; \\
\alpha &= a(x - c) + by + \frac{z}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{q_1^4 + k^2} - q_1^2}.
\end{aligned}$$

Аналогічний вид мають вирази для дійсної і уявної складових $\dot{A}_x$.

При $k=0$ $I_m \dot{A}_y = I_m \dot{A}_x$, а вирази для $R_e \dot{A}_y$ і $R_e \dot{A}_x$ збігаються з виразами для складових вектор-потенціалу $\dot{A}$ у вільному просторі при $Z < 0$.

Підрахунок інтегралів в (4.8) проводилося чисельними методами, приймаючи відношення $l/a > 7$, можна вважати, що $\dot{A}$ має одну складову $\dot{A}_y(x, z)$ [24].

Розподіл щільності струму в шарі (рис.4.1) обумовлюється розподілом $\dot{A}_y$, значенням частоти поля ω і провідністю σ_m шару:

$$j_m(x, z) = -i\omega\sigma_m \dot{A}_{my}(x, z), \tag{4.9}$$

де $m=1..M$, $M=4l/(T_1+T_2)$.

Результати розрахунків по виразах (4.8), (4.9) показані на рис.4.2. У 1-му і 2-му квадрантах приведені залежності модуля щільності вихрового струму $\vec{j}$ від X/α і Z/α відповідно.

Модуль $\bar{j}$ максимальний під проводом ВСП і убуває при віддаленні від нього як в площині контролю, так і по глибині. Для отримання узагальнених кривих щільність $\bar{j}$ віднесена до величини I/α^2 . Побудову перерізів в 4-му квадранті проводимо нехтуючи значеннями $\bar{j}$ меншими, ніж 10% від максимального значення $\bar{j}_0$ (при $x/\alpha=1$, $z/\alpha=0$). Точки перерізу абсцис кривою $\bar{j}_m\left(\frac{x}{\alpha}\right)$ з відповідними значень функцій убування щільності $\bar{j}$ по глибині, обмеженими на рівні $\bar{j}_m\left(\frac{z}{\alpha}\right)=0.1\bar{j}_{0m}$, відновлюють контур площі S_m перерізу трубки вихрового струму в шарі. Видно, що із збільшенням β просторові межі контуру стягуються до поверхні, а площа перерізу, що нормується до α^2 , убуває згідно із законом, близьким до експоненціального. Наприклад, в діапазоні $\beta=0.5-4$ залежність з погрешністю не більше 2,5% описується функцією $S=2,769e^{-0,313\beta}$.

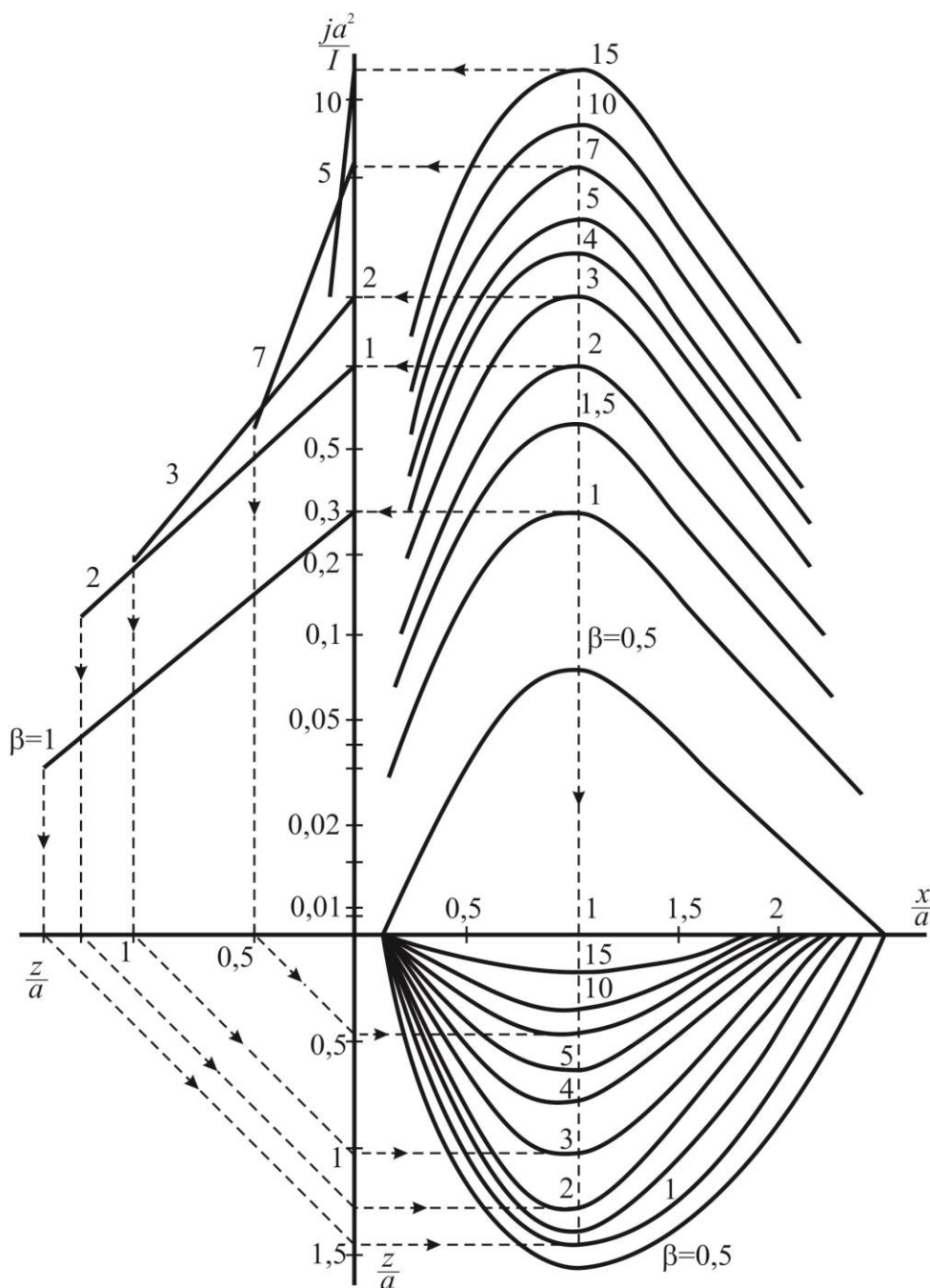


Рис. 4.2. Побудова перерізів трубки ВС в шарах з різною провідністю.

Маючи таку залежність, нескладно обчислити еквівалентну провідність σ^1 шаруватого середовища [20].

Розрахунок омичного опору змінному струму і розсіюваної в середовищі потужності традиційно проводиться після приведення реального перерізу S з нерівномірно розподіленою $\vec{j}$ до площі S_0 з постійною щільністю, рівною

максимальному значенню $\bar{j}_0$ [15]. При орієнтації ВСП вздовж шарів таке приведення необхідно виконати для розрахунку втрат в шарах із значеннями струмів що відрізняються, що протікають в них.

Враховуючи, що вертикальношарове середовище неоднорідне по координаті y , представляється коректним зберегти ширину зони контролю в площині X_{Oy} , приводячи перерізи межі перерізу по осі Z .

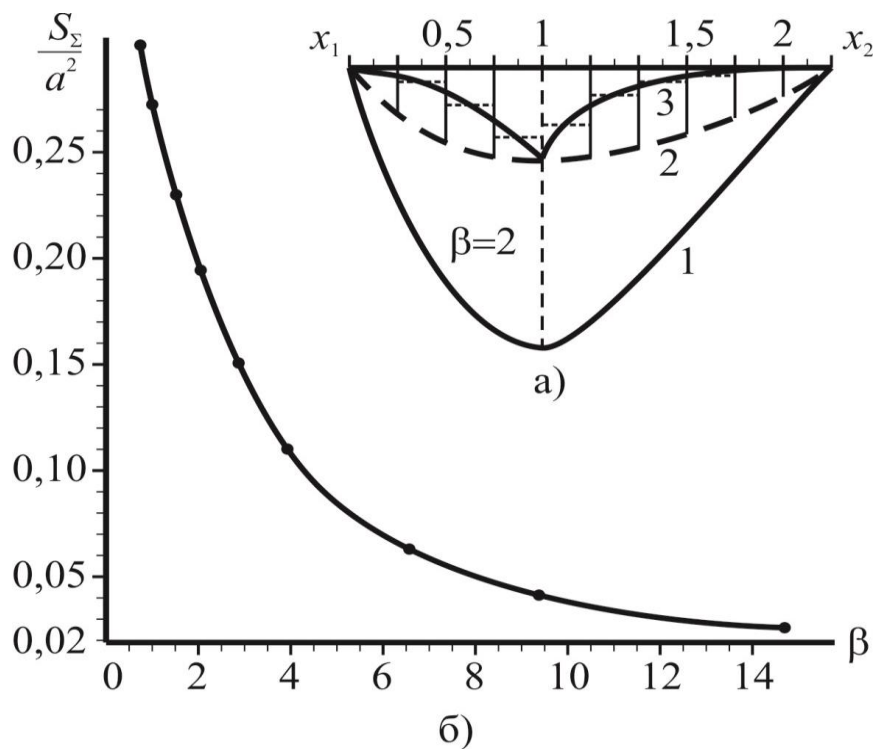


Рис.4.3а,б. а – перетворення площі перерізу трубки ВС до перерізу з однаковою щільністю струму (3); б – Залежність перетвореної площі S_0/α^2 від узагальненого параметру β .

Для прикладу, задамо $\sigma_1=500$ См/м, $\sigma_2=2000$ См/м і товщини шарів $T_1=T_2=10^{-3}$ м, тоді на частоті 20 МГц, що живить рамку 4х32 мм ($R_e=3,6 \cdot 10^{-3}$ м), отримаємо $\beta_1=1$, $\beta_2=2$, а з (10) – еквівалентна провідність $\sigma^\perp = 839$ См/м. Залежність $\sigma^\perp$ від інших співвідношень провідностей шарів σ_2/σ_1 показана на рис. 5 (крива 1). Монотонно зростаючий графік $\sigma^\perp(T_2/T_1)$ показаний на рис. 5 (крива 2).

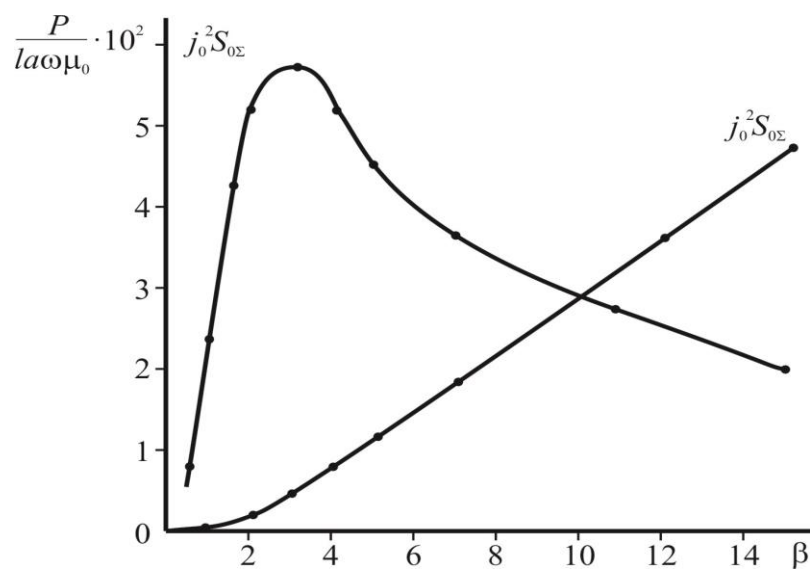


Рис. 4.4. Залежність втрат потужності і величини j_0^2 від параметру β .

Зауважимо, що значення $\sigma^\perp$ не залежить від частоти, вплив якої врахований при апроксимації $S_\Sigma(\beta)$.

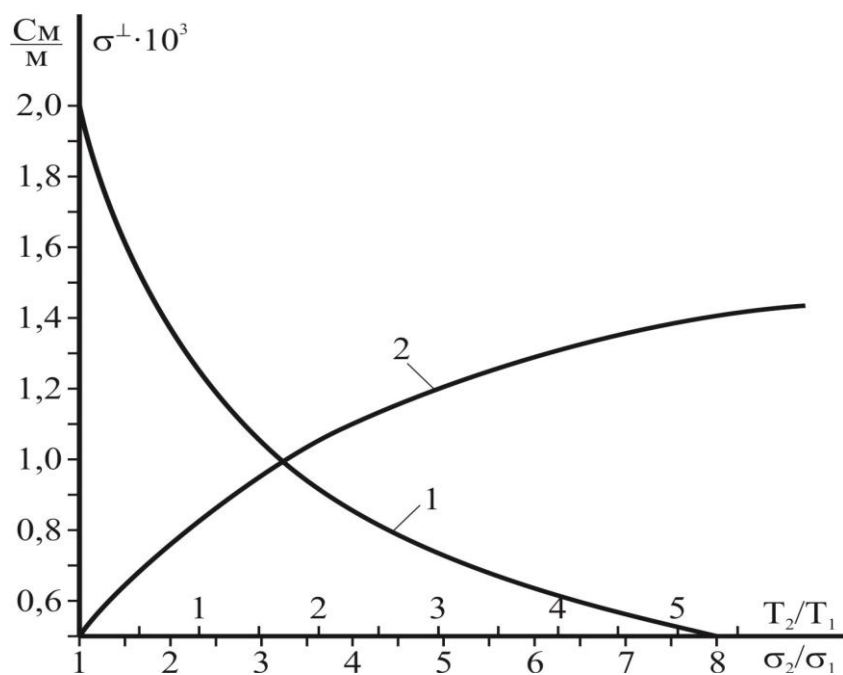


Рис. 5. Залежність еквівалентної електропровідності $\sigma^\perp$ від параметрів шарів:
1 – співвідношення провідностей σ_2/σ_1 ; 2 – графік $\sigma^\perp$ від товщин (T_2/T_1) .

4.2. Еквівалентна провідність вертикальношарового середовища вздовж поля прямокутного ВСП

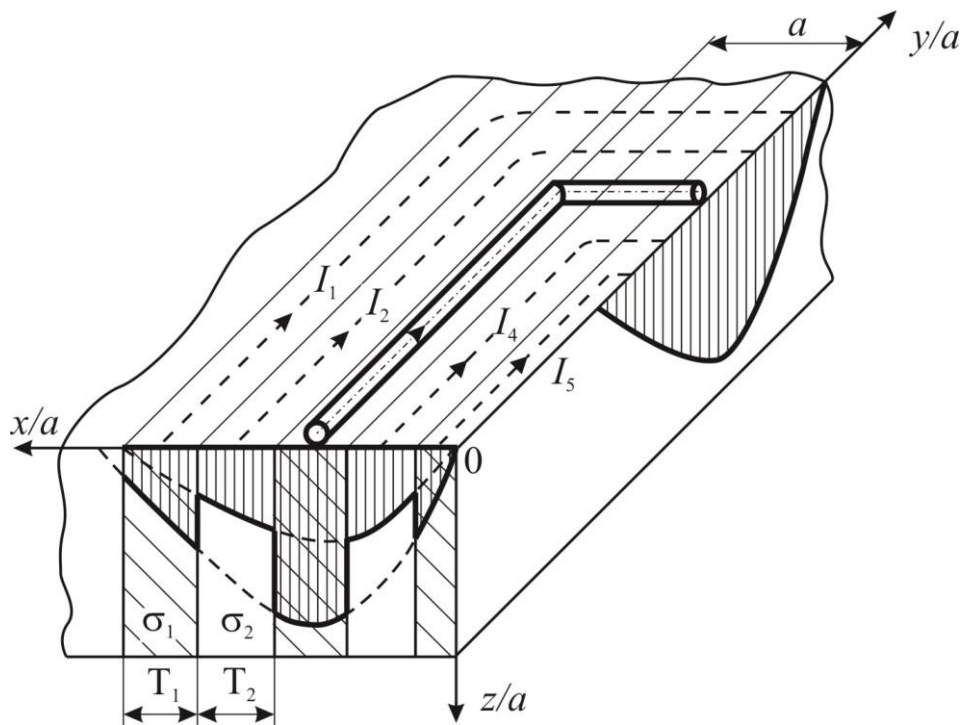


Рис. 4.5. Фрагмент ВСП, орієнтованого вздовж шарів.

Використовуємо ступінчасту апроксимацію кривої $\bar{j} \frac{x}{\alpha}$; для цього штучно розбиваємо графік $\bar{j} \frac{x}{\alpha}$ на k однакових по ширині $\frac{\Delta x}{\alpha}$ елементів, в межах кожного з яких знаходимо середнє значення щільності $\bar{j}_k$ (апроксимація при $k=9$ дає погрішність визначення спільного перерізу S менше 3%). Визначимо елементарні площі перерізів $S_k = \frac{\Delta x}{\alpha} \cdot \frac{Z_k}{\alpha}$ - з рівномірно розподіленою по глибині $\frac{Z_k}{\alpha}$ щільністю $\bar{j}_k$. Для цього інтегруючи функцію убутання $\bar{j}_k$ по глибині від нуля до Z , при якому $\bar{j} = 0.1\bar{j}_0$, обчислимо значення вихрового

струму J_k ; розділивши J_k на j_k знаходимо S_k . Звідси еквівалентна глибина проникнення $\frac{Z_k}{\alpha} = S_k / (\Delta x / \alpha)$.

Кожен з отриманих таким чином елементарний переріз S_k що характеризується власною щільністю $\bar{j}_k$, приведемо до єдиної щільності $\bar{j}_0$ з умови рівності активних втрат: $S_{0k} = S_k (\bar{j}_k / \bar{j}_0)^2$, тобто кожен переріз S_k зменшимо в $(\bar{j}_k / \bar{j}_0)^2$ разів. Процес отримання S_{0k} для $\beta=2$ ілюструється рис.4.3а. Тут крива 1 обмежує область струму з нерівномірною щільністю, 2 - з рівномірною, але індивідуальною для кожного $\Delta x_k / \alpha$ щільністю $\bar{j}_k$, і крива 3 - з однаковою для всіх $\Delta x_k / \alpha$ щільністю $\bar{j}_0$. Сума S_k по k дає спільний переріз S_0 трубки вихрового струму з щільністю $\bar{j}_0$ в шарі з провідністю σ_2 .

Залежність $S_0(\beta)$ приведена на рис.3б. Крива апроксимувалася експоненціальною, степеневою і показовою функціями. В області $0,8 \leq \beta \leq 3,3$ крива $S_0(\beta)$ з найменшою погрішністю ($\gamma < 1,5\%$) описується функціями $S_0 = A(B)^\beta$ і $S_0 = Ae^{-c\beta}$. Відповідно з (4.1) питома провідність σ^1 однорідного середовища, еквівалентного елементарній парі шарів з σ_1 і σ_2 (рис.4.1) визначається виразами:

$$\frac{1}{\sigma^1 B^{q\sqrt{\sigma^2}}} = \frac{1}{T_1 + T_2} \left(\frac{T_1}{\sigma_1 B^{q\sqrt{\sigma^2}}} + \frac{T_2}{\sigma_2 B^{q\sqrt{\sigma^2}}} \right), \quad (4.10)$$

де $B=0,7359$; $q = \alpha_9 \sqrt{\omega \mu_0}$; апроксимуючий коефіцієнт $A=0,35844$,

$$\frac{e^{\eta\sqrt{\sigma^1}}}{\sigma^1} = \frac{T_1}{T_1 + T_2} \cdot \frac{e^{\eta\sqrt{\sigma_1}}}{\sigma_1} + \frac{T_2}{T_1 + T_2} \cdot \frac{e^{\eta\sqrt{\sigma_2}}}{\sigma_2}, \quad (4.11)$$

де $\eta=Cq=0,30666q$.

Використання для апроксимації степеневі функції $S_0 = D\beta^\tau$ дозволило визначити еквівалентну провідність в явному виді:

$$\sigma^1 = \left(\frac{T_1 \sigma_1^{-\frac{\tau+2}{2}} + T_2 \sigma_2^{-\frac{\tau+2}{2}}}{T_1 + T_2} \right)^{-\frac{2}{2+\tau}}, \quad (4.12)$$

де погрішність апроксимації $S_0(\beta)$ $\gamma < 1\%$ забезпечується коефіцієнтами $D=0,26694$, $\tau=-0,47114$ в діапазоні $0,9 \leq \beta \leq 2,1$ і $D=0,31113$, $\tau=-0,70375$ у діапазоні $1,9 \leq \beta \leq 3,3$; у області $3 \leq \beta \leq 15$ $D=0,42631$ і $\tau=-0,97994$, погрішність $\gamma \leq 1,5\%$.

Треба зазначити, що точність формул (4.10)-(4.12) тим вище, чим більше довжина ВСП по відношенню до періоду середовища $T_1 + T_2 = T$. Критерієм є відсутність модуляції σ^1 при скануванні вздовж осі y .

На рис.4.4 представлені розраховані згідно з описаною методикою залежності

$$\begin{aligned} \bar{j}_0^2 S_0 &= F(\beta), \\ \frac{P}{l \alpha^2 \omega \mu_0} &= \phi(\beta), \end{aligned}$$

де P - потужність активних втрат, що нормується до величини $(I/\alpha)^2$. Максимум $\phi(\beta)$ досягається при $\beta=3$, характер зміни $\phi(\beta)$ збігається з $R_{\text{вн}}(\beta)$, приведеним в [97].

Одержані аналітичні вирази (4.10)-(4.12) дозволяють вирішувати пряму задачу вихрострумового контролю - визначати інтегральну провідність σ^1 вертикальношарового середовища залежно від параметрів окремих шарів, що чергуються.

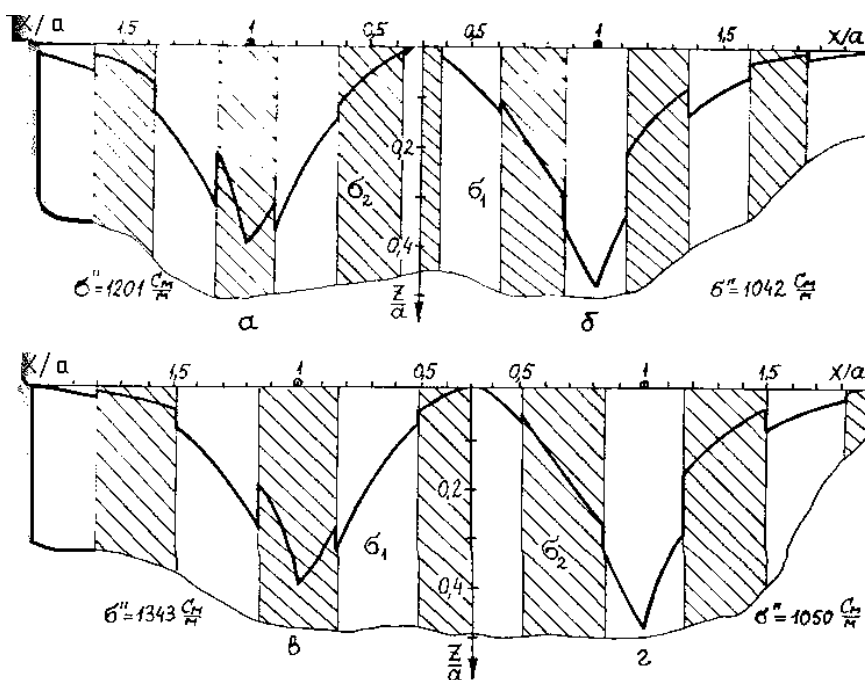


Рис.4.6а-г. Картини розподілення густини вихрового струму в шарах різної товщини: а,б – 0,5мм; в,г – 0,667мм. $\sigma_1=500$ СМ/М, $\sigma_2=2000$ СМ/М.

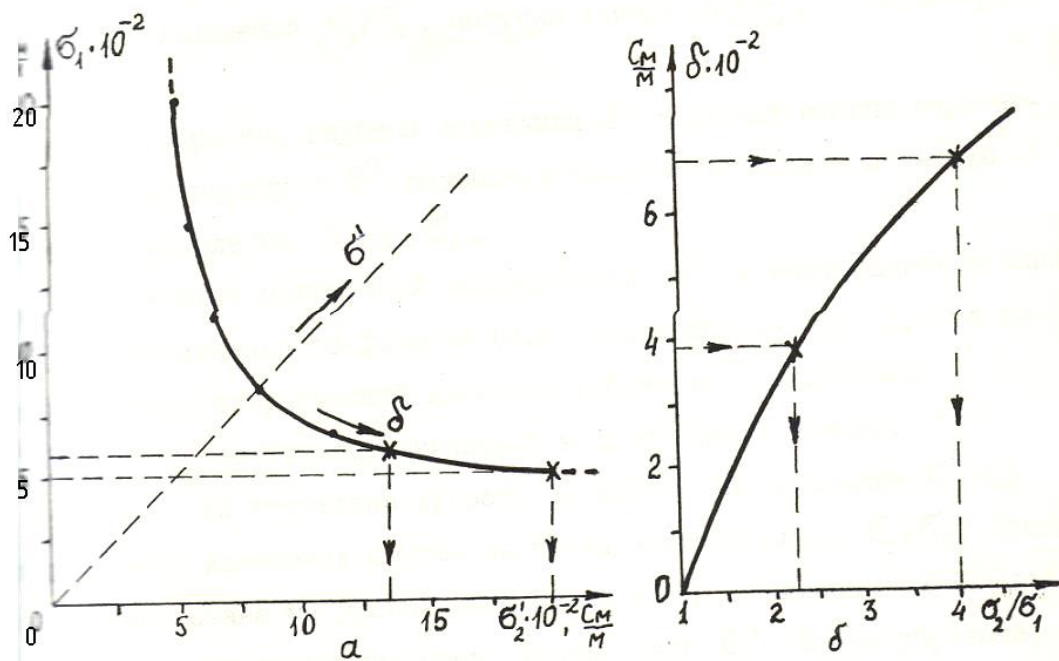


Рис.4.8. До вирішення зворотної задачі по визначенню σ_1 та σ_2 : а – сукупність рішень рівняння (4.12), б – глибина модуляції δ в залежності від відношення σ_2/σ_1

При рішенні зворотної задачі, тобто при визначенні параметрів шарів за значенням еквівалентній провідності σ^1 , може виникнути неоднозначність, пов'язана з наявністю декількох невідомих в (4.10)-(4.12).

З метою визначення додаткових інформативних параметрів проведемо аналіз ортогонального розташування рамки, коли її довга сторона орієнтована уздовж меж розділу шарів (рис.4.5). У цьому положенні найбільший вклад до параметрів перетворювача вносять ті шари, які лежать безпосередньо під дротом довгої сторони (у максимальному ступені реалізуються виборчі властивості ВСП). Видно що межі розділу шарів з провідностями σ_1 , σ_2 розтинають область протікання вихрового струму (вертикальне штрихування) на n елементарних трубок, форма перерізів яких визначається межами шарів і закономірністю розподілу щільності струму в півпросторах з σ_1 і σ_2 . Показана в перерізі XOZ зразка картина отримана в результаті накладення перерізів $\bar{j}_0$ в півпросторах з β_1 і β_2 на реальну геометричну конфігурацію середовища; тут виступи відповідають меншому β , западини - більшому. У кожному шарі протікає струм

$$I_n = \bar{j}_{0n} S_{0n} \text{ і розсівається відповідна активна потужність } P_n = \frac{\bar{j}_{0n}^2 S_{0n} l_n}{\sigma_n} \text{ (тут } l_n -$$

довжина трубок струму в n -му шарі; при досить довгому ВСП можна прийняти значення l однаковим для всіх трубок).

Провівши побудову картини розподілу щільності струму в середовищі, визначимо площі перерізу трубок вихрового струму в кожному шарі. Після цього графоаналітичний розрахунок загальних втрат P_Σ в середовищі з шарів, що чергуються, з $\sigma_1, \bar{j}_{01}$ і $\sigma_2, \bar{j}_{02}$ зводиться до підсумовування відповідних приведених площ і підрахунків за формулою:

$$P_\Sigma = \frac{\bar{j}_{01}^2 l}{\sigma_1} \sum_{n=0}^t S_{0,2n} + \frac{\bar{j}_{02}^2 l}{\sigma_2} \sum_{n=0}^t S_{0,2n+1}, \quad (4.13)$$

де $\delta(n)=0$ для парних і $\delta(n)=1$ для непарних значень n , t – кількість шарів в зоні впливу поля довгої сторони $\bar{j}_{01}$ - максимальна щільність струму, що досягається для півпростору з σ_1 , $\bar{j}_{02}$ - для σ_2 .

Приймаючи, що в однорідному середовищі з провідністю σ'' , еквівалентному вертикальношаровому, розсівається така ж потужність

$P_\Sigma = \frac{\bar{j}_0^2 S_0 l}{\sigma''}$, і нормуючи ліву і праву частини до l , отримаємо:

$$\bar{P}_\Sigma = \frac{\bar{j}_0^2 S_{0\Sigma}}{\sigma''} \quad (4.14)$$

Щільність $\bar{j}_0$ і площа $S_{0\Sigma}$ однорідного еквівалентного середовища невідомі, проте їх можна виразити через σ'' . Для зручності розрахунків проведемо апроксимацію всього добутку $\bar{j}_0^2 S_{0\Sigma} = F(\beta)$ (крива представлена на рис.4.4). Степенева функція $F(\beta) = \Theta \beta^\tau$ апроксимує криву в межах $\beta=0,8-2$ при $\Theta=0,023495$, $\tau=3,1006$ з погрішністю $\gamma \leq 1\%$, в межах $\beta=2-3$ при $\Theta=0,04258$, $\tau=2,284$ з $\gamma < 1,5\%$. З (4.14) відповідний вираз для розрахунку еквівалентної σ'' набирає вигляду:

$$\sigma'' = \left(\frac{\bar{P}_\Sigma}{\Theta q^\tau} \right)^{\frac{2}{\tau-2}} \quad (4.15)$$

де $q = \alpha_9 \sqrt{\omega \mu_0}$.

Весь діапазон $\beta=0,8-3$ ($\gamma \leq 1\%$) добре описується поліномом $\bar{j}_0^2 S_{0\Sigma} = A + B\beta + C\beta^2$, де $A=-0,027528$; $B=-0,013965$; $C=0,065244$. В цьому випадку:

$$\sigma'' = \frac{\left[-Bq + \sqrt{B^2 q^2 - 4A(Cq^2 - \bar{P}_\Sigma)} \right]^2}{4(Cq^2 - \bar{P}_\Sigma)} \quad (4.16)$$

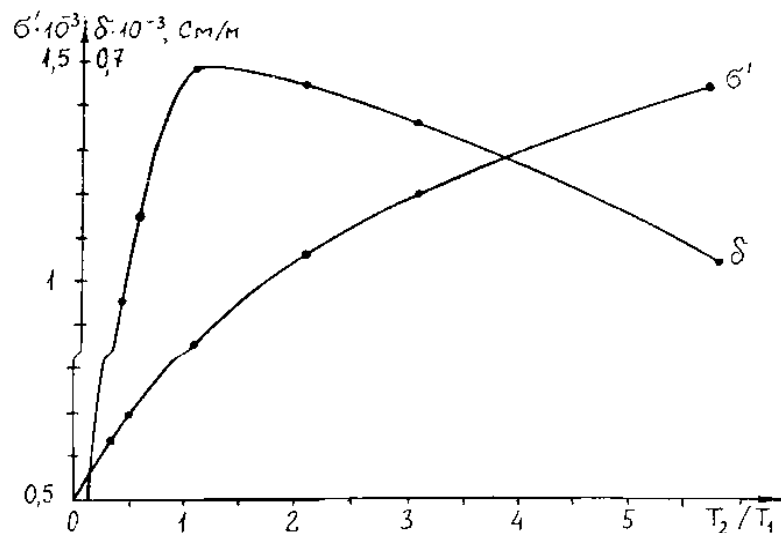


Рис.4.9. Глибина модуляції δ , поперечна провідність σ' в залежності від відношення товщин шарів з $\sigma_2=500$ См/м, $\sigma_1=2000$ См/м.

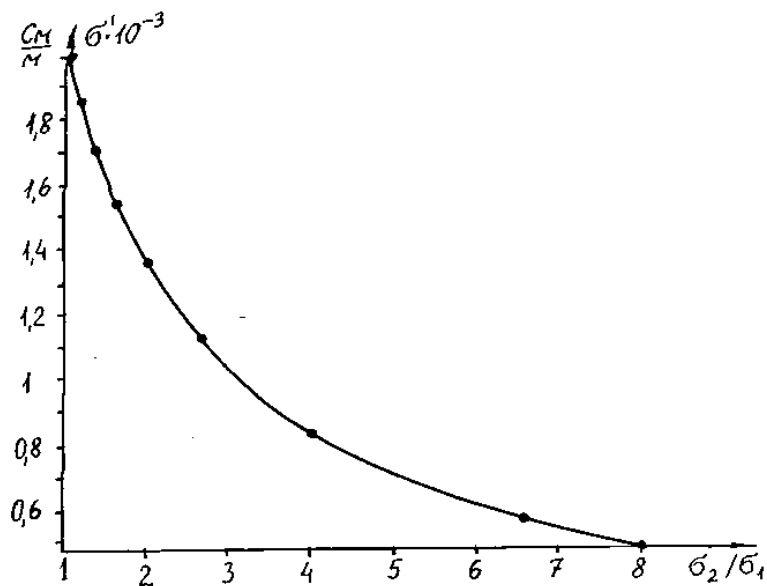


Рис.4.10. Поперечна провідність σ' при різних відношеннях σ_2/σ_1 : $\sigma_2=2000$ См/м; $T_1=T_2=\alpha/2$.

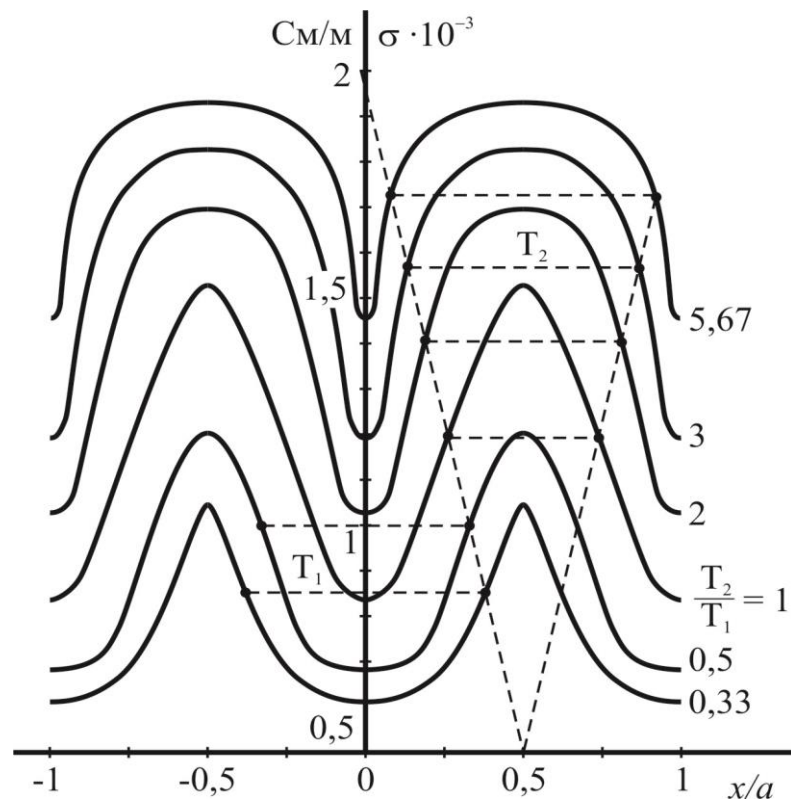


Рис.4.11. Модуляційні характеристики провідності $\sigma''(x/a)$ при різних відношеннях T_2/T_1 ($T_1+T_2=\alpha$; $\sigma_2/\sigma_1=4$).

В області $\beta=3-15$ крива близька до лінійної і з $\gamma < 2\%$ описується виразом $\bar{j}_0^2 S_{0\Sigma} = D\beta + E$ ($D=0,3599$, $E=-0,57625$). Еквівалентна σ'' визначається по формулі:

$$\sigma'' = \left(\frac{Dq}{2\bar{P}_\Sigma} + \sqrt{\frac{D^2 q^2}{4\bar{P}_\Sigma^2} + \frac{E}{\bar{P}_\Sigma}} \right)^2. \quad (4.17)$$

При зсуві ВСП вздовж координати X/a поєднання шарів в зоні контролю мінятиметься, викликаючи відповідні зміни $\bar{P}_\Sigma$ і σ'' . Очевидно, що екстремальні значення еквівалентна провідність прийме у випадках, коли обидві довгі сторони рамки перебуватимуть над шарами з σ_1 або σ_2 .

Задамо товщину шарів $T_1=T_2=\alpha/4=5\cdot 10^{-4}$ м, частоту $f=20$ МГц, тоді для $\beta_1=1$, $\beta_2=2$ і рамки 4×32 мм ($\alpha_3=3,6\cdot 10^{-3}$ м [16]) отримаємо значення $\sigma_1=500$ См/м, $\sigma_2=2000$ См/м.

Розрахунок σ'' проведемо при різних положеннях ВСП відносно координати X . Вид відповідних "зубчатих" перерізів отримаємо сполученням контурів приведених перерізів трубки вихрового струму для однорідних півпросторів з $\beta_1=1$ і $\beta_2=2$ і картини вертикальношарового середовища площі елементів, що "вирізуються межами розділу шарів з контурів для β_1 , β_2 легко визначаються графоаналітично. У кожному фіксованому положенні ВСП величини $\bar{P}_\Sigma$ і σ'' визначаємо шляхом усереднювання результатів для лівої і правої сторін ВСП. При $x/\alpha=0$, $\frac{T_1+T_2}{2}$ ($x/\alpha=0$ у разі, коли осі обох сторін ВСП знаходяться по центру шарів з σ_1) картини розподілу $\bar{j}_0\left(\frac{x}{\alpha}, \frac{z}{\alpha}\right)$ для обох половин ВСП симетричні, тому досить провести розрахунок однієї з них.

На рис.4.6а,б показані картини розподілу щільності вихрового струму по шарах для двох таких випадків: зліва - для половини ВСП, розташованого над шарами з σ_1 ($x/\alpha=0$), справа - над шарами з σ_2 $\left(\frac{x}{\alpha}=\frac{T_1+T_2}{2}\right)$. Обчисливши площі перерізів з щільністю $\bar{j}_{02}=1,0365$ ($\beta_2=2$) і $\bar{j}_{01}=0,299$ ($\beta_1=1$), визначаємо згідно (2.13)-(2.15) величини $\bar{P}_\Sigma$ і σ'' : для першого випадку $\bar{P}_{\Sigma\min}=7,28\cdot 10^{-5}$ Ом*м, $\sigma''_{\min}=1046$ См/м; для другого $\bar{P}_{\Sigma\max}=7,872\cdot 10^{-5}$ Ом*м, $\sigma''_{\max}=1200$ См/м. Значення σ'' в проміжних точках визначаються аналогічним чином.

Модуляційна характеристика еквівалентної провідності σ'' для $\frac{T_1+T_2}{\alpha}=0,25$ приведена на рис.4. Видно, що крива має періодичний характер, відстань між сусідніми екстремумами складає $\frac{T_1+T_2}{2}$. Максимум $\sigma''\left(\frac{x}{\alpha}\right)$

відмічається при збігу обох осей сторін ВСП з серединою шару T_2 , мінімум - з T_1 . Глибина модуляції $\delta = \sigma''_{\max} - \sigma''_{\min} = 1200 - 1046 = 154$ См/м.

Збільшення товщини шарів до $T = \alpha/3 = 0,667 \cdot 10^{-3}$ м (рис.4.6в,г) викликає підвищення δ до 293 См/м (рис.7, крива для $\frac{T_1 + T_2}{\alpha} = 0,33$). При $T = \alpha/2 = 10^{-3}$ м величина δ досягає 673 См/м (крива 0,5 на рис.7). Очевидно, що максимальне значення $\delta_0 = 1500$ См/м буде досягнуто при $T > 4\alpha$, коли шар сприймається ВСП як півпростір

Потовщення шарів також веде до зросту періоду модуляційної характеристики.

Таким чином, з модуляційної кривої можна визначити сумарну товщину двох сусідніх шарів $T_1 + T_2$ як відстань між найближчими вершинами або западинами. При цьому роздільна здатність ВСП, визначувана величиною δ , тим вище, чим вужче сторона 2α по відношенню до періоду середовища.

Зміна співвідношення провідності сусідніх шарів також приводить до зміни δ . Скористаємося цим для усунення неоднозначності при рішенні зворотної задачі по визначенню σ_1 та σ_2 з (4.12). наприклад, задавшись провідністю шарів $\sigma_1 = 500$ См/м ($\beta_1 = 1$) $\sigma_2 = 2000$ См/м ($\beta_2 = 2$) і $T_1 = T_2 = 10^{-3}$ м з (2.4) одержуємо $\sigma^1 = 839$ См/м; однак це ж значення відтворюється при поєднаннях $\sigma_2/\sigma_1 = 1500/562$; $1343/594$; $1125/660$ і так далі. Сукупність вирішень (2.12) для даного випадку представлена на рис.4.8а. Бісектриса, проведена з початку координат, є місцем точок вирішення рівняння при $\sigma_2 = \sigma_1$ (однорідний

півпростір Проведемо розрахунок модуляційної кривої $\sigma''\left(\frac{x}{\alpha}\right)$ для поєднання

провідності шарів $\sigma_1 = 594$ См/м $\sigma_2 = 1343$ См/м. Розрахунок показав, що в цьому випадку глибина модуляції менша: $\delta = 382$ См/м. Оцінюючи для інших відношень

σ_2/σ_1 , отримаємо криву $\delta \frac{\sigma_2}{\sigma_1}$, приведену на рис.4.8б.

Таким чином, глибина модуляції δ є другим параметром, який разом з σ^1 дозволяє однозначно вирішувати зворотну задачу по визначенню σ_1 і σ_2 .

Залежність поперечної провідності σ^1 від співвідношення товщини T_2/T_1 , розрахована по формулі (4.12), показана на рис.4.9. Вона носить монотонно зростаючий характер і близька до залежності $\sigma_{\min}''\left(\frac{T_2}{T_1}\right)$, відповідної мінімуму модуляційної кривої.

На рис.4.10 приведена крива, що показує зміну σ^1 під впливом зміни відношення провідності шарів σ_2/σ_1 . Тут σ_2 зафіксована на рівні 2000 См/м, а σ_1 мінялася від 2000 до 250 См/м - відповідно до цього зменшувалася σ^1 .

Взаємообратний характер залежностей $\sigma^1\left(\frac{T_2}{T_1}\right)$ та $\sigma^1\left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)$ ілюструє поява неоднозначності в рішенні задачі по визначенню σ_2, σ_1 з (4.12), обумовленою ситуацією, коли, наприклад, зростання провідності σ_2 шару супроводжується таким зменшенням його товщини T_2 , що еквівалентна провідність σ^1 залишається незмінною. В цьому випадку однозначність усувається при аналізі періоду модуляційної кривої, глибини модуляції δ , рівня кривої по осі σ'' .

Результати розрахунку еквівалентної провідності σ^1 по формулах (4.10-4.12) практично збігаються з результатами підрахунків, отриманими при використанні апроксимації $S(\beta)$ для реальних перерізів [120], показаних на рис.4.2. Такий збіг пояснюється тим, що в поперечному простяганні шарів положенні ВСП активні втрати в шарі з приведеним до $\bar{j}_0$ і реальним перерізами однакові.

Треба зазначити, що σ^1 не залежить від частоти f , оскільки вплив f врахований в закономірності зміни S від β . Відсутність частотної дисперсії σ^1 підтверджено розрахунками: при фіксованих значеннях σ_1 і σ_2 змінювали

частоту так, що $\frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{2}{1}; \frac{5}{2.5}; \frac{15}{7.5}$. Відмінність отриманих σ^1 не перевищувало 3%, що обумовлено погрішністю апроксимації $S_0(\beta)$.

При контролі вертикальношарового середовища часто наявність оптично непрозорих покриттів утрудняє візуальну оцінку товщини шарів.

Для вирішення зворотної задачі по визначенню товщини шарів, що чергуються, встановимо зв'язок провідності σ'' з товщиною T_1, T_2 . З метою однозначності інтерпретації результатів зафіксуємо значення періоду T_1+T_2 на рівні $\alpha=2 \cdot 10^{-3}$ і змінюватимемо відношення товщини T_2/T_1 в межах від 0,33 до 5,67 (при цьому кількість шарів в зоні контролю залишається незмінною). Модуляційні криві 37 для $T_2/T_1=0,3; 0,5; 1; 2; 3; 5,67$ показані на рис.11. Видно, що глибина модуляції має максимальне значення при $T_1=T_2$; при збільшенні або зменшенні T_2/T_1 величина δ знижується (залежність $\delta(T_2/T_1)$ показана на рис.4.9), а сама модуляційна крива зміщується по осі σ'' . Характерною особливістю модуляційних кривих для $T_2 \neq T_1$ є виположування вершин, відповідних розміщенню довгих сторін ВСП над шарами з більшою з товщин.

Важливим є той факт, що показані пунктиром прямі, що з'єднують точки з координатами $\sigma''=500$ См/м, $X/\alpha=0,5$ і $\sigma''=2000$ См/м, $X/\alpha=0$ ($X/\alpha=1$) пересікають модуляційні криві в точках, відстань між якими відповідає значенню T_2 .

Аналогічні побудови можна виконати і для T_1 .

Таким чином, визначаючи період і глибину модуляції, провідність σ'' , аналізуючи ступінь асиметрії модуляційної кривої, отриманої при поперечному шарам скануванні поверхні, можна визначити відстань між центрами шарів $\frac{T_1+T_2}{2}$, товщини шарів T_1, T_2 , а також відношення їх провідностей.

Являє певний практичний інтерес розгляд ситуації коли поверхня контролю має нахил до напрямку простягання меж розділу шарів що відрізняється від $\varphi=90^\circ$. Наявність кута $\alpha=90^\circ-\varphi$ може бути джерелом погрішності при визначенні величин T_1+T_2 і δ . На практиці досить оцінити вплив нахилу поверхні в межах $\alpha=20^\circ$.

Враховуючи незначність зміни кутів нахилу поверхні, а також те, що при $\beta \leq 2$ в матеріалі переважає квазістаціонарний характер поля, розрахунок площі перерізів проводитимемо без врахування екрануючої дії шарів, що частково перекривають один одного за рахунок нахилу до поверхні з джерелом поля.

Правомірність такого допущення перевірялася попередніми розрахунками перерізів при корекції глибини розтікання j на екранування і без неї. Розрахунки при $\varphi \geq 70^\circ$ показали, що залежно від положення ВСП збільшення сумарної площі перерізів більш провідних шарів за рахунок екранування не перевищує 5%, а сумарна площа слабопровідних шарів зменшується не більш, ніж на 12%. Протилежний характер зміни цих площ, стабілізуюче позначається на сумарних втратах в такому середовищі - при всіх $\alpha \leq 20$ відмінність втрат не перевищувала 4%.

На рис.6в показаний характер зміни конфігурації перерізу трубки вихрового струму при $\alpha = 10^\circ$. Тут при будь-якому положенні ВСП, у тому числі при симетричному відносно центрів шарів (рис.6д), картини розподілу $\bar{j}_0\left(\frac{x}{\alpha}, \frac{z}{\alpha}\right)$ для лівої і правої половин ВСП асиметричні. Однак розрахунок показав, що середнє значення $\sigma'' = \frac{\sigma_1'' + \sigma_2''}{2}$ відрізняється від σ'' для $\alpha = 0^\circ$ не більш, ніж на 2%. Помітна відмінність з'являється при $\alpha > 10^\circ$. Модуляційна крива $\sigma''(x/\alpha)$, отримана при $\alpha = 20^\circ$ показана на рис.4.7 пунктирною лінією. В порівнянні із залежністю $\sigma''(x/\alpha)$ для $\alpha = 0^\circ$ глибина модуляції $\delta = 593,5$ См/м знизилася на 11,7%; період збільшився на 7,5% відповідно до зросту ширини T_α шарів, що виходять на поверхню контролю ($T_\alpha = T/\cos\alpha = T/\sin\varphi = 1,064 \cdot 10^{-3}$ м). Екстремальні значення σ'' приймає в положеннях ВСП, зміщених відносно центрів шарів на поверхні.

Очевидно, що при дальшому збільшенні кута нахилу поверхні ($\alpha > 20^\circ$) період модуляції також зростатиме, а δ знижуватиметься. Модуляція повністю зникне при $\alpha = 90^\circ$ (шари горизонтальні до поверхні).

Таким чином, маючи досить прості аналітичні вирази що функціонально зв'язують провідність шаруватого середовища в полі ВСП з параметрами шарів, нескладно побудувати алгоритм вирішення зворотних задач і розробити методику практичного контролю шаруватих середовищ.

5. ЕКОНОМІЧНА ЕФЕКТИВНІСТЬ МОНІТОРИНГУ СИЛОВИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ

При відмовах СТ виникають збитки, обумовлені значними затратами на ремонт (від 25 до 50 у.е./кВт), а також втратами від простою устаткування.

У даному випадку перед компанією, яка експлуатує СТ, постає проблема щодо прийняття рішення стосовно вибору між проведенням капітального ремонту та заміною трансформатора на новий. З метою техніко-економічного обґрунтування прийнятого оптимального рішення з цього приводу треба виконати аналіз таких чинників, як:

- втрати в трансформаторі;
- графік навантаження;
- витрати на обслуговування;
- чисельність аварійних ситуацій.

Завданням системи прийняття рішень на користь ремонту або заміни трансформатора є мінімізація затрат на обслуговування та здійснення ремонтів устаткування відповідно до його техніко-економічного стану.

Проектно-діагностична модель здійснює оцінку:

- економічної ефективності від уведення в дію нового трансформатора і терміну його окупності за рахунок економії на втратах, вартості обслуговування та підвищення надійності роботи;
- технічного стану трансформатора з використанням діагностичного моніторингу, що дозволяє оцінити необхідність виведення трансформатора в ремонт.

Завдання оцінки техніко-економічних показників трансформатора ускладнюється тривалим терміном служби (до 50 років) і високим коефіцієнтом корисної дії (до 99%) за рахунок вдосконалення технології виготовлення трансформаторів.

Техніко-економічна оцінка роботи трансформаторів зводиться до збору інформації під час експлуатації (рис. 5.1):

- проектування надає дані про варіант заміни трансформатора, (собівартість та характеристики);
- моніторинг, що надає інформацію про поточний стан трансформатора, його експлуатаційні параметри;
- алгоритми, що виконують обробку і аналіз інформації про трансформатор.



Рисунок 5.1 – Модель техніко-економічної оцінки роботи трансформаторів

Система підтримки прийняття рішень по ремонту або заміні трансформатора використовує п'ять алгоритмів пошуку оптимального варіанту з використанням методу динамічного програмування.

1-ий алгоритм на основі графіка навантаження розраховує витрати на експлуатацію трансформатора;

2-ий розраховує вартість та втрати нового трансформатора;

3-й розраховує вартість демонтажу, монтажних і налагоджувальних робіт при заміні трансформатора;

4-й алгоритм здійснює комплексну оцінку поточного стану трансформатора та визначає вартість ремонту;

5-й виконує розрахунок терміну окупності нового трансформатора.

При пошуку варіанту проводять розрахунок економії на електричних втратах і вартості обслуговування, вартості витрат, пов'язаних із заміною та аналіз терміну окупності нового трансформатора.

За ефективністю зниження загальної кількості аварій трансформаторного устаткування система моніторингу (СМ) багаторазово перевищує проведення комплексних обстежень. Це пояснюється швидкістю реакції СМ на ознаки передаварійної ситуації трансформатора - кілька хвилин, і запобігти аваріям, «інкубаційний» період яких більший за кілька хвилин. Відключення трансформаторного устаткування може бути виконане в автоматичному режимі.

У разі використання комплексного обстеження трансформатора, час від проведення тесту до висновку може досягати декількох днів.

Проте, на кошти, котрі витрачають на постачання однієї СМ, можна виконати комплексне обстеження 6...8 трансформаторів, що є економічнішим. Проводячи комплексне обстеження трансформаторного парку раз у три роки, можна знизити аварійність трансформаторного устаткування на 15-20%. На противагу цьому, використання СМ є більш ефективним - зниження аварійності до 50-80%. Якщо одна із СМ дозволить попередити хоч одну аварію трансформаторного устаткування, то окупляться витрати на 10...20 систем моніторингу.

Визначення додаткових капіталовкладень

Додаткові капіталовкладення при впровадженні системи включають в себе: вартість обладнання, витрати на доставку, монтаж та пусконаладжувальні роботи; вартість програмної продукції. Результати розрахунків приведено у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 Розрахунок додаткових капітальних вкладень

№ з/п	Найменування об'єкту капіталовкладень	Сума, грн
1	Спеціалізоване програмне забезпечення	43800
2	Сервер моніторингу	45720
3	АРМ диспетчера	33960
4	МФУ Kyocera	15120
5	Мережеве обладнання	6960
6	Блок моніторингу	30120
	Всього	175680
	Витрати на доставку, монтаж та пусконаладжувальні роботи (20% від вартості обладнання та програмної продукції	35136
	Всього капіталовкладень	210816

1

Визначення річних експлуатаційних витрат

Визначення експлуатаційних витрат будемо проводити за умови роботи системи протягом року для двох варіантів: базовий - при використанні системи ПЗР, та новий, з використанням системи моніторингу. До розрахунку включаються лише ті статті витрат, які різняться за варіантами. Кошторис річних експлуатаційних витрат розраховується за наступними статтями:

- основна та додаткова заробітна плата експлуатаційних робітників;
- вартість експлуатаційних матеріалів;
- поточні ремонти;
- аварійні ремонти;
- амортизаційні відрахування;
- інші витрати.

Трудомісткість ремонтних робіт та робіт з технічного обслуговування визначимо на основі нормативів системи ПЗР. Впровадження системи моніторингу силових трансформаторів дозволить збільшити тривалість ремонтного циклу, міжремонтного та міжоглядового періоду. Результати розрахунків нормативів системи ПЗР для двох варіантів приведено в табл. 5.2.

Розрахунок витрат на технічне обслуговування та поточний ремонт силового трансформатора для базового варіанту.

Фонд заробітної плати експлуатаційного персоналу:

$$\Phi_{EKC} = Q_E \cdot T_{CE} \cdot K_\delta = 1584 \cdot 58,80 \cdot 1,3 = 121081 \text{ грн.} \quad (5.1)$$

де Q_E – річна трудомісткість технічних робіт при обслуговуванні силових трансформаторів;

T_{CE} – середня годинна тарифна ставка експлуатаційних робітників;

K_δ – коефіцієнт, який враховує премії та усі види грошових виплат. В розрахунках може бути прийнятий (1,25 - 1,35).

Основна та додаткова заробітна плата експлуатаційних робітників з відрахуваннями на соціальні потреби:

$$Z'_{EKC} = \Phi_{EKC} \cdot \left(1 + \frac{H}{100}\right) = 121081 \cdot \left(1 + \frac{22}{100}\right) = 147718,82 \text{ грн.} \quad (5.2)$$

де H - норматив відрахувань в соціальні фонди (єдиний соціальний внесок).

Вартість експлуатаційних матеріалів, може бути прийнята в розмірі, 10—15% від Z'_{EKC} .

$$Z_{EM} = 0,15 \cdot Z'_{EKC} = 0,15 \cdot 147718,82 = 22157,82 \text{ грн} \quad (5.3)$$

Фонд заробітної плати ремонтного персоналу:

$$\Phi_P = Q_P \cdot T_{CP} \cdot K_\delta = 979,5 \cdot 77,38 \cdot 1,3 = 98531,8 \text{ грн} \quad (5.4)$$

де Q_P – річна трудомісткість ремонтних робіт при обслуговуванні силових трансформаторів;

T_{CP} – середня годинна тарифна ставка ремонтного персоналу;

K_δ – коефіцієнт, який враховує премії та усі види грошових виплат. В розрахунках може бути прийнятий (1,25 - 1,35).

Основна та додаткова заробітна плата ремонтних робітників з відрахуваннями на соціальні потреби:

$$Z'_{PEM} = 0,8 \cdot \Phi_P \cdot \left(1 + \frac{H}{100}\right) = 0,8 \cdot 98531,8 \cdot \left(1 + \frac{22}{100}\right) = 96167,1 \text{ грн} \quad (5.5)$$

де 0,8 - коефіцієнт, який враховує долю поточних ремонтів в загальній сумі ремонтних робіт;

Вартість ремонтних матеріалів та запасних частин можуть бути прийняті в розмірі 75% від Z'_{PEM} :

$$Z_{PM} = 0,75 \cdot Z'_{PEM} = 0,75 \cdot 96167,1 = 72125,3 \text{ грн} \quad (5.6)$$

Річні витрати на технічне обслуговування та ремонт силового трансформатора для базового варіанту складуть:

$$Z_{\sigma} = Z'_{EKC} + Z_{EM} + Z'_{PEM} + Z_{PM} = 147718,82 + 22157,82 + 96167,1 + 72125,3 = 338169 \text{ грн.} \quad (5.7)$$

Таблиця 5.2. Розрахунок трудомісткості ремонтно-експлуатаційних робіт (ПЗРОМПЕ)

Назва елементів схеми	Кіль- кість	Тривалість, міс			Структура ремонтного циклу			Трудомісткість, нормо-год								
								Нормативна			За рем. цикл				Річна	
		$T_{p.ц.}$	$T_{p.n.}$	$T_{o.n.}$	n_k	n_m	n_o	Q_k^H	Q_m^H	Q_o^H	Q_k	Q_m	Q_o	Q^Σ	Q_p	Q_{mo}
Базовий варіант																
ТРДН- 32000/150- У1	2	144	36	2	1	3	68	2643	330	33	5286	1980	4488	11754	979,5	1584
Всього															979,5	1584
Новий варіант																
ТРДН- 32000/150- У1	2	180	60	6	1	2	27	2643	330	33	5286	1320	1782	8388	559,2	792
Всього															559,2	792

В новому варіанті, за рахунок встановлення пристрою та проведення постійного моніторингу експлуатаційних характеристик трансформатора тривалість ремонтного циклу та міжремонтного періоду може бути збільшена без зміни рівня надійності системи.

Для нового варіанту витрати на поточний ремонт та технічне обслуговування трансформатора складуть:

Фонд оплати праці експлуатаційного персоналу:

$$\Phi_{EKC} = Q_E \cdot T_{CE} \cdot K_\partial = 792 \cdot 58,80 \cdot 1,3 = 60540,5 \text{ грн.} \quad (5.8)$$

де Q_E – річна трудомісткість технічних робіт при обслуговуванні силового трансформатору;

T_{CE} – середня годинна тарифна ставка експлуатаційних робітників;

K_∂ – коефіцієнт, який враховує премії та усі види грошових виплат. В розрахунках може бути прийнятий (1,25 - 1,35).

Основна та додаткова заробітна плата експлуатаційних робітників з відрахуваннями на соціальні потреби:

$$Z'_{EKC} = \Phi_{EKC} \cdot \left(1 + \frac{H}{100}\right) = 60540,5 \cdot \left(1 + \frac{22}{100}\right) = 73859,4 \text{ грн.} \quad (5.9)$$

де H - норматив відрахувань в соціальні фонди (єдиний соціальний внесок).

Вартість експлуатаційних матеріалів, може бути прийнята в розмірі, 10—15% від Z'_{EKC} .

$$Z_{EM} = 0,15 \cdot Z'_{EKC} = 0,15 \cdot 73859,4 = 11079 \text{ грн} \quad (5.10)$$

Фонд заробітної плати ремонтного персоналу:

$$\Phi_P = Q_P \cdot T_{CP} \cdot K_\partial = 559,2 \cdot 77,38 \cdot 1,3 = 56252,2 \text{ грн} \quad (5.11)$$

де Q_P – річна трудомісткість ремонтних робіт при обслуговуванні трансформаторного парку;

T_{CP} – середня часова тарифна ставка ремонтного робітника;

K_∂ – коефіцієнт, який враховує премії та усі види грошових виплат. В розрахунках може бути прийнятий (1,25 - 1,35).

Основна та додаткова заробітна плата ремонтних робітників з відрахуваннями на соціальні потреби:

$$Z'_{PEM} = 0,8 \cdot \Phi_P \cdot \left(1 + \frac{H}{100}\right) = 0,8 \cdot 56252,2 \cdot \left(1 + \frac{22}{100}\right) = 54902,1 \text{ грн} \quad (5.12)$$

де 0,8 - коефіцієнт, який враховує долю поточних ремонтів в загальній сумі ремонтних робіт;

Вартість ремонтних матеріалів та запасних частин можуть бути прийняті в розмірі 75 % від Z'_{PEM} :

$$Z_{PM} = 0,75 \cdot Z'_{PEM} = 0,75 \cdot 54902,1 = 41176,5 \text{ грн} \quad (5.13)$$

Річні витрати на технічне обслуговування та ремонт силового трансформатора для нового варіанту:

$$Z_n = Z'_{EKC} + Z_{EM} + Z'_{PEM} + Z_{PM} = 60540,5 + 56252,2 + 54902,1 + 41176,5 = 212871,3 \text{ грн.} \quad (5.14)$$

Крім цього, в базовому варіанті є витрати пов'язані з проведенням вимірювань параметрів роботи силового трансформатора. При використанні системи моніторингу це відбувається автоматично, в режимі реального часу.

У зв'язку з введенням нового обладнання, в новому варіанті виникають додаткові витрати пов'язані з технічним обслуговуванням та ремонтом обчислювальної техніки та комп'ютерних мереж, а також витрати на амортизацію.

Амортизаційні відрахування визначають за додатковими капіталовкладеннями в елементи системи та річною нормою амортизації $H_{a\%}$ яка складає 15%.

$$A_{pn} = \frac{K \cdot H_{a\%}}{100} = \frac{210816 \cdot 25}{100} = 52704 \text{ грн} \quad (5.15)$$

. Результати розрахунків зводимо до табл. 5.3.

Таблиця 5.3. Розрахунок річних експлуатаційних витрат

Найменування статей витрат		Познач.	Сума витрат, грн (за варіантами)	
			Базовий	Новий
1	Витрати на ремонт та технічне обслуговування трансформаторного обладнання	Z	338169	212871,3
2	Витрати на проведення вимірювань параметрів роботи електрообладнання	$Z_{ВИМ}$	55046,4	-
3	Витрати на технічне обслуговування та ремонт обчислювальної техніки та комп'ютерних мереж	$Z_{ОТ}$	-	10974
4	Витрати на амортизацію	$Z_{АМ}$	-	52704
Всього		Z_{Σ}	393185,4	276549,3

5.3. Визначення показників економічної ефективності

Економічна ефективність від впровадження системи моніторингу силових трансформаторів визначається за наступними показниками:

Річний економічний ефект:

$$E_{СП} = (Z_{\Sigma\delta} - Z_{\Sigma\eta}) - E_n \Delta K = (393185,4 - 276549,3) - 0,15 \cdot 210816 = 85014 \text{ грн.} \quad (5.16)$$

Період окупності додаткових капітальних вкладень за рахунок зниження експлуатаційних витрат:

$$T_{СП} = \frac{\Delta K}{Z_{\Sigma\delta} - Z_{\Sigma\eta}} = \frac{210816}{393185,4 - 276549,3} = 1,8 \text{ року.} \quad (5.17)$$

Показники економічної ефективності системи моніторингу зведено до табл. 5.4.

Таблиця 5.4 Показники економічної ефективності системи моніторингу силових трансформаторів

№ п/п	Найменування показників	Одиниця вимірювання	Величина
1	Обсяг додаткових капітальних вкладень	грн.	210816
2	Річні експлуатаційні витрати в базовому варіанті	грн.	393185,4
3	Річні експлуатаційні витрати в новому варіанті	грн.	276549,3
4	Величина річного економічного ефекту при впровадженні системи моніторингу	грн.	85014
5	Період окупності додаткових капітальних вкладень	років	1,8

Висновки

Як показали розрахунки, впровадження на підприємстві системи моніторингу силових трансформаторів є економічно обґрунтованим. Величина річного економічного ефекту від запропонованих заходів, в розрахунку на один силовий трансформатор потужністю 32МВА, становить 85 тис. грн., а період

окупності додаткових капіталовкладень 21 місяць. За рахунок постійного моніторингу експлуатаційних режимів, даний пристрій дозволяє збільшити строк служби силового трансформатора та в цілому підвищити надійність системи електропостачання.

6. ОХОРОНА ПРАЦІ. РОЗРАХУНОК ГРОЗОЗАХИСТУ

Число уражень блискавкою:

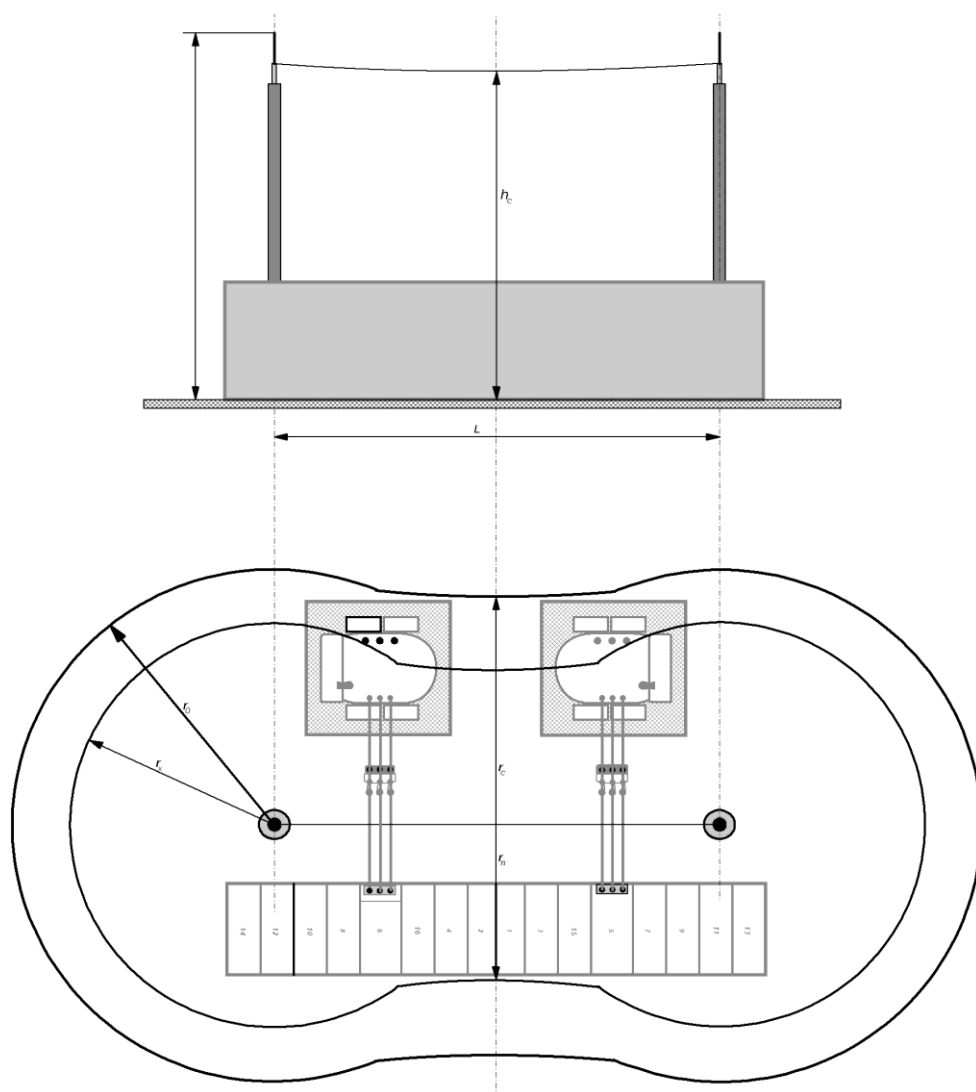
$$N = (B + 6h_x)(L + 6h_x)n \cdot 10^{-6} = (24 + 6 \cdot 10) \cdot (80 + 6 \cdot 10) \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0,07,$$

де B – ширина об'єкту, м; L – довжина об'єкту, м; h_x – висота об'єкту, м.

Зони захисту А – ступень надійності 99,5 % і зону Б – 95 % (див.рис).

Висота тросу перерізом $35 - 50 \text{ мм}^2$: $h = h_{оп} - 2 \text{ м} = 20 - 2 = 18 \text{ м}$.

	$h_0 = 0,92 \cdot h = 0,92 \cdot 18 = 16,56 \text{ м};$	}
Для зони захисту Б:	$r_0 = 1,7 \cdot h = 1,7 \cdot 18 = 30,6 \text{ м};$	
	$r_x = 1,7 \left(h - \frac{h_x}{0,92} \right) = 1,7 \left(18 - \frac{10}{0,92} \right) = 12,1 \text{ м}.$	



ВИСНОВКИ

1. Проблема до ремонтної діагностики електричних машин є вельми актуальною, оскільки температурний відпал електротехнічної сталі приводить до зміни її властивостей:

- знижується значення магнітної індукції, при якій відбувається насичення сталі;
- відбувається зріст втрат в сталі.

Взаємний аналіз цих факторів і зіставлення результатів досліджень із змінами властивостей листової ЕТС дають всі підстави вважати, що спостережувані зміни є наслідком посилення впливу вихрових струмів в пакеті ЕТС внаслідок руйнування міжлистової ізоляції.

2. Для діагностики шихтованих осердь досліджений процес взаємодії накладного прямокутного ВСП з вертикально шаровими середовищами при його орієнтації вздовж головних осей анізотропії. На основі аналізу розподілення щільності вихрових струмів в шарах розроблена методика розрахунку провідності однорідного середовища, еквівалентної шарової в полі ВСП. Еквівалентування проводиться по критерію однаковості втрат активної потужності від вихрових струмів.

При апроксимації залежностей площі перерізу трубки вихрового струму від провідності шару експоненціальної, степеневою та показовою функціями отримані аналітичні вирази, що встановлюють функціональний зв'язок еквівалентної “поперечної” провідності σ^i (ВСП орієнтований упоперек шарів) з провідностями та товщинами окремих шарів, що чергуються.

3. Відповідні вирази для “продольної” еквівалентної провідності σ'' отримані з урахуванням залежності $\bar{j}_0^2 S_{0\Sigma} = F(\sigma_i)$.

4. Результати розрахунку модуляційних характеристик σ'' , які отримують при скануванні у напрямі, що перпендикулярний до меж розділу шарів, довели можливість вирішення зворотної задачі діагностики по визначенню електричних і геометричних параметрів окремих шарів.

Алгоритм рішення оснований на аналізі періоду та глибини модуляції характеристики σ'' , степеня її асиметрії у межах періоду, значень еквівалентних провідностей σ^i та σ'' .

5. Виявлені закономірності сприяють поглибленню уявлень про механізм взаємодії накладного ВСП з провідним середовищем, дозволяють оцінити розміри зони контролю і оптимізувати вибір геометричних розмірів перетворювача, при проектуванні вихрострумової вимірювальної апаратури.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Прус В.В., Сьомка О.О., Дзенис С.Є. Обґрунтування впливу процесу старіння на електричні та магнітні властивості шихтованих осердь електричних машин // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2016. – №11. – С. 115-122.
2. Composite Materials Handbook. Polymer Matrix Composites: Handbook, Vol. 3.– 2012. – 952 p.
3. Кропівний В.М., Молокост Л.А., Кузик О.В., Кропівна А.В. Порівняльна промислова оцінка графітових родовищ та руд України, характеристика збагачення руд // Центральноукраїнський науковий вісник. Технічні науки. – 2019. – № 1(32). – С. 93-101.
4. Halchenko V.Ya., Trembovetskaya R.V., Tychkov V.V. Surface Eddy Current Probes: Excitation Systems of the Optimal Electromagnetic Field (Review) // Devices and Methods of Measurements. – 2020. – vol. 11, no. 2. – pp. 91-104.
5. Соболев В.С., Шкарлет Ю.М. Накладные и экранные датчики. – Новосибирск: Наука, 1967. – 144 с.
6. Беликов Е.Г. Влияние формы витка на выходные характеристики вихретокового преобразователя / Дефектоскопия. – 1979. – №7. – с. 83-87.
7. Серебренніков С.В., Бондаренко В.Б. Визначення геометричного еквівалента радіуса вихорострумового перетворювача довільної форми // Автоматика, комп'ютерні інформаційні технології та проблеми енергоефективності в промисловості і с/г//Міжнар.наук-практ. інтернет-конф., м. Кропивницький, 15-16 листопада, 2018. – С.121-123.
8. Методичні вказівки до виконання курсового проекту (електропостачання заводу) для студентів 4-5 курсів спеціальності 8.090603 "Електротехнічні системи електроспоживання" усіх форм навчання / Укл.: П.Г. Плешков, А.Г. Котиш, А.Ю. Орлович. – Кіровоград:КДТУ, 2004. – 133.с.
9. Правила улаштування електроустановок / Міненерговугілля України.– Київ : 2017. – 617 с.

10. Електричне обладнання підстанцій систем електропостачання : навч. посіб. / А. Ю. Орлович, П. Г. Плешков, О. А. Козловський та ін.; Центральноукр. нац. техн. ун-т. – Кропивницький: Лисенко В.Ф., 2019. – 272 с.
11. Електропостачання: підручник / П. О. Василега. – Суми: Сумський державний університет, 2019. – 521 с.
12. Надійність електроенергетичних систем і електричних мереж: підручник / А. В. Журахівський, С. В. Казанський, Ю. П. Матеєнко, О. Р. Пастух. – Київ.: КПІ, Вид-во «Політехніка», 2017. – 456 с.
13. Основи ефективного використання електричної енергії в системах електроспоживання промислових підприємств / О.І. Соловей, В.П. Розен, П.Г. Плешков, С.В. Серебренніков, К.Г. Петрова, 2015. – 316 с.
14. Енергоефективні системи освітлення для промислових та комунально-побутових споживачів / Плешков П.Г., Орлович А.Ю., Серебренніков С.В., Гарасьова Н.Ю., Зінзура В.В. – Кропивницький: ЦНТУ, 2018. – 242с.
15. Енергоефективний електропривод у промисловості та сільськогосподарському виробництві: навч. посіб. / Плешков С.П., Серебренніков С.В. – Кіровоград: РВЛ КНТУ, 2015. – 159 с.
16. Телемеханіка та автоматизовані системи управління в електроенергетиці: навч. посіб. / [Плешков П.Г., Серебренніков С.В., Петрова К.Г.]. – Кіровоград: РВЛ КНТУ, 2016. – 152 с.
17. Енергетичний інжиніринг та менеджмент: в 3-х ч., Ч. 1. Проектування ефективних енергетичних систем / П. Г. Плешков, С. В. Серебренніков, О. І. Сіріков, І. В. Савеленко. – Кропивницький: ЦНТУ, 2018.– 156 с.
18. Проектування схеми електропостачання: методичні вказівки до виконання організаційно-економічних розрахунків – Кіровоград: КДТУ, 2002. – Укладачі: О.О.Ляшенко, М.М.Полтавець.