

УДК 681.3.004: 681.324

Віталій Нічога

Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка Національної Академії наук України,
Національний університет “Львівська політехніка”

ВИТІК І ЗАХИСТ ІНФОРМАЦІЇ В КОАКСІАЛЬНИХ І СИМЕТРИЧНИХ ЛІНІЯХ ЗВ’ЯЗКУ

© Нічога Віталій, 2003

Розглядаються питання захисту сигналів, що проходять у коаксіальних і симетричних лініях зв’язку. Ці сигнали створюють у просторі, що безпосередньо прилягає до ліній зв’язку, надзвичайно слабке електромагнітне поле. Це поле може бути використане зловмисником або конкурентом для отримання конфіденційної інформації, якщо вона передається по цих лініях зв’язку. На основі запропонованих фізичних і математичних моделей проаналізовано зовнішнє електромагнітне випромінювання поблизу коаксіальних і симетричних ліній зв’язку, зроблена кількісна оцінка компонент цього поля; розглянуті також питання ефективності захисту ліній зв’язку шляхом екранування.

The problems of protection of signals, that flow in concentric and symmetric communication lines, are considered in the report. These signals create very weak electromagnetic fields in the line nearby space. These fields can be used by malefactors or competitors to obtain confidential information that is transmitting by the communication lines. The external electromagnetic emission near concentric and symmetric communication lines are analysed on the base of the proposed physical and mathematical models. Also an estimation of effectiveness of communication lines protection when they are located in cylindrical shields are carried out.

1. Вступ

Коаксіальні і симетричні лінії зв’язку широко використовуються для передачі інформації. Інформаційні струми в лініях зв’язку створюють біля них слабке електромагнітне випромінювання, яке може бути використане зловмисником або конкурентом для отримання конфіденційної інформації, яка може передаватись по цих лініях зв’язку [1, 2].

Для реалізації інженерно-технічних заходів з захисту інформації, яка передається по коаксіальних і симетричних лініях зв’язку, наприклад, шляхом екранування [1, 2], потрібно знати просторову структуру, інтенсивність, характер і частотний розподіл зовнішнього електромагнітного поля ліній зв’язку.

Щодо коаксіального кабелю, який є високоекранованою системою, варто зауважити, що тільки при ідеальній геометрії кабелю і при неврахуванні параметрів середовища, що його оточує, можна вважати, що його зовнішнє поле відсутнє. Про зазначені особливості роботи коаксіального кабелю, коли вважається, що його зовнішнє поле відсутнє, автори робіт [3, 4] зовсім не згадують.

Реальний коаксіальний кабель з різних причин має слабке зовнішнє електромагнітне поле, що зазначено в роботах [5 – 8].

Щодо симетричної лінії зв'язку, яка може бути побудована на основі двопровідного кабелю або симетричної повітряної лінії, то, як зазначено в роботах [7, 9, 11], навколо таких симетричних ліній існує слабе зовнішнє електромагнітне поле. При цьому інтенсивність, структура і характер поля симетричної лінії з паралельними провідниками суттєво відрізняється від поля симетричної лінії зі скрученими провідниками [7].

2. Електромагнітні процеси в ідеальному коаксіальному кабелі

Коаксіальні кабелі найбільш повно відповідають вимогам сучасної високочастотної техніки і мають кращі техніко-економічні показники порівняно з симетричними кабелями. Частотний діапазон використання сучасних коаксіальних кабелів досягає діапазону сантиметрових хвиль. Основні переваги коаксіальних кабелів полягають у можливості передачі широкого спектра частот при порівняно невеликих втратах, добрій захищеності від зовнішніх завад, зручності монтажу та малому ефекті взаємовпливу з іншими сигнальними колами.

Коаксіальний кабель незалежно від призначення конструктивно характеризується концентричним розташуванням внутрішнього провідника всередині зовнішнього провідника-екрана. Взаємодія електромагнітних полів, які утворюються внутрішнім і зовнішнім провідниками кабелю, приводять до того, що поле коаксіального кабелю ідеальної конструкції дорівнює нулю. Ідеальна конструкція коаксіального кабелю передбачає відсутність технологічного ексцентриситету внутрішнього провідника кабелю відносно зовнішнього.

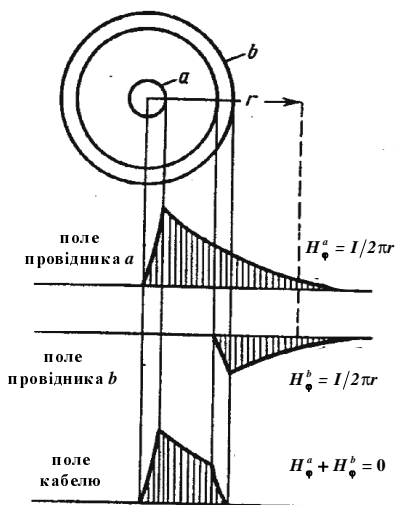


Рис. 1. Магнітне поле коаксіального кабелю

Магнітне поле коаксіального кабелю (КК) показано на рис. 1. Тут показано напруженість магнітного поля H окремо провідників a і b , а також сумарного поля КК. У прямому провіднику a магнітне поле зростає від центра провідника до його поверхні. Поза провідником поле зменшується за законом $H_{\phi}^a = I/2\pi r$, де r – віддаль від центра провідника a . Магнітне поле в порожнистому циліндричному провіднику b зростає від його внутрішнього радіуса до зовнішнього, а поза циліндром визначається так само, як і у випадку суцільного циліндра за формулою $H_{\phi}^b = I/2\pi r$, а всередині порожнистого циліндричного провідника b воно відсутнє.

При визначенні зовнішніх магнітних полів КК радіус r для обох провідників a і b приймається однаковим і бере свій початок від центра кабелю. Враховуючи, що струми в провідниках a і b однакові за величиною і протилежні за напрямком, магнітні поля внутрішнього (прямого) і зовнішнього (зворотного) провідників H_{ϕ}^a і H_{ϕ}^b у будь-якій точці простору також будуть однакові за величиною і протилежно напрямлені. Отже, результуюче магнітне поле поза КК буде дорівнювати нулю, а лінії магнітної індукції всередині КК мають вигляд концентричних кіл (рис. 2).

Електричне поле КК буде також залишатись всередині коаксіальної пари за радіальними напрямками між провідниками a і b і тому поза КК електричне поле також дорівнює нулю (рис. 2).

Тобто, стосовно до КК ідеальної конструкції всередині кабелю діють лише три складові електромагнітного поля: E_r , E_z , H_{ϕ} . Напруженість магнітного поля всередині КК має тільки

одну складову H_ϕ . Електричне поле характеризується двома складовими: радіальною E_r і поздовжньою E_z . Складова E_r обумовлена наявністю струму зміщення в діелектрику кабелю I_D . Поздовжня складова E_z характеризує струм провідності I_c в провідниках КК.

Складові електромагнітного поля E_r , E_z , і H_ϕ для провідників і діелектрика кабелю записують через функції Бесселя [12, 13]:

$$E_z = I [AI_0(k\rho) + BK_0(k\rho)] e^{-\gamma z},$$

$$H_\phi = \frac{kI}{j\omega\mu} [AI_1(k\rho) + BK_1(k\rho)] e^{-\gamma z}, \quad (1)$$

$$E_r = \frac{\gamma H_\phi}{\sigma - j\omega\mu} e^{-\gamma z},$$

де I – струм у кабелі, A, B – сталі інтегрування, які визначаються з граничних умов і закону повного струму на поверхнях провідників кабелю; $k = \sqrt{\omega^2 \varepsilon \mu + j\omega \mu \sigma}$ – поперечне хвильове число, ε, μ, σ – електричні параметри середовища, $\omega = 2\pi f$, де f – частота струму в кабелі, γ – поздовжнє хвильове число або стала поширення вздовж кабелю, I_0, I_1, K_0, K_1 – модифіковані функції Бесселя першого і другого роду нульового та першого порядку.

Внаслідок того, що струми в прямому і зворотному провідниках КК прийняті рівними [12, 13], на основі закону повного струму виходить, що складові E_z , і H_ϕ на зовнішній поверхні зовнішнього проводу КК і у зовнішньому середовищі дорівнюватимуть нулю. На зовнішній поверхні зворотного проводу кабелю буде складова електричного поля [12, 13]:

$$E_z = \frac{I}{2\pi r_2 r_3 \sigma} \frac{1}{I_1(kr_3)K_1(kr_2) - I_1(kr_2)K_1(kr_3)} e^{-\gamma z}, \quad (2)$$

де r_2, r_3 – внутрішній і зовнішній радіуси зовнішнього проводу кабелю (рис. 3); k, σ – хвильове число і провідність матеріалу провідників кабелю. При цьому можна вважати, що $k = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$.

3. Зовнішнє електромагнітне поле реального коаксіального кабелю

У реальних умовах робота лінії зв'язку на основі коаксіального кабелю можлива при кількох варіантах його розташування відносно середовища, яке його оточує (рис. 4). У першому випадку КК розташований на деякій віддалі h від середовища з параметрами ε, μ, σ (рис. 4, а). У другому випадку КК розташований на поверхні середовища з параметрами ε, μ, σ (наприклад, на землі, залізобетонній стіні або на металевій

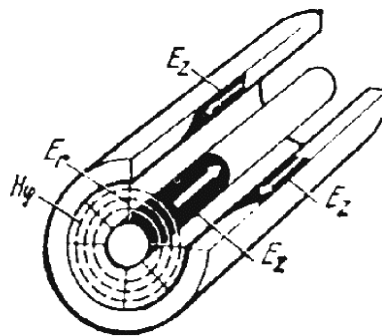


Рис. 2. Компоненти внутрішнього електромагнітного поля коаксіального кабелю

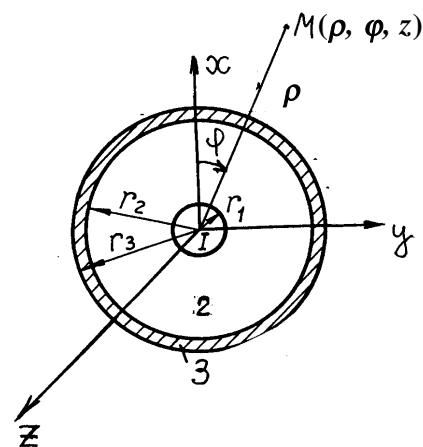


Рис. 3. Коаксіальний кабель з ідеальною конструкцією в непровідному середовищі

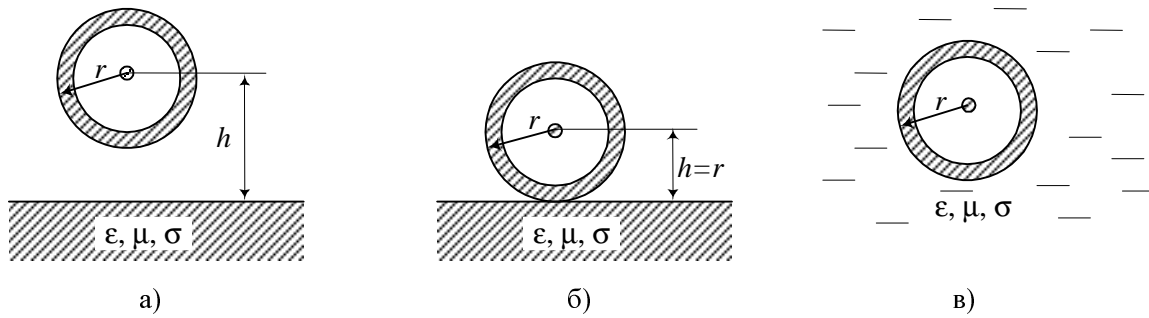


Рис. 4. Три можливі варіанти розташування КК відносно навколишнього середовища

поверхні (рис. 4, б). І, нарешті, в третьому випадку КК може бути розміщений всередині середовища з параметрами ε , μ , σ , наприклад, у землі, всередині металевих конструкцій або під водою (рис. 4, в). Механізм випромінювання такого КК буде суттєво відрізнятися від ідеального КК, який ми розглядали раніше за умови, що зовнішнє поле кабелю повністю відсутнє.

Окремі аспекти, пов'язані з зовнішнім електромагнітним полем КК, розглянуті в роботах [14 – 22]. Однак в цих роботах не враховуються всі особливості реальної конструкції кабелю і він переважно розглядається в непровідному середовищі (наприклад, у повітрі). У згаданих вище роботах не виявлений механізм випромінювання КК, який, в першу чергу, пов'язаний з впливом навколишнього середовища, не досліджене випромінювання кабелю в різних діапазонах частот, не отриманий аналітичний апарат для розрахунку зовнішнього поля КК, не визначені можливі рівні цього поля, а також їхні просторово-частотні характеристики.

Згадані питання розглянуті нами в роботах [5 – 8]. При цьому виділено ряд крайових задач електродинаміки для окремих запропонованих фізико-математичних моделей КК у реальних умовах. Складові зовнішнього електромагнітного поля КК знаходяться через відомі розв'язки хвильового рівняння у вигляді розкладів за власними функціями оператора Лапласа в циліндричній системі координат з віссю Z , яка збігається з віссю кабелю. Прийняті в кожній моделі спрощення дозволяють врахувати окремі причини, що впливають на утворення зовнішнього поля і характер його розподілу. Такий розгляд дозволив зробити задачу математично розв'язаною при дослідженні тонкої структури поля КК і виявити механізм його утворення у різних умовах.

Так, в роботах [5 – 8] нами розглянуто осесиметричний кабель ідеальної конструкції, у якому, на відміну від відомих моделей, враховані параметри ізоляції зовнішнього провідника кабелю і зовнішнього середовища (рис. 5). При цьому вже не висувається умова рівності струмів у центральному і зовнішньому провідниках кабелю. Зовнішнє поле КК у цьому випадку утворюється за рахунок струмів розтікання із зовнішнього проводу у зовнішнє середовище і характеризується компонентами H_ϕ , E_z , E_r :

$$\begin{aligned}
 H_\phi &= \frac{I(R - jM)}{\pi\sqrt{r_2 r_3} (R^2 + M^2)} H_1^{(1)}(\sqrt{j}k_5 \rho) e^{-\gamma z}, \\
 E_z &= -\frac{I}{\pi\sqrt{r_2 r_3} (R^2 + M^2)} \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_5}} [R + M - j(R - M)] \cdot H_0^{(1)}(\sqrt{j}k_5 \rho) e^{-\gamma z}, \\
 E_r &= \frac{I\gamma(R - jM)}{\pi\sqrt{r_2 r_3} (R^2 + M^2)\sigma_5} H_1^{(1)}(\sqrt{j}k_5 \rho) e^{-\gamma z},
 \end{aligned} \tag{3}$$

де k_5 , σ_5 – хвильове число і провідність середовища; I – струм у кабелі; $H_0^{(1)}$, $H_1^{(1)}$ – функції Ханкеля першого роду нульового і першого порядку; r_2 , r_3 , r_4 – радіуси зовнішнього проводу кабелю і його ізоляційного покриття; R , M – складні функції від параметрів провідників, ізоляції та зовнішнього середовища.

Кількісний аналіз виразів (3) показав, що зовнішнє поле зосереджене поблизу кабелю і характеризується, в основному, компонентами H_φ і E_z . При частотах $f > 1$ МГц у напівпровідному середовищі (σ_5 порядку 2 См/м) відбувається високочастотне заземлення зовнішнього проводу на середовище, і зовнішнє поле уже не залежить від того, чи має зовнішній провідник ізоляцію.

Розглянуті вище деякі фізико-математичні моделі, що описують можливі умови роботи коаксіальної лінії зв'язку в реальних умовах стосуються КК, в якому зовнішній екран (зворотний провідник) є суцільним циліндром. Реальні коаксіальні кабелі з суцільним зовнішнім екраном у більшості випадків мають поздовжній технологічний шов. Зустрічаються також КК, в яких зовнішній екран виконаний з навитих мідних стрічок. Окрему групу становлять КК з зовнішнім оплітчастим екраном.

Отже, значна частина КК має не суцільний зовнішній екран. Тому потрібно було розглянути зовнішнє електромагнітне поле таких КК, випромінювання яких, як показали наші дослідження [5 – 8], суттєво відрізняються від КК з суцільним екраном.

Окрему групу становлять КК, які мають технологічний ексцентриситет, тобто, коли геометричний центр зовнішнього екрану (зворотного провідника) не збігається з центром прямого провідника.

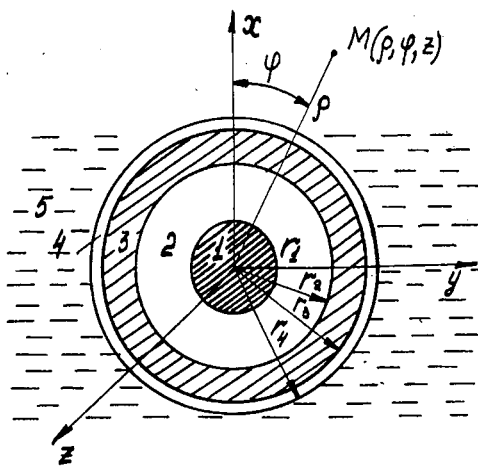


Рис. 5. Коаксіальний кабель у провідному середовищі

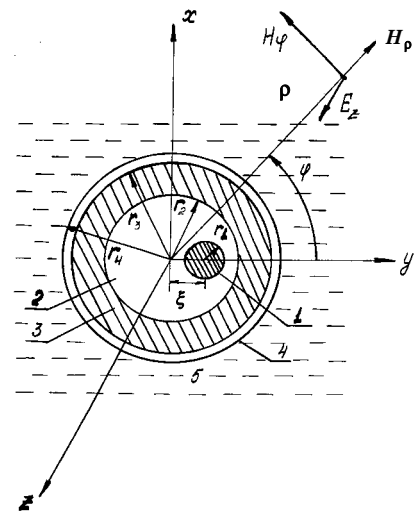


Рис. 6. Коаксіальний кабель з ексцентриситетом провідників

Поле такого КК розглянуте нами в [6], де його робота проаналізована в провідному середовищі (рис. 6). Зовнішнє електромагнітне поле такого КК є аксіальносиметричним і визначається компонентами H_φ , E_z , і E_r .

У провідному середовищі

$$E_z = \frac{Ik_1^3 \sqrt{r_2 r_3}}{\pi \sigma_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k_5^n r_3^n \xi_c^n}{2^{n-2} r_2^n \Delta_n (n-1)!} K_n(k_5 \rho) \cos n\varphi,$$

$$H_\varphi = -\frac{Ik_1\sqrt{r_2r_3}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k_5^{n+1}r_3^n\xi_c^n}{2^{n-2}r_2^n\Delta_n(n-1)!} K'_n(k_5\rho) \cos n\varphi, \quad (4)$$

$$H_\rho = -\frac{Ik_1\sqrt{r_2r_3}}{\pi\rho} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k_5^n r_3^n \xi_c^n}{2^{n-2} r_2^n \Delta_n (n-1)!} K'_n(k_5\rho) \sin n\varphi,$$

де $\Delta_n = (r_2k_1 - n)(n - r_3k_1)e^{k_1t} + (r_2k_1 + n)(r_3k_1 + n)e^{k_1t}$, $t = r_3 - r_2$, $k_1 = \sqrt{\omega\mu_1\sigma_1}$ – хвильове число провідників кабелю, K_n, K'_n – модифіковані функції Бесселя та їхні похідні, ξ_c – ексцентриситет КК (рис. 6).

При розміщенні КК з ексцентриситетом провідників у повітрі його зовнішнє поле еквівалентне полю двопровідної лінії (рис. 5) з відстанню між провідниками, яка дорівнює певному приведену ексцентриситету.

Розглянемо КК з швом у зовнішньому провіді [6, 9, 10]. У ролі КК зі швом розглянутий кабель, зовнішній провід якого має щілину у формі секторіального вирізу (рис. 7). Отримати розподіл для такої моделі досить складно, тому розглянуто низку часткових випадків і, в першу чергу, КК, в якому провідники кабелю вважаються ідеально провідними. Алгоритми для складових поля отримані у вигляді нескінченної системи лінійних алгебраїчних рівнянь, яка розв'язується методом послідовних наближень [9, 10]. Отримані алгоритми і розрахункові формули дозволили визначити амплітудно-частотні характеристики поля, що проникає через шов. Показано, що поблизу шва знаходиться зона з підвищеним рівнем поля, де поле дещо збільшується з ростом частоти, що показує якісну зміну частотних залежностей поля у цьому випадку. Рівень поля визначається, в основному, шириною зазору. Азимутальний розподіл поля немонотонний і тим складніший, чим вища частота і менша відстань від осі кабелю. Поле характеризується складовими $H_\varphi, H_r, E_z, E_\varphi, E_r$. Залежно від віддалі r поле з боку шва зменшується як $1/r^2$, а з протилежного боку – повільніше. Загальний характер розподілу поля показаний на рис. 8.

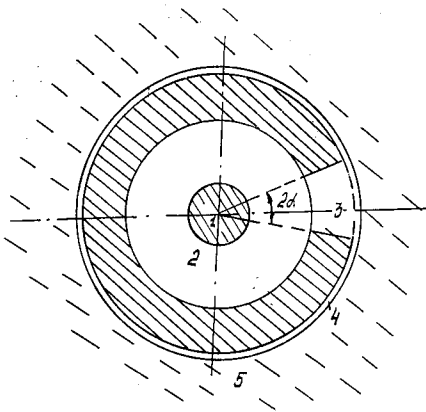


Рис. 7. КК із секторіальним швом у зовнішньому провіднику

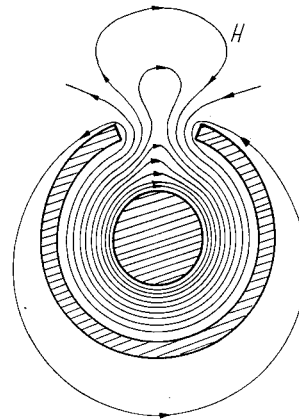


Рис. 8. Розподіл поля у КК зі швом

Отримані результати, які частково підтверджені експериментально, дозволяють прогнозувати механізм паразитних випромінювань КК у різних умовах. Виведені аналітичні співвідношення дають можливість знаходити величини окремих складових електромагнітного поля і за ними оцінювати паразитні сигнали, які можуть бути отримані у конкретних приймачах поля.

4. Зовнішнє електромагнітне поле симетричної лінії зв'язку

Питання дослідження і аналізу зовнішнього поля ДПЛ здебільшого розглядаються в літературі з точки зору визначення взаємозв'язку між проводами. У цьому випадку аналізується поле у безпосередній близькості до проводів, тобто у зоні між проводами. На рис. 9 схематично показано електромагнітне поле симетричного кабелю (СК). У СК через наявність зовнішнього електромагнітного поля частина енергії інформативного сигналу, що передається, розсіюється у вигляді втрат на джоулеве тепло в навколишньому середовищі. Тому зовнішнє електромагнітне поле симетричного кабелю обов'язково треба аналізувати з врахуванням параметрів середовища, в якому СК розміщений. Отже, в реальних умовах робота лінії зв'язку на основі симетричного кабелю може бути при кількох варіантах його розташування відносно середовища, яке його оточує (рис. 10).

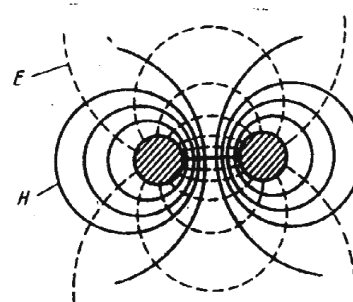


Рис. 9. Електромагнітне поле симетричного кабелю

У першому випадку (рис. 10, а) однопарний СК розташований на деякій віддалі h від середовища з параметрами ε , μ , σ . У другому варіанті розташування СК прокладено безпосередньо на поверхні півпростору з параметрами ε , μ , σ (наприклад, на землі, на залізобетонній, цегляній стіні або на металевій поверхні) (рис. 10, б). В останньому випадку СК розташований у землі, всередині металевих конструкцій або у воді (рис. 10, в).

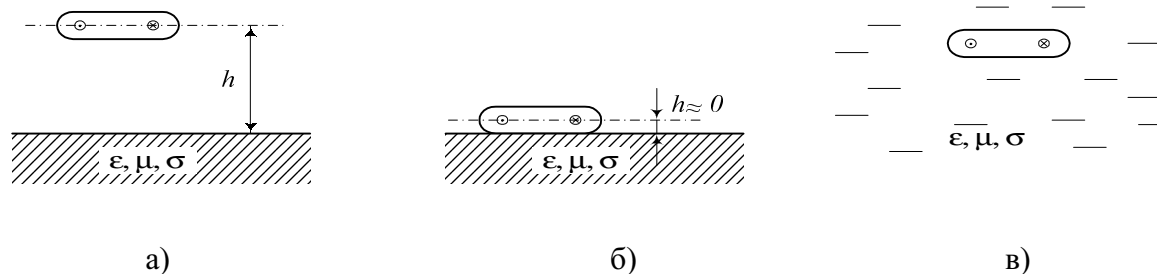


Рис. 10. Три можливі варіанти розташування СК у навколишньому середовищі

Найбільший інтерес, з точки зору вирішення питань захисту інформаційних сигналів, становлять перші два варіанти розміщення однопарного симетричного кабелю. Це пов'язано з тим, що на практиці для випадку (рис. 10, в), коли лінія зв'язку розміщується всередині середовища (наприклад, в ґрунті), застосовується багатопарний симетричний кабель з подвійною скруткою провідників у кабелі. Подібна задача нами була розглянута в роботах [7, 23].

Розглянемо зовнішнє електромагнітне поле однопарного симетричного кабелю для випадку його розміщення у навколишньому середовищі, як показано на рис. 10, а, б. Слід зазначити, що це питання розглянуте у достатньо повному обсязі в роботах [24 – 26], де, як нам видається, подані можливі у теоретичній інтерпретації деякі граничні випадки впливу середовища при зміні його провідності в широких межах.

Розглянемо зовнішнє електромагнітне поле однопарного симетричного кабелю, розташованого над провідним півпростором з ε , μ , σ (рис. 11).

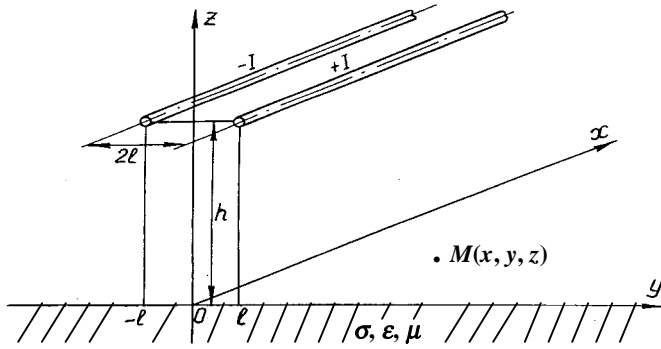


Рис. 11. Однопарний симетричний кабель з горизонтальним розташуванням проводів над півпростором

Нехтуючи згасанням струму вздовж провідників СК, тобто вважаючи, що точка спостереження M розташована в площині yOz (рис. 11), де $x = 0$, і враховуючи можливість використання в діапазоні частот, де працюють СК, квазістаціонарного наближення, що відповідає аналізу поля в ближній зоні СК, можемо на основі досліджень, наведених у [24], записати після деяких перетворень остаточні вирази для дійсної і уявної частин магнітних H_z , H_y і електричної E_x компонент поля кабелю, поданого на рис. 11:

$$\operatorname{Re} H_z^t = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{y-l}{(h-z)^2 + (y-l)^2} - \frac{y-l}{\left(h + \frac{a}{k_m} + z\right)^2 + (y-l)^2} - \frac{y+l}{(h-z)^2 + (y+l)^2} + \frac{y+l}{\left(h + \frac{a}{k_m} + z\right)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (5)$$

$$\operatorname{Im} H_z^t = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{y-l}{\left(h + \frac{b}{k_m} + z\right)^2 + (y-l)^2} - \frac{y-l}{\left(h + \frac{c}{k_m} + z\right)^2 + (y-l)^2} - \frac{y+l}{\left(h + \frac{b}{k_m} + z\right)^2 + (y+l)^2} + \frac{y+l}{\left(h + \frac{c}{k_m} + z\right)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (6)$$

$$\operatorname{Re} H_y^t = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{h-z}{(h-z)^2 + (y-l)^2} + \frac{h + \frac{a}{k_m} + z}{\left(h + \frac{a}{k_m} + z\right)^2 + (y-l)^2} - \frac{h-z}{(h-z)^2 + (y+l)^2} - \frac{h + \frac{a}{k_m} + z}{\left(h + \frac{a}{k_m} + z\right)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (7)$$

$$\operatorname{Im} H_y^t = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{h + \frac{b}{k_m} + z}{\left(h + \frac{b}{k_m} + z\right)^2 + (y-l)^2} - \frac{h + \frac{c}{k_m} + z}{\left(h + \frac{c}{k_m} + z\right)^2 + (y-l)^2} - \frac{h + \frac{b}{k_m} + z}{\left(h + \frac{b}{k_m} + z\right)^2 + (y+l)^2} + \frac{h + \frac{c}{k_m} + z}{\left(h + \frac{c}{k_m} + z\right)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (8)$$

$$\operatorname{Re} E_x^t = -\omega\mu \frac{I}{4\pi} \ln \left[\frac{(h + c/k_m + z)^2 + (y-l)^2}{(h + b/k_m + z)^2 + (y-l)^2} \cdot \frac{(h + b/k_m + z)^2 + (y+l)^2}{(h + c/k_m + z)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (9)$$

$$\operatorname{Im} E_x^t = \omega\mu \frac{I}{4\pi} \ln \left[\frac{(h + a/k_m + z)^2 + (y-l)^2}{(h-z)^2 + (y-l)^2} \cdot \frac{(h-z)^2 + (y+l)^2}{(h + a/k_m + z)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (10)$$

де a , b , c – числові коефіцієнти, які дорівнюють відповідно 2,43; 2,318; 1,718, а k_m – хвильове число середовища [24 – 26].

Ті ж самі компоненти для СК, розміщеного в непровідному середовищі (наприклад, у вакуумі при $k_m \rightarrow 0$), можуть бути подані такими виразами

$$\operatorname{Re} H_z^t = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{y-l}{(h-z)^2 + (y-l)^2} - \frac{y+l}{(h-z)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (11)$$

$$\operatorname{Im} H_z^t = 0, \quad (12)$$

$$\operatorname{Re} H_y^t = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{h-z}{(h-z)^2 + (y-l)^2} - \frac{h-z}{(h-z)^2 + (y+l)^2} \right], \quad (13)$$

$$\operatorname{Im} H_y^t = 0, \quad (14)$$

$$\operatorname{Re} E_x^t = 0, \quad (15)$$

$$\operatorname{Im} E_x^t = \omega\mu \frac{I}{4\pi} \ln \left[\frac{(h-z)^2 + (y+l)^2}{(h-z)^2 + (y-l)^2} \right]. \quad (16)$$

Аналогічні залежності можуть бути отримані при розміщенні СК над ідеально провідним півпростором при ($k_m \rightarrow \infty$) [7, 26].

Використовуючи наведені формули, було розраховано компоненти поля однопарного СК в безпосередній близькості біля нього. Деякі результати розрахунків наведені на рис. 12 – для СК з $2l = 0,005$ м (5 мм) при $f = 1$ кГц та $I = 1,29$ мА. Поверхня ZY є перпендикулярна до СК. Центр системи координат знаходиться посередині провідників СК. Вісь Z є перпендикулярна площині, в якій розташований СК. Кабель розташований над непровідним простором.

Кілька прикладів просторової структури компонент H_z і H_y поля досліджуваного однопарного СК наведені на рис. 13 для віддалей від СК, що можуть являти найбільшу небезпеку для втрати інформації.

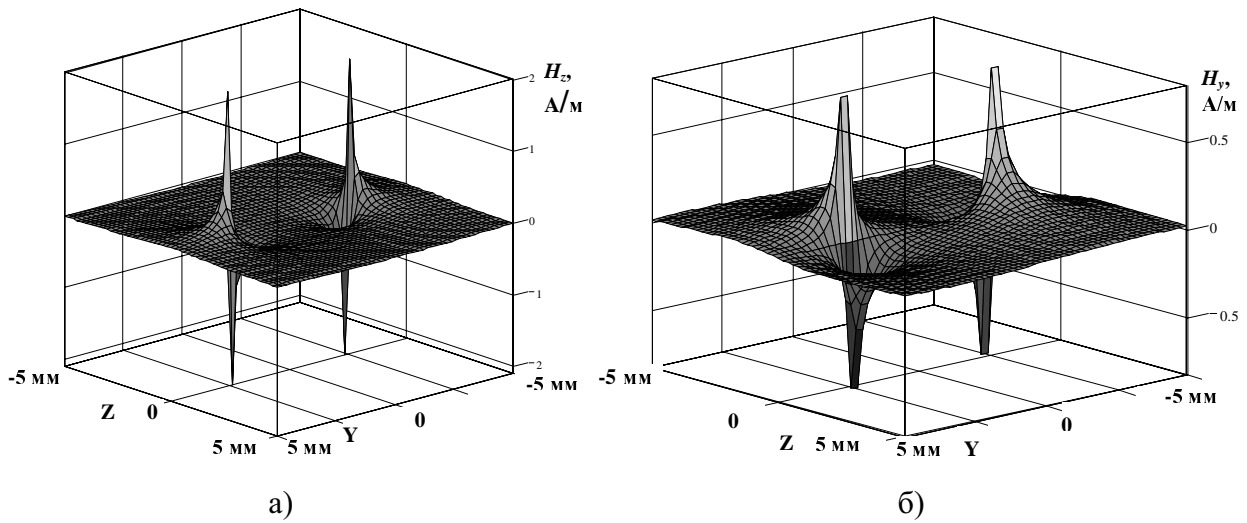


Рис. 12. Загальний вигляд магнітного поля СК:
а) вертикальна складова; б) горизонтальна складова

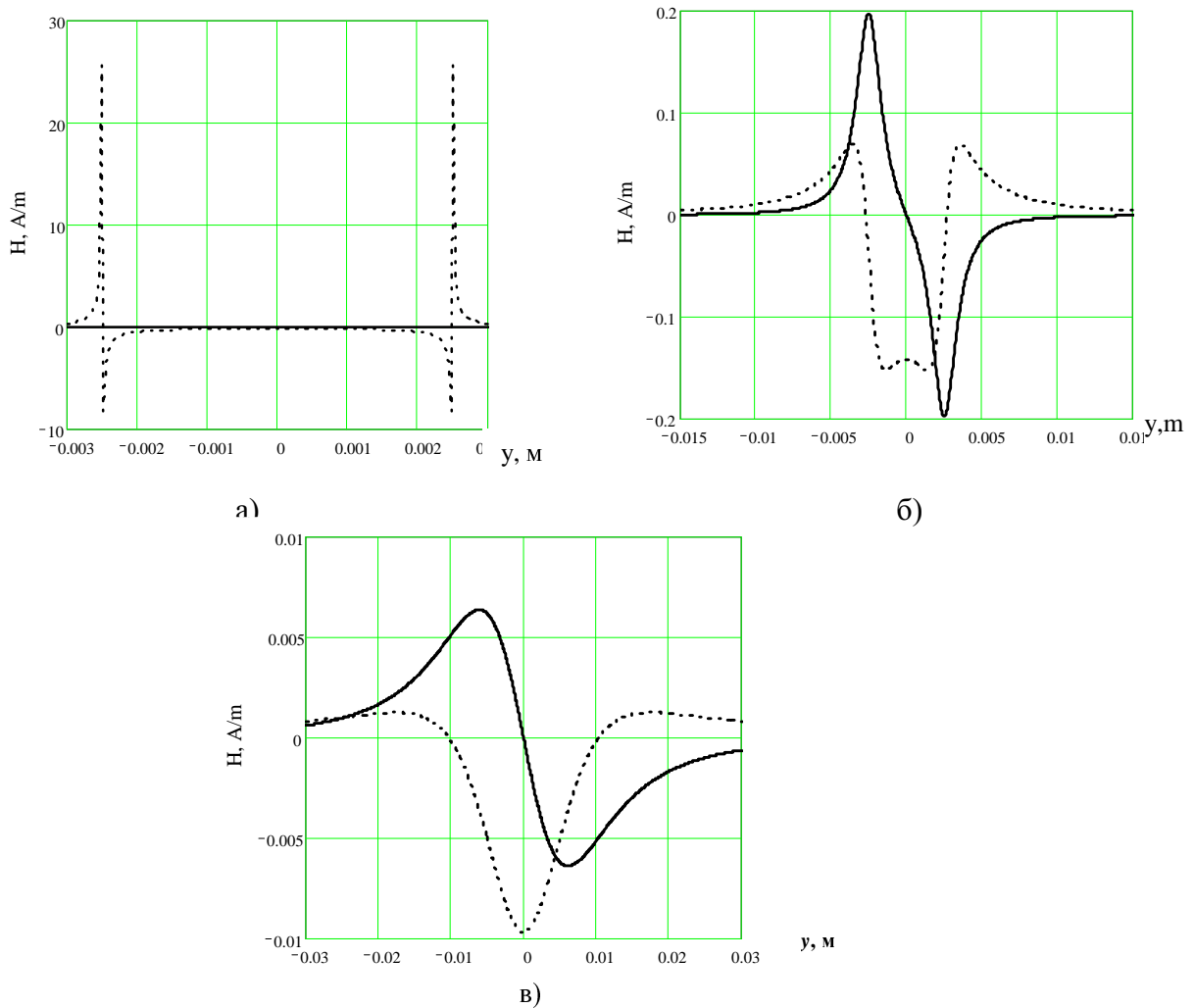


Рис. 13. Горизонтальні (суцільні криві) та вертикальні (пунктирні криві) складові магнітного поля СК на різних відстанях від (згідно з рис. 11 – z-h) СК (а – 0 м; б – 0,01 м; в – 0,1 м). Вісь Y паралельна площині, в якій розташований СК, і перпендикулярна осям проводів

5. Кількісна оцінка зовнішнього електромагнітного поля КК і СК

Для перевірки аналітичних залежностей, які визначають компоненти зовнішнього електромагнітного поля КК і СК, було здійснено цілий комплекс експериментальних досліджень.

Проведення таких досліджень вимагало розробки необхідних технічних засобів і методик вимірювань, оскільки існуючі способи і прилади вимірювання напруженості електромагнітних полів не дозволяли вирішити цю задачу, особливо коли йшла мова про дослідження побічного випромінювання КК і СК в середовищах з різною провідністю.

Експериментально було проведено вимірювання, в першу чергу, магнітних компонент зовнішнього електромагнітного поля КК і СК. Для цих вимірювань було використано спеціальний стенд (рис. 14), головною частиною якого була герметизована коробка розмірами 1,5×1,5×3 м, через бокові стінки якої проходив досліджуваний кабель. Герметизована коробка могла бути заповнена повітрям або чистою, а при необхідності підсоленою водою, що імітувало різні середовища, в яких реально могли би знаходитися досліджувані кабелі.

Загальна будова спеціального стенду наведена на рис. 14: 1 – корпус герметизованої коробки, 2 – монтажні люки, 3 – герметичні затискачі для ізоляції від середовища кабелів, що досліджувались, 4 – навантаження кабелю, 5 – водяний розчин з провідністю σ або повітря, 6 – відрізок КК або СК, 7 – генератор сигналу, 8 – мілівольтметр, 9 – “точковий” вимірювальний сенсор магнітного поля з підсилювачем, 10 – селективний мікрівольтметр.

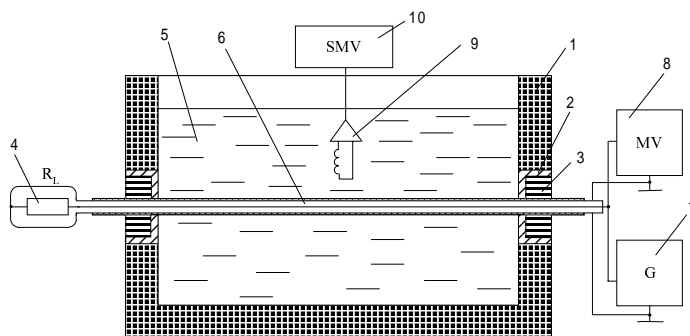


Рис. 14. Експериментальний стенд для дослідження зовнішнього поля кабелю

Дослідження зовнішнього поля КК і СК проводились як у повітрі, так і водяному розчині з різною питомою провідністю, що відповідало властивостям різноманітних ґрунтів аж до солончаків.

Вимірювання тангенціальних H_{ϕ} і радіальних H_r компонент магнітного поля КК і СК проводилось з допомогою “точкових” локальних виносних герметизованих сенсорів, калібровочних котушок і пристроїв орієнтації сенсора відносно КК або СК.

На рис. 15 схематично зображено пристрій орієнтації сенсора відносно досліджуваного кабелю, а також загальна схема вимірювань. На рис. 15 позначено: 1 – герметизований контейнер з точковими сенсорами, 2, 3, 4 – точкові індукційні сенсори, 5 – підсилювачі сенсорів, 6 – вимірювальна поперечна лінійка, 7 – вимірювальна поздовжня лінійка, 8 – вимірювальний круговий лімб для дослідження компоненти*, 9 – досліджуваний кабель, 10 – перемикач сенсорів, 11 – селективний мікрівольтметр, 12 – рухомий вимірювальний стіл [11].

У герметизованому контейнері 1 (рис. 15) міг бути розміщений один або три “точкові” сенсори, відповідно до того, який з кабелів підлягає дослідженню. Показана установка є універсальною, оскільки дозволяє досліджувати також зовнішнє електромагнітне поле багатопарних симетричних кабелів з подвійною скруткою провідників [11].

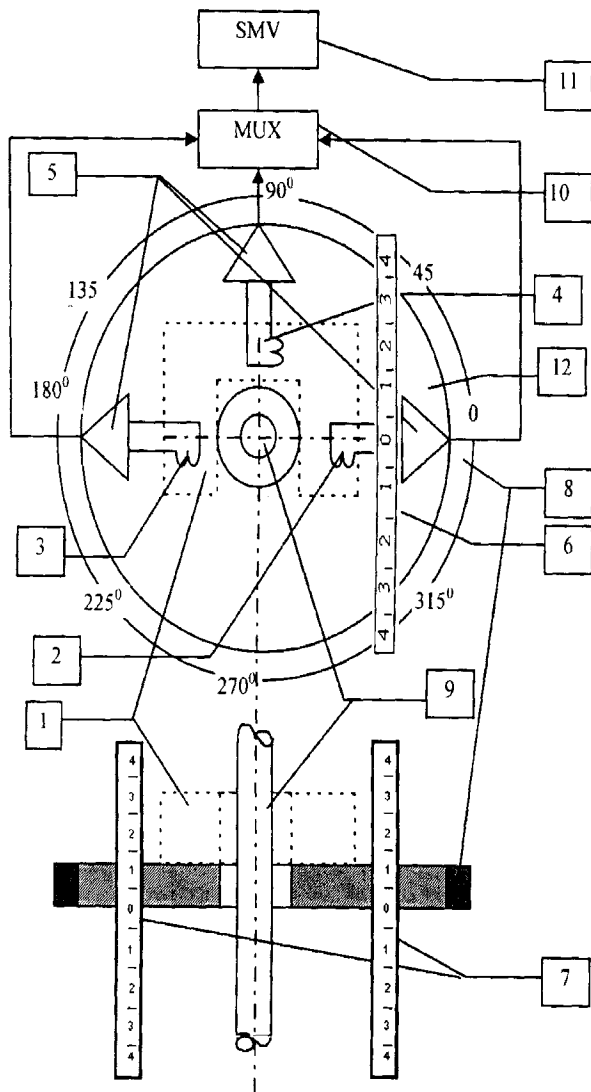


Рис. 15. Схема установки для орієнтації датчиків відносно досліджуваного кабелю

Установка дозволяє переміщати вимірювальний індукційний сенсор за азимутом H_φ , по радіусу H_ρ і за довжиною кабелю H_z . Кожен з трьох сенсорів (рис. 15–2, 3, 4) розміщений в спеціальній рухомій касеті-контейнері (1) на однакових відстанях від осі кабелю (9) і має різну просторову орієнтацію. “Точкові” сенсори складаються з мініатюрної індукційної котушки і з’єднані з попередніми підсилювачами (5). Вихід кожного з підсилювачів надходить на комутатор сигналів MUX (10) і з’єднаний з селективним мікрвольтметром SMV (11).

Касета (1) з сенсорами може пересуватися на обертовому вимірювальному столі (12) установки. При цьому положення касети фіксується за допомогою вимірювальної лінійки (6). Положення сенсорів по азимуту здійснюється поворотом рухомого вимірювального столу (12) відносно вимірювального лімбу (8) навколо кабелю (9). Переміщення сенсорів вздовж кабелю фіксується вимірювальною лінійкою (7).

На рис. 16 приведені частотні залежності тангенціальної магнітної складової H_φ зовнішнього поля КК з суцільним КК₂ (крива 1) і сітчастим КК₁ зовнішнім (крива 3) екранами. Одночасно на цьому рисунку приведені розрахункові залежності $H_\varphi(f)$ (крива 2) і $E_z(f)$ (крива 4) отримані на основі

раніше поданих теоретичних залежностей. Експериментальні і розрахункові залежності отримані при подачі в КК напруги $U = 0,1$ В і $\sigma = 2$ см/м, а точковий сенсор був розміщений на віддалі $r = 4,5$ см від осі КК₁ і КК₂. Компонента E_z розрахована для кабелю КК₂ при $r = 9$ см.

З рис. 16 (криві 1 і 2) видно, що експериментальні і розрахункові залежності $H_\varphi(f)$ для КК₂ близькі між собою на частотах до 2 МГц. На частотах більших за 2 МГц експериментальна залежність $H_\varphi(f)$ падає більш круто, ніж теоретична. Рівень компоненти $H_\varphi(f)$ для кабелю КК₁ (крива 3) суттєво більший від КК₂, особливо на високих частотах. Затухання компоненти $H_\varphi(f)$ з зростанням частоти сигналу в КК₂ особливо суттєве в діапазоні 1-10 МГц (до 4 порядків), відповідне затухання в КК₁ не перевищує 1 порядку. Затухання теоретично розрахованої електричної компоненти E_z в частотному діапазоні 0,1 – 1 МГц становить 1 порядок, а в діапазоні 1 – 10 МГц – до 3-х порядків.

Попередній аналіз залежностей, наведений на рис. 16, показує, що рівень зовнішнього магнітного поля, навіть КК з суцільним зовнішнім провідником, є таким, що може бути прийнятим конкурентом або зловмисником за допомогою сучасних високочутливих приймальних пристроїв [1, 2]. Тому для захисту від витoku інформації через побічне електромагнітне випромінювання КК треба стандартні коаксіальні кабелі додатково екранувати (якщо такі є вже інсталювані) або застосовувати спеціальні КК з додатковим електромагнітним екраном.

Розглянемо результати експериментального дослідження зовнішнього магнітного поля симетричних кабелів.

На рис. 17 наведено залежності магнітних компонент поля симетричних кабелів в функції віддалі до кабелю ρ . На цьому рисунку крива 1 зображує поведінку максимального значення компоненти H_ϕ СК з провідниками, розташованими на віддалі $r = 0,2$ см один від одного. Одночасно крива 2 відповідає максимальному значенню компоненти H_ϕ СК з аналогічною геометрією провідників при умові їх скрутки з кроком $h = 10$ см. Криві 3, 4, 5 показують залежність магнітних компонент H_ϕ , H_ρ , і H_z скрученого симетричного кабелю при $h = 22$ см. Всі залежності визначені при частоті генератора $f = 1$ кГц і дорівнюють сигналу в СК – $U = 1,3$ мВ. Крива 6 відповідає теоретичному розрахунку компоненти H_ϕ для того ж СК ($h = 22$ см).

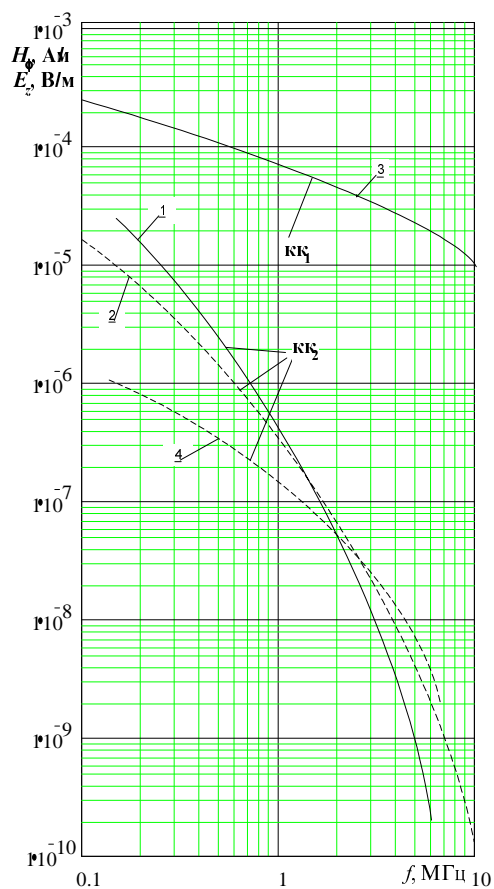


Рис. 16. Частотна залежність складових поля КК з суцільним (КК₂) і сітчастим (КК₁) екранами

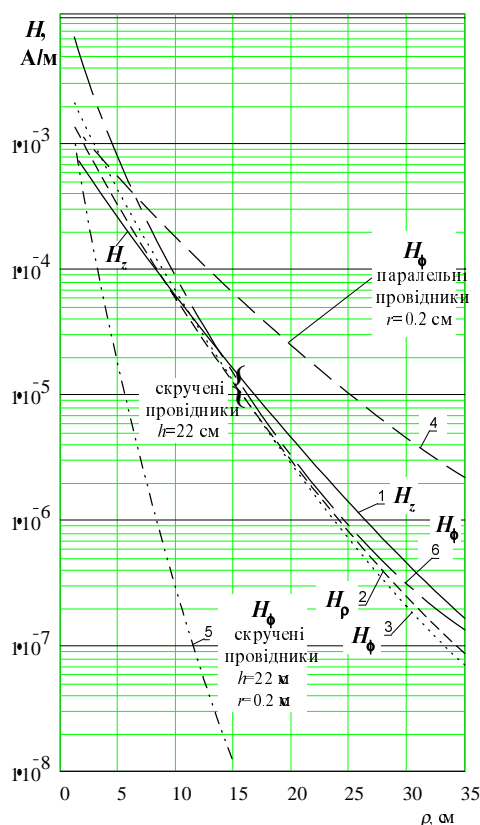


Рис. 17. Залежності складових ЕМП СК з паралельними і скрученими проводами від збільшення відстані від кабелю: криві 1 – 3 – експериментальні залежності, 4 – 6 – теоретичні залежності

Аналіз рис. 17 показує, що зовнішнє поле СК з паралельними провідниками має найбільшу величину. Одночасно СК зі скрученими провідниками має суттєво менше зовнішнє магнітне поле, особливо на відстанях більших за $\rho > 5$ см. Важливим висновком є також те, що згасання компонент поля з збільшенням віддалі від СК зростає із зменшенням кроку скрутки пари СК – h . Числова оцінка поля показує, що магнітні складові поля навколо СК на віддалі до 30 см лежать в межах $10^{-3} - 10^{-7}$ А/м при $I = 1,3$ МА. Цей рівень сигналу відповідає орієнтовно середньому рівню робочого сигналу в СК.

Зазначені рівні робочого побічного випромінювання СК можуть бути без великих труднощів зафіксовані сучасними приймальними системами.

Тому звичайні симетричні кабелі становлять реальну небезпеку щодо витоку інформації через побічне випромінювання, отже, треба вживати відповідних інженерно-технічних заходів проти знімання конкурентом або зловмисником конфіденційної інформації, якщо така є наявною в СК.

Теоретично і експериментально показано [11], що магнітні компоненти зовнішнього ЕМП поблизу СК в діапазоні робочих частот мало залежать від параметрів середовища і частоти. Разом з тим електричні компоненти екранованих СК мають частотні залежності [4, 13]. Просторова структура екранованого СК залишається без змін.

Аналіз просторової структури зовнішнього електромагнітного поля КК і СК, його частотних залежностей, а також його характеру, які розглянуті в [6, 7, 8, 11, 24 – 26] дозволяє обґрунтувати основні вимоги до давачів, що можуть контролювати побічне випромінювання кабелів. Як показано в [6 – 8, 24 – 26], електромагнітне поле (ЕМП) КК і СК за своїм характером є низькоімпульсним, тобто магнітне. У ближній, індукційній зоні навколо КК і СК енергія випромінювання в основному зосереджена в магнітних компонентах поля, тому давачі для вимірювання і контролю ЕМП КК і СК повинні бути магнітними. Серед числових видів магнітних давачів, які можуть успішно розв'язати цю задачу, перевагу слід віддати індукційним пасивним перетворювачам, які стосовно поставленої мети мають суттєві переваги перед іншими типами магнітних давачів. До цих переваг у першу чергу слід віднести: високу чутливість, широкосмуговість, можливість векторних вимірювань, температурну стабільність, надійність в роботі, малу масу і габарити, відсутність зовнішнього живлення.

Завдяки вищезазначеним позитивним властивостям індукційних давачів можна створити високочутливі первинні перетворювачі слабого ЕМП КК і СК, що дозволяє кількісно оцінити їх зовнішнє поле, а також визначити ступінь придушення цього поля при розміщенні КК і СК в додатковому зовнішньому екрані.

6. Екранування ліній зв'язку на основі КК і СК як ефективний засіб захисту інформації

Екранування кабельних ліній зв'язку в традиційному розумінні – це один з ефективних способів захисту від взаємних і зовнішніх впливів. У цьому випадку джерело впливу знаходиться ззовні лінії зв'язку.

З точки зору захисту конфіденційної інформації, що може передаватися по КК або СК, маємо цілком протилежну ситуацію: джерело, що підлягає екрануванню, тобто джерело, що має побічне електромагнітне випромінювання, буде знаходитися всередині екрана. Принцип екранування в цьому випадку полягає в тому, що “небезпечний” щодо витоку інформації КК або СК розташовується всередині металевій оболонки, яка зазвичай має форму циліндра або витягнутого вздовж кабелю короба.

Необхідність такого зовнішнього екрана визначається на основі теоретичних і експериментальних досліджень, про які вже йшлося в попередніх розділах статті.

На низьких частотах лінії зв'язку при початковій інсталяції можуть виконуватися на основі спеціально екранованих КК і СК. У даному випадку йдеться про встановлення додаткових екранів на вже існуючі КК і СК у випадку необхідності додаткового зменшення зовнішнього побічного випромінювання або при застосуванні звичайних неекранованих СК, коли зовнішній додатковий екран працює за принципом електростатичного або магнітостатичного екранування.

Електростатичне екранування полягає в тому, що заземлена, замкнута металева оболонка оточує кабель. При цьому в екрані наводяться низькочастотні інформаційні електричні поля, і при надійному заземленні струми, які при цьому виникають, стікають на землю. Поза межами такого кабелю низькочастотне електричне поле буде суттєво ослаблене.

Магнітостатичне екранування полягає в тому, що низькочастотне інформаційне магнітне поле замикається, в основному, в товщині замкнутого металевих екрана, який виконується з феромагнітного матеріалу з $\mu \gg 1$. Так захищають кабель від випромінювання низькочастотного магнітного поля.

На високих частотах відбувається електромагнітне екранування, суть якого полягає в тому, що при випромінюванні провідниками кабелю електромагнітного поля відбувається значне його послаблення за рахунок відбиття від границі (поверхні) екрана, з одного боку, а з іншого, послаблення (поглинання) поля за рахунок теплових втрат в товщині екрана.

Кількісною характеристикою ефективності екрана є коефіцієнт екранування, який дорівнює відношенню діючих значень напруженості електричного поля E_1 (магнітного поля H_1) в даній точці при відсутності екрана до напруженості електричного поля E_2 (магнітного поля H_2) у тій же точці при наявності екрана [29]

$$K_{EE} = E_1/E_2, \quad K_{HH} = H_1/H_2, \quad (17)$$

де K_{EE} і K_{HH} – відповідно коефіцієнт екранування по електричному і магнітному полях.

Відомо [29 – 32], що сумарний коефіцієнт екранування K може бути подано у вигляді добутку двох коефіцієнтів

$$K = K_{ref} K_{abs}, \quad (18)$$

де K_{ref} – коефіцієнт екранування по відбиттю; K_{abs} – коефіцієнт екранування по поглинанню.

У літературі [29, 30] найчастіше коефіцієнт екранування екрана називають ефективністю екранування і визначають в децибелах.

$$A = 20 \lg K = 20 \lg K_{abs} + 20 \lg K_{ref} = A_{abs} + A_{ref}, \quad (19)$$

де A_{abs} – ефективність екранування по поглинанню, A_{ref} – ефективність екранування по відбиттю.

У загальновідомій монографії Г. Отта [29] вираз (19) подається як

$$A = 8.68 \frac{d}{\delta} + 20 \lg \left| \frac{(Z_{c_1} + Z_{c_2})^2}{4Z_{c_1} Z_{c_2}} \right|, \quad (20)$$

де d – товщина екрана, δ – товщина скін-шару або глибина проникнення хвилі в екран, Z_{c_1} – хвильовий опір діелектрика, Z_{c_2} – хвильовий опір екрана.

Отже, з (19) і (20) випливає, що

$$A_{abs} = 8.68 \frac{d}{\delta} \text{ і } A_{ref} = 20 \lg \left| \frac{(Z_{c_1} + Z_{c_2})^2}{4Z_{c_1} Z_{c_2}} \right|. \quad (21)$$

Згідно з [29] товщина скін-шару визначається виразом

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_a \sigma}}, \text{ м}, \quad (22)$$

де σ – питома провідність матеріалу екрана, $\mu_a = \mu_0 \mu$ – магнітна проникність екрана.

Чим вище значення A і відповідно A_{ref} і A_{abs} , тим краще екранує екран. Треба пам'ятати, що більшу ефективність екранування за рахунок поглинання A_{abs} забезпечують феромагнітні метали (сталі) і ця складова особливо відчутна на дуже низьких і високих частотах. Водночас більшу ефективність екранування за рахунок відбиття забезпечують діамагнітні екрани (мідь, алюміній).

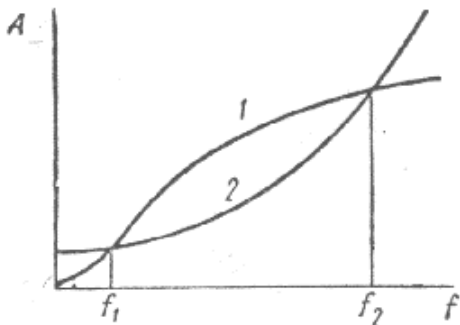


Рис. 18. Частотна залежність ефективності екранування
1 – діамагнітні матеріали,
2 – феромагнітні матеріали

На рис. 18 наведено частотну залежність ефективності екранування A [33]. При цьому в зоні частот до $f_1 = 3 - 10$ кГц найбільш ефективними є феромагнітні екрани, які діють за принципом магнітостатичного екранування, від f_1 до $f_2 = 0,8 - 1$ МГц – діамагнітні екрани, завдяки кращим “відбиваючим” властивостям на даних частотах. При частотах більших від 1 МГц зростають втрати на вихрові струми в товщині екрана, і тому в цьому діапазоні знову мають перевагу феромагнітні екрани.

Аналізуючи формулу (20), можна зазначити, що її перший член визначає ефективність екранування за рахунок поглинання A_{abs} , яке зростає (при заданій товщині d) з частотою і зі зменшенням товщини скін-шару δ . Зауважимо також, що з ростом частоти A_{abs} зростає досить різко, не залежить від типу хвилі і однакове за значенням для електричної, магнітної і плоскої хвилі.

Ефективність екранування за рахунок відбиття A_{ref} суттєво залежить від виду поля. Це обумовлено відмінністю величини хвильового опору середовища (діелектрика), яке залежно від віддалі розташування екрана від джерела поля і виду поля (коли екран розташований у ближній зоні) може набувати значення $Z_{c_1} = Z_0$ (у дальньому полі), $Z_{c_1} = Z_c^E$ (у ближньому електричному полі) або $Z_{c_1} = Z_c^H$ (у ближньому магнітному полі).

Дійсно, якщо екран значно віддалений від джерела ($r \gg \lambda / 2\pi$), яке підлягає екрануванню (тобто в далекій зоні джерела), де $Z_{c_1} = Z_0$ і $Z_{c_1} \gg Z_{c_2}$, то ефективність екранування за рахунок відбиття A_{ref}^{EH} може бути знайдено з виразу

$$A_{ref}^{EH} = 20 \lg \frac{Z_{c_1}}{4Z_{c_2}} = 20 \lg \frac{Z_0}{4Z_E}, \quad (23)$$

де $Z_{c_2} = |Z_E| = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\sigma}}$ – характеристичний опір екрану; $Z_{c_1} = Z_0 = 120\pi$ – характеристичний опір середовища електромагнітній хвилі в далекій зоні.

Відомо [29 – 32], що частотні залежності хвильових опорів діелектрика (середовища) – Z_{c_1} для магнітного Z_c^H і електричного Z_c^E полів мають принципово різний характер. Величина Z_c^H з збільшенням частоти зростає, а Z_c^E , маючи безмежність при $f = 0$, падає. За

абсолютною величиною в близькому полі $Z_c^E \gg Z_0 \gg Z_c^H$. У хвилевій зоні (при $f \gg 10^9$ Гц) значення Z_c^E і Z_c^H має коливний характер.

У [4, 29] показано, що модуль хвилевого опору середовища джерелу електричного поля на частотах менших за 10^9 Гц і при умові $r \ll \lambda / 2\pi$, де r – віддаль екрана до джерела, може бути апроксимований залежністю

$$|Z_c^E| = Z_0 \frac{2\pi\lambda}{r} = \frac{1}{\omega\epsilon_a r}. \quad (24)$$

При тих же умовах модуль хвилевого опору середовища джерелу магнітного поля на частотах менших за 10^9 Гц дорівнює

$$|Z_c^H| = Z_0 \frac{r}{2\pi\lambda} = \omega\mu_a r. \quad (25)$$

Підставивши (24) і (25) в (23), можна отримати вирази для розрахунку ефективності екранування плоского екрана за рахунок відбиття для електричного A_{ref}^E і магнітного A_{ref}^H полів

$$A_{ref}^E = 20 \lg \frac{1}{8\pi f \epsilon_a r |Z_E|}, \quad (26)$$

$$A_{ref}^H = 20 \lg \frac{\pi f \mu_a r}{2|Z_E|}. \quad (27)$$

Сумарна ефективність екранування плоского екрана в магнітному і електричному полях дорівнює відповідно

$$A^H = A_{abs} + A_{ref}^H = 8.68 \frac{d}{\delta} + 20 \lg \frac{\pi f \mu_a r}{2|Z_E|}, \quad (28)$$

$$A^E = A_{abs} + A_{ref}^E = 8.68 \frac{d}{\delta} + 20 \lg \frac{1}{8\pi f \epsilon_a r |Z_E|}. \quad (29)$$

Сумарна ефективність екранування в електромагнітному полі A^{EH} (в зоні випромінювання) для плоского екрана, розташованого в повітрі, на частотах до 10^9 Гц, де Z_E може бути апроксимований залежностями (24) і (25), виражається залежністю

$$A^{EH} = A_{abs} + A_{ref}^{EH} = 8.68 \frac{d}{\delta} + 20 \lg \frac{|Z_0|}{|4Z_E|}. \quad (30)$$

На рис. 19 наведено результати розрахунку сумарної ефективності екранування магнітного A^H і електричного A^E полів в діапазоні частот до 10^{11} Гц [4]. На графіках можна бачити три характерні частотні області, які відповідають різним режимам роботи екранів:

I – низькочастотна, яка відповідає електромагнітостатичному режиму роботи (до $4 - 5$ кГц);
 II – високочастотна, яка відповідає електромагнітному режиму ($5 \cdot 10^3$ Гц – 10^9 Гц);
 III – надвисокочастотна, яка відповідає хвилевому режиму (на частотах більших від 10^9 Гц).

Аналіз кривих на рис.19 показує, що сумарна ефективність екранування магнітного поля A^H (рис. 19, а) має у всьому діапазоні частот (до 10^9 Гц) зростаючий характер. Після частоти 10^9 Гц (хвилевий режим) $A^H(f)$ має коливальний характер. Втрати на відбиття для низькочастотного магнітного поля є малими. Основні втрати для магнітних полів низької частоти становлять втрати на поглинання. Отже, додатковий захист від витоку інформації за рахунок низькочастотних магнітних полів може забезпечити тільки феромагнітний екран з низьким значенням магнітного опору.

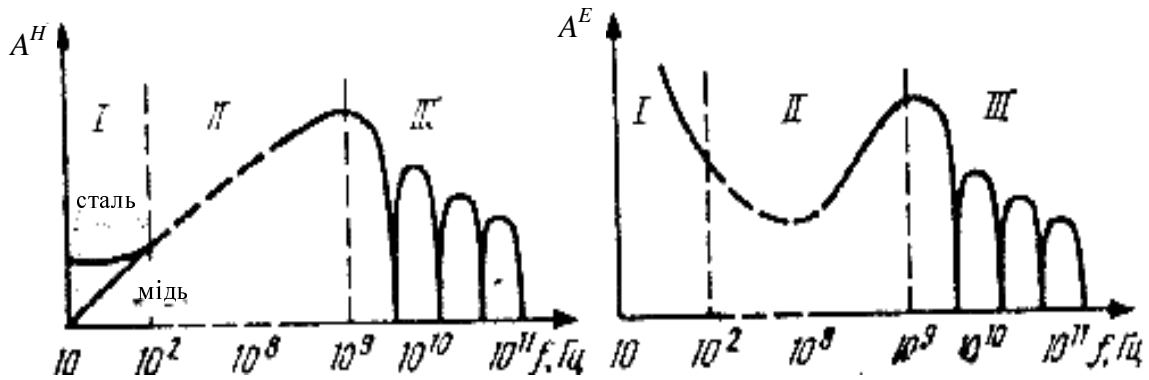


Рис. 19. Частотна залежність ефективності екранування
(а – для магнітного поля, б – для електричного поля)

Сумарна ефективність екранування електричного поля A^E має складний характер (рис. 19, б): спочатку вона падає, а потім зростає. Мінімум спостерігається при частотах $10^6 - 10^7$ Гц. Після частоти 10^9 Гц (хвильовий режим) $A^E(f)$ має коливальний характер. Для низькочастотного електричного поля або плоских хвиль екранування головним чином обумовлено ефектом відбиття.

Якщо врахувати, що робочий частотний діапазон ліній зв'язку на основі СК не перевищує в більшості випадків $f_{max} = 1$ МГц ($\lambda = 300$ м), а в КК – $f_{max} \leq 1000$ МГц ($\lambda = 0,3$ м), а реальні максимальні діаметри екранів, які можна додатково накласти на кабель, можуть становити одиниці сантиметрів (тобто діаметр екрана значно менший за довжину хвилі), аналіз роботи екрана відносно його електромагнітного поля можна розглядати в режимі квазістаціонарного наближення. У цьому випадку задачу електромагнітного екранування кабелю можна звести до розгляду реакції екрана на його магнітне або електричне поле.

Раніше вже було сказано, що електромагнітне поле КК і СК має переважно магнітний характер, і тому в зазначеному діапазоні частот при екрануванні кабелів перевагу слід надати феромагнітним екранам або комбінованим екранам (феромагнетик – діамагнетик).

Кількісна оцінка ефективності екранування на поглинання A_{abs} , на відбиття для електричного A_{ref}^E , магнітного A_{ref}^H та електромагнітного полів A_{ref}^{EH} , а також сумарної ефективності екранування в електричному A^E , магнітному A^H та електромагнітному полі $A^{EH} = A_{abs} + A_{ref}^{EH}$ для мідного і сталевих циліндричних екранів може бути визначена такою залежністю [4]:

$$A^{EH} = 20 \lg |ch k_m d| + 20 \lg \left| 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{Z_c}{Z_E} + \frac{Z_E}{Z_c} \right) \times th k_m d \right|, \quad (31)$$

де $k_m = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$ – коефіцієнт поширення в металі (коефіцієнт вихрових струмів). У формулі (31) опір середовища Z_c виражається залежностями (24) і (25) відповідно для електричного і магнітного полів, або $Z_c = Z_0$ для електромагнітного поля, а віддаль r означає радіус екрану.

На рис. 20 і 21 побудовані частотні залежності ефективності екранування для мідного ($\sigma = 5,67 \cdot 10^7$ 1/Ом·м) і сталевих ($\sigma = 7,24 \cdot 10^6$ 1/Ом·м, $\mu = 100$) циліндричних екранів радіусом $r = 10^{-2}$ м і товщиною $d = 10^{-4}$ м.

Аналізуючи наведені графіки, можна зазначити, що в циліндричних екранах (за аналогією з плоскими) ефективність екранування по поглинанню A_{abs} зростає в прямій залежності від k_m і d . З ростом частоти A_{abs} змінюється дуже різко, має однакове значення для

електричних, магнітних і електромагнітних хвиль і A_{abs} сталевого екрана більший, ніж мідного. Навпаки, ефективність екранування по відбиттю A_{ref} суттєво залежить від виду поля, що обумовлене різними абсолютними значеннями імпедансу діелектрика електричній (24), магнітній (25) та плоскій (Z_0) хвилям. A_{ref} у міді більший ніж у сталі, хоча A_{abs} у сталі більший ніж у міді.

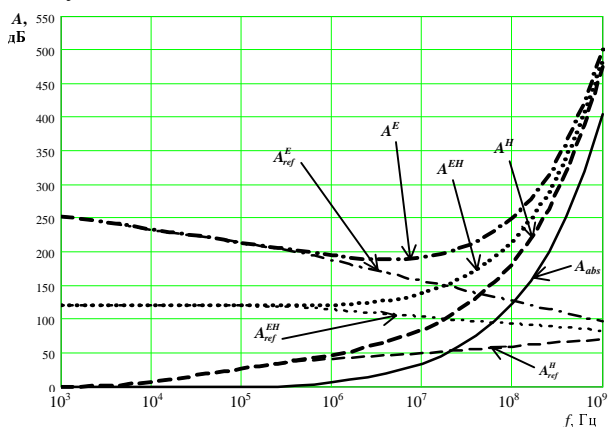


Рис. 20. Частотні залежності ефективності екранування для мідного циліндричного екрана

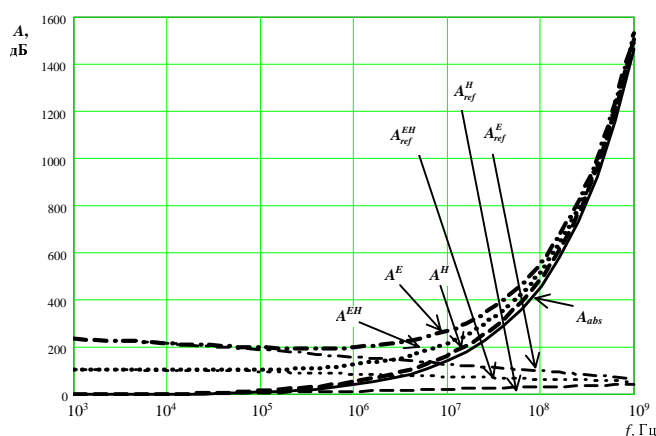


Рис. 21. Частотні залежності ефективності екранування для сталевого циліндричного екрана

З рис. 20 і 21 видно, що ефективність екранування за магнітним полем A^H для обох матеріалів у всьому діапазоні частот має зростаючий характер, а також мінімум на ділянці частот $10^6 \div 10^7$ Гц.

Закінчуючи розгляд питань визначення ефективності екранування, варто зазначити, що наведені залежності (19 – 21, 23, 26 – 30) характеризують, в першу чергу, плоскі екрани. Як показано в [4, 32, 33], реальні циліндричні екрани, які нам необхідні для екранування кабелів, мають екрануючу дію, орієнтовно меншу на 6 дБ. Отже, конструктивна форма екрана мало впливає на його ефективність, а визначальне значення має матеріал, з якого виготовлений екран, товщина і радіус екрана.

7. Висновки

1. На основі запропонованих фізико-математичних моделей отримані аналітичні залежності, які описують просторову і частотну структуру компонент зовнішнього електромагнітного поля поблизу коаксіальних і симетричних ліній зв'язку.

2. У результаті реалізації запропонованих моделей і розроблених вимірювальних пристроїв і стендів проведено експериментальне дослідження побічного електромагнітного випромінювання КК і СК.

3. Проведена кількісна оцінка компонент ЕМП поблизу коаксіальних і симетричних ліній зв'язку при рівнях сигналів, близьких до робочих і показана необхідність захисту цих ліній.

4. Показано, що одним з ефективних способів захисту інформації в КК і СК є додаткове екранування. Наведені основні залежності для оцінки ефективності екранування в ближньому полі КК і СК, а також подані розрахункові значення ефективності екранування для мідного і сталевих циліндричних екранів.

1. Петраков А.В. Основы практической защиты информации. – М.: Радио и связь, 1999. – 362 с. 2. Лагутин В.С., Петраков А.В. Утечка и защита информации в телефонных каналах. – М.: Энергоатомиздат, 1996. – 304 с. 3. Белоруссов Н.И., Гроднев И.И. Радио-

- частотные кабели. – М.: Энергия, 1973. 4. Гроднев И.И., Верник С.М.: Линии связи. – М.: Радио и связь, 1988. 5. L. Dikmarova, V. Nichoga: *Electromagnetic Shielding of Coaxial Long Line in Various Environments; Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 97), Torino, Italy, Sept 1997, Vol.1, pp. 275 – 277.* 6. L. Dikmarova, V. Nichoga, R. Dzhala: *The Influence of Medium and Constructive Parameters on the External Field of Coaxial Cable; Proceedings of the Fourteenth International Wroclaw Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Poland, June 1998, pp. 159 – 161.* 7. V. Nichoga, L. Dikmarova: *External Electromagnetic Field of Coaxial, Double Wire and Symmetrical Twisted Communication Lines; Fourth International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSICS'99), Proceedings of Papers, Niš, Yugoslavia, Oct 1999. – Vol. I. – Pp. 24 – 33.* 8. Дикмарова Л.П., Ничога В.А. Особенности паразитных излучений коаксиальных линий связи // *Материалы между. научно-технической конф. "Повышение эффективности систем защиты информации" ("Защита-97").* – К., 23 – 26 грудня 1997. – С. 130 – 135. 9. Р. М. Джала, Л. П. Дикмарова *Основная волна частично экранированной двухсвязной линии // Теоретическая электротехника, 1980. – Вып. 26 – С. 80 – 87.* 10. Джала Р.М. Продольно-щелевой цилиндрический экран с конечными толщиной и электропроводимостью. – *Радиотехника и электроника.* – Т. 30. – № 1, 1985. – С. 1 – 7. 11. Dikmarova L., Nichoga V. *Electromagnetic Radiation of Multipair Symmetric Cables with Double Twisted Conductors; Proceedings of the Fifteenth International Wroclaw Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Poland, June 2000. – Pp. 583 – 586.* 12. Гроднев И.И., Фролов Л. А. Коаксиальные линии связи. – М.: Связь, 1977. 13. Гроднев И.И., Шварцман В. О. Теория направленных систем связи. – М.: Связь, 1971. 14. Schelkunof S. A.: *The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields; Bell System Techn. J. – Vol. 13. – No. 4, 1934. – P. 532.* 15. Yung-Ping Yoh: *Shielding Theory of Coaxial Cylindrical Structures; IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-10. – No.1, 1968.* 16. Delonge P.P., Laloux L.L. *Theory of the Slotted Coaxial Cable; IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 28. – No.1, 1980. – Pp. 1102 – 1107.* 17. Hill D.A., Wait J.R. *Electromagnetic Characteristic of a Coaxial Cable with Periodic Slots; IEEE Trans. Electromagn. Compatib. – Vol. 22. – No. 4, 1980. – Pp. 303 – 307.* 18. Hill D.A., Wait J.R. *Propagation along a Coaxial Cable with a Helical Shield; IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 28. – No. 2, 1980. – Pp. 84 – 89.* 19. Hill D.A., Wait J.R. *Electromagnetic theory of the loosely braided coaxial cable. Part II. Numerical results; IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 28. – No. 4, 1980. – Pp. 326 – 331.* 20. Seidel D.B., Wait J.R. *Transmission mode in a braided coaxial cable and coupling to a tunnel environment; IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 26. – No. 7, 1978. – Pp. 794 – 799.* 21. L. Fieder. *Radio communication system; Radio and Electronic Engineer. – Vol. 45. – No. 5, 1975.* 22. I.E. Bridges, R.A. Zalewski. *Magnetic field pickup by flexible braid coaxial cables; IEEE Trans. Electromagn. Compatib. – Vol. 10. – No. 1, 1968.* 23. Дикмарова Л.П., Павлюк Р.П. *Электромагнитное поле скрученной в группу и вповив двухпроводной линии // Электросвязь. – № 3. – 1984. – С. 48 – 51.* 24. Nichoga V, Dub P. *Electromagnetic field of aerial double wire line above conducting half-space; Proceedings of the Third International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS'97), Niš, Yugoslavia, Oct 1997. – Vol.1. – Pp. 42 – 45.* 25. Нічога В.О., Дуб П.Б. *Магнітне поле повітряних двопровідних ліній з урахуванням провідності землі // Відбір і обробка інформації. – 1997. – Вип. 11 (87). – С. 7 – 10.* 26. Нічога В.О., Дуб П.Б. *Просторова структура електромагнітного*

поля поблизу двопровідної лінії зв'язку // *Материалы международной научно-технической конференции "Повышение эффективности систем защиты информации" ("Защита-97")*. – К., 23 – 26 грудня 1997. – С. 171 – 175. 27. Нічого В.О. Тенденції розвитку та побудови давачів магнітних і механічних величин сучасних інформаційно-вимірювальних систем // *Відбір і обробка інформації*. 2001. – Вип. 15(91). – С. 112 – 122. 28. Нічого В.А. Измерение весьма слабых низкочастотных магнитных полей в геофизических и космических исследованиях // *Отбор и передача информации*. – 1993. – Вып. 9. – С. 70 – 77. 29. Ott H.W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*; Willey, New-York, 1976. 30. Шапиро Д.Н. *Основы теории электромагнитного экранирования*. – М.: Энергия, 1975. 31. Полонский Н.Б. *Конструирование электромагнитных экранов для РЭА*. – М.: Советское радио, 1979. 32. Гроднев И.И. *Электромагнитное экранирование в широкой полосе частот*. – М.: Связь, 1972. 33. Кранихфельд Л.И., Рязанов И.Б. *Теория, расчет и конструирование кабелей и проводов*. – М.: Высшая школа, 1972.

УДК 621.396.969.3

Іван Прудиус

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

ФОРМУВАННЯ ТА ВІДНОВЛЕННЯ ЗОБРАЖЕНЬ РАДІОМЕТРИЧНИМИ СИСТЕМАМИ НА ОСНОВІ ПРИНЦИПІВ УЗГОДЖЕННЯ

© Прудиус Іван, 2003

Широке застосування радіометричних систем дослідження навколишнього середовища, розпізнавання об'єктів тощо вимагають створення нових методів і засобів покращання побудови зображень. Проведено детальний аналіз моделі каналу формування зображення, який містить об'єкт спостереження, ізотропне середовище поширення випромінюваного ним поля, систему формування зображення, аналіз просторових характеристик та вибір методів відновлення, узгоджених із системою формування.

Wide application of environment investigation and image recognition systems etc demands special methods and means of image construction enhancement. The detailed analysis of image forming channel model which include object of study, isotropic continuum of propagation of filed emitted by him, image formation system, spatial characteristics analysis and image restoration methods matched with forming systems choice are given in the paper.

1. Вступ

Розвиток нових космічних технологій і техніки, нові завдання щодо створення інформаційних систем народногосподарського і спеціального призначення, дослідження простору і довкілля вимагають розробки нових і вдосконалення існуючих методів і напрямів досліджень та систем зондування. До недавнього часу основні зусилля в напрямі дистанційного зондування (ДЗ) були зосереджені на використанні фотографічних систем або багатоспектральних сканерів із великою роздільною здатністю в оптичному і тепловому