

УДК 621.643.053+ 004.67

ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНОГО ІМПЕДАНСУ ІЗОЛЯЦІЙНОГО ПОКРИТТЯ
ПІДЗЕМНИХ МЕТАЛЕВИХ ТРУБОПРОВОДІВ

Ю.Й. Стрілецький

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу, м. Івано-Франківськ, вул. Карпатська 15, 76000

Запропоновано метод вимірювання перехідного імпедансу між підземним металевим трубопроводом і оточуючим його ґрунтом. При вимірюванні перехідного імпедансу шукається відношення напруги на трубопроводі до густини струму через його поверхню. Густина струму через досліджувану поверхню вимірюється безконтактно. Напруга на трубопроводі в місці дослідження імпедансу визначається розрахунково за результатами вимірювань напруги на його краях. Затримка поширення сигналу для вибраного діапазону частот шукається за часом затримки радіоімпульсу і з використанням миттєвого спектру.

Ключові слова: ізоляційне покриття трубопроводу, імпеданс покриття, фазова швидкість сигналу в лінії, миттєвий спектр

Предложен метод измерения переходного импеданса между подземным металлическим трубопроводом и окружающим его грунтом. При измерении переходного импеданса ищется отношение напряжения на трубопроводе в плотности тока через его поверхность. Плотность тока через исследуемую поверхность измеряется бесконтактно. Напряжение на трубопроводе в месте исследования импеданса определяется расчетно по результатам измерений напряжения на его краях. Задержка распространения сигнала для выбранного диапазона частот ищется по времени задержки радиоимпульса и с использованием мгновенного спектра.

Ключевые слова: изоляционное покрытие трубопровода, импеданс покрытия, фазовая скорость сигнала в линии, мгновенный спектр

The method for measuring the impedance of the transition between the underground metal pipe and the surrounding soil is defined. When measuring impedance transition the related stress on the pipeline to the current density across its surface is given. Current density measured through non-contact surface is investigated. The voltage on the pipeline at the site of the study determines the impedance calculates as measured voltage at its edges. Propagation delay for the selected frequency range is searched by time delays and radio pulses using instantaneous spectrum.

Keywords: pipeline insulation coatings, coating impedance, phase velocity signal in line, instant range

Вступ. Підземні трубопроводи залишаються самим продуктивним видом транспорту. Більша частина цих трубопроводів виготовлена із металу. Металеві трубопроводи в процесі експлуатації змінюють свої механічні властивості[1]. Одним із чинників зміни механічних властивостей є руйнівний вплив оточуючого середовища на метал із якого виготовлено трубопровід. Для захисту від цього впливу металеві трубопроводи покривають шаром ізоляційного покриття. Покриття також з часом руйнується і його захист послаблюється. Тому періодично проводиться контроль стану ізоляційного покриття. Найбільший вплив на метал підземного трубопроводу мають

електричні процеси, які призводять до електрохімічної корозії і втрати міцності.

Аналіз сучасного стану. Стан ізоляційного покриття в системі трубопровід – ґрунт визначається перехідним електричним опором. Тому існують методи контролю суцільності ізоляційного покриття за величиною перехідного електричного опору. Визначення перехідного опору ізоляційного покриття проводиться із використанням постійного струму. Існують методики визначення перехідного опору із використанням змінного струму певної частоти. Значно більше інформації про стан ізоляційного покриття можна отримати за його перехідним імпедансом, який шукається для множини

частот. Існують методики інтерпретації параметрів схем заміщення електричних властивостей ділянки за результатами вимірювання спектрального імпедансу[2].

Постановка задачі. Розробка методу дистанційного визначення перехідного

імпедансу ізоляційного покриття підземного металевого трубопроводу.

Виклад основного матеріалу. Перехідний опір ізоляційного покриття залежить від його стану. Кожна із ділянок поблизу металевого трубопроводу має свої електричні властивості(рис.1).

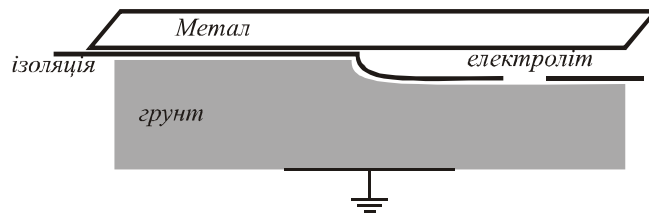


Рисунок 1- Схематичне представлення поверхні із різним станом ізоляції.

Існують схеми заміщення електричних параметрів ізоляційного покриття, які описують різні поєднання щільності покриття і наявності електроліту, що заповнює порожнечу поблизу металевих стінок труби. При відсутності пошкоджень

покриття перехідний опір описується опором ізоляції R_{ii} , ємністю поверхні C_n і опором ґрунту $R_{гг}$ (рис.2а)

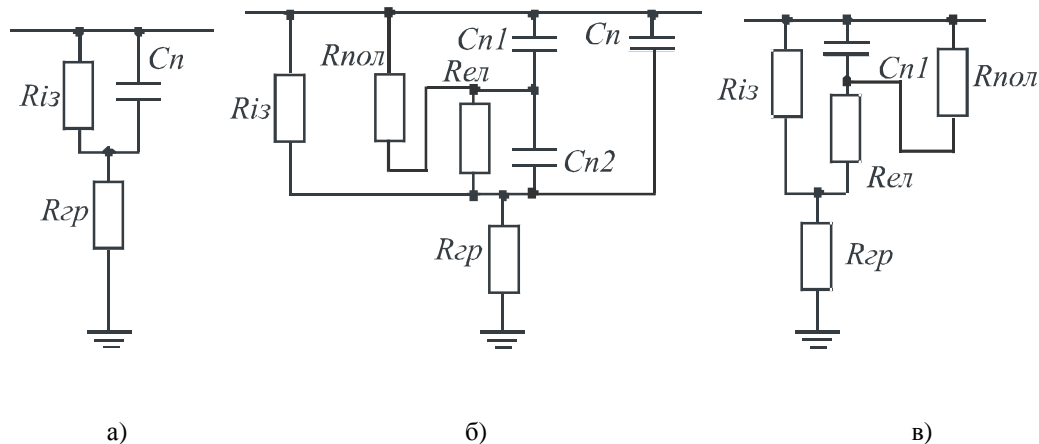


Рисунок 2- Варіанти схем заміщення електричних параметрів ділянки поверхні із різним станом ізоляції.

Якщо покриття пошкоджене, то електроліт через невеликий отвір поступає безпосередньо до металевих стінок труби і при відшарованому покритті утворюється шарувата структура із металевих стінок, електроліту, ізоляційного покриття і ґрунту. Така шарувата структура може описуватися додатково опором електроліту $R_{ел}$, ємністю подвійного електролітичного шару на границі метал-електроліт C_{n1} і ємністю подвійного електролітичного шару на границі ґрунт-електроліт C_{n2} і поляризаційним опором електрохімічних

реакцій на границі метал-електроліт $R_{пол}$ (рис.2б).

При значних втратах щільності ізоляційного покриття перехідний опір буде визначатися опором електроліту і поляризаційним опором (рис.2в). Визначення параметрів схеми заміщення проводиться за результатами дослідження спектрального імпедансу.

Експериментальне визначення спектрального імпедансу ізоляційного покриття на ділянці

підземного трубопроводу проводиться за формулою

$$Z_{nn}(\omega) = \frac{U(\omega)}{J(\omega)}, \quad (1)$$

де $U(\omega)$ - різниця потенціалів між поверхнею ділянки трубопроводу і ґрунтом, $J(\omega)$ - густина струму через досліджувану ділянку ізоляційного покриття.

Густина струму через ділянку ізоляційного покриття можна визначити знаючи втрату струму і площу поверхні S цієї ділянки трубопроводу.

$$J(\omega) = \frac{dI(\omega)}{dS} \quad (2)$$

Втрата струму в здовж трубопроводу визначається за різницею струмів на сусідніх ділянках.

$$dI(\omega) = I_1^*(\omega) - I_3^*(\omega). \quad (3)$$

де $I_1^*(\omega)$, $I_3^*(\omega)$ - комплексні струми на границях досліджуваної ділянки трубопроводу (рис). На схемі (рис.3) представлено ділянку на якій шукається імпеданс ізоляційного покриття $Z_{nn2}(\omega)$. Згідно із (1) треба визначити U_2^* і I_2^* .

Струм I_2^* рівний питомому струму і шукається з (2) і (3).

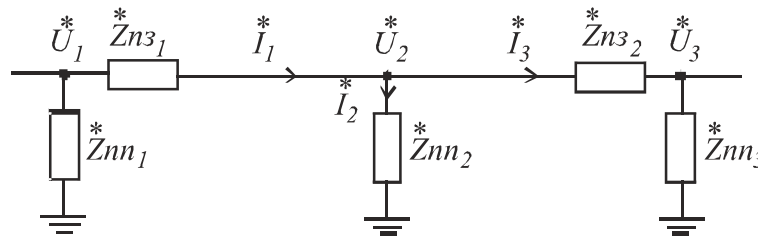


Рисунок 3- Схематичне представлення ділянки трубопроводу із шуканим імпедансом.

Струм в підземному трубопроводі можна визначити дистанційно[3].

Різницю потенціалів U_2^* в точці вимірювання перехідного імпедансу підземного трубопроводу дистанційно виміряти важко. Безпосередній електричний контакт із металевою стінкою підземного трубопроводу доступний не на всіх ділянках. Тому U_1^* і U_3^* можна виміряти тільки на значній віддалі від досліджуваної ділянки.

Підземний трубопровід, разом із оточуючим його ґрунтом утворює своєрідну лінією передачі із розподіленими параметрами. Внаслідок великої площі контакту поверхні трубопроводу із оточуючим ґрунтом така лінія передачі має великі втрати. Тому відбитими хвилями в лінії можна нехтувати. Напругу в будь-які точки лінії передачі із втратами можна знайти за формулою:

$$U_x^*(\omega) = U_0^*(\omega) \cdot e^{\alpha(\omega)x} \cdot e^{j \cdot k(\omega)x}, \quad (4)$$

де $U_0^*(\omega)$ - амплітуда напруги в точці приєднання джерела збуджуючого сигналу, $\alpha(\omega)$ - коефіцієнт затухання напруги вздовж трубопроводу, $k(\omega)$ -

хвильове число коливання, j - комплексна одиниця.

Частотозалежні параметри $\alpha(\omega)$, і $k(\omega)$ можна визначити за вимірами різниці потенціалів на трубопроводі в доступних місцях і при відомій віддалі між точками вимірювання x .

Повздовжній опір труби в порівнянні із опором ґрунту суттєво менший і практично незмінний по довжині. Тому коефіцієнти вздовж трубопроводу слабо залежить від локальних неоднорідностей ізоляційного покриття і їх можна вважати постійними. Отже

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{x} \cdot \ln\left(\frac{U_1^*}{U_3^*}\right), \quad (5)$$

де U_1^* , U_3^* - амплітудні значення напруги U_1^* і U_3^* .

$$k(\omega) = \frac{1}{x} \cdot \left(\varphi_{U_2^*}^* - \varphi_{U_1^*}^* \right), \quad (6)$$

де $\varphi_{U_1^*}^*$, $\varphi_{U_2^*}^*$ - фазові кути комплексних сигналів

в точці вимірювання напруги U_1^* і U_3^* .

Якщо прийняти U_1^* опорним сигналом $\varphi_{U_1}^* = 0$ і тоді

$$k(\omega) = \frac{1}{x} \cdot \varphi_{U_2}^* \quad (7)$$

Однак фазовий кут періодичний, оскільки $\varphi_{U_2}^* = \varphi_{U_2}^* + 2\pi \cdot n$ і при великій віддалі між точками вимірювання U_1^* і U_3^* кількість періодів n може бути більшою за нуль. Тому значення $k(\omega)$ виміряти за зсувом фаз між сигналами U_1^* і U_3^* не вдасться. Неправильно визначене $k(\omega)$ не дасть можливість перерахувати фазовий кут напруги U_2 в точці досліджуваної ділянки. Хвилеве число також можна визначити за фазовою швидкістю хвилі v_ϕ , яка в свою чергу визначається часом затримки поширення хвилі τ_3 при проходженні ділянки лінії довжиною x , тому

$$k(\omega) = \frac{\omega}{v_\phi(\omega)} = \frac{\omega \cdot \tau_\phi(\omega)}{x} \quad (8)$$

Як було зазначено, підземний металевий трубопровід є лінією передачі з втратами. Крім цього в його стінка протікають сторонні сигнали, які є завадами і спотворюють дослідницькі сигнали при проходженні їх по трубопроводу

Для пошуку $\tau_\phi(\omega)$ в підземному металевому трубопроводі необхідно визначити час проходження радіоімпульсів прямокутної форми із частотою заповнення ω . Тривалість радіоімпульсу чи кадру, має бути більшою ніж очікуваний $\tau_\phi(\omega)$ на частоті дослідження.

Формування кадру можна здійснити за допомогою амплітудної модуляції. При модуляції в точці вимірювання U_1^* генерується стартовий імпульс, який вказує на початок радіоімпульсу і в подальшому всі вимірювання приводяться до цього стартового імпульсу.

Пошук початку радіоімпульсу після проходження його по лінії має певні труднощі,

пов'язані із зміною форми сигналу. На віддалі в декілька кілометрів від джерела сигналу прийнятий сигнал суттєво затухає на фоні завад. Також форма радіоімпульсу заповненого гармонійним сигналом спотворюється перехідними процесами що утворюються при формуванні радіоімпульсу. Перехідні процеси в лінії пов'язані із різною фазовою швидкістю сигналів в ній.

Радіоімпульс можна представити як добуток функції вікна прямокутної форми на неперервний гармонійний сигнал. Добуток сигналів в часовій області призводить до згортки спектрів сигналів в частотній області. Зважаючи на безмежний спектр прямокутного імпульсу спектр результуючого радіоімпульсу також стає безмежним. Множина спектральних складових формується при переключенні, яким супроводжується формування огинаючої радіоімпульсу.

Якщо тривалість радіоімпульсу значно більша за час затримки його спектральних складових в лінії, то можна вважати процеси включення і виключення радіоімпульсу не пов'язаними. Тоді формування радіоімпульсу можна представити комутацією гармонійного сигналу, яка описується добутком функції Хевісайда і гармонійний сигналу. Результуючий спектр функції включення гармонійного сигналу має вигляд [4]

$$S(\omega) = \frac{A_M \cdot \omega_0}{-\omega^2 + \omega_0^2} \quad (9)$$

Кожна із складових спектру цього сигналу рухається по лінії із власним затуханням і власною фазовою швидкістю. Перехідний процес, протягом якого буде змінюватися форма радіоімпульсу, за умови відсутності відбивання в лінії, визначається часом приходу до точки спостереження самої повільної спектральної складової, чи часом затримки поширення сигналу.

В довгій лінії передачі низькочастотні спектральні складові мають меншу швидкість поширення і менше затухають (рис.4).

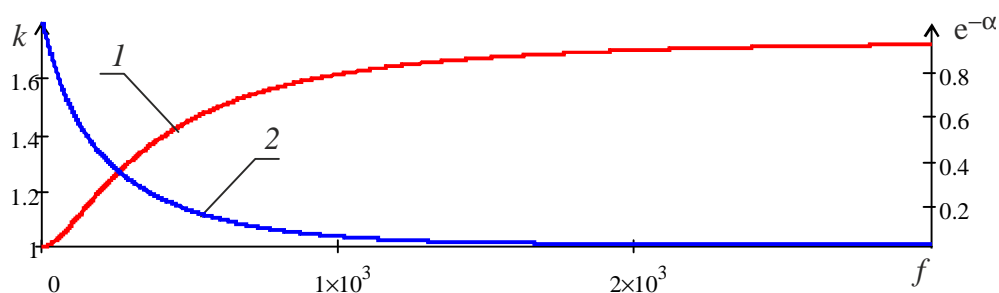


Рисунок 4- Залежність від частоти сигналу 1- хвилевого числа і 2- коефіцієнта передачі.

Форма сигналу на виході лінії передачі визначається її перехідною характеристикою, яку можна отримати стрибкоподібним збуренням[5]. Диференціюючи перехідну характеристику можна отримати імпульсну перехідну характеристику. Імпульсна характеристика по-суті є розгорткою АЧХ лінії

передачі в часі. На рис.5 наведено результати моделювання сигналу включення-1 на вході лінії, сигналу на виході лінії 2 який є перехідною характеристикою цієї лінії та імпульсну перехідну характеристику 3, отриману диференціюванням перехідної характеристики.

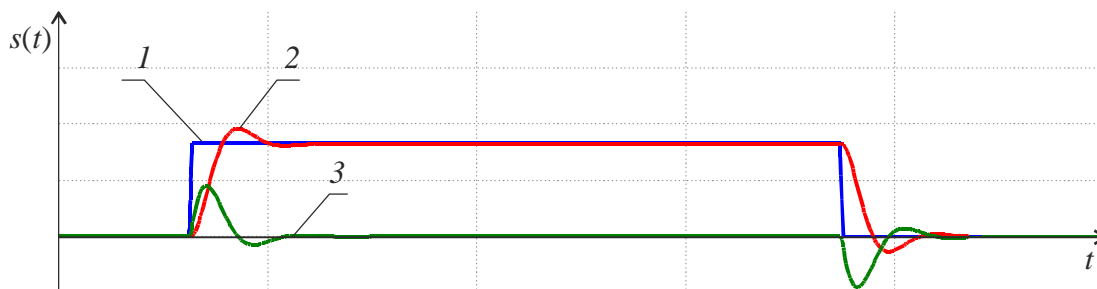


Рисунок 5 - Проходження прямокутного сигналу через лінію передачі.

Сигнал на виході лінії передачі є згорткою вхідного сигналу із імпульсною характеристикою лінії. Сигнал включення гармонійного сигналу, проходячи по лінії окрім спектральної складової

на частоті ω_H буде складатися із суми всіх частот спектру, але прийдуть вони кожна в свій час. Радіоімпульс на вході лінії передачі і сигнал на її виході наведена на рис.6.

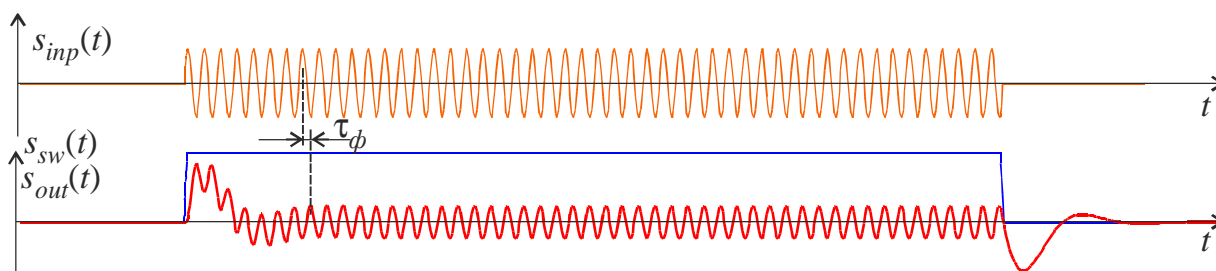


Рисунок 6- Форма сигналу на вході і виході лінії передачі.

Пройшовши по лінії передачі, спектральні складові, утворені переключенням додаються до гармонійної складової, яка заповнює радіоімпульс. Так само і при виключенні всі спектральні складові із протилежною фазою проходять через лінію і додаються, але без

спектральної складової, зумовленої заповнюючим гармонійним сигналом. Отже, при включенні гармонійної складової, формується широкий спектр частот. І хоч сигнал при проходженні по лінії змінює свою форму, але кожна спектральна складова

рухається по лінії незалежно, тому аналізуючи окрему частотну складову можна визначити її затримку в лінії $\tau_\phi(\omega)$, а за нею і хвилеве число для цієї частоти.

Для того, щоб визначити час затримки радіоімпульсу, прийнятий сигнал дискретизується протягом визначеного часу

$\tau_{КОВЗ}$, який менший за тривалість кадру $\tau_{КАДР}$ і кратний періоду заповнюючого гармонійного сигналу (рис.7). При цьому, якась кількість дискретизованих ділянок може бути без сигналу, а інші будуть мати крім сигналу несучої ще й стрибок фази.

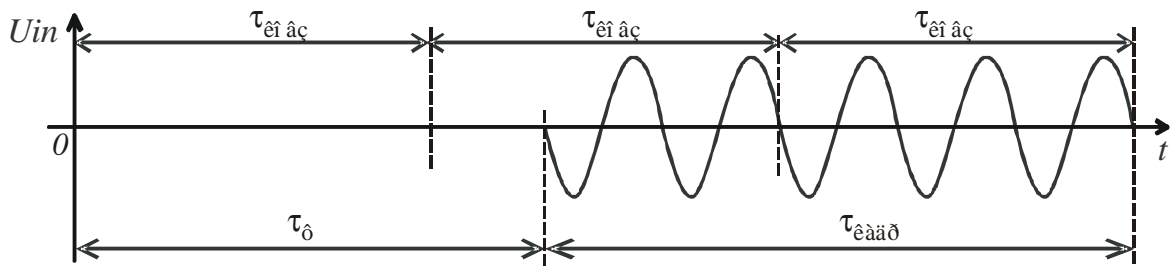


Рисунок 7- Визначення зміни фази за допомогою миттєвого спектру.

Радіоімпульс формується за допомогою амплітудної модуляції. В процесі амплітудної модуляції, амплітуда несучого сигналу стрибкоподібно змінюється під впливом модулюючої функції. Такий вид модуляції називається дискретною амплітудно імпульсною модуляцією (АІМ), а сигнал

отриманий таким видом модуляції записується наступним чином:

$$s_{AM}(t) = A_m \cdot s_{II}(t) \cdot \cos(\omega_H \cdot t) \quad (10)$$

Прямокутний сигнал із періодом T є кусково визначеною функцією, яку можна представити наступним виразом

$$s_{II}(t) = E \cdot \frac{\tau_i}{T} \left(1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \sin c \left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2} \right) \cdot \cos(m\omega_1 t) \right), \quad (11)$$

де E - амплітуда прямокутного сигналу, τ_i - ширина прямокутного імпульсу, $\omega_1 = 2\pi/T$ - перша гармоніка прямокутного сигналу.

Функцію для АІМ сигналу із одиничною амплітудою можна записати так:

$$s_{AM}(t) = \left[\frac{\tau_i}{T} \left(1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \sin c \left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2} \right) \cdot \cos(m\omega_1 t) \right) \right] \times \cos(\omega_H t) \quad (12)$$

Перетворивши вираз отримаємо:

$$s_{AM}(t) = \frac{\tau_i}{T} \cdot \cos(\omega_H t) + \frac{2\tau_i}{T} \cos(\omega_H t) \times \sum_{m=1}^{\infty} \sin c \left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2} \right) \cdot \cos(m\omega_1 t) \quad (13)$$

Внісши під знак суми коефіцієнт $\cos(\omega_H \cdot t + \phi)$ і зважаючи, що

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)],$$

отримаємо:

$$s_{AM}(t) = \frac{\tau_i}{T} \cdot \cos(\omega_H t) + \frac{\tau_i}{T} \times \sum_{m=1}^{\infty} \sin c \left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2} \right) \cdot [\cos([\omega_H + m\omega_1]t) + \cos([\omega_H - m\omega_1]t)]. \quad (14)$$

Скористаємося знаходженням суми по- елементно

$$s_{AM}(t) = \frac{\tau_i}{T} \cdot \cos(\omega_H t) + \frac{\tau_i}{T} \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2}\right) \cdot \cos[(\omega_H + m\omega_1) \cdot t] + \frac{\tau_i}{T} \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2}\right) \cdot \cos[(\omega_H - m\omega_1) \cdot t] \quad (15)$$

Тепер для знаходження спектру такого коливання скористаємося прямим перетворенням Фур'є

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{AM}(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

Зважаючи на теорему додавання стосовно перетворення Фур'є можна шукати перетворення до кожного із доданків окремо:

$$S_{2,3}(\omega) = \frac{\tau_i}{T} \times \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{m\omega_1 \tau_i}{2}\right) \cdot \cos[(\omega_H \pm m\omega_1) t] \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (17)$$

В даному випадку функція sinc зважає сукупність гармонійних складових із частотами $[\omega_H \pm m \cdot \omega_1]$. Ці доданки і утворюють безмежний спектр АІМ сигналу.

Із наведених залежностей видно, що на частоті несучої ω_H вклад в спектральну щільність вносить тільки складова $S_1(\omega)$ несучого сигналу із коефіцієнтом $\frac{\tau_i}{T}$. На сусідніх гармоніках від ω_H спектральна

щільність вже буде залежати від двох складових $S_{2,3}(\omega)$.

При обробці дискретного сигналу спектральні складові $S_2(\omega)$ і $S_3(\omega)$ будуть мати різне значення. Це ілюструє рис.8 на якому представлено дискретні спектри АІМ сигналу $S(\omega)$, складову несучого сигналу $S_1(\omega)$ і дві дзеркальні складові $S_2(\omega)$ і $S_3(\omega)$. Пряма складова при $\omega = \omega_H + m\omega_1$ має спектри тільки на частотах вищих за частоту несучої, а дзеркальна і на меншій і на більшій за несучу частоті.

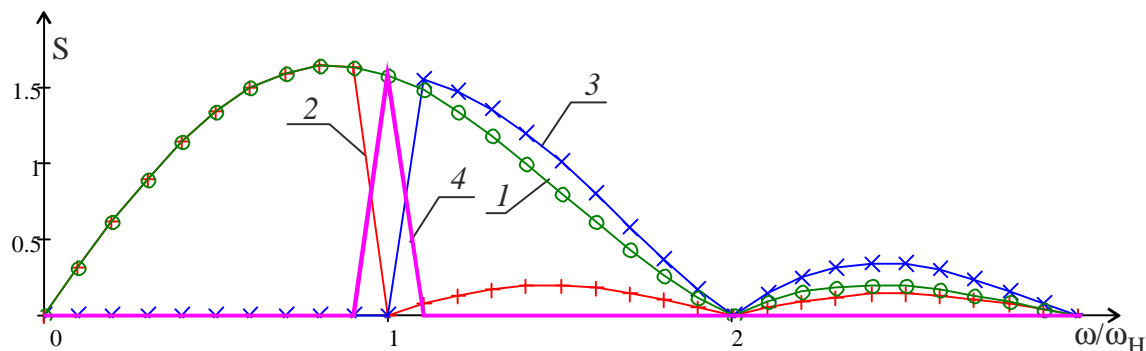


Рисунок 8- Вигляд спектральної щільності АІМ сигналу- 1 , двох складових дзеркальної - 2 та прямої - 3 і складової на частоті несучого сигналу -4.

Зважаючи на те, що абсолютні значення спектральних складових мають вплив коефіцієнта передачі різноманітних ланок враховуючи АЧХ лінії передачі, необхідно шукати відношення амплітуд окремих

спектральних складових. На частоті ω_H амплітуда спектральної складової буде:

$$|S_1(\omega_H)| = \frac{\tau_i}{T} \cdot A_{\omega_H}, \quad (18)$$

де A_{ω_H} - амплітудне значення частотної характеристики лінії. На сусідніх частотах які при $m=1$ відрізняються від ω_H на ω_1 :

$$|S_2(\omega_H + \omega_1)| \approx \frac{\tau_i}{T} \cdot A_{\omega_H + \omega_1} \sin c\left(\frac{\pi \cdot \tau_i}{T}\right), \quad (19)$$

$$|S_3(\omega_H - \omega_1)| \approx \frac{\tau_i}{T} \cdot A_{\omega_H - \omega_1} \sin c\left(\frac{\pi \cdot \tau_i}{T}\right), \quad (20)$$

де $A_{\omega_H + \omega_1}$, $A_{\omega_H - \omega_1}$, амплітудні значення частотної характеристики лінії на даних частотах. Зважаючи, що частоти розташовані поряд і відрізняються на ω_1 , можна вважати, що всі три амплітудні значення спектральної характеристики лінії рівні:

$$A = A_{\omega_H} \approx A_{\omega_H + \omega_1} \approx A_{\omega_H - \omega_1} \quad (21)$$

У дискретного періодичного спектру складові $|S_2(\omega_H + \omega_1)|$ і $|S_3(\omega_H - \omega_1)|$ трохи відрізняються через вплив дзеркальної складової. Для усунення цієї різниці шукається середнє значення для двох складових

$$S_{23} = \frac{|S_2(\omega_H + \omega_1)| + |S_3(\omega_H - \omega_1)|}{2}. \quad (22)$$

Відношення середнього значення S_{23} до $|S_1(\omega_H)|$ рівне

$$B = \frac{\frac{\tau_i}{T} \cdot A \cdot \sin c\left(\frac{\pi \cdot \tau_i}{T}\right)}{\frac{\tau_i}{T} \cdot A} = \sin c\left(\frac{\pi \cdot \tau_i}{T}\right) \quad (23)$$

Кількість розв'язків такого рівняння щодо змінної τ_i буде змінюватися в залежності від B . Обмежимося тими, які будуть відповідати множині $\tau_i \in \{0..T\}$. В цьому випадку корінь можна знайти розрахунково, шукаючи точку перетину двох функцій

$$y_1(\tau_i) = B \cdot \frac{\pi}{T} \cdot \tau_i \quad \text{і} \quad y_2(\tau_i) = \sin c\left(\frac{\pi}{T} \cdot \tau_i\right) \quad (24)$$

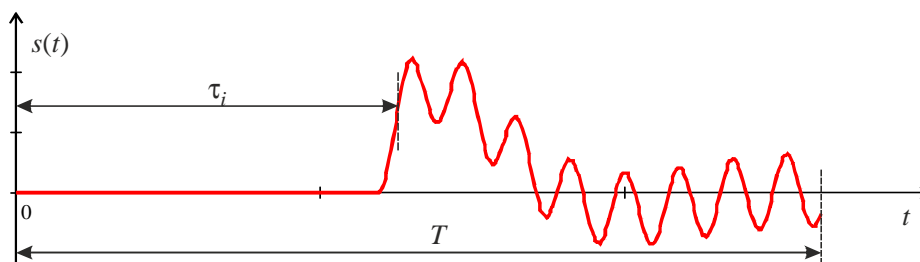


Рисунок 9- Тестовий сигнал на виході лінії передачі.

Для діапазону значень $\tau_i \in \{0..T\}$ аргумент змінюється від 0 до π , тому функція \sin буде завжди невід'ємною. Так само додатня і y_1 , тому різниця

$$\Delta y(\tau_i) = y_2(\tau_i) - y_1(\tau_i) \quad (25)$$

змінюватиме свій знак одн раз в точці де $y_2(\tau_i) = y_1(\tau_i)$. Шукаючи таке значення τ_i , де функція $\Delta y(\tau_i)$ стає додатньою знаходиться час затримки сигналу в межах $\tau_{\text{ковез}} = T$. Відповідно знаючи кількість періодів спостереження n_{EMPT} в яких сигналу не було, тривалість спостереження T яка визначається кількістю коливань n_R на частоті спостереження і час τ_i шукається фазова затримка поширення сигналу в лінії

$$\begin{aligned} \tau_\phi(\omega) &= T \cdot n_{EMPT} + T \cdot \tau_i = T \cdot (n_{EMPT} + \tau_i) = \\ &= n_R \cdot \frac{2\pi}{\omega} \cdot (n_{EMPT} + \tau_i) \end{aligned} \quad (26)$$

Правильність отриманих залежностей перевірено за допомогою моделювання. Форму сигналу на виході лінії передачі отримано за допомогою програми MicroCAP рис.9.

Після дискретизації сигналу і пошуку дискретних спектральних складових знайдено відносний час затримки, який, як видно з графіку рис.10, становить 0.44 від тривалості спостереження.

Знайшовши фазову затримку для вибраної частоти за результати вимірювання на кінцях ділянки шукаються коефіцієнти поширення хвилі і за ними розраховується амплітуда і фаза напруги в підземному трубопроводі на досліджуваній ділянці для вибраного діапазону частот.

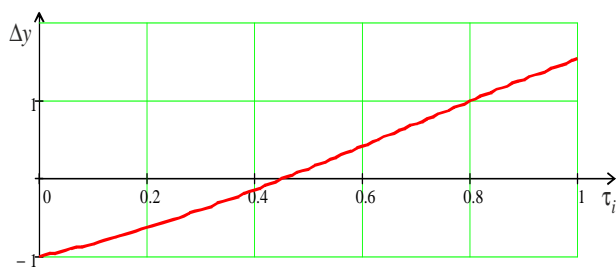


Рисунок 10- Графічний пошук відносної тривалості імпульсу τ_i .

Після цього вимірюється струм на границях цієї ділянки і шукається густина струму через досліджувану поверхню підземного трубопроводу. Використовуючи знайдені величини шукається спектральний перехідний імпеданс між металевим трубопроводом і ґрунтом.

ВИСНОВКИ

Запропоновано метод дослідження електричних параметрів перехідного імпедансу між металевим підземним трубопроводом і оточуючим ґрунтом. Перехідний імпеданс враховує електричні властивості всіх елементів системи, тому за допомогою його аналізу можна встановити не тільки суцільність ізоляційного покриття, а й параметри оточуючого ґрунту, наявність пустот, заповнених електролітом, тощо. В межах методу визначення перехідного імпедансу, розроблено метод вимірювання часу затримки поширення гармонійного сигналу в трубопроводі за миттєвим спектром, шуканим за допомогою перетворення

Фур'є. Розроблений метод дозволяє визначити час затримки сигналу в лінії передачі із затуханнями за наявності перехідних процесів при комутції сигналів.

1. Стрілецький Ю.Й. Метод неруйнівного контролю стану стінок металевого трубопроводу за зміною коефіцієнта Пуассона/ Ю.Й. Стрілецький. Методи та прилади контролю якості. №36, 2016. с.17-21.
2. Ribeiro D.V. Use of Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS) to monitoring the corrosion of reinforced concrete / D.V. Ribeiro C.A.C. Souza, J.C.C. Abrantes. Ibracon structures and materials journal/ Vol.8/ №4. 2015. 3529-546. <http://dx.doi.org/10.1590/S1983-41952015000400007>.
3. Стрілецький Ю.Й. Визначення змінної складової струму в підземному трубопроводі/ Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль. Методи та прилади контролю якості. №9. 2002. с.46-47.
4. Зевеке Г.В., Основы теории цепей/ Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. М.: Энергия. 1965. 444с.
5. Ордынцев В.М. Математическое описание объектов автоматизации/ М., Машиностроение, 1965, 360с.

Поступила в редакцію 12.04.2017 р.

Рекомендували до друку: докт.техн.наук, проф. Олійник А.П., докт. техн. наук, проф. Райтер П.М.