



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **154458** (13) **U**
(51) МПК
G01B 15/06 (2006.01)

НАЦІОНАЛЬНИЙ ОРГАН
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ВЛАСНОСТІ
ДЕРЖАВНА ОРГАНІЗАЦІЯ
"УКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
ОФІС ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ ТА ІННОВАЦІЙ"

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

(21) Номер заявки: u 2023 01846	(72) Винахідник(и): Лебединський Андрій Володимирович (UA), Клец Дмитро Михайлович (UA), Холодов Михайло Павлович (UA), Щукін Олександр Вікторович (UA), Полярус Олександр Васильович (UA)
(22) Дата подання заявки: 19.04.2023	(73) Володілець (володільці): ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АВТОМОБІЛЬНО-ДОРОЖНІЙ УНІВЕРСИТЕТ, вул. Ярослава Мудрого, 25, м. Харків, 61002 (UA)
(24) Дата, з якої є чинними права інтелектуальної власності: 16.11.2023	(74) Представник: Азарова Алла Володимирівна
(46) Публікація відомостей про державну реєстрацію: 15.11.2023, Бюл.№ 46	

(54) СПОСІБ ДИСТАНЦІЙНОГО ВИЗНАЧЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ НИЖНЬОЇ ПОВЕРХНІ ЗАЛІЗОБЕТОННИХ МОСТОВИХ СПОРУД

(57) Реферат:

Спосіб дистанційного визначення діелектричної проникності нижньої поверхні залізобетонних мостових споруд включає опромінення електромагнітною хвилею, а на поверхні попередньо встановлюють вторинні випромінювачі на однакових відстанях один від одного, що створюють передавальну антенну решітку, потім вимірюють сумарну амплітуду відбитих електромагнітних хвиль у визначених просторових точках, які розміщені необов'язково в дальній зоні антенної решітки, та у ближній, а для вимірювання використовують приймальну лінійну антенну решітку, на виходах кожного з елементів решітки вимірюють сумарну амплітуду поля хвиль, що випромінюються елементами передавальної антенної решітки, а для побудови функціоналу використовують модуль різниці залежностей нормованої амплітуди електромагнітного поля від лінійної координати положення елементів приймальної решітки при навантаженій і ненавантаженій мостових спорудах, мінімізують функціонал методами глобального випадкового пошуку і при цьому визначають прогин мостової споруди або іншого великогабаритного об'єкта, які є функціями положення вторинних випромінювачів. Зменшують похибки вимірювання прогину мостової споруди за рахунок врахування інформації про діелектричну проникність нижньої поверхні мостової споруди, при якому використовують тільки один вторинний випромінювач.

UA 154458 U

Корисна модель належить до дистанційних методів вимірювання і може застосуватися при експлуатації залізобетонних мостових споруд (МС) для визначення їх діелектричної проникності в інтересах застосування в дистанційних системах вимірювання прогину споруди.

В дистанційних системах, по-перше, використовують радарні малогабаритні системи міліметрового та оптичного діапазонів електромагнітних хвиль (наприклад, в США, Італії [Carmelo Gentile. Application of Microwave Remote Sensing to Dynamic Testing of Stay-Cables. - Remote Sensing, 2010, vol. 2, pp. 36-51.] для оцінки деформацій та прогинів елементів МС, в тому числі силових тросів, що підтримують споруди, а також фазові інтерферометри з великою розрізняювальною здатністю по дальності. Зазначені системи вимірюють динамічні характеристики мостових споруд в локальних точках.

По-друге, широко застосовуються опто-механічні системи технічного зору (наприклад, в Польщі, Японії, [Piotr Olaszek. Investigation of the dynamic characteristic of bridge structures using a computer vision method. - Measurement, 1999, vol. 25, pp. 227-236.] з наступною обробкою зображень за розробленими алгоритмами, що дозволяє здійснювати аналіз динаміки конструкцій МС в розподілених областях. Ці методи не визначають важливий для практики коефіцієнт динамічності споруд.

По-третє, для обробки GPS-даних пропонуються алгоритми з фільтрацією Калмана для отримання оцінок коефіцієнта динамічності МС (наприклад, в Китаї [R. Kaloop Mosbeh, Li Hui. Analysis of bridge movements and damage based on GPS monitoring technique. - Интерэкспо Гео-Сибирь, 2010, вып. 1, т. 1, с.1-5.]). Низка статей присвячена дистанційним методам вимірювання прогинів нижньої частини (плити) мостової споруди. Зокрема, в [Полярус О. В., Барчан В. В. Радіотехнічна система оцінки коефіцієнта динамічності мостової конструкції. - Харьков: Прикладная радиоэлектроника, 2011, том 10, №3, с. 368...371], [Полярус О. В., Барчан В. В. Визначення граничного значення коефіцієнта динамічності мостової споруди як показника, що визначає вимоги її безпечної експлуатації. - Харьков: Вестник ХНАДУ, 2012, вып. 59, с. 219-222.] приведено метод оцінки коефіцієнта динамічності споруд, що ґрунтується на вимірюванні фази сигналу, відбитого від залізобетонної плити споруди. Подальший розвиток цього методу, спрямованого на вимірювання динамічних прогинів залізобетонних конструкцій шляхом аналізу електромагнітного поля в дальній зоні штучно створеної решітки пасивних випромінювачів на нижній частині мосту, приведено в [Poliarus O. V., Poliakov Ye. O., Brovko Ya. S. Measurement method of the object surface deflections using antennas theory. - 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, Ukraine, pp. 416-418]. В [Poliarus O. V., Poliakov Ye. O., Lebedynskii A. V., Ivanov V. K., Pashchenko R. E. Measurement of the Bridge Surface Deflections Using Near-Field Amplitude of Secondary Radiators System. - Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal. (USA) - Volume 2, Issue 6, Page No 217-224, 2017] обґрунтовано метод визначення прогинів в ближній зоні зазначеної решітки. Авторами отримано патент на винахід [Полярус О. В., Поляков Є. О., Лебединський А. В., Кириченко І. В. Спосіб дистанційного визначення коефіцієнта динамічності і форми деформованої поверхні мостових споруд або інших великогабаритних об'єктів. - Патент на винахід №118730; номер заявки а201710596; 25.02.2019; Бюлетень № 4/2019] по визначенню коефіцієнта динамічності і форми деформованої поверхні мостових споруд або інших великогабаритних об'єктів. В цих та інших роботах припускається, що відбиття електромагнітних хвиль (EMX) відбувається головним чином від металевих пасивних випромінювачів, хоча розсіювання EMX від залізобетону може бути значним, а це впливає на точність вимірювання прогинів мосту. Для моделювання відбитих сигналів від плити МС необхідно мати інформацію про діелектричну проникність бетону на вибраний час проведення вимірювань. Вона для багатьох мостових споруд, а також технічних і будівельних об'єктів змінюється залежно від різних зовнішніх і внутрішніх факторів. Наприклад, відносна діелектрична проникність нижньої частини поверхні мостових споруд під дією дощу, вологості чи сонячного світла може змінюватись від 2 до 10 залежно від технології виготовлення та умов експлуатації бетону, а вона містить важливу діагностичну інформацію. Існують чисельні методи вимірювання діелектричної проникності, огляд яких зроблено в [Роман Івах, Богдан Стадник, Тарас Домінюк. Дієлькометрія: стан та перспективи розвитку. - Вимірювальна техніка та метрологія, 2014, №75, с. 24-26], однак для випадку, що розглядається, доцільно проводити її дистанційне вимірювання з використанням радіотехнічної апаратури для визначення прогинів.

Найбільш близьким за суттю до заявленого є вибраний як аналог спосіб, що приведений у корисній моделі [Полярус О. В., Поляков Є. О., Лебединський А. В., Кириченко І. В. Спосіб дистанційного визначення коефіцієнта динамічності і форми деформованої поверхні мостових споруд або інших великогабаритних об'єктів. - Патент на винахід №118730; номер заявки а201710596; 25.02.2019; Бюлетень № 4/2019] від 26.03.2018 р.

Як найближчий аналог корисна модель зводиться до опромінення електромагнітною хвилею поверхні спочатку ненавантаженої, а потім навантаженої мостової споруди або іншого об'єкту, на якій попередньо встановлюють вторинні випромінювачі на однакових відстанях один від одного, які створюють передавальну антенну решітку, потім вимірюють сумарну амплітуду відбитих електромагнітних хвиль у визначених просторових точках, які розміщені не обов'язково в дальній зоні антенної решітки, але й у ближній теж, а для вимірювання використовують приймальну лінійну антенну решітку, на виходах кожного з елементів решітки вимірюють сумарну амплітуду поля хвиль, що випромінюються елементами передавальної антенної решітки, а для побудови функціоналу використовують модуль різниці залежності нормованої амплітуди електромагнітного поля від лінійної координати положення елементів приймальної решітки при навантаженій і ненавантаженій мостових спорудах, мінімізують функціонал методами глобального випадкового пошуку і при цьому визначають прогин мостової споруди або іншого великогабаритного об'єкту, які є функціями положення вторинних випромінювачів.

Недолік найближчого аналогу обумовлений тим, що у даному патенті не враховується комплексна діелектрична проникність відбиваючої поверхні МС. Інформація про неї може використовуватись для більш точного визначення комплексної амплітуди напруженості електромагнітного поля, що, в свою чергу, підвищує точність оцінювання прогину МС.

На цей час існують способи визначення діелектричної проникності біологічного середовища на основі двошарової плоскої моделі, наприклад, [В. Ф. Манойлов, Л. Ю. Назарчук Определение диэлектрической проницаемости биологической среды на основе двухслойной плоской модели / Наукові праці ВНТУ, 2012. - № 3], але вони потребують складних розрахунків та близького контакту із матеріалом, для якого треба знаходити діелектричну проникність. На високих мостових спорудах подібні вимірювання вимагають значного часу та коштів, оскільки потребують машин спеціального призначення, що здатні створити умови роботи обслуговуючому персоналу на великих висотах.

В основу корисної моделі поставлена задача виконати спосіб дистанційного визначення діелектричної проникності нижньої поверхні залізобетонних мостових споруд, який включає опромінення електромагнітною хвилею.

Поставлена задача вирішується тим, що в способі дистанційного визначення діелектричної проникності нижньої поверхні залізобетонних мостових споруд включає опромінення електромагнітною хвилею, а на поверхні попередньо встановлюють вторинні випромінювачі на однакових відстанях один від одного, що створюють передавальну антенну решітку, потім вимірюють сумарну амплітуду відбитих електромагнітних хвиль у визначених просторових точках, які розміщені не обов'язково в дальній зоні антенної решітки, також у ближній, а для вимірювання використовують приймальну лінійну антенну решітку, на виходах кожного з елементів решітки вимірюють сумарну амплітуду поля хвиль, що випромінюються елементами передавальної антенної решітки, а для побудови функціоналу використовують модуль різниці залежностей нормованої амплітуди електромагнітного поля від лінійної координати положення елементів приймальної решітки при навантаженій і ненавантаженій мостових спорудах, мінімізують функціонал методами глобального випадкового пошуку і при цьому визначають прогин мостової споруди або іншого великогабаритного об'єкта, які є функціями положення вторинних випромінювачів, згідно з корисною моделлю з метою зменшення похибок вимірювання прогину мостової споруди за рахунок врахування інформації про діелектричну проникність нижньої поверхні мостової споруди використовують тільки один вторинний випромінювач, розміри якого є близькими до довжини хвилі, що перетворює його в резонансний випромінювач, який віддаляють від поверхні мостової споруди у вертикальному напрямку на відстань в сантиметри чи десятки сантиметрів, а розміри всіх інших вторинних випромінювачів вибирають так, щоб вони відрізнялись від резонансного діапазону і випромінювали слабкі сигнали в напрямку на приймальну решітку, в якій використовують тільки два приймальних елементи, що створюють два приймальні канали, в кожному з них сигнали приймальних елементів підсилюють у підсилювачі, вимірюють фазу і амплітуду вихідного сигналу підсилювача в фазометрі і вимірювачі амплітуди, а вихідні сигнали фазометра і вимірювача амплітуди подають в кожному каналі на відповідно перший і другий помножувачі, вихідні сигнали яких спрямовують на перший подільник, з виходу якого знімають сигнал, що є відношенням комплексних амплітуд напруженостей полів з виходів першого і другого приймального елементів і цей сигнал подають на перші входи відповідно третього і четвертого помножувачів, на другий вхід третього помножувача надсилають сигнал, що описує фазовий множник, який являє собою експоненту в степені з комплексною фазою, яку визначають добутком хвильового числа на відстань між другим приймальним елементом та дзеркальним відносно нижньої поверхні мостової споруди віртуальним випромінювачем, на другий вхід

четвертого помножувача подають сигнал, що є фазовим множником, фазу якого визначають відстанню між другим приймальним елементом та реальним вторинним випромінювачем, вихідний сигнал третього помножувача відправляють на перший вхід першого суматора, на другий вхід якого надсилають сигнал, що описує від'ємний фазовий множник, який залежить від відстані між першим приймальним елементом і дзеркальним віртуальним випромінювачем, вихідний сигнал четвертого помножувача через інвертор подають на перший вхід другого суматора, на другий вхід якого надсилають сигнал у вигляді фазового множника, фаза якого визначається відстанню між першим приймальним елементом і реальним випромінювачем, вихідні сигнали обох суматорів подають відповідно на перший і другий входи другого подільника, в якому сигнал з виходу другого суматора ділять на сигнал з виходу першого суматора, а вихідний сигнал другого подільника подають на перший вхід розв'язувача, на другий вхід якого надсилають вираз для коефіцієнта відбиття електромагнітних хвиль в загальному вигляді для горизонтальної та вертикальної поляризації електромагнітної хвилі і в розв'язувачі вирішують нелінійне рівняння з невідомою діелектричною проникністю залізобетону, після чого отримують комплексне значення цієї діелектричної проникності.

Спосіб припускає використання тільки двох приймальних елементів P_1 та P_2 на деякій відстані від випромінюючого елемента M_1 , який є вторинним і підвішується на нижній поверхні мостової споруди на відстані h від залізобетонної плити (фіг. 1), яка в свою чергу розміщена на висоті H над поверхнею води чи землі. В першому приймальному елементі створюється комплексна амплітуда напруженості поля E_1 , а в другому - E_2 , які описуються відомими формулами [Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. - М.: Сов. радио, 1972. - 464 с.] і залежать від відносної діелектричної проникності ε нижньої частини МС:

$$E_1 = \frac{A}{r_1^*} e^{-jkr_1^*} + R_{Br1}(\varepsilon) e^{-jkr_1}, \quad (1)$$

$$E_2 = \frac{A}{r_2^*} e^{-jkr_2^*} + \frac{A}{r_2} R_{Br2}(\varepsilon) e^{-jkr_2}, \quad (2)$$

де A - амплітуда поля, що створюється електромагнітними хвилями, які випромінюються кожним вторинним випромінювачем; вона практично співпадає для двох випромінювачів внаслідок того, що $h \ll H$;

r_1^* - відстань між випромінювачем M_1 та першим приймальним елементом P_1 ;

r_2^* - відстань між випромінювачем M_1 та другим приймальним елементом P_2 ;

r_1 - відстань між дзеркальним випромінювачем M_2 та першим приймальним елементом P_1 ;

r_2 - відстань між дзеркальним випромінювачем M_2 та другим приймальним елементом P_2 ;

$R_{Br1}(\varepsilon)$ - комплексний коефіцієнт відбиття електромагнітних хвиль (EMX) вертикальної (в) або горизонтальної (г) поляризації від залізобетонної плити мостової споруди, що має відносну діелектричну проникність ε (для напрямку на перший приймальний елемент P_1);

$R_{Br2}(\varepsilon)$ - комплексний коефіцієнт відбиття електромагнітних хвиль (EMX) вертикальної (в) або горизонтальної (г) поляризації від залізобетонної плити мостової споруди, що має відносну діелектричну проникність ε (для напрямку на другий приймальний елемент P_2).

Дзеркальний випромінювач M_2 є віртуальним. Він створює EMX, що за своїми параметрами однакова з електромагнітною хвилею, яка відбивається від поверхні залізобетонної плити МС.

Інформація про відносну діелектричну проникність ε міститься в коефіцієнтах відбиття EMX $R_{Br1}(\varepsilon)$ і $R_{Br2}(\varepsilon)$. Абсолютна діелектрична проникність ε_a поверхні залізобетонної плити визначається як добуток відносної діелектричної проникності ε на абсолютну діелектричну проникність вакууму $\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \frac{1}{\text{м}}$. Отже, в корисній моделі достатньо визначити відносну

діелектричну проникність ε поверхневого шару бетону МС. Реально буде визначатись не діелектрична проникність залізобетонної поверхні МС, а ефективна діелектрична проникність, яка враховує ще наявність сталеної арматури всередині бетону. Часто впливом арматури на електричні властивості бетону можна нехтувати.

Напишемо вирази (1) і (2) у вигляді:

$$E_1 = \alpha_1 + R_{Br1}(\varepsilon)\beta_1, \quad (3)$$

$$E_2 = \alpha_2 + R_{Br2}(\varepsilon)\beta_2, \quad (4)$$

$$\alpha_1 = \frac{A}{r_1^*} e^{-jkr_1^*}, \quad \alpha_2 = \frac{A}{r_2^*} e^{-jkr_2^*}, \quad \beta_1 = \frac{A}{r_1} R_{Br1}(\varepsilon) e^{-jkr_1}, \quad \beta_2 = \frac{A}{r_2} R_{Br2}(\varepsilon) e^{-jkr_2} \quad (5)$$

Для того, щоб позбутися амплітуди А, розділимо вираз (3) на співвідношення (4), при умові, що станне невідоме не дорівнює нулю (а це завжди можна перевірити), і отримаємо

$$\frac{\dot{E}_2}{\dot{\alpha}_2 + \dot{R}_{Br2}(\varepsilon)\dot{\beta}_2} \quad (6)$$

Звідси маємо $\dot{\delta} = \dot{\gamma}_1 \dot{R}_{Br1}(\varepsilon) - \dot{\gamma}_2 \dot{R}_{Br2}(\varepsilon)$

$$\dot{\alpha}_2 \dot{E}_1 - \dot{\alpha}_1 \dot{E}_2 = \dot{\beta}_1 \dot{E}_2 \dot{R}_{Br1}(\varepsilon) - \dot{\beta}_2 \dot{E}_1 \dot{R}_{Br2}(\varepsilon) \quad \text{або} \quad (7)$$

тобто $\dot{\delta} = \dot{\alpha}_2 \dot{E}_1 - \dot{\alpha}_1 \dot{E}_2$, $\dot{\gamma}_1 = \dot{\beta}_1 \dot{E}_2$, $\dot{\gamma}_2 = \dot{\beta}_2 \dot{E}_1$ (8)

Точки над буквами означають, що відповідні величини є комплексними.

Підставляємо в (7) вираз для коефіцієнтів відбиття, наприклад, для горизонтальної поляризації ЕМХ [Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. - М.: Сов. радио, 1972. - 464 с.] і маємо

$$\dot{\delta} = \dot{\gamma}_1 \frac{\sin \theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_1}}{\sin \theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_1}} - \dot{\gamma}_2 \frac{\sin \theta_2 - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_2}}{\sin \theta_2 + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_2}} \quad (9)$$

Нелінійне рівняння (9) містить одне невідоме значення - відносну діелектричну проникність бетону ε . Воно розв'язується в багатьох математичних пакетах, зокрема, Matlab.

Аналогічно розв'язується задача для вертикальної поляризації ЕМХ. Вираз для коефіцієнта відбиття хвиль вертикальної поляризації ε в [Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. - М.: Сов. радио, 1972. - 464 с.]. Діелектрична проникність ε знаходиться у цьому випадку з нелінійного рівняння

$$\dot{\delta} = \dot{\gamma}_1 \frac{\varepsilon \cdot \sin \theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_1}}{\varepsilon \cdot \sin \theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_1}} - \dot{\gamma}_2 \frac{\varepsilon \cdot \sin \theta_2 - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_2}}{\varepsilon \cdot \sin \theta_2 + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_2}} \quad (10)$$

Для перевірки роботи даного методу було проведено моделювання відносної діелектричної проникності в математичному пакеті MatLab для відомих значень амплітуд напруженості полів E_1 та E_2 в двох приймальних антенах та відстанях і кутах, що характеризують геометрію задачі (фіг. 1): $r_1^* = 36.1$ м, $r_2^* = 28.3$ м, $r_1 = 36.6$ м, $r_2 = 29$ м, $\theta_1 = 46^\circ$, $\theta_2 = 36^\circ$.

На фіг. 2 та 3 приведені приклади залежності похибок визначення відносної діелектричної проникності від похибок вимірювання амплітуд напруженості електричного поля в двох приймальних елементах для горизонтальної та вертикальної поляризацій ЕМХ. Щоб похибки вимірювання діелектричної проникності не перевищували 10 %, похибки вимірювання амплітуди напруженості поля не повинні виходити за межі 4 %. При підвищенні рівня зовнішніх завад вимоги щодо точності вимірювання амплітуди поля зростають і тому перед проведенням вимірювань треба впевнитись в низькому рівні таких завад.

Як видно з формул (3) - (6), діелектрична проникність залежить від довжини хвилі або частоти. Залежності похибки вимірювання ε від нестабільності відносної частоти передавача f для горизонтальної та вертикальної поляризацій ЕМХ приведені на фіг. 4.

Отже, нестабільність частоти передавача, який генерує ЕМХ, не повинна перевищувати приблизно 10^{-6} , що, як правило, виконується на практиці.

Для практичної реалізації запропонованого способу найближчий аналог (прототип) повинен бути змінений. Для цього одна з металевих пластин (вторинний випромінювач) повинна бути віддалена вниз від поверхні мостової споруди на деяку відстань h , що залежно від довжини електромагнітної хвилі, яка опромінює МС, може знаходитись в діапазоні від кількох сантиметрів до десятків сантиметрів. Всі інші металеві пластини повинні залишатись на поверхні МС. Щоб вони не випромінювали, їх розміри повинні значно відрізнятись від резонансної довжини хвилі, а характерні розміри однієї з пластин повинні співпадати з цією довжиною. Це режим визначення діелектричної проникності залізобетону МС. Навпаки, в режимі вимірювання прогину характерний розмір всіх пластин, окрім одної, повинен співпадати з резонансною довжиною ЕМХ. Крім того, в приймальній антенній решітці повинні бути задіяні тільки два приймальних елементи, а інші відключені. Це забезпечить застосування найближчого аналогу без істотних переробок. Можливий інший варіант застосування запропонованого способу на частині мосту, що віддалена від місця встановлення решітки випромінювачів, але там і діелектрична проникність бетону може не співпадати з тією, що характерна для місця розташування зазначеної решітки.

Оскільки на практиці $h \ll H$, то кути θ_1 та θ_2 (фіг. 1) будуть слабо відрізнятися між собою, тобто $\theta_1 \approx \theta_2 = \theta$. Тоді коефіцієнти відбиття електромагнітних хвиль $R_{вр1}(\varepsilon)$ і $R_{вр2}(\varepsilon)$ також можна вважати однаковими, що перевірялось при математичному моделюванні ($R_{в1}(\varepsilon) \approx R_{в2}(\varepsilon) \approx 0.3537$, $R_{г1}(\varepsilon) \approx R_{г2}(\varepsilon) \approx 0.6512$). Різниця між ними залежно від кутів θ_1 і θ_2 та вибраних відстанях до приймальної системи h не перевищує десятої частки відсотку. Далі будемо вважати

$R_{вр1}(\varepsilon) \approx R_{вр2}(\varepsilon) = R_{вр}(\varepsilon) = \frac{\dot{E}_1^*}{\dot{E}_2} e^{-jk_2^* r_2^*} e^{-jk_1^* r_1}$, і тоді з рівнянь (1), (2) маємо

$$\dot{R}_{вр2}(\varepsilon) = \frac{\dot{E}_2}{\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} e^{-jk_2^* r_2^*} - e^{-jk_1^* r_1}} \quad (11)$$

Для горизонтальної поляризації EMX

$$R_g = \frac{\sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta_1}} \quad (12)$$

а для вертикальної поляризації EMY

$$R_b = \frac{\cos \theta}{\varepsilon \cdot \sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta}} \quad (13)$$

В рівнянні (11) вимірюються напруженості полів \dot{E}_1 та \dot{E}_2 . Всі інші параметри у співвідношеннях (11)...(13), окрім ε , визначаються з геометричних співвідношень. Далі з нелінійного рівняння (11) з урахуванням (12) чи (13) визначається діелектрична проникність залізобетону нижньої частини мостової споруди. Запропонований спосіб може бути реалізованим з допомогою пристрою, схема якого приведена на фіг. 5.

Нижню частину мостової споруди опромінюють малопотужним міні радаром і EMX, що розсіюються вторинним випромінювачем та поверхнею МС (віртуальний вторинний випромінювач), попадають на дві рознесені приймальні антени 1, що являють собою елементи двох каналів приймальної антенної решітки. Після підсилення сигналів у підсилювачах 2 кожного каналу фази сигналів двох каналів φ_1 та φ_2 вимірюють фазометрами 3, а амплітуди E_1 і E_2 - вимірювачами амплітуди 4. На виході першого помножувача 5 першого каналу формують комплексну амплітуду напруженості поля $\dot{E}_1 = E_1 e^{j\varphi_1}$, а на виході другого помножувача 6 другого каналу - комплексну амплітуду $\dot{E}_2 = E_2 e^{j\varphi_2}$. В першому подільнику 7 отримують відношення

$\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2}$, яке подають на третій помножувач 8 і четвертий помножувач 9. В третьому помножувачі 8

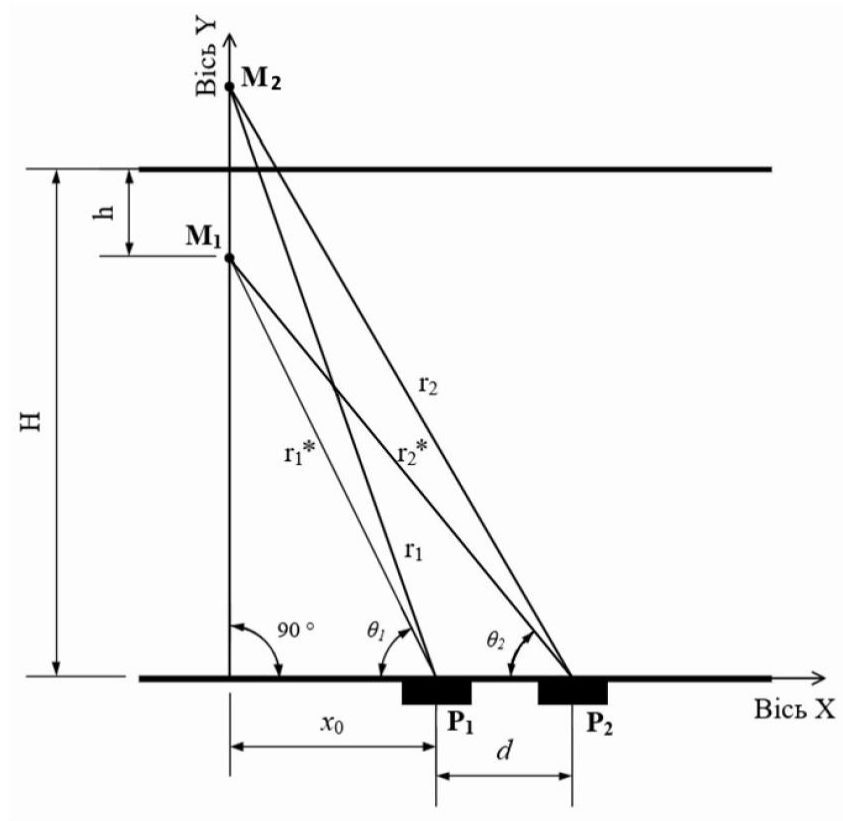
це відношення множать на фазовий множник $e^{-jk_2^* r_2^*}$, який визначається до проведення експерименту. Аналогічно в четвертому помножувачі 9 зазначене відношення множать на фазовий множник $e^{-jk_1^* r_1}$, де відстані r_2^* і r_1 визначають від другого приймального елемента решітки до відповідно дзеркального віртуального вторинного випромінювача (фіг. 1) та реального вторинного випромінювача. Вихідний сигнал третього помножувача 8 складають з від'ємним фазовим множником $-e^{-jk_1^* r_1}$ в першому суматорі 11. Вихідний сигнал четвертого помножувача 9 пропускають через інвертор 10 і додають в другому суматорі 12 до фазового множника $e^{-jk_1^* r_1}$. Тут відстані r_1^* і r_2 визначають від першого приймального елемента решітки до відповідно дзеркального віртуального вторинного випромінювача (фіг. 1) та реального вторинного випромінювача. Вихідні сигнали суматорів 11 та 12 надсилають до другого подільника 13, в якому визначають відношення, що описує праву частину рівняння 11. Це відношення прирівнюють до одного з загальних виразів (12) чи (13) в розв'язувачі 14, де розв'язують нелінійне рівняння (11) і визначають відносну діелектричну проникність залізобетону ε . Всі елементи схеми (фіг. 5) можуть бути реалізованими в аналоговому або цифровому вигляді. Розв'язувач 14 може бути реалізованим на мікропроцесорі або бути елементом комп'ютерної програми розв'язання нелінійного рівняння.

Наявність відбитих від залізобетонної поверхні МС відбитих EMX приведе до створення ненавмисних завод для приймальної решітки, які в багатьох випадках можна вважати шумом. Залежність відносних похибок вимірювання прогинів мостової споруди від відношення сигнал-

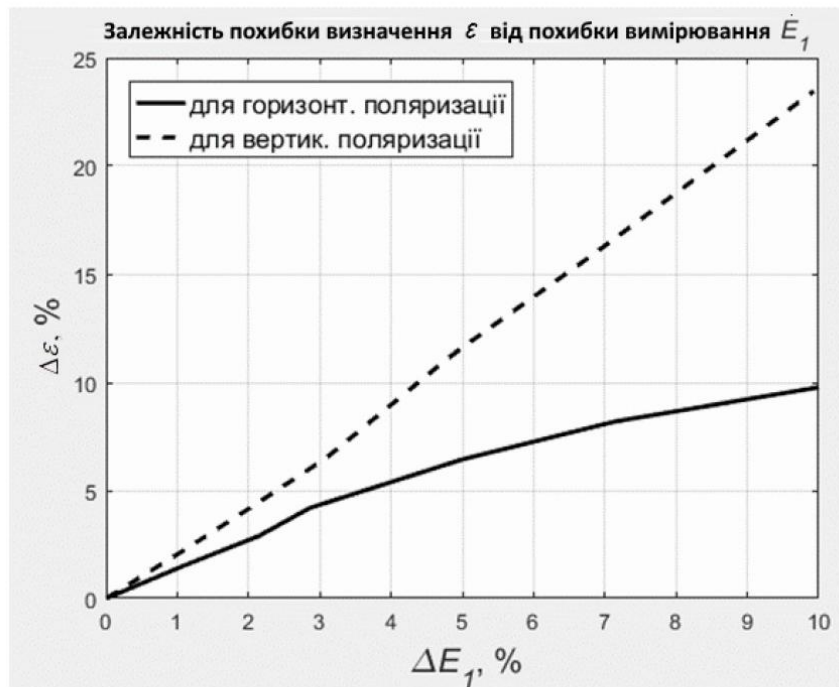
шум детально досліджена нами в статті [Poliarus O. V., Poliakov Ye. O., Lebedynskii A. V., Ivanov V. K., Pashchenko R. E. Measurement of the Bridge Surface Deflections Using Near-Field Amplitude of Secondary Radiators System. - Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal. (USA) - Volume 2, Issue 6, Page No 217-224, 2017]. Щоб відносні похибки вимірювання прогинів МС не перевищували 10 %, необхідно забезпечити відношення сигнал-шум на рівні декількох сотень. Це не завжди можна зробити. Запропонований спосіб дає можливість оцінити точність дистанційного способу вимірювання прогинів з урахуванням відбиття електромагнітних хвиль від залізобетонної поверхні МС. Якщо похибки вимірювання прогинів є неприпустимими, то врахування діелектричної проникності бетону дозволить вибрати раціональні геометричні характеристики схеми вимірювання прогинів, при яких забезпечується необхідна точність вимірювання прогинів для конкретної мостової споруди, тобто не перевищуються допустимі похибки. В цьому є корисний ефект від впровадження запропонованого способу.

ФОРМУЛА КОРИСНОЇ МОДЕЛІ

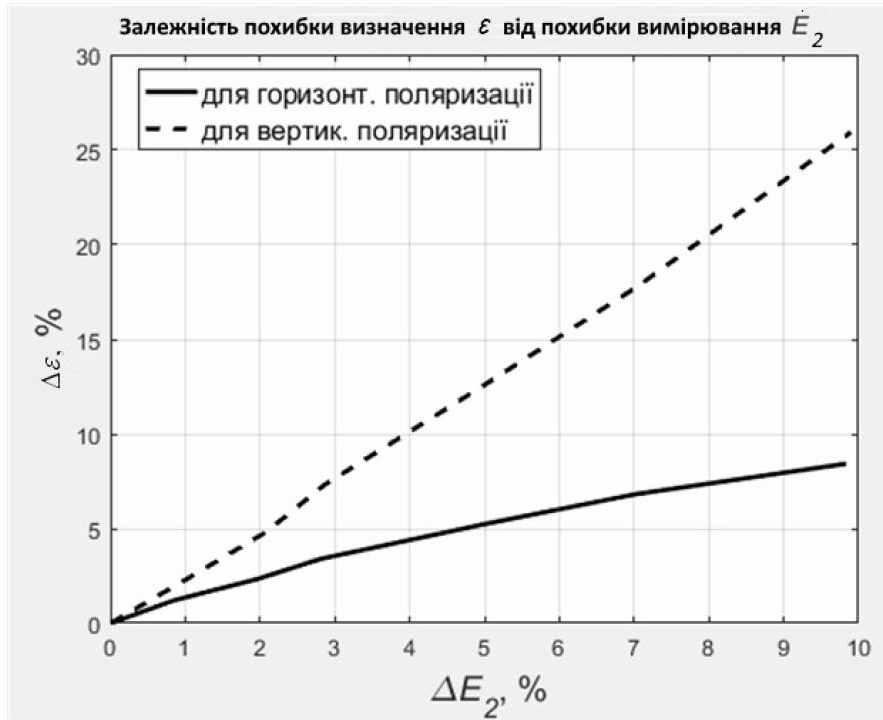
Спосіб дистанційного визначення діелектричної проникності нижньої поверхні залізобетонних мостових споруд, який включає опромінення електромагнітною хвилею, а на поверхні попередньо встановлюють вторинні випромінювачі на однакових відстанях один від одного, що створюють передавальну антенну решітку, потім вимірюють сумарну амплітуду відбитих електромагнітних хвиль у визначених просторових точках, які розміщені необов'язково в дальній зоні антенної решітки та у ближній, а для вимірювання використовують приймальну лінійну антенну решітку, на виходах кожного з елементів решітки вимірюють сумарну амплітуду поля хвиль, що випромінюють елементами передавальної антенної решітки, а для побудови функціоналу використовують модуль різниці залежностей нормованої амплітуди електромагнітного поля від лінійної координати положення елементів приймальної решітки при навантаженій і ненавантаженій мостових спорудах, мінімізують функціонал методами глобального випадкового пошуку і при цьому визначають прогин мостової споруди або іншого великогабаритного об'єкта, які є функціями положення вторинних випромінювачів, який **відрізняється** тим, що використовують один вторинний випромінювач, розміри якого є близькими до довжини хвилі, що перетворює його в резонансний випромінювач, який віддаляють від поверхні мостової споруди у вертикальному напрямку на відстань в сантиметри чи десятки сантиметрів, а розміри всіх інших вторинних випромінювачів вибирають так, щоб вони відрізнялись від резонансного діапазону і випромінювали слабкі сигнали в напрямку на приймальну решітку, в якій використовують тільки два приймальних елементи, що створюють два приймальні канали, в кожному з них сигнали приймальних елементів підсилюють у підсилювачі, вимірюють фазу і амплітуду вихідного сигналу підсилювача в фазометрі і вимірювачі амплітуди, а вихідні сигнали фазометра і вимірювача амплітуди подають в кожному каналі на відповідно перший і другий помножувачі, вихідні сигнали яких спрямовують на перший подільник, з виходу якого знімають сигнал, що є відношенням комплексних амплітуд напруженостей полів з виходів першого і другого приймальних елементів і цей сигнал подають на перші входи відповідно третього і четвертого помножувачів, на другий вхід третього помножувача надсилають сигнал, що описує фазовий множник, який являє собою експоненту в степені з комплексною фазою, яку визначають добутком хвильового числа на відстань між другим приймальним елементом та дзеркальним відносно нижньої поверхні мостової споруди віртуальним випромінювачем, на другий вхід четвертого помножувача подають сигнал, що є фазовим множником, фазу якого визначають відстанню між другим приймальним елементом та реальним вторинним випромінювачем, вихідний сигнал третього помножувача відправляють на перший вхід першого суматора, на другий вхід якого надсилають сигнал, що описує від'ємний фазовий множник, який залежить від відстані між першим приймальним елементом і дзеркальним віртуальним випромінювачем, вихідний сигнал четвертого помножувача через інвертор подають на перший вхід другого суматора, на другий вхід якого надсилають сигнал у вигляді фазового множника, фаза якого визначається відстанню між першим приймальним елементом і реальним випромінювачем, вихідні сигнали обох суматорів подають відповідно на перший і другий входи другого подільника, в якому сигнал з виходу другого суматора ділять на сигнал з виходу першого суматора, а вихідний сигнал другого подільника подають на перший вхід розв'язувача, на другий вхід якого надсилають вираз для коефіцієнта відбиття електромагнітних хвиль в загальному вигляді для горизонтальної та вертикальної поляризацій електромагнітної хвилі і в розв'язувачі вирішують нелінійне рівняння з невідомою діелектричною проникністю залізобетону, після чого отримують комплексне значення цієї діелектричної проникності.



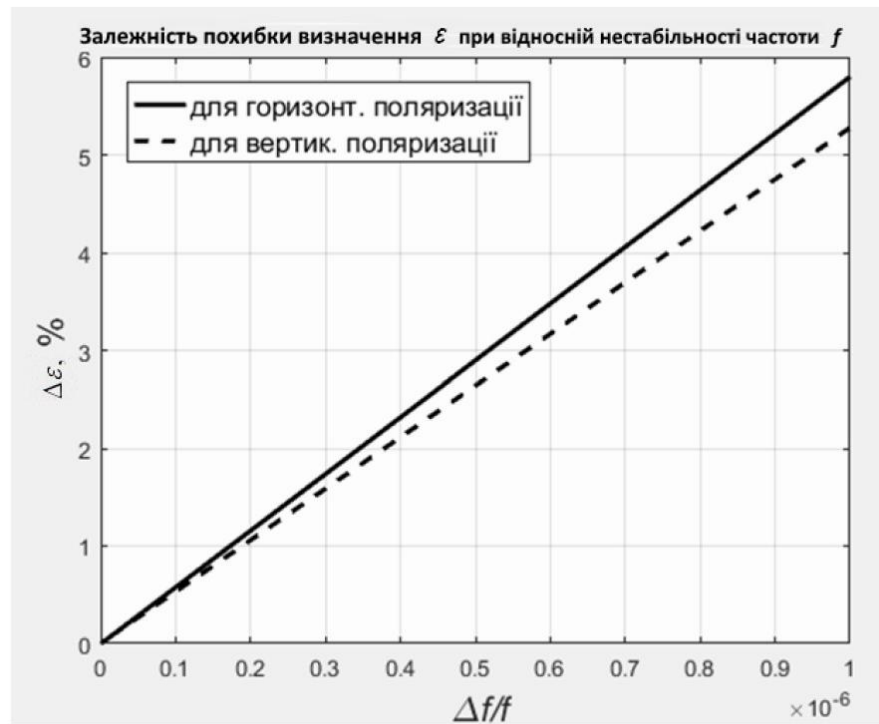
Фіг. 1



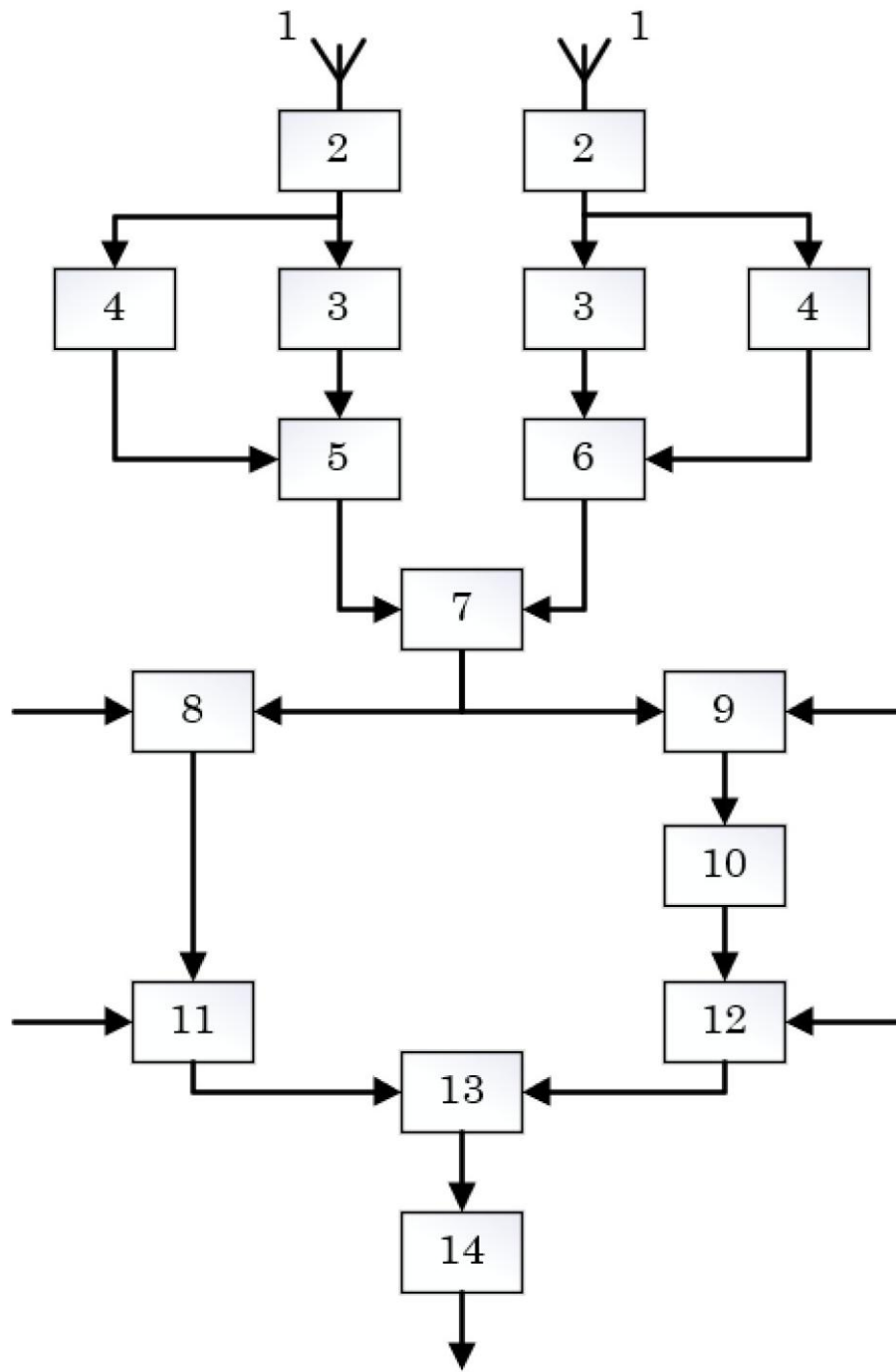
Фіг. 2



Фіг. 3



Фіг. 4



Фіг. 5