



УКРАЇНА

(19) UA (11) 14933 (13) U  
(51) МПК  
H01Q 13/02 (2006.01)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ

## ОПИС

ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ  
НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

видається під  
відповідальність  
власника  
патенту

## (54) СПОСІБ РОЗВ'ЯЗКИ МІЖ ПЕРЕДАВАЛЬНИМ І ПРИЙМАЛЬНИМ МОДУЛЯМИ АНТЕННОЇ СИСТЕМИ

1

2

(21) u200508103

(22) 17.08.2005

(24) 15.06.2006

(46) 15.06.2006, Бюл. № 6, 2006 р.

(72) Копилов Юрій Олександрович, Масалов Сергій Олександрович, Почанін Геннадій Петрович

(73) ІНСТИТУТ РАДІОФІЗИКИ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ ІМ. О.Я. УСИКОВА НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ

(57) Спосіб розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи, який включає передачу й приймання електромагнітних сигналів, у тому числі одночасно, за паралельними напрямками, з однаковою поляризацією та ідентичними спектрами, розташованими поруч передавальним і приймальним модулями антенної системи, на виході приймального модуля антенної системи (вихідних клемах приймальної антени) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля антенної системи, який відрізняється тим, що синхронно збуджують електричними сигналами, рівними за абсолютною величиною і взаємно про-

тилежними за поляристю у будь-який момент часу, пару або більше однієї пари антен, які утворюють передавальний модуль антенної системи і розташовані симетрично відносно однієї і тієї ж площини, причому конструкція однієї з антен кожної пари дзеркально симетрична конструкції іншої антени з цієї ж пари й амплітудно-частотні і фазо-частотні характеристики однієї з антен кожної пари такі ж, як в іншій антені з цієї ж пари, у площині симетрії передавального модуля антенної системи, представленого цими парами антен, незалежно від ширини частотного спектра сигналу компенсують напруженість поля, сформованого однією з антен кожної пари, напруженістю поля іншої антени з цієї ж пари, приймають сигнал за допомогою однієї або більше приймальних антен плоско-симетричної конструкції, які утворюють приймальний модуль антенної системи і розташовані так, щоб їхні площини симетрії, що проходять через вихідні клеми кожної з приймальних антен, збігалися з площиною симетрії передавального модуля.

Корисна модель належить до антенної техніки для радіолокації і радіозв'язку і може бути застосована в вузькосмугових, широкосмугових і надширокосмугових (НШС) радіолокаційних системах ближньої і далекої дії, у відеоімпульсних радіолокаторах підповерхневого зондування, у навігаційних комплексах, у радіорелейних лініях зв'язку, у мобільних дуплексних системах зв'язку й інших радіосистемах, в яких необхідно забезпечувати глибину, у тому числі і частотно-незалежну, розв'язку між розміщеними поруч передавальними і приймальними антенами за умов збігу випромінюваних і прийнятих сигналів за часом, спектром, поляризацією і напрямком випромінювання і прийому.

Відомий спосіб забезпечення розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи, який полягає в тому, що передають і приймають електромагнітні сигнали, у тому числі за паралельними напрямками, з однаковою поля-

ризацією та ідентичними спектрами, розташованими поруч передавальною і приймальною антенами, на виході приймальної антени (вихідних клемах) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля, за допомогою антенних комутаторів [Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. -М.: Высш. шк., 1998. -432с.]. Причиною, що перешкоджає застосуванню цього способу досягнення розв'язки в радіосистемах ближнього радіуса дії, є необхідність припинення радіо-прийому на час випромінювання сигналів передавальною антеною. Це призводить до утворення "мертвої" зони, у якій радіосистема не може виконувати свої функції. Крім того, включення між виходом приймальної антени і входом приймача комутуючих елементів призводить до збільшення шумів і до зменшення енергії корисних сигналів на вході приймача і, як наслідок, зменшує енергетичний потенціал радіосистеми.

(13) U

(11) 14933

(19) UA

Відомий спосіб забезпечення розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи, який полягає в тому, що передають і приймають електромагнітні сигнали, у тому числі одночасно, за паралельними напрямками, з однаковою поляризацією та ідентичними спектрами, на виході приймальної антени (вихідних клем) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля, шляхом віддалення передавальної антени від приймальної в просторі [наприклад, Пат. США, №5896102, МКИ G01S13/18, 1999.]. При цьому очевидно, що чим більша поділяюча антени відстань, тим більш глибока розв'язка може бути досягнута. Причиною, що перешкоджає застосуванню цього способу досягнення розв'язки в радіосистемах, є вимога компактності радіосистеми. Для радіосистем ближнього радіуса дії рознесення антен на велику відстань одна від іншої може призводити до погіршення їхніх технічних характеристик [Копылов Ю.А., Орленко А.А. Особенности определения координат локальных приповерхностных объектов бистатическим георадаром // Вісн. ХНУ ім. В.Н.Каразіна. Радіофізика та електроніка. - 2002. - №544. вип.1, X, С.206-211.].

Найбільш близьким до способу, що заявляється, є спосіб розв'язки, реалізований у парі широко-смужових антен з малим взаємним зв'язком [Пат. США, №6031504, МКИ H01Q13/02, 2000.], що полягає в тому, що передають і приймають електромагнітні сигнали, у тому числі одночасно, за паралельними напрямками, з однаковою поляризацією та ідентичними спектрами, розташованими поруч передавальною і приймальною антенами, на виході приймальної антени (вихідних клем) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля, за допомогою поділяючих антени вставок, що екранують електромагнітне поле. Запропоновано використовувати розміщені поруч широкосмужові рупорні антени, що водночас випромінюють і приймають сигнали в одній і тій самій смузі частот у тому самому секторі кутів з однаковою поляризацією, як передавальну і приймальну антени. До антен додані клиноподібні поглинаючі стінки й екрани, розташовані між передавальним і приймальним рупорами. Це має забезпечити малий зв'язок між антенами. Шляхом введення екранів і поглинаючих стінок автору вдалося послабити вплив ближнього електромагнітного поля антени, що випромінює, на елементи конструкції приймального модуля і забезпечити послаблення прямого зв'язку між антенами до - 55дБ у смузі частот від 5,5ГГц до 6,1ГГц.

Причиною, що перешкоджає застосуванню цього способу досягнення розв'язки, є погіршення екранування при зменшенні нижньої частоти в спектрі сигналу. Щоб забезпечити розв'язку і на низьких частотах, потрібно збільшувати габарити антени. Це обмежує область застосування даного способу. Крім того, при дуже великих рівнях потужності сигналу, що збуджує передавальну антену, можливі перегрів і погіршення властивостей поглинаючих стінок, що екранують, а також виникнення нелінійних перекручувань сигналу.

Недоліки прототипу обумовлені тим, що поб-

лизу його передавальної антени не існує області простору, в якій у процесі випромінювання електромагнітного поля передавальною антеною напруженість поля, що збігається за поляризацією і смугою частот з випромінюваним полем, дорівнювала б нулю. Це пов'язано з тим, що при збудженні одиночного випромінювача в оточуючому його просторі напруженість електромагнітного поля змінюється неперервно від максимального значення (в області збудження випромінювача) до величини, обумовленої ослабленням, що залежить від умов поширення, але ніколи не рівної нулю.

В основу корисної моделі поставлено задачу в способі розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи шляхом застосування принципу повної взаємної компенсації компонент електромагнітного поля, що можуть індукувати струм у приймальній антені при збудженні передавальної антени, забезпечити відсутність відгуку у вигляді електричного сигналу, безпосередньо індукованого передавальною антеною в приймальній антені (тобто забезпечити глибоку частотно-незалежну розв'язку) у тому числі і за умов збігу випромінюваних і прийнятих сигналів за поляризацією, напрямком, смугою частот і часом існування, а також у випадку використання надшироко-смужових імпульсних сигналів, за поляриністю прийнятого сигналу забезпечити можливість визначення, з якої саме із півсфер прийшов сигнал у приймальну антену.

Поставлена задача вирішується тим, що у відомому способі розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи, який полягає в тому, що передають і приймають електромагнітні сигнали, у тому числі одночасно, за паралельними напрямками, з однаковою поляризацією та ідентичними спектрами, розташованими поруч передавальним і приймальним модулями антенної системи, на виході приймального модуля антенної системи (вихідних клем приймальної антени) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля антенної системи, відповідно до корисної моделі синхронно збуджують електричними сигналами, рівними за абсолютною величиною і взаємно протилежними за поляриністю у будь-який момент часу, пару або більше однієї пари антен, які утворюють передавальний модуль антенної системи і розташовані симетрично щодо однієї і тієї ж площини, причому конструкція однієї з антен кожної пари дзеркально симетрична конструкції іншої антени з цієї ж пари й амплітудно-частотні і фазо-частотні характеристики однієї з антен кожної пари такі ж, як в іншій антені з цієї ж пари, у площині симетрії передавального модуля антенної системи, представленого цими парами антен, незалежно від ширини частотного спектру сигналу компенсують напруженість поля, сформованого однією з антен кожної пари, напруженістю поля іншої антени з цієї ж пари, приймають сигнал за допомогою однієї або більше приймальних антен плоско-симетричної конструкції, які утворюють приймальний модуль антенної системи і розташовані так, щоб їхні площини симетрії, що проходять через вихідні клеми кожної з приймальних антен, збіга-

лися з площиною симетрії передавального модуля.

Суть корисної моделі пояснюється ілюстраціями.

На Фіг.1 схематично зображено антенну систему.

На Фіг.2 зображено тривимірну діаграму спрямованості парного передавального модуля.

На Фіг.3 зображено тривимірну діаграму спрямованості приймальної антени.

На Фіг.4 схематично зображено ряд приймальних антен і пару передавальних антен.

На Фіг.5 схематично зображено дві приймальні антени і три пари передавальних антен.

На Фіг.6 схематично зображено розташування векторів поляризації диполів передавального модуля і точки спостереження в площині симетрії передавального модуля.

На Фіг.7 зображено залежність сумарної напруженості електричного поля уздовж напрямку, перпендикулярного площині симетрії передавального модуля, для різних моментів часу.

На Фіг.8 зображено розподіли сумарної напруженості електричного поля в площині, яка вміщує диполі передавального модуля і перпендикулярна площині симетрії передавального модуля, для різних моментів часу.

На Фіг.9 зображено розподіли сумарної напруженості електричного поля в площині, яка перпендикулярна диполям передавального модуля і перпендикулярна площині симетрії передавального модуля, для різних моментів часу.

Щоб забезпечити глибоку розв'язку між передавальним і приймальним модулями антенної системи, передавальний модуль антенної системи складають із двох однакових парціальних антен, наприклад, двох електричних диполів  $G_1$  і  $G_2$  (Фіг.1). У прямокутній системі координат  $OXYZ$  подовжні осі диполів  $G_1$  і  $G_2$  орієнтують, наприклад, уздовж напрямку  $OZ$ . Диполі розташовують на відстані  $2h$  один від іншого дзеркально симетрично щодо координатної площини  $YOZ$ , що відстоїть на відстані  $h$  від осей обох парціальних антен.

Забезпечують синхронне збудження парціальних антен передавального модуля, що знаходяться по різні боки від площини симетрії, електричними сигналами, рівними за абсолютною величиною в будь-який момент часу, але взаємно протилежними за знаком. Наприклад, збудження парціальних антен передавального модуля електричними сигналами може здійснюватися від загального джерела сигналів  $G$  із симетричним виходом 1-2 за допомогою симетричної фідерної лінії.

При такому способі збудження антен  $G_1$  і  $G_2$  передавального модуля напруженість компонент електричного поля, що належать площині  $YOZ$ , дорівнює нулю в будь-який момент часу при збудження сигналами з будь-якою часовою залежністю.

Плоскосиметричну приймальну антену  $S_1$  (диполь) розміщують у площині  $YOZ$  і підключають вихідними клемми 3 і 4 до вхідних ланцюгів приймача  $S$  (Фіг.1). Через рівність нулю компонент вектора напруженості електричного поля в цій площині на вихідних клеммах 3 і 4 приймальної ан-

тени  $S_1$  ЕРС, наведена електромагнітним полем, випроміненим антенами передавального модуля, також дорівнює нулю, навіть якщо приймальну антену орієнтувати уздовж напрямку  $OZ$  і розмістити поблизу передавальних антен  $G_1$  і  $G_2$ .

Відстань  $2h$  між парціальними антенами передавального модуля визначає діаграму спрямованості передавальної антени і її ефективність випромінювання [наприклад, (Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. - М.: Сов. радио, 1974. - 536с.)]. На Фіг.2 зображена розрахована діаграма спрямованості передавальної антени для випадку, коли  $2h = \lambda/2$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі випромінюваного поля (несучої). Оскільки парціальні антени збуджуються протифазно, при обраному значенні  $2h$  максимумами діаграми спрямованості знаходяться в напрямках, паралельних осі  $OX$ . При  $2h < \lambda/2$  діаграма спрямованості має такий же вигляд, але ефективність випромінювання тим менша, чим менше  $2h$ . При  $2h > \lambda/2$  діаграма спрямованості стає багатопелюстковою. При випромінюванні НШС імпульсного електромагнітного поля варто зіставляти  $2h$  із просторовою тривалістю випромінюваного імпульсу -  $c \cdot \tau$ , де  $c$  - швидкість світла,  $\tau$  - тривалість імпульсу. Максимальну напруженість поля така передавальна антена випромінює в напрямках, паралельних осі  $OX$  при  $2h \geq c \cdot \tau$ . У площині  $YOZ$  завжди буде мати місце нульове значення амплітуди випроміненого поля.

Діаграма спрямованості приймальної антени відповідає діаграмі диполя (Фіг.3). Така всеспрямована в площині  $XOY$  діаграма приймальної антени забезпечує прийом сигналів не тільки з напрямку передачі, що може бути використане в деяких зв'язних системах.

Відсутність зв'язку між передавальною і приймальною антенами означає, що можна нарощувати потужність сигналу, що збуджує, без ризику вивести з ладу чуттєві вхідні ланцюги приймача. Таким чином, застосовуючи запропонований спосіб, збільшують енергетичний потенціал радіосистеми при будь-яких параметрах випромінюваних і прийнятих сигналів.

Глибока частотно-незалежна розв'язка між передавальною і приймальною антенами збережеться в антенній системі, якщо як приймальну антену використовувати не одиночний диполь  $S_1$  (як показано на Фіг.1), а кілька диполів, розташованих у площині  $YOZ$ . На Фіг.4 зображено варіант пропонованого способу, у якому елементами приймально-передавальної антенної системи є плоскі широкосмугові диполі.  $G_1$  і  $G_2$  - є передавальними антенами. Диполі  $S_1, S_2, \dots, S_n$  утворюють приймальну антенну решітку, де  $n$  - кількість приймальних антен. При цьому енергетичний потенціал радіосистеми може бути збільшений у  $n^{1/2}$  разів, і приймальна антена має властивість прийому, який є селективним за напрямком.

Крім того, незалежно від того, чи збільшена кількість приймальних антен, запропонований спосіб припускає також і можливість збільшення кількості передавальних антен (Фіг.5). Диполі  $S_1, S_2$  утворюють приймальну антенну решітку, а пари диполів  $G_1$  і  $G_2, G_3$  і  $G_4, G_5$  і  $G_6$  - передавальну антенну решітку. Щоб зберегти глибоку розв'язку між передавальною і приймальною антенами в

передавальний модуль випромінюючі антени до-  
дають парами і розташовують дзеркально симет-  
рично щодо площини YOZ, у якій знаходяться  
приймальні антени. Передавальні антени, які зна-  
ходяться по різні сторони від площини симетрії,  
збуджують електричними сигналами, рівними за  
абсолютною величиною в будь-який момент часу,  
але взаємно протилежними за знаком. При цьому  
енергетичний потенціал радіосистеми може бути  
збільшений у  $m$  разів, де  $m$  - кількість пар переда-  
вальних антен.

Заявлену корисну модель реалізують таким  
чином. Нехай електричний диполь Герца (Фіг.6),  
розташований у точці з координатами кінця векто-  
ра  $\vec{r}_0$ , із зарядами, що коливаються в напрямку,  
який задається вектором  $\vec{s}$ , характеризується век-  
тором електричної поляризації

$$\vec{P}(\vec{r}, t) = p(t) \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}_0) \cdot \vec{s} \quad (1)$$

де  $p(t)$  - функція часу;  $\delta(\vec{r} - \vec{r}_0)$  - дельта функція  
Дірака. Найбільш загальний вираз для електромаг-  
нітного поля, випроміненого диполем Герца, на-  
ведений в роботі (Борн М., Вольф Э. Основи опти-  
ки. М.: Наука, 1976. - 856 с.). Електрична  $\vec{E}$  і  
магнітна  $\vec{H}$  компоненти поля, випроміненого ди-  
полем Герца, представляються виразами

$$\vec{E} = \left( \frac{3 \cdot p}{R_0^3} + \frac{3}{c \cdot R_0^2} \cdot \frac{dp}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_0} \cdot \frac{d^2 p}{dt^2} \right) \cdot \vec{n} - \left( \frac{p}{R_0^3} + \frac{1}{c \cdot R_0^2} \cdot \frac{dp}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_0} \cdot \frac{d^2 p}{dt^2} \right) \cdot \vec{s} \quad (2)$$

$$\vec{H} = \left( \frac{1}{c^2 \cdot R_0^2} \cdot \frac{dp}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_0} \cdot \frac{d^2 p}{dt^2} \right) \cdot \vec{n} \times \vec{s} \quad (3)$$

де  $\vec{R}_0$  - радіус-вектор з початком у точці роз-  
ташування диполя ( $\vec{r}_0$ ) і кінцем у точці спостере-  
ження  $o(x, y, z)$ ;  $R_0 = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2}$  -  
модуль радіус-вектора;  $x_0, y_0, z_0$  - координати  
центра диполя,  $\vec{n} = \frac{\vec{R}_0}{R_0}$  - одиничний вектор;  $c$  -  
швидкість світла, система СГСМ.

Розглянемо найпростішу модель антенної сис-  
теми, складеної з диполів Герца. Для цього вибе-  
remo прямокутну систему координат з осями  $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ ,  
що мають одиничну довжину і спрямовані  
уздовж осей OX, OY і OZ відповідно. З обох сторін  
від початку координат на осі OX розмістимо два  
диполі так, щоб відстані від початку координат до  
диполів дорівнювали  $h$  (Фіг.6). Відповідні радіус-  
вектори положень центрів диполів  $\vec{r}_1 = -h \cdot \vec{i}$ ,  
 $\vec{r}_2 = h \cdot \vec{i}$ . Припустимо, що зміна зарядів у часі від-  
бувається синхронно, тобто  $p_1(t) = p_2(t)$ . Вектори  $\vec{s}_1$  і  
 $\vec{s}_2$ , що визначають напрямки поляризації кожного  
з диполів, зв'яжемо співвідношеннями  $\vec{s}_1 = k$  і  
 $\vec{s}_2 = -k$ . Тоді з (1) випливає:

$$\begin{aligned} \vec{P}_1(\vec{r}, t_1) &= p(t_1) \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}_1) \cdot \vec{k} \\ \vec{P}_2(\vec{r}, t_2) &= p(t_2) \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}_2) \cdot (-\vec{k}) \end{aligned} \quad (4)$$

де  $t_1 = t - \frac{R_1}{c}$ ,  $t_2 = t - \frac{R_2}{c}$ ,  $\vec{R}_1$  - вектор з почат-  
ком у точці  $o_1(h, 0, 0)$  і кінцем у точці спостереження  
 $o(x, y, z)$  довжиною  $R_1 = \sqrt{(x-h)^2 + y^2 + z^2}$ ;  $\vec{R}_2$  - век-  
тор з початком у точці  $o_2(-h, 0, 0)$  і кінцем у точці  
спостереження  $o(x, y, z)$  довжиною  
 $R_2 = \sqrt{(x+h)^2 + y^2 + z^2}$ . При  $t_1 = t_2$  одержуємо  
 $\vec{R}_1 = -\vec{R}_2$ .

Результат інтерференції полів таких диполів:  
 $\vec{E}_\Sigma = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$  і  $\vec{H}_\Sigma = \vec{H}_1 + \vec{H}_2$  одержуємо, використо-  
вуючи (2) і (3)

$$\begin{aligned} \vec{E}_\Sigma &= \left( \frac{3 \cdot p(t_1)}{R_1^3} + \frac{3}{c \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2 p(t_1)}{dt^2} \right) \cdot \vec{n}_1 - \\ &- \left( \frac{p(t_1)}{R_1^3} + \frac{1}{c \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2 p(t_1)}{dt^2} \right) \cdot \vec{k} - \\ &- \left( \frac{3 \cdot p(t_2)}{R_2^3} + \frac{3}{c \cdot R_2^2} \cdot \frac{dp(t_2)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_2} \cdot \frac{d^2 p(t_2)}{dt^2} \right) \cdot \vec{n}_2 + \\ &+ \left( \frac{p(t_2)}{R_2^3} + \frac{1}{c \cdot R_2^2} \cdot \frac{dp(t_2)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_2} \cdot \frac{d^2 p(t_2)}{dt^2} \right) \cdot \vec{k} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_\Sigma &= \left( \frac{1}{c^2 \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2 p(t_1)}{dt^2} \right) \cdot \vec{n}_1 \times \vec{k} - \\ &- \left( \frac{1}{c^2 \cdot R_2^2} \cdot \frac{dp(t_2)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_2} \cdot \frac{d^2 p(t_2)}{dt^2} \right) \cdot \vec{n}_2 \times \vec{k} \end{aligned} \quad (6)$$

Розглянемо структуру полів  $\vec{E}_\Sigma$  і  $\vec{H}_\Sigma$  в площині  
YOZ. У цій площині  $x=0$ , і, отже,  $R_1=R_2=R_{yz}$ , де  
 $R_{yz} = \sqrt{h^2 + y^2 + z^2}$ . Крім того, у площині YOZ також

$$t_1 = t_2 = t'_{yz} = t + \frac{R_{yz}}{c}, \quad (\vec{k} \cdot \vec{n}_1) = (\vec{k} \cdot \vec{n}_2) = \frac{z}{R_{yz}},$$

$$[\vec{k} \cdot \vec{n}_1] = [\vec{k} \cdot \vec{n}_2] = \frac{2 \cdot h}{R_{yz}} \cdot \vec{j}. \text{ Отже, вирази (5) і (6) може-}$$

мо записати у вигляді

$$\vec{E}_{\Sigma yz} = \left( \frac{3 \cdot p(t'_{yz})}{R_{yz}^3} + \frac{3}{c \cdot R_{yz}^2} \cdot \frac{dp(t'_{yz})}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_{yz}} \cdot \frac{d^2 p(t'_{yz})}{dt^2} \right) \cdot \frac{2 \cdot z \cdot h}{R_{yz}^2} \cdot \vec{i} \quad (7)$$

$$\vec{H}_\Sigma = \left( \frac{1}{c^2 \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2 p(t_1)}{dt^2} \right) \cdot \frac{2 \cdot h}{R_{yz}} \cdot \vec{j} \quad (8)$$

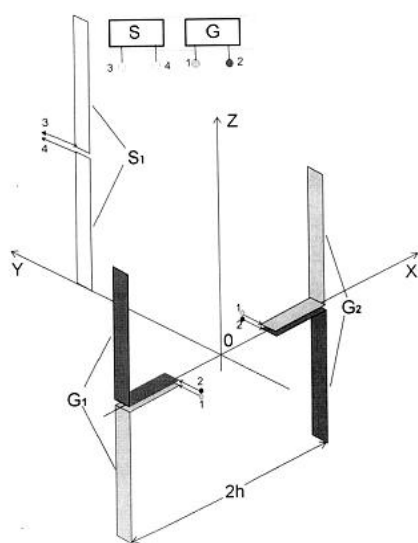
Вирази (7) і (8) показують, що два протифазно  
збуджувані диполі, розташовані симетрично щодо  
площини YOZ (Фіг.6), створюють у площині YOZ  
поле, електрична компонента якого має тільки  $E_x$   
складову, а магнітна - тільки  $H_y$  складову. Це озна-  
чає, що в будь-якому плоскому провіднику, розта-  
шованому в площині YOZ, розглянута пара ди-  
полів не може індукувати струм, а внаслідок цього,  
розміщена в площині YOZ приймальна антена не  
буде приймати поле, що виходить з антен переда-  
вального модуля. По суті, у будь-який момент часу

відбувається взаємна і повна компенсація електричних складових тангенціальних до площини YOZ електромагнітних полів, створюваних елементами передавального модуля.

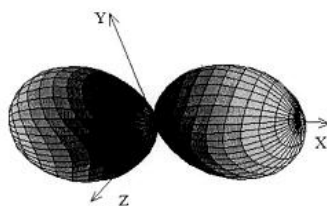
По формулі (5) розраховані залежності напруженостей електричного поля  $E_z$  на осі OX для різних моментів часу при збудженні передавального модуля гаусовим імпульсом (Фіг.7). Імпульси поля, випромінювані в протилежних напрямках, мають взаємно протилежну полярність. Завдяки взаємній компенсації полів у площині симетрії антенної системи, побудованої з використанням запропонованого способу, при  $x=0$  амплітуда імпульсу поля завжди дорівнює нулю. Наявність нульової напруженості

тангенціальної складової електричного поля в площині YOZ ілюструють також Фіг.8 і Фіг.9, які показують розподіли напруженості електричних полів у площинах YOX і ZOX в різні моменти часу при збудженні передавального модуля гаусовим імпульсом.

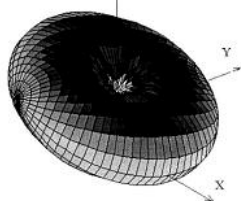
Теоретично запропонований спосіб розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи дозволяє одержати повну частотно-незалежну розв'язку. Практично глибину розв'язки визначає точність симетрії конструкції антенної системи в цілому, у тому числі, з урахуванням симетричності фідерних ланцюгів і елементів кріплення.



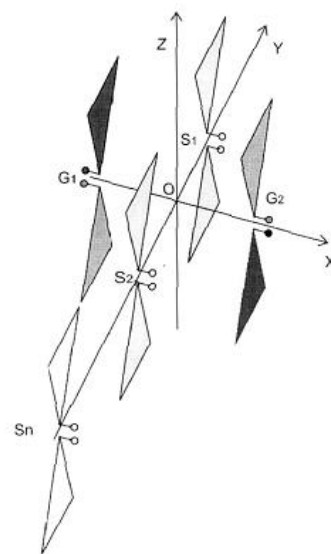
Фіг. 1



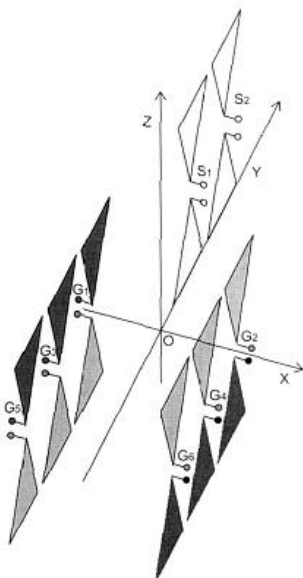
Фіг. 2



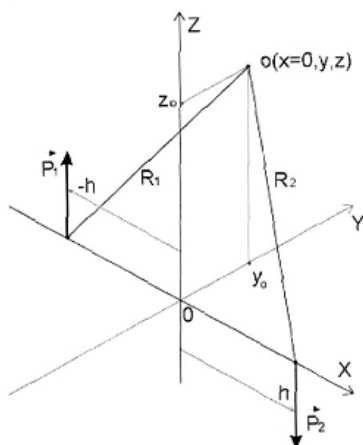
Фіг. 3



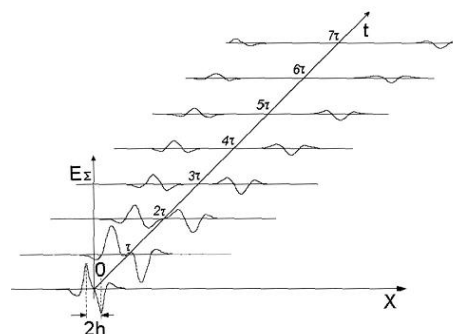
Фіг. 4



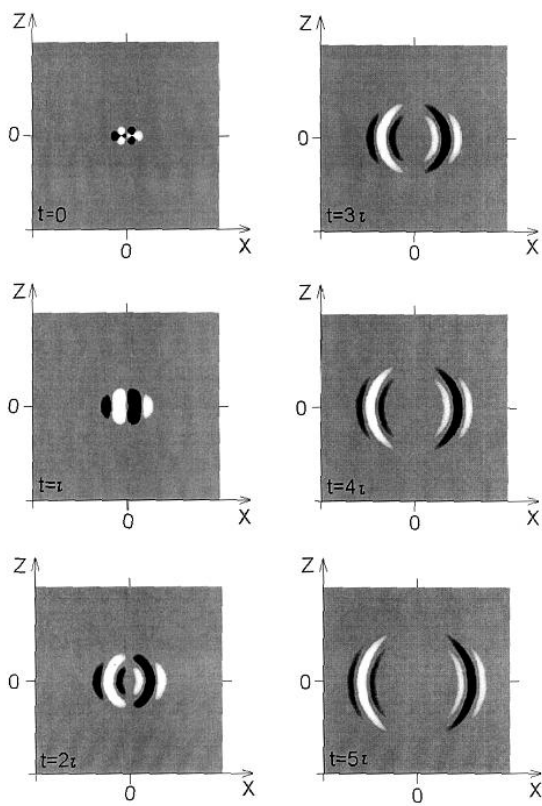
Фіг. 5



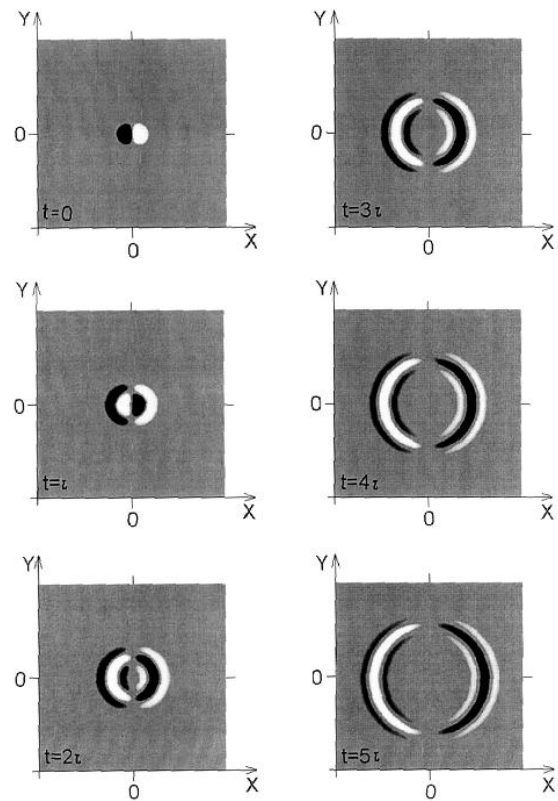
Фіг. 6



Фіг. 7



Фиг. 8



Фиг. 9