



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 81652

(13) C2

(51) МПК (2006)

H01Q 13/00

H01Q 9/00

H01Q 19/10

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

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

1

2

(21) a200508109

(22) 17.08.2005

(24) 25.01.2008

(72) КОПИЛОВ ЮРІЙ ОЛЕКСАНДРОВИЧ, UA,
МАСАЛОВ СЕРГІЙ ОЛЕКСАНДРОВИЧ, UA,
ПОЧАНІН ГЕННАДІЙ ПЕТРОВИЧ, UA

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

(56) RU 2015588 C1, 30.06.1994

US 6734829, 11.05.2004

US 6031504, 29.02.2000

US 5896102, 20.04.1999

UA 53179 A, 15.01.2003

SU 1702463 A1, 30.12.1991

SU 970395, 30.10.1982

SU 1286042 A1, 27.01.1999

RU 2012956 C1, 15.05.1994

US 6107965, 22.08.2000

DE 3821529, 28.12.1989

US 4700196, 13.10.1987

(57) Спосіб 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, тобто 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 протилежними за полярністю у будь-який момент часу, пару або більше однієї пари антен, які утворюють передавальний модуль антенної системи, причому конструкція однієї з антен кожної пари дзеркально симетрична конструкції іншої антени з цієї ж пари відносно однієї і тієї ж площини й амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики однієї з антен кожної пари такі ж, як в іншій антені з цієї ж пари, у площині симетрії передавального модуля антенної системи, 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.

Винахід належить до антенної техніки для радіолокації і радіозв'язку і може бути застосований 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 глибоку, 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 поляризацією 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

(13) C2

(11) 81652

(19) UA

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.

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 клеммах) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля, шляхом віддалення передавальної антени від приймальної в просторі [наприклад, Пат. США, №5896102, МКИ G01S 13/18, 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 бистатистическим георадаром // Вісн. ХНУ ім. В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка. - 2002. - №54-Найбільш швидко, але не завжди, до способу, що заявляється, є спосіб розв'язки, реалізований у парі ширококугових антен з малим взаємним зв'язком [Пат. США, №6031504, МКИ H01Q 13/02, 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 клеммах) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля, за допомогою поділяючих антени вставок, що екранують електромагнітне поле. Запропоновано використовувати розміщені поруч ширококугові 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 введених 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 перекошувань сигналів. Недоліки прототипу обумовлені тим, що поблизу 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 винаходу 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 надширококугових 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 клеммах приймальної антени) зменшують амплітуду відгуку, обумовленого безпосереднім впливом поля передавального модуля антенної системи, відповідно до винаходу 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

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

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 запропонованого 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 додають парами і розташовують дзеркально симетрично щодо площини YOZ, у якій знаходяться приймальні антени. Передавальні антени, які знаходяться 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 передавальних антен.

Заявлений винахід реалізують таким чином. Нехай електричний диполь Герца (фіг.6), розташований у точці з координатами кінця вектора \vec{r}_0 , із зарядами, що коливаються в напрямку, який задається вектором \vec{s} , характеризується вектором електричної поляризації

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

де $p(t)$ - функція часу; $\delta(\vec{r} - \vec{r}_0)$ - дельта функція Дірака. Найбільш загальний вираз для електромагнітного поля, випроміненого диполем Герца, наведений в роботі (Борн М., Вольф Э. Основи оптики. М.: Наука, 1976. - 856с.).

Електрична \vec{E} і магнітна \vec{H} компоненти поля, випроміненого диполем Герца, представляються виразами

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

$$\vec{E}_z = \left(\frac{3 \cdot p(t'_1)}{R_1^3} + \frac{3}{c \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t'_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2 p(t'_1)}{dt^2} \right) \cdot (\vec{k} \cdot \vec{n}) \cdot \vec{n}_1 \left(\frac{p(t'_1)}{R_1^3} + \frac{1}{c \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t'_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2 p(t'_1)}{dt^2} \right) \cdot \vec{k} - \left(\frac{3 \cdot p(t'_2)}{R_2^3} + \frac{3}{c \cdot R_2^2} \cdot \frac{dp(t'_2)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_2} \cdot \frac{d^2 p(t'_2)}{dt^2} \right) \cdot (\vec{k} \cdot \vec{n}_2) \cdot \vec{n}_2 + \left(\frac{p(t'_2)}{R_2^3} + \frac{1}{c \cdot R_2^2} \cdot \frac{dp(t'_2)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_2} \cdot \frac{d^2 p(t'_2)}{dt^2} \right) \cdot \vec{k} \quad (5)$$

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

де \vec{R}_0 - радіус-вектор з початком у точці розташування диполя (\vec{r}_0) і кінцем у точці спостереження $O(x, y, z)$;
 $R_0 = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}$ - 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 системи, складеної з диполів Герца. Для цього виберемо 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 відбувається 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 $\vec{s}_1 = \vec{k}, \vec{s}_2 = -\vec{k}$. Тоді з (1) випливає:

$$\vec{P}_1(\vec{r}, t'_1) = p(t'_1) \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}_1) \cdot \vec{k} \quad (4)$$

$$\vec{P}_2(\vec{r}, t'_2) = p(t'_2) \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}_2) \cdot (-\vec{k})$$

де $t'_1 = t - \frac{R_1}{c}, t'_2 = t - \frac{R_2}{c}$. \vec{R}_1 - вектор з початком 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 - вектор 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 $\vec{P}_1 = -\vec{P}_2$.

Результат інтерференції полів таких диполів: $\vec{E}_z = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$ і $\vec{H}_z = \vec{H}_1 + \vec{H}_2$ одержуємо, використовуючи (2) і (3)

$$H_z = \left(\frac{1}{c \cdot R_1^2} \cdot \frac{dp(t'_1)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_1} \cdot \frac{d^2p(t'_1)}{dt^2} \right) \cdot [k \cdot n_1] - \left(\frac{1}{c \cdot R_2^2} \cdot \frac{dp(t'_2)}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_2} \cdot \frac{d^2p(t'_2)}{dt^2} \right) \cdot [k \cdot n_2] \quad (6)$$

Розглянемо структуру полів \vec{E}_Σ і \vec{H}_Σ 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 $t'_1 = t'_2 = t'_{yz} = t + \frac{R_{yz}}{c}$,
 $\vec{n}_1 - \vec{n}_2 = \frac{2 \cdot h}{R_{yz}} \cdot \vec{i}$ $(\vec{k} \cdot \vec{n}_1) = (\vec{k} \cdot \vec{n}_2) = \frac{z}{R_{yz}}$,
 $[\vec{k} \cdot \vec{n}_1] - [\vec{k} \cdot \vec{n}_2] = \frac{2 \cdot h}{R_{yz}} \cdot \vec{j}$.

Отже, вирази (5) і (6) можемо записати у вигляді

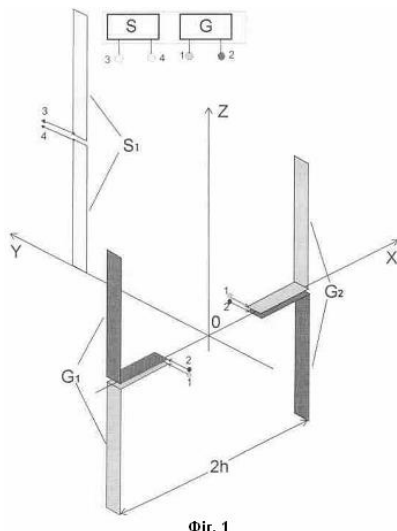
$$\vec{E}_{\Sigma yz} = \left(\frac{3 \cdot p(t'_{yz})}{R_{yz}^3} + \frac{3}{c \cdot R_{yz}^2} \cdot \frac{dp(t'_{yz})}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_{yz}} \cdot \frac{d^2p(t'_{yz})}{dt^2} \right) \cdot \frac{2 \cdot z \cdot h}{R_{yz}^2} \cdot \vec{i} \quad (7)$$

$$\vec{H}_{\Sigma yz} = \left(\frac{1}{c \cdot R_{yz}^2} \cdot \frac{dp(t'_{yz})}{dt} + \frac{1}{c^2 \cdot R_{yz}} \cdot \frac{d^2p(t'_{yz})}{dt^2} \right) \cdot \frac{2 \cdot h}{R_{yz}} \cdot \vec{j} \quad (8)$$

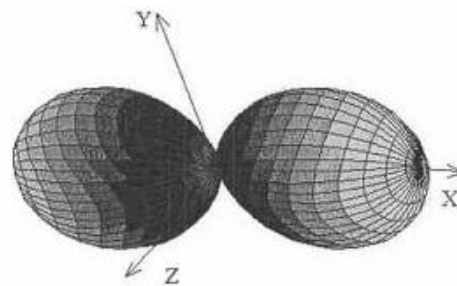
Вирази (7) і (8) показують, що два протифазно збуджувані диполі, розташовані симетрично щодо площини YOZ (фіг.6), створюють у площині YOZ поле, електрична компонента якого має тільки E_x складову, а магнітна - тільки H_y складову. Це означає, що в будь-якому плоскому провіднику, розташованому в площині YOZ, розглянута пара диполів не може індукувати струм, а внаслідок цього, розміщена в площині YOZ приймальна антена не буде приймати поле, що виходить з антен передавального 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_Σ 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 пропонованого способу, при $x=0$ амплітуда імпульсу поля завжди дорівнює нулю. Наявність нульової напруженості тангенціальної складовий електричного поля в площині YOZ ілюструють також фіг.8 і фіг.9, які показують розподіли напруженості електричних полів у площинах YOX і ZOY в різні моменти часу при збудженні передавального модуля гаусовим імпульсом. 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

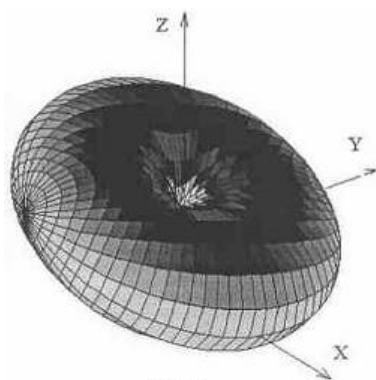


Fig. 3

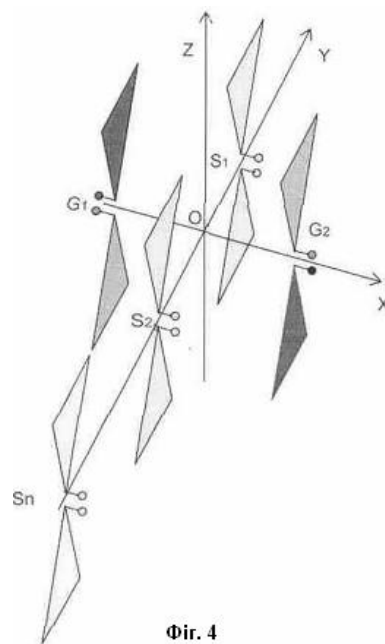


Fig. 4

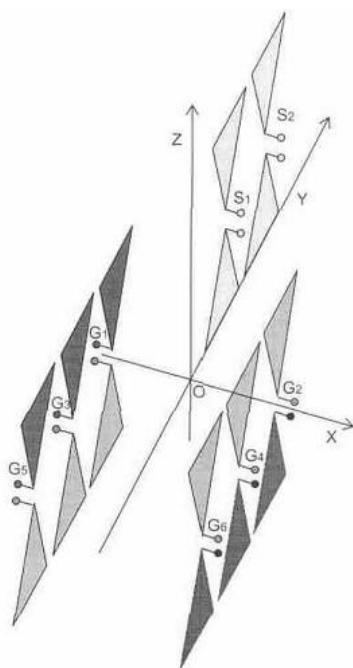


Fig. 5

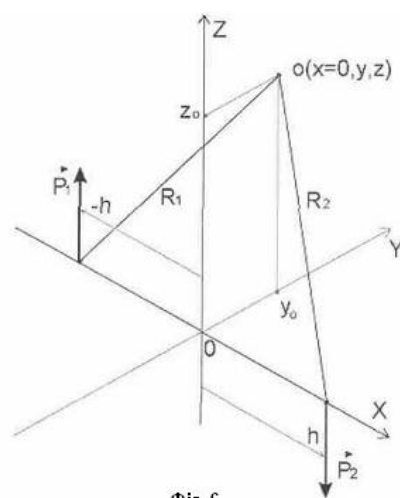


Fig. 6

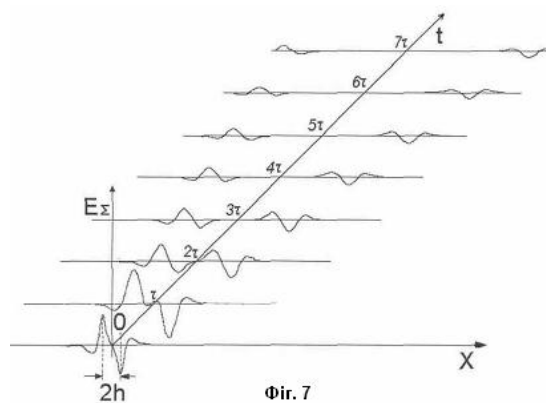
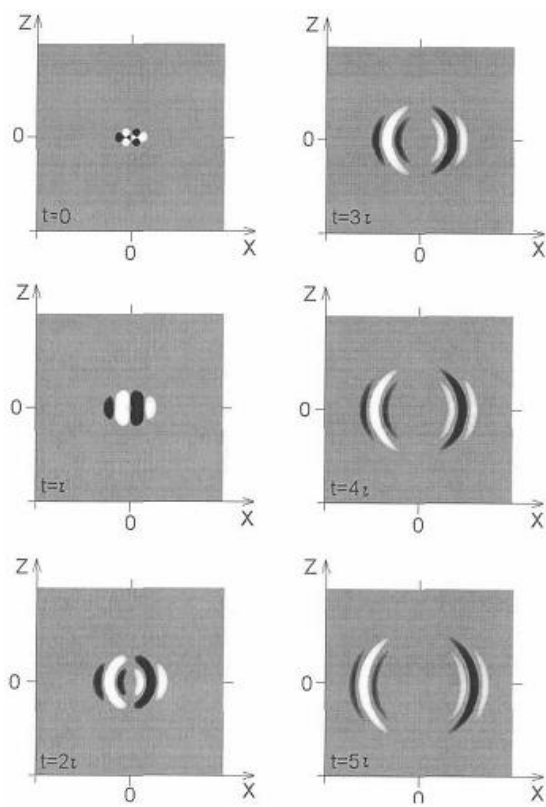
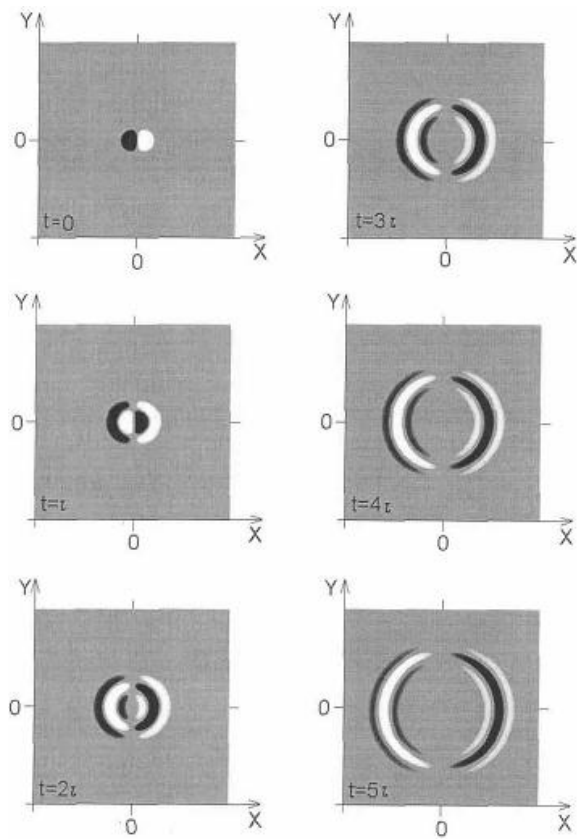


Fig. 7



Фиг. 8



Фиг. 9