Цикл наукових праць
«СТВОРЕННЯ ВИПРОМІНЮЮЧИХ СТРУКТУР БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ»

Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна

Інститут радіофізики та електроніки імені О.Я. Усикова НАН України

Дніпропетровський національний університет імені Олеся Гончара

2016

Автори роботи

КАТРИЧ Віктор Олександрович – доктор фізико-математичних наук, професор, завідувач кафедри, перший проректор з наукової роботи Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна.

НЕСТЕРЕНКО Михайло Васильович – доктор фізико-математичних наук, старший науковий співробітник, провідний науковий співробітник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна.

ГОРОБЕЦЬ Микола Миколайович – доктор фізико-математичних наук, професор, завідувач кафедри Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна.

БЕРДНИК Сергій Леонідович – кандидат фізико-математичних наук, старший науковий співробітник, доцент кафедри Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна.

ДУМІН Олександр Миколайович – кандидат фізико-математичних наук, доцент, доцент кафедри Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна.

ПОЧАНІН Геннадій Петрович – кандидат фізико-математичних наук, старший науковий співробітник, старший науковий співробітник Інституту радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України.

ДРОБАХІН Олег Олегович – доктор фізико-математичних наук, професор, завідувач кафедри Дніпропетровського національного університету імені Олеся Гончара.

ПЄНКІН Юрій Михайлович – доктор фізико-математичних наук, професор, Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна.

Цикл робіт присвячено

створенню та вдосконаленню **випромінюючих структур** (ВС), які мають суттєво покращені або **новітні функціональні та тактико-технічні характеристики, як ключового елементу сучасних радіоелектронних систем**, що забезпечує подальший розвиток та **створення новітніх** конкурентоспроможних радіофізичних **методів, технологій і технічних засобів** їх реалізації в системах телекомунікації, радіолокації, радіонавігації, радіометрії, радіоастрономії, радіофізичної інтроскопії для різного, зокрема, спеціального призначення.

Принципова особливість ВС

На відміну від інших складових РЕС, випромінюючі структури (антени) не можуть в загальному випадку бути уніфіковані через велику кількість взаємно суперечливих вимог до їх електродинамічних та масо-габаритних параметрів, функціональних властивостей та базування.

Функціональні складові ВС РЕС

- **Антенні системи** (різні за типом, формою, просторовими, поляризаційними, частотними, енергетичними і часовими характеристиками)
- **Випромінюючі елементи** (лінійні, площинні, комбіновані; з різними геометричними та електродинамічними характеристиками)
- **Хвилевідні тракти та діаграмо-утворюючі структури** (різні за видами, формою, модовим складом, дисперсійними характеристиками, типом уповільнюючих та резонаторних структур; з метало-діелектричними включеннями і елементами керування)

Проблеми розвитку РЕС

- Підвищення інформативності, роздільної здатності, точності визначення координат об’єктів (цілей), у тому числі малопомітних
- Багатофункціональність, багатоканальність, комплексування (інтеграція випромінюючих систем) РЕС
- Завадозахищеність, електромагнітна сумісність, компактність, гнучкість (керованість) електродинамічних характеристик
- Розвиток методів обробки інформації щодо виявлення об’єктів в різних середовищах, визначення параметрів поглинання радіопоглинальних матеріалів та радіолокаційної помітності
- Застосування надширокосмугових сигналів та надкоротких імпульсів в радіолокації та радіоінтроскопії
- Мініатюризація структур; врахування масогабаритних, конструктивних, аеродинамічних та інших властивостей об’єктів базування

Мета циклу робіт :

створення ефективних **випромінюючих структур**, що забезпечують в НВЧ і КВЧ діапазонах випромінювання із заданими властивостями (енергетичними, просторовими, поляризаційними, частотними, часовими), у тому числі в **багатошарових та неоднорідних середовищах**, мають необхідні масо-габаритні параметри, характеристики електромагнітної сумісності та складають новітню елементну базу та основу для створення багатофункціональних РЕС

Досягнення мети можливе лише при:

- Глибокому розумінні **процесів випромінювання** і розсіяння полів в об’ємах складної форми з ідеально провідними та імпедансними поверхнями випромінювачів, розсіювачів та хвилевідних трактів; **виявленні фізичних закономірностей** взаємодії електромагнітних полів у складних електродинамічних об’ємах із використанням багатошарових, композиційних та метаматеріалів й просторово-неоднорідним їх заповненням, об’ємів, що містять багатокомпонентні, багаторезонансні структури з різними геометричними й електрофізичними параметрами та довільною топологією їх випромінюючих елементів, що збуджуються гармонічними, широкосмуговими чи нестаціонарними полями.
- **Отриманні нових строгих розв’язків крайових задач електродинаміки та математичної фізики, широта спектру яких обумовлена багатопараметричністю складових випромінюючих структур**.

За науковою новизною авторами вперше:

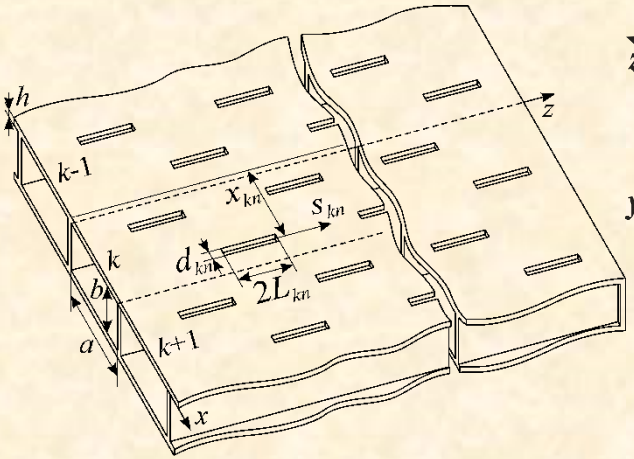
- побудовано функції Гріна електричного і магнітного типів для сферичних резонаторів, циліндричних областей і резонаторів з ідеально провідними і імпедансними границями, з неоднорідним діелектричним заповненням;
- застосовано метод усереднення і побудовано новітні асимптотичні розв'язки інтегро-диференціальних рівнянь для електричного і магнітного струмів;
- модифіковано метод моментів для ефективного розрахунку багатоелементних випромінюючих структур;
- розв’язано нові задачі щодо формування полів багатоелементними, багаторезонансними, комбінованими випромінюючими структурами магнітно-електричного типу в складних електродинамічних об’ємах і хвилевідних трактах з імпедансними границями і діелектричними включеннями.

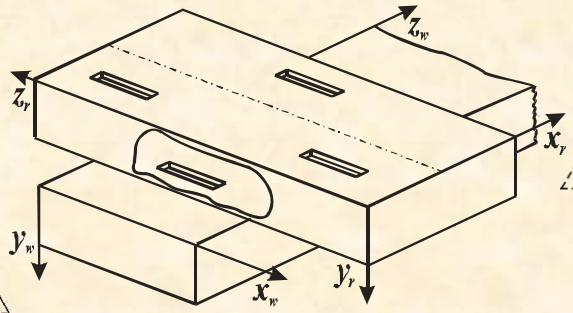
- метод геометричної теорії дифракції розвинено на тривимірні векторні задачі дифракції випромінювання півхвильового резонансного вібратора на екранах скінченних розмірів, що містять фрагменти клиноподібних поверхонь. Методом фізичної теорії дифракції розв’язано задачу випромінювання дзеркальних антен із довільною поляризацією у всьому просторі спостереження;
- на основі принципів фур’є-голографії створено метод формування надкоротких часових сигналів за даними вимірювань на сітці дискретних частот у широкій смузі частот; вдосконалено методи голографії з трьома референсними сигналами, методи регуляризації, штучних нейронних мереж, динамічної деконволюції, метод формування К-імпульсу, нулі частотного спектру якого співпадають з полюсами досліджуваної структури;
- у часовому просторі методом еволюційних рівнянь розв’язано задачу випромінювання плоского джерела з рівномірним розподілом нестаціонарного струму та задачу дифракції нестаціонарної ТЕМ-хвилі на відкритому кінці коаксіального хвилеводу.

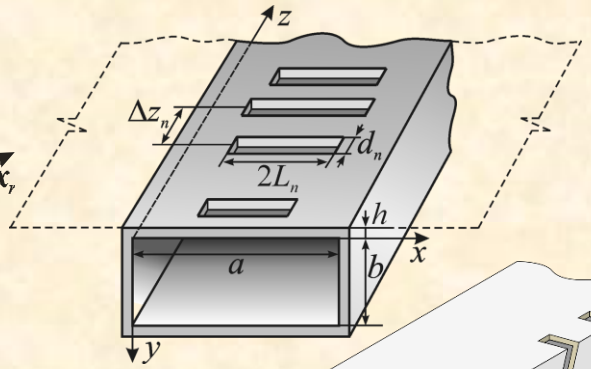
Новизна практичної реалізації випромінюючих структур з елементами магнітного (щілинного) типу

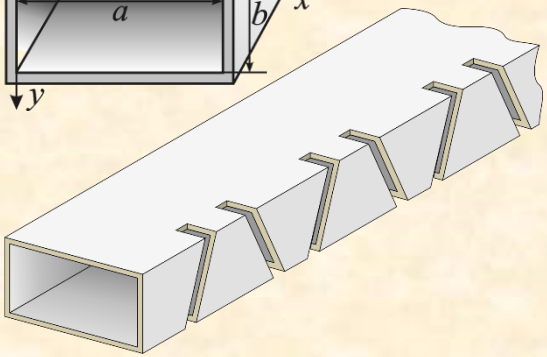
- Нові можливості формування АФР поля (струму) на елементах та апертурах решіток, багаточастотних антен з комплексованою апертурою на основі багатоелементних щілинних систем і електрично довгих щілин
- Нові умови створення антен типу витічної хвилі на основі системи щілин і електрично довгих щілин
- Нові можливості керування характеристиками випромінюваного поля
- Нові можливості створення групових і комплесованих вібраторно-щілинних випромінювачів (строгий розв’язок задачі з урахуванням взаємодії випромінювачів)
- Нові частотні і частотно-енергетичні характеристики окремих випромінювачів решітки і решітки в цілому (групові випромінювачі)
- Нові можливості реалізації випромінювачів поля кругової поляризації (строгий розв’язок задачі)
- Можливості формування ДС різної ширини від декількох градусів до майже столоподібної
- Нові можливості створення багаточастотних антенних систем з синтезованою апертурою
- Можливості створення в одній апертурі двох типів антен – поперечного випромінюванння і витічної хвилі. (Реалізація ДС, притаманних випромінювачам поперечного випромінюванння і витічної хвилі)
- Нові можливості розв’язання задач оптимізації характеристик
- Урахування діелектричного покриття апертури

Створення хвилевідно-резонаторно-щілинних антенних решіток



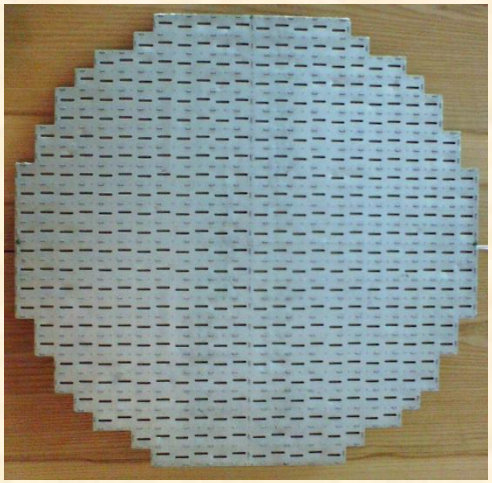






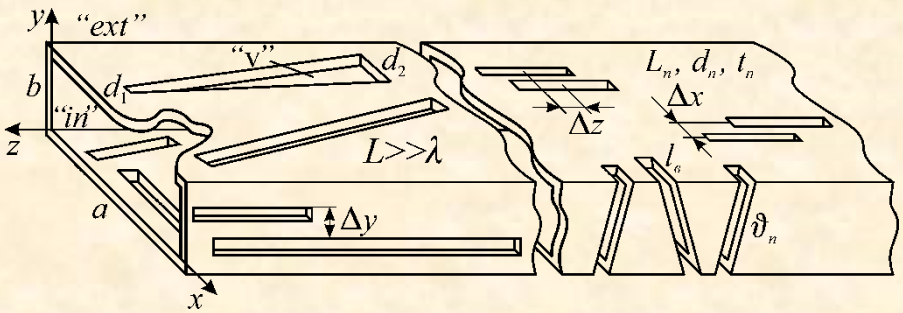
Для створення таких випромінюючих структур з покращеними електродинамічними та масо-габаритними характеристиками в роботі розв’язано низку задач щодо:

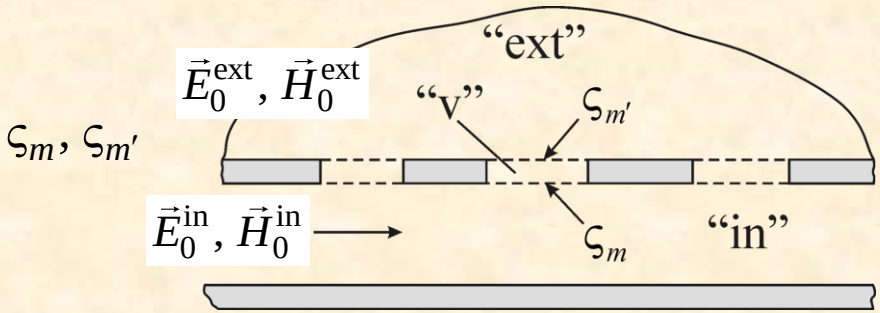
- урахування взаємного впливу випромінювачів в решітці
- урахування товщини стінки хвилеводу
- використання елементів з імпедансними поверхнями
- використання метало-діелектричних включень
- застосування імпедансних вібраторних елементів
- оптимізації електродинамічних характеристик шляхом варіювання електрофізичних і геометричних параметрів кожного з випромінюючих елементів, їх розташування у стінці хвилеводу



Антенна решітка БРЛС

Запорукою створення нових випромінюючих структур та покращення характеристик існуючих є розв'язання відповідних електродинамічних задач у строгій постановці





$\vec{e}_{\varsigma_m}$, $\vec{e}_{\varsigma_{m'}}$ – електричні поля на поверхнях щілин $\quad m=1\div N;\ \ m'=1\div N$

Система функціональних рівнянь для визначення $\vec{e}_{\varsigma_m}$, $\vec{e}_{\varsigma_{m'}}$ в багатоелементній структурі

$$\text{на } \varsigma_m: \quad \sum_{n=1}^{N}\vec{H}_\tau^{\text{in}}\left(\vec{e}_{\varsigma_n}\right)+\vec{H}_{0\tau}^{\text{in}}=\vec{H}_\tau^{\text{v}}\left(\vec{e}_{\varsigma_m}\right)+\vec{H}_\tau^{\text{v}}\left(\vec{e}_{\varsigma_{m'}}\right),$$

$$\text{на } \varsigma_{m'}: \quad \vec{H}_\tau^{\text{v}}\left(\vec{e}_{\varsigma_m}\right)+\vec{H}_\tau^{\text{v}}\left(\vec{e}_{\varsigma_{m'}}\right)=\sum_{n'=1}^{N}\vec{H}_\tau^{\text{ext}}\left(\vec{e}_{\varsigma_{n'}}\right)+\vec{H}_{0\tau}^{\text{ext}}.$$

Узагальнений метод наведених магніторушійних сил

$$\vec{e}_{\varsigma_\mu}=\sum_{q=1}^{Q}V_{q\mu}\,\vec{e}_{q\mu},$$

$$\vec{e}_{q\mu}=\vec{\xi}_\mu^{\,0}\,f(\xi_\mu)\,f_{q\mu}(s_\mu)$$

$$\mu=m,m';\ \ \nu=n,n'$$

СЛАР щодо невідомих $V_{q\mu}$

$$\begin{cases}\displaystyle\sum_{n=1}^{N}\sum_{q=1}^{Q}V_{qn}\left(Y_{pq,mn}^{\text{in}}+Y_{pq,mn}^{\text{v}}\,\delta_{pq}\,\delta_{mn}\right)+\sum_{q=1}^{Q}V_{qm'}Y_{pq,mm'}^{\text{v}}\delta_{pq}\delta_{mm'}=F_{pm}^{\text{in}},\\ m=1,2,3,\ldots,N,\quad p=1,2,3,\ldots,Q,\\ \displaystyle\sum_{q=1}^{Q}V_{qm}Y_{pq,m'm}^{\text{v}}\,\delta_{pq}\delta_{m'm}+\sum_{n'=1}^{N}\sum_{q=1}^{Q}V_{qn'}\left(Y_{pq,m'n'}^{\text{ext}}+Y_{pq,m'n'}^{\text{v}}\,\delta_{pq}\delta_{m'n'}\right)=F_{pm'}^{\text{ext}},\\ m'=1,2,3,\ldots,N,\quad p=1,2,3,\ldots,Q,\end{cases}$$

$$Y_{pq,\mu\nu}^{\text{in,v,ext}}=\int_{\varsigma_\mu}\left[\vec{e}_{p\mu},\vec{H}^{\text{in,v,ext}}\left(\vec{e}_{q\nu}\right)\right]\vec{n}^{\text{in,v,ext}}d\varsigma \qquad F_{p\mu}^{\text{in,ext}}=\int_{\varsigma_\mu}\left[\vec{e}_{p\mu}\vec{H}_{0\tau}^{\text{in,ext}}\right]\vec{n}^{\text{ext,in}}d\varsigma$$

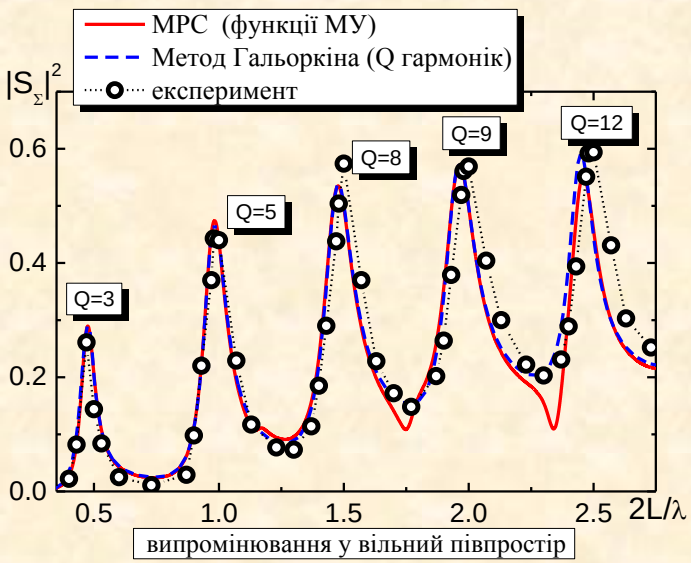
Апроксимація струму на щілинах функціями, отриманими методом усереднення

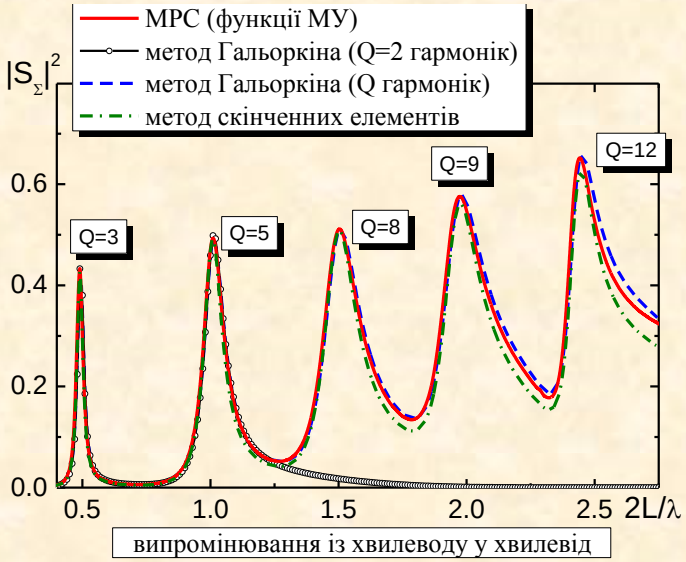
Струм на щілині: $J(s) = J_0^{\mathrm{s}} f^{\mathrm{s}}(s) + J_0^{\mathrm{a}} f^{\mathrm{a}}(s)$

для поперечних щілин: $f^{\mathrm{s}}(s) = \cos ks \cos k_{\mathrm{c}} L - \cos kL \cos k_{\mathrm{c}} s, \quad f^{\mathrm{a}}(s) = \sin ks \sin k_{\mathrm{c}} L - \sin kL \sin k_{\mathrm{c}} s$

для поздовжніх щілин: $f^{\mathrm{s}}(s) = \cos ks \cos k_g L - \cos kL \cos k_g s, \quad f^{\mathrm{a}}(s) = \sin ks \sin k_g L - \sin kL \sin k_g s$

$2L$ – довжина щілини, $k = 2\pi/\lambda$, $k_{\mathrm{g}} = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} = 2\pi/\lambda_{\mathrm{g}}$, $k_{\mathrm{c}} = 2\pi/\lambda_{\mathrm{c}}$, λ_{c} – крит.довж.хвилі





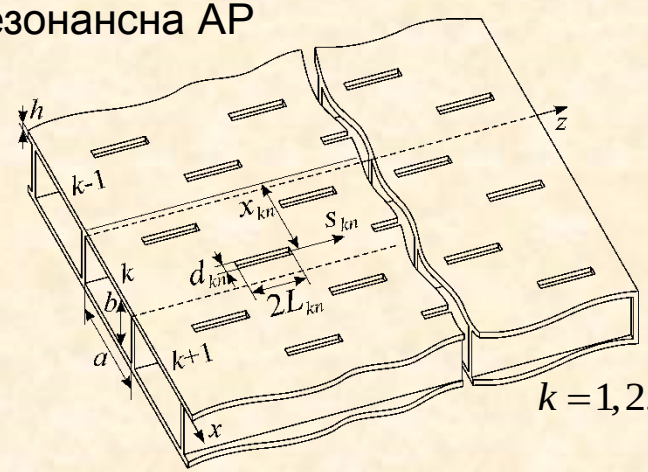
Порівняння з методом Гальоркіна

Апроксимація струму в щілині функціями МУ допустима до $2L = (2.5 \div 4)\lambda$

При використанні методу наведених МРС з базисними функціями, отриманими методом усереднення порядок СЛАР дорівнює лише подвоєній кількості щілинних елементів, що суттєво зменшує час розрахунку

Створення та оптимізація хвилевідно-щілинних антенних решіток (АР)

Резонансна АР

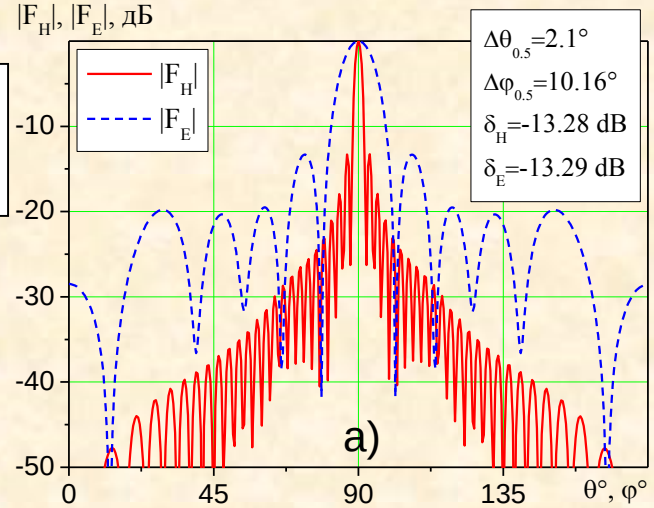


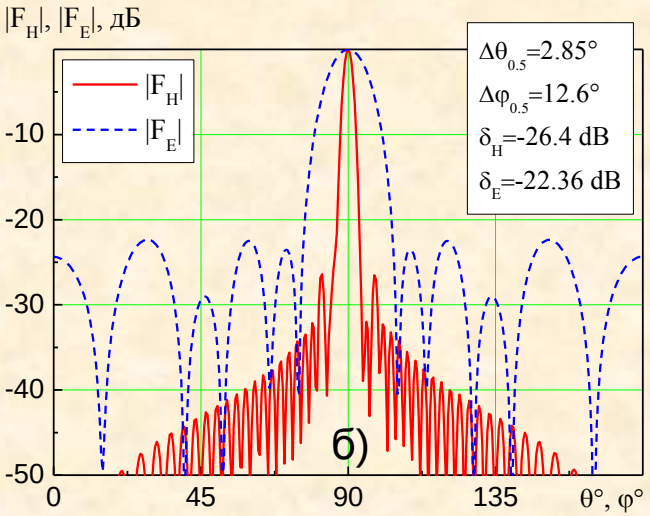
$K = 5,\ N = 40,$

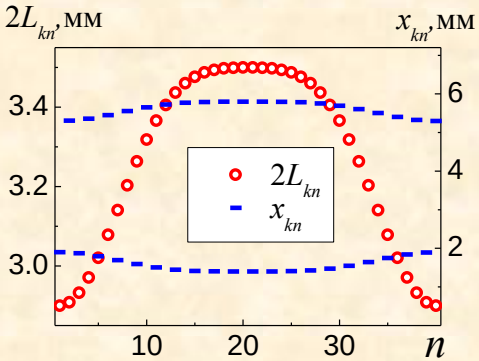
$a \times b = 7.2 \times 4.8\,\text{мм}^2,$

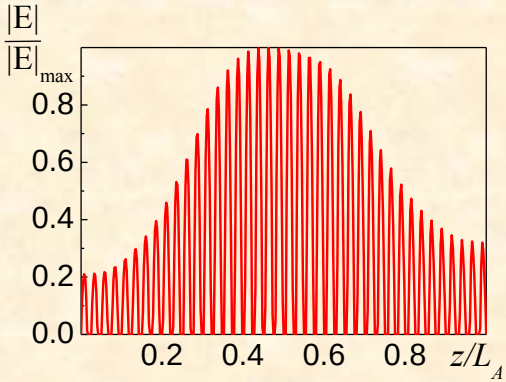
$h = 1\,\text{мм},\ \lambda = 8\,\text{мм}$

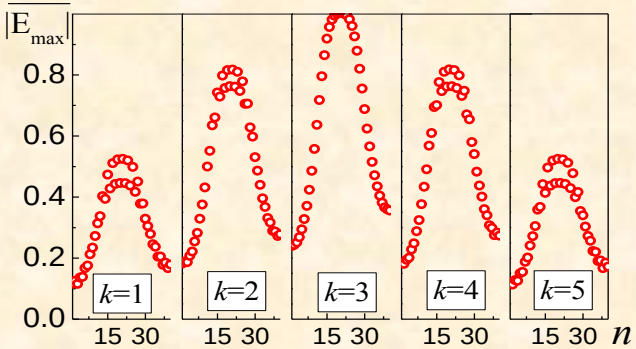
$k = 1, 2 \ldots K;\ n = 1, 2 \ldots N$











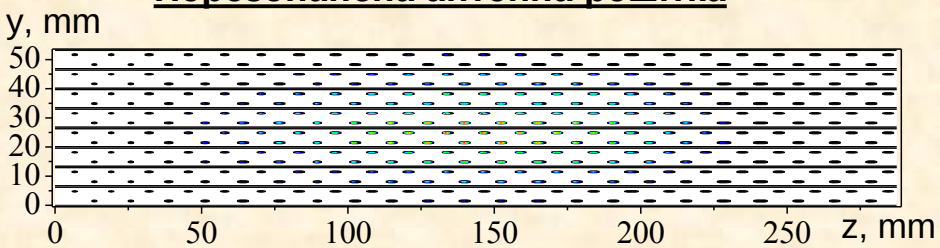
$2L_{kn}$ і x_{kn} залежно від номера щілини n; АР поля в апертурі; норм. амплітуди ел. поля на щілинах

ДС антенних решіток:

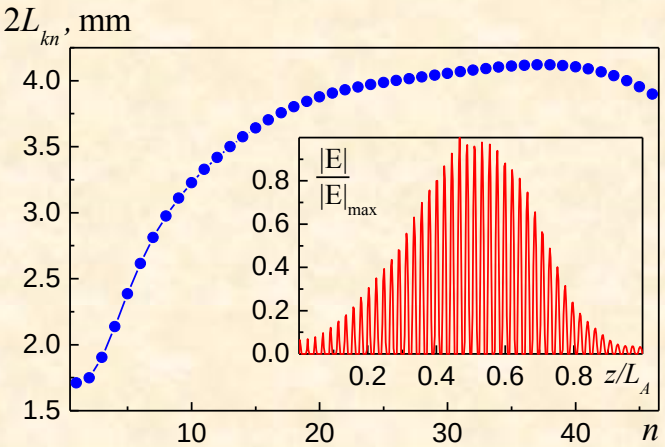
а) $2L_{kn} = 3.5\,\text{мм};\ x_{kn} = const$

б) $2L_{kn}$ *і* x_{kn} залежать від номера щілини

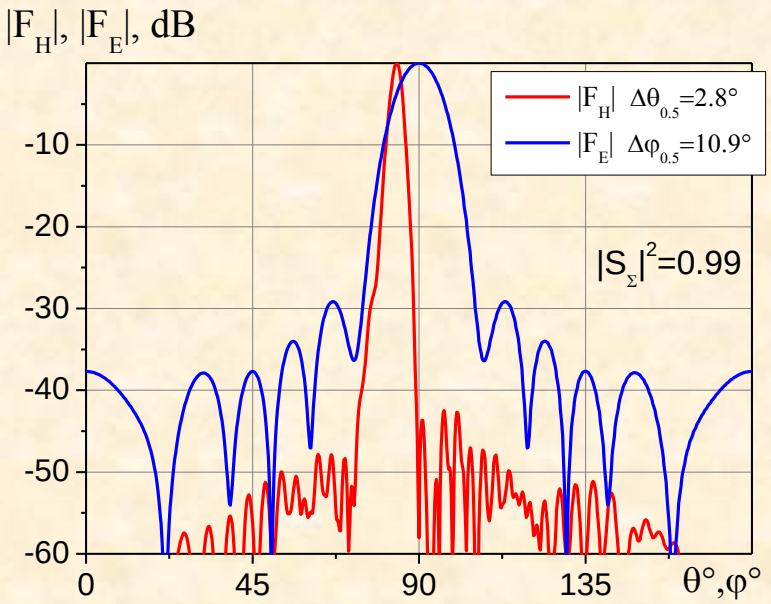
Нерезонансна антенна решітка



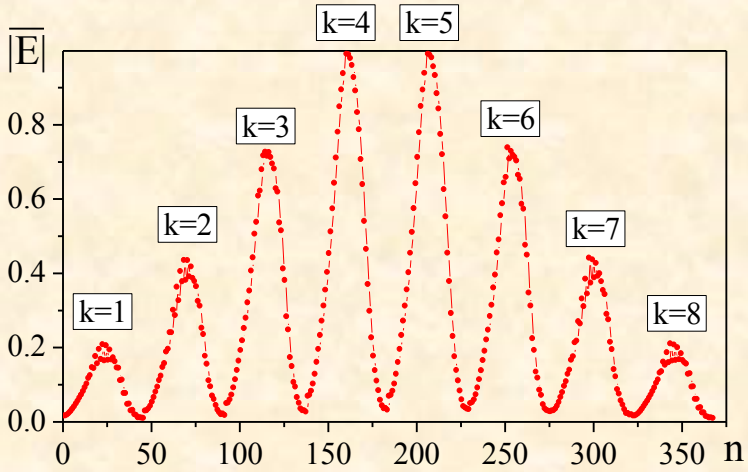
$$K = 8,\ a \times b = 6.2 \times 3.1\,mm^2, h = 0.5\,mm;$$
$$N = 46,\ d_{kn} = 0.5\,mm;$$
$$\lambda = 8.45\,mm.$$



Довжини щілин в залежності від номера та амплітудний розподіл поля в апертурі



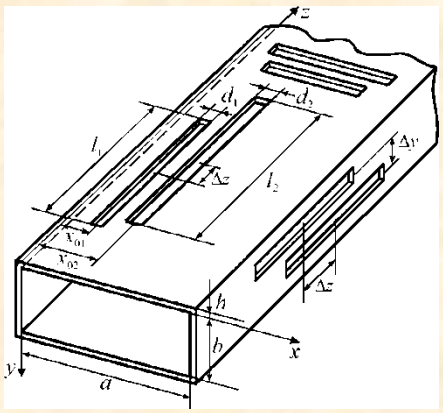
ДС антенної решітки

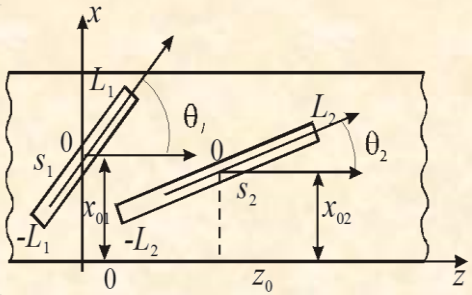


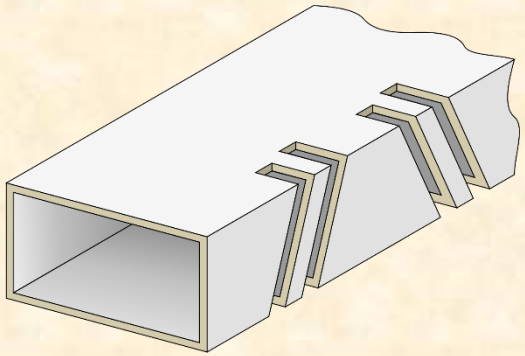
Нормовані амплітуди електричного поля в щілинах в залежності від номера щілини

Системи близько розташованих щілин, групові випромінювачі

Показано, що сильний взаємний зв'язок між випромінювачами можна цілеспрямовано використовувати як додаткову можливість керування її частотно-енергетичними характеристиками та характеристиками спрямованості.

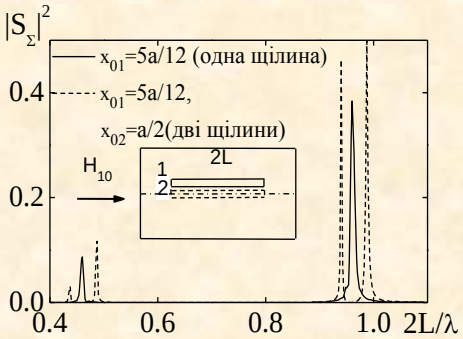


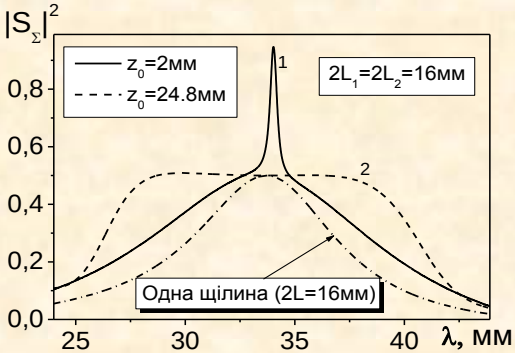


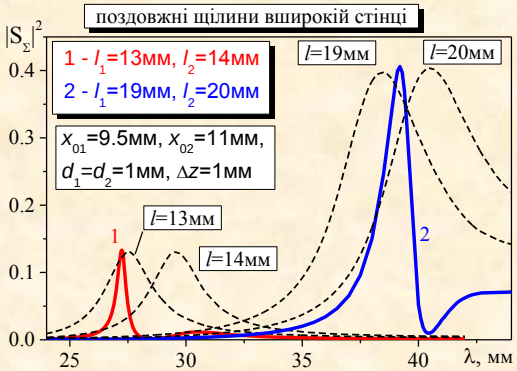


Створено:

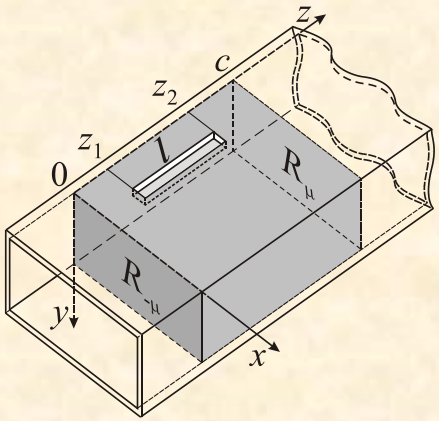
- ✓ вузькосмугові випромінювачі ($\Delta f/f \leq 2\%$)
- ✓ широкосмугові випромінювачі ($\Delta f/f \geq (20\text{-}40)\%$)
- ✓ при цьому напрям θ_{max} ДС – по нормалі до апертури

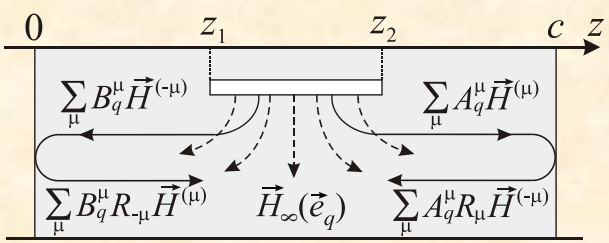


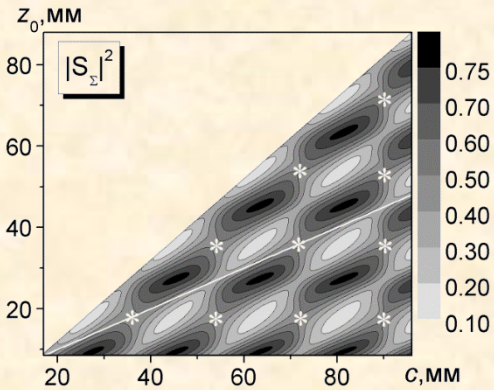




Щілинні випромінювачі у хвилеводах з діелектричними вставками



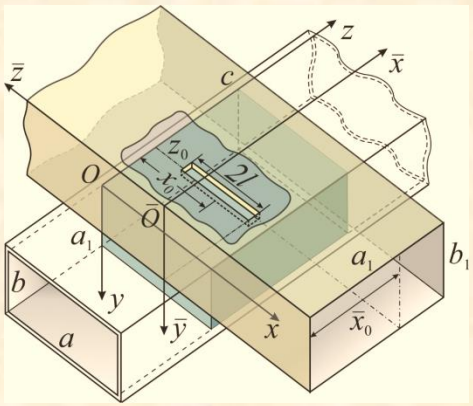


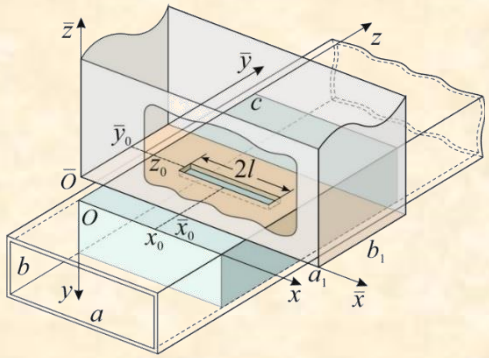


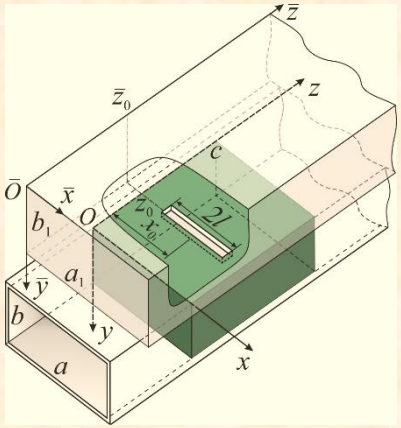
Резонансне значення коефіцієнта випромінювання залежно від довжини діелектричної вставки *c* та координати центра щілини z_0

- ✓ $|S_\Sigma|^2_{res} \approx 0.76,\ |S_{11}| \approx 0.1$ при $c \approx 0.5\lambda_g^{res}(n+0.5),\ z_0 \approx 0.5\lambda_g^{res}(m-0.5)$
- ✓ $|S_{11}| < 0.01,\ |S_\Sigma|^2_{res} \approx 0.7$
- ✓ П-подібна форма част. х-ки при $c \approx 0.5\lambda_g^{res}(n+1),\ z_0 \approx 0.5\lambda_g^{res}\, m$ (*)

Хвилевідні з’єднання з керованими характеристиками



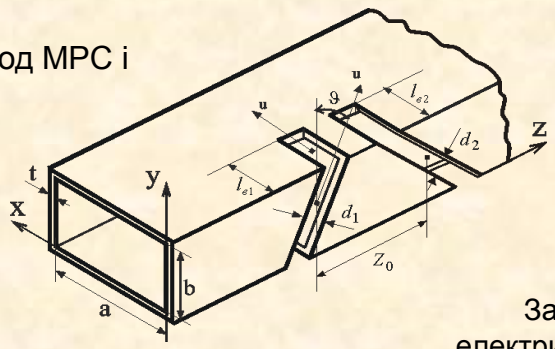


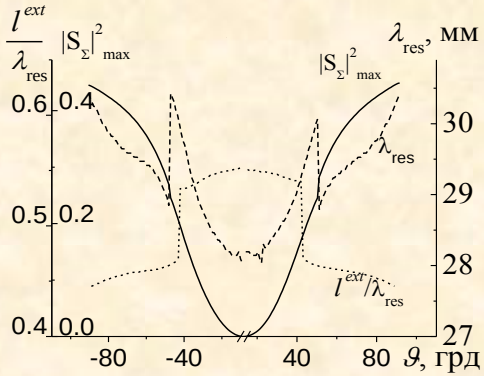


Хвилевідно-щілинні випромінювачі складної конфігурації

Нахилені щілини у вузькій стінці хвилеводу

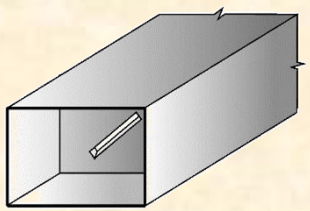
- вперше застосовано метод МРС і проведено розрахунок характеристик

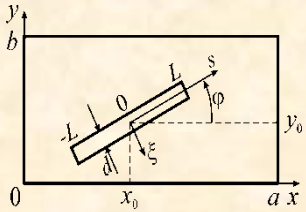




Залежності максимального значення $|S_\Sigma|^2$, λ_{res} та електричної довжини резонансної щілини від кута її нахилу

Некоординатні щілини у спільних стінках прямокутних хвилеводів





Методом усереднення в строгій електродинамічній постановці розв'язано нові крайові задачі дифракції електромагнітних хвиль: на діафрагмі скінченної товщини з довільно орієнтованою щілиною; на вузькій похилій щілині, прорізаній в торцевій стінці скінченної товщини напівнескінченного прямокутного хвилеводу, яка випромінює в півпростір над нескінченним ідеально провідним екраном.

Магнітний струм в щілині резонансної діафрагми із точністю до членів порядку α^2 ($\alpha = 1/8\ln[d_e/(8L)]$ – малий параметр, $d_e = d\exp(-\pi h/2d)$ – "еквівалентна" ширина щілини):

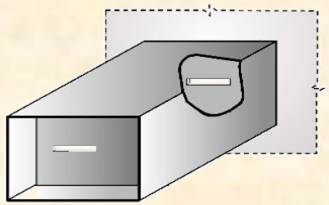
$$J(s) = -\alpha 2H_0\cos\varphi\frac{2i\omega/k^2}{[1-(k_\varphi/k)^2][\sin 2kL + \alpha 2W_\varphi^{sa}(kd_e, 2kL)]}\times$$

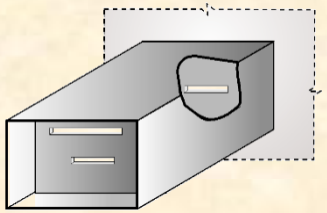
$$\times\left\{\sin\frac{\pi x_0}{a}\sin kL(\cos ks\cos k_\varphi L - \cos kL\cos k_\varphi s) + \cos\frac{\pi x_0}{a}\cos kL(\sin ks\sin k_\varphi L - \sin kL\sin k_\varphi s)\right\}.$$

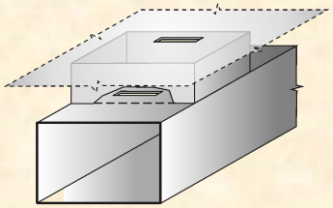
$k_\varphi = (\pi/a)\cos\varphi$, $W_\varphi^{sa}(kd_e, 2kL)$ – функція власного поля щілини, обумовлена компонентами тензорної магнітної функції Гріна напівнескінченного прямокутного хвилеводу, яка враховує всі типи хвиль поблизу щілини.

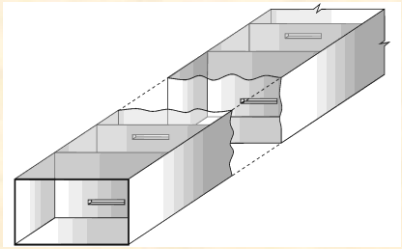
Визначено енергетичні характеристики діафрагми, а також отримано наближену аналітичну формулу для резонансної довжини хвилі λ_{res} симетричної ($x_0 = a/2$) координатної ($\varphi = 0°$) діафрагми із щілиною довжиною $2L$, шириною d й товщиною h при її довільному положенні щодо лінії $y_0 = b/2$ у хвилеводі з перерізом $\{a\times b\}$: $\dfrac{\lambda_{res}}{\lambda_c} = \dfrac{2L/a}{1+\alpha(2/\pi)W(a,b,2L,d,h,y_0)}$.

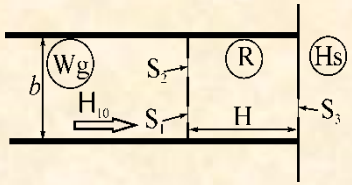
Багатоелементні хвилевідно-резонаторно-щілинні структури



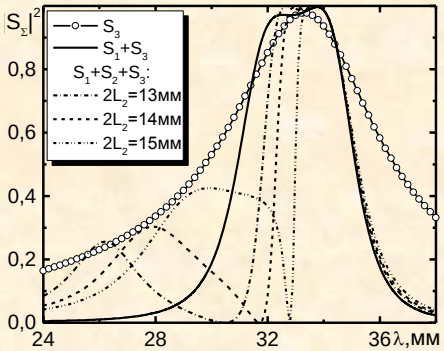


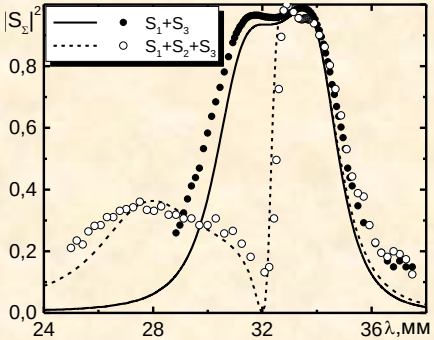






Енергетичні характеристики резонаторно-щілинних структур (кільця – експеримент)

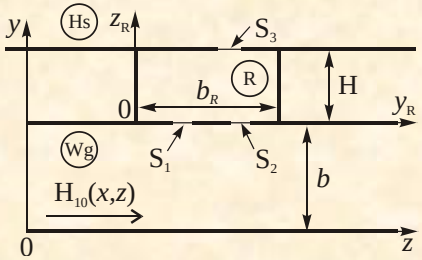


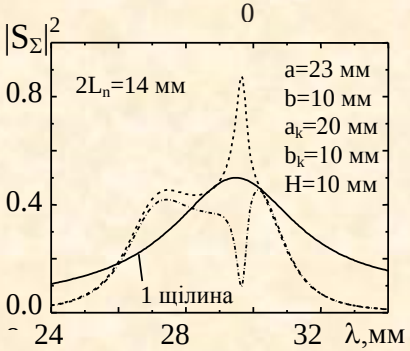


a =23 мм, b =10 мм, d_m =1 мм, h_m=1 мм, $H = a/2$, $2L_{1,3}$ =16 мм

d_m =1,5 мм, h_m=2 мм, $H = a/2$, $2L_{1,3}$=16 мм, $2L_2$=14 мм

Хвилевідно-резонаторний 3-х елементний щілинний випромінювач





Залежність $|S_\Sigma|^2$ від λ:

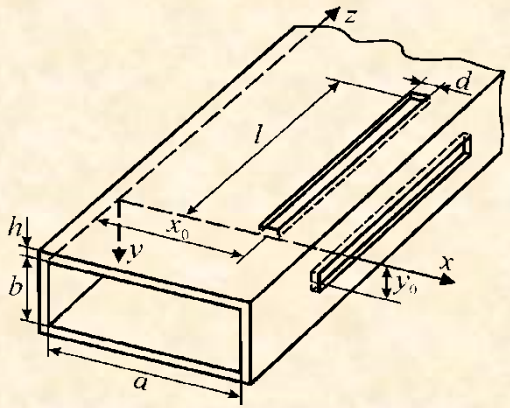
"-----" – $y_{R_1} = b_R/8$, $y_{R_2} = b_R/2$, $y_{R_3} = 7b_R/8$;

"-·-·-" – $y_{R_1} = b_R/2$, $y_{R_2} = 7b_R/8$, $y_{R_3} = b_R/8$

Отримано розв'язки узагальненим методом наведених МРС задач про зв'язок декількох різних електродинамічних об'ємів через вузькі щілини в їхніх загальних стінках скінченної товщини.

Проведено багатопараметричні дослідження характеристик хвилевідно-резонаторно-щілинних структур, що є аналогами смугових або режекторних фільтрів НВЧ і які перспективні для формування необхідних частотно-енергетичних характеристик і діаграм спрямованості решіток, параметри яких неможливо реалізувати на основі поодиноких щілинних елементів.

Електрично довгі (десятки і сотні λ) хвилевідно-щілинні випромінювачі



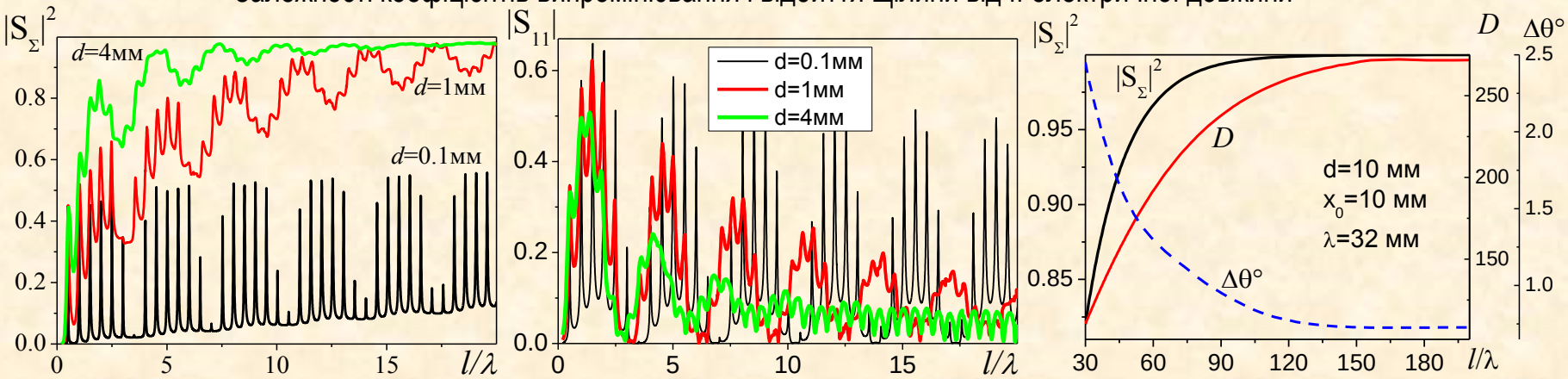
Традиційні уявлення :

- поле в щілині з $l > 10\lambda$: $E \sim e^{-\alpha z} e^{-i\beta z}$
- високий рівень бічних пелюсток в ДС
- великий порядок СЛАР при застосуванні методу Гальоркіна

в низці випадків виявляються хибними

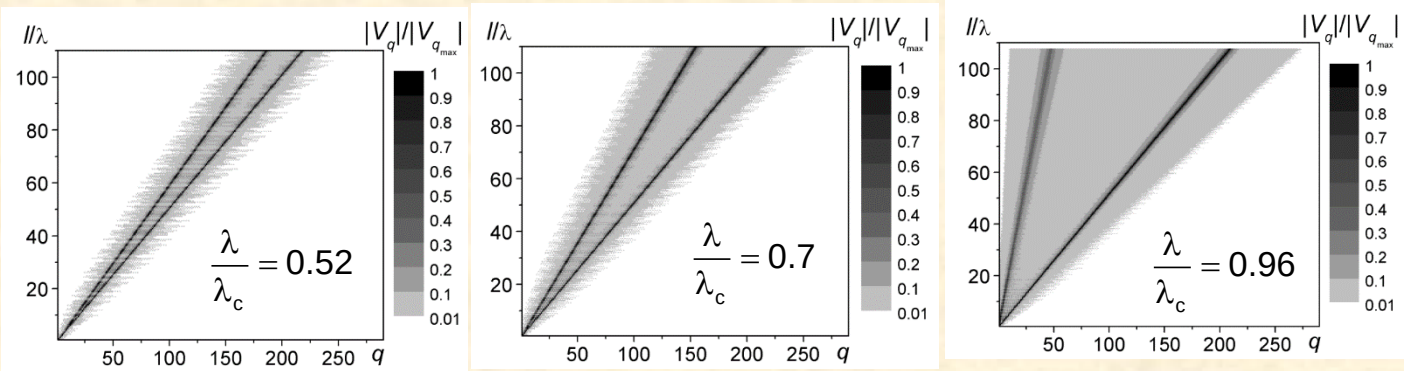
- ✓ Запропоновано й обґрунтовано методику визначення амплітудно-фазового розподілу електричного поля в електрично довгій щілині (десятки й сотні довжин хвиль), яка базується на використанні обмеженої кількості тригонометричних базисних функцій (просторових гармонік) у методі Гальоркіна.
- ✓ Вперше в електрично довгих щілинах реалізовано спадаючий до країв щілини (близький до напівперіоду синусоїди) амплітудний розподіл електричного поля та визначено умови його реалізації.
- ✓ На основі електрично довгої щілини створено випромінювачі «витічної хвилі» з рівнем бічних пелюсток діаграми спрямованості меншим за –20 дБ.

Залежності коефіцієнтів випромінювання і відбиття щілини від її електричної довжини



Електрично довгі (десятки і сотні λ) щілинні випромінювачі

Склад просторових гармонік АФР поля в щілині

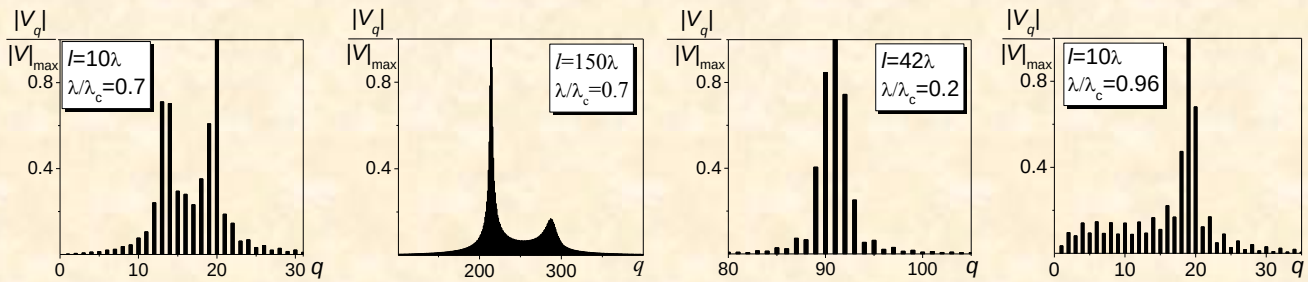


$$\vec{E} = \sum_q V_q \vec{e}_q;$$

$$\vec{e}_q = \vec{\xi}^0 \frac{1}{d} \sin \frac{q\pi}{l} z$$

Виявлено 2 зони в спектрі гармонік:

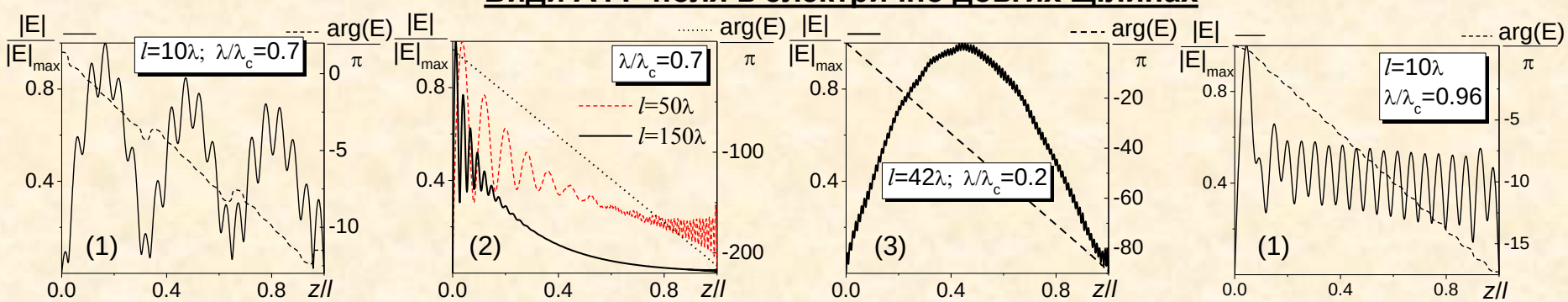
$$p_{\max} \approx \frac{l}{(\lambda/2)}; \quad q_{\max} \approx \frac{l}{(\lambda_g/2)}$$



$$\frac{q_{\max}}{p_{\max}} \approx \frac{\lambda}{\lambda_g} \to 1$$ одна зона

$$\frac{\lambda}{\lambda_g} \to 0$$ широкий спектр гармонік

Види АФР поля в електрично довгих щілинах



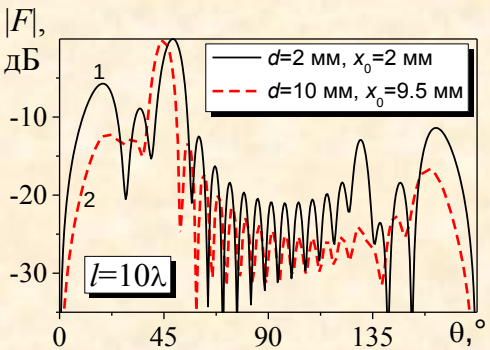
1 – осцилюючий вздовж щілини амплітудний розподіл (АР)

2 – спадний вздовж щілини АР, ФР-лінійний $\left(l > (20 \div 30)\lambda,\ \cos\theta_{\max} = \lambda/\lambda_g\right)$

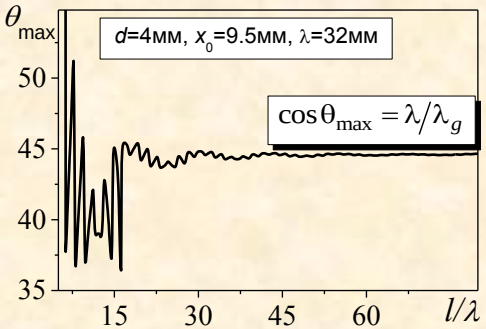
3 – спадний до країв щілини АР, ФР-лінійний (отримано вперше та визначено умови реалізації)

Електрично довгі (десятки і сотні λ) щілинні випромінювачі

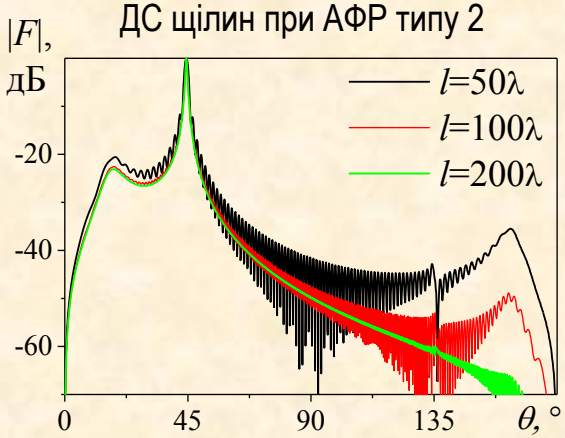
Характеристики щілин з АФР типу 1



Кут напряму головної пелюстки ДС



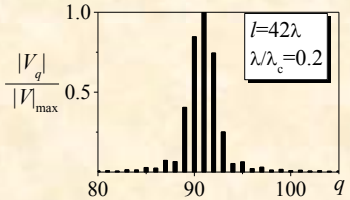
ДС щілин при АФР типу 2



<u>Вперше визначено умови отримання спадного до країв щілини амплітудного розподілу поля</u>

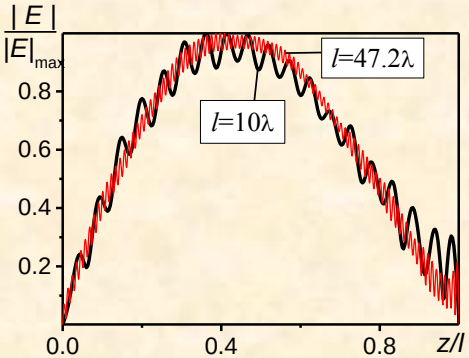
$$\frac{\lambda}{\lambda_g} \approx \frac{q_{max}}{p_{max}} \to 1$$

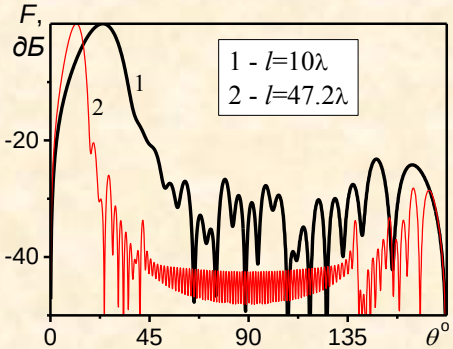
одна зона спектрі гармонік



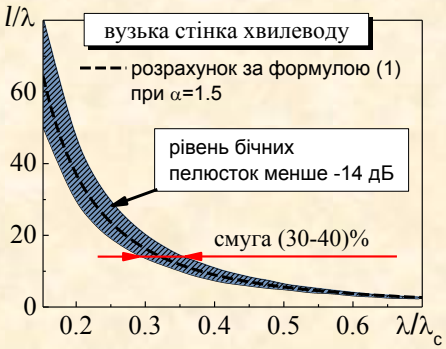
$$\boxed{\frac{l}{\lambda} = \frac{\alpha}{2\left(1-\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}\right)}} \qquad (1)$$

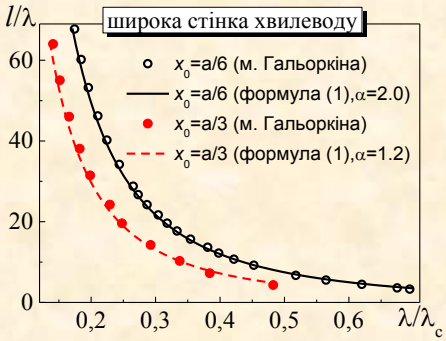
$$\alpha = 1 \div 2$$





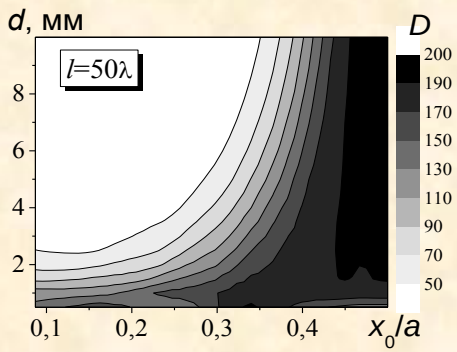
АР поля в щілинах і відповідні ДС щілини з низьким рівнем бічних пелюсток

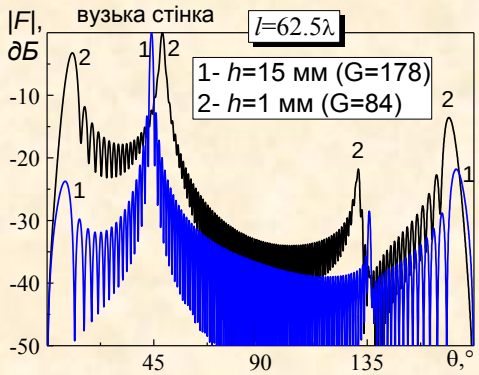


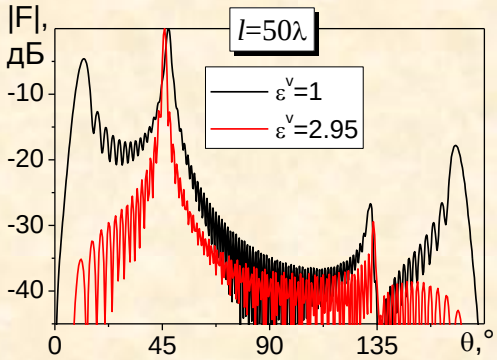


Залежності електричної довжини щілини від відносної довжини хвилі за умови реалізації спадного до країв щілини АР поля

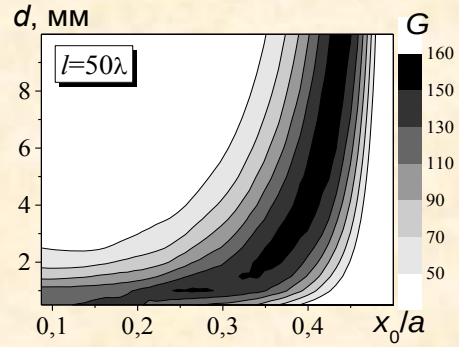
Оптимізація характеристик випромінювачів





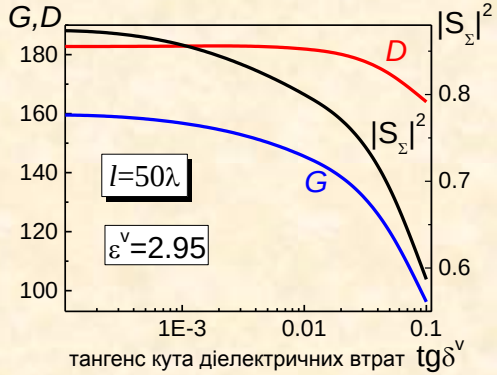


Заповнення порожнини щілини діелектриком

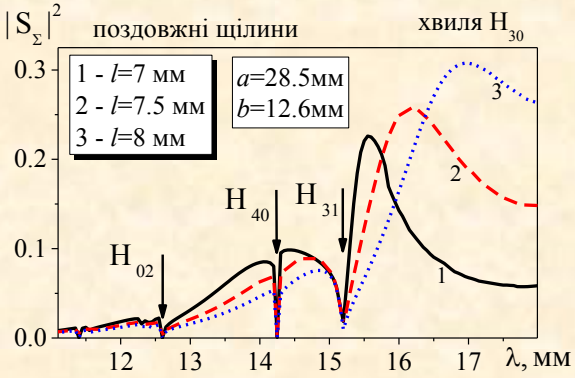


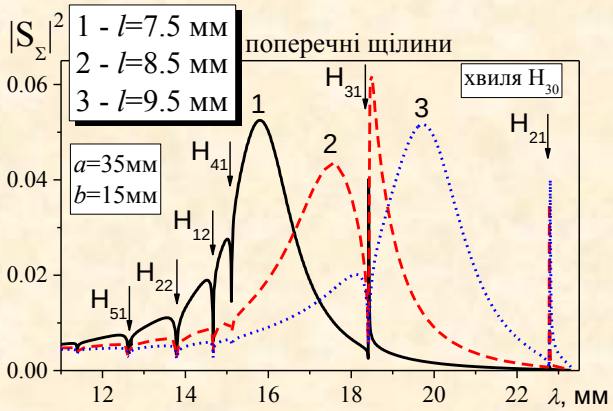
Зменшення рівня бічних пелюсток ДС при збільшенні товщини стінки хвилеводу *h*

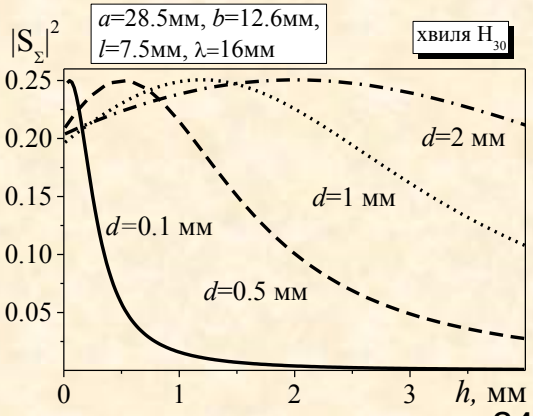
КСД (*D*) і КП (*G*) щілинного випромінювача в залежності від ширини щілини *d* і розміщення в широкій стінці хвилеводу



Вперше досліджено випромінювання щілини в стінці багатомодового хвилеводу





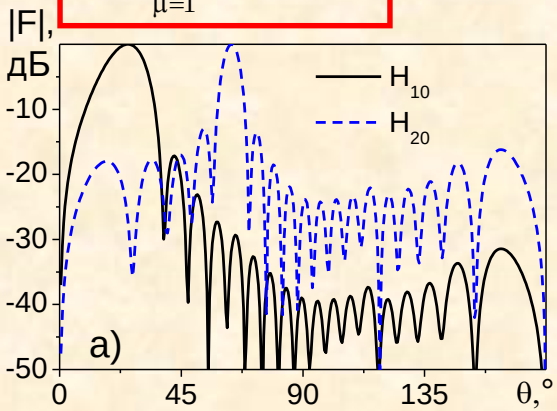


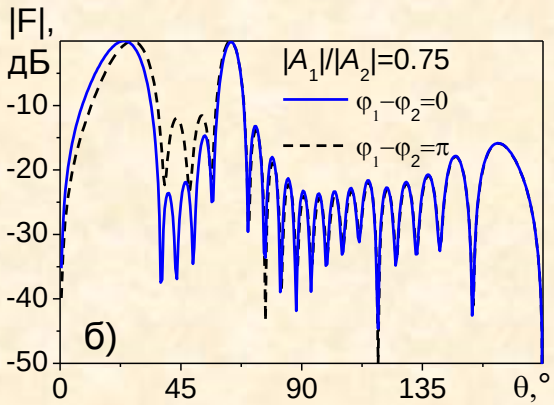
Залежності коефіцієнтів випромінювання від довжини щілини і товщини стінки хвилеводу

Випромінювачі з ДС спеціальної форми та багатопелюсткові ДС
(збудження хвилеводу з щілиною декількома модами на одній частоті)

$$\vec{H}_0 = \sum_{\mu=1}^{M} \left|A_\mu\right| e^{i\varphi_\mu} \vec{H}^{(\mu)}$$

$\vec{H}^{(\mu)}$ – магнітне поле власної хвилі з номером μ одиничної амплітуди





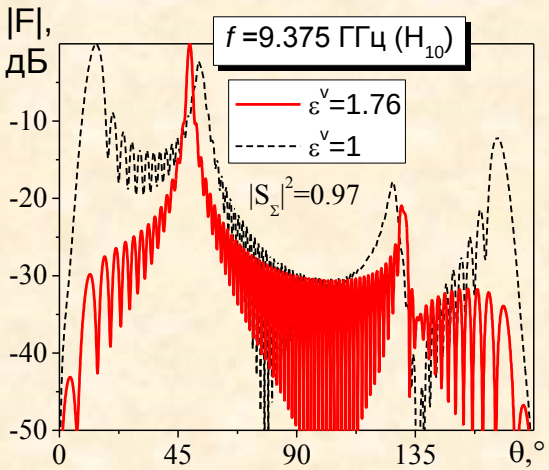
$a \times b = 23 \times 10$ мм,

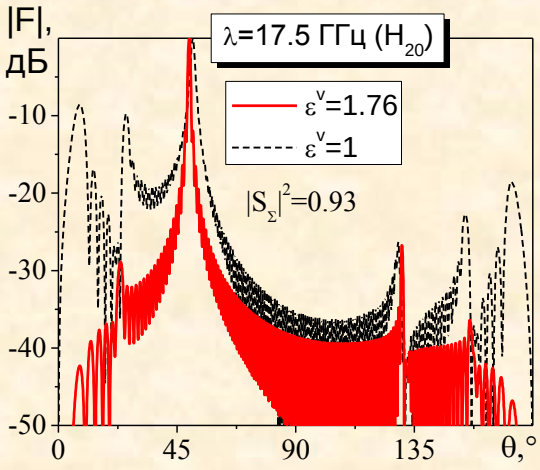
$\lambda = 20.5$ мм, $l = 200$ мм,

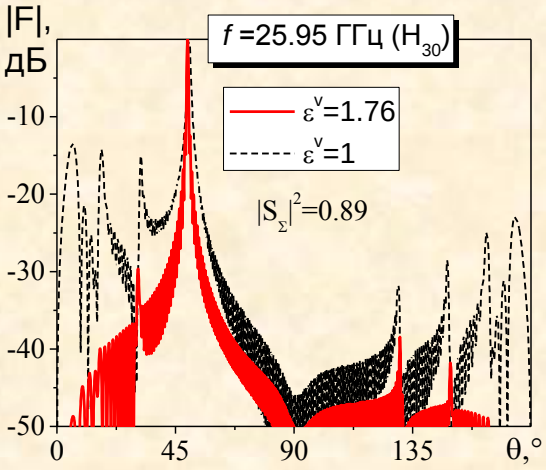
$d = 5$ мм, $x_0 = 7.3$ мм

ДС при роздільному (а) і при одночасному (б) збудженні хвилями H_{10} і H_{20}

Багаточастотні випромінювачі
(збуждення хвилеводу на різних частотах різними модами)

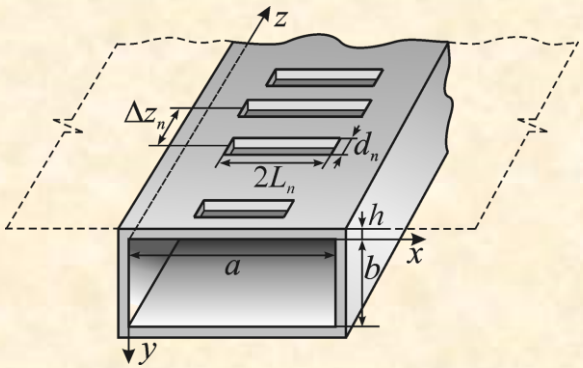






ДС щілинного випромінювача (l=1280мм) у вузькій стінці хвилеводу (a=23мм, b=10мм)

Антени витічної хвилі на основі системи близко розташованих щілин



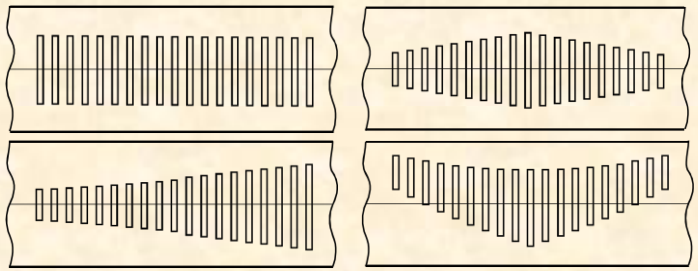
Розподіл струму на щілинах: $J_n(s_n) = J_{0n}^{s} f_n^{s}(s_n) + J_{0n}^{a} f_n^{a}(s_n)$

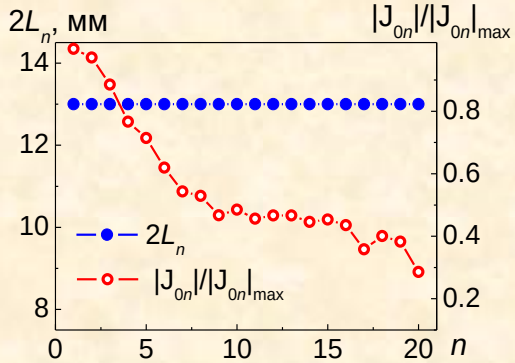
$$f_n^{s}(s_n) = \cos ks_n \cos k_c L_n - \cos kL_n \cos k_c s_n$$

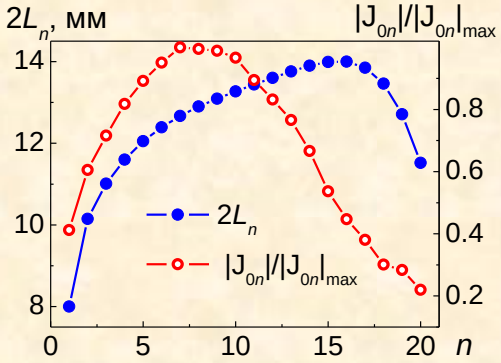
$$k_c = 2\pi / \lambda_c,\ \lambda_c = 2a$$

$$f_n^{a}(s_n) = \sin ks_n \sin k_c L_n - \sin kL_n \sin k_c s_n$$

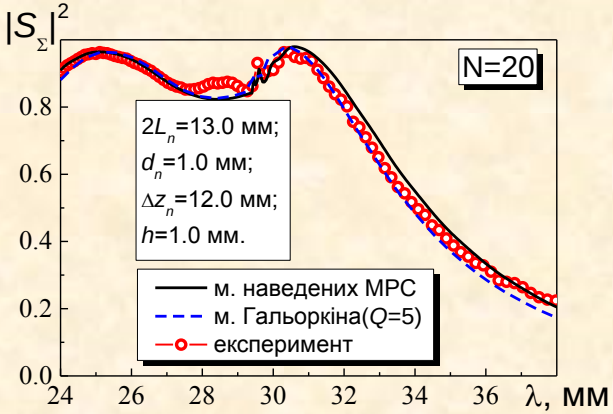
При симетричному розташуванні щілини: $J_n(s_n) = J_{0n}^{s} f_n^{s}(s_n)$



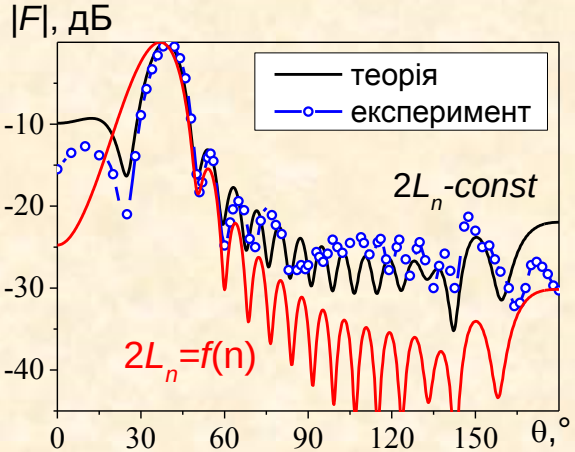


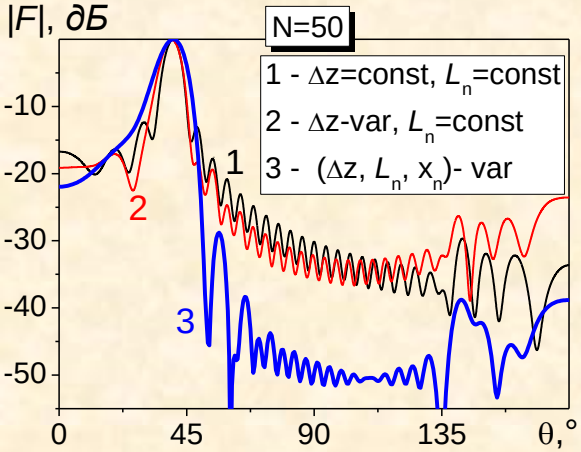


АР струмів в апертурі решіток випромінювачів однакової довжини та з різною довжиною



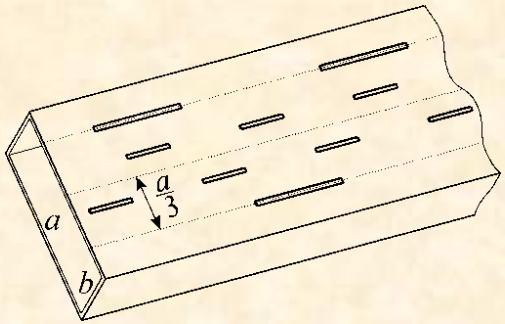
Порівняння розрахункових і експериментальних даних

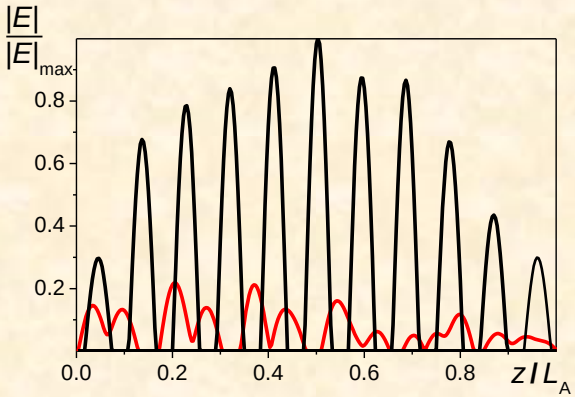




ДС ірешіток з N=20 и N=50 випромінювачів. Зменшення рівня бічних пелюсток при варіюванні геометричних параметрів решіток.

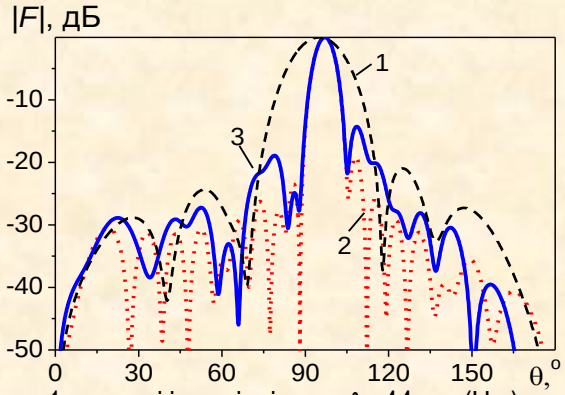
Багаточастотні щілинні решітки з суміщеною апертурою на багатомодових хвилеводах



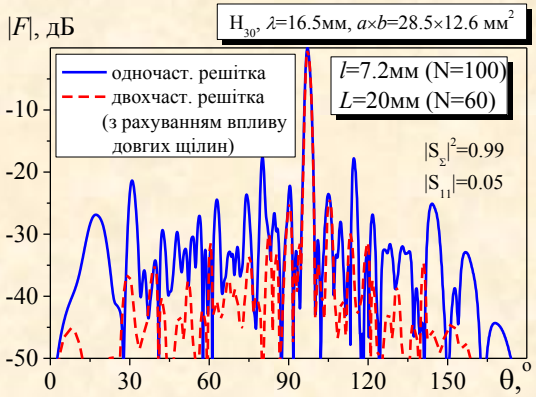


АР в апертурі із 6 довгих і 11 коротких щілин (λ=16,5 мм, хвиля H_{30})

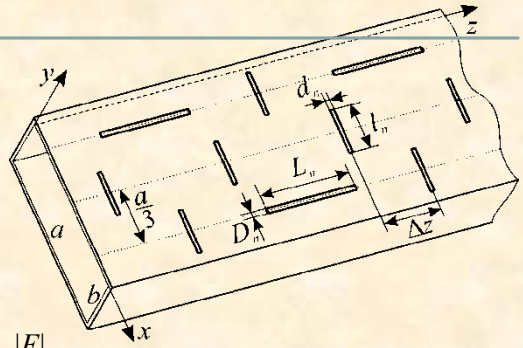
- вперше застосовано метод МРС
- урахування взаємного впливу випромінювачів

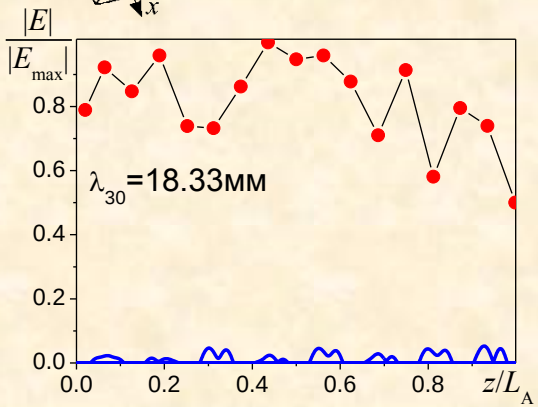


1- короткі і довгі щілини, λ=44 мм (H_{10});
2- лише короткі щілини, λ=16,5 мм (H_{30});
3- короткі і довгі щілини, λ=16,5 мм (H_{30}).

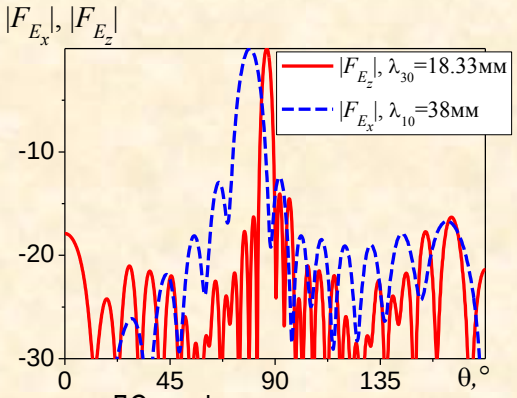


Зменшення рівня бічних пелюсток за рахунок x_n=f(n))





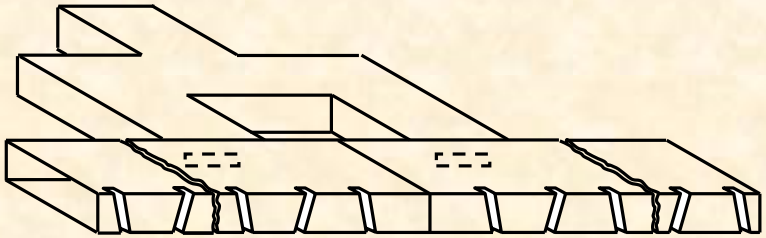
Амплітудний розподіл поля в апертурі решітки



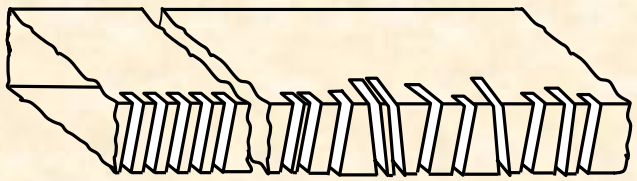
ДС решітки на двох частотах

Антенні решітки на основі нахилених щілин у вузькій стінці прямокутного хвилеводу

ФАР з секціонованою апертурою

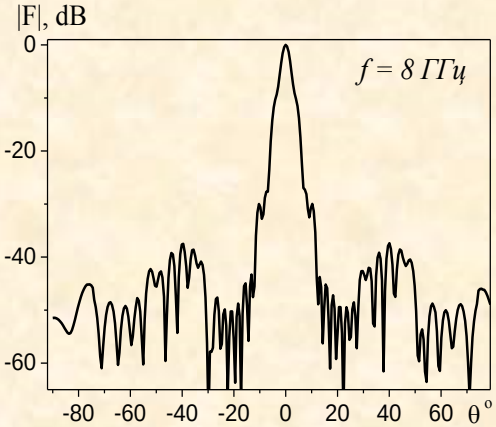


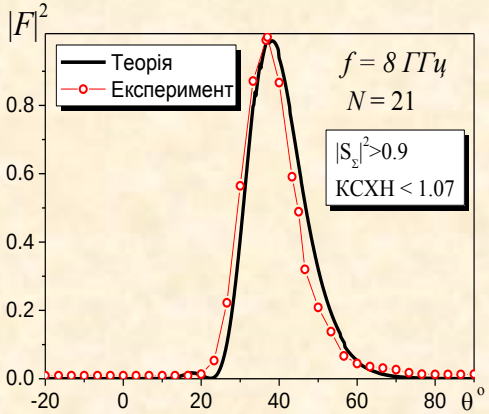
Антени витічної хвилі



- ✓ розвинено електродинамічний метод МРС для розрахунку характеристик
- ✓ довільні геометричні і матеріальні параметри щілинних елементів
- ✓ реалізовано необхідні для отримання ДС з низьким рівнем бічних пелюсток АФР поля в апертурі решіток
- ✓ створено антенні решітки решітки «витічної хвилі», решітки біжної хвилі, з рівнем бічних пелюсток ДС нижчим за -30дБ, КСХН < 1.07, $|S_\Sigma|^2 > 0.9$

Судова (корабельна) навігаційна РЛС





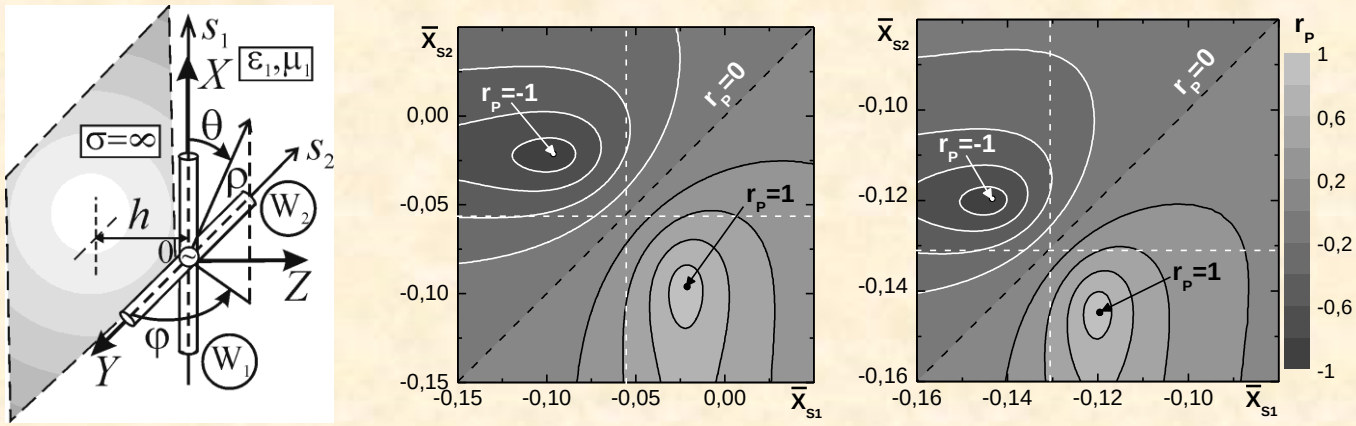
Формування полів імпедансними вібраторними та щілинними випромінювачами в об’ємах з ідеально провідними й імпедансними границями

Випромінювання електромагнітних хвиль імпедансними вібраторами в матеріальних середовищах над ідеально провідною площиною

Методом усереднення у форматі першого наближення отримано розв'язок для струму в горизонтальному імпедансному вібраторі, розташованому в напівнескінченному однорідному середовищі із втратами на відстані h над екраном. Досліджено вплив ідеально провідної площини на резонансні властивості імпедансних вібраторів для різних значень h.

Уперше отримано аналітичні вирази (справедливі у всіх зонах спостереження) для поля випромінювання імпедансного вібратора в напівнескінченному однорідному середовищі із втратами. Досліджено просторовий розподіл ближнього поля випромінювання вібратора залежно від параметрів середовищ, а також вплив на цей розподіл провідного екрана.

Уперше досліджено вплив поверхневих імпедансів вібраторів на енергетичні і поляризаційні характеристики випромінювання системи турнікетного типу. Визначено значення поверхневих імпедансів $\overline{X}_{S1,2}$ у системі схрещених вібраторів різної електричної довжини, які забезпечують випромінювання поля з круговою поляризацією для різних матеріальних середовищ.

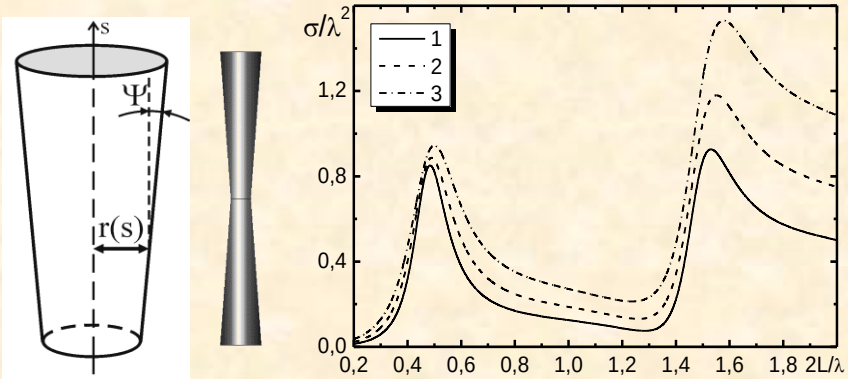


а) б)

Залежності коефіцієнта еліптичності r_p від поверхневих імпедансів схрещених чвертьхвильових ($2L_{1,2} = \lambda/4$) вібраторів при $\rho = 5\lambda_1$: а) ε_1 =6,5-i1,6 (відповідає жировому шару); б) ε_1 =46,5-i18,0 (відповідає м'язовій тканині)

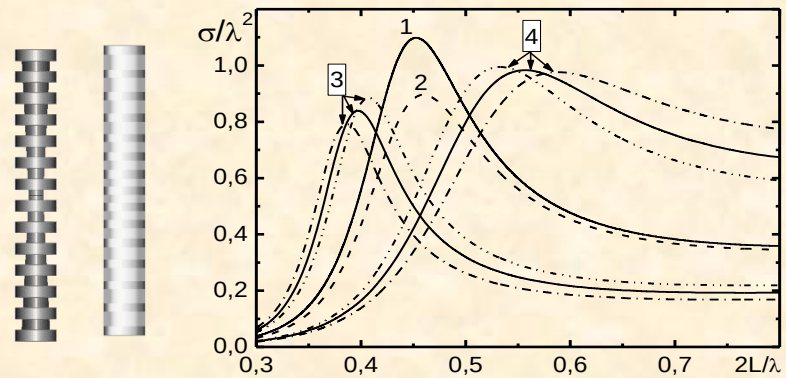
Імпедансні вібраторні випромінювачі у вільному просторі та прямокутному хвилеводі

Уперше методом усереднення у форматі першого наближення отримано асимптотичні розв'язки крайових задач для струму в тонкому розсіюючому імпедансному вібраторі, розташованому у вільному просторі, зі змінним радіусом поперечного перерізу та змінним уздовж вібратора поверхневим імпедансом. Узагальненим методом наведених ЕРС уперше розв'язано задачі розсіювання в прямокутному хвилеводі хвилі типу H_{10} на тонкому вібраторі зі змінним уздовж нього поверхневим імпедансом, тонкому імпедансному вібраторі змінного радіуса та системі вібраторів зі змінним поверхневим імпедансом



Залежності ЕПР σ/λ^2 від електричної довжини вібратора при $\bar{Z}_S = 0$, $2L$=15 см, r_0=0,1 см для різних кутів ψ:

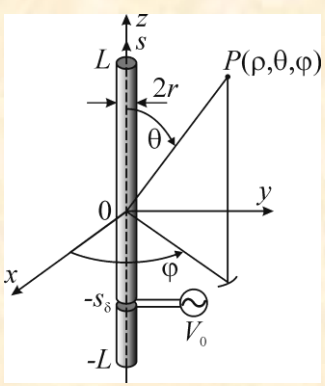
1– $\psi = 0^{\circ}$; **2**– $\psi = 1{,}1^{\circ}$; **3**– $\psi = 3{,}1^{\circ}$

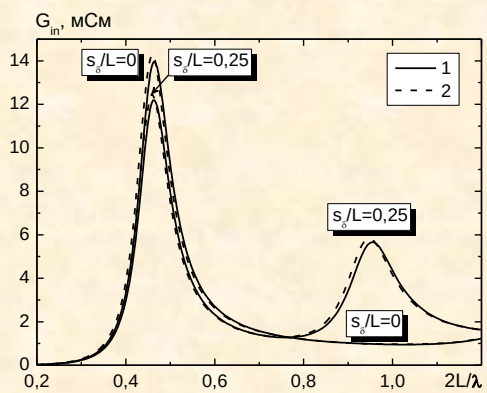


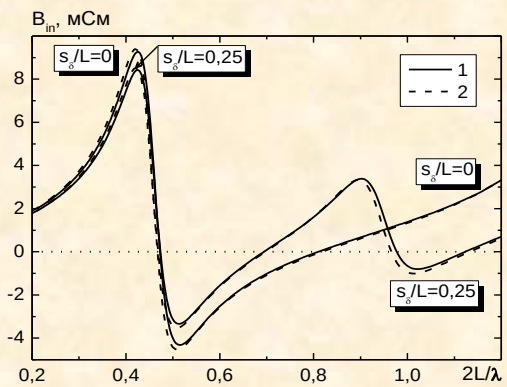
Залежності ЕПР σ/λ^2 від електричної довжини вібратора зі змінним імпедансом уздовж нього:

1– $\bar{Z}_S = 0$; **2**– $\bar{Z}_S^{av} = 0{,}005$; **3,4**– $\bar{Z}_S^{av} = 0{,}005 \pm i0{,}05$ —— $\phi(s) = 1$,

– · – $\phi_1(s) = \exp[-\beta(|s|/L)]$, – ·· – $\phi_2(s) = \exp\{\beta[(|s|/L) - 1]\}$

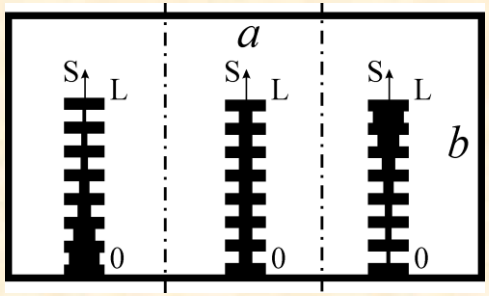






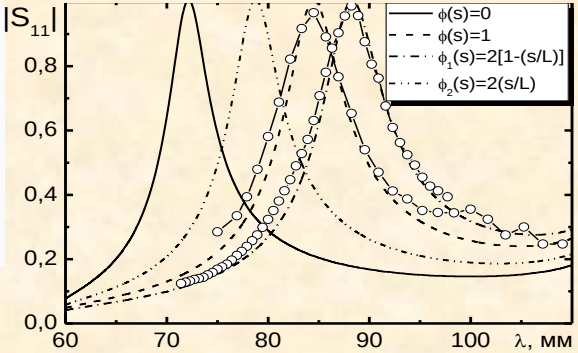
Вхідний адмітанс вібратора зі зміщеною точкою збудження залежно від його електричної довжини при $L/r = 75$:

1– метод наведених ЕРС із функціями методу усереднення, **2**–метод моментів (тригонометричний базис із 24 функціями)

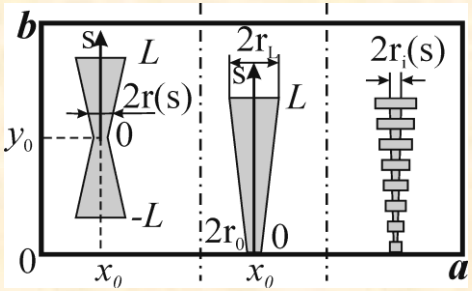


Геометрія задачі

Експериментальні зразки вібраторів

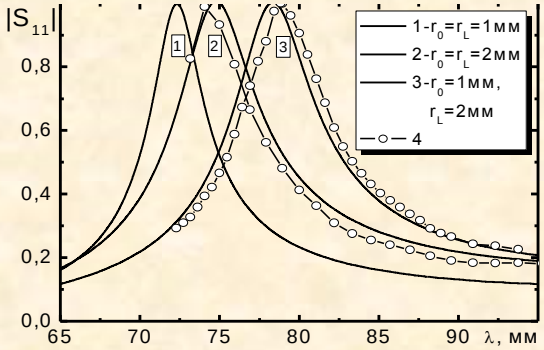


Залежності $|S_{11}|(\lambda)$ для гофрованих вібраторів з різними законами зміни імпедансу, розташованих в прямокутному хвилеводі ($a \times b$=58×25 мм^2, L=15 мм, r=2 мм, $x_0 = a/8$, (кільця – експеримент).

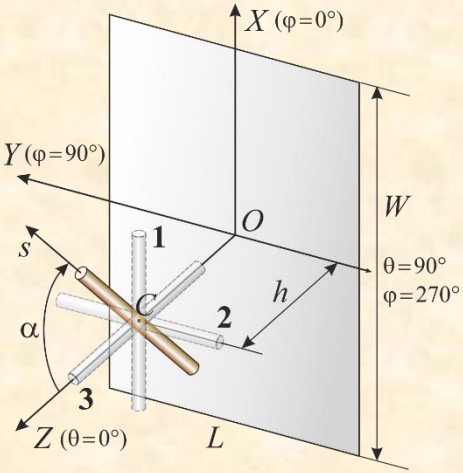


Геометрія задачі

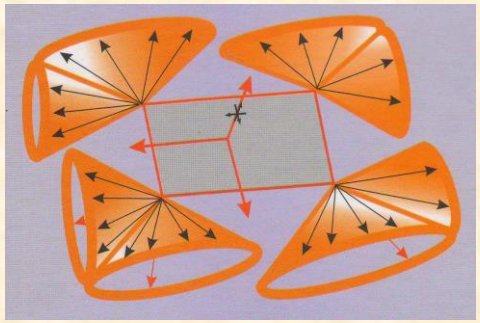
Експериментальні зразки вібраторів



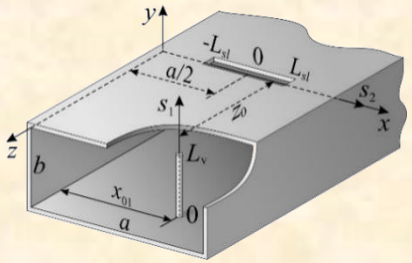
Залежності $|S_{11}|(\lambda)$ для ідеально провідних вібраторів з постійним і змінним радіусом їхнього поперечного перерізу при $a \times b$=58×25 мм^2, L=15 мм, $x_0 = a/8$: **1,2,3**–розрахунок, **4**–експеримент.

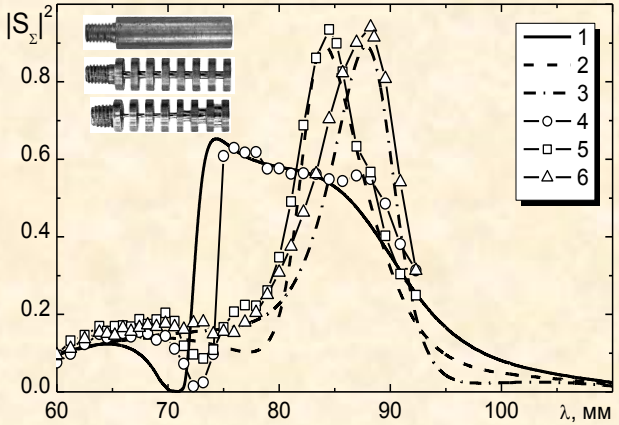


Методом рівномірної теорії дифракції отримано асимтотичні розв'язки трьохвимірних задач дифракції випромінювання довільно орієнтованих диполя Герца та напівхвильового вібратора на тонких ідеально провідних плоскому екрані прямокутної форми, куткових рефлекторах з довільним кутом розхилу і П-подібному екрані з кінцевими розмірами. Досліджено діаграми спрямованості, коефіцієнти спрямованої дії, захисної дії та еліптичності, вхідний опір і можливості оптимізації випромінювання вібраторних антен з екранами.



Комбіновані випромінювачі магнітно-електричного типу в об’ємах з ідеально провідними й імпедансними границями



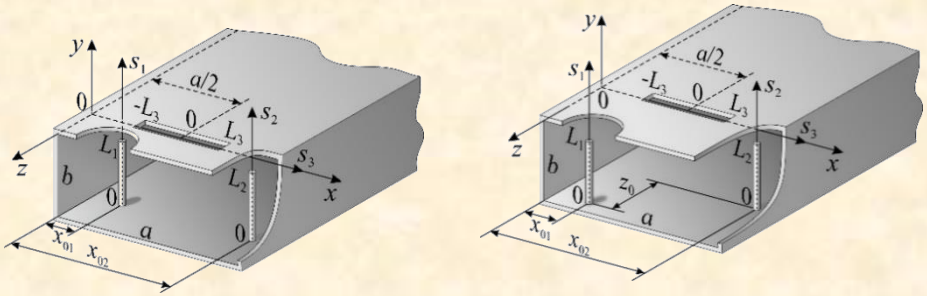


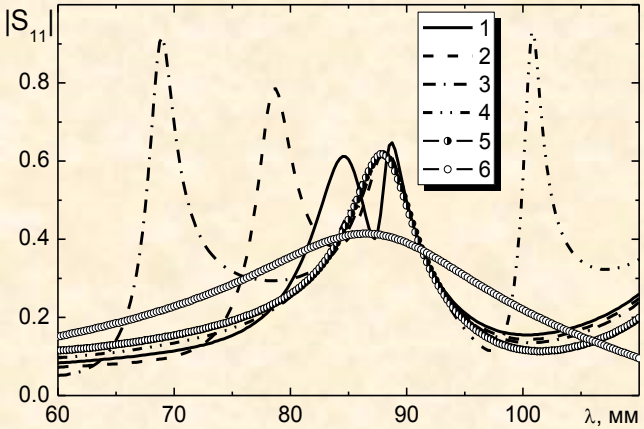
1–ідеально провідний вібратор, $\bar{Z}_S = 0$

2– імпедансний вібратор, $\bar{Z}_S = ikr\ln(4.0)$

3– імпедансний вібратор зі змінним вздовж нього поверхневим імпедансом $\bar{Z}_S(s_1) = ikr\ln(4.0)\phi_1(s_1)$

4-6 – експериментальні данні





$x_{02} = 15a/16$, $\bar{Z}_{S1}(s_1) = ikr_1\ln(4.0)\phi_1(s_1)$,

1– $\bar{Z}_{S2} = ikr_2\ln(4.0)$; **2**– $\bar{Z}_{S2}(s_2) = ikr_2\ln(4.0)\phi_2(s_2)$;

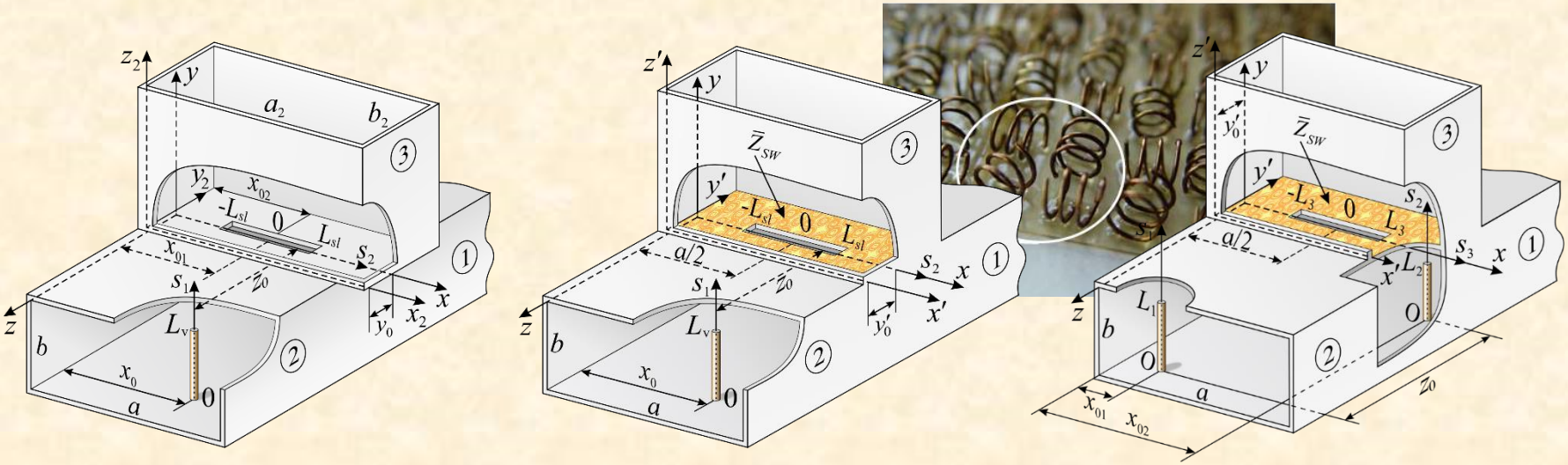
3– $\bar{Z}_{S2} = 0$; **4**– $\bar{Z}_{S2}(s_2) = ikr_2\ln(8.0)\phi_1(s_2)$;

5–щілина+вібратор; **6**–поодинока щілина

Залежності коефіцієнта випромінювання $|S_\Sigma|^2$ і відбиття $|S_{11}|$ для структур з імпедансними вібраторами

(a =58 мм, b =25 мм, h =0.5 мм, $2L_{sl}$ =40 мм, d =4 мм, $L_{v1,2}$ =15 мм, r =2.0 мм, $x_{01} = a/8$, z_0 =64 мм)

E-площинні зчленування прямокутних хвилеводів з вібраторно-щілинною структурою зв’язку



Особливості структур:

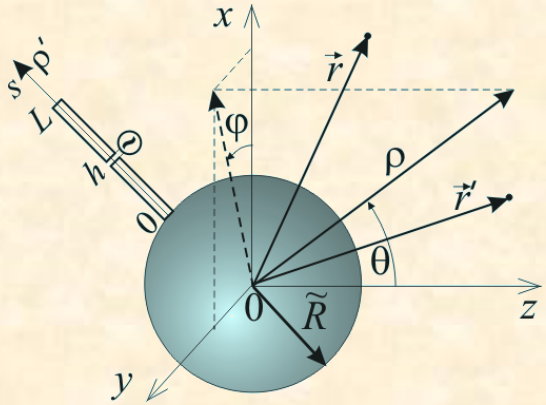
- імпедансне покриття торця бокового хвилеводу (зокрема, покриття шаром метаматеріалу)
- імпедансні вібратори зі змінним поверхневим імпедансом
- зчленовувані хвилеводи з різними розмірами поперечного перерізу

✓ немеханічне керування частотно-енергетичними характеристиками
✓ поділ потужності в заданому співвідношенні між плечима та хвилевідними модами у бічному хвилеводі
✓ багаторезонансний режим роботи
✓ можливість реалізації на низькопрофільних хвилеводах при використанні вібраторів з поверхневим імпедансом індуктивного типу

Випромінювачі електричного і магнітного типу в об’ємах, що мають сферичні й циліндричні границі.

Тонкі дротяні випромінювачі, розташовані поблизу сферичних розсіювачів

Отримано розв’язок рівняння для струму методом послідовних ітерацій з використанням природного малого параметра $\alpha \approx 1/\left(2\ln(r/L)\right)$ на основі функції Гріна для простору поза сферою, заповненого середовищем з матеріальними параметрами $(\varepsilon_1;\mu_1)$:



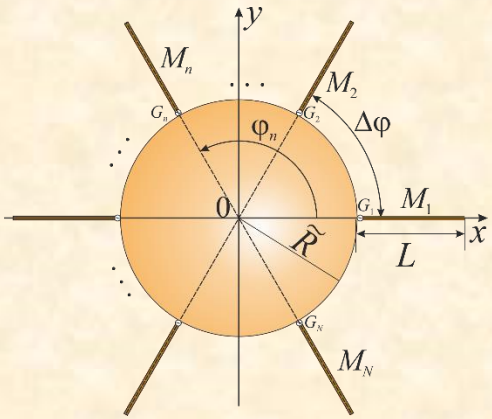
$$\boxed{J_0(\rho)=\frac{\alpha i\omega\varepsilon_1 V_0}{2k_1}\left[\tilde{C}_1 j_0(\tilde{\tilde{k}}_1\rho)+\tilde{C}_2 y_0(\tilde{\tilde{k}}_1\rho)+\frac{1}{\tilde{\tilde{k}}_1\rho}\begin{Bmatrix}-\sin(\tilde{\tilde{k}}_1\rho-\tilde{\tilde{k}}_1[\tilde{R}+h]), & \tilde{R}\le\rho\le\tilde{R}+h\\ \sin(\tilde{\tilde{k}}_1\rho-\tilde{\tilde{k}}_1[\tilde{R}+h]), & \tilde{R}+h\le\rho\le\tilde{R}+L\end{Bmatrix}\right]},$$

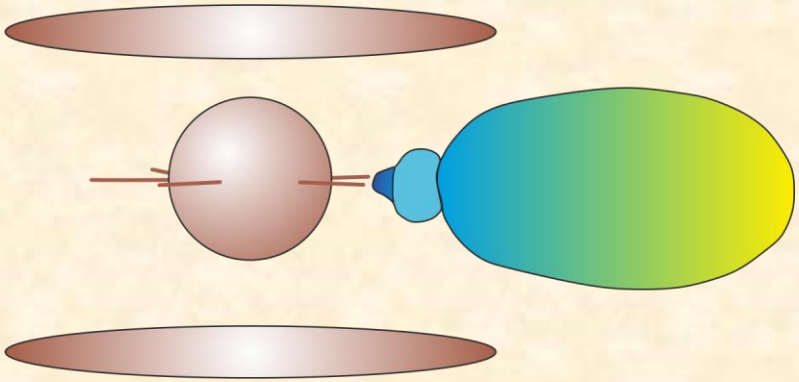
$$\tilde{C}_1=\frac{\cos(\tilde{\tilde{k}}_1[\tilde{R}+L])\left[2\sin(\tilde{\tilde{k}}_1 h)-\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R}\cos(\tilde{\tilde{k}}_1 h)\right]-\sin(\tilde{\tilde{k}}_1[L-h])\left[2\cos(\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R})-\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R}\sin(\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R})\right]}{2\sin(\tilde{\tilde{k}}_1 L)-\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R}\cos(\tilde{\tilde{k}}_1 L)},$$

$$\tilde{C}_2=\frac{\sin(\tilde{\tilde{k}}_1[\tilde{R}+L])\left[2\sin(\tilde{\tilde{k}}_1 h)-\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R}\cos(\tilde{\tilde{k}}_1 h)\right]-\sin(\tilde{\tilde{k}}_1[L-h])\left[2\sin(\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R})+\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R}\cos(\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R})\right]}{2\sin(\tilde{\tilde{k}}_1 L)-\tilde{\tilde{k}}_1\tilde{R}\cos(\tilde{\tilde{k}}_1 L)},$$

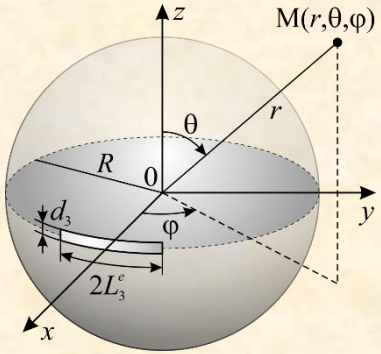
$j_0(\tilde{\tilde{k}}_1\rho)$ і $y_0(\tilde{\tilde{k}}_1\rho)$ – сферичні функції Бесселя нульового порядку, відповідно I і II роду; $\tilde{\tilde{k}}_1=k_1\sqrt{1+i2\alpha\bar{Z}_S/(kr)}$;

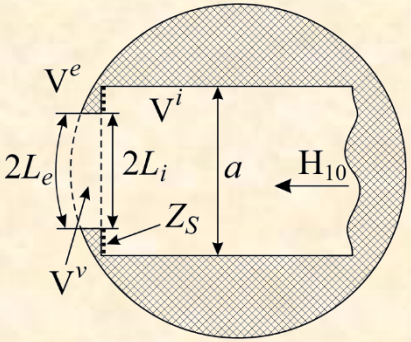
$\bar{Z}_S=\bar{R}_S+i\bar{X}_S$ - нормований (на 120π [Ом]) поверхневий імпеданс вібратора; V_0 - амплітуда поля збудження.

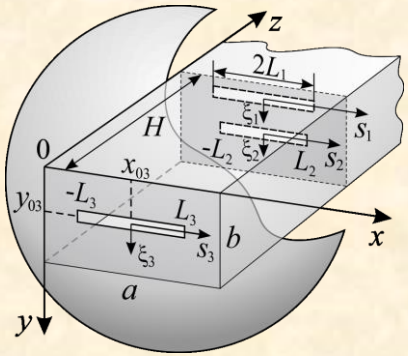


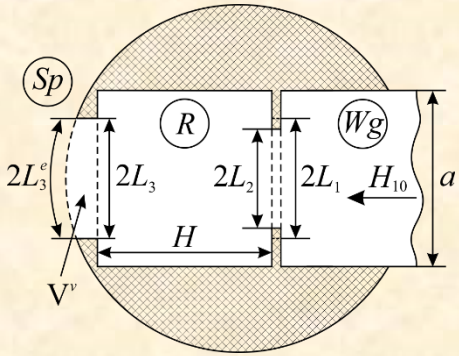


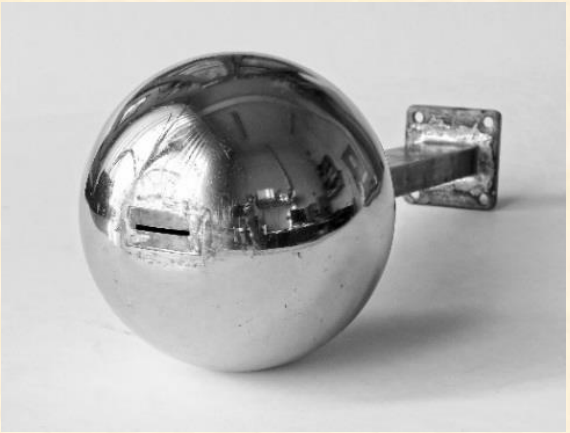
Щілинні випромінювачі, розташовані на сферичних розсіювачах







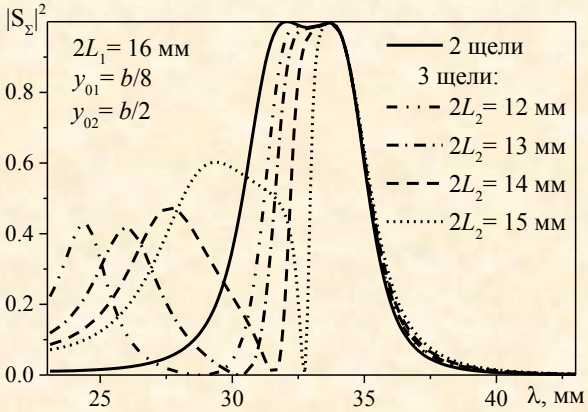




Експериментальний макет щілинної сферичної антени

- ✓ імпедансне покриття торця хвилеводу
- ✓ прохідний резонатор з багатощілинною діафрагмою

- отримано аналітичні вирази для полів випромінювання щілин на ідеально провідній і **імпедансній сферах**
- отримано власні й взаємні провідності щілин
- побудовано математичні моделі випромінювачів



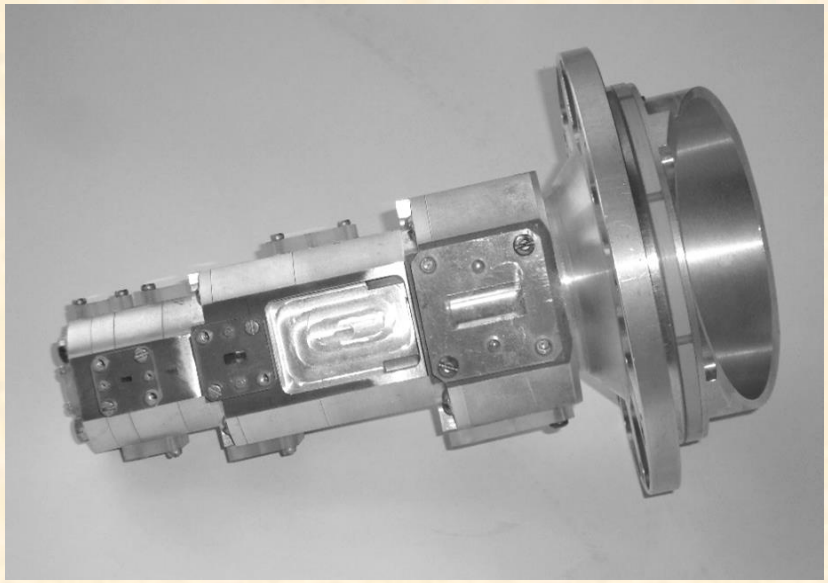
ВИКОРИСТАННЯ В ПРОМИСЛОВОСТІ

- Результати робіт, в яких авторами вперше розроблено методи проектування імпедансних, багатоелементних, багаторезонансних випромінюючих структур з довільною топологією й довільними геометричними та електрофізичними параметрами як випромінюючих елементів, так і хвилеведучих трактів, багаточастотних, комбінованих магнітоелектричних структур і антенних решіток із суміщеною та секціонованою хвилеводно-резонаторною апертурою, впроваджено при створенні радіолокаційних станцій та приймально-передавальних систем спеціального призначення **ДП «НДІ «Квант», НДІ радіолокаційних систем «КВАНТ-радіолокація», ДП «ЦКБ «Протон».**

- На базі новітніх випромінюючих структур, застосованих у **НВП «Укрспецзв'язок»**, підвищено надійність передачі шифрованої інформації багатоканальними системами скритого радіозв'язку.

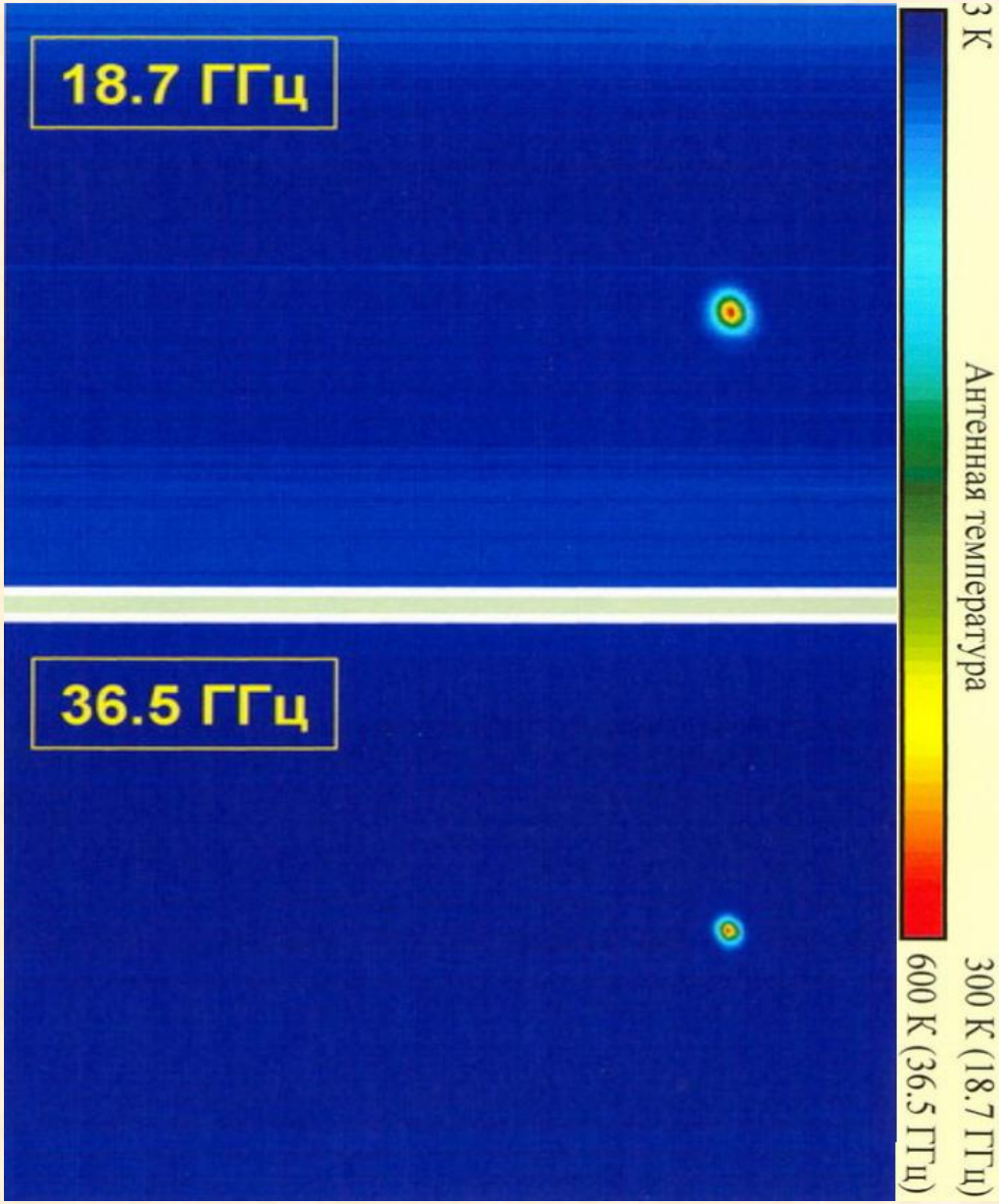
Створення апертурних випромінювачів

Скануюча дзеркальна антена для панорамного багатодіапазонного радіометра космічного апарата «СІЧ-1»



36-канальний опромінювач гостроспрямованої дзеркальної антени мікрохвильового скануючого радіометра (6,9…183,3 ГГц), працюючого в ортогональному лінійно-поляризованому базисі, для космічних апаратів серії «СІЧ»

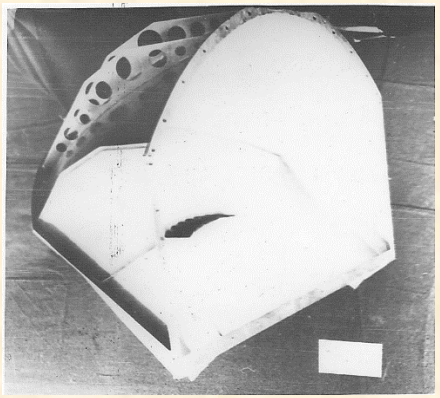
У процесі льотно-експериментальних досліджень КА «СІЧ-1» вперше у світовій практиці було виміряно радіовипромінювання Сонця з космічної орбіти на частотах міліметрового діапазону 18,7ГГц і 36,5ГГц



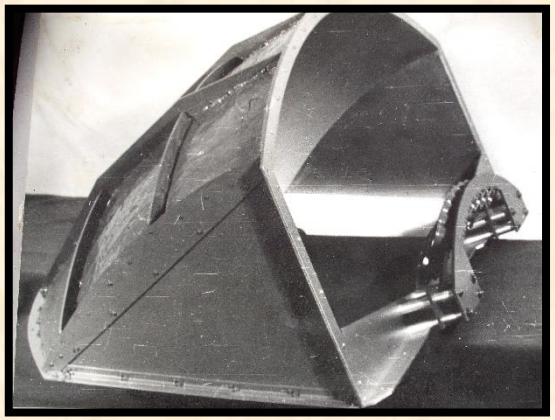
НВЧ - зображення Сонця за даними МВТЗА-ОК КА «СІЧ-1М», оберт №1290, 18.03.05р. БШВ 113:15-114:12

Багатопроменеві сферопараболічні дзеркальні антени для панорамних радіометрів авіаційного базування

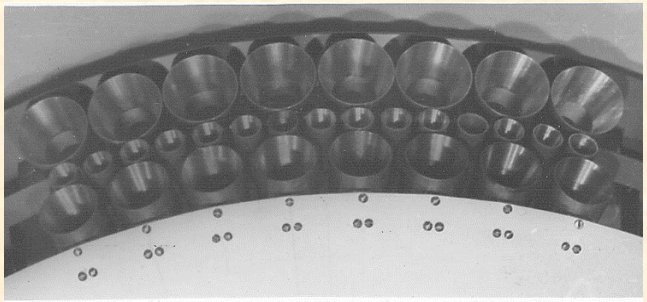
Восьмипроменева дзеркальна антена панорамного радіометру авіаційного базування 4-см діапазону



Восьмипроменева дзеркальна антена панорамного радіометру авіаційного базування 6-см діапазону

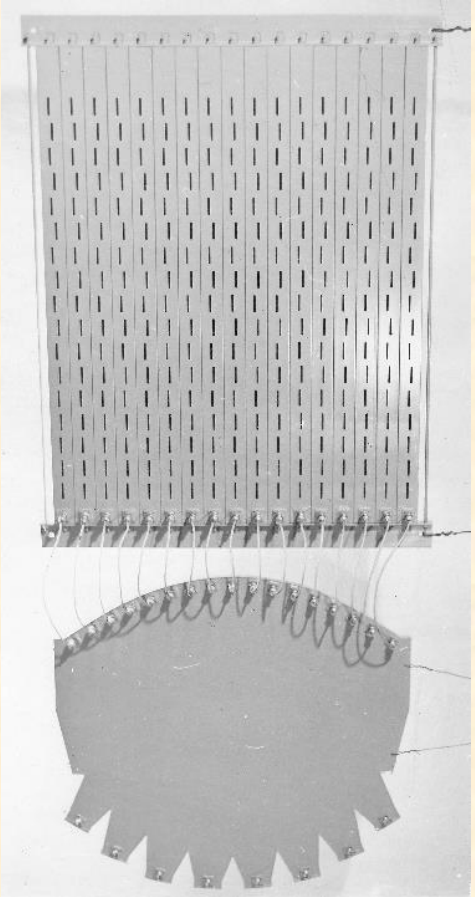


Трьохдіапазонна (6,0; 4,0 и 0,8 см) багатопроменева дзеркальна антена панорамного радіометру авіаційного базування

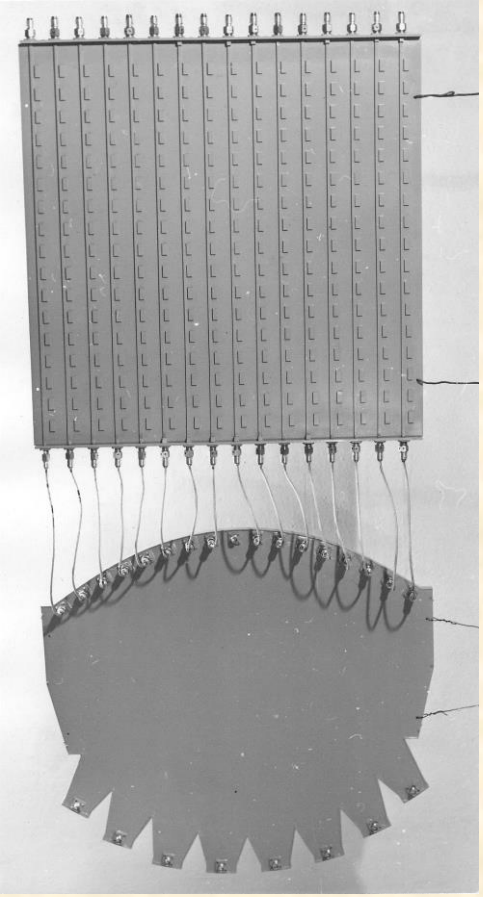


Груповий трьохдіапазонний опромінювач

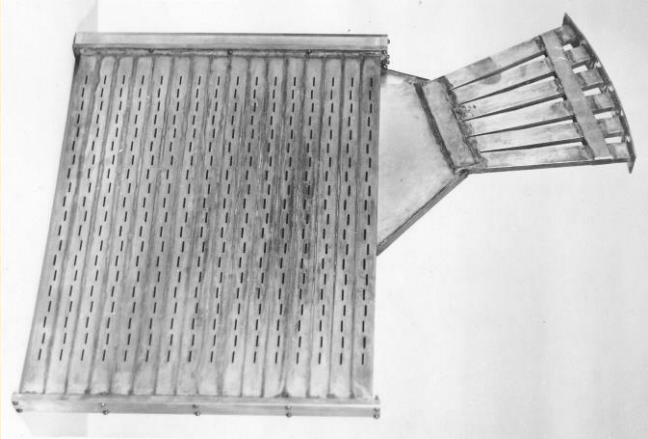
Багатопроменеві плоскі хвилевідно-щілинні і мікросмужкові антенні решітки з діаграмо-утворюючої схемою на лінзі Ротмана (8 каналів) і з квазіоптичною схемою



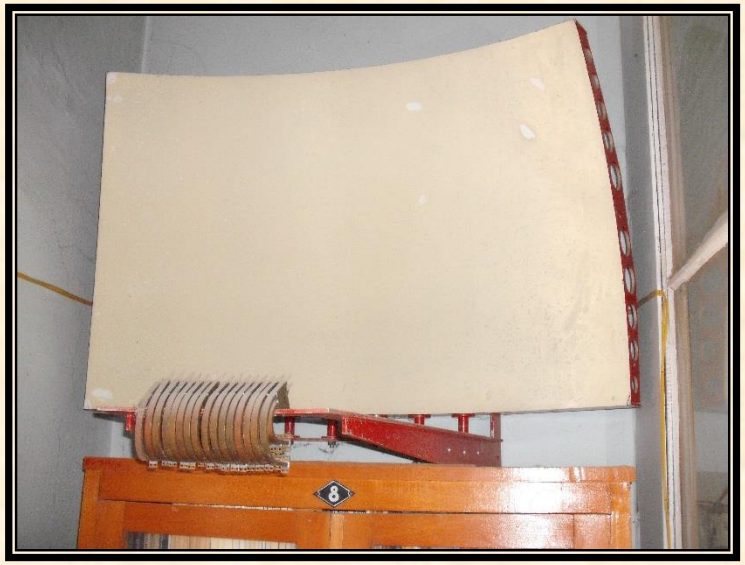
Восьмипроменева хвилевідно-щілинна антена панорамного радіометра авіаційного базування



Восьмипроменева мікрополоскова антенна решітка панорамного радіометра авіаційного базування



Багатопроменева хвилевідно-щілинна антена з квазіоптичною діаграмоутворюючою схемою



БАГАТОПРОМЕНЕВА ДЗЕРКАЛЬНА АНТЕНА РАДІОМЕТРА МИЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

АНТЕННА ДВОХПОЛЯРИЗАЦІЙНА РЕШІТКА РАДІОЛОКАТОРА З СИНТЕЗОВАНОЮ АПЕРТУРОЮ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

ВИКОРИСТАННЯ В ПРОМИСЛОВОСТІ

- Розроблено та практично реалізовано 36-канальний груповий рупорний опромінювач для панорамного радіометра космічного апарату «Січ-1М» для **ДП «КБ «Південне імені М.К. Янгеля»** (що дозволило вперше отримати радіозображення сонця в міліметровому діапазоні довжин хвиль), різні варіанти дзеркальних антен для панорамних радіометрів авіаційного базування та унікального космічного радіотелескопу КТР-30.
- Методи аналізу випромінювання антенних систем ракетно-космічної техніки застосовуються при проведенні експертизи ескізних та технічних проектів низки супутників: «Мікросат», «Січ 2» (МС-2-8), «Січ 2-1», «Мікрон» (МС-1-ТК), «Січ 2М» в **Інституті технічної механіки НАНУ і ДКАУ**.

Задачі радіофізичних вимірювань та інтроскопії

Новітні функціональні властивості радіоелектронних систем, радіофізичні методи та технології дозволяють вирішити нагальні потреби практики, зокрема, визначення параметрів радіолокаційних об'єктів, насамперед військових, електрофізичних параметрів середовищ і матеріалів, зокрема в авіа- та ракетокосмічній галузі, радіопоглинальних матеріалів військової техніки, що знижують радіопомітність, в промисловості (контроль стану та якості сучасних виробничих процесів, інженерних споруд, відновлення їх структури при проведенні реконструкції) та ін.

Ключові проблеми практичної реалізації:

- Формування електромагнітних полів із заданими часовими, просторово-енергетичними та поляризаційними характеристиками, включаючи нестаціонарні поля і поля в дисипативних матеріальних середовищах з необхідним рівнем щільності потоку потужності;
- Формування необхідних за формою та тривалістю імпульсних полів і сигналів;
- Розробка новітніх технічних засобів та радіофізичних методів з неруйнівної інтроскопії.
- Удосконалення і розробка новітніх інформаційних систем, методів і апаратних комплексів (технічних засобів) для визначення та вимірювання структурних електрофізичних та радіолокаційних параметрів об’єктів, методів із визначення та вимірювання їх електродинамічних характеристик
- Методів вимірювання параметрів антен

Багаточастотні радіофізичні методи для створення апаратури визначення параметрів діелектричних об’єктів на основі голографічного підходу

Використано принцип фур’є-голографії, згідно з яким надкороткі часові імпульси отримують шляхом перетворення Фур’є результатів вимірювання на сітці дискретних частот залежності квадрата модуля характеристики у виді суми відбиття від досліджуваної структури та опорної неоднорідності у випромінюючому рупорі.

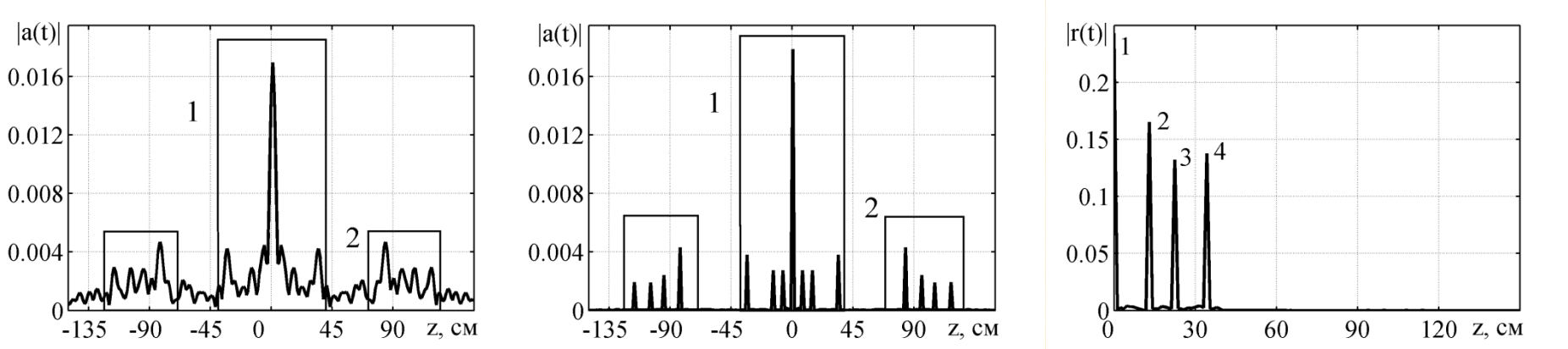
В діапазонах 8,0–12,5, 17,4–25,9, 26,0–37,5, 38,0–52,0 та 126,6-145,4 ГГц реалізовані вимірювально-обчислювальні комплекси на основі стандартних панорамних скалярних рефлектометрів серії Р2-, які проводять синтезування відповідних часових сигналів у квазіреальному часі порядку 1 с.

Комплекси дозволяють отримувати:

- надкороткі імпульси, так для діапазону частот 8,0–12,5 ГГц тривалість синтезованої обвідної радіоімпульсу складала у пікосекундах 200 (за рівнем -3 дБ) та 450 (за рівнем нулів), що лише на 1,5% більше теоретично можливого мінімального значення; для діапазону 38,0–52,0 ГГц тривалість синтезованої обвідної радіоімпульсу складала 70 пс на рівні -3 дБ;
- отримана можливість фіксувати відбиття від об’єктів у вільному просторі з власним відбиттям на рівні -30 дБ, що відповідає вимірюванню рівнів коефіцієнта відбиття в трактах порядку -50 дБ, тобто границя вимірювань мінімального коефіцієнту відбиття стандартного скалярного рефлектометра, який було використано, перевищена приблизно на 20 дБ;
- середньоквадратичне відхилення оцінки значення модуля коефіцієнта відбиття, що безпосередньо виміряється в хвилеводі, складає менш ніж 0,0004, або -67 дБ;
- середньоквадратичне відхилення оцінки координати максимуму сигналу відбиття для типових значень відстані не перевищує 0,2 мм;
- типовий діапазон однозначності вимірювань складає 4-16 м.

Розроблений підхід дозволяє використовувати замість коштовних векторних рефлектометрів стандартні скалярні рефлектометри, які мають ціну на 1-2 порядки меншу.

Розроблено метод екстраполяції спектру, що дозволило додатково скоротити синтезовані імпульси



Сигнал відбиття від тришарової діелектричної структури
а – безпосередньо синтезований сигнал, 1- автокореляційна функція, 2 – взаємнокореляційна функція; б – синтезований сигнал після екстраполяції, 1- автокореляційна функція, 2 – взаємнокореляційна функція; в – сигнал власно від шаруватої структури, 1,2,3,4 – піки відбиття від меж шаруватої структури

Для відновлення профілів діелектричної проникності було розвинуто метод динамічної деконволюції (МДД), дискретний аналог методу Гельфанда-Левітана ДАМГЛ) та ітераційну схему Ньютона-Канторовича(ІСНК).

На основі реальних вимірювань частотної залежності коефіцієнта відбиття на скалярному рефлектометрі в діапазоні частот 17,0–25,5 ГГц відновлено профілі діелектричної проникності(ПДП) низки шаруватих структур. Комплексна частотна характеристика виділялась із виміряних даних на основі принципу фур'є-голографії, якій передувала екстраполяція дійсних даних до нульової частоти з використанням методу мінімуму тривалості.

Відновлені параметри першої структури (оргскло-повітря-оргскло)

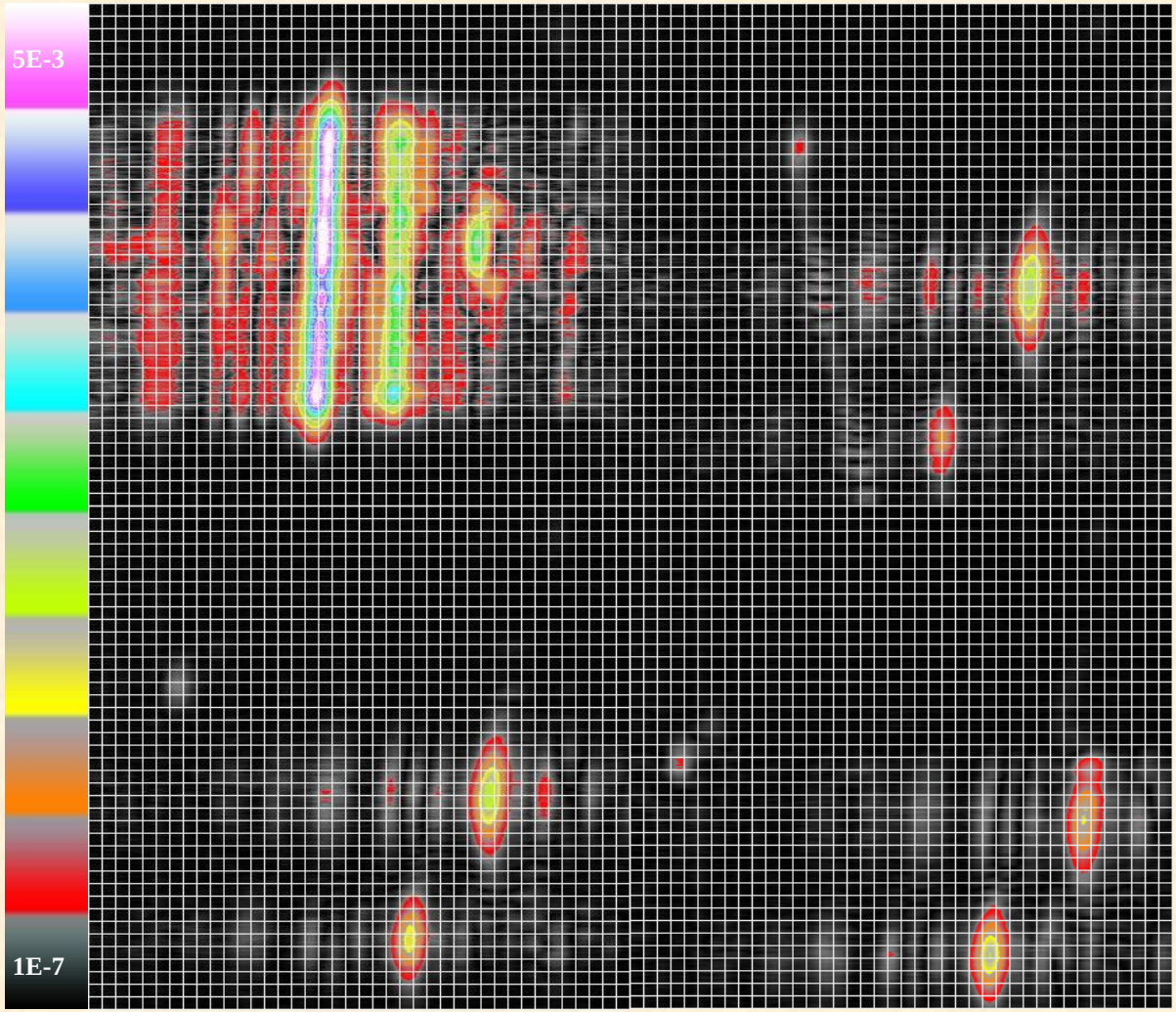
Параметр	Метод відновлення	Шар 1	Шар 2	Шар 3	Задній півпростір
ε_n	МДД	2,57	1,29	2,52	1,49
	ДАМГЛМ	2,57	1,28	$2{,}52 \le \varepsilon_n \le 2{,}60$	$1{,}40 \le \varepsilon_n \le 1{,}50$
	ІСНК	2,42	1,11	2,00	1,10
	Довідкові значення	**2,6**	**1**	**2,6**	**1**
d_n, мм	МДД	37,1	41,1	35,3	
	ДАМГЛМ	36,7	41,7	34,9	
	ІСНК	38,2	44,5	39,7	
	Точні значення	**40**	**40**	**40**	

Відновлені параметри другої структури (склопластик-гума)

Параметр	Метод відновлення	Шар 1	Шар 2	Шар 3	Задній півпростір
ε_n	МДД	4,34	3,98	3,20	2,46
	ДАМГЛМ	4,34	3,98	$3{,}20 \le \varepsilon_n \le 3{,}22$	$2{,}47 \le \varepsilon_n \le 2{,}49$
	ІСНК	3,64	2,79	1,89	1,22
	Довідкові значення	—— ——	—— ——	——————	**1**
d_n, мм	МДД	9,9	20,6	26,3	
	ДАМГЛМ	9,9	20,6	26,2	
	ІСНК	10,8	24,6	34,3	
	Точні значення	**11**	**20**	**29**	

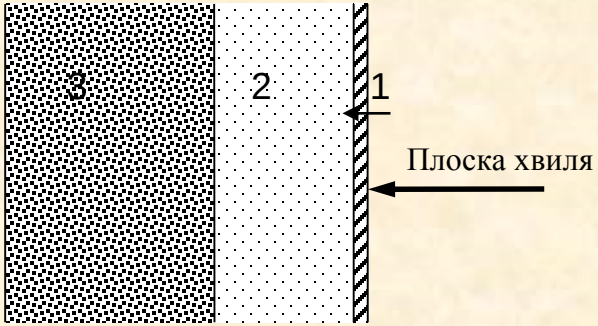
Комплекси дозволяють поєднувати синтезування сигналів у напрямку поздовжньої координати (вісь абсцис) зі скануванням у поперечному напрямі (вісь ординат)

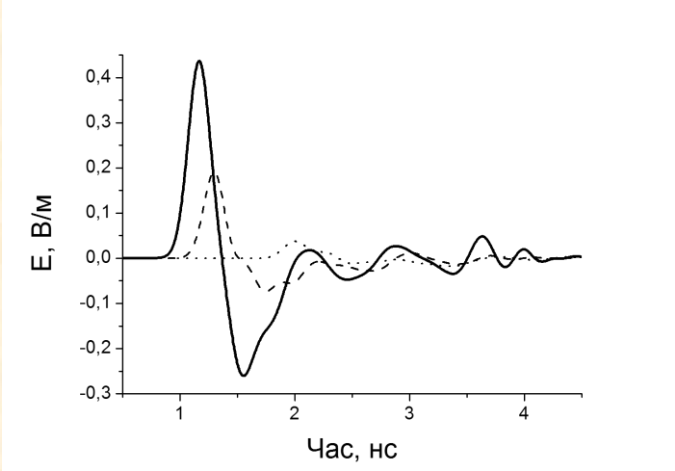
Обєкт за стінкою

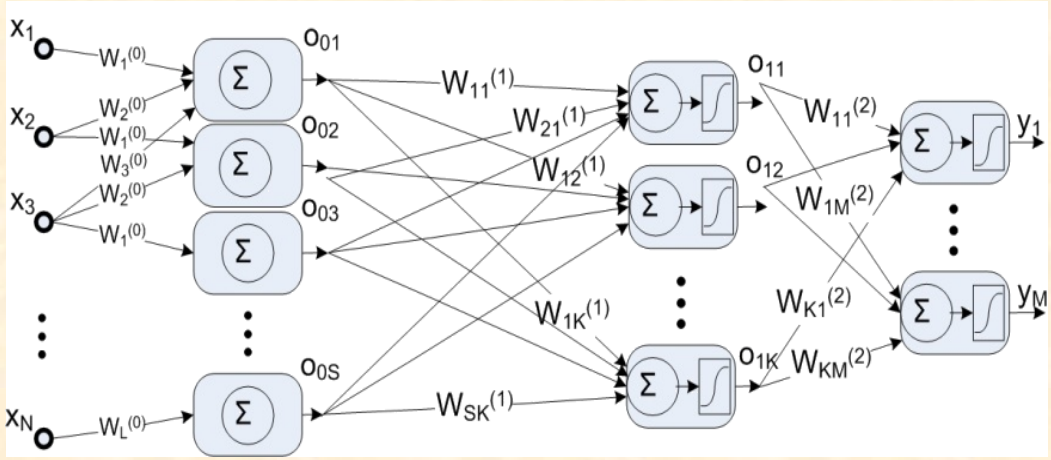


Двомірне цифрове зображення циліндра
розміром (96 мм × 75 мм), розміщеного за діелектричною стінкою на відстані 6 см,
при різних кутах α нахилу стінки

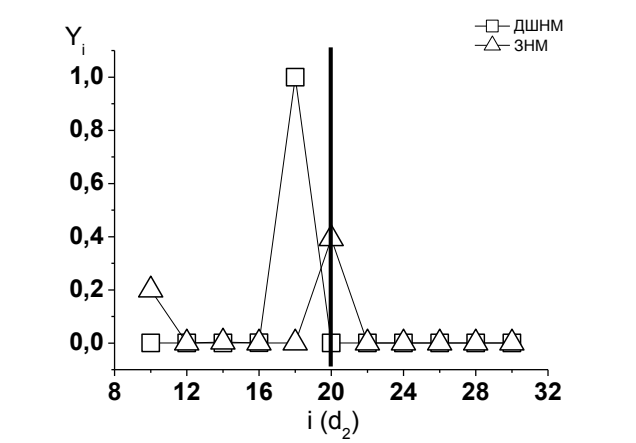
Збудження нестаціонарних електромагнітних полів із заданими часовими характеристиками в матеріальних середовищах







Структура згорткової нейронної мережі

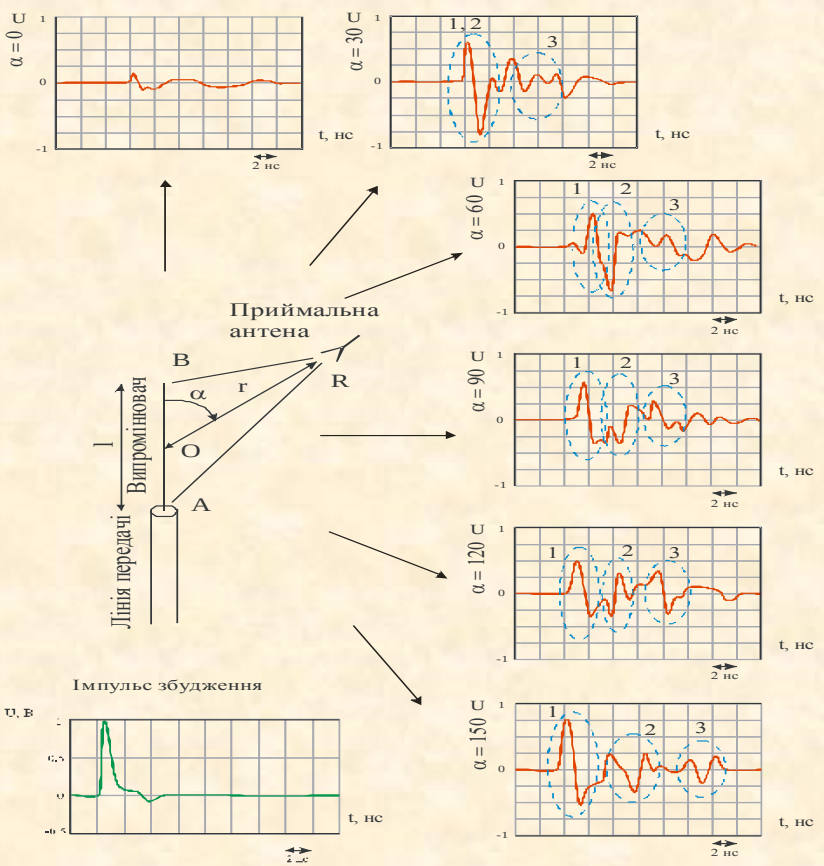


Двошарова нейронна мережа (ДШНМ) не допускає похибок коли середні потужності імпульсного сигналу та шуму на часовому проміжку спостереження дорівнюють одна одній (P_{signal}/P_{noise} = 1 або відношення сигнал/шум дорівнює 0 dB). Згорткова нейронна мережа (ЗНМ) виявляє стійке визначення параметрів структури навіть при помітному перевищенні рівня сигналу до рівня шуму, а точніше, коли відношення сигнал/шум дорівнює P_{signal}/P_{noise} = -12 dB

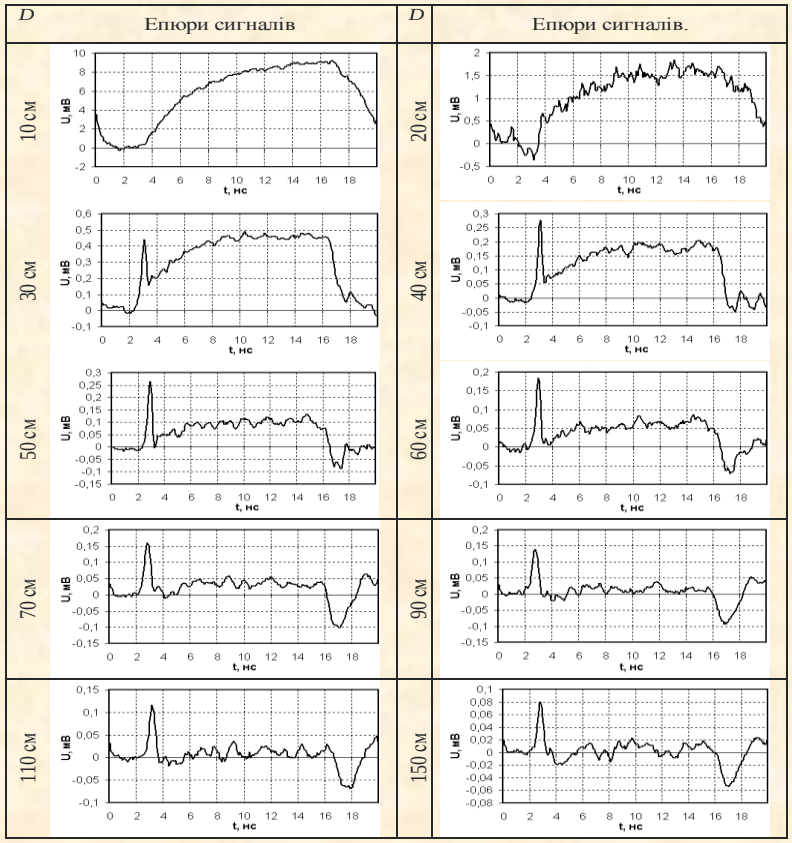
Нестаціонарні електромагнітні поля із заданими часовими характеристиками в матеріальних середовищах

Фізика випромінювання. Два експерименти

Залежність інтервалів часу між випроміненими імпульсами указує на те, що головними джерелами, звідкіля випромінюється поле є область збудження та кінцева частина штиря



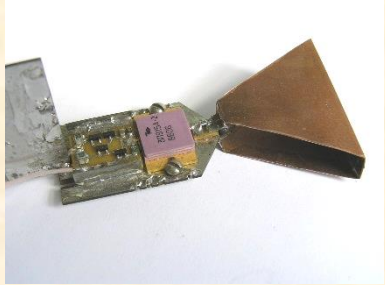
Залежність форми імпульсу поля від відстані до випромінювача демонструє різну фізику походження індуктивного поля ближньої зони та поля випромінювання дальньої зони



Нестаціонарні електромагнітні поля із заданими часовими характеристиками в матеріальних середовищах

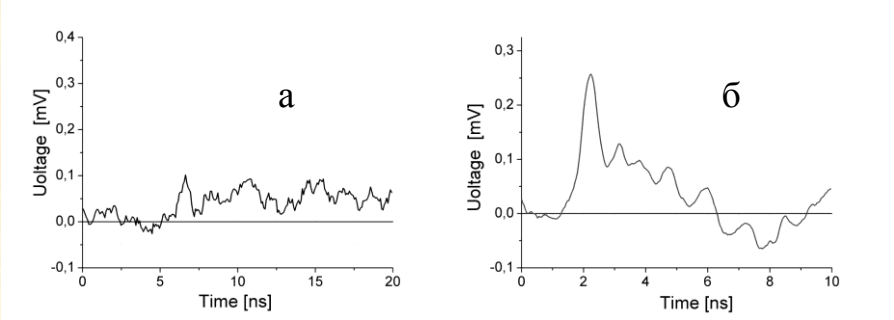
Фізика випромінювання.

Сильний електродинамічний зв’язок між елементами вертикальної антенної решітки непропорційно підвищує ефективність випромінювання. Замість очікуваного 4 разового (за кількістю елементів) маємо 6 разове підвищення.



Одиночна антена великого струму

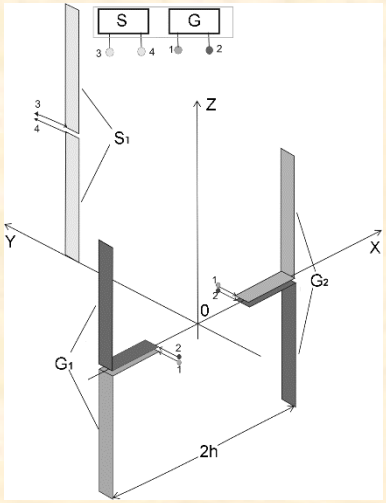
Вертикальна антенна решітка з антен великого струму



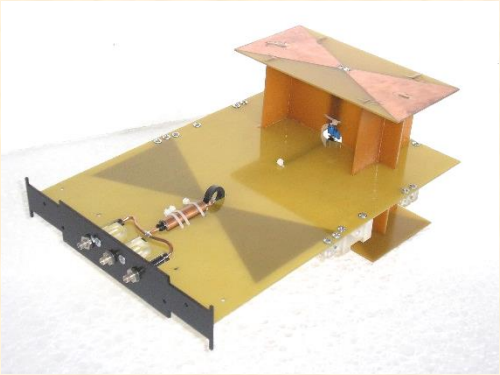
Імпульс поля, що формує а) – антена великого струму на відстані 50 см, б) – вертикальна антенна решітка з антен великого струму на відстані 100 см.

НШС диференціальна антена.

Використання симетричності конструкції дозволило забезпечити розв’язку між випромінюючим та приймальним модулями на рівні, що перевищує -65 дБ Патент України № 81652.



Принцип формування полів з метою усунення безпосереднього електродинамічного зв’язку між випромінювачем та приймальною антеною;

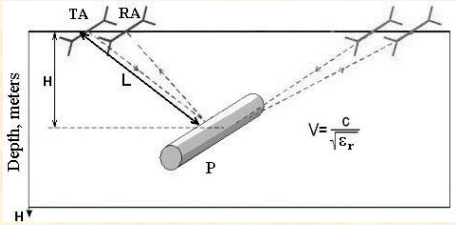


Приклади конструкції антенної системи

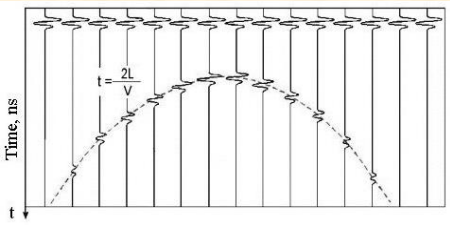
Нестаціонарні електромагнітні поля із заданими часовими характеристиками в матеріальних середовищах

Георадарні технології

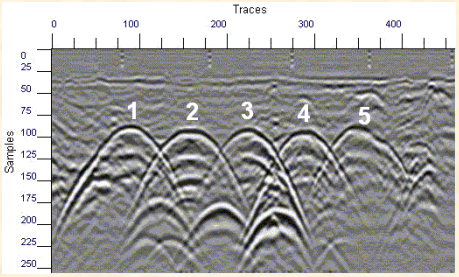
Особливості георадарного зображення локального об’єкту дозволили запропонувати алгоритм автоматичного визначення глибини та координати об’єкту з використаннями перетворення Хо. Патент України № 84188

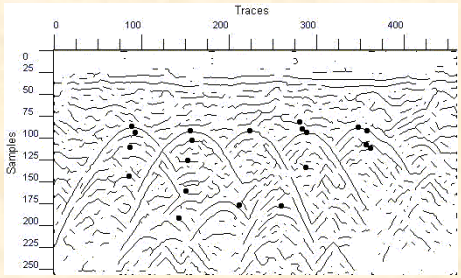


Принцип георадарного зондування



Георадарне зображення локального об’єкту





Експериментальний профіль та результат автоматичного (без участі оператора) визначення положення підповерхневих локальних об’єктів за допомогою перетворення Хо.

Пошук підповерхневих тріщин в асфальті

Використання антенної системи, яка приймає кросполяризовані компоненти відбитого поля (Патент України № 95157) в способі виявлення та визначення місць знаходження у тому числі і підповерхневих тріщин в асфальтобетонному покритті (Патент України № 81296) дає можливість здійснювати Пошук тріщин в асфальті.

Антенна система з двох взаємно ортогональних приймальних антен, розташованих відносно передавальної антени так, щоб фазові центри всіх трьох антен співпадали, дозволяє наявність в підповерхневих шарах, орієнтацію і глибину залягання деполяризуючих об’єктів (тріщин).

Можливе також використання антенної системи з двох кросполяризованих антен

Георадарні технології Точність вимірювання товщини шарів асфальту

Стандартний спосіб вимірювання товщини шарів асфальту за керном

Неруйнівне георадіолокаціне обстеження ділянки дороги.

Показник	Фактичне значення за керном	Розраховано за результатом зондування
Товщина шару першого другого третього	Верхн. - 6,0 см Другий – 4,0 см Третій – 4,0 см	Верхній - 6,0±0,1 см Другий – 4,0±0,1 см, Третій – 4,0±0,1 см

This project is supported by: The NATO Science for Peace and Security Programme

SPS Information Day in Kyiv, Ukraine, 27 May 2016

ПРИНЦИПОВІ ПЕРЕВАГИ ОТРИМАНИХ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ

- Для формування заданих імпульсних полів вперше створено антенні решітки з антен великого струму, диференційні антенні системи, у яких зв’язок між випромінюючим та приймальним модулями не перевищує -65 дБ в надширокій смузі частот, що дозволило створити унікальні за точністю та швидкістю виявлення дефектів (зокрема дорожнього покриття) георадари;
- Унікальною властивістю створеного радіоелектронного комплексу з використанням голографічного та імпульсного радіолокаторів підповерхневого зондування є виявлення не тільки металевих, але і пластикових вибухових пристроїв.
- Метод синтезування за даними багаточастотних вимірювань в сверхширокій смузі частот сверхкоротких часових імпульсів на основі принципу Фур’є-голографії в просторі частота-час дозволив отримати новітню технологію неруйнівного контролю шаруватих діелектричних структур, включаючи слабковідбивні, та оцінки радіолокаційних профілей різноманітних об'єктів.

ВИКОРИСТАННЯ В ПРОМИСЛОВОСТІ

- Георадари «ОДЯГ» та «ОДЯГ-1» знайшли застосування в **ДП «Дорцентр» Укравтодора і Технічному університеті Йилдиз (Турція);**
- Радіоелектронний комплекс з використанням голографічного та імпульсного радіолокаторів підповерхневого зондування для виявлення мін та саморобних вибухових пристроїв застосовано **у міжнародному проекті НАТО** за програмою «Наука заради миру та безпеки».
- Новітня технологія неруйнівного контролю виробів з полімерних композиційних матеріалів *та радіопрозорих матеріалів*, включаючи багатофункціональні покриття, на основі синтезування часових імпульсів на основі принципу Фур'є-голографії використана в **Інституті проблем машинобудування імені А.М. Підгорного НАНУ, ДП КБ «Південне ім. М.К.Янгеля»**;
- Методи оцінки відбивних характеристик різних елементів ракетно-космічної техніки, *слабковідбивних структур* для забезпечення зниження радіолокаційної помітності військової, зокрема бронетанкової, техніки і прогнозування вірогідності виявлення цієї техніки радіолокаторами використано в **ЗАО «Науково-дослідний інститут радіовимірювань» та ДП «ХКБ імені О.О. Морозова»**.

Загальна характеристика публікацій циклу робіт

Результати досліджень викладено у 402 публікаціях:
- 12 монографіях (з яких 2 видано у міжнародному науковому видавництві «Springer» та 1 – у видавництві CRC Press. (USA));
- 12 розділах в тематичних наукових збірках «Progress in electromagnetics research» (EMW Publishing, Cambridge, Massachusetts, USA) та інших;
- 213 статтях у реферованих журналах (в т.ч. 127 зарубіжних).

Згідно бази даних Scopus загальна кількість посилань на публікації авторів, представлені в циклі робіт, складає 726, h-індекс (за роботою) = 11; згідно бази даних Google Scholar загальна кількість посилань складає 868, h-індекс (за роботою) = 11.

Новизну та конкурентоспроможність технічних рішень захищено 21 патентом.

За даною тематикою захищено 8 докторських та 16 кандидатських дисертацій.

Науковий авторитет авторів підтверджено також тим, що вони входять до складу основних організаторів міжнародних конференцій, які проходять під егідою IEEE

- International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)
- International Conference "Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals" (UWBUSIS)
- International Scientific and Technical Conference “RadioElectronics and InfoCommunications” UkrMiCo

ВИСНОВКИ

Розроблені методи, радіофізичні технології, випромінюючі структури, багатофункціональні радіоелектронні системи та апаратура в теперішній час є єдиними, що забезпечують комплексне вирішення багатьох затребуваних практикою проблемних задач.

Авторами розроблено сукупність методів і математичних моделей, які забезпечують світовий рівень проектування високоефективних електродинамічних структур для формування електромагнітних полів з визначеними часовими, просторово-енергетичними і поляризаційними характеристиками, які є базовою складовою зі створення багатофункціональних радіоелектронних комплексів і радіофізичних технологій, із використанням оригінальних науково-технічних рішень та сучасних комп’ютерних технологій, що підвищує міжнародний авторитет України, як високотехнологічної держави.