

УДК 621.396.96



С. А. Горєлишев

МЕТОД РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВІДГУКУ РЕЗОНАНСНИХ КОМБІНОВАНИХ ОБ'ЄКТІВ У ВИГЛЯДІ МЕТАЛЕВИХ І ДІЕЛЕКТРИЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ КОНСТРУКЦІЇ ПІД ДІЕЛЕКТРИЧНОЮ ОБОЛОНКОЮ

З метою підвищення показників якості радіолокаційного спостереження радіолокаційних об'єктів необхідно мати апіорну інформацію про їх вторинне випромінювання. У статті запропонований метод розрахунку електромагнітного відгуку резонансних комбінованих об'єктів за наявності діелектричної оболонки з урахуванням взаємодії металевих та діелектричних внутрішніх компонентів. Розроблений алгоритм розрахунку електромагнітного відгуку комбінованого об'єкта даного типу. Алгоритм є сукупністю двох електродинамічних методів: асимптотичного високочастотного метода та ітераційного метода інтегральних рівнянь.

К л ю ч о в і с л о в а : комбінований об'єкт, металева компонента, діелектрична компонента, діелектрична оболонка, електродинамічні методи.

Постановка проблеми. У сучасних умовах нагальною проблемою є виявлення безпілотних літальних апаратів (БПЛА), розвідувальних або ударних, у зоні бойових дій та під час службово-бойової діяльності підрозділів НГУ з охорони важливих державних об'єктів [1–3]. Крім того, існує потреба у створенні БПЛА з низькою радіолокаційною помітністю у різних діапазонах радіохвиль, зокрема у метровому та дециметровому діапазонах [3–5].

Аналіз бойового досвіду та перспектив розвитку технічних засобів розвідки показує, що радіолокаційні станції метрового та дециметрового діапазонів широко застосовуються арміями країн світу. Основними перевагами таких радіолокаторів є достатньо низька чутливість електромагнітних хвиль (ЕМХ) до погодних і кліматичних умов [6–8]. Також зазначені радіолокаційні станції мають достатньо просту конструкцію і як наслідок – високу надійність та невелику вартість виробництва і експлуатації.

БПЛА різних класів у своєму складі мають металеві і діелектричні елементи конструкції, розміри яких порівнянні з довжинами хвиль, що відповідають метровому та дециметровому діапазонам, тобто є об'єктами резонансних розмірів. Отже, можна забезпечити підвищений рівень вторинного радіолокаційного випромінювання цих повітряних об'єктів.

Для підвищення показників якості радіолокаційного спостереження радіолокаційних об'єктів необхідно мати апіорну інформацію про їх вторинне випромінювання. Тому дослідження, спрямовані на розвиток технологій, що передбачають використання особливостей вторинного випромінювання повітряних об'єктів, конструкція яких містить металеві (ідеально провідні) і діелектричні резонансні компоненти, є актуальними.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Для отримання апіорної інформації про характеристики вторинного випромінювання (ХВВ) реальних радіолокаційних об'єктів використовуються як методи фізичного, так і математичного моделювання. Останні, порівнюючи з фізичним моделюванням, не потребують суттєвих фінансових і ресурсних витрат [6, 9]. Математичні методи дозволяють моделювати ХВВ складних комбінованих об'єктів різної форми та матеріалів для різних сценаріїв радіолокаційного зондування.

Для об'єктів електрично великих розмірів використовуються асимптотичні високочастотні методи (АВЧМ), які детально описані у працях [10–15]. У випадку, коли геометричні розміри об'єкта малі або порівнянні з довжиною хвилі, застосовуються методи, засновані на розв'язанні поверхневих інтегральних рівнянь (ІР) [16–18].

Здебільшого ІР у електродинамічних задачах розсіювання вирішуються методом моментів (МоМ) [16, 19], який належить до класу проєкційних методів. Методи, засновані на МоМ, дозволяють з необхідною точністю отримати ХВВ металевих, діелектричних та комбінованих об'єктів складної форми. Однак це потребує великого обсягу комп'ютерної пам'яті і ретельного підбору базових та тестових функцій.

Іншим варіантом є використання добре відомих поверхневих ІР другого роду, що гарантує збіжність схем дискретизації. Дискретизація ІР здійснюється за допомогою методів інтерполяції, які мають певні переваги, порівнюючи з МоМ подібними проєкційними методами [20].

У розрахунку ХВВ радіолокаційних об'єктів різних електричних розмірів методами, що наведені вище, враховуються деякі основні фактори, які впливають на зворотне розсіювання, проте, їх загальним недоліком є відсутність комплексного врахування взаємодії між металевими та діелектричними компонентами структури цих об'єктів. Частково рішення даного питання запропоноване у праці [21] шляхом використання ітераційного алгоритму розрахунку ХВВ комбінованих об'єктів. Але у цій праці розглядаються об'єкти, що мають металеві конструктивні елементи різних електричних розмірів, які розташовані поруч.

Розрахунок характеристик розсіювання комбінованого об'єкта, який у своєму складі має діелектричну оболонку малої товщини, діелектричні та металеві елементи конструкції, що розміщені всередині, є більш складною задачею електродинаміки, що досліджена значно менше.

Отже, проведений аналіз показує, що проблема математичного моделювання ХВВ комбінованого об'єкта, який у своєму складі має металеві та діелектричні елементи конструкції під діелектричною оболонкою, потребує подальшого дослідження.

Метою статті є розроблення методу розрахунку електромагнітного відгуку комбінованого об'єкта у вигляді металевих і діелектричних елементів конструкції під діелектричною оболонкою з урахуванням їх взаємодії.

Для цього необхідно вирішити такі задачі:

- розробити метод розрахунку електромагнітного відгуку комбінованого об'єкта у вигляді металевих і діелектричних елементів конструкції під діелектричною оболонкою;
- запропонувати алгоритм розрахунку характеристик вторинного випромінювання даного комбінованого об'єкта.

Виклад основного матеріалу. Прикладом такого комбінованого об'єкта може бути БпЛА, фюзеляж якого виконаний з тонкого склопластику і всередині містить діелектричні та ідеально провідні елементи (рис. 1). Тобто, комбінований об'єкт буде поданий у вигляді сукупності електрично великого розсіювача (фюзеляж БпЛА) та елементів резонансних розмірів (внутрішні бойове і цільове обладнання, балки конструкції та ін.) [22].

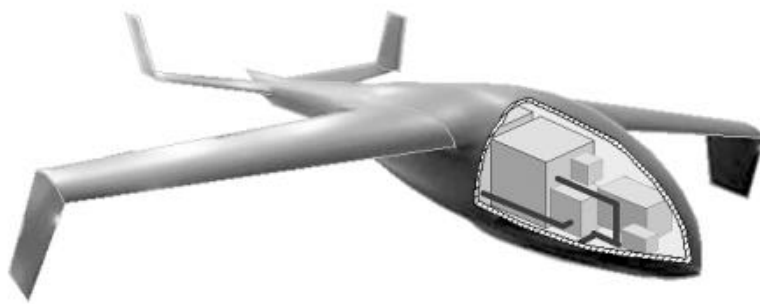


Рисунок 1 – Модель типового БпЛА

Для обчислення електромагнітного поля (ЕМП), розсіяного електрично великою діелектричною оболонкою, доцільно застосувати АВЧМ. Для розрахунку ХВВ металевих та діелектричних елементів конструкції з урахуванням їх взаємодії будемо застосовувати метод розрахунку, що ґрунтується на ітераційному електродинамічному методі ІР [23, 24]. Як первинне поле для внутрішніх елементів резонансних розмірів будемо використовувати ЕМП, що пройшло крізь діелектричну оболонку.

Геометрія задачі наведена на рис. 2.

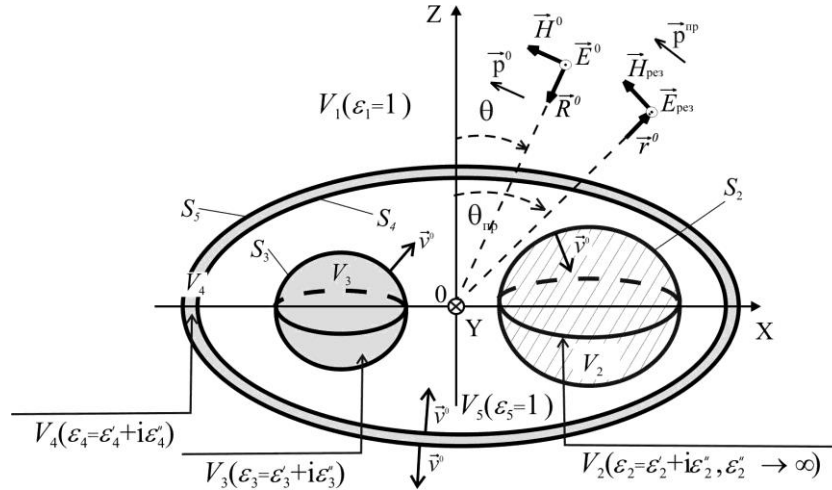


Рисунок 2 – Геометрія задачі

Комбінований об'єкт опромінюється плоскою ЕМХ.

$$\vec{E}_\alpha^0(\vec{Q}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) = (\vec{p}^0 - \vec{R}^0(\vec{p}^0 \cdot \vec{R}^0)) \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_\alpha}} \exp(ik_\alpha(\vec{R}^0 \cdot \vec{Q})), \quad (1)$$

$$\vec{H}_\alpha^0(\vec{Q}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) = (\vec{R}^0 \times \vec{p}^0) \exp(ik_\alpha(\vec{R}^0 \cdot \vec{Q})), \quad (2)$$

де $\vec{p}^0$ – одиничний вектор, що визначає поляризацію ЕМХ;

$\vec{R}^0$ – одиничний вектор, що показує напрямок поширення ЕМХ;

$\vec{Q}$ – точка, у якій спостерігається поле плоскої хвилі;

$k_\alpha = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_\alpha \mu_0} = 2\pi/\lambda_\alpha$ – хвильове число у середовищі V_α з ε_α ;

λ_α – довжина хвилі у середовищі V_α ;

$\varepsilon_0 = (36\pi)^{-1} \times 10^{-9}$ Ф/м, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м – абсолютні діелектрична та магнітна проникності вільного простору.

У першому наближенні сумарне ЕМП, розсіяне аналізованим складним комбінованим об'єктом, $\vec{E}_{рез}(\vec{Q}_{пр})$ можливо подати у вигляді суми ЕМП: розсіяного діелектричною оболонкою, та ЕМП, розсіяного сукупністю металевих та діелектричних компонентів, з урахуванням їх взаємодії. За допомогою АВЧМ отримаємо інтегральне уявлення для розсіяного ЕМП у будь-якій точці простору, поклавши в цьому інтегральному уявленні $\vec{r}^0 = -\vec{R}^0$, $\vec{Q}_{np} = r\vec{r}^0$ і спрямувавши $r \rightarrow \infty$:

$$\vec{p}^0 \cdot \vec{E}_{рез}(\vec{r}^0) = \vec{p}^0 \cdot \vec{E}(\vec{r}^0) + \frac{1}{i\omega} \left(\int_{S_2} (\vec{\mathcal{E}}^t(\vec{Q}_{s2}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) \cdot \vec{J}_2^e(\vec{Q}_{s2})) ds_{Q_{s2}} + \int_{S_3} (\vec{\mathcal{E}}^t(\vec{Q}_{s3}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) \cdot \vec{J}_3^e(\vec{Q}_{s3})) ds_{Q_{s3}} \right), \quad (3)$$

де $\vec{E}(\vec{r}^0)$ – поле, розсіяне в напрямку $\vec{r}^0$ однією лише діелектричною оболонкою за відсутності внутрішніх елементів комбінованого об'єкта;

$\vec{\mathcal{E}}^t(\vec{Q}_{s2}|\vec{R}^0, \vec{p}^0)$, $\vec{\mathcal{E}}^t(\vec{Q}_{s3}|\vec{R}^0, \vec{p}^0)$ – тангенціальна складова (щодо поверхні S_5) поля плоскої хвилі, що розповсюджується в напрямку $\vec{R}^0$ і пройшла крізь діелектричну оболонку, в точці $\vec{Q}_{s2}$ на

поверхні обладнання S_2 або у точці $\vec{Q}_{s3}$ на поверхні S_3 залежно від розташування внутрішніх елементів;

$\vec{J}_2^e(\vec{Q}_{s2})$, $\vec{J}_3^e(\vec{Q}_{s3})$ – щільність поверхневого струму на S_2 та S_3 відповідно, яка наведена плоскою хвилею, що пройшла крізь діелектричну оболонку.

Інтегральне уявлення (3) і є основним розрахунковим співвідношенням для отримання розсіяного поля від даного типу комбінованого об'єкта. Перша складова правої частини характеризує внесок діелектричного обтічника (за відсутності внутрішніх елементів) у загальне розсіяне ЕМП у дальній зоні. Ураховуючи великі електричні розміри діелектричної оболонки, перша складова правої частини може бути обчислена приблизно, використовуючи методи короткохвильової дифракції.

Друга інтегральна складова у рівнянні (3) описує внесок компонентів резонансного розміру, які розташовані під оболонкою, в поле, розсіяне комбінованим об'єктом, з урахуванням електромагнітної взаємодії металевих і діелектричних елементів конструкції.

Розсіяне обтічником поле $\vec{p}^0 \cdot \vec{\mathcal{E}}(\vec{r}^0)$ може бути розраховано у наближенні Кірхгофа для випадку суміщеного прийому [22].

$$\vec{p}^0 \cdot \vec{\mathcal{E}}(\vec{r}^0) \approx -2ik_0 \frac{e^{ik_0 r}}{4\pi r} \iint_{S_5^{osc}} [\rho_{\perp} p_{\perp}^2 - \rho_{\parallel} p_{\parallel}^2] \cdot (\vec{R}^0 \cdot \vec{v}^0) \exp(2ik_0 (\vec{R}^0 \cdot \vec{Q}_{s5})) ds_Q, \quad (4)$$

де $p_{\perp}$, $p_{\parallel}$ – складові орта поляризації приймальної (передавальної) антени;

S_5^{osc} – «освітлена» частина поверхні діелектричної оболонки;

$\rho_{\perp}(\vec{Q}_{s5})$, $\rho_{\parallel}(\vec{Q}_{s5})$ – складові комплексного коефіцієнту відбиття від обтічника на двох поляризаціях.

Під $\parallel$ (паралельною) поляризацією розуміється ситуація, коли вектор електричної напруженості падаючої хвилі лежить у площині, що визначається вектором $\vec{R}^0$ і нормаллю $\vec{V}$ у точці на поверхні діелектричної оболонки S_5 .

Перпендикулярна поляризація $\perp$ відповідає ситуації, коли вектор електричної напруженості падаючої хвилі перпендикулярний зазначеній площині [22].

Визначення «освітленої» частини поверхні S_5 проводиться методом, заснованим на трасуванні променів [10]. ЕМП, що породжує поверхневі струми $\vec{J}_2^e(\vec{Q}_{s2})$ та $\vec{J}_3^e(\vec{Q}_{s3})$ наближено можна уявити (у променевому трактуванні) у вигляді суми двох полів: поля $(\vec{\mathcal{E}}_1, \vec{\mathcal{H}}_1)$, що пройшло крізь діелектричну оболонку і потрапило на поверхні обладнання S_2 , S_3 внутрішніх елементів (траса 1 на рис. 3) і поля $(\vec{\mathcal{E}}_2, \vec{\mathcal{H}}_2)$, одноразово перевідбитого внутрішньою поверхнею діелектричної оболонки (траса 2 на рис.3). ЕМП, що відповідає трасі 1 (рис. 3), може бути подано у такому вигляді [10]:

$$\vec{\mathcal{E}}_1(\vec{Q}_{s\alpha}) = [\tau_{\perp} p_{\perp} \vec{e}_{\perp}^0 + \tau_{\parallel} p_{\parallel} \vec{e}_{\parallel}^0] \exp(ik_0 (\vec{R}^0 \cdot \vec{Q}_{s\alpha})), \quad (5)$$

$$\vec{\mathcal{H}}_1(\vec{Q}_{s\alpha}) = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} [\tau_{\perp} p_{\perp} \vec{e}_{\perp}^0 + \tau_{\parallel} p_{\parallel} \vec{e}_{\parallel}^0] \exp(ik_0 (\vec{R}^0 \cdot \vec{Q}_{s\alpha})), \quad (6)$$

при $\vec{Q}_{s\alpha} \in S_{\alpha}$, $\alpha = 2, 3$.

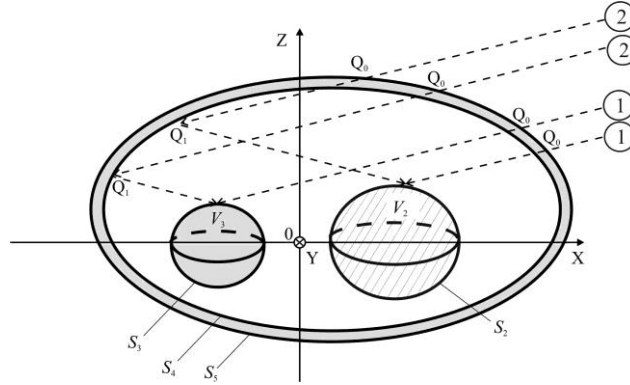


Рисунок 3 – Шляхи поширення падаючої хвилі

Комплексні величини $\tau_{\perp}$, $\tau_{\parallel}$ є коефіцієнтами проходження плоскої ЕМХ крізь діелектричну оболонку у точці $\vec{Q}_0$ на двох взаємно ортогональних поляризаціях.

$$\tau = \left(\left(\cos \kappa \delta + \frac{i}{c} \sin \kappa \delta \right) + \left(\cos \kappa \delta - \frac{i}{c} \sin \kappa \delta \right) \rho \right) \exp(-jk_0 \delta \cos \theta), \quad (7)$$

де $\kappa = k_0 \sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \theta}$; $\sin^2 \theta = 1 - (\vec{R}^0 \cdot \vec{v})^2$;

ε' – відносна діелектрична проникність матеріалу діелектричної оболонки;

$\cos \theta = |(\vec{R}^0 \cdot \vec{v})|$;

δ – товщина стінки діелектричної оболонки у точці $\vec{Q}_0$;

$c = \frac{\sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \theta}}{\chi \cos \theta}$; $\chi = \begin{cases} 1 & \text{для } \perp \text{ поляризації} \\ \varepsilon' & \text{для } \parallel \text{ поляризації} \end{cases}$;

ρ – комплексний коефіцієнт відбиття від діелектричної оболонки у точці $\vec{Q}_0$, який може бути поданий у такому вигляді:

$$\rho = \frac{i(c^2 - 1) \sin \kappa \delta}{2c \cos \kappa \delta - i(c^2 + 1) \sin \kappa \delta}. \quad (8)$$

У випадку $\perp$ поляризації $\rho = \rho_{\perp}$, $\tau = \tau_{\perp}$, а у випадку $\parallel$ поляризації $\rho = \rho_{\parallel}$, $\tau = \tau_{\parallel}$.

Якщо промінь, що перетинає діелектричну оболонку у точці $\vec{Q}_0$, не потрапляє на поверхню внутрішніх компонентів, то він повинен перетнути цю оболонку у деякій точці $\vec{Q}_1$ на внутрішній поверхні S_4 (траса 2, рис. 3).

У цьому випадку, відшукавши значення величин $\tau_{\perp}, \tau_{\parallel}$, $\rho_{\perp}, \rho_{\parallel}$, $\vec{e}_{\perp}, \vec{e}_{\parallel}$ у точці $\vec{Q}_0$, необхідно обчислити вектор напруженості електричного електричного поля, що пройшло крізь діелектричну оболонку у точці $\vec{Q}_0$ і падає на внутрішню поверхню S_4 у точці $\vec{Q}_1$. Вираз для ЕМП, відбитого у точці $\vec{Q}_1$, матиме такий вигляд:

$$\vec{\mathcal{E}}_2(\vec{Q}_{sa}) = [\rho_{\perp}^1 p_{\perp}^1 \vec{e}_{\perp}^1 + \rho_{\parallel}^1 p_{\parallel}^1 \vec{e}_{\parallel}^1] \exp(jk_0 [(\vec{R}^0 \cdot \vec{Q}_1) + (\vec{R}^1 \cdot \vec{Q}_{sa})]), \quad (9)$$

$$\vec{\mathcal{H}}_2(\vec{Q}_{sa}) = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} [-\rho_{\parallel}^1 p_{\parallel}^1 \vec{e}_{\perp}^1 + \rho_{\perp}^1 p_{\perp}^1 \vec{e}_{\parallel}^1] \exp(jk_0 [(\vec{R}^0 \cdot \vec{Q}_1) + (\vec{R}^1 \cdot \vec{Q}_{sa})]), \quad (10)$$

де $\vec{p}^1 = p_{\perp}^1 \vec{e}_{\perp}^1 + p_{\parallel}^1 \vec{e}_{\parallel}^1$ – вектор з комплексною амплітудою ЕМХ, що пройшла крізь діелектричну оболонку;

$$\vec{R}^1 = \vec{R}^0 - 2\vec{v}(\vec{Q}_1)(\vec{R}^0 \cdot \vec{v}(\vec{Q}_1));$$

$\vec{v}(\vec{Q}_1)$ – нормаль до поверхні S_4 у точці $\vec{Q}_1$.

При відбитті плоскої ЕМХ від внутрішньої поверхні оболонки S_4 виникають каустичні поверхні [25]. У процесі проходження променя крізь виникаючу каустичну поверхню фаза сигналу змінюється на $\pi/2$, що потрібно враховувати для хвилі, яка падає на внутрішні компоненти після відбиття від поверхні S_4 .

Отже, ЕМП у точках на поверхнях металевих S_2 та діелектричних S_3 внутрішніх елементів матиме такий вигляд:

$$\vec{\mathcal{E}}(\vec{Q}_{sa} | \vec{R}^0, \vec{p}^0) = \vec{\mathcal{E}}_1(\vec{Q}_{sa}) + \vec{\mathcal{E}}_2(\vec{Q}_{sa}), \quad (11)$$

$$\vec{\mathcal{H}}(\vec{Q}_{sa} | \vec{R}^0, \vec{p}^0) = \vec{\mathcal{H}}_1(\vec{Q}_{sa}) + \vec{\mathcal{H}}_2(\vec{Q}_{sa}). \quad (12)$$

ЕМП (11), (12) збуджує на поверхні цих елементів поверхневі струми. Розсіяне ЕМП від кожної компоненти структури (металевої та діелектричної) поширюється навсібіч, що створює додаткове опромінення (крім первинного поля) відповідних компонентів. Наприклад, поле, породжене діелектричними компонентами, опромінює металеву компоненту і навпаки. Це призводить до виникнення додаткових поверхневих струмів на поверхнях компонент структури комбінованого об'єкта, які є факторами, що визначають взаємодію металевих та діелектричних компонент комбінованого об'єкта.

Такий процес переопромінення у розрахунках ХВВ ураховується до того часу, поки поверхневі струми на металевій і діелектричній компонентах не встановлюються, тобто переопромінення додатково не впливає на розсіяне поле комбінованого об'єкта.

Урахування взаємодії компонент комбінованого об'єкта проведемо шляхом ітераційного процесу, який полягає у послідовному знаходженні щільності поверхневого струму на поверхнях S_2 та S_3 відповідно та формуванні додаткового ЕМП [23, 24].

Так, на етапі ітераційного процесу ξ шляхом застосування поверхневих струмів на діелектричній компоненті комбінаційного об'єкта $\vec{J}_{s3}^{e(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3})$ і $\vec{J}_{s3}^{m(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3})$, розраховані на попередньому етапі $\xi-1$, отримуємо напруженість магнітного поля $\vec{H}_3^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s2})$ у кожній точці поверхні S_2 металевій компоненті V_2 .

Так само у кожній точці поверхні S_3 діелектричної компоненти V_3 комбінованого об'єкта розраховуємо за допомогою струму $\vec{J}_{s2}^{e(\xi-1)}(\vec{Q}_{s2})$ напруженість магнітного $\vec{H}_2^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3})$ та електричного $\vec{E}_2^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3})$ полів.

Потім для розрахунку щільності струму на металевій компоненті об'єкта $\vec{J}_{s2}^{e(\xi)}(\vec{Q}_{s2})$ при ξ -й ітерації як напруженість магнітного поля опромінення використовується сума напруженості первинного магнітного поля, що пройшло крізь діелектричну оболонку та опромінює металеву компоненту комбінованого об'єкта $\vec{\mathcal{H}}(\vec{Q}_{s2} | \vec{R}^0, \vec{p}^0)$, і напруженості магнітного поля, розсіяного діелектричною компонентою $\vec{H}_3^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s2})$ на $(\xi-1)$ -й ітерації у точках $\vec{Q}_{s2}$ [20, 25].

$$\begin{aligned} & (\vec{v}^0 \times \vec{\tau}_q^0) \cdot \vec{J}_{s2}^{e(\xi)}(\vec{Q}_{s2}) (1 + \Omega_{s_0}(\vec{Q}_{s2})) + \frac{2}{i\omega} \int_{S_2 \setminus S_0} \vec{E}_1^m(\vec{Q}|\vec{Q}_{s2}, \vec{\tau}_q^0) \cdot \vec{J}_{s2}^{e(\xi)}(\vec{Q}) ds_Q = \\ & = 2\vec{\tau}_q^0 \cdot \left(\vec{\mathcal{H}}(\vec{Q}_{s2}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) + \vec{H}_3^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s2}) \right) \quad (\vec{Q}_{s2} \in S_2), \end{aligned} \quad (13)$$

де $\vec{\tau}_q^0$, $q=1,2$ – два дотичних орти у точці $\vec{Q}_{s2}$;

$\Omega_{s_0}(\vec{Q}_{s2})$ – параметр, який розраховується по ділянці S_0 точки $\vec{Q}_{s2}$, яка має особливість;

$\vec{E}_1^m(\vec{Q}|\vec{Q}_{s2}, \vec{\tau}_q^0)$ – компонента ЕМП введеного магнітного диполя.

Паралельно, шляхом розв'язання системи ІР Мюллера на ξ -й ітерації, знаходяться щільності електричного $\vec{J}_{s3}^{e(\xi)}(\vec{Q}_{s3})$ та магнітного $\vec{J}_{s3}^{m(\xi)}(\vec{Q}_{s3})$ струмів на поверхні S_3 . При цьому як напруженість ЕМП опромінювання використовується сума відповідних складових первинного ЕМП, що пройшло крізь діелектричну оболонку та опромінює діелектричну компоненту комбінованого об'єкта $(\vec{\mathcal{E}}(\vec{Q}_{s3}|\vec{R}^0, \vec{p}^0), \vec{\mathcal{H}}(\vec{Q}_{s3}|\vec{R}^0, \vec{p}^0))$, і ЕМП, розсіяного металевою компонентою об'єкта $(\vec{E}_2^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3}), \vec{H}_2^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3}))$, знайденим у точках $\vec{Q}_{s3}$.

$$\begin{cases} -2\varepsilon_1 \vec{\tau}_q^0 \cdot (\vec{\mathcal{E}}(\vec{Q}_{s3}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) + \vec{E}_2^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3})) - (\vec{\tau}_q^0 \times \vec{v}^0) \cdot \vec{J}_{s3}^{m(\xi)}(\vec{Q}_{s3}) (\varepsilon_1 + \varepsilon_3) = \\ = 2(i\omega)^{-1} \int_{S_3} [\vec{H}_{31}^e(\vec{\tau}_q^0) \cdot \vec{J}_{s3}^{m(\xi)}(\vec{Q}) \varepsilon_3 + \varepsilon_0^{-1} \vec{D}_{31}^e(\vec{\tau}_q^0) \cdot \vec{J}_{s3}^{e(\xi)}(\vec{Q})] ds_Q \\ \vec{\tau}_q^0 \cdot (\vec{\mathcal{H}}(\vec{Q}_{s3}|\vec{R}^0, \vec{p}^0) + \vec{H}_2^{(\xi-1)}(\vec{Q}_{s3})) + (\vec{\tau}_q^0 \times \vec{v}^0) \cdot \vec{J}_{s3}^{e(\xi)}(\vec{Q}_{s3}) = \\ = (i\omega)^{-1} \int_{S_3} [\vec{H}_{31}^m(\vec{\tau}_q^0) \cdot \vec{J}_{s3}^{e(\xi)}(\vec{Q}) \varepsilon_3 + \vec{E}_{31}^m(\vec{\tau}_q^0) \cdot \vec{J}_{s3}^{m(\xi)}(\vec{Q})] ds_Q \end{cases}, \quad (14)$$

де $\vec{H}_{31}^e(\vec{\tau}_q^0)$, $\vec{D}_{31}^e(\vec{\tau}_q^0)$, $\vec{H}_{31}^m(\vec{\tau}_q^0)$, $\vec{E}_{31}^m(\vec{\tau}_q^0)$ – ядра системи (14) є різницею сингулярних функцій ЕМП у просторах V_1 та V_3 .

Описану процедуру необхідно повторювати декілька разів. Кількість ітерацій залежить від складності комбінованого об'єкта. Критерієм визначення кількості ітерацій може бути збіжність поверхневих струмів на металевій V_2 та діелектричній V_3 компонентах для подальших ітерацій із заданою точністю δ .

Потім необхідно розрахувати ЕМП внутрішніх компонент у точці $\vec{Q}_{np}$. Після введення позначень

$$\vec{p}_{рез}^e = \tau_{\perp} p_{\perp} \vec{e}_{\perp}^0 + \tau_{\parallel} p_{\parallel} \vec{e}_{\parallel}^0, \quad (15)$$

$$\vec{p}_{рез}^m = \tau_{\perp} p_{\perp} \vec{e}_{\parallel}^0 + \tau_{\parallel} p_{\parallel} \vec{e}_{\perp}^0 \quad (16)$$

сумарне розсіяне поле після ξ -ї ітерації, ураховуючи проходження крізь діелектричну оболонку, має такий вигляд:

$$\vec{p}_{рез}^m \cdot \vec{H}_{рез}^{\xi}(\vec{Q}_{np}) = \vec{p}_{рез}^m \cdot (\vec{H}_2^{\xi}(\vec{Q}_{np}) + \vec{H}_3^{\xi}(\vec{Q}_{np})), \quad (17)$$

$$\vec{p}_{рез}^e \cdot \vec{E}_{рез}^{\xi}(\vec{Q}_{np}) = \vec{p}_{рез}^e \cdot (\vec{E}_2^{\xi}(\vec{Q}_{np}) + \vec{E}_3^{\xi}(\vec{Q}_{np})), \quad (18)$$

де $(\vec{E}_2^\xi(\vec{Q}_{np}), \vec{H}_2^\xi(\vec{Q}_{np}))$ та $(\vec{E}_3^\xi(\vec{Q}_{np}), \vec{H}_3^\xi(\vec{Q}_{np}))$ – ЕМП металевої та діелектричної компонент після ξ -ї ітерації у точці $\vec{Q}_{np}$ відповідно [22 – 25].

Останній крок – це знаходження відповідно до виразу (3) розсіяного поля всього комбінованого об'єкта у точці $\vec{Q}_{np}$ як суми розсіяного ЕМП діелектричною оболонкою та ЕМП внутрішніх компонент комбінованого об'єкта. Розроблений метод може бути використаний для будь-якої конфігурації внутрішнього обладнання (металеві та діелектричні компоненти) та тонкої діелектричної оболонки.

Для розрахунку електромагнітного відгуку комбінованого об'єкта розроблений алгоритм, наведений на рис. 4. Він є сукупністю двох електродинамічних методів: АВЧМ (блоки 2 – 13, 19, 20) та ітераційного методу ІР (блоки 14 – 18).

Вихідними даними алгоритму (блок 1) є:

- параметри розсіювачів (напівосі еліпсоїдів, що створюють поверхню металевої та діелектричної компонент комбінованого об'єкта та поверхню діелектричної оболонки; кути, що визначають їхню орієнтацію; координати центрів еліпсоїдів; кількість точок сітки на поверхні металевих та діелектричних компонент комбінованого об'єкта та точок на зовнішній та внутрішній поверхнях діелектричної оболонки; електродинамічні параметри матеріалів);

- умови опромінення та прийому (сітка частот зондування; кути, що задають напрямки з точок опромінення та прийому на комбінований об'єкт; відстані від комбінованого об'єкта до цих точок; поляризація зондувальної ЕМХ).

Особливістю даного алгоритму є той факт, що взаємодія між тонкою діелектричною оболонкою та металевими і діелектричними компонентами, які знаходяться всередині, здійснюється на початковому етапі при формуванні первинного поля опромінення, що пройшло крізь оболонку, та на останньому етапі, коли ЕМП від внутрішніх компонент поширюється у точку прийому, також проходячи крізь оболонку. У блоці 2 за допомогою методів геометричної і фізичної оптики визначається «освітлена» частина поверхні діелектричної оболонки залежно від умов опромінення. У цій «освітленій» області фіксуються всі точки на зовнішній поверхні S_5 (рис. 2). Для кожної з цих точок розраховуються комплексні коефіцієнти відбиття та проникнення плоскої ЕМХ крізь плоско-паралельний шар із параметрами тонкої діелектричної оболонки (блок 4), який дотичним чином підлаштований до цієї точки.

У блоках 5 – 8 (траса 1) та блоках 10 – 12 (траса 2) аналізуються кінцеві точки на поверхні внутрішніх металевих S_2 та діелектричних S_3 компонент.

У блоці 9 розраховуються комплексні коефіцієнти відбиття від внутрішньої поверхні S_4 у точках перевідбиття за трасою 2. Розрахунок ЕМП, яке розсіяне діелектричною оболонкою за умови відсутності внутрішніх металевих та діелектричних елементів, виконується у блоці 13.

У блоках 14 – 17 у кожній точці на поверхнях S_2 та S_3 внутрішніх компонент первинне поле, що породжує поверхневий струм, розраховується у вигляді суми двох полів, що поширюються трасами 1 та 2. Для деяких точок на поверхнях S_2 та S_3 складові первинного поля, що розглядається, можуть набувати нульових значень.

Потім, отримавши у кожній точці поверхонь внутрішніх компонент значення первинного поля, використаємо ітераційний метод ІР (блок 18). Даний підхід дозволяє врахувати взаємодію на рівні ІР між металевими та діелектричними компонентами.

Отримавши розсіяне внутрішніми компонентами комбінованого об'єкта ЕМП, необхідно врахувати поширення цих полів крізь діелектричну оболонку у напрямку $\vec{r}^0$. Для цього у блоці 19 розраховуються комплексні вектори поляризації відповідно до виразів (15) та (16), які враховують коефіцієнти проникнення крізь оболонку. Після чого сумарне ЕМП у напрямку $\vec{r}^0$ розраховується у блоці 20, а повне поле у точці прийому $\vec{Q}_{np}$ – відповідно у блоці 21. У блоці 22 обчислюються ХВВ комбінованого об'єкта у просторово-частотному та просторово-часовому поданнях.

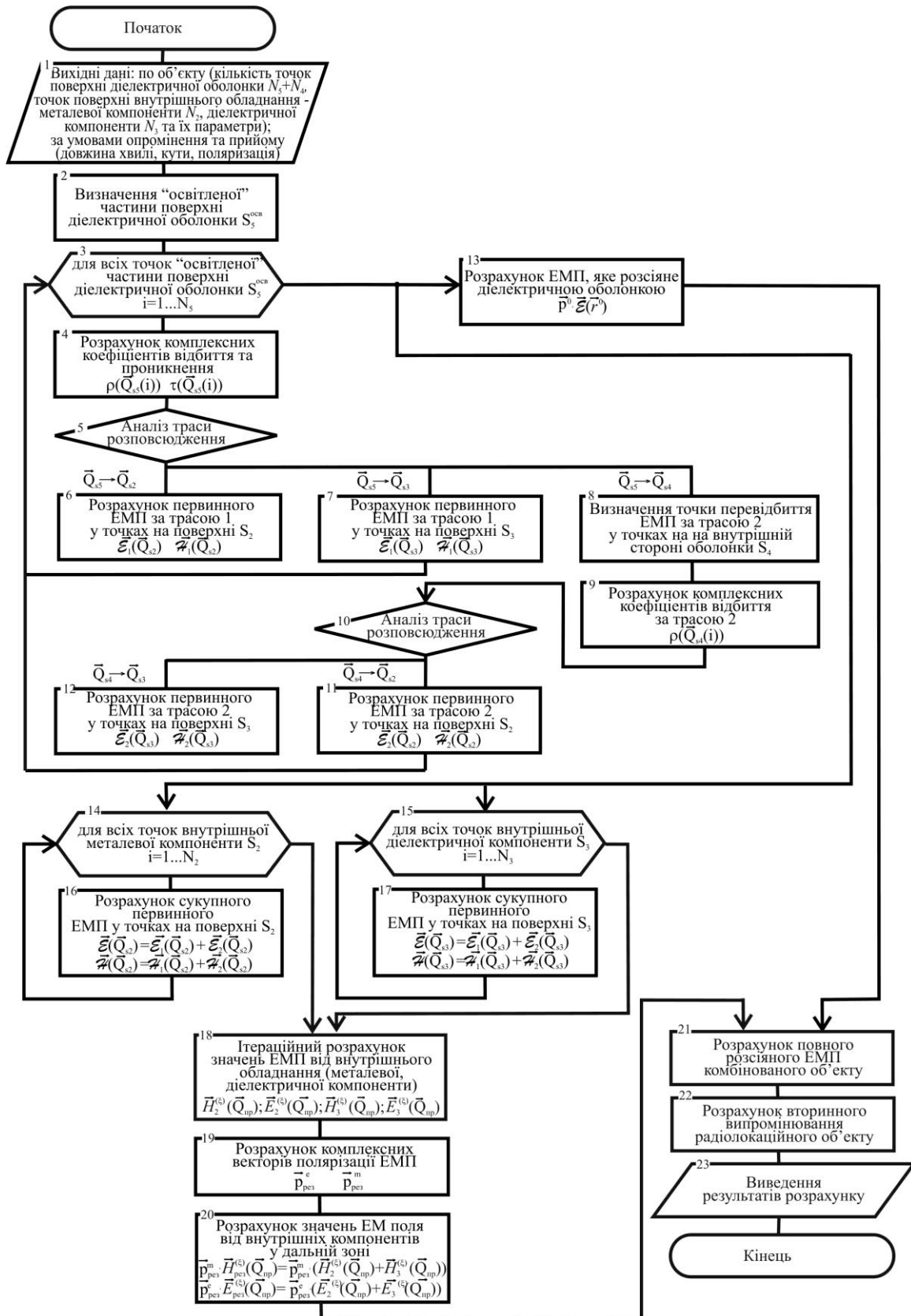


Рисунок 4 – Блок-схема розрахунку ЕМП, розсіяного комбінованим об'єктом у вигляді металевих і діелектричних компонент елементів конструкції під діелектричною оболонкою

Висновки

У сучасних умовах нагальною проблемою є виявлення БпЛА у зоні бойових дій та при виконанні службово-бойових завдань підрозділами НГУ з охорони важливих державних об'єктів. БпЛА різних класів у своєму складі мають металеві і діелектричні елементи конструкції, розміри яких порівнянні з довжинами хвиль, що відповідають метровому та дециметровому діапазонам, тобто є об'єктами резонансних розмірів.

Для підвищення показників якості радіолокаційного спостереження повітряних об'єктів необхідно мати апіорну інформацію про їх вторинне випромінювання.

У статті запропонований метод розрахунку електромагнітного відгуку резонансних комбінованих об'єктів у вигляді металевих і діелектричних елементів конструкції під діелектричною оболонкою. Суть даного методу полягає у розрахунку двох складових ЕМП, яке розсіяне комбінованим об'єктом, а саме: ЕМП, розсіяного діелектричною оболонкою та ЕМП, розсіяного сукупністю металевих та діелектричних компонент з урахуванням їх взаємодії. Для розрахунку ЕМП, розсіяного електрично великою діелектричною оболонкою, застосовується АВЧМ. Для розрахунку ЕМП металевих та діелектричних елементів конструкції з урахуванням їх взаємодії застосовано метод розрахунку, що ґрунтується на ітераційному електродинамічному методі ІР. Як первинне поле для внутрішніх елементів резонансних розмірів використано ЕМП, що пройшло крізь діелектричну оболонку.

Розроблений алгоритм розрахунку електромагнітного відгуку комбінованого об'єкта даного типу. Алгоритм є сукупністю двох електродинамічних методів розрахунку: АВЧМ та ітераційного методу ІР. Він дозволяє отримати ХВВ реальних радіолокаційних об'єктів різної форми та матеріалів для різних сценаріїв радіолокаційного зондування.

Напрямом подальшого дослідження є створення моделей поверхонь реальних радіолокаційних об'єктів з металевими та діелектричними елементами внутрішньої структури та отримання достовірної апіорної інформації про їх помітність у різних умовах опромінювання та поляризації падаючої ЕМХ.

Перелік джерел посилання

1. Воєнні аспекти протидії «гібридній» агресії: досвід України : монографія / за заг. ред. А. М. Сиротенка. Київ : НУОУ ім. Івана Черняховського, 2020. 176 с.
2. Волков П. Ю., С. А. Горелишев. Шляхи вдосконалення системи охорони важливих державних об'єктів. *Честь і закон*. 2021. № 1 (76). С. 40–45.
3. Ryan M. Modern military strategies and the use of drones. Australian National University, 2024. 344 p.
4. Markarian G. Countermeasures for Aerial Drones. Staniforth – Boston, London : Artech House, 2021. 350 p.
5. Петтіджон Стейсі. Еволюція, а не революція: війна безпілотників під час вторгнення Росії в Україну 2022 року. Центр нової американської безпеки, 2024. 225 с.
6. Barton D. K. Radar System Analysis and Modeling. Norwood, USA : Artech House, Inc., 2005. 566 p.
7. Radar Handbook / M. I. Skolnik ed. 3d ed. New York : McGraw-Hill, 2008. 1348 p.
8. Характеристики вторинного випромінювання тактичного безпілотного літального апарата у метровому, дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль / О. І. Сухаревський та ін. *Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України*. 2025. № 4 (45). С. 82–92.
9. Knott E. F., Shaeffer J. F., Tuley M. T. Radar Cross Section. 2nd ed. Boston, London : Artech House, 1993. 611 p.
10. Electromagnetic Wave Scattering by Aerial and Ground Radar Objects / Nechitaylo S. V., Orlenko V. M., Sukharevsky O. I., Vasilets V. A. Boca Raton, USA: SRC Press Taylor & Francis Group, 2014. 334 p.
11. Pulse Signal Scattering From Perfectly Conducting Complex Object Located Near Uniform Half-Space / Sukharevsky O. I., Gorelyshev S. A., Vasilets V. A., Muzychenko A. V. *Journal of electromagnetic waves and applications*. 2000. Vol 14. Issue 7. Pp. 943, 944.
12. Сухаревский О. И., Василец В. А., Горелишев С. А. Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) объектов с неидеально отражающей поверхностью, имеющей изломы. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2001. № 6. С. 41–48.

13. Shirman Ya. D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering Recognition, Detection and Tracking. Norwood, USA : Artech House, 2002. 382 p.
14. Rosa G. S., Hasselmann F. J. V. A High-Frequency Uniform Asymptotic Solution for Electromagnetic Field Scattering by a PEC Wedge Including Grazing Incidence Scenarios. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2020. Vol. 68. No. 8. Pp. 6296 – 6305.
15. Aktepe A., Serim H., Ülkü H. Transient Analysis of Scattering from Impedance Surfaces Using Physical Optics Approximation. *IET Microwaves, Antennas & Propagation.* 2020. Vol. 14. No. 15. Pp. 2020–2026.
16. Gibson W. C. The Method of Moments in Electromagnetics. Boca Raton, London, New York : Chapman & Hall / Taylor & Francis Group, 2008. 288 p.
17. Volakis J. L., Sertel K. Integral Equation Methods for Electromagnetics. Raleigh, NC, USA : SciTech Publishing, Inc., 2012. 391 p.
18. Secondary Radiation of Resonance Perfectly Conducting Objects / Zalevsky G. S., Sukharevsky O. I., Vasilets V. A., Nechitaylo S. V. *Journal of Communications Technology and Electronics.* 2014. Vol. 59. No. 12. Pp. 1321–1332.
19. Numerical and experimental radar cross section analysis of the quadcopter DJI Phantom 2 / A. Schröder et al. // Proceedings IEEE Radar Conference, Johannesburg, South Africa, Oct. 2015. Pp. 463–468. DOI:10.1109/RadarConf.2015.7411928
20. Sukharevsky O. I., Zalevsky G. S., Vasilets V. A. Modeling of Ultrawideband (UWB) Impulse Scattering by Aerial and Subsurface Resonant Objects Based on Integral Equation Solving. *Advanced Ultrawideband Radar: Signals, Targets, and Applications* / Edited by J. D. Taylor. Boca Raton London, New York: CRC Press Taylor & Francis Group, 2016. Pp. 195–235.
21. Sukharevsky O. I., Zalevsky G. S., Vasilets V. A. Iterative Algorithm for Simulation of EM Scattering by Objects, Contained Constructive Elements of Different Electric Sizes // XXII International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), Sept. 25 – 28, 2017. Dnipro, Ukraine, 2017. Pp. 190–193.
22. Вторинне випромінювання безпілотних літальних апаратів (математичне моделювання) : монографія / О. І. Сухаревський та ін. Харків : Видавець О. А. Мірошніченко, 2022. 272 с.
23. Горєлишев С. А. Метод розрахунку бістатичної ефективної поверхні розсіювання комбінованого об'єкта. *Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба.* Харків, 2022, № 2 (72). С. 29–35. DOI: 10.30748/zhups.2022.72.04.
24. Горєлишев С. А., Залевський Г. С. Моделювання характеристик розсіювання комбінованих об'єктів резонансних розмірів, конструкція яких містить металеві і діелектричні компоненти. *Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку : тези доп. Міжнар. наук.-практ. конф., м. Харків, 14 берез. 2024 р.* Харків, 2024. С. 70–73.
25. Applied Problems in the Theory of Electromagnetic Wave Scattering / O. I. Sukharevsky et al. IOP Publishing, Bristol, 2022. 259 p.

Стаття надійшла до редакції 07.05.2025 р.

UDC 621.396.96

S. Horielyshev

A METHOD FOR COMPUTING THE ELECTROMAGNETIC RESPONSE OF RESONANT COMPOSITE STRUCTURES COMPRISING METALLIC AND DIELECTRIC ELEMENTS ENCLOSED BY A DIELECTRIC SHELL

Unmanned aerial vehicles (UAVs) of various classes include metallic and dielectric structural elements whose dimensions are comparable to wavelengths in the meter and decimeter range, making them resonant-sized objects. To improve the quality of radar surveillance of such objects, it is necessary to have a priori information about their secondary radiation.

This paper proposes a method for calculating the electromagnetic response of resonant composite objects

enclosed in a dielectric shell, taking into account the interaction between internal metallic and dielectric components.

To compute the electromagnetic field scattered by an electrically large dielectric shell, an asymptotic high-frequency method is applied. To evaluate the secondary radiation characteristics of the internal metallic and dielectric elements, considering their mutual interactions, a computational approach based on an iterative electrodynamic integral equation method is used. The primary field for the internal resonant-sized components is assumed to be the electromagnetic field transmitted through the dielectric shell.

An algorithm for computing the electromagnetic response of such composite objects has been developed. This algorithm integrates two electrodynamic methods: the asymptotic high-frequency method and the iterative method of integral equations. A distinctive feature of the algorithm is that the interaction between the thin dielectric shell and the internal metallic and dielectric components is considered both at the initial stage—when forming the primary incident field transmitted through the shell—and at the final stage—when the electromagnetic field from the internal components propagates to the receiving point, again passing through the shell.

The algorithm enables the computation of radar cross-sections (RCS) of realistic radar targets of various shapes and materials for different radar probing scenarios. Future research will focus on developing surface models of actual radar targets with internal metallic and dielectric elements and obtaining reliable a priori data on their detectability under varying illumination and polarization conditions of the incident electromagnetic wave.

K e y w o r d s : composite object, metallic component, dielectric component, dielectric shell, electrodynamic methods.

Горєлишев Станіслав Анатолійович – кандидат технічних наук, доцент, провідний науковий співробітник науково-дослідного центру службово-бойової діяльності Національної академії Національної гвардії України.

<https://orcid.org/0000-0003-1689-0901>