

УДК 623.983

**А.В. ДЕРЕПА**, канд. техн. наук (Центр. наук.-дослід. ін-т озброєння та військової техніки  
Збройних Сил України, м. Київ)

## ГІДРОАКУСТИЧНІ СТАНЦІЇ З БУКСИРУВАНИМИ АНТЕНАМИ ЗОСЕРЕДЖЕНОГО ТИПУ ТА ШЛЯХИ СТВОРЕННЯ НИМИ ДІАГРАМИ НАПРАВЛЕНОСТІ СПЕЦІАЛЬНОЇ ФОРМИ

Проведено дослідження щодо рішення задачі створення гідроакустичних станцій з буксируваними напрямленими антенами, їхніх особливостей, що знижують рівень бокових пелюсток у заданій просторовій області й забезпечують формування діаграми направленості з розкриттям основної пелюстки, яка притаманна заданому сектору спостереження.

Проведено исследование решения задачи создания гидроакустических станций с буксируемыми направленными антеннами, их особенностями, которые понижают уровень боковых лепестков в заданной пространственной области и обеспечивают формирование диаграммы направленности с раскрытием основного лепестка, который присущ данному сектору наблюдения.

Research is conducted in relation to the decision of task of creation of the hydroacoustic stations with the towed directed aeriels, their properties, that lower the level of lateral petals in the set spatial region and provide forming of diagram of orientation with opening of basic petal, what inherent to the set sector of supervision.

У комплексних системах «гідроакустичне озброєння – надводний корабель» застосовуються гідроакустичні станції (ГАС) з гідроакустичними антенами, які відрізняються за формою, розмірами, способами формування та управління характеристиками направленості, розміщенням на надводному кораблі (НК) та умовами експлуатації. За способом розміщення антен ГАС НК поділяються на ГАС з корпусними антенами (стаціонарно встановлюються на корпусі корабля) та ГАС з антенами змінної глибини (АЗГ). Останні поділяються на ГАС з буксируваними та ГАС з опускними гідроакустичними антенами.

ГАС з антенами змінної глибини забезпечують необхідну ефективність системи «гідроакустичне озброєння – надводний корабель» в таких сигнально-завадових і гідроакустичних умовах, коли можливості ГАС з корпусними гідроакустичними антенами суттєво знижені. ГАС з антенами змінної глибини мають такі переваги в порівнянні з ГАС з корпусними антенами:

- забезпечення застосування кращих гідроакустичних умов для виявлення цілей, у тому числі

цілей, що знаходяться нижче шару стрибка швидкості звуку;

- можливість автономного ремонту та модернізації активно-пасивних антен змінної глибини без постановки НК у док.

Гідроакустичні антени з буксируваними АЗГ можуть мати конструкції зосередженого (об'ємного) типу з жорсткими зв'язками між елементами та конструкції з гнучкими зв'язками, так звані гнучкі протяжні буксировані антени.

Однією з особливостей ГАС з буксируваними АЗГ є необхідність формування їхніми антенами характеристик направленості, що мають низький (0,1...3,0 %) рівень бокових пелюсток у вертикальній площині в режимі прийому в секторах кутів, під якими антена «бачить» гвинти корабля-носія ГАС з АЗГ. У цьому разі ширина основної пелюстки діаграми направленості повинна мати задану величину.

Практичне рішення цієї задачі є однією з необхідних умов забезпечення тактико-технічних характеристик гідроакустичного озброєння, зокрема того, що створюється за кораблебудівними

програмами (у тому числі з будівництва корвета проекту 58250).

При створенні ГАС з АЗГ з метою збільшення ефективності їхньої дії в режимі прийому необхідно вживати ряд додаткових заходів, що направлені на зменшення впливу шумів корабля-носія на роботу АЗГ. До таких заходів відносяться [1]: використання акустичних екранів, розміщених у верхній частині буксированого тіла; використання характеристик спеціальної форми, які забезпечують придушення завад, що надходять з верхньої півсфери. Останній захід є одним з найефективніших. Тому розробці фізичних алгоритмів його дії та техніки практичної реалізації приділяється доволі значна увага. У роботах [2–5] аналізуються підходи до критеріїв ефективності та фізичних алгоритмів, що відповідають їм. Сучасним методам технічної реалізації таких алгоритмів присвячено роботу [4].

**Метою** даної статті є проведення досліджень, що направлені на рішення задач створення ГАС з буксированими антенами з такою формою діаграми направленості, яка має в разі заданої ширини основної пелюстки в середньому найменший рівень поля в заданій просторовій області бокових пелюсток (оптимальні антени).

Як вихідне співвідношення при рішенні вказаних задач використаємо вираз для середньої діаграми направленості (за потужністю) антени. Під нею будемо розуміти математичне сподівання випадкової діаграми направленості.

Вибір кількісних характеристик параметрів досліджуваних антен обмежений тими найбільш цікавими в прикладному відношенні величинами, що можуть бути технічно реалізованими в разі побудови антен з врахуванням їхнього використання в складі ГАС з буксированими антенами.

Розглянемо лінійну дискретну антену, яку утворено з  $n$  елементів. Нехай діаграми направленості всіх елементів рівні та однаково орієнтовані в просторі (ця умова виконується практично для всіх буксированих антен ГАС, оскільки тут ми обмежуємось розглядом антени в кутомірній площині), а коефіцієнти електричного збудження елементів мають випадковий розкид відносно їхніх середніх значень. У цьому разі будемо вважати, що амплітудні та фазові похибки коефіцієнтів збудження незалежні та стаціонарні, а просторове положення елементів антени строго фіксоване й точно відоме. Подамо випадкові коефіцієнти збудження в тому виді, як у роботі [2]:

$$A_{i \text{ еун}} = |a_i| (1 + \sigma \xi_i) e^{j(\varphi_i + \Delta\varphi_i)}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

де  $|a_i|$  – середнє значення (математичне очікування) модулів коефіцієнтів збудження елементів антени;  $\sigma$  – середнє квадратичне значення відносного відхилення модуля від середньої величини;  $\xi_i$  – дійсні випадкові величини з математичним очікуванням  $M\{\xi_i\} = 0$  та дисперсією  $D\{\xi_i\} = 1$ ;  $\varphi_i$  – середні значення аргументів коефіцієнтів збудження елементів антени;  $\Delta\varphi_i$  – випадкові похибки аргументу, математичне очікування яких  $M\{\Delta\varphi_i\} = 0$ ,  $M\{\sin \Delta\varphi_i\} = 0$ , а дисперсія  $D\{\Delta\varphi_i\}$  є постійною для всіх елементів.

Вважаючи випадкові величини  $\xi_i$ ,  $\Delta\varphi_i$  взаємно незалежними та з врахуванням прийнятого в роботі [2] визначення середньої діаграми направленості, одержимо:

$$\bar{R} = (M\{\cos \Delta\varphi\})^2 |\gamma(\bar{e})|^2 \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^n a_i a_m e^{k\bar{l}(\bar{\rho}_i - \bar{\rho}_m)} + [1 + \sigma^2 - (M\{\cos \Delta\varphi\})^2] |\gamma(\bar{e})|^2 \sum_{i=1}^n |a_i|^2, \quad (2)$$

де  $\bar{R} = M\{|R_{\text{сн}}|^2\}$  – математичне сподівання квадрата модуля випадкової діаграми направленості (середня ненормована діаграма направленості за потужністю);  $\gamma(\bar{l})$  – діаграма направленості окремого елемента антени (у загальному випадку комплексна);  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – хвильове число;  $\bar{l}$  – одиничний вектор напрямку, що розглядається;  $\bar{\rho}_i$  – радіус-вектор, що характеризує просторове положення елементів антени.

Узявши до уваги раніше зроблені припущення про коефіцієнти збудження елементів антени, індекси при  $\Delta\varphi$  випущено.

Друга складова у виразі (2) являє собою деяку розсіяну потужність, що визначається випадковими помилками збудження та залежить від напрямку як діаграма направленості окремого елемента антени [3]. Припустимо, що розсіяна потужність постійна за всіма напрямками. У цьому випадку рішення поставленої задачі буде достатньо загальним, тому що за такої умови рівень розсіяної потужності в області бокового поля антени буде вищим, ніж якщо б розсіяна потужність співпадала за напрямком з направленістю окремого елемента (за умови збігу напрямків основних пелюсток діаграм

направленості антени та її елементів, що, як правило, має місце в буксируваних зосереджених антенах ГАС у кутомірній площині).

З урахуванням сказаного потужність прийманя завад у деякій просторовій області бокових пелюсток дискретної антени буде становити

$$P_{\sigma} = \int_{\Delta\Omega} \bar{R} d\Omega = (M\{\cos\Delta\varphi\})^2 \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^n a_i a_m^* h_{im} + \chi\Delta \sum_{i=1}^n |a_i|^2, \quad (3)$$

де

$$h_{im} = \int_{\Delta\Omega} f(\Omega) \left| \gamma(\vec{l}) \right|^2 e^{jk\vec{l}(\vec{\rho}_i - \vec{\rho}_m)} d\Omega; \quad (4)$$

$\Delta = 1 + \sigma^2 - (M\{\cos\Delta\varphi\})^2$ ;  $f(\Omega)$  – безрозмірна функція, що визначає розподіл завад за тілесним кутом;  $\Delta\Omega$  – елемент тілесного кута;  $\chi = \int_{\Delta\Omega} f(\Omega) d\Omega$ ; \* – знак комплексно-спряженої величини.

Задача в цьому випадку зводиться до знаходження такого розподілу збуджень  $a_1, a_2, \dots, a_n$ , який за умови  $\left| \sum_{i=1}^n a_i \right| = z = const$  забезпечує мінімум потужності  $P_{\sigma}$  [4].

Задамо ще одну додаткову умову, яка забезпечує формування діаграми направленості з розкриттям основної пелюстки, що необхідно при рішенні задач пеленгування, супроводу, визначення параметрів руху. Нехай ширина основної пелюстки діаграми направленості антени, що розглядається, наприклад, за першими нудями, наперед відома та фіксується в напрямках  $\vec{l}_{01}, \vec{l}_{02}$ . Цю умову може бути записано таким чином:

$$\sum_{i=1}^n a_i e^{jk\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i} = 0, \quad \sum_{i=1}^n a_i e^{jk\vec{l}_{02}\vec{\rho}_i} = 0. \quad (5)$$

Тоді функціонал для знаходження згідно із способом Лагранжа [4] можна записати у вигляді

$$\Phi(a_1, a_2, \dots, a_n) = (M\{\cos\Delta\varphi\})^2 \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^n a_i a_m^* h_{im} + \chi\Delta \sum_{i=1}^n |a_i|^2 + \mu_1 \left( \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^n a_i a_m^* - z \right) + \mu_2 \sum_{i=1}^n a_i e^{jk\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i} + \mu_3 \sum_{i=1}^n a_i e^{jk\vec{l}_{02}\vec{\rho}_i}. \quad (6)$$

де  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$  – множники Лагранжа.

Приймемо  $a_i = R_e a_i + jI_m$ ;  $a_i = A_i + jB_i$ ;  $h_{im} = x_{im} + jy_{im}$ .

Тоді, узявши до уваги, що  $\sum_{i=1}^n a_i e^{jk\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i} = 0$ , маємо:

$$\sum_{i=1}^n a_i e^{jk\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i} = \sum_{i=1}^n [A_i + jB_i] [\cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) + j \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i)] = \sum_{i=1}^n [A_i \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) + jB_i \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) + jA_i \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) - B_i \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i)] = 0.$$

Вираз (6) можна переписати таким чином:

$$\begin{aligned} \Phi(a_1, a_2, \dots, a_n) = & (M\{\cos\Delta\varphi\})^2 \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^n a_i a_m^* (x_{im} + jy_{im}) + \\ & \chi\Delta \sum_{i=1}^n |a_i|^2 + \mu_1 \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^n (a_i a_m^* - z) + \\ & + \mu_2 \sum_{i=1}^n [A_i \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) + jB_i \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) + \\ & + jA_i \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i) - B_i \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_i)] + \\ & + \mu_3 \sum_{i=1}^n [A_i \cos(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_i) + jB_i \cos(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_i) + \\ & + jA_i \sin(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_i) - B_i \sin(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_i)]. \quad (7) \end{aligned}$$

Подамо  $\Phi(a_1, a_2, \dots, a_n)$ , як дійсну функцію  $2n$  дійсних змінних, зробивши підстановку  $a_i = R_e a_i + I_m a_i$ . Коефіцієнти збудження в цьому випадку можуть бути визначені із системи:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Phi}{dR_e a_m} &= 0 \\ \frac{d\Phi}{dI_m a_m} &= 0, \quad m = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\frac{d\Phi}{da_m} = \sum_{i=1}^n (A_i x_{im} - jB_i x_{im} + jA_i y_{im} + B_i y_{im}) + 2\chi\Delta^2 A_m + \mu_1' \sum_{i=1}^n (A_i - jB_i) + \mu_2' [\cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m) + j \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m)] + \mu_3' [\cos(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m) + j \sin(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m)] = 0, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi}{db_m} = & \sum_{i=1}^n (B_i x_{im} + jA_i x_{im} - A_i y_{im} + jB_i y_{im}) + 2\chi\Delta^2 B_m + \mu_1' \sum_{i=1}^n (B_i + jA_i) - \\ & - \mu_2' [\sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m) - j \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m)] - \\ & - \mu_3' [\sin(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m) - j \cos(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m)] = 0. \quad (10) \end{aligned}$$

Виділимо з виразів (9), (10) дійсні та уявні частини:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n (A_i x_{im} + B_i y_{im}) + 2\chi\Delta^2 A_m + \mu_1' \sum_{i=1}^n A_i + \mu_2' \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m) + \mu_3' \cos(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m) &= 0, \\ \sum_{i=1}^n (B_i x_{im} - A_i y_{im}) + 2\chi\Delta^2 B_m + \mu_1' \sum_{i=1}^n B_i - \mu_2' \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m) - \mu_3' \sin(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m) &= 0, \\ \sum_{i=1}^n (A_i y_{im} - B_i x_{im}) - \mu_1' \sum_{i=1}^n B_i + \mu_2' \sin(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m) + \mu_3' \sin(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m) &= 0, \\ \sum_{i=1}^n (A_i x_{im} + B_i y_{im}) + \mu_1' \sum_{i=1}^n A_i + \mu_2' \cos(k\vec{l}_{01}\vec{\rho}_m) + \mu_3' \cos(k\vec{l}_{02}\vec{\rho}_m) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\text{де } \Delta^2 = \frac{\Delta}{(M\{\cos\Delta\varphi\})^2}; \quad \mu_1' = \frac{\mu_1}{(M\{\cos\Delta\varphi\})^2};$$

$$\mu_2' = \frac{\mu_2}{(M\{\cos\Delta\varphi\})^2}; \quad \mu_3' = \frac{\mu_3}{(M\{\cos\Delta\varphi\})^2}.$$

Система рівнянь (11) є невизначеною.

Якщо записати  $\mu \sum_{i=1}^n a_i = \mu \sum_{i=1}^n A_i + j\mu \sum_{i=1}^n B_i$  то, не втрачаючи цілісності та враховуючи, що  $a_i$  шукаються з точністю до постійного множника, можливо вважати  $\mu'_1 \sum_{i=1}^n A_i = -1$ ;  $\mu'_1 = 1$ .

Остаточну систему з метою визначення оптимального розподілу збуджень може бути подано у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n (A_i x_{im} + B_i y_{im}) + 2\chi \Delta^2 A_m + \mu'_2 \cos(k\bar{l}_{01}\bar{\rho}_m) + \mu'_3 \cos(k\bar{l}_{02}\bar{\rho}_m) &= 1, \\ \sum_{i=1}^n (B_i x_{im} - A_i y_{im}) + 2\chi \Delta^2 B_m + \sum_{i=1}^n B_i - \mu'_2 \sin(k\bar{l}_{01}\bar{\rho}_m) - \mu'_3 \sin(k\bar{l}_{02}\bar{\rho}_m) &= 0, \\ \sum_{i=1}^n (A_i y_{im} - B_i x_{im}) - \sum_{i=1}^n B_i + \mu'_2 \sin(k\bar{l}_{01}\bar{\rho}_m) + \mu'_3 \sin(k\bar{l}_{02}\bar{\rho}_m) &= 0, \\ \sum_{i=1}^n (A_i x_{im} + B_i y_{im}) + \mu'_2 \cos(k\bar{l}_{01}\bar{\rho}_m) + \mu'_3 \cos(k\bar{l}_{02}\bar{\rho}_m) &= 1, \end{aligned} \right\} (12)$$

де  $A_i = R_e a_i$ ;  $B_i = I_m a_i$ ;  $\Delta^2 = \frac{1 + \sigma^2 - (M\{\cos \Delta\varphi\})^2}{(M\{\cos \Delta\varphi\})^2}$ ;

$$x_{im} = R_e \int_{\Delta\Omega} |\gamma(\bar{l})|^2 f(\Omega) e^{jk\bar{l}(\rho_i - \rho_m)} d\Omega; \quad (13)$$

$$y_{im} = I_m \int_{\Delta\Omega} |\gamma(\bar{l})|^2 f(\Omega) e^{jk\bar{l}(\rho_i - \rho_m)} d\Omega. \quad (14)$$

Систему (12) може бути використано з метою знаходження коефіцієнтів збудження, введення яких у розкритті дискретної антени забезпечує зниження рівня бокового поля в деякому наперед заданому просторовому секторі  $\Delta\Omega$  й фіксацію ширини основної пелюстки діаграми направленості в напрямках  $\bar{l}_{01}$ ,  $\bar{l}_{02}$  за наявності випадкових помилок збудження.

На рис. 1 наведено розрахункову середню діаграму направленості лінійної дискретної антени, що набрано з  $2n = 8$  елементів, розподіл збуджень за апертурою якої одержано шляхом розв'язку системи рівнянь (12). Аналіз наведених кривих показує, що рівень бокових пелюсток у межах просторового сектора  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  (сектор придушення) у середньому не перевищує -36 дБ, а розкриття основної пелюстки діаграми направленості за кутах  $\alpha_{01}$ ,  $\alpha_{02}$  відповідає заданим значенням. При цьому втрати коефіцієнта концентрації, що визначені як відношення середнього коефіцієнта концентрації шуканої антени до середнього коефіцієнта концентрації

ідентичної їй рівноамплітудної антени, не перевищують 4 %. Чутливість до випадкових помилок збудження досліджуваної антени із середньою діаграмою направленості розраховано згідно з роботою [3] і складає  $G_{cp} = 0,132$ , що всього на 5,6% вище такого ж параметра для синфазної антени з рівномірним збудженням, що має мінімальну чутливість до випадкових помилок.

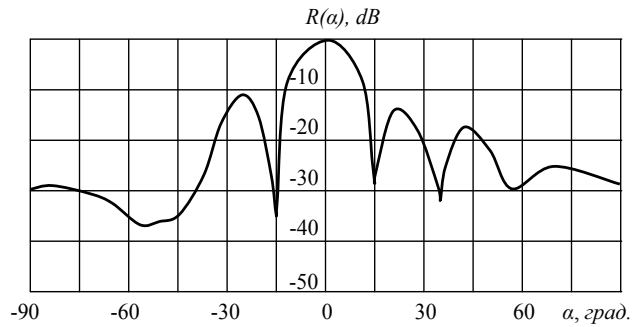


Рис. 1. Розрахункова середня діаграма направленості лінійної дискретної антени, набраної із  $2n = 8$  елементів:

$$\begin{aligned} d &= 0,5 \lambda; \alpha_{01} = \alpha_{02} = 16^\circ; \alpha_1 = -48^\circ; \alpha_2 = -60^\circ; \\ \gamma(\alpha) &= \cos^4 \frac{\alpha}{2}; \Delta\alpha = \pm 0,1; \Delta\varphi = \pm 5^\circ \end{aligned}$$

Розрахункові чисельні значення коефіцієнтів збудження досліджуваної антени наведено нижче.

Зображена на рис. 1 розрахункова діаграма направленості свідчить, що розроблені математичні співвідношення дозволяють розрахувати такий розподіл збудження, введення якого за апертурою антени не тільки не знижує рівень бокових пелюсток у заданій просторовій області, але й забезпечує формування діаграми направленості з розкриттям основної пелюстки, яка необхідна для реалізації заданого сектора огляду. При цьому необхідно зауважити, що отримані вище рішення є частотозалежними й оптимізацію антени в межах робочої полоси частот ГАС за розробленою методикою може бути здійснено, наприклад, з використанням фільтрів мінімально-фазового типу, які реалізують оптимальний амплітудно-фазовий розподіл збуджень.

З метою здійснення такої оптимізації на рис. 2 показано блок-схему пристрою, що реалізує оптимальний розподіл збуджень стосовно умов роботи антени в широкій смузі частот. Власне пристрій

$N$	1	2	3	4	5	6	7	8
$\alpha_i$	0,46	0,97	0,87	0,75	0,64	0,89	0,96	0,53
$jb_i$	0,068	0,239	0,041	-0,056	0,058	0,036	0,181	-0,057

складається з  $N$  каналів, в кожному з яких входять ідентичні гідроакустичні приймачі, ідентичні узгоджувачі пристрої та чотириполосні кола, що реалізують потрібний розподіл збуджень. Формування діаграми направленості відбувається в підсумовуючому пристрої, куди надходять сигнали з виходу кожного каналу.

Для реалізації частотнозалежного амплітудно-фазового розподілу в загальному випадку можна використовувати чотириполосники немінімально-фазового типу, що являють собою ланцюгове з'єднання чотириполосника мінімально-фазового типу та фазового чотириполосника, які реалізують відповідно задані амплітудні й фазові розподіли. При цьому вихідний амплітудно-фазовий розподіл антени треба перетворити до фізично реалізованого виду (фазові характеристики повинні бути функціями частоти, що ростуть) шляхом помноження його компонент на неперервну комплексну функцію дійсного аргументу.

Таким чином є очевидним, що практична реалізація частотнозалежного амплітудно-фазового розподілу збуджень, що покращує направленість власності ГАС з буксированою АЗГ, пов'язана з розміщенням у буксированому пристрої АЗГ значного об'єму апаратури або вимагає різкого збільшення числа струмонесучих жил кабель-троса для обробки інформації від антени на борту НК. Але і перша, і друга умови є такими, що важко реалізуються.

Певного спрощення чотириполосників, що реалізують частотнозалежний амплітудно-фазовий розподіл збуджень, можливо досягнути, якщо виключити з розгляду амплітудно-фазовий розподіл та зупинитись тільки на амплітудному. Це бажано й тому, що більшість відомих на сьогодні ГАС з буксированими антенами в довільному перерізі кутотвірної площини є синфазними, завдяки чому відсутня необхідність у фазозсувних колах в кожному каналі антени. Таке рішення задачі оптимізації ГАС з буксированими антенами дозволяє виключити фазовий фільтр з чотириполосника, що

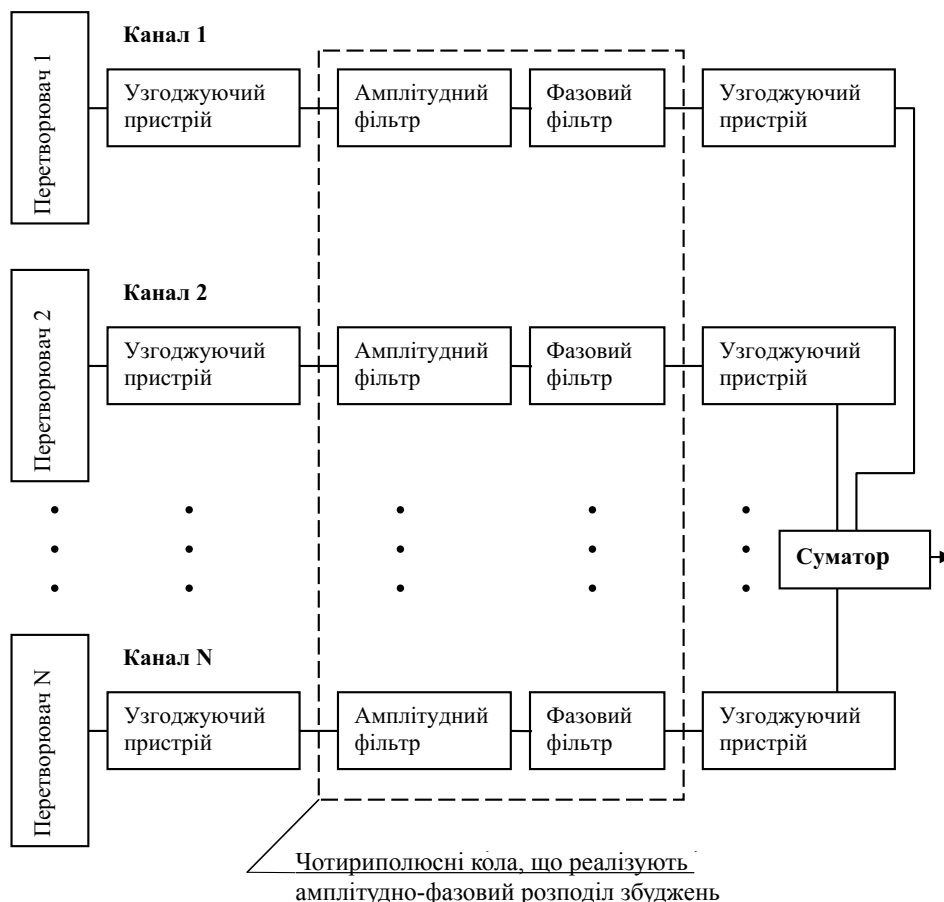


Рис. 2. Блок-схема пристрою, який реалізує оптимальний розподіл збуджень

реалізує потрібний розподіл збуджень, і тим самим суттєво скоротити об'єм апаратури, яка розміщується в буксированому пристрої.

Технічна реалізація амплітудного розподілу збуджень, що оптимізує антену на одній частоті, у цьому випадку може бути досягнута простими засобами, наприклад, за допомогою змішаного (послідовно-паралельного) електричного з'єднання елементів антени, а також за допомогою дільників напруг на основі резисторів, конденсаторів.

Крім цього, у випадку, якщо смуга приймального тракту ГАС не перевищує  $\Delta f_p = (10 - 15)\%$ , оптимізація гідроакустичної антени на одній, наприклад, середній частоті смуги з використанням тільки амплітудного розподілу збуджень виправдана саме завдяки різкому зменшенню об'єму апаратури, яка забезпечує формування діаграми направленості.

При цьому необхідно мати на увазі, що втрати в заводстійкості ГАС з буксированою антеною при її оптимізації з використанням тільки амплітудного розподілу будуть дещо більшими, ніж при використанні оптимального амплітудно-фазового розподілу. Підтвердженням цьому служать розрахункові значення параметрів  $\eta$  і  $\xi_{\text{бок}}$ , що наведені нижче та характеризують відповідно втрати коефіцієнта концентрації та середній рівень бокових пелюсток у межах сектора придушення лінійної дискретної антени з  $2n = 8$  елементами, оптимізацію якого проведено з використанням обох розглянутих рішень.

Таким чином, дані, які наведено, свідчать про те, що рішення задачі оптимізації буксированих антен, яке ґрунтується на використанні амплітудно-фазового розподілу збуджень, забезпечує більшу ефективність при придушенні бокового поля (на 2,5–3 дБ). Водночас, внаслідок більшої простоти технічної реалізації та малого програшу з ефективності доцільним виступає й друге рішення, ґрунтоване на використанні тільки амплітудного розподілу.

## Висновок

Розроблено алгоритм створення гідроакустичної станції з антенами змінної глибини зосередженого типу, практична реалізація якого дозволяє формувати такі направлені властивості антен у вертикальній площині в режимі прийому, при яких для заданої ширини основної пелюстки діаграми направленості рівень бокового поля є найменшим у секторі дії на антени змінної глибини (завади корабля-буксировальника гідроакустичної станції), джерелом яких є гвинти. Запропоновано технічні шляхи практичної реалізації амплітудно-фазових розподілів, що необхідно мати в такій антені, та визначено втрати в ефективності гідроакустичної станції з такими антенами при їхній реалізації в гідроакустичній станції.

## Список літератури

1. *Корякин Ю.А.* Корабельная гидроакустическая техника: состояние и актуальные проблемы / Ю.А. Корякин, С.А. Смирнов, Г.В. Яковлев – Спб : Наука, 2004. – 410 с.
2. *Лейко Н.С.* О статических свойствах диаграмм направленности и выборе полевых параметров Дольф-Чебышевских решеток. – В кн.: Антенны. – М. : Связь, 1971. – № 12. – С. 3-12.
3. *Жуков В.Б.* Теория синтеза и оптимизации антенн / В. Б. Жуков. – Спб : Элмор, 2001. – 162 с.
4. *Клячкин В.И.* Алгоритмы адаптивной обработки в режиме шумопеленгования для протяженной бортовой антенны / В. И. Клячкин, Г. В. Лоскутова, И. А. Селезнев // Гидроакустика. – 2001. – № 2. – С. 53–61.
5. *Лисс А.Р.* Базовые вычислительные средства для цифровой обработки сигналов в системах реального времени / А. Р. Лисс, А. В. Рыжиков // Известия ГЭТУ. Информатика, управление и компьютерные технологии. – Спб : ГЭТУ (ЛЭТИ). – 2003. – Вып. 1. – С. 20–30.

$2n = 8; d = 0,5 \lambda; \alpha_{01} = 15^\circ; \alpha_1 = 45^\circ; \alpha_2 = 90^\circ; \gamma(\alpha) = 1; \Delta\alpha = \pm 0,1; \Delta\varphi = 5^\circ$		
Параметр	Антенна з оптимальним амплітудно-фазовим розподілом	Антенна з оптимальним амплітудним розподілом
$\eta$	0,912	0,86
$\xi_{\text{бок}}$ (середній рівень, dB)	36-37	32,4-32,9