DOI 10.34185/1562-9945-5-166-2026-25
УДК 621.396:004.89

Р.О. Бєляков

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ ПРОГНОЗНОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ ТА ВИБОРУ ВУЗЛІВ РОЗПОДІЛЕНОЇ АНТЕННОЇ СИСТЕМИ НА ОСНОВІ ВИМІРЯНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДІОКАНАЛІВ

Анотація. У статті проведено порівняльний аналіз процесів прогнозної часової, частотної та фазової синхронізації і адаптивного вибору вузлів розподіленої антенної системи з одноранговою координацією. Розглядається система з 32 радіовузлів, які формують когерентний інформаційний сигнал для рухомого приймача в умовах втрати актуальності оцінок синхронізації через рух радіовузлів і приймача, нестабільність опорних генераторів радіовузлів і затримки службового обміну. Для проведення дослідження використано виміряні характеристики радіоканалів DICHASUS для 32 антенних елементів на частоті 1,272 ГГц, траєкторії руху БпЛА із набору DeepSense 6G та модель частотно-фазової нестабільності опорних генераторів радіовузлів, параметри якої визначаються на основі девіації Аллана.

Для порівняння методів сформовано математичну модель, яка дозволяє прогнозувати фазовий стан кожного радіовузла, визначати ймовірність виконання фазового допуску та розраховувати очікувану прийняту потужність з урахуванням знака інтерференційного внеску кожної пари радіовузлів. Отримані значення використовуються для вибору складу кластера, застосованого для когерентного формування інформаційного сигналу в точці приймання. За результатами проведеної оцінки ефективності встановлено, що застосування прогнозної синхронізації дозволяє збільшити прийняту потужність інформаційного сигналу на 0,88–9,43 дБ порівняно з реактивною синхронізацією. Вибір складу радіовузлів на основі очікуваної прийнятої потужності дозволяє зберегти рівень потужності, отриманий для повного складу системи, при зменшенні кількості активних радіовузлів на 17,5–30,4 %. На основі проведеного аналізу встановлено, що ентропійний показник не забезпечує окремого приросту прийнятої потужності, а умова надійності на основі межі об'єднання подій у динамічних сценаріях надмірно скорочує склад кластера.

Ключові слова: розподілена антенна система, когерентна передача даних, прогнозна синхронізація, адаптивний вибір вузлів, порівняльний аналіз, фільтр Калмана, консенсусне узгодження, БпЛА, DICHASUS, DeepSense 6G.

Постановка наукового завдання. Мобільні самоорганізовані радіомережі, зокрема мережі з повітряними вузлами, функціонують без постійної базової станції. Однорангова взаємодія визначає спосіб координації радіовузлів, а багатозв'язна топологія

© Бєляков Р.О., 2026
Copyright for this paper by its authors. Use permitted under License CC BY 4.0.

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

забезпечує резервування маршрутів. Для когерентної обробки однакового інформаційного сигналу від просторово рознесених радіовузлів необхідно узгодити моменти прибуття сигналів, несучі частоти та фази в точці приймання. В процесі когерентної передачі інформаційного сигналу формується кластер, який складається із радіовузлів, застосованих для формування сигналу в точці приймання. Сукупність узгоджених радіовузлів утворює розподілену антенну систему (РАС), виграш якої залежить від характеристик радіоканалів, складу кластера та обмеження на сумарну потужність [1–3].

Практична реалізація РАС ускладнюється незалежним дрейфом опорних генераторів радіовузлів, похибками визначення положення, часовою мінливістю радіоканалів і затримками службового обміну. Взаємний рух передавачів і приймача спричиняє доплерівський зсув частоти та безперервне накопичення фазової неузгодженості. За таких умов параметри синхронізації, визначені за поточними вимірюваннями, втрачають актуальність до моменту початку когерентної передачі даних. Зазначене обумовлює необхідність дослідження прогнозної синхронізації та вибору вузлів за прогнозованою фазовою сумісністю.

Наукове протиріччя полягає у необхідності підтримувати когерентне формування інформаційного сигналу великої кількості радіовузлів в умовах, коли частота оновлення оцінок синхронізації обмежена ресурсом службового обміну, втрата актуальності зазначених оцінок зростає з динамікою радіовузлів. Збільшення частоти обміну пілотними сигналами зменшує втрату актуальності оцінок, однак збільшує службовий трафік, енергоспоживання та затримки, що суперечить вимогам до автономних радіовузлів [1, 8].

Окремо необхідно визначити внесок прогнозу фазового стану, вибору складу кластера, ентропійного показника та умови надійності за однакових ресурсних обмежень. У відомих підходах результати зазначених процедур переважно розглядаються комплексно, що не дозволяє кількісно визначити вплив кожної з них на прийняту потужність інформаційного сигналу та кількість активних радіовузлів.

З урахуванням наведеного актуальним є наукове завдання, що полягає у порівняльному аналізі процесів прогнозної синхронізації та вибору передавального кластера з кількісною оцінкою внеску кожного процесу на основі виміряних характеристик радіоканалів і траєкторій руху БпЛА.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. У роботах [1, 2] систематизовано задачі розподіленого формування променя та наведено вимоги до точності взаємної часової, частотної та фазової синхронізації елементів розподілених фазованих решіток. Результати зазначених досліджень визначають математичну основу когерентної передачі сигналів розподіленими антенними системами. Водночас задача вибору складу кластера за прогнозованою фазовою сумісністю радіовузлів у них окремо не розглядається.

У роботі [3] представлено метод бездротової координації шестиелементної решітки з децентралізованою часовою синхронізацією, застосування якого на частоті 1,05 ГГц забезпечило близько 98 % ідеального когерентного виграшу. В дослідженні [4] наведено метод визначення геометрії решітки за неповними міжвузловими вимірюваннями. У науковій роботі [5] розглянуто формування променя без зво-

ротного зв'язку від кінцевого приймача. Виграш зазначених методів досягається за рахунок підвищення точності окремої підсистеми за заданого складу передавальних радіовузлів, що не дозволяє оцінити вплив вибору радіовузлів на прийняту потужність.

В дослідженні [6] розглянуто інтегроване зондування та зв'язок за асинхронного руху пристроїв, що дозволяє визначати доплерівські параметри радіоканалів. У роботі [7] наведено результати взаємного калібрування та відстеження фазових коефіцієнтів у динамічних сценаріях. У науковій роботі [8] запропоновано метод бездротової фазово-частотної синхронізації розподілених точок доступу BeamSync, застосування якого не потребує кабельного розподілу опорного сигналу. В дослідженні [9] наведено метод частотно-фазової синхронізації розподілених решіток на основі розподіленого фільтра Калмана.

Зазначені методи не обмежуються корекцією за останнім вимірюванням. Однак ресурсні обмеження службового обміну та вибір радіовузлів до процесу синхронізації в них не включено, тому внесок кожного процесу в прийняту потужність окремо не визначається.

У роботі [10] представлено модель інтегрованого мережевого комплексу зв'язку з БпЛА, у якій вибір ретранслятора здійснюється за мережевими показниками, що обмежує її використання для формування когерентного кластера. В дослідженні [11] обґрунтовано переваги безкомірковой архітектури з розподіленими точками доступу над архітектурою малих комірок за рівномірністю обслуговування користувачів. Методи консенсусного узгодження оцінок у мережах з одноранговою взаємодією наведено в роботах [12, 13]. Для опису стабільності опорних генераторів використовується девіація Аллана [14]. У науковій роботі [15] розкрито роль сферичного фронту хвилі у формуванні фокуса скінченної глибини.

Набір даних розподіленої системи вимірювання радіоканалів DICHASUS разом із процедурою бездротової синхронізації її приймачів представлено в роботах [16, 17]. В дослідженні [18] наведено набір DeepSense 6G, який включає синхронізовані мультимодальні вимірювання, зокрема траєкторії БпЛА сценарію 23 [19].

Проведений аналіз показав, що існуючі методи забезпечують когерентне складання сигналів за заданого складу передавальних радіовузлів, а ефект прогнозування, оцінки невизначеності та вибору радіовузлів демонструється сукупно. Водночас питання узгодженого вибору кластера та прогнозних коригувальних впливів із кількісною оцінкою внеску кожного процесу залишається недостатньо дослідженим. Із урахуванням вищенаведеного, у статті проводиться порівняльний аналіз зазначених процесів.

Мета дослідження. Метою статті є порівняльний аналіз процесів прогнозної синхронізації та адаптивного вибору вузлів розподіленої антенної системи на основі виміряних характеристик радіоканалів під час зміни положення БпЛА.

Для досягнення поставленої мети необхідно: узгодити єдину модель сигналу, фазового стану та прийнятої потужності для порівнюваних способів; побудувати відтворюваний експеримент на основі виміряних характеристик радіоканалів і траєкторій ру-

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

ху БпЛА; розділити внески прогнозування, вибору вузлів, ентропійної складової, умови надійності та адаптивного інтервалу синхронізації.

Викладення основного матеріалу дослідження. В статті на першому етапі сформовано математичну модель інформаційного сигналу та фазового стану радіовузлів. На другому етапі визначено очікувану прийняту потужність і критерій вибору складу кластера. На третьому етапі сформовано процедуру прогнозної часової, частотної та фазової синхронізації з подальшою перевіркою готовності радіовузлів до когерентної передачі інформаційного сигналу. На четвертому етапі проведено оцінку ефективності методів із використанням виміряних характеристик радіоканалів DICHASUS, траєкторій руху БпЛА DeepSense 6G та моделі частотно-фазової нестабільності опорних генераторів радіовузлів.

Модель системи та сигналу. Система складається з множини $V = \{v_1, \dots, v_N\}$ автономних мобільних радіовузлів, кожен з яких має власний опорний генератор і засоби оцінки параметрів радіоканалу. В процесі когерентної передачі даних формується кластер $C_k \subseteq V$, який складається із радіовузлів, застосованих для формування інформаційного сигналу. Синхронізація зазначених радіовузлів за часом, частотою та фазою забезпечує когерентне складання сигналів у точці приймання. Топологія однорангової взаємодії радіовузлів у момент дискретного часу k представлена у вигляді динамічного графа (1):

$$G_k = (V, E_k, W_k), \tag{1}$$

де E_k – множина доступних однорангових з'єднань; $W_k = [w_{ij}(k)]$ – матриця ваг, що характеризує придатність радіоканалу між v_i та v_j до службового обміну. Ребро вважається активним за умови $w_{ij}(k) \geq \varepsilon_w$, де ε_w – мінімально допустимий рівень якості з'єднання.

В роботі використовується еквівалентна комплексна низькочастотна модель відносно несучої f_c. Нехай $s(t)$ має одиничну середню потужність, P_i^{tx} – потужність передавача i-го радіовузла, $\beta_i(t)$ – комплексний коефіцієнт радіоканалу без геометричної фази, $\Delta\tau_i^{arr}$ – неузгодженість моментів прибуття огинаючих після часової корекції. Прийнятий інформаційний сигнал представляється у вигляді (2):

$$y(t) = \sum_{i \in C} \sqrt{P_i^{tx}} |\beta_i(t)| s(t - \Delta\tau_i^{arr}) e^{j(\psi_i^0(t) + u_i^{\varphi})} + n(t), \tag{2}$$

Повна фаза сигналу радіовузла до етапу застосування фазової корекції визначається виразом (3):

$$\psi_i^0(t) = \arg\beta_i(t) + \varphi_i^0 + 2\pi \int_{t_0}^{t} \left(\Delta f_i(u) + u_i^f(u)\right) du - 2\pi f_c \tau_i^{prop}(t). \tag{3}$$

де $\arg\beta_i$ – аргумент коефіцієнта радіоканалу; φ_i^0 – початкова фаза опорного генератора; Δf_i – його частотне відхилення; u_i^f – частотна корекція, що враховується від мо-

менту фактичного застосування; τ_i^{prop} – затримка поширення. Після етапу застосування фазової корекції похибка фази радіовузла відносно опорної фази та індивідуальний фазовий допуск визначаються системою (4):

$$\varepsilon_i(t) = \mathrm{wrap}_\pi\left(\psi_i{}^0(t) + u_i{}^\varphi - \psi_{ref}\right),\ |\varepsilon_i(t)| \le \varepsilon_\varphi,\ 0 < \varepsilon_\varphi < \pi/2, \quad (4)$$

де $\mathrm{wrap}_\pi(x) = ((x+\pi)\mathrm{mod}2\pi) - \pi$; ψ_{ref} – єдина опорна фаза. З (4) випливає парний допуск $\left|\mathrm{wrap}_\pi(\varepsilon_i - \varepsilon_j)\right| \le 2\varepsilon_\varphi$. Однаковий для всіх радіовузлів фазовий зсув не змінює когерентного виграшу, тому в експерименті опорною вважається фаза сумарного сигналу. Узгодженість фаз сигналів радіовузлів у точці приймання оцінюється нормованим коефіцієнтом когерентності (5):

$$\eta_{coh} = \frac{\left|\sum_{i\in C}\sqrt{P_i{}^{rx}}e^{j\varepsilon_i}\right|^2}{\left(\sum_{i\in C}\sqrt{P_i{}^{rx}}\right)^2},\ P_i{}^{rx} = P_i{}^{tx}|\beta_i|^2,\ 0 \le \eta_{coh} \le 1. \quad (5)$$

Коефіцієнт (5) характеризує частку ідеального для вибраного кластера фазового складання і не визначає абсолютної прийнятої потужності, тому кластери різного розміру порівнюються за очікуваною потужністю (19).

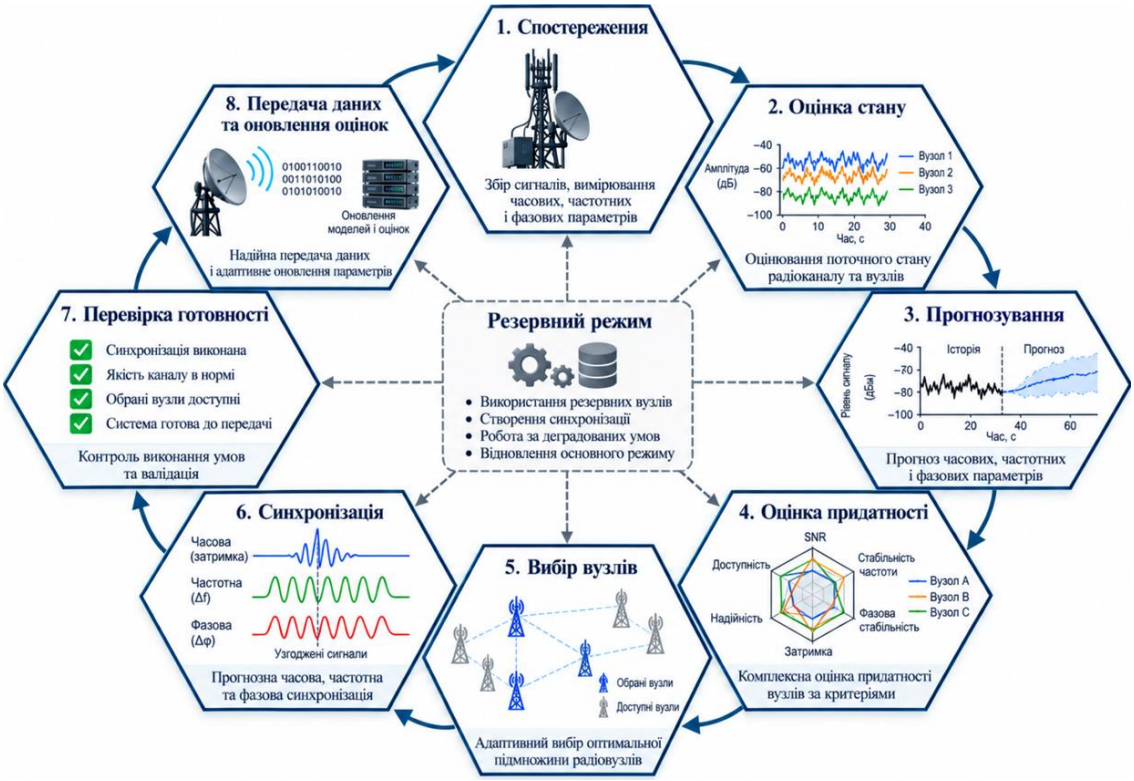


Рисунок 1 – Послідовність етапів циклу координації радіовузлів розподіленої антенної системи

Функціонування системи організовано як замкнений цикл (рис. 1): етап спостереження, оцінка стану, прогнозування, оцінка придатності, вибір кластера, синхронізація, перевірка готовності, передача даних та оновлення оцінок. Перевірка готовності вико-

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

нується після процесу синхронізації та перед початком передачі даних; за невиконання умов готовності система переходить до резервного некогерентного режиму.

Модель ґрунтується на трьох допущеннях. Перше допущення стосується графа та полягає у тому, що в межах одного циклу узгодження граф вимірювань є фіксованим, неорієнтованим і зв'язним, а ваги симетричні та додатні. Друге допущення віднесено каналу передачі даних та полягає у тому, що коефіцієнти радіоканалів між радіовузлами та приймачем доступні з невизначеністю через зворотний зв'язок. Третє допущення стосується фазової моделі та полягає у тому, що використовуються локально розгорнуті фази й вузькосмуговий еквівалент каналу.

Модель прогнозованого стану радіовузла. Для прогнозування параметрів синхронізації стан радіовузла представлено у вигляді вектора (6):

$$\boldsymbol{x}_i(k) = (\boldsymbol{r}_i^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{v}_i^{\mathrm{T}}, \delta\tau_i, \delta\varphi_i, \Delta f_i, \nu_i, \gamma_i, e_i, q_i)^{\mathrm{T}}, \tag{6}$$

де $\boldsymbol{r}_i$, $\boldsymbol{v}_i$ – координати та швидкість; $\delta\tau_i$ – зміщення локальної часової шкали; $\delta\varphi_i$ – відносна фаза опорного генератора; ν_i – геометричний доплерівський зсув; γ_i – нормована якість радіоканалу; e_i – енергетичний ресурс; q_i – надійність координаційного зв'язку; $Z_{i,1:k} = \{z_i(1), \dots, z_i(k)\}$ – сукупність вимірювань вузла v_i до моменту k. На горизонті $T_p = lT_s$, де T_s – тривалість циклу координації, прогноз стану визначається виразом (7):

$$\hat{\boldsymbol{x}}_i(k+l|k) = F_i\big(\hat{\boldsymbol{x}}_i(k), Z_{i,1:k}, \boldsymbol{u}_i\big), \tag{7}$$

де F_i – оператор, який визначає модель руху радіовузла, модель опорного генератора та модель вимірювань разом із коваріацією похибки прогнозу. На основі координат і швидкостей руху радіовузла та приймача визначається доплерівський зсув частоти (8), який є похідною геометричної фази з (3):

$$\nu_i = -f_c\,\dot{\tau}_i^{prop} = \frac{f_c}{c}\boldsymbol{u}_{iR}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{v}_i - \boldsymbol{v}_R),\ \boldsymbol{u}_{iR} = \frac{\boldsymbol{r}_R - \boldsymbol{r}_i}{\|\boldsymbol{r}_R - \boldsymbol{r}_i\|}, \tag{8}$$

де c – швидкість поширення електромагнітної хвилі; $\boldsymbol{v}_R$ – швидкість приймача. Після етапу застосування методів компенсації частотного відхилення опорного генератора та доплерівського зсуву визначається частотна похибка радіовузла (9):

$$\delta f_i^{res} = \big(\Delta f_i - \Delta\hat{f}_i\big) + (\nu_i - \hat{\nu}_i). \tag{9}$$

Отримане значення (9) використовується для визначення похибки фази радіовузла на момент прогнозу $t_0 + T_p$, яка описується локальною апроксимацією (10):

$$\varepsilon_i(t_0 + T_p) \approx \varepsilon_i(t_0) + 2\pi T_p \delta f_i^{res} + \pi T_p{}^2 \delta\dot{f}_i^{res} + w_{mod,i}, \tag{10}$$

а її умовна дисперсія визначається виразом (11):

$$\sigma_{\varepsilon i}^2 = \boldsymbol{b}^{\mathrm{T}}\Sigma_i\boldsymbol{b} + \sigma_{mod,i}^2,\ \boldsymbol{b} = \big(1, 2\pi T_p, \pi T_p{}^2\big)^{\mathrm{T}}, \tag{11}$$

де Σ_i – умовна коваріація початкової фазової похибки, похибки компенсації частоти та її похідної, яка містить взаємні коваріації часових, частотних і фазових оцінок; $\sigma^2_{mod,i}$ – дисперсія модельного шуму; $\boldsymbol{b}$ – вектор коефіцієнтів впливу похибок на фазу на горизонті T_p. Оператор F_i реалізується на основі фільтра Калмана з вектором стану $(\varepsilon_i, \delta f_i, \delta \dot{f}_i)$ і точною дискретизацією шумів процесу [20], що забезпечує обчислення (11) без додаткових припущень.

Після етапу застосування прогнозної фазової корекції математичне сподівання похибки фази на момент прогнозу, представленої у вигляді (10), приймається рівним нулю. Із урахуванням зазначеного ймовірність виконання індивідуального фазового допуску за нормальної апроксимації визначається виразом (12):

$$p_{i^{coh}} = \Pr\{|\varepsilon_i(t_0 + T_p)| \le \varepsilon_\varphi | Z_{i,1:k}\} = 2\Phi\left(\frac{\varepsilon_\varphi}{\sigma_{\varepsilon i}}\right) - 1, \quad (12)$$

де Φ – функція розподілу стандартної нормальної величини. Вираз (12) описує процес прогнозування на всьому інтервалі передачі даних, який забезпечується детермінованою оцінкою (39)–(41). Для ранжування радіовузлів використовується евристичний показник невизначеності компенсації доплерівського зсуву (13):

$$D_i = 1 - \exp\left(-\frac{\sigma_{\delta vi} + \alpha_D T_p \sigma_{\delta \dot{v}i}}{v_{ref}}\right), \; D_i \in [0,1), \quad (13)$$

де $\sigma_{\delta vi}$, Гц, і $\sigma_{\delta \dot{v}i}$, Гц/с, – середньоквадратичні відхилення похибки компенсації доплерівського зсуву та її похідної; $\alpha_D \ge 0$; $v_{ref} > 0$ – масштаб у герцах. Значення D_i є оцінкою для ранжування і не є ймовірністю.

Невизначеність прогнозу характеризується розподілом чотирьох взаємно виключних категорій стану $\Omega = \{\Omega_{coh}, \Omega_{corr}, \Omega_{unst}, \Omega_{unav}\}$, ймовірності яких визначаються системою (14):

$$p_{i,coh} = q_i p_{i^{coh}}, \; p_{i,corr} = q_i(p_{i^{(2)}} - p_{i^{coh}}), \; p_{i,unst} = q_i(1 - p_{i^{(2)}}), \; p_{i,unav} = 1 - q_i, \quad (14)$$

де $p_{i^{(2)}}$ – імовірність (12), обчислена для подвоєного допуску $2\varepsilon_\varphi$, у межах якого відхилення усувається додатковим циклом синхронізації; q_i – оцінка доступності радіовузла. Нормована ентропія Шеннона визначається виразом (15):

$$\bar{H}_i = -\frac{1}{\ln M}\sum_{m\in\Omega} p_{i,m} \ln p_{i,m}, \; M = 4, \; 0 \le \bar{H}_i \le 1, \quad (15)$$

Низьке значення $\bar{H}_i$ означає концентрацію прогнозу, однак не гарантує його коректності, тому достовірність імовірностей перевіряється калібруванням (рис. 6).

Критерій придатності та очікувана прийнята потужність. Для ранжування радіовузлів інформаційний стан радіовузла $\Xi_i = (p_{i^{coh}}, \bar{H}_i, D_i, \gamma_i, e_i, q_i)^{\mathsf{T}}$ об'єднується евристичним мультиплікативним показником (16):

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

$$R_i = \left(p_{i^{coh}}\right)^{\omega_p}(1-\bar{H}_i)^{\omega_H}(1-D_i)^{\omega_D}\gamma_{i^{\omega_\gamma}}e_{i^{\omega_e}}q_{i^{\omega_q}},\ \sum\omega=1,\ \omega\geq 0, \quad (16)$$

що є зваженим геометричним середнім і належить до $[0,1]$, також необхідно зазначити, що складова з нульовою вагою в добутку не враховується. Показник (16) не є ймовірністю, а кореляція $p_{i^{coh}}$, $\bar{H}_i$ і D_i може спричиняти повторне врахування одного чинника, що перевіряється експериментально.

Фізична оцінка потужності враховує знаковий парний інтерференційний внесок. На основі багатовимірної нормальної апроксимації розгорнутих фаз радіовузлів коефіцієнт парної сумісності визначається виразом (17):

$$C_{ij} = \mathbb{E}\left[\cos\left(\varepsilon_i-\varepsilon_j\right)|Z\right] = e^{-\sigma_{ij}^2/2}\cos\mu_{ij},\ \sigma_{ij}^2 = \sigma_{\varepsilon i}^2+\sigma_{\varepsilon j}^2-2\mathrm{cov}\left(\varepsilon_i,\varepsilon_j\right), \quad (17)$$

де μ_{ij} – різниця умовних середніх фаз. Від'ємне значення C_{ij} означає деструктивне складання і зберігається у фізичному прогнозі потужності. Коваріація похибок консенсусного узгодження визначається виразом (31). Склад кластера задається бінарним вектором $\boldsymbol{z}$, де $z_i = 1$ для $v_i \in C_k$ і $z_i = 0$ в іншому разі. За фіксованої сумарної потужності P_{tot} використовується розподіл пропорційно до оціненої потужності радіоканалу (18), який максимізує когерентну потужність за узгоджених фаз:

$$P_{i^{tx}}(\boldsymbol{z}) = P_{tot}\frac{z_i|\hat{\beta}_i|^2}{\sum_j z_j|\hat{\beta}_j|^2}. \quad (18)$$

Тоді очікувана прийнята потужність кластера визначається виразом (19):

$$G(\boldsymbol{z}) = \sum_i\sum_j z_i z_j\sqrt{P_{i^{tx}}P_{j^{tx}}}|\beta_i||\beta_j|C_{ij} = P_{tot}\frac{\sum_i\sum_j z_i z_j b_i b_j C_{ij}}{\sum_i z_i b_i},\ b_i = |\beta_i|^2. \quad (19)$$

Величина (19) має одиницю потужності, тому для порівняння кластерів різного розміру використовується нормування на потужність сигналу в точці приймання за ідеальної когерентної передачі даних усіма радіовузлами (20):

$$\tilde{G}(\boldsymbol{z}) = \frac{G(\boldsymbol{z})}{G_{ref}},\ G_{ref} = P_{tot}\sum_{i\in V} b_i. \quad (20)$$

Задача вибору кластера. Цільова функція поєднує фізичну потужність, придатність і витрати координації, що наведено в (21):

$$J(\boldsymbol{z}) = \lambda_G\tilde{G}(\boldsymbol{z}) + \frac{\lambda_R}{N}\sum_i z_i R_i - \frac{\lambda_O}{N}\sum_i z_i,\ \boldsymbol{z}^* \in \mathrm{argmax}_{\boldsymbol{z}\in F}J(\boldsymbol{z}), \quad (21)$$

де ваги λ невід'ємні. Множина допустимих розв'язків F визначається системою обмежень (22):

$$N_{min}\leq\sum_i z_i\leq N_{max},\ z_i(e_i-e_{min})\geq 0,\ \sum_i z_i B_{i^{syn}}\leq B^{syn},\ |u_{if}|\leq u_{max}^f,\ G_C\text{зв'язний}, \quad (22)$$

де $B_{i^{syn}}$ і B^{syn} вимірюються в бітах за цикл. Вимога надійності кластера за потреби задається нерівністю (23):

$$\Pr\{\max_{i:z_i=1}|\varepsilon_i| \le \varepsilon_\varphi\} \ge P_{cl}^{min}, \quad (23)$$

яка за відсутності повної статистики сукупного розподілу похибок фази замінюється консервативною умовою на основі межі об'єднання подій (24):

$$\sum_i z_i\left(1 - p_{i^{coh}}\right) \le 1 - P_{cl}^{min}. \quad (24)$$

Умова (24) не потребує припущення про незалежність станів радіовузлів і використовується як умова вибору, так і умова готовності. Повний перебір має складність 2^N, тому застосовується послідовна евристика з точним перерахунком приросту (25):

$$\Delta J_i = J(\boldsymbol{z} \cup \{i\}) - J(\boldsymbol{z}),\ i: z_i = 0,\ \exists j: z_j = 1, w_{ij} \ge \varepsilon_w. \quad (25)$$

Процедура починається з вузла з максимальним значенням R_i і нарощує зв'язний початковий кластер до N_{min} вузлів. Далі додається суміжний із кластером кандидат із максимальним додатним приростом (25), якщо виконуються (22) та, за потреби, (24), причому вимога суміжності зберігає зв'язність G_C на кожному кроці. Процедура завершується за відсутності допустимого покращення, тобто якщо допустимого кластера не знайдено, передачу даних виконує один вузол з максимальним добутком $b_i p_{i^{coh}}$ у некогерентному резервному режимі. Для запобігання частим перемиканням складу кластера за незначних коливань показників застосовується гістерезис (26):

$$R_i \ge R_{on} - \text{включення},\ R_i \ge R_{off} - \text{збереження},\ R_{off} < R_{on}. \quad (26)$$

Прогнозна синхронізація вибраного кластера. Локальний синхронізаційний стан радіовузла та попарне вимірювання за двобічного обміну представлені у вигляді системи (27):

$$\boldsymbol{s}_i = (\delta\tau_i, \Delta f_i, \delta\varphi_i)^{\mathrm{T}},\ \boldsymbol{y}_{ij} = \boldsymbol{s}_j - \boldsymbol{s}_i + \boldsymbol{n}_{ij}. \quad (27)$$

Попарні вимірювання передбачають попередню оцінку затримки поширення та канальної фази між вузлами; для зворотного напрямку використовується протилежний знак. Вага ребра визначається оберненою дисперсією вимірювання (28):

$$a_{ij} = \frac{1}{\sigma_{ij,meas}^2},\ a_{ij} = a_{ji}. \quad (28)$$

Мультиплікативна вага, що поєднує ймовірнісні, ентропійні та ресурсні ознаки, зміщує оцінку мінімуму зваженої суми квадратів нев'язок, тоді як обернена дисперсія (28) забезпечує мінімальну дисперсію зазначеної оцінки. Задача узгодження з фіксованою опорою $\boldsymbol{s}_r = 0$ записується виразом (29):

$$\hat{S} = \operatorname{argmin}_{S:\boldsymbol{s}_r=0} \sum_{(i,j)\in E_C} a_{ij} \|\boldsymbol{y}_{ij} - (\boldsymbol{s}_j - \boldsymbol{s}_i)\|_{Q^2}, \quad (29)$$

де $\|\boldsymbol{v}\|_{Q^2} = \boldsymbol{v}^{\mathrm{T}} Q \boldsymbol{v}$ з додатно визначеною діагональною матрицею масштабування. Зважена матриця Лапласа визначається виразом (30):

$$L_W = BWB^{\mathrm{T}},\ W = \operatorname{diag}(a_{ij}), \quad (30)$$

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

де B – матриця інцидентності графа кластера. Для зв'язного графа з додатними вагами задача (29) має єдиний розв'язок, коваріація його похибки визначається виразом (31):

$$\mathrm{cov}(\hat{\boldsymbol{s}}) = \left(L_{W^{(r)}}\right)^{-1}, \tag{31}$$

де $L_{W^{(r)}}$ – матриця L_W без рядка та стовпця опорного вузла. Недіагональні елементи (31) задають $\mathrm{cov}(\varepsilon_i, \varepsilon_j)$ у (17). Децентралізована реалізація використовує ітераційне оновлення (32) для всіх вузлів, крім опорного:

$$\boldsymbol{s}_{i^{(n+1)}} = \boldsymbol{s}_{i^{(n)}} + \mu \sum_{j \in N_i} a_{ij}\left(\boldsymbol{s}_{j^{(n)}} - \boldsymbol{s}_{i^{(n)}} - \boldsymbol{y}_{ij}\right), \tag{32}$$

яке є градієнтним спуском для (29). Для фіксованого графа без затримок достатньою є умова (33):

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}(L_W)}, \tag{33}$$

де λ_{max} – максимальне власне значення матриці Лапласа. Для кругових фаз використовується нелінійна ітерація (34), для якої умова (33) не доводить глобальної збіжності:

$$\varphi_{i^{(n+1)}} = \mathrm{wrap}_\pi\left(\varphi_{i^{(n)}} + \mu_\varphi \sum_{j \in N_i} a_{ij}\mathrm{wrap}_\pi\left(\varphi_{j^{(n)}} - \varphi_{i^{(n)}} - y_{ij}^{\varphi}\right)\right). \tag{34}$$

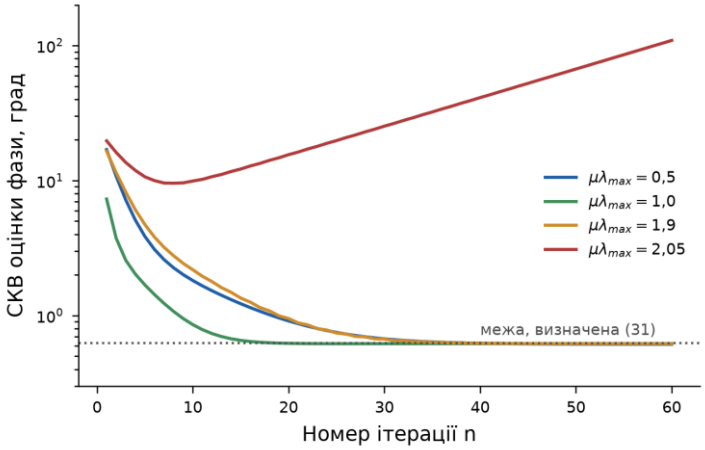


Рисунок 2 – Залежність СКВ оцінки синхронізаційного стану
від кількості ітерацій (32) для різних значень кроку,
граф 32 антенних елементів системи DICHASUS, 200 реалізацій

Перевірку умови (33) проведено для графа, сформованого відповідно до просторового розташування 32 антенних елементів вимірювальної системи DICHASUS. Між двома радіовузлами формувалося ребро за умови, що відстань між ними не перевищувала 12 м. За визначеної конфігурації отримано 304 міжвузлові з'єднання. Для $\mu\lambda_{max} = 1$ середньоквадратичне відхилення оцінки після 20 ітерацій наближалося до 0,63°, що відповідає значенню, визначеному на основі коваріаційної матриці (31), а для $\mu\lambda_{max} = 2{,}05$ отримані значення СКВ суттєво відрізнялися від результатів для попереднього значення кроку (рис. 2), що підтверджує залежність процесу узгодження від вибору параметра ітераційного алгоритму.

Отримані результати підтверджують залежність процесу узгодження від вибору кроку ітераційного алгоритму відповідно до умови (33).1

Коригувальні впливи та перевірка готовності. Нехай t_a – узгоджений момент прибуття сигналів у шкалі опорного вузла, а локальна шкала має модель $t_i = t + \delta\tau_i$. Локальний момент початку передачі сигналу та частотна корекція визначаються системою (35):

$$t_i{}^{tx} = t_a + \delta\hat{\tau}_i - \hat{\tau}_i{}^{prop},\ u_{if} = -\left(\Delta\hat{f}_i + \hat{v}_i\right). \tag{35}$$

Вузли, розташовані далі від приймача, починають процес передачі сигналу раніше. Частоти опорних генераторів оцінюються відносно єдиної опорної частоти з нульовим зміщенням. Нехай t_0 – момент останньої оцінки, $T_p = t_a - t_0$. Прогноз фази та фазовий коригувальний вплив визначаються системою (36):

$$\hat{\psi}_i{}^0(t_a) \approx \psi_i{}^0(t_0) + 2\pi T_p g_i + \pi T_p{}^2 a_{if},\ u_{i\varphi} = \mathrm{wrap}_\pi\left(\psi_{ref} - \hat{\psi}_i{}^0(t_a)\right), \tag{36}$$

де $g_i = \Delta\hat{f}_i + \hat{v}_i$ – оцінка сумарного частотного відхилення, Гц; a_{if} – швидкість його зміни, Гц/с. Геометрична складова вже врахована у виразі (3) і повторно не додається. Готовність фаз перевіряється умовою (24), а готовність огинаючих – нерівністю (37) з індивідуальним ризиком $\alpha_{\tau i}$:

$$|\Delta\hat{\tau}_i{}^{arr}| + \Phi^{-1}(1 - \alpha_{\tau i}/2)\sigma_{\Delta\tau i} \le \varepsilon_\tau{}^{arr},\ i \in C. \tag{37}$$

Інтервал синхронізації встановлюється адаптивно відповідно до системи (38):

$$T_i{}^{syn} = T_{min}^{syn} + \left(T_{max}^{syn} - T_{min}^{syn}\right)p_i{}^{coh}(1 - \bar{H}_i)(1 - D_i),\ T_C{}^{syn} = \min_{i\in C} T_i{}^{syn}. \tag{38}$$

На основі виразу (38) тривалість інтервалу до наступного циклу синхронізації визначається за найменшим допустимим значенням для радіовузлів кластера. Водночас зазначена умова визначає лише момент наступного оновлення параметрів синхронізації та не дозволяє встановити, чи залишатиметься похибка фази в допустимих межах протягом усього інтервалу. Для перевірки виконання фазового допуску на всьому інтервалі використовується детермінована оцінка зміни фазової похибки.

Твердження 1. Нехай на інтервалі $[0, T_p]$ після етапу застосування часової, частотної та фазової корекції похибки радіовузла мають детерміновані межі (39):

$$|\delta f_i{}^{res}| \le \varepsilon_f,\ |\delta\dot{f}_i{}^{res}| \le \varepsilon_{\dot{f}},\ |\delta\tau_i{}^{res}| \le \varepsilon_\tau,\ |\delta\varphi_i{}^{res}| \le \varepsilon_{\varphi 0}. \tag{39}$$

Тоді для всіх $t \in [0, T_p]$ фазова похибка обмежена величиною (40), а індивідуальний допуск виконується на всьому інтервалі, якщо $\varepsilon_{res}^{max} \le \varepsilon_\varphi$:

$$\varepsilon_{res}^{max} = \varepsilon_{\varphi 0} + 2\pi f_c\varepsilon_\tau + 2\pi T_p\varepsilon_f + \pi T_p{}^2\varepsilon_{\dot{f}}. \tag{40}$$

Оцінка (40) виникає в результаті операції інтегрування обмеженої похибки компенсації частоти та нерівності трикутника. Нехай $A = \varepsilon_\varphi - \varepsilon_{\varphi 0} - 2\pi f_c\varepsilon_\tau$. За $A \ge 0$ і

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

$\varepsilon_{\dot{f}} > 0$ допустимий горизонт визначається невід'ємним коренем квадратного рівняння (41):

$$T_{p^{adm}} = \frac{-\varepsilon_f + \sqrt{\varepsilon_{f^2} + \varepsilon_{\dot{f}} A/\pi}}{\varepsilon_{\dot{f}}}, \tag{41}$$

за $\varepsilon_{\dot{f}} = 0$, $\varepsilon_f > 0$ – виразом $T_{p^{adm}} = A/(2\pi\varepsilon_f)$. За $A < 0$ допустима сумарна фазова похибка перевищується вже на початку інтервалу. Для гарантії на пакет інтервал включає проміжок від останнього вимірювання до завершення приймання.

Показники результативності. Відношення сигнал/шум у точці приймання та ймовірність доставки пакета з L бітів за не більш ніж N_{tx} спроб для когерентного приймання BPSK у каналі AWGN визначаються системою (42):

$$\gamma_{out} = \frac{\left|\sum_{i\in C}\sqrt{P_i r_x} e^{j\varepsilon_i}\right|^2}{P_n + P_I}, \; P_b = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right), \; \gamma_b = \gamma_{out}\frac{B_n}{R_b}, \tag{42}$$

$$P_{del} = 1 - (1 - (1 - P_b)^L)^{N_{tx}}, \tag{43}$$

де B_n – шумова смуга; R_b – бітова швидкість. Рівність (42) стосується AWGN або обґрунтованої гауссової моделі завад; підстановка середнього відношення сигнал/шум у нелінійну формулу (43) загалом некоректна, тому ймовірність обчислюється для кожної реалізації окремо. Середньоквадратична фазова похибка визначається відносно фази сумарного сигналу (44):

$$\mathrm{RMSE}_{\varphi} = \sqrt{\frac{1}{N_C}\sum_{i\in C}\mathrm{wrap}_{\pi^2}\left(\varepsilon_i - \arg\sum_{j\in C}\sqrt{P_j r_x} e^{j\varepsilon_j}\right)}. \tag{44}$$

Визначення (44) не залежить від вибору опорного вузла. Для рівномірно розподілених фаз СКВ (44) не перевищує $\pi/\sqrt{3} \approx 103{,}9°$ і зменшується за малої кількості вузлів через вирівнювання опори за сумарним сигналом.

Експериментальний аналіз. Для перевірки використали три джерела даних. Перше джерело є набір dichasus-cf0x розподіленої системи вимірювання радіоканалів DICHASUS Університету Штутгарта [16, 17]. Вимірювання виконано у виробничому приміщенні дослідницького комплексу ARENA2036: чотири антенні решітки по вісім антен (32 антени) розміщено в кутах Г-подібної ділянки з розсіювачем між ними, що забезпечує наявність каналів як прямої, так і непрямої видимості. Передавач, встановлений на мобільному роботі, рухається ділянкою, приймальні антени реєструють коефіцієнти каналу на несучій 1,272 ГГц у смузі 50 МГц з інтервалом 48,8 мс. Використано файл cf06 тривалістю 674 с (13330 вимірювань), у якому робот рухається зигзагоподібним маршрутом, його положення визначено тахеометром; медіанна швидкість становить 0,26 м/с. За принципом взаємності радіоканалу 32 приймальні антени розглядали як передавальні вузли розподіленої антенної системи, а передавач на роботі – як приймач.

Друге джерело – сценарій 23 набору DeepSense 6G [18, 19]: 11387 відліків 35 польотів БпЛА із тривимірною швидкістю, сумарна тривалість 29 хв, медіанна швидкість

1,71 м/с, максимальна 11,8 м/с. Третє джерело – модель частотно-фазової нестабільності опорних генераторів радіовузлів трьох класів, параметри якої визначаються на основі девіації Аллана [14].

На основі триманих результатів попереднього аналізу встановлено, що виміряні фази системи DICHASUS включають міжприймальну фазову нестабільність: СКВ зміни відносної фази за один інтервал становить 48,8° і не зменшується за нерухомого приймача (65,7° за швидкості до 0,05 м/с). Оскільки зазначена складова не характеризує процес поширення радіосигналу, математичну модель радіоканалу формували таким чином: амплітуди $|\beta_i(t)|$ та положення приймача брали з вимірювань, фазу визначали сферичною хвилею для виміряної геометрії з дифузною складовою просторово узгодженого поля 16 променів.

Коефіцієнт Райса для кожного антенного елемента визначали методом моментів на основі виміряних амплітуд; отримані значення знаходилися в діапазоні 1,4–6,1 дБ. Похибку оцінки фази в діапазоні 1,7–6,2° визначали за різницею парних і непарних піднесучих (рис. 3). Модуль коефіцієнта кореляції відносних фаз за інтервал 48,8 мс становив 0,95 для сформованої моделі радіоканалу та 0,69 для вихідних фазових вимірювань DICHASUS без додаткової корекції.

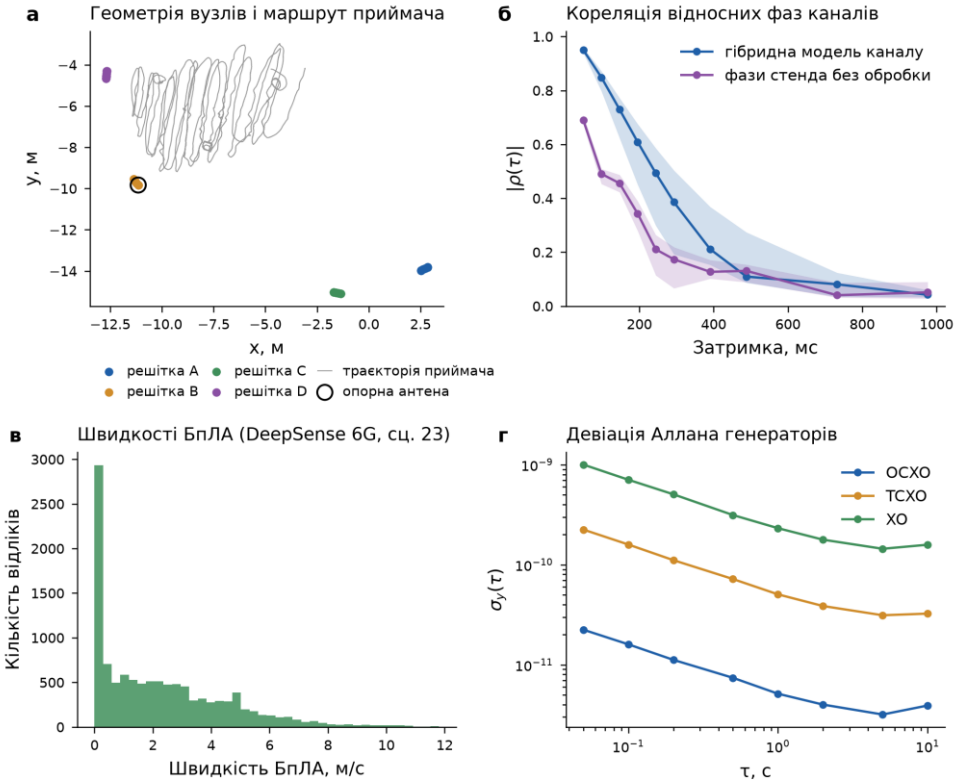


Рисунок 3 – Характеристики вхідних даних експерименту: просторове розташування антенних елементів системи DICHASUS і маршрут приймача (а); залежність модуля коефіцієнта кореляції відносних фаз радіоканалів від часового зсуву, медіана та міжквартильний діапазон за 31 антенним елементом (б); розподіл швидкостей БпЛА DeepSense 6G (в); залежність девіації Аллана від інтервалу усереднення для трьох класів опорних генераторів (г)

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

Протокол експерименту показано в таблиці 1. Сценарії відрізнялися кількістю рухомих радіовузлів, складом опорних генераторів, ймовірністю втрати службових повідомлень і горизонтом прогнозу. Для рухомих вузлів використовували профілі швидкості БпЛА з випадковими зсувами початку, а бортову оцінку швидкості моделювали із запізненням 20 мс і похибкою 0,05 м/с. Для кожного сценарію виконували 10 реалізацій по 13 800 циклів; оцінку здійснювали через цикл, перші 10 с кожної реалізації не враховували. Усі способи отримували однакові реалізації каналів, генераторів і втрат повідомлень, тому порівняння є парним.

Таблиця 1

Параметри сценаріїв моделювання

Параметр	**S1**	**S2**	**S3**
Рухомі вузли (траєкторії DeepSense 6G)	0	16	32
Опорні генератори ОСХО / ТСХО / ХО	20 / 10 / 2	12 / 14 / 6	8 / 16 / 8
Імовірність втрати службового повідомлення	0,01–0,10	0,02–0,20	0,05–0,30
Горизонт прогнозу T_p, мс	48,8	48,8	97,7

Для всіх сценаріїв однаковими були: $\sigma_y(1\text{с})$, що дорівнює $5 \cdot 10^{-12}$, $5 \cdot 10^{-11}$ і $2 \cdot 10^{-10}$ для класів ОСХО, ТСХО і ХО; імовірність раптової зміни фази опорного генератора класу ХО $2 \cdot 10^{-3}$ за цикл; $\varepsilon_\varphi = 30°$; $N_{min} = 4$; $L = 1024$ біт; $E_b/N_0 = 10$ дБ для ідеального кластера всіх вузлів; ваги (16) 0,35; 0,15; 0,15; 0,15; 0,10; 0,10; ваги (21) $\lambda_G = 1$, $\lambda_R = 0{,}2$, $\lambda_O = 0{,}02$. Ваги зафіксували до проведення експерименту.

Порівнювали наступні способи: B0 – передача даних без синхронізації; B1 – синхронізація на основі останнього вимірювання; B2 – прогнозна синхронізація на основі фільтра Калмана (7)–(11) з компенсацією доплерівського зсуву за бортовою оцінкою швидкості (35) для всіх вузлів; P – прогнозна синхронізація з вибором вузлів на основі цільової функції (21) з показником придатності (16); P_G – вибір вузлів на основі очікуваної прийнятої потужності (19) без показника придатності ($\lambda_R = 0$); P_R – вибір вузлів з умовою надійності (24) за $P_{cl}^{min} = 0{,}8$ (табл. 2).

Для аналізу впливу окремих складових шляхом їх почергового виключення варіанти P відрізнялися одним елементом: без ентропійної складової ($\omega_H = 0$), з показником придатності на основі ймовірності допуску ($R_i = p_{i^{coh}}$), з показником на основі дисперсії прогнозу ($R_i = \exp(-\sigma_{\varepsilon i}^2)$), з фіксованим після 10 с складом кластера та з адаптивним інтервалом (38). Довірчі інтервали 95 % побудовані на основі методу повторних блокових вибірок [21] за блоками тривалістю 4,9 с і реалізаціями.

Основний виграш забезпечила прогнозна синхронізація B2, яка відносно реактивної синхронізації підвищила прийняту потужність інформаційного сигналу на 0,88 дБ [0,71; 1,10] у S1, на 3,14 дБ [2,93; 3,34] у S2 та на 9,43 дБ [9,18; 9,66] у S3 (табл. 2,

рис. 4). Коефіцієнт когерентності у S3 зріс від 0,134 до 0,730, а ймовірність доставки пакета від 0,014 до 0,861. Отриманий результат обумовлений компенсацією втрати актуальності оцінок синхронізації на основі прогнозу, ефект якої зростає зі збільшенням кількості рухомих радіовузлів.

Таблиця 2

Результати порівняння способів синхронізації та вибору вузлів, 10 реалізацій на сценарій

Сценарій	**Метод**	$\tilde{G}$, дБ [ДІ 95 %]	η_{coh}	RMSE_{φ}, °	P_{out}	P_{del}	N_C
S1	B0	−12,21 [−12,42; −12,00]	0,106	98,1	1,000	0,007	32,0
	B1	−1,10 [−1,29; −0,94]	0,790	31,6	1,000	0,929	32,0
	B2	−0,21 [−0,24; −0,19]	0,959	14,7	0,707	0,989	32,0
	P	−0,20 [−0,23; −0,18]	0,960	14,7	0,707	0,989	31,9
	P_G	−0,21 [−0,23; −0,19]	0,960	13,6	0,602	0,989	26,4
	P_R	−1,17 [−1,32; −1,01]	0,980	9,1	0,162	0,900	17,6
S2	B0	−12,21 [−12,44; −11,97]	0,105	98,1	1,000	0,007	32,0
	B1	−3,65 [−3,86; −3,47]	0,485	63,0	1,000	0,437	32,0
	B2	−0,51 [−0,54; −0,48]	0,901	23,7	0,979	0,972	32,0
	P	−0,50 [−0,53; −0,47]	0,908	23,0	0,976	0,973	31,7
	P_G	−0,51 [−0,54; −0,48]	0,909	20,1	0,878	0,973	24,8
	P_R	−13,89 [−14,47; −13,37]	1,000	0,0	0,000	0,001	1,0
S3	B0	−12,24 [−12,44; −12,00]	0,105	98,2	1,000	0,007	32,0
	B1	−10,93 [−11,17; −10,70]	0,134	94,0	1,000	0,014	32,0
	B2	−1,50 [−1,57; −1,45]	0,730	41,2	1,000	0,861	32,0
	P	−1,49 [−1,56; −1,44]	0,751	39,4	1,000	0,865	30,8
	P_G	−1,51 [−1,58; −1,46]	0,757	34,7	0,997	0,862	22,3
	P_R	−11,26 [−11,80; −10,79]	0,994	2,5	0,018	0,002	1,5

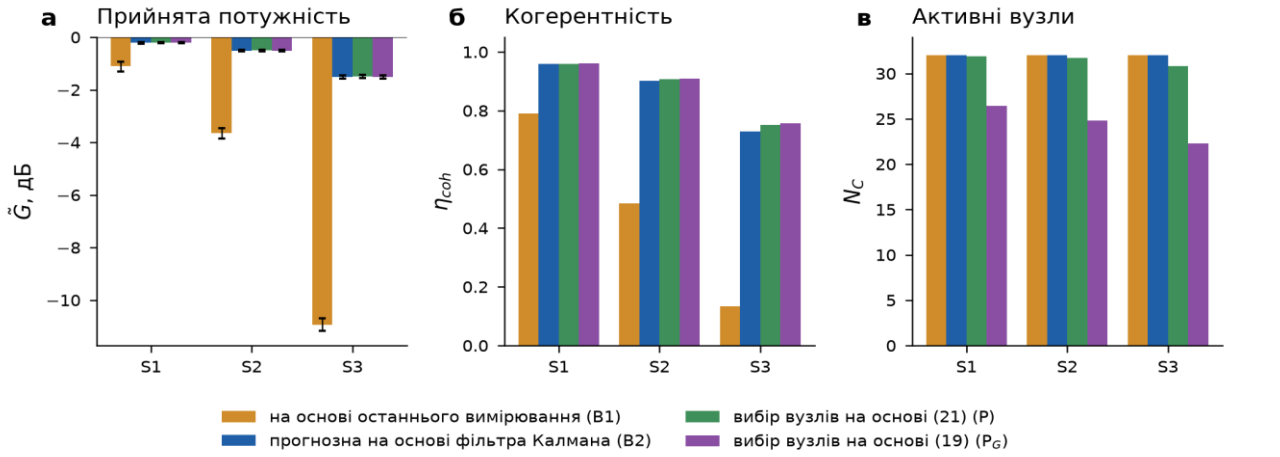


Рисунок 4 – Результати порівняльного аналізу способів синхронізації та вибору радіовузлів за показниками нормованої прийнятої потужності з ДІ 95 % (а), коефіцієнта когерентності (б) та кількості активних радіовузлів (в) для сценаріїв S1–S3

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

Вибір вузлів на основі цільової функції (21) з показником придатності (P) змінив потужність відносно B2 на 0,009–0,015 дБ. Зазначена різниця статистично підтверджена, однак становить соті частки децибела і не використовується як самостійний висновок. Варіант P_G зберіг потужність повного кластера: різниця з B2 становить 0,003 дБ [−0,003; 0,011] у S1, −0,002 дБ [−0,008; 0,005] у S2 і −0,008 дБ [−0,016; 0,001] у S3 і статистично не підтверджена.

Водночас $< functionPat0x000001F110188EA0 >_G$ скоротив кількість активних вузлів до 26,4, 24,8 та 22,3 із 32, тобто на 17,5, 22,4 та 30,4 %. До кластера не включалися вузли, внесок яких у (19) не перевищував витрат координації, що зменшує енергоспоживання та службовий обмін за тієї самої прийнятої потужності. Складова λ_R цільової функції (21) призводила до включення таких радіовузлів до кластера, тому у варіанті P кількість активних радіовузлів становила від 30,8 до 31,9.

Таблиця 3

Парні різниці варіантів із почерговим виключенням складових, ДІ 95 %

Порівняння	**S1: $\Delta\vec{G}$, дБ**	**S2: $\Delta\vec{G}$, дБ**	**S3: $\Delta\vec{G}$, дБ**	**S3: ΔN_C**
P – P без ентропійної складової	0,001 [0,000; 0,003]	−0,001 [−0,002; 0,000]	−0,002 [−0,004; 0,000]	−0,37
$R_i = p_{i^{coh}}$ – P	0,000 [−0,003; 0,003]	0,005 [0,000; 0,010]	0,000 [−0,004; 0,004]	0,25
$R_i = e^{-\sigma^2}$ – P	0,000 [−0,004; 0,003]	0,005 [0,000; 0,010]	−0,002 [−0,006; 0,002]	−0,41
фіксований кластер – P	−0,012 [−0,021; −0,005]	−0,043 [−0,103; −0,010]	−0,208 [−0,323; −0,102]	−1,53
адаптивний інтервал – P	−0,034 [−0,041; −0,027]	0,000 [0,000; 0,000]	0,000 [0,000; 0,000]	0,00

Аналіз впливу окремих складових (табл. 3) показав, що виключення ентропійної складової змінило потужність у межах від −0,002 до 0,001 дБ, довірчі інтервали охоплюють нуль або мають ширину тисячних часток децибела. Заміна R_i на $p_{i^{coh}}$ або на $\exp(-\sigma_{\varepsilon i}^2)$ також не змінила результату. Отриманий результат обумовлений надлишковістю ознак: коефіцієнт кореляції $p_{i^{coh}}$ та $\bar{H}_i$ становить від −0,87 до −0,82 (рис. 6, б). Отже, самостійного внеску ентропії не встановлено, тоді як фізичний критерій (19) визначає склад кластера. Фіксований склад кластера знизив потужність на 0,208 дБ [−0,323; −0,102] у S3, що підтверджує потребу в повторному виборі за зміни стану вузлів.

Адаптивний інтервал (38) скоротив кількість циклів синхронізації у S1 на 6,8 % за зниження потужності на 0,034 дБ. У S2 і S3 інтервал не збільшувався, оскільки мінімум (38) за кластером визначається вузлом із мінімальною ймовірністю допуску. Гіпотеза

про зменшення службових витрат адаптивним інтервалом у динамічних сценаріях не підтверджена.

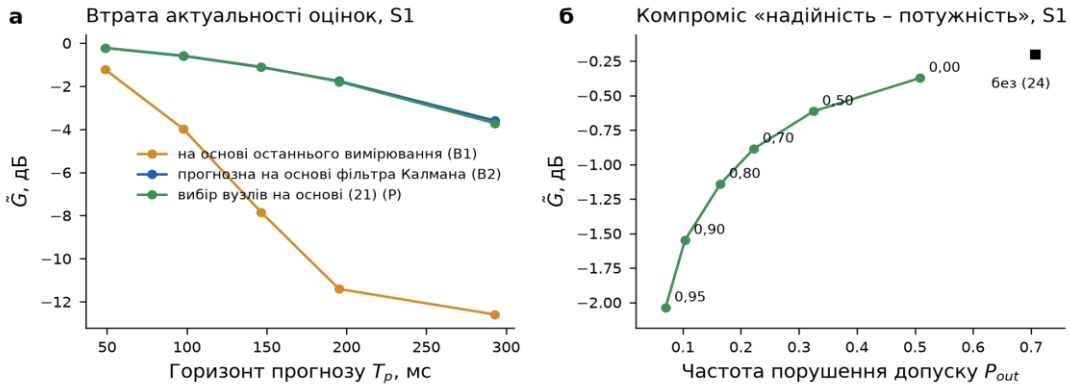


Рисунок 5 – Залежність нормованої прийнятої потужності від горизонту прогнозу у сценарії S1 (а) та залежність нормованої прийнятої потужності від частоти порушення фазового допуску для різних P_{cl}^{min} (б)

Збільшення горизонту прогнозу у S1 від 48,8 до 293 мс знизило потужність B2 від −0,22 до −3,59 дБ, а B1 – від −1,23 до −12,59 дБ (рис. 5, а). Для горизонту 293 мс вибір вузлів знизив потужність відносно B2 на 0,12 дБ, тому за довгих горизонтів вибір за прогнозованою коваріацією потребує попередньої перевірки калібрування.

Умова надійності (24) зменшила частоту порушення допуску, однак знизила прийняту потужність (рис. 5, б): за $P_{cl}^{min} = 0{,}9$ у S1 частота порушення становила 0,104 за потужності −1,55 дБ і 14,3 вузла, тоді як без умови (24) – 0,707 за −0,20 дБ. У S2 і S3 умова (24) за $P_{cl}^{min} = 0{,}8$ залишала допустимими лише поодинокі вузли, і система переходила до резервного режиму. Отже, умова (24) доцільна для квазістаціонарних сценаріїв, а в динамічних сценаріях її слід замінювати вимогою до прийнятої потужності.

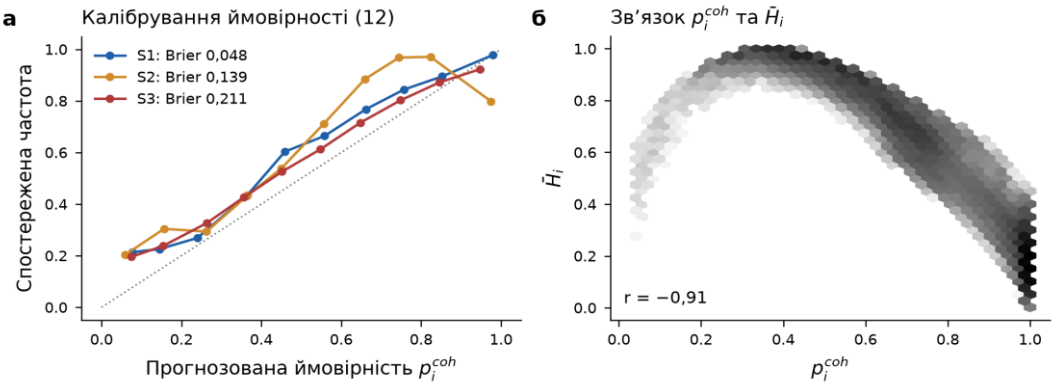


Рисунок 6 – Залежність фактичної частоти виконання фазового допуску від прогнозованої ймовірності (12) для сценаріїв S1–S3 (а) та залежність імовірності допуску від нормованої ентропії, об'єднана вибірка (б)

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

Калібрування ймовірності (12) перевіряли на 429,632 прогнозах на сценарій (рис. 6, а). Середня абсолютна похибка калібрування становила 0,018 у S1, 0,194 у S2 і 0,062 у S3, показник Брієра [22] – 0,048, 0,139 та 0,211. Для S2 прогноз недооцінює ймовірність допуску в діапазоні 0,6–0,9; імовірною причиною є неоднорідність вузлів, за якої нерухомі вузли мають меншу фактичну похибку, ніж передбачає єдина для всіх радіовузлів модель шуму процесу. Зазначене пояснення окремо не перевірялося.

Наукова новизна роботи полягає у побудові єдиної узгодженої моделі прогнозованого фазового стану радіовузла, ймовірності виконання фазового допуску та очікуваної прийнятої потужності кластера зі знаковими парними складовими, яка, на відміну від існуючих, дозволяє кількісно розділити внески прогнозної синхронізації, вибору радіовузлів, ентропійної оцінки та умови надійності за однакових ресурсних обмежень.

Висновки. Розроблено математичну модель прогнозної синхронізації та вибору складу кластера розподіленої антенної системи, у якій геометрична фаза радіоканалу враховується один раз, знак парного інтерференційного внеску зберігається під час розрахунку очікуваної прийнятої потужності, а коваріації похибок консенсусного узгодження враховуються під час прогнозу фазового стану радіовузлів. Ваги узгодження визначаються на основі обернених дисперсій вимірювань.

За результатами проведеної оцінки ефективності із використанням виміряних характеристик радіоканалів DICHASUS і траєкторій руху БпЛА DeepSense 6G встановлено, що застосування прогнозної синхронізації дозволяє збільшити прийняту потужність інформаційного сигналу на 0,88, 3,14 та 9,43 дБ порівняно з реактивною синхронізацією для сценаріїв S1–S3. Вибір складу кластера на основі очікуваної прийнятої потужності дозволив зменшити кількість активних радіовузлів на 17,5–30,4 % без суттєвого зменшення потужності, отриманої для повного складу системи. За фіксованого складу кластера у сценарії з найбільшою динамікою прийнята потужність зменшилася на 0,21 дБ, що підтверджує доцільність повторного вибору радіовузлів при зміні їх стану.

Аналіз внеску окремих складових показав, що ентропійний показник не забезпечує окремого приросту прийнятої потужності, оскільки має високий кореляційний зв’язок з імовірністю виконання фазового допуску. Умова надійності на основі межі об’єднання подій дозволяє зменшити частоту порушення фазового допуску у квазістаціонарному сценарії, однак за збільшення динаміки надмірно скорочує кількість радіовузлів, допустимих для формування кластера. Застосування адаптивного інтервалу синхронізації дозволило зменшити кількість службових циклів тільки для сценарію з низькою динамікою.

Подальші дослідження доцільно спрямувати на експериментальну перевірку запропонованої процедури за коротших циклів координації, розробку каліброваної оцінки внеску кожного радіовузла у прийняту потужність інформаційного сигналу та дослідження просторового фокусування для різних конфігурацій розподіленої антенної системи.

ЛІТЕРАТУРА

1. Mudumbai R., Brown D. R., Madhow U., Poor H. V. Distributed transmit beamforming: challenges and recent progress. IEEE Communications Magazine. 2009. Vol. 47, № 2. P. 102–110. DOI: https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.4785387

2. Nanzer J. A., Mghabghab S. R., Ellison S. M., Schlegel A. Distributed phased arrays: challenges and recent advances. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, № 11. P. 4893–4907. DOI: https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3092401

3. Shandi N., Merlo J. M., Nanzer J. A. Distributed beamforming using decentralized time synchronization in a six-element array. arXiv. 2025. arXiv:2505.13248. DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.2505.13248

4. Dula M. J., Shandi N., Nanzer J. A. Decentralized localization of distributed antenna array elements using an evolutionary algorithm. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2025. Vol. 73, № 10. P. 8013–8023. DOI: https://doi.org/10.1109/TMTT.2025.3564522

5. Nguyen K. D., Lechner G., Ahmad I. Zero-feedback open-loop distributed transmit beamforming. Digital Signal Processing. 2025. Vol. 156. Article 104875. DOI: https://doi.org/10.1016/j.dsp.2024.104875

6. Ventura G., Rossi M., Pegoraro J. AsyMov: integrated sensing and communications with asynchronous moving devices. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2026. Vol. 25. P. 11480–11496. DOI: https://doi.org/10.1109/TWC.2026.3653567

7. Jiang Q., Jin J., Wang Q., Tang Y., Cao Y., Kuang B., Dong J., Lv S., Wang D., Huang Y., Wang J., You X. Experimental performance of bidirectional phase coherent transmission and sensing for mmWave cell-free massive MIMO systems with reciprocity calibration. arXiv. 2026. arXiv:2601.14648. DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.2601.14648

8. Ganesan U. K., Sarvendranath R., Larsson E. G. BeamSync: over-the-air synchronization for distributed massive MIMO systems. arXiv. 2023. arXiv:2311.11070. DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.2311.11070

9. Rashid M., Nanzer J. A. High accuracy distributed Kalman filtering for synchronizing frequency and phase in distributed phased arrays. IEEE Signal Processing Letters. 2023. Vol. 30. P. 688–692. DOI: https://doi.org/10.1109/LSP.2023.3283333

10. Сайко В. Г., Зінченко М. О., Комаров В. О., Солодовник В. І., Криволапов Я. В., Криволапов Г. Я. Модель інтегрованого мережевого комплексу зв'язку з використанням БПЛА для підвищення ефективності вирішення цільових завдань спеціального призначення. Вчені записки ТНУ імені В. І. Вернадського. Серія: Технічні науки. 2025. Т. 36 (75), № 2. С. 130–138. DOI: https://doi.org/10.32782/2663-5941/2025.2.1/20

11. Ngo H. Q., Ashikhmin A., Yang H., Larsson E. G., Marzetta T. L. Cell-free massive MIMO versus small cells. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. Vol. 16, № 3. P. 1834–1850. DOI: https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2655515

12. Olfati-Saber R., Fax J. A., Murray R. M. Consensus and cooperation in networked multi-agent systems. Proceedings of the IEEE. 2007. Vol. 95, № 1. P. 215–233. DOI: https://doi.org/10.1109/JPROC.2006.887293

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

13. Xiao L., Boyd S. Fast linear iterations for distributed averaging. Systems & Control Letters. 2004. Vol. 53, № 1. P. 65–78. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sysconle.2004.02.022
14. Allan D. W. Statistics of atomic frequency standards. Proceedings of the IEEE. 1966. Vol. 54, № 2. P. 221–230. DOI: https://doi.org/10.1109/PROC.1966.4634
15. Björnson E., Demir Ö. T., Sanguinetti L. A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces. arXiv. 2021. arXiv:2110.06661.
DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.2110.06661
16. Euchner F., Gauger M., Dörner S., ten Brink S. A distributed massive MIMO channel sounder for "Big CSI Data"-driven machine learning. WSA 2021: 25th International ITG Workshop on Smart Antennas. 2021. arXiv:2206.15302.
DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.2206.15302
17. Euchner F., Gauger M. CSI dataset dichasus-cf0x: distributed antenna setup in industrial environment, day 1. DaRUS. 2022. DOI: https://doi.org/10.18419/darus-2854
18. Alkhateeb A., Charan G., Osman T., Hredzak A., Morais J., Demirhan U., Srinivas N. DeepSense 6G: a large-scale real-world multi-modal sensing and communication dataset. IEEE Communications Magazine. 2023. Vol. 61, № 9. P. 122–128.
DOI: https://doi.org/10.1109/MCOM.006.2200730
19. Charan G., Hredzak A., Stoddard C., Berrey B., Seth M., Nunez H., Alkhateeb A. Towards real-world 6G drone communication: position and camera aided beam prediction. GLOBECOM 2022 – IEEE Global Communications Conference. 2022. P. 2951–2956.
DOI: https://doi.org/10.1109/GLOBECOM48099.2022.10000718
20. Bar-Shalom Y., Li X.-R., Kirubarajan T. Estimation with applications to tracking and navigation. New York : Wiley, 2001. 584 p.
21. Künsch H. R. The jackknife and the bootstrap for general stationary observations. The Annals of Statistics. 1989. Vol. 17, № 3. P. 1217–1241.
DOI: https://doi.org/10.1214/aos/1176347265
22. Gneiting T., Raftery A. E. Strictly proper scoring rules, prediction, and estimation. Journal of the American Statistical Association. 2007. Vol. 102, № 477. P. 359–378.
DOI: https://doi.org/10.1198/016214506000001437

REFERENCES

1. Mudumbai, R., Brown, D. R., Madhow, U., & Poor, H. V. (2009). Distributed transmit beamforming: Challenges and recent progress. *IEEE Communications Magazine, 47*(2), 102–110. https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.4785387
2. Nanzer, J. A., Mghabghab, S. R., Ellison, S. M., & Schlegel, A. (2021). Distributed phased arrays: Challenges and recent advances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 69*(11), 4893–4907. https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3092401
3. Shandi, N., Merlo, J. M., & Nanzer, J. A. (2025). *Distributed beamforming using decentralized time synchronization in a six-element array* [Preprint]. arXiv.
https://doi.org/10.48550/arXiv.2505.13248
4. Dula, M. J., Shandi, N., & Nanzer, J. A. (2025). Decentralized localization of distributed antenna array elements using an evolutionary algorithm. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 73*(10), 8013–8023. https://doi.org/10.1109/TMTT.2025.3564522

5. Nguyen, K. D., Lechner, G., & Ahmad, I. (2025). Zero-feedback open-loop distributed transmit beamforming. *Digital Signal Processing, 156*, Article 104875. https://doi.org/10.1016/j.dsp.2024.104875
6. Ventura, G., Rossi, M., & Pegoraro, J. (2026). AsyMov: Integrated sensing and communications with asynchronous moving devices. *IEEE Transactions on Wireless Communications, 25*, 11480–11496. https://doi.org/10.1109/TWC.2026.3653567
7. Jiang, Q., Jin, J., Wang, Q., Tang, Y., Cao, Y., Kuang, B., Dong, J., Lv, S., Wang, D., Huang, Y., Wang, J., & You, X. (2026). *Experimental performance of bidirectional phase coherent transmission and sensing for mmWave cell-free massive MIMO systems with reciprocity calibration* [Preprint]. arXiv. https://doi.org/10.48550/arXiv.2601.14648
8. Ganesan, U. K., Sarvendranath, R., & Larsson, E. G. (2023). *BeamSync: Over-the-air synchronization for distributed massive MIMO systems* [Preprint]. arXiv. https://doi.org/10.48550/arXiv.2311.11070
9. Rashid, M., & Nanzer, J. A. (2023). High accuracy distributed Kalman filtering for synchronizing frequency and phase in distributed phased arrays. *IEEE Signal Processing Letters, 30*, 688–692. https://doi.org/10.1109/LSP.2023.3283333
10. Saiko, V. H., Zinchenko, M. O., Komarov, V. O., Solodovnyk, V. I., Kryvolapov, Ya. V., & Kryvolapov, H. Ya. (2025). Model intehrovanoho merezhevoho kompleksu zviazku z vykorystanniam BPLA dlia pidvyshchennia efektyvnosti vyrishennia tsilovykh zavdan spetsialnoho pryznachennia [Model of an integrated network communication complex using UAVs to increase the efficiency of solving special-purpose tasks]. *Vcheni zapysky TNU imeni V. I. Vernadskoho. Seriia: Tekhnichni nauky, 36*(75)(2), 130–138. https://doi.org/10.32782/2663-5941/2025.2.1/20
11. Ngo, H. Q., Ashikhmin, A., Yang, H., Larsson, E. G., & Marzetta, T. L. (2017). Cell-free massive MIMO versus small cells. *IEEE Transactions on Wireless Communications, 16*(3), 1834–1850. https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2655515
12. Olfati-Saber, R., Fax, J. A., & Murray, R. M. (2007). Consensus and cooperation in networked multi-agent systems. *Proceedings of the IEEE, 95*(1), 215–233. https://doi.org/10.1109/JPROC.2006.887293
13. Xiao, L., & Boyd, S. (2004). Fast linear iterations for distributed averaging. *Systems & Control Letters, 53*(1), 65–78. https://doi.org/10.1016/j.sysconle.2004.02.022
14. Allan, D. W. (1966). Statistics of atomic frequency standards. *Proceedings of the IEEE, 54*(2), 221–230. https://doi.org/10.1109/PROC.1966.4634
15. Björnson, E., Demir, Ö. T., & Sanguinetti, L. (2021). *A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces* [Preprint]. arXiv. https://doi.org/10.48550/arXiv.2110.06661
16. Euchner, F., Gauger, M., Dörner, S., & ten Brink, S. (2021). A distributed massive MIMO channel sounder for "Big CSI Data"-driven machine learning. In *WSA 2021: 25th International ITG Workshop on Smart Antennas*. https://doi.org/10.48550/arXiv.2206.15302
17. Euchner, F., & Gauger, M. (2022). *CSI dataset DICHASUS-CF0x: Distributed antenna setup in industrial environment, day 1* [Data set]. DaRUS.

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)

https://doi.org/10.18419/darus-2854
18. Alkhateeb, A., Charan, G., Osman, T., Hredzak, A., Morais, J., Demirhan, U., & Srinivas, N. (2023). DeepSense 6G: A large-scale real-world multi-modal sensing and communication dataset. *IEEE Communications Magazine, 61*(9), 122–128. https://doi.org/10.1109/MCOM.006.2200730
19. Charan, G., Hredzak, A., Stoddard, C., Berrey, B., Seth, M., Nunez, H., & Alkhateeb, A. (2022). Towards real-world 6G drone communication: Position and camera aided beam prediction. In *2022 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)* (pp. 2951–2956). IEEE. https://doi.org/10.1109/GLOBECOM48099.2022.10000718
20. Bar-Shalom, Y., Li, X.-R., & Kirubarajan, T. (2001). *Estimation with applications to tracking and navigation*. Wiley.
21. Künsch, H. R. (1989). The jackknife and the bootstrap for general stationary observations. *The Annals of Statistics, 17*(3), 1217–1241. https://doi.org/10.1214/aos/1176347265
22. Gneiting, T., & Raftery, A. E. (2007). Strictly proper scoring rules, prediction, and estimation. *Journal of the American Statistical Association, 102*(477), 359–378. https://doi.org/10.1198/016214506000001437

Received 30.06.2026.
Accepted 02.09.2026.
Published 30.10.2026

Comparative analysis of predictive synchronization and node selection processes for a distributed antenna system on measured data

Abstract. This paper presents a comparative analysis of predictive time, frequency, and phase synchronization and adaptive node selection in a distributed antenna system with peer-to-peer coordination. The system under consideration comprises 32 radio nodes that coherently form an information-bearing signal for a mobile receiver under conditions where synchronization estimates become outdated due to the motion of both the radio nodes and the receiver, instability of the radio-node reference oscillators, and delays in control information exchange. The study employs measured DICHASUS radio-channel characteristics for 32 antenna elements at a carrier frequency of 1.272 GHz, UAV trajectories from the DeepSense 6G dataset, and a model of frequency and phase instability of the radio-node reference oscillators, whose parameters are determined based on Allan deviation. To compare the considered methods, a mathematical model is developed that enables prediction of the phase state of each radio node, estimation of the probability of satisfying the prescribed phase tolerance, and calculation of the expected received power while accounting for the sign of the pairwise interference contribution between radio nodes. The obtained values are then used to select the cluster of radio nodes involved in coherent formation of the information-bearing signal at the receiver location. The performance evaluation shows that predictive synchronization increases the received information-signal power by 0.88–9.43 dB compared with reactive synchronization. Selecting the radio-node cluster based on the expected received power makes it possible to preserve the power level achieved by the full system while reducing the number of active radio nodes by 17.5–30.4%. The analysis further demonstrates that the entropy-based metric does not provide an additional increase in received power, whereas the reliability con-

straint based on the union bound leads to an excessive reduction in cluster size under dynamic scenarios.

Keywords: distributed antenna system, coherent data transmission, predictive synchronization, adaptive node selection, comparative analysis, Kalman filter, consensus, UAV, DICHASUS, DeepSense 6G.

Бєляков Роберт Олегович – д.т.н., доцент, начальник кафедри радіотехнологій факультету електронних комунікаційних систем, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації імені Героїв Крут, Київ, Україна.
ORCID: https://orcid.org/0000-0001-9882-3088

Bieliakov Robert – doctor of technical sciences, associate professor, head of the department of radio technologies at the faculty of electronic communication systems, Military Institute of Telecommunications and Informatization named after the Heroes of Kruty, Kyiv, Ukraine.
ORCID: https://orcid.org/0000-0001-9882-3088

ISSN 1562-9945 (Print)
ISSN 2707-7977 (Online)