УДК 621.396

С. В. КОЗЕЛКОВ, доктор техн. наук, професор, заслужений винахідник України, лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки;
Л. Н. БЕРКМАН, доктор техн. наук, професор;
А. С. ДИЩУК, аспірант;
О. С. ПАНКРАТОВА, аспірантка,
Державний університет телекомунікацій, Київ

Методи прийому багатопозиційних сигналів у мобільних мережах LTE на базі визначення нелінійних передатних функцій

Розглянуто можливості поліпшення якості функціонування в мережах LTE багатокаскадних радіоприймальних пристроїв завдяки врахуванню нелінійних спотворень багатопозиційних сигналів.

Ключові слова: радіоприймальні пристрої; нелінійні вхідні сигнали; багатопозиційні сигнали; технологія LTE.

Вступ

Сьогодні в усіх сферах суспільного життя — науці, техніці, виробництві та побуті — дедалі ширше застосовуються найрізноманітніші радіотехнічні системи, ефективність функціонування яких залежить передусім від якості прийому радіосигналів, зокрема й від того, якою мірою вдається враховувати нелінійні спотворення інформаційного сигналу.

Аналіз відповідної літератури показує, а щоденна практика переконливо підтверджує, наскільки важливим є впровадження технології мобільного зв'язку 4G в Україні. Утім одночасне функціонування численних радіотехнічних систем стрімко ускладнює радіоелектронну обстановку (РЕО), що, у свою чергу, призводить до появи так званих ***нелінійних вхідних сигналів***. Тому постає потреба в дослідженні радіосистем і визначенні способу виділення корисного сигналу з прийнятої сукупності сигналів і завад, а також в ухваленні рішення щодо прийому із заданою ймовірністю помилки для багатопозиційних сигналів.

Виклад основного матеріалу

Наведемо конструктивний аналіз впливу обмеженості динамічного діапазону радіоприймального пристрою (РПП), амплітудних характеристик (АХ) на якість функціонування радіотехнічних систем (РТС) в умовах ускладненої РЕО. Один із перспективних напрямків урахування зазначених нелінійних АХ полягає в застосуванні потужного апарату функціональних рядів. Тому актуалізується завдання щодо подальшого розвитку теоретичних основ функціонального методу та розширення сфери його практичного застосування. Із цією метою узагальнимо один із найважливіших для радіотехнічних додатків метод так званих ***нелінійних струмів*** [3] на ширший клас багатовимірних РПП.

Зауважимо, що термін ***нелінійний струм*** було введено для розглянутого далі частинного випадку рівняння (4), в якому розмірність електричного струму і нелінійних струмів була однакова [3]. З огляду на те, що в загальному випадку ця умова не виконується, а також для того, аби наголосити, що розглядається ширший клас РПП, уведемо новий термін — ***нелінійні вхідні сигнали***, що є узагальненням поняття ***нелінійні струми***. При цьому розмірність нелінійних вхідних сигналів визначається з конкретних умов розв'язуваного завдання.

Визначимо нелінійні вхідні сигнали для багатовимірних РПП, описуваних диференціальним рівнянням виду

$$\sum_{i=1}^{k} x_i = \sum_{j=0}^{\infty} a_j \frac{d^j y}{dt^j} + \sum_{l=2}^{\infty} b_l y^l, \qquad (1)$$

де x_i — i-й вхідний сигнал (точки прикладання вхідних сигналів, загалом кажучи, не збігаються).

Тут і далі для скорочення запису опускаємо залежність сигналу та інших величин (комплексних змінних) від часу. Для наочності візьмемо $k = 2$, а потім поширимо здобутий результат на загальніший випадок.

Розклавши y в подвійний ряд Вольтерра: $y = \sum_{m,r=0}^{\infty} y_{m,r}$, підставимо в (1). Прирівнюючи члени, які містять одні й ті самі змінні в однаковому степені, дістаємо для нелінійних вхідних сигналів 2-го і 3-го порядку такі вирази:

$$x_{20} = b_2 y_{10}^2;\; x_{02} = b_2 y_{01}^2;\; x_{11} = 2b_2 y_{10} y_{01}; \qquad (2)$$

$$\begin{aligned} x_{30} &= 2b_2 y_{10} y_{20} + b_3 y_{10}^3; \\ x_{03} &= 2b_2 y_{01} y_{02} + b_3 y_{01}^3; \\ x_{21} &= 2b_2 \left(y_{01} y_{20} + y_{10} y_{11} \right) + 3b_3 y_{10}^2 y_{01}; \\ x_{12} &= 2b_2 \left(y_{10} y_{02} + y_{01} y_{11} \right) + 3b_3 y_{10} y_{01}^2. \end{aligned} \qquad (3)$$

За допомогою аналогічних міркувань у загальному випадку k вхідних сигналів після відповідних перетворень подамо формули для нелінійних вхідних сигналів у такому вигляді:

$$x_{n1,\ldots,nk} = \sum_{m=2}^{n} b_m y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk}; \qquad (4)$$

$$\sum_{i=1}^{k} n_i = n;\; \sum_{i=1}^{k} m_i = m;\; m_i \le n_i;\; i = 1, 2, \ldots, k;$$

$$y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk} = \sum_{\sum_{j=1}^{k} i_j = 1}^{\sum_{j=1}^{k} i_j = n-m+1} y_{i1,\ldots,ik};\, y_{n1-i1,\ldots,nk-ik;ml,\ldots,mk}, \quad (5)$$

причому $\sum_{i=1}^{k} m_i = m-1,\ n_j - i_j \geq m_j$;

$$y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk} \left| \begin{array}{l} = g\prod_{1}^{m} y_{il,\ldots,ik}, \\ m_{i=n_i}, \sum_{i=1}^{n} m_i = m_1, \end{array} \right. \sum_{j=1}^{k} i_j = 1; \quad (6)$$

$$y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk} \left| \begin{array}{l} = (m-1)g\left(\prod_{1}^{m-2} y_{i1,\ldots,ik}\right) y_{j1,\ldots,jk}, \\ \sum_{j=1}^{k} m_j = \left(\sum_{j=1}^{k} n_j\right) - 1; \end{array} \right. \quad (7)$$

$$\sum_{l=1}^{k} i_l = 1; \quad \sum_{l=1}^{k} j_l = 2; \quad \sum_{l=1}^{k} n_l = m;$$

$$y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk} \left| \begin{array}{l} = y_{n1,\ldots,nk}, \\ \sum_{j=1}^{k} m_j = 1,\ \sum_{j=1}^{k} n_j = n. \end{array} \right. \quad (8)$$

У виразах (6), (7) g — коефіцієнт, який визначається кількістю різних співмножників у $\prod_{l}^{m}(\cdot)$ і дорівнює коефіцієнту при відповідному члені в розгорнутому запису $\left(\sum_{i=1}^{k} l_i\right)^m$, де l_i — деякі не рівні між собою величини. Символ $\prod_{1}^{m} y_{i1,\ldots,ik}$ означає, що перемножуються m величин виду $y_{i1,\ldots,ik}\Big|\sum_{j=1}^{k} i_j = 1$, причому сума індексів i_j при різних y має дорівнювати m_j для $j = 1, 2, \ldots, k$. Символ $\prod_{1}^{m-2} y_{i1,\ldots,ik}$ має аналогічний сенс із тією відмінністю, що перемножуються $(m-2)$ таких елементів, а знайдений добуток множиться на $y_{jl\ldots jk}$ при $\sum_{l=1}^{k} j_l = 2$, і в результаті маємо дістати $y_{m1,\ldots,mk}$. При цьому всі можливі варіанти таких добутків підсумовуються.

Визначимо ***нелінійні вхідні сигнали*** для класу одновимірних РПП, описуваних диференціальним рівнянням виду

$$\sum_{j=0}^{\infty} a_j \frac{d^j y}{dt^j} + \sum_{k=2}^{\infty} c_k (x+y)^k = \sum_{n=1}^{\infty} b_n x^n. \quad (9)$$

Розкладаємо y у ряд Вольтерра: $y = \sum_{n=1}^{\infty} y_n$, а далі підставляємо в (9). Прирівнюючи члени, що містять x в однаковому степені, дістаємо для нелінійних вхідних сигналів 2-го і 3-го порядку такі вирази:

$$x_2 = b_2 x^2 - c_2(x+y_1)^2; \quad (10)$$

$$x_3 = b_3 x^3 - c_3(x+y_1)^3 - 2c_2 y_2(x+y_1). \quad (11)$$

Із (10), (11) випливає, що нелінійні елементи згідно з виглядом сигналу на їх вході можуть бути поділені на два класи. На вхід нелінійних елементів 1-го класу впливає сигнал Z_y, що являє собою, у загальному випадку, довільне нелінійне перетворення суміші сигналів x і y (для рівняння (9) $y = x + y$). При цьому для елементів 1-го класу вираз, яким подаються нелінійні вхідні елементи, має такий вигляд:

$$x_n^r = \sum_{m=2}^{n} c_m Z_{y_{n,m}}, \quad (12)$$

де c_m — коефіцієнт m-го порядку розкладання характеристики нелінійного елемента 1-го класу в ряд Вольтерра (Тейлора):

$$Z_{y_{n,m}} = \sum_{i=1}^{n-m+1} Z_{y_{n-i,m-1}} Z_{y_i}, \quad (13)$$

$$Z_{y_{m,m}} = Z_{y_1}^m;\ Z_{y_{m,m-1}} = (m-1) Z_{y_1}^{m-2} Z_{y_2};\ Z_{y_{m,1}} = Z_{y_m}.$$

На вхід нелінійних елементів 2-го класу надходить сигнал Z_x, що є, у загальному випадку, довільним лінійним перетворенням відповідного сигналу (для рівняння (9) $Z_x = x$). Нелінійні вхідні сигнали від елементів 2-го класу визначаються виразом

$$x_n^2 = b_n Z_x^n, \quad (14)$$

де b_n — коефіцієнт n-го порядку розкладання характеристики нелінійного елемента 2-го класу в ряд Вольтерра (Тейлора).

Об'єднуючи формулу (4) з (12) і (14), дістаємо рекурентні співвідношення для нелінійних вхідних сигналів широкого класу багатовимірних нелінійних РПП. Для нелінійних елементів 1-го класу справджується така рівність:

$$x^1_{n1,\ldots,nk} = \sum_{m=2}^{n} c_m Z_{y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk}}, \quad (15)$$

де $Z_{y_{n1,\ldots,nk;m1,\ldots,mk}}$ визначається згідно з (5) із заміною y на Z_y.

Для нелінійних елементів 2-го класу маємо:

$$x^2_{n1,\ldots,nk} = b_n g \prod_{1}^{n} Z_{x_{i1,\ldots,ik}}; \quad (16)$$

$$\sum_{j=1}^{k} n_j = n; \quad \sum_{j=1}^{k} i_j = 1.$$

Нехай досліджуваний нелінійний РПП описується системою неоднорідних рівнянь стану, яка в матричній формі набирає вигляду

$$[a][y] = [b][x], \quad (17)$$

де $[a] = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{n1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1n} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix}$ — матриця коефіцієнтів системи рівнянь стану (координат РПП);

$[y]=\begin{bmatrix} y_{(1)} \\ \vdots \\ y_{(a)} \end{bmatrix}$ — матриця-стовпець змінних стану;

$[b][x]=\begin{bmatrix} b_{11} & \cdots & b_{n1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{1n} & \cdots & b_{nn} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_{(1)} \\ \vdots \\ x_{(1)} \end{bmatrix}$ — матриця вхідних впливів;

$a_{ij}b_{ij}(i,j = 1, 2, ..., n)$ — довільні нелінійні аналітичні оператори.

Звідси нелінійна передатна функція (НПФ) 1-го порядку РПП визначається виразом такого вигляду:

$$[H_1]=[a^*]^{-1}[b^*][1]. \tag{18}$$

НПФ n-го порядку ($n = 2, 3, ...$) визначаються за такою формулою:

$$[H_n]=[a^*]^{-1}[F_n]=[a^*]^{-1}\{[F_n^{11}]-[F_n^1]\}. \tag{19}$$

У виразах (18), (19) $[H_n]$ — матриця НПФ m-го порядку ($m = 1, 2,...$); [1] — одинична матриця; $[F_n][x]^n = [x_n]$ — матриця нелінійних вхідних сигналів 2-го порядку, кожний з яких записується в рядках матриці $[F_n]$ із такими самими номерами, що їх мають рядки матриці $[a]$, де містяться нелінійні елементи, котрі породжують дані нелінійні вхідні сигнали. Зірочка «*» означає асоційовану лінійну частину відповідної матриці, тобто лінійні елементи вихідної матриці залишаються, а на місці її нелінійних елементів розташовуються тільки відповідні лінійні складові з розкладання характеристик даних елементів у ряд Вольтерра (Тейлора).

Зауважимо, що при визначенні НПФ m-го порядку матриця $[a^*]^{-1}$ є функцією суми m комплексних змінних:

$$[a^*]^{-1}=[H^*]=[H^*(S_1+...+Sm)]. \tag{20}$$

У разі застосування описаного методу для систем LTE при відношенні сигнал/шум понад 10 дБ стає можливим визначення фази сигналу на вході демодулятора з точністю, достатньою для реалізації квазікогерентного методу демодуляції, що, у свою чергу, забезпечує додатковий (порівняно з неоптимальними методами прийому) виграш до 6–8 дБ для багатопозиційних сигналів. Реалізація квазікогерентного прийому дозволяє застосувати модуляцію сигналів із ортогональними гармонічними носійними (ОГС, *Orthogonal Frequency Division Multiplex* — OFDM). Завдяки цьому в умовах обмеженої смуги пропускання забезпечується низка переваг порівняно з одноканальним режимом передавання та сигналами з частотним розділенням каналів без взаємного перекриття спектрів частотних підканалів.

Ідеться, зокрема, про такі істотні переваги.

• Інваріантність до нерівномірності АЧХ та нелінійності ФЧХ каналу, що дозволяє значно спростити амплітудні та фазові коректори, а за достатньої кількості частотних підканалів зовсім відмовитися від них.

• Швидке спадання спектральної густини потужності сигналу поза смугою пропускання каналу, що послаблює потужність перехресних завад, дає змогу значно звузити смугу розфільтрування, спростити смугові фільтри.

• Ефективне використання смуги пропускання каналу завдяки максимізації швидкості передавання в кожному частотному підканалі.

• Збільшення тривалості тактового інтервалу без зниження швидкості передавання інформації, що зменшує вплив імпульсних завад, завмирань, багатопроменевості та інших видів завад і спотворень на кожному окремому тактовому інтервалі та наближає статистичні характеристики завад до параметрів математичної моделі білого шуму.

• Уможливлення як модульного нарощування пропускної здатності збільшенням кількості частотних підканалів на базі відповідного устаткування обробки сигналу, так і оптимізації прийому завдяки об'єднанню однотипних вузлів у складі цього устаткування.

• Дворазове порівняно з ЧРК без взаємного перекриття частотних підканалів звуження спектра групового сигналу дозволяє використовувати низькочастотну область смуги пропускання, що для найпоширенішого симетричного кабелю зменшує загасання та потужність перехресних завад. Окрім того, дворазове звуження спектра сигналу дозволяє відповідно зменшити частоту дискретизації при цифроаналоговому та аналого-цифровому перетворенні, що, у свою чергу, дає змогу значно скоротити кількість усіх подальших операцій цифрової обробки сигналу.

Зауважимо, що застосовуваний для демодуляції групового сигналу OFDM метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) забезпечує лінійність перетворень сигналу і порівняно малу кількість операцій з його обробки. Проте цей метод не виключає необхідності підстроювання фаз сигналів підканалів, а кількаразові операції множення-додавання відліків сигналу зменшують точність його обробки. Окрім того, модульне нарощування демодулятора додаванням нових частотних підканалів у разі використання ШПФ ускладнюється. Тому розробка універсального квазікогерентного алгоритму демодуляції OFDM сигналів, що не має зазначених недоліків, вочевидь, актуальна.

Як відомо, наприкінці тактового інтервалу n на виходах кожної пари кореляційних фільтрів формуються два значення кореляційних інтегралів (X_{0n}, Y_{0n}) — проекцій вектора сигналу, прийнятого на тактовому інтервалі n, на опорні гармоніки:

$$\left.\begin{aligned} X_{0n}(t) &= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t)\cos(\omega t+\varphi_0)\,dt; \\ Y_{0n}(t) &= \int_{(n-1)T}^{nT} X(t)\sin(\omega t+\varphi_0)\,dt. \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Алгоритм оптимального прийому рівноймовірних сигналів сузір'я кратності m для каналу з білим шумом формулюється в такий спосіб:

рішення ухвалюється на користь сигналу $S_i(t)$, якщо для всіх $i \neq j$ виконується нерівність

$$\int_0^T \left[X(t)-S_i(t)\right]^2 dt < \int_0^T \left[X(t)-S_j(t)\right]^2 dt, \quad (22)$$

де $X(t)$ — прийнятий сигнал; T — тривалість сигналу,

або у стислій формі:

$$i = \arg\min \left[\int_0^T \left[X(t)-S_j(t)\right]^2 dt\right]_j, \quad j=\overline{1,m}. \quad (23)$$

Для сигналів, поданих як проекції на опорні гармоніки, вираз (23) набирає такого вигляду:

$$\left.\begin{aligned} i &= \arg\min\left[(X_{0n}-X_j)^2+(Y_{0n}-Y_j)^2\right]; \\ X_j &= \int_0^T S_j(t)\cos(\omega t+\varphi_j)\,dt; \\ Y_j &= \int_0^T S_j(t)\sin(\omega t+\varphi_j)\,dt, \end{aligned}\right\} \quad (24)$$

де X_j, Y_j — проекції всіх сигналів сузір'я на опорні гармоніки.

Отже, для оптимального прийому можливе використання сигналів із виходів пари активних фільтрів без будь-яких додаткових перетворень.

У разі схеми ухвалення рішень (СУР), що реалізує оптимальний прийом згідно з (24), необхідні зразки всіх сигналів сузір'я (X_j; Y_j).

Із метою формування зразків сигналів сузір'я з прийнятого сигналу скористаємося приведенням прийнятого сигналу до одного із сигналів сузір'я — так званого ***пілот-сигналу***, та усередненням його оцінки, аби компенсувати вплив завад. Для цього, використовуючи значення сигналу $a_{n-1}\cos(\omega t + \Delta\varphi_{n-1})$, на користь якого демодулятором було ухвалено рішення на попередньому (n−1)-му тактовому інтервалі, обчислюються проекції пілот-сигналу X_1 і Y_1 згідно з такими виразами:

$$\left.\begin{aligned} &\left.\begin{aligned} X_1 &= X_{0n} \\ Y_1 &= Y_{0n} \end{aligned}\right\} n=1; \\ &\left.\begin{aligned} X_1 &= \frac{a_{n-1}}{a_j}\left(X_{0n}\cos(\Delta\varphi_{n-1})+Y_{0n}\sin(\Delta\varphi_{n-1})\right) \\ Y_1 &= \frac{a_{n-1}}{a_j}\left(Y_{0n}\cos(\Delta\varphi_{n-1})-X_{0n}\sin(\Delta\varphi_{n-1})\right) \end{aligned}\right\} n\neq 1, \end{aligned}\right\} \quad (25)$$

де a_j — амплітуди варіантів сигналів сузір'я;

$\Delta\varphi_{n-1}$ — різниця фаз між зразками приведеного сигналу і сигналу, на користь якого демодулятором було ухвалено рішення на тактовому інтервалі $n-1$.

Оскільки відношення амплітуд a_{n-1}/a_j і різниці фаз між пілот-сигналом та всіма іншими сигналами сузір'я постійні і заздалегідь відомі, то схема виділення пілот-сигналу (СВПС) реалізується за допомогою таблиці пар значень $K1$ і $K2$ — приведених проекцій сигналу, на користь якого демодулятором було ухвалено рішення на тактовому інтервалі $n-1$, на пілотний сигнал. Вибір цих значень залежить від рішення, ухваленого демодулятором на попередньому тактовому інтервалі. Тоді вирази (25) трансформуються так:

$$\left.\begin{aligned} K1 &= \frac{a_1}{a_{n-1}}\cos(\Delta\varphi_{n-1}); \\ K2 &= \frac{a_1}{a_{n-1}}\sin(\Delta\varphi_{n-1}); \\ &\left.\begin{aligned} X_1 &= X_{0n} \\ Y_1 &= Y_{0n} \end{aligned}\right\} n=1; \\ &\left.\begin{aligned} X_1 &= K1X_{0n}+K2Y_{0n} \\ Y_1 &= K1Y_{0n}+K2X_{0n} \end{aligned}\right\} n\neq 1. \end{aligned}\right\} \quad (26)$$

При реалізації на сучасних цифрових сигнальних процесорах обчислення кожної проекції може виконуватися однією операцією множення-додавання. Зауважимо, що при демодуляції використовуються не абсолютні значення амплітуд сигналів, а їхні відношення, які не залежать від загасання сигналу. Потім значення (X_1, Y_1) усереднюються в суматорах-нагромаджувачах на M останніх тактових інтервалах методом зсувного вікна. Максимально правдоподібні оцінки (X_1, Y_1) із суміші сигналу з гауссівським шумом дозволяє дістати усереднення за такими виразами:

$$\left.\begin{aligned} &\left.\begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &= \frac{1}{n}\left[X_1+\sum_{i=1}^{n-1}X_1(i)\right] \\ \tilde{Y}_1(n) &= \frac{1}{n}\left[Y_1+\sum_{i=1}^{n-1}Y_1(i)\right] \end{aligned}\right\} n\leq M; \\ &\left.\begin{aligned} \tilde{X}_1(n) &= \frac{1}{M}\left[X_1+\sum_{i=n-M}^{n-1}X_1(i)\right] \\ \tilde{Y}_1(n) &= \frac{1}{M}\left[Y_1+\sum_{i=n-M}^{n-1}Y_1(i)\right] \end{aligned}\right\} n> M. \end{aligned}\right\} \quad (27)$$

Вочевидь, чим більша кількість M інтервалів усереднення, тим вища точність оцінки за умов стаціонарності ймовірнісних характеристик каналу на проміжку часу $\Delta t = M_n$. Вважаючи, що M дорівнює кількості тактових інтервалів, які минули після останньої зміни параметрів передавання, і виконуючи нескладні перетворення, дістаємо рекурентний алгоритм роботи суматорів для каналу зі стаціонарними параметрами:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{X}_1(n)&=\left(1-\frac{1}{n}\right)\left[X_1(n-1)+X_1\right];\\ \tilde{Y}_1(n)&=\left(1-\frac{1}{n}\right)\left[Y_1(n-1)+Y_1\right].\end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

В умовах нестаціонарності параметри сигналів, більш віддалених один від одного за часом, менш корельовані, а отже, усереднення має здійснюватись із ваговими коефіцієнтами λ, залежними від часу, який минув після закінчення тактового інтервалу: чим більше минуло часу — тим менша вага параметрів сигналу при усередненні (тобто $\lambda_i > \lambda_{i+k}$, $k = 1, 2, \ldots, n-i-1$).

$$\left.\begin{aligned}\tilde{X}_1(n)&=\frac{1}{n}\left[\lambda_0 X_1+\sum_{i=1}^{n-1}\lambda_{n-i}\left[X_1(i)\right]\right];\\ \tilde{Y}_1(n)&=\frac{1}{n}\left[\lambda_0 Y_1+\sum_{i=1}^{n-1}\lambda_{n-i}\left[Y_1(i)\right]\right].\end{aligned}\right\} \qquad (29)$$

Зі значень усереднених проекцій пілот-сигналу, знайдених згідно з (28) або (29) — залежно від характеристик каналу, формуються усереднені проекції X_j та Y_j всіх інших сигналів сузір'я:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{X}_j&=\frac{a_j}{a_1}\left[\tilde{X}_1\cos(\Delta\varphi_j)-\tilde{Y}_1\sin(\Delta\varphi_j)\right];\\ \tilde{Y}_j&=\frac{a_j}{a_1}\left[\tilde{X}_1\sin(\Delta\varphi_j)+\tilde{Y}_1\cos(\Delta\varphi_j)\right].\end{aligned}\right\} \qquad (30)$$

Оскільки відношення амплітуд a_j/a_1 пілотного та всіх інших сигналів сузір'я і різниці фаз $\Delta\varphi_j$ між ними відомі, то (30) вироджується в такий спосіб:

$$\left.\begin{aligned}X_j&=\tilde{X}_1 K2_j-\tilde{Y}_1 K1_j;\\ Y_j&=\tilde{X}_1 K1_j+\tilde{Y}_1 K2_j;\\ K1&=\frac{a_j}{a_1}\sin(\Delta\varphi_j);\\ K2&=\frac{a_j}{a_1}\cos(\Delta\varphi_j),\end{aligned}\right\} \qquad (31)$$

де $K1$ і $K2$ — приведені проекції сигналу j на пілотний сигнал.

При цьому формувач проекцій зразків сигналів сузір'я (X_j, Y_j) реалізується на цифровому сигнальному процесорі $2(j-1)$ операціями множення-додавання.

У загальному випадку завадостійкість залежить як від способу прийому, так і від виду переданих сигналів. Запропонований демодулятор реалізує завадостійкість, близьку до потенційної. Обмеження пов'язане з використанням при ухваленні рішення щодо оцінок зразків сигналів, не позбавлених впливу завад. Тому подальше підвищення ефективності каналу на фізичному рівні має забезпечуватись вибором найкращих сигнальних сузір'їв.

Висновки

Як бачимо, метод нелінійних вхідних сигналів дозволяє досліджувати радіоприймальні пристрої, описувані складними нелінійними операторними рівняннями досить загального вигляду.

Для прийому багатопозиційного сигналу систем мобільного зв'язку 4G доцільно використовувати когерентний прийом, який дозволяє збільшити завадозахищеність на 5–7 дБ.

Література

1. **Козелков, С. В.** *Метод визначення нелінійних передавальних функцій для радіоприймальних пристроїв на основі використання «нелінійних вхідних сигналів» / С. В. Козелков, С. М. Кучерук: зб. наук. праць Харк. ун-ту Повітряних Сил.—2009.— № 4(22).— С. 35–37.*

2. **Стеклов, В. К.** *Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку: підручник для вузів / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, Є. В. Кільчицький.— К.: Техніка, 2004.— 576 с.*

3. **Стеклов, В. К.** *Проектування телекомунікаційних мереж: підручник для вузів / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман.— К.: Техніка, 2002.— 848 с.*

Рецензент: доктор техн. наук, професор **В. А. Дружинін**, Державний університет телекомунікацій, Київ.

С. В. Козелков, Л. Н. Беркман, Л. А. Комарова, А. С. Дищук, О. С. Панкратова

МЕТОДЫ ПРИЕМА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В МОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ *LTE* НА БАЗЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ

Рассмотрены возможности улучшения качества функционирования в сетях LTE многокаскадных радиоприемных устройств благодаря учету нелинейных искажений многопозиционных сигналов

Ключевые слова: радиоприемные устройства; нелинейные входные сигналы; многопозиционные сигналы; технология LTE.

S. V. Kozelkov, L. N. Berkman, L. O. Komarova, A. S. Dyshchuk, O. S. Pankratova

MULTIPOSITIONAL SIGNALS RESEPTION METHODS IN MOBILE *LTE* NETWORKS ON THE BASE OF NONLINEAR TRANSFER FUNCTIONS DETERMINATION

The possibilities concerning the quality of functioning in networks LTE *improving thanks to taking into account nonlinear distortions of multipositional signals are considered.*

Keywords: radioreceiver; nonlinear input signals; multipositional signals; LTE technology.