Раєвський В.М. (ВІТІ НТУУ «КПІ», Україна)

МЕТОД СИНТЕЗУ ТА АНАЛІЗУ ДЕМОДУЛЯТОРА ВЗАЄМОЗАВАЖАЮЧИХ ГЕТЕРОХРОННИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ ЧАСТОТНОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ

Синтез приймальних пристроїв, що призначені для обробки, оптимальної за деяким критерієм комбінації синхронних цифрових сигналів фазової маніпуляції, вже проводився, тому виникає необхідність в узагальненні методичного апарату розв'язання подібних задач на довільну кількість двостанових взаємозаважаючих цифрових сигналів інших видів модуляції. Ця задача і вирішена в доповіді.

Стрімкий розвиток телекомунікаційних систем, що спостерігається на протязі останніх десятиріч, вимагає постійного оновлення та переосмислення існуючих поглядів на теоретичні питання синтезу та аналізу їх технічних засобів. Так при обмежених ресурсах, що забезпечують передачу інформації (як правило частотних), кількість останньої постійно зростає. Цей факт, як наслідок, веде до так званих системних завад, як навмисних, що характерно для телекомунікаційних систем силових відомств коли спостерігається вплив протидіючої сторони або неузгодженої роботи своїх засобів, так і для систем цивільного призначення. В останньому випадку яскравим прикладом є стан справ, що склався в діапазоні УКХ радіозв'язку 100 – 110 МГц, де працює досить велика кількість мовних та розважальних радіостанцій. Коли якість приймання тієї чи іншої станції залежить від району міста де проводиться приймання сигналу радіостанції та інколи неможливість приймання конкретної станції із за впливу сусідніх. І якщо для цивільних систем, наприклад, це призводить до неможливості приймання розважальної програми, то в радіомережах силових відомств наслідки мають набагато вагоміше значення. Можна привести цитату, яка в повній мірі характеризує одну з причин невдалого штурму російськими федеральними військами м. Грозний наприкінці 1994 року: «Радиосвязь в подразделениях, штурмующих Грозный, была практически парализована из за царившей в эфире неразберихи»[1].

Подібні питання розглядаються в теорії Multiuser Detection (рос. «многопользовательское детектирование»). Але ця теорія передбачає розділяння досить великої кількості сигналів абонентів та знання кодових комбінацій кожного з взаємозаважаючих цифрових сигналів (ЦС) [2-4]. Як наслідок, це приводить до підоптимальних алгоритмів розділяння та застосування переважно в цивільній сфері діяльності.

Таким чином можна констатувати що застосування засобів радіозв'язку в сучасних умовах зазнає суттєвого впливу навмисних та ненавмисних структурних завад, що подібні до корисного сигналу, та подальше зростання цього впливу і як наслідок, виникнення актуальної наукової задачі, а саме – демодуляція корисного ЦС на фоні подібних структурних завад.

Доповідь присвячена розробці методу синтезу та аналізу демодулятора оптимального розділяння двостанових взаємозаважаючих ЦС частотної маніпуляції (ЧМ). Синтез та аналіз демодулятора двох синхронних ЦС ЧМ вже проводився [5, 6], тому виникає зацікавленість в розділянні довільної кількості взаємозаважаючих гетерохронних ЦС ЧМ, як подальший розвиток теорії демодуляції взаємозаважаючих ЦС.

Модель спостереження довільної кількості взаємосинхронних двостанових рівноімовірних сигналів частотної маніпуляції у найпростішому випадку має вигляд:

$$y_t = \sum_{i=1}^{M} \left[r_i S_{i1}(t) + (1 - r_i) S_{i2}(t) \right] + n(t), \tag{1}$$

де: $t \in [t_{k-1}, t)$; $k = 0,\ 1,\ 2...$, $S_{ij}(t)$ – попарно (для $i - const$) ортогональні функції, що інтегруються з квадратом, $n(t)$ – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) з односторонньою спектральною щільністю N_0, $p(r_1 = 1) = p(r_2 = 0) = 0{,}5$.

Функціонал правдоподібності спостереження вектору дискретних параметрів взаємозаважаючих цифрових сигналів записується у виді:

$$\Lambda(r_1,...r_M / y_t) \overset{\Delta}{=} K \exp\left(-\frac{1}{N_0}\int_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)\right]\right]^2 dt\right),$$

де $T = t_k - t_{k-1}$, N_0 – АБГШ.

Тоді для моделі (1) логарифм функціонала правдоподібності буде мати вигляд:

$$\frac{1}{N_0}\int_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left(r_i S_{i1}(t) + (1-r_i) S_{i2}(t)\right)\right]^2 dt =$$

$$= -\frac{1}{N_0}\int_T\left(y_t{}^2 - 2y_t\sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right] + \sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right]^2 + \right. \tag{2}$$

$$\left. + 2\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=i+1}^{M}\left[r_i S_{i2}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right]\left[r_j S_{j1}(t) + (1-r_j)S_{j2}(t)\right]\right)dt.$$

Не беручи до уваги однакові складові, якими в подальшому при формуванні вирішуючого правила можна знехтувати (а саме – $y_t{}^2$), з (2) одержуємо:

$$-\frac{1}{N_0}\int_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left(r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right)\right]^2 dt =$$

$$= -\frac{1}{N_0}\int_T\left(2y_t\sum_i\left[r_i S_{i2} + (1-r_i)S_{i2}\right] + \sum_i\left[r_i S_{i1} + (1-r_i)S_{i2}\right]^2 + \right. \tag{3}$$

$$\left. + 2\sum_{i=1}^{M-1}\sum_{j=i+1}^{M}\left[r_i r_j S_{i1}S_{j1} + (1-r_i)(1-r_j)S_{i2}S_{j2}\right]\right)dt;$$

Позначаючи:

$b_i^{(j)} \overset{\Delta}{=} \dfrac{2}{N_0}\displaystyle\int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t S_{ij}(t)dt$ – кореляційне згортання на виході i-го корелятора j-ї посилки «натиснення» ($j=1$) та «відтиснення» ($j=0$);

$h_i^{2(j)} \overset{\Delta}{=} \dfrac{1}{N_0}\displaystyle\int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{ij}{}^2(t)dt \overset{\Delta}{=} \dfrac{P_{ci}^{(j)}T}{N_0}$ – відношення енергії i-го сигналу на j-й посилці на довжині T інформаційного тактового інтервалу до односторонньої спектральної щільності потужності N_0 АБГШ;

$R_{i\nu}^{(j)} \overset{\Delta}{=} \dfrac{1}{N_0}\displaystyle\int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{ij}(t)S_{\nu j}(t)dt = \rho\sqrt{h_i^{2(J)}h_\nu^{2(J)}}$ – відношення взаємної енергії корисного та заважаючого сигналу на довжині $T = [t_k - t_{k-1})$ інформаційної посилки до односторонньої спектральної щільності білого шуму;

$$i,\nu \in \{1,...,M\},\ j = 1,\ 2;\ i \neq \nu;\ T = (t_k - t_{k-1}),$$

та враховуючи, що при рівних потужностях посилок «0» ($j=0$) та «1» ($j=1$) складові під другою сумою в (3) дорівнюють $h_i^{2(1)} = h_i^{2(2)} \equiv h_i^2$, маємо:

$$-\frac{1}{N_0}\int_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left(r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right)\right]^2 dt =$$

$$= \sum_{i=1}^{M}\left[r_i b_i^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + \sum_{i=1}^{M}h_i^2 + 2\sum_{i=1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right]$$

Вирішуюче правило в загальному виді має вигляд:

$$r_\nu^* = rect\left[\left(\Lambda(r_1,...r_\nu = 1,...r_M / y_t) - \Lambda(r_1,...r_\nu = 0,...r_M / y_t)\right)\right]; \tag{4}$$

де $rect(x \geq 0) = 1;\quad rect(x < 0) = 0$.

Відповідно, функціонал правдоподібності стану дискретного параметру корисного цифрового сигналу, що дорівнює стану «1»:

$$\Lambda(r_1,...r_\nu=1,...r_M/y_t)=$$

$$=\sum_{r_1=0}^{1}...\sum_{r_{\nu-1}=0}^{1}\sum_{r_{\nu+1}=0}^{1}...\sum_{r_M=0}^{1}\exp\Bigg(\sum_{i=1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)}+(1-r_i)b_i^{(2)}\right]+b_\nu^{(1)}+\sum_{i=1}^{M}h_i^2+ \tag{5}$$

$$+2\sum_{i=1}^{1}\sum_{k=i+1}^{1}...\sum_{i=\nu+1}^{1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)}+(1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right]+2\sum_{k=1}^{M}r_k R_{\nu k}^{(1)}\Bigg);\quad r_\nu=1,\ \ \nu\in\overline{1,M},\ \ k\neq\nu.$$

Функціонал правдоподібності стану дискретного параметру корисного цифрового сигналу, що дорівнює стану «0»:

$$\Lambda(r_1,...r_\nu=0,...r_M/y_t)=$$

$$=\sum_{r_1=0}^{1}...\sum_{r_{\nu-1}=0}^{1}\sum_{r_{\nu+1}=0}^{1}...\sum_{r_M=0}^{1}\exp\Bigg(\sum_{i=1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)}+(1-r_i)b_i^{(2)}\right]+b_\nu^{(2)}+\sum_{i=1}^{M}h_i^2+ \tag{6}$$

$$+2\sum_{i=1}^{\nu-2}\sum_{k=i+1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)}+(1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right]+2\sum_{k=1}^{M}(1-r_k)R_{\nu k}^{(2)}\Bigg);r_\nu=0,\ \nu\in\overline{1,M},k\neq\nu.$$

Не беручи до уваги складові вигляду $\sum_{i=1}^{M}h_i^2$, які взаємно знищаться при складанні функціоналів правдоподібності, та підставивши вирази (5) і (6) в (4), отримуємо:

$$r_\nu^*=rect\Bigg\{-\sum_{r_1=0}^{1}...\sum_{r_{\nu-1}=0}^{1}\sum_{r_{\nu+1}=0}^{1}...\sum_{r_M=0}^{1}\Bigg\{\exp\Bigg(\sum_{i=1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)}+(1-r_i)b_i^{(2)}\right]+b_\nu^{(1)}+$$

$$+\sum_{i=1}^{\nu-2}\sum_{k=i+1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)}+(1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right]+\sum_{k=1}^{M}r_j R_{\nu k}^{(1)}\Bigg)- \tag{7}$$

$$-\exp\Bigg(\sum_{i=1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)}+(1-r_i)b_i^{(2)}\right]+b_\nu^{(2)}+$$

$$+\sum_{i=1}^{\nu-2}\sum_{k=i+1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)}+(1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right]+\sum_{k=1}^{M}(1-r_k)R_{\nu k}^{(2)}\Bigg)\Bigg\}\Bigg\}.$$

Таким чином, з допомогою моделі спостереження в каналі зв'язку (1) отримане вирішуюче правило (7) розділяння довільної кількості двостанових сигналів частотної маніпуляції. Використаємо його для одержання алгоритму оптимального розділяння 2-х гетерохронних сигналів двостанової ЧМ. При цьому будемо вважати, що заважаючий гетерехронний сигнал може бути представлений у виді суми двох взаємно ортогональних заважаючих сигналів на довжині однієї інформаційної посилки корисного сигналу.

Модель спостереження (1) у цьому випадку буде мати вигляд:

$$y_t=\sum_{i=1}^{3}\left[r_1S_{11}(t)+(1-r_1)S_{12}(t)+r_2S_{21}(\tau_1)+(1-r_2)S_{22}(\tau_1)+r_3S_{31}(\tau_2)+(1-r_3)S_{32}(\tau_2)\right]+n(t)\,; \tag{8}$$

де $t\in[t_{k-1},t_k);\ \ \tau_1\in[t_{k-1},t'_{k-1});\ \ \tau_2\in[t'_{k-1},t_k);\ \ t'_{k-1}\in(t_{k-1},t_k);$

Використовуючи попередні міркування та позначення, аналогічно [6, 7], отримаємо вирішуюче правило:

$$r_1^*=rect\Bigg\{\sum_{r_2=0}^{1}\sum_{r_3=0}^{1}\Bigg[\exp\Bigg[\sum_{i=2}^{3}\left[r_i b_i^1+(1-r_i)b_i^{(2)}\right]+b_1^{(1)}+\sum_{i=1}^{3}h_i^2+2\sum_{k=2}^{3}r_k R_{1k}^{(1)}\Bigg]-$$

$$-\exp\sum_{i=2}^{3}\left[r_i b_i^{(1)}+(1-r_i)b_i^{(2)}\right]+b_1^{(2)}+\sum_{i=1}^{3}h_i^2+2\sum_{k=2}^{3}(1-r_k)R_{1k}^{(2)}\Bigg]\Bigg\}= \tag{9}$$

$$=rect\left[b_1^{(1)}-b_1^{(2)}-\sum_{\nu=2}^{3}\ Arth\frac{th\left(b_\nu^{(1)}-b_\nu^{(2)}\right)\left[\exp(2R_{1\nu}^{(1)}+2R_{1\nu}^{(2)})-ch\left(2R_{1\nu}^{(1)}-2R_{1\nu}^{(2)}\right)\right]+sh(2R_{1\nu}^{(1)}-2R_{1\nu}^{(2)})}{\exp(2R_{1\nu}^{(1)}+2R_{1\nu}^{(2)})-ch(2R_{12}^{(1)}-2R_{1\nu}^{(2)})-th(b_\nu^{(1)}-b_\nu^{(2)})sh(2R_{1\nu}^{(1)}-2R_{1\nu}^{(2)})}\right]$$

При отриманні вирішуючого правила у виді (9) використана тотожність:

$Arth\dfrac{\alpha\chi+\beta\gamma}{\beta\chi+\alpha\gamma}\equiv Arth\dfrac{(\alpha/\beta)+(\gamma/\chi)}{1+(\alpha/\beta)(\gamma/\chi)}=Arth(\alpha/\beta)+Arth(\gamma/\chi)$, якщо тільки $\beta\chi>0$.

Тут

$$\alpha\stackrel{\Delta}{=}th\left(b_2^{(1)}-b_2^{(2)}\right)\left[\exp\left(2R_{12}^{(1)}+2R_{12}^{(2)}\right)-ch\left(2R_{12}^{(1)}-2R_{12}^{(2)}\right)\right]+sh\left(2R_{12}^{(1)}-2R_{12}^{(2)}\right);$$

$$\beta\stackrel{\Delta}{=}th\left(b_3^{(1)}-b_3^{(2)}\right)\left[\exp\left(2R_{13}^{(1)}+2R_{13}^{(2)}\right)-ch\left(2R_{13}^{(1)}-2R_{13}^{(2)}\right)\right]+sh\left(2R_{13}^{(1)}-2R_{13}^{(2)}\right);$$

$$\chi\stackrel{\Delta}{=}\exp\left(2R_{13}^{(1)}+2R_{13}^{(2)}\right)-ch\left(2R_{13}^{(1)}-2R_{13}^{(2)}\right)-th\left(b_3^{(1)}-b_3^{(2)}\right)sh\left(2R_{13}^{(1)}+2R_{13}^{(2)}\right);$$

$$\gamma\stackrel{\Delta}{=}\exp\left(2R_{12}^{(1)}+2R_{12}^{(2)}\right)-ch\left(2R_{12}^{(1)}-2R_{12}^{(2)}\right)-th\left(b_2^{(1)}-b_2^{(2)}\right)sh\left(2R_{12}^{(1)}+2R_{12}^{(2)}\right).$$

У виразі (9) використані позначення:

$$b_1^{(j)}\stackrel{\Delta}{=}\frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k}y_tS_{1j}(t)dt;\qquad b_2^{(j)}\stackrel{\Delta}{=}\frac{2}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t'_{k-1}}y_tS_{2j}(t)dt;\qquad b_3^{(j)}\stackrel{\Delta}{=}\frac{2}{N_0}\int_{t'_{k-1}}^{t_k}y_tS_{3j}(t)dt;$$

$$h_1^{2(j)}\equiv h_1^2\stackrel{\Delta}{=}\frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t_k}S_{2j}^2(t)dt;\quad h_2^{2(j)}\equiv h_2^2\stackrel{\Delta}{=}\frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t'_{k-1}}S_{2j}^2(t)dt;\quad h_3^{2(j)}\equiv h_2^2\stackrel{\Delta}{=}\frac{1}{N_0}\int_{t'_{k-1}}^{t_k}S_{3j}^2(t)dt;$$

$$R_{12}^{(j)}\stackrel{\Delta}{=}\frac{1}{N_0}\int_{t_{k-1}}^{t'_{k-1}}S_{1j}(t)S_{2j}(t)dt=\rho_{12}^{(j)}\sqrt{h_1^2h_2^2};\qquad R_{13}^{(j)}\stackrel{\Delta}{=}\frac{1}{N_0}\int_{t'_{k-1}}^{t_k}S_{1j}(t)S_{3j}(t)dt=\rho_{13}^{(j)}\sqrt{h_1^2h_3^2}.$$

Таким чином, в доповіді викладений метод синтезу алгоритмів оптимального розділяння двостанових взаємнозаважаючих цифрових сигналів ЧМ. З використанням розробленого методу у якості прикладу одержаний алгоритм оптимального розділяння 2-х гетерохронних ЧМ сигналів. Одержаний алгоритм є узагальненням одержаного раніше алгоритму розділяння взаємнозаважаючих синхронних ЦС [5, 6]. Напрямком подальшого дослідження є аналіз імовірності помилки корисного сигналу та дослідження її залежності від співвідношення параметрів τ_1 та τ_2 (гетерохронності сигналів).

Список літератури

1. *Трошев Г.* Моя война. Чеченский дневник окопного генерала (Штурм Грозного 31 декабря 1994). http://chechnya.genstab.ru/art_tr_groz94.htm.

2. *Гепко И.А.* Многопользовательский прием в CDMA: теория и методы // Зв'язок. – 2000. – №4. – С. 17-23.

3. *Гепко И.А.* Многопользовательский прием в CDMA: квазиоптимальные стратегии и вычислительная сложность // Зв'язок. – 2000. – №5. – С. 21-26.

4. *Verdu S.*, Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels // IEEE Trans. Info. Theory. – Jan. 1986. – Vol. 32, no. 1. – P. 11-20.

5. *Ерохин В.Ф.* Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов: Научное издание . – К.: КВВИУС, 1993. – 132 с.

6. *Раєвський В.М.* Методика синтезу алгоритму демодуляції взаємнозаважаючих сигналів частотної маніпуляції // Науково-технічна конференція ЖВІРЕ «Наукові проблеми розробки, модернізації та застосування інформаційних систем космічного і наземного базування». – Житомир, 2004. – С. 81.