

– добавлении полученной резолюенты в начало матрицы связей позволяет часто получать ситуацию, когда она поглощает дизъюнкты-«родители», что также приведет к сокращению пространства поиска.

Проведено исследование эффективности работы алгоритма резолюции в логике высказываний для 0-1-ного представления дизъюнктов на ряде частных случаев, которое показало, что

– разработанный алгоритм уменьшает число выполняемых итераций, т. е. время выполнения алгоритма, в среднем на 24%;

– в среднем, рост пространства поиска по сравнению с выводом на графе связей уменьшился на 18%, и составил – 8%.

Результаты данной работы подтверждают эффективность использования 0-1-ного представления дизъюнктов для оптимизации алгоритма резолюции в логике высказываний

**Список литературы:** 1. *Gomez C.P. Satisfiability Solvers/ C.P.Gomez, H.Kautz, A. Sabharawal, B.Selman // Handbook of Knowledge Representation, 2008. – 301 с.* 2. *Вагин В.Н. Достоверный и правдоподобный вывод в интеллектуальных системах / В.Н. Вагин, Е.Ю. Головина, А.А. Загорянская – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 704 с.* 3. *Аверин А.И. Исследование и разработка алгоритмов параллельного вывода на графовых структурах: Автореферат дис. ... кандидата технических наук / А.И. Аверин – М. : МЭИ, 2004. – 36с.* 4. *Claessen Koen. SAT-solving in practice / Koen Claessen, Niclas Een, Mary Sheeran and Niclas Sorensson // Proceedings of the 9th International Workshop on Discrete Event Systems. – Goteborg, Sweden, 2008. – С. 61-67.* 5. *Поцелуевская Е.А. Теоретическая и практическая сложность задачи о выполнимости булевых формул / Е.А. Поцелуевская // Интеллектуальные системы. - М. – РГГУ, 2009. – Т.13. – С. 455-476.* 7. *Волченко М.В. Алгоритм резолюции в логике высказываний при 0-1-ном представлении дизъюнктов / И.С. Грунский, М.В. Волченко // XII национальная конференция по искусственному интеллекту «КИИ-2010». – М. : Физматлит, 2010. – Т.1. – С.64-71.*

*Поступила в редколлегию 11.06.2012*

**УДК 621.391.25**

**М.В. ЗАХАРЧЕНКО**, докт.техн.наук, проф., прорект, Одеська національна академія зв'язку ім О.С.Попова,

**В.Й. КІЛЬДІШЕВ**, канд..техн.наук, доц., Одеська національна академія зв'язку ім О.С.Попова,

**Ю.В. БЄЛОВА**, викл.,асп., Одеська національна академія зв'язку ім О.С.Попова,

**С.В. ХОМИЧ**, викл.,асп., Одеська національна академія зв'язку ім О.С.Попова

## **ВПЛИВ КОРЕЛЬОВАНИХ ЗАВАД НА ПРОПУСКНУ ЗДАТНІСТЬ БЕЗПЕРЕРВНОГО КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ**

Одержано аналітичні залежності між пропускну здатністю безперервного каналу та функцією кореляції сигналу при наявності канальних завад, сформульовані умови впливу коефіцієнта кореляції на пропускну здатність і швидкість передачі при обмеженій якості.

**Ключові слова:** Завада, канал зв'язку.

Получены аналитические зависимости между пропускной способностью непрерывного канала и функцией корреляции сигнала при наличии канальных помех, сформулированы условия влияния коэффициента корреляции на пропускную способность и скорость передачи при ограниченном качестве.

**Ключевые слова:** Помеха, канал связи.

Represents analytical relationship between the bandwidth of the channel and continuous function of the correlation signal in the presence of channel interference, formulated under the influence of the correlation coefficient on the capacity and transfer rate with a limited capacity.

**Keywords:** Noise, data channel.

### Кореляційна залежність міжсимвольних завад та інформаційних сигналів

Канали (особливо телефонні), що надаються для передачі даних, володіють багатьма заважаючими факторами: флуктуаційною завадою, тремтінням фази, імпульсною завадою, короткочасними змінами рівня, спотвореннями АЧХ та ФЧХ та іншими. При цьому часто вважається, що головний негативний ефект при передачі дискретних сигналів вносять короткочасні впливи (імпульсні завади і скачки рівня). Це твердження справедливо по відношенню до систем передачі дискретної інформації (СПДІ), що працюють з відносно невисокими швидкостями (наприклад, зі швидкостями, що не перевищують 1200 біт/с при роботі по телефонному каналу зі смугою 300...3400 Гц). При передачі з великими швидкостями – 2400...9600 біт/с і вище, тобто при питомих швидкостях 1...3 біт/с Гц і більше, головну роль починають відігравати спотворення АЧХ і ФЧХ. Справа в тому, що ці спотворення викликають спотворення форми сигналів, що передаються, появу «хвостів» сигналів, що тягнуться за сигналами-переносниками та інтерферують з наступними сигналами-переносниками. Останнє явище отримало назву міжсимвольної інтерференції.

Якщо скачки рівня і імпульсні завади з'являються відносно рідко і тому спотворюють невелику частину сигналу (що часто припустимо), то дія спотворень передатної функції каналу носить стаціонарний характер. Якщо рівень міжсимвольної завади перевищує деяке допустиме значення, то вірність передачі буде нижче необхідної протягом сеансу зв'язку.

Практика експлуатації апаратури показала, що при використанні швидкостей передачі інформації біля 4800...9600 біт/с головним джерелом помилок в телефонному каналі є міжсимвольна інтерференція, що породжена його спотвореною передавальною функцією. Саме тому головну увагу необхідно приділяти боротьбі з двома постійно і спільно діючими заважаючими факторами: міжсимвольній інтерференції та флуктуаційній заваді.

Проаналізуємо

для цього спрощену схему передачі дискретної інформації, в

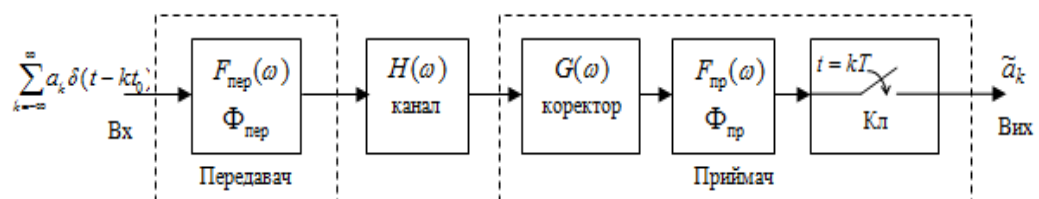


Рис. 1. Спрощена схема СПДІ з АІМ

якій використовується амплітудно-імпульсна модуляція (АІМ), що показана на рис. 1.

Процес модуляції полягає в тому, що формуючий фільтр передавача  $\Phi_{\text{пер}}$  збуджується послідовністю  $\delta$ -функцій, що поступають одна за одною через тактовий інтервал часу (тривалістю  $t_0$ ), причому кожна з  $\delta$ -функцій помножена на інформаційний параметр  $a_k$ , що приймає (випадково), наприклад, два можливих значення  $+1$  і  $-1$  згідно з полярністю імпульсів, що надходять від джерела даних. Формуючий фільтр передавача  $\Phi_{\text{пер}}$ , що має передаточну функцію

$F_{\text{пер}}(\omega)$ , перетворює вхідний сигнал  $\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kt_0)$  у вихідний модульований за

амплітудою сигнал  $\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k f_{\text{пер}}(t - kt_0)$ , де  $f_{\text{пер}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} F_{\text{пер}}(\omega) e^{i\omega t} d\omega$  – імпульсна

реакція формуючого фільтру. Вихідний сигнал передавача  $\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k f_{\text{пер}}(t - kt_0)$

проходить через канал зв'язку з передаточною функцією  $H(\omega)$ , коректор з передаточною функцією  $G(\omega)$ , приймальний фільтр  $\Phi_{\text{пр}}$  з передаточною функцією  $F_{\text{пр}}(\omega)$  і, нарешті, ключову схему Кл, на виході якої будуть отримані числа  $\tilde{a}_k$ ,  $k = 0, \pm 1, \dots$ . За відсутності завад і компенсації спотворень повинна виконуватися умова

$$a_k = \tilde{a}_k, \quad k = 0, \pm 1, \dots \quad (1)$$

тобто прийняті інформаційні параметри повинні дорівнювати переданим.

За наявності шуму і спотворень умова (1), як правило, не виконується і на вирішальну схему потрапляє спотворений сигнал.

Приймальний фільтр спільно з ключовою схемою утворюють демодулятор. Процес демодуляції полягає в тому, що вихідний сигнал приймального фільтра стробують в рівновіддалені моменти  $t = t_0 k$ ,  $k = 0, \pm 1, \dots$ , і отримані відліки розглядаються як наближені значення переданих інформаційних параметрів. В сприятливій ситуації може виконуватися умова (1).

Позначимо загальну передаточну функцію від входу  $\Phi_{\text{пер}}$  до виходу  $\Phi_{\text{пр}}$  через  $Q(\omega)$ . При цьому має місце рівність

$$Q(\omega) = F_{\text{пер}}(\omega) H(\omega) G(\omega) F_{\text{пр}}(\omega).$$

Припустимо, що імпульсна реакція загального тракту  $q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Q(\omega) e^{i\omega t} d\omega$  має властивість селективності:

$$q(kt_0) = \begin{cases} 1, & k = 0, \\ 0, & k \neq 0. \end{cases} \quad (2)$$

Тоді, виконуючи стробування сигналу на виході приймального фільтру

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kt_0) \quad (3)$$

в моменти  $t=lt_0$ ,  $l=0, \pm 1, \dots$ , можна точно визначити значення інформаційних параметрів  $a_k$ ,  $k=0, \pm 1, \dots$ . Дійсно, для довільно взятого  $l$ -го моменту часу в силу умови (2)

$$q(lT - kt_0) = \begin{cases} 1, & k=l, \\ 0, & k \neq l. \end{cases}$$

Отже, вихідний сигнал (3) при  $t=lt_0$  дорівнює  $a_l$  для будь-якого взятого цілого числа  $l$ .

Але якщо умова (2) не виконується і імпульсна реакція  $q(t)$  має відмінне від нуля значення, принаймні, ще в одній відлікової точці  $t=lt_0$  (крім точки  $t=0$ , як це показано на рис. 2, де  $l=3$ ), то при стробуванні сигналу (3) в момент  $t=0$  на виході ключовою схеми отримаємо:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kt_0) |_{t=0} = a_0 + a_{-l} q(lt_0).$$

Зрозуміло, що  $a_0$  – корисний сигнал, у той час як  $a_{-l} q(lt_0)$  є завадою, що породжена символом із номером  $-l$ , тобто тим, що йде на  $l$  тактів раніше символа, що приймається. Заваду такого типу називають міжсимвольною. Вона викликана впливом переданого сигналу на спотворюючий тракт і за відсутності сигналу дорівнює нулю. При цьому спотворення ФЧХ мають тенденцію збільшувати «хвіст» імпульсної реакції, тобто породжувати міжсимвольний вплив.

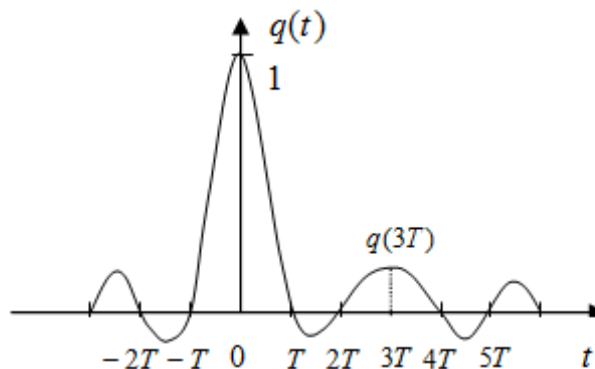


Рис. 2. Приклад імпульсної реакції

**Вплив корельованих завад на пропускну здатність безперервного каналу**  
 При аналізі пропускну здатності каналів із флуктуаційними параметрами досить зручним є геометричне зображення випадкових величин з різним ступенем взаємної кореляції.

Реалізацію коливання  $U_{рк} = U_{ск} + U_{шк}$  на вході приймача можна представити як  $n$ -мірний вектор, який дорівнює сумі векторів реалізації сигналу  $U_{ск}$  і адитивної реалізації завади  $U_{шк}$  (рис.3,а).

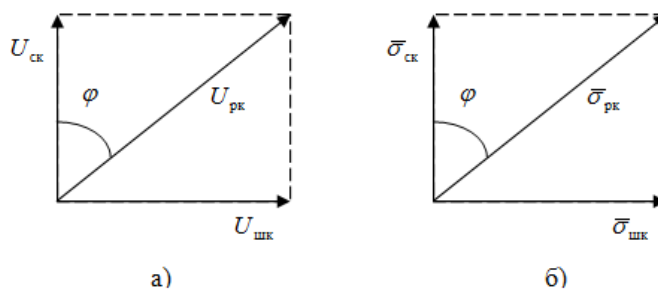


Рис. 3. Зображення сигналів у векторному виді

У приймальному пристрої приймається рішення про реєстрацію того сигналу, який найбільш близько розташований до коливання, що приймається. Тому в якості критерію прийому можна взяти деяке значення  $\varphi_0$  кута  $\varphi$  між векторами  $U_{ск}$  і  $U_{рк}$ . Якщо вектор  $U_{рк}$  вийде за межі кута  $\varphi_0$ , то відбудеться помилка.

Коефіцієнт кореляції між векторами  $U_{ск}$  та  $U_{рк}$  визначається [2]:

$$\rho_{cp} = \frac{E[U_{ск}U_{рк}]}{\sqrt{E[U_{ск}^2]E[U_{рк}^2]}}, \quad (4)$$

де математичне сподівання двовимірного розподілу[6]:

$$E[U_{ск}U_{рк}] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_{ск}U_{рк} \omega(U_{ск}U_{рк}) dU_{ск} dU_{рк}, \quad (5)$$

а математичне сподівання квадратів складових

$$E[U_{ск}^2] = \sigma_{ск}^2; \quad E[U_{рк}^2] = \sigma_{рк}^2 = \sigma_{ск}^2 + \sigma_{шк}^2. \quad (6)$$

Так як вектори  $U_{ск}$  та  $U_{шк}$  не залежать один від одного, то

$$\rho_{cp} = \frac{\sigma_{ск}}{\sigma_{рк}} = \frac{\sigma_{ск}}{\sqrt{\sigma_{ск}^2 + \sigma_{шк}^2}}. \quad (7)$$

Звідси випливає, що векторна діаграма випадкових векторів  $U_{ск}$ ,  $U_{шк}$  та  $U_{рк}$  (рис. 3, а) еквівалентна векторній діаграмі не випадкових векторів  $\bar{\sigma}_{ск}$ ,  $\bar{\sigma}_{шк}$  та  $\bar{\sigma}_{рк}$  (рис. 3, б), а коефіцієнт кореляції чисельно дорівнює косинусу кута  $\varphi$  між не випадковими векторами  $\bar{\sigma}_{ск}$  та  $\bar{\sigma}_{шк}$ .

Взаємна кількість інформації між випадковими векторами  $U_c$  та  $U_p$  з нормальним законом розподілу можна виразити через коефіцієнт кореляції між однойменними їх складовими:

$$I(U_c; U_p) = -0,5 \sum_{k=1}^n \log_2(1 - p_k^2).$$

Тоді пропускна здатність каналу

$$C = -\frac{1}{T} \sum_{k=1}^n \log_2(1 - P_k^2) = -\Delta f_k \log_2(1 - P_k^2). \quad (8)$$

### Особливості впливу корельованих завад

При використанні однопроменевих каналів перший сигнал, що має мінімальну затримку, можна розглядати як робочий сигнал з потужністю  $P_c$ , а решту затриманих сигналів – як перешкоду з потужністю  $P_{п}$ , корельовану з сигналом. Крім того, в каналі діють адитивні шуми з потужністю  $P_{ш}$ .

Векторна діаграма для цього випадку представлена на рис. 4, а, де  $\bar{\sigma}_c$ ,  $\bar{\sigma}_{п}$  і  $\bar{\sigma}_{ш}$  – вектори, чисельно рівні середнім квадратичним значенням сигналу, корельованої завади та адитивних шумів.

Розкладемо корельовану заваду на дві складові

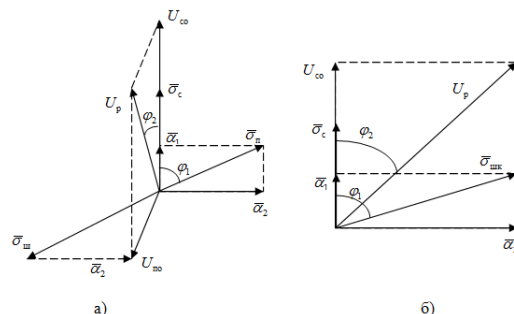


Рис. 4. Векторні моделі однопроменевих каналів: а) канал з адитивними шумами і корельованими завадами; б) канал з корельованими завадами

$$\bar{\alpha}_1 = \rho_{\text{сш}} \bar{\sigma}_{\text{ш}}, \quad \bar{\alpha}_2 = \sqrt{1 - \rho_{\text{сш}}^2} \bar{\sigma}_{\text{ш}}.$$

Синфазна складова  $\bar{\alpha}_1$ , жорстко корельовано з сигналом, утворює сумарний сигнал  $U_{\text{со}} = \bar{\sigma}_c + \rho_{\text{сш}} \bar{\sigma}_{\text{ш}}$ , а ортогональна складова  $\bar{\alpha}_2$ , некорельована сигналом, утворює сумарну заваду

$$U_{\text{шо}} = \sqrt{\bar{\sigma}_{\text{ш}}^2 + (1 - \rho_{\text{сш}}^2) \bar{\sigma}_{\text{ш}}^2}.$$

Результуюче коливання

$$U_p = \sqrt{U_{\text{со}}^2 + U_{\text{по}}^2}.$$

Коефіцієнт кореляції між  $U_{\text{со}}$  та  $U_p$  буде

$$\rho_{\text{ср}} = \cos \varphi_2 = \sqrt{\frac{U_{\text{со}}^2}{U_{\text{со}}^2 + U_{\text{по}}^2}}. \quad (9)$$

Підставивши вираз (8) у (9), одержимо вираз для пропускну здатності однопроменевого каналу з корельованими шумами:

$$C = \Delta f_k \log_2 \left( \gamma + \frac{P_c}{P_n + P_{\text{ш}}} \right);$$

де

$$\gamma = \frac{\left( 1 + \rho_{\text{сш}} \sqrt{\frac{P_n}{P_c}} \right)^2}{1 - \rho_{\text{сш}} \frac{P_n}{P_n + P_{\text{ш}}}}.$$

Наявність кореляції між шумом і сигналом характеризується векторною діаграмою рис. 4, б, де  $\bar{\sigma}_c$ ,  $\bar{\sigma}_{\text{шк}}$  – вектори, що чисельно дорівнюють середнім квадратичним значенням сигналу і корельованих шумів;  $\rho_{\text{сш}} = \cos \varphi_1$  – коефіцієнт кореляції між сигналом і шумами;  $\bar{\alpha}_1$ ,  $\bar{\alpha}_2$  – синфазна та ортогональна складові шумів;  $U_{\text{со}}$  – сумарний сигнал;  $U_p$  – результуюче коливання на вході приймального пристрою.

Коефіцієнт кореляції між  $U_{\text{со}}$  та  $U_p$ , що чисельно характеризується  $\cos \varphi_2$ , буде

$$\rho_{\text{ср}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(1 - \rho_{\text{сш}}^2) P_{\text{шк}}}{\sqrt{P_c} + \rho_{\text{сш}} \sqrt{P_{\text{шк}}}}}} \quad (10)$$

Тоді пропускну здатність каналу

$$C = \Delta f_k \log_2 (1 + \gamma h_{\text{сш}}^2), \quad (11)$$

де

$$\gamma = \frac{\left(1 + \frac{\rho_{\text{сш}}}{\sqrt{h_{\text{сш}}^2}}\right)^2}{1 - \rho_{\text{сш}}^2}; \quad (12)$$

$$h_{\text{сш}}^2 = \frac{P_c}{P_{\text{шк}}} \quad (13)$$

### Висновки

Вираз (12) графічно представлено на рис. 5, звідки випливає, що в залежності від коефіцієнта  $\rho_{\text{сш}}$  і перевищенні сигналу над корельованими шумами  $h_{\text{сш}}^2$  величина  $C$  змінюється в широких межах. Зростання  $C$  при  $\rho_{\text{сш}} > 0$  пояснюється наявністю синфазної складової шумів, яка жорстко корельована з сигналом. При  $\rho_{\text{сш}} < 0$  з'являється протифазна складова шумів, яка також жорстко корельовано з сигналом, і яка при цьому значенні  $h_{\text{сш}}^2$  спочатку зрівнюється за величиною з сигналом (величина  $C$  зменшується до нуля), а потім перевершує його, починаючи виконувати функції переносника інформації (величина  $C$  починає зростати).

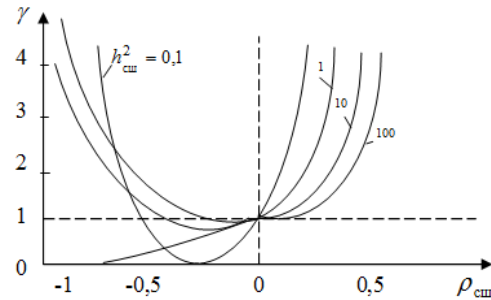


Рис. 5. Графіки  $\gamma(\rho_{\text{сш}}; h_{\text{сш}}^2)$ ;

**Список літератури:** 1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки [Текст] / Блейхут Р.; пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 576 с. 2. Benedetto S. Serial Concatenation of Interleaved Codes [Текст] / [S.Benedetto, D. Divsalar, D. Monlorsi, F. Pollara]. – IEEE Trans. Inf Theory. – 1998. – Vol. 44. – P. 909-926. 3. Иванова И.В. Анализ методов синдромного декодирования кодов Рида-Соломона [Текст] / Иванова И.В. – Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2005. – № 5. 4. Захарченко М.В. Системы передавання даних. – Т. 1: Завадостійке кодування: підручник [для студентів вищих технічних навчальних закладів] [Текст] / М.В. Захарченко– Одеса: Фенікс, 2009. – 448 с. 5. Захарченко Н.В., Условия разделения множеств исправляемых и обнаруживаемых ошибок в таймерных сигнальных конструкциях [Текст] / Н.В.Захарченко, М.М.Гаджиев, Е.Н. Мартынова // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2008. – 4/3 (34). – С.60-63. 6. Корн Г. Справочник по математике [Текст] / Г. Корн, Т. Корн – М.: 1974. –830с.

Поступила в редколлегию 05.06.2012

### УДК 519.7:681.2

**Н.А. ЗУБРЕЦКАЯ**, канд. техн. наук, доц., КНУТД, Киев,  
**С.С. ФЕДИН**, докт. техн. наук, доц., проф., КНУТД, Киев

### ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПРОЕКТИРУЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ МЕТОДОМ МНОГОМЕРНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ

У статті на основі застосування методу багатовимірної лінійної просторової екстраполяції розроблено алгоритм прогнозування показників якості електронних виробів на стадії їх проектування