

Я.М. Николайчук, Н.Я. Возна, І.Р. Пітух. – Тернопіль: ТзОВ «Техно-граф», 2010.-392с., іл.

7. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции. — Пер. с англ. // Под. ред. В. И. Журавлёва. — М.: Радио и связь, 2000. — 520 с.

8. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. - М.: Техносфера, 2011. - 904 с.

Рецензія/Peer review : 25.11.2015 р.

Надрукована/Printed :6.12.2015 р.

Рецензент: д.ф-м.н. проф. Філевич П.В.

УДК 621.396.12

І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ

Національна академія Державної прикордонної служби України ім. Б. Хмельницького

Л.В. КАРПОВА, Д.О. ЛЕВЧУНЕЦЬ

Хмельницький національний університет

УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДІВ УЗГОДЖЕНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ВУЗЬКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ПІДХОДІВ ЛОКАЛЬНО-БАЗИСНОГО АНАЛІЗУ

В даній статті висвітлено питання вагової обробки вузькосмугових частотно-модульованих сигналів під час розв'язання задач синтезу алгоритмів їх узгодженої фільтрації. Наведено результати оцінки потенційної ефективності застосування вагової обробки спектру вузькосмугового сигналу, який містить декілька часових інтервалів локалізації спектральної щільності. Для визначення центрів інтервалів локалізації та їх тривалості застосовано метод стаціонарної фази, який, як показано в результатах, за сучасних можливостей елементної бази набуває іншого значення в задачах обробки сигналів.

Ключові слова: стаціонарна фаза, сигнал, частотна модуляція, виявлення, узгоджений фільтр.

I.I. CHESANOVSKYY

National Academy of State Border guard service of Ukraine named after B. Khmelnytskyi

L.V. KARPOVA, D.O. LEVCHUNETS

Khmelnytsky National University

IMPROVEMENT OF METHODS OF MATCHED FILTERING NARROWBAND SIGNALS BASED ON APPROACHES LOCALLY-A BASIC ANALYSIS

This article is devoted to the question of weight treatment narrow band frequency-modulated signals when solving problems of synthesis algorithms matched filtering. The results of the evaluation of the potential effectiveness of using a weighting spectrum processing a narrowband signal that contains several time intervals of localization of the spectral density. To determine the centers of the intervals of localization and their duration was applied the method of stationary phase, as shown in the results, with today's facilities, element base, acquires a different value in the tasks of signal processing.

Keywords: stationary phase, signal, frequency modulation, detection, matched filter.

Перехід радіосистем на широкосмугові технології передачі дискретних повідомлень обумовили значний прогрес в питаннях підвищення енергетичної і частотної ефективності використання радіо ресурсу [1]. Проте, високі показники ефективності таких систем досягаються лише в умовах високої «завантаженості» радіоканалу, що притаманно тільки окремому класу телекомунікаційних і радіолокаційних систем, в інших випадках доцільність розширення смуги частот радіоканалу, є як правило, невиправданою і більш оптимальним варіантом є «вузькосмугові» варіанти побудови радіоканалу [1, 2]. Іншим випадком, при якому канал не може бути реалізований із застосуванням широкосмугових сигналів, є системи добування інформації, в яких корисна інформація представляє собою вузько смуговий модулюючий процес зондуючого сигналу. В багатьох випадках, цей процес є детермінованим в обмеженій множині реалізації і задача зводиться лише до правильного розрізнення наявної реалізації. Це типовий випадок локації (радіо, акусто, сейсмо), коли основна проблема на етапі обробки сигналів полягає в необхідності розрізнення сигналів, що слабо рознесені як в часі так і по частоті. Особливість цього випадку полягає в тому, що достеменно відомо про різну частотно-часову динаміку сигналів, яка обумовлена різними просторовими формами об'єктів зондування. Проте, в наслідок вузькосмуговості зондуючих сигналів і самих модулюючих фізичних ефектів, реалізувати цю особливість у вигляді узгодженого алгоритму практично неможливо. Розглянемо задачу виявлення фінітного сигналу, що модульований по частоті вузько смуговим полігармонійним процесом. Модель такого сигналу може бути представлена у вигляді

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t)), \quad (1)$$

$$U(t) = \begin{cases} \text{const}, & 0 \leq t \leq \tau_i \\ 0, & t < 0, t > \tau_i \end{cases}, \quad \psi(t) = \Delta\omega \int_0^t \sum_i \sin(\Omega_i x + \varphi_i) dx,$$

де τ_i – тривалість сигналу (імпульсу); $\Delta\omega$ – девіація частоти.

Одна із можливих форм (випадкова комбінація близьких частот і початкових фаз) модулюючого сигналу (1), що містить чотири складові амплітудний спектр модульованого сигналу приведено на рис. 1. Враховуючи відносно коротку тривалість сигналу, отриманий спектр містить достатньо велику кількість

складових, при цьому, так як модуляція здійснюється з невеликим коефіцієнтом глибини модуляції, вузькосмуговість сигналу зберігається.

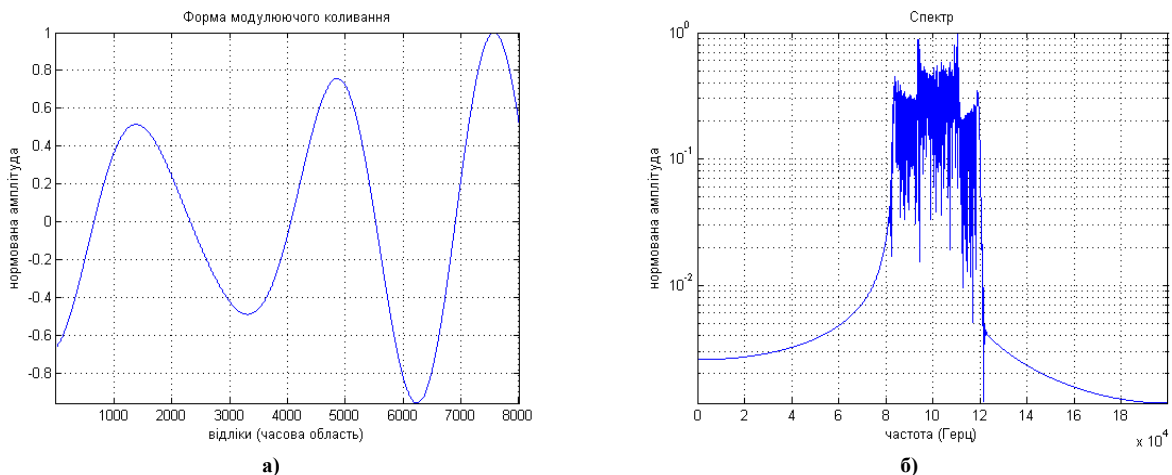


Рис. 1. Форма модулюючого полі гармонійного коливання (а) і спектр частотно модульованого сигналу (б)

Таким чином, оскільки сигнал вузькосмуговий, застосування узгодженого алгоритму його обробки значного ефекту не дає. Через обмежену смугу частот і коротку тривалість відліки шуму володіють високим рівнем кореляції, а отже потрібно шукати інші підходи побудови узгоджених алгоритмів.

Якщо виходити з інтуїтивних уявлень про частотну модуляцію і розглянути частотно-часову структуру спектру сигналу (спектрограму), що показана на рис. 2, можна побачити, що навіть при грубій оцінці частотної динаміки вона достатньо чітко проглядається.

Отримана спектрограма збігається з очікуваним уявленням про частотну модуляцію, як про полігармонійний процес, проте вона демонструє і додаткову особливість таких сигналів, яка полягає в тому, що в миттєвому (в сенсі вузького проміжку часу аналізу) спектрі присутня значна динаміка його локалізації, в залежності від миттєвої динаміки форми модулюючого сигналу. Саме ця особливість створює передумови до застосування віконного або локально-базисного підходів для більш ефективної обробки таких сигналів за умови, що вікно в двовимірному просторі забезпечить необхідну локалізацію і буде володіти динамічним «центром ваги».

Те ж саме можна підтвердити з точки зору локально-базисних перетворень. На рис. 3 приведено результат вейвлет перетворення сигналу, з якого також видно достатньо чітку локалізацію енергії в певних зонах спектру, а отже, задача узгодженої фільтрації може бути виконана значно ефективніше, за рахунок подавлення частотних складових, в смузі частот сигналу, в певні інтервали часу.

Таким чином, основна ідея підходу узгодженої фільтрації вузькосмугового сигналу базується на припущенні, що спектральна локалізація сигналу в різних часових інтервалах неоднакова, а отже, застосувавши вагову обробку спектру сигналу в часових інтервалах де локалізація максимальна (або вища певної межі) можна отримати додатковий вигравш у відношенні сигнал/шум на виході фільтру. Для реалізації нестационарної (з динамічним ваговим вікном) вагової обробки спектру сигналу можливі два підходи – віконне перетворення Фур'є і вейвлет перетворення. Проте, з енергетичної точки зору, для випадку вузькосмугових сигналів, другий варіант є програшним, оскільки в місцях локалізації спектру ширина смуги частот (масштабний діапазон) значно розширюється, що чітко видно на рис. 3.

В загальному випадку, частотно-часове представлення сигналу може бути виражене у вигляді

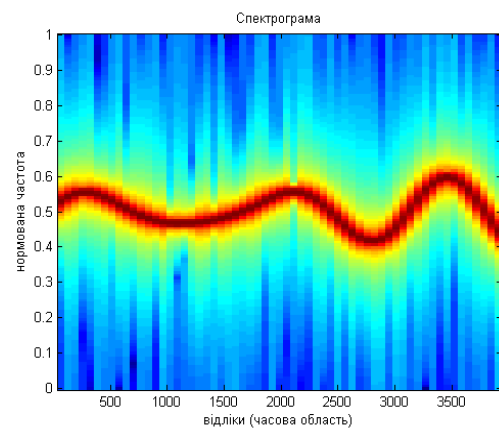


Рис. 2. Спектрограма реалізації сигналу з полігармонійною частотною модуляцією

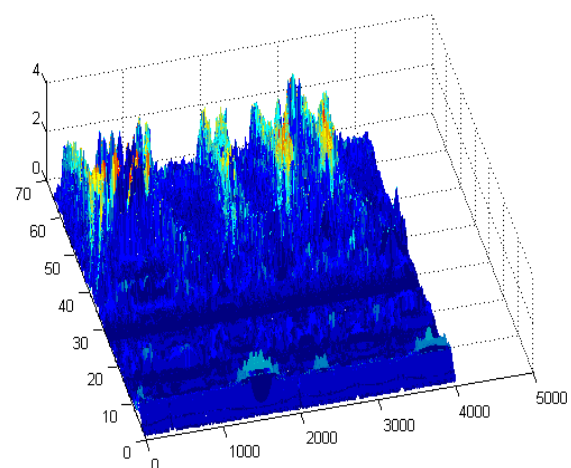


Рис. 3. Вейвлет перетворення сигналу з використанням вейвлету Шеннона (Shan)

перетворення

$$S(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} W(t - \tau) u(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (2)$$

де $W(x)$ – віконна функція, що забезпечує локалізацію сигналу (або базису) в часовому вимірі.

Проблема вибору ядра інтегрування $W(t - \tau)e^{-j\omega\tau}$, є ключовою в задачах локально-базисного перетворення, оскільки саме в ній закладено потенційну невизначеність, що балансує між частотною і часовою локалізацією. Із спектрограми, що показана на рис. 2 видно, що для ефективного застосування віконного перетворення, сама віконна функція має бути динамічною як у відношенні часової, так і у відношенні частотної локалізації. І це основна проблема застосування віконного перетворення у випадку вузькосмугових процесів, оскільки наявність динамічної складової у віконній функції $W(x)$ призводить до значного розширення її спектру, як правило, значно більшого ніж ширина спектру самого вузькосмугового сигналу, що повністю нівелює доцільність такої обробки.

Проте, аналізуючи різні представлення цих двох сигналів, стає очевидною одна особливість, а саме, наявність зон, де енергія сигналу концентрується значно вище ніж в інших місцях. Використовуючи цю особливість можна досягти значного виграшу від використання віконного (локально-базисного) перетворення застосовуючи стаціонарні віконні функції в часові інтервали, де спектр сигналу максимально концентрується.

Структура пристрою, що реалізує даний підхід приведена на рис. 4.

Ключовим моментом застосування даного підходу, є визначення необхідних часових затримок при позиціонуванні вагових вікон та визначення їх порядку. Для вирішення цієї задачі можна скористатись відомим підходом, що базується на асимптотичних методах наближеної спектральної оцінки сигналів – методом стаціонарної фази [3]. Даний метод базується на застосуванні наближеної формули

$$G = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{-p\varphi(x)} dx \approx \sqrt{\frac{2\pi}{p\varphi''(x_0)}} f(x_0) e^{-p\varphi(x_0)}, \quad (3)$$

яка дає змогу визначати спектральну щільність сигналу в «особливих» точках – так званих точках стаціонарної фази, в яких концентрація спектральної щільності найвища. Особливість даних точок полягає в тому, що в них відсутня динаміка повної фази сигналу, тобто

$$\frac{d\psi(t)}{dt} = -\omega_0. \quad (4)$$

А це означає, що саме в цих точках є сенс проводити вагову обробку спектру сигналу для потенційного підвищення ефективності алгоритму виявлення та розрізнення. При цьому, важливим питанням залишається задача вибору типу вагового вікна та його локалізації в кожній окремій точці стаціонарної фази.

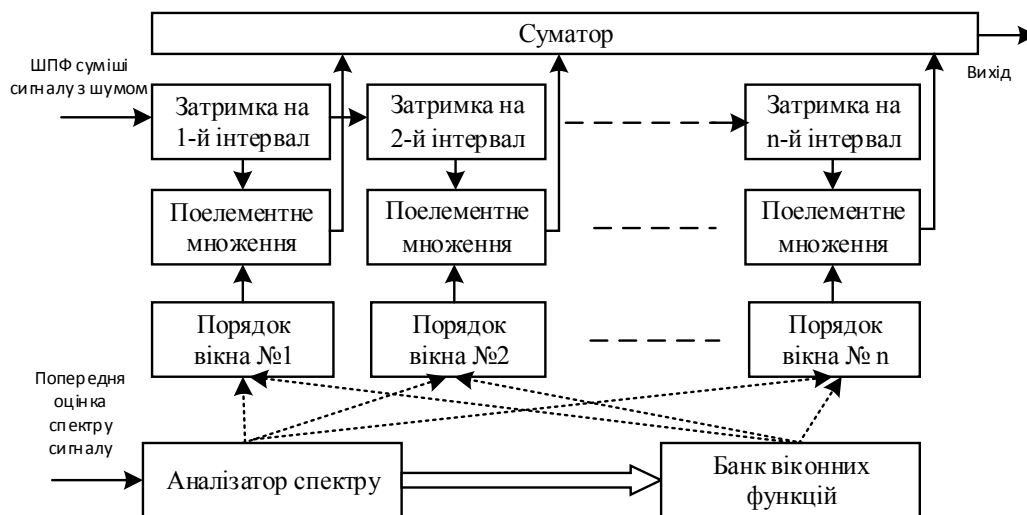


Рис. 4. Структурна схема пристрою частотно-часової обробки нестационарних сигналів

Часову локалізацію вагових вікон (порядок вікна) доцільно визначати з оцінки радіусу впливу [1, 2] стаціонарної точки, що в фізичному розумінні є другою похідною від фазової функції. На рис. 5 наведено результати оцінки точок стаціонарної фази та їх радіусів впливу. Як видно з рисунків, частотно-часова структура сигналу визначається лише невеликими інтервалами в околицях точок стаціонарної фази, оскільки в інших інтервалах сигнал характеризується майже рівномірним спектром. Таким чином, вагову обробку сигналу доцільно проводити лише в інтервалах, де розміщуються точки стаціонарної фази і з

локалізацією, що відповідає їх радіусу впливу.

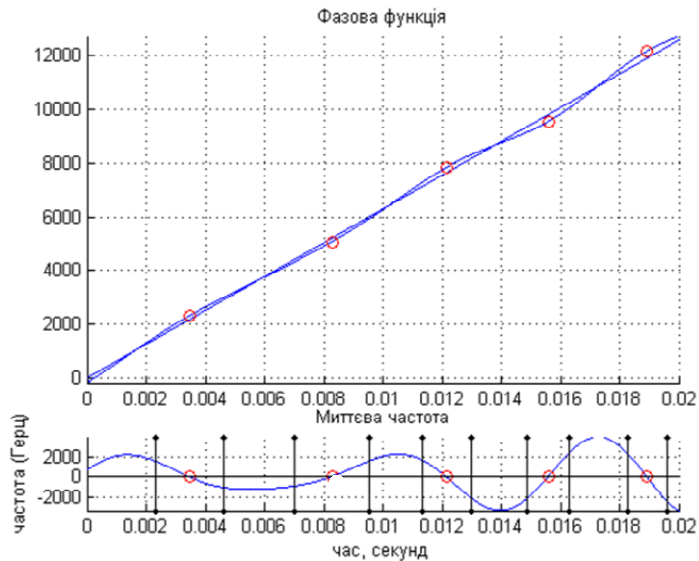


Рис. 5. Оцінка точок стаціонарної фази

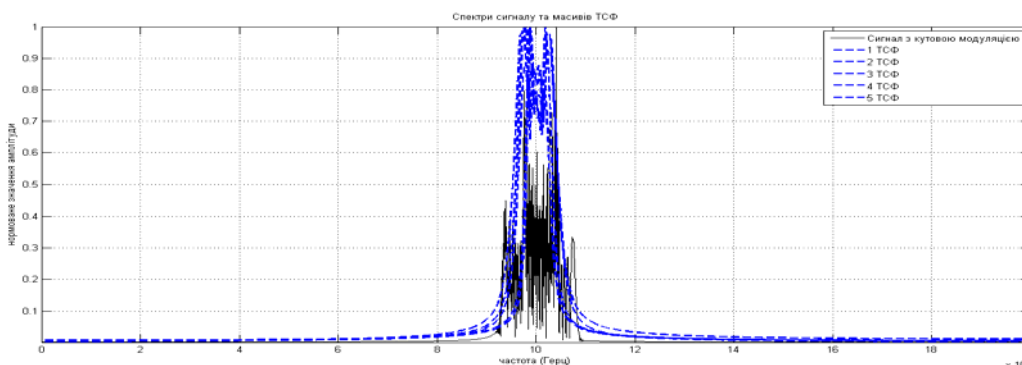


Рис. 6. Спектральні щільності сигналу в цілому і околиць точок стаціонарної фази

На рис. 6 приведено результати розрахунку спектральної щільності вузькосмугового радіосигналу отриманого шляхом ШПФ і взаємно нормовані спектри цього ж сигналу в окремих точках стаціонарної фази. Як видно з рисунку, спектри знаходяться в одній смузі, що підтверджує адекватність зроблених припущень.

На рис. 7 приведено результати розрахунку кореляційних функцій зважених інтервалів сигналу в точках стаціонарної фази, та оцінки енергії сигналу, що припадає на окремі точки стаціонарної фази в інтервалах радіусів впливу. Як видно з результатів, частка енергії сигналу, що припадає на дані інтервали складає близько 50 відсотків (46,1%), а це підтверджує доцільність застосування додаткової обробки в даних інтервалах. При цьому, встановлена особливість вузько смугових частотно модульованих сигналів, яка відкриває можливість застосування стаціонарних вагових вікон різного типу та порядку з рознесенням їх «центрів» в місця найбільшої локалізації спектру сигналу.

Висновки

Таким чином, отримані результати дослідження показують ефективність застосування віконного перетворення при побудові оптимальних алгоритмів обробки вузькосмугових сигналів. Як видно із результатів моделювання, застосування вагової обробки спектру сигналу лише в околицях стаціонарних точок дає змогу підвищити ефективність алгоритмів виявлення та розрізнення сигналів за рахунок їх обробки лише в інтервалах найбільшої частотної концентрації.

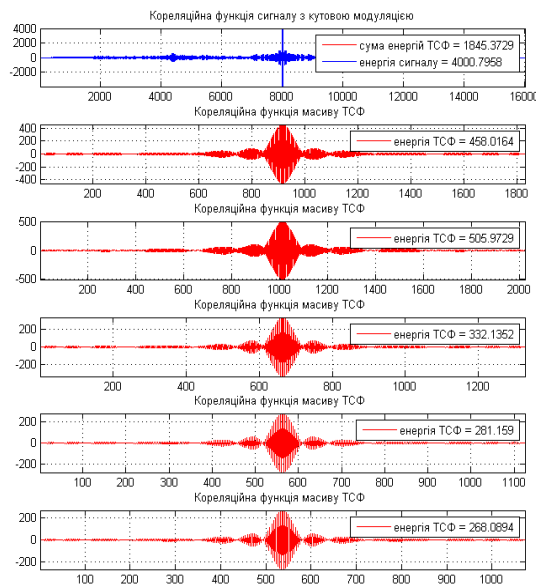


Рис. 7. Кореляційні функції сигналу в інтервалах радіусу впливу різних точок стаціонарної фази

Література

1. Вопросы перспективной радиолокации : коллективная монография / под ред. А.В.Соколова. – М. : Радиотехника, 2003. – 512 с.
2. Селекция и распознавание на основе локационной информации / А.Л. Горелик, Ю.Л. Барабаш, О.В. Кривошеев, С.С. Эпштейн ; под ред. А.Л. Горелика. – М. : Радио и связь, 1990. – 240 с.
3. Вакман Д.Е. Асимптотические методы в линейной радиотехнике / Вакман Д.Е. – М. : Сов. радио, 1962. – 247 с.

Рецензія/Peer review : 19.11.2015 р. Надрукована/Printed : 6.12.2015 р.
Рецензент: д.т.н., професор Мартинюк В.В.

УДК 681.32

В.П. СЕМЕРЕНКО

Вінницький національний технічний університет, Україна

КОДУВАННЯ КОДІВ РІДА-СОЛОМОНА НА ОСНОВІ АВТОМАТНИХ МОДЕЛЕЙ

Розглянута автоматна модель кодів Ріда-Соломона (РС) на основі теорії лінійної послідовної схеми. Дано теоретичне обґрунтування рекурентного і згорткового способів кодування кодів РС та пропонується їх почергове використання. Проведено аналіз складності виконання алгоритмів кодування при послідовній та паралельній реалізаціях.

Ключові слова: циклічні коди, коди Ріда-Соломона (РС), кодування, лінійна послідовна схема, згортка.

E.V. SEMERENKO

Vinnitsia National Technical University, Ukraine

ENCODING OF REED-SOLOMON CODES BASED ON AUTOMATON MODELS

Abstract – The aim of the research – the theoretical ground of the encoding algorithms of Reed-Solomon (RS) codes with the using the finite automata in unbinary Galois fields – linear finite-state machine (LFSM). New determination of RS codes based on the automaton model is done and the peculiarities of the systematic encoding for two types recursive LFSM are considered. Usually the encoding of RS codes is executing by a recurrent method (step by step dividing by the generator polynomial of code) or a convolutional method (by means of the generator matrix or the checking matrix of code). The first method is very slow and the second method requires many equipment and program costs. The combined variant of encoding by the association of above-mentioned methods is suggested. It is possible to use a recurrent method of encoding of RS codes and to get an intermediate result after k units time and further during one unit time by a convolutional method to complete work. Spatial complexity of known convolution is a function from the parameter k of (n,k) RS code and spatial complexity of the offered convolution based on LFSR theory is a function from the parameter r of RS code ($r=n-k$). For widely-spread in practice the case $r < k$ the essential reduction of the complexity of encoder can be attained.

Keywords: cyclic codes, Reed-Solomon (RS) codes, encoding, linear finite-state machine (LFSR), convolution.

Вступ

Як показав К. Шеннон в своїй знаменитій статті [1], використання завадостійких кодів в каналах з шумами дозволяє зменшити частоту помилок до прийнятного рівня. З тих пір було розроблено велику кількість різно-магнітних кодів для виявлення та виправлення помилок [2].

Достойне місце серед них займають циклічні коди, зокрема, їх підклас – коди Ріда-Соломона (РС). Сфера використання кодів РС вражає: супутниковий і мобільний зв'язок, цифрове телебачення, пристрої пам'яті (оптичні диски CD і DVD, дискові масиви RAID 6) та багато іншого [3].

Незважаючи на численні публікації за більш, ніж півстолітню історію цих кодів, ще залишається багато невирішених проблем. Однією з них є розробка ефективної процедури кодування кодів РС.

Аналіз проблеми

Завадостійке кодування реалізується через різноманітні технічні компроміси [2]. Теоретично можна виявити чи виправити будь-яку кількість помилок в даних, що передаються. Однак, підвищення коректувальної здатності коду вимагає збільшення ступеня надлишковості, тобто, зменшення частки корисної інформації в кожній порції переданих даних. В результаті знадобиться більше часу для передачі початкових даних з корисною інформацією. На практиці мінімізація часу передавання даних є важливою проблемою [4] і виникає питання лише про те, якою ціною вона може бути вирішена. Розглянемо цю проблему на алгоритмічному рівні, тобто на рівні алгоритмів кодування кодів РС.

Процес кодування коду РС, як і будь-якого іншого циклічного (n, k) -коду, полягає в тому, що k -розрядні інформаційні слова відображаються в n -розрядні кодові слова ($n > k$), які і передаються по каналу зв'язку. З позицій структури кодове слово Z може бути систематичним або несистематичним. Обмежимося розглядом лише систематичного кодового слова $Z = z_0, z_1, z_2, \dots, z_{n-1}$, яке формується додаванням до початкового k -розрядного інформаційного слова $I = i_0, i_1, i_2, \dots, i_{k-1}$ r -розрядного контрольного слова $\Psi = \psi_0, \psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{r-1}$ ($r = n - k$).