8. Клименко И.А. Способ адаптивной маршрутизации с учетом параметров качества обслуживания в мобильных сетях Ad Hoc // Тр. Наук.–практичної конф. молодих вчених та аспірантів "Інтегровані інформаційні технології та системи" (ІІТС–2005). – Київ: НАУ, 2005. – С. 78–80.

Надійшла до редколегії 21.05.2011

Яциковская У.О. , Карпинский Н.П.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕТЕВОГО ТРАФИКА КОМПЬЮТЕРНОЙ СЕТИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ АТАК ТИПА DOS/DDOS

Усовершенствована математическая модель общего объема трафика, что позволяет на практике выявлять атаки типа DoS/DDoS. Обосновано способ предотвращения атак на основе использования процедуры реконфигурации сети, что позволило затруднить практическую реализацию атаки типа DoS/DDoS. Предложен алгоритм создания новых виртуальных каналов передачи данных для обеспечения минимального объема трафика независимо от реконфигурации компьютерной сети.

Yatsykovska U.O. , Karpinski M.P.

MODELING NETWORK TRAFFIC OF COMPUTER NETWORK DURING THE IMPLEMENTATION ATTACKS SUCH AS DOS/DDOS

Was improved mathematical model of network traffic, allowing in practice to detect attacks such as DoS/DDoS. Grounded way to prevent attacks through the use of network reconfiguration procedures, it is difficult for practical implementation attacks such as DoS/DDoS. The algorithm to create new virtual data channels to ensure a minimum amount of traffic regardless of reconfiguring computer network.

УДК 621.391.24

Скопа О.О.

Одеський державний економічний університет

ОБЧИСЛЕННЯ АПЕРІОДИЧНОЇ АВТОКОРЕЛЯЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ ТА ВИЗНАЧЕННЯ КРИТЕРІЇВ ЇЇ ЯКОСТІ ПО В.П. ІПАТОВУ

Наводяться відомості щодо обчислення аперіодичних автокореляційних функцій АФМ-сигналів та визначення критеріїв їх якості.

Ключові слова: аперіодична автокореляційна функція; критерій якості; АФМ-сигнал; чіп; широкосмуговий сигнал

Постановка проблеми в загальному вигляді, зв'язок з важливими науковими і практичними завданнями. Періодична залежність є загальним типом компонент часового ряду. Можна легко побачити, що при однотипних вимірюваннях будь-яких параметрів кожне спостереження дуже схоже на сусіднє. Крім того, додатковим фактором є наявність періодичної складової, що повторюється. Це означає, що кожне спостереження схоже на спостереження, що було в той же самий час, але на попередньому періоді. Т.ч., періодична залежність може бути формально визначена як кореляційна залежність порядку k між кожним i-м та $(i-k)$-м елементом ряду. Її можна виміряти за допомогою автокореляції (тобто кореляції між самими членами ряду). Величину k зазвичай називають лагом (зрушенням, запізнюванням). Якщо помилка вимірювання не дуже велика, то періодичність можна визначити візуально, розглядаючи поведінку членів ряду через кожних k часових одиниць [1]. У літературі ступінь кореляції між членами ряду прийнято визначати за допомогою автокореляційної функції (АКФ), яка є статистичним взаємозв'язком між випадковими величинами з одного ряду, але узятих зі зрушенням, наприклад, для випадкового процесу – зі зрушенням за часом. Для такого випадку найбільш точне визначення АКФ наведене в [2]: АКФ – це скалярний добуток двох копій одного й того ж сигналу, які мають сзув одна відносно іншої на t секунд:

$$R(t) = (\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-t)\,dt . \qquad (1)$$

Кореляційні властивості кодових послідовностей, використовуваних, наприклад, в системах зв'язку з шумоподібними багатопозиційними сигналами (СЗ ШПС) або в системах захисту інформації, залежать від типу кодової послідовності, її довжини, частоти проходження її символів і від її посимвольної структури. Абсолютно очевидно, що для їх дослідження необхідні точніші вимірювання, ніж згадані вище. Для СЗ ШПС вивчення *періодичної* АКФ грає важливу роль, оскільки правильний вибір кодових послідовностей необхідний з погляду найменшої вірогідності встановлення помилкової синхронізації. У зв'язку з цим виникає питання про якісні показники АКФ для систем зв'язку в яких маніпуляція здійснюється при $m \geq 2$, де m – кількість параметрів сигналу. Практичну зацікавленість представляють системи в яких сигнал-переносник маніпулюється по двох параметрах – амплітуді та фазі (АФМ-сигнал). В той же час, для захищених СЗ ШПС з АФМ, які для шифрування інформації використовують потокові шифри, практичний інтерес представляють якісні показники *аперіодичної* АКФ.

Результати **аналізу останніх досліджень і публікацій** показали, що якісні характеристики аперіодичних АКФ, які можуть бути використані у вище зазначених додатках, раніше розглядалися недостатньо повно. Найбільш детально вони освітлені в [2], але потребують структуризації та узагальнення.

По вище зазначених причинах ***метою статті*** є структуризація та узагальнення методики встановлення та визначення якісних характеристик аперіодичних АКФ АФМ-сигналів у відповідності до теоретичних основ, викладених В.П. Іпатовим у [2].

Виклад основного матеріалу. Теорія систем з розширеним спектром до яких відносяться СЗ ШПС, в значній мірі базується на понятті про автокореляційну функцію (1).

З (1) видно, що запізнювання сигналу за часом t є неенергетичним параметром, тобто $E(t) = E$, і множення (1) на E^{-1} приводить до нормованої АКФ, яка просто є коефіцієнтом кореляції зрушених в часі копій сигналу:

$$r(t) = \frac{(\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_t)}{\|\mathbf{s}\|^2} = \frac{(\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_t)}{E} = \frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-t)\,dt ,$$

де $\mathbf{s}_0$ – початковий сигнал; $\mathbf{s}_0$ – копія сигналу, зрушена на відстань t; $\|\mathbf{s}\|$ – геометрична довжина сигналу; E – енергія сигналу. Інтерпретація позначень – див. далі по тексту.

Ясно, що остання величина характеризує швидкість ослаблення подібності зрушених в часі копій сигналу зі зростанням їх розузгодження по запізнюванню t. Відповідно до загальних властивостей коефіцієнта кореляції, приведених, наприклад в [2], АКФ – парна функція по t, що має максимум в нулі:

$$R(t) \leq R(0) = E, \; R(t) = R(-t) \Leftrightarrow r(t) \leq r(0) = 1, \; r(t) = r(-t) .$$

Тепер згадаємо, що в теорії зв'язку найбільш поширеною моделлю служить канал з адитивним білим гаусовським шумом (АБГШ) – гаусівський канал. Врахуємо, що при рівній імовірності всіх повідомлень джерела, оптимальною стратегією спостерігача, що забезпечує мінімальний ризик переплутування дійсно переданого сигналу з якимось іншим, є правило максимальної правдоподібності. Згідно до нього, при отриманні коливання $y(t)$ рішення ухвалюється на користь того сигналу, для якого вірогідність трансформації каналом саме в спостереження $y(t)$ є найбільшою в порівнянні з іншими сигналами. У каналі з АБГШ перехідна вірогідність експоненціально зменшується зі зростанням квадрата евклидової відстані між переданим сигналом та вихідним спостереженням:

$$p\left[y(t)\middle|s(t)\right]=k^{-\frac{1}{N_0}d^2(\mathbf{s},\mathbf{y})},$$

де k – константа, яка не залежить від $s(t)$ та $y(t)$, N_0 – одностороння спектральна щільність потужності білого шуму, а евклидова відстань визначається як

$$d(\mathbf{s},\mathbf{y})=\sqrt{\int_0^T\left[y(t)-s(t)\right]^2 dt}\ . \qquad (2)$$

Врахуємо, що загальноприйнятою основою поняття про *огинаючу сигналу* служить перетворення Гільберта. Фізично перетворення Гільберта є фільтрацією. При цьому фази всіх гармонік сигналу, незалежно від частоти, зрушуються на один і той же кут $-\frac{p}{2}$, а їх амплітуди не зазнають ніяких змін. У частотній області подібне перетворення означає просто множення спектру сигналу на $-j$ для позитивних і на j – для негативних частот. Це означає, що передавальна функція фільтра Гільберта має вигляд: $\hbar_g(f)=-j\,\mathrm{sign}\,f$, де $\mathrm{sign}\,x=1$ при $x\geq 0$ та $\mathrm{sign}\,x=-1$ при $x<0$.

Безпосереднє обчислення зворотного перетворення Фурье дає імпульсний відгук фільтра $h_g(t)=\frac{1}{pt}$ так, що в часовій області перетворення Гільберта $s_\perp(t)$ сигналу $s(t)$ може бути представлене інтегралом згортки:

$$s_\perp(t)=\frac{1}{p}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{s(q)}{t-q}dq\ .$$

Використовуючи визначення перетворення Гільберта і теорему Парсеваля, переконаємося в справедливості наступних співвідношень:

$$s(t)=-\frac{1}{p}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{s_\perp(q)}{t-q},$$

що є не чим іншим, як зворотним перетворенням Гільберта, і

$$(\mathbf{u},\mathbf{v})=(\mathbf{u}_\perp,\mathbf{v}_\perp),\ (\mathbf{u},\mathbf{v}_\perp)=-(\mathbf{u}_\perp,\mathbf{v})\ . \qquad (3)$$

Перший з виразів (3) показує, що перетворення Гільберта не змінює скаляного добутку сигналів $u(t)$ і $v(t)$, тоді як друге встановлює співвідношення між скалярними добутками одного з сигналів і добутку Гільберта іншого.

В рамках геометричного трактування сигналів, введемо поняття геометричної довжини сигналу $\|\mathbf{s}\|$ як його відстань від початку координат (поняття введене так, як це представлено в [2]). При цьому з (2) витікає, що $\|\mathbf{s}\|=d(\mathbf{s},\mathbf{0})=\sqrt{E}$, де $E=\int_0^T s^2(t)dt$ – енергія сигналу. Крім того, введемо поняття про скалярний (внутрішній) добуток $(\mathbf{u},\mathbf{v})$ двох сигналів – $u(t)$ та $v(t)$:

$$(\mathbf{u},\mathbf{v}) = \int_0^T u(t)v(t)\,dt\,, \tag{4}$$

яке будемо трактувати як граничну форму скалярного добутку двох n-мірних векторів. Відмітимо, що цю величину можна обчислити через довжини векторів та косинус деякого кута a між ними: $(\mathbf{u},\mathbf{v}) = \|\mathbf{u}\|\cdot\|\mathbf{v}\|\cos a$, і, т.ч., скалярний добуток свідчить про *близькість* або, іншими словами, про *схожість* сигналів. Насправді, чим ближче сигнали фіксованої довжини (енергії) один до одного, тим менше $\cos a$ відрізняється від одиниці і тим більшим є скаляроний добуток. На цій підставі скалярний добуток назвають кореляцією сигналів $u(t)$ та $v(t)$.

Щоб підкреслити важливість цієї величини, звернемося до видозміненого варіанту правила мінімальної відстані [2]. При цьому розкривання дужків в (2) дає:

$$d^2(\mathbf{s}_k,\mathbf{y}) = \int_0^T y^2(t)\,dt - 2\int_0^T y(t)s_k(t)\,dt + \int_0^T s_k^2(t)\,dt = \|\mathbf{y}\|^2 - 2z_k + \|\mathbf{s}_k\|^2\,, \tag{5}$$

де z_k – кореляція між спостереженням $y(t)$ і k-м сигналом $s_k(t)$:

$$z_k = (\mathbf{y},\mathbf{s}_k) = \int_0^T y(t)s_k(t)\,dt\,.$$

Перший доданок в правій частині (5) фіксований для поточного спостереження і тому не впливає на порівняння відстаней між собою і на рішення, який з сигналів прийнятий. Останній доданок є не що інше, як енергія k-го сигналу E_k. Тепер правило мінімуму відстані, яке в [2] представлено як $d(\mathbf{s}_j,\mathbf{y}) = \min_k d(\mathbf{s}_k,\mathbf{y}) \Rightarrow \hat{H}_j$, трактується як правило максимуму кореляції:

$$z_j - \frac{E_j}{2} = \max_k\left(z_k - \frac{E_k}{2}\right) \Rightarrow \hat{H}_j\,.$$

Це правило означає, що серед M можливих сигналів однакової енергії прийнятим буде оголошений той, який має найбільшу кореляцію зі спостереженням $y(t)$. Фізичне трактування сказаного: перевага віддається тому з сигналів, який найбільше схожий на спостереження $y(t)$ у порівнянні з іншими. При цьому мірою схожості служить величина кореляції (скалярний добуток) сигналів з $y(t)$.

Спираючись на базові положення спектрального аналізу, можна показати, що спектр огинаючої радіосигналу

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[\dot{S}(t)e^{j2p f_0 t}\right] \tag{6}$$

концентрується навколо нульової частоти. У (6) Re позначає утримання дійсної частини комплексної величини, а другий співмножник в квадратних дужках є комплексним записом безперервного немодульованого коливання частоти несучої f_0 формулою Ейлера. Отже, оскільки при заданій несучій частоті сигнал повністю визначається своєю комплексною огинаючої, то вона є низькочастотним еквівалентом радіосигналу, що спрощує аналітичну та обчислювальну роботу за рахунок усунення залежності від несучої частоти.

Для подальшого використання узагальнимо скалярний добуток (4) з метою його застосування не тільки до реальних сигналів $u(t)$ та $v(t)$, але й до їх комплексних еквівалентів – аналітичних сигналів $\dot{u}(t)$ та $\dot{v}(t)$ або що комплексних огинаючих $\dot{U}(t)$ та $\dot{V}(t)$. Такий модифікований скалярний добуток виглядатиме так:

$$(\dot{u},\dot{v}) = \int_0^T \dot{u}(t)\dot{v}^*(t)\,dt = \int_0^T \dot{U}(t)\dot{V}^*(t)\,dt = (\dot{U},\dot{V}), \tag{7}$$

де комплексне сполучення використовується для збереження рівності між скалярним добутком вектора на себе та квадратом довжини вектора – завжди дійсним і ненегативним, – тоді як збіг скалярного добутку аналітичних сигналів та комплексних огинаючих слідує з визначення аналітичного сигналу:

$$\dot{s}(t) = \dot{S}(t)e^{j2\pi f_0 t} = s(t) + js_{\perp}(t),$$

де

$$\dot{S}(t) = S(t)e^{j\gamma(t)}, \tag{8}$$

де $S(t)$ – діюча огинаюча сигналу (закон амплітудної модуляції); $\gamma(t)$ – закон фазової модуляції; f_0 – несуча частота; $s(t)$ – відповідає (6) або ж $s(t) = S_I(t)\cos 2\pi f_0 t - S_Q \sin 2\pi f_0 t$, де $S_I(t) = S(t)\cos\gamma(t)$ та $S_Q(t) = S(t)\sin\gamma(t)$ – квадратурні компоненти сигналу.

У (8), відповідно до загальноприйнятого визначення про огинаючу сигналу, виразимо її так, як це зроблено в [2]:

$$S(t) = \sqrt{s^2(t) + s_{\perp}^2(t)}. \tag{9}$$

Т.ч., згідно (8) та (9), модифікований скалярний добуток (7) для сигналу $s(t)$ з енергією E прийме вигляд

$$(\dot{S},\dot{S}) = \|\dot{S}\|^2 = \int_0^T |\dot{S}(t)|^2\,dt = \int_0^T S^2(t)\,dt = \int_0^T s^2(t)\,dt + \int_0^T s_{\perp}^2(t)\,dt = 2E,$$

оскільки перетворення Гільберта не впливає на амплітудно-частотний спектр і, отже, енергії сигналів $s(t)$ та $s_{\perp}(t)$ завжди співпадають.

З урахуванням сказаного, а також враховуючи (3) та (7), не складає труднощів переконатися, що для будь-якого радіосигналу (6) АКФ можна виразити як

$$R(\tau) = \mathrm{Re}\left[\frac{\dot{R}(\tau)}{2}e^{j2\pi f_0 \tau}\right],\quad r(\tau) = \mathrm{Re}\left[\dot{r}(\tau)e^{j2\pi f_0 \tau}\right], \tag{10}$$

де

$$\dot{R}(\tau) = (\dot{S}_0, \dot{S}_{\tau}) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t)\dot{S}^*(t-\tau)\,dt \tag{11}$$

– АКФ комплексної огинаючої $\dot{S}(t)$ або, іншими словами, АКФ закону модуляції. Нормована версія АКФ (11)

$$\dot{\rho}(\tau)=\frac{\left(\dot{S}_0,\dot{S}_\tau\right)}{\left\|\dot{S}\right\|^2}=\frac{\left(\dot{S}_0,\dot{S}_\tau\right)}{2E}=\frac{1}{2E}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(t)\dot{S}^*(t-\tau)\,dt \tag{12}$$

є коефіцієнтом кореляції двох зрушених за часом копій комплексної огинаючої $\dot{S}(t)$ і після взяття модуля служить показником швидкості ослаблення схожості між зрушеним за часом та початковим законами модуляції зі зростанням розузгодження τ. Як випливає з (10), АКФ $r(\tau)$ радіосигналу $s(t)$ може сама вважатися радіосигналом, закон модуляції якого визначається АКФ $\dot{\rho}(\tau)$ комплексної огинаючої $\dot{S}(t)$. Зокрема, дійсна огинаюча $r_0(\tau)$ АКФ $s(t)$ є модулем $\dot{\rho}(\tau)$: $r_0(\tau)=\left|\dot{\rho}(\tau)\right|$.

Тепер для досягнення мети статті, враховуючи все вище сказане, покажемо методику отримання узагальненого виразу для кореляційних функцій АФМ-сигналів з потрібними кореляційними властивостями в сенсі їх спрямованості до цифрового передавання даних.

Як випливає з попереднього, комплексна огинаюча АФМ-сигналу для *послідовності чіпів* може бути представлена у вигляді:

$$\dot{S}(t)=\sum_{i=-\infty}^{\infty}a_i\dot{S}_0(t-i\Delta), \tag{13}$$

де i – номер чіпа; a_i – послідовність чіпів, де $\{|a_i|,\ i=...,-1,0,1,...\}$ визначає дійсні амплітуди чіпів, тобто їх амплітудну модуляцію; Δ – часовий інтервал між послідовними чіпами.

Звернемося спочатку до рівності для нормованої АКФ (12), враховуючи, що у разі періодичного сигналу підінтегральний вираз також є періодичним, і, отже, усереднювання за часом (інтеграція) може бути виконане в межах одного періоду з нормуванням до енергії одноперіодного сегменту сигналу. Тим самим, в типовому для практики припущенні, що $\Delta_c\le\Delta$, де Δ_c – довжина чіпа, можна скористатися універсальним виразом

$$\dot{\rho}(\tau)=\frac{1}{E}\int_0^T\dot{S}(t)\dot{S}^*(t-\tau)dt \tag{14}$$

придатним як для аперіодичного, так і періодичного сигналів, де $E=\|\mathbf{a}\|^2E_0$ – повна енергія для першого і енергія за період для другого; E_0 – енергія чіпа; $\|\mathbf{a}\|$ – геометрична довжина (евклідова норма) кодового вектора $\mathbf{a}=(a_0,a_1,...,a_{N-1})$ або, інакше кажучи, $\|\mathbf{a}\|^2=\sum_{i=0}^{N-1}|a_i|^2$ – енергія N-елементної послідовності $\{a_0,a_1,...,a_{N-1}\}$.

Як показано в [2], підстановка (13) в (14) дає:

$$\dot{\rho}(\tau)=\frac{1}{E}\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty}a_ia_k^*\int_0^T\dot{S}_0(t-i\Delta)\dot{S}_0^*(t-k\Delta-\tau)\,dt=$$
$$=\frac{1}{E}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{i=-\infty}^{N-1}a_ia_k^*\int_0^T\dot{S}_0(t-i\Delta)\dot{S}_0^*(t-k\Delta-\tau)dt,$$

де остання рівність виходить з рівності інтеграла нулю для i поза множиною $\{0,1,...,N-1\}$.

Введення АКФ одного чіпа

$$\dot{\rho}_c(t) = \frac{1}{E_0}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(t)\dot{S}_0^*(t-t)\,dt$$

надає рівності таку форму:

$$\dot{\rho}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\left(\frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2}\sum_{i=0}^{N-1} a_i a_k^*\right)\dot{\rho}_c\left[t-(i-k)\Delta\right].$$

Тепер заміна індексу підсумовування k на $m = i - k$ представляє останній результат як

$$\dot{\rho}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r(m)\,\dot{\rho}_c(t - m\Delta), \tag{15}$$

де

$$r(m) = \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2}\sum_{i=0}^{N-1} a_i a_{i-m}^* \tag{16}$$

– АКФ кодової послідовності $\{a_0, a_1, ..., a_{N-1}\}$, що характеризує схожість останньої зі своєю копією, зрушеною на m позицій.

Співвідношення (15) допускає відмінне трактування. Порівняння його з моделлю (13) дозволяє встановити, що АКФ АФМ-сигналу може сама інтерпретуватися як АФМ-сигнал. При цьому чіпом останнього служить АКФ $\dot{\rho}_c(t)$ початкового чіпа, тоді як кодовою послідовністю виявляється АКФ (16) кодової послідовності $\{a_0, a_1, ..., a_{N-1}\}$ початкового сигналу. Отже, при заданому чіпі $S_0(t)$ АКФ АФМ-сигналу повністю визначається АКФ $r(m)$ кодової послідовності (АКФ *коду*), і синтез АФМ-сигналів з *хорошими кореляційними властивостями* полягає у відшуканні послідовностей з хорошими АКФ. Відзначимо, що, як і будь-яка нормована АКФ, $r(m)$ при $m = 0$ рівна одиниці та є парною функцією свого аргументу, тобто $r(m) = r^*(-m)$.

Конструкція (15), де АКФ $\dot{\rho}(t)$ є АФМ-сигнал, чіпом якого служить АКФ $\dot{\rho}_c(t)$ початкового чіпа, а кодовою послідовністю – АКФ $r(m)$ початкового коду $a_0, a_1, ..., a_{N-1}$, явно свідчить, що при заданому чіпі профіль повної АКФ повністю визначається через АКФ $r(m)$ коду. Зокрема, якщо тривалість чіпа не перевищує періоду проходження чіпів, тобто $\Delta_c \le \Delta$, то «висота» $|\dot{\rho}(m\Delta)|$ будь-якої бічної пелюстки в точці $t = m\Delta$ просто повторює значення АКФ коду $|r(m)|$ при зрушенні на m позицій.

Виходячи з сказаного, можемо припустити, що *мінімізація рівня бічних пелюсток АКФ є найвищим пріоритетом при конструюванні сигналів* всякий раз, коли в завдання системи входять вимірювання запізнювання або часова роздільність. Зрозуміло, в ідеалі хотілося б, щоб всі бічні пелюстки мали нульовий рівень, проте це абсолютно неможливо для аперіодичних (імпульсних) АФМ-сигналів. Дійсно, розглянемо деякий сигнал кінцевої довжини N, що означає $a_0 \ne 0$ та $a_{N-1} \ne 0$, оскільки інакше довжина сигналу була б меншаою за N. Тоді крайня права бічна пелюстка нормованої аперіодичної АКФ коду дорівнює

$$r_a(N-1) = \frac{a_0 a_{N-1}^*}{\|\mathbf{a}\|^2} \neq 0,$$

що слідує з (16) та визначення аперіодичної (імпульсною) АКФ:

$$r_a(m) = \begin{cases} \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=m}^{N-1} a_i a_{i-m}^*, \; m \geq 0, \\ \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=0}^{N-1+m} a_i a_{i-m}^*, \; m < 0. \end{cases}$$

Висновок. Результати, отримані на підставі узагальнень матеріалів з [2], свідчить про доцільність орієнтації на мінімаксний критерій синтезу сигналів, який приписує прагнути до мінімізації рівня максимального з бічних пелюсток АКФ аперіодичного коду. Формально завдання записується так:

$$r_{a,\max} = \max_{m \neq 0} \{ |r_a(m)| \} = \min. \tag{17}$$

В світлі критерію (17) більш переважними для застосування є кодові послідовності з найменшою максимальною бічною пелюсткою. Проте, слід відмітити, що подібна вимога завжди супроводжується обмеженнями на метод модуляції або, конкретніше, на алфавіт, якому належать символи кодової послідовності. Це обмеження відображає технологічні аспекти, що стосуються складності формування та обробки сигналу, і нерідко серйозно звужує свободу маневру дослідника.

Підсумовуючи вимоги до якнайкращого сигналу, можна представити їх як наступне оптимізаційне завдання: на множині всіх можливих послідовностей довжини N з символами із заздалегідь обумовленого алфавіту, необхідно знайти послідовність (або послідовності) з мінімальною величиною максимальної бічної пелюстки аперіодичної АКФ, що є головним критерієм оцінки якості аперіодичної АКФ АФМ-сигналів. Для обчислення такої АКФ можна використати алгоритм, який приведено в [3].

Література

1. Автокорреляционная функция. Примеры расчётов / [Електронний ресурс]: http://globalteka.ru/referat/doc_details/2093----.html#_Toc184538600.

2. Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications / V.P. Ipatov; John Witey & Sons, Ltd. – 2005. – 383 p. – ISBN 0-470-09178-9 (HB).

3. Вычисление автокорреляционной функции [Електронний ресурс]: http://articles.org.ru/cn/showdetail.php?cid=7510.

Надійшла до редколегії 23.07.2011

Скопа А.А.

ВЫЧИСЛЕНИЕ АПЕРИОДИЧЕСКОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КРИТЕРИЕВ ЕЕ КАЧЕСТВА ПО В.П. ИПАТОВУ

Приводятся сведения относительно вычисления апериодических автокорреляционных функций АФМ-сигналов и определения критериев их качества.

Skopa A.A.

COMPUTING APERIODIC AUTOCORRELATION FUNCTION OF ITS QUALITY CRITERIA FOR DETERMINING FOR V.P. IPATOV

Information is pointed in relation to the calculation of non-periodic autocorrelation function of AFM-signals and determination of criteria their quality.