

ПРЕСТРУКТУРИРАНЕ НА БАЗА ДАННИ "MONITORING", ОТЧИТАЩА ПУБЛИКАЦИОННАТА АКТИВНОСТ НА ПРЕПОДАВАТЕЛСКИЯ СЪСТАВ НА ВВМУ "Н. Й. ВАПЦАРОВ"

Мария И. Еремиева , ВВМУ „Н. Й. Вапцаров“, Варна

THE RESTRUCTURING OF DATA BASE "MONITORING", SHOWING THE PUBLICATION ACTIVITY OF THE LECTURER'S MEMBERSHIP IN THE NAVAL ACADEMY "N.J.VAPTSAROV"

Maria I. Eremieva, Naval Academy „N. J. Vaptsarov“, Varna

Abstract: *The restructuring of the already existing data base (DB) is obligatory, because the last one doesn't recognize the quotations of the authors, the personal contribution of the co-authors in common scientific researches and doesn't give an opportunity to take general inquiries of the public activity of the departments, faculties and university. Adding new fields to the existing tables will contribute the building of the inquiries related with the public activity of the doctors, the lecturer's with academic rank and others. All the rebuilt inquiries can be worked out for a fixed period of time.*

Key words: *Data Base, public activity, restructuring, relationship*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Повишаването и поддържането на качеството на обучението и на академичния състав във всяко едно висше учебно заведение е основен инструмент за изпълнение на социалната му мисия - да участва активно в разработването и провеждането на държавната политика за: развитие на висшето образование в различните предметни области, да осъществява фундаментални и приложни научни изследвания в тях; да формира съзнание за нуждата от непрекъснато професионално образование, като дългосрочна инвестиция в човешките ресурси.

В Болонската декларация от 1999 г. [1] е залегнала основната идея за оказване на контрол на качеството на висшето образование чрез непрекъснато повишаване на качеството на преподавателския състав. Оценката на това качество, както за ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", така и за всички останали висши учебни заведения се извършва в регулярните акредитации. Определянето на цитиранията на научни резултати сред научната общност у нас се осъществява от собствени данни на авторите на научни резултати. Достъпът на наши учени до водещи световни индекси като Science Citation, Inspect и др. е ограничено по финансови причини, като се изисква поддържане на висок годишен абонамент. Този подход не позволява да се оценят и идентифицират значими научни резултати. За съжаление в тях не се отчита персоналният "импакт" фактор на всеки преподавател на висшето училище, който се определя от световната система за рефериране и индексация.

2. ИЗЛОЖЕНИЕ

Във ВВМУ "Н. Й. Вапцаров" през 2003 година е внедрена информационна система (ИС) за набиране и автоматична обработка на данните за публи-

кационната активност на преподавателския състав в училището. Като входни данни се използва изготвеният персонален списък за публикационна активност на преподавателите от ВВМУ, придобил известност с името **Мониторинг D** в Наръчника по качеството във ВВМУ "Н. Й. Вапцаров" [2]. ИС отчита като публикационна активност дисертациите, авторефератите, монографиите, студиите, статиите, докладите, съобщенията, учебните пособия и цитиранията както на редовните преподаватели във ВВМУ, така и на тези, които са на отделен трудов договор. Всички научни разработки се представят както на хартиен носител, така и в електронен вид. Все още дейността по отчитането не се регламентира от методика или ръководен документ и се извършва от членовете на комисията за акредитацията. Данните в **Мониторинг D** се вземат основно от списъците с публикации на преподавателите, участвали в процедури за хабилизация и от списъците с регулярните атестации на преподавателския състав през 2001 и 2005 година. В тези персонални списъци, за всеки от авторите, участващи в авторски колективи се отчита по една публикация, което неминуемо залага съществена грешка в изчисленията на крайния резултат. Така например при акредитацията от 2004 година от 113 публикации, посочени в доклада, 17 са направени от авторски колективи, т.е. грешката многократно е надвишила допустимата 4% граница.

Основен недостатък на базата данни (БД) на досега съществуващата ИС е, че в нейните таблици не се отделят чуждестранните от българските публикации и не се разграничават цитиранията от рецензиранията. Освен това персоналният мониторинг е разчленен на рубрики, различни от рубриците в катедрените мониторинги, което допълнително затруднява автоматичната обработка на данните в последните.

При последната акредитация от май 2006 година

се наложиха промени, свързани с появата на обособено ново основно звено – департамент, а освен това се постави наново въпросът за автоматизирания отчет на публикациите във факултетите. Като цяло завършилата подготовка на документа по акредитацията установи незадоволителна точност в изчисленията на публикационната активност, което налага необходимостта от известни усъвършенствания в системата за отчет и обработка на данни за публикациите като цяло. Отчита се, че не добре е решен проблема с категоризацията на публикациите и количеството на проследените цитирания. Последните се описват, преброяват и посочват неудовлетворително в старата система, където таблиците се изготвяха в MS Word и Excel.

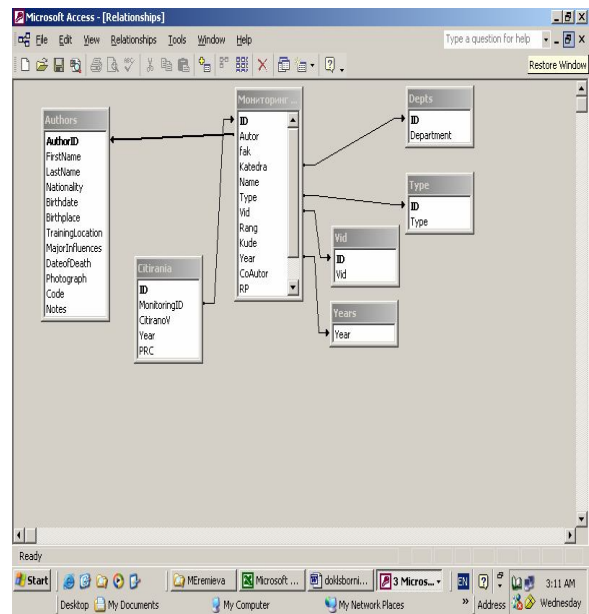
Натрупаният опит при работа със съществуващата ИС, както отчасти и реструктурирането на ВВМУ обуславиха предложенията за комплексни промени в системата. Предлага се БД да е реляционна, за да се постигне приемственост на обработваните данни, изградени като таблици, със старата система.

За целта ИС се изгражда в среда MS ACCESS, като информацията е поместена в таблиците: *Authors*, *Мониторинг*, *Citiraniq*, *Depts*, *Vid*, *Type* и *Years*. В таблица *Authors* се съхраняват личните данни за преподавателите, в *Depts*-кодовете на катедрите към ВВМУ, в *Type*-типа на научните трудове (дисертация, автореферат, научна статия...), в *Vid*-вида на отпечатването на труда (ръкопис, офсет...), в *Citiraniq* – къде, в какво научно издание, е цитиран съответният труд. За всеки научен труд, ако последният е самостоятелен, авторът получава тегловен коефициент 1, т.е. 1 точка. Най-голяма е таблицата *Мониторинг*, която съдържа почти цялата необходима информация. Връзките между модифицираните таблици са показани на фиг. 1.

За да се отчетат промените в самата структура на ВВМУ, като изграждането на департаменти и обединяването между някои от катедрите, както и отчитането на публикационната активност на преподавателите по отделни факултети и катедри се наложи реструктуриране на съществуващата в момента база данни (БД) и изграждането на нови полета с данни в съществуващите таблици. дяловото участие на всички съавтори в отделни научни трудове Такива са полето *fak* за определяне на факултета (таблица *Мониторинг*), таблица *Depts* (за въвеждане и поддържане на информация за департаментите) и поле *сrp* (таблица *Мониторинг*), за определяне на дяловото участие на всеки един от съавторите на даден научен материал (фиг. 2). Въведоха се данни, които да разграничат научните трудове според мястото на изнасяне на доклада - в международни форуми, в научни сесии с международно участие, но проведени в България и такива на републиканско ниво. За тези научни трудове се използва суфикс (ч) във указването на вида му.

Попълниха се данните за новоизградения департамент "СДК" (следдипломна квалификация). С направените промени се дава възможност за извежда-

не на обобщаващи справки за публикационна дейност на ниво департаменти, факултети и университет.

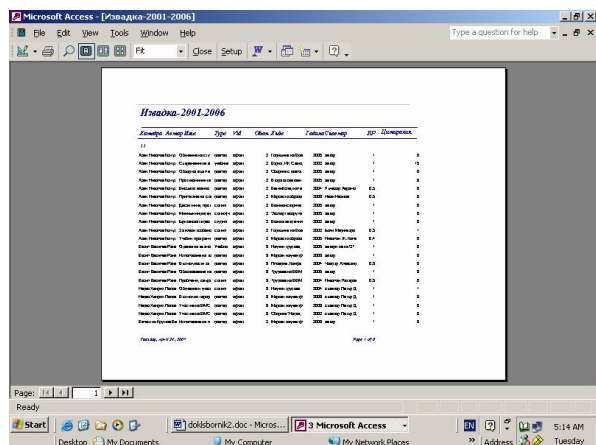


Фиг. 1. Реляции между таблиците в БД

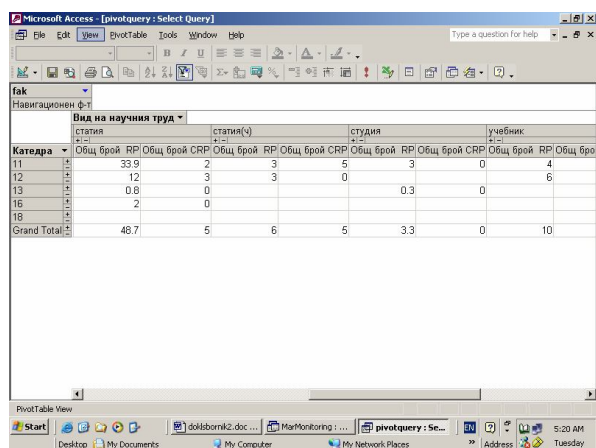
Фиг. 2. Структура на таблица Мониторинг

С добавянето на новите полета се постига и изграждането на справки за публикационната дейност и по научни степени - доктори, хабилитирани преподаватели и други. Всички новоизградени справки могат да бъдат изведени и за определен временен период. За целта се създава параметрична заявка (фиг. 3), в която се въвеждат временния период, за който се изисква информация. Програмно се указва и обобщаване на данните по катедри, факултети и училище. С използването на възможностите на ACCESS се използват и кръстосаните заявки, основа на създадената PIVOT CHART документи. Като поле за филтриране се използва факултета за който се изисква обобщаваната информация. Колоните, по които се изисква обобщаване на данните (функцията е сумиране) са всички видове научни трудове: статии, студии, учебници и др. Заглавни редове са всички, подредени

по код катедри към съответния факултет. На фиг. 4 е показана PIVOT CHART заявка за навигационния факултет.



Фиг. 3. Параметрична заявка за периода 2001-2006 г.



Фиг. 4. PIVOT CHART заявка за Навигационен факултет

Изчислени са за всеки преподавател персоналният импакт фактор и броя цитирания за всеки научен труд. За да се осигури коректна работа на ИС е належащо дейността по събиране и обработка на данните по публикационната активност на преподавателите да стане рутинна, да бъде регламентирана от съответните мето-дики и заповеди. Добитите данни в резултат от тази дейност трябва да бъдат универсално използвани както в акредитациите на ВВМУ, така и при хабилитации, атестации и научни изследвания на проблемите на висшето образование.

3. ИЗВОДИ

1. Модификацията на БД се налага от новите изисквания за отчитане на публикационната активност на преподавателския състав, съобразени и със стойностите за "Импакт фактор", които се вземат от специален том (ЦИНТИ) от SCI преди годината на публикуване на статията.

2. С наложените структурни промени се повишава броя на справките, като се разпределя или обобщава информацията по факултети, катедри, научни звания съответно за катедра, факултет или цялото училище.

3. След усъвършенстването на БД точността на ИС решително ще нарасне, т.е. отчита се конкретното дялово участие на всеки един от съавторите в даден авторски колектив. С това грешките от невярно отчетена публична активност се приближават до 4% граница.

ЛИТЕРАТУРА

1. http://www.bologna-bergen2005.no/Docs/00-Main_doc/990719BOLOGNA_DECLARATION.PDF
2. <http://www1.naval-acad.bg/ucheбен-otd/ftame-uo.htm> (<http://www.usdla.org>)

СОФТУЕРЕН МОДУЛ ЗА ИЗВЛИЧАНЕ НА ДАННИ ОТ GPS ПРИЕМНИК И ОБРАБОТКА НА ИНФОРМАЦИЯТА ЗА ОРБИТАЛНИТЕ ПАРАМЕТРИ ЗА НАВИГАЦИОННИТЕ СПЪТНИЦИ ОТ СЪСТАВА СРНС NAVSTAR

Коста И. Иванов, ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", Варна
Мирослав Й. Цветков, ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", Варна

SOFTWARE MODULE FOR DOWNLOADING DATA FROM GPS RECEIVER AND PROCESSING THE ORBITAL PARAMETERS FOR SPACE VEHICLES OF GNSS NAVSTAR

Kosta I. Ivanov, Naval Academy „N. Y. Vaptsarov“, Varna
Miroslav J. Tsvetkov, Naval Academy „N. Y. Vaptsarov“, Varna

Abstract: *In this paper is presented a software module, developed in MatLab environment for downloading data from GPS receiver and processing the orbital parameters for space vehicles of GNSS Navstar. The output data can be used for monitor and planning the GNSS Surveys.*

Key words: *GPS, Navstar, MatLab, Almanac, Dilution of Precision.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В настоящия доклад е представен софтуерен модул, разработен в средата на софтуерния продукт "MatLab" за извличането на информацията за орбиталните параметри на навигационните спътници от състава на спътниковата радионавигационна система NAVSTAR от паметта на GPS приемник и/или от друг източник (Интернет) и последващата ѝ обработка. Целта е, чрез извличането и обработката на данните от алманаха да се получи възможност за изчисляване на местоположението на всеки навигационен спътник (НС) за определен момент или период от време, изобразяване на схемата за наблюдаемост и изчисляване на критериите за точност (DOP) за дадена точка или район от Земята повърхност. Изходните данни могат да бъдат използвани при планирането на GPS изследванията, осъществяване на мониторинг на системата за изминал период от време за произволна точка или район намиращ се в зоната на действие на системата.

Предлагания софтуерен модул е реализиран чрез използване на "Модел на кодови разстояния".

Принципът се основава на идеята, че местоположението и времето на точка (потребител, приемник) може лесно да бъде изчислено чрез използване на разстоянията до поне четири навигационни спътника с известни координати.

Решението на система уравнения 1 еднозначно определя местоположението на потребителя в тримерна координатна система и се нарича "Модел на кодови разстояния".

(1)

$$\rho_1 = \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} + b_u,$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} + b_u,$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2} + b_u,$$

$$\rho_4 = \sqrt{(x_4 - x_u)^2 + (y_4 - y_u)^2 + (z_4 - z_u)^2} + b_u,$$

където ρ_i е псевдоразстояние до i -тия НС, x_i, y_i, z_i са координати на i -тия НС, а x_u, y_u, z_u са изчислени координати на потребителя. Последният член b_u представлява систематична грешка изразена като разстояние, която включва:

- комбинирани константни измествания на часовниците на НС и приемника на потребителя спрямо системното (GPS) време;
- тропосферно закъснение на навигационния сигнал;
- йоносферно закъснение на навигационния сигнал;
- отражения (многошътност) на навигационния сигнал.

За да се определят координатите (x_i, y_i, z_i) и респективно псевдоразстоянията ρ_i до НС, всеки един от тях непрекъснато излъчва в ефира високочестотни ра-диосигнали с навигационни съобщения.

Информацията за орбиталните параметри на НС се нарича "Алманах" или неоперативна информация. Алманахът се предава от всички НС и е поместен в подкадри с номера 4 и 5 на навигационните съобщения. Орбиталните параметри са необходими за да бъдат използвани в единен алгоритъм за изчисляване по всяко време на координатите и скоростта на НС и впоследствие допълнителна информация (напр. доплерово изменение на честотата) осигуряваща на приемника по-стабилна работа.

След като приеме и декодира навигационните съобщения, приемника на потребителя съхранява в оперативната си памет параметрите от алманаха с данни за всеки НС. Чрез подходящ интерфейс и специализиран протокол за пренос на данни, обикновено дефиниран от производителя на конкретното оборудване, параметрите от алманаха с данни могат да бъдат извлечени от оперативната памет на приемника.

Освен от паметта на приемника на потребителя алманахът с данни може да бъде изтеглен и от специализирани интернет страници на служби за навигационна информация. Такава услуга предлага официалната интернет страница на Бреговата Охрана на САЩ (<http://www.navcen.uscg.mil>), където се съхранява и разпространява пълен архив за периода от 1990 г. до днес.

2. ИЗЛОЖЕНИЕ

За прилагане на *Модела на кодови разстояния* е необходимо на базата на данните от алманаха с данни да се изчислят координатите (x, y, z) на навигационните спътници. Това налага да се даде кратко описание на съобщението съдържащо *алманаха с данни*. Съгласно [2] съобщението от алманаха с данни по същество се състои от параметрите за орбитата и корекционните членове за бордовия часовник на НС за всички НС. Елементите на алманаха с данни и съответните мерни единици са изобразени в табл. 1.

Таблица 1

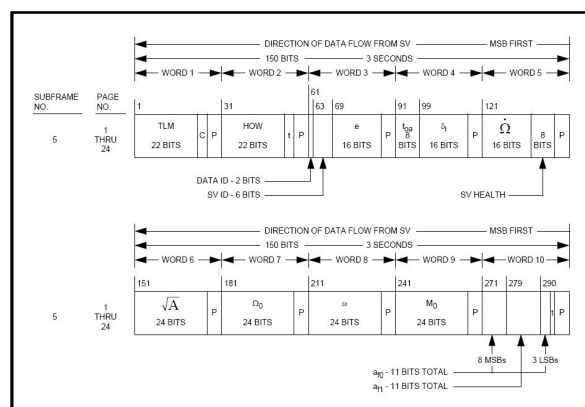
Означение	Описание	Мерни единици
ID	номер на навигационния спътник	номер
$WEEK$	текуща седмица (по GPS време)	седмица
t_{0a}	референтно време за данните за алманаха	s
\sqrt{a}	квадратен корен от голямата полуос	\sqrt{m}
e	ексцентритет на орбитата	-
M_0	средна аномалия в референтната епоха	rad
ω	аргумент на перигея	rad
δ_i	корекция на наклона на орбитата	rad
Ω_0	дължина на възела в седмична епоха	rad
Ω_{dot}	изменение на ректансцензията на възела на секунда	rad/s
a_0	константно изместване на часовника на спътника	s
a_1	ход на часовника на спътника	s/s

Табл. 2 представя по-подробна информация за местоположението на елементите на алманаха с данни, тяхната дължина в битове, диапазон на изменение, мащабиране и номерата на битовите в подкадъра, а фиг. 1 изобразява нагледно формата и съдържанието на страници от 1 до 24 на подкадър номер 5, чрез които на практика се предава навигационната информация "Алманах с данни" за НС с номера от 1 до 24. Съгласно [2] алманахът с данни за НС с номера от 25

до 32 се предава в подкадър номер 4, страници 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9 и 10, които имат същата структура както на страниците от подкадър номер 5.

Таблица 2

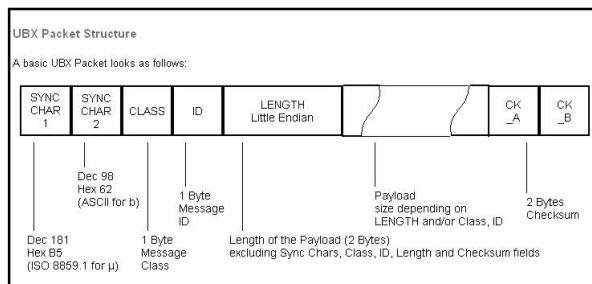
Означение	Позиция	Дума	Битове от-до	Дължина на битовите	Мащаб	Диапазон на изменение
ID	1-24 подкадър 5/страница 1-24 подкадър 4/страница 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 10		63-69	6	1	32
$WEEK$			31-46	17	6	1 024
t_{0a}		4	91-98	8	2^{12}	602 112
\sqrt{a}		6	151-176	24	2^{-11}	
e		3	69-84	16	2^{-21}	
M_0		9	241-265	24	2^{-23}	
ω		8	211-234	24	2^{-23}	
δ_i		4	99-114	16	2^{-19}	
Ω_0		7	181-204	24	2^{-23}	
Ω_{dot}		5	121-136	16	2^{-38}	
a_{f0}		10	271-278-MSB 290-292-MSB	11	2^{-20}	
a_{f1}		10	279-289	11	2^{-38}	



Фиг. 1. Съдържание на страници с номера от 1 до 24 от състава на подкадър номер 5 на навигационно съобщение в СРНС Navstar

Декодираната информация съдържаща елементите на алманаха с данни за всички НС може да бъде извлечена от оперативната памет на приемника на потребителя, чрез подходящ интерфейс и специализиран протокол за пренос на данни. Например приемникът Antaris АЕК-4Р на фирмата u-blox е снабден с два стандартни комуникационни интерфейса (един по USB стандарт и един по стандарт RS-232). Освен стандартния протокол за пренос на данни NMEA-0183, визираният приемник поддържа и втори протокол разработен от фирмата производител, наречен "UBX Binary Protocol". Версия 5.0 на този

протокол поддържа над 100 различни съобщения, разделени на класове и типове. Фиг. 2 илюстрира най-общо структурата на едно съобщение. То се състои от два байта за синхронизация (SYNC CHAR 1 и SYNC CHAR 2), един байт указващ класа на съобщението (CLASS), един байт указващ типа на съобщението (ID), два байта оказващи броя на информационните байтове (LENGTH), информационни байтове (PAYLOAD), два байта за проверка за четност (CH_A и CH_B).



Фиг. 2

Необходимостта от познаването на "UBX Binary Protocol" е свързана с осигуряване на възможността на предлагания софтуерен модул за осъществяване на комуникация (генериране и изпращане на заявка и приемане на данни през сериен порт) между персонален компютър и реален GPS приемник (в случая Antaris AEK-4P).

За предаване на алманах с данни в "UBX Binary Protocol" е определено съобщение от клас AID тип ALM. В табл. 3 е изобразена структурата на това съобщение, както и съдържанието на информационните байтове. Съобщението може да има различен брой информационни байтове 8 или 40 в зависимост от това дали има налични данни в оперативната памет за конкретния HC. Ако има се предава цялата информация от SVID до DWRD7, ако няма се предава само SVID и още четири байта, които индицират, че няма налични данни за този HC.

Таблица 3

Структура на съобщението	Синхронизация	Клас и Тип	Брой на информационните байтове	Информационни байтове	Проверка за четност
	0xB5 0x62	0x0B 0x30	8 или 40	8 или 40	CN_A CH_B

Съдържание на информационните байтове

Байт №	Формат	Име	Брой на заеманите байтове	Коментар
0	Unsigned Long	SVID	4	Номер на HC за който се отнасят данните
4	Unsigned Long	WEEK	4	Текуща седмица (по GPS време)
8	Unsigned Long	DWRD0	4	Алманах Дума 0
12	Unsigned Long	DWRD1	4	Алманах Дума 1
16	Unsigned Long	DWRD2	4	Алманах Дума 2
20	Unsigned Long	DWRD3	4	Алманах Дума 3
24	Unsigned Long	DWRD4	4	Алманах Дума 4
28	Unsigned Long	DWRD5	4	Алманах Дума 5
32	Unsigned Long	DWRD6	4	Алманах Дума 6
36	Unsigned Long	DWRD7	4	Алманах Дума 7

Съгласно спецификацията на "UBX Binary Protocol" съобщението AID-ALM е неперидично, т.е. необходимо е към приемника да бъде подадено съобщение заявка за генериране и предаване на AID-ALM. Съобщението за заявка е също клас AID тип ALM. В табл. 4 е изобразена структурата на това съобщение.

Таблица 4

Структура на съобщението	Синхронизация	Клас и Тип	Брой на информационните байтове	Информационни байтове	Проверка за четност
	0xB5 0x62	0x0B 0x30	1	1	CN_A CH_B

Съдържание на информационните байтове

Байт №	Формат	Име	Брой на заеманите байтове	Коментар
0	Unsigned Long	SVID	1	Номер на HC, за който се подава заявка

Заявката за AID-ALM съдържа един байт полезна информация, а именно номера на HC за който желаем да получим данни. Инициализирането на връзка с GPS приемника, подаването на заявка и приемането на данните се осъществява от блок "ReadCOM.m" (вж. фиг. 4)

Освен от паметта на приемника алманах с данни може да бъде получен и от специализираните интернет страници на различни служби за навигационна информация (Navigation Information Service - NIS), където данните най-често се представят във формат YUMA и/или SEM. На фиг. 3 е представено съдържанието на алманахът с данни за седмица номер 529 описващ орбиталните параметри корекционните членове за бордовия часовник на HC номер 1, във формат YUMA.

```

***** Week 529 almanac for PRN-01 *****
ID: 01
Health: 000
Eccentricity: 0.6594657898E-002
Time of Applicability(s): 589824.0000
Orbital Inclination(rad): 0.9901690191
Rate of Right Ascen(r/s): -0.7566029441E-008
SQRT(A) (m 1/2): 5153.690918
Right Ascen at Week(rad): -0.2694612523E+001
Argument of Perigee(rad): -1.759979301
Mean Anom(rad): 0.9880394223E-001
Af0(s): 0.1144409180E-003
Af1(s/s): 0.3637978807E-011
week: 394

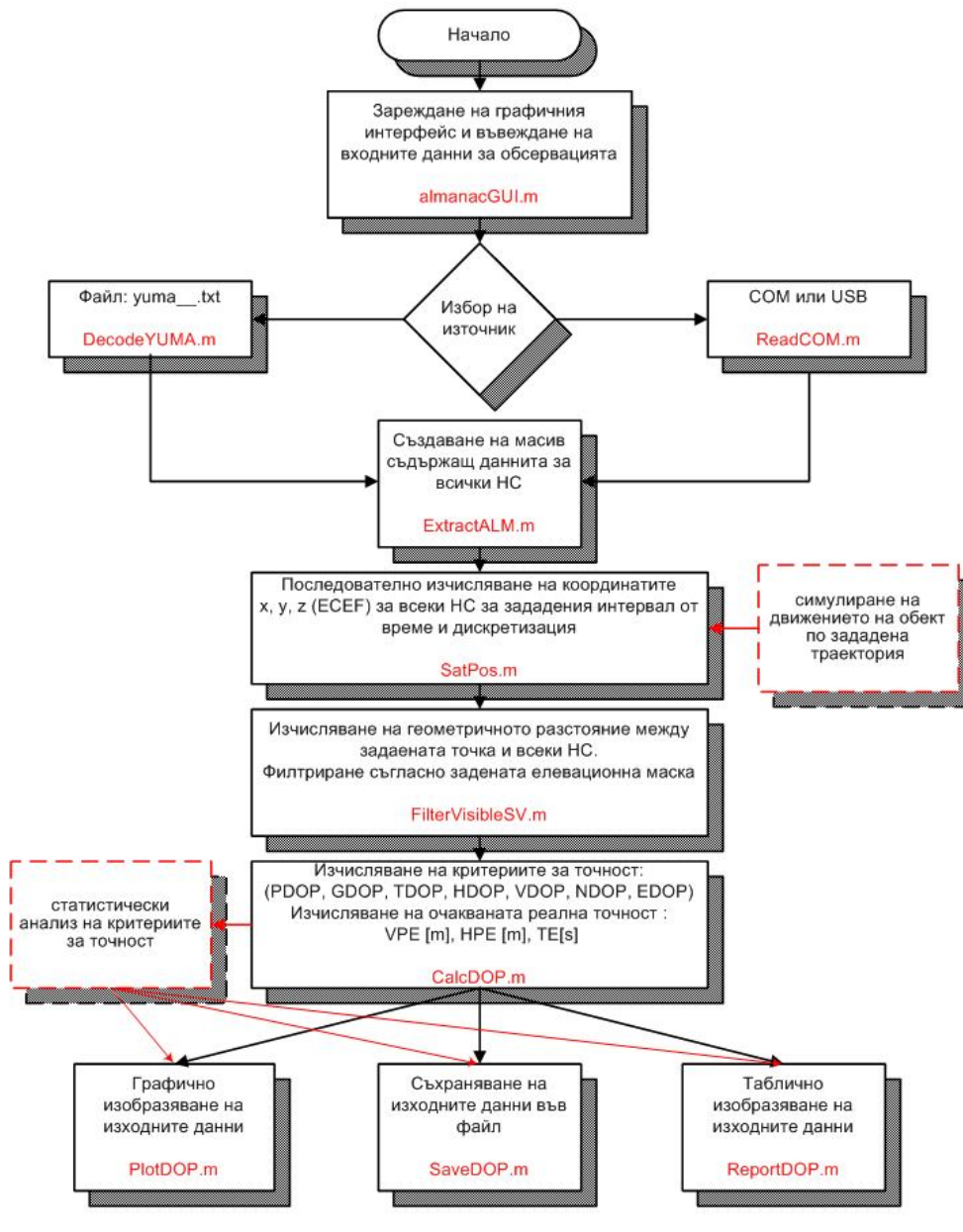
```

Фиг. 3

Извличането на параметрите на орбитите на HC от алманах с данни формат YUMA се осъществява от блок "DecodeYUMA.m", който въщност преформатира данните от текстовия файл в целочислен тип.

На фиг. 4 е изобразена общата логическа блокова схема на предлагания модул, а на фиг. 5 е изобразен потребителския графичен интерфейс предназначен за управление на модула и опериране с входните и изходните данни. При стартирането на модула първоначално се въвеждат входните параметри за обсервацията. Входните параметри трябва да бъдат съобразени с източника на данни. Продължителността на периода за мониторинг е произволна и зависи от нуждите на потребителя. Предвидено е въвеждането на стойност за интервал от време (стъпка) в минути за дефиниране на дискретизирането на периода на мониторинг. Необходимо е и въвеждането на координатите на точка (потребител) спрямо която ще бъдат изчислени критериите за точност и реалната точност осигурявани от СРНС. Предвидена е възможност за преобразуване на местоположението на потребителя от полярни координати в декартови и обратно.

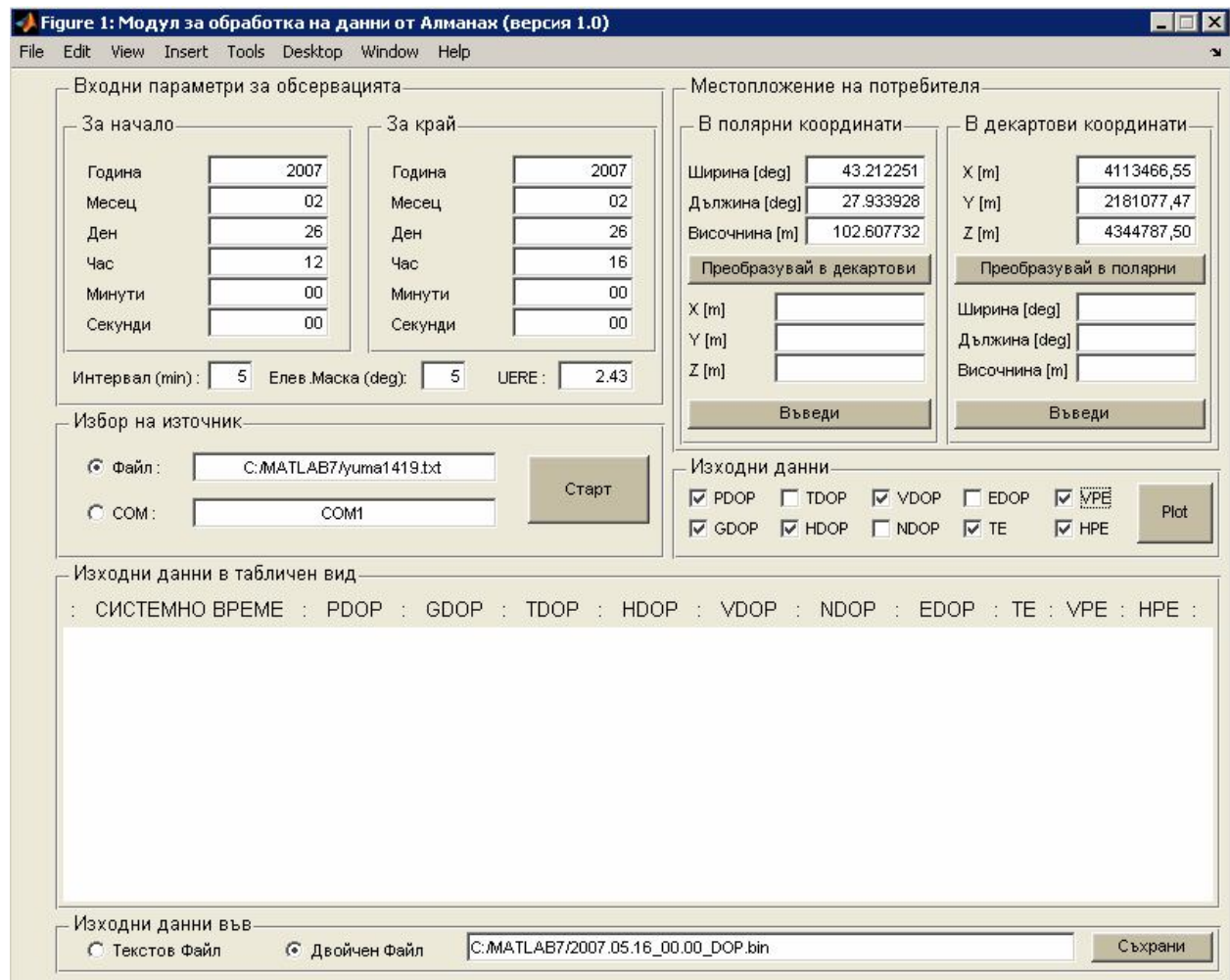
**Логическа блокова схема на софтуерен модул
за обработка на данни от алманах**



Фиг. 4

За изчисляване на реалната точност е необходимо да се въведе стойността на параметъра еквивалентната средноквадратична грешка при определяне на разстояние (UERE - User Effective Range Error). Блок "almanacGUI.m" осигурява графичният интерфейс на потребителя, входната и изходната информация и управлението на софтуерния модул. Зареждането на въведените входни данни се осъществява с натискането на бутон "**Въведи**".

"ExtractALM.m", "SatPos.m", "FilterVisibleSV.m" и "CalcDOP.m". Блок "ExtractALM.m" открива данните подадени от източника, преобразува ги в подходящ формат и ги подрежда в масив (матрица) в зависимост от броя и номерата на НС за понататъшна обработка. Блок "SatPos.m" на базата на параметрите на орбитите, корекционните членове на бордовите часовници на НС и задените входни параметри за обсервацията изпълнява стандартният алгоритъм за изчисляване на



Фиг. 5

След зареждането на данните за обсервацията и местоположението на потребителя е необходимо да се дефинира източникът на алманах с данни. Необходимо е използването на една от двете предвидени възможности, като при избор на опцията "COM" съществува ограничение - от паметта на приемника на потребителя ще бъде зареден алманахът с данни единствено за текущата седмица съгласно дефинираното системно време. Обслужването на тези две опции се осигурява респективно от блокове "DecodeYUMA.m" и "ReadCOM.m" (вж. фиг. 4). След като е дефиниран и източникът на данни модулът се стартира чрез натискане на бутона "**Старт**". Последователно се изпълняват алгоритмите, представляващи блокове

координатите (x, y, z) на навигационните спътници за моментите от време, дефинирани чрез интервала на дискретизация. На фиг. 6 е изобразен математическият апарат, използван в стандартния алгоритъм за изчисляване на координатите на НС. Получените резултати за всички НС се записват в тримерен масив за последваща обработка.

В блок "FilterVisibleSV.m" на базата на изходните данни от "SatPos.m" се изчисляват геометричните разстояния между зададената точка "Местоположение на потребителя" и всеки НС за всеки дискретен момент от време (вж. система уравнения (1), при $b_u = 0$), сравнява получената стойност със стойността на елевационната маска (ъгъл на възвишение),

$\mu = 3.986005 \times 10^{14} [m^3 / s^2]$	WGS84 гравитационна константа;
$\Omega_e = 7.292115167 \times 10^{-5} [rad / s]$	WGS84 ъглова скорост на Земята;
$a = (\sqrt{a})^2$	Стойност на голямата полус на орбитата;
$n = \sqrt{\mu/a^3}$	Средно движение;
$t_k = t - t_{\infty}$	Изминало време от референтното време за алманаха с данни;
$M_k = M_0 + n t_k$	Средна аномалия;
$E = M - e \cdot \sin E$	Уравнение на Кеплер за ексцентрична аномалия;
$r = a(1 - e \cdot \cos E)$	Поправен радиус на орбитата;
$v_1 = \cos^{-1} \left(\frac{\cos E - e}{1 - e \cdot \cos E} \right)$	Истинска аномалия по косинус;
$v_2 = \sin^{-1} \left(\frac{\sqrt{1 - e^2} \cdot \sin E}{1 - e \cdot \cos E} \right)$	Истинска аномалия по синус;
$v = v_1 \cdot \text{sign}(v_2);$	
$\phi = v + \omega;$	Аргумент на ширината;
$\Omega = \Omega_0 + \dot{\Omega}_0 \cdot t_k - \dot{\Omega}_e \cdot t$	Поправена дължина на възходящия възел;
$x_k = x'_k \cdot \cos \Omega_k - y'_k \cdot \cos i_k \cdot \sin \Omega_k$	X координата в ECEF;
$y_k = x'_k \cdot \sin \Omega_k + y'_k \cdot \cos i_k \cdot \cos \Omega_k$	Y координата в ECEF;
$z_k = x'_k \cdot \sin i_k$	Z координата в ECEF.

Фиг. 6

изразена като разстояние, и създава масив с данни само за тези НС, чийто ъгъл на възвишение е по-голям или равен на стойността на елевационната маска спрямо местоположението на потребителя.

В блок "CalcDOP.m" изчисляват критериите за точност на базата на изходните данни на блок "Filter VisibleSV.m" за определените моменти от време и текущото съзвездие от НС. Математическият апарат използван за пресмятанията може да се намери в [1 стр. 308]. Използвайки получените резултати за различните критерии за точност, стойността на UERE, и използвайки формули 2 определяме очакваната реална точност за конкретен приемник.

$$(2) \quad \begin{aligned} VPE(95\%) &= 2 \cdot VDOP \cdot UERE, m \\ HPE(95\%) &= 2 \cdot HDOP \cdot UERE, m \\ TE(95\%) &= 2 \cdot \frac{UERE}{c} \cdot TDOP, s \end{aligned}$$

Последните два блока на фиг. 6 са предназначени за осигуряване на възможност за изобразяване в графичен "PlotDOP.m" и текстов вид "ReportDOP.m", а третият "SaveDOP.m" за съхраняване на резултатите от проведените изследвания и мониторинг на СРНС.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На практика предложеният софтуерен модул представлява GPS процесор с разширени възможности. Той е изграден от блокове, които изпълняват значителна част от задачите заложи при изследването и мониторинга на СРНС, както следва:

- Планиране - видимост на НС, Геометрия на НС (DOP).
- Прехвърляне на данни - *Зареждане с данни*,

Декодиране на данни.

- Обработка на данните - *Обработка на кодови данни, Обработка на алманах с данни.*

- Контрол на качеството - *Анализ на данните, Статистически данни.*

- Спомогателни - *Документиране на резултатите.*

- Гъвкавост - *Съвместимост, Изчислително време, Ограничения за броя на точките, спътниците, сесии, Параметрична оценка - брой и избираемост на параметрите.*

Основните предимства на предложения софтуерен модул са :

➤ Отворен код - модулът може да се надгражда с произволен брой допълнителни блокове в зависимост от нуждите на потребителя (напр. блок за симулиране на движението на обект по зададена траектория, блок за извършване на статистически анализ на някой или на всички критерии за точност на СРНС).

➤ Независимост от времето и времетраенето на сеансите.

➤ Независимост от местоположението, терена и района на провеждане на сеансите.

➤ Възможност за работа както с реална апаратура (GPS приемник), така и по данни на служби представящи специализирана навигационна информация (NIS).

➤ Възможност за пълно автоматизиране на процеса на изследване и мониторинг на конкретна СРНС.

➤ Възможност за изследване и мониторинг на параметрите на няколко СРНС, както поотделно, така и при съвместно използване (напр. Navstar + Galileo + ГЛОНАСС).

➤ Възможност за мониторинг и изследване на критериите за точност и определяне на очакваната реална точност при симулиране на движение на обект по предварително зададена траектория.

➤ Представяне на изходната информация по различни начини (графичен, табличен) с цел улесняване на потребителя.

➤ Съхраняване на изходната информация в различни типове формати.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. И в а н о в, К., М. Цветков. Анализ на съществуващите стандартизираните формати за предаване на данни в спътни-ковите радионавигационни системи. Обосновка на избора на стандарти за предаване на данни в спътниковите радионавигационни системи., Сборник доклади от научна сесия на ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", Варна, 2006.
2. Х о ф м а н - В е л е н х о ф, Б., Х. Литенегер, Дж. Колинс. Глобална система за определяне на местоположение, София, 2002.
3. N a v s t a r Global Positioning System - Interface Specification 200 Revision D.
4. A N T A R I S Positioning Engine Protocol Specification.
5. <http://www.navcen.uscg.mil>.

КОРЕЛАЦИОННИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА КАНАЛИЗИРАЩИТЕ КОДОВЕ НА УОЛШ, ИЗПОЛЗВАНИ В СИСТЕМИТЕ ЗА МОБИЛНА ВРЪЗКА

Петър П. Петков, Технически университет, Варна
Борислав Й. Беджев, НВУ "В. Левски", В. Търново
Иван А. Мавров, ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", Варна

CORRELATION PROPERTIES OF THE CHANNELIZATION WALSH CODES, USED IN THE SYSTEMS FOR MOBILE COMMUNICATION

Petar P. Petrov, Technical University, Varna
Borislav J. Bedzhev, NVU "V. Levski", V. Tarnovo
Ivan A. Mavrov, Naval Academy „N. Y. Vaptsarov“, Varna

Abstract: *The correlation properties of the channelization Walsh codes, providing a simultaneous access of the numerous users to the resources of the modern communication systems, are analyzed in the paper. It is shown that the so-named derivative codes are more appropriate than the classic Walsh codes as spectrum spreading sequences in the mobile communication systems.*

Key words: *Systems for mobile communication; Correlation properties of the channelization Walsh codes.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Network) на системата UMTS (Universal Mobile Telecommunication System - универсална мобилна телекомуникационна система) е с три нива (физическо, канално и мрежово ниво) и се характеризира с три типа канали [1-5]: логически, транспортни и физически. Между тези канали съществува еднозначна взаимовръзка, при което на всеки транспортен канал съответства един или няколко логически канали, а на всеки физически канал съответстват един или няколко транспортни канали. По такъв начин информационната структура на транспортните канали се проектира върху физическите канали и се предава по тях във възходящата (uplink) и низходящата (downlink) радиолинии. При това, всеки физически канал има стандартна времева структура: фрейм (кадр, рамка) с продължителност 10 ms (38400 чипа), разделен на 15 слота (канални интервали, прозорци), всеки с продължителност 0,667 ms (2560 чипа) и данни (канални битове) в слотовете, броят на които варира в зависимост от текущата скорост на предаване.

Интерфейсът за наземен радиодостъп UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) използва общи (common) и заделени (dedicated) физически канали. Стандартизирани са два типа заделени физически канали на възходящата линия: канал за данни (Dedicated Physical Data Channel - DPDCH) и канал за управление (Dedicated Physical Control Channel - DPCCCH). DPDCH се използва за предаване на данните на заделения транспортен канал, а DPCCCH - за предаване от мобилната станция (Mobile Station - MS) към базовата приемо-предавателна станция (Base Transceiver Station - BTS) на служебна информация. За даден ползвател DPCCCH винаги е единствен, докато DPDCH могат да бъдат няколко, т. е. единственият заделен транспортен канал може да се изобрази чрез няколко (до 6) паралелни физически канали с цел

увеличаване на скоростта на предаване (мултикодово предаване). Идентификационен признак за всеки от каналите DPDCH и DPCCCH е един от канализиращите кодове (channelization code) OVVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor - ортогонални кодове с променливо разширяване на спектъра). Итерационният алгоритъм за тяхното формиране е популярното правило на Силвестър за построяване на матрици на Адамар (Hadamard) с елементарни преподреждания на редовете, а получените по този начин кодови последователности (кодове) представляват функции на Уолш (Walsh).

В низходящата линия на UTRA в зависимост от съдържанието на предаваното съобщение, също се използват общи физически канали и заделени физически канали (за данни DPDCH и за управление DPCCCH). Ако BTS използва само един канал DPDCH за връзка с определена MS, то този канал, съвместно с канала за управление DPCCCH, се задават посредством съответстващи канализиращи кодове OVVSF. В случаите, когато за увеличаване на скоростта на предаване на BTS съобщението към MS се предава по няколко паралелни канали едновременно, канализиращите кодове на тези канали трябва да бъдат ортогонални и не могат да се използват за връзка с други MS. За разделяне на общите физически канали както помежду им, така и от заделените канали, също се използват кодовете OVVSF, чийто възможен диапазон за разширяване на спектъра SF (Spreading Factor) според спецификациите на 3GPP (3-rd Generation Partnership Project - проект за партньорство от 3-то поколение) е от 4 до 512.

В канала за управление DPCCCH винаги се използва кодова последователност с дължина $N^* = 256$ (където N^* е броят на чиповете), докато в каналите за данни DPDCH, в зависимост от скоростта на предаване, кодовите последователности са с различни дължини. Това е така, защото продължителността на

чиповете τ_c е фиксирана, а изменението на скоростта на предаване, т. е. изменението на продължителността на каналните битове $T_c = N^* \cdot \tau_c$, автоматично изменя съотношението между T_c и τ_c , дефинирано в 3GPP Rel'99 като SF и числено е равно на N^* . Това обаче намалява работоспособността на системата при високи скорости на предаване (малки стойности на SF), тъй като мощността на взаимните смущения на изхода на корелатора е обратнопропорционална на SF. Разумна хипотеза, обясняваща предвидените за използване малки стойности на SF (4, 8, ...) е възможността за усъвършенстване на приемните станции чрез подмяна на традиционните корелационни приемници с многоползвателски (multi-user) [6].

В стандарта 3GPP Rel'5 е предложена технология за достъп с високоскоростно предаване на пакетни данни по низходящите канали (High-Speed Downlink Packet Access - HSDPA) [7, 8]. На първия етап от нейното внедряване са въведени допълнителни функции и три нови физически канали: HS-PDSCH (High-Speed Physical Downlink Shared Channel - низходящ канал за предаване на пакетни данни); HS-SCCH (High-Speed Shared Control Channel - низходящ канал за сигнализация, предназначен за предаване на управляваща информация); HS-DPCCH (High-Speed Dedicated Physical Control Channel - възходящ канал за сигнализация, предназначен за предаване на управляваща информация). Вторият етап е свързан с предаване в макроклетъчна среда и използване на пространствено-времево разнасяне (Space Time Transmit Diversity - STTD) и технологията MIMO (Multiple Input Multiple Output).

MIMO-канал се образува тогава, когато многоелементните системи се използват както при предаване, така и при приемане. Обикновено в тези системи се реализира пространствено мултиплексиране, при което потокът от данни, подлежащ на предаване се разбива на два или повече потоци. Всеки от потоците се разширява с един и същи код на Уолш и се предава едновременно с другите, но с различни антени. По същество тази технология се явява развитие на системата BLAST, в която кодовете на Уолш също се използват многократно, а количеството на използваните ортогонални последователности е 20, всяка от които е с дължина $N^* = 32$.

Стандартът cdma2000 е създаден с идеята за максимално гладка еволюция на стандарта IS-95 към 3G. Базисните решения на IS-95 се оказаха много жизнеспособни и гъвкави за по-нататъшно развитие и усъвършенстване, поради което са използвани и в идеологията на UMTS. Изобразяването на низходящите логически канали на IS-95 във физически се осъществява от канализиращите ортогонални кодове на Уолш с дължина $N^* = 64$. В cdma2000 е съхранена съществуващата в IS-95 канална структура, но броят на логическите канали е увеличен. Дължината на канализиращите кодове на основните канали е постоянна,

докато в допълнителните канали тя се изменя в съответствие със скоростта на предаване. За разширяване на обема на последователностите на Уолш, както и за подобряване на техните корелационни свойства, в заделените канали за управление (Forward Dedicated Control Channel - F-DCCCH) се използват квазиортогонални последователности (Quasis Orthogonal Function Set - QOFS). Те се генерират чрез умножаване на кодовете на Уолш със специална маскираща функция [9].

В цитираните и много други литературни източници, издадени през последните години и посветени на системите за мобилна връзка от трето поколение (3G), вниманието е фокусирано върху формата на канализиращите кодове на Уолш, описани с помощта на двоичното кодово дърво. Синтезът и оценката на корелационните свойства на функциите (кодовете) на Адамар, тяхната взаимна връзка с кодовете на Уолш, анализът на корелационните функции на използваните в системите за мобилна връзка от 2G-3G кодове на Уолш, както и подходите за тяхното подобряване не се разглеждат задълбочено. По тази причина, целта на настоящата работа е да се систематизира актуалната информация по тези проблеми.

2. КОРЕЛАЦИОННИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ФУНКЦИИТЕ НА АДАМАР

Функциите на Адамар представляват кодови последователности от N^* правоъгълни импулси с амплитуда, равна на единица, с продължителност $\tau_c = T_c / N^*$ и с полярност, определена от елементите на матрицата на Адамар [10, 11]:

$$(1) \quad H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & -H_{N/2} \end{bmatrix},$$

където H_N е матрица на Адамар от порядък $N = N^*$, в която броят на редовете е равен на броя на стълбовете. След полагането $H_1 = 1$, в съответствие с (1) могат да се получат матриците от порядък 2, 4, 8 ..., т. е.

$$(2) \quad H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix},$$

$$(3) \quad H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$(4) \quad H_8 = \begin{bmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix},$$

По такъв начин на основата на израза (1) могат да се определят $N = N^* = 2m$, където m е цяло число. Тогава матрицата на Адамар с порядък $N = 2m$ представлява квадратна матрица с размери $N \times N$, записана в нормална форма (първият ред и първият стълб се състоят само от 1) и удовлетворяваща условието

$$(5) \quad H_N \cdot H_N^T = N \cdot I \quad ,$$

където горният индекс T означава транспониране на матрицата HN , а I е единична матрица. Това условие е еквивалентно на твърдението, че всеки два реда на матрицата HN , представена във вида

(6)

$$H_N = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1i} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2i} & \dots & a_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{j1} & a_{j2} & \dots & a_{ji} & \dots & a_{jN} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{Ni} & \dots & a_{NN} \end{bmatrix} \quad ,$$

$a_{ij} = \pm 1, i, j = 1, 2, \dots, N$ са ортогонални [10, 11].

За оценка на корелационните свойства на функциите на Адамар често се използва коефициента на корелация (нормираната периодична взаимокорелационна функция (ПВКФ) при нулево времево изместване):

(7)

$$r_{ij}(\tau = 0) = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N a_{il} \cdot a_{jl}, \quad i \neq j, i, j = 0, 1, \dots, N-1 \quad ,$$

между произволна двойка редове $g_i = a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}$

и $g_j = a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jN}$ от (6). Тогава, ако се изпълнява условието

$$(8) \quad r_{ij}(\tau = 0) = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N a_{il} \cdot a_{jl} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad ,$$

матрицата (6) е ортогонална. Ако (8) се изпълнява само приблизително, матрицата (6) е квазиортогонална.

Функциите на Адамар запазват свойството за ортогоналност (8) само при идеална синхронизация ($\tau = 0$), докато при $\tau \neq 0$ те имат лоши корелационни характеристики. По тази причина за оценка на корелационните свойства на функциите на Адамар в реални условия се използват:

1) Ненормираната периодична автокорелационна функция (ПАКФ):

$$(9) \quad R_{ii}(k, \tau_c) = \sum_{l=1}^N a_{il} \cdot a_{il+k}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

или еквивалентния ѝ запис

$$(10) \quad R_{ii}(k, \tau_c) = \int_0^{\tau} g_i(t) \cdot g_i(t - \tau) dt \quad ,$$

където $\tau = k \cdot \tau_c$ е изместване във времето.

2) Ненормираната ПВКФ:

(11)

$$R_{ij}(k, \tau_c) = \sum_{l=1}^N a_{il} \cdot a_{jl+k}, \quad i \neq j, \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

или еквивалентния ѝ запис

$$(12) \quad R_{ij}(k, \tau_c) = \int_0^{\tau} g_i(t) \cdot g_j(t - \tau) dt \quad .$$

3. КОРЕЛАЦИОННИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА КОДОВЕТЕ НА УОЛШ

Функциите на Уолш са известни още от 1923 г., но значително по-късно Хармут е обосновал целесъобразността от тяхното използване в системите за връзка. Съществуващите способности за определяне на функциите на Уолш се основават на тяхната взаимна връзка с функциите на Радемахер, Пели и Адамар [10, 11]. Способът за номерация на функциите в системата се нарича подреждане по Пели или по Адамар. В този смисъл, функциите на Уолш са частен случай на функциите на Адамар и могат да се получат от редовете на матрицата Адамар (6). Възприето е n -тата функция (кодова последователност, код) да се отбелязва с WnN , където $n = 0, 1, \dots, N-1$ характеризира номера на реда на кодвата последователност в системата на Уолш, а N е нейният последен символ (чип), съответстващ на броя на стълбовете [2, 4, 5, 12]. Тогава при $N = 8$ системата на Уолш има вида, показан в таблица 1 [10-12], където е представено и подреждането по Пели и по Адамар.

В спецификациите на 3GPP и 3GPP2 принципът за генериране на функции на Уолш е описан с помощта на двоично кодово дърво (фиг. 1) [1-5]. Всяко ниво на кодовото дърво определя кодови последователности с дължина N^* , числено равна на коефициента на разширяване на спектъра SF. Всяка кодова последователност, получена на предидущото ниво на кодовото дърво, се преобразува в две нови кодови последователности с удвоена дължина, посредством двукратно повторение за едната нова последователност и чрез повторение и изменение на знака за другата нова последователност.

Така например, ако C_m е кодова последователност, получена на m -тото ниво, нейните потомци на $(m+1)$ -то ниво ще бъдат кодовите последователности (C_m, C_m) и $(C_m, -C_m)$. Т.е., стартирайки с последователността $C_1 = 1$, след m итерации на m -тото ниво на кодовото дърво се получават 2^m кодови

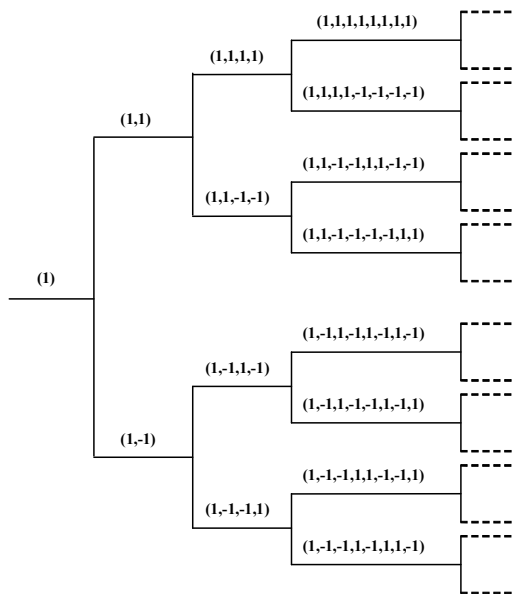
последователности, всяка с дължина $N^* = 2^m$.

В стандарта UMTS кодовата конструкция (фиг. 1) е наречена "ортогонални кодове с променливо разширяване на спектъра" (OVSF). Използваният обаче итерационен алгоритъм е известното правило на Силвестър за построяване на матрици на Адамар с елементарни подреждания на редовете [3], а получените по този начин функции на Уолш не съвпадат с подреждането от табл. 1.

Таблица 1

	Подреждане по		
	Уолш	Адамар	Пели
0	0	1	0
1	1	5	1
2	2	7	3
3	3	3	2
4	4	4	6
5	5	8	7
6	6	6	5
7	7	2	4

$$W^8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$



Фиг. 1. Кодово дърво за генериране на каналиращи кодове на Уолш

Както в матриците (4) и табл. (13), така и в кодовото дърво за генериране на кодове на Уолш (фиг. 1), всеки 0 и 1 и -1 , а броят на кодовите последователности (обемът на системата) е равен на порядъка на матрицата $N^* = N = 2m$. Корелационните свойства на функциите (кодовете, кодовите последователности) на Адамар и Уолш (под които се разбират последователности от N^* правоъгълни импулси с амплитуда, равна на единица, с продължителност $\tau_c = T_c / N^*$ и с поляризираност, определена от елементите на матриците на

Адамар или Уолш) се определят от ПАКФ и ПВКФ.

На фиг. 2 са показани ненормираните ПАКФ $R_{ii}(k, \tau_c)$ на кодовете на Уолш от табл. 1 при обем на системата $N^* = 8$, изчислени с (9). Вижда се, че максималните нива на страничните отскоци на ПАКФ

$R_{AK\Phi} = \max |R_{ii}(\tau \neq 0)|$ на различните кодови последователности от системата, значително се различават. На тази база може да се направи извода, че за всякакъв обем на кодовете на Уолш $N^* = 2^m$, последният код $W_{(N-1)}^N$ ("меандър"), има най-голям

максимален страничен отскок $R_{AK\Phi} = (N^* - 1)$, съизмерим с централния пик $R_{ii}(\tau = 0) = N^*$.

Нивата на страничните отскоци на ненормираните ПВКФ $R_{BK\Phi} = \max |R_{ij}| [1 \leq (N^* - 1)\tau_c]$, изчислени с (11), също са големи. Например, максималният страничен отскок на ПВКФ на W_3^N и W_4^N е $R_{BK\Phi} = (N^* - 1)$ [12].

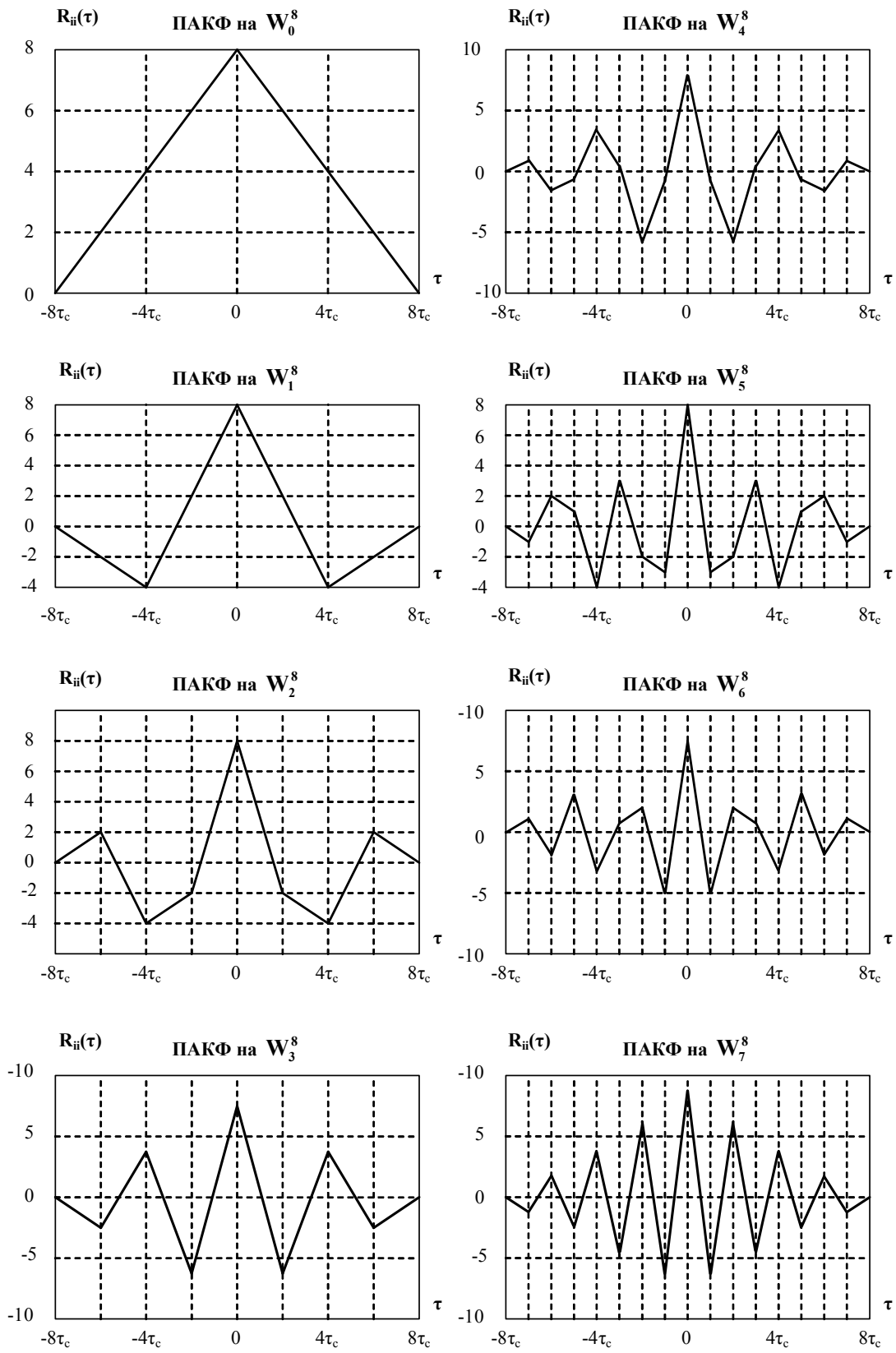
4. КОРЕЛАЦИОННИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ПРОИЗВОДНИ КОДОВЕ НА УОЛШ

В спецификациите на 3GPP не са предвидени мерки за подобряване на корелационните характеристики на кодовете на Уолш, докато в 3GPP2 се използват квазиортогонални кодове, получени чрез умножаване на кодовете на Уолш със специална маскираща функция [9]. Същността на този подход, предложен в [11] и наречен "синтез на производни (съставни) системи от сигнали" се изразява в следното. В качеството на основна (изходна) се избира система от кодови последователности с ненапълно удовлетворителни корелационните свойства, но която притежава определени предимства от гледна точка на простота на формиране и обработка. След това се избира производящ сигнал (кодова последователност), който има: толкова

елементи (чипове) $N^* = 2^m$, колкото има всяка последователност на изходната система; добри ПАКФ и ПВКФ, необходимо условие за което е броят на блоковете ? да се доближава до оптималното значение

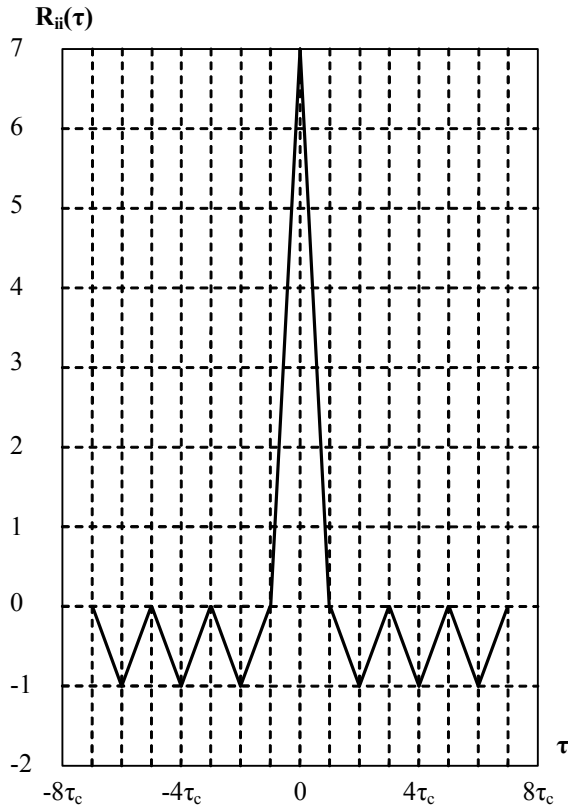
$\mu_0 = (N^* + 1) / 2$ и др. Чрез поелементно умножаване на производящия сигнал с всеки сигнал от изходната система се получава производна система, корелационните свойства на която са по-добри от тези на изходната система.

В качеството на изходна система се използват кодовете на Уолш, а в качеството на производящ сигнал - кодове на Баркер, сегменти от М-ПСП и др. Ако в качеството на изходна система се използва системата

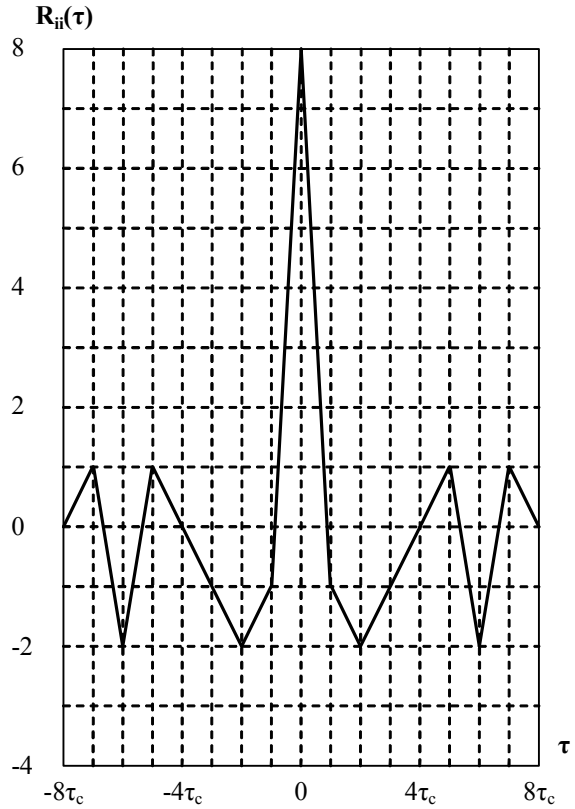


Фиг. 2. ПАКФ на осемте функции на Уолш

ПАКФ на кода на Баркер 111-1-11-1



ПАКФ на ПСП 01110010



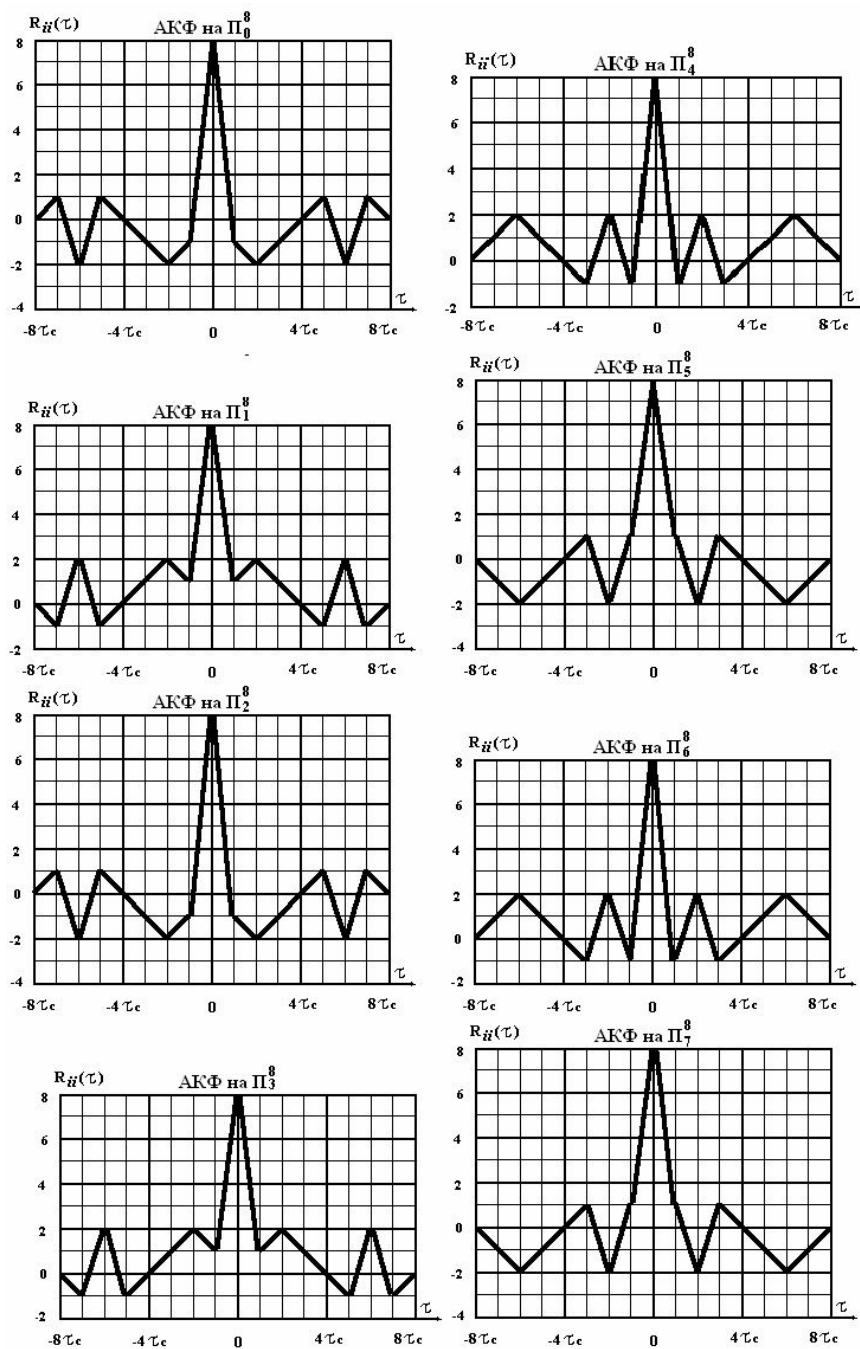
Фиг. 3. ПАКФ на 7-символен код на Бекерел и на 8-символна производна ПСП

$W_0^8 = 1 1 1 1 1 1 1 1 $	$W_4^8 = 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 $
$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $	$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $
$\Pi_0^8 = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $	$\Pi_4^8 = -1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 $
$W_1^8 = 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 $	$W_5^8 = 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 $
$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $	$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $
$\Pi_1^8 = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $	$\Pi_5^8 = -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 $
$W_2^8 = 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 $	$W_6^8 = 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 $
$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $	$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $
$\Pi_2^8 = -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 $	$\Pi_6^8 = -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 $
$W_3^8 = 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 $	$W_7^8 = 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 $
$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $	$\text{ПСП} = -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 $
$\Pi_3^8 = -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 $	$\Pi_7^8 = -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 $

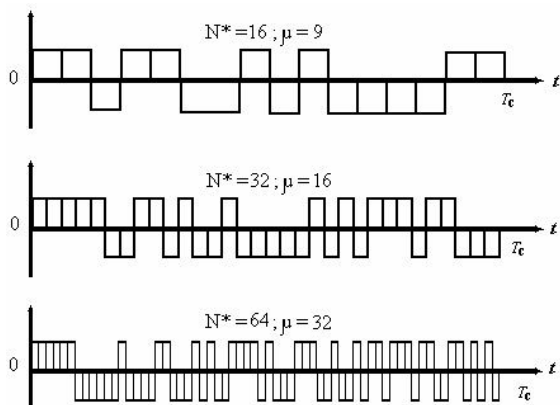
Фиг. 4. Кодови последователности на производна система

Таблица 2

Тип на системата	Уоли W^{16}	Производна Π^{16}	Уоли W^{32}	Производна Π^{32}	Уоли W^{64}	Производна Π^{64}
$R_{ii}(\tau=0) = N^*$	16	16	32	32	64	64
$R_{AK\Phi} = \max R_{ii}(\tau=0) = (N^*-1)$	15		31		63	
$R_{AK\Phi} = \max R_{ii}(\tau=0) \approx 3 \sqrt{N^*/2}$		9(9)		17(12)		25(17)



Фиг. 5. АКФ на производна система от кодови последователности



Фиг. 6. Производящи сигнали за системи с $N^* = 16, 32$ и 64

на Уолш с $N^* = 8$ (табл. 1), то в качеството на оптимална производяща последователност е необходимо да се избере кода на Баркер с $N^* = 7$, но допълнен с един символ (-1) в началото [12]

$$(13) \quad ПСП = \{-1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1\}$$

в резултат на което се превръща в сегмент на ПСП с равен

брой $+1$ и -1 . Тогава $\mu = 5$, а $\mu_0 = (N^* + 1) / 2 = 4,5$,

поради което нивото на страничните отскоци на ПАКФ на кода от табл. 1 не превишава стойността

$R_{AK\Phi} = \max |R_{ii}(\tau \neq 0)| = 2$ (фиг. 3). Чрез посимволно умножение на производящия сигнал (13) с всяка от функциите на Уолш от табл. 1 се получават кодовите последователности на производната система (фиг. 4).

На фиг. 5 са показани ненормираните ПАКФ на производната система от фиг. 4, изчислени с (9). Вижда се, че максималните нива на страничните отскоци не превишава стойността $R_{AK\Phi} = \max |R_{ii}(\tau \neq 0)| = 2$, което в сравнение с резултатите от фиг. 2, доказва безспорните предимства на производните системи от кодови последователности.

Обемът на производните системи от кодови последователности, получени по разглеждания принцип за построяване, е равен на обема на системата на

Уолш $N^* = 2^m$. От изследванията на голям брой производни системи е установено [11, 12], че най-добри резултати се получават при използване на производящите сигнали, показани на фиг. 6. Максималните странични отскоци на ПАКФ на тези производни системи, както и на изходните системи на Уолш са приведени в табл. 2, където в четвъртия ред в скоби е приведено утроеното средноквадратично значение.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

ПАКФ и ПВКФ на използваните в системата UMTS ортогонални кодове на Уолш с променлив разширяем спектър OVSF имат големи странични отскоци. Това води до значително увеличаване на взаимните смущения при множествения достъп с кодово разделяне на каналите, което от своя страна ограничава показателите за ефективност на системата. За подобряване на корелационните характеристики на канализиращите кодове в системата cdma2000 се използват кодовете QOFS на производните системи. Максималните нива на страничните отскоци на ПАКФ и ПВКФ на производните кодове на Уолш са приблизително два пъти по-малки в сравнение с традиционните OVSF.

ЛИТЕРАТУРА

1. Невдяев, Л. М. Мобильная связь 3-го поколения. М.: Связь и бизнес, 2000.
2. K a r i m, M. R. and Saraf M. W-CDMA and cdma-2000 for 3G Mobile Networks. McGraw-Hill, 2002.
3. С и с т е м ы мобильной связи: Учебное пособие. Под ред. В. П. Ипатов. М.: Горячая линия - Телеком, 2003.
4. Y a n g, S. 3G CDMA2000 Wireless System Engineering. Artech House Inc, 2004.
5. К о р h o n e n, J. Introduction to 3G Mobile Communications. Artech House, Boston, 2003.
6. К р е й н д е л и н, В. Б., Д. Ю. Панкратов. Квазиоптимальный алгоритм многопользовательской демодуляции в условиях многолучевого распространения радиоволн. Электросвязь, 2006, № 7, с. 46-48.
7. Х а б е р л а н д, Б., Ф. Браун, С. Блох. HSDPA - путь развития систем третьего поколения. Электросвязь, 2005, № 1, с. 21-22.
8. Ш у м о в, А. П., М. Г. Бакулин, В. Б. Крейндел и н. Повышение эффективности технологии MIMO HSDPA для систем третьего поколения. Электросвязь, 2006, № 10, с. 12-16.
9. "E v a l u a t i o n Report for cdma2000", Proposed by TIA TR-45.5. Japan, ARIB, September 30, 1998.
10. Д я д ю н о в, Н. Г., А. И. Сенин. Ортогональные и квазиортогональные сигналы. М.: Связь, 1977.
11. В а р а к и н, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
12. Н и к и т и н, Г. И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов: Учебное пособие. Санкт-Петербург, 2003.

ЗАКОНТАКТИ:

1. доц. д-р инж. Петър П. Петров, E-mail:ppetrov54@yahoo.com, гр. Шумен, к-к "Херсон", бл. 5, тел. (054) -86-40-45;
2. доц. д.т.н инж. Борислав Й. Беджев, E-mail:bedzhev@mail.pv-ma.bg, гр. Шумен, ул. "Цар Иван Александър", № 98, вх. 5, ап. 129, тел. (054) -88-64-38;

ОЦЕНКА НА КОРЕЛАЦИОННИТЕ СВОЙСТВА НА КОДОВИТЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛНОСТИ, ИЗПОЛЗВАНИ В СИСТЕМИТЕ ЗА МОБИЛНА ВРЪЗКА

Петър П. Петков, Технически университет, Варна
Борислав Й. Беджев, НВУ "В. Левски", В. Търново
Юрий И. Дачев, ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", Варна

ESTIMATING OF THE CORRELATION PROPERTIES OF THE CODE SEQUENCES, USED IN THE SYSTEMS FOR MOBILE COMMUNICATION

Petar P. Petrov, Technical University, Varna
Borislav J. Bedzhev, NVU "V. Levski", V. Tarnovo
Yorii I. Dachev, Naval Academy „N. Y. Vaptsarov“, Varna

Abstract: *The present approaches to the estimating of the correlation properties of the code sequences, providing a simultaneous access of the numerous users to the resources of the modern communication systems, are analyzed in the paper. As a result it is shown that the so-named minimax criterion is the most appropriate in the process of development of the systems for mobile communications. Several concrete forms of the minimax criterion, concerning the most typical signals, are presented.*

Key words: *Systems for mobile communication; Correlation properties of the signals; Estimating criterions.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В системите за мобилна връзка от трето поколение UMTS (Universal Mobile Telecommunication System - универсална мобилна телекомуникационна система) и cdma2000 в качеството на кодове за достъп се използват ортогоналните кодове на Уолш с постоянна и променлива дължина (Orthogonal Variable Spreading Factor - OVSF) съвместно с М-псевдослучайни последователности (М-ПСП), кодове на Голд, Касами и др. [1-7]. От гледна на множествения достъп с кодово разделяне (Code Division Multiplexing Access - CDMA), най-добра е тази сигнално-кодова конструкция, в която за разделяне на каналите (абонатите) се използва максимална по обем система (ансамбъл) от кодови последователности с идеални корелационни свойства, т.е. нулева стойност на периодичната автокорелационна функция (ПАКФ) (при ненулево временно отместване за всяка кодова последователност от системата) и на периодичната взаимнокорелационна функция (ПВКФ) (за всяка двойка кодови последователности от системата). В този случай последователностите са взаимноортогонални и корелаторът в приемната станция реагира само на тази кодова (адресна) последователност, еталонът на която се съхранява в приемника, а реакцията му на останалите кодови последователности, т.е. на сигналите от съседните канали, е нулева.

Реалните системи от кодови последователности са с ограничен обем, а кодовите последователности са квазиортогонални. Тогава, ако в процеса на работа на системата за мобилна връзка синхронизацията между кодовете за достъп се наруши, в резултат се появяват странични отскоци в ПАКФ и ПВКФ. Тяхната оценка обикновено се извършва относно ненормираното средноквадратично значение $\sqrt{N^*}$ [1, 8], където N^* е броят на кодовите символи (чипове) в кодовите

последователности и числено е равен на базата на сигнала. За подобряване на корелационните свойства на използваните в UMTS и cdma2000 кодови последователности, както и за синтеза на нови такива с близки до идеалните корелационни характеристики, този подход за оценка е неприемлив, тъй като: страничните отскоци на всяка ПАКФ и ПВКФ от системата кодови последователности имат различни големина и полярност [9, 10]; за някои ПАКФ и ПВКФ от системата максималните значения на страничните отскоци достигат величината $(N^* - 1)$ [9], докато за други (предпочитани) двойки кодови последователности страничните отскоци на ПВКФ са минимални; страничните отскоци на ПАКФ на някои кодови последователности от системата имат противоположен характер, което позволява при сумиране на техните ПАКФ да се получи голям централен пик (голяма стойност на ПАКФ) и нулеви странични отскоци [5-7, 11].

Предвид на изложеното, целта на настоящата работа е да се систематизират съвременните подходи за формиране на критерии за избор на оптимални кодови последователности на базата на оценяване на техните корелационни свойства.

2. КРИТЕРИИ ЗА ИЗБОР НА ОПТИМАЛНИ КОДОВИ ПОСЛЕДОВАТЕЛНОСТИ

В системите за мобилна връзка UMTS и cdma2000 се използва CDMA технология с директно разширяване на спектъра (Direct Sequence Spread Spectrum - DSSS), реализуема както в синхронен, така и в асинхронен вариант [1-4]. Първият вариант се използва тогава, когато е възможно да се синхронизират помежду си всички индивидуални адресни последователности (сигнатури), присвоявани на абонатите така, че на приемната страна сигналите на различните

абонати да нямат взаимни времеви измествания. Тази ситуация е характерна за нисходящата (downlink) линия, тъй като груповият сигнал, излъчван от базовата приемо-предавателна станция (Base Transceiver Station - BTS) съдържа сигналите за всички мобилни станции (Mobile Station - MS), а всяка MS приема груповия сигнал.

Във възходящата (uplink) линия осигуряването на синхронизъм на приеманите от BTS сигнали от различните MS е много трудно и не винаги е технологически оправдано, поради случайното разположение на MS, относно BTS в пределите на радиоклетките. Тази ситуация се характеризира със случайни взаимни задръжки на сигналите и налага използване на асинхронната версия на DSSS-CDMA, която не изисква взаимно времево привързване на сигналите.

В разглеждания контекст, най-добрата система от адресни (кодovi) последователности, присвоявани на абонатите и задаващи физическите канали на системите с DSSS-CDMA е тази, която осигурява най-малко ниво на взаимните смущения. Тъй като във всеки момент реакцията на корелатора на входното въздействие представлява отчет на корелационната функция, то изискването за малко ниво на взаимните смущения се трансформира в минимизация на най-големите странични отскоци $r_{BK\Phi}$ на нормираната ПБКФ (за всички двойки кодovi последователности от системата) при всякакви относителни измествания във времето τ [3, 9], т. е.

$$(1) \quad r_{BK\Phi} = \min_{i \neq j}^{\max} |r_{ij}(\tau)|,$$

където $r_{ij}(\tau)$ е нормирана ПБКФ на кодovите последователности $g_i(t)$ и $g_j(t)$ от системата кодovi последователности; $\tau = k \cdot \tau_c$; $k = 0, 1, \dots, N^* - 1$; N^* - брой на кодovите символи (чипове) с продължителност τ_c във всяка кодова последователност.

За отстраняване на вредните последици от многолъчевото разпространение на радиовълните, на грешките при синхронизация на опорното колебание на корелатора с приемания сигнал и др. е необходимо нивата на страничните отскоци $r_{AK\Phi}$ на нормираните ПАКФ за всички кодovи последователности от системата да удовлетворяват условието [3, 9]

$$(2) \quad r_{AK\Phi} = \min \max |r_{ii}(\tau)|,$$

където $r_{ii}(\tau)$ е нормирана ПАКФ на кодовата последователност.

Изискванията към ПБКФ (1) и ПАКФ (2) могат да се обединят в общ минимаксен критерий за качеството на корелационните функции (КФ) на квазиортогоналните кодovи последователности, т. е.

$$(3) \quad r_{K\Phi} = \min \max |r_{AK\Phi}, r_{BK\Phi}|,$$

В радиолиниите, функциониращи по асинхронния принцип, минимизацията на нивата на страничните отскоци $r_{K\Phi}$ се ограничава от: обема на системата от квазиортогонални кодovи последователности V ; дължината на кодovите последователности N^* ; типа на азбуката, към който принадлежат кодovите символи $\{a_j\}$ в последователностите. По-простите съотношения, изразяващи тази функционална връзка, в болшинството случаи съвпадат с границата [3]:

$$(4) \quad r_{K\Phi}^2 \geq \frac{V}{V \cdot N^* - 1}.$$

Затова системите от кодovи последователности, които удовлетворяват (4) са наречени оптимални. Към този клас последователности с азбука на символите $\{-1; +1\}$ се отнасят кодovите последователности на Голд, Касами и др. [10]. Те обаче са специфичен вид ПСП и се формират като произведения на специално подобрани М-ПСП.

Изборът на кодovи последователности, оптимални в смисъла на (4), не гарантира винаги малко ниво на вътрешносистемните смущения. Това следва от факта, че периодичността на сигнатурните ПСП се нарушава вследствие тяхната манипулация от случайния поток на каналните битове с променлива продължителност T_c (променлива скорост на предаване $R_c = 1 / T_c$). В случаите, когато в продължителността на каналния бит T_c се вмести голям брой периоди на сигнатурите, нарушението на периодичността не води до съществено увеличаване на отскоците на взаимните смущения в сравнение с (4). Когато обаче, периодът на сигнатурата е съизмерим с дължината на каналния бит, критерият (4) престава да бъде адекватен, а нивото на взаимните смущения се оценява статистически. Резултатът от този подход е, че всички ансамбли, отговарящи на тестовете за псевдослучайност се оказват практически равноценни, което от гледна точка на проектирането означава широка свобода при избора на сигнатурен ансамбъл [3]. Ето защо значително по-прозрачни и разбираеми са подходите за оптимизация на кодovите последователности в синхронните системи с DSSS-CDMA. Тогава синтезът на сигнатурния ансамбъл се свежда до синтез на $V \leq N^*$ квазиортогонални кодovи последователности. Като такива в системите за мобилна връзка IS-95, cdma2000 и UMTS, в системата за спътникова връзка Globalstar и др., се използват ортогоналните кодove на Уолш, явяващи се частен случай на функциите на Адамар. Корелационните свойства обаче на кодovите последователности на Уолш са неудовлетворителни, тъй като нивата на страничните отскоци $r_{AK\Phi}$ и $r_{BK\Phi}$ при ненулеви временни отмествания са големи [9].

За съществено подобряване на корелационните свойства на сигнатурните ансамбли, базирани на функциите на Адамар-Уолш в научно-техническата литература от последните години са разгледани различни подходи. Така например, в [8] са анализирани новите възможности на технологията LAS CDMA (Large Area Synchronous CDMA). Централната идея на тази нова технология (различна от всички известни технологии за CDMA) е използването на синхронен режим на работа и кодове за достъп, чиито ПАКФ и ПВКФ имат зони на нулева корелация (zero correlation zone - ZCZ) в околността на нулевото времево изместване.

В [5-7, 11] е доказана принципната възможност за синтез на матрични системи от кодови последователности, притежаващи близки до идеалните корелационни свойства. В този случай централният пик на ненормираните ПАКФ има стойност $(N^*)^2$, която е N^* пъти по-голяма в сравнение с традиционните, а най-големите ненормирани странични отскоци се определят с израза [11]

$$(5) \quad r_{K\Phi} = \sqrt{\frac{(V/L) - 1}{V(2N^* - 1) - 1}},$$

където $L \leq V$ е брой на честотните канали. Тогава при $L = 0$ се получава $r_{K\Phi} = 0$. Ако този подход се приложи в многочестотните системи за мобилна връзка IMT-2000 Multi Carrier може да се очаква вредното влияние на вътрешносистемните смущения да бъде сведено до минимум. Освен това широката честотна лента ще осигури много добра електромагнитна съвместимост със съществуващите системи и принципно е възможно построяването на асинхронни адресни радиомрежи без взаимни смущения, тъй като отпада необходимостта от мрежова синхронизация. Също така отпада необходимостта от алгоритми за управление на мощността на предавателите на MS, тъй като в пределите на динамичния диапазон на приемника на BTS, системата е инвариантна към нивото на приеманите пречещи сигнали.

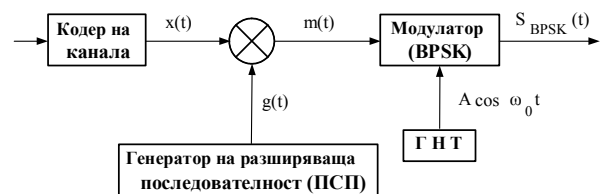
На основата на гореизложеното може да се направи извода, че оценката на възможностите на съществуващите кодови последователности за използване в нисходящата и възходящата радиолинии на системите за мобилна връзка, тяхното изследване, както и синтеза на нови кодови последователности с близки до идеалните свойства, се извършва на основата на нормираните или ненормираните ПАКФ и ПВКФ, изискванията към които се определят от критериите (1) ÷ (5).

3. КОРЕЛАЦИОННИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА КОДОВИТЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛНОСТИ

В системите за мобилна връзка, технологията за организиране на CDMA е основана на използване на

сложни фазовоманипулирани лентови сигнали, честотната лента на които многократно превишава широчината на спектъра на информационното съобщение. Това се осъществява чрез многостепенна модулация на носещата честота на генератор на носещо трептене (ГНТ) с информационния сигнал $x(t)$ и с три типа кодови последователности: ортогонални кодове на Уолш, дълги и къси ПСП. Продължителността на кодовите символи τ_c за трите кодови последователности е еднаква, поради което принципът на формиране на сложните лентови сигнали по метода DSSS може да се представи като двустепенна модулация на носещата честота с информационни сигнал $x(t)$ и с кодова (разширяваща) ПСП $g(t)$.

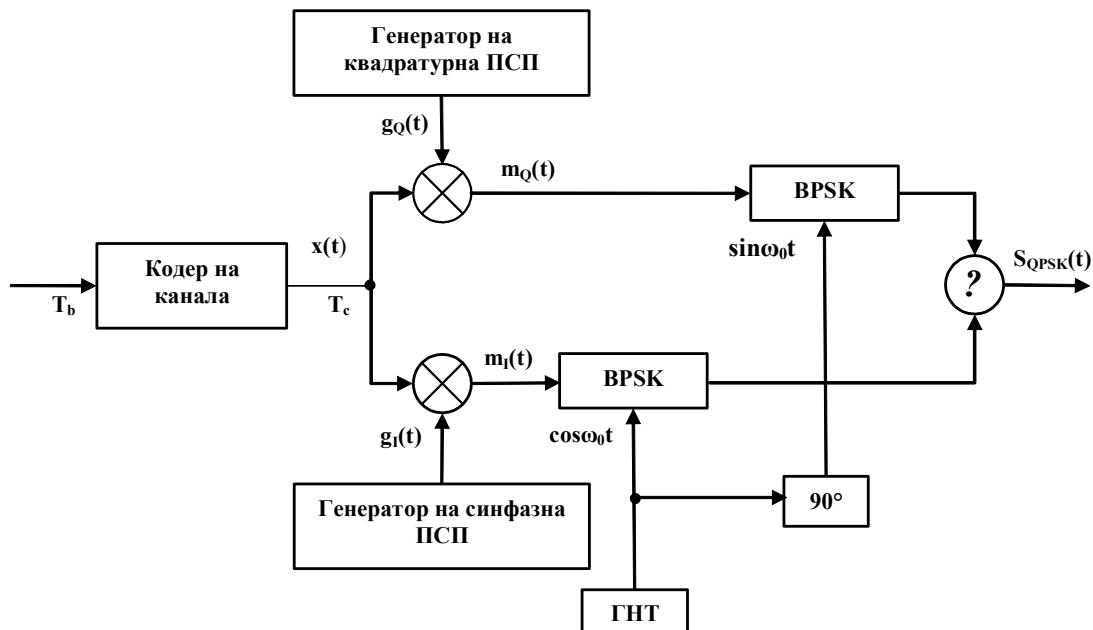
Ако и в двете степени на модулацията (фиг. 1) се използва BPSK (Binary Phase Shift Keying - двоична фазова манипулация), то $g(t)$ също има продължителност $T_c = N^* \cdot \tau_c$.



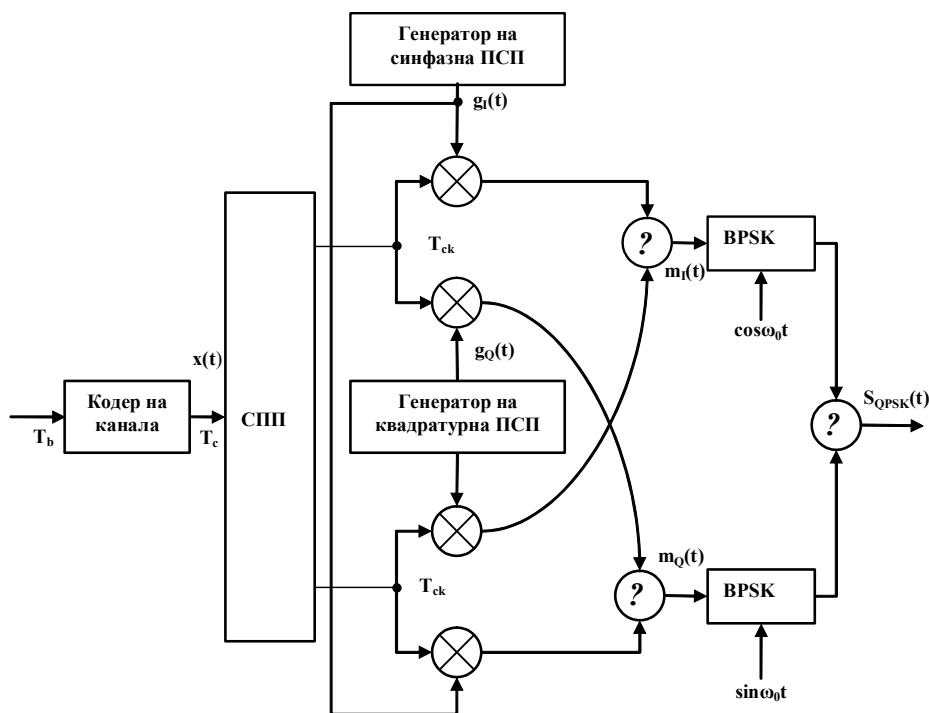
Фиг. 1. DSSS - предавател с BPSK на ПСП и на носещата

Много често на практика една и съща информационна последователност манипулира две ПСП с цел формиране на две квадратурни компоненти (фиг. 2), необходими за втората степен на модулацията, която най-често е QPSK (Quadrature Phase Shift Keying - квадратурна фазова манипулация). Ако първата степен на модулацията е MPSK (Multiple PSK - многофазова манипулация), в частност QPSK (фиг. 3), тогава каналните битове с продължителност T_c постъпват на входа на серийно-паралелен преобразувател (СПП).

Преобразуват се от последователен в $k = \log_2 M$ - битов паралелен код, при което на изходите на СПП се формират два паралелни цифрови потока (синфазен I и квадратурен Q), всеки с продължителност на символите $T_{ck} = kT_c$. След това спектърът на символите от I и Q потоците се разширява със съответна синфазна и квадратурна ПСП, дължините на които са $N^* = T_{ck} / \tau_c = kT_c / \tau_c$. Модулацията на всяка от ортогоналните носещи на ГНТ с получените по такъв начин I и Q чипови потоци се извършва чрез BPSK, като след обединяване на двата ортогонални лентови BPSK-сигнали се образува един сложен лентов QPSK-сигнал. Сложният BPSK-сигнал се състои от N^* - радиоимпулси с амплитуда A , носеща честота ω_0 и



Фиг. 2. DSSS-предавател с BPSK на ПСП и с QPSK на носещата



Фиг. 3. DSSS - предавател с QPSK на ПСП и на носещата

начални фази π и θ . Аналитично може да се представи във вида [12]:

(6)

$$\begin{aligned} S_{BPSK}(t) &= A \sum_{j=0}^{N^*-1} f^*(t - j\tau_c) \cdot \exp[i(\omega_0 t + \pi a_j)] = \\ &= A \sum_{j=0}^{N^*-1} (-1)^{a_j} f^*(t - j\tau_c) \cdot \exp(i\omega_0 t) = \\ &= A \exp(i\omega_0 t) \sum_{j=0}^{N^*-1} (-1)^{a_j} f^*(t - j\tau_c) . \end{aligned}$$

Тук a_j са символите на кодовата последователност $\{a_j\}$, приемащи значения 0 или 1 , а

$$(7) \quad f^*(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau_c \\ 0 & t < 0 \cup t > \tau_c \end{cases}$$

е правоъгълна обвиваща на кодовия сигнал.

В някои литературни източници (7) се означава със знака *rect* (от латинската дума *rectangula* - правоъгълна). Тогава (6) може да се преобразува във вида

$$(7) \quad S_{BPSK}(t) = A \cdot \exp(i\omega_0 t) \sum_{j=0}^{N^*-1} (-1)^{a_j} \text{rect}(t - j\tau_c),$$

където величината

$$(8) \quad \begin{aligned} S_{KO}(t) &= A \sum_{j=0}^{N^*-1} (-1)^{a_j} \text{rect}(t - j\tau_c) = \\ &= A \sum_{j=0}^{N^*-1} b_j \text{rect}(t - j\tau_c) \end{aligned}$$

представлява комплексна обвиваща на сложния лентов BPSK-сигнал (последователността $\{b_j\}$ се получава от $\{a_j\}$ чрез замяна на 1 с -1 и 0 с 1).

Спектърът на сложния лентов BPSK-сигнал (8) се различава от спектъра на комплексната обвиваща (9) само с преноса (транслирането) на честотата ω_0 . Затова при анализа и оценката на спектралните и корелационните свойства на сложните лентови BPSK-сигнали е възприето да се разглежда само тяхната комплексна обвиваща (9).

Комплексната обвиваща представлява последователност от N^* правоъгълни видеоимпулси, всеки с продължителност τ_c , с амплитуда A и с полярност, съответстваща на елементите на изходната кодова последователност (когато информационният сигнал е 1) или на нейното допълнение (когато информа-

ционният сигнал е -1). Нормираната по отношение на амплитудата A комплексна обвиваща съвпада с изходната кодова последователност и еднозначно определя нейните корелационни свойства. Сигналят, съвпадащ с нормираната комплексна обвиваща и формиран на основата на М-ПСП, се нарича M -сигнал и се използва за дефиниране на корелационните характеристики на кодовите последователности.

Нормираната ПАКФ на периодичен M -сигнал се определя с израза [12]:

$$(10) \quad \begin{aligned} r_{ii}(\tau) &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} g_i(t) g_i(t - \tau) dt = \\ &= \frac{1}{N^* \tau_c} \int_0^{N^* \tau_c} g_i(t) g_i(t - \tau) dt , \end{aligned}$$

където

$$(11) \quad g_i(t) = \sum_{j=0}^{N^*-1} b_j \text{rect}(t - j\tau_c)$$

е M -сигналят, съответстващ на М-ПСП $\{b_j\}$, b_j е j -тият член на последователността $\{b_j\}$, приемащ значения ± 1 ; $T_c = \tau_c N^*$ - период на M -сигнала, съвпадащ с продължителността на информационния сигнал; N^* - период на М-ПСП $\{b_j\}$, числено равен на броя на кодовите символи.

Ако се положи $\tau = k\tau_c + \varepsilon$, където k е цяло неотрицателно число, а $0 \leq \varepsilon \leq \tau_c$, тогава изразът (10) може да се запише във вида [12]

$$(12) \quad t_{ii}(\tau) = \frac{1}{N^*} \left[\left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_c}\right) \sum_{j=1}^{N^*} b_j b_{j+k} + \frac{\varepsilon}{\tau_c} \sum_{j=1}^{N^*} b_j b_{j+k} \right] .$$

Отчитайки свойството на М-ПСП:

$$(13) \quad \sum_{j=1}^{N^*} b_j b_{j+k} = \begin{cases} -1 & k \neq 0 \\ N^* & k = 0 \end{cases}$$

и замествайки резултата от (13) в (12), за нормираната ПАКФ се получава

$$(14) \quad r_{ii} = \begin{cases} 1 - \frac{|\varepsilon|}{\tau_c} \left(1 + \frac{1}{N^*}\right), & |\tau| = |\varepsilon| < \tau_c \\ -\frac{1}{N^*}, & \tau_c \leq \tau \leq (N^* - 1) \tau_c \end{cases} .$$

Анализът на този израз показва, че той ясно демонстрира известните от теорията на сигналите свойства на ПАКФ на М-ПСП: при $\tau = 0$ нормираната

ПАКФ има максимална стойност; страничните отскоци при $\tau_c \leq \tau \leq (N^* - 1)$ са с постоянна стойност $(-1 / N^*)$; ПАКФ е симетрична, т. е. $r_{ii}(\tau) = r_{ii}(-\tau)$.

За илюстрация на формула (14) в табл. 1 са приведени кодовите последователности на Баркер и нивата на страничните отскоци на нормираните ПАКФ на съответстващите им сигнали [13]. Тук следва да се отчете, че при сигналите с $N^* = 4, 5, 13$ нивото на страничните листа на ПАКФ се различава от това на М-ПСП и е $+1$.

Ако $\{b_j\}$ и $\{a_j\}$ са две М-ПСП с периоди N_b^* и N_a^* , а символите им приемат значения $+1$ и -1 , то съответстващите им M -сигнали могат да се означат чрез $g_b(t)$ и $g_a(t)$, периодите на които са съответно $T_{cb} = \tau \cdot N_b^*$ и $T_{ca} = \tau \cdot N_a^*$. Тогава нормираната ПВКФ на периодичните M -сигнали $g_b(t)$ и $g_a(t)$ се определя с израза [12]

$$r_{ab}(\tau) = \frac{1}{HOK(T_{ca}, T_{cb})} \int_0^{HOK(T_{ca}, T_{cb})} g_a(t) g_b(t - \tau) dt, \quad (15)$$

където $HOK(T_{ca}, T_{cb})$ е най-малкото общо кратно на числата T_{ca} и T_{cb} . Чрез операциите, аналогични на (14), за (15) се получава

$$r_{ab}(\tau) = \frac{1}{HOK(N_a^*, N_b^*)} \left[\left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_c}\right) \sum_{j=1}^{HOK(N_a^*, N_b^*)} a_j b_{j+k} + \frac{\varepsilon}{\tau_c} \sum_{j=1}^{HOK(N_a^*, N_b^*)} a_j b_{j+k+1} \right], \quad (16)$$

където $\{a_j\}$ и $\{b_j\}$ са съответно j -ти членове на М-ПСП $\{a_j\}$ и $\{b_j\}$. Изразът (15) демонстрира следните важни свойства: нормираната ПВКФ на M -сигналите $g_a(t)$ и $g_b(t)$ е периодична функция с период, равен на НОК (T_{ca}, T_{cb}); нормираната ПВКФ на M -сигналите $g_a(t)$ и $g_b(t)$ представлява начупена линия с изменения на наклона в точките $k \cdot \tau_c, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; при изследване на взаимнокорелационните свойства на M -сигналите могат да се отчитат само значенията на ПВКФ в точките $k \cdot \tau_c$, т. е. вместо формулата (16) може да се използва изразът

$$r_{ab}(k \cdot \tau_c) = \frac{1}{HOK(N_a^*, N_b^*)} \sum_{j=1}^{HOK(N_a^*, N_b^*)} a_j b_{j+k}, \quad (17)$$

който съвпада с израза за определяне на ПВКФ на М-ПСП.

Ако $\{a_j\}$ и $\{b_j\}$ са М-ПСП с еднакви периоди N^* , тогава изразите (15) и (17) се опростяват както следва:

$$r_{ab}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} g_a(t) g_b(t - \tau) dt, \quad (18)$$

$$r_{ab}(k \cdot \tau_c) = \frac{1}{N^*} \sum_{j=1}^{N^*} a_j b_{j+k}, \quad (19)$$

откъдето за ненормираните ПВКФ на M -сигналите и М-ПСП следва

$$r_{ab}(\tau) = \int_0^{T_c} g_a(t) g_b(t - \tau) dt, \quad (20)$$

$$R_{ab}(k \cdot \tau_c) = \sum_{j=1}^{N^*} a_j b_{j+k}. \quad (21)$$

Таблица 1

N^*	b_j при j													$r_{AKF} = \max[r_{ii}(t \neq 0)]$	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13		
3	1	1	-1												-1/3
4	1	1	-1	1											+1/4
5	1	1	1	-1	1										+1/5
7	1	1	1	-1	-1	1	-1								-1/7
11	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1				-1/11
13	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1		+1/13

4. ИЗВОДИ

Обобщавайки изложеното, могат да се направят следните по-важни изводи.

1. Оценката на възможностите на съществуващите кодови последователности за използване в системите за мобилна връзка, тяхното изследване, както и синтеза на нови кодови последователности, се извършва на основата на ПАКФ и ПВКФ, изискванията към които най-пълно се определят от минимаксия критерий (5).

2. Изразите (12), (14) и (16), конкретизират минимаксия критерий (5) за най-често срещаните се в практиката случаи на М-ПСП.

3. Изразите (12), (14) и (16) са линейни функции на параметъра ε , $0 \leq \varepsilon \leq \tau_c$, което позволява при оценка на корелационните свойства да се отчитат само значения на ПАКФ и ПВКФ в точките $k \cdot \tau_c$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, т.е. въз основа на изрази (14), (17) и (19).

ЛИТЕРАТУРА

1. Невдяев, Л. М. Мобильная связь 3-го поколения. М.: Связь и бизнес, 2000.
2. K a g i m, M. R. and S a g a f M. W-CDMA and cdma-2000 for 3G Mobile Networks. McGraw-Hill, 2002.
3. С и с т е м ы мобильной связи: Учебное пособие. Под ред. В. П. И п а т о в а. М.: Горячая линия - Телеком, 2003.
4. Y a n g, S. 3G CDMA2000 Wireless System Engineering.

Artech House Inc, 2004.

5. G l i s i c, S. Advanced Wireless Communications 4G Technologies. John Wiley & Sons, Ltd, 2004.

6. S c h u l z e, H. and C. L u d e r s. Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications. John Wiley & Sons, Ltd, 2005.

7. C h e n, H., M. Guizani, Next Generation Wireless Systems and Networks. John Wiley & Sons, Ltd, 2006.

8. Ш и н а к о в, Ю. С. Новые возможности технологии синхронного кодового разделения каналов. Электросвязь, 2006, № 2, с. 6-11.

9. Н и к и т и н, Г. И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов: Учебное пособие. Санкт-Петербург, 2003.

10. Б а р и н о в, В. В., В. С. Кузнецов, М. В. Лебедев. Анализ корреляционных характеристик расширяющих ансамблей. Электросвязь, 2006, № 3, с. 38-39.

11. И г н а т о в, В. В., С. А. Добровольский, А. Ю. Гужва. Матричные системы сигналов для использования в сетях CDMA. Электросвязь, 2003, № 9, с. 41-42.

12. Д я д ю н о в, Н. Г., А. И. Сенин. Ортогональные и квазиортогональные сигналы. М.: Связь, 1977.

13. В а р а к и н, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.

ЗА КОНТАКТИ:

1. доц. д-р инж. Петър П. Петров, E-mail: ppetrov54@yahoo.com, гр. Шумен, к-кс "Херсон", бл. 5, тел. (054) -86-40-45;

2. доц. д.т.н инж. Борислав Й. Беджев, E-mail: bedzhev@mail.pv-ma.bg, гр. Шумен, ул. "Цар Иван Александър", № 98, вх. 5, ап. 129, тел. (054) -88-64-38;

3. доц. д-р инж. Юрий И. Дачев, E-mail: urida@abv.bg, гр. Варна, ул. "П. Райчев", бл. 4, вх. К, ап. 52, тел. (052) - 31-40-88.

АНАЛИЗ НА ОГЛЕДАЛНИЯ КОМПОНЕНТ ПРИ ПРЕОТРАЖЕНИЕ ОТ ПОСТИЛАЩАТА ПОВЪРХНОСТ

Чавдар И. Александров, ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", Варна
Венцислав М. Василев, НВУ "В. Левски", В. Търново

MIRROR COMPONENT ANALYSIS ABOUT REREFLECTION BY SPREAD SURFACE

Chavdar I. Alexandrov, Naval Academy „N. Y. Vaptsarov“, Varna
Ventsislav M. Vassilev, NVU "V. Levski", V. Tarnovo

Abstract: *An analysis of summary signal in the entrance of a radar receiver is propounded in this paper and the process of re-reflection by spread surface is reviewed. A correlative subordination is presented between straight and mirror component of the summary signal. Depth of the phase modulation of the summary signal is thrashed out.*

Key words: *reflex signal, mirror component, straight component, re-reflection, mirror reflection factor.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В радиолокацията откриването и съпровождането на радиолокационни цели, летящи на ниски и пределно ниски височини се характеризира с редица особености:

- Зависимост на разстоянието на откриване от разстоянието на пряката видимост, което ограничава времето за реакция на активните средства за противо въздушна отбрана (ПВО).

- Наличие на входа на приемното устройство на ехо сигнал както от целта, така и от постилащата повърхност в разрешаващия обем на радиолокационната станция (РЛС). Това намалява възможностите на РЛС за откриване и точно определяне на координатите, а от там и съпровождането на въздушната цел.

- Наличие във входната смес на съставна, породена от преотражението на полезния ехо сигнал от постилащата повърхност. В работния диапазон този компонент е съизмерим с компонента на пряко постъпилния полезен сигнал и в зависимост от тяхното фазово съотношение се получава модулация на сумарния сигнал. Това се изразява в силно изкривяване на интерференционната картина на фазовия фронт на електромагнитната вълна (ЕМВ) [1].

В своята същност процесът на определяне на ъгловите координати на въздушната цел от РЛС (пеленг) се свежда до определяне на нормалата на осреднения по размера на апертурата на антената фазов фронт и в този случай пеленгът няма да съвпада с реалното направление на целта. Така се стига до грешки в ъгломестната плоскост.

Тъй като параметрите на прекия и отразения компонента са априорно неизвестни, а статистическите им характеристики са корелирани, то разделянето им на изхода на приемника е практически невъзможно. Разделянето им е възможно само на входа на приемника на базата на ъгловата разрешаваща способност на антената, което за "X" диапазона е недостатъчно за решаване на тази задача [1].

Необходимото разделяне се получава чрез РЛС от милиметров и субмилиметров диапазон, при които се реализират диаграми на насочено действие (ДНД)

от порядъка на няколко ъглови минути. Големите загуби при разпространението на ЕМВ от този честотен диапазон позволява използването на подобни РЛС на разстояния, значително по-малки от разстоянието на пряката видимост и то само при благоприятни метеорологични условия.

Концентрирането на голяма излъчена мощност в направление към съпроводения обект води до намаляване на пеленгационните грешки, дължащи се на топлинните шумове, но не може да намали въздействието на преотразените компоненти от постилащата повърхност. Затова е необходимо да се реши проблема по точното определяне координатите на нисколетящи цели в условията на силни преотражения от постилащата повърхност.

Физическата същност на преотражението се състои в това, че преотразеното поле е сума от множество елементарни сферични вълни, отразявани от елементарните участъци на повърхността, ограничена между антената на РЛС и отразяващия обект. Полето по апертурата на антената се явява сума от отразената вълна и голям брой елементарни преотразени вълни от повърхността. Този механизъм е в основата на многолъчевото разпространение. Това явление се наблюдава не само при преотражение от постилащата повърхност, но и в други случаи, когато успоредно на визирната линия към целта съществува разделителна повърхност с преотразяващи свойства (когато целта лети под силно развита слоеста облачност, обхващаща значителна част от трасето между РЛС и целта).

Основната част от енергията на преотразеното поле се дължи на първата зона на Френел около точката на огледално отражение. В съответствие с критерия на Релей дадена повърхност се определя за огледална или дифузна. Когато височината на неравностите в първата

Френелова зона $h < \frac{\lambda}{16 \sin \psi_0}$, то повърхността се

счита за огледална, а когато $h > \frac{\lambda}{16 \sin \psi_0}$ е дифузна.

Тук ψ_0 е ъгълът на плъзгане в точката на отражението.

Следователно отразената вълна от постилащата повърхност има две съставни: огледална и дифузна.

Тъй като реалните разделителни повърхности имат случаен характер, то и описанието на сумарното поле е статистическо. Средното поле е различно от нула само в направлението на огледалното отражение, като амплитудите на падащата и отразената вълни са свързани чрез коефициента на огледално отражение ρ . Той се различава от коефициента на Френел за отражение от плоска повърхност ρ_0 с множителя $\rho_s < 1$: $\rho = \rho_0 \cdot \rho_s$, където ρ_s отчита влиянието на неравностите.

При неравна повърхност огледалната компонента е корелирана по амплитуда и фаза с прякия сигнал и е кохерентна с него. Множителят ρ_s зависи от закона на разпределение на височините на неравностите в зоната на Френел, като най-често той се явява нормален. Средно квадратичната стойност на ρ_s се определя от израза

$$(1) \quad \overline{\rho_s^2} = \exp \left[- \left(\frac{4\pi\sigma_h \sin \psi}{\lambda} \right)^2 \right],$$

където ρ_h е средно квадратичната стойност на височините в зоната на Френел, а ψ е ъгълът на плъзгане в точката със стационарна фаза.

Съставната на преотразеното поле, оставаща след изваждането на огледалната съставна се нарича дифузна компонента. Тя притежава фаза, изменяща се относително пряката вълна по случаен закон при смяна на реализацията на отразяващата повърхност. При отражение от морска повърхност фазата и амплитудата на дифузната съставна също флукутират, като тяхното математическо очакване е равно на нула. От това следва извода, че дифузният компонент е некохерентен [3].

2. АНАЛИЗ НА ОГЛЕДАЛНИЯ КОМПОНЕНТ

Допуска се, че РЛС наблюдава целта над идеално "гладка" повърхност и нейната антена се характеризира с коефициент на насочено действие $G(\theta)$. Сумарната интензивност \vec{E} на сигнала в точката на приемане е сума от пряко отразения от целта сигнал и огледално отразения сигнал от постилащата повърхност [1]:

$$(2) \quad \vec{E} = \vec{A}_t G(\theta_t) + \vec{A}_r \rho_0 G(-\theta_r) e^{-j\alpha},$$

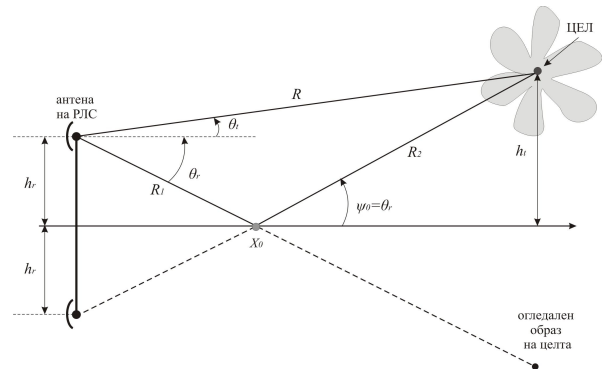
където \vec{A}_t е напрегнатостта на полето в точката на разполагане на антената на РЛС;

\vec{A}_r - напрегнатостта на полето в точката на разполагане на огледалното изображение на антената;

$G(\theta_t)$ - ДНД по мощност на реалната антена;

$G(-\theta_r)$ - ДНД по мощност на антената, разположена огледално на реалната антена;

α - относителната фазова разлика между пряката и огледалната съставна от отразения сигнал.



Фиг. 1

Отразеният сигнал може да се представи като ехо от целта, постъпило в точка, която е огледален образ на реалната точка на приемане (вж. фиг.1). Тъй като при разположение на антената ъгълът между нея и постилащата повърхност е много малък, то се смята

че напрегнатостите \vec{A}_t и \vec{A}_r са еднакви. Това условие се изпълнява дори ако целта се представи като случаен набор от излъчватели, тъй като и двете антени (реалната и нейния огледален образ) попадат в един и същи интерференционен лист на диаграмата на вторично излъчване на целта. Условието се нарушава в случай, че разстоянието до целта стане съизмеримо с височината на антената, но този случай няма практическа стойност.

При големи разстояния до целта, които превишават значително височината на антената, е в сила условието $\theta_t = -\theta_r$, а значението на коефициента на отражение ρ_0 при малки ъгли на плъзгане е близък до единица и може да не се отчита. Допуска се, че ДНД е поставена на опорен ъгъл θ_0 спрямо хоризонта и нейното максимално усилване е нормирано.

Затихването на огледалния сигнал спрямо прякия се дефинира чрез коефициента на затихване [2]:

$$(3) \quad g(\theta_t) = \frac{G(\theta_0 + \theta_t)}{G(\theta_0 - \theta_t)}.$$

Отчитайки направените допускания, изразът (2) за напрегнатостта на полето в точката на приема добива вида

$$(4) \quad \vec{E} = \vec{A}_t + \vec{A}_t \rho_s g(\theta_t) e^{-j\alpha} = \vec{A}_t [1 + \rho_s g(\theta_t) e^{-j\alpha}].$$

Коефициентът на затихване $g(\theta_t)$ е бавно изменяща се функция, която с намаляването на ъгъла

θ_t клони към единица и почти не се влияе от пространствените флуктоации на ДНД. Сумарният сигнал е векторна сума от прекия и огледално отразения. Степента на фазовата модулация се определя от отношението на амплитудите на двата сигнала, а фазовата разлика между двата вектора е

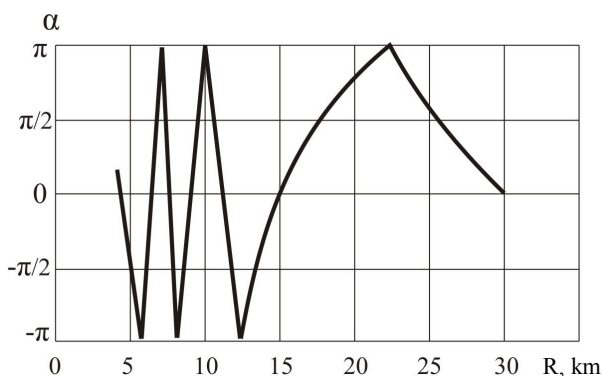
$$(5) \quad \alpha = \frac{2\pi\delta_0}{\lambda} + \phi ,$$

където ϕ е фазата на коефициента на преотражение,

а $\delta_0 = R_1 + R_2 - R \approx \frac{2h_r h_t}{R}$ е относителната разлика

в пътищата на прекия и отразения ехо сигнал. Фазата ϕ е постоянна за цялото трасе, стига то да е еднородно по цялата си дължина. Следователно относителният сигнал е бавно изменяща се функция на δ_0 .

На фиг. 2 е представена зависимостта на изменението на стойността на фазовия ъгъл α между векторите на пряката и огледалната съставна на отразения сигнал от разстоянието до целта при $\phi = 0$.



Фиг. 2

За напрегнатостта на полето в точката на приема е в сила изразът:

$$(6) \quad \vec{E} = \vec{A}_t + \vec{A}_t \rho_s e^{-j\alpha}$$

от който следва, че законът на изменение на огледалния компонент ще се определя изцяло от изменението на коефициента на огледално отразение ρ_s , който се описва с нормален закон:

$$(7) \quad \rho_s = \exp\left(-\frac{8\pi^2 h^2 \sin^2 \psi_0}{\lambda^2}\right) ,$$

където Δh е разликата във височините на различните участъци от постилащата повърхност.

Ъгълът на плъзгане ψ_0 се определя от точката

на огледално отразение X_0 , която при движение на целта се придвижва бавно по повърхността със случайно разпределени височини по оста x . Заедно с моментното значение на височината на точката X_0 ще се променя и случайния набор от отражатели, който се намира във зоната на Френел заедно с наклона и дълбочината на еквиливантната повърхност. Следователно само амплитудата на вектора на огледалния компонент ще флукутира сравнително бързо. Това води до флукутации на амплитудата на сумарния сигнал, подчинени на закона на изменение на коефициента на огледално отразение ρ_s .

Фазовата модулация на сумарния сигнал се изразява в изоставане и изпреварване по периодичен закон на сумарния сигнал спрямо прекия. Дълбочината на фазовата модулация се определя в съответствие с изрза

$$(8) \quad \Delta\vartheta = \rho_s \sin\left(\frac{4\pi h_r}{\lambda} \sin\theta_t + \phi\right) .$$

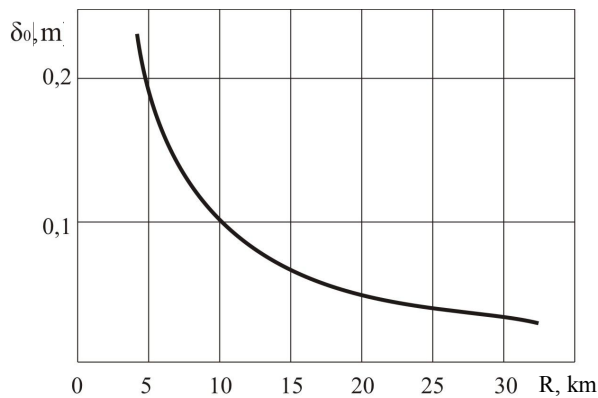
Векторът на огледалния компонент се върти бавно около вектора на прекия сигнал, което води до Доплерово изместване на честотата на огледалната съставна относно честотата на пряката:

$$(9) \quad \Delta f_D = \frac{2}{\lambda} \frac{\partial \delta_0}{\partial t} .$$

Големината на Доплеровото изместване е от порядъка на части от херца и за да се регистрира е необходимо време за осреднение, по-голямо от допустимото време за осредняване на входното въздействие в следящите системи на РЛС.

От анализа до тук следва, че пряката и огледалната съставни са взаимно корелирани чрез коефициента на огледално отразение ρ_s . Задръжката по време между двете съставни е неизмеримо по-малка в сравнение с линейните размери на набора отражатели, от които е съставена целта. За да бъде регистрирано Доплеровото изместване между двете съставни в "Х" диапазона е необходимо време за осреднение, превишаващо ограниченията, необходими за проследяване на входното въздействие в следящите системи на РЛС.

Зависимостта на относителната разлика δ_0 в пътищата на прекия и отразения сигнал във функция от разстоянието до целта R е представена на фиг. 3. Ако височината на антената на РЛС е $h_r = 10 \text{ m}$, а височината на целта е $h_t = 50 \text{ m}$, то разстоянието до радиохоризонта е $R_r = \sqrt{2a_e}(\sqrt{h_r} + \sqrt{h_t}) \approx 36 \text{ km}$, където $a_e = 6367 \text{ km}$ е еквивалентният радиус на Земята.

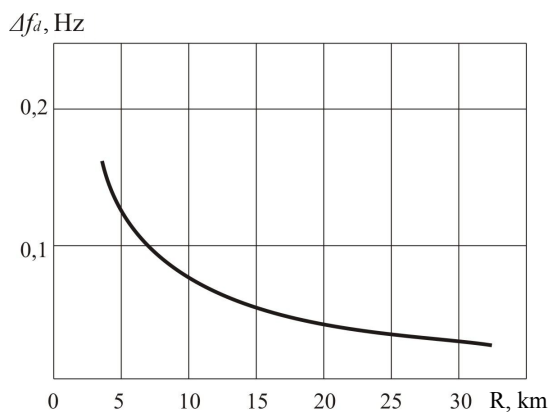


Фиг. 3

Зависимостите се отнасят за разстояния до радиохоризонта, за което се изпълнява достатъчно точно израза $\delta_0 = \frac{2h_r h_t}{R}$ и които имат практическа стой-

ност за приемника на РЛС, тъй като на входа му съществува силна огледална съставна, която обезсмисля достоверността на ъгломестния пеленг. Счита се, че точно в този отрязък от радиохоризонта (след откриването на целта) информацията от РЛС за съпровождане е от особена важност за активните средства за ПВО.

На фиг. 4 е представено изменението на Доплеровата поправка на огледалния компонент Δf_d за цялата активна зона. Спрямо Доплеровата съставна на прекия сигнал тя не превишава стойности 1-2 Hz. Следователно независимо от радиалната скорост на целта, в "X" диапазона разликата в Доплеровите честоти между прекия и огледалния сигнал не превишава 0,002 % от Доплеровата честота на прекия сигнал във всички случаи, представляващи практически интерес (ако $V_r = 1000 \text{ m/s}$, $\lambda = 0,03 \text{ m}$ Доплеровата честота за тази скорост е $f_d = 66,6 \text{ KHz}$). При намаляване на дистанцията между РЛС и целта пеленгът към точката с огледално отражение остава извън ДНД на антената, стойността на множителя $g(\theta_t)$ се доближава към -20dB , а амплитудата на огледалната съставна не може да се регистрира на фона на топлинните шумове.



Фиг. 4

Въздушната цел представлява случаен набор от отражатели, които са разпределени по ъгъл и дистанция. При движението си и в следствие на вибрациите на корпуса на целта, наборът от отражатели мени реализацията си във времето и пространството и предизвиква флукуация на всички наблюдавани параметри на ехо сигнала. Като резултат Доплеровата съставна на сигнала също флукуира, което е причина за размиване на наблюдавания дискрет. Когато размерът на разрешаващия обем на РЛС превишава физическите размери на целта, Доплеровият дискрет придобива групов характер с нормален закон на разпределение на амплитудата по Доплеровата ос. Ширината на груповия спектър се определя от неговата дисперсия [1]:

$$(10) \quad \sigma_f = 0,35 \left(\frac{2L_X w_a}{\lambda} \right)^2,$$

където L_X е линейният размер на целта по оста x ,

w_a - скоростта на въртене на набора от отражатели, причинена от вибрациите на корпуса.

За повечето реални цели L_X е от порядъка на 10-12 m, а w_a е в границите на 0,01-0,02 rad/s. При тези изходни данни за дължина на вълната $\lambda = 0,03 \text{ m}$ дисперсията е $\sigma_f \approx 1,15 - 2,4 \text{ Hz}$.

Следователно за целия диапазон от условия, в който огледалната компонента затруднява определянето на ъгловите координати на въздушната цел, нейната Доплерова честота ще бъде разположена изцяло в груповия спектър на прекия сигнал. Това показва, че честотна селекция на огледалния компонент е принципно невъзможна, независимо от продължителността на интервала за осреднение.

Изхождайки от малките стойности на относителната разлика δ_0 в пътищата на прекия и отразения сигнал, селекцията по разстояние също губи смисъла си, тъй като δ_0 се доближава до λ за "X" диапазона. Свърхразрешение по разстояние може да се приложи само в милиметровия и субмилиметровия диапазон, където огледалният компонент практически отсъства във входния сигнал.

3. ИЗВОДИ

Огледалният компонент затруднява определянето на ъгловите координати на въздушната цел и нейната Доплерова честота е разположена изцяло в груповия спектър на прекия сигнал.

Честотна селекция на огледалния компонент е принципно невъзможна, независимо от продължителността на интервала за осреднение.

Селекцията е възможна само по фазовата разлика α между прекия и огледалния компонент на сумарния входен сигнал.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В радиолокацията интерес представляват само тези параметри на ехо сигнала, които осигуряват еднозначност на наблюдавания параметър в разрешаващия обем на РЛС. На изхода на съгласувания филтър се оценява обвиващата на сигнала - модулът на автокорелационната функция. Нейното високочестотно запълване има периодичен характер по оста на задръжката и следователно не изпълнява условието за еднозначност и не може да се използва в процеса на измерване. То може да се използва при селекцията по фаза. Доста-

тъчно е да се създадат условия отраженията от два обекта в един и същи разрешаващ обем да бъдат комплексно спрегнати по носеща честота. В този случай вместо амплитудна селекция на изхода на съгласувания филтър се прилага фазова селекция.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Б а р т о н, Д. Радиолокационное сопровождение целей при малых углах места. ТИИЭР, т. 52, №9, 1976.
2. К у л е м и н, Г. П., В. Б. Разказовский. Разсеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под малыми углами. Киев, Наукова думка, 1987.
3. С к о л н и к, М. Справочник по радиолокации. Пер. С англ. Москва, Сов. Радио, 1976.