ОГЛЯДИ

УДК 621.396.62

СИГНАЛИ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ У РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

Бичков В.Є. Правда В.І.

Розглянуті принципи формування широкосмугових сигналів і побудови широкосмугових систем. Наведені основні переваги застосування таких систем, а також наведені способи формування та обробки широкосмугових сигналів.

Вступ

Традиційні методи модуляції (АМ,ЧМ) були розроблені, в свій час, з урахуванням максимальної концентрації потужності в центрі виділеної смуги частот. Системи *Spread Spectrum* (широкосмугові системи) спроектовані з метою мінімізації середньої потужності для будь-якої частоти за рахунок розширення спектра сигналу та підвищення надійності передачі даних за рахунок збільшення надмірності інформації.

Для забезпечення електромагнітної сумісності роботи багатьох радіостанцій у кожній географічній області, у країнах функціонує спеціальний державний орган (у США - *FCC*, у СНД - Госсвязьнадзор і Державний комітет з радіочастот), що поділяє весь радіочастотний спектр, а також ліцензує специфічні частоти для виняткового використання окремими радіостанціями чи радіосистемами.

Spread Spectrum (*SS*) системи використовувалися винятково для військових та наукових цілей. У 1985 році *FCC* дозволив комерційне використання систем *SS*. Властивості, що робили ці системи привабливим для військових, роблять їх ідеальними і для цивільного використання. Це стійкість до перешкод і навмисного втручання, труднощі у виявленні і перехопленні, а також можливість закриття інформації. Завдяки розширенню спектра сигналу помітно зменшується вплив електромагнітних перешкод на цілісність сигналу (при тривалому впливі). Завада, що з'являється в смузі частот *SS* сигналу, може вразити тільки дуже маленьку частину всієї смуги, а тому, що переданий сигнал розподілений на весь спектр, він буде надійно відновлений у приймачі. Розширення спектра сигналу забезпечує розосередження енергії сигналу в межах великої смуги частот, знижує щільність потужності в будь-якій частині спектра, що дозволяє зменшити сигнал нижче рівня шуму. Стандартний вузькосмуговий приймач не може розпізнати за шумами сигнали *SS*, але той може бути прийнятий спеціальним *SS* приймачем. Вузькосмугові сигнали і перешкоди знешкоджуються в процесі обробки.

Стандартний вузькосмуговий сигнал, що попадає в межі смуги приймача *SS*, а також, що не несе необхідної псевдошумової (*PN*) кодової послідовності, буде надійно відфільтрований. У результаті буде прийматися тільки той сигнал, що використовує ту ж саму псевдошумову (кодуючу) послідовність. Використання різних двійкових послідовностей дає можливість декільком *SS* системам функціонувати усередині однієї і тієї ж смуги частот незалежно одна від одної. Для систем з *SS* інтерференційний ефект, за рахунок багатопроменевості розповсюдження радіохвиль, сильно послабляється через те, що на різних частотах у межах його широкого спектру створюються різні інтерференційні картини, що і викликає вирівнювання результуючого сигналу.

Існують численні способи розподілу сигналу по широкій смузі частот, які використовуються у військових та космічних комунікаціях. Однак для комерційного застосування дозволені тільки технології *frequency hopping* (*FH*) і *direct sequence* (*DS*). Це і є два найпоширеніших методи одержання *SS* сигналів.

Використання шумоподібних сигналів у радіотехнічних системах

Обробка шумоподібного сигналу на практиці виконується узгодженим фільтром, або корелятором. Передбачається використання сигналів з великим добутком тривалості імпульсу на ширину спектра сигналу.

Функція невизначеності такого сигналу являє собою „кнопковий” відгук пристрою оптимальної обробки. Ширина основного піка сигналу уздовж осі часу дорівнює $1/F$, де F - смуга випромінюваного сигналу. При постійній тривалості сигналу T, розширюючи спектр, можна одержати маленьку тривалість основного піка по осі часу. У такий спосіб збільшуючи базу сигналу, можна одержати основний пік функції невизначеності досить малих розмірів. На роздільну здатність системи та апостеріорну імовірність прийому сигналу будуть впливати лише бічні викиди кореляційної функції, які можна зменшити, або розташувати якнайдалі від основного піка функції невизначеності. Це можна досягти відповідним вибором закону модуляції, або застосувати алгоритми зменшення бічних викидів.

Використання шумоподібних сигналів у радіолокаційних системах дозволяє вирішити протиріччя між дальністю дії та роздільною здатністю системи.

Завадостійкість систем, що використовує сигнали з псевдовипадковою модуляцією

Завадостійкість шумоподібного сигналу (ШПС) можна визначити як $q^2 = 2B\rho^2$, де $\rho^2 = P_c/P_з$ (P_c, $P_з$ –потужності сигналу та завади) співвідношення сигнал/шум на вході, q^2 – співвідношення сигнал/шум на виході, B - база сигналу. Для прикладу, щоб забезпечити співвідношення сигнал/шум на виході приймального пристрою в 20 дБ, при співвідношенні сигнал/завада на вході - 40 дБ, досить використовувати базу сигналу B=10^6. На рис.1 наведено графіки завадостійкості систем, що використовують ШПС, ЧМ та АМ сигнали. Для порівняння було взято однакові смуги частот і бази сигналу, B = 100. З наведених залежностей видно, що системи, які використовують ШПС, забезпечують надійну роботу при $\rho^2 < 0$ дБ. (завада у вигляді білого шуму.)

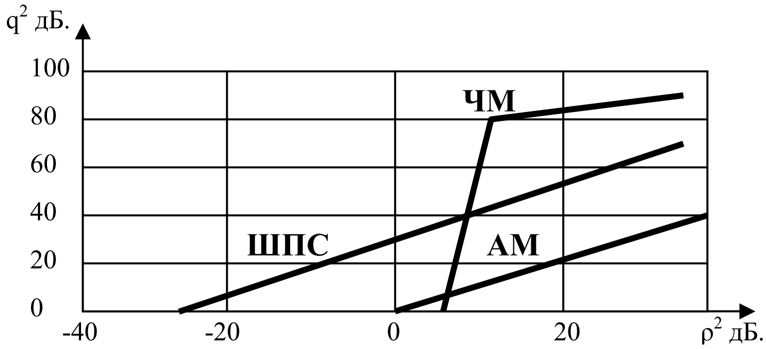

Рис.1

Методи формування шумоподібних сигналів

Шумоподібний сигнал відповідної тривалості можна одержати за допомогою частотної або фазової маніпуляції, де закон маніпуляції може бути обраний за відповідним алгоритмом. Уся сукупність кодових послідовностей (КП), що використовується для формування ШПС, поділяється на два класи: ортогональні (квазіортогональні) і псевдовипадкові (ПВП - послідовності з низьким рівнем взаємної кореляції). В оптимальному приймачі сигнали, що являють собою адитивний білий шум, завжди обробляються за допомогою кореляційних методів, тому процедура пошуку завжди зводиться до пошуку сигналу максимально корельованого з тим, що був випромінений раніше цією ж системою. Вибір оптимального ансамблю сигналів зводиться до пошуку такої структури кодових послідовностей, у яких центральний пік взаємокореляційної функції (ВКФ) має найбільший рівень, а бічні пелюстки, для зменшення вірогідності помилкового виявлення, мінімальні.

Послідовності максимального періоду (*M* – послідовності)

У якості модулюючих послідовностей найбільше поширення, у наслідок простоти формування і задовільних кореляційних властивостей, одержали *M*-послідовності, або послідовності максимального періоду регістру зсуву. Основні властивості *M*-послідовностей:

- *M*-послідовність є періодичною, з періодом, що складається з N - імпульсів (символів);
- бічні викиди періодичної КФ дорівнюють - $1/N$;
- імпульси різного виду зустрічаються в періоді однакове число разів, тобто розподілені рівномірно;
- формування *M*-послідовностей відбувається за допомогою лінійних перемикаючих схем, на базі регістрів зсуву. При цьому якщо використову-

ється регістр із m комірками - пам'ять дорівнює m, і p різних видів імпульсів (що відрізняються фазами), то період послідовності визначається як $N = p^m - 1$, а число комірок регістру - $m = \dfrac{\log(N+1)}{\log(p)}$, що стосується неперіодичних властивостей таких кодів, максимум бічного вибросу корреляційної функції має значення близьке до $1/\sqrt{N}$, тобто з ростом N величина бічних зменшується.

Під основою послідовності треба розуміти кількість різних елементів сигналу, з яких формується ШПС на часовому відрізку Ts з N_e елементів тривалістю T_e. Таким чином, інформаційний імпульс тривалістю Ts розбивається на N_e елементів довжиною $T_e=Ts/N_e$, число яких відповідає базі сигналу $Bs=Ts\Delta fs$. Початкова фаза високочастотного заповнення елементів ШПС підпорядковується відповідному коду, що формується за загальним правилом кодоутворення.

Для утворення лінійної рекурентної послідовності (ЛРП) задають будь-яку початкову комбінацією з m елементів d_m, яку називають початковим блоком, і далі за допомогою загального правила кодоутворення знаходять всі елементи послідовності. Якщо у періодичної ЛРП з основою p_e та пам'яттю m використовуються всі можливі сполучення з p_e різних символів по m, зокрема комбінацій з нулів, то послідовності мають максимальний період.

ЛРП, у котрих основа p_e дорівнює 2 утворюють бінарні послідовності Хаффмена. У фазоманіпульваних (ФМ) сигналів, сформованих за допомогою цих послідовностей фаза приймає два значення 0 та π.

Таким чином, значення кожного поточного символу dj залежить від значень m попередніх символів та визначається правилом:

$$d_j \qquad 1$$

де добуток відбувається за модулем 2, а d_j дорівнює 1 або 0.

Було знайдено примітивні двійкові многочлени, за якими можуть бути побудовані M-послідовності [1]. Значення a_j диктується коефіцієнтами при членах відповідних степеней цих многочленів. Ці значення були давно знайдені та протабульовані для $m \le 11$ та $m=12$, $m=13$, що дозволяє отримати найбільш прості пристрої генерування. Кожному многочлену відповідає, зокрема основної, також M-послідовність, що утворюється за допомогою дзеркального відображення коефіцієнтів a_j. Кожному правилу кодоутворення M-послідовностей відповідає відповідний спосіб під`єднання ланцюгів зворотнього зв`язку в регістрі зсуву, що формує дану M-послідовність. Зворотні зв`язки визначаються коефіцієнтами a_j.

Розглянемо схемотехнічний спосіб формування послідовності за допомогою регістру зсуву. Зворотні зв`язки тригерних комірок визначаються коефіцієнтами при степенях непризводимого многочлену тобто коефіцієнтами a: a_0=1; a_1=0 ; a_2=0 ; a_3=1 ; a_4=1. Число тригерних комірок дорівнює m=4; T0, T1, T2, T3. На кожен з тригерів поступають тактові синхроімпульси з періодом T_e. Кожен тактовий імпульс визиває зміну стану тригеру на виході. Стан кожного тригеру на виході дорівнює стану цього тригеру на вході для попереднього такту. Структурна функціональна схема формування послідовності наведена на рис.2. Початковий стан комірок регістру відповідно – 1001.

Після п`ятнадцяти тактів стани регістру повторюються. Якщо, наприклад, символи неперервно відраховувати з виходу тригеру T1, то отримаємо періодичну послідовність, що змінюється з періодом T_e:

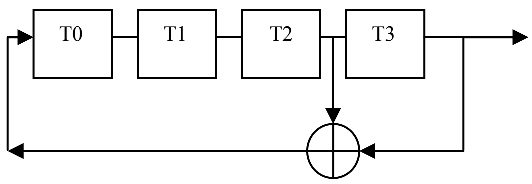

Рис.2

100011110101100100011110101100 1000...

з періодом N=15. Слід відмітити, що символи можна відраховувати з будь якого виходу регістру зсуву. В даному випадку отримаємо послідовності, що зсунуті в часі на інтервал T_e. Також у якості початкового, можна узяти будь-яке становище тригерів (у даному випадку 1001) це також лише призведе до зсуву послідовності у часі.

При використанні M-послідовності у якості модулюючої несучої, у радіотехнічній системі, використовують частіше за все фазову маніпуляцію - ФМН сигнали, які дозволяють для формування і обробки широко використовувати цифрові методи та техніку.

Якщо кількість імпульсів N_e то тривалість одного імпульсу $T_e=\tau_0=T_S/N_e$. Ширина спектру сигналу наближено визначається як: $f_0=1/\tau_0=N_e/T_S$. На частотно - часовій площині рис.3 штриховою лінією виділений розподіл енергії одного імпульсу. Всі елементи перекривають виділений квадрат зі сторонами F та T.

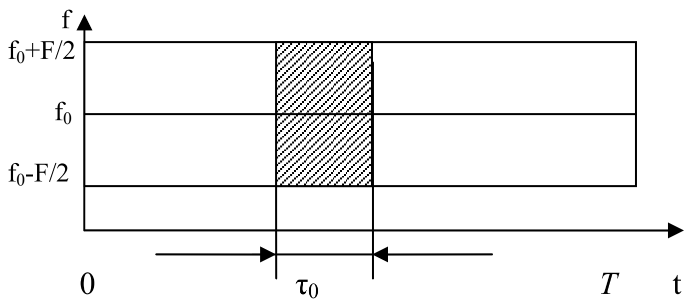

Рис.3

Базу ФМН сигналу визначають як $B=f_0T_S=T_SN_e/T_S=N_e$. тобто дорівнює числу символів в ПВП (імпульсів в сигналі).

Нелінійні послідовності

Розглянемо також нелінійні M-послідовності, які описуються нелінійними рекурентними співвідношеннями. Використовуючи додаткову логічну операцію "*І*", можна побудувати схему регістру, де комбінація з нулів перестає бути забороненою. В даному випадку період послідовності буде дорівнювати: $N_e = (p_e)^m$, а кодова послідовність символів:

$d_j = \left(\sum_{i=1}^{m} a_i d_{j-i} \right) + \prod_{j=1}^{m-1} d_j$, де $\prod_{j=1}^{m-1} (d_j)$ дорівнює 1 при d_j=1 та 0 при $d_j \neq 1$.

Бічні викиди – погіршують ситуацію у порівнянні до лінійної *М*-послідовності. Схему формування зображено на рис. 4

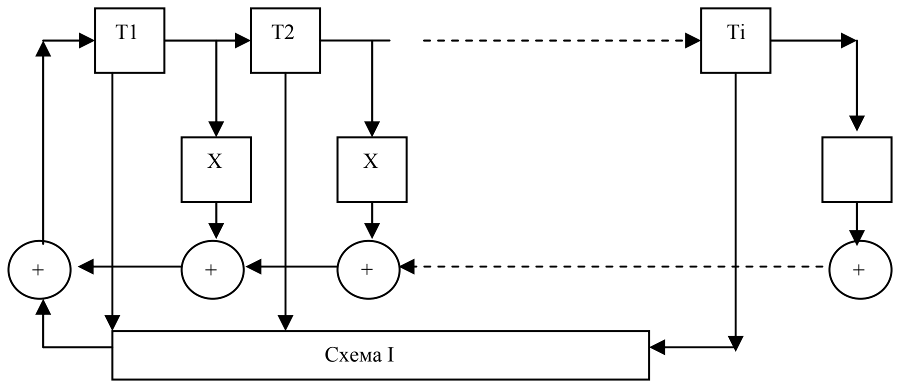

Рис.4

Послідовності Голда та Касамі

В ШПС системах найчастіше використовуються ПВП Голда та Касамі [2,3], що забезпечують малий рівень бічних викидів ВКФ. Коди Голда з періодом 2^m-1 формуються на базі двох М-послідовностей з відбором так званих “бажаних пар”, що мають трьохзначну функцію кореляції (-1; -φ(*t*); φ(*t*)-2), де φ(*t*)=2(*N*+1)/2 для парних *N*, φ(*t*)=2(*N*+2)/2 для непарних *N*).

Коди Голда формуються шляхом посимвольного додавання за модулем 2 двох М-послідовностей. На рис.5 зображено генератор коду Голда, де: *T* – елемент регістру зсуву, + - суматор за модулем 2.

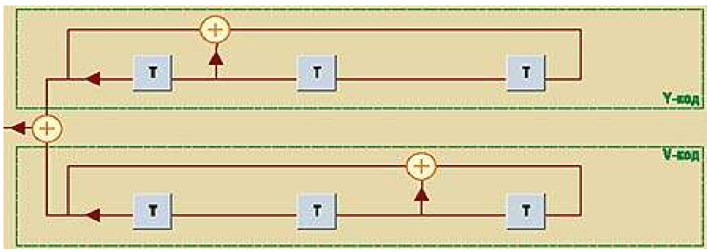

Рис.5

На рис.6 зображено ВКФ кода Голда, який побудовано з двох поліномів степеню 11, вибраних з таблиць.

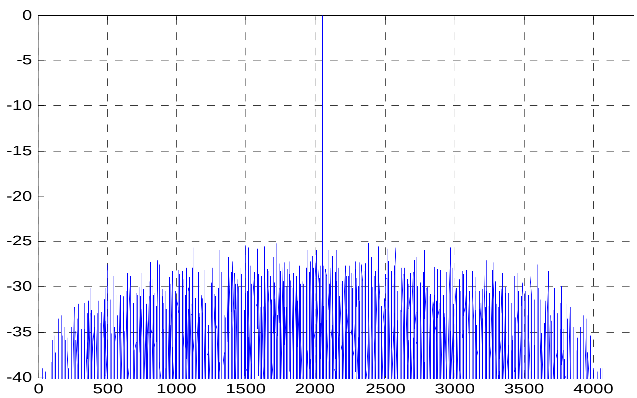

Рис.6

Сімейство кодів Касамі містить $2^к$ послідовностей з періодом 2^{m-1}. Вони вважаються оптимальними в тому випадку, коли для будь-якої “бажаної пари” забезпечується максимальне значення

КФ, що дорівнює ($2^к$+1). Кодові послідовності Касамі реалізуються за допомогою трьох послідовно ввімкнених регістрів зсуву (U,V,W) з відповідними зворотними зв`язками (рис.7), кожен з яких формує

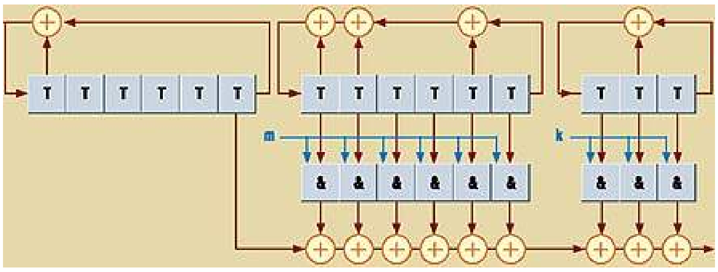

Рис.7

свою власну M-послідовність. Для того, щоб отримати кодові послідовності Касамі з заданими властивостями, послідовності V та W повинні мати різні зсуви.

Послідовності Лежандра та Якобі

Послідовності Лежандра та Якобі [2,3], широко використовуються для формування ШП ФМ сигналів, для яких початкова фаза приймає значення 0 та π. Для періодичної кодової послідовності, що для простоти представлена символами $\pm$ 1 та періодом N_e, було доведено, що $N_e = V_m$ (mod4), де $V_m N_e R_m = \sum_{n=0}^{N-1} a_n a_{n+m}$. Було знайдено і оцінку максимального значення бічного викиду кореляційної функції кодової послідовності: $V_{m\max} = \left(\frac{1}{N-1}\right)\left(\alpha^2 - N\right)$, де $\alpha = \sum_{n=0}^{N-1} a_n$

Оцінка $V_{m\max}$ визначається величиною α^2. При парній кількості елементів кодової послідовності $\alpha^2_{\min}$=0, що відповідає випадку рівного числа символів +1 та –1 в періоді кодової послідовності. При непарному N- $\alpha^2_{\min}$=1. Знайдені і оцінки значень $V_{m\max}$ для парних на непарних значень N. 0 для $N \equiv 0$ (mod4), 1 для $N \equiv 1$ (mod4), 2 для $N \equiv 2$ (mod4), -1 для $N \equiv 3$ (mod4).

Таким чином була сформульована основна умова можливості існування мінімаксних послідовностей Лежандра. Для того, щоб мінімаксна послідовність існувала при N=3 (mod4), необхідно, щоб виконувалась умова α^2=1, тобто щоб кількість символів +1 була відмінна на одиницю від числа символів –1 в періоді послідовності.

Параметри відомих мінімаксних послідовностей зведені до таблиці 1, де вказані види послідовностей для N, що змінюється від 3 до

Таблиця 1

N	**Вид**	***N***	**Вид**	***N***	**Вид**	***N***	**Вид**
3	*M*	35	J	79	L	143	*J*
7	*M*	43	*L*	83	*L*	151	*L*
11	*L*	47	*L*	103	*L*	163	*L*
15	*M*	59	*L*	107	*L*	167	*L*
19	*L*	63	*M*	127	*M, L*	179	*L*
23	*L*	67	*L*	131	*L*	191	*L*
31	*M, L*	71	*L*	139	*L*	199	*L*

200. Через L-позначено послідовності Лежандра, через J-Якобі, M відповідає М-послідовності.

Якщо символ n/N (символ n по відношенню до N) є символ послідовності Лежандра, то символи послідовності Лежандра визначаються як:
1 при $n \equiv 0 \pmod N$, (n/N) при $n \neq 0 \pmod N$)

Символи Лежандра вводять при розгляді рівнянь другої степені:
$x^2 \equiv n \pmod N$.

Значення n при якому вираз має рішення називають квадратичними вичетами, а значення n, при якому не має рішень – квадратичними невичетами. Символ Лежандра n/N дорівнює 1, якщо n-квадратичний вичет, та –1 якщо n-квадратичний невичет. Він визначений для всіх n, що не діляться без остачі на N, причому N-просте число більше двох. Якщо символ Лежандра знайдений, то стає відомим, чи має розв`язок означене рівняння при заданому n.

Сигнали Баркера

В таблиці 2 наведені відомі послідовності Баркера. В останньому стовпці таблиці приведено рівень бічних пелюстків кореляційної функції.

Таблиця 2

N	a_n-символ кодової послідовності													
	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5	n=6	n=7	n=8	n=9	n=10	n=11	n=12	n=13	R_m
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

В таблиці відсутні значення кодової послідовності {1,-1} яку також інколи відносять до послідовності Баркера. Для деяких N існують дві послідовності. Наприклад для N=3 має місце послідовність {1,-1,1},{1,1,-1}, для N=4 {1,1,1,-1},{1,1,-1,1}. Кодові послідовності які мають властивості мінімального вибросу бічних КФ для $N > 13$ не знайдені.

Послідовності Якобі

Якщо є символ послідовності Якобі:

$$\left(\frac{n}{p \cdot q}\right) = \left(\frac{n}{p}\right)\left(\frac{n}{q}\right)$$

де спільний найбільший дільник $(n,p,q) = 1$, а p та q – прості числа то послідовність Якобі для $p>q$ визначається як :

(n/pq) при $n \neq 0 \pmod p$, $n \neq 0 \pmod q$)
1 при $n \equiv 0 \pmod{pq}$)

1 при $n \equiv 0 \pmod p$, $n \neq 0 \pmod q$

-1 при $n \neq 0 \pmod p$, $n \equiv 0 \pmod q$

Підпослідовностями Якобі будемо називати такі, у яких $p = q+2$, період дорівнює N, а n змінюється від 0 до N-1. Так як символ Якобі визначається добутком символів Лежандра, то розрахунок виконується згідно основним властивостям послідовностей Лежандра [2]. Як послідовності Лежандра, так і послідовності Якобі є мінімаксними. Наприклад, при p=7,q=5 період N = 35, а символи кодової послідовності Якобі у продовж періоду змінюються як: 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. Послідовність Якобі, яку представлено, є мінімаксною. Ці два типа послідовностей вивчено досить широко, але на практиці найбільш поширено використовують *M*-послідовності.

Широкосмугові сигнали з розривною структурою за часом і частотою

Існує метод побудови широкосмугового сигналу, при якому частотно-часова область поділяється на смуги по осі частот, шириною $\Delta f \sim 1/T$ і на часові інтервали тривалістю $\Delta t \sim 1/F$ по осі часу. Утворення широкосмугового сигналу складається у виборі визначеного числа окремих елементів, розташованих у різних частинах області. На рис.8 показаний один з можливих виборів сигналу.

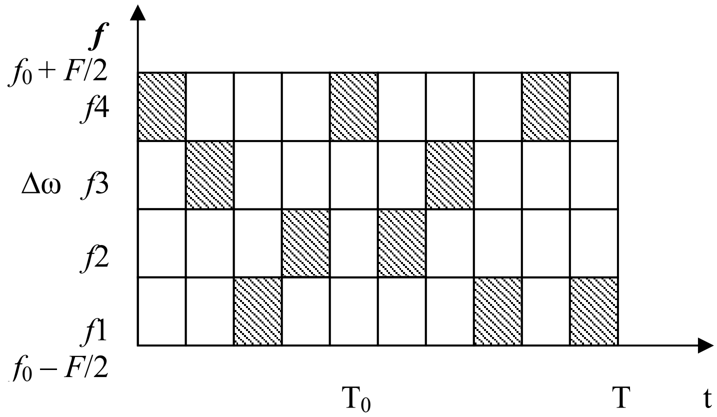

Рис.8

Скориставшись лише одним розбиттям в частотно - часовій області, можна одержати велике число різних широкосмугових сигналів, що мають за умови точної синхронізації, гарні кореляційні властивості. Такий метод побудови широкосмугового сигналу називають частотно - часовим рознесенням, або частотною маніпуляцією. Тривалість одиночного імпульсу T_0 для сигналу тривалістю T, що складається з N парціальних імпульсів, визначається як $T_0 = T/N$. Несучі частоти всіх імпульсів відрізняються одна від іншої на величину, що кратна одиничному зсуву по частоті $\Delta\omega$. Частотний зсув n - го імпульсу залежить від номера імпульсу n і дорівнює $[q(n)-1]\,\Delta\omega$, де $q(n)$= 1,2,3..., N. - функція від n. Мінімальний частотний зсув дорівнює нулю, максимальний (N-1) $\Delta\omega$. Якщо частотний зсув дорівнює приблизно ширині спектра радіоімпульсу, то смуга частот яку займає цей сигнал, дорівнює $W=N\Delta\omega$.

Звичайно $\Delta\omega=2\pi/\tau_0$, тому $W=2\pi N/\tau_0$, звідки можна одержати: $WT=2\pi N^2$ або $FT=N^2$. Тому, наприклад якщо добуток FT=100, то сигнал повинний складатися з 10 імпульсів. На даний час існує достатня кількість ансамблів функцій, що дозволяють одержати сигнали які забезпечують задані технічні характеристики системи.

У засобах передачі інформації [4] системи, що використовують частотну маніпуляцію, називають *Frequency Hopping* systems (*FH* - "стрибаюча" частота). У *FH*-системах частота носійної радіопередавача стрибає з одного каналу на іншій за спеціальною послідовністю. Кожна несуча частота і зв'язані з нею бічні смуги повинні залишатися в межах ширини смуги, обумовленої *FCC*. Різні *FH*–передавачі використовують різні послідовності стрибків, що і забезпечує мінімальні взаємні перешкоди.

Обробка сигналів у таких системах здійснюється кореляційним приймачем. Корелятор у *FH*-системах виконаний трохи по-іншому, чим у ФМ системах, але принципи ті ж самі. У *FH*-системі носійна передавача скаче по виділених каналах багато разів у секунду відповідно до $q(n)$ -послідовності. *FH*-сигнали, що з'являються на вході приймача, та ті що керуються різними $q(n)$ -послідовностями, будуть епізодично виявлятися на одному каналі з очікуваним сигналом.

Сигнали Френка

Даний тип сигналу [3] відноситься до класу багатофазних сигналів, але певною мірою є аналогом ЧМ сигналу. Символи сигналів Френка $a_п$, $n = 1,N$ визначаються як $a_n = \xi^{\nu\mu}$, де $\xi = \exp\left(\dfrac{i2\pi p}{M}\right)$, M – просте число, p – взаємно просте число з M, а добуток $\nu\mu$ визначається квадратною матрицею порядку M:

$$B = \begin{matrix} 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \ldots & M\text{-}1 \\ 0 & 2 & 4 & \ldots & 2(M\text{-}1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & M\text{-}1 & 2(M\text{-}1) & \ldots & (M\text{-}1)^2 \end{matrix}$$

Кожен елемент матриці B це добуток $\nu\mu$, ν, $\mu = 0,1,\ldots, M\text{-}1$, μ – номер стовпця, ν – номер рядка. Загальна кількість елементів матриці та символів в сигналі $N = M^2$. Номера елементів по індексу n обчислюються починаючи з лівого верхнього ($n = 1$), по рядках, що здійснюється записуванням одного рядка за іншим. Номер символу $n = \nu M + \mu +1$. Послідовність символів в сигналі у запису за правилом приєднання має вигляд:

$$\{\xi^{0\mu} \mid \xi^{1\mu} \mid \xi^{2\mu} \ldots \mid \xi^{(M\text{-}1)\mu}\},\ \mu = 0,1 \ldots, M - 1.$$

Фази символів сигналу Френка визначатимуться як $\theta_{\mu\nu} = (2\pi p/M)\nu_\mu$

Розрахунки показують, що для даного типу сигналів максимальні бічні викиди менше ніж оцінка $R_{max}<1/\sqrt{N}$. Тіло невизначеності неперіодичного багатофазного сигналу близьке до тіла неви-значеності сигналу з лінійною частотною модуляцією, що виз-начається квазіквадратичною зміною символів сигналу Френка. На рис.9 представлено переріз функції невизначеності для багатофазного сигналу Френка з параметрами p=1, M = 23.

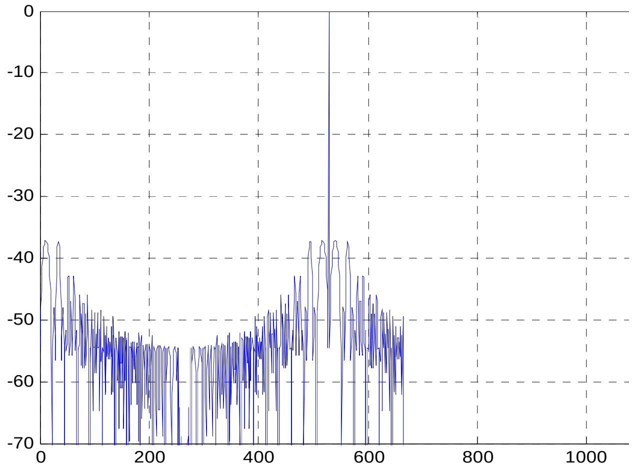

Рис.9

Висновки

Основною проблемою теорії сигналів радіотехнічних систем є проблема синтезу великої кількості сигналів, які задовольняють розробників своїми кореляційними властивостями. При гарних кореляційних властивостях, про це вже було сказано, рівні бічних пелюстків функції взаємокореляції та функції автокореляції сигналів мають бути малими. Коли виникає потреба в сигналі з мінімальним значенням бічних, значно меншим від деякого значення, то такий сигнал можна або синтезувати, за заданими кореляційними характеристиками або шляхом дослідження вже відомих сигналів та систем сигналів, вибрати з поміж них сигнал із бажаними властивостями. Тому на даний момент залишається актуальною задача пошуку нових алгоритмів побудови складних сигналів як в класі багатофазних, так і багаточастотних сигналів.

Література

1. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. Под ред. В.Б.Пестрякова. - М. Сов.Радио, 1973. – 424 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобними сигналами. М. Радио и связь, 1985. 383 с.
3. Сумик М., Прудіус І., Сумик Р. Теорія сигналів. –Львів. 2005. – 190 с.
4. Технічні матеріали фірми Aironet Wireless Communications,Inc.

Бычков В.Е. Правда В.И.

Сигналы с расширенным спектром в радиотехнических системах

Рассматриваются принципы формирования широкополосных сигналов и построения широкополосных систем. Приведены основные преимущества использования таких систем, способы формирования и обработки широкополосных сигналов.

Bychkov V.E. Pravda V.I.

The wideband signals in radio systems

In the article the principles of formation wideband signals and construction of spread spectrum systems are esteemed. Are adduced of the main advantage of usage of such systems, and also the ways of formation and processing of wide-band signals are adduced.