УДК 691.321.25
© М. Захарченко[1], О. Русаловська[1], М. Гаджиєв[1], 2009

ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ КАНАЛУ ПРИ ТАЙМЕРНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЯХ

У роботі оцінені різні методи збільшення пропускної спроможності каналу за рахунок збільшення потужності безлічі таймерних сигнальних конструкцій, реалізованих на заданому інтервалі часу T_k ***, із заданою величиною базового елементу*** Δ ***і що задовольняють рівнянню якості*** $\sum_{i=0}^{k} A_i x_i = 0(\mathrm{mod}\, A_0)$.

The different methods of increase of carrying capacity of channel are in-process appraised due to increasing power great number of timer alarm constructions, realized on the set time of T_k ***domain, with set in size base element of*** Δ ***and satisfying equalization of quality of*** $\sum_{i=0}^{k} A_i x_i = 0(\mathrm{mod}\, A_0)$.

В зв'язку з різким збільшенням об'ємів інформації, що передається, виникає проблема збільшення пропускної спроможності існуючих каналів і мереж в цілому [1].

Реальні канали зв'язку характеризуються не стаціонарністю в часі [2], за вірогідністю помилкового прийому елементу: велику частину часу канал знаходиться у «хорошому» стані, коли $P_e \le 10^{-6} \div 10^{-9}$, а час цього стану складає $T_k \ge 0{,}9955T$ (T - загальний час передачі) а меншу частину часу - у «поганому» стані, коли $P_e \to 0{,}5$ при відносному часі його $T_n \le 0{,}005T$.

Значення пропускної спроможності визначається формулою [3]

$$C_M = \frac{1}{m}\left[\log_2 N_{p_\Sigma} - H_П\right], \qquad (1)$$

де $H_П$ визначає втрати в каналі за рахунок невизначеності в прийомі кодової сигнальної конструкції, а N_{p_Σ} - загальна кількість можливих реалізацій на інтервалі T_k для заданих параметрів таймерних сигнальних конструкцій (ТСК).

[1] Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

Існуючі методи збільшення пропускної спроможності в існуючих дискретних системах базуються на використанні багатопозиційних сигналів, тобто алфавіт каналу (число станів інформаційного параметра (а) на одиничному найквістовому інтервалі часу більше двох а>2). В якості інформаційних параметрів найчастіше використовуються параметри синусоїдальних коливань: амплітуда, фаза, частота сигналу, що передається. Особливістю таких систем, незалежно від виду інформаційного параметра, є строга прив'язка моментів зміни параметра до смуги пропускання каналу ΔF. Моменти модуляції можуть знаходитися тільки в точках кратних найквістовому елементу t_0 ($t_0 = \frac{1}{2\Delta F}$). В зв'язку з цим мінімальна енергетична відстань між сигнальними конструкціями (СК) визначається як мінімум на відстані одного елементу t_0. Максимальна кількість інформації, що передається одним одиничним елементом, складає $c = \log_2 a$.

Легко показати, що середня вірогідність помилки в каналі визначається якістю передачі у «поганому» стані, а на інтервалі «хорошого» стану існує великий запас невживаної якості, який доцільно трансформувати в додаткову пропускну спроможність. Алгоритм такого перетворення полягає в наступному: на заданому інтервалі часу T_k, формуються сигнальні конструкції, в яких моменти зміни інформаційного параметра розташовані не в точках кратних найквістовому елементу t_0, а в кратних деякому елементу $\Delta = t_0 / s$ ($s \in 2, 3, \ldots k$, де k - цілі числа), при цьому відстань між моментами модуляції задовольняє умові $\tau_c = \Delta(s + i)$ ($s - const$; $i \in 0, 1, 2, \ldots, z$ - цілі).

В [2, 4] показано, що місця розташування значущих моментів модуляції (ЗММ) в ТСК обмежені з одного боку, кількістю s базових елементів Δ, на які ділиться тривалість одиничного елементу, а з іншого боку, тривалістю СК (T_k) та кількістю інформаційних переходів i в ній.

Саме за рахунок зменшення відстані між СК з'являється можливість збільшити число реалізацій сигналів на заданому інтервалі T_k.

Остання умова дозволяє уникнути виникнення міжсимвольних спотворень в СК і забезпечує можливість отримання енергетичної від-

стані між ними, що визначається елементом Δ. Такі сигнальні конструкції отримали назву таймерних [4].

Загальна кількість можливих кодових комбінацій для заданих параметрів ТСК обчислюється за формулою [5]

$$N_p = C^i_{ms-i(s-1)}, (i \in 1; 2 \ldots m) \qquad (2)$$

де i - число інформаційних ЗММ в сигналі.

Якщо, як дозволені, використовуються сигнальні конструкції з будь-яким значенням i, то $N_{p_\Sigma} = \sum_{i=1}^{m} C^i_{ms-i(s-1)}$.

Наприклад, для $m = 7$ ($T_k = 7t_0$), $s = 5, i = 3$, $N_P = 1771$, а для бінарного каналу при розрядно-цифровому кодуванні на інтервалі кодового слова тривалості 7 елементів, можна отримати $2^m = 2^7 = 128$ реалізацій.

Таким чином на інтервалі $T_k = 7t_0$ отримуємо приблизно в 14 разів більшу кількість реалізацій, що відповідно (1) призводить до збільшення пропускної спроможності.

Для можливості оцінки якості на прийомі для передачі вибирають СК, укі задовольняють умові [5, 6].

$$\sum_{i=0}^{k} A_i x_i = 0(\mathrm{mod}\, A_0), \qquad (3)$$

де x_i - часові моменти зміни інформаційних параметрів на інтервалі T_k;

A_i - деякі коефіцієнти, що визначають властивості вибраної множини СК [1, 2, 5, 6].

Слід відмітити, що вказані коефіцієнти визначають відстань між СК в дозволеній множині.

Наприклад, для коефіцієнтів $A_1 = 2, A_2 = 3, A_3 = 7$ і $A_0 = 19$ згідно (3) кількість ДКК дорівнює 94.

Структура множини ДКК для заданих параметрів A_i показана в діаграмі 1.

В таблиці 1 наведені координати всіх 94 дозволених кодових слова, які задовольняють (3) та обчислені суми $\sum_{i=1}^{3} A_i x_i$.

З діаграми 1 та таблиці 1 видно, що при заданих коефіцієнтах A_i і A_0 всі ДКК належать інтервалу зміни по $\sum_{i=1}^{3} A_i x_i$ від $\overline{8A_0, 20A_0}$. Різним значенням kA_0 ($k \in 8 \div 20$) відповідає різна кількість кодових слів, що мають одну і ту ж саму $\sum_{i=1}^{3} A_i x_i$.

Легко показати, що вони відрізняються на твірний вектор $E_{\grave{o}} \to e_{01}; e_{02}; e_{03}$, при цьому $\sum_{i=1}^{3} e_{0i} = 0$. Позначимо цей вектор $E_0(0)$, що означає $e_1 A_1 + e_2 A_2 + e_3 A_3 = 0$.

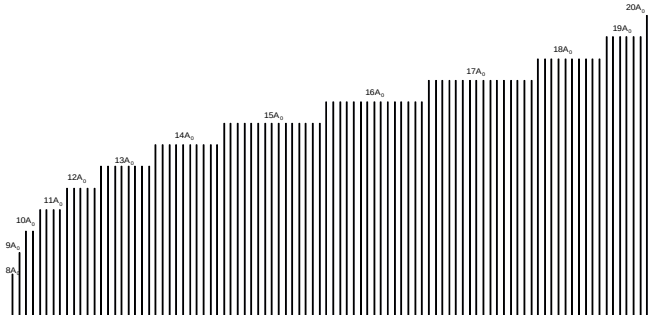
Різниця між кодовими словами, для яких суми $\sum_{i=1}^{3} x_{i1} A_i = kA_0$ та $\sum_{i=1}^{3} x_{i2} A_i = (k+1)A_0$ відповідає вектору $E_0(A_0) \to 1e_1 + 1e_2 + 2e_3$ і має вагу $w = 4$.

Аналізуючи значення ДКК, наведені в діаграмі 1, бачимо що, добавляючи $E_0(0)$ до ДКК, де $\sum_{i=1}^{3} A_i x_i$ кратна kA_0 ,отримуємо інші комбінації ДКК, для яких $\sum_{i=1}^{3} A_i x_i$ кратна kA_0 . Добавляючи до ДКК $E_0(A_0)$ отримуємо інші ДКК, які характеризуються іншим значенням k .

Отже, діючи на ДКК векторами з $w = 4$ отримуємо ДКК, що знаходяться від початкових на відстані $d = 4$, вектором з $w = 5$ отримуємо ДКК, що знаходяться від початкових на відстані $d = 5$, вектором з $w = 6$ отримуємо ДКК, що знаходяться від початкових на відстані $d = 6$.

З таблиці 1 бачимо, що тільки 94 кодових слова задовольняють (3).

Оцінимо, чи можна з іншими коефіцієнтами A_i та A_0 отримати із залишку КК (1771-94), додаткову підмножину, яка буде задовольняти умові (3).



Діаграма 1 - Структура множини ДКК по кратності A_0

Таблиця 1

ДКК для $A_1 = 2, A_2 = 3, A_3 = 7,\ A_0 = 19$

№	x_0	x_1	x_2	$\sum_{i=0}^{3} A_i x_i$	kA_0	№	x_0	x_1	x_2	$\sum_{i=0}^{3} A_i x_i$	kA_0	№	x_0	x_1	x_2	$\sum_{i=0}^{3} A_i x_i$	kA_0
1	5	10	16	152	$8A_0$	33	5	17	32	285	$15A_0$	65	8	23	34	323	$17A_0$
2	6	11	18	171	$9A_0$	34	5	24	29	285	$15A_0$	66	9	20	35	323	$17A_0$
3	5	11	21	190	$10A_0$	35	6	14	33	285	$15A_0$	67	9	27	32	323	$17A_0$
4	7	12	20	190	$10A_0$	36	6	21	30	285	$15A_0$	68	10	24	33	323	$17A_0$
5	5	15	22	209	$11A_0$	37	7	18	31	285	$15A_0$	69	11	21	34	323	$17A_0$
6	6	12	23	209	$11A_0$	38	8	15	32	285	$15A_0$	70	12	18	35	323	$17A_0$
7	7	16	21	209	$11A_0$	39	8	22	29	285	$15A_0$	71	12	25	32	323	$17A_0$
8	8	13	22	209	$11A_0$	40	9	19	30	285	$15A_0$	72	13	22	33	323	$17A_0$
9	5	12	26	228	$12A_0$	41	10	16	31	285	$15A_0$	73	14	19	34	323	$17A_0$
10	6	16	24	228	$12A_0$	42	10	23	28	285	$15A_0$	74	14	26	31	323	$17A_0$
11	7	13	25	228	$12A_0$	43	11	20	29	285	$15A_0$	75	15	23	32	323	$17A_0$
12	8	17	23	228	$12A_0$	44	12	17	30	285	$15A_0$	76	17	24	31	323	$17A_0$
13	9	14	24	228	$12A_0$	45	13	21	28	285	$15A_0$	77	19	25	30	323	$17A_0$
14	5	16	27	247	$13A_0$	46	15	22	27	285	$15A_0$	78	5	29	35	342	$18A_0$
15	6	13	28	247	$13A_0$	47	5	21	33	304	$16A_0$	79	8	27	35	342	$18A_0$
16	6	20	25	247	$13A_0$	48	6	18	34	304	$16A_0$	80	10	28	34	342	$18A_0$
17	7	17	26	247	$13A_0$	49	6	25	31	304	$16A_0$	81	11	25	35	342	$18A_0$
18	8	14	27	247	$13A_0$	50	7	15	35	304	$16A_0$	82	13	26	34	342	$18A_0$
19	9	18	25	247	$13A_0$	51	7	22	32	304	$16A_0$	83	14	23	35	342	$18A_0$
20	10	15	26	247	$13A_0$	52	8	19	33	304	$16A_0$	84	15	27	33	342	$18A_0$
21	11	19	24	247	$13A_0$	53	9	16	34	304	$16A_0$	85	16	24	34	342	$18A_0$
22	5	13	31	266	$14A_0$	54	9	23	31	304	$16A_0$	86	18	25	33	342	$18A_0$
23	5	20	28	266	$14A_0$	55	10	20	32	304	$16A_0$	87	20	26	32	342	$18A_0$
24	6	17	29	266	$14A_0$	56	11	17	33	304	$16A_0$	88	13	30	35	361	$19A_0$
25	7	14	30	266	$14A_0$	57	11	24	30	304	$16A_0$	89	16	28	35	361	$19A_0$
26	7	21	27	266	$14A_0$	58	12	21	31	304	$16A_0$	90	18	29	34	361	$19A_0$
27	8	18	28	266	$14A_0$	59	13	18	32	304	$16A_0$	91	19	26	35	361	$19A_0$
28	9	15	29	266	$14A_0$	60	14	22	30	304	$16A_0$	92	21	27	34	361	$19A_0$
29	10	19	27	266	$14A_0$	61	16	23	29	304	$16A_0$	93	23	28	33	361	$19A_0$
30	11	16	28	266	$14A_0$	62	5	25	34	323	$17A_0$	94	24	29	35	380	$20A_0$
31	12	20	26	266	$14A_0$	63	6	22	35	323	$17A_0$						
32	5	10	35	285	$15A_0$	64	7	26	33	323	$17A_0$						

З'ясуємо, скільки комбінацій з тих, що залишилися 1677 задовольнятимуть умові $d_{\min} < 4$ щодо множини ДКК19 при заданих коефіцієнтах $A_1 = 2, A_2 = 3, A_3 = 7$. Для цього додамо до кількості дозволених ДКК19 вектори з вагою $w = 1; 2$. Дані про кількість комбінацій для яких відстань до вибраних ДКК дорівнює $d = 1; 2$ наведені в таблиці 2.

Таблиця 2

Кількість комбінацій які знаходяться на відстані 1 і 2 від ДКК19

$w = 1$	Кількість комбінацій	$w = 2$	Кількість комбінацій	$w = 2$	Кількість комбінацій
(0, 0, 1)	81	(0, 0, 2)	81	(-1, -1, 0)	81

(0, 1, 0)	81	(0, 2, 0)	69	(-1, 0, 1)	70
(1, 0, 0)	82	(2, 0, 0)	70	(1, 0, -1)	70
(0, 0, -1)	83	(1, 1, 0)	82	(-1, 0, -1)	81
(0, -1, 0)	81	(1, 0, 1)	81	(0, -1, 1)	69
(-1, 0, 0)	81	(0, 1, 1)	81	(0, 1, -1)	69
Всього	489	(-1, 1, 0)	71	(0, -1, -1)	81
		(1, -1, 0)	71	Всього	1127

Вектора (-2, 0, 0), (0, 0 -2), (0 -2, 0) не враховуємо, оскільки для заданих коефіцієнтів A_i $d_{\min} = 4$, а впливаючи цими векторами на ДКК, ми повторюватимемо вже враховані комбінації. Кількість комбінацій віддалених на $d = 3$ рахувати немає сенсу.

З таблиці 3 видно, що комбінацій з вагою $w < 3$ буде 489+1127. З урахуванням 94 дозволених залишається тільки 61 кодове слово (1771-94-489-1127), які мають три ЗММ. З них тільки два для яких $\sum_{i=i}^{3} A_i x_i = 0(\mathrm{mod}\, 31)$.

На рис. 1. наведені ДКК для заданих параметрів ТСК, а також КК для яких умова по відстані між моментами модуляції не виконана. Осі координат x_i , $i = 1..3$ - часові моменти зміни інформаційних параметрів на інтервалі T_k . Для наочності кожна РКК розміщена в сфері радіуса 1,5, оскільки мінімальна відстань між комбінаціями повинна складати $d \geq 3$, а КК для яких умова по відстані між моментами модуляції не виконана наведені у вигляді крапок.

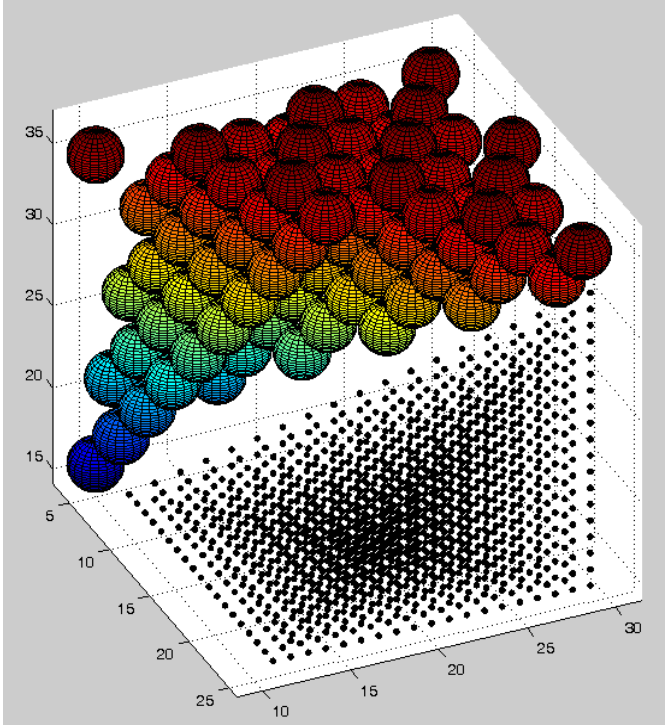


Рис. 1. ДКК і КК в просторі для заданих параметрів ТСК

З рис. 1 бачимо, що всі ДКК в сферах згруповані в одному місці та займають майже половину всього об'єму куба, поверхня якого обмежена параметрами ТСК. Друга частина об’єму куба заповнена крапками (КК), для яких умова по відстані між моментами модуляції не виконується. Як було показано вище, неможливо збільшити потужність множини ДКК при тих же параметрах ТСК й іншому A_0. Це наочне можна бачити ще й з рисунка 1.

Із наведеного можна зробити висновки, що при необхідності збільшення потужності множини ДКК на заданому інтервалі часу, необхідно перейти до додаткової підмножини з іншим числом ЗММ, наприклад $i = 4$. Причому значення $i = 3; 4$ оптимальні по кількості реалізацій, оскільки подальше збільшення i призводить до значного зменшення кількості реалізацій, задовольняючих умові (3) за рахунок збільшення A_0.

Ефективність збільшення потужності ДКК за рахунок зміни i покажемо на прикладі. Для коефіцієнтів $A_1 = 2, A_2 = 3, A_3 = 7, A_4 = 11$ і $m = 7, s = 5, i = 4$. Кількість можливих кодових комбінацій дорівнює 3876. Оберемо A_0 для $i = 4$: $A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 2 + 3 + 7 + 11 = 23$. Отримане число є простим. Вектора помилок для заданих коефіцієнтів A_i мають вагу $w = 4$, отже, $d_{\min_{PKK\,23}} = 4$, а кількість ДКК дорівнює 165 (E^- 3876:23).

Таким чином, при одних і тих самих коефіцієнтах A_i, фіксованих $m = 7, s = 5$ і кількості ЗММ $i = 3, 4$, потужність множини ДКК збільшується з 94 до 94+165 = 259 ДКК.

Отримані результати дозволяють зробити наступні виводи.

Діючи на ДКК, де $\sum_{i=1}^{3} A_i x_i = kA_0$, векторами помилок $E_0(0)$, $E(A_0)$, $E(2A_0)$, ми переходимо до ДКК для деяких k, збільшується на 0, 1, 2 … відповідно.

Відстані між множиною ДКК для однакових A_i і різних A_0 можна обчислювати, використовуючи тільки вектора помилок, які перетворюють одну ДКК в іншу.

Якщо вибрана множина ДКК включає кодові слова з 3-ма та 4-ма ЗММ, то коефіцієнт збільшення дозволеної множини КК дорівнює 2,7 ((94+165)/94).

1. Захарченко В.М. Синтез багатопозиційних часових кодів – К.: Техніка, 1999. – 284 с. 2. Захарченко Н.В., Йона Л.Г., Калюжный В.А. Расчет эффективности совместного использования РЦК и МВС.: Учебное пособие / под ред. Н.В. Захарченко. - Одесса: УГАС им. А.С. Попова, 1995. – 72 с. 3. Захарченко Н.В., Кононович В.Г. Применение микро-процессоров и ПЭВМ в сетях и устройствах связи. – К.: Техника, 1993. – 238 с. 4. Захарченко Н.В., Русляченко О.Ю., Русаловская А.А. Формирование таймерных сигнальных конструкций, удовлетворяющих условию качества приема // Восточно-европейский журнал передовых технологий. - Харьков. - 2008. - 4/4 (35). - С. 15-21. 5. Методы повышения эффективности использования каналов связи / Захарченко В.Н., Гайдар В.П., Улеев А.П., Липчанский А.И.– К.: Техника, 1998.– 248 с. 6. Захарченко В.Н. Расчет мощности избыточного кода при многопозиционных временных сигналах. // Сб. «Информатика и связь». – УГАС им. А.С. Попова. – К.: Техника, 1997.