



УДК 621.396

НЕСОГЛАСОВАННЫЕ ПОЧТИ-ИДЕАЛЬНЫЕ ДВОИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Кренгель Е.И.

Введение

Двоичные последовательности с хорошими корреляционными функциями широко используются в широкополосной связи и радиолокации [1-3]. Во многих приложениях требуется последовательности с идеальными и почти идеальными автокорреляционными функциями. Напомним, что последовательность называется идеальной, если ее периодическая автокорреляционная функция при всех ненулевых сдвигах равна нулю, и почти-идеальной, если ее автокорреляционная функция равна нулю при всех ненулевых сдвигах, кроме одного [3-6]. На сегодня известна только одна идеальная двоичная последовательность 1 1 1 –1 длины $N=4$ [3].

В качестве выхода из этого положения было предложено использовать несогласованную фильтрацию двоичных последовательностей с помощью фильтров подавления боковых лепестков [1]. Такая фильтрация обеспечивает идеальную автокорреляционную функцию на выходе фильтра, но в то же время приводит к некоторым потерям в отношении сигнал/шум (SNR) на выходе фильтра по сравнению с согласованной фильтрацией. Показано, что в этом случае коэффициенты несогласованного фильтра представляют собой недвоичные последовательности с объемом алфавита ≥ 3 , для нахождения которых требуются нетривиальные вычисления [1,7,8]. Кроме того, в большинстве случаев энергетическая эффективность последовательности η , определяемая как отношение SNR на выходе несогласованного фильтра к SNR на выходе согласованного фильтра, в асимптотике стремится к некоторому фиксированному значению $\eta < 1$ [7].

Ввиду этого применение почти-идеальных двоичных (APB) последовательностей с одним ненулевым боковым выбросом точно по центру может дать определенные преимущества, поскольку при согласованной фильтрации их эффективность всегда равна единице, а весовые коэффициенты фильтра суть двоичные числа.

В настоящей работе, представлены новые сбалансированные двоичные последовательности длины $N=4(p^m+1)$, $p^m \equiv 0 \pmod{4}$, которые на выходе несогласованного фильтра с двоичными весовыми коэффициентами создают сигналы, имеющие форму почти идеальной автокорреляционной функции, и при этом обладают энергетической эффективностью, близкой к единице. Последовательности с такими свойствами

Рассмотрены некоторые новые сбалансированные двоичные последовательности длины $N=4(p^m+1)$, которые на выходе двоичного несогласованного фильтра образуют сигналы, совпадающие по форме с почти-идеальной автокорреляционной функцией. При этом энергетические потери из-за рассогласования стремятся к нулю с ростом N . Эти последовательности получили название несогласованных почти-идеальных двоичных последовательностей. Показано, что MAPB порождаемой последовательности при четных значениях t имеют уникальную длину относительно известных почти-идеальных двоичных последовательностей длины $N=2(p^m+1)$. Даны примеры построения некоторых MAPB последовательностей и рассмотрено их применение в широкополосной связи.

получили название несогласованных почти-идеальных двоичных (MAPB) последовательностей.

Конструирование

Новые MAPB последовательности образуются из почти-идеальных троичных (APT) последовательностей длины $N=4(p^m+1)$ [9] с помощью замены 4-х нулевых элементов знакопеременной последовательностью единиц. Рассмотрим эту конструкцию более подробно.

Пусть $p > 2$ есть простое число, а $n=2m$, $m \geq 1$ - такие целые числа, что p^m-1 кратно 4. Пусть α есть примитивный элемент поля $GF(p^n)$ и β есть примитивный элемент поля $GF(p^m)$. Тогда, согласно [9] последовательность $w=\{w_i\}$, задаваемая выражением

$$w_i = \psi(tr_m^n(\alpha^i)), \quad i=0,1,\dots,4(p^m+1)-1, \quad (1)$$

$$\psi(x) = \begin{cases} (-1)^{\lfloor ((ind_{\beta}x) \bmod 4) / 2 \rfloor}, & x \neq 0 \\ 0, & x = 0 \end{cases}, \quad x \in GF(p^m) \quad (2)$$

где $ind_{\beta}x$ – индекс (логарифм) x по основанию β , а $\lfloor u \rfloor$ - $\max \{z \mid z \leq u, z - \text{целое}\}$, есть почти-идеальная троичная (APT) последовательность длины $N=4(p^m+1)$ с 4 нулевыми элементами и корреляционными пиками $\theta(0)=4p^m$ и $\theta(N/2)=-4p^m$. Заметим, что в силу построения последовательность w является сбалансированной.

Из (2) следует, что $w_j=0$ при $j=(p^m+1)/2, 3(p^m+1)/2, 5(p^m+1)/2$ и $7(p^m+1)/2$. На основе последовательности w строим двоичную последовательность $b=\{b_j\}$, $j=0,1,\dots,4(p^m+1)-1$, с общим членом

$$b_j = \begin{cases} 1, & \text{если } j=(p^m+1)/2 \text{ или } 5(p^m+1)/2 \\ -1, & \text{если } j=3(p^m+1)/2 \text{ или } 7(p^m+1)/2 \\ w_j, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (3)$$

Очевидно, что последовательность b также сбалансированная.

Возьмем теперь двоичную последовательность $\mathbf{c}=\{c_j\}$, полученную из \mathbf{w} заменой ее 4-х нулей на единицы (минус единицы) в качестве весовой последовательности несогласованного фильтра. Легко видеть, что последовательности \mathbf{b} и \mathbf{c} различаются только в двух элементах. Кроме того, последовательности 1111, 1-11-1 и 11-1-1 попарно являются не коррелированными последовательностями [2]. С учетом этого, а также свойств декомпозиции АРТ последовательностей [9] находим, что взаимно-корреляционная функция \mathbf{b} и \mathbf{c} полностью совпадает с автокорреляционной функцией АРТ последовательности (1) такой же длины.

Согласно [7,8] эффективность несогласованной фильтрации задается выражением

$$\eta = \frac{R_{bc}^2(0)}{R_{bb}(0)R_{cc}(0)}, \quad (4)$$

где $R_{bc}(j)$, $R_{bb}(j)$ и $R_{cc}(j)$ - периодические взаимно и автокорреляционные функции последовательностей \mathbf{b} и \mathbf{c} . После подстановки соответствующих значений окончательно имеем

$$\eta = \frac{p^{2m}}{(p^m+1)^2}. \quad (5)$$

Из (5) видно, что эффективность η при возрастании длины N стремится к 1. Таким образом, последовательность (3) есть сбалансированная МАРВ последовательность.

МАРВ последовательности уникальной и неуникальной длины

В [10] было доказано, что общее число АРТ последовательностей (1) длины $4(p^m+1)$ равно

$$M_1 = \frac{\varphi(2(p^m+1))}{m}.$$

Очевидно, общее число МАРВ последовательностей (3) также равно

$$M_1 = \frac{\varphi(2(p^m+1))}{m}.$$

Кроме того, можно показать, что общее число АРВ последовательностей длины $2(p^m+1)$ есть

$$M_2 = \frac{\varphi(2(p^m+1))}{2m}.$$

Для удобства разграничения МАРВ и АРВ последовательностей обозначим соответствующие их параметры через (p_1, m_1) и (p_2, m_2) . Рассмотрим случай, когда МАРВ и АРВ последовательности имеют одну и ту же длину, т.е. когда $4(p_1^{m_1}+1)=2(p_2^{m_2}+1)$. Нетрудно убедиться, что $M_1=M_2$ только когда $m_1=m_2$. В случае $m_1 \neq m_2$ имеют место две ситуации: 1) $M_1 > M_2$ ($m_1 < m_2$) и 2) $M_1 < M_2$ ($m_1 > m_2$). В дальнейшем все МАРВ последовательности, длины которых совпадают с длиной некоторой АРВ последовательности, будем называть неуникальными. Параметры всех неуникальных МАРВ последовательностей длины $N < 1000$ представлены в Таблице 1. Здесь же приведены параметры соответствующих АРВ последовательностей.

С другой стороны было обнаружено, что среди МАРВ последовательностей с длиной $N < 100$ существует единственная последовательность длины $N=72$, для которой АРВ последовательности не существует. В об-

щем же случае имеется бесконечное число МАРВ последовательностей (3), длины которых не совпадают с длиниами АРВ последовательностей [9]. Все такие МАРВ последовательности мы назовем уникальными. В частности, из работы [9] следует, что все МАРВ последовательности (3) с четным значением m являются уникальными. Параметры всех уникальных МАРВ последовательностей для $N \leq 2088$ приведены в Таблице 2.

Таблица 1.
Параметры всех неуникальных МАРВ
последовательностей длины $N < 1000$

p_1	m_1	p_2	m_2	N	M_1	M_2
5	1	11	1	24	4	4
3	2	19	1	40	4	8
13	1	3	3	56	12	4
29	1	59	1	120	16	16
41	1	83	1	168	24	24
53	1	107	1	216	36	36
3	4	163	1	328	20	80
89	1	179	1	360	48	48
113	1	227	1	456	72	72
11	2	3	5	488	60	24
5	3	251	1	504	24	72
233	1	467	1	936	144	144

Таблица 2.
Параметры всех уникальных МАРВ
последовательностей длины $N \leq 2088$

p	m	N	M_1	η	p	m	N	M_1	η
17	1	72	12	0,8920	277	1	1112	276	0,9928
5	2	104	12	0,9246	17	2	1160	112	0,9931
37	1	152	36	0,9481	313	1	1256	312	0,9936
7	2	200	20	0,9604	317	1	1272	208	0,9937
61	1	248	60	0,9680	337	1	1352	312	0,9941
73	1	296	72	0,9732	7	3	1376	112	0,9942
97	1	392	84	0,9797	349	1	1400	240	0,9943
101	1	408	64	0,9805	353	1	1416	232	0,9944
109	1	440	80	0,9819	19	2	1448	180	0,9945
137	1	552	88	0,9856	373	1	1496	320	0,9947
149	1	600	80	0,9867	389	1	1560	192	0,9949
157	1	632	156	0,9874	397	1	1592	396	0,9950
13	2	680	64	0,9883	401	1	1608	264	0,99503
181	1	728	144	0,9890	409	1	1640	320	0,99513
193	1	776	192	0,9897	421	1	1688	420	0,99527
197	1	792	120	0,9899	433	1	1736	360	0,99540
229	1	920	176	0,9913	449	1	1800	240	0,99556
241	1	968	220	0,9918	457	1	1832	456	0,99564
257	1	1032	168	0,9923	461	1	1848	240	0,99568
269	1	1080	144	0,9926	521	1	2088	336	0,99617

Примеры построения МАРВ последовательностей

Пример уникальной МАРВ последовательности.

Пусть $p=17$, $n=2$, $m=1$ и x^2+x+3 есть примитивный полином над $GF(17)$ степени два. Тогда, в соответствие с (1), АРТ последовательность длины 72 имеет вид: -111-1-11-1-1-1011-111111-11-1-11-11-11011-1-111111-1-111-11110-1-11-1-1-1-11-111-11-10-1-111-1-1-1-1.

Пример неуникальной МАРВ последовательности

Пусть $p=89$, $n=2$, $m=1$ и x^2+x+6 есть примитивный полином над $GF(89)$ степени два. В соответствие с (1) строим АРТ последовательность длины 360:

111-1-1-1-1-1-1-1-11111111-1-11-11-11-111-1-1-
1-11-111-111-1-11-10-1-11-1-1-1-11111-111-1 111-1-
111-1-111-111-1-11-1-11-111-1-1-11-11111-1-111111-
11-11111-11-1111-1111-111111-1-111 -11-1-11-1-1-
1011-11-11-1-1-1-11-1-11-1111-1111-11-1-1-1-1-111-1-
1-111-1-11111-1-1-11111 111-1-1-1-1-1-1-111-11-11-
11-11-1-11111-11-1-11-1-111-11011-11111-1-1-1-11-1-
11-1-1-111-1-11 1-1-11-1-111-111-11-1-1111-11-1-1-1-1-
111-1-1-1-1-11-11-1-1-1-11-11-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-
111-1-1 1-111-11110-1-1 1-11-11111-11-111-11-1-1-1-1-1-
1-1-11-11111-1-1111-1-111-1-1-1-1-1-1.

Тогда МАРВ последовательность длины 360 есть

```

111-1-1-1-1-1-1-11111111-1-11-11-11-11      -111-1-
1-1-11-1111-111-1-11-11-1-11-1-1-1-111111-111-1111-1-
111-1-111-111-1-11-1-11-111-1-11      -11111-1-111111-
11-11111-11-1111-1111-111111-1-111-11-1-11-1-1-
111-11-11-1-1-1-11-11-1-11      -1111-1111-11-1-1-1-111-1-
1-111-1-11111-1-1-11111111-1-1-1-1-1-1-111-11-11-
11-11-1-11111      -11-1-11-1-111-11111-11111-1-1-1-11-
1-11-1-1-111-1-111-1-11-1-111-111-11-1-1111-11-1-1-1-
111      -1-1-1-1-11-11-1-1-1-11-11-1-1-11-1-1-11-1-1-1-
111-1-11-111-111-1-1-11-11-11111-11-111-11      -1-1-
11-1-1-11-11111-1-1111-1-111-1-1-1-1, а весовая
последовательность несогласованного фильтра име-
ет вид: 111-1-1-1-1-1-1-11111111-1-11-11-11-111-
1-1-1-11-111-111-1-11-11-1      -11-1-1-1-11111-111-1111-
1-111-1-111-111-1-11-1-11-111-1-1-11-11111-1-111111-
11-11111-11-11      11-1111-111111-1-111-11-1-11-1-1-
1111-11-11-1-1-1-11-11-1-11-1111-1111-11-1-1-1-111-1-
1-111      -1-111111-1-1-111111111-1-1-1-1-1-1-111-11-11-
11-11-1-11111-11-1-11-1-111-11111-11111-1-1-1      -11-1-

```

11-1-1-111-1-111-1-11-1-111-111-11-1-1111-11-1-1-1-
 111-1-1-1-1-11-11-1-1-1-11-1-1-11 -1-1-11-1-1-1-1-
 111-1-11-111-11111-1-11-11-11111-11-111-11-1-1-11-1-
 1-11-11 111-1-11 11-1-111 -1-1-1-1-1. При этом эф-
 фективность фильтрации $\eta=0,9779$, а потери соот-
 ветственно равны 0,097дБ.

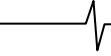
Проведенные расчеты показывают, что неуниверсальные МАРВ последовательности при $N > 100$ по эффективности почти не уступают АРВ последовательностям. Фактически это означает увеличение общего числа имеющихся АРВ последовательностей.

Применение

Непосредственное применение периодических МАРВ или АРВ последовательностей в широкополосных системах связи для синхронизации создает проблему, вызванную захватом в режиме поиска за боковой лепесток, равный по абсолютной величине основному лепестку. Вероятность такого ложного захвата равна $1/2$. Для устранения этого воспользуемся фактом, что значение нечетно-периодической взаимно-корреляционной функции последовательностей **b** и **c** при сдвиге на $N/2$ равно нулю. Суть предлагаемого метода крайне проста. Одна из непрерывно передаваемых МАРВ(АРВ) последовательностей (назовем ее маркером) периодически инвертируется. Поэтому при ложном захвате на выходе фильтра (коррелятора) во время приема маркера вместо двух последовательных пиков (отсчеты на выходе фильтра после захвата делаются с периодом N) будут наблюдаться два последовательных нуля. При обнаружении этого производится сдвиг последовательности моментов отсчета влево или вправо на $N/2$, что равносильно переходу в состояние истинного синхронизма. С другой стороны если при поиске происходит захват на основной лепесток, маркером создается единственный отрицательный пик на выходе фильтра. Для более надежного обнаружения ложного захвата в качестве маркера можно использовать три периода знакопеременной ($- + -$) МАРВ(АРВ) последовательности. В этом случае индикатором ложного захвата будет появление четырех последовательных нулевых значений на выходе фильтра.

Заключение

В этой статье на основе АРТ последовательностей длины $N=4(p^m+1)$, $p^m \equiv 1 \pmod{4}$, и несогласованной фильтрации построены новые МАРВ последовательности с эффективностью, близкой к единице. Полученные МАРВ последовательности существенно расширяют множество известных АРВ последовательностей. Были исследованы МАРВ последовательности уникальной и неуникальной длины. Установлено, что в случае неуникальных МАРВ последовательностей длины $4(p_1^{m_1}+1)$ их общее число совпадает с общим числом АРВ последовательностей длины $2(p_2^{m_2}+1)$ только когда $m_1=m_2$. Благодаря своим хорошим корреляционным свойствам МАРВ последовательности могут быть использованы в широкополосных системах связи для быстрого вхождения в синхронизм, а также в радиолокации.



Литература

1. В.И. Ипатов. "Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами" – М.: Радио и связь, 1992.
2. P. Fan, M. Darnell, "Sequence Design for Communications Applications", Research Studies Press Ltd., London, 1996.
3. H. D. Lüke, H. D. Schotten, H. Hadinejad-Mahram, "Binary and quadriphase sequences with optimal autocorrelation properties: survey", IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-49, No.12, pp. 3271-3282, 2003.
4. J. Wolfmann, "Almost perfect autocorrelation sequences", IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-38, No. 4, pp. 1412-1418, 1992.
5. A. Pott, S. Bradley, "Existence and nonexistence of almost-perfect autocorrelation sequences", IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-41, No. 1, pp. 301-304, 1995.
6. Ph. Langevin, "Almost perfect binary functions", Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing, 4, pp.95-102, 1993.
7. H.D. Lüke, A.Busboom, "Mismatched filtering of odd-periodic binary sequences", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.34, pp.1345-1350, Oct., 1998.
8. H. Rohling, "Mismatched filter design for pulse compression", Proc. IEEE International Radar conference, pp.253-257, May, 1990.
9. E.I. Krengel, "Almost-perfect and odd-perfect ternary sequences", Proceedings 2004 International Conference on Sequences and Their Applications (SETA '04), Lecture Notes in Computer Science, 3486, Springer-Verlag, pp. 197-207, 2005.
10. E.I. Krengel, "Some new perfect 8-phase sequences with two zeroes", in Proceedings of "Second International Workshop on Sequence Design and its Application in Communications" (IWSDA'05), Shimonoseki, Japan, pp.35-38, October 10-14, 2005.

CHAMP-AV6: DSP-процессор формата VPX на базе двухядерного микропроцессора Freescale PowerPC/Altivec MPC8641D

Компания Curtiss-Wright Controls Embedded Computing - производитель встраиваемых компьютерных плат и систем для военных применений, выпустила DSP-процессор, построенный на базе двухядерного микропроцессора Freescale PowerPC/Altivec MPC8641D.

Микропроцессор Freescale MPC8641D работает на тактовой частоте до 1.5 ГГц и содержит два ядра PowerPC e600, 64КБ L1-кэш и 1МБ L2-кэш на каждое ядро, два контроллера памяти 64бит DDR/DDR2 SDRAM, четыре контроллера Gigabit Ethernet, интерфейсы PCI Express и Serial RapidIO, а также 128-разрядный векторный процессор Altivec.

Процессорный модуль CHAMP-AV6 выпускается в формате 6U VPX (Versatile Performance Switching, стандарт VITA 46 - расширение VME для высокоскоростных коммутируемых структур) и содержит четыре двухядерных микропроцессора MPC8641D и восьмипортовый коммутатор Serial RapidIO (SRIO), четыре порта которого соединены со SRIO-портами микропроцессоров, а остальные четыре порта выведены на разъем коммутационной структуры VPX P1 для соединения с другими процессорными модулями.

На плате имеется также коммутатор Gigabit Ethernet, четыре порта которого соединены с GbE-портами микропроцессоров MPC8641D, а два порта выведены на разъем линий ввода/вывода VPX. Каждый микропроцессор MPC8641D имеет до 2GB двухканальной DDR2 SDRAM с ECC. В восьмипроцессорной конфигурации CHAMP-AV6 имеет пиковую производительность 64 GFLOPs на тактовой частоте 1ГГц.

Модуль CHAMP-AV6 выпускается в расширенном диапазоне температур -40..+85С в исполнениях для воздушного и кондуктивного охлаждения. Конструктивное исполнение по стандарту VPX-REDI (Ruggedized Enhanced Design Implementation, стандарт VITA 48) позволяет, благодаря увеличенному до 1" шагу установки модулей в крейте, реализовать улучшенный теплоотвод и, благодаря защитному кожуху модуля, обеспечить возможность замены в полевых условиях отдельного модуля, а не блока целиком.

Модуль CHAMP-AV6 имеет слот расширения XMC (Switched Mezzanine Card, стандарт VITA 42), соединенный с восьмиполосным (x8) интерфейсом PCI Express одного из процессорных узлов MPC8641D. Слот XMC поддерживает также режим обычного PMC (PCI Mezzanine Card). Линии ввода/вывода слота XMC/PMC выведены на разъем VPX согласно стандарту VITA 46.9.

Плата CHAMP-AV6 содержит шесть температурных датчиков: по одному на каждый микропроцессор и два на краях платы. Температурные датчики могут генерировать прерывания, и их показания считаются программно.

Программное обеспечение процессора CHAMP-AV6: операционные системы Curtiss-Wright Linux 2.6 и Wind River VxWorks 6.x/Workbench 2.x, а также библиотека DSP-функций SSSL, оптимизированная для Altivec-устройства процессоров PowerPC. Для обмена между процессорами в мультипроцессорной системе применяется коммуникационная библиотека Curtiss-Wright IPC (Inter-Process Communication).

Компания Curtiss-Wright Controls Embedded Computing образована в 2004 году после слияния шести ведущих производителей встраиваемых плат и систем для военных применений: **Dy4 Systems, VISTA Controls, Synergy Microsystems, Systran, Peritek и Primagraphics**. В спектре продуктов Curtiss Wright Controls одноплатные компьютеры, процессоры цифровой обработки сигналов, процессоры графики и видеозображений с радарами, коммуникационные процессоры, коммутаторы/маршрутизаторы, устройства записи/хранения данных, корпуса и готовые специализированные подсистемы.

Представитель Curtiss Wright Controls Embedded Computing в России - компания AVD Systems
тел: 8-916-1944271, email: avdsys@aha.ru, www.cwcembedded.com