

Основы теории радиосистем передачи информации

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

*к выполнению курсового проекта
для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»
очной формы обучения*

Воронеж 2022

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

«Воронежский государственный технический университет»

Кафедра радиоэлектронных устройств и систем

Основы теории радиосистем передачи информации

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

*к выполнению курсового проекта
для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»
очной формы обучения*

Воронеж 2022

УДК 721:53(073)
ББК 38.113я7-5

Составитель канд. техн. наук Д. В. Журавлёв

Основы теории радиосистем передачи информации: методические указания к выполнению курсового проекта для студентов специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» очной формы обучения / ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»; сост.: Д. В. Журавлёв. – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2022. – 25 с.

В методических указаниях рассматриваются вопросы разработки системы передачи телеметрической информации с космического аппарата на Землю. Тематика курсового проекта соответствует рабочей программе дисциплины «Основы теории радиосистем передачи информации».

Предназначены для студентов 5 курса специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» очной формы обучения.

Методические указания подготовлены в электронном виде и содержатся в файле ОTRСПИ_УМД_КП.pdf.

Ил. 7. Табл. 3. Библиогр.: 24 назв.

УДК 721:53(073)
ББК 38.113я7-5

Рецензент – А. В. Останков, д-р техн. наук, профессор
кафедры радиотехники ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета
Воронежского государственного технического университета*

ВВЕДЕНИЕ

Данные методические указания к выполнению курсового проекта составлены в соответствии с программой курса «Основы теории радиосистем передачи информации» для специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Курсовой проект посвящен разработке системы передачи телеметрической информации с космического аппарата на Землю. В процессе выполнения проекта требуется рассчитать основные параметры системы, а также разработать ее структурную схему.

В методических указаниях даны краткие теоретические сведения, варианты задания, а также изложены основные методики расчетов.

Методические указания содержат авторские иллюстрации.

1. КУРСОВОЙ ПРОЕКТ – РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА ЗЕМЛЮ

1.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

М-последовательности находят широкое применение для формирования широкополосного сигнала. Они используются сами непосредственно для модуляции несущей или на их основе формируются двоичные последовательности, называемые составными. Это обусловлено тем, что М-последовательности имеют очень хорошие ПКФ и генерируются с помощью простой схемы: m - разрядного регистра, охваченного обратной связью через сумматор по модулю 2. Причем длина последовательности, определяемая как $N = 2^m - 1$, практически не ограничена: известны М-последовательности длиной до $(2^{34} - 1)$. Из всех двоичных последовательностей М-последовательности наиболее полно изучены. Рассмотрим подробнее их свойства и характеристики.

М-последовательности называют также последовательностями максимальной длины, последовательностями сдвигового регистра, линейными рекуррентными последовательностями. Длина последовательности $N = 2^m - 1$. Это максимальная длина, которую можно получить с помощью регистра сдвига с m разрядами с линейной обратной связью.

Каждая М-последовательность характеризуется проверочным полиномом $h(x)$:

$$h(x) = h_0x^m + h_1x^{m-1} + \dots + h_{m-1}x + h_m, \quad (1)$$

который определяет проверочное уравнение

$$h_0u_i \oplus h_1u_{i-1} \oplus h_2u_{i-2} \oplus \dots \oplus h_mu_{i-m} = 0, \quad (2)$$

или

$$u_{i+m} = h_mu_i \oplus h_{m-1}u_{i+1} \oplus \dots \oplus h_1u_{i+m}. \quad (3)$$

В выражениях (2) и (3) суммирование проводится по модулю 2, коэффициенты h_j могут принимать значения 0 или 1. Выражение (3) есть рекуррентное правило определения любого символа М-последовательности по предыдущим m символам.

Последовательность коэффициентов $\{h_j\}, j=0, \dots, m$ представляет собой так называемое характеристическое уравнение, которое определяет обратные связи в генераторе М-последовательности: j -й разряд регистра сдвига подключен к обратной связи (ко входу сумматора по модулю 2), если $h_j=1$, выход j -го разряда не связан с сумматором по модулю 2, если $h_j=0$.

На рис. 1 представлен генератор М-последовательности, построенный в соответствии с проверочным полиномом $h(x) = x^5 + x^2 + 1$. Характеристическое уравнение 100101. Этот полином имеет степень $m=5$ и дает М-последовательность длиной $N=31$. В схеме генератора выходы третьего и пятого разрядов регистра сдвига подключаются к обратной связи, так как $h_3=h_5=1$, а $h_0=1$ означает, что выход сумматора по модулю 2 связан со входом регистра сдвига.

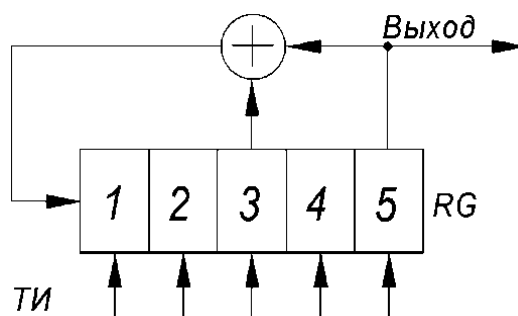


Рис. 1. Схема генератора М-последовательности длиной $N=31$, проверочный полином $h(x) = x^5 + x^2 + 1$, характеристическое уравнение 100101

Полиномы $h(x)$ для сокращения записи обозначают в восьмеричном представлении: характеристическое уравнение справа разбивается на группы по три двоичных символа, если в последней группе число символов окажется меньше трех, то слева дописывается соответствующее число нулей, каждая группа прочитывается как двоичное число. Например, используемый выше полином $h(x) = x^5 + x^2 + 1$, имеющий характеристическое уравнение 100101, можно записать в восьмеричном коде как 45, а характеристическое уравнение для $m=10$ 10000001001 (проверочный полином $h(x) = x^{10} + x^3 + 1$) запишется как 2011. Все проверочные полиномы заданной степени пронумерованы. Условно выбирается полином 1 - это полином с минимальным числом ненулевых коэффициентов. Для этого полинома можно определить α , которое

является корнем уравнения $h_1(x)=0$, α называется примитивным элементом. Полином за номером 3 имеет корень уравнения $h_3(\beta)=0$, $\beta=\alpha^3$ - третью степень примитивного элемента и т.д. Таким образом, номер полинома i совпадает со степенью примитивного элемента α^i , которая обращает в нуль рассматриваемый проверочный полином. Номера полиномов и их восьмеричное представление приведены в [18] для $m=2 \div 34$.

Пример. Полином 45 для $m=5$ приводится под номером 1, полином под номером 3 записывается как $75=111101$. Покажем, что если α – корень уравнения $45=100101=x^5+x^2+1=0$, т.е. $h_1(\alpha)=\alpha^5+\alpha^2+1=0$, то $\beta=\alpha^3$ является корнем уравнения:

$$75=111101=x^5+x^4+x^3+x^2+1=0, \text{ т. е.}$$

$$h_3(\beta)=\beta^5+\beta^4+\beta^3+\beta^2+1=0$$

Подставляем $\beta=\alpha^3$ в $h_3(\beta)$, получим:

$$\alpha^{15}+\alpha^{12}+\alpha^9+\alpha^6+1=\alpha^{12}(\alpha^3+1)+\alpha^6(\alpha^3+1)+1.$$

Но $\alpha^5=\alpha^2+1$ и $\alpha^6=\alpha^3+\alpha$.

$$\begin{aligned} h_3(\beta=\alpha^3) &= (\alpha^3+\alpha)^2(\alpha^3+1) + (\alpha^3+\alpha)(\alpha^3+1) + 1 = \\ &= (\alpha^6+\alpha^2)(\alpha^3+1) + \alpha^6+\alpha^4+\alpha^3+\alpha+1 = \\ &= \alpha^9+\alpha^5+\alpha^6+\alpha^2+\alpha^6+\alpha^4+\alpha^3+\alpha+1 = \\ &= \alpha^9+\alpha^4+\alpha^3+\alpha = \alpha^4(\alpha^5+1) + \alpha^3+\alpha = \\ &= \alpha^6+\alpha^3+\alpha = \alpha^3+\alpha+\alpha^3+\alpha = 0, \end{aligned}$$

т.е. показано, что $\beta=\alpha^3$ является корнем уравнения $h_3(\beta)=0$.

Именно номера полиномов будут использоваться при рассмотрении составных последовательностей с хорошими корреляционными свойствами.

Остановимся подробнее на свойствах М-последовательностей. Схема генератора М-последовательности может давать N различных последовательностей в зависимости от начального состояния регистра сдвига. Все эти последовательности будут циклическими сдвигами одной последовательности.

М-последовательность содержит $(N+1)/2$ «единиц» и $(N-1)/2$ «нулей». Вес последовательности (число «единиц») $W=(N+1)/2$. В последовательности содержатся все возможные комбинации из m двоичных символов, кроме комбинации, состоящей из одних нулей. Это свойство обусловило название М-последовательностей как последовательностей максимальной длины.

Например, М-последовательность 0010111 содержит 4 «единицы» 3 «нуля». Вес последовательности равен 4. Количество «единиц» и «нулей» не будет меняться при циклических сдвигах последовательности: по 4 «единицы»

и 3 «нуля» будет содержаться и в последовательности 1110010, и в других циклических сдвигах. Рассмотренные последовательности будут содержать все возможные комбинации по 3 символа: последовательность 0010111001... можно представить последовательностью комбинаций 001, 010, 101, 011, 111, 110, 100. Порядок следования комбинаций будет различным для различных последовательностей. Это как раз определяет случайный характер М-последовательностей, поэтому они относятся к классу псевдослучайных последовательностей (ПСП).

В М-последовательности содержится $0,5(N+1)$ блоков, т.е. последовательностей одинаковых элементов. Например, в последовательности 0010111 содержится 4 блока: 00, 1, 00, 111. Такое число блоков приближает М-последовательность к оптимальным последовательностям, которые имеют малые значения максимальных боковых выбросов КФ. Для оптимальной системы число блоков должно быть равным $N/2$.

М-последовательность имеет двухуровневую ПКФ: $R(\tau=0)=N$, $R(\tau \neq 0)=-1$, независимо от длины N . Значение $R(\tau \neq 0)=-1$ является минимальным для длины $N=2^m-1$ при любом m , что и определяет оптимальность М-последовательности. Разница между главным выбросом ПКФ $R(\tau=0)=N$ и ее боковыми выбросами $R(\tau \neq 0)=-1$ при увеличении N возрастает, и при $N \rightarrow \infty$ ПКФ М-последовательности приближается к КФ гауссовского белого шума, которая представляется в виде дельта-функции $R(\tau) = \frac{N_{\text{ш}}}{2} \delta(\tau)$, $N_{\text{ш}}$ – спектральная плотность шума. На рис. 2 представлена ПКФ М-последовательности.

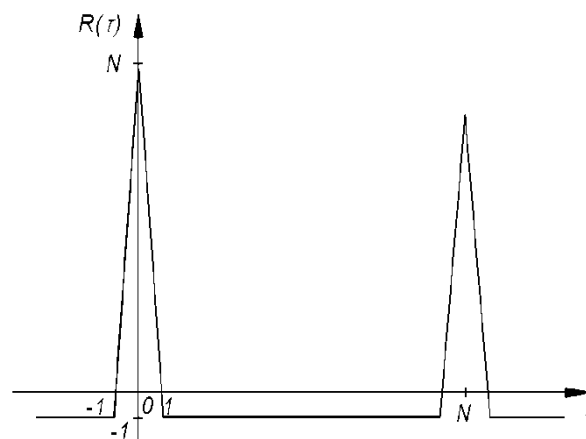


Рис. 2. Периодическая корреляционная функция М-последовательности

Одно из важнейших свойств М-последовательностей - свойство сдвига и сложения, которое заключается в том, что поэлементная сумма по модулю 2 двух циклических сдвигов даст ту же М-последовательность со сдвигом, отличным от двух исходных. Если обозначить через C_k - k -ый сдвиг, то свойство сдвига и сложения можно записать в виде:

$$C_k + C_j = C_l. \quad (4)$$

Известна методика определения номера сдвига i , который получается при сложении k -го и j -го циклических сдвигов одной последовательности с проверочным полиномом $h(x)$.

В этой работе введено начало отсчета, т.е. нулевой циклический сдвиг – это M -последовательность с начальным блоком, состоящим из первых $(m-1)$ «нулей» и одной «1» (на последнем месте).

Таким, образом, $00...01$ - начальный блок нулевого циклического сдвига M -последовательности. Фактически - это начальные состояния разрядов регистра сдвига генератора M -последовательности с вынесенными сумматорами, при этом «1» записывается в первый разряд, а в остальные – «0». При таком определении нулевого циклического сдвига свойство сдвига и сложения (4) можно записать в виде:

$$(x^k + x^j) = x^i \pmod{h(x)}. \quad (5)$$

Это уравнение - сравнение по модулю $h(x)$ означает, что двучлен $(x^k + x^j)$ является остатком от деления x^i на $h(x)$, при этом следует иметь в виду, что все операции (сложение, умножение, деление) проводятся по модулю 2.

Каждый циклический сдвиг можно записать $(N-1)/2$ вариантами сумм из двух других циклических сдвигов и единственным образом в виде суммы из n циклических сдвигов, номера которых меньше m , при этом n может принимать значения от 1 до m :

$$C_i = \sum_{i=0}^{m-1} a_i C_i, \quad (6)$$

коэффициенты a_i принимают два значения 0 или 1; при этом среди всех m значений этих коэффициентов только n равны 1, а остальные - 0, $n = \overline{1, m}$.

Пример. Определим, в виде каких сумм циклических сдвигов можно представить C_6 и C_5 при $h(x) = x^3 + x + 1$. Для этого проводим деление x^6 и x^5 на $h(x)$.

$$\begin{array}{r|l} x^6 & x^3 + x + 1 \\ \hline x^6 + x^4 + x^3 & x^3 + x + 1 \\ \hline x^4 + x^3 & \text{1-й остаток} \rightarrow C_6 = C_4 + C_3 \\ x^4 + x^2 + x & \\ \hline x^3 + x^2 + x & \text{2-й остаток} \rightarrow C_6 = C_3 + C_2 + C_1 \\ x^3 + x + 1 & \\ \hline x^2 + 1 & \text{3-й остаток} \rightarrow C_6 = C_2 + C_0. \end{array}$$

В результате деления получили 3 вида остатков, которые дают представление шестого циклического сдвига в виде соответствующих сумм

$$C_6 = C_4 + C_3 = C_3 + C_2 + C_1 = C_2 + C_0. \quad (7)$$

Пятый циклический сдвиг можно представить суммой уже из 3 циклических сдвигов, номера которых меньше $m = 3$.

Состав суммы (6), т.е. значения коэффициентов a_i , можно определить, используя генератор М-последовательности со встроенными сумматорами.

Разберем еще одно свойство М-последовательностей, которое редко приводится в литературе. Это свойство определяет связи между последовательностями, их проверочными полиномами.

Оказывается, если $\{U_k\}_p$ – М-последовательность с номером p , а q – любое число, $q = \overline{1, (N-1)}$, то последовательность $\{U_k\}_p$, полученная выбором $q \cdot k$ -х элементов p -й последовательности $d_k = U_{q \cdot k}$, также является М-последовательностью. При этом, при $q = 2^r$, $r = \overline{0, (m-1)}$ получается та же p -я последовательность, только другой ее циклический сдвиг. Если $q \neq 2^r$ и наибольший общий делитель $(N, q) = 1$, то полученная последовательность имеет ту же длину N , и ее номер определяется из соотношения

$$p \cdot q = r \pmod{N}. \quad (8)$$

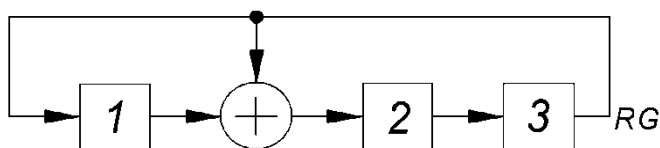


Рис. 3. Схема регистра

Таблица 1

Состояние RG

Номер такта	Состояние RG			C_i
	a_0	a_1	a_2	
0	1	0	0	C_0
1	0	1	0	C_1
2	0	0	1	C_2
3	1	1	0	$C_3 = C_0 + C_1$
4	0	1	1	$C_4 = C_1 + C_2$
5	1	1	1	$C_5 = C_0 + C_1 + C_3$
6	1	0	1	$C_6 = C_0 + C_2$
7	1	0	0	

Если $(N, q) \neq 1$, получим М-последовательность меньшей длины $N / (N, q)$. Операция преобразования одной последовательности в другую (или

в другой циклический сдвиг) называется децимацией по индексу q . Рассмотрим связи между последовательностями и полиномами на примере.

Пример. Последовательность длиной $N=31$, $m=5$, находящаяся в приложении 1 под номером 1, характеризуется проверочным полиномом $45=100101=x^5+x^2+1$ и имеет вид: 0000100101100111110001101110101.

Составим последовательность из 2^t элементов: 0010010110011111000110111010100. Сопоставление полученной последовательности с исходной позволяет сделать вывод, что получена та же последовательность, но другой циклический сдвиг.

Составим последовательность из $3k$ -х элементов последовательности 1. Получим последовательность: 0001010110100001100100111110111, которая является 20-м циклическим сдвигом последовательности 3, характеризующейся проверочным полиномом $75=111101=x^5+x^4+x^3+x^2+1$.

Рассмотрим другие индексы децимации q . $q=4,8,16$ приводят к последовательности 1. $q=5$ приводит к последовательности 5 с проверочным полиномом $67=110111=x^5+x^4+x^2+x+1$. К этому же полиному приводят децимации по $q=9,10,18,20$. Покажем это для $q=9$. Полинома с номером 9 в таблице нет. Используем свойство, что умножение номера полинома на 2^t - приводит к той же последовательности. Проводим умножение 9 на 2 последовательно 5 раз (можно делить на 2), результата представляем по модулю 31. Получим: 9, 18, 36 = 5, 10, 20, 40 = 9. Из полученных значений выбираем минимальное, которое и определяет номер полученного полинома.

К полиному 3 приводят, кроме $q=3$, еще децимации по индексам: $q=6,12,17,24$. Децимации по индексу $q=7$ приводят к полиному 7 (а также $q=14,19,25,28$). Децимация $q=11$ даст последовательность 11 с проверочным полиномом: $73=111011=x^5+x^4+x^3+x+1$, (а также $q=13,21,22,26$). Децимация с $q=15$ приводит к последовательности 15 с проверочным $51=101001=x^5+x^3+1$, а также $q=23,27,30,29$.

Из рассмотренного примера можно сделать вывод, что все M -последовательности длиной 31 связаны между собой с индексами децимации $q=3,5,7,11,15$. Все рассмотренные связи можно привести в виде диаграммы (рис. 4).

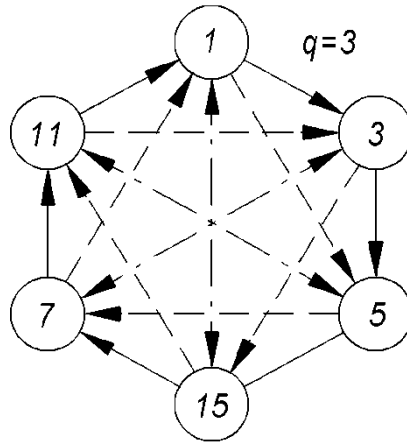


Рис. 4. Диаграмма децимаций М-последовательности длиной $N = 31$: $-q = 3$ - при обходе по часовой стрелке и $q = 11$ - при обходе против часовой стрелки, $--q = 5$ и $q = 7$ соответственно, $-\cdot-q = 15$

Выше определены связи одного полинома с другими. Теперь нетрудно установить связи всех полиномов между собой. Для этого просматривать цепи переходов полиномов при различных q .

Пусть $q = 3$. Переход полинома 1 в полином 3 условно обозначим $1 \rightarrow 3$. Полином 3 при $q = 3$ переходит в полином 5: $r = 3 \cdot 3 = 9 = 5$. Цепь продолжается: $1 \rightarrow 3 \rightarrow 5 \rightarrow 15$. Дальнейшие вычисления дают, что $15 \rightarrow 7, 7 \rightarrow 11, 11 \rightarrow 1$. Таким образом, имеем замкнутую цепь, в которой участвуют все полиномы: $1 \rightarrow 3 \rightarrow 5 \rightarrow 15 \rightarrow 7 \rightarrow 11 \rightarrow 1$. Эта цепь на рис. 4 представлена в виде шестиугольника.

Следует отметить, что при обходе цепи в одном направлении имеем децимации с $q = 3$, а при обходе в другом направлении получаем децимации с $q = 11$ (переход $11 \rightarrow 1$ указывает на значение индекса децимации так же, как переход $1 \rightarrow 3$).

Пусть теперь $q = 5$. С этим индексом децимации имеем цепь $1 \rightarrow 5 \rightarrow 7 \rightarrow 1$, в которой участвует только половина полиномов. При обходе в обратном направлении имеем $q = 7$. Вторая цепь объединяет другие полиномы: $3 \rightarrow 15 \rightarrow 11 \rightarrow 3$. Эти цепи представлены на рис. 100 в виде треугольников.

Наконец, пусть $q = 15$. Это дает попарную связь полиномов: $1 \rightarrow 15 \rightarrow 1$ - полином 1 переходит в полином 15 с $q = 15$, и полином 15 переходит в полином 1 с таким же индексом децимации. Следует отметить, что $q = 15$ определяет связь обратных полиномов: полином 15 является обратным первому. Другие пары обратных полиномов: $3 \rightarrow 7$ и $5 \rightarrow 11$.

Таким образом, все полиномы образуют объединенную систему, что хорошо видно на рис. 4.

1.2. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ

Многоканальная некогерентная система связи с линейным кодовым уплотнением М-ичных сигналов предназначена для передачи цифровой телеметрической информации с космического аппарата на Землю. Алфавит источников равен 4, символы каждого источника выдаются со скоростью 50 Бод. На космическом аппарате установлена параболическая антенна диаметром 2 м. Вероятность ошибки при передаче $p_m = 10^{-4}$. Варианты исходных данных приведены в табл. 2.

Таблица 2

Варианты исходных данных

Вар-т	P, Вт	Д _{ант} , м	T _ш , °К	K	ПСП	Тип УО	K _п
1	20	20	20	4	М	КФ	2
2	25	25	30	5	М	КФ	8
3	30	30	40	6	М	СФ	6
4	35	35	50	7	М	СФ	9
5	30	30	40	6	М	КФ	5
6	35	35	50	7	М	КФ	6
7	20	20	20	4	М	СФ	3
8	25	25	30	5	М	СФ	7
9	40	40	20	2	М	КФ	3
10	45	45	30	5	М	КФ	8
11	50	50	40	3	М	СФ	9
12	55	55	50	7	М	СФ	8
13	50	50	20	4	М	КФ	1
14	55	55	30	8	М	КФ	4
15	40	40	40	6	М	СФ	7
16	45	45	50	7	М	СФ	3

1.3. ЗАДАНИЯ ПО РАСЧЕТУ СИСТЕМЫ

1.3.1 РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Составить и обосновать структурные схемы бортового передатчика и наземного приемника; выбрать несущую частоту бортового передатчика. Рассчитать характеристики передающей и приемной антенн (приемная антенна также параболическая). Так же, составить структурную схему генератора m-последовательности. Схемы вынести в приложение.

1.3.2. ВЫБОР СИГНАЛОВ И ЕГО ПАРАМЕТРОВ

Исходя из требований ортогональности, определить базу канальных сигналов, рассчитать полосу частот, занимаемую системой; произвести выбор последовательностей группового сигнала, отвечающих требованию ортогональности. Рассчитать на ЭВМ апериодические АКФ последователь-

ностей выбранного ансамбля, убедиться в их ортогональности в момент вынесения решения. Рассчитать максимальную дальность связи.

1.3.3. ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СВЯЗИ

Далее необходимо построить кривую зависимости вероятности ошибки в каждом из уплотняемых каналов от дальности связи.

1.3.4. ОЦЕНКА ЭМС

Для выполнения заданий рекомендуется литература [5 – 9], [11 – 12], [14 – 16], [20].

Необходимо провести расчет базы сигнала B по коэффициенту помехозащищенности. Выбор ПСП сводится к определению ее длины и порождающих полиномов. Для M -последовательностей до длины 2047 порождающие полиномы приведены в [7]; при большей длине следует обратиться к [20]. Генераторы M -последовательностей описаны в [7, с. 87].

1.3.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПО КОЭФФИЦИЕНТУ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ

Коэффициент помехозащищенности K_{Π} показывает, во сколько раз мощность помех может превышать мощность сигнала на входе приемника при сохранении качества приема:

$$K_{\Pi} = (P_{\Pi} / P_C)_{\text{вх}}. \quad (8)$$

Обычно K_{Π} задается в дБ ($K_{\Pi}, \text{дБ} = 10 \lg K_{\Pi}$). Далее можно определить базу сигнала используя известную формулу:

$$(P_{\Pi} / P_C)_{\text{вх}} = B / h^2, \quad (9)$$

где $h^2 = E / N_{\text{ш}}$.

По этой формуле можно выразить коэффициент помехозащищенности через базу B и параметр h^2 :

$$K_{\Pi} = B - K_{\text{ПРС}} \text{ (дБ)}, \quad (10)$$

где $B, \text{дБ} = 10 \lg B$, $K_{\text{ПРС}} = 10 \lg h^2$.

Коэффициент $K_{\text{ПРС}}$ называется коэффициентом потерь решающей схемы, он определяет, во сколько раз мощность сигнала должна превышать мощность помехи на выходе решающей схемы для получения заданного качества. Формула (10) верна для идеального случая, когда можно не учитывать потери из-за нестабильности параметров, неточности синхронизации, не идеальности аппаратуры, внутрисистемных помех и т.п. На практике коэффициент помехозащищенности определяется выражением:

$$K_{\Pi} = B - K_{\text{ПРС}} - K_{\text{ПОТ}} \text{ (дБ)}, \quad (11)$$

где коэффициент потерь $K_{\text{ПОТ}} = K_{\text{СВ}} + K_{\text{АП}} + K_{\text{Ф}}$ (дБ), выражается через $K_{\text{СВ}}$ – коэффициент потерь за счет неточности синхронизации по времени

(потери на сверку). $K_{АП}$ – коэффициент потерь за счет не идеальности характеристик устройств обработки (аппаратные потери), $K_{\Phi} = 10 \cdot \log(K)$ – коэффициент потерь, учитывающий, какая часть мощности передатчика используется для передачи сигнала, база которого рассчитывается, где K – число уплотняемых каналов. При расчетах можно полагать: $K_{СВ} = 1 - 2(\text{дБ})$, $K_{АП} = 1 - 3(\text{дБ})$. База сигнала определяется по формуле:

$$B = K_{П} + K_{ПРС} + K_{ПОТ} (\text{дБ}), \quad (12)$$

Далее значение базы в децибелах необходимо перевести в разы и по таблице 3 найти наиболее подходящий полином.

Таблица 3

Дополнительные и основные ветви и их коды

Номер	q	Предст. q ветви	q-код	Тип ветви
31	3	1	011001	основная
63	5	1	011110	основная
		3	01	доп. Д1
127	3	1	000100011011111010	основная
255	7	1	00011110	основная
		127	00011001	основная
		3	01111110	доп. Д1
		5	1011	доп. Д1
		15	10	доп. Д1
511	5	1	011000111100100100001010	основная
		235	001001111001111110111001	основная
		7	01100001	доп. Д1
		73	01	доп. Д1
1023	5	1	000111111010010111011110011100	основная
		511	001000101100001010110111010001	основная
		21	111100101100000	доп. Д0
		351	111000010011101	
		11	010	доп. Д0
		253	011	
		31	10	доп. Д2
2047	3	1	0011110010111011010100110111000100100	основная
			1011001001010110100100001111011110110	
			01110000101111	
		1023	0001010000100101100110011001000000000	основная
			1000001101011011010100111011101110001	
			00101111110110	
		23	01011110	доп. Д1

Коэффициент потерь решающей схемы $K_{\text{ПРС}}$ зависит от вида сигнала, а также от того, применяется или нет помехоустойчивое кодирование. По заданной вероятности p_2 ошибки h^2 и соответствующее ему значение $K_{\text{ПРС}}$ рассчитывается в соответствии с ниже следующими формулами.

Когерентный прием двоичных сигналов:

$$p_2 = 1 - \Phi(\sqrt{\gamma h^2}), \quad (13)$$

где $\gamma = 2$ при противоположных сигналах, $\gamma = 1$ при ортогональных сигналах, $\gamma = 1/2$ для сигналов с пассивной паузой,

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \right]. \quad (14)$$

Некогерентный прием двоичных ортогональных сигналов

$$P_2 = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}. \quad (15)$$

Передача информации с помощью М-ичных сигналов эквивалентна применению помехоустойчивого кодирования. При М-ичных сигналах и помехоустойчивом кодировании значения h^2 при малой вероятности ошибки P_2 , будут, как правило, меньше значения, определенного в соответствии с формулами (14) и (15). При М-ичных сигналах значения h^2 можно определять по таблицам, помещенным в приложении [17], а при использовании помехоустойчивого кодирования определять h^2 надо по эквивалентной вероятности ошибки [16].

Далее проведем определение ширины спектра сигнала и тактовой частоты ПСП.

Для определения ширины спектра сигнала следует вспомнить, что база сигнала B определяется как отношение ширины спектра сигнала F к ширине спектра сообщения ΔF

$$B = F / \Delta F. \quad (16)$$

Ширина спектра сообщения ΔF определяется скоростью передачи информации V , $\Delta F \sim V$, тактовая частота $f_T = F$.

$$\Delta F = B \cdot V. \quad (17)$$

Далее проведем расчет максимальной дальности связи. Коэффициент усиления антенны может быть рассчитан по формуле

$$G = Q \cdot \left(\frac{\pi D_a}{\lambda} \right)^2. \quad (18)$$

Мощность шума на входе приемника

$$P_{\text{прм}} = k \cdot T_{\text{ш}} \cdot \Delta F. \quad (19)$$

Зависимость вероятности возникновения ошибки в канале связи от квадрата отношения сигнал/шум.

$$P_2(h^2) = 1 - \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{2 \cdot h^2}{2}} \right] \right), \quad (20)$$

где $\operatorname{erf}(x)$ – функция Лапласа или интеграл вероятности.

Ниже приведен график этой зависимости (рис. 5).

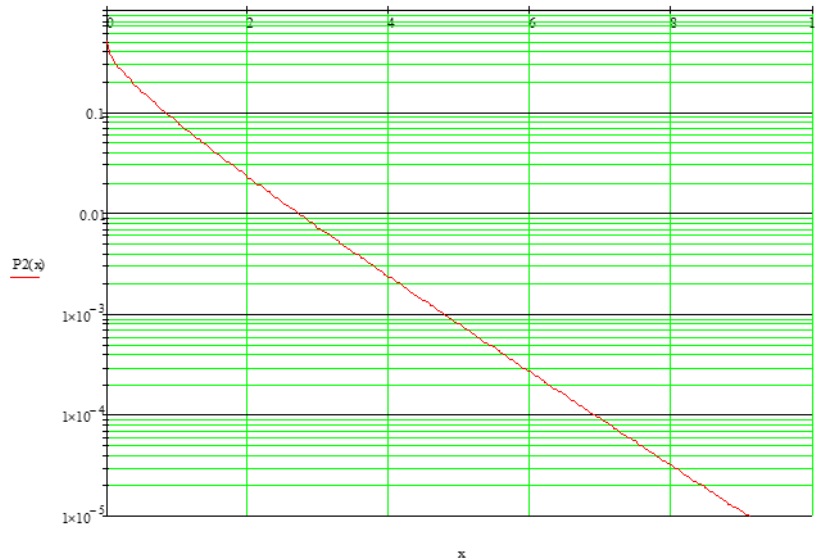


Рис. 5. Зависимость вероятности возникновения ошибки в канале связи от квадрата отношения сигнал/шум

Минимальное отношение сигнал/шум

$$h_{\min} = \frac{1}{K_{\Pi}}. \quad (21)$$

Максимальная дальность связи в метрах определяется по формуле

$$r_{\max} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{P \cdot G_{\text{прд}} \cdot G_{\text{прм}}}{h_{\min} \cdot P_{\text{прм}}}}. \quad (22)$$

Зависимость вероятности ошибки в канале от дальности связи

$$P_2(r) = 1 - \int_0^{\infty} t \cdot \exp \left[-\frac{t^2 + 2 \cdot \text{buf}}{2} \right] \cdot I_0 \left(\sqrt{2} \cdot t \cdot \text{buf} \right) \cdot \left(1 - \exp \left[\frac{-t^2}{2} \right] \right)^3 dt \quad (23)$$

$$\text{где } \text{buf} = \frac{B \cdot P \cdot G_{\text{прм}} \cdot G_{\text{прд}} \cdot \lambda^2}{(4\pi r)^2 \cdot P_{\text{прм}} \cdot K_{\text{ап}} \cdot K_{\text{св}} \cdot K_{\text{ф}}}.$$

1.3.6. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА И РАСЧЕТ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Согласованный фильтр (СФ) обычно содержит многоотводную линию задержки (МЛЗ), число отводов которой равно длине ПСП $N = 2m - 1$. Перестройка СФ осуществляется изменением коэффициента передачи в каждом отводе МЛЗ в соответствии со структурой ПСП. В каждый отвод МЛЗ ставится

перемножитель, на второй вход которого подается значение элемента ПСП (1 или -1) с выхода соответствующего разряда опорного регистра. Перестройка фильтра осуществляется сменой ПСП в опорном регистре, все возможные ПСП хранятся в ПЗУ. Такой принцип перестройки фильтра требует сложного устройства: большого количества перемножителей и большой объем памяти ПЗУ.

Для М-последовательности длины $N = 2m - 1$ можно сократить число перемножителей и объем памяти ПЗУ, а также упростить процесс перестройки фильтра путем подключения к перемножителям групповых отводов МЛЗ, которые представляют собой объединение (линейное суммирование) некоторых отводов МЛЗ (рис. П1). Это основано на том, что для некоторого сдвига (называемого характеристическим) М-последовательности оказываются одинаковыми значения элементов с номерами $i \cdot 2k$, $k = 0, 1, \dots, (m - 1)$. Здесь надо напомнить, что вычисление значения $i \cdot 2k$ осуществляется по модулю N . Все элементы с номерами $i \cdot 2k$ принадлежат одному классу, который обозначим через A_i . Классы элементов A_i могут быть выстроены в последовательность $A_i, A_{iq}, A_{iq^2}, A_{iq^{q-1}}$, которую называют q-ветвью. Если каждый элемент A_p q-ветви заменить значением p-го элемента М-последовательности, то получим q-код. Эти q-ветвь и соответствующий ей q-код замечательны тем, что при $i = 1$ q-код соответствует I-й М-последовательности (принцип нумерации М-последовательности описан в /11/). При $i = p$ q-код соответствует p-й ПСП. Это приводит к тому, что q-код для iq-й ПСП можно получить, циклически сдвигая q-код для I-й ПСП на один элемент влево и т.д. Это свойство q-кода используется для синтеза перестраиваемого СФ, в котором коэффициент передачи меняется не в каждом отводе МЛЗ, а в групповых отводах. В j-м групповом отводе объединены $j \cdot 2k - e$ отводы МЛЗ. Здесь надо заметить, что нумерация отводов МЛЗ начинается с конца линии задержки, поскольку импульсная характеристика СФ должна быть зеркальным отображением формы сигнала, и 0-й элемент ПСП соответствует последнему отводу МЛЗ.

Именно групповые отводы подключаются к перемножителям, на вторые входы которых подаются соответствующие элементы q-кода. При перестройке на другую ПСП q-код в опорном регистре циклически сдвигается.

Для М-последовательностей, длина которых выражается простым числом, имеется одна q-ветвь. Каждый групповой отвод объединяет m отводов МЛЗ. Для всех М-последовательностей при четном значении m 0-й элемент равен нулю, а при нечетном – 1. В соответствии с этим последний отвод МЛЗ в перестройке фильтра не участвует, он подключается к выходному сумматору непосредственно при нечетном m или через инвертор при четном m . Если длина М-последовательности не является простым числом, то имеется несколько q-ветвей. В табл. 21 представлены q-ветви и их q-коды для М-последовательностей длины 31 – 2047. Основные q-ветвями названы те, элементами которых являются номера М-последовательностей. Все остальные

q-ветви названы дополнительными. Основными и дополнительные ветви различаются правилами сдвига их q-кодов при перестройке на другую M-последовательность. При перестройке с r-й на q-ю ПСП q-код основной ветви циклически сдвигается влево на один элемент. Если имеются две основные ветви, то сдвиг осуществляется одновременно обоих q-кодов, а при переходе на обратную ПСП осуществляется обмен q-кодами между основными ветвями.

В дополнительных ветвях типа DO q-коды меняются, как и в основных. Ветви D1 и B2 отличаются от основных при перестройке на обратную ПСП: в ветвях типа D1 q-код сдвигается на $n/2$ элементов (n – число элементов в q-ветви), а в ветвях типа D2 - q-код не меняется. На рис. П1 показаны также блок хранения и записи кода, содержащий ПЗУ, и блок перестройки и индикации, содержащий кнопку Кн, нажатием которой осуществляется циклический сдвиг содержащего опорного регистратора RG, на индикатор высвечивается число нажатий кнопки (сдвигов).

Генератор m-последовательности строится на базе сдвиговых регистров с использованием суммы по модулю 2. Для образующего полинома 8 степени 0h435(0b100011101) структурная схема генератора будет выглядеть как представленная на рис. 6.

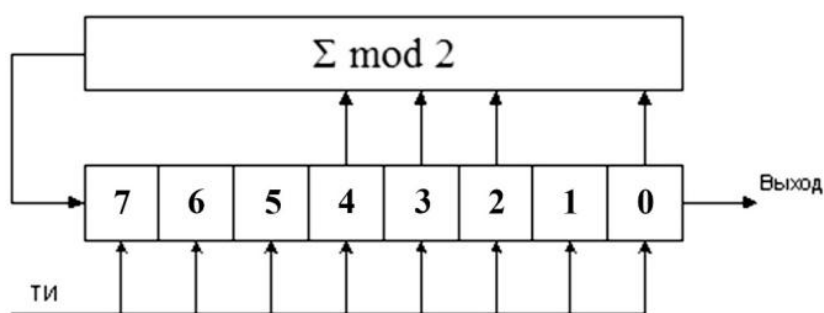


Рис. 6. Схема сдвигового регистра

Из значащих позиций регистра (позиций с двоичной единицей), кроме старшего разряда, делаются отводы, которые заводятся на сумматор по модулю 2. Выход сумматора подключается на вход регистра. Пример структурной схемы системы передачи показан на рис. 7.

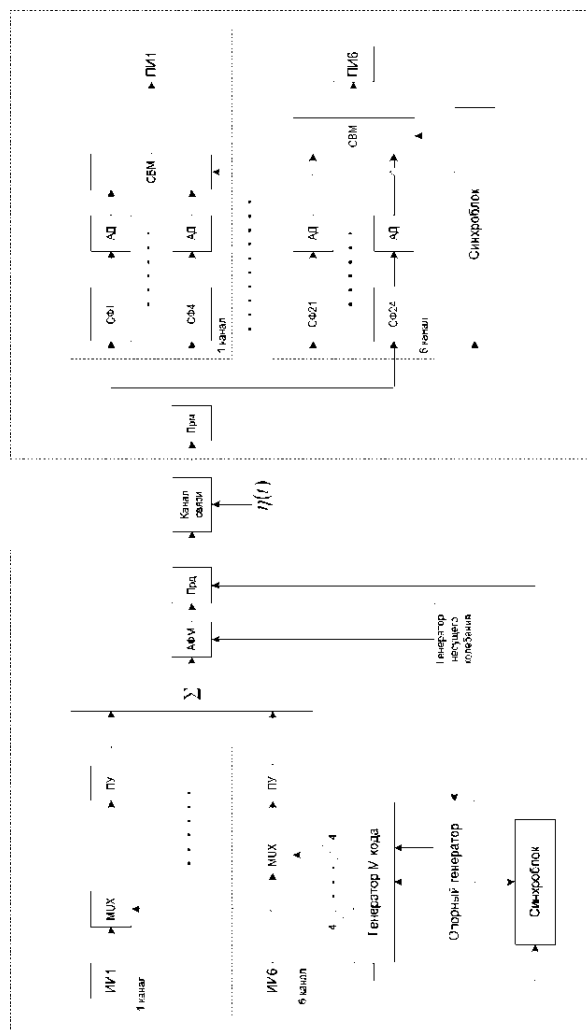


Рис. 7. Структурная схема системы передачи

1.3.7. РАСЧЕТ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ БИНАРНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Корреляционная функция псевдослучайных последовательностей в общем виде определяется по формуле

$$R(S) = \sum_{k=0}^{N1-1} \mu_k \mu'_{s+k}, \quad (24)$$

где μ_k – k-й элемент первой ПСП длины N, μ'_s – k-й элемент второй ПСП той же длины.

При расчете автокорреляционной функции обе ПСП являются одинаковыми, а при расчете взаимно корреляционной – разными. При расчете периодической КФ $N1 = N$, а при аperiodической КФ $N1 = N - 2$. В предлагаемых заданиях элементами ПСП являются символы 0 и 1. Но применительно к ФМ сложным сигналам следует провести замену: $0 \rightarrow 1$, $1 \rightarrow -1$ и ПСП будет называться бинарной. Для бинарной ПСП корреляционная функция может вычисляться по формуле

$$R(S) = A_S - D_S, \quad (25)$$

где A_S , D_S – число пар (μ_k, μ'_s) соответственно с одинаковыми и различными элементами при изменении k от 0 до $N-1$.

При вычислении значений A_S и D_S целесообразно применять не умножение элементов, а операцию сравнения, одну из самых быстрых операций ЭВМ. Для периодической КФ $D_S = N - A_S$ и $R(S) = 2A_S - N$.

В этом случае надо вычислить только A_S – число пар с одинаковыми элементами.

1.4. ЗАКЛЮЧЕНИЯ И ВЫВОДЫ КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В процессе выполнения курсового проектирования необходимо составить и обосновать структурную схему многоканальной некогерентной системы связи с линейным кодовым уплотнением M -ичных сигналов, предназначенной для передачи цифровой телеметрической информации с космического аппарата на Землю. Необходимо провести все вышеуказанные расчеты системы в соответствии со своим вариантом задания. Все расчеты целесообразно проводить в программе Mathcad. По результатам работы необходимо составить отчет объемом не менее 20 страниц. Отчет должен включать в себя расчеты с графиками, теоретические обоснования, структурную схему системы, выводы и заключения по проделанной работе. Сокращения и обозначения, используемые в расчетах, приведены в приложении 1. Пример заполнения задания на курсовое проектирование приведен в приложении 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения курсового проекта должны быть рассчитаны основные характеристики системы, также должна быть разработана структурная схема системы. В методических указаниях были рассмотрены теоретические основы кодирования и передачи сигнала. При необходимости углубить теоретические знания по рассмотренным темам следует обратиться к библиографическому списку.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Прокис. Дж. Цифровая связь / пер. с англ. ред. Д. Д. Кловский – М. : Радио и связь, 2000.
2. Васильев К.К. Математическое моделирование систем связи. / К.К. Васильев, М.Н. Служивый – Ульяновск, УлГТУ, 2007.
3. Дьяконов В. П. Simulink 4. Специальный справочник. / В. П. Дьяконов – СПб.: Питер, 2002.
4. Дьяконов В.П. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем. Специальный справочник. / В.П. Дьяконов – СПб.: Питер, 2002.
5. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. / Г.П. Грудинская – М.: Высшая школа, 1975. – 279 с.
6. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. / М.П. Долуханов – М.: Связь, 1972. 375 с.
7. Бессарабова А.А. Разделение сигналов по форме в широкополосных системах передачи информации. / А. А. Бессарабова, М. Д. Венедиктов – Воронеж: ВПИ, 1984. – 87 с.
8. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. / Л. Е. Варакин – М.: Сов. радио, 1970. – 304 с.
9. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. / Л. Е. Варакин – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
10. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. / Л. Е. Варакин – М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.
11. Гуткин Л.С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. / Л. С. Гуткин – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
12. Радиосистемы передачи информации/ ред. И.М.Тепляков – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.
13. Проектирование импульсных и цифровых устройств радиотехнических устройств/ ред. Ю.М.Казаринов – М.: Высшая школа, 1985. – 320 с.
14. Пенин П.И. Системы передачи цифровой информации. / П. И. Пенин – М.: Сов. радио, 1976. – 366 с.
15. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / ред. В.Б.Песряков – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.
16. Элементы теории информации, кодирования и многоканальных систем. Задания для индивидуальной самостоятельной работы студентов по дисциплине «Радиотехнические системы» и методические указания по их выполнению. Воронеж: ВПИ, 1989.
17. Методические указания к практическим занятиям по курсу «Радиотехнические системы передачи информации». Воронеж: ВПИ, 1980.
18. Методические указания к практическим занятиям по дисциплине «Устройства формирования и обработки сигналов в РТС передачи информации». Воронеж: ВПИ, 1984.

19. Изучение помехоустойчивого кодирования на примере циклических кодов. Методические указания по выполнению лабораторных работ № 8, 9 по дисциплине «Радиотехнические системы». Воронеж: ВПИ, 1988.
20. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки / У. Питерсон, Э. Уалдон пер. с англ./ ред. Р.Л. Добрушин, С.И.Самойленко. М.: Мир, 1976.
21. Тузов Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами/ Г. И.Тузов, В. А.Сивов, В. И.Прытков и др./ ред. Г. И. Тузов – М.: Радио и связь, 1985.
22. Справочник по спутниковой связи и вещанию/ ред. Л.Г.Кантов – М.: Радио и связь, 1983.
23. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. / В.И. Журавлев – М.: Радио и связь, 1986.
24. Свердлюк М.Б. Оптимальные дискретные сигналы. / М.Б. Свердлюк – М.: Сов. радио, 1975.

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

P_2 – вероятность ошибки в канале, вероятность искажения двоичного символа;
 P_M – вероятность искажения M -ичного символа;
 V – скорость передачи символов от источника;
 P_p, P – пиковая и средняя мощности передатчика;
 $P_{прм}$ – мощность шума на входе приемника;
 f_o – несущая частота;
 ПСП – псевдослучайная двоичная последовательность;
 КФ – корреляционный фильтр;
 СФ – согласованный фильтр;
 $T_{ш}^o, K$ – эффективная шумовая температура приемника;
 V_r – радиальная скорость движения объектов;
 $(P_c/P_{ш})_{вх}$ – отношение сигнал/шум по мощности на входе приемника;
 ЦС – центральная станция;
 КА – космический аппарат;
 АС – абонентская станция;
 ОС – орбитальная станция;
 УО – устройство обработки;
 З – Земля;
 С – спутник;
 $D_{апр}, D_{апрм}$ – диаметр антенны передающей и приемной соответственно;
 $G_{прд}, G_{прм}$ – коэффициенты усиления антенн;
 K – число уплотняемых источников;
 N_a – число абонентов в системе;
 N_{ao} – среднее число одновременно работающих абонентов;
 ρ_a – коэффициент активности абонентов;
 K_n – коэффициент помехозащищенности, показывает на сколько дБ (по мощности) помеха может превышать сигнал на входе приемника;
 M_i – алфавит источника информации;
 ВКФ, АКФ – взаимно и автокорреляционная функция;
 r – дальность связи.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ОБРАЗЕЦ ЗАДАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
"ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ"
(ФГБОУ В О "ВГТУ", ВГТУ)

Факультет радиотехники и электроники
Кафедра радиоэлектронных устройств и систем

Задание на курсовой проект

по дисциплине «Основы теории радиосистем передачи информации»

Тема проекта: Система передачи телеметрической информации с космического аппарата на Землю.

Студент группы РП-111 _____
фамилия имя отчество

Номер варианта: _____

Технические условия:

Тип системы многоканальная некогерентная.
Вид уплотнения линейное кодовое М-ичных сигналов.
Тип устройства обработки согласованный фильтр.
Тип псевдослучайной последовательности М-последовательность.
Число уплотняемых источников 6.
Алфавит источника 4.
Скорость передачи, Бод 50.
Вероятность ошибки при передаче P_m 10^{-4} .
Тип антенн параболические.
Диаметр передающей антенны $D_{пл}$, м 2.
Диаметр приёмной антенны $D_{пр}$, м 30.
Средняя мощность передатчика P , Вт 30.
Эффективная шумовая температура приемника $T_{ш}$, °К 40.

Задание выдал _____
подпись дата инициалы фамилия

Задание принял _____
подпись дата инициалы фамилия

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. КУРСОВОЙ ПРОЕКТ – РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА ЗЕМЛЮ	3
1.1. Краткие теоретические сведения.....	3
1.2. Общее описание системы.....	11
1.3. Задания по расчету системы	11
1.3.1. Разработка структурной схемы системы связи.....	11
1.3.2. Выбор сигналов и его параметров.....	11
1.3.3. Оценка помехоустойчивости связи	12
1.3.4. Оценка ЭМС	12
1.3.5. Определение параметров сигнала по коэффициенту помехозащищенности	12
1.3.6. Принцип построения перестраиваемого согласованного фильтра и расчет корреляционных функций для М-последовательности ..	15
1.3.7. Расчет корреляционных функций бинарных последовательностей.....	18
1.4. Заключение и выводы курсового проектирования.....	19
Заключение.....	19
Библиографический список.....	20
Приложение 1. Список обозначений.....	22
Приложение 2. Образец задания к курсовому проекту	23

Основы теории радиосистем передачи информации

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

*к выполнению курсового проекта
для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»
очной формы обучения*

Составитель
Журавлёв Дмитрий Владимирович

В авторской редакции

Подписано к изданию 14.09.2022.
Уч.-изд. л. 1,3.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»
394006 Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84