(72)

(72)

РАДИОТЕХНИКА

1984, №4

Для оценки величины (6) воспользуемся результатами работы [6]. Пусть $p=2q$, тогда число ненулевых значений функций индексов φ и ψ любого разложения полного кода, в которых каждый индекс появляется только четное число раз, соответствует четному моменту распределения КФ полного кода. Поскольку этим не исчерпываются все единичные значения функций индексов в (6), то справедливо неравенство $\overline{m}_{2q}(H) \geqslant \mathfrak{m}_{2q}$, где $\mathfrak{m}_{2q}$ — момент распределения КФ полного кода, вычисленный в [6]. Полагая $\overline{m}_{2q\,min}(H) = \mathfrak{m}_{2q}$, получаем, что для таких разложений существуют смежные классы A, для которых

$$\overline{m}_{2q}(A) \leqslant \mathfrak{m}_{2q}. \tag{7}$$

Неравенство (7) можно считать доказательством того, что в полном коде существуют линейно-производные системы ФМ сигналов с корреляционными свойствами, лучшими свойств полного кода. Этот вывод следует из того, что в [1], где получены оценки максимальных значений КФ, закон распределения КФ полного кода представлен усеченным рядом Эджворта, который полностью определяется вторым и четвертым моментами распределения.

На основе проведенного анализа можно сделать два основных вывода:

1) в полном коде существуют линейно-производные системы с хорошими корреляционными свойствами;

2) моменты произвольного порядка распределения КФ вычисляются на основании N базисных сигналов без прямого расчета всех КФ для каждой из систем сигналов, что существенно сокращает объем и время вычислений.

На основании расчета моментов по формуле (6) можно сравнивать различные разложения полного кода и выбирать наилучшие из заданных по минимуму значений моментов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Варакин Л. Е. Радиотехника и электроника, 1978, т. XXIII, № 4.
2. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов.— М.: Сов. радио, 1978.
3. Сальников Ю. К. Всесоюзная научно-техническая конференция: Теория и техника сложных сигналов. Москва — Минск, 1979.
4. Сальников Ю. К., Варакин Л. Е. Радиотехника и электроника, 1981, т. XXVI, № 2.
5. Статистическая теория связи и ее практические приложения/Под ред. Б. Р. Левина.—М.: Связь, 1979.
6. Сальников Ю. К. Труды учебных институтов связи. Радиотехнические системы и устройства, 1980, № 99.

Поступила 10 мая 1983 г.

УДК 621.395.4

А. П. ТРИФОНОВ, А. К. СЕНАТОРОВ

РАСЧЕТ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ С НЕСИНУСОИДАЛЬНОЙ НЕСУЩЕЙ

Рассмотрим помехоустойчивость некоторых видов импульсной модуляции, когда несущим колебанием является прямоугольная волна Уолша [1] $\mathrm{wal}(k, t/T_r)$, где k — порядковый номер функции Уолша, определяющий при упорядочении по частости (по секвенте) число пересечений нулевого уровня в открытом интервале $t \in (-T_r/2, T_r/2)$; T_r — период (временна́я база) волны Уолша. Полагаем, что передаче подлежит безразмерный параметр l, равновероятно распределенный в интервале $[-1, 1]$. Сигнал $s(t, l)$ формируется путем модуляции этим параметром несущего колебания

$$\nu(k, t/T_r) = \begin{cases} \mathrm{wal}(k, t/T_r), & |t| \leqslant T_r/2, \\ 0, & |t| > T_r/2. \end{cases}$$

Пусть сигнал $s(t, l)$ принимается на фоне белого гауссовского шума с односторонней спектральной плотностью N_0. Для расчета помехоустойчивости при больших отношениях сигнал-шум $z^2=2E/N_0$ (E — энергия сигнала) достаточно исследовать поведение функции неопределенности (сигнальной функции) [2, 3]

$$S(l_1, l_2) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} s(t, l_1)\, s(t, l_2)\, dt/N_0$$

в окрестности ее главного максимума.

Времяимпульсная модуляция (ВИМ). В соответствии с определением принимаемый сигнал имеет вид

$$s_1(t,\ l) = A\nu\,[k,\ (t - l\tau)/T_r], \tag{1}$$

где A — амплитуда, τ определяет максимальное смещение импульса по времени. Поведение сигнальной функции при $|l_1 - l_2| < T_r/(2k+1)\tau$ описывается выражением

$$S_1(l_1,\ l_2) = z^2\,[1 - (2k+1)\tau\,|l_1 - l_2|/T_r], \qquad k = 0,\ 1,\ 2,\ \ldots, \tag{2}$$

где $z^2 = 2A^2T_r/N_0$. Используя (2) и результаты [2], получаем, что дисперсия оценки максимального правдоподобия параметра l сигнала (1) при $z \gg 1$ $D_1 = 13T_r^2/2\,(2k + 1)^2\,z^4\,\tau^2$. Помехоустойчивость приема будем характеризовать величиной выходного отношения сигнал-шум [3] $\varepsilon^2 = \langle l^2\rangle/D$. Для ВИМ имеем

$$\varepsilon_1^2 = 2\,(2k + 1)^2\,z^4\,\tau^2/39\,T_r^2. \tag{3}$$

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ). В этом случае сигнал запишется в виде

$$s_2(t,\ l) = A\nu\,[k,\ t/T_r(1 + \gamma l)], \tag{4}$$

где γ — индекс модуляции ($0 < \gamma < 1$). При малых $|l_1 - l_2|$ сигнальная функция

$$S_2(l_1,\ l_2) = z^2 \begin{cases} 1 + \gamma l_1 - k\gamma\,(l_2 - l_1), & \gamma^{-1}\,[(2^m - 1)\,(\gamma l_2 + 1)/2^m - 1] \leqslant l_1 \leqslant l_2, \\ 1 + \gamma l_2 - k\gamma\,(l_1 - l_2), & l_2 \leqslant l_1 \leqslant \gamma^{-1}\,[2^m\,(\gamma l_2 + 1)/(2^m - 1) - 1], \end{cases} \tag{5}$$

где $z^2 = 2A^2T_r/N_0$ — отношение сигнал-шум при $l = 0$. Учитывая, что здесь параметр l является энергетическим, с помощью (5) и результатов [4] находим дисперсию оценки максимального правдоподобия $D_2 = 26/(2k+1)^2\gamma^2 z^4$ и выходное отношение сигнал-шум

$$\varepsilon_2^2 = (2k + 1)^2\,\gamma^2\,z^4/78. \tag{6}$$

Секвентно-импульсная модуляция (СИМ). Сигнал запишем в виде

$$s_3(t,\ l) = \begin{cases} A\ \mathrm{wal}\,[k,\ t/T_r\,(1 + \gamma l)], & |t| \leqslant \Delta/2, \\ 0\qquad\qquad\qquad\qquad\quad, & |t| > \Delta/2, \end{cases} \tag{7}$$

где Δ — длительность импульса [предполагается, что $\Delta < T_r(1 - \gamma)$]. Следовательно, при изменении параметра l изменяется число пересечений нуля (секвента) несущей в пределах длительности импульса Δ. Длительность импульса (7) при этом остается постоянной. Такой вид модуляции представляет собой аналог частотной модуляции синусоидальной несущей. В малой окрестности главного максимума ($|l_1 - l_2| \leqslant \Delta/k\gamma T_r$) сигнальная функция

$$S_3(l_1,\ l_2) = z_s^2\,(1 - k\gamma\,\overset{\Delta}{\cancel{T_r}}\,|l_1 - l_2|\,/\,\overset{T_r}{\cancel{\Delta}}), \tag{8}$$

где $z_s^2 = 2A^2\Delta/N_0$. Из (8) и [2] находим дисперсию оценки максимального правдоподобия $D_3 = 13\,\overset{T_r^2}{\cancel{\Delta^2}}/2k^2\,\gamma^2\,\overset{\Delta^2}{\cancel{T_r^2}}\,z_s^4$ и выходное отношение сигнал-шум

$$\varepsilon_3^2 = 2k^2\,\gamma^2\,\overset{\Delta^2}{\cancel{T_r^2}}\,z_s^4/39\cancel{\Delta^2}\,T_r^2 \tag{9}$$

Анализ выражений (3), (6), (9) показывает, что для всех рассмотренных видов модуляции выходное отношение сигнал-шум растет пропорционально z^4. В то же время использование синусоидальной несущей обеспечивает рост выходного отношения сигнал-шум лишь пропорционально z^2 [3]. Выбрать тот или иной тип модуляции несинусоидальной несущей можно на основе сравнительного анализа полученных характеристик помехоустойчивости (3), (6), (9) для конкретных условий передачи информации и заданных параметров модуляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хармут Х. Теория секвентного анализа.— М.: Мир, 1980.
2. Трифонов А. П. Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика, 1978, № 4.
3. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. — М.: Мир, 1969.
4. Трифонов А. П. Радиотехника и электроника, 1977, т. XXII, № 1.

Рукопись статьи, содержащей 9 с. текста, 3 рис., 6 библиографических наименований, можно заказать в ЦНТИ «Информсвязь», где она хранится под № 294.