УДК 601.317

В. И. Копейкин

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МЕТОДА ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ С ИНТЕГРИРОВАНИЕМ НА КАНАЛАХ СВЯЗИ С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ ПОМЕХ

Постановка задачи

При разработке информационно-вычислительных систем (ИВС), а также автоматизированных систем управления (АСУ) значительное внимание уделяется исследованию достаточно простых и помехоустойчивых методов приема-передачи дискретной информации. В настоящее время в системах ИВС и АСУ нашли применение методы приема передачи с использованием АМ, ЧМ и ФМ манипуляций.

Применение метода ФМ, обеспечивающего более высокую помехоустойчивость, чем АМ и ЧМ, влечет за собой усложнение приемного устройства. Метод АМ, несмотря на то, что он наиболее прост в реализации, не нашел широкого распространения в системах передачи данных. Основной недостаток АМ заключается в необходимости оптимизировать порог для каждого отношения сигнал/шум.

При ЧМ приеме порог не зависит от отношения сигнал/шум и, следовательно, всегда является оптимальным. Относительная простота реализации и достаточно высокая помехоустойчивость ЧМ метода обеспечили ему наиболее широкое применение в системах передачи данных.

Однако на каналах ГТС с высоким уровнем [1] метод ЧМ не обеспечивает достаточной верности передачи данных ($P_{\text{ош}} = 10^{-5} \div 10^{-6}$). Выход находят в усложнении устройств повышения верности передачи, применения сложных циклических кодов и т. д.

В настоящей работе предлагается метод повышения помехоустойчивости ЧМ путем широкополосного интегрирования. Блок-схема устройства, реализующего предлагаемый метод, приведена на рис. 1.

Метод повышения помехоустойчивости ЧМ заключается в следующем. Низкочастотный фильтр, включенный после частотного дискриминатора в обычной схеме ЧМ приемника, заменяется интегратором, что, как известно [2], реализует оптимальную фильтрацию сигнала с максимальным увеличением отношения сигнал/шум на выходе интегратора. Кроме того, повышение помехоустойчивости ЧМ с интегрированием достигается также путем увеличения времени интегрирования элемента сигнала (снижение скорости передачи), что равносильно увеличению широкополосности системы.

В системах передачи данных, где решающим является высокая помехоустойчивость передачи, снижение скорости передачи является весьма эффективным методом повышения верности передачи данных.

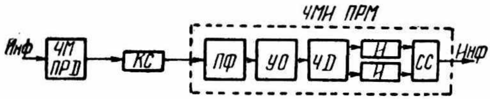

Рис. 1. Блок-схема 4М приемника с интегрированием.

Для расчета основных соотношений сделаем следующие допущения:

1) входной фильтр имеет идеальную П-образную резонансную характеристику;

2) частотный детектор является линейным, безынерционным;

3) помехи канала связи (линий ГТС) считаем флуктуационными, типа «белый шум» [1].

Вывод основных соотношений

Как известно [2], помехоустойчивость любого метода передачи дискретных сообщений, которая характеризуется верностью передачи, оценивается вероятностью ошибки приема элемента сигнала $P_{\text{ош}}$.

В общем виде для бинарных систем передачи (0; 1)

$$P_{\text{ош}} = p_0 P(0/1) + p_1 P(1/0),$$

где p_0, p_1 — априорные вероятности появления «нуля» или единицы;

$P_{(0/1)}$, $P_{(1/0)}$ — условные вероятности ошибочного приема 0 вместо 1, и наоборот. Для ЧМ систем

$$P_{(0/1)} = P_{(1/0)} = P_{\text{ош. эл.}}$$

Следовательно,

$$P_{\text{ош}_{\text{чм}}} = P_{\text{ош. эл}} (p_0 + p_1) = P_{\text{ош. эл}},$$

так как всегда

$$p_0 + p_1 = 1.$$

Элементами ЧМ сигнала являются

$$\left.\begin{aligned} U_{c_0} &= U_{mc} \sin w_1 t - «0» \\ U_{c_1} &= U_{mc} \sin w_2 t - «1» \end{aligned}\right\} 0 \leqslant t \leqslant T$$

(T — длительность элементарного сигнала).

Вероятность ошибки при приеме ЧМ сигналов в данной схеме соответствует тому случаю, когда напряжение на выходе интегратора сигнала «0» превосходит напряжение на выходе интегратора сигнала «1» при передаче сигнала «1», и наоборот. Момент ошибочного перехода определяется схемой сравнения:

$$P_{\text{ош. эл}} = \int\limits_0^\infty W(x)\,dx, \tag{1}$$

где $W(x)$ — плотность вероятности интеграла мгновенной частоты сигнала и шума на выходе интегратора.

Статистические параметры сигнала и шума при ЧМ

В общем случае распределение мгновенной частоты сигнала определяется выражением вида, приведенным в [3]. Однако непосредственное использование приводимого выражения затруднено ввиду того, что распределение мгновенной частоты сигнала определяется при бесконечном прохождении сигнала (статистическое усреднение). В нашем случае сигнал анализируется за конечный промежуток времени, равный длительности элемента сигнала, поэтому распределение плотности вероятности мгновенной частоты подчиняется иному закону.

Мгновенная частота сигнала определяется пересечением $s(t)$ нулевого уровня в единицу времени или нулями случайного процесса, поэтому заменим непрерывный случайный процесс $s(t)$ разрывной функцией вида $\operatorname{sign}[s(t)]$:

$$\operatorname{sign}[s(t)] = \begin{cases} 1 & \text{при } s(t) > 0; \\ 0 & \text{при } s(t) = 0; \\ 1 & \text{при } s(t) < 0. \end{cases}$$

Физически функция $\operatorname{sign}[s(t)]$ означает предельное ограничение сигнала, осуществляемое, например, усилителем-ограничителем.

Для определения закона распределения числа нулей случайного процесса можно воспользоваться аппаратом теории выбросов случайных процессов, которая определяет закон распределения случайного процесса за конечный промежуток времени.

Однако задача нахождения закона распределения числа выбросов в общем случае оказывается весьма сложной и в настоящее время не имеет определенного решения даже для стационарных гаусовых процессов.

На основании ряда исследований [4] закон распределения числа нулей случайного процесса можно считать распределенным приближенно по нормальному закону:

$$W_N = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \exp\left[\frac{(N_x - N_{\text{ср}})^2}{2\sigma_N^2}\right], \tag{2}$$

где N_x — текущее значение числа нулей;

$N_{ср}$ — среднее значение или математическое ожидание числа нулей;

σ_N^2 — дисперсия числа нулей.

Для совместного прохождения через узкополосную систему гармонического сигнала, представляемого в виде [4]

$$s(t) = A_m \cos(w_0 t + \varphi_0),$$

(w_0 — центральная частота фильтра и квазигармонического шума,

$$\xi(t) = Ac(t) \cos w_0 t - A_s \sin w_0 t,$$

с функцией, выраженной посредством

$$k(\tau) = \sigma^2 \rho(\tau) \cos w_0 \tau,$$

где $\rho(\tau)$ — коэффициент корреляции, определяемый частотной характеристикой входного фильтра системы, число нулевой реализации $n(t) = s(t) + \xi(t)$ равно

$$N_{(0,\,T)} = 2f_0 T + \frac{-\rho_0'' T}{4\pi^2 f_0} e^{-\frac{a^2}{2}} \tag{3}$$

$\left(a = \frac{Am}{\sigma}\right.$ — отношение сигнал/шум).

Нахождение значений $N_{(0,\,T)}$ и σ_N^2 для суммы сигнала и шума

Для случая совместного прохождения сигнала и шума при частоте сигнала $f_c \neq f_0$ формула (3) преобразуется к следующему виду:

$$N_{(0,\,T)} = 2(f_c - f_0) + \frac{-\rho_0'' T}{4\pi^2 (f_c - f_0)} e^{-\frac{a^2}{2}}, \tag{4}$$

так как напряжение на выходе частотного дискриминатора определяется разностью частоты сигнала f_c и центральной частоты системы f_0

$$U_{вых} = k(f_{c_{мгн}} - f_0).$$

Преобразуем формулы (4) к относительным величинам:

$\theta = \Delta f T$ (где Δf — полоса пропускания фильтра);

$\Delta f_{дев} = (f_c - f_0)$ — девиация частоты сигнала;

$p = \frac{\Delta f}{2\Delta f_{дев}}$ — индекс частотной модуляции.

В этом случае

$$N_{(\theta)} = \theta\left[\frac{1}{p} + \frac{p}{6}\exp\left(-\frac{a^2}{2}\right)\right]. \tag{5}$$

Значения σ_N^2 для рассматриваемого случая приведены в таблицах [4].

Расчет вероятности ошибки элемента

На основании (1), (2)

$$P_{\text{ош. эл}} = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \int\limits_0^\infty \exp\left[-\frac{(N_x - N_{\text{ср}})^2}{2\sigma_N^2}\right] d\,(N_x - N_{\text{ср}} = 1 - \Phi(t), \quad (6)$$

где $\Phi(t) = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{x} e^{-\frac{t^2}{2}}\, dt$ — интеграл вероятности;

$t = \frac{N_{\text{ср}}}{\sigma_N}$; $N_{\text{ср}}$ — номинальное среднее напряжение на выходе интегратора соответствует случаю максимального полезного сигнала при отсутствии шума, т. е.

$$N_{\text{ср}} = N(\theta) \text{ при } a = \infty.$$

Пример расчета помехоустойчивости метода

В качестве модели приемопередатчика возьмем двоичный стандартный (по рекомендации ✓ 21 МККТТ) 4М модем на 200 *бод* с параметрами:

$$f_0 = 1750 \text{ гц}; \ \Delta f = 400 \text{ гц};$$

$$\Delta f_{\text{дев}} = 100 \text{ гц}.$$

Индекс модуляции

$$p = \frac{\Delta f}{2\Delta f_{\text{дев}}} = \frac{400}{2 \cdot 100} = 2.$$

Номинальная длительность элементарного сигнала на скорости 200 *бод* равна

$$T = \frac{1}{B} = \frac{1}{200} = 5 \text{ м сек};$$

порядок безразмерного времени

$$\theta = T\Delta f = 5_{\text{м сек}} \cdot 400 \text{ гц} = 2{,}0.$$

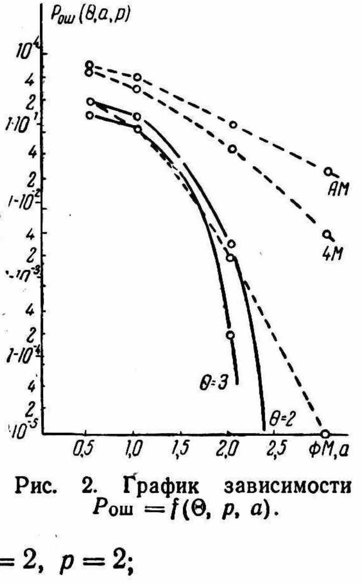

Рис. 2. График зависимости $P_{\text{ош}} = f(\Theta, p, a)$.

Исходя из расчитанных параметров модема и входного сигнала проведем расчет помехоустойчивости для следующих параметров сигнала:

1. $B = 200$ *бод*; $\theta = 2$, $p = 2$;
2. $B = 133$ *бод*; $\theta = 3$, $p = 2$.

В таблице приведены рассчитанные значения $P_{\text{ош}}$ для различных значений θ и a; графики $P_{\text{ош}} = f(\theta, p, a)$ — на рис. 2.

Анализ данных таблицы и рис. 2 показывает значительное увеличение помехоустойчивости 4М при введении интегрирования после частотного детектора, а также повышение помехоустойчивости метода до значений выше помехоустойчивости фазовой модуляции при уменьшении скорости передачи в 1,5 раза.

θ	B	$N_{ср}$	$P_{ош}$			
			$a=0{,}5$	$A=1$	$a=2$	$a=2{,}5$
2	200	1,0	0,2	0,14	$3\cdot10^{-3}$	$1\cdot10^{-6}$
3	133	1,5	0,15	0,1	$2\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-7}$
$\sigma_N\ (\theta=2)$			1,16	0,93	0,36	0,21
$\theta_N\ (\theta=3)$			1,42	1,13	0,42	0,23

Предложенный метод повышения помехоустойчивости частотной модуляции может быть рекомендован для систем передачи данных с низкой скоростью по каналам связи с высоким уровнем помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Журавский Б. Ф. Автореф. канд. дис., Л., 1970. 15 с.
2. Теплов Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации, М., «Связь», 1964. 64 с.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Радио», 1966. 205 с.
4. Тихонов В. И. Вопросы случайных процессов. М., «Наука», 1970. 371 с.