асп. Согина Н.Н., к.т.н. Скопа А.А.
Международный гуманитарный университет, г. Одесса

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В ПОЛОСНООГРАНИЧЕННЫХ СИСТЕМАХ С ПАРЦИАЛЬНЫМ ОТКЛИКОМ

Рассматривая проблему передачи сигналов со скоростью, превышающей скорость Найквиста, обычно пользуются математической моделью цифровой системы передачи, которая позволяет исследовать изменение характеристик системы при различных скоростях передачи. Повышая постепенно скорость передачи импульсов, фиксируют изменение вертикальных размеров раскрыва глаз-диаграммы. При этом отмечают те значения скорости, когда «глаз» закрывается полностью, а также ряд промежуточных значений, соответствующих различной степени уменьшения раскрыва.

Попутно возникает задача оптимизации формы рабочего сигнала по критерию максимума минимального раскрыва глаз-диаграммы. Установлено, что в классе сигналов, удовлетворяющих первому критерию Найквиста, оптимальную форму сигнала, которая минимизирует энергию межсимвольной интерференции (МСИ) при произвольных скоростях передачи выше скорости Найквиста, можно получить, использовав в качестве формирователя идеальный фильтр ФНЧ.

К решению данной проблемы можно подойти с другой стороны. В самом деле, при постоянной найквистовской скорости передачи импульсов можно уменьшить полосу пропускания тракта, что эквивалентно превышению предельной скорости передачи. В результате ограничения спектра сигнала изменится форма глаз-диаграммы, что можно будет установить с помощью математического моделирования тракта передачи.

Рассмотрим этот вопрос более подробно для сигнала с парциальным откликом класса 1.

Спектральная плотность сигнала $g_1(t)$ в полосе $0...\omega_c$ представлена выражением

$$g_1(j\omega)=\begin{cases}2bT\cos\left(\frac{\omega T}{2}\right), & \text{при } |\omega|\le\frac{\pi}{T}\\ 0, & \text{при прочих } \omega.\end{cases} \qquad (1)$$

Форма сигнала на выходе устройства, ограничивающего спектр, может быть записана следующим образом

$$g_{1C}(t)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-(\omega_C-\Delta\omega_1)}^{\omega_C-\Delta\omega_1}G_1(j\omega)e^{-j\omega t}d\omega. \qquad (2)$$

Принимая во внимание четность и вещественность функции G1(jω), выражение (2) можно переписать в виде

$$g_{1C}(t)=\frac{1}{\pi}\int\limits_0^{\omega_C-\Delta\omega_1}2bT\cos\left(\frac{\omega T}{2}\right)\cos\omega t d\omega. \qquad (3)$$

Используя элементарные тригонометрические соотношения, получаем

$$g_{1C}(t)=\frac{bT}{\pi}\int\limits_0^{\omega_C-\Delta\omega_1}\cos\left(\frac{T}{2}-t\right)\omega d\omega+\frac{bT}{\pi}\int\limits_0^{\omega_C-\Delta\omega_1}\cos\left(\frac{T}{2}+t\right)\omega d\omega.$$

После несложных, но громоздких преобразований получаем окончательный результат для формы сигнала класса 1 с усеченным спектром

$$g_{1C}(t)=\frac{4b}{\pi}\frac{\sin\frac{T(\omega_C-\Delta\omega_1)}{2}\cos(\omega_C-\Delta\omega_1)t}{1-\left(\frac{2t}{T}\right)^2}-\frac{8bt}{\pi T}\frac{\cos\frac{T(\omega_C-\Delta\omega_1)}{2}\sin(\omega_C-\Delta\omega_1)t}{1-\left(\frac{2t}{T}\right)^2}. \qquad (4)$$

Можно показать, что при $\Delta\omega_j=0$ выражение (4) переходит в форму

$$g_1(t)=\frac{4b}{\pi}\frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{1-\left(\frac{2t}{T}\right)^2}.$$

В ряде случаев для упрощения исследований возникает необходимость представить сигналы с усечённым спектром в виде неискаженного сигнала с аддитивной детерминированной помехой, т.е.

$$g_{1c}(t)=g_1(t)+\Delta g_1(t). \qquad (5)$$

Правомерность такого представления очевидна, если исходный спектр (1) представлен в виде суммы низкочастотной (3) и полосной частей (2).

Известно [1, 2], что узкополосный сигнал $\Delta g_1(t)$ может быть представлен в виде

$$\Delta g_1(t) = \left[R_- + R_+\right]\cos\omega_0 t + \left[Q_- - Q_+\right]\sin\omega_0 t, \tag{6}$$

где частота ω_0 выбирается произвольно в интервале $\omega_{C_1} \le \omega_0 \le \omega_C$.

Составляющие R_-, R_+, Q_- и Q_+ определяются в общем случае на основании рассмотрения четырех фильтров низкой частоты [1], причем начало отсчета частот переносится в точку ω_0 посредством замены переменной $\omega = \omega_0 + \Omega$ и $d\omega = d\Omega$. Выбираем $\omega_0=(\omega_c+\omega_{c1})/2$.

В этом случае указанные составляющие рассчитываются по формулам

$$\begin{aligned}
R_- &= \frac{1}{\pi}\int_0^x G_1(\omega_0 - \Omega)\cos\Omega t\, d\Omega;\\
R_+ &= \frac{1}{\pi}\int_0^x G_1(\omega_0 + \Omega)\cos\Omega t\, d\Omega;\\
Q_- &= \frac{1}{\pi}\int_0^x G_1(\omega_0 - \Omega)\sin\Omega t\, d\Omega;\\
Q_+ &= \frac{1}{\pi}\int_0^x G_1(\omega_0 + \Omega)\sin\Omega t\, d\Omega,
\end{aligned} \tag{7}$$

где $x=\Delta\omega_1/2$.

Вычисление интегралов (5) дает

$$R_- = \frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}+t}\left\{\sin\left[\left(\frac{T}{2}+t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2} - \frac{\omega_0 T}{2}\right] + \sin\frac{\omega_0 T}{2}\right\} +$$

$$+\frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}-t}\left\{\sin\left[\left(\frac{T}{2}-t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2} - \frac{\omega_0 T}{2}\right] + \sin\frac{\omega_0 T}{2}\right\};$$

$$R_+ = \frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}+t}\left\{\sin\left[\left(\frac{T}{2}+t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2} + \frac{\omega_0 T}{2}\right] - \sin\frac{\omega_0 T}{2}\right\} +$$

$$+\frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}-t}\left\{\sin\left[\left(\frac{T}{2}-t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2} + \frac{\omega_0 T}{2}\right] - \sin\frac{\omega_0 T}{2}\right\};$$

$$Q_{-} = -\frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}+t}\left\{\cos\left[\left(\frac{T}{2}+t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2}-\frac{\omega_0 T}{2}\right]-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right\}+$$
$$+\frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}-t}\left\{\cos\left[\left(\frac{T}{2}-t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2}-\frac{\omega_0 T}{2}\right]-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right\}; \qquad (8)$$
$$Q_{+} = -\frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}+t}\left\{\cos\left[\left(\frac{T}{2}+t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2}+\frac{\omega_0 T}{2}\right]-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right\}+$$
$$+\frac{bT}{\pi}\frac{1}{\frac{T}{2}-t}\left\{\cos\left[\left(\frac{T}{2}-t\right)\frac{\Delta\omega_1}{2}+\frac{\omega_0 T}{2}\right]-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right\}.$$

Все составляющие в (8) отличны от нуля, поскольку узкополосная часть спектральной функции не обладает ни одним из видов симметрии относительно частоты ω_0.

Можно показать, что выражения (4) и (5) совпадают.

В расчетах удобно пользоваться величиной $\nu=\Delta\omega_1/\omega_c$, показывающей относительную величину усечения спектра.

На основании выражений (5)-(8) с помощью математического моделирования была исследована зависимость величины МСИ от степени превышения предельной скорости передачи импульсов.

Результаты расчетов приводятся в докладе. Из них следует, что, превышение скорости приблизительно на 6 % изменяет вертикальный раскрыв глаз-диаграммы на 8-10 %. При скорости передачи 34,368 Мбит/с это составляет 2 Мбит/с, что вполне достаточно для организации при необходимости каналов служебной связи, телесигнализации, телеуправления и каналов передачи звукового вещания в цифровой форме.

Литература:

1. Скопа А.А. Изыскание оптимального метода передачи цифровой третичной группы в стволах АРРСП. Дис. … канд. техн. наук: 05.12.02. – Одесса, 1996.

2. Михайлов А.В. Высокоэффективные оптимальные системы связи. – М. : Связь, 1980. – 344 с., ил.