УДК 621.372

С. И. ГРИДЧИН, канд. техн. наук, *М. А. ИВАНОВ*, канд. техн. наук

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

В области теории систем передачи дискретной информации недостаточно полно учитываются нелинейные свойства каналов [1]. В связи с этим представляется целесообразным провести моделирование и изучение специфики влияния нелинейных эффектов в каналах цифровой связи на качество передачи дискретных сигналов с целью оптимизации процедуры их обработки.

Класс исследуемых нелинейных объектов ограничим каналами связи с аналитическими [2; 3] характеристиками, описанными в виде функционального ряда Вольтерра [2]:

$$y(t)+\sum_{n=1}^{\infty} y_n(t)=\sum_{n=1}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\cdots\int h_n(\tau_1,\ \ldots,\ \tau_n)\prod_{i=1}^{n} x(t-\tau_i)\,d\tau_i \leftrightarrow$$

$$\leftrightarrow Y(f_1,\ f_2\ \ldots)=\sum_{n=1}^{\infty} Y_n(f_1,\ \ldots,\ f_n)=$$

$$=\sum_{n=1}^{\infty} H_n(f_1,\ \ldots,\ f_n)\prod_{i=1}^{n} X(f_i), \qquad (1)$$

где $x(\cdot)$, $y(\cdot)$, $X(\cdot)$, $Y(\cdot)$ — входной и выходной сигналы и их Фурье образы соответственно; $h_n(\cdot)$, $H_n(\cdot)$ — ядро Вольтерра n-го порядка и его Фурье образ, причем последний можно представить следующим общим соотношением [2]:

$$H_n(f_1, \ldots, f_n) = Q(f_1 + \cdots + f_n) F_n \{[k_j(\cdot), Q(\cdot)]_2^n \prod_{i=1}^{n} H_1(f_i)\}, \quad (2)$$

где $Q(\cdot)$ — передаточная функция ассоциированной линейной части исследуемого объекта.

Выражение (1) адекватно характеризует математическую модель исследуемого канала цифровой связи. Функциональный ряд (1) имеет смысл обычного для сходящихся рядов Вольтерра [2] или асимптотического [3] в случае расходимости данного разложения описания выходного сигнала нелинейного канала передачи дискретной информации.

Оптимальный прием дискретных сигналов сопряжен с решением задачи проверки гипотез [1; 4], причем реальные возможности разрешения различных сигналов полностью определяются степенью их коррелированности. Поэтому исследование влияния нелинейных эффектов на качество передачи цифровой информации проведем путем оценки степени нарушения ортогональности принимаемых дискретных сигналов. Полагается, что используемые сигналы — простые [1; 4] и, следовательно, их структурные свойства можно не учитывать, а значит, и не рассматривать возможность деортогонализации данных сигналов по форме [1].

Нарушение ортогональности во времени происходит вследствие дополнительного «затягивания» переходных процессов в нелинейных каналах передачи сигналов [2]:

$$t_{\text{п}(\Delta f)} = \{\tau_1 \ln [\,|Y_1(\cdot)|/Y_0]\} \cup \{\bigcup_{j=1}^{m} \tau_{2j+1} \ln [\,|Y_{2j+1(\Delta f)}(\cdot)|/Y_0]\} \geqslant$$

$$\geqslant t_{\text{плин}} \doteq \{\tau_1 \ln [\,|Y(\cdot)|/Y_0]\}, \quad (3)$$

где $t_{\text{п}(\Delta f)}$ — верхняя граница полной длительности переходных процессов в полосе пропускания Δf исследуемого нелинейного канала связи; τ_k — постоянная времени подсистемы Вольтерра k-го порядка. Анализ структуры (2) нелинейных передаточных функций указанных подсистем показывает, что $\tau_{k1} \geqslant \tau_{k2}$, $\forall k_1 > k_2$; Y_0 — некоторый уровень выходного сигнала, начиная с которого и ниже переходные процессы в канале связи условно считаются закончившимися.

Данное «затягивание» переходных процессов в нелинейных каналах связи обусловлено невозрастающим характером зависимости ширины полос «прозрачности» подсистем Вольтерра общей функциональной модели (1) этих каналов от значения порядка указанных подсистем [4]. Повышение инерционности подсистем Вольтерра с возрастанием их порядка имеет место в связи с каскадной структурой выражения (2). Поэтому «глубина» межсимвольной интерференции дискретных сигналов увеличивается не менее чем на $2[\Delta t_{\text{п}}(\Delta f)_{\text{нел}}/T]$, где T — длительность тактового интервала. В целом явление дополнительного затягивания переходных процессов в нелинейных каналах может приводить к значительному повышению уровня и глубины межсимвольной интерференции дискретных информационных сигналов [2].

Нарушение ортогональности по частоте обусловлено нелинейным «размытием» спектра передаваемых сигналов. Действительно, компоненты нелинейных искажений r-го порядка ($r=2q+1$, где $q=0, 1, 2,\ldots$) сосредоточены в полосе с шириной $\sim r\Delta f_c$ в окрестности несущей частоты и ее $(r-2l)$-х гармоник [2]. Здесь Δf_c — полоса частот передаваемых сигналов, $l=0, 1, 2,\ldots, \{[r/2]-1\}$; $a[\cdot/.]$ — обозначение наибольшего целого от частного, заключенного в квадратные скобки. Тогда мощность мешающего отклика в окрестности j-й информационной частоты вследствие «размытия» спектра («нелинейного влияния» третьего порядка) сигнала с i-й информационной частотой при $i\neq j$ можно оценить следующим образом [2]:

$$P_{j3}(i)=\int\left\{\iiint\limits_{-\infty}^{\infty}|H_3(f_1,\ f_2,\ f_3)\prod_{i=1}^{3}x(f_i)|^2\,df_1df_2df_3\right\}df, \qquad (4)$$

где $\Delta f^{(j)}=N(1/T)$ — j-я спектральная область вынесения решения о текущем значении мгновенной частоты дискретного информационного сигнала.

Область интегрирования в фигурных скобках формулы (4) ограничивается условием $f\triangleq|\pm f_1\pm f_2\pm f_3|\in\Delta f_j^{(l)}$, причем $f_1,\ f_2,\ f_3\in\Delta f^{(i)}$.

В случае многоканальной передачи с частотным разделением информационных потоков дополнительно к (4) имеют место также перекрестные и интермодуляционные искажения. Поэтому степень нарушения частотной ортогональности для m-го канального сигнала из-за перекрестного или интермодуляционного влияния сигналов k-го и l-го или r-го, k-го и l-го соседних каналов характеризуется мощностью указанных нелинейных мешающих компонент, которые определяются соотношениями

$$P''_{m3}(k,\ l)=\int\limits_{\Delta fm}\left\{\iiint\limits_{-\infty}^{\infty}|H_3(f_1^*,\ f_2^*,\ f_3^*)\,x_m(f_1^*)\,x_k(f_2^*)\,x_l(f_3^*)\,df_1^*df_2^*df_3^*\right\} \qquad (5)$$

или

$$P'''_{m3}(n,\ k,\ l)=\int\limits_{\Delta fm}\left\{\iiint\limits_{-\infty}^{\infty}|H_3(f_1^{\#},\ f_2^{\#},\ f_3^{\#})\,x_n(f_1^{\#})\,x_k(f_2^{\#})\times\right.$$
$$\left.\times\,x_l(f_3^{\#})\,df_1^{\#}df_2^{\#}df_3^{\#}\right\}df^*, \qquad (6)$$

где $n,\ k,\ l\neq m$, причем $f^*\triangleq|\pm f_1^*\pm f_2^*\pm f_3^*|\in\Delta f_m$ и $f^{\#}\triangleq|\pm f_1^{\#}\pm f_2^{\#}\pm f_3^{\#}|\in\Delta f_m$, а $f_1^{\#}\in\Delta f_n$; $f_2^*,\ f_2^{\#}\in\Delta f_k$; $f_3^*,\ f_3^{\#}\in\Delta f_l$ и $\Delta f_{z1}\cap\Delta f_{z2}\neq 0$, $z_1\neq z_2$; Δf_z — полоса частот, выделяемая для z-го канала ($z=n$, $m,\ k,\ l$). В общем случае ширина полосы различных каналов может быть неодинаковой, т. е. возможно $\Delta f_{z1}=\Delta f_{z2}$, $z_1\neq z_2$.

Необходимо отметить, что $\Delta f_z = \bigcup \Delta f_z^{(i)}$, причем $\Delta f_z \geqslant \sum_i \Delta f_z^{(i)}$ только при использовании системы сигналов ортогональных в усиленном смысле [1]. Значение $\{\bigcup \Delta f_z^i \setminus \sum_z \Delta f_z$ характеризует межканальные «защитные» частотные интервалы. В формулах (4)—(6) под величинами $x(\cdot)$ понимается смесь полезного информационного сигнала, канальных шумов и мешающих воздействий. Интегральная степень нарушения «частотной» ортогональности при одноканальной передаче оценивается величиной средней (по ансамблю из k информационных значений частот) мощности мешающего отклика:

$$\langle P_3' \rangle_k = \sum_{j=1}^{k} P(j) P_{j3}(\Sigma) = \sum_{j=1}^{k} P(j) \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq 1}}^{k} P(i) P_{j3}(i). \tag{7}$$

Здесь $P(j)$ или $P(i)$ — вероятность появления j-го или i-го информационного значений частоты используемого сигнала, как правило, обеспечивается [1; 4]:

$$P(i) = P(j) = \mathrm{const}(i, j) = 1/k, \ \forall i, \ j \in [1, k]. \tag{8}$$

Для многоканальных систем цифровой связи с частотным разделением L каналов передачи дискретных сообщений справедливо также:

$$\langle P_3'' \rangle_L = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^{L} P_{m3}''(\Sigma) = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^{L} \sum_{\substack{k,l=1 \\ k,l \neq m}}^{L} P_{m3}(k, l); \tag{9}$$

$$\langle P_3''' \rangle_L = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^{L} P_{m3}'''(\Sigma) \doteq \frac{1}{L} \sum_{m=1}^{L} p \sum_{\substack{n,k,l=1 \\ n,k,l \neq m}} {}^{m}_{m3}(n, k, l). \tag{10}$$

Таким образом, имеем среднюю по совокупности L частотно-разделимых каналов степень суммарного нарушения частотной ортогональности в общем случае:

$$\langle P_{3\Sigma} \rangle_L = \frac{1}{L} \sum_{\gamma=1}^{L} \{\langle P_3' \rangle_{k\gamma}\}_\gamma + \langle P_3'' \rangle_L + \langle P_3''' \rangle_L. \tag{11}$$

Здесь $\{\cdot\}\gamma$ — обозначение средней (по ансамблю из L информационных значений частот степени нарушения частотной ортогональности вследствие нелинейного «размытия» спектра сигналов в γ-м канале передачи цифровой информации. Из выражений (5), (6), (9), (10) следует также, что при прочих равных условиях (фиксированных межканальных частотных интервалах, постоянных полос и уровне канальных сигналов и т. п.) мощность перекрестных, особенно интермодуляционных составляющих быстро возрастает с увеличением числа каналов. Это свойство нелинейных систем многоканальной цифровой связи дополняет исследованные ранее [2] явления накопления нелинейных искажений сигналов по полосе их передачи, по количеству каскадов приемопередающего оборудования и физической длине линий передачи с распределенными параметрами. Следовательно, нарушение «частотной» ортогональности сигналов в нелинейных системах цифровой связи может приводить к существенным потерям помехоустойчивости передачи дискретных сообщений.

Третий вид нарушения ортогональности принимаемых дискретных сигналов в нелинейных каналах цифровой связи наиболее существенно влияет на когерентные системы передачи и обусловлен явлением амплитудно-фазовой конверсии [2]. Данное нарушение фазовой ортогональности сигналов можно объяснить свойством однородности n-й степени функционала Вольтерра n-го порядка n-го члена ряда (1). Действительно, после ассоциирования комплексных переменных [2; 3; 7] выражение (1) приводится к виду

$$Y^A[cx(f)] = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n^A[cx(f)] = \sum_{n=1}^{\infty} c^n Y_n^A[x(f)]. \tag{12}$$

Поскольку в соотношении (12) выходной сигнал $Y^A[cx(f)]$ представлен линейной комбинацией комплексных величин $Y_n^A[x(f)]$ с линейно зависящими коэффициентами, то фаза произвольной спектральной составляющей указанного выходного сигнала в общем случае будет зависеть от уровня c входного сигнала [4]. Тогда степень нарушения «фазовой» ортогональности дискретных сигналов в нелинейных каналах цифровой связи можно оценить следующим значением дополнительного фазового сдвига:

$$\Delta\varphi_{\text{доп}} = \arg[Y^A(f) - Y_1(f)] = \operatorname{arctg}\frac{J_m\left\{\sum\limits_{m=2}^{\infty} Y_m^A[x(f)]\right\}}{Re\left\{\sum\limits_{m=2}^{\infty} Y_m^A[x(f)]\right\}}. \tag{13}$$

Из выражения (13) следует, что в нелинейных каналах связи расщепление принимаемых сигналов на синфазную и квадратурную составляющие необратимо. В случае безынерционной нелинейности третьего порядка имеем

$$\Delta U_{s3}(t) = \Delta U_{s3}[U_s(t);\ U_c(t)] = k_3[(3/4)A_s^3 + (2/3)A_c^2A_s]\sin(\omega_0 t + \varphi_s) - \\ - 3/4A_c^2A_s\sin(\omega_0 t + 2\varphi_c - \varphi_s)], \tag{14}$$

$$\Delta U_{c3}(t) = \Delta U_{c3}[U_c(t);\ U_s(t)] = k_3[(3/4)A_c^3 + \\ + (2/3)A_s^2A_c]\cos(\omega_0 t + \varphi_c) - (3/4)A_s^2A_c\cos(\omega_0 t + 2\varphi_s - \varphi_c)], \tag{15}$$

где $A_s(A_c)$ и $\varphi_s(\varphi_c)$ — амплитуда и фаза синфазной (квадратурной) составляющей информационного сигнала с центральной частотной ω_0.

Интересно отметить, что если первые слагаемые правых частей выражений (14) и (15) характеризуют лишь «амплитудные» взаимные помехи между синфазным и квадратурным каналами приема, то вторые слагаемые описывают амплитудно-фазовые перекрестные искажения между этими каналами.

Поэтому и «фазовая» деортогонализация сигналов в нелинейных каналах может приводить к некоторому возрастанию вероятности ошибки передачи цифровых сообщений, наиболее заметному для когерентных систем связи, особенно при использовании высокоинформативных многопозиционных дискретных сигналов.

Вместе с тем основным предметом иследования является не столько анализ особенностей влияния нелинейных эффектов на качество передачи цифровых сообщений, сколько разработка эффективных методов оптимального приема дискретных информационных сигналов в нелинейных каналах связи. Для решения последней задачи оценим закон распределения выходного отклика нелинейного канала. При полосно-эффективной передаче дискретных сообщений [1] данный канал цифровой связи узкополосный как по отношению к полной ширине спектра входных воздействий $\Delta f_c \geqslant \Delta f \doteq \Delta f_1$, так и по сравнению с несущей частотой $(\omega_0/T) \gg \Delta f_1$. Однако ранее показано, что ширина полосы прозрачности подсистем Вольтерра общей функциональной модели изучаемого нелинейного канала — неубывающая функция значения порядка данных подсистем [2]. Эти подсистемы Вольтерра высших порядков, как правило, более узкополосные, чем линейная подсистема первого порядка, т. е. $\Delta f_k \geqslant \Delta f_1$, $\forall k \geqslant 2$. С учетом известного свойства нормализации выходного отклика узкополосной линейной системы при ее широкополосном возбуждении [4], можно утверждать, что сигнал на выходе нелинейного канала представляет собой сумму в общем случае счетного количества нормализованных выходных откликов $Y_n(t)$ подсистем Вольтерра соответствующих порядков общей функциональной модели (1) указанного канала связи. Закон распределения полного выходного сигнала $y(t) = \sum\limits_{n=1}^{\infty} y_n(t)$ нелинейного канала также является гауссовским, причем моменты первого и второго порядков этого нормального закона определяются как

$$\overline{y(t)} = \sum_{n=1}^{\infty} \overline{y_n(t)}, \qquad (16)$$

$$D[y(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} D[y_n(t)] + 2 \sum_{\substack{p,\, q=1 \\ p \neq q}}^{\infty} k[y_p(t),\ y_q(t)]. \qquad (17)$$

Отсюда следует, что при приеме дискретных информационных сигналов на фоне широкополосных шумов методы оптимальной обработки данных сигналов в линейных и нелинейных узкополосных каналах в принципиальном отношении совпадают. Различие настройки решающих схем оптимальных приемников дискретных сигналов в таких каналах цифровой связи обусловлено количественными отличиями параметров распределения канальных шумов $y_1(t)$, $D[y_1(t)]$ и $y(t)$, $D[y(t)]$ (см. формулы (17) и (18)), а также большей степенью «окрашенности» спектра гауссовских шумов на выходе нелинейных каналов.

При воздействии сосредоточенных по спектру мешающих сигналов закон распределения выходного отклика каналов связи отличается от гауссовского [1; 4]. Вместе с тем для нелинейных каналов неоптимальны и хорошо известные в линейной теории [1] методы приема сигналов с предварительным «отбеливанием» спектра входных воздействий и последующей стандартной оптимальной обработкой дискретных информационных сигналов на фоне нормализованных канальных шумов. Сосредоточенные помехи в нелинейных каналах связи вследствие нелинейного размытия спектра приводят к появлению значительного количества нелинейных компонент с широкой полосой частот. Их образование может быть обусловлено и влиянием интенсивных внеполосных мешающих сигналов [1; 2], которые в линейных каналах связи не оказывают влияния на качество приема информации [1].

Поскольку данные нелинейные компоненты в значительной мере перекрываются по спектру с полезными дискретными сигналами [2], то режекция или иное подавление первых неизбежно сопровождается существенными потерями информативности последних [1; 4]. Отсюда следует принципиальная непригодность традиционных в линейной теории методов построения эффективных «обеляющих» фильтров для нелинейных каналов цифровой связи с сосредоточенными помехами.

Чтобы применить для нелинейных каналов широко используемый в теории и практике оптимального радиоприема способ «приведения» линейного канала с сосредоточенными помехами к гауссовскому виду путем режекции данных помех [1], необходимо локализовать порождаемые этими помехами компоненты нелинейных искажений в достаточно узкой спектральной области. Только тогда ослабление влияния нелинейных искажений на качество передачи цифровых сообщений на основе подавления указанных искажений не будет сопровождаться значительными потерями информативности принимаемых дискретных сигналов. Проведенный анализ показал, что подобная локализация спектра нелинейных компонент в сравнительно узкой полосе частот возможна лишь путем искусственного усиления инерционности нелинейных характеристик используемого канала цифровой связи. Практически оно может осуществиться на основе использования так называемых частотноизбирательных ограничителей (ЧИО), общую функциональную модель которых представим в виде

$$Y(f_1, f_2, \ldots) = G(f_1) M_1(f_1) N(f_1) x(f_1) + \sum_{n=1}^{\infty} G(f_1 + \cdots + f_{2n+1}) \times$$
$$\times \left\{ \sum_{l=1}^{l} M_{2n+1}^{(l)}(f_1, \ldots, f_{2n+1}) \right\} \prod_{l=1}^{2n+1} N(f_l) x(f_l). \tag{18}$$

Здесь $\Delta f_{M2n+1}^{(l_1)} \cap \Delta f_{M2n+1}^{(l_2)} = \varnothing, \forall n \in \{(1, \infty)$ и $\forall l_1 \neq l_2, \bigcap_{l=1}^{L} \Delta f_{M2n+1}^{(l)} = \Delta f_n = \mathrm{const}(n), \Delta f_n \geqslant \max\{\Delta f_G, \Delta f_M, \Delta f_N\} = \Delta f_N$, причем $\Delta f_n \cap \Delta f_N = \Delta f_N$.

Таким образом, совокупность наборов по L узкополосных нелинейных блоков $(2n+1)$-го порядка в каждом из данных наборов с взаимно неперекрывающимися полосами поглощения моделирует эффект частотно-избирательного ограничения интенсивных спектральных составляющих входных воздействий на нелинейном участке амплитудной характеристики ЧИО. При этом обеспечивается концентрация компонент нелинейных искажений в сравнительно узкой полосе поглощения $\Delta f^{(l)}_{M2n+1}$ в окрестности центральной частоты ограничиваемого сосредоточенного по спектру мешающего сигнала. Очевидно, что при выборе достаточно большого значения l величина $\Delta f^{(l)}_{M2n+1}$, $\forall n$, l гораздо меньше ширины полосы передачи информационных сигналов Δf_c (обычно $\Delta f_c \leqslant \min\{\Delta f_G, \Delta f_{M1}, \Delta f_N\} = \Delta f_G$), $\Delta f \cap \Delta f_G = \Delta f$. Отсюда следует, в частности, что использование ЧИО позволяет почти полностью устранить влияние внеполосных сосредоточенных помех. Кроме того, применение ЧИО предпочтительно и для наиболее важного на практике случая воздействия интенсивных сосредоточенных по спектру помех.

Следовательно, процедура обработки дискретных сообщений в связных нелинейных каналах цифровой передачи информации с сосредоточенными помехами предполагает выполнение операции частотно-избирательного ограничения с целью локализации спектра порождаемых ими нелинейных искажений в сравнительно узкой полосе поглощения в окрестности центральных частот данных помех, а затем осуществляется подавление указанных локализованных искажений и ограниченных помех в этих частотных областях с последующим оптимальным приемом полезных сигналов на фоне нормализованных канальных шумов.

Список литературы: 1. *Помехоустойчивость* и эффективность систем передачи информации / А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов и др. под редакцией Зюко. М., 1985. 272 с. 2. *Иванов М. А., Гридчин С. И.* Анализ особенностей переходных процессов в нелинейных динамических системах // Вестн. Харьк. политехн. ин-та. Автоматика и приборостроение. 1985. Вып. 11. № 221. С. 30—33. 3. *Уиттекер Э. Т., Ватсон Дж.* Курс современного анализа. Часть первая. Основные операции анализа / Пер. с англ. под ред. Ф. В. Широкова. М., 1963. 344 с. 4. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника. М., 1982. 624 с.

Поступила в редколлегию 16.09.87