

УДК 621.391

М. А. ИВАНОВ, канд. техн. наук, С. И. ГРИДЧИН, В. И. МАИ

**МЕЖСИМВОЛЬНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ
В НЕЛИНЕЙНЫХ КАНАЛАХ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ**

Исследования межсимвольной интерференции (межсимвольных искажений — МСИ) проводятся, как правило, в предположении о линейности используемых каналов передачи инфор-

мации [1—6]. Учитывая широкое практическое применение нелинейных, в частности ретрансляционных каналов цифровой связи, проанализируем особенности «нелинейных МСИ» дискретных сигналов.

Запишем выражение для определения сигнала $y(\cdot)$ на выходе узкополосного по отношению к несущей частоте нелинейного канала с памятью в виде ряда Вольтерра от входного воздействия [1, 2]:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(j2\pi f_i t) df_i \approx$$

$$\approx \int_{-\infty}^{\infty} H_1(f) X(f) \exp(j2\pi f t) df + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H_3(f_1, f_2, -f_3) X(f_1) \times$$

$$\times \exp(j2\pi f_1 t) X(f_2) \exp(j2\pi f_2 t) X(-f_3) \exp(-j2\pi f_3 t) df_1 df_2 df_3. \quad (1)$$

Здесь $H_n(\cdot)$ — нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра) n -го порядка исследуемого канала; $X(f)$ — спектр входного сигнала $x(t)$, причем $x(t)$, $X(f)$ связаны между собой преобразованием Фурье; f_i — аргументы многомерного преобразования Фурье, $f_1 + f_2 - f_3 = f$; $f, f_k \in \Delta f \forall k \in [1, 2, 3]$; Δf — полоса пропускания («прозрачности») исследуемого канала; \forall — квантор общности; j — мнимая единица ($j = \sqrt{-1}$).

Можно показать, что общее выражение для определения нелинейной передаточной функции m -го ($m > 1$) порядка имеет следующий вид [1]:

$$H_m(f_1, \dots, f_m) = L(f_1 + f_2 + \dots + f_m) F_m \{ [K_l(\cdot)]_2^m; L(\cdot); \quad (2)$$

$$\prod_{l=1}^m H_1(f_l) \}.$$

Здесь $K_l(\cdot)$ — ядра разложения характеризующего нелинейность исследуемого канала оператора в функциональный ряд Вольтерра ($l \in [2m]$); $L(\cdot)$ — ассоциированная (присоединенная) часть нелинейных передаточных функций канала, в общем случае представляющая собой некоторое линейное преобразование от $H_1(\cdot)$; $F_m[\cdot]$ — «нелинейный входной сигнал» m -го порядка, являющийся некоторой функцией от ядер Вольтерра $K_l(\cdot)$, ассоциированной линейной части $L(\cdot)$ и нелинейных передаточных функций канала $H_l(\cdot)$ низших порядков.

В частности, нелинейная передаточная функция третьего порядка $H_3(f_1, f_2, -f_3)$, играющая определяющую роль для функционирующих в малосигнальном режиме узкополосных по отношению к несущей частоте нелинейных каналов, может быть найдена по формуле

$$H_3(f_1, f_2, -f_3) = L(f_1 + f_2 - f_3) \{ [K_3(f_1, f_2, -f_3) +$$

$$+ 2K_2(f_1, f_2 - f_3) L(f_2 - f_3) K_2(f_2, -f_3) [H_1(f_1) H_1(f_2) H_1(-f_3)] \} \quad (3)$$

где символ (\otimes) означает операцию симметризации стоящего в фигурных скобках выражения по комплексным переменным $f_1, f_2, -f_3$ [1; 2].

Тогда можно утверждать, что для реальных каналов с неидеальными характеристиками частотной избирательности, т. е. с неравномерными в полосе прозрачности АЧХ и (или) ГВЗ и, следовательно, с нелинейной ФЧХ передаточной функции $H_1(f)$, справедливо строгое неравенство

$$\tau_{\text{нлин}} < \tau_{\text{нел}l_1} < \tau_{\text{нел}l_2}, \quad \forall l_2 > l_1 > 2, \quad (4)$$

где $\tau_{\text{нлин}}$; $\tau_{\text{нел}l}$ — постоянные времени переходных процессов в линейной подсистеме, характеризуемой передаточной функцией $H_1(\cdot)$, и в нелинейной подсистеме l -го порядка, описываемой ядром Вольтерра $H_l(\cdot)$. По определению под постоянной времени переходных процессов понимается период, в течение которого после подачи испытательного воздействия типа функции включения Хевисайда мгновенный либо средний уровень сигнала на выходе канала уменьшится в e раз. При этом с учетом уровней линейной составляющей $|Y_1(f)|$ и нелинейных компонент нечетных порядков $|Y_{l^*}(f)|_{\Delta f}$ выходного сигнала $Y(f)$ верхняя граница полной длительности переходных процессов $t_{\text{н}(\Delta f)}$ в полосе прозрачности канала Δf определяется формулой вида:

$$t_{\text{н}(\Delta f)} \leq \left\{ \tau_{\text{нлин}} \ln \left[|Y_1(f)| \frac{1}{Y_0} \right] \right\} \cup \left\{ \bigcup_{l^*=3}^{\infty} \tau_{\text{нел}l^*(\Delta f)} \ln \left[|Y_{l^*}(f)|_{\Delta f} \frac{1}{Y_0} \right] \right\}. \quad (5)$$

Здесь Y_0 — некоторый априорно заданный уровень выходного сигнала, начиная с которого и ниже переходные процессы в канале условно считаются закончившимися (обычно Y_0 сравниваем с уровнем шумов канала); $l^* = 2k + 1$, причем $k \in \mathbb{N}$, где \mathbb{N} — множество натуральных чисел; \cup — знак объединения.

Таким образом, традиционное пренебрежение нелинейной добавкой

$$\Delta t_{\text{нел}(\Delta f)} \stackrel{\circ}{=} t_{\text{н}(\Delta f)} / t_{\text{нлин}} \stackrel{\Delta}{=} t_{\text{н}(\Delta f)} / \left\{ \tau_{\text{нлин}} \ln \left[|Y_1(f)| \frac{1}{Y_0} \right] \right\} \quad (6)$$

к общей длительности переходных процессов $t_{\text{н}(\Delta f)}$, вообще говоря, некорректно. На практике это может быть оправдано только для некоторых ситуаций. Следовательно, допустимо приближение вида $t_{\text{н}(\Delta f)} \approx t_{\text{нлин}}$ лишь для частного случая малосигнального режима функционирования ($|Y_1(f)| \gg |Y_{l^*}(f)|_{(\Delta f)}$, $\forall l^*$) сравнительно узкополосного канала с достаточно высокой частотной избирательностью. Последняя равносильна незначительной неравномерности АЧХ и ГВЗ, т. е. весьма малой степени нелинейности ФЧХ данного канала в полосе его прозрачности.

Анализ соотношения (5) показывает, что в реальных нелинейных каналах связи в общем случае имеет место не только «размытие» спектра передаваемых сигналов, но и дополнительное «рассеяние» их энергии во времени. Это обуславливает существенную специфику оптимальной обработки дискретных сигналов в данных каналах, поскольку игнорирование нелинейных эффектов в ряде случаев приводит к заметным потерям. В нелинейных каналах (в отличие от линейных) невозможно полное устранение МСИ соответствующим подбором приемного и передающего фильтров, например с передаточной функцией типа $\{x/\sin x\}$. Из формул (5), (6) вытекает также, что в общем случае $t_{п(\Delta f)} \geq t_{п\text{лин}}$ и, следовательно, $\Delta t_{п\text{нел}(\Delta f)} \geq 0$, т. е. в реальных нелинейных каналах необходимо оценивать влияние МСИ с учетом большего, чем для линейного случая, числа соседних символов. С увеличением относительного уровня нелинейных составляющих $\Delta t_{п\text{нел}(\Delta f)}$ возрастает — см. выражение (5). При этом в общем случае

$$N_{\Sigma} = N_{\text{лин}} + \Delta N_{\text{нел}} \sim \frac{2}{\tau_0} t_{п(\Delta f)} = \frac{2}{\tau_0} [t_{п\text{лин}} + \Delta t_{п\text{нел}(\Delta f)}] \geq \\ \geq N_{\text{лин}} \sim \frac{2}{\tau_0} t_{п\text{лин}}, \quad (7)$$

где N_{Σ} , $N_{\text{лин}}$ — количество соседних символов, учета влияния которых достаточно для анализа МСИ с заданной точностью в реальном нелинейном и в идеализированном линейном каналах соответственно (по определению $N_{\Sigma} \sim \frac{2}{\tau_0} t_{п(\Delta f)}$,

$N_{\text{лин}} \sim \frac{2}{\tau_0} t_{п\text{лин}}$); $\Delta N_{\text{нел}}$ — дополнительное число соседних символов, учет влияния которых необходим для обеспечения корректности анализа МСИ в реальном нелинейном канале,

причем $\Delta N_{\text{нел}} = N_{\Sigma} - N_{\text{лин}}$ и, значит, $\Delta N_{\text{нел}} \sim \frac{2}{\tau_0} \Delta t_{п\text{нел}(\Delta f)}$, τ_0 —

длительность тактового интервала.

Недостаточный учет реальной длины МСИ вызывает не только снижение точности их анализа и (или) подавления, но может приводить к заметному «размножению» ошибок при автокомпенсации МСИ [1; 3; 4]. Кроме того, нелинейный характер преобразований дискретных сигналов обуславливает дополнительные отличия закона распределения МСИ от нормального, что заметно усложняет процедуру их расчета [3, 6]. Вследствие внутренней когерентности нелинейных компонент в некоторых случаях (как правило, при малосигнальном режиме функцио-

нирования сравнительно узкополосных каналов) имеет место определенное, до 1 дБ, уменьшение общего уровня МСИ. Таким образом, здесь эффекты снижения уровня выходного отклика и коррекции его формы компенсируют влияние эффектов «удлинения» переходных процессов в нелинейных каналах, т. е. иногда нелинейность оказывает регуляризирующее воздействие и приводит к снижению МСИ. В то же время необходимо учитывать повышенную критичность уровня нелинейных МСИ к ошибкам тактовой синхронизации и неидеальности стробирования, а также возрастание перекрестных искажений между синфазным и квадратурным каналами приема, особенно при асимметрии АЧХ и ФЧХ линейной передаточной функции $H_1(f)$ канала. Последняя существенно усиливается для соответствующих характеристик нелинейных передаточных функций $H_{l*}(f)$ — см. формулы (2), (3). Действительно, помимо пульсаций текущего уровня сигнала в синфазном и квадратурном каналах вследствие справедливости условия [6]

$$i_s^2(t) + i_c^2(t) = \text{const}(t), \quad (8)$$

в нелинейном случае имеют место «межканальные» (перекрестные) составляющие ненулевого уровня:

$$\Delta i_{s_{\text{нел}}}(t) = \Delta i_{s_{\text{нел}}}[i_s(t); i_c(t)] \neq 0; \quad (9)$$

$$\Delta i_{c_{\text{нел}}}(t) = \Delta i_{c_{\text{нел}}}[i_c(t); i_s(t)] \neq 0. \quad (10)$$

Это дополнительно ухудшает помехоустойчивость приема цифровой информации. Здесь подстрочные индексы s, c обозначают принадлежность сигналов i и перекрестных составляющих Δi к синфазному и квадратурному каналам приема. В частности, для узкополосных по отношению к несущей частоте ω_0 и работающих в малосигнальном режиме приемников с кубической нелинейностью в основной полосе их пропускания имеем

$$\Delta i_s(t) = k_3 \left[\left(\frac{3}{4} A_s^3 + \frac{3}{2} A_s^2 A_c \right) \sin(\omega_0 t + \varphi_s) - \frac{3}{4} A_c^2 A_s \sin(\omega_0 t + \varphi_c - \varphi_s) \right] \stackrel{\circ}{=} \Delta i_{s_{\text{нел}(3)}}(t); \quad (11)$$

$$\Delta i_c(t) = k_3 \left[\left(\frac{3}{4} A_c^3 + \frac{3}{2} A_s^2 A_c \right) \cos(\omega_0 t + \varphi_c) - \frac{3}{4} A_s^2 A_c \cos(\omega_0 t + 2\varphi_s - \varphi_c) \right] \stackrel{\circ}{=} \Delta i_{c_{\text{нел}(3)}}(t), \quad (12)$$

где A, φ — амплитуда и фаза соответствующей составляющей — синфазной s или квадратурной c ; k_3 — коэффициент нелинейных искажений третьего порядка (коэффициент третьего порядка

разложения нелинейной характеристики данного приемника в ряд Тейлора).

Из формул (9) — (12) следует, что в нелинейном приемнике с синфазным и квадратурным каналами имеют место не только амплитудные [см. первые слагаемые правой части формул (11), (12)], но и фазовые перекрестные искажения, характеризующие вторым слагаемым правой части выражений (11), (12). Таким образом, в отличие от линейного в нелинейном приемнике расщепление сигналов на синфазную и квадратурную составляющие является необратимым. В свою очередь, появление нелинейных компонент перекрестных искажений между сигналами синфазного и квадратурного каналов приема приводит к дополнительному увеличению потерь от МСИ в реальных нелинейных линиях связи. Это соответственно снижает эффективность практического применения двумерных видов модуляции и квадратурных способов приема сигналов.

Выше рассматривался одиночный нелинейный канал. В случае реализации частотного принципа разделения независимых информационных каналов необходимо учитывать, что нелинейность амплитудных и особенно фазовых характеристик последних обуславливает появление межканальных помех (МКП) вследствие «размытия» спектра передаваемых сигналов в нелинейных каналах связи. При этом применение традиционно используемых фильтрационных методов подавления МКП неизбежно приводит к возрастанию уровня и усиления влияния канальных МСИ, особенно нелинейных, так как повышение избирательности фильтров связано с увеличением их инерционности и, следовательно, сопровождается ростом нелинейности ФЧХ (неравномерности ГВЗ) передаточной функции $H_1(f)$, а значит, и соответствующих характеристик ядер Вольтерра $H_{l*}(f)$ — см. формулы (2), (3). Таким образом, требования минимизации МСИ и МКП в нелинейных каналах связи являются взаимно противоречивыми [6]. Поэтому на практике необходимо искусственно понижать избирательность фильтров, в частности, умышленно снижать коэффициент прямоугольности до значения 0,5 и ниже, вводить специальный дополнительный запас по энергетике и (или) полосе прозрачности нелинейных каналов, а также увеличивать защитные межканальные промежутки, что неизбежно вызывает заметное снижение эффективности связи, особенно в случае многоканальной передачи информации. Для передающих трактов, работающих обычно в режиме большого сигнала, указанные запасы, как правило, должны быть существенно больше, чем для приемных устройств, функционирующих преимущественно в малосигнальном режиме:

$$k_{\text{ПРПРД}} < k_{\text{ПРПРМ}} \quad (13); \quad \alpha_{\text{ПРД}} > \alpha_{\text{ПРМ}}. \quad (14).$$

Здесь $k_{\text{пр}}$ — коэффициент прямоугольности фильтра; α — величина, характеризующая запас по полосе, причем $\alpha \geq 1$ и

$$\Delta f_{\text{треб}} = \alpha \Delta f_{\text{мин}} = \alpha \frac{1}{\tau_0}; \quad (15)$$

$\Delta f_{\text{мин}}$ — минимальная полоса частот, необходимая для передачи дискретных сигналов с тактовой скоростью $V = 1/\tau_0$; $\Delta f_{\text{треб}}$ — полоса частот, требуемая для обеспечения приема или передачи следующих со скоростью V символов с качеством не хуже заданного (с уровнем МСИ не выше заданного); подстрочные индексы ПРД, ПРМ характеризуют принадлежность к передающему или приемному терминалам исследуемого нелинейного канала цифровой связи.

С повышением скорости передачи символов V , а значит, с расширением требуемой полосы и с увеличением минимально допустимой несущей частоты ограничиваются реальные возможности эффективной фильтрации. В результате возрастают требуемые для заданного качества связи значения отмеченных ранее запасов по энергетике и (или) полосе прозрачности используемых нелинейных каналов. При прочих равных условиях имеем

$$\left. \begin{aligned} \beta_{(B_1)} &< \beta_{(B_2)} \\ k_{\text{пр}(B_1)} &\geq k_{\text{пр}(B_2)} \\ \alpha_{(B_1)} &< \alpha_{(B_2)} \end{aligned} \right\}, \quad \forall B_1 < B_2. \quad (16)$$

где β — величина, характеризующая степень недоиспользования мощности передатчика относительно уровня насыщения в (дБ). Значение β , как правило, выбирается не менее 2—3 дБ [6].

В целом проведенный анализ свидетельствует о недостаточной эффективности рассмотренных «пассивных» рекомендаций (особенно для высокоскоростных систем передачи информации) и о необходимости применения специальных активных методов борьбы с влиянием МСИ (и МКП) в нелинейных каналах связи. Особое место занимают адаптивные методы компенсации МСИ, использование которых позволяет избежать некорректности в постановке задачи подавления искажений и тем самым исключить явления типа перекомпенсации и, следовательно, устранить возможное повышение уровня помех [1; 3; 4]. Применение автокомпенсаторов, как правило, позволяет заметно уменьшить уровень МСИ и существенно ослабить их влияние. Но одновременно увеличиваются потери полезных сообщений из-за конечной длительности самообучения данного автокомпенсатора по информационной или тестовой последовательности. Поэтому необходимые и достаточные условия применимости адаптивных компенсаторов МСИ могут быть определены так:

$$T_c \ll \Delta T_{\text{о.к}} \quad (17); \quad \Delta \mathcal{E}_{\text{МСИ}}^{\#} \ll \Delta \mathcal{E}_{\text{МСИ}} \quad (18), \quad \text{причем } \Delta \mathcal{E}_{\text{МСИ}} > \Delta \mathcal{E}_{\text{доп}}, \quad \Delta \mathcal{E}_{\text{МСИ}}^{\#} <$$

$\leq \Delta \varepsilon_{\text{доп}}$. Здесь T_c — полезная длительность сеанса связи; $\Delta T_{o.k.}$ — продолжительность самообучения автокомпенсатора МСИ (обычно $\Delta T_{o.k.} \geq 10^2 - 10^3$ тактовых интервалов [1; 3; 4]); $\Delta \varepsilon_{\text{МСИ}}$, $\Delta \varepsilon_{\text{МСИ}}^{\#}$ — энергетические потери, обусловленные влиянием МСИ при отсутствии и при наличии автокомпенсатора МСИ; $\Delta \varepsilon_{\text{доп}}$ — предельно допустимое значение энергетических потерь от влияния МСИ (для заданных качества и скорости передачи информации по выбранному каналу связи). Для обеспечения эффективного подавления МСИ в процессе разработки автокомпенсаторов необходимо учитывать нелинейный характер переходных процессов в исследуемых каналах связи [1; 2; 6]. В частности, применение специальных методов подавления нелинейных искажений сигналов [1] позволяет не только повысить качество компенсации МСИ, но и в значительной степени ослабить влияние МКП и уменьшить взаимные помехи между синфазным и квадратурным каналами приема. Очевидно, наиболее существенным ограничением практической применимости указанных методов является их реально достижимое быстродействие [1; 3; 4]. Поэтому представляется целесообразным полностью или частично совмещать во времени процессы вхождения в связь и самообучения автокомпенсаторов МСИ. Отметим также необходимость подавлять МСИ в конечных временных зонах ненулевой ширины (длительности), ширина которых определяется реальной длительностью стробирующих импульсов и возможными ошибками тактовой синхронизации [6].

С увеличением скорости передачи информации и, следовательно, с повышением рабочего диапазона частот и уменьшением длительности тактового интервала возрастает практическая целесообразность более полного учета специфики соединительных, в частности волноводных, микрополосковых трактов и других элементов конструкции как систем с распределенными параметрами. Предельно достижимая полоса пропускания Δf_c , а значит, и пропускная способность S данных систем обратно пропорциональна корню квадратному из физической длины L_d линии передачи [5]:

$$\Delta f_c = Q \sqrt{\frac{\Delta \varphi_{\text{доп}}}{L_d}}, \quad (19)$$

где Q — коэффициент пропорциональности, инвариантный к значениям L_c и $\Delta \varphi_{\text{доп}}$, $Q = \text{const}(\Delta \varphi_{\text{доп}}; L_c)$ (20); $\Delta \varphi_{\text{доп}}$ — допустимый уровень фазовых искажений, который возрастает с увеличением длины линии передачи.

Необходимо учитывать, что ограничение полосы пропускания длинных линий, в частности волноводов, вызвано не «обрезанием» спектра, что характерно для традиционных фильтров

с сосредоточенными параметрами, а фазовыми искажениями передаваемых волн, которые в принципиальном отношении являются обратимыми. Поэтому нелинейность систем с распределенными параметрами, обуславливающая появление движущихся с различными фазовыми скоростями высших типов волн (образование «спектра» временных задержек), приводит к существенному увеличению уровня искажений и к резкому ограничению полосы передачи данных нелинейных длинных линий. В случае превышения критической длины линии $L > L_{кр}$, $L_{кр} \div \div \Delta f_{л} \geq \Delta f_c$, где Δf_c — полоса частот, занимаемая полезным сообщением, имеют место существенные искажения формы передаваемого сигнала и, следовательно, значительное увеличение уровня МСИ [4; 5]. Таким образом, с повышением скорости передачи информации уменьшается максимально допустимая для заданного уровня МСИ длина линейных и особенно нелинейных соединительных линий — трактов прохождения сигналов:

$$V_{\uparrow} \Rightarrow L_{кр}^{\downarrow} \quad (21)$$

причем $L_{кр(лин)} \geq L_{кр(нел)}, \forall B. \quad (22)$

Численное моделирование переходных процессов в микрополосковых линиях и в типовых волноводных трактах миллиметрового диапазона длины волн при воздействии на вход последовательности импульсов наносекундной длительности проведено с использованием предложенных в работе [2] вычислительных алгоритмов и реализующего их пакета программ. Анализ результатов моделирования показывает, в частности, что в малосигнальном режиме функционирования данных линий передачи требуемое уменьшение их длины не превышает, как правило, 20 %, т. е. $1 \geq (L_{кр,нел}/L_{кр,лин}) \geq 0,8 \div 0,9$ для любых видов нагрузки. В то же время для режима большого сигнала сокращение предельно допустимой длины нелинейной линии передачи в ряде практически важных случаев может достигать 60 % и более. При этом для последнего режима работы длинной линии передачи характерно, что необходимое сокращение заметно зависит от характеристик используемой нагрузки и особенно от степени выполнения условий ее согласования с линией передачи. Возрастают также требования к качеству изготовления указанных линий и выполнения соединений и согласований. Последнее особенно нужно для исключения или максимального возможного ослабления источников нелинейных искажений (генерирующих высшие типы волн), которые появляются обычно на месте стыков разнородных физических материалов, вследствие образования окисных пленок на металлических волноводах и т. п. [4—6]. Для повышения эффективности подавления МСИ в высокоскоростных трактах с распределенными параметрами в некоторых случаях представляется целесообразным при-

менять методы адаптивного гашения паразитных типов волн (полей) [4] на основе использования системы пространственно-разнесенных излучателей с регулируемыми характеристиками.

Список литературы: 1. *Иванов М. А.* Адаптивный метод компенсации нелинейных искажений в динамических системах//Радиотехника. 1983. Вып. 66. С. 20—24. 2. *Васильев В. Г., Гридчин С. И.* Моделирование нелинейной системы с распределенными параметрами//Вестн. Харьк. политехн. ин-та. 1984. № 210. Автоматика и приборостроение. Вып. 10. С. 3—5. 3. *Сысоев В. Д.* Динамика вероятности посимвольной ошибки приема дискретных сигналов с адаптивной фильтрацией межсимвольных искажений//Вопр. радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы радиоэлектроники. 1983. Вып. 6. С. 84—89. 4. *Мальцев А. А., Позументов И. Е.* Адаптивная система активного гашения случайных волн по измерениям ближнего поля//Изв вузов. Радиофизика. 1982. 25. № 6. С. 668—675. 5. *Карбовяк А. Е.* Переходные процессы в волноводах//Волноводные линии передачи с малыми потерями: Пер. с англ./Под ред. В. Б. Штейншлейгера. М., 1960. 480 с. 6. *Fang I. F.* Quaternary transmission over satellite channels with cascaded nonlinear elements and adjacent channel interference//IEEE Trans. Commun. 1981. N5. P. 567—581.

Поступила в редколлегию 27.12.84.