

## УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ И ПОМЕХ В ТРАКТАХ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

**В. И. Кириллов**, профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, д.т.н.; kirillov@bsuir.by

**А. А. Пилюшко**, профессор Военной академии Республики Беларусь, к.т.н.; pilyushko71@mail.ru

**Е. К. Карпук**, адъюнкт Военной академии Республики Беларусь; kek777@mail.ru

Рассмотрен универсальный метод определения нелинейных искажений и помех на выходе трактов прохождения электрических сигналов со сложными мгновенными динамическими характеристиками при полигармоническом и/или модулированном входном воздействии. Даны рекомендации по структурно-параметрической оптимизации корректора мгновенной динамической характеристики нелинейного функционального преобразователя.

**Ключевые слова:** нелинейные искажения, помехи нелинейного происхождения, функциональный преобразователь электрических сигналов, метод определения продуктов нелинейности, мгновенная динамическая характеристика (МДХ), корректор МДХ.

**Введение.** В связи с постоянным ростом потребностей общества в повышении количества и качества услуг связи в системах телекоммуникаций и измерительной техники наблюдается бурное развитие цифровых технологий обработки и передачи информации. Для повышения таких важных технико-экономических показателей систем передачи, как пропускная способность, помехозащищенность, дальность связи и др., приходится искать новые решения, направленные, с одной стороны, на создание сложных сигнальных конструкций (ССК), например DMT и OFDM, а с другой — на осуществление структурно-параметрической оптимизации используемых функциональных преобразователей (ФП) или групп ФП, входящих в состав трактов прохождения электрических сигналов (ТПС).

Использование ССК приводит, как правило, к возникновению определенных трудностей при анализе ФП/ТПС в вопросе их защищенности от различного рода помех (продуктов нелинейности) [1]: перекрестных, интермодуляционных, нелинейных искажений и комбинационных помех. Так, например, при прохождении полигармонического сигнала через ФП/ТПС, обладающий «гладкой» МДХ со слабой нелинейностью, на его выходе кроме полезных гармоник появляются разнообразные продукты нелинейности. Для их подавления необходимы различные «внешние» схемы линеаризации (корректоры МДХ, т.е. КМДХ) [1–4]). На практике чаще всего применяют кусочно-линейные корректоры, поскольку их довольно просто реализовать технически.

В результате применения корректора сквозная МДХ цепочки КМДХ+ФП/ТПС приобретает сложную кусочно-нелинейную форму и использование известных аналитических методов определения продуктов нелинейности [5–6] становится затруднительным. Поэтому приходится полагаться исключительно на результаты экспериментального моделирования. Аналогичная ситуация возникает и при анализе компонентов фотонных сетей (оптических усилителей и др.), изначально по своей природе обладающих сложными характеристиками [4, 7].

Таким образом, возникает необходимость в создании универсального аналитического метода расчета, позволяющего с высокой точностью определять и давать полную оценку продуктам нелинейности на выходе ФП/ТПС, обладающих сложными («негладкими») МДХ при воздействии на вход простыми или сложными (полигармоническими и/или модулированными) сигналами.

В статье предлагается метод анализа, основанный на аппроксимации сложной МДХ цепочки КМДХ+ФП/ТПС рядом Фурье с последующим представлением каждой гармоники этого ряда во временной ряд с помощью функций Бесселя.

**Сущность метода.** Исходными данными метода являются сведения о МДХ исследуемого ФП/ТПС, представленные в виде множества точек  $N$  (число дискретных пар отсчетов  $U_{\text{вых } i} = \varphi(U_{\text{вх } i})$ ), полученных в результате эксперимента по снятию МДХ исследуемого ФП/ТПС с помощью входного испытательного сигнала, например, пилообразной формы, где  $U_{\text{вх } i} = (U_{\text{вх min}} + i\Delta)$ ;  $U_{\text{вх } i} \in [U_{\text{вх min}}; U_{\text{вх max}}]$ ;  $i \in [1; N]$ ;  $N = (U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}) / \Delta$ .

С увеличением  $N$  возрастает точность определения продуктов нелинейности. Условно можно принять, что функция  $U_{\text{вых } i} = \varphi(U_{\text{вх } i})$  является периодической с периодом  $T_u = (U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}})$  на интервале от  $-\infty$  до  $+\infty$  и точно совпадает с реальной МДХ на интервале  $[U_{\text{вх min}}; U_{\text{вх max}}]$ . Тогда ее можно представить в виде ряда Фурье:

$$U_{\text{вых}} = A_0 + \sum_{k=1}^N [A_k \cos(k\lambda U_{\text{вх}}) + B_k \sin(k\lambda U_{\text{вх}})], \quad (1)$$

$$\text{где } \lambda = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}}; \quad A_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_{\text{вых } i};$$

$$A_k = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [U_{\text{вых } i} \cos(k\lambda U_{\text{вх } i})];$$

$$B_k = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [U_{\text{вых } i} \sin(k\lambda U_{\text{вх } i})].$$

Для нахождения спектра конкретного сигнала на выходе исследуемого ФП/ТПС необходимо его математически задать, подставить в (1) и произвести расчет продуктов нелинейности. Учтем, что реальные сигналы представляют собой сумму большого числа частотных составляющих, каждая из которых амплитудно-модулирована (например, OFDM-сигнал), поэтому далее поэтапно рассмотрим сигналы в порядке возрастания сложности их структуры.

**Расчет продуктов нелинейности. Пример 1.** Произведем расчет на выходе нелинейного ФП при *одночастотном входном сигнале*  $U_{\text{вх } 1}(t) = U_m \sin(\omega t)$ , где  $U_m$  и  $\omega$  — амплитуда и частота сигнала соответственно. Из теории функций Бесселя известно [8]:

$$\cos(a \sin x) = J_0(a) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(a) \cos(2nx)];$$

$$\sin(a \sin x) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n-1}(a) \sin((2n-1)x)],$$

где  $J_n(a)$  — табличная функция Бесселя порядка  $n$  от аргумента  $a$ .

Тогда при подстановке  $U_{вх1}(t)$  в (1) получим

$$U_{вых}(t) = A_0 + \sum_{k=1}^N \left\{ A_k \left[ J_0(k\lambda U_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(k\lambda U_m) \cos(2n\omega t)] \right] + B_k \left[ 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n-1}(k\lambda U_m) \sin((2n-1)\omega t)] \right] \right\}. \quad (2)$$

Из (2) можно найти любые (в данном классе) составляющие спектра сигнала на выходе исследуемого ФП/ТПС и рассчитать коэффициенты гармоник (затухание нелинейности) по соответствующим продуктам. Например, амплитуды гармоник  $i$ -го ( $U_{m i\Gamma}$ ) и  $j$ -го ( $U_{m j\Gamma}$ ) порядка — это коэффициенты при множителях  $\cos(i\omega t)$  и  $\sin(j\omega t)$  соответственно [4]:

$$U_{m i\Gamma} = 2 \sum_{k=1}^N B_k J_i(k\lambda U_m);$$

$$U_{m j\Gamma} = 2 \sum_{k=1}^N A_k J_j(k\lambda U_m),$$

где  $i = 1, 3, \dots$  и  $j = 2, 4, \dots$

Коэффициенты гармоник  $K_{i\Gamma}$  и  $K_{j\Gamma}$ , а также затухание нелинейности  $a_{i\Gamma}$  и  $a_{j\Gamma}$  можно рассчитать по известным формулам [9]:

$$K_{i,j\Gamma} = U_{m(i,j)\Gamma} / U_{m 1\Gamma};$$

$$a_{i,j\Gamma} = -20 \lg K_{i,j\Gamma} = 20 \lg U_{m 1\Gamma} / U_{m(i,j)\Gamma}, \quad (3)$$

где  $U_{m 1\Gamma}$  — амплитуда первой (основной) гармоники на выходе ФП/ТПС.

**Пример 2.** При двухчастотном входном сигнале в виде суммы двух синусоид, одна из которых модулирована по амплитуде

$$U_{вх3}(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} [1 + m \sin(\Omega t)] \sin(\omega_2 t)$$

и при подстановке  $U_{вх2}(t)$  в (1) образуются комбинационные продукты вида  $\omega_1 \pm \omega_2$  ( $U_{m k2}$ ),  $2\omega_1 \pm \omega_2$  ( $U_{m k3}$ ) и  $\omega_1 \pm \Omega$  ( $U_{m k21}$ ), значения которых равны, соответственно:

$$U_{m k2} = 2 \sum_{k=1}^N A_k J_1(k\lambda U_{m1}) J_1(k\lambda U_{m2});$$

$$U_{m k3} = 2 \sum_{k=1}^N B_k J_2(k\lambda U_{m1}) J_1(k\lambda U_{m2});$$

$$U_{m k21} = 2 \sum_{k=1}^N B_k J_1(X_1) J_1(X_2) J_1(X_2 \frac{m}{2}) J_0(X_2 \frac{m}{2}), \quad (4)$$

где  $X_1 = k\lambda U_{m1}$ ;  $X_2 = k\lambda U_{m2}$ ;  $m$  — индекс модуляции. Амплитуда первой (основной) гармоники на частоте  $\omega_1$  равна

$$U_{m 1\Gamma} = 2 \sum_{k=1}^N B_k \left[ J_1(X_1) J_0(X_2) J_0^2(X_2 \frac{m}{2}) + J_2(X_1) J_2(X_2) J_1^2(X_2 \frac{m}{2}) \right]. \quad (5)$$

Коэффициент комбинационных искажений и затухание нелинейности по комбинационным продуктам находят по формулам [9]:

$$K_{k i,j} = U_{m k i,j} / U_{m 1\Gamma}; \quad a_{k i,j} = -20 \lg K_{k i,j},$$

где  $U_{m k i,j}$  — амплитуда комбинационного продукта (например, с частотой  $i\omega_1 \pm j\omega_2$ ). Коэффициент перекрестной амплитудной модуляции можно определить как  $K_{пер} = U_{m k 21} / U_{m 1\Gamma}$ .

**Пример 3.** При двухчастотном входном сигнале в виде суммы двух амплитудно-модулированных синусоид вида

$$U_{вх3}(t) = U_{m1} [1 + m_1 \sin(\Omega_1 t)] \sin(\omega_1 t) + U_{m2} [1 + m_2 \sin(\Omega_2 t)] \sin(\omega_2 t)$$

образуются комбинационные продукты  $\omega_1 \pm \Omega_2$  и  $\omega_2 \pm \Omega_1$ , амплитуды которых равны, соответственно

$$U_{m k21} = 4 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) S_1] - 4 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2}) S_1],$$

$$U_{m k12} = 4 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) S_2] - 4 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_1^2(X_2 \frac{m_2}{2}) S_2], \quad (6)$$

где  $m_1$  и  $m_2$  — индексы модуляции;  $S_1 = \varphi(m_2)$ ,  $S_2 = \varphi(m_1)$ .

Амплитуда первой гармоники, например, на частоте  $\omega_1$  равна

$$U_{m 1\Gamma\omega} = 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_0(X_2) J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1(X_1)] - 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_0(X_2) J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_1(X_1)] + 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_2(X_2) J_1(X_1) J_1^2(X_2 \frac{m_2}{2})] - 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k [J_1(X_1) J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_1^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_2(X_2)]. \quad (7)$$

Коэффициент перекрестной амплитудной модуляции можно определить на основании (6) и (7) как  $K_{пер 21} = U_{m k 21} / U_{m 1\Gamma\omega_1}$  или  $K_{пер 12} = U_{m k 12} / U_{m 1\Gamma\omega_2}$ .

Кажущаяся сложность и громоздкость полученных выражений (1) — (7) не должна отпугивать, поскольку процесс определения продуктов нелинейности существенно упрощается при использовании ПЭВМ. Для этого требуется минимум специализированного программного обеспечения, поскольку расчет опирается на типовые пакеты прикладных программ (Mathcad или MathLab), которые к тому же позволяют достаточно легко визуально отображать поведение и характер изменения продуктов нелинейности в зависимости от различных параметров, например, амплитуды входного воздействия. Это особенно важно и эффективно, когда в состав исследуемого ФП/ТПС включают КМДХ, выполненный на основе кусочно-линейного аппроксиматора (КЛА). При этом процедуру построения КЛА (вид его МДХ, число звеньев, расположение точек излома МДХ и т.п.) можно оптимизировать без проведения натуральных экспериментов на основе виртуального (программного) моделирования.

При включении КМДХ последовательно с исследуемым ФП/ТПС строится сквозная МДХ корректируемого тракта. Очевидно, если МДХ корректора полностью взаи-

мообратна МДХ ФП/ТПС, то сквозная МДХ корректируемого тракта будет идеально линейной и опишется выражением вида  $y=x$ , где  $y$  и  $x$  — нормированные мгновенные значения входного ( $x = U_{вх} / U_{вх,m}, m \in [-1; +1]$ ) и выходного ( $y = U_{вых} / U_{вых,m}, m \in [-1; +1]$ ) сигналов. Здесь  $U_{вх,m}$  и  $U_{вых,m}$  — максимальные амплитуды переменной составляющей сигнала на входе и выходе тракта, соответственно. Если МДХ корректора не соответствует вышеприведенному условию и, в частности, является кусочно-линейной, то сквозная МДХ корректируемого тракта будет иметь сложную кусочно-нелинейную зависимость, причем  $y \neq x$ , а имеет вид  $y = x + \Delta y$ , где  $\Delta y = \varphi(x)$  — сложная функция, характеризующая отклонение сквозной МДХ от идеально линейной.

Если известна (выбрана) зависимость МДХ корректора и известна (расчетно или экспериментально) зависимость МДХ ФП/ТПС, то сквозная зависимость строится графоаналитически (по точкам) или алгоритмически с помощью известных методов расчета [4, 6]. Именно эта характеристика применяется затем в качестве аналога функции (1) и на ее основе рассчитываются соответствующие продукты нелинейности по формулам (2) — (7).

Пример построения функции показан на рис. 1, где кривая 1 — некоторая (произвольная) нелинейная МДХ ФП/ТПС; 3 — идеальная нелинейная МДХ корректора; 2 — идеальная сквозная МДХ цепочки последовательно включенных друг за другом корректора и ФП/ТПС.

При построении функции  $\Delta y = \varphi(x)$  необходимо поочередно выбирать некоторые значения сигнала, например  $x_a$  ( $x_a \in [0; +1]$ ), и подавать их на вход корректора. На его выходе получим соответствующие сигналы  $y_a$ , которые являются входными для ФП/ТПС, поэтому  $x_e = y_a$ . Ввиду того, что МДХ корректора имеет кусочно-линейную форму (ломаная 4 на рис. 1, а), выходные сигналы  $y_e \neq x_a$ , при этом  $\Delta y = x_a - y_e$ .

После нахождения функции  $\Delta y$  и выбора одного из вариантов аппроксимации МДХ корректора [4, 6] дальнейший анализ нелинейных продуктов выходного сигнала це-

почки КМДХ+ФП/ТПС выполняется согласно рассмотренному выше методу.

**Рекомендации по структурно-параметрической оптимизации корректора МДХ нелинейного ФП.** На практике всегда важно знать, каковы техническая сложность и конечная стоимость реализации корректора. Для этого необходимо получить конкретные ответы на следующие вопросы:

- сколько узлов КЛА потребуется для того, чтобы в результате коррекции достигнуть требуемых (заданных) значений затуханий нелинейности по 2-й и 3-й гармоникам (3);
- существуют ли правила оптимального расположения узлов КЛА. При этом под оптимальным расположением следует понимать такой вариант, при котором можно достигнуть требуемых (заданных) значений  $a_{2Г}$  ( $K_{2Г}$ ) и  $a_{3Г}$  ( $K_{3Г}$ ) при минимальном количестве узлов КЛА.

Для ответа на поставленные вопросы целесообразно предварительно провести математическое моделирование сквозного тракта, используя известную МДХ основного тракта  $y = \varphi(x)$ . В [4, 6, 9] приведены многочисленные результаты моделирования характеристик КМДХ для случаев, когда нормированную МДХ ФП/ТПС можно представить одним из трех возможных вариантов: а)  $y = C_1x + C_3x^3$ ; б)  $y = C_1x + C_2x^2$ ; в)  $y = C_1x + C_2x^2 + C_3x^3$ . Очевидно, что вариант а) соответствует случаю, когда изначально отсутствуют нелинейные продукты 2-го порядка; б) — отсутствуют нелинейные продукты 3-го порядка.

В качестве примера на рис. 2, в показан вариант нормированной МДХ исходного ФП/ТПС в виде  $y = \varphi(x) = x + \Delta y(x)$ , а на рис. 2, е — скорректированная компонента МДХ сквозного тракта  $\Delta y$  при использовании кусочно-линейной характеристики КМДХ, содержащей пять сегментов в области положительных значений  $x$  и пять сегментов — в области отрицательных.

На рис. 2, а, б, г, д приведены расчетные (по формулам (1) — (7)) значения затухания по 2-й гармонике  $a_{2Г\text{ кор}}$ , по 3-й гармонике  $a_{3Г\text{ кор}}$ , по комбинационным продуктам 2-го порядка  $a_{\omega_a \pm \omega_b}$  и 3-го порядка  $a_{2\omega_a \pm \omega_b}$  в зависимости от нормированной амплитуды входного сигнала. При этом кривые 1 на этих рисунках характеризуют те же зависимости затухания при отсутствии коррекции.

Зависимость нормированной МДХ для некорректированного тракта в данном случае имеет вид  $y = x + \Delta y(x)$ , где  $\Delta y \cong ax^2 + bx^3$ ;  $a = 0,007$ ;  $b = 0,01$ . Условие  $a_{2Г} \geq 55$  дБ и  $a_{3Г} \geq 73$  дБ выполняется только при  $x \leq 0,35$ , т.е. для сравнительно слабых сигналов. При введении указанного выше КМДХ удается выполнить условие  $a_{2Г\text{ кор}}, a_{3Г\text{ кор}}, a_{\omega_a \pm \omega_b}, a_{2\omega_a \pm \omega_b} \geq 70$  дБ в диапазоне входных сигналов до уровня  $x_m = 1,0$ , т.е. увеличить динамический диапазон ФП/ТПС почти на 8 дБ.

Проведенные исследования [4, 6] позволяют дать рекомендации по структурно-параметрической оптимизации КМДХ:

1) выбор варианта коррекции сильно зависит от поведения функции, описывающей МДХ корректируемого исходного ФП/ТПС. В общем случае кусочно-линейного корректора должен быть несимметричным, т.е. для положительных и отрицательных значений входного сигнала коррекцию необходимо осуществлять по-разному (см. кривые  $AO$  и  $OL$  на рис. 2, е);

2) в общем случае для достижения максимального эффекта от коррекции в целом необходимо, в первую очередь, произвести ее для максимальных значений входного сигнала, т.е. в точках  $A$  и  $L$  на рис. 2, е;

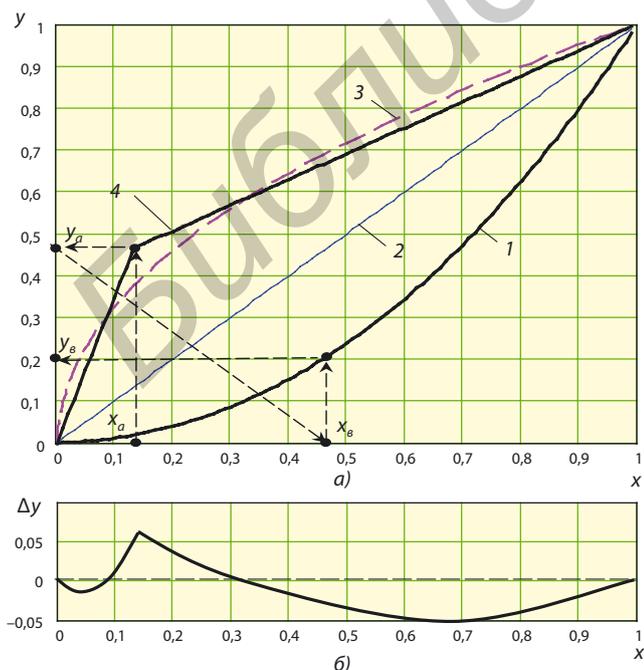


Рис. 1. Коррекция нелинейной МДХ

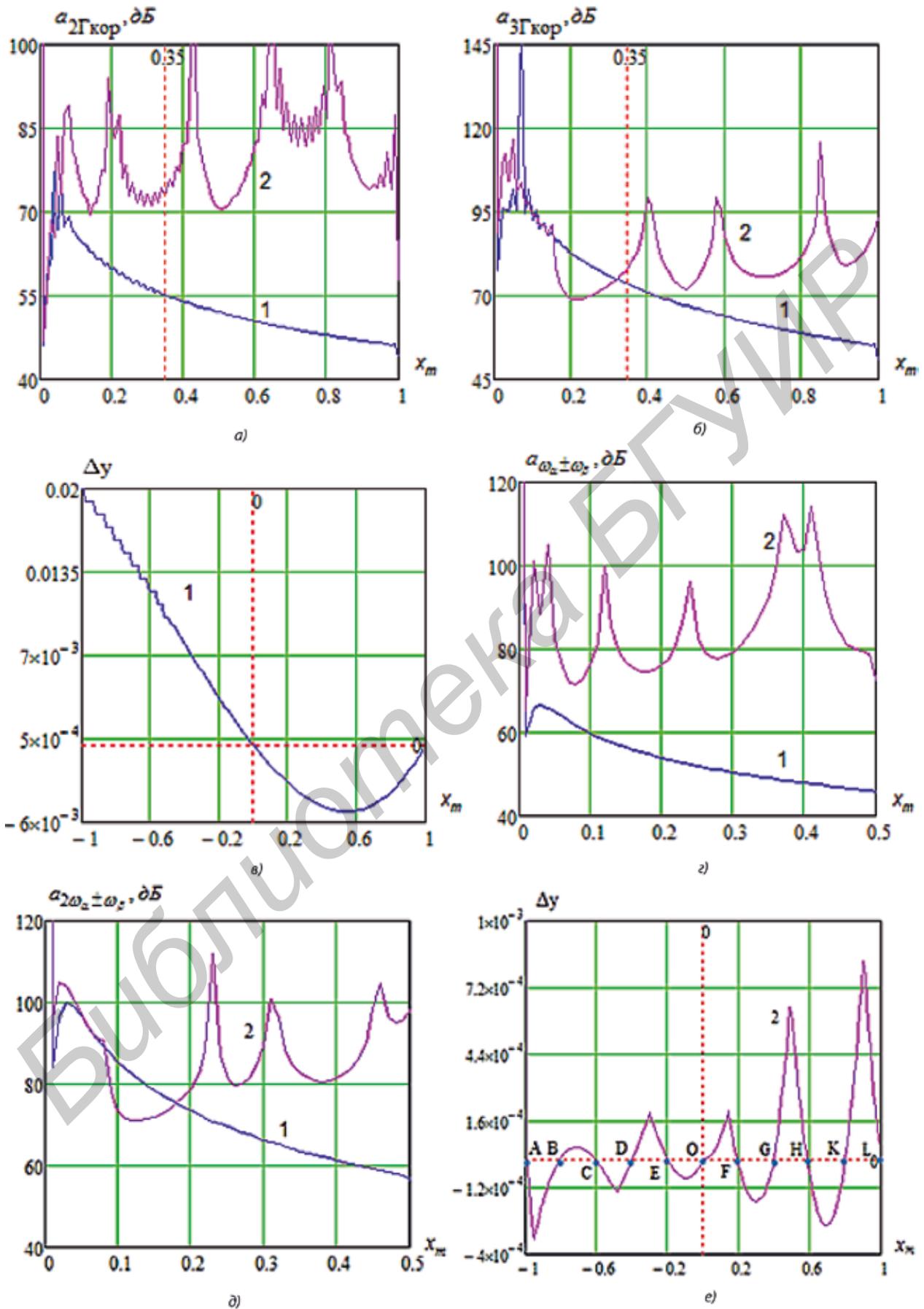


Рис. 2. Результаты расчета для ФП/ГПС ( $C_2 \neq 0, C_3 \neq 0$ ) с помощью восьми точек излома корректора («комбинированная аппроксимация»)

3) для того чтобы обеспечить наибольшее подавление продуктов нелинейности 2-го порядка (в том числе комбинационных), количество узлов КЛА в положительной и отрицательной области должно быть одинаковым. Необходимо их выбирать так, чтобы разделить область определения функции  $\Delta u$  по оси  $x$  на равные части ( $AB = BC = \dots = KL$  на рис 2, e);

4) для наибольшего подавления продуктов нелинейности 3-го порядка (в том числе комбинационных) коррекцию необходимо осуществлять так, чтобы придать функции  $\Delta u$  форму, наиболее близкую к той, которую имеет функция  $f(x) = \sin x$ . Для того чтобы не ухудшить подавление продуктов нелинейности 2-го порядка важно обеспечить равенство расстояний между точками перехода функции  $\Delta u$  через ось  $x$ ;

5) прирост в затухании по гармоникам нелинейно зависит от количества узлов КЛА. Выигрыш на десятки децибел во всем динамическом диапазоне значений входного сигнала можно получить, построив корректор, содержащий в каждом крыле (для положительных и отрицательных значений входного сигнала) три-пять узлов КЛА. При дальнейшем увеличении количества узлов КЛА прирост в затухании нелинейности составит единицы децибел;

6) корректор, построенный в соответствии с приведенными рекомендациями, позволяет одновременно и эффективно подавить все (в рассматриваемом классе) продукты нелинейности.

**Выводы.** 1. Рассмотренный метод:

- позволяет добиться высокой точности определения продуктов нелинейности на выходе корректируемого ФП/ТПС с МДХ сложной («негладкой») формы и полигармоническом и/или модулированном входном воздействии;
- сравнительно прост по вычислительной процедуре (опирается на известное, стандартное программное обеспечение по расчету коэффициентов Фурье и функций Бесселя);
- не требует проведения многочисленных и трудоемких натуральных экспериментов по определению продуктов нелинейности при изменении параметров входного сигнала (уровня входного сигнала при одночастотном входном

воздействии, соотношения частот и мощностей составляющих входного сигнала при полигармоническом входном воздействии, параметров модуляции при модулированном входном воздействии);

• позволяет определить весь спектр сигнала на выходе анализируемого ФП/ТПС с произвольной МДХ.

2. Рекомендации, сделанные в статье, могут быть распространены и на другие области научных исследований. Опираясь на них, разработчики и производители высоколинейных ФП/ТПС сигналов различной природы могут, не прибегая к экспериментам, выполнить структурно-параметрическую оптимизацию корректора МДХ нелинейного ФП/ТПС и оценить эффект от коррекции в каждом конкретном случае.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Малевиц И. Ю.** Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов. — М.: Бестпринт, 2009. — 202 с.
2. **Богданович Б. М.** Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. — М.: Радио и связь, 1984. — 176 с.
3. **Кириллов В. И.** Многоканальные системы передачи: учебник для вузов. — 2-е изд. — М.: Новое знание, 2003. — 751 с.
4. **Пилошко А. А.** Анализ и структурно-параметрический синтез волоконно-оптических модемов для ведомственных сетей связи: Диссертация канд. тех. наук. — Минск, 2007. — 170 с.
5. **Андреев В. С.** Теория нелинейных электрических цепей. — М.: Радио и связь, 1982. — 278 с.
6. **Карпук Е. К.** Методика расчета помех нелинейного происхождения на выходе функциональных преобразователей сигналов с негладкими мгновенными динамическими характеристиками при сложных входных воздействиях: Диссертация магистра тех. наук. — Минск, 2012. — 54 с.
7. **Слепов Н. Н.** Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. — М.: Радио и связь, 2003. — 456 с.
8. **Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.** Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Наука, 1981. — 720 с.
9. **Кириллов В. И., Пилошко А. А.** Спектральный анализ аналоговых электронных устройств при использовании кусочно-линейной коррекции // Доклады БГУИР. — 2006. — № 4. — С. 25–33.

Получено 29.04.14



## ОАО «СУПЕРТЕЛ»

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Одно из ведущих отечественных предприятий по разработке и производству сетевого телекоммуникационного оборудования (технологий PDH, NG SDH, IP, WDM) для мультисервисных транспортных сетей и сетей широкополосного доступа с единой системой управления собственной разработки, обеспечивающей информационную безопасность.

В соответствии с приказом Минпромторга России от 19 июня 2012 г. № 793 основному оборудованию ОАО «СУПЕРТЕЛ» присвоен статус «**Телекоммуникационное оборудование российского происхождения**».

### СИНХРОННЫЙ МУЛЬТИПЛЕКСОР С АБОНЕНТСКИМ ДОСТУПОМ — СМД

Сертификат соответствия ОС-2-СП-1224  
Патент № 107604

СМД предназначен для эксплуатации на сети связи в качестве аппаратуры цифровой системы передачи синхронной цифровой иерархии, обеспечивающей передачу сигналов E 1, E 3, Ethernet и сигналов абонентского доступа в структуре синхронных транспортных модулей уровней STM-1 и STM-4 по одномодовому волоконно-оптическому кабелю.

**Транспортный уровень**

Оптические интерфейсы: до 8STM-1, 4STM-4 и STM-1/4 с CWDM

Интерфейсы: до 84E 1, 12E 3, 16 Ethernet 10/100 Base-T

Уровень коммутации: VC-12/VC-3/VC-4

Резервирование основных функциональных блоков

**Уровень абонентского доступа**

Интерфейсы: E 1 до 64

Линейные блоки: ЛТО-2, SDSL 1, SDSL 2, LAN

Абонентские интерфейсы: аналогичны интерфейсам первичных мультиплексоров МП и КЦС производства ОАО «СУПЕРТЕЛ»

Служебная связь

**Сетевая система управления «Супертел-NMS»**

197101, Санкт-Петербург,  
Петроградская наб., 38А.  
Тел.: (812) 232-73-21, 230-22-16.  
Факс: (812) 497-36-82, 230-22-16.  
E-mail: vat@supertel.ru,  
www.supertel.ru