

УДК 621.39

**СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ
ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ КОРРЕКЦИИ**

В.И. КИРИЛЛОВ, А.А. ПИЛЮШКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь,**Военная академия Республики Беларусь
ул. Гуртьева, 1, Минск, 220057, Беларусь**Поступила в редакцию 4 июля 2006*

Предложен новый метод анализа нелинейных продуктов на выходе нелинейных преобразователей сигналов при кусочно-линейной коррекции их мгновенных динамических характеристик (МДХ). Приведены результаты анализа нелинейных продуктов для рассматриваемого случая, полученные с использованием нового метода. Даны рекомендации по построению оптимального корректора.

Ключевые слова: мгновенная динамическая характеристика, кусочно-линейный корректор, анализ нелинейных продуктов.

Введение

подавляющее большинство аналоговых устройств: усилители, модуляторы, демодуляторы, преобразователи частоты и др. должны обеспечивать линейную зависимость между мгновенным значением входного напряжения $U_{вх}(t)$ и мгновенным значением выходного напряжения $U_{вых}(t)$ (или выходного параметра — амплитуды, частоты, фазы и т.п. применительно к модулятору) [1–5]. Если это требование не выполняется, т.е. в случае нелинейности МДХ вида $U_{вых}(t) = f[U_{вх}(t)] \neq C U_{вх}(t)$, где $C = \text{const}$, то тогда при подаче на вход устройства нескольких синусоидальных сигналов, например двух с частотами ω_1 и ω_2 , на выходе получим нежелательные нелинейные продукты на комбинационных частотах $\omega_k = n\omega_1 \pm p\omega_2$, где n и p — целые положительные числа. Относительный уровень этих продуктов оценивается, как правило, величиной коэффициента гармоник (2-й — $K_{2Г}$ и/или 3-й — $K_{3Г}$) и коэффициента комбинационных искажений (2-го — $K_{К2}$ и/или 3-го — $K_{К3}$ порядка) [2,3, 6].

Для ряда устройств допустимые значения этих коэффициентов достаточно малы (десятые и сотые доли процента) и могут быть обеспечены только с помощью внешнего линеаризирующего устройства (линеаризатора) [1–5]. В частности, для пары "модулятор плюс демодулятор" ("М+Д") линеаризацию характеристик преобразования можно осуществить с помощью одного линеаризатора, расположенного на входе модулятора или на выходе демодулятора. В первом случае линеаризатор называют предусаждающим устройством, во втором — корректирующим. В обоих случаях линеаризатор может иметь одинаковую МДХ, которая схемотехнически реализуется различным сочетанием линейных и нелинейных элементов, а также, что чаще, с помощью безынерционного кусочно-линейного аппроксиматора (КЛА). МДХ двуполярного КЛА подбирается таким образом, чтобы на выходе цепи последовательно соединенных

устройств, например, "КЛА+М+Д" обеспечить требуемый относительный уровень нелинейных продуктов. МДХ такой цепи представляет собой сложную многосегментную характеристику с разрывом производных на границах сегментов, причем в пределах одного сегмента МДХ, как правило, гладкая, хотя и нелинейная (примеры таких МДХ приведены ниже).

Отклик линеаризированной МДХ на двух- или трехсигнальное входное воздействие не имеет, как нам известно, адекватного аналитического описания. Известный метод представления МДХ в виде полинома высокой степени n ($n \gg 3$) с определением коэффициентов полинома методом наименьших квадратов в данной задаче является неконструктивным. Действительно, здесь: во-первых, трудно обосновать степень полинома для описания такой "изрезанной" МДХ; во-вторых, трудно определить аналитически погрешность определения коэффициентов полинома (для этого надо решить систему $(n+1)$ линейных уравнений; в-третьих, для определения нелинейных продуктов второго и третьего порядков (относительный уровень именно их, как правило, нормируется) необходимо учесть вклад всех членов полинома. По этой причине выбор МДХ КЛА (далее мы покажем, что могут быть различные варианты реализации) осуществляется исключительно экспериментально и, как правило, неоптимально.

Целью работы является: 1) обоснование и описание нового метода спектрального анализа нелинейных продуктов, образующихся на выходе аналогового нелинейного устройства, линеаризированного с помощью внешнего кусочно-линейного корректора; 2) описание процедуры математического моделирования КЛА для линеаризации нелинейного устройства с различными вариантами МДХ; 3) разработка общих рекомендаций по оптимизации параметров КЛА.

Анализ нелинейных продуктов на выходе нелинейных преобразователей сигналов при кусочно-линейной коррекции их МДХ

Алгоритм решения указанных задач можно представить в виде последовательности следующих этапов: 1) определение нормированной МДХ основного нелинейного устройства (ОНУ) (в частном случае пары "М+Д") в виде полинома третьей степени и нахождение коэффициентов полинома по известному уровню нелинейных продуктов; 2) определение нормированной "идеальной" МДХ КЛА; 3) определение нормированной МДХ для реальной пары "ОНУ+КЛА"; 4) обоснование предлагаемого метода расчета нелинейных продуктов для произвольной МДХ такой пары устройств; 5) определение значений нелинейных продуктов по предлагаемому методу расчета для ряда возможных реализаций КЛА; 6) разработка рекомендаций по выбору оптимальных параметров КЛА.

При "слабой" нелинейности ОНУ его МДХ представляется в виде

$$U_{\text{вых}} = \sum_{k=0}^3 C_k U_{\text{вх}}^k = C_1 U_{\text{вх}} + C_2 U_{\text{вх}}^2 + C_3 U_{\text{вх}}^3, \text{ где } U_{\text{вх}} \in [-U_{\text{вх.м}}; +U_{\text{вх.м}}]. \quad (1)$$

Определяя из (1) максимальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых.м}}$ и используя нормировку $y = U_{\text{вых}}/U_{\text{вых.м}}$ и $x = U_{\text{вх}}/U_{\text{вх.м}}$, $x \in [-1; +1]$, выражение (1) можно привести к виду:

$$y = (x + b_2 x^2 + b_3 x^3) / (1 + b_2 + b_3), \text{ где } b_2 = C_2 U_{\text{вх.м}} / C_1 \text{ и } b_3 = C_3 U_{\text{вх.м}}^2 / C_1. \quad (2)$$

Нетрудно убедиться, что функция (2) несимметрична: при $x=+1$ имеем $y=+1$, а при $x=-1$ в общем случае $y \neq -1$, хотя и мало отличается от -1 , так как b_2 и b_3 весьма малы.

Полагая $x=x(t)=x_m \cos(\omega_1 t)$, где $x_m \leq 1$, и подставляя в (2), нетрудно определить амплитуды компонент на частотах $2\omega_1$ и $3\omega_1$ и соответствующий коэффициент гармоник:

$$K_{2Г} = y(2\omega_1) / y(\omega_1) = b_2 x_m / 2, \quad K_{3Г} = y(3\omega_1) / y(\omega_1) = b_3 x_m^2 / 4. \quad (3)$$

Если известны (например, измерены) значения $K_{2Г0}$ и $K_{3Г0}$ при $x_m = 1$, то тогда

$$K_{2Г} = K_{2Г0} x_m, \quad K_{3Г} = K_{3Г0} x_m^2, \quad |b_2| = 2K_{2Г0}, \quad |b_3| = 4K_{3Г0}. \quad (4)$$

В ряде случаев, в частности, в телевизионных устройствах, нелинейность ОНУ оценивают по относительному изменению дифференциального усиления ΔS при подаче на вход ОНУ пилообразного сигнала с "насадкой" [7]. Здесь

$$\Delta S = \left(\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} \Big|_{U_{\text{ВХ}} \neq 0} - \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} \Big|_{U_{\text{ВХ}} = 0} \right) : \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} \Big|_{U_{\text{ВХ}} \neq 0} = (2C_2 U_{\text{ВХ}} + 3C_3 U_{\text{ВХ}}^2) / C_1 = 2b_2 x + 3b_3 x^2. \quad (5)$$

По результатам измерения ΔS при $x=+1(\Delta S_+)$ и при $x=-1(\Delta S_-)$ определяем:

$$\Delta S_+ = 2b_2 + 3b_3, \quad \Delta S_- = -2b_2 + 3b_3, \quad b_2 = [(\Delta S_+) - (\Delta S_-)] / 4, \quad b_3 = [(\Delta S_+) + (\Delta S_-)] / 6. \quad (6)$$

С учетом (4) и (6) можно считать известным аналитическое описание нормированной МДХ ОНУ по (2). Примерный ее вид для произвольных b_2 и b_3 показан на рис. 1, кривая 1.

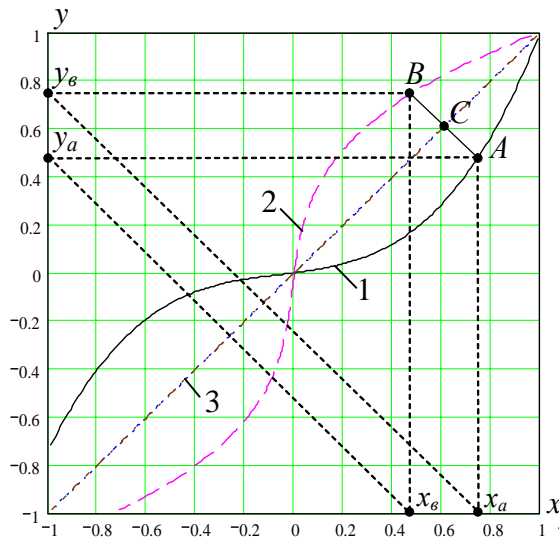


Рис. 1. Идеальная коррекция нормированной МДХ ОНУ

При последовательном соединении ОНУ и КЛА и "идеальной" МДХ последнего должны получить, что МДХ пары "ОНУ+КЛА" описывается выражением $y=x$ (прямая 3 на рис. 1). Физически это означает, что нелинейные продукты ОНУ компенсируются нелинейными продуктами, возникающими за счет нелинейности КЛА. Нормированную МДХ "идеального" КЛА нетрудно построить по точкам. Для этого достаточно произвести переприсвоение координат каждой отдельной точки на графике функции (2) (кривая 1 на рис. 1): если некоторая точка A на кривой 1 имеет координаты $(x_A; y_A)$, то соответствующая ей точка B на графике идеальной МДХ КЛА (кривая 2 на рис. 1) будет иметь координаты $(x_B; y_B)$, где $x_B=y_A$, $y_B=x_A$. Действительно, если КЛА установлен, например, перед ОНУ, то при подаче на его вход сигнала x_B на выходе КЛА получим сигнал y_B .

Но сигнал y_B является входным для ОНУ, поэтому $y_B=x_A$. Поскольку цепь "КЛА+ОНУ" не должна вносить искажений, на выходе ОНУ должен снова получиться сигнал x_B . Это возможно только при условии, что $y_A=x_B$. Из построений на рис. 1 видно, что точка с координатами $(x_B; y_A)$ находится на результирующей прямой 3, которая соответствует идеальной нормированной МДХ пары "КЛА+ОНУ". При этом прямая, соединяющая точки A и B , перпендикулярна линии $y=x$, а точка пересечения C этих прямых делит отрезок AB пополам: $AC=CB$. Это свойство позволяет упростить и ускорить алгоритм построения "идеальной" МДХ КЛА: пусть $x_i=x_A$; из (2) находим y_A и точку A ; далее проводим перпендикуляр из точки A к прямой 3 и определяем точку C (ее координаты y_C и x_C); затем, зная длину AC , на продолжении перпендикуляра откладываем отрезок $CB=AC$; точка $B(x_B; y_B)$ и есть точка "идеальной" МДХ КЛА, которая симметрична точке $A(x_A; y_A)$ МДХ ОНУ.

Отметим, что поскольку МДХ ОНУ (функция (2)) несимметрична в интервале $x \in [-1; +1]$, то и соответственно МДХ "идеального" КЛА также будет несимметричной.

Реализация КЛА с "идеальной" МДХ, естественно, очень проблематична, поэтому применяют кусочно-линейную аппроксимацию этой характеристики. На рис. 2 показаны несколько вариантов реализации КЛА в области $0 < y < 1$ и $0 < x < 1$. Здесь кривая 1 соответствует "идеальной" МДХ, кривая 2 — "типовой" аппроксимации, кривая 3 — "внутренней", кривая 4 — "внешней", кривая 5 — "комбинированной" ("внешней" и "внутренней") аппроксимации.

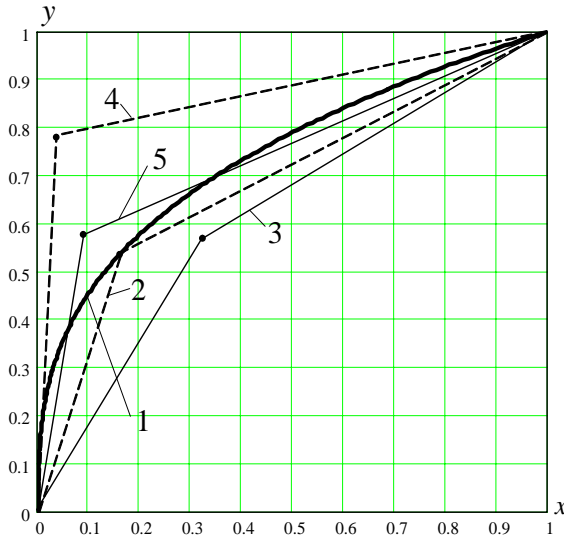


Рис. 2. Примеры построения КЛА

ному значению x_i' рассчитывается выходная координата y_i ; 5) определяется погрешность коррекции $\Delta y_i = y_i - x_i$. Нетрудно убедиться графическим построением (см. рис. 3), что если координата x_i соответствует, например, узлу аппроксимации КЛА, лежащему на "идеальной" МДХ КЛА, то в этом случае $\Delta y_i = \varphi(x_i) = 0$.

Как следует из рис. 3,а, где кривые 1–4 отражают нормированные МДХ соответственно ОНУ, идеальной пары "ОНУ+КЛА", "идеального" КЛА и реального КЛА, построенная на их основе МДХ реальной пары "ОНУ+КЛА" $y = \varphi(x) = x + \Delta y(x)$ является, как правило, достаточно сложной знакопеременной нелинейной функцией (см. рис. 3,б). Попытки аналитического описания этой функции с помощью полинома высокой степени (как это традиционно делается для описания гладких функций [6]) по указанным выше причинам являются неконструктивными. Нами предлагается другой, более простой и точный по вычислительной процедуре метод расчета спектрального состава нелинейных продуктов на выходе цепи "ОНУ+КЛА".

В основе его лежит замена функции $\Delta y_i = \varphi(x_i)$, заданной на промежутке $x \in [-1; +1]$ множеством точек $x_i = i \times \Delta = i/N$, где $i \in [-N; +N]$, $\Delta = 1/N$ — интервал между соседними точками, на некую гипотетическую периодическую функцию $\Delta y_n = \varphi_n(x)$ на интервале изменения x от $-\infty$ до $+\infty$ с периодом $T_x = 2$, которая на интервале $x \in [-1; +1]$ точно совпадает с реальной функцией $\Delta y = \varphi(x)$. Очевидно, "отклик" функции $\Delta y_n = \varphi_n(x)$ на любое воздействие $x(t)$, удовлетворяющее условию $-1 \leq x(t) \leq +1$, должен совпадать с "откликом" реальной функции $\Delta y = \varphi(x)$. Функция Δy_n , как периодическая, может быть представлена в виде дискретного ряда Фурье [8]:

$$\Delta y_n = \varphi_n(x) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \cos(k\pi x) + B_k \sin(k\pi x)], \quad (8)$$

где коэффициенты ряда определяются из выражений:

$$A_0 = \frac{1}{2N} \sum_{i=-N}^N \Delta y(x_i), \quad A_k = \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^N [\Delta y(x_i) \cos(k\pi x_i)] = \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^N \left[\Delta y(x_i) \cos\left(k\pi \frac{i}{N}\right) \right], \quad (9a)$$

$$B_k = \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^N [\Delta y(x_i) \sin(k\pi x_i)] = \frac{1}{N} \sum_{i=-N}^N \left[\Delta y(x_i) \sin\left(k\pi \frac{i}{N}\right) \right], \quad (9b)$$

Аналитическая запись нормированной МДХ КЛА на участке между двумя соседними узлами аппроксимации с известными (задаваемыми) координатами, например, $(x_1; y_1)$ и $(x_2; y_2)$ имеет вид [8]

$$y = y_1 + (x + x_1)(y_2 - y_1)/(x_2 - x_1) \quad \text{при} \\ y_1 \leq y \leq y_2 \text{ и } x_1 \leq x \leq x_2.$$

Расчет по точкам значений сквозной МДХ для пары "КЛА+ОНУ" ведется по известным аналитическим зависимостям МДХ, задаваемым уравнениями (2) для ОНУ и (7) — для КЛА. Возможны несколько вариантов алгоритма расчета. Один из них (непосредственный) — следующий (рис. 3): 1) задается текущее значение входной координаты x_i ; 2) из (7) определяется координата y_i' на выходе КЛА; 3) координате x_i' на входе ОНУ присваивается значение $x_i' = y_i'$; 4) из (2) по заданному значению x_i' рассчитывается выходная координата y_i ; 5) определяется погрешность коррекции $\Delta y_i = y_i - x_i$.

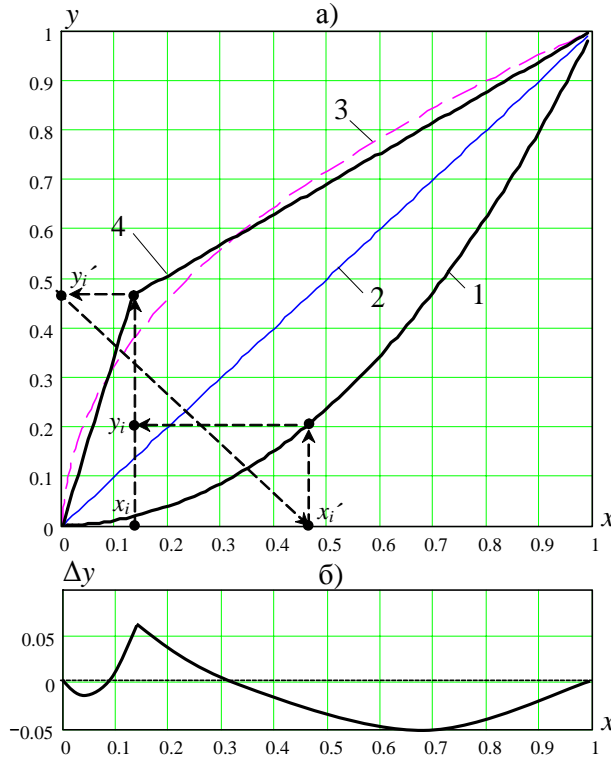


Рис. 3. Графическое определение функции Δy : а) МДХ исходных элементов; б) МДХ пары элементов при этом значения $\Delta y_i = \varphi(x_i)$ берутся для МДХ реальной пары "ОНУ+КЛА", определенной выше (см., например, рис. 3,б).

Последующий спектральный анализ нелинейных продуктов ведется путем подстановки в (8) конкретной функции $x(t)$ и нахождения отклика на нее. В частности, если $x(t) = x_m \cos(\omega_1 t)$, $x_m \leq 1$, то, используя известное разложение вида [8]

$$\cos(a \sin z) = J_0(a) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(a) \cos(2nz)] \text{ и } \sin(a \sin z) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n-1}(a) \sin[(2n-1)z]], \quad (10)$$

где $J_p(q)$ — функция Бесселя порядка p от аргумента q , после ряда преобразований получим

$$\begin{aligned} \Delta y(t) = & A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ A_k \left[J_0(k\pi x_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(k\pi x_m) \cos(2n\omega_1 t)] \right] + \right. \\ & \left. + B_k \left[2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n-1}(k\pi x_m) \sin[(2n-1)\omega_1 t]] \right] \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Амплитуды нелинейных продуктов, например, 2-й и 3-й гармоник — это соответственно коэффициенты в (11) при $\cos(2\omega_1 t)$ и $\sin(3\omega_1 t)$. Учитывая, что $y(t) = x(t) + \Delta y(t)$, амплитуда первой гармоники практически равна x_m (добавкой вида $2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k J_1(k\pi x_m)$, как правило, можно пренебречь ввиду ее малости). Тогда относительный уровень этих гармоник (коэффициенты гармоник) на выходе пары "ОНУ+КЛА" будет равен

$$K_{p\Gamma}^* = \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k J_p(k\pi x_m) \right] / x_m, \text{ где } p=2, 4, 6, \dots; K_{p\Gamma}^* = \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k J_p(k\pi x_m) \right] / x_m, \text{ где } p=3, 5, 7, \dots \quad (12)$$

При необходимости определения нелинейных комбинационных продуктов достаточно представить $x(t)$ в виде многосигнального воздействия, например, $x(t)=x_{m1}\cos(\omega_1t)+x_{m2}\cos(\omega_2t)$ при условии $(x_{m1}+x_{m2})\leq 1,0$. Подставляя это воздействие в (8) и учитывая (10), определим амплитуды комбинационных продуктов на частотах $\omega_{K2}=\omega_1\pm\omega_2$ и $\omega_{K3}=2\omega_1\pm\omega_2$ и сравним их с амплитудой основного продукта x_{m1} (или x_{m2}). Можно показать, что коэффициенты комбинационных искажений 2-го и 3-го порядка для этого случая равны:

$$K_{K2}^* = \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k J_1(k\pi x_{m1}) J_1(k\pi x_{m2}) \right] / x_{m1} \text{ и } K_{K3}^* = \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k J_2(k\pi x_{m1}) J_1(k\pi x_{m2}) \right] / x_{m1}. \quad (13)$$

Выражения (8)–(13) позволяют рассчитать спектральный состав (гармоники и комбинационные продукты) для произвольной МДХ пары "ОНУ+КЛА", т.е. при любых вариантах построения КЛА, включая и вариант отсутствия КЛА. Последний случай интересен и важен потому, что позволяет проверить справедливость предлагаемого метода анализа путем сравнения, например, полученных значений коэффициентов гармоник по формулам (3) и (12) для $p=2$ и 3. Результатом исследования явились рассчитанные зависимости $\xi_2(x_m) = K_{2Г}^* / K_{2Г}$ и $\xi_3(x_m) = K_{3Г}^* / K_{3Г}$, приведенные на рис. 4,а и 4,б. При расчете использовалась одна и та же функция $y=\varphi(x)$ вида (2) с фиксированными значениями коэффициентов b_2 и b_3 . Как следует из рис. 4, применение предлагаемого метода к анализу спектрального состава "гладких" функций дает тот же результат, что и известным методом, поскольку $\xi_2 \cong 1$ и $\xi_3 \cong 1$. Разброс ξ_2 и ξ_3 при $x_m \ll 1$ объясняется погрешностью вычислительных процедур.

Математическое моделирование и определение оптимальных параметров КЛА проводилось при решении конкретной научно-исследовательской задачи — разработке волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) типового группового аналогового сигнала (ГАС), в частности вторичного группового сигнала в полосе 12–252 кГц. Такая ВОСП выполняет, с одной

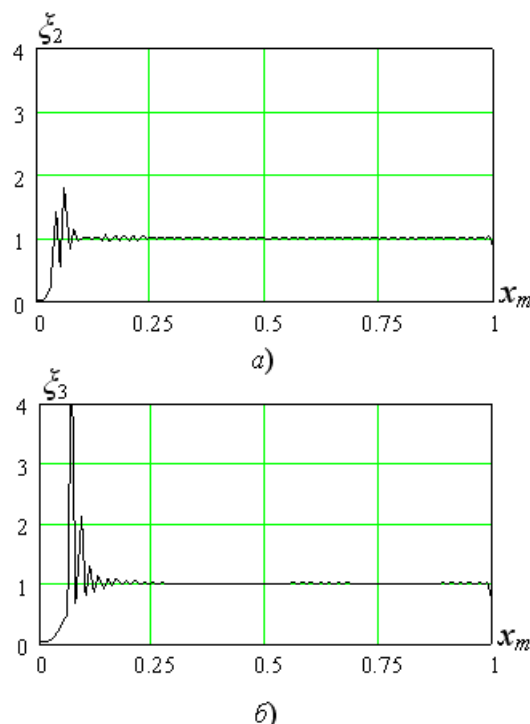


Рис. 4. Графики зависимостей ξ_2 (а) и ξ_3 (б)

от x_m

стороны, роль волоконно-оптической вставки на проводной аналоговой сети связи, а с другой стороны – является основой одного из этапов поэтапной реконструкции указанной сети на пути к ее полной цифровизации [9]. На передающей стороне такой ВОСП применяется аналого-импульсное преобразование ГАС (с использованием модулятора типа ЧИМ, ШИМ или ФИМ), а на приемной стороне – обратное преобразование (с использованием соответствующего демодулятора). Нелинейные продукты, источником которых является пара "М+Д", существенно превышают допустимые значения, рассчитываемые по типовой методике для аналоговой эквивалентной линии связи той же длины, что и волоконно-оптическая вставка [3]. Для их уменьшения и используется корректор типа КЛА. Пара "М+Д" эквивалентна некоему ОНУ, которое, как показали экспериментальные исследования [1], при размахе сигнала на входе модулятора (на нагрузке 75 Ом) не более $\pm 1,2$ В ($U_{вх.м}=1,2$ В) обеспечивает максимальные отклонения дифференциального усиления не более 4 % ($|\Delta S| \leq 4$ %). Были рассмотрены три основных типа ОНУ, МДХ которых описывается выражением (2):

- 1) когда $b_2=0$ и $b_3 \neq 0$ ($a_{2Г0} = -20 \lg K_{2Г0} = \infty$ и $a_{3Г0} = -20 \lg K_{3Г0} \cong 68$ дБ согласно (3)–(6));
- 2) когда $b_2 \neq 0$ и $b_3 = 0$ ($a_{2Г0} \cong 49$ дБ и $a_{3Г0} = \infty$);
- 3) когда $b_2 \neq 0$ и $b_3 \neq 0$, причем доля мощности нелинейных продуктов второго и третьего порядка примерно одинакова ($a_{2Г0} \cong 55$ дБ и $a_{3Г0} \cong 73$ дБ).

Для каждого из указанных типов ОНУ моделировались различные варианты КЛА с разным количеством сегментов и разными вариантами расположения точек излома. Целью коррекции являлось достижение затухания нелинейности по 2-й $a_{2Г}$ и 3-й $a_{3Г}$ гармоникам на выходе корректируемого тракта (пары "КЛА+ОНУ") не ниже 70 дБ. По результатам многочисленных расчетов можно сделать ряд важных с практической точки зрения выводов.

1. Выбор варианта коррекции сильно зависит от поведения функции (2), описывающей МДХ ОНУ:

а) проще всего выполнить коррекцию МДХ ОНУ первого типа – для этого требуется симметричный КЛА (для положительных и отрицательных значений входного сигнала коррекцию необходимо осуществлять одинаково) со сравнительно небольшим количеством точек излома, причем в этом случае можно обойтись "типовой" (кривая 2 на рис. 2) аппроксимацией.

б) МДХ ОНУ второго и третьего типа корректировать гораздо сложнее (при этом сложность их коррекции примерно одинакова) – в этих случаях КЛА должен быть несимметричным (для положительных и отрицательных значений входного сигнала коррекцию необходимо осуществлять по-разному);

2. Результат коррекции сильно зависит от места расположения точек излома КЛА:

а) в общем случае для достижения максимального эффекта от коррекции в целом необходимо в первую очередь произвести ее для тех значений входного сигнала (положительных и/или отрицательных), для которых при $x=1(-1)$ значение функции y не равно $1(-1)$;

б) при выборе мест расположения точек излома КЛА необходимо учитывать, что затухание гармоник на выходе корректируемого тракта сильно зависит от амплитуды входного сигнала x_m . Зависимость эта носит сложный характер — при одних значениях x_m результат коррекции может быть положительным, а при других — отрицательным. Здесь проявляется существенное отличие от функции (2), для которой с увеличением x_m всегда возрастают и $K_{2Г}$, и $K_{3Г}$;

в) при выборе мест расположения точек излома КЛА необходимо учитывать, что увеличение затухания по одной из гармоник на выходе корректируемого тракта не всегда приводит к увеличению затухания по другой гармонике;

г) для того чтобы обеспечить наибольшее подавление нелинейных продуктов 2-го порядка (в том числе комбинационных), коррекцию необходимо осуществлять симметрично. Точки излома КЛА при этом следует выбирать так, чтобы разделить интервал по оси x от 0 до 1 (-1) на равные части;

д) для того чтобы обеспечить наибольшее подавление нелинейных продуктов 3-го порядка (в том числе комбинационных), коррекцию необходимо осуществлять так, чтобы придать функции Δy форму, наиболее близкую к функции вида $f(x) = \sin(k\pi x)$, где $x \in [-1; +1]$, $k=1,2,3\dots$ При этом, для того чтобы не ухудшить подавление нелинейных продуктов 2-го порядка, важно обеспечить равенство расстояний между точками пересечения функции Δy оси x . Основная сложность коррекции заключается в том, что необходимо использовать весь арсенал разновидностей аппроксимации (см. рис. 2), стараясь как можно более точно смоделировать требуемую функцию Δy .

3. Возрастание затухания по гармоникам на выходе корректируемого тракта нелинейно зависит от количества точек излома КЛА. Выигрыш примерно 20 дБ во всем динамическом диапазоне значений входного сигнала можно получить, построив КЛА, который содержит в каждом крыле (для положительных и для отрицательных значений входного сигнала) 3–4 точки излома. Дальнейшее увеличение количества узлов КЛА столь значительного выигрыша не дает.

В качестве примера на рис. 5 приведены результаты моделирования для модулятора (ОНУ) третьего типа с применением восьми точек излома (по четыре для каждой полярности, кривые 2), которые выбирались в соответствии с изложенными выше рекомендациями. Кривые 1 соответствуют варианту при отсутствии коррекции. На рис. 5,г и д приведены также ре-

зультаты расчета затухания комбинационных продуктов $a_{K2} = -20 \lg K_{K2}^*$ и $a_{K3} = -20 \lg K_{K3}^*$, основанные на (13). Нетрудно убедиться, что при отсутствии КЛА (кривые 1) и условии $x_m = x_{m1} = x_{m2} \leq 0,5$ выполняются известные соотношения: $a_{K2} = a_{2Г} - 6$ и $a_{K3} = a_{3Г} - 9,5$ (в дБ) [3], что еще раз подтверждает универсальность принятого метода расчета.

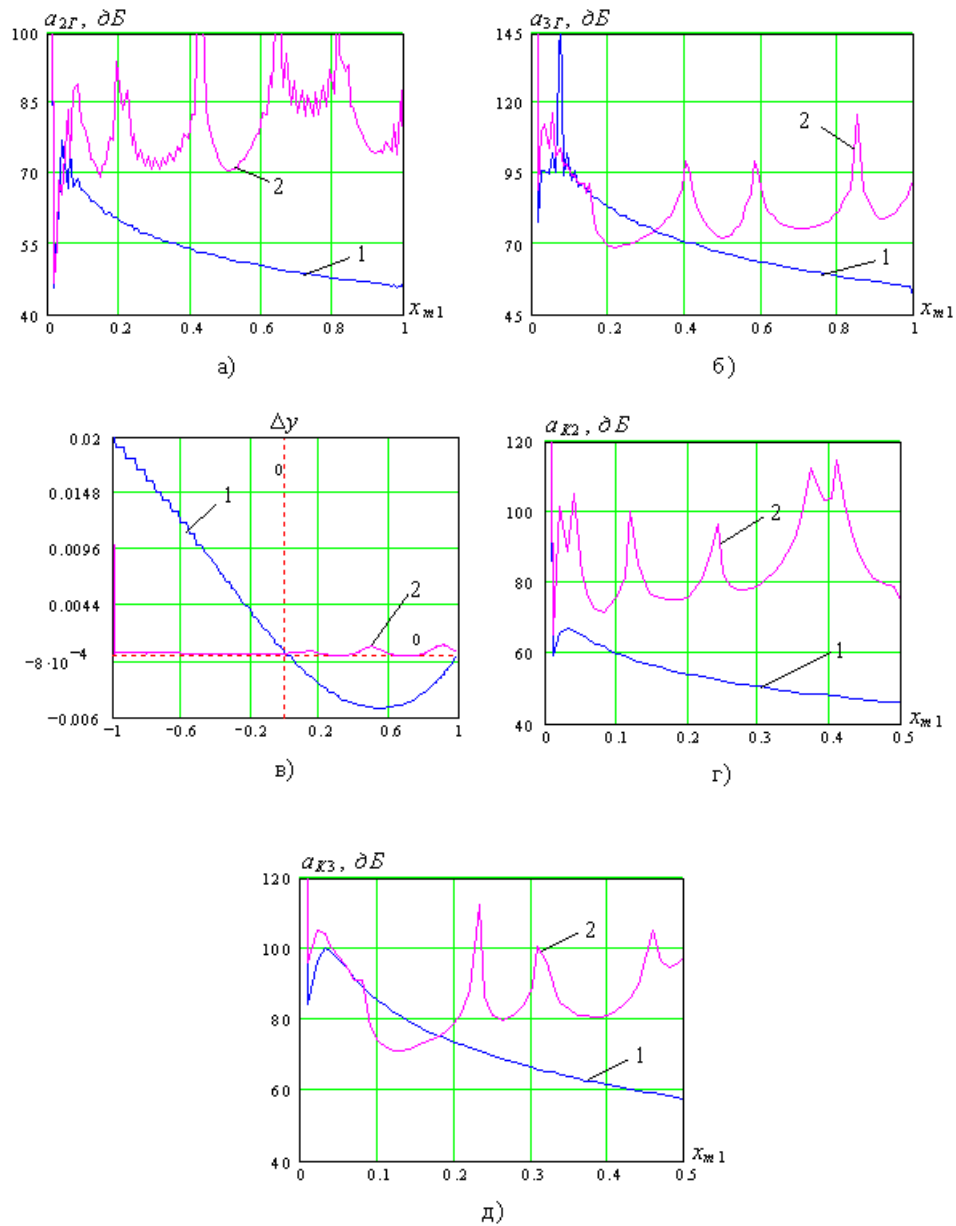


Рис. 5. Результаты расчета для ОНУ третьего типа при восьми точках излома КЛА

Заключение

Предложенный в данной работе новый метод анализа нелинейных продуктов на выходе нелинейных преобразователей сигналов при кусочно-линейной коррекции их МДХ использован для построения ВОСП ГАС на основе аналого-импульсного преобразования. Выше уже было отмечено, что такие ВОСП могут быть основой одного из вариантов поэтапной реконструкции проводных аналоговых сетей связи ведомственного назначения [9].

Предлагаемый метод по сравнению с известными сравнительно прост по вычислительной процедуре, более точен и нагляден по результатам спектрального анализа, к тому же не требует проведения натуральных экспериментов.

Выводы и рекомендации, сделанные в данной работе, могут быть распространены и на другие области научных исследований. Опираясь на них, разработчики и производители высокоэффективных преобразователей сигналов различной природы могут, не прибегая к экспериментам, выполнить структурно-параметрическую оптимизацию корректора МДХ нелинейного преобразователя и оценить эффект от коррекции.

THE SPECTRAL ANALYSIS OF ANALOG ELECTRONIC DEVICES WHEN USE PIECE-LINEAR CORRECTION

V.I. KIRILLOV, A.A. PILYUSHKO

Abstract

The new method of spectral analysis at the output of nonlinear signals converter with use of piece-linear correction of its instant dynamic feature is proposed. The results of spectral analysis with use of new method are lead for considered event. The recommendations to build-up of optimal corrector are given.

Литература

1. *Кириллов В.И., Пилушко А.А., Кабешев В.Д.* // Изв. Белорус. инж. акад. 2005. № 1(19)/4.
2. *Малевич И.Ю.* Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона. Минск, 2004.
3. *Кириллов В.И.* Многоканальные системы передачи. М., 2003.
4. *Кириллов В.И.* Высокоэффективные системы информационного обмена для пространственно разнесенных телевизионных комплексов. Минск, 1989.
5. *Бабаян Р.Р.* // Измерения, контроль, автоматизация. 1990. № 2(74).
6. *Андреев В.С.* Теория нелинейных электрических цепей. М. 1982.
7. *Кривошеев М.И.* Основы телевизионных измерений. М., 1989.
8. *Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М., 1967.
9. *Кириллов В.И., Пилушко А.А.* // Изв. Белорус. инж. акад. 1997. № 1(3)/1.