

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прайт В. К. Лазерные системы связи / пер. с англ. М.: Связь, 1972. 232 с.
2. Гальперин Д. Ю., Коршунова Л. И. Уменьшение веса оптической системы // Оптико-механическая промышленность. 1976. № 1. С. 20–22.
3. Румянцев К. Е., Амплиев А. Е. Достоверность однофотонной регистрации в двухканальной оптической системе // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2012. № 4 (129). С. 74–79.
4. Гальярди Р. М., Карп Ш. Оптическая связь / пер. с англ.; под ред. А. Г. Шереметьева. М.: Связь, 1978. 424 с.
5. Бычков С. И., Румянцев К. Е. Поиск и обнаружение оптических сигналов / под ред. К. Е. Румянцева. М.: Радио и связь, 2000. 282 с.
6. Шереметьев А. Г. Статистическая теория лазерной связи. М.: Связь, 1971. 264 с.
7. Богданович В. А., Вострецов А. Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. М.: Физматлит, 2003. 320 с.
8. Румянцев К. Е. Методы регистрации потока однофотонных импульсов // Радиотехника. 1991. № 3. С. 75–81.
9. Румянцев К. Е., Суковатый А. Н. Методы селекции шумовых одноэлектронных импульсов: обзор // Радиотехника. 2004. № 6. С. 56–61.
10. Румянцев К. Е. Однофотонные регистраторы световых сигналов. Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1991. 52 с.

A. E. Ampliev, K. E. Rummyantsev
Southern Federal University (Taganrog)

Probabilistic Characteristics of Two-Channel Detector with Single-Photon Photoemission Inertial Device

The analytical expressions for calculation of probabilities of correct detection and false alarms are dual inertial detector of pulsed optical radiation in the photon counting mode, containing the receiving optical system of two lens antennas and single-photon photoemission device.

Optical Radiation, Two-Channel Detector, Photon Counting, Probability of Correct Detection, Probability of False Alarm
Статья поступила в редакцию 7 июня 2016 г.

УДК 621.391.832.4

Р. З. Ахметсафина
Национальный исследовательский университет
"Высшая школа экономики" (Москва)

Цифровой компенсатор нелинейных искажений громкоговорителя на инверсной модели Гаммерштейна

Предложена схема реализации цифрового линеаризующего компенсатора с внутренней обратной связью для снижения коэффициента нелинейных искажений громкоговорителей, описываемых параллельной моделью Гаммерштейна.

Громкоговоритель, нелинейные искажения, линеаризация, компенсатор, устройство предискажения, параллельная модель Гаммерштейна

Узлы систем передачи звукового сигнала, такие как акустические системы, усилители низкой частоты, громкоговорители, микрофоны, телефоны и др., а также каналы передачи вносят искажения в передаваемый сигнал. При нелинейной зависимости выходного сигнала от входного в спектре воспроизведенного сигнала появляются новые составляющие, отсутствующие в первоначальном сигнале. Причиной нелинейности могут являться конструктивные и технологические осо-

бенности электроакустических преобразователей и усилителей [1]. Одним из важнейших показателей качества Hi-Fi (High-Fidelity – "высокая верность" живому звуку) аудиоаппаратуры является коэффициент нелинейных искажений. Существует два пути улучшения этого показателя – конструктивно-технологический и компенсационный. Первый предполагает расширение линейного динамического диапазона всех узлов аудиосистемы, что экспоненциально увеличивает ее стоимость (а также увеличивает

габариты). Второй путь предполагает включение аналоговых или цифровых линейризующих компенсаторов на входе "слабых" звеньев. Для каналов звукового вещания такие компенсаторы получили название устройств предискажения.

Исследованиям в области нелинейностей и разработке компенсаторов для громкоговорителей (например, корректирующих зависимости "приложенное напряжение – положение диффузора" или "приложенное напряжение – звуковое давление"), как самого "слабого" звена аудиосистем, посвящено большое количество публикаций [1]–[3]. Наиболее интересными представляются работы, связанные с описанием нелинейностей функциональными рядами Вольтерра [4]–[6], и их простейшей блочно-ориентированной реализацией [7], [8].

Следует отметить, что применение аппарата рядов Вольтерра для акустических систем является приложением лишь части достижений теории нелинейных систем в области идентификации и синтеза систем управления [9]–[15].

Одной из задач синтеза систем на основе нелинейных динамических моделей объектов управления является задача линейризации [10]. Для описания статических и динамических свойств, идентификации и последующего анализа удобны так называемые блочно-ориентированные модели, состоящие из нелинейных (полиномиальных) статических и линейных динамических блоков. Наиболее известными моделями этого класса являются модели Винера и Гаммерштейна [7]–[9], [13]–[15], в которых зависимость выходного сигнала от входного (переходная характеристика) описывается отрезком функционального ряда Вольтерра, т. е. представляется нелинейным оператором P:

$$y(k) = P[u(k)],$$

где $y(k)$, $u(k)$ – выходной и входной сигналы на k -м отсчете времени соответственно.

Рассмотрим случай, когда оператор P может быть разделен на линейную L и нелинейную N части (рис. 1, а) [10]:

$$P = L + N. \tag{1}$$

Линейризующая компенсация предполагает формирование компенсатора Q такого, чтобы его последовательное соединение с нелинейным оператором P производило действие, аналогичное линейной части P (рис. 1, б). В этом случае

$$u(k) = Q[u_1(k)], \tag{2}$$

где $u_1(k)$ – входной сигнал компенсатора.

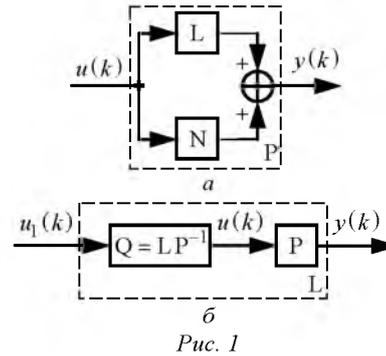


Рис. 1

Основная проблема такой компенсации заключается в физической реализации (аппаратной или программной) оператора компенсатора из-за необходимости обращения нелинейного оператора P. Существует два подхода к решению указанной проблемы. Первый – приближенный – предполагает разложение оператора компенсатора в бесконечный функциональный ряд Вольтерра с последующим усечением с учетом физической реализуемости [11].

В результате удается получить приближенную модель компенсатора в замкнутой операторной форме (2), что позволяет физически реализовать компенсатор и исследовать его динамические свойства как во временной, так и в частотной области. Однако усечение функционального ряда ограничивает как статический, так и динамический диапазон линейризации.

Второй подход предполагает реализацию компенсатора системой с внутренней обратной связью [10]. При этом, как правило, не удается записать переходную характеристику компенсатора в замкнутой форме, что затрудняет исследование свойств и физическую реализацию. В отдельных частных случаях может быть получена запись в виде трансцендентной зависимости. Так, для непрерывных нелинейных систем физически реализовать полную компенсацию удастся только для модели Гаммерштейна за счет внутренней безынерционной функциональной обратной связи [14]. Однако модель Гаммерштейна (как и модель Винера) не предполагает независимой настройки статических и динамических свойств.

Для расширения линейного статического и динамического диапазона акустических систем применяется, как правило, первый подход [6], [7].

Проектирование линейризующего компенсатора с внутренней обратной связью. Для получения обратного оператора представим (1) в виде

$$P = L(I + L^{-1}N),$$

где I – единичный оператор. Тогда (рис. 2, а):

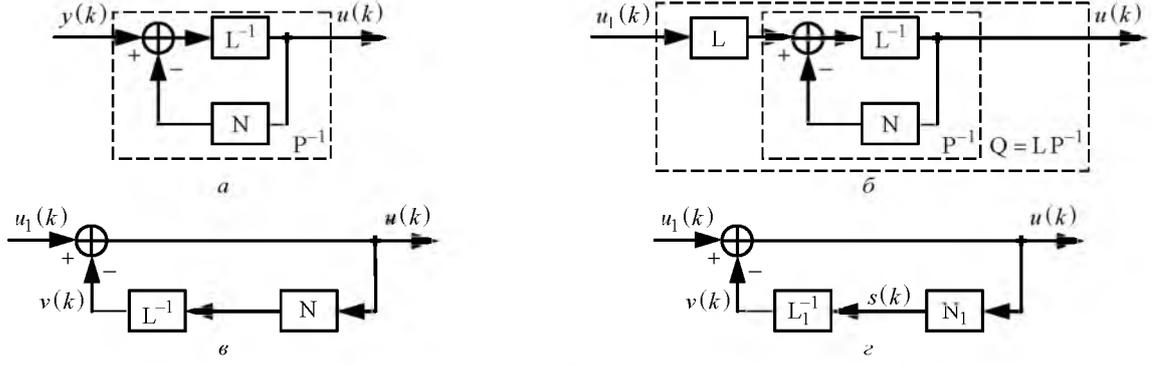


Рис. 2

$$P^{-1} = (I + L^{-1}N)^{-1}L^{-1}. \quad (3)$$

С помощью компенсатора Q в прямой цепи компенсируем нелинейную часть оператора P :

$$QP = L \Rightarrow Q = LP^{-1}. \quad (4)$$

Подставим (3) в (4) и получим (рис. 2, б):

$$Q = L(I + L^{-1}N)^{-1}L^{-1}.$$

Выполнив преобразования, имеем (рис. 2, в):

$$Q = L[I + L^{-1}(NL^{-1})L]^{-1}L^{-1} = (I + NL^{-1})^{-1}. \quad (5)$$

Реализация компенсатора. В настоящей статье рассмотрена цифровая реализация линеаризующего компенсатора в форме (5). Поэтому представим линейную и цифровую части модели в дискретном виде [12].

Линейная часть:

$$L = \frac{\sum_{i=0}^n b_i q^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i q^{-i}} q^{-1} = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-1} = L_1 q^{-1};$$

$$y_L(k) = \sum_{i=0}^n b_i u(k-i-1) - \sum_{i=1}^n a_i y_L(k-i), \quad (6)$$

где n – порядок линейной части модели; b_i, a_i – вещественные коэффициенты; q^{-i} – оператор задержки на i тактов; L_1 – оператор линейной части без задержки на такт; $y_L(k)$ – выходной сигнал линейной части.

В операторной форме (6) имеет вид

$$y_L(k) = L[u(k)] = L_1 q^{-1}[u(k)].$$

Нелинейная часть (оператор N) представлена авторегрессионной моделью с внешними входами (nonlinear autoregressive with exogenous inputs – NARX) [12]:

$$y_N(k) = N[u(k-1), \dots, u(k-n-1), y_N(k-1), \dots, y_N(k-n)],$$

где $y_N(k)$ – выходной сигнал оператора N . В операторной форме

$$y_N(k) = N[u(k)].$$

Оператор N предполагает передачу сигнала с задержкой на такт, поэтому можно записать (рис. 2, г):

$$s(k) = N_1[u(k), \dots, u(k-n), \dots, s(k-1), \dots, s(k-n)];$$

$$y_N(k) = s(k-1),$$

или в операторной форме:

$$s(k) = N_1[u(k)]; y_N(k) = N_1[q^{-1}u(k)],$$

где $s(k) = y_N(k+1)$ – выходной сигнал нелинейной части на следующем такте; N_1 – нелинейный оператор без задержки на такт.

Оператор L содержит задержку на такт. Поэтому обратный ему оператор L^{-1} , входящий в (5), содержит упреждение на такт, т. е. аппаратно не реализуем. Напротив, оператор (рис. 2, г) $M = N_1 L_1^{-1} = NL^{-1}$ может быть реализован, так как предусмотренное в операторе L_1 упреждение на такт компенсируется задержкой на такт в операторе N .

Выходной сигнал компенсатора $u(k)$ (рис. 2, г) определяется из решения системы уравнений

$$\begin{cases} s(k) = N_1[u(k), \dots, u(k-n), s(k-1), \dots, s(k-n)]; \\ v(k) = \sum_{i=0}^n a_i s(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i v(k-i); \\ u(k) = u_1(k) - v(k), \end{cases} \quad (7)$$

где $v(k)$ – выход оператора M (рис. 2, г).

Система (7) относится к классу нелинейных систем уравнений, содержит три неизвестных: $u(k)$, $v(k)$ и $s(k)$ и может быть решена численными методами. Последовательный расчет выхода компенсатора по (7) невозможен из-за наличия на рис. 2, z алгебраического контура $v(k) = M[u(k)]$: вход сумматора $v(k)$ зависит от его выхода $u(k)$ на том же такте, так как оператор M не предусматривает задержки на такт.

Решение системы (7) по общей схеме реализации линеаризующего компенсатора для нелинейных моделей NARX предусматривает вычисления на каждом такте, что требует существенных вычислительных затрат.

Для некоторых нелинейных моделей [10] объем вычислений можно сократить выделением алгебраического контура в явном или неявном виде. Для этого нелинейный оператор M должен быть разделен на две составляющие (рис. 3, а)

$$M = N_1 L_1^{-1} = f_1 + q^{-1} N_2, \quad (8)$$

где f_1 – нелинейный статический оператор (функция) от одной переменной $u(k)$; N_2 – нелинейный оператор без задержки на такт.

В учетом (8) описание компенсатора (7) преобразуется к виду (рис. 3, а):

$$\begin{cases} p(k) = N_2 [u_2(k-1), \dots, u_2(k-n+1), \\ p(k-1), \dots, p(k-n)]; \\ u(k) = u_1(k) - p(k) - f_1[u(k)], \end{cases} \quad (9)$$

где $p(k)$ – сигнал на выходе оператора N_2 .

Нет необходимости решать уравнения (9) совместно. Возможно решать второе уравнение относительно неизвестного $u(k)$ по заданному $u_1(k)$ и предварительно вычисленному $p(k)$.

Теперь алгебраический контур можно выделить в явном виде (рис. 3, б):

$$\begin{cases} p(k) = N_2 [u(k-1), \dots, u(k-n), \\ p(k-1), \dots, p(k-n)]; \\ \varepsilon(k) = u_1(k) - p(k); \\ u(k) = f_2[\varepsilon(k)], \end{cases} \quad (10)$$

где f_2 – нелинейный статический оператор (функциональный блок), полученный после выделения алгебраического контура.

Таким образом, цифровая реализация линеаризующего компенсатора сводится не к решению системы нелинейных уравнений, а к последовательным расчетам по (10).

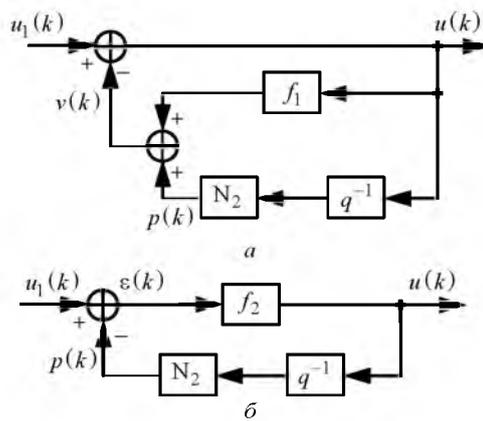


Рис. 3

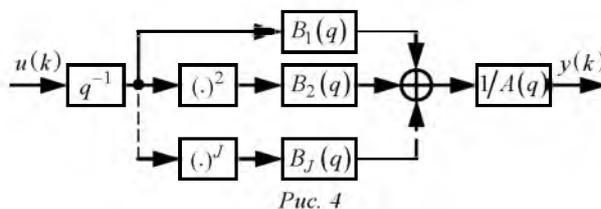


Рис. 4

Оператор компенсатора, описываемого уравнениями (9) и (10), имеет вид

$$Q = (I + f_1 + q^{-1} N_2)^{-1} = (I + q^{-1} f_2 N_2)^{-1} f_2.$$

В качестве модели описания акустической системы рассмотрим параллельную модель Гаммерштейна в NARX-форме (рис. 4) [9], [15], [16]:

$$y(k) = \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^n b_{ji} u^j(k-d-i) - \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + b_0,$$

где J – порядок нелинейности; n – порядок линейной части модели и линейных подсистем параллельной модели Гаммерштейна; b_{ji} и a_i – вещественные коэффициенты.

Как будет показано в примерах, такая модель (в отличие от "обычной" модели Гаммерштейна) позволяет описывать как нелинейную статическую характеристику, так и нелинейные динамические свойства.

Передаточные функции линейной части модели (при $J = 1$) и линейных подсистем нелинейной части (при $J > 1$) имеют вид

$$W_j(q) = \frac{B_j(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-1} = \frac{\sum_{i=0}^n b_{ji} q^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i q^{-i}} q^{-1}, \quad j = \overline{1, J}.$$

Тогда $y(k) = y_L(k) + y_N(k)$, где

$$y_L(k) = \sum_{i=0}^n b_{1i}u(k-1-i) - \sum_{i=1}^n a_i y_L(k-i);$$

$$y_N(k) = \sum_{j=2}^J \sum_{i=0}^n b_{ji}u^j(k-1-i) - \sum_{i=1}^n a_i y_N(k-i).$$

Решение (10) (рис. 5) получается в результате следующей последовательности вычислений:

$$p(k) = \frac{1}{b_{10}} \left[\sum_{j=2}^J \sum_{i=0}^{n-1} d_{ji}u^j(k-1-i) - \sum_{i=1}^n b_{1i}p(k-i) \right];$$

$$\varepsilon(k) = u_1(k) - p(k);$$

$$u(k) = \varepsilon(k) - \sum_{j=2}^J c_j u^j(k) \Rightarrow u(k) = f_2[\varepsilon(k)], \quad (11)$$

где d_{ji} и c_j – вещественные коэффициенты, определяемые в результате разложения на рациональные дроби:

$$\frac{B_j(q)}{B_1(q)} = c_j + \frac{D_j(q)}{B_1(q)}q^{-1} = c_j + \frac{\sum_{i=0}^{n-1} d_{ji}q^{-i}}{B_1(q)}q^{-1},$$

$j = 2, J.$

В полученном виде (рис. 5) линеаризующий компенсатор реализуется на цифровых процессорах обработки сигналов (ЦПОС) [17] и не требует больших вычислительных затрат. При численном решении алгебраического уравнения (11) (напри-

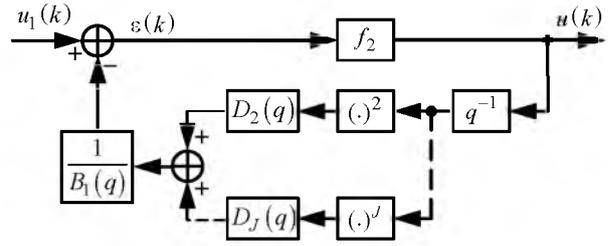


Рис. 5

мер, методом Ньютона) в качестве начального приближения для искомого выхода компенсатора $u(k)$ удобно принимать $u(k-1)$.

Примеры. Рассмотрим зависимость между приложенным напряжением u и положением диффузора громкоговорителя y . В таблице приведены примеры параметров моделей и компенсаторов. Примеры иллюстрируют возможность в некоторой степени независимой настройки статических и динамических свойств параллельной модели Гаммерштейна. На рис. 6, 7 приведены статические и динамические характеристики до и после компенсации. Динамические свойства представлены переходными процессами, нарастающими на статическую характеристику.

Кривые 1 на рис. 6, 7 представляют характеристики громкоговорителей до компенсации, кривые 2 – характеристики систем, включающих громкоговорители и компенсаторы. На рис. 6, 7, а приведены статические характеристики $y(u_0)$, на рис. 6, 7, б – переходные характеристики $y(t)$

Параметр, характеристика	Пример 1	Пример 2
Модель		
d	1	1
$A(q)$	$1.0 - 1.5459q^{-1} + 0.5698q^{-2}$	$1.0 - 1.5459q^{-1} + 0.5698q^{-2}$
$B_1(q)$	$0.0799 - 0.0141q^{-1} + 0.0510q^{-2}$	$0.3737 - 0.0579q^{-1} - 0.2728q^{-2}$
$B_2(q)$	$-0.0206 - 0.0174q^{-1} + 0.0094q^{-2}$	$-0.3144 + 0.0546q^{-1} + 0.2312q^{-2}$
$B_3(q)$	$0.0232 + 0.0018q^{-1} + 0.0154q^{-2}$	$0.0939 - 0.0155q^{-1} - 0.0688q^{-2}$
Статическая характеристика	Нелинейная (рис. 6, а, 1)	Нелинейная (рис. 7, а, 1)
Переходный процесс при возрастании размаха ступенчатого воздействия	Время переходного процесса ($t_{п}$) уменьшается (рис. 6, б, 1)	Время переходного процесса ($t_{п}$) возрастает (рис. 7, б, 1)
Компенсатор (коэффициенты нормированы на значение коэффициента b_0 исходной модели громкоговорителя)		
$B_1(q)$	$1.0 + 0.1763q^{-1} - 0.6391q^{-2}$	$1.0 - 0.1551q^{-1} - 0.7301q^{-2}$
$D_2(q)$	$-0.1763 - 0.0473q^{-1}$	$-0.0157 - 0.043q^{-1}$
$D_3(q)$	$-0.0287 - 0.0079q^{-1}$	$-0.0026 - 0.0007q^{-1}$
Уравнение для вычисления выхода компенсатора $u(k)$	$0.2903u^3(k) - 0.2579u^2(k) + u(k) - \varepsilon(k) = 0$	$0.2513u^3(k) - 0.8414u^2(k) + u(k) - \varepsilon(k) = 0$
Модель с компенсатором		
Статическая характеристика	Линейная (рис. 6, а, 2)	Линейная (рис. 7, а, 2)
Переходный процесс при возрастании размаха ступенчатого воздействия	Неизменный (рис. 6, б, 2)	Неизменный (рис. 7, б, 2)

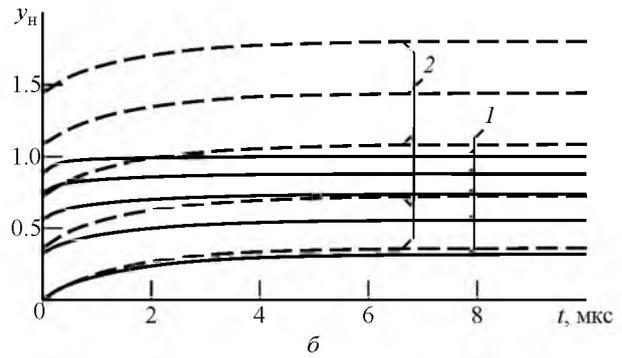
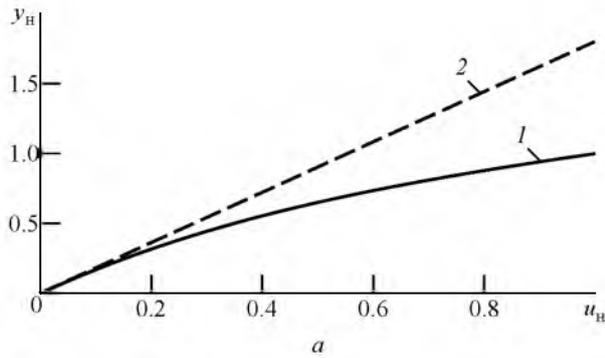


Рис. 6

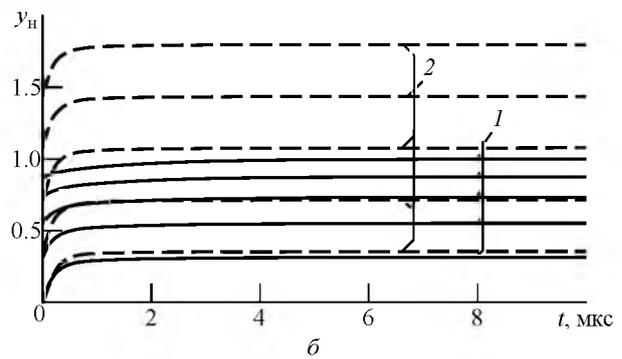
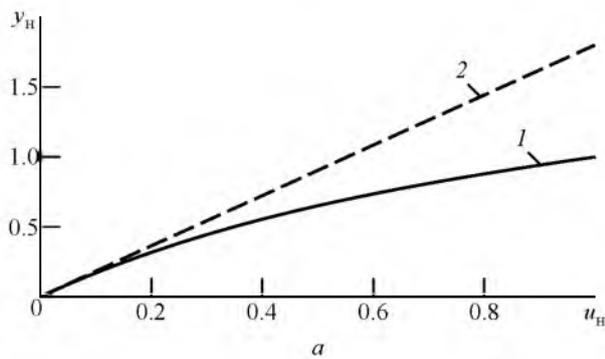


Рис. 7

при $u(t) = u_0 + g \cdot 1(t)$, где u_0 – опорное напряжение; g – размах приложенного ступенчатого воздействия; $1(t)$ – ступенчатая функция.

В настоящей статье проиллюстрированы свойства простой известной нелинейной модели и известные в теории нелинейных систем структурные преобразования применительно к акустической системе. Нахождение корня полинома в

(11) требует 3–4 итераций, что с применением современных ЦПОС (или звуковых процессоров) позволяет решать задачу линейризации характеристик быстротекущих процессов в электроакустических системах, расширив линейный динамический диапазон. Результаты могут быть полезны разработчикам программного обеспечения современной аппаратуры Hi-Fi и High-End.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Klippel W. Tutorial: Loudspeaker Nonlinearities – Causes, Parameters, Symptoms // J. of Audio Engineering Society. 2006. Vol. 54, iss. 10. P. 907–939.
2. Iwai K., Kajikawa Y. Third-order Nonlinear IIR filter For Compensating Nonlinear Distortions of Loudspeaker System // J. of Acoust. Soc. of America. 2012. T. 131, № 4. P. 3351–3351.
3. Non-Linear Acoustic Echo Cancellation Using Online Loudspeaker Linearization / M. I. Mossi, Ch. Yemdji, N. Evans, Ch. Beaugeant // IEEE Workshop on Appl. of Signal Processing to Audio and Acoustics (WASPAA 2011), New Paltz, Oct. 16–19, 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 97–100.
4. Goulart J. H. M., Burt P. M. S. Efficient Kernel Computation for Volterra Filter Structure Evaluation // Signal Processing Let. 2012. Vol. 19, iss. 3. P. 135–138.
5. Ji W., Gan W. S. Identification of a Parametric Loudspeaker System Using an Adaptive Volterra Filter // Appl. Acoustics. 2012. Vol. 73, iss. 12. P. 1251–1262.
6. On The Linearization of a Parametric Loudspeaker System by Using Third-Order Inverse Volterra Filters / Y. Mu, P. Ji, W. Ji, M. Wu, J. Yang // IEEE China Summit & Int. Conf. on Signal and Information Processing (ChinaSIP), Beijing, China, 6–10 July 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 570–574.
7. Lashkari K., Puranik A. Exact Linearization of Wiener and Hammerstein Systems Loudspeaker Linearization // Fifth Int. Conf. on Information, Communications and Signal Processing, Bangkok, Thailand, 6–9 Dec. 2005. Piscataway: IEEE, 2005. P. 917–920.
8. Schmitz T., Embrechts J. J. Improvement in Non-Linear Guitar Loudspeaker Sound Reproduction // Int. Conf. on Systems, Signals and Image Processing, 2014. URL: <http://orbi.ulg.ac.be/bitstream/2268/162510/1/Schmitz2014Improvement.pdf> (дата обращения 18.07.2016).
9. Ахметсафин Р. Д., Ахметсафина Р. З. О реализации линейризирующего компенсатора для одного класса нелинейных моделей // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 2. С. 14–18.
10. Модяев А. Д. Синтез нелинейных дискретных корректирующих устройств на основе многомерного Z-преобразования // Дискретные нелинейные системы / под ред. Ю. И. Топчеева. М.: Машиностроение, 1982. С. 158–182.

11. Intrachannel Nonlinearity Compensation by Inverse Volterra Series Transfer Function / L. Liu, L. Li, Y. Huang, K. Cui, Q. Xiong, F. N. Hauske, Ch. Xie, Yi Cai // J. of Light-wave Technology. 2012. Vol. 30, iss. 3. P. 310–316.
12. Ljung L. System Identification. Theory for the User. 2nd ed. Upper Saddle River: PTR Prentice Hall, 1999. 609 p.
13. Ni B., Gilson M., Garnier H. Refined Instrumental Variable Method for Hammerstein-Wiener Continuous-Time Model Identification // IET Control Theory & Applications. 2013. Vol. 7, iss. 9. P. 1276–1286.
14. Samuelsson P., Norlander H., Carlsson B. An Integrating Linearization Method for Hammerstein Models // Automatica. 2005. Vol. 41, iss. 10. P. 1825–1828.
15. Schoukens M., Pintelon R., Rolain Y. Parametric identification of parallel Hammerstein systems // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2011. Vol. IM-60, iss. 12. P. 3931–3938.
16. Prediction of Harmonic Distortion Generated by Electro-Dynamic Loudspeakers Using Cascade of Hammerstein Models / M. Rébillat, R. Hennequin, E. Corteel, B. F. G. Katz // 128th Audio Engineering Society Convention. London, UK, 22–25 May 2010. New York: Audio Engineering Society, 2010. Vol. 2. P. 1137–1146.
17. US Pat. Appl. 14/637,228. Int.Cl. H04R3/04 (2006.0101). Digital Signal Processor for Audio Extensions and Correction of Nonlinear Distortions in Loudspeakers / I. Ajay, J. Hutchings, R. A. Kreifeldt, V. J. Mathews, Sh. Sr. Payal. Publ. 09/03/2015.

R. Z. Akhmetsafina

National Research University "Higher School of Economics" (Moscow)

Digital Pre-Emphasis Compensator for Loudspeaker on the Inverse Parallel Hammerstein Model

Models of nonlinear compensators for decreasing total harmonic distortions of loud-speakers are considered. Digital linearization is suggested as a diagram with internal feedback based on the inverse parallel Hammerstein model.

Loud-speaker, Total Harmonic Distortions, pre-emphasis, parallel Hammerstein model

Статья поступила в редакцию 13 апреля 2016 г.

УДК 621.391

Р. А. Волков

Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники

Оптимальный алгоритм оценивания координатно-информативных параметров MSK-сигналов пакетных радиосетей с неизвестным законом первичной модуляции на основе нелинейной чирплет-аппроксимации

Предложен научно-методический аппарат обработки радиосигналов на основе поиска совпадений и модифицированной нелинейной чирплет-аппроксимации. Разработан оптимальный алгоритм оценивания времени прихода MSK-радиосигналов пакетных радиосетей в пространственно-разнесенных пунктах приема разностно-дальномерной системы местоопределения. Произведено сравнение разработанного алгоритма с известными.

Нелинейная чирплет-аппроксимация, поиск совпадений, атомарная функция, время прихода сигнала, взаимная задержка сигналов, корреляционный интеграл, разностно-дальномерная система местоопределения

Повышение точности определения координат источников радиоизлучений (ИРИ) весьма важно при решении задач радиоконтроля (РК). Одним из путей повышения точности местоопределения (МО) ИРИ систем радиосвязи является применение многопозиционных разностно-дальномерных систем (РДС) МО [1]. Особенно это актуально в отношении широкополосных сигналов пакетных

радиосетей, так как в этом случае в полной мере проявляются преимущества РДС МО.

Известны методы оптимальной обработки и оценки временных параметров полностью известных сигналов и сигналов с неизвестной начальной фазой [2], [3]. Для их реализации в пункте приема необходимо иметь копию принимаемого сигнала.