



УДК 621.396.4

**Е. Б. Соловьева**, д-р техн. наук

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
(Россия, 197376, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5,  
тел.: (812) 3461796, E-mail: selenab@hotmail.ru)

**Синтез операторных уравнений  
нелинейных компенсаторов низкочастотных помех,  
проникающих в электронные устройства**

*(Статью представила канд. техн. наук Э. П. Семагина)*

Рассмотрен операторный метод синтеза нелинейных компенсаторов, подавляющих внутренние низкочастотные помехи нелинейных электронных устройств. Предложены системный и последовательный способы синтеза операторных уравнений компенсаторов, даны рекомендации по выбору параметров этих уравнений. На примере компенсации нелинейных преобразований детектора оценено качество подавления помех и сопоставлены способы ее выполнения.

Розглянуто операторний метод синтезу нелінійних компенсаторів, що пригнічують внутрішні низкочастотні перешкоди нелінійних електронних приладів. Запропоновано системний та послідовний способи синтезу операторних рівнянь компенсаторів, дано рекомендації щодо вибору параметрів цих рівнянь. На прикладі компенсації нелінійних перетворень детектора дано оцінку якості пригнічення перешкод і зіставлено способи її виконання.

*К л ю ч е в ы е с л о в а: нелинейное устройство, компенсация, нелинейный оператор, полином Вольтерры.*

Важной задачей в теории электромагнитной совместимости является подавление низкочастотных помех, проникающих в защищенные электронные устройства [1, 2]. При действии на нелинейную систему двухтонального высокочастотного колебания внешнего электромагнитного поля с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  внутри защищенного устройства появляется низкочастотная помеха с частотой  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ . Источник такой помехи — нелинейные процессы в сложных электронных устройствах. При близких частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$  низкочастотная помеха может иметь частоту на несколько (три и более) порядков меньше, чем  $(\omega_2 + \omega_1)/2$ . Таким образом, механизм возникновения низкочастотной помехи можно рассматривать как меха-

низм низкочастотного возбуждения защищенных объемов внешним двухтональным высокочастотным полем, а также как механизм «перекачки» энергии из высокочастотного поля в низкочастотное [1—5].

Слабо затухающие низкочастотные помехи, распространяясь по внутренним цепям электронного оборудования, создают опасность возникновения ряда проблем: искажение полезного сигнала из-за близости к рабочим частотам аналоговых устройств, смещение рабочих точек транзисторных каскадов электронных цепей, появление динамической неустойчивости сложных электронных устройств. Стандартные средства защиты электронных цепей (электромагнитные экраны, фильтры, ограничители перенапряжений) бессильны в ситуации, когда помеха возникает внутри защищенного устройства вследствие демодуляции внешнего двухтонального высокочастотного электромагнитного поля [1—5].

Эффективными методами подавления помех традиционно являются методы их компенсации. Поскольку низкочастотная помеха обусловлена действием нелинейности электронного устройства, ее компенсацию следует выполнять нелинейными способами, один из которых — операторный подход к синтезу нелинейных компенсаторов. Известные операторные методы синтеза компенсаторов основаны на применении функционального ряда Пикара [5, 6]. Однако эти методы имеют два недостатка:

1) необходимость построения нелинейной математической модели (либо в виде математического описания линейного многополюсника с внешними нелинейными элементами, либо в виде отрезка ряда Пикара) исходного устройства, так как параметры этой модели используются для синтеза нелинейного компенсатора;

2) при высокой степени нелинейности электронного устройства его математическая модель настолько сложна, что процесс синтеза компенсатора существенно усложняется либо появляется проблема расходимости ряда Пикара.

Предлагаемый операторный метод синтеза нелинейных компенсаторов не имеет указанных недостатков (отсутствует этап вычисления параметров математической модели электронной цепи, следовательно, не возникает проблема сходимости функционального ряда). Этот метод основан на построении операторного уравнения компенсатора путем исключения нелинейных составляющих из операторного уравнения электронного устройства (линеаризации характеристики исходной цепи). Синтез нелинейного компенсатора состоит в аппроксимации оператора, связывающего множества его входных и выходных сигналов [7]. Такой подход обуславливает следующую математическую постановку задачи компенсации.

**Задача нелинейной компенсации.** Пусть  $X$  — множество входных  $x(t)$ , а  $Y$  — соответствующее множество выходных  $y(t)$  сигналов исходной

электронной цепи. Однозначное соотношение вход–выход нелинейного устройства для  $\forall x(t) \in X, \forall y(t) \in Y$  может быть описано операторным уравнением [7, 8]

$$y(t) = F_1(p)x(t) + \sum_{k=2}^N F_k(p)x(t) = y_1(t) + \sum_{k=2}^N y_k(t), \quad (1)$$

где  $p = d/dt$ ;  $F_1(p)$  — линейный оператор исходного устройства, формирующий линейную составляющую  $y_1(t)$  выходного сигнала;  $F_k(p)$  — однородный оператор степени  $k$  (далее представляемый в виде слагаемого полинома Вольтерры), обуславливающий присутствие нелинейной составляющей  $y_k(t)$  в выходном сигнале устройства.

Задача синтеза компенсатора заключается в построении нелинейного оператора  $E(p)$  компенсирующей цепи, действующего на операторное уравнение (1) следующим образом:

$$z(t) = F_1(p)[E(p)x(t)] + \sum_{k=2}^N F_k(p)[E(p)x(t)] = Q_1(p)x(t) \quad (2)$$

или

$$z(t) = E(p) \left[ \sum_{k=1}^N F_k(p)x(t) \right] = Q_1(p)x(t), \quad (3)$$

где  $z(t)$  — результат компенсации, связанный с входным сигналом исходного устройства линейным оператором  $Q_1(p)$ .

Типичным способом подключения компенсатора является его каскадное соединение с исходным нелинейным устройством. Такое каскадное соединение будем называть результирующим. Уравнение (2) справедливо при подключении компенсатора на входе электронной цепи, уравнение (3) — при подключении компенсатора на выходе электронной цепи.

Согласно уравнениям (2), (3) нелинейный оператор  $E(p)$  вводится для исключения нелинейных составляющих в указанных суммах и создания результирующего устройства с линейным оператором  $Q_1(p)$ . Таким образом, характеристика электронного устройства линеаризуется.

Линеаризация конструктивна в случае, когда операторное уравнение вход — выход электронного устройства в явном виде содержит линейную и нелинейные составляющие, что наблюдается при представлении модели нелинейного устройства в виде полинома Вольтерры [7, 8]. Данный математический аппарат позволяет сформировать аналитическое выражение реакции  $y(t) = y[x(t)]$  исходной цепи с отдельным описанием ее составляющих, а именно:

$$y[x(t)] = \sum_{k=1}^N y_k[x(t)] = \sum_{k=1}^N V_k[x(t)]. \quad (4)$$

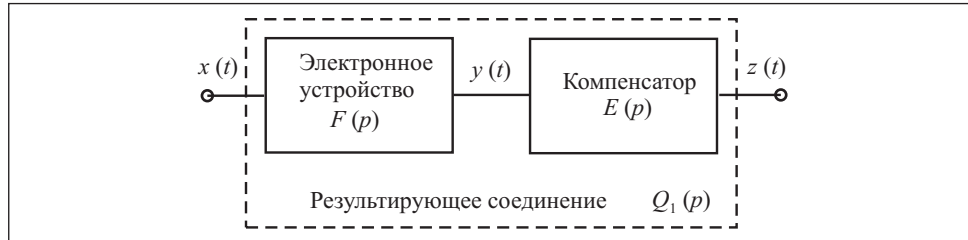


Рис. 1

Здесь  $V_k[x(t)]$  — функционал Вольтерры  $k$ -й степени — многомерный интеграл,

$$V_k[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k) \prod_{r=1}^k x(t - \tau_r) d\tau_r,$$

где  $h_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k)$  — ядро Вольтерры  $k$ -го порядка. Каждая степенная составляющая  $y_k[x(t)]$  выходного сигнала связана с параметрами и воздействием электронной цепи.

Следует различать полином Вольтерры и усеченный ряд Вольтерры. При одинаковой математической форме их представления параметры полинома и ряда различны. Преимущество полинома Вольтерры — возможность его применения для моделирования существенно нелинейных устройств (в ситуациях, когда ряд Вольтерры расходится) [7, 8].

Рассмотрим два способа линеаризации характеристики электронного устройства. Оба способа основаны на синтезе оператора  $E(p)$  посткомпенсатора, подключаемого к выходу нелинейной цепи (оператор  $F(p)$ ) согласно схеме, представленной на рис. 1, и исключающего нелинейные функционалы из полиномиальной модели электронного устройства. Образованное результирующее соединение в соответствии с уравнением (3) описывается линейным оператором  $Q_1(p)$ .

Различие способов линеаризации обусловлено применением различных методик выделения линейного функционала Вольтерры из полиномиальной модели электронной цепи.

**Способы выделения линейного функционала из полинома Вольтерры.** Первый способ линеаризации характеристики электронного устройства предполагает одновременное исключение многомерных функционалов из полинома Вольтерры в результате решения системы линейных алгебраических уравнений, поэтому будем называть его системным [9].

Рассмотрим этапы синтеза нелинейного компенсатора на основе системного способа.

1. Полагаем, что оператор исходного устройства с достаточной точностью можно описать функциональным полиномом Вольтерры степени  $N$  на заданном классе сигналов  $x(t) \in X$ . Дать общие рекомендации по выбору значения  $N$  затруднительно. Чем больше значения  $N$ , тем меньше погрешность аппроксимации, однако, тем больше проводится тестовых испытаний и тем больше погрешность при обработке результатов экспериментов.

2. Подаем на вход нелинейной цепи поочередно воздействия  $\alpha_\ell x(t)$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , и вычисляем (или измеряем) соответствующие реакции  $y[\alpha_\ell x(t)]$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ . Действительные числа  $\alpha_\ell$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , отличны от нуля и различны.

3. Из полученных реакций составляем линейную комбинацию

$$\begin{aligned} \sum_{\ell=1}^N a_\ell y[\alpha_\ell x(t)] &= \sum_{\ell=1}^N a_\ell (\alpha_\ell V_1[x(t)] + \alpha_\ell^2 V_2[x(t)] + \dots + \alpha_\ell^N V_N[x(t)]) = \\ &= V_1[x(t)] \left( \sum_{\ell=1}^N a_\ell \alpha_\ell \right) + V_2[x(t)] \left( \sum_{\ell=1}^N a_\ell \alpha_\ell^2 \right) + \dots + V_N[x(t)] \left( \sum_{\ell=1}^N a_\ell \alpha_\ell^N \right). \end{aligned} \quad (5)$$

4. Находим коэффициенты  $a_\ell$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , при которых в правой части равенства (5) отсутствуют нелинейные функционалы, а коэффициент при линейном функционале равен единице. Указанное требование выполняется, если коэффициенты  $a_\ell$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , получены в результате решения системы уравнений

$$\sum_{\ell=1}^N a_\ell \alpha_\ell^k = 0, \quad k = 2, 3, \dots, N, \quad \sum_{\ell=1}^N a_\ell \alpha_\ell = 1. \quad (6)$$

Таким образом, модель компенсатора, сформированная из выражения (5) при условии (6), имеет вид

$$\sum_{\ell=1}^N a_\ell y[\alpha_\ell x(t)] = V_1[x(t)], \quad (7)$$

где  $\alpha_\ell$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , — заданные уровни входного воздействия, а коэффициенты  $a_\ell$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , — решение системы уравнений (6).

5. Реализуем посткомпенсатор на основе его математической модели (7) в заданном элементном базисе, для чего необходимо знать экономную реализацию модели (ЭРМ) исходного электронного устройства.

Функциональная схема модели (7) показана на рис. 2. Блоки с оператором  $F(p)$  представляют исходную электронную цепь,  $x(t)$  — независимый источник напряжения (воздействие нелинейного устройства), остальные блоки на схеме — источники напряжения, управляемые напряжением.

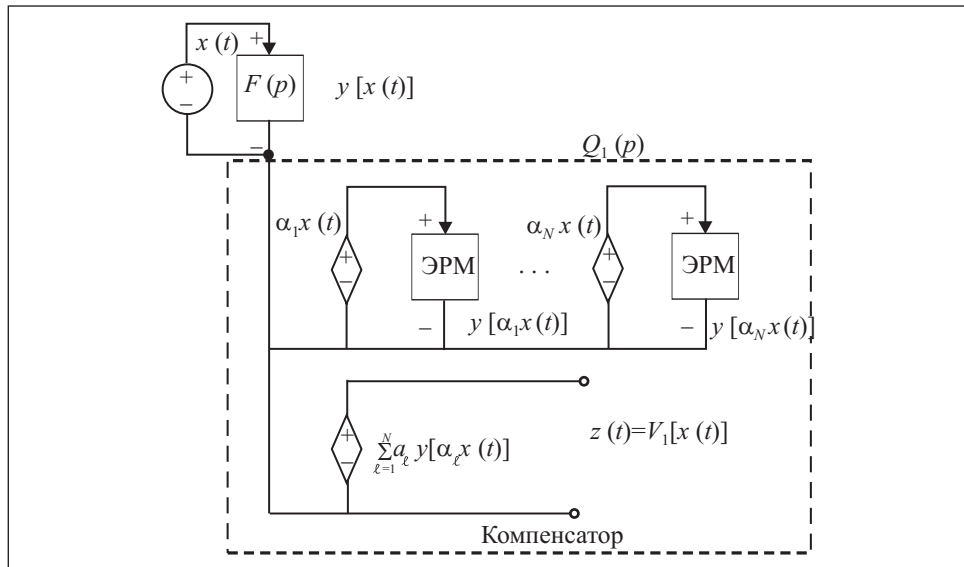


Рис. 2

Второй способ линеаризации характеристики электронного устройства основан на последовательном исключении многомерных функционалов из полинома Вольтерры, поэтому будем называть его последовательным.

Рассмотрим процесс выделения линейного функционала из полинома (4), задав для наглядности математических преобразований степень полинома  $N = 4$  и используя действительные числа  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  (не равные нулю и различные). Вначале исключим из выражения (4) однородный функционал Вольтерры 2-й степени:

$$y[\gamma_1 x(t)] = \sum_{k=1}^N \gamma_1^k V_k[x(t)], \quad \gamma_1^2 y[x(t)] = \gamma_1^2 \sum_{k=1}^N V_k[x(t)],$$

$$y[\gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y[x(t)] = \sum_{k=1}^N (\gamma_1^k - \gamma_1^2) V_k[x(t)].$$

Затем исключим функционал Вольтерры 3-й степени:

$$y[\gamma_2 \gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y[\gamma_2 x(t)] = \sum_{k=1}^N (\gamma_1^k - \gamma_1^2) \gamma_2^k V_k[x(t)],$$

$$\gamma_2^3 \{y[\gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y[x(t)]\} = \gamma_2^3 \sum_{k=1}^N (\gamma_1^k - \gamma_1^2) V_k[x(t)],$$

$$y [\gamma_2 \gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y [\gamma_2 x(t)] - \gamma_2^3 y [\gamma_1 x(t)] + \gamma_2^3 \gamma_1^2 y [x(t)] = \\ = \sum_{k=1}^N (\gamma_1^k - \gamma_1^2) (\gamma_2^k - \gamma_2^3) V_k [x(t)],$$

и функционал 4-й степени:

$$y [\gamma_3 \gamma_2 \gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y [\gamma_3 \gamma_2 x(t)] - \gamma_2^3 y [\gamma_3 \gamma_1 x(t)] + \gamma_2^3 \gamma_1^2 y [\gamma_3 x(t)] = \\ = \sum_{k=1}^N (\gamma_1^k - \gamma_1^2) (\gamma_2^k - \gamma_2^3) \gamma_3^k V_k [x(t)], \\ \gamma_3^4 \{y [\gamma_2 \gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y [\gamma_2 x(t)] - \gamma_2^3 y [\gamma_1 x(t)] + \gamma_2^3 \gamma_1^2 y [x(t)]\} = \\ = \gamma_3^4 \sum_{k=1}^N (\gamma_1^k - \gamma_1^2) (\gamma_2^k - \gamma_2^3) V_k [x(t)], \\ y [\gamma_3 \gamma_2 \gamma_1 x(t)] - \gamma_1^2 y [\gamma_3 \gamma_2 x(t)] - \gamma_2^3 y [\gamma_3 \gamma_1 x(t)] + \gamma_2^3 \gamma_1^2 y [\gamma_3 x(t)] - \\ - \gamma_3^4 y [\gamma_2 \gamma_1 x(t)] + \gamma_3^4 \gamma_1^2 y [\gamma_2 x(t)] + \gamma_3^4 \gamma_2^3 y [\gamma_1 x(t)] - \gamma_3^4 \gamma_2^3 \gamma_1^2 y [x(t)] = \\ = (\gamma_1 - \gamma_1^2) (\gamma_2 - \gamma_2^3) (\gamma_1 - \gamma_3^4) V_1 [x(t)]. \quad (8)$$

Как видим, уравнение (8) содержит только линейный функционал Вольтерры. На основе выражения (8) получим модель компенсатора

$$\sum_{\ell=1}^M b_{\ell} y [\beta_{\ell} x(t)] = V_1 [x(t)], \quad (9)$$

где  $M = 8$ ,

$$\beta_1 = \gamma_3 \gamma_2 \gamma_1, \beta_2 = \gamma_3 \gamma_2, \beta_3 = \gamma_3 \gamma_1, \beta_4 = \gamma_3, \beta_5 = \gamma_2 \gamma_1, \\ \beta_6 = \gamma_2, \beta_7 = \gamma_1, \beta_8 = 1; \quad (10)$$

$$z = (\gamma_1 - \gamma_1^2) (\gamma_2 - \gamma_2^3) (\gamma_1 - \gamma_3^4), b_1 = 1/z, b_2 = -\gamma_1^2/z, \\ b_3 = -\gamma_2^3/z, b_4 = \gamma_2^3 \gamma_1^2/z, b_5 = -\gamma_3^4/z, \\ b_6 = \gamma_3^4 \gamma_1^2/z, b_7 = \gamma_3^4 \gamma_2^3/z, b_8 = -\gamma_3^4 \gamma_2^3 \gamma_1^2/z. \quad (11)$$

Таким образом, последовательный способ линеаризации включает следующие этапы синтеза нелинейного компенсатора.

1. Полагаем, что оператор электронного устройства с достаточной точностью можно описать функциональным полиномом Вольтерры степени  $N$  на заданном классе сигналов  $x(t) \in X$ .

2. Задаем отличные от нуля и различные действительные числа  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_Q$ , на основе которых формируем уровни воздействия  $\beta_{\ell}, \ell = 1, 2, \dots, M$ , и параметры  $b_{\ell}, \ell = 1, 2, \dots, M$ , модели (9) компенсатора.

3. Подаем на вход нелинейного устройства поочередно воздействия  $\beta_\ell x(t)$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, M$ , и вычисляем (или измеряем) соответствующие реакции  $y[\beta_\ell x(t)]$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, M$ .

4. Из полученных реакций строим модель компенсатора (9).

5. Реализуем посткомпенсатор на основе его математической модели (9) в заданном элементном базисе.

Функциональная схема модели (9) аналогична схеме, изображенной на рис. 2, при таких заменах:  $N$  на  $M$ ,  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$  на  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_M$ ,  $a_1, a_2, \dots, a_N$  на  $b_1, b_2, \dots, b_M$ .

Модели (7) и (9) компенсаторов можно построить бесчисленным множеством способов, выбирая различные векторы  $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T$  и  $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_M]^T$ ,  $\alpha \in R$ ,  $\beta \in R$ , где  $T$  — знак транспонирования;  $R$  — множество действительных чисел. Возникает вопрос, существует ли группа чисел, являющаяся в каком-либо смысле предпочтительной.

Прежде всего, целесообразно выбрать значения  $\alpha$  и  $\beta$  так, чтобы выполнялись условия  $|\alpha_\ell| \leq 1$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ ,  $|\beta_\ell| \leq 1$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, M$ . При невыполнении этих условий появляется опасность построения функционального полинома заданной степени, недостаточно точно описывающего оператор компенсатора на множестве входных сигналов, ограниченных по амплитуде.

Дополнительные рекомендации по выбору систем чисел получаем из оценок норм погрешностей аппроксимации нелинейного оператора компенсатора моделями (7) и (9).

**Оценка норм погрешностей аппроксимации оператора компенсатора и рекомендации по выбору векторов  $\alpha$  и  $\beta$ .** В рассмотренных способах линеаризации характеристики электронного устройства погрешность описания линейного функционала в моделях (7) и (9) является погрешностью аппроксимации оператора синтезируемого компенсатора. Погрешность восстановления линейного функционала может быть введена при переходе от функциональной модели (4) к равенству

$$y[x(t)] = \sum_{k=1}^N V_k[x(t)] + \varepsilon[x(t)], \quad (12)$$

где  $\varepsilon[x(t)]$  — погрешность аппроксимации нелинейного оператора исходного устройства функциональным полиномом степени  $N$ .

Используя равенство (12), системным способом линеаризации вместо выражения (7) получаем уравнение

$$\sum_{\ell=1}^N a_\ell y[\alpha_\ell x(t)] = V_1[x(t)] + \varepsilon_1^{(1)}[x(t)],$$



где  $\varepsilon_1^{(1)}[x(t)]$  — погрешность восстановления линейного функционала  $V_1[x(t)]$  при условии (6),  $\varepsilon_1^{(1)}[x(t)] = \sum_{\ell=1}^N a_\ell \varepsilon[\alpha_\ell x(t)]$ . При этом норма погрешности аппроксимации оператора компенсатора оценивается так:

$$\|\varepsilon_1^{(1)}[x(t)]\| = \sum_{\ell=1}^N |a_\ell| \|\varepsilon[\alpha_\ell x(t)]\|, \quad (13)$$

где коэффициенты  $a_\ell$ ,  $\ell = 1, 2, \dots, N$ , — решение системы уравнений (6).

В результате использования последовательного способа выделения линейного функционала на основе равенства (12) получаем уравнение

$$\sum_{\ell=1}^M b_\ell y[\beta_\ell x(t)] = V_1[x(t)] + \varepsilon_1^{(2)}[x(t)],$$

где  $\varepsilon_1^{(2)}[x(t)]$  — погрешность нахождения линейного функционала  $V_1[x(t)]$ ,  $\varepsilon_1^{(2)}[x(t)] = \sum_{\ell=1}^M b_\ell \varepsilon[\beta_\ell x(t)]$ ; коэффициенты  $b_\ell$  определяются из выражений, аналогичных (11). Норма погрешности  $\varepsilon_1^{(2)}[x(t)]$  оценивается так:

$$\|\varepsilon_1^{(2)}[x(t)]\| \leq \sum_{\ell=1}^M |b_\ell| \|\varepsilon[\beta_\ell x(t)]\|. \quad (14)$$

Векторы  $\alpha$  и  $\beta$  будем выбирать, исходя из условия повышения точности нелинейной компенсации, т. е.

$$\sum_{\ell=1}^N |a_\ell| \|\varepsilon[\alpha_\ell x(t)]\| \rightarrow \min_{|a(\alpha)|}, \sum_{\ell=1}^M |b_\ell| \|\varepsilon[\beta_\ell x(t)]\| \rightarrow \min_{|b(\beta)|},$$

в среднеквадратичной метрике.

Проанализировав неравенства (13) и (14), сформулируем следующие правила выбора уровней входных сигналов, участвующих в синтезе компенсаторов системным и последовательным способами:

1) при  $\alpha_\ell > 0$  ( $\beta_\ell > 0$ ) и близком к единице амплитуда воздействия наибольшая, поэтому следует ожидать, что и норма  $\|\varepsilon[\alpha_\ell x(t)]\|$  ( $\|\varepsilon[\beta_\ell x(t)]\|$ ) будет наибольшая. Тогда для уменьшения значения  $\|\varepsilon_1^{(1)}[x(t)]\|$  ( $\|\varepsilon_1^{(2)}[x(t)]\|$ ) желательно выбрать  $|a_\ell|$  ( $|b_\ell|$ ) тем меньше, чем больше  $\alpha_\ell$  ( $\beta_\ell$ ), т. е. зависимости  $|a(\alpha)|$  и  $|b(\beta)|$  следует задавать монотонно затухающими;

2) чем выше нелинейность (степень  $N$  полинома Вольтерры) исходного устройства, тем более резко изменяются функции  $|a(\alpha)|$  и  $|b(\beta)|$ .

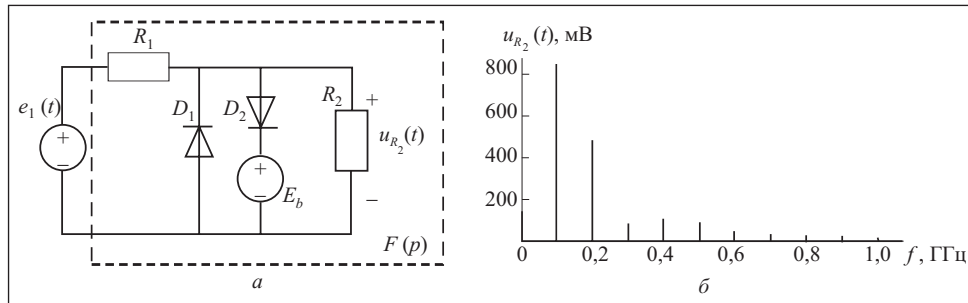


Рис. 3

На основе приведенных рекомендаций выберем векторы  $\alpha$  и  $\beta$ , используемые для компенсации нелинейных преобразований детектора системным и последовательным способами.

Принципиальная схема детектора изображена на рис. 3, а, где  $R_1 = 50 \text{ Ом}$ ;  $R_2 = 100 \text{ Ом}$ ;  $F(p)$  — оператор устройства. Для описания низкочастотной диодной сборки использована SPICE-модель микросхемы USB208. Источник постоянного напряжения  $E_b = 1,5 \text{ В}$ . Входной сигнал цепи — двухтональное высокочастотное воздействие

$$x(t) = e_1(t) = A[\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)],$$

где  $A = 2 \text{ В}$ ,  $\omega_1 = 2\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ ,  $\omega_2 = 2\pi \cdot 100,1 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ . Выходной сигнал детектора — напряжение  $y[x(t)] = u_{R_2}(t)$ , амплитудный спектр которого показан на рис. 3, б, где каждая составляющая спектра образована плотно прилегающими одна к другой несколькими спектральными составляющими. Из рис. 3, б видно, что в выходном сигнале детектора присутствуют значительные низкочастотные (низкочастотная помеха) и высокочастотные составляющие, которые должны быть исключены синтезируемым компенсатором.

**Синтез компенсатора нелинейных преобразований детектора системным способом.** С учетом приведенных выше правил рассмотрим возможные варианты задания вектора  $\alpha$  в модели компенсатора (7), полагая, например,  $N = 8$ .

1. Элементы вектора  $\alpha$  распределим равномерно в диапазоне  $(0, 1]$ , т. е.  $\alpha_1 = 1/N$ ,  $\alpha_2 = 2/N$ ,  $\alpha_3 = 3/N$ , ...,  $\alpha_N = 1$ . В этом случае зависимость  $|a(\alpha)|$ , полученная при условии (6) и показанная на рис. 4, а, не является монотонно затухающей функцией, следовательно, предложенный вариант выбора  $\alpha$  нецелесообразен.

2. Увеличим плотность сосредоточения элементов вектора  $\alpha$  в области низких значений, например, полагая  $\alpha_1 = 1/N$ ,  $\alpha_2 = 1/(N-1)$ ,  $\alpha_3 = 1/(N-2)$ , ...,  $\alpha_N = 1/(N-(N-1))$ . В этом случае зависимость  $|a(\alpha)|$ , изображенная на

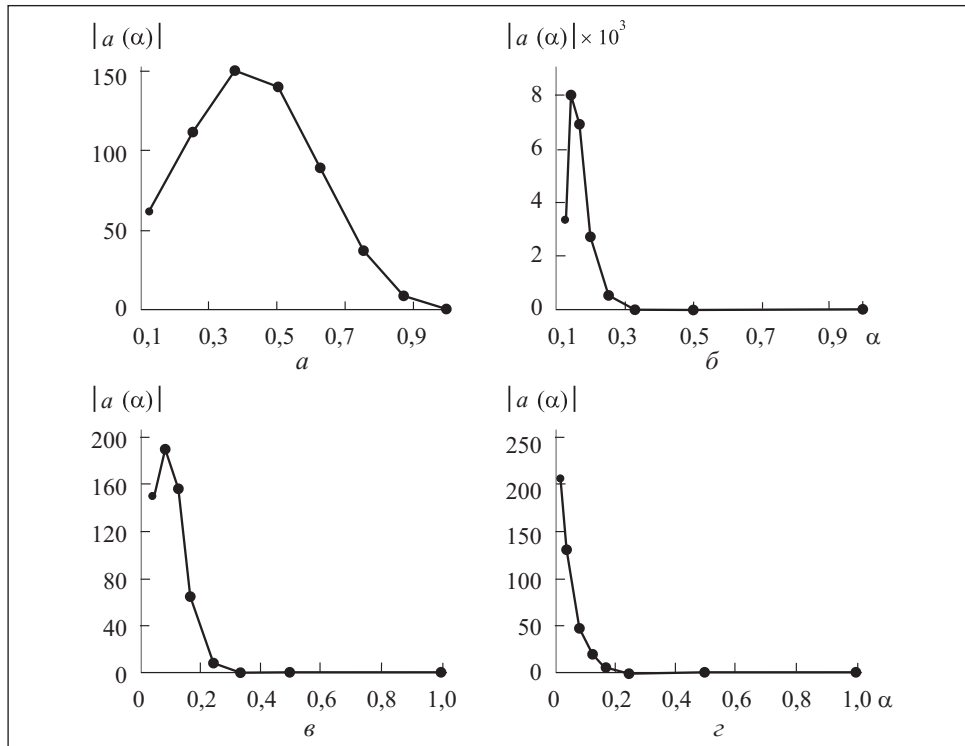


Рис. 4

рис. 4,  $\bar{b}$ , не стала монотонно затухающей функцией. Кроме того, наблюдается существенное возрастание значений функции, что порождает проблему высокой чувствительности модели (7) к изменению параметров, а также сложность ее реализации.

3. Предположим,  $\alpha = \beta$  и, следовательно,  $a = b$ , где  $\beta$  — система чисел, сформированная на основе значений  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{N-1}$  из последовательного способа компенсации. При  $M = 8 (N = 4)$  из выражений (10), (11) получим вектор  $\alpha$  при  $\gamma_3 = 1/N = 1/4$ ,  $\gamma_2 = 1/(N-1) = 1/3$ ,  $\gamma_1 = 1/(N-2) = 1/2$ . Соответствующая зависимость  $|a(\alpha)|$  показана на рис. 4,  $\bar{a}$ , а амплитудный спектр выходного сигнала модели (7) компенсатора нелинейных преобразований детектора — на рис. 5,  $a$ .

Для того, чтобы придать функции  $|a(\alpha)|$  монотонно затухающий характер, сосредоточим действительные числа  $\gamma_3, \gamma_2, \gamma_1$  в области еще более низких значений, например,  $\gamma_3 = 1/(N+2) = 1/6$ ,  $\gamma_2 = 1/N = 1/4$ ,  $\gamma_1 = 1/(N-2) = 1/2$ . Тогда соответствующая зависимость  $|a(\alpha)|$ , полученная с использованием выражений (10), (11), будет иметь вид, представленный

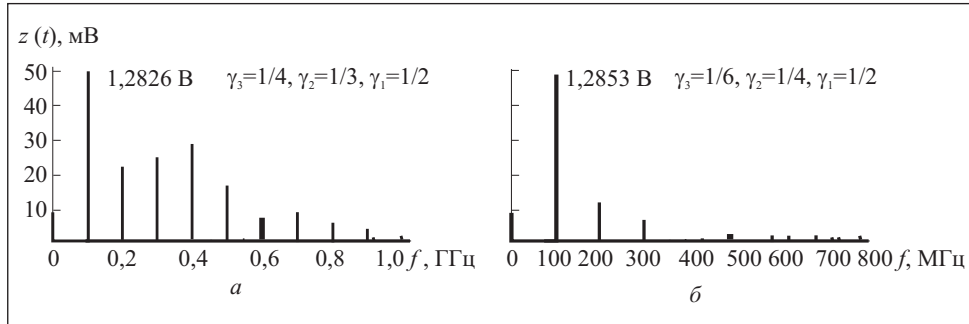


Рис. 5

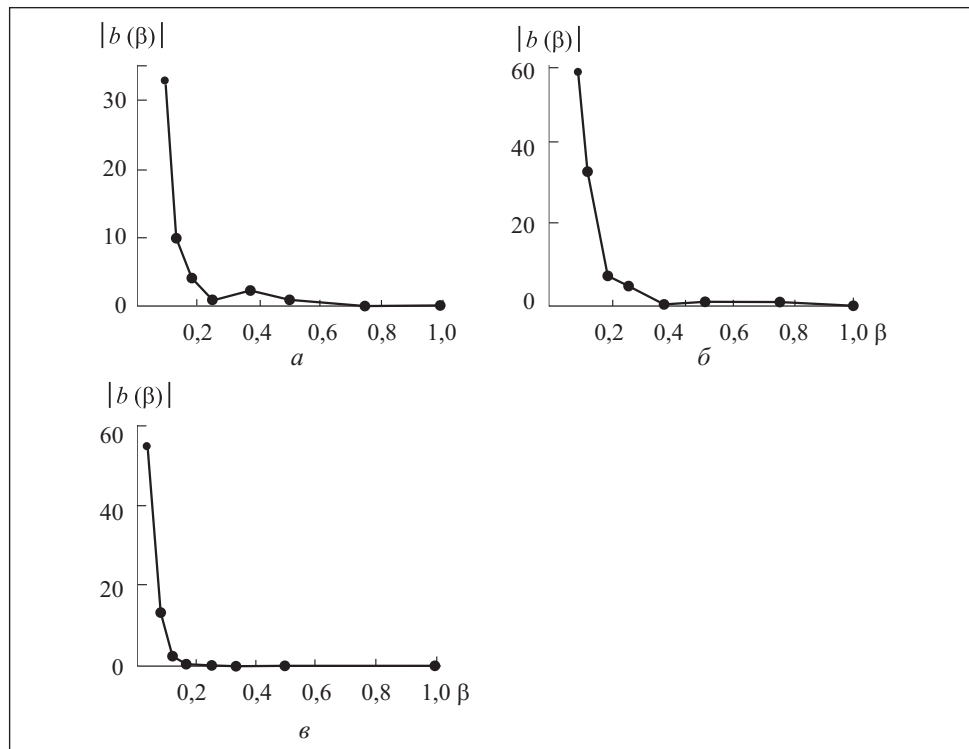


Рис. 6

на рис. 4, *з*, а амплитудный спектр выходного сигнала модели (7) компенсатора — представленный на рис. 5, *б*.

Из рис. 4, *в*, *з* и рис. 5 видно, что точность компенсации нелинейных преобразований детектора повышается в случае, если зависимость  $|a(\alpha)|$  монотонна с большой крутизной затухания.

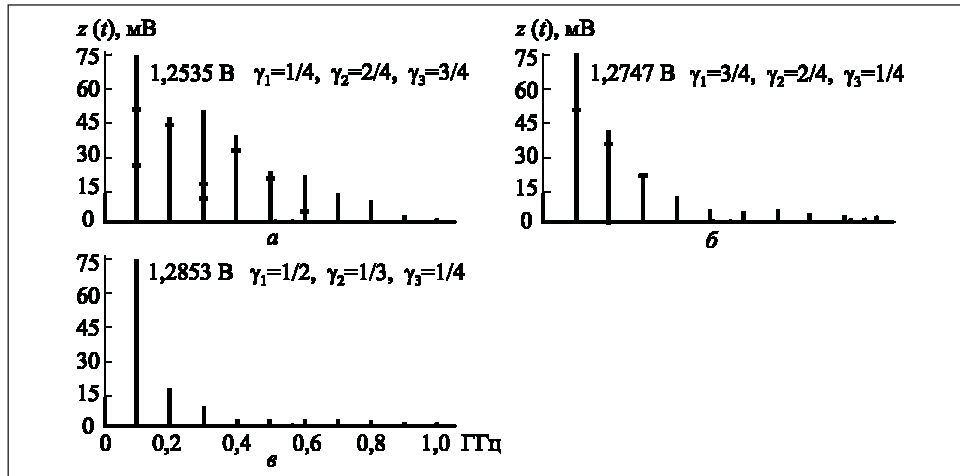


Рис. 7

**Синтез компенсатора нелинейных преобразований детектора последовательным способом.** Компенсаторы построим на основе модели (9) ( $M = 8, N = 4$ ) с учетом выражений (10), (11), формируя разные системы чисел  $\beta$  и зависимости  $|b(\beta)|$ .

Анализируя оценки нормы погрешности  $\varepsilon_1^{(2)}[x(t)]$ , с учетом выражений (10), (11), (14), сформулируем следующие правила:

1) для уменьшения значения  $\|\varepsilon_1^{(2)}[x(t)]\|$  необходимо соблюдать неравенство

$$\gamma_1 > \gamma_2 > \gamma_3 \quad (15)$$

при  $\gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0, \gamma_3 > 0$ ;

2) для увеличения крутизны функции  $|b(\beta)|$  можно задать

$$\gamma_3 = 1/N, \gamma_2 = 1/(N-1), \gamma_1 = 1/(N-2). \quad (16)$$

Покажем, что выполнение этих правил обеспечивает повышение точности компенсации на примере следующих систем чисел:

$\gamma_1 = 1/4, \gamma_2 = 2/4, \gamma_3 = 3/4$  (условия (15) и (16) не выполняются);

$\gamma_1 = 3/4, \gamma_2 = 2/4, \gamma_3 = 1/4$  ((15) выполняется, (16) не выполняется);

$\gamma_1 = 1/2, \gamma_2 = 1/3, \gamma_3 = 1/4$  (условия (15) и (16) выполняются).

Для указанных наборов чисел соответственно на рис. 6, а, б, в приведены зависимости  $|b(\beta)|$ , на рис. 7, а, б, в — амплитудные спектры выходных сигналов модели (9) компенсатора нелинейных преобразований детектора.

Из рис. 7 видно, что более точная компенсация наблюдается при системе чисел, удовлетворяющей правилам (15) и (16).

Из анализа рис. 5, а и 7, в следует, что при линеаризации преобразований детектора последовательный способ компенсации превосходит по точности восстановления линейного функционала Вольтерры системный способ компенсации.

**Выводы.** Предлагаемый операторный подход к подавлению низкочастотных помех, порождаемых демодуляцией внешнего двухтонального высокочастотного электромагнитного воздействия внутри защищенных нелинейных электронных устройств, заключается в синтезе операторных уравнений нелинейных компенсаторов низкочастотных помех на основе системного и последовательного способов выделения линейного функционала из модели исходной электронной цепи, описываемой полиномом Вольтерры. Достоинство такого подхода — представление сложного электронного устройства в виде «черного ящика» и линеаризация его характеристики по соотношению вход—выход.

Рекомендации по выбору параметров операторных уравнений нелинейных компенсаторов, синтезируемых системным и последовательным способами, позволяют строить компенсаторы, более качественно подавляющие низкочастотные помехи, что наблюдается при линеаризации преобразований детектора.

The operator method of non-linear compensators synthesis is considered, which suppresses internal low-frequency interferences in non-linear electronic devices. Systemic and consecutive methods are offered for synthesis of a compensators' operator equations. The recommendations for choice of parameters these equations are given. The interferences suppression quality is estimated on the example of compensation of non-linear detector transformations. Implementation methods for such compensation are compared.

1. Коровкин Н. В., Соловьева Е. Б., Нитч Ю. Низкочастотные помехи в нелинейных электронных устройствах при воздействии внешнего электромагнитного поля // *Электричество*. — 2005. — № 8. — С. 34—40.
2. Nitsch J., Solovyeva E., Korovkin N., Scheibe H.-J. Occurrence of low-frequency noises in electronic systems under action of two-tone high-frequency electromagnetic excitation // *IEEE international symposium on electromagnetic compatibility*. Chicago, Illinois USA, 8—12 August. — 2005. — P. 618—621.
3. Tkachenko S., Vodopianov G., Martinov L. Electromagnetic field coupling to an electrically small antenna in a rectangular cavity // *13-th Int. Zurich Symp. on EMC*. Zurich, 16—18 February. — 1999. — P. 379—384.
4. Ianoz M., Tesche F. M., Karlsson T. *EMC analysis method and computational models*. — N.Y.: Wiley, 1997. — 483 p.
5. Nitsch J., Korovkin N., Solovyeva E. Examination of the demodulation effect of two-tone disturbances on nonlinear elements // *Advances in Radio Science*. — 2004. — № 2. — P. 1—6.
6. Соловьева Е. Б., Коровкин Н. В., Нитч Ю. Синтез компенсаторов нелинейных искажений сигналов по соотношению вход-выход // *Электрон. моделирование*. — 2005. — 26, № 5. — С. 3—14.

7. Данилов Л. В. Ряды Вольтерра-Пикара в теории нелинейных электрических цепей. — М: Радио и связь, 1987. — 224 с.
8. Schetzen M. The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems. — N.Y.: Wiley, 1980. — 527 p.
9. Solovyeva E. B., Korovkin N. V., Nitsch J., Scheibe H.-J. Nonlinear compensation in electronic systems at two-tone high-frequency excitation//6-th international symposium on electromagnetic compatibility and electromagnetic ecology. Saint-Petersburg, 21—24 June. — 2005. — P. 149—153.

Поступила 03.11.06;  
после доработки 08.04.07

*СОЛОВЬЕВА Елена Борисовна, д-р техн. наук, проф. Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета, который окончила в 1987 г. Область научных исследований — идентификация, моделирование и синтез нелинейных аналоговых и цифровых систем.*

**Особое мнение о статье Соловьевой Е.Б. «Синтез операторных уравнений нелинейных компенсаторов низкочастотных помех, проникающих в электронные устройства»**

Рассматриваемая статья содержит, на мой взгляд, ряд ошибочных положений, что может ввести в заблуждение читателей. Из этих положений можно выделить несколько.

1. Соотношение (1) является, в общем случае, существенно приближенным, о чем автор не упоминает, хотя это свойство является одним из основных для синтеза реальных электронных устройств.

2. Область применения предлагаемого метода распространяется на инерционные устройства. Однако в статье не описаны свойства входных сигналов устройств, а именно: вид амплитудно-фазовых частотных спектров, параметры, характеризующие сигналы как случайные функции, непрерывность, дифференцируемость и др. При этом автор проводит идентификацию свойств инерционного нелинейного устройства только путем варьирования уровня входного сигнала, что является ошибочным.

Как известно, при идентификации свойств линейного инерционного устройства недостаточно изменять уровень входного сигнала, необходимо использовать значения выходного сигнала устройства для многих значений частот входного сигнала, т. е. использовать амплитудно-частотную, фазо-частотную или переходную характеристики. В нелинейных устройствах необходимо варьировать как уровень входного сигнала, так и его частоту, если он является синусоидальным «однотональным», или варьировать общий уровень входного сигнала, значения частот, фаз, амплитуд гармонических составляющих входного сигнала, если он является, как в данном случае, «многотональным».

3. Предлагаемый в статье способ выбора (оптимизации) параметров компенсаторов для нелинейных устройств является некорректным. Известно, что замена функции цели параметрического синтеза устройства, в качестве которой принята зависимость погрешности его выходного сигнала от варьлируемых параметров, грубой оценкой этой погрешности практически никогда не приводит к приемлемым