

**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
ТА ТЕЛЕКОМУНИКАЦІЇ**

**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ**

**RADIO ELECTRONICS
AND TELECOMMUNICATIONS**

УДК 621.375.4:543.42+621.515

Гулин С. П.¹, Гулин А. С.²

¹Канд. техн. наук, доцент Запорожского национального технического университета

²Аспирант Запорожского национального технического университета

**ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ РЕЗИСТИВНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ СХЕМНЫХ
ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
СИСТЕМ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИИ УПРАВЛЯЕМОГО
ДИНАМИЧЕСКОГО НАСЫЩЕНИЯ**

На основе концепции управляемого динамического насыщения (КУДН) предложены алгоритмы характеристики резистивных нелинейных схемных элементов (НСЭ). Инкрементальные соотношения «вход – выход» НСЭ представляют собой гипергеометрические ряды Гаусса, полученные с помощью функции динамического насыщения (ФДН). Эти соотношения позволяют унифицировать алгоритм формирования математической модели конвергентной нелинейной инерционной системы (НИС) в терминах функциональных рядов Вольтерры – Гаусса (ФРВГ) и рассчитать спектральные характеристики ее отклика на многочастотное воздействие.

Ключевые слова: характеристика, резистивные нелинейные элементы, концепция, управляемое динамическое насыщение, аппроксимация, функциональные ряды Вольтерры – Гаусса, отклик, многочастотное воздействие.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Практическое применение математического аппарата функциональных рядов Вольтерры и их модификаций (ФРВ) в нелинейной радиоэлектронике происходит в двух основных направлениях, отличающихся степенью формализации и точностью описания нелинейных инерционных процессов – на структурном уровне и на уровне принципиальных схем [1–5].

На схемотехническом уровне степень формализации и адекватность описания НИС определяется уровнем детализации и точности математических моделей НСЭ, от которых, в свою очередь, зависит

порядок и сложность системы описывающих уравнений. Для решения подобных систем уравнений применяются уже имеющиеся и разрабатываются новые специализированные машинные комплексы анализа, использующие апробированный арсенал моделей схемных компонентов [1, 2].

Совершенствование полупроводниковых и МДП-технологий, появление и развитие нанотехнологий, повлекшее за собой появление новых НСЭ и функциональных модулей (ФМ), обусловили актуальность разработки обобщенных алгоритмов их характеристики, обеспечивающих более эффективные алгоритмы формирования математической модели НИС

в терминах ФРВ. Свидетельство тому – количество публикаций, посвященных исследованиям нелинейных объектов и связанных с данной тематикой, например [2–4].

Несмотря на функциональное многообразие существующих и перспективных НСЭ и ФМ, их математическое соотношение «вход – выход» можно обобщить на уровне оператора $Y(t) = F[x(t)]$, характеризующего процессы преобразования информационных сигналов с учетом действия помех, где $x(t)$, $Y(t)$ – воздействие и отклик, соответственно.

В существующих программах схемотехнического анализа, использующих аппарат ФРВ, НСЭ требуют представления формальными степенными рядами, что сопровождается существенными аппаратными и временными затратами как при формировании математической модели НИС в виде системы описывающих уравнений, так и в процессе ее решения [2–4].

Кроме того, подобный подход при анализе установившихся и переходных режимов НИС методами функциональных рядов не всегда является оправданным, поскольку «колебательная» аппроксимация «гладких» характеристик НСЭ, работающих при воздействии сигналов с широким динамическим диапазоном, приводит к накоплению интегральной ошибки в оценке их состояния [6]. Поэтому характеристики большинства НСЭ, входящих в математические модели активных схемных компонентов и представленных в виде укороченных целостепенных рядов, лишь приближенно отражают физические эффекты в полупроводниковых материалах, строгое описание которых обычно требует привлечения трансцендентных и специальных функций. Тем более что трансцендентный характер зависимостей параметров большинства известных активных и пассивных НСЭ от приложенных напряжений и протекающих токов (например, вольт-фарадные – для барьерной емкости

p - n -перехода, ВАХ полевых транзисторов и т. д.) подтвержден эмпирически [1–7].

В известных автору работах, например [1–6, 8], модели реальных ФМ содержат НСЭ, характеристики которых описываются более сложными, в том числе и специальными функциями различных видов. Подобное разнообразие функций создает серьезные трудности при формировании общей математической модели НИС и усложняет оценку сходимости функционального ряда, описывающего отклик системы на сложные виды сигналов.

В последние годы при характеристике НСЭ и ФМ наметились направления, связанные с применением новых видов «гладких» функций аппроксимации: полиэкспоненциальных [6] и функций динамического насыщения (ФДН) [7–9]. В работах [7, 9] сформулированы требования к оператору $F[x(t)]$, которым удовлетворяют ФДН, реализующие принцип управляемого динамического насыщения. Авторам не известны работы, в которых бы задача характеристики произвольного НСЭ решалась на основе ФДН и концепции управляемого динамического насыщения (КУДН). Данная работа – результат естественного обобщения метода решения аналогичной задачи [8] применительно к характеристике конвергентных резистивных НСЭ с произвольным типом управления для анализа НИС с помощью ЭВМ.

РЕШЕНИЕ

НИС, соответствующая широкому классу микроэлектронных устройств, может быть представлена в виде линейного инерционного $2n$ -полюсника, на выходных зажимах которого расположены (в общем случае инерционные) НСЭ (рис. 1). При этом каждый из НСЭ представлен в виде параллельного соединения элементов высшего порядка, необходимость и целесообразность введения и использования которых доказана в ряде работ, например [5].

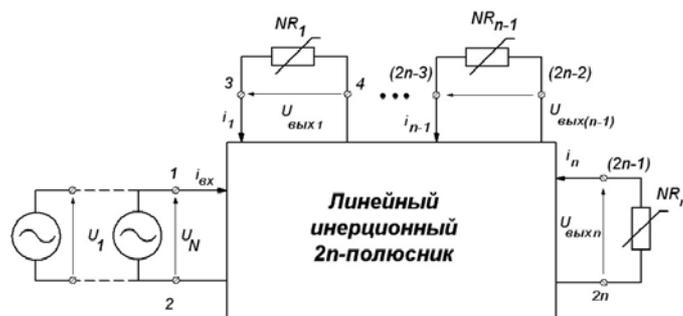


Рис. 1. НИС, представленная линейным инерционным $2n$ -полюсником и НСЭ:

U_1, \dots, U_N – амплитуды гармонических компонент воздействия;

$U_{\text{вых}j}, I_{\text{вых}j}$ – амплитуды напряжения и тока отклика на j -выходе, $j = \overline{1, (n-1)}$

В данной работе параллельное соединение нелинейных элементов порядка $k = \overline{2, \infty}$ будем называть инкрементальной частью соответствующего НСЭ, поскольку характеристика каждой ее составляющей предполагает использование рекуррентных алгоритмов и процедур.

Отклик $y(t)$ j -го выхода рассматриваемой НИС, согласно [1], представим суммой первых N членов функционального ряда Вольтерры $y_k[x(t)]$, $k = \overline{1, N}$ в области его сходимости

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

каждый из которых является функционалом k -го порядка воздействия

$$\begin{aligned} X_{\text{вх}}(t) &= X_0 + \sum_{i=1}^N X_i \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) = \\ &= X_0 \cdot \left[1 + \sum_{i=0}^N \bar{X}_i \cdot \cos(\omega_i t + \phi_i) \right], \end{aligned} \quad (2)$$

где $X_0 = \text{const}$ – смещение; X_i , ω_i , φ_i – амплитуда, круговая частота и начальная фаза i -й компоненты воздействия, $i = \overline{1, N}$; $\bar{X}_i = X_i/X_0$. Предполагается, что частоты ω_i несоизмеримы между собой и образуют монотонно-возрастающий лексикографический ряд $\omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_N$ [8]. В дальнейших выкладках для НСЭ, управляемых напряжением, в (2) « X » заменяется « U », а для НСЭ с токовым типом управления « X » заменяется « I ».

Рассмотрим на основе КУДН алгоритмы характеристики резистивных НСЭ различных типов управления, входящих в НИС рис. 1. Для этого учтем, что функционал k -го порядка переменных $\tau_i (i = 1, \dots, k)$ в (1) может быть представлен следующим образом:

$$\begin{aligned} y_k[x(t)] &= \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_k(\tau_{\overline{1,k}}) \cdot \prod_{i=1}^k x(t - \tau_i) \cdot d\tau_i, \\ i &= \overline{1, k}; \tau_{\overline{1,k}} = \tau_1, \dots, \tau_k, \end{aligned} \quad (3)$$

где ядро k -го порядка $h_k(\tau_{\overline{1,k}})$ – нелинейная импульсная реакция, преобразование Фурье k -го порядка которой является нелинейной передаточной функцией (НПФ) k -го порядка

$$H_k(\xi_{\overline{1,k}}) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_k(\tau_{\overline{1,k}}) \cdot \prod_{i=1}^k \exp(-j\xi_i) \cdot d\tau_i, \quad (4)$$

которая, согласно [1], связана с $h_k(\tau_{\overline{1,k}})$ обратным k -мерным преобразованием Фурье; $\xi_{\overline{1,k}} = \xi_1, \dots, \xi_k$ – переменные преобразования Фурье.

Согласно [1], с учетом соотношений (1)–(4), после соответствующих преобразований выражение, опре-

деляющее спектр установившегося отклика рассматриваемой НИС в терминах математического аппарата ФРВ, принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} Y(f) &= \sum_{k=1}^N Y_k(f) = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2^k} H_k(\pm f_{\overline{1,k}}) \cdot \delta \left[f + \sum_{l=1}^k (\pm f_l) \right] \times \\ &\times \prod_{i=1}^k U_i \cdot \exp[j \cdot (\pm \phi_i)]. \end{aligned} \quad (5)$$

При формировании математической модели НИС на основе КУДН соотношения, определяющие НПФ, будут содержать коэффициенты разложения характеристик резистивных НСЭ в гипергеометрические ряды Гаусса, соответствующие виду аппроксимирующей ФДН [8, 9].

Покажем это на примерах характеристики НСЭ, характеристики которых приведены на рис. 2.

Как известно [5], НСЭ резистивного типа является двухвыводным элементом, который характеризуется кривой зависимости в ампер-вольтовой системе координат. В зависимости от вида этой кривой различают нелинейные резисторы трех видов: управляемый напряжением, управляемый током, управляемый напряжением и током (мощностью) (рис.2, а–в).

Для описания соотношений «вход – выход» перечисленных типов НСЭ воспользуемся трансцендентной ФДН [8] вида

$$F[x(t)] = F_0 + A \cdot \{1 + [B/x(t)]^p\}^{-1/S}, \quad (6)$$

где F_0 , S , p , A , B – параметры, которые при описании резистивных НСЭ будут иметь подстрочные индексы: R , r – для резистора, G , g – для проводимости.

Первым рассмотрим алгоритм характеристики резистивного НСЭ, управляемого напряжением (рис. 2, а). Ток, текущий через подобный резистор, определяется соотношением $i_G(t) = G[u(t)]$, где $G[\cdot]$ – однозначный функционал с нулевой памятью.

Пусть рабочая точка резистора характеризуется равенствами: $i_G(t) = i_0$, $e_G(t) = U_0$, а его установившийся режим – соотношениями: $i_G(t) - i_0 = i_g(t)$,

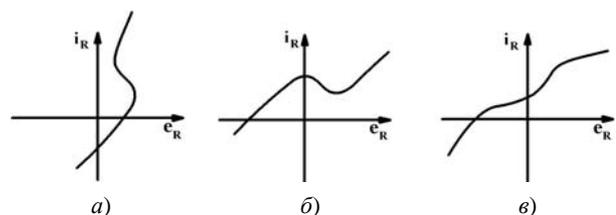


Рис. 2. Характеристики нелинейного резистивного элемента:

а – управляемого напряжением; б – управляемого током; в – управляемого напряжением и током

$e_G(t) - U_0 = e_g(t)$, где $e_g(t)$, $i_g(t) = G[e_g(t)]$ – инкрементальные значения управляющего напряжения и тока. Для малых воздействий нелинейный резистор моделируется проводимостью $g_0 = \text{const}$, которая при расчете НПФ включается в ассоциативный линейный инерционный $2n$ -полюсник.

Отклик нелинейного резистора на воздействие $e_G(t)$ вида (2) с помощью ФДН (6) описывается следующим образом:

$$i_G(t) = G[e_G(t)] = A_G \cdot (1 + a_{0G}^{-1} \cdot \tilde{q}_G^{-p_G})^{-1/S_G}, \quad (7)$$

где $a_{0G} = [U_0/B_G]^{p_G}$; $\tilde{q}_G = 1 + z_G$, $z_G = \frac{1}{2} \times \sum_{i=1}^N [\ddot{U}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \ddot{U}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t}]$.

Поскольку, согласно [8, 9], параметр p_G – произвольное действительное число, удовлетворяющее неравенству $\tilde{q}_G^{-p_G} < 1$, то бином $(1 + a_{0G}^{-1} \cdot \tilde{q}_G^{-p_G})^{-1/S_G}$ при $|a_{0G}^{-1}| \leq 1$ принимает вид

$$(1 + a_{0G}^{-1} \cdot \tilde{q}_G^{-p_G})^{-1/S_G} = {}_2F_1(S_G^{-1}; b; b; -a_{0G}^{-1} \cdot \tilde{q}_G^{-p_G}), \quad (8)$$

где ${}_2F_1(S_G^{-1}; b; b; -a_{0G}^{-1} \cdot \tilde{q}_G^{-p_G}) = \sum_{k=0}^{\infty} (S_G^{-1})_k \cdot (-1)^k \times \times (k! \cdot a_{0G}^k)^{-1} \cdot \tilde{q}_G^{-p_G \cdot k}$ – вырожденная гипергеометрическая функция Гаусса; $(S_G^{-1})_k = \Gamma(S_G^{-1} + k) / \Gamma(S_G^{-1})$ – факториальная функция, $(S_G^{-1})_0 = 1$; $\Gamma(S_G^{-1})$ – гамма-функция Эйлера ($S_G^{-1} > 0$) [10]. При этом величина линейной проводимости $g_0 = A_G \cdot (1 + a_{0G}^{-1})^{-1/S_G} / U_0$ определяется при $z_G = 0$.

Для определения соотношения «вход – выход» инкрементальной составляющей рассматриваемой нелинейной проводимости необходимо выполнить соответствующие преобразования.

Результат возведения в степень $(-p_G \cdot k)$ бинома $\tilde{q}_G = (1 + z_G)$, согласно [10], имеет вид

$$(1 + z_G)^{-p_G \cdot k} = {}_2F_1(p_G \cdot k; b; b; -z_G), \quad (9)$$

где ${}_2F_1(p_G \cdot k; b; b; -z_G) = \sum_{h=0}^{\infty} (p_G \cdot k)_h \cdot (-1)^h \cdot (h!) \cdot z_G^h$ – гипергеометрическая функция Гаусса; $(p_G \cdot k)_h = \Gamma(p_G \cdot k + h) / \Gamma(p_G \cdot k)$ – факториальная функция, $(p_G \cdot k)_0 = 1$, $\Gamma(p_G \cdot k)$ – гамма-функция Эйлера, $0 < z_G < 1$.

Вводя параметр $\gamma_G = 1/S_G$ и используя (8) и (9), представим (7) следующим образом:

$$i_G(t) = g_0 \cdot U_0 + A_G \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\gamma_G)_k \cdot (p_G \cdot k)_h \cdot (-1)^{h+k}}{k! \cdot a_{0G}^k \cdot h! \cdot 2^h} \times \times \left[\sum_{i=1}^N (\ddot{U}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \ddot{U}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t}) \right]^h. \quad (10)$$

Применяя формулу бинома Ньютона к содержанию квадратной скобки (10), получаем соотношение «вход – выход» инкрементального нелинейного резистора рассматриваемого типа

$$i_g(t) = A_G \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\gamma_G)_k \cdot (p_G \cdot k)_h \cdot (-1)^{h+k}}{k! \cdot a_{0G}^k \cdot h! \cdot 2^h} \times \times \sum_{s=0}^h \binom{h}{s} \cdot \left[\sum_{i=1}^N \ddot{U}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} \right]^s \cdot \left[\sum_{i=1}^N \ddot{U}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t} \right]^{h-s} \quad (11)$$

Используя, согласно [8], формулу мультиномиального разложения для преобразования выражений в квадратных скобках (1), получаем

$$i_G(t) = A_G \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\gamma_G)_k \cdot (p_G \cdot k)_h \cdot (-1)^{h+k}}{k! \cdot a_{0G}^k \cdot 2^h} \times \times \sum_{s=0}^h \sum_{q_1=0}^s \dots \sum_{q_N=0}^{h-s} \sum_{r_1=0}^{h-s} \dots \sum_{r_N=0}^{h-s} \prod_{i=1}^N \frac{\ddot{U}_i^{q_i} \cdot \ddot{U}_i^{r_i}}{q_i! \cdot r_i!} \cdot e^{j \cdot \left(\sum_{i=1}^N n_i \omega_i \right) \cdot t} \quad (12)$$

где $\{q_i\}$ и $\{r_i\}$ ($i = \overline{1, N}$) – множество всевозможных разбиений целых чисел s и $(h-s)$ на N неотрицательных целых чисел и нулей, соответственно.

Если определить g_i как меньшее из чисел q_i и r_i , то большее из них определится суммой $g_i + |n_i|$, где $n_i = q_i - r_i$. Для положительной частотной полуоси введем вспомогательные переменные $n = \sum_{i=1}^N |n_i|$,

$\beta = \sum_{i=1}^N g_i$, где неравенства $n_i \geq 0$ соответствуют круговым частотам компонент с амплитудами \ddot{U}_i , а неравенства $n_i < 0$ – круговым частотам компонент с амплитудами \ddot{U}_i .

В соотношении (12) и далее по тексту индекс k соответствует порядку функционала отклика (1). Под переменной n следует понимать порядок комбинационного колебания (КК) отклика на воздействие (2), а под переменной h – текущий порядок нелинейности.

В работе [8] было показано: во-первых, что образование КК с положительно определенными частотами в анализируемой НИС возможно лишь тогда, когда k, h, n, β являются числами одинаковой четности, а во-вторых, для указанных величин справедливо равенство

$$h = n + 2\beta. \quad (13)$$

Применяя результаты работы [8] с учетом (13) и известных факториальных соотношений [8, 10], получаем

$$(g_i + |n_i|)! = |n_i|! \cdot (|n_i| + 1)_{g_i}, \quad (14)$$

$$\begin{aligned} p_G \cdot k \cdot (p_G \cdot k - 1) \cdot \dots \cdot (p_G \cdot k - n - 2 \cdot \beta + 1) = \\ = (-1)^n \cdot 2^{2\beta} \cdot (-p_G \cdot k)_n \cdot [(n - p_G \cdot k)/2]_{\beta} \times \\ \times [(n - p_G \cdot k + 1)/2]_{\beta}, \end{aligned} \quad (15)$$

где $(p_G \cdot k)_m = p_G \cdot k \cdot (p_G \cdot k + 1) \cdot \dots \cdot (p_G \cdot k + m - 1)$ – символ Похгаммера, а $(p_G \cdot k)_m = 1$ при $m \leq 0$. Учитывая выражения (13)–(15), получаем формулу отклика $i_g(t)$ инкрементальной нелинейной резистивной проводимости

$$\begin{aligned} i_g(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_{G;k,n} \cdot \sum_{\beta=1}^{\infty} \left(\frac{n - p_G \cdot k}{2}\right)_{\beta} \cdot \left(\frac{n - p_G \cdot k + 1}{2}\right)_{\beta} \times \\ \times \sum_{g_1=0}^{\beta} \sum_{g_2=0}^{\beta} \dots \sum_{g_N=0}^{\beta} \prod_{i=1}^N \frac{\dot{U}_i^{g_i} \cdot \ddot{U}_i^{g_i + |n_i|}}{g_i! \cdot |n_i|! \cdot (|n_i| + 1)_{g_i}} \cdot e^{\left[j \cdot \left(\sum_{i=1}^N n_i \omega_i \right) \cdot t \right]}, \end{aligned} \quad (16)$$

где $A_{G;k,n} = A_G \cdot (\gamma_G)_k \cdot (-p_G \cdot k)_n \cdot (-1)^k / (k! \cdot a_{0G}^k \cdot 2^n)$.

Тогда число положительно определенных частот КК отклика рассматриваемого нелинейного резистора на воздействие (2), согласно [1], определяется числом разбиений величины $\beta = 0, 5 \cdot (k - n)$ на N неотрицательных слагаемых, которое равно $Q = C_{0,5 \cdot (k-n) + N - 1}^{N-1}$. Это позволяет изменить порядок суммирования в правой части (16) следующим образом:

$$i_g(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} A_{G;k,n,\beta} \cdot z_{U;\beta} \cdot \exp \left[j \cdot \left(\sum_{i=1}^N n_i \cdot \omega_i \right) \cdot t \right], \quad (17)$$

где величины $A_{G;k,n,\beta} = A_{G;k,n} \cdot [(n - p_G \cdot k)/2]_{\beta} \times [(n - p_G \cdot k + 1)/2]_{\beta}$ не зависят от амплитуд, частот и фаз гармонических компонент (2); $z_{U;\beta} =$

$= \sum_{g_1=0}^{\beta} \sum_{g_2=0}^{\beta} \dots \sum_{g_N=0}^{\beta} \prod_{i=1}^N \frac{\dot{U}_i^{g_i} \cdot \ddot{U}_i^{g_i + |n_i|}}{g_i! \cdot |n_i|! \cdot (|n_i| + 1)_{g_i}}$ – амплитуды напряжений КК отклика данного НСЭ.

В частотной области Y -координатного базиса изображение отклика рассматриваемой нелинейности на воздействие (2) получается суммированием результатов прямого преобразования Фурье k -го порядка слагаемых правой части (17), $k = \overline{1, \infty}$

$$i_g(f) = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} A_{G;k,n,\beta} \cdot z_{U;\beta} \cdot \delta \left(f \pm \sum_{i=1}^N n_i \cdot \omega_i \right). \quad (18)$$

Величины $A_{G;k,n,\beta}$ являются членами Y -матрицы ассоциированного линейного инерционного $2n$ -полюсника (рис. 1), которая рассчитывается при опре-

делении величин НПФ методом нелинейных токов [1, 4] на частотах КК воздействия (2).

Алгоритм характеристики нелинейного резистора, управляемого током (рис. 2, б), аналогичен алгоритму характеристики нелинейного резистора, управляемого напряжением.

Пусть ток, текущий через резистор, управляемый током, будет определяться формулой $i_R(t) = R[i_R(t)]$, где $R[\cdot]$ – однозначный функционал с нулевой памятью. Тогда рабочая точка этого резистора характеризуется равенствами: $i_R(t) = I_0$, $e_G(t) = U_0$, а установившийся режим – соотношениями: $i_R(t) - I_0 = i_r(t)$, $e_R(t) - U_0 = e_r(t)$, где $i_r(t)$, $e_r(t)$ – инкрементальные значения управляющего тока и напряжения. При этом для малых воздействий нелинейный резистор моделируется сопротивлением $r_0 = \text{const}$.

В Z -координатном базисе отклик рассматриваемого нелинейного резистора на воздействие вида (2) описывается с помощью ФДН (6) следующим образом:

$$e_R(t) = R[i_R(t)] = A_R \cdot (1 + a_{0R}^{-1} \cdot \tilde{q}_R^{-p_R})^{-1/S_R}, \quad (19)$$

где $a_{0R} = [I_0/B_R]^{p_R}$; $\tilde{q}_R = 1 + z_R$, $z_R = \frac{1}{2} \times$

$\times \sum_{i=1}^N [\dot{I}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \ddot{I}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t}]$; \dot{I}_i , \ddot{I}_i – амплитуды комплексной и комплексно-сопряженной составляющих i -й компоненты воздействия. При $z_R = 0$ величина линейного сопротивления определяется равенством $r_0 = A_R \cdot (1 + a_{0R}^{-1})^{-1/S_R} / I_0$.

По аналогии с предыдущим случаем, получаем формулу изображения отклика инкрементального нелинейного резистора, управляемого током $i_r(t)$, в Z -координатном базисе во временной и частотной областях, соответственно:

$$e_r(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} A_{R;k,n,\beta} \cdot z_{I;\beta} \cdot \exp \left[j \cdot \left(\sum_{i=1}^N n_i \cdot \omega_i \right) \right], \quad (20)$$

$$e_r(f) = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} A_{R;k,n,\beta} \cdot z_{I;\beta} \cdot \delta \left(f \pm \sum_{i=1}^N n_i \cdot \omega_i \right), \quad (21)$$

где величины $A_{R;k,n,\beta} = A_{R;k,n} \cdot [(n - p_R \cdot k)/2]_{\beta} \times [(n - p_R \cdot k + 1)/2]_{\beta}$, $A_{R;k,n} = A_R \cdot (\gamma_R)_k \cdot (-p_R \cdot k)_n \times (-1)^k / (k! \cdot a_{0R}^k \cdot 2^n)$ не зависят от амплитуд, частот и фаз гармонических компонент воздействия (2);

$z_{I;\beta} = \sum_{g_1=0}^{\beta} \dots \sum_{g_N=0}^{\beta} \prod_{i=1}^N \frac{\dot{I}_i^{g_i + |n_i|} \cdot \ddot{I}_i^{g_i}}{g_i! \cdot |n_i|! \cdot (|n_i| + 1)_{g_i}}$ – амплитуды

токов КК отклика рассматриваемого НСЭ. Величины $A_{R;k,n,\beta}$ являются членами Z -матрицы ассоциированного линейного инерционного $2n$ -полюсника,

которая рассчитывается при определении НПФ методом генераторов искажений [1] на частотах КК воздействия (2).

Поскольку объектом исследования являются конвергентные нелинейные системы, то соотношения «вход – выход» НСЭ, входящих в них, должны удовлетворять условию монотонности. Выполнение этого условия позволяет гарантировать существование и единственность однозначных инверсий соотношений «вход – выход» резистивных НСЭ всех трех типов управления для режимов малой нелинейности. Для характеристики нелинейного резистора, управляемого мощностью (рис. 2, в), необходимо использовать соотношения (18) и (21). В этом случае одновременные инверсии этих выражений являются взаимно однозначными и единственными.

В заключение отметим, что общее выражение для установившегося отклика на любом из выходов анализируемой НИС (рис. 1) в частотной области в соответствии с соотношением (6) и учетом соотношений (18), полученных на основе КУДН, в Y -координатном базисе будет представлять собой ФРВГ следующего вида:

$$i_G(f) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{\beta=0}^{\infty} (-1)^{h+k+n} \cdot \frac{1}{2^{k-2\beta}} \cdot H_{k,\beta}(\pm f_{1,k}) \times \\ \times \sum_{g_1=0}^{\beta} \dots \sum_{g_N=0}^{\beta} \prod_{i=1}^N \frac{\dot{U}_i^{g_i+|n_i|} \cdot \ddot{U}_i^{g_i}}{g_i! \cdot |n_i|! \cdot (|n_i|+1)_{g_i}} \times \\ \times \delta\left(f \pm \sum_{i=1}^N n_i \cdot f_i\right), \quad (22)$$

где величины $A_{G;k,n,\beta}$ соотношений вида (18) входят в НПФ $H_{k,h}(\pm f_{1,k})$, соответствующую порядку инкрементальной эквивалентной схемы НИС. Выражение вида (22) позволяет рассчитать любую составляющую спектра установившегося отклика НИС на многочастотное воздействие на том ее выходе, на котором расположен резистивный НСЭ.

Предложенный метод характеристики резистивных нелинейных элементов на основе ККДН в терминах математического аппарата ФРВГ может быть применен и для инерционных НСЭ, и для нелинейных управляемых источников с различным типом управления. Однако рассмотрение указанных вопросов, учитывая ограниченный объем статьи, является предметом отдельной публикации.

ВЫВОДЫ

1. Предложены алгоритмы характеристики НСЭ резистивного типа, ориентированные на машинный анализ режимов НИС, на основе КУДН.

2. Инкрементальные соотношения «вход – выход» резистивных НСЭ любого типа управления, полученные на основе КУДН, характеризуются высокой степенью подобия, что позволяет унифицировать алгоритм формирования математической модели исследуемых НИС в терминах функциональных рядов Вольтерры – Гаусса.

3. Применение ФДН для описания соотношений «вход – выход» резистивных НСЭ по сравнению с традиционным представлением в виде целостепенных рядов дает ощутимый выигрыш в отношении используемого объема памяти. Если предположить, что каждый из M резистивных НСЭ, которые входят в эквивалентную схему моделируемой НИС, характеризуется m -й степенью нелинейности, то объем памяти, необходимый для описания резистивных НСЭ на основе предлагаемых алгоритмов характеристики, составит величину, в $m/5$ (или в $m/3$) раз меньшую по сравнению с традиционным их описанием, в зависимости от вида ФДН [7, 9]. Полученный выигрыш становится особенно ощутимым при моделировании НИС на базе ФМ, имеющих высокую степень интеграции.

4. Вид функциональной зависимости «вход – выход» конвергентного резистивного НСЭ существенно не влияет на математическую форму ее представления в терминах КУДН, поскольку ФДН обладают высокими адаптивными свойствами.

Работа выполнена в рамках госбюджетной НИР № ДБО3916 «Дослідження алгоритмів обробки сигналів в умовах інтенсивної протидії з урахуванням неідеальності каналів передачі та приймання».

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Богданович Б. М. Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи // Б. М. Богданович, Л. А. Черкас, Е. В. Задедюрин, Ю. М. Вувуникян. – М. : Радио и связь, 1990. – 280 с.
2. Бибииков Ю. Н. Локальные проблемы теории многочастотных нелинейных колебаний / Ю. Н. Бибииков. – СПб. : Изд-во С.-Петербург. гос. ун-та, 2003. – 169 с.
3. Владимиров В. И. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем // В. И. Владимиров, В. П. Лихачев, В. М. Шляхин. – М. : Радиотехника, 2004. – 384 с.
4. Гаврилов Л. П. Нелинейные цепи в программах схемотехнического моделирования / Л. П. Гаврилов. – М. : СОЛОН-Р, 2002. – 367 с.
5. Данилов Л. В. Теория нелинейных электрических цепей // Л. В. Данилов, П. Н. Магханов, Е. С. Филиппов. – Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1990. – 256 с.: ил.
6. Мошнина Е. Н. Методы аппроксимации нелинейных характеристик радиоустройств / Е. Н. Мошнина, В. В. Ромашов, Е. А. Шуненкова (Е. А. Жиганова), О. В. Перцева // Радиотехника, телевидение и связь. Межвузовский сборник научных трудов, посвященный 110-летию В. К. Зворыкина. – Муром : МИВЛГУ, 1999. – С. 77–80.

7. Шустов М. А. Приборы, методы и среды регистрации и обработки информации на основе бистабильных и промежуточных состояний [Электронный ресурс] : дис. доктора техн. наук : 01.04.01 : защищена 14.06.07 : утв. 18.01.08 / Шустов Михаил Анатольевич. – М. : РГБ, 2007. – 286 с.: илл. – Режим доступа: <http://diss.rsi.ru/07/0806/070806026.pdf>. – Загл. с экрана.
8. Гулин С. П. Анализ спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии / С. П. Гулин. – Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2008. – № 1. – С. 31–37.
9. Гулин С. П. Расчет спектра отклика нелинейности, представленной логарифмической функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии // С. П. Гулин, А. С. Гулин. – Радиотехника. – 2009. – № 159. – С. 373–376.
10. Люк Ю. Специальные математические функции и их аппроксимации : перевод с англ. / Ю. Люк. – М. : Мир, 1980. – 608 с.

Надійшла 19.08.2009
Після доробки 15.09.2009

Гулін С. П., Гулін О. С.

ХАРАКТЕРИЗАЦІЯ РЕЗИСТИВНИХ НЕЛІНІЙНИХ СХЕМНИХ ЕЛЕМЕНТІВ РАДІОТЕХНІЧНИХ І ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ КЕРОВАНОГО ДИНАМІЧНОГО НАСИЧЕННЯ

На основі концепції керованого динамічного насичення (ККДН) запропоновано алгоритми характеристики резистивних нелінійних схемних елементів (НСЕ). Інкрементальні співвідношення «вхід – вихід» НСЕ являють собою гіпергеометричні ряди Гаусса, отримані за допомогою функції

динамічного насичення (ФДН). Ці співвідношення дозволяють уніфікувати алгоритм формування математичної моделі конвергентної нелінійної інерційної системи (НІС) в термінах функціональних рядів Вольтерри – Гаусса (ФРВГ) і розрахувати спектральні характеристики її відгуку на багаточастотну дію.

Ключові слова: характеристика, резистивні нелінійні елементи, концепція, кероване динамічне насичення, апроксимація, функціональні ряди Вольтерри – Гаусса, відгук, багаточастотна дія.

Gulin S. P., Gulin A. S.

CHARACTERIZATION OF RESISTIVE NONLINEAR CIRCUIT ELEMENTS OF RADIO AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS ON THE BASIS OF THE CONTROLLED DYNAMIC SATURATION CONCEPT

Algorithms of resistive nonlinear circuit elements (NSE) characterization are proposed based on the concept of controlled dynamic saturation. Incremental ratios «input – output» of NSE are hypergeometric Gauss series achieved using the dynamic saturation function (DSF). These ratios permit to unify the algorithm of convergent nonlinear inertial system (NIS) mathematical model formation in terms of Volterra – Gauss functional series and to calculate spectral characteristics of its response to multifrequency influence.

Key words: characterization, resistive nonlinear, concept, controlled dynamic saturation, approximation, Volterra – Gauss functional series, response, multifrequency influence.

УДК 621.372.852

Карпуков Л. М.¹, Корольков Р. Ю.²

¹Д-р техн. наук, заведуючий кафедрой Запорожского национального технического университета

²Старший преподаватель Запорожского национального технического университета

МЕТОД СИНТЕЗА МИКРОВОЛНОВЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМИ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫМИ ШЛЕЙФАМИ

Введена функция фильтрации для полосно-пропускающих фильтров с симметричной структурой, составленной из четвертьволновых отрезков линий и короткозамкнутых шлейфов. Разработан метод получения по функции фильтрации полиномиальных зависимостей для числителей и знаменателя параметров рассеяния фильтра. Предложен способ нахождения волновых сопротивлений звеньев фильтра по его параметрам рассеяния. Приведен пример расчета фильтра по методике, реализующей предложенные соотношения.

Ключевые слова: волновое сопротивление, короткозамкнутый шлейф, полосно-пропускающий фильтр, симметричная структура, фильтр-прототип, четвертьволновой отрезок линии.

ВВЕДЕНИЕ

Постоянный рост требований к качеству характеристик микроволновых фильтров определяет необходимость совершенствования существующих и разработки новых методов их проектирования. Традиционная методика проектирования микроволновых

фильтров основывается на теории синтеза цепей с сосредоточенными параметрами [1, 2]. Согласно этой методике вначале производится расчет низкочастотного фильтра-прототипа на элементах с сосредоточенными постоянными. Затем с помощью частотного преобразования, введенного Ричардсоном [1]