

Рецензент: доктор техн. наук, професор В. М. Тупкало, Державний університет телекомунікацій, Київ.

Л. Е. Ящук

ВНЕДРЕНИЕ ОБЪЕКТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПЕРЕСЫЛКИ ПИСЬМЕННОЙ КОРРЕСПОНДЕНЦИИ

Доказано, что отчетные данные Украинского государственного предприятия почтовой связи (УГППС) «Укрпочта» относительно показателей качества пересылки письменной корреспонденции (ПК) не соответствуют действительности. Предложены методы объективного контроля показателей качества пересылки ПК.

Ключевые слова: показатели качества пересылки ПК; нормативные сроки (НС) пересылки ПК; показатели целей (ПЦ) пересылки ПК; контроль показателей качества пересылки ПК.

L. O. Yashchuk

INCULCATION OF OBJECTIVE MONITORING OF QUALITY INDICATORS OF WRITTEN MAIL SENDING

It's proved that accounts of Ukrainian State Postal Operator concerning quality indicators of written mail sending does not correspond to reality. The methods of this indicators objective monitoring are proposed.

Keywords: quality indicators of written mail sending; standard terms of written mail sending; aim indicators of written mail sending; monitoring of written mail sending quality indicators.

УДК 621.3.011.21; 612.66

Н. А. КОСОВЕЦ,

Научно-производственное предприятие «Квантор», Киев;

О. И. ПАВЛОВ,

Национальный технический университет Украины «КПИ», Киев

Моделирование нелинейных элементов цифрового 3D-радар

Осуществлен анализ и синтез цепей, включающих в себя нелинейные элементы. Исследованы статические вольтамперные характеристики на постоянном и на переменном токе. Предлагаемая методика, реализованная на практике, позволила получить коэффициенты аппроксимации характеристик нелинейного элемента, частично учитывающие частотные его свойства.

Ключевые слова: нелинейный элемент; вольтамперная характеристика; аппроксимация; степенной многочлен.

Введение

Цифровизация аналоговых радаров упростила выделение их необходимых параметров, уменьшила массогабаритные показатели, упростила визуализацию целей. Переход к современным цифровым радарам со сложной структурой сигнала произвел революцию в радарном видении, изменил идеологию построения радарных систем, архитектуру и алгоритмы обработки радарной информации. Это привело к существенному улучшению параметров разрешения по азимуту и дальности, визуализации радарной информации в виде трехмерного изображения с истинными значениями размеров целей в реальном масштабе времени. Для получения оптимальных параметров радара разработчикам приходится более тщательно относиться к постановке задачи, выбору компонент и учету их качественных характеристик.

В данной статье ограничимся рассмотрением применяемых компонент с нелинейными характеристиками на примере кремниевого лавинно-пролетного диода. Требуемая гармоника выделяется полосно-пропускными фильтрами. Исследуем влияние на выходной сигнал не только собственно вольтамперной характеристики (ВАХ) нелинейного элемента (НЭ), но и выбора рабочей точки, а также типа воздействия.

При анализе и синтезе цепей, содержащих НЭ, необходимо исследовать поведение НЭ и осуществить аппроксимацию его нелинейных характеристик. К основным характеристикам НЭ, работающего в режиме большого сигнала, относят его статическую ВАХ, снимаемую на постоянном токе, и семейство частотных характеристик, снимаемых для различных режимов НЭ по постоянному току и отражающих изменение свойств НЭ с ростом частоты [1]. В частотности, представляет интерес зависимость тока или сопротивления диода от приложенного напряжения, а также зависимость средневыпрямленного значения тока диода от частоты.

Использование статических ВАХ НЭ позволяет анализировать работу цепей с такими НЭ только до определенной частоты, начиная с которой пренебрежение изменениями частотных характеристик НЭ недопустимо. Следовательно, статические ВАХ удобны только для анализа работы безынерционных НЭ.

Учет семейства частотных характеристик НЭ при анализе работы нелинейных цепей в области высоких частот (т. е. цепей, содержащих инерционные НЭ) достаточно сложен.

Таким образом, задача упрощения методов анализа работы инерционных НЭ весьма актуальна.

Более того, поскольку для анализа нелинейных цепей используются в основном численные методы [2], — весьма актуальной задачей является получение аналитического решения.

Что же касается *задачи аппроксимации характеристик НЭ*, то, как отмечается в [2], она возникает очень часто, так как характеристики НЭ задаются в основном при помощи экспериментально полученных табличных или графических моделей. Аппроксимация характеристик НЭ применяется также с целью упрощения последующего анализа, когда известно аналитическое выражение этой характеристики.

Рассмотрим более подробно задачу аппроксимации характеристик НЭ, предложив новый подход к ее решению.

1. Классический подход к задаче аппроксимации

Обычно при решении задачи аппроксимации характеристик НЭ используют статический метод, на первом этапе которого экспериментально определяют пары значений $x_i, y_i, i = 1, \dots, N$, исследуемой функциональной зависимости $y(x)$ и составляют ее табличную модель. На основании полученной табличной модели строят графическую зависимость (модель) и делают выводы о возможности ее приближения тем или иным аппроксимирующим выражением.

На втором этапе осуществляют выбор аппроксимирующего выражения и способа аппроксимации, учитывая точность, которую следует обеспечить при помощи соответствующей математической модели, требуемый интервал аппроксимации, а также цель и методику дальнейшего использования полученной аналитической формулы. Как отмечается в [2], нелинейные характеристики обычно аппроксимируют степенными многочленами, надлежащий выбор степени и коэффициентов которых позволяет достичь требуемой точности аппроксимации в заданном интервале значений x .

Простейшим способом аппроксимации является составление интерполирующего выражения [2]. В этом случае задача аппроксимации сводится к определению $n + 1$ коэффициента a_i многочлена $y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$ степени n решением системы линейных уравнений, составленных при условии точного совпадения аппроксимирующего выражения с заданной характеристикой в $n + 1$ точке (в узлах интерполяции).

Если степень n выбранного для аппроксимации многочлена более чем на единицу меньше числа N узлов аппроксимируемой функции ($n < N - 1$), то коэффициенты аппроксимирующего многочлена чаще всего определяют методом наименьших квадратов (МНК). При этом минимум суммарного квадратичного отклонения аппроксимирующего многочлена $y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$ от заданной табличной модели $x_i, y_i, i = 1, \dots, N$, находим, определяя его коэффициенты a_i при решении системы линейных уравнений [2]:

$$\begin{bmatrix} n & \sum x_i & \dots & \sum x_i^n \\ \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^{n+1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum x_i^n & \sum x_i^{n+1} & \dots & \sum x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum y_i x_i \\ \vdots \\ \sum y_i x_i^n \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Как видим, определение коэффициентов аппроксимирующих многочленов требует значительных вычислительных затрат. Поэтому еще одной актуальной задачей является *упрощение вычисления коэффициентов аппроксимации*.

2. Динамический подход к задаче аппроксимации

Получить оптимальное аппроксимирующее выражение, которое абсолютно точно согласовывалось бы с реальными спектральными параметрами сигнала $y(t)$ на выходе НЭ при подаче на его вход сигнала $x(t)$ в требуемом рабочем диапазоне частот, можно намного проще, воспользовавшись методом гармонического анализа характеристики данного НЭ.

Для этого вместо статического измерения значений табличной модели характеристики НЭ следует прибегнуть к измерению гармонических составляющих реакции НЭ на эталонное гармоническое воздействие, охватывающее заданный интервал значений (интервал аппроксимации).

Что же касается границ интервала аппроксимации, то их следует выбирать, исходя из реального амплитудного режима работы НЭ, поскольку излишнее увеличение этого интервала свыше реального может привести к возрастанию ошибки аппроксимации в реально требуемом интервале. То же самое касается и случая, когда взят реальный амплитудный интервал работы НЭ, превосходящий интервал аппроксимации.

Подчеркнем, что значение степени n аппроксимирующего многочлена следует выбирать из намерения не столько аппроксимировать исходные данные с максимальной (или заданной) точностью, сколько достичь необходимой точности учета параметров определенного количества гармонических составляющих, образующихся на выходе НЭ, т. е. необходимой точности учета действительных нелинейных свойств НЭ в требуемом амплитудном режиме.

3. Математическое обоснование динамического подхода

Рассмотрим возможность применения предложенной в [3–5] методики представления гармонического многочлена, а также быстрого алгоритма вычисления коэффициентов такого представления для измерения ВАХ НЭ.

Сначала поставим следующий мысленный эксперимент. Пусть на вход НЭ поступило гармоническое колебание достаточной амплитуды. Тогда будем считать, что согласно выбору начального момента времени такое колебание описывается законом косинуса:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \cos(\omega t). \tag{2}$$

Предположим, что на выходе НЭ возникло колебание сложной формы

$$u_{\text{вых}}(t) = f(u_{\text{вх}}(t)), \tag{3}$$

которое приближенно представляется следующим (в общем случае бесконечным) гармоническим рядом:

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых},0} + U_{\text{вых},1} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + U_{\text{вых},k} \cos(k\omega t + \varphi_k) + \dots \tag{4}$$

Предположим, что требуемая точность описания выходного колебания в выражении (4) обеспечивается его первыми n гармониками.

Примем еще одно существенное предположение, определяющее работу НЭ в безынерционном режиме:

$$\varphi_k = 0, \quad 1 \leq k \leq n. \tag{5}$$

Тогда выходное колебание НЭ может быть приближенно представлено в виде

$$u_{\text{вых}}(t) \approx U_{\text{вых},0} + \sum_{k=1}^n U_{\text{вых},k} \cos(k\omega t) = \sum_{k=0}^n U_{\text{вых},k} \cos(k\omega t). \tag{6}$$

Таким образом, колебание на выходе НЭ описывается гармоническим многочленом, коэффициентами которого являются значения амплитуд соответствующих гармоник входного колебания (2).

Представим гармонический многочлен (6) в виде степенного многочлена, воспользовавшись предложенной в [3; 4] обобщенной формулой и правилом пересчета коэффициентов:

$$\sum_{k=0}^M d_k \cos(k\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^M d'_k (2 \cos(\theta))^k \Big|_{2 \cos(\theta)=x} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^M d'_k x^k, \tag{7}$$

$$d'_k = \sum_{j=0}^{M-k} d_{k+j} p_{k+j,j}, \quad 0 \leq k \leq M, \tag{8}$$

где $p_{m,n}$ — элементы приведенной на рис. 1 матрицы \mathbf{P} порядка M , которые могут быть найдены по следующим правилам:

$$\begin{cases} p_{0,0} = 2, \\ p_{0,i} = 0, \quad i = 1, \dots, k, \\ p_{1,0} = 1, \\ p_{1,i} = 0, \quad i = 1, \dots, k, \end{cases} \quad p_{k,i} \Big|_{k>1} = \begin{cases} p_{k-1,i}, & i = 0, 1, \\ p_{k-1,i} - p_{k-2,i-2}, & i = 2, \dots, k-1, \\ -p_{k-2,i-2}, & i = k. \end{cases} \tag{9}$$

m, n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	...	k	...
0	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	...
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	...
2	1	0	-2	0	0	0	0	0	0	0	...	0	...
3	1	0	-3	0	0	0	0	0	0	0	...	0	...
4	1	0	-4	0	2	0	0	0	0	0	...	0	...
5	1	0	-5	0	5	0	0	0	0	0	...	0	...
6	1	0	-6	0	9	0	-2	0	0	0	...	0	...
7	1	0	-7	0	14	0	-7	0	0	0	...	0	...
8	1	0	-8	0	20	0	-16	0	0	0	...	0	...
9	1	0	-9	0	27	0	-30	0	9	0	...	0	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
k	$p_{k,0}$	$p_{k,1}$	$p_{k,2}$	$p_{k,3}$	$p_{k,4}$	$p_{k,5}$	$p_{k,6}$	$p_{k,7}$	$p_{k,8}$	$p_{k,9}$...	$p_{k,k}$...
...

Рис. 1. Элементы матрицы \mathbf{P}

Тогда, с учетом (2), выходное колебание НЭ может быть выражено следующим степенным многочленом:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}}(t) &\approx \sum_{k=0}^n U_{\text{ВЫХ},k} \cos(k\omega t) = \sum_{k=0}^n d_k \cos(k\omega t) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^n d'_k (2 \cos(\omega t))^k = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^n d'_k \frac{2^k}{U_{\text{ВХ}}^k} (U_{\text{ВХ}} \cos(\omega t))^k = \sum_{k=0}^n a_k (U_{\text{ВХ}} \cos(\omega t))^k = \sum_{k=0}^n a_k (u_{\text{ВХ}}(t))^k, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$d_k = U_{\text{ВЫХ},k}, \quad a_k = d'_k \frac{2^k}{U_{\text{ВХ}}^k}, \quad (11)$$

а коэффициенты d'_k определяются из (8).

Окончательно имеем:

$$a_k = d'_k \frac{2^k}{U_{\text{ВХ}}^k} = \frac{2^k}{U_{\text{ВХ}}^k} \sum_{j=0}^{n-k} d_{k+j} p_{k+j,j} = \frac{2^k}{U_{\text{ВХ}}^k} \sum_{j=0}^{n-k} U_{\text{ВЫХ},k+j} p_{k+j,j}, \quad 0 \leq k \leq n. \quad (12)$$

Таким образом, получено выражение для многочлена степени n , аппроксимирующего динамическую характеристику НЭ $y(x)$ (или в общем случае зависимость реакции $y(t)$ от воздействия $x(t)$) и правило нахождения его коэффициентов через амплитуду входного колебания, амплитуды гармоник выходного колебания и коэффициенты $p_{m,n}$ матрицы \mathbf{P} :

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = f(u_{\text{ВХ}}(t)) \approx \sum_{k=0}^n a_k (u_{\text{ВХ}}(t))^k, \quad a_k = \frac{2^k}{U_{\text{ВХ}}^k} \sum_{j=0}^{n-k} U_{\text{ВЫХ},k+j} p_{k+j,j}, \quad 0 \leq k \leq n. \quad (13)$$

4. Методика измерения ВАХ НЭ

Предлагаемая методика измерения ВАХ НЭ включает в себя следующие шаги:

1. Установить требуемый режим работы НЭ по постоянному току.
2. Подать на вход НЭ воздействие вида (2) требуемой амплитуды и частоты.
3. Измерить амплитуду входного колебания.
4. Измерить уровень постоянной составляющей выходного колебания НЭ и амплитуды его гармоник.
5. По формулам (13) рассчитать коэффициенты аппроксимирующего степенного полинома.

В случае, если требуемый режим работы НЭ неизвестен и должен быть выбран исходя из какого либо критерия, например получения максимальной амплитуды 3-й гармоники, можно рекомендовать следующую хорошо поддающуюся автоматизации методику:

1. Установить начальный режим работы НЭ по постоянному току.
2. Подать на вход НЭ воздействие вида (2) требуемой частоты и амплитуды.
3. Изменять режим работы НЭ от начального до конечного (в пределах допустимых значений), контролируя амплитуду 3-й гармоники выходного колебания до достижения ее максимального значения.
4. Измерить режим работы НЭ по постоянному току.
5. Измерить амплитуду входного колебания.
6. Измерить уровень постоянной составляющей выходного колебания НЭ и амплитуды его гармоник.
7. По формулам (13) рассчитать коэффициенты аппроксимирующего степенного полинома.

Естественно, можно предложить и более сложную методику измерения ВАХ НЭ, когда и режим работы НЭ, и амплитуда входного колебания должны быть выбраны исходя из результатов измерений. В этом случае методика измерения ВАХ НЭ может напоминать один из известных методов оптимизации целевой функции для двух переменных.

5. Функциональные схемы измерительных установок

Рассмотрим возможные варианты осуществления описанных методик измерения ВАХ НЭ.

Функциональная схема измерительной установки, предназначенной для измерения ВАХ НЭ с использованием параллельного анализа спектральных составляющих выходного колебания, приведена на рис. 2.

Преимущество данной схемы — оперативность и простота прямых измерений; недостатки — необходимость применения нескольких полосовых фильтров с единичным (или иным, но известным) коэффициентом передачи; невозможность обеспечения измерений на разных частотах воздействия из-за невозможности или сложности перестройки полосовых фильтров; визуальное определение «знаков» при амплитудах гармоник (фазы 0 или 180° в гармониках реакции относительно фазы воздействия).

Один из недостатков представленной на рис. 2 схемы — наличие нескольких полосовых фильтров, — можно устранить, воспользовавшись частотной инвариантностью амплитуд гармоник для безынерционных НЭ. Тогда достаточно будет взять один полосовой фильтр с единичным (или известным)

коэффициентом передачи и перестраиваемый генератор синусоидальных колебаний. При этом генератор синусоидальных колебаний следует поочередно настраивать на частоты, кратные частоте настройки полосового фильтра, т. е. чтобы через полосовой фильтр проходила соответствующая гармоника выходного колебания НЭ (рис. 3).

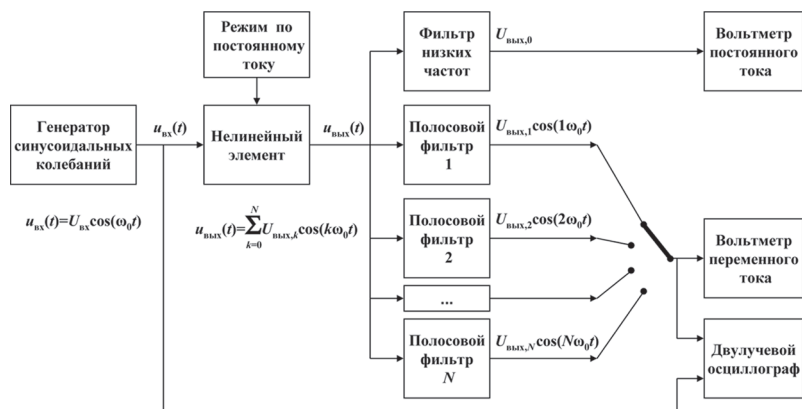


Рис. 2. Схема параллельного анализа спектральных составляющих

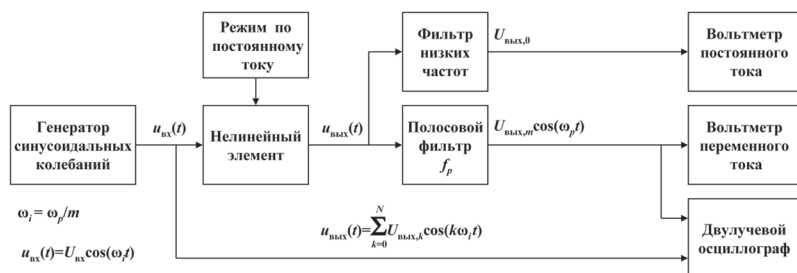


Рис. 3. Схема последовательного анализа с перестройкой частоты воздействия

Важное преимущество приведенной на рис. 3 схемы — еще большая простота по сравнению со схемой, изображенной на рис. 2, и единый поправочный коэффициент для амплитуд всех гармоник при не единичном коэффициенте передачи полосового фильтра; недостаток — снижение оперативности измерений за счет необходимости перестройки генератора синусоидальных колебаний на субгармоники частоты настройки полосового фильтра, а также невозможность измерений на частотах воздействия, отличных от значений субгармоник частоты настройки полосового фильтра. «Знаки» амплитуд гармоник фазы 0 или 180° (гармоник реакции относительно фазы воздействия) определяются визуально.

Для устранения последнего недостатка указанной схемы и обеспечения возможности проведения измерений на частотах воздействия, отличных от значений субгармоник частоты настройки полосового фильтра, возможно применение гетеродина (рис. 4).

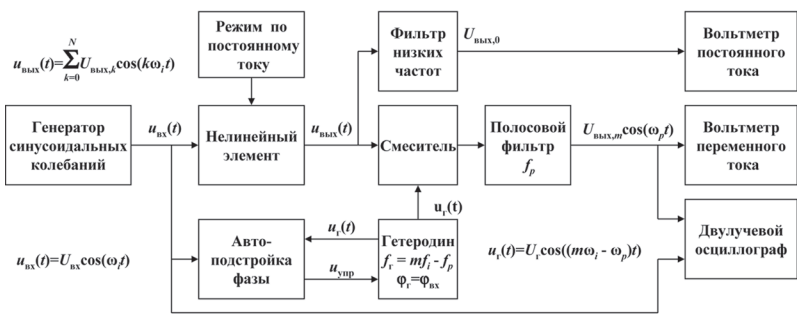


Рис. 4. Схема последовательного анализа с перестройкой гетеродина ($u_{\text{упр}}$ — управляющее воздействие)

Отметим, что в схеме на рис. 4 генератор синусоидальных колебаний может быть установлен на любую требуемую частоту (естественно, с учетом недопущения появления паразитного зеркального канала при гетеродинации), а частота гетеродина может выбираться такой, чтобы через полосовой фильтр проходила требуемая гармоника выходного колебания НЭ после ее преобразования по частоте. Для устранения фазового сдвига, вносимого гетеродином, осуществляется подстройка фазы гетеродина к фазе воздействия.

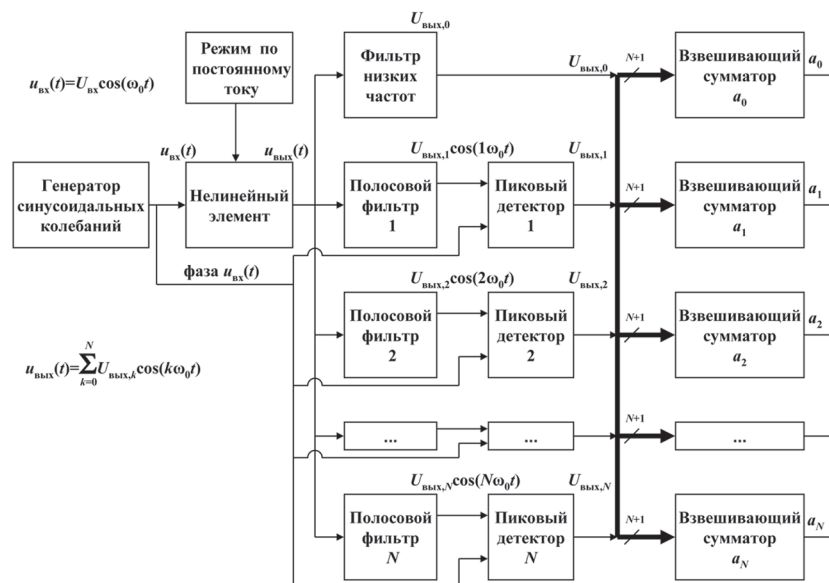
Если известны параметры гетеродина и смесителя, то операция преобразования спектра выходного колебания НЭ не вызывает существенных затруднений, в частности при определении истинных значений амплитуд гармоник этого колебания по амплитуде колебания на выходе полосового фильтра.

Схему на рис. 4 можно существенно упростить, применив прямое преобразование частоты, синхронизированное с фазой воздействия (рис. 5).

Основное преимущество схемы, изображенной на рис. 5, по сравнению со схемой, приведенной на рис. 4, состоит в том, что «знак» амплитуд гармоник соответствует знаку постоянного напряжения на выходе ФНЧ. Главный недостаток — появление зеркальных каналов за счет гармоник гетеродина, возникающих в смесителе, и необходимость применения перестраиваемого синхронно с гетеродином преселектора на «сигнальном» входе смесителя (на рис. 5 преселектор не показан).



Следует отметить, что для схемы измерения ВАХ НЭ с использованием параллельного анализа спектральных составляющих выходного колебания (рис. 6) операция расчета коэффициентов аппроксимации по формулам (13) может быть выполнена аппаратно. Для этого достаточно на выходе каждого из N полосовых фильтров поставить амплитудные детекторы, а затем выходные напряжения ФНЧ и выходные напряжения амплитудных детекторов подать на $N + 1$ взвешивающий сумматор (см. рис. 6).



Пиковые детекторы на рис. 6 должны выполнять еще и функции фазового компаратора, формируя на выходе постоянное напряжение положительной полярности, если фаза соответствующей гармоники совпадает с фазой воздействия, или постоянное напряжение отрицательной полярности, если фаза соответствующей гармоники противоположна фазе воздействия.

Применение микропроцессора (МП) или управляющей ЭВМ позволит автоматизировать не только процесс измерения, но и процесс обработки результатов измерения и их отображения в виде графика ВАХ и числовых значений ее коэффициентов, как это показано на рис. 7, 8 и 9.

Схема на рис. 8 сочетает в себе все лучшие качества рассмотренных ранее схем и может применяться как на низких, так и на высоких частотах воздействия.

В схеме, приведенной на рис. 9, может осуществляться как прямое аналого-цифровое преобразование (АЦП) на низких частотах (в случае применения быстродействующего АЦП, ОЗУ и МП), так и АЦП в трансформированном временном масштабе (стробоскопический анализ) на высоких частотах. При отсутствии гетеродинирования устраняется появление зеркальных каналов, имеющее место согласно схеме, изображенной на рис. 8.

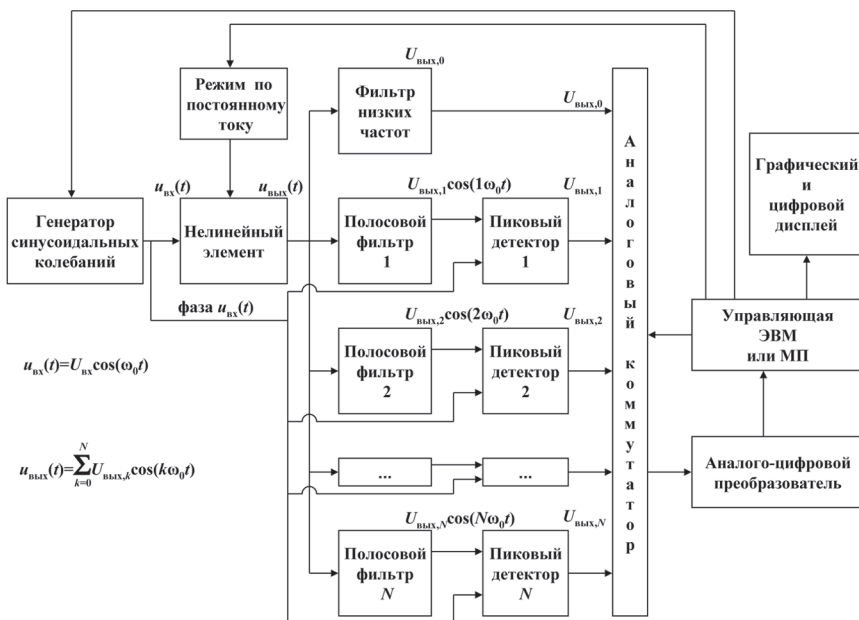


Рис. 7. Схема параллельного анализа с МП расчетом и отображением характеристики НЭ

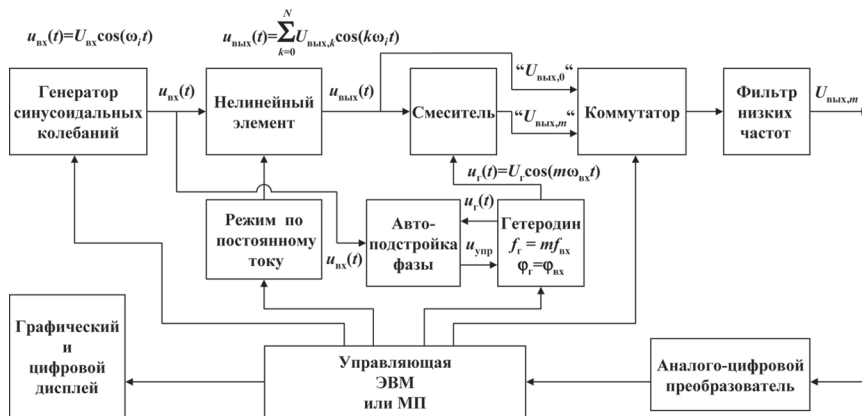


Рис. 8. Схема последовательного анализа с прямым преобразованием частоты, МП расчетом и отображением характеристики НЭ

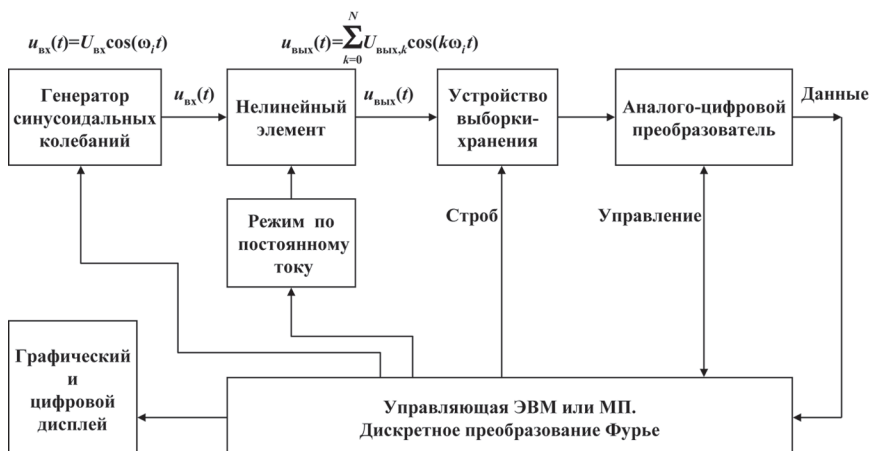


Рис. 9. Схема анализа с применением прямого аналого-цифрового преобразования выходного сигнала, а также методов ЦОС

В схеме, представленной на рис. 9, МП осуществляет управление режимом работы НЭ по постоянному току, управляет амплитудой и частотой воздействия, обеспечивает, при необходимости, реализацию трансформированного временного масштаба (например, методом калиброванного шага считывания), управляет процессом аналого-цифрового преобразования, выполняет дискретное (быстрое) преобразование Фурье для расчета «знаков» и амплитуд гармоник реакции, осуществляет расчет коэффициентов аппроксимирующего степенного полинома, отображает результаты измерений на графическом и цифровом дисплее.

Вывод

Описанная методика измерения ВАХ НЭ базируется на новых теоретических соображениях, в корне отличающихся от положенных в основу классического метода измерения ВАХ НЭ на постоянном токе. В данном случае измерения выполняются на переменном токе (в требуемом диапазоне частот), причем обработка результатов значительно упрощается в вычислительном аспекте (не требует аппроксимации экспериментально полученных данных и решения системы линейных уравнений).

Предлагаемая методика легко реализуется на практике благодаря применению принципиально отличающегося от классического метода функциональных узлов измерительной установки, позволяя получать коэффициенты аппроксимации, частично учитывающие частотные свойства даже инерционных НЭ. В силу сказанного данная методика может быть названа **новым гармоническим методом измерения ВАХ НЭ**, а сама ВАХ, получаемая при этом, может быть названа **динамической ВАХ**.

Исследования стали возможными благодаря проектированию мультипроцессора реального времени для задач цифровой локации [5–12].

Литература

1. **Атамалян, Э. Г.** Приборы и методы измерения электрических величин: учеб. пособие для студ. вузов.— 2-е изд., перераб. и доп. / Э. Г. Атамалян.— М.: Высш. шк., 1989.— 384 с.
2. **Трохименко, Я. К.** Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах: справоч. пособие / Я. К. Трохименко, Ф. Д. Любич.— М.: Радио и связь, 1983.— 256 с.
3. **Павлов, О. И.** Алгоритм быстрого прямого П-преобразования и особенности его математического аппарата / О. И. Павлов // Радиоэлектроника.— 2001.— № 2.— С. 61–73.— (Изв. высш. учеб. заведений).
4. **Павлов, О. И.** Алгоритм быстрого обратного П-преобразования / О. И. Павлов // Радиоэлектроника.— 2001.— № 8.— С. 67–77.— (Изв. высш. учеб. заведений).
5. **Kosovets, M.** Кнап Signal Processing 3D Terahertz Imaging FMCW Radar for the NDT / M. Kosovets, W. Drobik // VI Междунар. науч.-техн. симпозиум «Новые технологии в телекоммуникациях».— ГУИКТ-КАРПАТЫ' 2013.— С. 154–156.
6. **Косовец, Н. А.** База организации макроконвейерных вычислений, ранжируемых по уровням гарантоспособности / Н. А. Косовец // Специальная электроника.— 1990.— Вып. I (26).— Сер. 10.
7. **Косовец, Н. А.** Модель мультипроцессорных микроЭВМ с варьируемым соотношением производительности и надежности микроЭВМ / Н. А. Косовец // Специальная электроника.— 1990, — Вып. I (26).— Сер. 10.
8. **Косовец, Н. А.** Разработка архитектуры высокопроизводительного отказоустойчивого мультипроцессора реального времени с асинхронной шиной обмена для задач радиолокации / Н. А. Косовец, Л. Н. Косовец // Материалы междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация. Навигация. Связь».— Воронеж, 2004.— С. 627–640.
9. **Косовець, М. А.** Вбудований мультипроцесор реального часу з архітектурою, що перебудовується, для обробки радіометричних зображень / М. А. Косовець, Л. М. Товстенко // VII Всеукр. міжнар. конф. «Оброблення сигналів і зображень та розпізнавання образів. УкрОБРАЗ' 2010», Київ, 11–15 жовт. 2010. — С. 25–29.
10. **Косовец, Н. А.** Концепция создания архитектуры отказоустойчивого M-кластерного мультипроцессора реального времени со скоростным радиоканалом обмена для обработки многомерных сигналов / Н. А. Косовец, Л. Н. Косовец // Междунар. науч.-техн. конф. «Искусственный интеллект. Интеллектуальные и многопроцессорные системы».— 2006.— С. 144–148.
11. **Параметричні моделі гармонічних коливань та їх дослідження обмеженого у часі частоти биття 3D радара** / [О. В. Дробик, М. А. Косовець, О. І. Павлов, Л. М. Товстенко] // Системи управління, навігації та зв'язку, 2013.— Вип. 4(28).— С. 53–59.
12. **Косовець, М. А.** Класичні непараметричні методи цифрового спектрального аналізу характеристичних функцій 3D терагерцового ЛЧМ радіолокатора / М. А. Косовець, О. В. Дробік // Системи управління, навігації та зв'язку.— 2014.— Вип. 3(31).— С. 28–31.

Рецензент: канд. техн. наук, профессор **А. В. Дробик**, Государственный университет телекоммуникаций, Киев.

М. А. Косовець, О. І. Павлов

МОДЕЛЮВАННЯ НАЛІНІЙНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЦИФРОВОГО 3D-РАДАРУ

Здійснено аналіз і синтез мереж, що включають у себе нелінійні елементи. Досліджено статичні вольтамперні характеристики на постійному і змінному струмі. Пропонована методика, реалізована на практиці, дозволила отримувати коефіцієнти апроксимації характеристик нелінійного елемента, що частково враховують частотні його властивості.

Ключові слова: нелінійний елемент; вольтамперна характеристика; апроксимація; степеневий ряд.

M. Kosovets, O. Pavlov

MODELING OF NONLINEAR ELEMENTS OF THE DIGITAL 3D-RADAR

The analysis and synthesis of circuits were produced with nonlinear elements. Investigated the static current-voltage characteristics, as on direct current and alternating current. The method is realized in practice, and yielded approximation coefficients, which partially account for the frequency characteristics.

Keywords: Nonlinear element; current-voltage characteristic; approximation; degree polynomial.