

Висновки

1. На основі отриманих експериментальних даних із використанням методу планування та організації експерименту розроблено математичну модель прогнозування відносної похибки вимірювання змінної напруги вольтметра електростатичної системи В 3515 в залежності від зміни частоти вхідного сигналу та положення рухомої частини вольтметра відносно горизонту.

2. Встановлено, що математична модель може бути ефективно застосована для оцінки та прогнозування точності вимірювання в умовах невизначеності, так як адекватно відображає залежність відносної похибки вимірювання від кута нахилу вимірювального механізму та частоти вхідного сигналу.

Література

1. ДСТУ 2681-94. Державна система забезпечення єдності вимірювань. Метрологія. Терміни та визначення. – Чинний від 01.01.95. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.
2. Марков Б.Ф. Пути внедрения понятия “неопределенность измерения” в метрологическую практику. Український метрологічний журнал. -2000. -Вып. 4. -С. 23–27.
3. Мачехин Ю.П. Неопределенность измерения. Области применения // Український метрологічний журнал. - 2004. - № 4. - С. 26–28.
4. Джонсон Н. Статистика и планирование эксперимента: Методы обработки данных. – М.:Мир, 1980. – 510 с.

УДК 621.317.

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИЁМНОГО ТРАКТА ИМПУЛЬСНЫХ РЕФЛЕКТОР- МЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Ю. М. Федюшко

Кандидат технических наук, доцент
Таврический государственный агротехнологический университет

А. Д. Черенков

Доктор технических наук, профессор
Харьковский национальный технический университет сельского хозяйства им. П.Василенко

Проведен анализ входных цепей рефлектометрических систем с целью повышения разрешающей способности при измерении диэлектрической проницаемости биологических объектов

Постановка проблемы

В состав импульсных рефлектометров используемых для измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов в широкой полосе частот, входят входные цепи, параметры которых определяют чувствительность измерений [1]. В связи с чем возникает необходимость в исследовании характери-

стики смесителей, входящих в состав входных цепей стробоскопического преобразователя.

Анализ предшествующих исследований

Известно, что смесители различных радиоэлектронных устройств исследованы в работах [2]. Однако,

эти результаты не могут быть использованы для исследования динамических характеристик приёмного тракта импульсных рефлектометрических систем, т.к. они не учитывают нелинейные и инерционные свойства параметров диодов.

Формирование целей статьи

Целью настоящей статьи является проведение анализа смесителей стробоскопических преобразователей импульсных рефлектометров для повышения чувствительности измерений диэлектрической проницаемости биообъектов.

Основная часть

Проведём исследование основных диэлектрических характеристик однородного смесителя, эквивалентная схема которого приведена на рис.1, где u – ЭДС источника сигнала; $[G]$ – матрица параметров диода; R_0 и R_n – сопротивление источника сигнала и нагрузки.

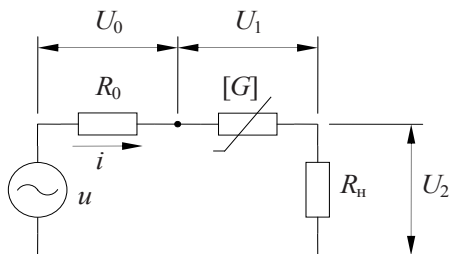


Рисунок 1. Эквивалентная схема небалансного диодного смесителя

Сигнал на выходе смесителя представим в виде функционального ряда Вольтерра:

$$y(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} K_m(t, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m) \prod_{i=1}^m u(t - \tau_i) d\tau_i, \quad (1)$$

где ядра $K_m(t, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m)$ являются нестационарными.

Система уравнений, описывающая работу смесителя имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_0 + u_1 + u_2 &= u \\ u_0 &= R_0 i; \quad u_2 = R_n i; \quad i = f(u_1) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где: $i = G^{(1)}u_1 + G^{(2)}u_1^2 + G^{(3)}u_1^3 + \dots$

Если инерционностью всех элементов смесителя в рабочей частотной области можно пренебречь, то выражение (1) приводится к ряду Тейлора, коэффициенты которого являются функциями времени:

$$y(t) = T(t)u + \sum_{m=1}^{\infty} T^{(m)}(t)u^{m+1}, \quad (3)$$

где: $T^{(m)} = \frac{1}{(m+1)!} \frac{d^{m+1} \cdot y}{du^{m+1}}, \quad m = 1, 2, 3, \dots$

Для нахождения выходного сигнала u_2 в виде (3), т.е.:

$$u_2 = L(u) = K_{u_2}(t)u + K'_{u_2}(t)u^2 + K''_{u_2}(t)u^3 + \dots,$$

воспользуемся операторным методом решения системы уравнений.

Тогда подсистемы для (2) 1-го, 2-го, 3-го порядков имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} K_{u_0} + K_{u_1} + K_{u_2} &= 1 \\ K_{u_0} &= R_0 K_i \\ K_{u_2} &= R_n K_i \\ K_i &= G^{(1)}K_{ui} \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} K'_{u_0} + K'_{u_1} + K'_{u_2} &= 1 \\ K'_{u_0} - R_0 K'_i &= 0 \\ K'_{u_2} - R_n K'_i &= 0 \\ K_i - G^{(1)}K'_{ui} &= G^{(2)}K_{u_1}^2 \end{aligned} \right\} \quad (4, 5)$$

$$\left. \begin{aligned} K''_{u_0} + K''_{u_1} + K''_{u_2} &= 1 \\ K''_{u_0} - R_0 K''_i &= 0 \\ K''_{u_2} - R_n K''_i &= 0 \\ K''_i - G^{(1)}K''_{ui} &= G^{(3)}K_{u_1}^3 + 2G^{(2)}K_{u_1}K'_{u_1} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Решение подсистем (4)...(6) имеют соответственно вид:

$$K_{u_2} = R_n / N, \quad (7)$$

где $N = R_0 + m_n + G^{-1}$; $K'_{u_2} = \frac{G^{(2)}R_n}{G^{(3)}N^3}$; (8)

$$K''_{u_2} = [1 - 2(G^{(2)})^2(R_0 + R_n) / G^{(3)}G^{(1)}N]G''R_n / (GN)^4 \quad (9)$$

Будем рассматривать смеситель, как нелинейную параметрическую цепь, состоящую из соединения двухполюсных элементов, часть которых является нелинейными параметрическими элементами, т.е. их параметры управляются внешним периодическим колебанием $z(t)$. Описание каждого двухполюсника может иметь различную физическую природу, например, соответствовать входным и выходным токам и напряжениям, которые в общем виде обозначим как x_i и y_i . В соответствии с (3) воспользуемся зависимостью «вход-выход» i -го нелинейного элемента в виде ряда Тейлора с переменными коэффициентами:

$$y_i = \sum_{i=1}^{\infty} K_{in} [z(t)]x_i^n, \quad (10)$$

где $K_{in} [z(t)] = \frac{1}{n!} \frac{d^n y_i}{dx_i^n}$.

Коэффициенты (3), (10) можно представить периодическими функциями (рядами Фурье) по гармоникам управляющего колебания ω_y . Если полагать, что спектры преобразования входного сигнала u по гармоникам управляющего колебания z не перекрываются, то на соответствующей частоте преобразованного колебания справедлива следующая функциональная связь u с выходным колебанием:

$$u_{np} = T_{np}u + T'_{np}u^2 + T''_{np}u^3 + \dots, \quad (11)$$

где T_{np} , T'_{np} , T''_{np} – постоянные коэффициенты.

Так, в случае преобразования u на первой гармонике управляющего колебания ω_y [3]:

$$\left. \begin{aligned} T_{np} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} T(t) \cos \omega_y t d(\omega_y t) \\ T'_{np} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} T'(t) \cos \omega_y t d(\omega_y t) \\ T''_{np} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} T''(t) \cos \omega_y t d(\omega_y t) \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \right\}, \quad (12)$$

где T_{np} – коэффициент преобразования смесителя,

$T_{np}^{(n)}$ – параметры нелинейности соответственно 2-го, 3-го порядков.

Для Вольтамперной характеристики кремниевого полупроводникового диода матрица $[G]$ может быть выражена в виде явных функций от:

$$u_d = u_y,$$

где u_y – управляющее напряжение гетеродина:

$$\left. \begin{aligned} G_{(u_y)}^{(1)} &= \frac{\partial i_d}{\partial u_d} = \theta \cdot I_{d0} \cdot e^{\theta u_y} \\ G_{(u_y)}^{(2)} &= \frac{1}{2} \theta^2 \cdot I_{d0} \cdot e^{\theta u_y} \\ G_{(u_y)}^{(3)} &= \frac{1}{6} \theta^3 \cdot I_{d0} \cdot e^{\theta u_y} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Выводы

Полученные выражения (12) и (13) позволяют учесть нелинейные и инерционные свойства смесителя и определит основные параметры смесителя от величины управляющего напряжения.

Литература

1. Лоутон Р.Э., Риад С.М., Эндрюс Д.Р. Импульсные измерения во временной области//ТИИЭР.-1986.-Т74,№1.-С.87-91.
2. Горюнов Н.Н., Носов Р.Ю. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений/Под ред. Горюнова Н.Н. – М.:Сов. Радио,1986-304с.
3. Найдёнов А.И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. – М.: Сов. Радио, 1973.-175с.

УДК 656.13

ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПЕРСПЕКТИВНОГО УРОВНЯ АВТОМОБИЛИЗАЦИИ В ГОРОДАХ

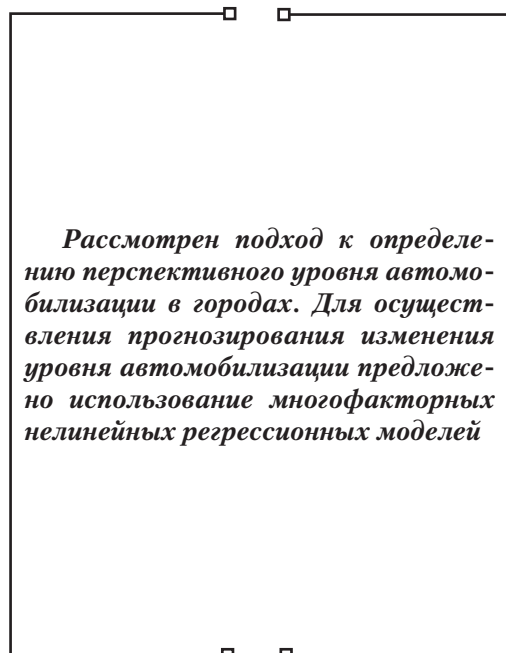
Д.Л. Бурко

Ассистент

Кафедра транспортных систем и логистики

Харьковская национальная академия городского хозяйства

e-mail: dburko@rambler.ru



1. Введение

Транспортная ситуация в крупнейших городах Украины обостряется с каждым годом. Это вызвано существенной диспропорцией между интенсивностью движения транспортных средств и темпами строительства и реконструкции улично-дорожных сетей (УДС). Одной из главных причин увеличения интенсивности на УДС является рост уровня автомобилизации. Поэтому для планирования мероприятий по организации дорожного движения на основе значений интенсивности движения определённый интерес представляет разработка подхода к определению перспективного уровня автомобилизации.

2. Определение перспективного уровня автомобилизации

Перспективный уровень автомобилизации, является фактором, определяющим значение коэффициента роста интенсивности движения. В свою очередь, данный показатель используется для определения перспективных интенсивностей движения [1]. Коэффициент роста можно определить при помощи различных методов, например, на основе анализа временных рядов развития интенсивности [1]. На определенной территории, например, в городе или его районе, можно определить коэффициент роста интенсивности из роста количества жителей, количества транспортных средств и их