УДК 621.317.7

РАСЧЕТ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

В.И. Туев, доцент Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), д.т.н. **М.В. Южанин,** инженер ТУСУР

Введение. Измерения сопротивлений двухполюсных электрических цепей необходимы при радиотехнических исследованиях [4], сопутствуют решению задач проектирования и эксплуатации технологических датчиков [1, 2], элементов устройств систем связи и управления [3] и т. д. Проведение измерений сопротивлений линий связи в условиях реальной электромагнитной обстановки требует учета влияния наведенных помех на метрологические характеристики измерительного оборудования [5].

Цель работы — расчет дополнительной погрешности (обусловленной влиянием несинхронной аддитивной помехи) при измерении модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей методом амперметра—вольтметра с косвенным определением тока.



Структурная схема измерительного устройства с учетом действия помехи приведена на рис. 1.

Цепь, состоящая из последовательно соединенных гасящего резистора R_r , измеряемого двухполюсника Z_x и образцового резистора R_{ofp} запитана от генератора, представленного источником синусоидального сигнала E_{ren} с внутренним сопротивлением R_{ren} и частотой ω_r . Помеха моделируется источником синусоидального колебания амплитудой E_{non} и частотой $\omega_n \neq k \omega_r$ (k = 1, 2, ...). Сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ поступают на входы двух детекторов Д1 и Д2, нагруженных на фильтры нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 соответственно. Напряжения с выходов фильтров используются для расчета измеряемого сопротивления [6]

$$Z_{\rm p} = \frac{U_1 - U_2}{U_2} R_{\rm obp},$$
 (1)

где Z_p — расчетное значение модуля комплексного сопротивления измеряемого двухполюсника.

В соответствии с принципом суперпозиции напряжения на входах детекторов являются бигармоническими и содержат колебания на частотах ω_r и ω_n

$$u_{1,2}(t) = U_{1,2} \cos \omega_{\rm r} t + U_{1,2} \cos \omega_{\rm n} t, \qquad (2)$$

где $U_{1,2}^{'}$ — амплитуды колебаний на входах соответственно Д1 и Д2, образованные действием генератора; $U_{1,2}^{'}$ — амплитуды колебаний, вызванные действием помехи.

Значения $U_{1,2}^{i}$ и $U_{1,2}^{i}$ определяются с помощью методов теории линейных электрических цепей

$$\vec{U}_{1,2} = \left| \vec{K}_{1,2}(j\omega_r) \right| E_{reH}, \ \vec{U}_{1,2} = \left| \vec{K}_{1,2}(j\omega_n) \right| E_{nom},$$
 (3)

где $\dot{K}_{1,2}^{',"}(j\omega)$ — комплексные коэффициенты передачи.

В частности, при емкостном (параллельное соединение активного сопротивления R_x и емкости C_x) и при индуктивном (последовательное соединение R_x и индуктивности L_x) характере измеряемого двухполюсника, комплексные коэффициенты передачи могут быть представлены в виде:

$$\dot{K}_{1,2}^{(,)}(j\omega) = K_{1,2} \frac{1+j\omega T_1}{1+j\omega T_2},$$
 (4)

где $K_{1,2}$ — числовые коэффициенты; T_1 и T_2 — эквивалентные постоянные времени.

Формулы для расчета $K_{1,2}$, T_1 и T_2 приведены в таблице.

Дальнейшее исследование выполнено для двух вариантов реализации детекторов: синхронных (цепи подачи опорного колебания условно показаны на рис. 1 пунктиром, в реальном устройстве помеха в цепь опорного колебания не попадет) и амплитудных.

Расчет спектрального состава выходных напряжений синхронных детекторов осуществлен с применением метода нелинейных токов (МНТ), используемого для расчета нелинейных передаточных функций (НПФ) цепей класса Вольтерра. Схема синхронного детектора на полевом транзисторе (ПТ) приведена на рис. 2.

Цифрами 1—4 обозначены, соответственно, выводы затвора, стока, истока и подложки (если имеется). Источник смещения *E* совместно с резисторами R_1 и R_2 задает исходное смещение затвор—исток ПТ *VT*, $Z_{\rm H}(\omega)$ — сопротивление нагрузки, $C_{\rm p}$ — разделительные конденсаторы.



Упрощенная эквивалентная схема синхронного детектора без учета влияния подложки приведена на рис. 3 (C_{3C} , C_{3W} — емкости затвор—сток и затвор—исток, Z_1 , Z_2 и Z_r — эквивалентные сопротивления источников сигнала, помехи и опорного колебания).



Нелинейными элементами на рис. З являются емкость сток—исток C_{CH} и источник тока $I(U_1, U_2)$, управляемый напряжениями на затворе U_1 и стоке U_2 относительно внутреннего истока (точка 3'), отделенного от внешнего вывода ПТ внутренним сопротивлением неуправляемой части канала r_{μ} . Нелинейная зависимость емкости определяется из соотношений для дифференциальных емкостей закрытых p—n-переходов [7]

$$C(U) = C_0 (1 + U/V)^{-P}, (5)$$

где U — напряжение смещения, приложенное к переходу; V — контактная разность потенциалов; C_0 — емкость перехода при нулевом смещении; $P = 0,3 \dots 0,5$.

Моделирование свойств источника тока основано на применении аналитического описания семейства вольт-амперных характеристик (ВАХ) ПТ [8]:

Таблица

где U_0 — пороговое напряжение; *А*, *В*, *D*, *F* — коэффициенты аппроксимации, определяемые из экспериментальных ВАХ с пересчетом на внутренний исток.

Расчет переменных составляющих тока зависимого источника в соответствии с МНТ производится в виде

$$i = \sum_{n=1}^{N} i_n, \tag{7}$$

где *N* — наивысший порядок учитываемой нелинейности; *i_n* — нелинейный ток *n*-го порядка.

На основании обобщенных формул для расчета нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов [9] составляющие тока первых двух порядков (N = 2), представляющие наибольший практический интерес, можно представить в виде:

$$i_{1}(\omega_{1}) = \sum_{k=1}^{2} g_{k}^{(1)} u_{k}^{(1)}(\omega_{1});$$
(8)

$$i_{2}(\omega_{1},\omega_{2}) = \sum_{k=1}^{3} i_{2_{k}}(\omega_{1},\omega_{2});$$
 (9)

$$\begin{split} \dot{i}_{2_{1}}(\omega_{1},\omega_{2}) &= g_{1}^{(2)}u_{1}^{(1)}(\omega_{1})u_{1}^{(1)}(\omega_{2}); \quad \dot{i}_{2_{2}}(\omega_{1},\omega_{2}) = g_{2}^{(2)}u_{2}^{(1)}(\omega_{1})u_{2}^{(1)}(\omega_{2}); \\ \dot{i}_{2_{3}}(\omega_{1},\omega_{2}) &= g_{1,2}^{(1+1)}\left\{u_{1}^{(1)}(\omega_{1})u_{2}^{(1)}(\omega_{2})\right\}_{Sym}, \end{split}$$

где символом { }_{Sym} обозначена операция симметризации [10]. Частные и смешанные проводимости $g^{(.)}$ в (8)—(10) определяются из разложения аналитический зависимости (6) тока источника в кратный ряд Тейлора в окрестности рабочей точки, определяемой напряжениями смещения U_{10} , U_{20} :

$\dot{K}(j\omega)$	Характер нагрузки	<i>K</i> _{1,2}	T_1	T_2
$\dot{K}_1(\mathrm{j}\omega)$	Емкостной	$\frac{R + R_{\rm OBP}}{R_{\rm \Gamma EH} + R_{\rm \Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm OBP}}$	$ au rac{R_{ m OFP}}{R_x + R_{ m OFP}}$	$\tau \frac{R_{\Gamma} + R_{\Gamma \rm EH} + R_{\rm O \rm D \rm P}}{R_{\Gamma \rm EH} + R_{\Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm O \rm D \rm P}}$
	Индуктивный	$\frac{R + R_{\rm OBP}}{R_{\rm \Gamma EH} + R_{\rm \Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm OBP}}$	$ au rac{R_x}{R_x + R_{ m OBP}}$	$\tau \frac{Rx}{R_{\Gamma \rm EH} + R_{\Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm OBP}}$
$\dot{K_2}(\mathrm{j}\omega)$	Емкостной	$\frac{R_{\rm OBP}}{R_{\rm \Gamma EH} + R_{\rm \Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm OBP}}$	τ	$ au rac{R_{\Gamma}+R_{\Gamma \mathrm{EH}}+R_{\mathrm{OBP}}}{R_{\Gamma \mathrm{EH}}+R_{\Gamma}+R_{\mathrm{x}}+R_{\mathrm{OBP}}}$
	Индуктивный	$\frac{R_{\rm OBP}}{R_{\rm \Gamma EH}+R_{\rm \Gamma}+R_{\rm x}+R_{\rm OBP}}$	0	$ au rac{R_{\chi}}{R_{\Gamma \mathrm{EH}}+R_{\Gamma}+R_{\chi}+R_{\mathrm{OBP}}}$
$\dot{K}_1^{"}(\mathrm{j}\omega)$	Емкостной	$\frac{\textit{R}_{\Gamma \rm EH} + \textit{R}_{\rm O \rm BP}}{\textit{R}_{\Gamma \rm EH} + \textit{R}_{\rm \Gamma} + \textit{R}_{\rm x} + \textit{R}_{\rm O \rm BP}}$	τ	$\tau \frac{R_{\Gamma} + R_{\Gamma \rm EH} + R_{\rm O \rm D \rm P}}{R_{\Gamma \rm EH} + R_{\Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm O \rm D \rm P}}$
	Индуктивный	$\frac{\textit{R}_{\Gamma \rm EH} + \textit{R}_{\rm O \rm BP}}{\textit{R}_{\Gamma \rm EH} + \textit{R}_{\Gamma} + \textit{R}_{\rm x} + \textit{R}_{\rm O \rm BP}}$	0	$\tau \frac{R_{\rm x}}{R_{\rm \Gamma EH}+R_{\rm \Gamma}+R_{\rm x}+R_{\rm OBP}}$
<i>.</i> Κ̈́ ₂ ̈́(jω)	Емкостной	$\frac{R_{\rm OBP}}{R_{\rm \Gamma EH} + R_{\rm \Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm OBP}}$	τ	$\tau \frac{R_{\Gamma} + R_{\Gamma \rm EH} + R_{\rm O \rm D \rm P}}{R_{\Gamma \rm EH} + R_{\Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm O \rm D \rm P}}$
	Индуктивный	$\frac{R_{\rm OBP}}{R_{\rm \Gamma EH} + R_{\rm \Gamma} + R_{\rm x} + R_{\rm OBP}}$	0	$ au rac{R_x}{R_{\Gamma \mathrm{EH}} + R_{\Gamma} + R_x + R_{\mathrm{OBP}}}$
$\tau = R C$ and envoctions if $\tau = L/R$ and university of a variation component componential				

 $\tau = R_x C_x$ для емкостного и $\tau = L_x/R_x$ для индуктивного характера измеряемого сопротивления

$$g_{1,2}^{(m_1+m_2)} = \frac{1}{m_1!m_2!} \frac{\partial^{m_1+m_2} I(U_{1\,0}, U_{2\,0})}{\partial U_1^{m_1} \partial U_2^{m_2}}.$$
 (11)

Результаты расчета по формулам (8)—(10) в совокупности с нелинейными токами, протекающими через емкость C_{cn} и определяемыми по известным соотношениям [11], используются для определения НПФ вида $W_n^{k...,l}[\omega_1,...,\omega_n]$ (k,...,l — номера входов), дающих явную связь отклика и воздействий на конкретных входах [9–11].

Постоянная составляющая (полезный продукт детектирования) рассчитывается по формуле

$$U_{\text{BMX1,2}}(0) = \operatorname{Re} \begin{cases} W_{2}^{1,2}[\omega_{\text{r}}, -\omega_{\text{r}}]\dot{K}_{1,2}^{'}(j\omega_{\text{r}})E_{\text{reH}}U_{\text{r}}e^{-j\varphi} + \\ + \frac{1}{2} \left[W_{2}^{1,1}[\omega_{\text{r}}, -\omega_{\text{r}}][\dot{K}_{1,2}^{'}(j\omega_{\text{r}})E_{\text{reH}}]^{2} + \\ + W_{2}^{1,1}[\omega_{\text{n}}, -\omega_{\text{n}}][\dot{K}_{1,2}^{'}(j\omega_{\text{n}})E_{\text{nom}}]^{2} + \\ + W_{2}^{2,2}[\omega_{\text{r}}, -\omega_{\text{r}}]U_{\text{r}}^{2} \end{cases} \right], (12)$$

где φ — разность фаз колебаний $u_r(t)$ и $\dot{K}_{1,2}(j\omega_r)E_{ren}\cos\omega_r t$.

Гармоники на частотах генератора, помехи и комбинационные составляющие в спектрах выходных сигналов синхронных детекторов без учета продуктов, образованных на нелинейностях более высокого порядка, определяются соотношениями:

$$\dot{U}_{\rm Bbix1,2}(\omega_{\rm r}) = W_1^1[\omega_{\rm r}]\dot{K}_{1,2}(j\omega_{\rm r})E_{\rm reH} + W_1^2[\omega_{\rm r}]U_{\rm r}e^{j\phi}, \qquad (13)$$

$$\dot{U}_{\text{BMX1,2}}(\omega_{\pi}) = W_{1}^{1}[\omega_{\pi}]\dot{K}_{1,2}^{"}(j\omega_{\pi})E_{\pi \text{om}}, \qquad (14)$$

$$\dot{U}_{\rm Bbix1,2}(\omega_{\rm r}\pm\omega_{\rm n}) = W_2^{1,2}[\omega_{\rm r},\pm\omega_{\rm n}]\dot{K}_{1,2}^{"}(j\omega_{\rm n})E_{\rm nom}U_{\rm r}.$$
 (15)

Расчет спектральных составляющих выходных напряжений амплитудных детекторов проведен с помощью преобразования входных бигармонических воздействий в эквивалентные амплитудно-модулированные колебания [12] с последующим расчетом значений выходных напряжений амплитудных детекторов *U*₁, *U*₂ методом угла отсечки [13].

Напряжения на выходах ФНЧ1 и ФНЧ2 определяются по формуле

$$\dot{U}_{1,2} = u_{1,2} \dot{K}_{\phi} (j\omega),$$
 (16)

где $\dot{K}_{\Phi}(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи фильтра.

Дополнительная погрешность измерения $\delta_{\text{пом}}$, обусловленная действием помехи, определяется как отношение максимального значения рассчитанной по формуле (1) величины за период колебания разностной частоты $\omega_{r} - \omega_{n}$ к действительному значению (выраженное в процентах).

На рис. 4. приведены расчетные (пунктир) и экспериментально измеренные (сплошные линии) зависимости дополнительной погрешности измерения сопротивления двухполюсника при наличии аддитивной помехи для последовательных диодных амплитудных детекторов (кривые 1) и синхронных детекторов на МДП-полевых транзисторах типа КП 305 (кривые 2). В расчете использованы параметры эквивалентной схемы ПТ: $U_0 = -1$ В; $A = 2,9 \cdot 10^{-3}$ А; B = 2,27; D = 2,62; F = 0,067; $r_u = 20$ Ом; $C_{3C} = 1$ пФ; $C_{3H} = 4$ пФ; $C_{CH0} = 15$ пФ. Амплитуда помехи нормирована к напряжению источника питания $U_{HI} = 5$ В.

В расчете приняты следующие параметры измерительной цепи: сопротивление измеряемого двухполюсника активно и составляет $R_x = 1000$ Ом, сопротивление гасящего резистора $R_r = 100$ Ом, образцового резистора $R_{oбp} = 800$ Ом. Амплитуда генератора $U_r = 12$ В на частоте $f_r = 78$ кГц, частота помехи 76 кГц. Частоты среза однозвенных *RC*-фильтров ФНЧ1 и ФНЧ2 равны 40 Гц.



Таким образом, теоретически установлено и экспериментально подтверждено, что устройство для измерения импеданса двухполюсных цепей с синхронным детектированием измерительных сигналов обладает увеличенным на 12 дБ диапазоном амплитуд помехи при одинаковой дополнительной погрешности измерения.

Заключение. Предложенная методика расчета дополнительной погрешности (обусловленной действием аддитивной гармонической помехи) измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей методом амперметра-вольтметра с косвенным определением тока позволяет количественно оценить помехоустойчивость разрабатываемых измерительных устройств на этапе схемотехнического проектирования.

ЛИТЕРАТУРА

- Марсов А.А., Евдокимов А.И. Автоматическое управление технологическими процессами на предприятиях строительной индустрии. Л.: Стройиздат, 1975. 416 с.
- 2. Козырев Ю.Г. Промышленные роботы: Справочник. М.: Машиностроение, 1983. — 608 с.
- Правила технической эксплуатации сетей проводного вещания / М-во связи РФ. Управление радио, телевидения и спутниковой связи. — М.: Радио и связь, 1997. — 104 с.
- Тартаковский Д.В., Ястребов А.С. Метрология, стандартизация и технические средства измерений. — М.: Высшая школа, 2001. — 205 с.
- Многопрограммное проводное вещание / В.Я. Дзядчик, С.А. Заславский, Б.Н. Филатов, А.В. Шершакова. — М.: Связь, 1974. — 303 с.
- 6. **Туев В.И.** Измеритель сопротивлений линий проводного вещания // Электросвязь. 2005. №10. С. 42—44.
- 7. **Зи С.** Физика полупроводниковых приборов. Ч. 1. М.: Мир, 1984. 453 с.
- Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик МДП-полевых транзисторов // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1988. — № 5. — С. 69–70.
- Жаркой А.Г., Туев В.И. Расчет нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34. № 6. С. 1142—1150.
- 10. Буссганг Дж., Эрман Л., Грейам Дж. Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов // ТИИЭР, 1974. № 8. С. 56–92.
- 11. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. — М.: Связь, 1980. — 280 с.
- Каганов В.И. СВЧ полупроводниковые передатчики. М.: Радио и связь, 1981. — 400 с.
- Чистяков Н.И., Сидоров В.М., Мельников В.С. Радиоприемные устройства. — М.: Связьиздат, 1959. — 897с.

Получено 07.09.07