

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аналого-цифровое преобразование / под ред. У. Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
2. Данилов А.А. Методы и средства оценивания нелинейности функции преобразования измерительных преобразователей. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. – 140 с.
3. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (измерительные преобразователи). – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. – 320 с.
4. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений. – М.: Мир, 1990. – 535 с.
5. Гриневиц Ф.Б., Грохольский А.Л., Соболевский К.М., Цапенко М.П. Трансформаторные измерительные мосты / под ред. К.Б. Карандеева. – М.: Энергия, 1970. – 280 с.
6. Hsu J.C., Yisha Ku. Comparison of capacitance with resistance by IVD-based quadrature bridge at frequencies from 50 Hz to 10 kHz // CPDM Conference Digest, 2005. – P. 429–430.
7. Sedlacek R.A. Wide-Range Maxwell-Wien Bridge Utilizing Inductive Voltage Dividers and Precision Electronic Circuits // Proc. of Instrum. and Meas. Techn. Conference IMTC-2005. – Canada, Ottawa, May 17–19, 2005. – P. 1341–1344.
8. Kawakami T. et al. RF Attenuation Measurement System with 1-kHz Voltage Ratio Standard // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1993. – V. 42. – № 6. – P. 1014–1019.
9. Callegaro L., D’Elia V. Guarded Vector Voltmeter for AC Ratio Standard Calibration // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2002. – V. 51. – № 4. – P. 632–635.
10. Sze W.S. Comparator for Calibration of Inductive Voltage Dividers from 1 to 10 kHz // ISA Transactions. – 1967. – V. 6. – № 4. – P. 263–267.
11. Kusters N.L., Moore W.J.M. The Development and Performance of Current Comparators for Audio Frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1965. – V. 14. – № 4. – P. 178–198.
12. Dunfee B.L., Moore W.J.M. An International Comparison of Current Ratio Standards at Audio Frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1965. – V. 14. – № 4. – P. 172–177.
13. Meade M.L. Lock-in amplifiers: Principles and Applications. – London: Peter Peregrinus Ltd., 1983. – 246 p.
14. Цимбалист Э.И., Мержа А.Н., Ройтман М.С. Дифференциальные указатели напряжений переменного тока // Измерения, контроль, автоматизация. – 1994. – № 1–2 (83). – С. 11–23.
15. Цимбалист Э.И., Мержа А.Н., Иванов И.Ю. Устройство сравнения среднеквадратических значений двух переменных напряжений // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 4. – С. 105–107.
16. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – Киев: Вища школа, 1976. – 256 с.
17. Цимбалист Э.И., Баранов П.Ф., Бориков В.Н. Устройство сравнения двух напряжений одной частоты // Датчики и системы. – 2012. – № 2. – С. 34–36.
18. Stanford Research Systems. URL: <http://www.thinksrs.com> (дата обращения: 12.01.2013).
19. Signal Recovery. URL: <http://www.signalrecovery.com/index.aspx> (дата обращения: 15.01.2013).

Поступила 14.02.2013 г.

УДК 621.312/313: 621.317.31

ВЛИЯНИЕ СПОСОБОВ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ВЫВОДОВ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОАКСИАЛЬНЫХ ШУНТОВ

Е.В. Бедарева, Э.И. Цимбалист, С.В. Муравьев, П.Ф. Баранов

Томский политехнический университет
E-mail: bedareva@tpu.ru

Теоретически исследованы факторы, влияющие на амплитудную и фазочастотную характеристики шунтов коаксиальной конструкции. Используются аналитические выражения, исходя из электромагнитных процессов в шунте, и по ним получены эквивалентные электрические модели коаксиального шунта в зависимости от способа подключения потенциальных выводов и выбранного диапазона частот.

Ключевые слова:

Коаксиальные шунты, динамические характеристики, коэффициент преобразования, электрическая модель, реактивная составляющая.

Key words:

Coaxial shunts, dynamic behavior, conversion factor, electrical model, reactive component.

Введение

Для измерений формы и параметров больших импульсных и кратковременных токов [1, 2] при исследовании переходных режимов короткого замыкания во время испытаний энергетического оборудования используются резистивные преобразователи тока – токовые шунты различной конструкции [3–5]. Для измерений больших токов

в широком диапазоне частот предпочтение отдается коаксиальной конструкции шунта [6].

Коаксиальный шунт представляет собой измерительный преобразователь тока, содержащий токовые и потенциальные выводы (рис. 1).

Конструктивно шунт состоит из двух вложенных друг в друга цилиндров, по которым ток протекает в противоположных направлениях. Вну-

тренный цилиндр изготавливают из резистивного материала с большим удельным сопротивлением, например манганина, а внутренний – с меньшим, например из меди.

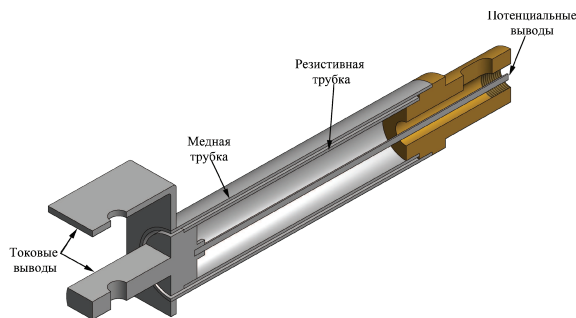


Рис. 1. Конструкция коаксиального шунта

Основное достоинство шунтов переменного тока коаксиальной конструкции состоит в том, что собственное магнитное и электрическое поля шунта сосредоточены в пространстве между внутренним и внешним цилиндрами. Таким образом, напряженность магнитного поля снаружи и внутри шунта практически равна нулю. Применение в качестве материала внутреннего цилиндра манганина, характеризующегося малой термо-ЭДС, позволяет минимизировать температурную погрешность, вызванную термоэлектрическими эффектами, в частности эффектом Зеебека [7].

Основными динамическими характеристиками коаксиальных шунтов переменного тока являются его амплитудная и фазочастотная характеристики (АЧХ и ФЧХ) [8].

АЧХ и ФЧХ коаксиального шунта зависят от толщины стенки резистивной трубки и способа подключения потенциальных выводов. Для конкретности в этой статье все рассуждения будем проводить для коаксиального шунта со следующими параметрами: толщина резистивной трубки – 1 мм; длина – 90 мм; внутренний радиус – 10 мм; сопротивление – 750 мкОм; номинальный ток – 1 кА.

Целью данной статьи является уточнение электрической модели шунта и исследование влияния способов подключения потенциальных выводов на динамические характеристики шунта для дальнейшего расширения его диапазона рабочих частот АЧХ с использованием компенсирующих электрических цепей.

Электрическая модель коаксиального шунта

Исходя из действия электромагнитных процессов в шунте его полное сопротивление описывается следующим выражением [8]:

$$\dot{Z} = R(1 + j)m\Delta \frac{\text{ch}[(1 + j)mx]}{\text{sh}[(1 + j)m\Delta]}, \quad (1)$$

где R – сопротивление шунта на постоянном токе,

Ом; $m = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\rho}}$ – величина, обратная эквивалент-

ной глубине проникновения волны, м⁻¹; μ – магнитная постоянная, Гн/м; ω – круговая частота, рад/с; ρ – удельное сопротивление материала резистивной трубки, Ом·м; Δ – толщина резистивной трубки, м; x – радиальная координата подключения потенциальных выводов, м.

Из формулы (1) следует, что сопротивление шунта содержит активную и реактивную составляющие.

В первом приближении электрическая модель шунтов коаксиальной конструкции на переменном токе представляет собой цепь с сосредоточенными параметрами, включающую активное сопротивление R , индуктивность L , емкость C , приращение активного сопротивления за счет скин-эффекта ΔR , взаимную индуктивность между потенциальными и токовыми выводами и между резистивной трубкой и потенциальными выводами. Коаксиальный тип конструкции шунта позволяет пренебречь взаимной индуктивностью и емкостью. Таким образом, упрощенная эквивалентная модель имеет вид, представленный на рис. 2.

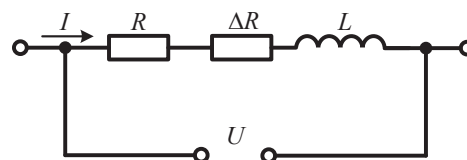


Рис. 2. Упрощенная электрическая модель коаксиального шунта на переменном токе

В соответствии с выражением (1) можно выделить следующие факторы, влияющие на динамические характеристики шунтов переменного тока:

- способ подключения потенциальных выводов;
- приращение активного сопротивления за счет скин-эффекта.

Исследование влияния способов подключения потенциальных выводов на динамические характеристики и модель шунта

На практике наиболее часто используются два способа подключения потенциальных выводов, показанные на рис. 3:

- к внешней поверхности резистивной трубки (выводы 1 и 1');
- к внутренней поверхности резистивной трубки (выводы 2 и 2').

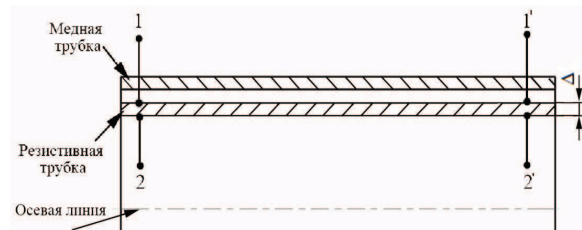


Рис. 3. Способы подключения потенциальных выводов

Подключение потенциальных выводов к внешней поверхности резистивной трубки

При этом способе подключения (рис. 3, выводы 1 и 1') выполняется условие $x=\Delta$, т. к. напряжение снимается с внешней поверхности резистивной трубки. Тогда выражение для полного сопротивления шунта (1) принимает следующий вид:

$$\dot{Z}_{(x=\Delta)} = R(1+j)m\Delta \text{cth}[(1+j)m\Delta]. \quad (2)$$

Для рассматриваемого способа подключения в соответствии с выражением (2) были построены нормированные АЧХ и ФЧХ, приведенные на рис. 4.

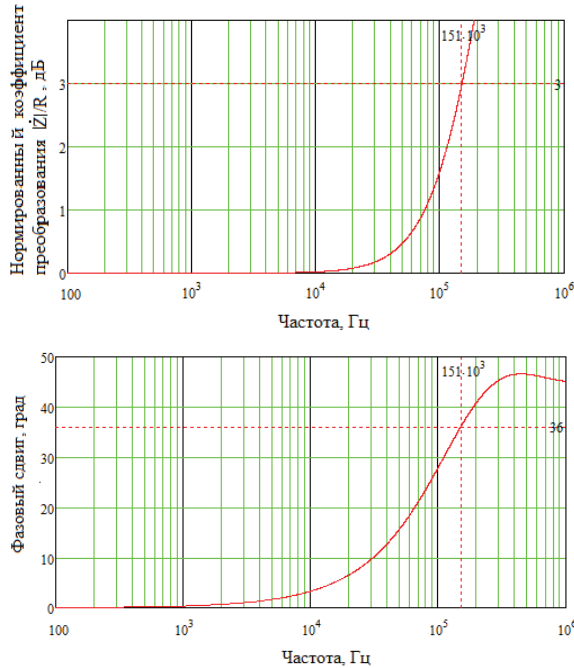


Рис. 4. АЧХ и ФЧХ коаксиального шунта при подключении потенциальных выводов к внешней поверхности резистивного цилиндра

Из рис. 4 видно, что электрическая модель шунта представляет собой сложную неминимально-фазовую цепь высокого порядка.

Если ограничить полосу частот на уровне около 150 кГц, то характеристики шунта могут быть аппроксимированы цепью первого порядка.

Действительно, из теории электромагнитного поля шунта время установления $t_{уст.}$ можно описать следующим выражением:

$$t_{уст.} = \frac{\Delta^2 \mu}{0,1\pi\rho}. \quad (3)$$

Для рассматриваемой конструкции шунта время установления составило 2,79 мкс.

Для системы первого порядка по известному времени установления можно рассчитать верхнюю граничную частоту по формуле:

$$t_{уст.} = \frac{0,35}{f_g}. \quad (4)$$

Таким образом, верхняя граничная частота составляет 125 кГц для последовательно соединенных сопротивлений номиналом 0,75 мОм и индуктивности 1 нГн.

С другой стороны, при разложении полного сопротивления шунта (2) в ряд Тейлора имеем следующее выражение:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{(x=\Delta)} &= R + j \frac{2(m\Delta)^2}{3} - \frac{4(m\Delta)^4}{45} + \dots = \\ &= R \left(1 + j \frac{\omega\mu\Delta^2}{3\rho} - \frac{\Delta^4\omega^2\mu^2}{45\rho^2} + \dots \right). \end{aligned} \quad (5)$$

В выражении (5) третий член описывает изменение активного сопротивления от частоты, вызванное проявлением скин-эффекта. Данным приращением можно пренебречь, т. к. отношение активного сопротивления к приращению на частоте до 300 кГц пренебрежимо мало. На основе анализа выражений (2)–(5) и полученных зависимостей, можно сделать вывод, что на полное сопротивление шунта влияет индуктивная составляющая, вызванная магнитным полем. Таким образом, электрическую модель коаксиального шунта при подключении потенциальных выводов к внешней поверхности резистивного цилиндра можно представить последовательным соединением активного сопротивления и индуктивности.

Указанные положения хорошо прослеживаются на графиках АЧХ, построенных с учетом выражений (2), (4) и (5) без третьего члена ряда (рис. 5).

Из графиков видно, что электрическая модель шунта при первом способе подключения в виде модели первого порядка (активное сопротивление последовательно с индуктивностью) может быть использована в частотном диапазоне до 150 кГц.

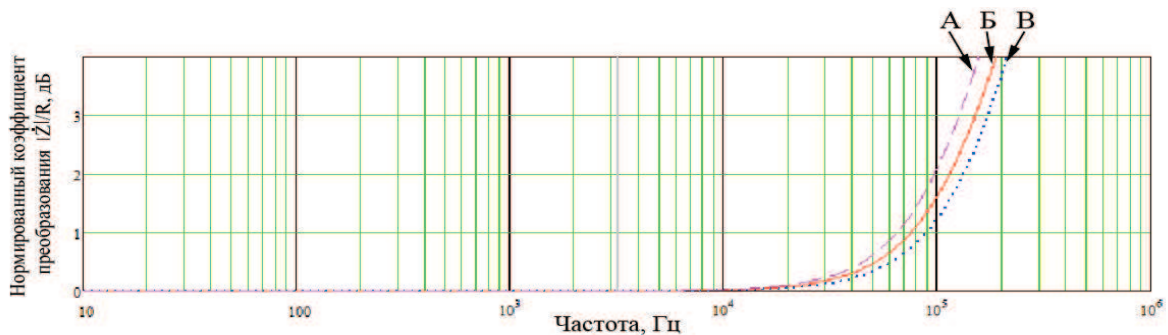


Рис. 5. АЧХ, рассчитанные с учетом выражений (4) – А, (2) – Б и (5) – В

Достоинством данного подключения является отсутствие зависимости активного сопротивления от частоты, таким образом, исключается влияние скин-эффекта на динамические характеристики шунтов.

Подключение потенциальных выводов к внутренней поверхности резистивной трубки

При рассматриваемом способе подключения потенциальных выводов (рис. 3, выводы 2 и 2') выполняется условие $x=0$, полное сопротивление шунта (1) принимает вид:

$$\dot{Z}_{(x=0)} = \frac{R(1+j)m\Delta}{\text{sh}[(1+j)m\Delta]} \quad (6)$$

Для второго способа подключения потенциальных выводов нормированные АЧХ и ФЧХ коаксиального шунта, полученные на основе выражения (6), приведены на рис. 6.

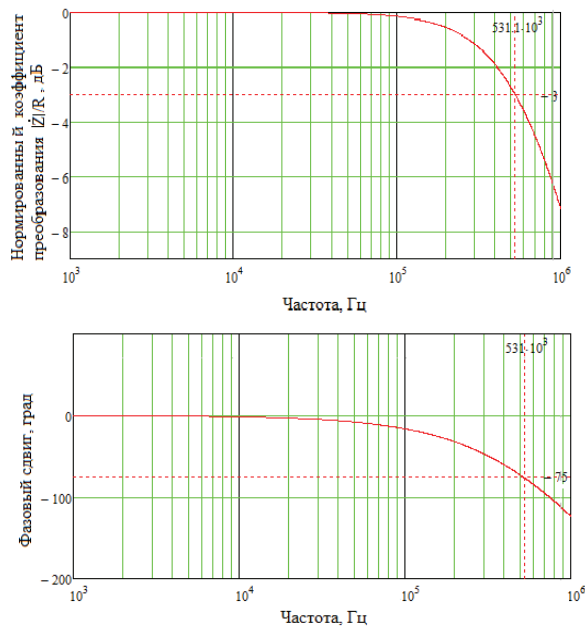


Рис. 6. АЧХ и ФЧХ коаксиального шунта при подключении потенциальных выводов к внутренней поверхности резистивного цилиндра

После разложения выражения (6) в ряд Тейлора, получим:

$$\dot{Z}_{(x=0)} = R \left(1 - j \frac{\omega \mu \Delta^2}{12 \rho} - \frac{7 \omega^2 \mu^2 \Delta^4}{1440 \rho^2} + \dots \right) \quad (7)$$

Анализ выражения (7) и частотных характеристик позволяет сделать вывод, что в отличие от предыдущего подключения на полное сопротивление шунта оказывает влияние скин-эффект на активном сопротивлении и отрицательная индуктивность, вызванная магнитным полем [9, 10].

Таким образом, электрическую модель коаксиального шунта в ограниченном частотном диапазоне при данном подключении можно представить последовательным соединением двух сопротивлений, одно из которых частотозависимое, и отрицательной индуктивностью (рис. 7).

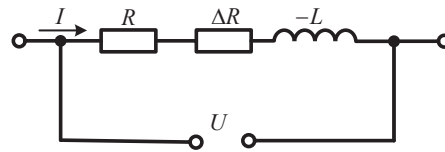


Рис. 7. Электрическая модель исследуемого шунта при подключении потенциальных проводов к внутренней поверхности резистивного цилиндра

Если бы в рассматриваемой электрической модели отсутствовало частотозависимое сопротивление ΔR , то с повышением частоты наблюдалось бы увеличение модуля коэффициента преобразования шунта. В действительности (рис. 6) модуль коэффициента преобразования уменьшается. Таким образом, для анализа полученных характеристик выделим из выражения (6) активную и реактивную составляющие (8), (9) и построим их нормированные зависимости от частоты (рис. 8).

$$\begin{aligned} \text{Re} \frac{\dot{Z}_{(x=0)}}{R} &= \\ &= m\Delta \frac{\text{sh}(m\Delta) \cdot \cos(m\Delta) + \text{ch}(m\Delta) \cdot \sin(m\Delta)}{[\text{sh}(m\Delta) \cdot \cos(m\Delta)]^2 + [\text{ch}(m\Delta) \cdot \sin(m\Delta)]^2}; \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Im} \frac{\dot{Z}_{(x=0)}}{R} &= \\ &= jm\Delta \frac{\text{ch}(m\Delta) \cdot \sin(m\Delta) - \text{sh}(m\Delta) \cdot \cos(m\Delta)}{[\text{sh}(m\Delta) \cdot \cos(m\Delta)]^2 + [\text{ch}(m\Delta) \cdot \sin(m\Delta)]^2}. \quad (9) \end{aligned}$$

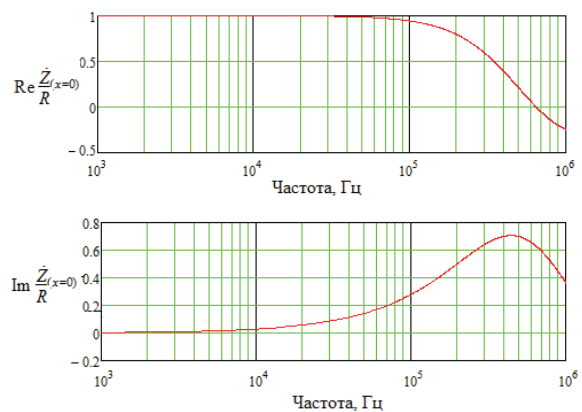


Рис. 8. Графики нормированных зависимостей активной и реактивной составляющих от частоты

Из графиков видно, что скорость нарастания от частоты реактивной составляющей меньше, чем скорость убывания от частоты активной, что объясняет полученный ранее закон изменения модуля коэффициента преобразования.

Выше отмечалось, что модель шунта необходима для получения аналитической зависимости компенсирующих электрических цепей, предназначенных для уменьшения частотной погрешности его коэффициента преобразования.

На рис. 9 построены АЧХ нормированных модулей коэффициента преобразования шунта (А), сопротивления эквивалентной схемы его замещения (Б), являющейся параллельным соединением

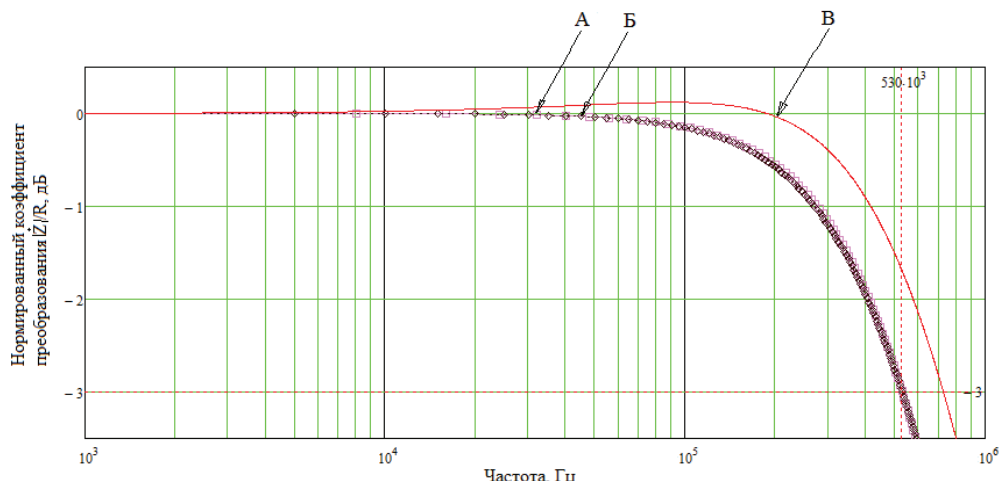


Рис. 9. АЧХ модулей сопротивлений шунта (А), эквивалентной схемы замещения (Б), с компенсирующей цепью (В)

активного сопротивления и емкости, и коэффициента преобразования шунта с компенсирующей цепью первого порядка (В).

Сравнивая зависимости А и Б на рис. 9, приходим к выводу, что в диапазоне частот до 550 кГц их линейное отклонение не превышает $\pm 3\%$, что подтверждает возможность использования цепи первого порядка при аппроксимации зависимости модуля шунта.

На рис. 10 представлена схема включения шунта с компенсирующей цепью на операционном усилителе, постоянная времени которой равна постоянной времени шунта.

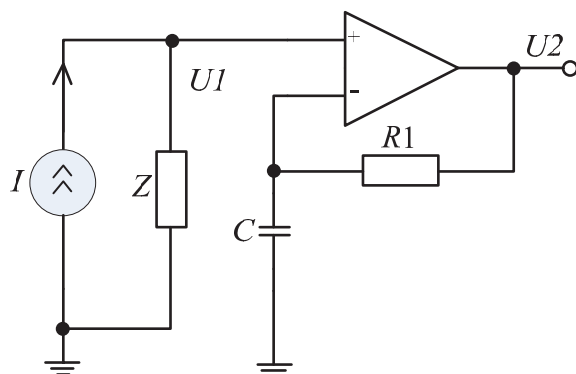


Рис. 10. Схема включения шунта с компенсирующей схемой на операционном усилителе

Сравнивая АЧХ шунта без компенсации (А) и с компенсацией (В) (рис. 9), можно сделать вывод, что применение компенсации позволяет повысить точность коэффициента преобразования тока в на-

пряжения при сохранении полосы пропускания или расширить полосу пропускания при заданной точности.

Заключение

В результате теоретических исследований определены влияющие факторы на амплитудную и фазочастотную характеристики шунтов коаксиальной конструкции, а именно способ подключения потенциальных выводов к поверхности резистивной трубки и приращение активного сопротивления за счет скин-эффекта.

В ходе исследований были использованы аналитические выражения и получены эквивалентные электрические модели коаксиального шунта в зависимости от способа подключения потенциальных выводов, рассчитаны АЧХ и ФЧХ этих моделей. Подключение потенциальных выводов к внутренней поверхности резистивной трубки теоретически позволяет получить более широкую полосу пропускания при заданном уровне погрешности.

Использование схемы компенсации, состоящей из системы первого порядка, показало, что можно уменьшить частотную погрешность или увеличить частотный диапазон шунта. Дальнейшее уменьшение погрешности коэффициента преобразования требует разработки модели шунта и компенсирующих цепей более высоких порядков.

Исследования выполнены в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 гг.» (государственный контракт № 11.519.11.6026).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Muravyov S.V., Borikov V.N., Natalinova N.M. A Computer System: Measurement of Welding Surge Current // Measurement and Control. – 2009. – V. 42. – № 2. – P. 44–47.
- Бориков В.Н., Баранов П.Ф., Мамаев А.И. Программно-аппаратный комплекс для исследования микроплазменных процессов в растворах // Приборы. – 2011. – № 12. – С. 53–58.
- Kawamura T., Haginomori E., Goda Y., Nakamoto T. Recent Developments on High Current Measurement Using Current Shunt // Transactions on electrical and electronic engineering. – 2007. – V. 2. – № 5. – P. 516–522.
- Заревич А.И., Муравьев С.В., Бедарева Е.В., Величко О.Н. Цифровая обработка импульсных сигналов для определения частотных характеристик преобразователей тока // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – № 5. – С. 116–120.

5. Malek Z.B.A. Design and construction of a new coaxial high voltage fast impulse current transducer // Research Report № 71586. – Malaysia University of Technology, 2003.
6. Johnson C.M., Palmer P.R. Current measurement using compensated coaxial shunts // Science, Measurement and Technology: IEE Proceedings. – 1994. – V. 141. – № 6. – P. 471–480.
7. Malewski R. Micro-ohm shunts for precise recording of short circuit currents // IEEE transactions on Power Apparatus and Systems. – 1977, March/April. – V. 96. – № 2. – P. 579–585.
8. Векслер М.С., Теплинский А.М. Шунты переменного тока. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 123 с.
9. Silsbee F.B. A study of the inductance of four-terminal resistance standards // NBS Scientific Paper. – 1916, July. – № 281. – P. 375–422.
10. Park J.H. Shunts and inductors for surge-current measurements // Part of Journal of the National Bureau of Standards. – 1947, September. – V. 39. – P. 191–212.

Поступила 18.02.2013 г.

УДК 621.373.1

СИНТЕЗ СТРУКТУР ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПОВ СИММЕТРИИ И ОТРАЖЕНИЯ

Ю.К. Рыбин

Томский политехнический университет

E-mail: rybin@tpu.ru

Обсуждается возможность применения принципов симметрии и отражения при анализе и синтезе генераторов импульсных сигналов. Установлено, что принцип симметрии лучше применять для синтеза колебательных систем на основе четырёхполюсных элементов, а принцип отражения – для синтеза на двухполюсных элементах. Показано, что синтез колебательных систем с помощью принципа симметрии выполняется путём обращения амплитудных характеристик четырёхполюсников. Синтез колебательных систем с помощью принципа отражения выполняется путём зеркального отражения амплитудной характеристики проводимости линейного двухполюсника на амплитудную характеристику проводимости нелинейного двухполюсника. Предлагаемый подход продемонстрирован для синтеза колебательных систем генераторов электрических сигналов, однако он может найти применение при анализе любых циклических процессов изменяющихся скачкообразно.

Ключевые слова:

Принцип симметрии, принцип отражения, обратное преобразование, колебательная система, активный нелинейный элемент, условия баланса амплитуд и баланса фаз.

Key words:

Symmetry principle, principle of reflection, inverse transformation, oscillating system, active nonlinear element, balances of amplitude and phase.

Введение

Проблема анализа, синтеза и проектирования генераторов электрических сигналов несинусоидальной формы заключается в том, что колебательные системы (КС) этих генераторов являются принципиально нелинейными системами, процессы в которых описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Исследование таких уравнений аналитическими методами невозможно именно в силу их нелинейного характера. Конечно, их можно исследовать численными методами, но для этого уравнения должны быть как минимум известны. Для получения этих уравнений и используются различные методы их синтеза. Одним из эффективных методов синтеза является метод, основанный на принципе симметрии. Принцип симметрии нашёл широкое применение в геометрии, механике, физике [1–5] и т. д. На основе принципа симметрии в [6] проведён синтез генераторов импульсных сигналов на основе четырёхполюсных линейной частотно-задающей цепи (ЛЧЗЦ) и активного нелинейного элемента (АНЭ).

В [7] приведены и доказаны две теоремы, устанавливающие связь амплитудных характеристик ЛЧЗЦ и АНЭ. В этой статье принцип симметрии распространён на КС четырёхполюсными нелинейными элементами с двунаправленной передачей сигналов, а к КС с двухполюсными элементами применён принцип отражения.

Синтез структур генераторов на основе принципа симметрии

КС большинства известных генераторов можно представить в виде блок-схем на рис. 1. Первая из них показывает обычную КС на RC- или LC-цепи и АНЭ типа усилителя с однонаправленной передачей сигнала. Две другие схемы относятся к КС на АНЭ с двунаправленной передачей сигнала на двухполюсном и четырёхполюсном АНЭ.

На рис. 1, а представлена классическая структура генератора на активном нелинейном элементе (АНЭ1) типа источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН) и линейной частотно-задающей цепи (ЛЧЗЦ).