

СИНХРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВХОДОМ

П.Ф. Баранов, В.Н. Борилов

Томский политехнический университет

E-mail: bpf@tpu.ru, borikov@tpu.ru

Рассмотрены принципы построения синхронных усилителей с дифференциальным входом, позволяющие измерять напряжение между его дифференциальными выводами с высокой точностью на уровне больших синфазных составляющих. Выделены типы информативных параметров для классификации таких устройств, и приведены сопутствующие погрешности при сравнении двух напряжений. Представлены характеристики коммерчески доступных зарубежных и отечественных синхронных усилителей с дифференциальным входом.

Ключевые слова:

Синхронный усилитель, дифференциальный метод, сравнение напряжений переменного тока, калибровка.

Key words:

Lock-in amplifier, differential method, AC voltage comparison, calibration.

Введение

Для обеспечения максимальной точности измерений коэффициента преобразования аналого-цифровых и цифро-аналоговых устройств [1, 2], импеданса в мостовых измерительных схемах [3, 4], коэффициента ослабления аттенюаторов [5–8], коэффициента усиления операционных усилителей, а так же при калибровке делителей напряжения [9, 10], трансформаторов тока [11, 12], токовых шунтов, вольтметров и т. д. чаще всего используется метод сравнения с мерой.

Метод сравнения с мерой в общем случае предусматривает сопоставление измеряемой величины с величиной, воспроизводимой мерой. Практическое применение метода невозможно без наличия высокочувствительных приборов сравнения, разрешающая способность которых во многом определяет минимальную погрешность измерений.

В качестве приборов, обеспечивающих разрешающую способность порядка единиц нановольт при сравнении двух переменных сигналов в широком динамическом диапазоне частот и напряжений, распространение получили синхронные усилители с дифференциальным входом (СУДВ), в англоязычной литературе Lock-In Amplifier [13]. В отечественной литературе СУ с дифференциальным входом также именуют как дифференциальный указатель [14].

Под СУДВ в общем случае будем понимать устройство для измерения разности входных сигналов, на уровне большой синфазной составляющей, чувствительное только к заданной частоте, выходной сигнал которого пропорционален сигналу выбранной частоты. Типовой задачей подобных устройств является выделение малой дифференциальной составляющей сравниваемых напряжений в нановольтовом и микровольтовом диапазонах на фоне большой синфазной составляющей, при отношении сигнал/шум до –60...–100 дБ, с обеспечением высокого импеданса по измерительным входам.

Принципы построения синхронных усилителей с дифференциальным входом

Выходная величина СУДВ может быть представлена как абсолютная разность ΔU параметров сравниваемых входных сигналов U_0 и U_x :

$$\Delta U = U_0 - U_x. \quad (1)$$

Обобщим выражение (1) для существующих СУДВ:

$$\Delta U = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_x(t) - u_0(t))^2 dt}; \\ \frac{1}{T} \int_0^T |u_x(t) - u_0(t)| dt; \\ U_{0m} - U_{xm}; \\ U_{0(1)} - U_{x(1)}; \\ u_{0c}(t) - u_{xc}(t), u_{0k}(t) - u_{xk}(t); \end{cases} \quad (2)$$

где $u_0(t)$, $u_x(t)$ – мгновенные значения сравниваемых входных сигналов; U_{0m} , U_{xm} – амплитудные значения; $U_{0(1)}$, $U_{x(1)}$ – амплитуды первой гармоники; $u_{0c}(t)$, $u_{xc}(t)$, $u_{0k}(t)$, $u_{xk}(t)$ – значения синфазной и квадратурной составляющих сигналов.

Из выражений (2) видно, что информативными параметрами при сравнении напряжений в СУДВ могут являться их действующие и средневыпрямленные значения, амплитуды, амплитуды первых гармоник, а также синфазные и квадратурные составляющие сигналов. Поэтому СУДВ могут быть разделены на СУДВ средневыпрямленных, среднеквадратических (действующих) и амплитудных значений сравниваемых сигналов, а также на СУДВ, обеспечивающие сличение напряжений по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих сигналов.

Среднеквадратическое значение напряжения наименее чувствительно к изменению высших гармоник в спектрах эталонного $u_0(t)$ и сравниваемого $u_x(t)$ сигналов и инвариантно к их фазовым сдвигам. Если сигналы сличаются по их первым гармо-

никам, то по сравнению с разницей их действующих значений напряжений возникает методическая погрешность. Действительно, при сравнении двух квазисинусоидальных сигналов $u_0(t)$ и $u_x(t)$ по их действующим значениям напряжений

$$\Delta U = \sqrt{U_{x(1)}^2 + \sum_{i=2}^{\infty} U_{x(i)}^2} - \sqrt{U_{0(1)}^2 + \sum_{i=2}^{\infty} U_{0(i)}^2},$$

где $U_{0(i)}$, $U_{x(i)}$ – амплитуды i -й гармоники, $i=1,2,\dots,\infty$.

Тогда относительная методическая погрешность γ_M при сравнении сигналов $u_0(t)$ и $u_x(t)$ по их первым гармоникам:

$$\gamma_M \approx \frac{\left(1 - \frac{U_{x(1)} - U_{0(1)}}{U_{0(1)}}\right) \cdot (k_{Гx}^2 + k_{Г0}^2)}{2}, \quad (3)$$

где $k_{Гx}$, $k_{Г0}$ – коэффициент гармоник сигналов.

При использовании в СУДВ преобразователей средневыпрямленного значения, градуированного по действующему значению, возникает относительная погрешность при преобразовании сигналов с формой, отличной от градуировочной (синусоидальной), которая может составить половину значения коэффициента гармоник:

$$\gamma_M \approx \frac{1}{2} (k_{Гx} + k_{Г0}). \quad (4)$$

Как следует из формул (3) и (4), методическая погрешность γ_M в общем случае не минимизируется из-за различия спектрального состава сравниваемых напряжений, тем более что одно из них – эталонное $u_0(t)$, как правило, является практически гармоническим.

Сличение напряжений $u_0(t)$ и $u_x(t)$ по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих сигналов позволяет разделить активную и реактивную составляющую сравниваемых сигналов.

Специализированные СУДВ среднеквадратических значений (СУДВ_{скз}) проектируются, когда для относительной разницы сравниваемых напряжений δ выполняется следующее неравенство:

$$\delta = (U_0 - U_x) / U_0 < 1.$$

Тогда при определении ΔU (наряду с выражениями (2)) можно оперировать относительной разницей квадратов U_0 и U_x .

$$\begin{aligned} \Delta U &\approx \frac{\left(\frac{1}{T} \int_0^T u_x^2(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T u_0^2(t) dt\right)}{U_0} = \\ &= \frac{\frac{1}{T} \int_0^T [u_x^2(t) - u_0^2(t)] dt}{U_0} = \\ &= \frac{\frac{1}{T} \int_0^T [u_x(t) - u_0(t)][u_x(t) + u_0(t)] dt}{U_0}. \end{aligned} \quad (5)$$

Устранение корнеизвлекающего устройства упрощает схему СУДВ_{скз}, а возникающая при этом погрешность не существенна [15].

Выражение (5) показывает, что можно строить СУДВ для одновременного и разновременного сравнения сигналов по следующим вариантам:

- 1) одновременное или разновременное получение квадратов мгновенных значений $u_0(t)$ и $u_x(t)$, затем интегрирование (фильтрация) и вычитание или наоборот;
- 2) получение разности квадратов мгновенных значений сравниваемых сигналов, интегрирование за период (фильтрация);
- 3) обработка вектора разности (суммы) мгновенных значений входных напряжений, при использовании множительного устройства с управляющим сигналом в виде суммы (разности) мгновенных значений.

Во всех случаях, если необходимо получение разности среднеквадратических значений сравниваемых сигналов, требуется разделить разность на эталонный сигнал U_0 (см. выражение (5)) [16].

Обработка измерительной информации в коммутационно-модуляционных СУДВ_{скз} предполагает реализацию мер, направленных на ослабление коммутационных помех, обусловленных работой входного коммутатора. Обычным решением является исключение переходных процессов и обработка сигналов вблизи их установившихся значений на каждом полутакте частоты коммутации.

Для СУДВ_{скз} разновременного сравнения ухудшение разрешающей способности возможно из-за влияния неустойчивости источника напряжения переменного тока. Чтобы избежать этого, целесообразно строить комбинированный СУДВ_{скз} на базе дифференциального измерительного канала, в котором на каждом полутакте работы входного коммутатора производится поочередное сравнение $u_0(t)$ и $u_x(t)$ с опорным напряжением $u_{ref}(t)$ (рис. 1). Такое устройство работает в соответствии с уравнением измерения:

$$\Delta U \approx \frac{1}{U_0} \cdot \left(\frac{1}{T} \int_0^T [u_x^2(t) - u_{ref}^2(t)] dt - \left[-\frac{1}{T} \int_0^T [u_0^2(t) - u_{ref}^2(t)] dt \right] \right),$$

и имеет место дополнительное ослабление синфазных составляющих, обусловленных неустойчивостью источника напряжения [15].

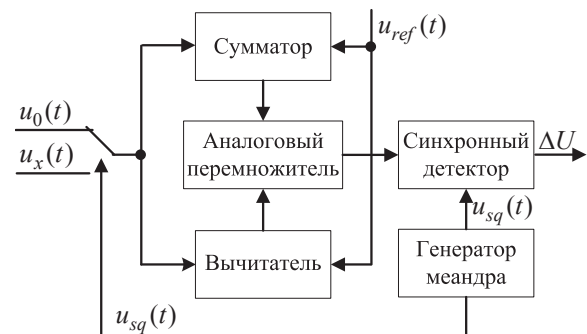


Рис. 1. Схема устранения влияния неустойчивости источника сигнала

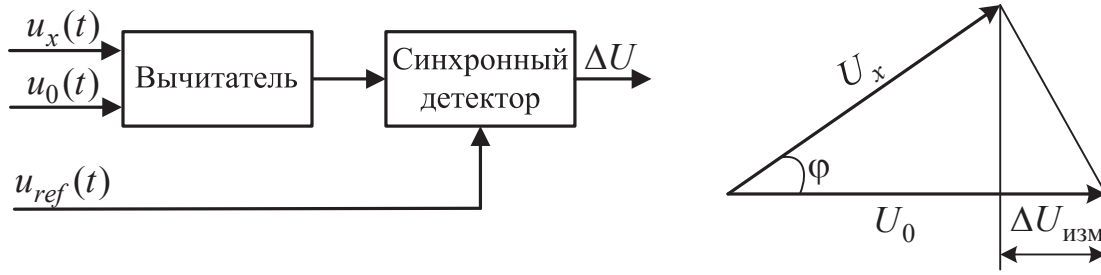


Рис. 2. Структурная схема и векторная диаграмма СУДВМ

Лучшую разрешающую способность по сравнению СУДВ_{скз} имеют СУДВ мгновенных значений (СУДВ_М). Такие усилители позволяют выделить и произвести обработку разностного (суммарного) вектора входных сигналов $u_0(t)$ и $u_x(t)$, который формируется непосредственно на входе СУДВ.

Благодаря установке вычитающего устройства схемы сравнения на входе СУДВ_М погрешность усилительно-преобразовательного канала, обрабатывающего разностный сигнал, существенно меньше влияет на результирующую погрешность, чем тот же тракт, используемый в СУДВ_{скз}. Возможность одновременного измерения фазовых соотношений для входных сигналов и способность оценивать различие форм их кривых являются несомненными достоинствами таких усилителей.

При построении СУДВ_М возникают следующие задачи:

- 1) достижение большого коэффициента подавления синфазной составляющей входных сигналов;
- 2) разработка структурных методов, обеспечивающих уменьшение взаимовлияния амплитудных и фазовых соотношений входных сигналов при обработке разностного вектора;
- 3) уменьшение влияния фазовых сдвигов в измерительном и опорном каналах СУДВ_М.

Структурная схема и векторная диаграмма измерений простейшего СУДВ_М представлена на рис. 2.

Выходная величина простейшего СУДВ_М будет определяться как:

$$\Delta U \approx \frac{1}{E} \cdot \left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{u_x(t) - u_0(t) + u_x(t) + u_0(t)}{2 \cdot K_{\text{осс}}} \right] u_{\text{ref}}(t) dt \right), \quad (6)$$

где E — значение деноминатора синхронного детектора, В.

Из (6) и векторной диаграммы (рис. 2) следует, что измерение разности ΔU интегральных значений $U_x - U_0$ сопровождается погрешностью γ , обусловленной наличием фазового сдвига φ между входными сигналами, конечным подавлением синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$ схемой сравнения (вычитателем) и некогерентностью опорного $u_{\text{ref}}(t)$ и детектируемого сигналов на входах синхронного детектора характеризуемой фазовым сдвигом φ_{ref} . Тогда измеренная разность $\Delta U_{\text{изм}}$ длин двух векторов $u_0(t)$ и $u_x(t)$

$$\Delta U_{\text{изм}} = \Delta U \gamma,$$

$$\gamma \approx \gamma_\varphi + \gamma_{\text{сф}},$$

$$\text{где } \gamma_\varphi = K \left[\frac{\cos(\varphi_{\text{ref}} - \varphi) + U_0 \cos(\varphi_{\text{ref}} - \varphi) - U_0 \cos(\varphi_{\text{ref}})}{\Delta U} \right] - \text{мультипликативная}$$

и аддитивная составляющие фазовой погрешности γ_φ ; K — коэффициент передачи синхронного детектора; $\gamma_{\text{сф}}$ — аддитивная погрешность, обусловленная неидеальностью схемы сравнения (конечным значением подавления синфазного сигнала).

СУДВ_М, выполненные по схемам рис. 3 и 4, позволяют исключить аддитивную составляющую фазовой погрешности:

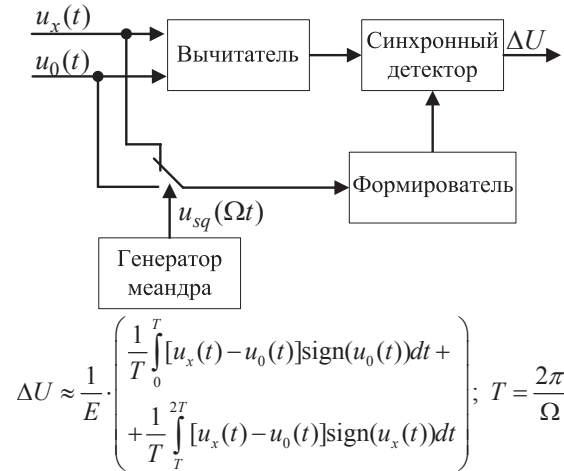


Рис. 3. Разновременная схема уменьшения фазовой погрешности

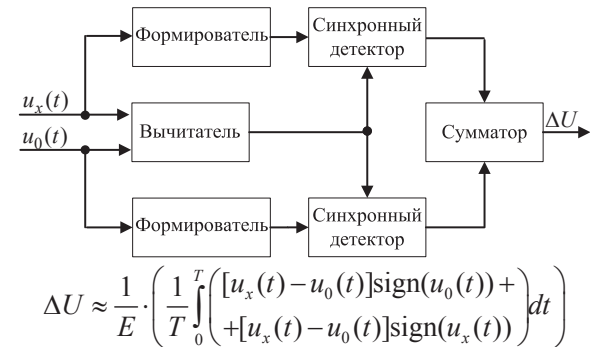


Рис. 4. Одновременная схема уменьшения фазовой погрешности

Исключение аддитивной составляющей фазовой погрешности достигается путем сложения результатов синхронного детектирования разностного напряжения sign-функциями, образованными от каждого из входных сигналов поочередно (рис. 3) или одновременно (рис. 4).

На рис. 5 представлена более простая схема уменьшения фазовой погрешности, результат аналогичный двум предыдущим достигается за счет формирования управляющего сигнала синхронного детектора из суммы входных напряжений.

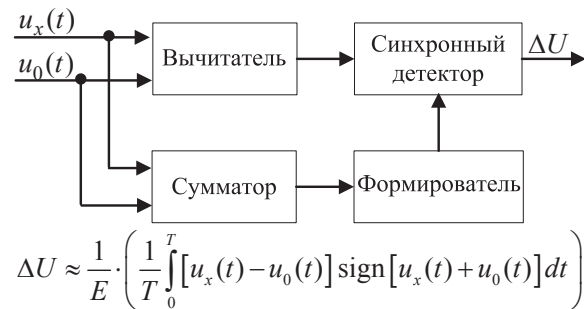


Рис. 5. Схема уменьшения фазовой погрешности

Составляющую $\gamma_{\text{ф}}$ погрешности измерения, обусловленную неидеальностью схемы сравнения (конечным значением $K_{\text{ОСС}}$), можно уменьшить путем схемотехнического увеличения $K_{\text{ОСС}}$ (рис. 6).

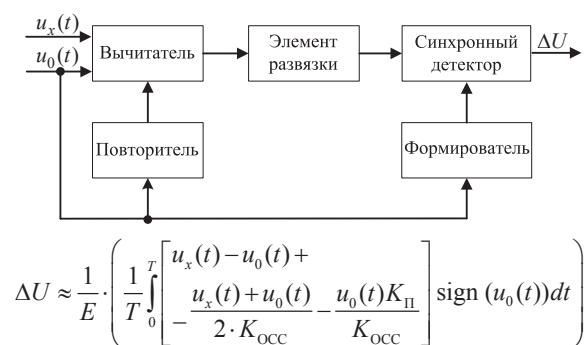


Рис. 6. Схема увеличения $K_{\text{ОСС}}$

Для этого организуется следающее за одним из входных сигналов питание схемы сравнения с помощью повторителя и вводится гальваническая развязка [17]. В этом случае

$$\gamma_{\text{сф}} = \frac{1 - K_{\text{П}}}{K_{\text{ОСС}}},$$

где $K_{\text{П}}$ — коэффициент передачи повторителя.

При использовании следающего питания за одним из входных сигналов возникает разница во входных импедансах схемы вычитателя, что приводит к возникновению дополнительной амплитудной погрешности.

Рассмотренные структурные схемы нашли широкое применение в отечественных разработках аналоговых СУДВ [14].

Отечественные СУДВ типа ДУ-12А и ДУ-12М серийно выпускались на Невинномысском заводе измерительных приборов и Харьковском заводе

электроаппаратуры, соответственно. СУДВ ДУ-13 входит в состав установки К2–41, которая предназначена для проверки параметров измерительных усилителей и других активных и пассивных четырехполюсников при исследовании, настройке и испытании систем и приборов, используемых в радиоэлектронике, связи, автоматике, вычислительной и измерительной технике, приборостроении. Установка К2-41 внесена в Госреестр средств измерений России (№ 8404-81) и выпускалась серийно с 1982 г. (КБ «Импульс», г. Санкт-Петербург).

На сегодняшний момент отечественные СУДВ серийно не выпускаются.

Сравнительный анализ коммерчески доступных зарубежных СУДВ [18, 19] и отечественных разработок показал:

1. Большинство зарубежных СУДВ имеют: максимальное входное напряжение не более 1 В, диапазон рабочих частот от 1 мГц до 100...250 кГц, разрешающую способность 2 или 100 нВ, входное сопротивление 10 или 100 МОм и входную емкость 25...35 пФ.
2. Большинство отечественных СУДВ разрабатывались для сравнения напряжений до 15 В в диапазоне частот от 20 Гц до 200 кГц с разрешающей способностью до 100 нВ, входным сопротивлением до 1 ГОм и входной емкостью не более 10 пФ.

Современные СУДВ, выпускаемые зарубежными производителями, практически все строятся на основе АЦП с последующей программной обработкой результатов преобразования с помощью DSP-процессора, на основе которого реализуются синхронный детектор, фильтр нижних частот и математические операции. Все они имеют микропроцессорное управление для использования в составе измерительно-информационных систем.

Анализ технической документации современных СУДВ показал, что при заявленной разрешающей способности 2 нВ и коэффициенте ослабления синфазного сигнала 100...120 дБ сравнение двух сигналов с напряжением 1 В даст реальную разрешающую способность 1 мкВ.

Выводы

Для проведения работ по калибровке масштабных измерительных преобразователей, таких как индуктивные делители напряжения и токовые шунты, при определении амплитудно-частотных характеристик ЦАП и АЦП методом сравнения с мерой необходимо обеспечить сравнение напряжений до 10 В среднеквадратического значения с разрешающей способностью до единиц нановольт без ухудшения входного импеданса по измерительным входам СУДВ.

В работе приведены структурные схемы для реализации СУДВ среднеквадратических и мгновенных значений и связанные с ними погрешности.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.В37.21.0457.

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. Гриневич 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 // CPEM 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., Бороков 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. Внут-