

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Hart J., Martinez K. Environmental Sensor Networks: A revolution in the earth system science? // *Earth-Science Reviews* – 2006. – № 78. – P. 177–191.
- Ададулов С.Е., Шабельников В.А. Интеллектуальная система мониторинга искусственных сооружений // *Мир транспорта*. – 2009. – № 3 – С. 32–37.
- Szewczyk R., Mainwaring A., Polastre J., Anderson J., Culler D. An analysis of a large scale habitat monitoring application // *Proc. 2nd Intern. Conf. on Embedded Networked Sensor Systems*. – Baltimore, MD, USA, 2004. – P. 214–226.
- Parker J.R. Multiple sensors, voting methods and target value analysis // *Proc. VI SPIE Conf. on Signal Processing, Sensor Fusion and Target Recognition*. – Orlando, Florida, USA, 1999. – P. 305–335.
- Hull B., Jamieson K., Balakrishnan H. Mitigating Congestions in Wireless Sensor Networks // *Proc. 2nd Intern. Conf. on Embedded Networked Sensor Systems*. – Baltimore, MD, USA, 2004. – P. 134–147.
- Chen D., Varshney P.K. QoS Support in Wireless Sensor Networks: A Survey // *Proc. Intern. Conf. on Wireless Sensor Networks*. – Las Vegas, Nevada, USA, 2004. – P. 227–233.
- Paek J., Govindan R. RCRT: Rate-controlled reliable transport for wireless sensor network // *Proce. ACM Conf. on Embedded Networked Sensor Systems*. – Sydney, Australia, 2007. – P. 305–319.
- Muravyov S., Chan M.C., Khomyakova M. Prioritizing sensed data transmission by consensus relation in wireless sensor network // *Proc. 12th IMEKO TC1 & TC7 Joint Symp. on Man Science & Measurement*. – Annecy, France, 2008. – P. 277–282.
- Кемени Дж., Снелл Дж. Кибернетическое моделирование. – М.: Советское радио, 1972. – 192 с.
- Muravyov S.V. Rankings as ordinal scale measurement results // *Metrology and Measurement Systems*. – 2007. – V. 13. – № 1. – P. 9–24.
- Muravyov S.V., Savolainen V. Special interpretation of formal measurement scales for the case of multiple heterogeneous properties // *Measurement*. – 2001. – V. 29. – P. 209–223.
- Кендэл М. Ранговые корреляции. – М.: Статистика, 1975. – 216 с.
- Кузьмин В.Б., Овчинников С.В. Об измерениях в порядковых шкалах // *Автоматика и телемеханика*. – 1974. – № 11. – С. 106–112.
- Shao Tao, Chan M.C., Muravyov S.V., Tarakanov E.V. Pritrans: A Prioritized Converge-cast Scheme using Consensus Ranking in Wireless Sensor Networks // *Proc. of SAS-2010*. – Limerick, Ireland, 2010. – P. 251–256.
- Muravyov S.V., Tarakanov E.V. Multiple solutions of an exact algorithm for determination of all Kemeny rankings: preliminary experimental results // *Proc. of ICIMCS*. – Hong Kong, 2011. – V. 1. – N.Y.: ASME Press, 2012. – P. 17–20.
- Литвак Б.Г. Экспертная информация: Методы получения и анализа. – М.: Радио и связь, 1982. – 184 с.

Поступила 23.03.2012 г.

УДК 621.398.725:621.317.727.1

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТОКА

А.И. Заревич, С.В. Муравьев, Е.В. Бедарева, О.Н. Величко*

Томский политехнический университет

E-mail: antonzarevich@ngs.ru

*ГП «Укрметртестстандарт», г. Киев, Украина

Предложен метод определения амплитудно- и фазочастотных характеристик линейных преобразователей тока, основанный на совместной цифровой обработке входного короткого импульсного воздействия и отклика на него. Частотная зависимость коэффициента передачи преобразователя рассчитывается с помощью компонентов комплексных спектральных преобразований напряжений с выходов исследуемого и эталонного преобразователей тока. Предложены пути повышения точности метода, основанные на усреднении по ансамблю спектральных составляющих сигналов.

Ключевые слова:

Цифровая обработка сигналов, преобразование Фурье, функция когерентности, токовый преобразователь, динамические характеристики.

Key words:

Digital signal processing, Fourier transform, coherence function, current transducer, dynamic behaviour.

Введение

Для преобразователей импульсных токов большой амплитуды (например, токовых шунтов) [1, 2] актуальна задача определения динамических метрологических характеристик, которая традиционно требует для своего решения наличия дорогостоящих источников гармонического или импульсного тока большой амплитуды и трудно реализуемых методов измерения малых импедансов. Аль-

тернативой этим подходам являются методы определения амплитудно- и фазочастотной характеристик преобразователей, основанные на формировании короткого импульсного воздействия на исследуемый преобразователь и последующей цифровой обработки его входных и выходных сигналов [3].

Целью статьи является описание алгоритма цифровой обработки импульсных сигналов, получае-

мых при определении амплитудно- и фазочастотной характеристик и результатов его экспериментального применения для анализа динамического поведения тестовой RC-цепи.

Метод определения динамических характеристик преобразователей тока

В исследуемом методе определения динамических характеристик на вход преобразователя подается короткий импульс тока, входной и выходной сигналы сохраняются в памяти цифрового осциллографа и затем подвергаются спектральным преобразованиям. Искомые амплитудно- и фазочастотные характеристики определяются по арифметическому отношению спектральных плотностей входных и выходных сигналов на соответствующих частотах.

При практическом применении метода зондирующий сигнал может иметь любую форму и должен удовлетворять условиям Дирихле: на исследуемом участке быть кусочно-непрерывным, ограниченным и иметь конечное число экстремумов. Практическое выполнение данных условий является сложной задачей. Так, требование кусочной непрерывности сигнала подразумевает отсутствие разрывов первого рода, которые неизбежно возникают при естественном ограничении длительности числовой последовательности, соответствующей сигналу. Повышение детализации анализа приводит к необходимости уменьшения шага дискретизации и повышения разрядности квантования, что, в свою очередь, способствует зашумленности сигнала и, следовательно, увеличивает число локальных экстремумов.

Таким образом, в полной мере метод применим только для цепей, которые в исследуемом частотном диапазоне описываются дифференциальными уравнениями первого порядка. Для цепей более высокого порядка применимость метода ограничена минимальной шириной резонансов, которые могут быть различимы в результате спектрального анализа.

Получаемые в эксперименте входные и выходные сигналы шунта представлены последовательностью из N элементов $x(t_k)$, где t_k – время регистрации k -го элемента в последовательности ($1 \leq k \leq N$); $x(t_k)$ – входной сигнал, а $y(t_k)$ – выходной сигнал. Дискретное преобразование Фурье, примененное сигналам, даст их спектральный состав в виде соответствующих векторов комплексных чисел $X(\omega_k)$ и $Y(\omega_k)$:

$$X(\omega_k) = \sum_{j=1}^N x(t_j) \omega_N^{(j-1)(k-1)}, \quad Y(\omega_k) = \sum_{j=1}^N y(t_j) \omega_N^{(j-1)(k-1)},$$

$$\omega_N = e^{-2\pi i/N},$$

где ω_k – вектор частот, соответствующий комплексным векторам $X(\omega_k)$ и $Y(\omega_k)$, полученный исходя из длины выборки и частоты Найквиста.

Комплексный коэффициент передачи шунта $K(\omega_k)$ будет определяться по выражению

$$K(\omega_k) = \frac{Y(\omega_k)}{X(\omega_k)}. \quad (1)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи есть амплитудно-частотная характеристика шунта, а его аргумент – фазочастотная характеристика.

В условиях физического эксперимента реальный импульсный сигнал всегда зашумлен и характеризуется нестабильностью амплитуды, длительности и формы огибающей. Средства измерения, применяемые для регистрации таких сигналов, также вносят свою погрешность. Влияние этих случайных факторов снижают путем многократных измерений и усреднения их результатов по ансамблю. Однако указанные особенности сигнала снижают эффективность использования временного сглаживания данных, а нестабильность длительности импульсов и условий запуска развертки цифрового осциллографа существенно ограничивают практическую применимость усреднения сигналов по ансамблю.

При постоянном размере выборки N и неизменности длительности развертки цифрового осциллографа, частоты компонент ω_k дискретного преобразования Фурье остаются неизменными и не зависят от смещения сигнала относительно начала выборки. Следовательно, шумы и искажения измеряемых сигналов приведут к случайной погрешности спектральных компонент на фиксированных частотах.

В предположении, что случайные погрешности подчинены нормальному закону, повышение точности практического применения метода может быть достигнуто путем равномерного усреднения по ансамблю реализаций спектральных компонент сигналов $X(f_k)$ и $Y(f_k)$ на фиксированной частоте f_k . При выполнении n измерений входного импульсного сигнала и соответствующего отклика шунта, усредненные спектральные компонент сигналов $\bar{X}(f_k)$ и $\bar{Y}(f_k)$ находятся по выражениям:

$$\bar{X}(f_k) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n X_j(f_k), \quad \bar{Y}(f_k) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y_j(f_k). \quad (2)$$

Тогда, с учетом (2), коэффициент передачи (1) может быть записан как:

$$\bar{K}(f_k) = \frac{\bar{Y}(f_k)}{\bar{X}(f_k)}. \quad (3)$$

Погрешность предложенного метода определения амплитудно- и фазочастотных характеристик токового преобразователя может быть оценена путем определения функции когерентности γ_{xy} между спектральными плотностями сигнала-отклика и тестового сигнала, как предложено в [4]:

$$\bar{\gamma}_{xy}^2(f_k) = \frac{\left| \sum_{j=1}^n \bar{X}_j^*(f_k) \bar{Y}_j(f_k) \right|^2}{\sum_{j=1}^n |\bar{X}_j(f_k)|^2 \sum_{j=1}^n |\bar{Y}_j(f_k)|^2}. \quad (4)$$

Функция когерентности γ_{xy} , определенная по выражению (4), в идеальном случае равна 1, что соответствует полной корреляции выходного $Y(f)$ и входного $X(f)$ сигналов. Дополнительные шумы, вносимые исследуемой цепью и средствами измерения, а также возможные нелинейные явления уменьшают γ_{xy} . В пределе γ_{xy} стремится к нулю, что соответствует отсутствию причинно-следственной связи между сигналами.

Среднее квадратическое отклонение σ , а, следовательно, и относительная погрешность определения коэффициента передачи $K(f_k)$ могут быть получены из выражения (4) следующим образом:

$$\sigma(\bar{K}(f_k)) = \frac{1}{\sqrt{2n}} \frac{\sqrt{1 - \bar{\gamma}_{xy}^2(f_k)}}{|\bar{\gamma}_{xy}(f_k)|}. \quad (5)$$

Полная погрешность измерения должна включать в себя относительную погрешность определения коэффициента передачи, полученную из выражения (5), и погрешности, вносимые используемыми средствами измерения.

На основании изложенных рассуждений был предложен алгоритм цифровой обработки импульсных сигналов, получаемых при исследовании преобразователей тока, и позволяющий определить амплитудно- и фазочастотные характеристики.

Алгоритм реализован на языке технических вычислений MATLAB [5], позволяющем осуществлять векторную обработку табличных данных и операции с вещественными числами разрядности 64. Таким образом, заметно сокращается время расчетов и снижается погрешность вычисления. Однако это приводит к нерациональному использованию памяти ЭВМ. Поэтому одновременная загрузка в память всех экспериментальных данных невозможна. Для обхода указанного ограничения в алгоритме применяются последовательная загрузка каждого файла данных. Далее данные подвергались быстрому преобразованию Фурье, умножались на весовой коэффициент усреднения и суммировались с результирующими данными для дальнейших вычислений.

Алгоритм быстрого преобразования Фурье, реализованный в MATLAB, предполагает, что длина исходной последовательности данных кратна степени 2. Для меньшей длины последовательности ее длина увеличивается до значения, кратного степени 2:

$$N_2 = 2^{\lceil \log_2 N \rceil}.$$

Алгоритм экстраполирует данные нулями, что эквивалентно оконному преобразованию Фурье с прямоугольным окном [6]. В то же время получаемые в физическом эксперименте сигналы зачастую содержат постоянную составляющую, а значения данных в начале и конце последовательности отличаются от нуля и, в общем случае, не равны друг другу. Поэтому в алгоритме использована экстраполяция входного и выходного сигналов полиномом нулевой степени. Значение экстраполяции, в отличие от предлагаемого в MATLAB, опре-

деляется путем усреднения данных из последней четверти последовательности:

$$x(t_k) = \frac{4}{N} \sum_{j=\frac{3}{4}N}^N x(t_j), \quad y(t_k) = \frac{4}{N} \sum_{j=\frac{3}{4}N}^N y(t_j),$$

$$k = N + 1, \dots, N_2.$$

Подобная экстраполяция допустима только для случая, если в исследуемой цепи на участке усреднения уже завершены переходные процессы, что имеет место при импульсном входном сигнале.

Алгоритм. Определение АЧХ и ФЧХ преобразователя тока

1: Пусть:

N – длина последовательности мгновенных отсчетов входного и выходного сигналов;

n – число импульсов в ансамбле;

t_k – временные отсчеты;

$x(t_k)$ и $y(t_k)$ – мгновенные, \bar{x} и \bar{y} – усредненные отсчеты входного и выходного сигналов;

N_2 – длина последовательности отсчетов, кратная степени 2;

f_k – частоты спектральных компонент сигналов; $X(f_k)$, $Y(f_k)$, $\bar{X}(f_k)$ и $\bar{Y}(f_k)$ – спектральные компоненты сигналов и их усредненные значения

2: **for** $j=1, n$ **do**

3: Загрузка мгновенных отсчетов входного $\langle t_k, x(t_k) \rangle$ и выходного $\langle t_k, y(t_k) \rangle$ сигналов

4: Определение длины последовательности отсчетов N

5: Разделение загруженных отсчетов на три последовательности: t_k , $x(t_k)$ и $y(t_k)$

6: ► Проверка N на кратность степени 2

if $N \leftarrow 2^{\lceil \log_2 N \rceil}$ **then**

7: ► Поиск усредненного значения отсчетов последовательностей $x(t_k)$ и $y(t_k)$

$$\bar{x} \leftarrow \frac{4}{N} \sum_{j=\frac{3}{4}N}^N x(t_j), \quad \bar{y} \leftarrow \frac{4}{N} \sum_{j=\frac{3}{4}N}^N y(t_j)$$

$$\text{для } k = \left[\frac{3}{4}N \right], \dots, N$$

8: ► Определение новой длины последовательности отсчетов

$$N \leftarrow 2^{\lceil \log_2 N \rceil}$$

9: Увеличение длин последовательностей $x(t_k)$ и $y(t_k)$ до N_2

10: ► Экстраполяция мгновенных отсчетов

$$x(t_k) = \bar{x}, \quad y(t_k) = \bar{y} \quad \text{для } k = N + 1, \dots, N_2$$

11: **end if**

12: $N \leftarrow N_2$

13: Определение шага квантования t_s как усредненной разности между соседними элементами в последовательности t_k

14: Применение к последовательностям отсчетов x и y процедуры быстрого преобразования Фурье и определение спектральных компонент X и Y сигналов

- 15: ► Определение частот f_k спектральных компонент сигналов

$$f_k \leftarrow k/2t, \text{ для } k = 0, \dots, N/2 + 1$$

- 16: ► Усреднение спектральных компонент сигналов

$$\bar{X}(f_k) \leftarrow \bar{X}(f_k) + \frac{1}{n} X_j(f_k);$$

$$\bar{Y}(f_k) \leftarrow \bar{Y}(f_k) + \frac{1}{n} Y_j(f_k)$$

17: end for

- 18: Определение АЧХ $|K(f_k)|$ и ФЧХ $\arg(K(f_k))$ по выражениям (2) и (3)

- 19: Определение функции когерентности $\gamma_{xy}(f_k)$ и среднего квадратического отклонения $\sigma(f_k)$ по выражениям (4) и (5)

- 20: Визуализация и сохранение результатов

Исследование динамического поведения тестовой RC-цепи

Экспериментальное тестирование метода проведено для интегрирующей RC-цепи. Для такой цепи коэффициент передачи по току определяется как:

$$K_I(f) = \frac{1}{j2\pi fC}, \quad (6)$$

где R – сопротивление резистора; C – емкость конденсатора; f – частота.

Принципиальная схема эксперимента приведена на рис. 1. RC-цепь состояла из резистора сопротивлением $R=47,92$ Ом и конденсатора емкостью $C=47$ нФ. На вход цепи с генератора сигналов Актаком AWG-4110 подавался сигнал в виде последовательности коротких импульсов близкой к прямоугольной формы с частотой следования 23 кГц, скважностью 10 и амплитудой 10 В. Для измерения тока, использовался установленный на входе цепи эталонный трансформатор тока 13W0100 производства фирмы Lilco Ltd [7]. Сигналы с выхода генератора, трансформатора тока и конденсатора поступали на входы цифрового осциллографа LeCroy WaveSurfer 62Xs.

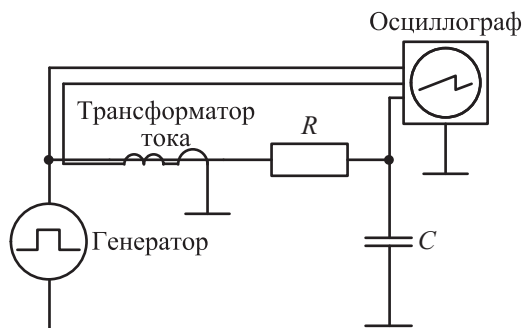


Рис. 1. Принципиальная схема эксперимента по определению коэффициента передачи RC-цепи

С целью получения ансамбля реализаций были зафиксированы 50 импульсов тока и напряжения на выходе и входе RC-цепи. Типичные формы сиг-

налов, наблюдаемые на экране осциллографа, приведены на рис. 2.

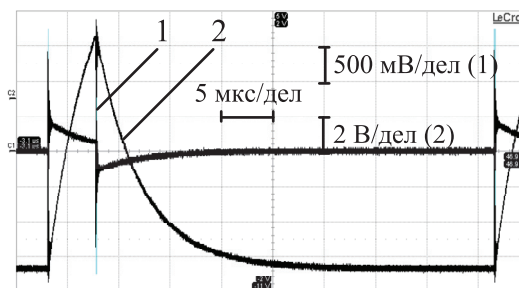


Рис. 2. Экспериментально измеренные сигналы на экране осциллографа: с выхода трансформатора тока (кривая 1) и с выхода RC-цепи (кривая 2)

В соответствии с предложенным алгоритмом, сигналы достраивались до завершения полного периода, в результате, длительности соответствующих сигналам числовых последовательностей стали кратными степени 2 и состояли из 524288 временных отсчетов. Результаты обработки данных показаны на рис. 3, 4. На рис. 3 сплошными линиями также представлены результаты теоретического расчета коэффициентов передачи по напряжению и по току, выполненные по выражению (6).

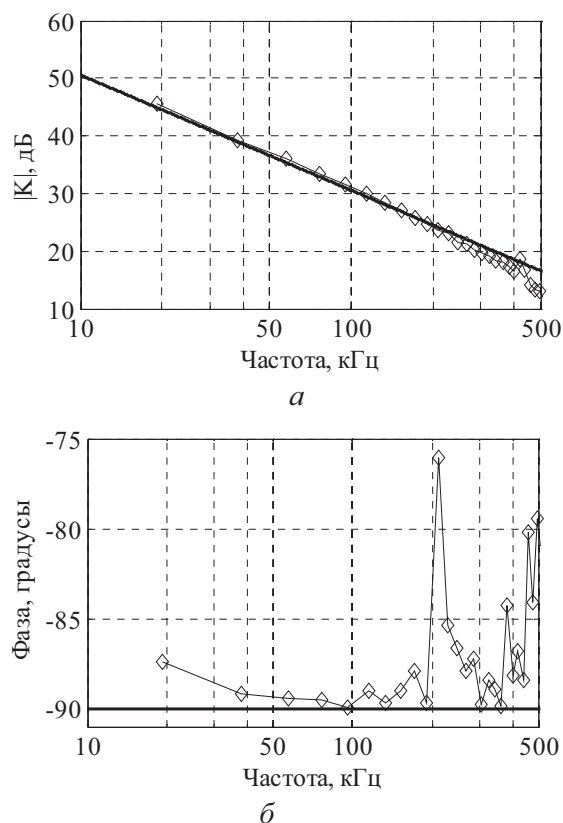


Рис. 3. Амплитудно- и фазочастотные характеристики RC-цепи: а) АЧХ; б) ФЧХ

Из представленных графиков видно, что в полосе частот до 180 кГц погрешность определения коэффициента передачи не превышает 0,1%. Результаты обработки экспериментальных результа-

тов весьма близки к результатам расчета. Рост погрешности при увеличении частоты связан с резонансными явлениями в соединительных проводах и шумами в использованном оборудовании. На частоте 300 кГц коэффициент передачи по напряжению уменьшается на 20 дБ. Измерения высокочастотных компонент сигнала при таком ослаблении крайне затруднительно и ограничено чувствительностью осциллографа.

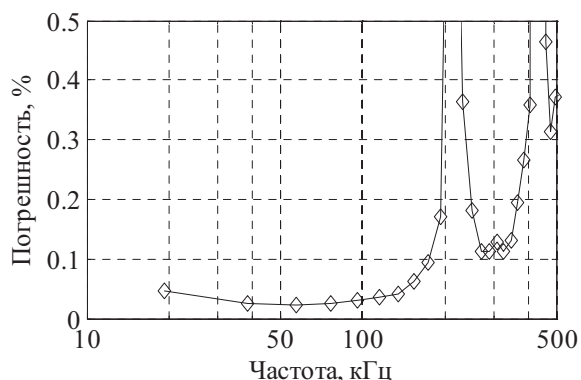


Рис. 4. Погрешность определения коэффициента передачи RC-цепи

Метод не требует использования дорогостоящего оборудования для формирования гармонических или импульсных токов большой амплитуды, позволяет избежать необходимости измерения малых импедансов. Использование цифровой обработки позволяет существенно сократить трудоем-

кость определения метрологических характеристик сильноточного оборудования.

Выводы

Предложен и экспериментально апробирован алгоритм цифровой обработки импульсных сигналов, получаемых при определении амплитудно- и фазочастотной характеристик преобразователей тока, описываемых моделью линейной электрической цепи. Алгоритм основан на совместной цифровой обработке усредненных по ансамблю мгновенных отсчетов входного короткого импульсного воздействия и отклика на него. Частотная зависимость коэффициента передачи рассчитывается с применением быстрого преобразования Фурье напряжений с выходов исследуемого и эталонного преобразователей. Работоспособность метода продемонстрирована на примере RC-цепи с известными параметрами. Погрешность определения не превышает 0,1 %.

Исследования выполнены в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 гг.» по теме: «Программно-аппаратный комплекс для автоматизированных испытаний сильноточных преобразователей» (Государственный контракт № 11.519.11.6026) и в соответствии с грантом НК-566П/13 по направлению «Создание электронной компонентной базы» в рамках мероприятия 1.2.1 «Проведение научных исследований научными группами под руководством докторов наук» федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Векслер М.С., Теплинский А.М. Шунты переменного тока. — Л.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
2. Muravyov S.V., Borikov V.N., Natalinova N.M. A computer system: measurement of welding surge currents // Measurement and Control. — 2009. — V. 42. — № 3. — P. 44–47.
3. Cherbaucich C., Crotti G., Kuljaca N., Novo M. Evaluation of the dynamic behaviour of heavy current shunts // Metrology in the 3rd Millennium: Proc. XVII IMEKO World Congress. — 22–27 June, 2003. — Dubrovnik, Croatia, 2003. — P. 586–589.
4. Бендат Дж.С., Пирсол А.Дж. Применения корреляционного и спектрального анализа. — М.: Мир, 1983. — 312 с.
5. Мэтьюз Д.Г., Финк К.Д. Численные методы. Использование MATLAB, 3-е изд.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2001. — 720 с.

6. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2002. — 608 с.
7. Cordingley B., Chamund D.J. Some observations on the performance of modern wideband current transformers in pulse current measurement applications // Proc. of 5th Modulator-Klystron Workshop for Future Linear Colliders CERN. — 26–27 April 2001. — Geneva, Switzerland, 2001. URL: <http://mdk2001.web.cern.ch/mdk2001/Proceedings/SessionPoster/sessionpos.pdf> (дата обращения: 19.04.2012).

Поступила 20.04.2012 г.