

ёмных матриц позволяет найти условные оптимальные чёткость и кадровую частоту даже при их дискретно переключаемом взаимнообмене. Обеспечение устойчивости САУ параметрами разложения ИС требует введения доверительного интервала при измерении статистик сигнала, превышающего минимально допустимое значение, определяемое дискретностью растра. Отношение порогов $d_{1\leftrightarrow 2}$ принятия решений об изменении параметров разложения, без флуктуаций равно четырем, при решении по одному кадру должно быть увеличено примерно до девяти. При введении в контуре управления оптимальной (2) или субоптимальной (6) инерционности, определяемой скоростью $d\varphi(t)/dt$ изменения математического ожидания φ отношения дисперсий межэлементных и межкадровых приращений, можно добиться отношения порогов $d_{1\leftrightarrow 2} = 5...6$ в актуальном диапазоне скоростей изменения φ , что обеспечит минимизацию времени нахождения системы вне зоны допустимых отклонений дисперсий измеряемых статистик от равновесия.

Л и т е р а т у р а

1. Брацлавец П. Ф., Росселевич И. А., Хромов Л. И. Космическое телевидение. М.: Связь, 1973.
2. Сагдуллаев Ю. С., Абдуллаев Д. А., Смирнов А. И. Основы телевизионного контроля процесса сближения космических аппаратов. Ташкент: Фан, 1997.

3. Бачевский С. В. Точность определения дальности и ориентации объекта методом пропорций в матричных телевизионных системах // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2010. Вып. 1. С. 57—66.

4. Смирнов А. И., Ковин С. Д., Сагдуллаев Ю. С. Измерение дальности и скорости движения объектов по телевизионным изображениям // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2013. Вып. 1. С. 74—84.

5. Половко С. А., Вартанов В. Л., Козлов В. В. Помехоустойчивость телевизионно-компьютерных систем контроля сближения и стыковки космических аппаратов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2012. Вып. 1. С. 44—57.

6. Умбитаев А. А., Пятков В. В., Цыцулин А. К. Синтез прикладных телевизионных систем, адаптивных к динамике сюжета // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2015. Вып. 3. С. 88—99.

7. Умбитаев А. А., Пятков В. В., Цыцулин А. К. Статистический синтез управления телевизионной системой, адаптивной к динамике сюжета // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2016. Вып. 1. С. 3—11.

8. Пат. 2492506 РФ. Адаптивный следящий измеритель / Пятков В. В., Мелешко А. В. // Изобретения. Полезные модели. 2013. № 25.

Дата принятия: 28.09.2016 г.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

620.192.4

Измерительная система для исследования дефектов пластин из сплавов с помощью сверхминиатюрных вихретоковых преобразователей

С. Ф. ДМИТРИЕВ¹, А. В. ИШКОВ², А. О. КАТАСОНОВ³, Е. А. КОЛУБАЕВ⁴,
В. Н. МАЛИКОВ¹, А. М. САГАЛАКОВ¹, Л. И. ШЕВЦОВА⁵

¹ Алтайский государственный университет, Барнаул, Россия

² Алтайский государственный аграрный университет, Барнаул, Россия

³ ООО «НПФ «Гамма-Тест», Барнаул, Россия

⁴ Институт физики прочности и материаловедения СО РАН (ФАНО), Томск, Россия

⁵ Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия,
e-mail: osys11@gmail.com

На основе сверхминиатюрных вихретоковых преобразователей разработана измерительная система для локальных исследований дефектов пластин из алюминий-магниевого сплава. Выполнена модификация фильтра Дельяна, позволяющая значительно повысить отношение сигнал—шум. Приведена зависимость отклика вихретокового преобразователя от дефектов в виде скрытых прорезей и отверстий внутри пластин при частотах 300—700 Гц сигналов возбуждающей обмотки.

Ключевые слова: сверхминиатюрный вихретоковый преобразователь, алюминиевые сплавы, дефектоскопия.

The measuring system based on subminiature eddy-current transducers has been developed to carry out local investigations of aluminum-magnesium alloy plates for flaws. The Delia filter has been modified to allow the significant increase of signal-to-noise ratio. The dependence of eddy-current transducer response from the presence of flaws in alloys as hidden holes at signal frequencies comprised between 300—700 Hz on an exciting winding is presented.

Key words: subminiature eddy-current transducer, aluminum alloys, flaw detection.

Проблемы контроля качества проводящих материалов занимают важное место в современной прикладной физике и промышленном производстве. В индустриально развитых

странах общий объём расходов на контроль качества изделий составляет до 3 % стоимости выпускаемой продукции. В отраслях промышленности с повышенными требованиями

к безопасности и надёжности изделий (оборонная, атомная, аэрокосмическая) затраты на контроль качества могут достигать 20 % [1]. В этой связи актуальной задачей становится разработка сверхминиатюрных вихретоковых измерительных систем для локальных измерений электропроводности в неоднородных материалах поиска дефектов в сплавах. Исследованиям в данной области посвящены работы [2—6]. В [2] описана дефектоскопия трещин между двумя алюминиевыми пластинами с модельным дефектом в центре. Диаметр измерительной обмотки в данной разработке вихретокового преобразователя (ВТП) составлял 7 мм. Сканирование проводили при частотах 1; 5 кГц, характерная глубина проникновения вихревых токов в исследуемые пластины на указанных частотах составляла 3,82; 1,71 мм. Экспериментальные методы на основе двух ВТП, работающих в дифференциальном режиме, представлены в [3]. Подобные схемы включения позволяют значительно уменьшить уровень паразитных шумов, возникающих при непрерывном сканировании в реальном времени.

Тенденция миниатюризации ВТП связана с необходимостью локальных измерений. В последнее время разработаны ВТП, имеющие габаритные размеры 5×5 мм с проволокой в рабочей области диаметром 0,15 мм [4]. Однако их применение не обеспечивает требуемой глубины проникновения и локализации магнитного поля, необходимого для локальных измерений в неоднородных средах. Данную проблему решают с помощью концентраторов магнитного поля из феррита с высоким значением магнитной проницаемости. Ферритовые концентраторы существенно уменьшают рассеивание вихревых токов [5, 6].

Локальность контроля накладных ВТП повышают, используя сердечники конусообразной формы [7]. Такая форма позволяет уменьшить погрешность измерений и обнаружить дефекты малых линейных размеров.

В связи с изложенным возникает задача разработки сверхминиатюрных ВТП, обеспечивающих возможность обнаружения дефектов линейными размерами около 100 мкм на глубине до 5 мм. Актуальным также является определение формы сердечников, оптимальной для нахождения дефектов различных типов, и создание системы фильтрации для снижения уровня помех измерительного сигнала при сканировании.

Конструктивное исполнение преобразователя. Сверхминиатюрный ВТП разработан для локального контроля физических параметров пластин из алюминиевых сплавов [8—11]. Определяемый параметр — электропроводность материала и её распределение по поверхности и толщине исследуемого объекта. В основе метода вихревых токов лежит зависимость интенсивности и распределения этих токов в объекте контроля от его геометрических, электромагнитных (и связанных с ними) параметров, а также взаимного положения измерительного преобразователя и объекта контроля.

Вихретоковый преобразователь подключён к звуковой плате персонального компьютера со специальным программным обеспечением, разработанным на языке C++ под операционной системой Windows. Программное обеспечение управляет подачей напряжения на возбуждающую обмотку ВТП и считывает значения напряжения (в условных единицах) с измерительной обмотки, а также с учётом предварительной калибровки переводит полученные данные в значения электропроводности.

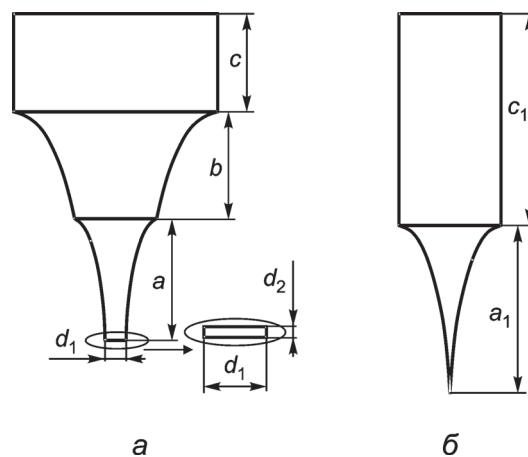


Рис. 1. Сердечники ВТП-1 (а), ВТП-2 (б)

В работе использовали сердечники различной формы. На рис. 1 представлены сердечники трапециевидной формы ВТП-1 и в виде заострённого конуса — ВТП-2. Размеры сердечников: $a = 2,2$ мм, $b = 1,8$ мм, $c = 1,6$ мм, $d_1 = 0,15$ мм, $d_2 = 0,03$ мм, $a_1 = 3,3$ мм, $c_1 = 3,6$ мм. Сердечники изготавливали из феррита 2000 НМ3 с магнитной проницаемостью 500. На их основе были сконструированы ВТП с возбуждающей, измерительной и компенсационной обмотками. Компенсационная обмотка, подключённая к измерительной, предназначена для вычитания сигнала возбуждающей обмотки из результирующего сигнала. Возбуждающая и измерительная обмотки содержат 200 витков, компенсационная обмотка — 160—180 витков. Для намотки используется медная проволока толщиной 5 мкм. Диаметры измерительной и возбуждающей обмоток ВТП-1 составляют 0,15; 0,3 мм, соответственно; сердечник имеет трапециевидную форму. Размеры измерительной обмотки ВТП-2 соответствуют 0,03—0,15 мм; диаметр возбуждающей обмотки 0,3 мм; сердечник имеет вид заостренного конуса.

Вихретоковый преобразователь представляет трансформатор с измерительной, возбуждающей, компенсационной обмотками и магнитопроводом, размещённым внутри цилиндрической платформы. На внешней стороне платформы вырезаны дорожки для обмоток, пропитанных компаундом при температуре 200 °С с целью предотвращения разрушений при наложении ферритового экрана. Экран предназначен для локализации электромагнитного поля на объекте контроля. Снаружи ВТП заключён в корундовую шайбу, которая защищает сердечник от контакта с объектом контроля.

Характеристики разработанных ВТП позволяют эффективно локализовать магнитное поле в пределах участка 2500 мкм² и обеспечить значительную глубину его проникновения в исследуемый объект при работе на достаточно низких частотах [11].

Разработанная измерительная система работает следующим образом. Персональный компьютер управляет генератором прямоугольных импульсов напряжения с частотой следования f_1 и амплитудой U . В соответствии с измерительной задачей задаются частота следования и амплитуда импульсов. Для преобразования сигнала в синусоидальную форму сгенерированные импульсы напряжения поступают на два последовательно включённых интегратора. После преобразования мощность сигнала увеличивается в блоке

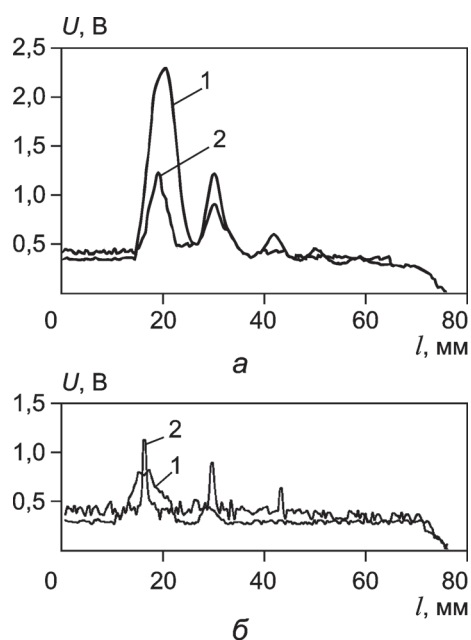


Рис. 2. Результаты сканирования пластины № 1 (а), № 2 (б):
1, 2 — ВТП-1, ВТП-2, соответственно

усиления мощности (коэффициент усиления составляет 20 ± 2). Затем сигнал поступает на возбуждающие обмотки индуктивности ВТП. Синусоидальный ток, действующий в обмотках преобразователя, создаёт электромагнитное поле, которое возбуждает вихревые токи в электропроводящем объекте. Электромагнитное поле вихревых токов воздействует на измерительные обмотки ВТП, наводя в них электродвижущую силу (ЭДС) [12—14], которая несёт информацию о структурных неоднородностях объекта контроля в зоне действия преобразователя. Усиливается ЭДС в специальном селективном усилителе, основанном на двухкаскадном модифицированном фильтре Дельяна с многопетлевой обратной связью. Классическая схема фильтра была дополнена вторым каскадом селективного усиления, предназначенного для повышения амплитуды сигнала с заданной частотой. В результате подключения второго каскада система фильтрации обладает высокой стабильностью и низкой чувствительностью к небольшому разбросу параметров элементов схемы.

Элементы фильтра рассчитаны на работу при частоте 300—700 Гц. После фильтрации сигнал поступает на амплитудный детектор, а затем через аналого-цифровой преобразователь на персональный компьютер. Из-за одновременного управления частотой генерируемого сигнала на возбуждающей обмотке и частотой среза системы фильтрации происходит выделение полезного сигнала, несущего информацию о распределении электропроводности внутри объекта, в частности о возможных дефектах объекта. Программное управление позволяет изменять рабочую частоту измерительной системы.

Экспериментальные результаты и их обсуждение. Для тестирования данной измерительной системы использовали образцы с модельными дефектами со свободным доступом. Каждый образец сканировали несколькими ВТП, сконструированными на основе сердечников разной формы. Глубину залегания дефектов оценивали непосредственно.

В качестве образцов использовали пластины из алюминево-магниевого сплава (94 % Al, 3 % Mg) толщиной 5,5 мм. Первая пластина содержала шесть дефектов в виде прорезей толщиной 0,25 мм на глубинах 1,0; 2,0; 3,0; 4,0; 5,0; 5,3 мм. Результаты сканирования представлены на рис. 2, где U — напряжение, вносимое в измерительную обмотку датчика, l — положение датчика относительно начала объекта.

В результате дефектоскопии с применением ВТП-1 обнаружили пять дефектов из шести. Сканирование, проведенное ВТП-2, выявило только два дефекта.

Второй образец имел вид пластины с шестью дефектами на той же глубине. При дефектоскопии на частоте 500 Гц с помощью ВТП-2 выявили три дефекта. Сканирование с помощью ВТП-1 позволило установить два дефекта, однако локализация местонахождения дефектов при использовании данных сердечников затруднена.

Закключение. Разработана измерительная система, предназначенная для исследования дефектов пластин из алюминево-магниевого сплава с помощью сверхминиатюрных ВТП. Проведенное исследование демонстрирует возможности вихретокового метода контроля для поиска малых дефектов глубокого залегания в пластинах алюминиевых сплавов. Сверхминиатюрные ВТП, сконструированные на основе сердечников трапецевидной формы, позволяют эффективно выявлять длинные подповерхностные трещины с шириной раскрытия 250 мкм. Для нахождения дефектов в виде углублений целесообразнее использовать ВТП, изготовленные на основе сердечников в виде заостренных конусов.

Ранее вихретоковый метод контроля применяли преимущественно для контроля поверхностных дефектов (трещин, прорезей, нарушения сплошности поверхностного слоя металла). В результате применения сверхминиатюрных ВТП с ферритовыми сердечниками специальной формы и модифицированных фильтров становится возможным локализовать магнитное поле на малом участке объекта контроля и добиться значительной глубины проникновения создаваемого возбуждающей обмоткой поля в исследуемый объект при подборе соответствующей частоты. Разработанная измерительная система используется для исследования материалов в лаборатории контроля качества материалов и конструкций Института физики прочности и материаловедения СО РАН (ФАНО).

Л и т е р а т у р а

1. Prance R. J., Clark T. D., Prance H. Ultra low noise induction magnetometer for variable temperature operation // *Sensors and Actuators A: Physical*. 2000. V. 85. No. 1—3. P. 361—364.
2. Учанин В. Н. Вихретоковые мультидифференциальные преобразователи и их применение // *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. 2006. № 3. С. 34—41.
3. Barbato L., Poulakis N., Tamburrino A., Theodoulidis T., Ventre S. Solution and Extension of a New Benchmark Problem for Eddy Current Nondestructive Testing // *IEEE Transactions on Magnetics*. 2015. V. 10. No. 7. P. 1—1.
4. Rocha J., Ramos H. G., Ribeiro A. L., Pasadas D. J. Magnetic Sensors Assessment in Velocity Induced Eddy Current Testing // *Sensors and Actuators A: Physical*. 2015. V. 228. P. 55—61.
5. Пат. 1370542 СССР. Накладной вихретоковый преобразователь / Куриляк Д. Б., Макаров Г. Н., Иванов С. А., Воронкин М. А. // *Открытия, Изобретения*. 1988. № 4.

ля ЧВ $\delta_{\text{см}\tilde{X}_m} = \delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}} = [M\{\tilde{X}_{k_c}\} - X_{k_c}] / X_{k_c}$ имеет вид

$\delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}} \approx q_k^2 / 2$ [2], откуда $q_{k, \min} = (2\delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}})^{-1/2}$. Выразим N

через $q_{k, \min}$, $\delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}}$ и получим

$$N_{\max} = 2\Delta\theta_{\text{ш.э}} q_{k, \min}^2 / q_{\text{вх. min}}^2 = \Delta\theta_{\text{ш.э}} / \left(\delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}} q_{\text{вх. min}}^2 \right).$$

При $q_{\text{вх. min}} = 0,05$, $\delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}} = 2\%$ имеем $q_{k, \min} = 5$, $N = 30000$;

это достаточно большое значение.

Приближенное выражение для СКО оценки $\tilde{X}_{k_c}$, отнесенного к её математическому ожиданию $M\{\tilde{X}_{k_c}\}$, имеет вид [1]:

$$\sigma_{\tilde{X}_{k_c}} / M\{\tilde{X}_{k_c}\} \approx q_k^{-1} \sqrt{(4q_k^2 - 1) / (2(2q_k^2 + 1))} \approx q_k^{-1}.$$

При $q_{k, \min} = 5$; 4,0825 получим $\sigma_{\tilde{X}_{k_c}} / M\{\tilde{X}_{k_c}\} \approx 0,200$;

0,241, соответственно. От N также сильно зависит СКО $\sigma_{\tilde{X}_{k_c}}$

оценки $\tilde{X}_{k_c}$, но его можно уменьшить усреднением.

Обеспечить необходимую точность спектральных измерений зашумлённых сигналов можно с помощью узкополосной цифровой фильтрации сигнала, предваряющей его спектральный анализ. С применением цифрового фильтра (ЦФ) с эквивалентной шумовой полосой квадрата частотной характеристики $\Delta f_{\text{п.ш}}$ можно повысить в $\gamma = \sqrt{0,5f_d / \Delta f_{\text{п.ш}}}$ раз отношение сигнал—шум на входе процессора ДПФ (БПФ — быстрого преобразования Фурье) и в γ^2 раз уменьшить число N точек ДПФ и частоту f_d дискретизации сигнала. В этом случае отношение сигнал—шум канала определяется как

$q_k = q_{\text{вх}} \gamma \sqrt{N / (2\Delta\theta_{\text{ш.э}})}$. Цифровая фильтрация сигнала предпо-

лагает разбиение диапазона рабочих частот измерителя на полосы с поиском необходимой полосы. Такой измеритель может иметь многоканальную структуру с высокой

степенью унификации измерительных каналов, выполняющих одновременную обработку сигналов всех частотных полос.

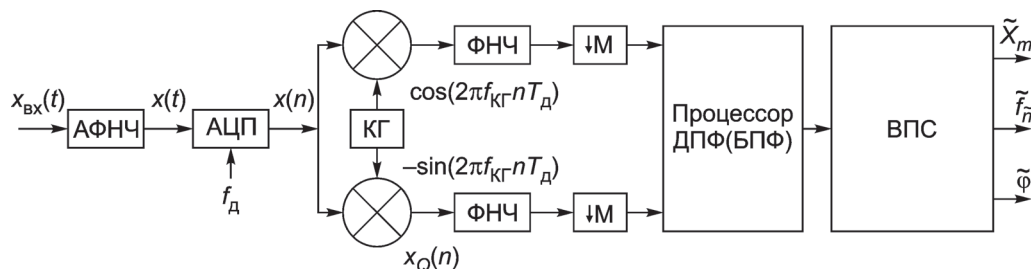
Структура измерителя определяется способом выделения анализируемой полосы частот сигнала. Наиболее универсальна структура с применением квадратурной обработки сигнала (рисунок). Такой измеритель состоит из комплексного гетеродина КГ (выполняющего перенос анализируемой полосы частот сигнала к нулевой частоте), фильтра нижних частот ФНЧ, процессора ДПФ (БПФ) для расчёта соответствующего комплексного сигнала и вычислителя параметров сигнала ВПС. Аналоговый сигнал $x(t)$, преобразуемый аналого-цифровым преобразователем АЦП в цифровой сигнал $x(n)$, соответствует сумме входного сигнала $x_{\text{вх}}(t)$ и внешнего шума $e(t)$, ограниченных по полосе частот аналоговым фильтром нижних частот АФНЧ. После умножения сигнала $x(n)$ на косинусную и синусную составляющие комплексного гетеродина (КГ) он преобразуется в комплексный сигнал с квадратурными составляющими $x_I(n)$, $x_Q(n)$ со спектром, смещённым влево на частоту $f_{\text{КГ}}$ КГ (к нулевой частоте). С помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) в квадратурных каналах выделяется полоса частот комплексного сигнала, подлежащая спектральному анализу с применением ДПФ (БПФ) и оценке параметров сигнала, попадающего в эту полосу. После ФНЧ возможно понижение частоты f_d дискретизации сигнала в M раз (децимация сигнала) в зависимости от выделяемой полосы частот.

При использовании вещественного сигнала КГ $x_{\text{КГ}}(n) = \cos(2\pi f_{\text{КГ}} n T_d)$, T_d — период дискретизации, структура измерителя соответствует более простому варианту его реализации с неквадратурным преобразованием частоты сигнала. Однако при данном гетеродинировании отношение сигнал—шум на выходе ФНЧ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) из-за

снижения в 2 раза амплитуды сигнала и в $\sqrt{2}$ раз СКЗ шума. Кроме того, в таком измерителе на одну и ту же разностную (промежуточную) частоту f_p преобразуются сигналы с частотами $f_c = f_{\text{КГ}} - f_p$ и зеркальной $f_c = f_{\text{КГ}} + f_p$, что создает дополнительные трудности их разделения. В измерителе с использованием квадратурной обработки сигналов эти недостатки отсутствуют.

Цель исследования измерителя — установление связи между числом точек ДПФ, шириной и числом частотных полос сигнала, коэффициентом понижения частоты дискретизации сигнала (коэффициентом децимации) и параметрами ФНЧ.

Для определения числа N точек ДПФ с предварительной цифровой фильтрацией сигнала вначале требуется найти



Структурная схема спектрально-фильтрового измерителя параметров сигналов:

АФНЧ, ФНЧ — фильтры низких частот (аналоговый и цифровой); АЦП — аналого-цифровой преобразователь; КГ — комплексный гетеродин; М — блок децимации; ДПФ (БПФ) — дискретное (быстрое) преобразование Фурье; ВПС — вычислитель параметров сигнала

максимально необходимое число $N_{\max}$ точек ДПФ без использования фильтрации, а затем с учётом допустимого значения смещения оценки модуля ЧВ сигнала $\delta_{\text{см}\tilde{X}_{k_c}}$ и необходимого разреше-

ния по частоте (значения $k_{c, \min}$) выбрать наибольшее из них. Вычисление ДПФ по числу N точек, меньшему $N_{\max}$ и находящемуся в кратном соотношении с ним, уменьшает отношение сигнал—

шум канала в $\gamma = \sqrt{N_{\max}/N}$ раз. Это уменьшение должно быть скомпенсировано до прежнего значения q_k увеличением в γ раз отношения сигнал—шум на входе ДПФ за счёт предварительной цифровой фильтрации сигнала.

Коэффициент улучшения отношения сигнал—шум с мощностью ЦФ $\gamma_{\text{ЦФ}} = \sqrt{f_d/2\Delta f_{\text{п.ш}}}$ определяется энергетической полосой фильтра $\Delta f_{\text{п.ш}}$. Фильтр с такой энергетической полосой преобразует входной шум с равномерной спектральной плотностью в узкополосный шум, амплитудный спектр которого соответствует модулю частотной характеристики ЦФ, а автокорреляционная функция — преобразованию Фурье квадрата этой характеристики. Время корреляции выходного шума обратно пропорционально его удвоенной энергетической полосе [2]: $\tau_{\text{кор}} = 1/(2\Delta f_{\text{п.ш}})$.

При считывании максимального числа $N_{\max}$ выборок такого шума и сигнала с частотой f_d дискретизации в течение времени измерения $T_{\text{изм}} = N_{\max}/f_d$ в случае $\gamma_{\text{ЦФ}} = \gamma$ некоррелированными будут только N выборок шума: $N = T_{\text{изм}}/\tau_{\text{кор}} = N_{\max}2\Delta f_{\text{п.ш}}/f_d = N_{\max}/\gamma_{\text{ЦФ}}^2$. Числом некоррелированных выборок определяется и отношение сигнал—шум канала ДПФ q_k . Вычисление ДПФ по некоррелированным выборкам шума обеспечивается понижением частоты дискретизации выходного сигнала ЦФ в $M_{\max} = \gamma_{\text{ЦФ}}^2 = N_{\max}/N$ раз до минимально возможного значения $f'_d = f_d/M_{\max} = 2\Delta f_{\text{п.ш}}$. При этом выполняется соотношение $N/f'_d = N_{\max}/f_d = T_{\text{изм}}$.

При уменьшении частоты дискретизации в число раз $M < M_{\max}$ за то же время измерения считывается большее число выборок сигнала с пониженной частотой дискретизации: $N' = N(M_{\max}/M)$. Вычисление ДПФ по этому числу выборок не повышает точность оценки параметров сигнала, так как число некоррелированных выборок шума также остаётся равным N .

Снижение в $M_{\max}$ раз частоты дискретизации выходного сигнала реального ЦФ приводит к наложению спектров, которое должно быть локализовано в пределах переходной полосы частотной характеристики $\Delta f_{\text{пер}} = f_3 - f_{\text{ср}}$, где $f_{\text{ср}}$, f_3 — граничные частоты среза и задерживания, симметричные относительно частоты $f'_d/2$: $f_{\text{ср},3} = f'_d/2 \pm \Delta f_{\text{пер}}/2$, и практически не должно проявляться в полосе пропускания. Однако при этих условиях энергетическая полоса ЦФ $\Delta f'_{\text{п.ш}}$ получается меньше необходимого значения $f'_d/2$. В результате уменьшения энергетической полосы реального ЦФ увеличивается в $f'_d/(2\Delta f'_{\text{п.ш}})$ раз время корреляции $\tau'_{\text{кор}} = 1/(2\Delta f'_{\text{п.ш}})$ и уменьшается число $N' = T_{\text{изм}}/\tau'_{\text{кор}} < N$ некоррелированных выборок сигнала. Но одновременно с этим в $\sqrt{f'_d/(2\Delta f'_{\text{п.ш}})}$

раз увеличивается и коэффициент $\gamma'_{\text{ЦФ}}$ улучшения отношения сигнал—шум. Поэтому при вычислении ДПФ сигнала с пониженной частотой дискретизации $f'_d = f_d/M_{\max}$ по числу N выборок, из которых некоррелированными являются только N' выборок, сохраняются те же требуемое значение отно-

шения сигнал—шум канала $q'_k = q_{\text{вх}}\gamma'_{\text{ЦФ}}\sqrt{N'/(2\Delta\theta_{\text{ш.э}})} = q_k$ и точность оценок параметров сигналов.

Полосой пропускания $\Delta f_{\text{п}}$ (частотой среза $f_{\text{ср}}$) ЦФ определяется анализируемая полоса частот измерителя $\Delta f_{\text{п.а}}$ («полоса захвата» по терминологии, принятой в цифровых анализаторах спектра). Ей соответствует количество J сопрягаемых (стыкующихся) полос анализа в заданном диапазоне частот измерителя от нижней $F_{\text{н}}$ до верхней $F_{\text{в}}$: $J = [F_{\text{в}}/\Delta f_{\text{п.а}}]_{\text{ц.ч.}}$, где индекс ц.ч. означает целую часть числа в скобках. Поэтому для синтеза ЦФ можно задавать либо значения $f_{\text{ср}}$, $\Delta f_{\text{пер}} = f'_d - 2f_{\text{ср}}$, либо число J полос и по нему определять значения $\Delta f_{\text{п.а}}$, $\Delta f_{\text{пер}}$. Минимальное число $J_{\min}$ полос соответствует идеальному ЦФ с частотой среза $f_{\text{ср}} = f'_d/2$.

Для синтеза ЦФ должна быть задана также допустимая неравномерность его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе пропускания, соответствующая вызываемой ей частотозависимой погрешности измерения амплитуды сигнала. К появлению этой погрешности при понижении частоты дискретизации выходного сигнала приводит и наложение спектров, зависящее от задаваемого затухания АЧХ в полосе задерживания. При выборе необходимого затухания можно учитывать и степень подавления внеполосных сосредоточенных помех.

По импульсной $h(n)$ или частотной $H(jf)$ характеристике синтезированного ЦФ необходимо вычислять расчётное значение энергетической полосы $\Delta f'_{\text{п.ш. расч}}$, коэффициент

улучшения отношения сигнал—шум $\gamma'_{\text{ЦФ}}$ и число некоррелированных выборок сигнала $N' \leq N$. Если полученный порядок ЦФ $N_{\text{ЦФ}}$ слишком большой, то нужно повторить синтез, увеличив переходную полосу и уменьшив полосу анализа. Можно использовать рекурсивные и нерекурсивные ЦФ.

При проведении измерений выбор полосы анализа осуществляется заданием соответствующей частоты гетеродина $f_{\text{КГ}}$, которой будет соответствовать полоса анализа $\Delta f_{\text{п.а}} = f_{\text{ср}} - F_{\text{н}}$ от частоты $f_{\text{КГ}} + F_{\text{н}}$ до частоты $f_{\text{КГ}} + f_{\text{ср}}$. Для выбора сопрягаемых полос анализа используют дискретные значения частоты гетеродина $f_{\text{КГ}} = jF_0$, где $j = 0, 1, \dots, J-1$ — номер полосы анализа. При этом дискрет частоты гетеродина задаётся как $F_0 = f_{\text{ср}} - F_{\text{н}}$. Преобразованной частоте сигнала $f_{\text{с.пр}}$ на входе процессора ДПФ соответствует частота входного аналогового сигнала $f_{\text{с}} = f_{\text{КГ}} + f_{\text{с.пр}}$ (преобразование сверху). Для дискретных частот гетеродина $f_{\text{КГ}}$ это соотношение имеет вид: $f_{\text{с}} = jF_0 + f_{\text{с.пр}}$.

Рассмотрим пример расчёта параметров измерителя для следующих исходных данных: $F_{\text{н}} = 10$ Гц; $F_{\text{в}} = 20000$ Гц; $f_d = \eta F_{\text{в}} = 50000$ Гц; $k_{\text{с.мин}} = 4$; $q_{\text{вх. мин}} = 0,04$; $\delta_{\text{см}}\tilde{x}_m = 3\%$; ВФ Ханна, $\Delta\theta_{\text{ш.э}} = 1,5$. Находим $q_{\text{к. мин}} = 4,0825$; $N_{\max} = 31250$. Принимаем $N_{\max} = 2^{15} = 32768$, при этом $k_{\text{с.мин}} = N_{\max}F_{\text{н}}/f_d = 6,55 > 4$. Выбираем $N = 2^{11} = 2048$. Этому значению соответствуют $N_{\max}/N = \gamma_{\text{ЦФ}}^2 = 16$; $\gamma_{\text{ЦФ}} = 4$; $\Delta f_{\text{п.ш. зад}} = f_d/2\gamma_{\text{ЦФ}}^2 = 1562,5$ Гц;

$M_{\max} = 16$; $f'_d = f_d/M_{\max} = 3125$ Гц; $f'_d/2 = 1562,5$ Гц.

Выбираем число полос анализа J . Минимальное число $J_{\min} = 13$ соответствует идеальному ЦФ с частотой среза $f_{\text{ср}} = f'_d/2$. Принимаем начальное число полос $J = 16$. Полу-

чаем для него $F_0 = 1250$ Гц; $f_{cp} = 1260$ Гц. Определяем $\Delta f_{пер} = 605$ Гц; $f_3 = 1865$ Гц.

Исследуем нерекursивный ЦФ, синтезируемый методом ВФ [3]. Его порядок (длину импульсной характеристики $h(n)$) находим как $N_{цф} = Df_d / \Delta f_{пер}$, где D — относительная ширина главного лепестка частотной характеристики используемой ВФ. Исходя из допустимой неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания (не более $\pm 0,01$ или $0,1$ дБ) и затухания в полосе задерживания менее -60 дБ для синтеза фильтра применяем ВФ Кайзера с параметром $\beta = 5,653$ и шириной $D = 3,625$. Находим порядок фильтра $N_{цф} \approx 299$. Импульсная характеристика ЦФ определяется выражением:

$$h(n) = (\lambda'_{cp} / \pi) w(n) \times \sin \left\{ \lambda'_{cp} \left[n - (N_{цф} - 1) / 2 \right] \right\} / \lambda'_{cp} \left[n - (N_{цф} - 1) / 2 \right],$$

где $n = 0, \overline{N_{цф} - 1}$; $\lambda'_{cp} = 2\pi f'_{cp} / f_d$; $f'_{cp} = 0,5f_d = 1562$ Гц — расчётное значение частоты среза по уровню $0,5$; $w(n) = I_0 \left\{ \beta \sqrt{1 - [1 - 2n / (N - 1)]^2} \right\} / I_0(\beta)$ — ВФ Кайзера.

По выражению $\gamma'_{цф} = \sqrt{\left[\sum_{n=0}^{N_{цф}-1} h(n) \right]^2 / \sum_{n=0}^{N_{цф}-1} h^2(n)}$ вычисля-

ем коэффициент повышения отношения сигнал—шум и квадрат этого коэффициента, энергетическую полосу, время корреляции, число некоррелированных выборок шума, минимальное отношение сигнал—шум канала: $\gamma'_{цф} = 4,093$;

$(\gamma'_{цф})^2 = 16,752$; $\Delta f'_{п.ш.} = 1492,36$ Гц; $\tau_{кор} = 0,000335$ с; $N' = 1957$; $q'_k = 4,18 = q_k$. Выбираем коэффициент понижения частоты

дискретизации сигнала $M = M_{max} = \gamma'^2_{цф} = 16$. Если увеличить число полос $J = 20$, то можно уменьшить порядок фильтра до значения $N_{цф} = 164$; при $J = 40$ имеем $N_{цф} = 86$.

Аналогичные расчёты проведены и для рекурсивного ЦФ, синтезированного по аналоговому прототипу методом билинейного преобразования [3]. Для выбранной аппроксимации Чебышева (инверсной) числу полос $J = 16$; 20 ; 40 соответствуют порядки $N_{цф} = 12$; 8 ; 5 . Результаты выполненных вычислений обобщены в табл. 1.

Таблица 1

Расчётные параметры цифрового фильтра

Параметр	Цифровой фильтр					
	Нерекursивный			Рекурсивный		
J	16	20	40	16	20	40
f_{cp} , Гц	1260	1010	510	1260	1010	510
$\Delta f_{пер}$, Гц	605	1105	2105	605	1105	2105
$N_{цф}$	299	164	86	12	8	5
$(\gamma'_{цф})^2$	16,752	17,424	18,879	16,185	17,504	22,5
$\gamma'_{цф}$	4,093	4,174	4,345	4,023	4,184	4,74
$\Delta f'_{п.ш.}$, Гц	1492,36	1435	1324	1545	1428	1111
N'	1957	1881	1736	2025	1872	1456
M_{max}	16			16		

Порядок рекурсивного ЦФ, как и требуемая скорость обработки $v_{обр} = N_{цф} f_d$ (число операций в секунду), существенно меньше, чем нерекursивного. В то же время нерекursивный ЦФ предпочтительнее при выполнении фазовых измерений ввиду строгой линейности его фазочастотной характеристики; порядок и скорость обработки нерекursивным ЦФ можно снизить за счёт его оптимального синтеза и полифазной структурной реализации [3]. Следует отметить, что порядок и характеристики ЦФ зависят не от абсолютных значений граничных частот, а от частот, нормированных к частоте дискретизации f_d . Это позволяет использовать один и тот же измеритель в разных частотных диапазонах исследуемых сигналов.

Было проведено компьютерное моделирование измерителя параметров низкоуровневых сигналов с искусственным зашумлением на основе нерекursивного ЦФ порядка $N_{цф} = 164$ с числом $J = 20$ частотных полос, коэффициентом децимации $M = 16$ и вычислением ДПФ по числу точек $N = 2048$ с ВФ Ханна. Отношение СКО шума к шагу квантования АЦП $\sigma_{ш} / Q = 3/3$; $2/3$, отношение амплитуды сигнала к шагу квантования $X_m / Q = 0,04$. Результаты моделирования представлены в табл. 2 и включают полученные статистической обработкой значения СКО $\tilde{\sigma}_{\tilde{X}_m}$ и смещения $\tilde{\Delta}_{\tilde{X}_m}$ оценки амплитуды сигнала $\tilde{X}_m$, отнесённые, соответственно, к её среднему $\bar{X}_m$ и заданному X_m значениям. Моделировали четыре варианта проведения измерений: 1 — при квадратурной обработке (основной вариант); 2 — при неквадратурной обработке с нулевой синусной составляющей гетеродина; 3 — при нулевой частоте гетеродина; 4 — без цифровой фильтрации сигнала с ДПФ по числу точек $N = 2^{15}$.

Таблица 2

Результаты моделирования параметров измерителя

Вариант измерений	$\tilde{\sigma}_{\tilde{X}_m} / \bar{X}_m$ при $\sigma_{ш} / Q$		$\tilde{\Delta}_{\tilde{X}_m} / X_m$ при $\sigma_{ш} / Q$	
	2/3	3/3	2/3	3/3
1	16,881	24,396	1,583	3,058
2	23,388	31,218	3,505	6,991
3	16,887	24,391	1,702	3,283
4	16,790	24,496	1,736	3,313

Из табл. 2 следует, что модельные погрешности оценки амплитуды сигнала для вариантов измерений 1, 3 и 4 практически одинаковы. Они согласуются с теоретическими данными и погрешностями, приведёнными в [1] для измерителя на основе ДПФ без предварительной цифровой фильтрации сигнала с вычислением по числу точек $N = 2^{15}$. Также согласуются с теоретическими значениями и результаты моделирования для варианта 2, где относительные СКО и смещения оценки амплитуды выше, чем для других вариантов

примерно в $\sqrt{2}$ и 2 раза, соответственно. Те же данные получают при измерении параметров сигналов с амплитудой, превышающей шаг квантования по уровню без искусствен-

ного зашумления сигнала с малыми отношениями сигнал—шум на входе $X_m/\sigma_{\text{ш}} = 0,04; 0,06$.

Таким образом, предложены и апробированы расчётные соотношения для разработки измерителей параметров сигналов с малыми отношениями сигнал—шум на входе и высоким разрешением по частоте с заданными техническими характеристиками. Результаты исследования могут быть использованы для расширения динамического диапазона и повышения помехоустойчивости измерения параметров сигналов в информационно-измерительных системах и приборах, в том числе на базе ПЭВМ.

Л и т е р а т у р а

1. Глинченко А. С. Расширение динамического диапазона цифровых спектральных измерений // Измерительная техника. 2017. № 1. С. 40—43.
2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Советское радио, 1968.
3. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.

Дата принятия: 09.02.2016.

ИЗМЕРЕНИЯ ИОНИЗИРУЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

539.1.07:539.1.03

Методики дозиметрического контроля радиационных параметров клинических линейных ускорителей электронов

И. М. ЛЕБЕДЕНКО^{1, 2}, Т. А. КРЫЛОВА¹, С. С. ХРОМОВ¹, Д. В. НЕУДАХИН¹,
М. Ю. ЖУРОВ¹

¹ Российский онкологический научный центр им. Н. Н. Блохина МЗ РФ, Москва, Россия

² Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»,
Москва, Россия, e-mail: imlebedenko@mail.ru

Рассмотрены методики дозиметрического контроля радиационных параметров линейных ускорителей электронов последнего поколения при утренних и предтерапевтических проверках планов облучения больных. Выявлено, что отклонения радиационного выхода ускорителей укладываются в международный допуск $\pm 2\%$, а ширина пиков утечки не превышает 7 мм. Показано, что для методики лучевой терапии с модуляцией интенсивности рассчитанные и измеренные значения для 95 % планов облучения совпадают в 75—100 %.

Ключевые слова: клинические ускорители электронов, радиационные параметры, лучевая терапия с модуляцией интенсивности.

Procedures of dosimetric control of radiation parameters of up-to-date electron accelerators for the morning and pretherapeutic inspections of irradiation plans for patients are considered. It is shown that the dynamic deviations of the radiation accelerators output fit into the international tolerance of $\pm 2\%$, and the width of the leakage peaks is less than 7 mm. It is also shown that for IMRT irradiation plans 95 % percentage points of correspondence (75—100 %) between the calculated and measured data using gamma-method.

Key words: clinical accelerators, radiation parameters, intensity modulated radiation therapy.

Весь арсенал современных приборов подготовки и проведения лучевой терапии отъюстирован на конформное высокоточное подведение дозы к мишени при минимальной нагрузке на здоровые органы и ткани пациента. В настоящее время в РОНЦ им. Н. Н. Блохина внедрены следующие технологии конформного облучения: 3D-конформная лучевая терапия; радиотерапия с модуляцией по интенсивности; модулированная по объёму арк-терапия; методика стереотаксического облучения; методика лучевой терапии с контролем по дыханию. Данные технологии соответствуют мировым стандартам. Современные возможности технологического комплекса компании Varian (США), с помощью ко-

торого реализуются методики облучения и систематический дозиметрический контроль параметров ускорителей, позволяют существенно повысить качество лучевого лечения онкологических больных и снизить лучевые повреждения.

Дозиметрический контроль параметров ускорителей является частью общей программы гарантии качества в лучевой терапии (ГКЛТ). Программа включает комплекс действий и процедур по контролю за параметрами ускорителей, систем дозиметрического планирования, рентгеновских компьютерных томографов, аппаратуры для контроля положения больного на терапевтическом столе ускорителя. Программа гарантии качества, как правило, разрабатывается и