

6. Кузеев И. Р. Электромагнитная диагностика оборудования нефтехимических и нефтеперерабатывающих производств. М.: Мир, 2001.

7. Malikov V. N., Dmitriev S. F., Sagalakov A. M., Ishkov A. V. Subminiature Eddy Current Transducers for Studying Metal-Dielectric Junctions // Instruments and experimental techniques. 2014. V. 57. No. 6. P. 751—754.

8. Дмитриев С. Ф., Катасонов А. О., Маликов В. Н., Сагалов А. М. Дефектоскопия сплавов методом вихревых токов // Дефектоскопия. 2016. № 1. С. 41—47.

9. Dmitriev S. F., Ishkov A. V., Malikov V. N., Sagalakov A. M., Katasonov A. O. Non-destructive testing of the metal-insulator-metal using miniature eddy current transducers // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2015. V. 71. No. 1. P. 1—8.

10. Dmitriev S., Dmitrieva L., Malikov V., Sagalakov A. Eddy Current Defectoscope for Monitoring the Duralumin and Aluminum-Magnesium Alloys // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2016. V. 116. No. 1. P. 1—7.

11. Malikov V. N., Davydchenko M. A., Dmitriev S. F., Sagalakov A. M. Subminiature eddy-current transducers for conductive materials research // International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS). Tomsk. 2016. P. 1—4.

12. Ключев В. В. Неразрушающий контроль и диагностика. Справочник. М.: Машиностроение, 2003.

13. Герасимов В. Г. Неразрушающий контроль качества изделий электромагнитными методами. М.: Энергия, 1978.

14. Дорофеев А. Л. Вихревые токи. М.: Энергия, 1977.

Дата принятия: 22.06.16.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.317.332

Применение цифровой фильтрации для спектральных измерений параметров сигналов при малых отношениях сигнал—шум

А. С. ГЛИНЧЕНКО

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия,
e-mail: AGlinchenko@sfu-kras.ru

Получены и апробированы решения по обеспечению спектрально-фильтровых измерений параметров сигналов с заданными метрологическими характеристиками при малых отношениях сигнал—шум.

Ключевые слова: спектральные измерения, параметры сигналов, малые отношения сигнал—шум, смещение оценки, цифровой фильтр, эквивалентная шумовая полоса.

Solutions to provide the spectral-filter measurements of signal parameters with defined metrological characteristics at low signal-to-noise ratios are obtained and proved.

Key words: spectral measurements, signal parameters, low signal-to-noise ratios, bias of estimation, digital filter, equivalent noise bandwidth.

Практические возможности спектральных измерений параметров сигналов связаны с реальными ограничениями максимального числа выборок сигнала, по которому можно непосредственно вычислять дискретное преобразование Фурье (ДПФ), или числа $N_{\max}$ точек ДПФ. Большие значения числа $N_{\max} \geq (2^{13} - 2^{14})$ выборок сигнала необходимы при измерениях с малым отношением сигнал—шум на входе, с высокими разрешениями по частоте и уровнем сосредоточенных в спектре помех. Связь числа точек ДПФ и точности спектральных измерений при различных условиях их выполнения рассмотрена в [1].

Основной задачей спектральных измерений параметров зашумлённых сигналов и низкоуровневых сигналов с искусственным зашумлением является обеспечение необходимой точности таких измерений при малых отношениях сигнал—шум на входе измерителя $q_{\text{вх. min}} = X_{\text{m min}} / \sigma_{\text{ш}}$, рав-

ному отношению амплитуды сигнала к среднему квадратическому значению (СКЗ) шума. При этом возникают среднее квадратическое отклонение (СКО) (случайная погрешность) и смещение (систематическая погрешность) оценки модулей сигнальных частотных выборок (ЧВ) ДПФ

$\tilde{X}_{k_c}$, по которым находят параметры сигнала (частоту, амплитуду, начальную фазу, определяемую по аргументу ЧВ и оценке частоты) [1]. Эти погрешности зависят от отношения сигнал—шум q_k на выходе канала ДПФ, которое без учёта

гребешкового эффекта выражается как $q_k = q_{\text{вх}} \sqrt{N / (2\Delta\theta_{\text{ш.э}})}$,

где $\Delta\theta_{\text{ш.э}}$ — нормированная эквивалентная шумовая полоса квадрата частотной характеристики используемой весовой функции (ВФ). Для ВФ Ханна $\Delta\theta_{\text{ш.э}} = 1,5$ бина. При малых значениях относительное смещение оценки моду-

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.

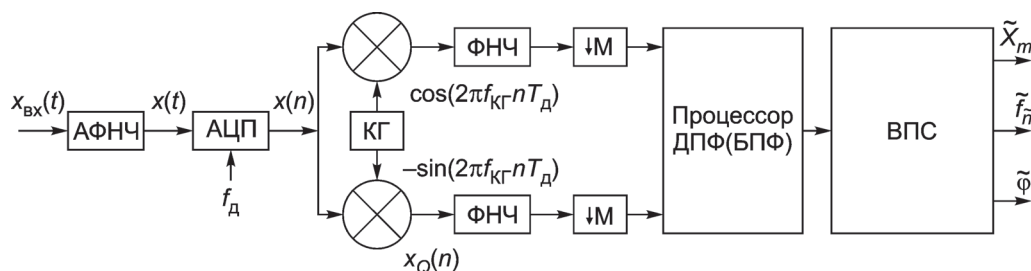
Структура измерителя определяется способом выделения анализируемой полосы частот сигнала. Наиболее универсальна структура с применением квадратурной обработки сигнала (рисунок). Такой измеритель состоит из комплексного гетеродина КГ (выполняющего перенос анализируемой полосы частот сигнала к нулевой 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 нерекурсивный 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 $n = 0, \overline{N_{цф} - 1}$; $\lambda'_{cp} = 2\pi f'_{cp} / f_d$; $f'_{cp} = 0,5 f_d = 1562$ 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					
	Нерекурсивный			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 нерекурсивного. В то же время нерекурсивный ЦФ предпочтительнее при выполнении фазовых измерений ввиду строгой линейности его фазочастотной характеристики; порядок и скорость обработки нерекурсивным 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 нерекурсивного 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 обра-

боткой 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 $X_m/\sigma_{ш} = 0,04; 0,06$.

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