

УДК 534.2+535.4+535.58+621.373

ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММИРУЕМЫМИ АКУСТООПТИЧЕСКИМИ ФИЛЬТРАМИ: ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТРАСТА И БЫСТРОДЕЙСТВИЯ

К. Б. Юшков*

Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС», г. Москва, Россия

Формирование радиочастотных волновых пакетов с заданным спектром лежит в основе управления акустooптическими фильтрами с синтезируемой функцией пропускания. Проанализированы цифровые методы синтеза таких радиосигналов на основе дискретного преобразования Фурье. Предложен усовершенствованный метод формирования управляющих радиосигналов, позволяющий повысить контраст спектральной модуляции. Проведено численное моделирование комплекснозначных функций пропускания акустooптического фильтра в режиме спектральной модуляции и выполнена оценка быстродействия цифровых алгоритмов формирования управляющих сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы существенное развитие получили методы управления широкополосными оптическими сигналами при помощи акустooптических перестраиваемых фильтров (АОПФ) [1]. Основной характеристикой АОПФ как спектрального прибора является функция пропускания, которая определяется как размером области взаимодействия света и звука в фильтре, так и распределением амплитуды и частоты ультразвукового поля в этой области. Известно, что расширение полосы пропускания АОПФ и обработка спектра в окне заданной ширины может осуществляться за счёт частотной модуляции управляющих высокочастотных сигналов [2, 3]. При быстрой частотной модуляции высокочастотного сигнала, подаваемого на пьезопреобразователь АОПФ, в области акустooптического взаимодействия создаётся брэгговская решётка с переменным периодом. Если изменение периода за время пробега фронта ультразвука через область взаимодействия достаточно сильное, то ширина функции пропускания АОПФ фактически определяется шириной спектра управляющего высокочастотного сигнала. Формирование нестационарных высокочастотных сигналов методом преобразования Фурье позволяет получать произвольно заданные комплекснозначные функции пропускания АОПФ [4]. Основные применения акустooптических методов управления спектром света связаны с формированием фемтосекундных лазерных импульсов [5–12] и адаптивной спектроскопией [13–16]. Цифровой синтез радиочастотных волновых пакетов сложной формы имеет важные приложения и в смежных направлениях исследований, например в радиолокации биологических объектов [17].

В ряде перспективных задач лазерной техники и прикладной спектроскопии быстродействие программируемого спектрального фильтра является определяющим фактором. В последние годы были созданы фемтосекундные лазерные системы гигаваттного уровня пиковой мощности с частотой следования импульсов до 100 кГц [12]. Также на основе фемтосекундных лазеров созданы спектрометры с быстродействием 100 кГц [18]. Задача адаптивного управления формой лазерных импульсов с такой частотой повторения до сих пор не решена. Другими практически важными применениями являются химический анализ и дистанционное обнаружение объектов на основе спектрально согласованной фильтрации, одним из главных преимуществ которой является возможность обнаружения слабых сигналов с известным спектром. Применение АОПФ

* konstantin.yushkov@misis.ru

с синтезированной функцией пропускания и одноэлементного фотодетектора позволяет реализовать систему спектрально согласованной фильтрации. Такая система имеет высокую светосилу, а время считывания сигнала в ней на порядки ниже, чем в спектрометрах на основе элемента с угловой дисперсией (призмы или дифракционной решётки) и линейки фотодетекторов. Быстродействие адаптивной акустооптической системы определяется фактически возможностями высокочастотного синтезатора быстро менять функцию пропускания АОПФ для максимизации или минимизации сигнала фотодетектора. Таким образом, время вычисления высокочастотного сигнала, подаваемого на программируемый АОПФ, является одним из ключевых факторов, определяющих предельное быстродействие всей системы.

В работе предложено усовершенствование метода управления программируемым АОПФ в режиме синтеза произвольной функции пропускания. Проанализирован метод формирования дискретных высокочастотных сигналов для управления АОПФ в режиме программируемого или адаптивного формирования произвольных функций пропускания. Спектральное разрешение АОПФ в режиме частотной модуляции оценено с помощью теоремы отсчётов. Показано, что контраст спектральной модуляции может быть улучшен, если величина дисперсии второго порядка подаваемого на АОПФ высокочастотного сигнала не превышает половины от максимальной величины дисперсии, определяемой частотным диапазоном и длительностью высокочастотного сигнала. Разработаны быстродействующие алгоритмы формирования массива данных для цифровых генераторов сигналов произвольной формы с различной архитектурой.

1. АРХИТЕКТУРА СИСТЕМЫ

Спектральная функция пропускания АОПФ определяется геометрией дифракции, т. е. размером области взаимодействия света и ультразвука, взаимной ориентацией волновых векторов и спектром управляющего высокочастотного сигнала. В данной работе рассмотрены две распространённые конфигурации АОПФ: неколлинеарная [19] и квазиколлинеарная [20–22] на основе кристаллов парателлурита. Результаты в полной мере применимы и к коллинеарным АОПФ на кристаллах кварца, ниобата лития и молибдата кальция, но невысокая эффективность акустооптического взаимодействия в этих кристаллах ограничивает их применимость в задачах формирования произвольных функций пропускания. При одночастотном квазистационарном высокочастотном сигнале, спектр которого фактически представляет собой дельта-функцию (ширина спектра много меньше ширины частотного отклика АОПФ δf), центральная длина волны связана с частотой ультразвука брэгговским соотношением фазового синхронизма $\lambda_B(f)$. Частотный отклик АОПФ определяется как зависимость его коэффициента пропускания для монохроматического излучения от частоты ультразвука, измеренная в режиме стационарного одночастотного высокочастотного сигнала. Минимальная ширина частотного отклика δf определяется временем T_a прохождения фронта ультразвукового импульса через линию центрального луча в световом пучке [2, 3]. Величину T_a будем называть временной апертурой АОПФ. Типичные значения T_a лежат в диапазоне от нескольких микросекунд для неколлинеарных АОПФ до сотни микросекунд для квазиколлинеарных АОПФ с большой длиной взаимодействия. Соответственно, ширина частотного отклика, обратно пропорциональная времени T_a , как правило, составляет величину от десяти до сотен кГц. Адаптивное управление функцией пропускания осуществляется за счёт формирования радиосигналов со сложным спектром. Так, известен ряд работ по управлению шириной функции пропускания неколлинеарного АОПФ за счёт применения линейно частотно модулированных (ЛЧМ) управляющих сигналов или многочастотных сигналов с дискретным спектром [3, 13, 23–29]. Частным случаем многочастотного управления является независимое формирование нескольких неперекрывающихся спектральных окон пропускания или подавления

излучения [4, 30].

Управление шириной и формой функции пропускания на основе быстрой частотной модуляции высокочастотных сигналов применимо как для коллинеарных и квазиколлинеарных [2, 5, 14, 31, 32], так и для неколлинеарных широкоапертурных АОПФ [3, 15, 16, 25, 26, 28]. Если ширина мгновенного спектра управляющего высокочастотного сигнала, приходящегося на временное окно с длительностью T_a , равна Δf , то величина $B = \Delta f T_a$, т. е. база сигнала, фактически является критерием быстроты изменения мгновенной частоты высокочастотного сигнала [2]. В случае $B \ll 1$ ширина функции пропускания соответствует ширине частотного отклика АОПФ; в случае $B \gg 1$ функция пропускания АОПФ задаётся спектром высокочастотного сигнала, а спектральное разрешение, с которым может быть задана произвольная функция модуляции, определяется шириной частотного отклика. Данные соотношения верны независимо от конкретной геометрии АОПФ, однако справедливы следующие замечания. В неколлинеарной геометрии величина T_a примерно на порядок меньше, чем для коллинеарной или квазиколлинеарной геометрии взаимодействия в том же акустооптическом материале, поскольку она определяется углом Брэгга [3, 15, 29]. При этом величина высокочастотной мощности, необходимой для достижения максимальной эффективности дифракции, в несколько раз выше. Поскольку потребляемая фильтром мощность высокочастотного сигнала растёт с увеличением ширины обрабатываемого спектра, это является практическим ограничением ширины спектра Δf . В результате, в квазиколлинеарной геометрии акустооптического взаимодействия можно добиться на 1÷2 порядка более высокой величины B по сравнению с неколлинеарными фильтрами.

Адаптивная коррекция спектров оптических сигналов основана на применении АОПФ, управляемого программируемым генератором высокочастотных сигналов и цифровой цепью обратной связи. Функциональная схема системы приведена на рис. 1. Оптический тракт системы состоит из АОПФ, расположенного между элементами входной и выходной оптических систем, и детектора, которым может быть как спектрометр, так и интегральный фотодетектор или матрица. Выходной пучок после АОПФ принадлежит первому порядку дифракции; нулевой порядок дифракции на схеме не показан. Обработка сигналов осуществляется компьютером: измеренный спектр мощности дифрагировавшего излучения $\{I(\lambda_j)\}$ сравнивается с целевым спектром $\{I_t(\lambda_j)\}$, на основе чего вычисляется спектр высокочастотного сигнала $\{\tilde{S}(f_n)\}$ и соответствующая форма волнового пакета $\{S(t_m)\}$ в виде дискретного массива отсчётов. Целевой спектр сигнала считается заданным и определяемым конкретным применением. Примерами целевого спектра являются прямоугольный спектр в задачах широкополосной эквализации [14, 16], функция оптимального фильтра в задачах согласованной фильтрации [33] или форма временной огибающей chirпированного лазерного импульса [34].

Архитектура генератора сигналов произвольной формы построена на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), записывающей форму сигнала как массив вещественных отсчётов в памяти встроенного оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) и воспроизводящей его при помощи цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) с постоянной тактовой частотой. Дополнительные элементы архитектуры генератора, такие как цепи питания, тактовый генератор и модули обработки синхроимпульсов, на схеме не показаны. Мощность высокочастотного сигнала, подаваемого на пьезопреобразователь АОПФ, задаётся широкополосным усилителем. Частоты высокочастотного сигнала определяются геометрией фазового синхронизма в АОПФ и диапазоном длин волн обрабатываемого оптического излучения. Типичные частоты управляющих сигналов лежат в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен мегагерц, что позволяет в большинстве применений АОПФ использовать цифровые синтезаторы с тактовой частотой до 1 ГГц.

Представленная система работает итерационно. Как правило, на первой итерации задаётся

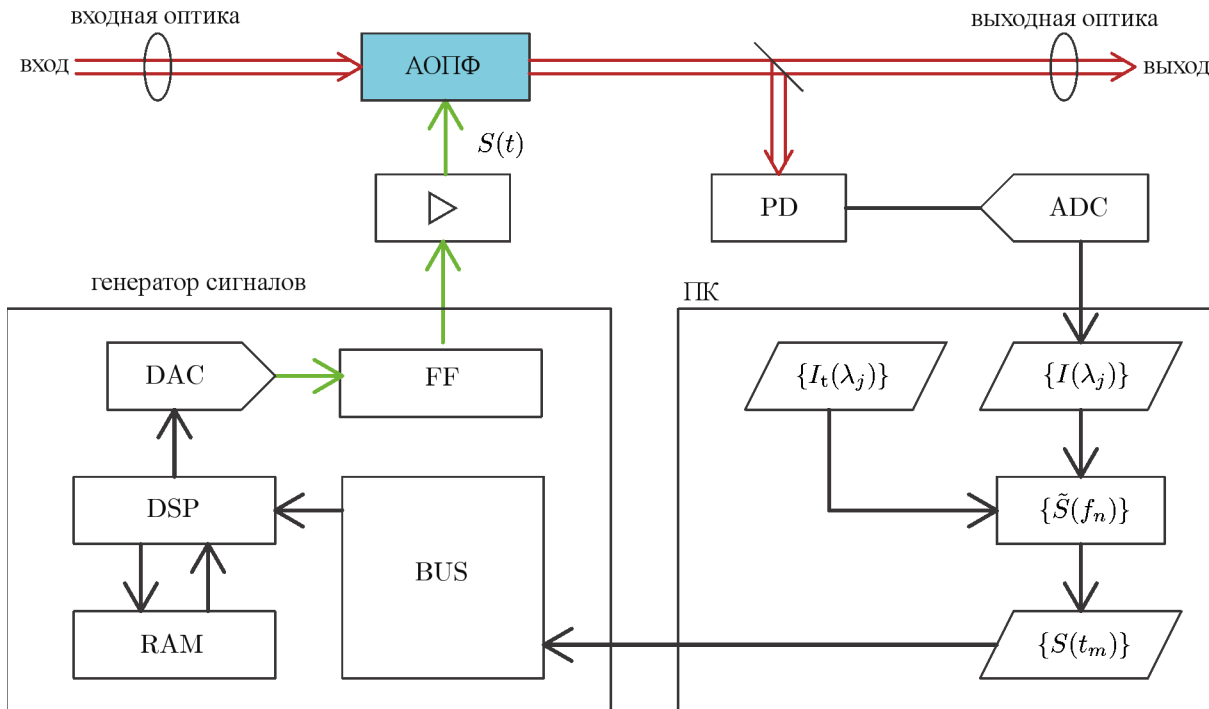


Рис. 1. Функциональная схема акустооптической системы адаптивного управления спектром широкополосного излучения. На схеме показаны: ADC — аналого-цифровой преобразователь; BUS — интерфейсная шина; DAC — цифро-аналоговый преобразователь; DSP — цифровой сигнальный процессор на ПЛИС; FF — сглаживающий фильтр; PD — фотодетектор; RAM — ОЗУ синтезатора; ▷ — высокочастотный усилитель

прямоугольное окно пропускания АОПФ, определяющее полную ширину обрабатываемого оптического спектра. На второй и последующих итерациях проводится коррекция функции пропускания АОПФ по результатам предыдущей итерации. Примеры реализаций различных алгоритмов цифровой обратной связи и вычисления спектра сигнала $\{\tilde{S}(f_n)\}$ по целевому и измеренному спектрам оптического излучения описаны в работах [14, 16].

2. ФОРМИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ

Ранее формирование произвольных функций пропускания АОПФ было рассмотрено теоретически для непрерывных переменных времени t и частоты f [4]. При этом сигналы и их спектры связаны интегральными преобразованиями на множестве вещественных чисел $\mathbb{R}$. Тем не менее, в реальных задачах вычисления формы высокочастотного сигнала переменные являются дискретными, а области определения всех функций — конечными множествами. Следовательно, полоса частот Δf ограничена, а вместо интегрального соотношения между временной функцией $S(t)$ и её частотным спектром $\tilde{S}(f)$ используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) в виде

$$S(t) = \sum_{n=1}^N \tilde{S}(f_n) \exp(2\pi i f_n t), \quad (1)$$

где сетка частот определена как

$$\{f_n\} = \left\{ \frac{(n-1)\Delta f}{N} \mid n \in [1, N]_{\mathbb{N}} \right\}. \quad (2)$$

Значение аргумента t в выражении (1), вообще говоря, произвольное.

Представление сигнала в виде (1) определяет важные свойства функции $S(t)$. Во-первых, она периодична:

$$S(t) = S(t + T), \quad T = N/\Delta f. \quad (3)$$

Во-вторых, функция $S(t)$ инвариантна при добавлении любого числа нулевых отсчётов к спектру:

$$S(t) = S'(t), \quad \tilde{S}'(f_n) = \{\tilde{S}(f_1), \dots, \tilde{S}(f_N), 0, \dots, 0\}, \quad (4)$$

если интервал между спектральными отсчётами $\Delta f/N$ при этом не изменяется. Фактически, это равнозначно расширению частотного диапазона, на котором определена функция $\tilde{S}(f)$.

Для реализации ДПФ широко используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), позволяющий существенно сократить время вычисления, если число точек N факторизуется на большое число простых сомножителей [35, 36]. Быстрое преобразование Фурье является одним из наиболее распространённых алгоритмов в цифровой обработке сигналов и его реализация разработана на различной элементной базе, в том числе на ПЛИС цифровых сигнальных процессоров [37]. Спектр высокочастотного сигнала, подаваемого на АОПФ, всегда ограничен и лежит в интервале неотрицательных частот $f \in [f_c - \Delta f/2, f_c + \Delta f/2]_{\mathbb{R}}$, $f_c \geq \Delta f/2$, следовательно, к таким сигналам применима теорема Котельникова [38]. Минимальная частота дискретизации f_d определяется шириной спектра.

$$f_d \geq 2\Delta f. \quad (5)$$

Аналогичное утверждение справедливо и для ограниченных по времени сигналов: спектр сигнала с ограниченной длительностью T_0 может быть представлен через ряд спектральных отсчётов, взятых с интервалом не больше $1/(2T_0)$ [39].

Параметры выходного сигнала определяются, главным образом, характеристиками используемого генератора сигналов. Вначале рассмотрим широко распространённый случай цифрового генератора сигналов, напрямую воспроизводящего записанный в память массив отсчётов при помощи ЦАП с фиксированной тактовой частотой. Схема такого синтезатора приведена на рис. 1. Если заданная длительность волнового пакета равняется T_0 , а тактовая частота генератора f_s , то число точек в дискретном сигнале есть

$$N_s = T_0 f_s. \quad (6)$$

При этом, в силу теоремы Котельникова, число отсчётов в частотной области, необходимое для передачи на интервале с длительностью T_0 сигнала, имеющего ширину спектра Δf , даётся формулой

$$N_d = \Delta f / f_d = 2T_0 \Delta f. \quad (7)$$

Обычно выполняется условие $N_d \ll N_s$, поскольку тактовая частота генератора в несколько раз больше центральной частоты спектра (в цифровых генераторах сигналов, как правило, отношение тактовой частоты к полосе выходных фильтров составляет $f_s/f_{\max} \geq 2,5$), а ширина полосы на практике не превышает 50 % от максимальной частоты, что определяется согласованием электрического импеданса пьезопреобразователя АОПФ [40]. В отличие от выражения для ДПФ общего вида (1), применение БПФ не позволяет произвольно задавать аргумент t . Стандартные алгоритмы БПФ формируют выходной массив данных такой же длины, как и входной массив. Если входной массив спектральных отсчётов задан на сетке (2), то выходной массив временных отсчётов имеет вид

$$\{t_m\} = \left\{ \frac{m-1}{\Delta f} \mid m \in [1, N]_{\mathbb{N}} \right\}, \quad (8)$$

а соответствующая длительность волнового пакета равняется $N/\Delta f$. Таким образом, для получения выходного сигнала с длительностью T_0 с тактовым интервалом $1/f_s$ входной массив должен иметь длину N_s . Иными словами, при применении БПФ непосредственно к заданному по теореме Котельникова массиву спектральных отсчётов $\{\tilde{S}_n | n \in [1, N_d]_{\mathbb{N}}\}$, выходной массив временных отсчётов будет определён на сетке, имеющей шаг намного больше тактового интервала генератора сигналов. С другой стороны, для получения при помощи БПФ массива отсчётов с размером N_s шаг спектральной сетки должен быть вдвое большим, чем требуется по теореме Котельникова. Для решения этой проблемы заданный дискретный спектр преобразуется следующим образом:

$$\tilde{S}'_n = \begin{cases} \tilde{S}_n & n \in [1, N_d]_{\mathbb{N}}; \\ 0 & n \in [N_d + 1, 2N_s]_{\mathbb{N}}. \end{cases} \quad (9)$$

Добавление нулевых значений к входному массиву спектральных отсчётов не меняет значений S_m в совпадающих точках, но решает задачу передискретизации, т. е. интерполяции сигнала на промежуточных точках [41]. Число операций, необходимое для вычисления БПФ, в данном случае определяется только числом точек $2N_s$ и не зависит от числа спектральных отсчётов N_d , т. е. от ширины спектра Δf . Таким образом, комплекснозначный сигнал $S(t_m)$ вычисляется по формуле (1) с помощью алгоритма БПФ и содержит $2N_s$ отсчётов, соответствующих длительности $2T_0$. Вопросы согласования полученного сигнала с временной апертурой АОПФ, равной T_a , подробно рассмотрены в разделе 3. В память генератора передаётся массив вещественных отсчётов $\{S_m\}$, элементы которого в общем случае определяются как

$$S_m = \text{Re}[S(t_m) \exp(i\phi_0)]. \quad (10)$$

Величина ϕ_0 задаёт начальную фазу всего ультразвукового сигнала и важна в задачах, в которых необходимо контролировать фазу выходного оптического излучения, например для стабилизации фазы ультракоротких лазерных импульсов [12].

Другим практически важным случаем генератора сигналов произвольной формы является цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС). В отличие от рассмотренной ранее архитектуры генератора произвольных сигналов, ЦВС содержит записанный в постоянной памяти фрагмент синусоидального сигнала (или сигнала другой стандартной формы, например пилообразного), который может быть воспроизведён с заданной амплитудой, частотой и начальной фазой. Также большинство ЦВС имеет встроенный режим генерации ЛЧМ-сигналов, что было использовано при разработке ряда оригинальных драйверов для АОПФ [25, 28]. Воспроизведение произвольных функций на ЦВС осуществляется при помощи сценариев — записанных во вспомогательную память последовательностей значений амплитуды, частоты и начальной фазы. Отдельные фрагменты сценария с постоянными параметрами выходного сигнала называются сегментами. Рассмотрим формирование такого сценария для сигнала с заданным спектром и длительностью.

Комплекснозначная форма сигнала $\{S(t_m) | m \in [1, N_d]_{\mathbb{N}}\}$ вычисляется методом БПФ на эквидистантной сетке частот размером N_d . Фаза сигнала $\Phi_m = \arg S(t_m)$ в каждой точке может принимать значение от 0 до 2π , поэтому для дальнейшего вычисления необходимо осуществить развёртывание фазы, т. е. устранить скачки на 2π [42, 43]. Мгновенную фазу, преобразованную к непрерывному виду, обозначим как $\bar{\Phi}_m$. Далее, для формирования сценария воспроизведения сигнала на ЦВС строится неэквидистантная сетка отсчётов $\{t'_p\}$, в которой между соседними отсчётами укладывается целый период несущей на мгновенной частоте сигнала. Такая сетка отлична от (8) и создаётся интерполяцией массива $\{t_m\}$, при которой массив $\{\bar{\Phi}_m\}$ рассматривается как интерполяционная сетка: значения отсчётов $\{t'_p\}$ соответствуют интерполяции массива

$\{t_m\}$ на эквидистантно расположенные точки $\{2\pi p | p \in [1, N_p]_{\mathbb{N}}\}$, число которых равняется $N_p = \lfloor \max \bar{\Phi}_m - \min \bar{\Phi}_m \rfloor$. Тогда мгновенная частота вычисляется как

$$\{f_p\} = \frac{1}{D\{t'_p\}},$$

где оператор D обозначает разностную производную. Для вычисления амплитуды сегментов сценария $\{A_p\}$ необходимо интерполировать массив абсолютных значений вычисленного комплекснозначного сигнала $\{|S(t_m)|\}$ на полученную ранее сетку отсчётов $\{t'_p\}$. Таким образом, применение ЦВС в качестве генератора сигналов позволяет использовать минимальный размер массива спектральных отсчётов при нахождении ДПФ, но требует дополнительных вычислений достаточно большой сложности. Число сегментов сценария N_p заранее неизвестно и находится в процессе вычисления. Сравнение быстродействия двух описанных алгоритмов проведено в разделе 4.

3. ПРОИЗВОЛЬНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

До сих пор мы не вводили никаких ограничений на вид комплексного спектра высокочастотного сигнала, кроме конечной полосы частот Δf , т. е. спектр $\{\tilde{S}(f_n)\}$ в выражении (1), вообще говоря, может быть произвольным массивом комплексных чисел. Далее ограничимся комплекснозначными функциями частоты, представимыми в виде модулирующей функции, отличной от нуля в заданной полосе частот Δf , и квадратичной фазы. Такой вид спектра позволяет эффективно формировать широкополосные высокочастотные сигналы с заданной длительностью и минимизировать биения между различными спектральными компонентами за счёт фазовой модуляции [4]. Как отмечено выше, в силу свойства периодичности ДПФ (3), все возможные значения профиля сигнала лежат на интервале $t \in [0, 2T_0]$. Тем не менее, максимальная величина дисперсии второго порядка высокочастотного сигнала Ψ_2 , т. е. квадратичного коэффициента разложения фазы по циклической частоте в степенной ряд, вычисляется для $T_0 = T_a$ и равна [4, 6]

$$\Psi_2 = \frac{T_0}{4\pi\Delta f}. \quad (11)$$

Она обусловлена тем, что основная энергия высокочастотного волнового пакета при этом сосредоточена в интервале с длительностью T_0 . Волновой пакет с длительностью T_0 , который формируется из центральной части полного волнового пакета, определяемого методом ДПФ в соответствии с (9) и (10), и содержит N_s отсчётов, будем называть укороченным. При этом происходит потеря части полного волнового пакета, но временная апертура АОПФ максимально используется с точки зрения эффективности дифракции. В соответствии с выражением (11), аргумент комплексного спектра задаётся как квадратичная функция отклонения частоты от её центрального значения:

$$\Phi(f) = \frac{\pi T_0}{\Delta f} (f - f_c)^2 \quad (12)$$

Модуль спектра определяется как квазипрямоугольная функция шириной Δf (свёртка прямоугольного окна с гауссовой функцией). На рис. 2а показана типичная форма огибающей функции и частотного профиля высокочастотного сигнала для квазиколлинеарного АОПФ при следующих значениях параметров: $\Delta f = 2$ МГц, $T_0 = 50$ мкс, $f_s = 1$ ГГц. Центральная частота f_c в данном случае не влияет на форму профилей высокочастотного сигнала и определяет только смещение частотного профиля (и всего спектра сигнала) по оси частот, поэтому в качестве переменной везде используется девиация частоты $(f - f_c)$. Полная форма функции $S(t)$ на интервале

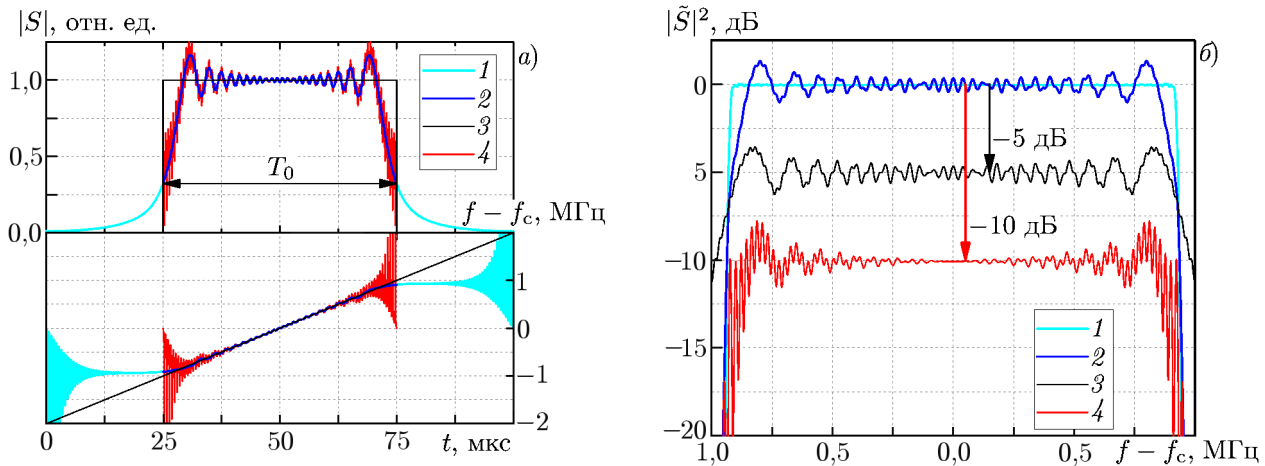


Рис. 2. Управляющий высокочастотный сигнал для квазиколлинеарного АОПФ с $T_0 = 50$ мкс и $\Delta f = 2$ МГц: форма огибающей функции, профиль мгновенной частоты (а) и спектр мощности (б). 1 — полный волновой пакет с длительностью $2T_0$; 2 — укороченный волновой пакет с длительностью T_0 ; 3 — сигнал с длительностью T_0 с постоянной амплитудой и линейной частотной модуляцией (показан с переносом на -5 дБ); 4 — волновой пакет с длительностью T_0 с уменьшенной вдвое частотой дискретизации (показан с переносом на -10 дБ)

с длительностью $2T_0$ соответствует периоду повторения высокочастотного сигнала (кривая 1). Следует отметить, что форма волнового пакета остаётся подобной самой себе при изменениях ширины спектра Δf и длительности T_0 , сохраняющих постоянную величину $B = \Delta f T_0$.

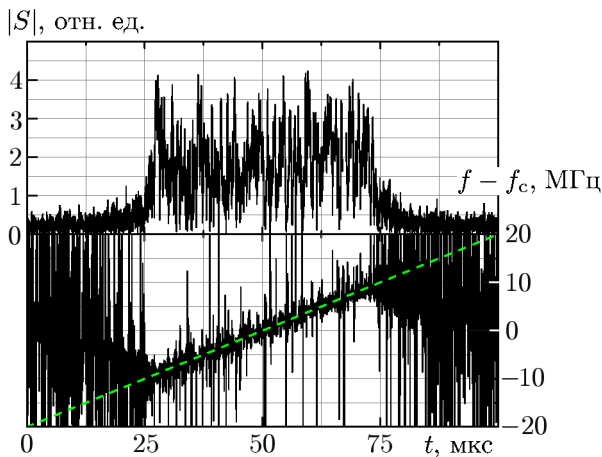


Рис. 3. Форма огибающей функции и профиль мгновенной частоты высокочастотного сигнала для квазиколлинеарного АОПФ с псевдослучайной бинарной модуляцией спектра. Полная ширина полосы $\Delta f = 20$ МГц, шаг модуляции $0,1$ МГц. Пунктирная кривая — линейная частотная модуляция со скоростью $\Delta f/T_0$

В таком случае спектральная амплитуда управляющего высокочастотного сигнала $|\tilde{S}(f)|$ может произвольно меняться в пределах полосы частот Δf , а фаза, помимо квадратичной компоненты (12), может содержать как более высокие степени разложения по $(f - f_c)$, так и неполиномиальные слагаемые. В качестве примера на рис. 3 показана форма синтезированного высокочастотного

На рис. 2 также показана форма высокочастотного сигнала и спектр, полученные при уменьшенной вдвое частоте дискретизации спектра $f_d = \Delta f$ (кривая 4). В данном случае период повторения волнового пакета, согласно (3), составляет величину T_0 , т. е. волновые пакеты воспроизводятся полностью, однако при этом в спектре возникают нежелательные высокочастотные осцилляции в спектре из-за эффекта наложения частот (алиасинга).

Во многих задачах профилирования оптического спектра и управления ультракороткими лазерными импульсами возникает необходимость реализации сложной амплитудной и фазовой модуляции. Примерами применений являются спектральное и временное кодирование [4, 10], генерация терагерцового излучения методом оптического выпрямления [9, 11], адаптивная спектральная эквализация [14] и формирование лазерных импульсов специальной формы [34]. В та-

сигнала, полученная при бинарном кодировании спектра псевдослучайной последовательностью (число элементов последовательности 200, ширина одного интервала $\Delta f_w = 0.1$ МГц).

Рассмотренная в работе [4] процедура использования волнового пакета с длительностью T_0 , равной половине вычисляемой методом БПФ полной длительности, основана на том, что основная энергия волнового пакета сосредоточена именно в его центральной части. Это обеспечивает максимальную эффективность дифракции и важно для обработки широких спектров при $B \gg 1$. Оценим справедливость данного предположения. Доля энергии волнового пакета, содержащаяся в его центральной части, определяется как

$$W_{0,5} = \frac{\sum_{i=N_s/2+1}^{3N_s/2} |S(t_i)|^2}{\sum_{i=1}^{2N_s} |S(t_i)|^2}. \quad (13)$$

В случае произвольной модуляции функции пропускания ни сам сигнал $\{S(t_i)\}$, ни величина $W_{0,5}$ не вычисляются аналитически, поэтому для оценки справедливости данного приближения был использован метод Монте-Карло. База сигнала B задавалась случайной величиной в диапазоне от 0,1 до 10^4 , перекрывающем все практически реализуемые значения. Длительность сигнала T_0 задавалась случайной величиной в диапазоне от 1 до 100 мкс. Далее полная ширина спектра вычислялась как $\Delta f = B/T_0$. Весь спектр был разбит на равные интервалы с шириной $\Delta f_w = K/T_0$ и каждому интервалу была присвоена случайная амплитуда в диапазоне от 0 до 1. Форма волнового пакета вычислялась методом БПФ, и величина $W_{0,5}$ находилась по формуле (13). В каждой серии из 4000 вычислений параметр K был фиксирован. На рис. 4 приведены результаты вычислений при $K = 2; 4; 10$ и 20, а также в случае прямоугольного спектра без модуляции $K = 1$, что позволяет выявить следующие закономерности. Во-первых, при увеличении базы сигнала величина $W_{0,5}$ возрастает. При $B > 100$ практически для всех возможных наборов параметров сигнала она превышает 0,9. Во-вторых, при увеличении параметра K величина $W_{0,5}$ также возрастает. Это связано с тем, что модулированный спектр представляет собой фактически сумму из B/K сдвинутых по фазе прямоугольных фрагментов с разными амплитудами, а высокочастотный сигнал является суперпозицией сигналов $S_w(t)$, отличающихся смещением по времени и центральной частотой. Чем больше K , тем больше база каждого из сигналов $S_w(t)$ и амплитуда суммарного сигнала $|S(t)|$ быстрее спадает по краям волнового пакета. При $B < K$ ширина отдельного интервала Δf_w становится больше полной ширины спектра Δf и модуляция становится фактически невозможна, а величина $W_{0,5}$ принимает такое же значение, как для сигнала без модуляции. При $B \rightarrow 0$ модуляция сигнала исчезает, а для сигнала с постоянной амплитудой $W_{0,5} = 0,5$. В приведённом на рис. 3 примере $B = 2000$, $K = 10$. Несмотря на то, что форма сигнала имеет квазিশумовой вид, большая часть энергии высокочастотного волнового пакета по-прежнему сосредоточена в центральном интервале с длительностью T_0 , $W_{0,5} = 0,96$, а частотная модуляция в этом интервале в среднем близка к линейной.

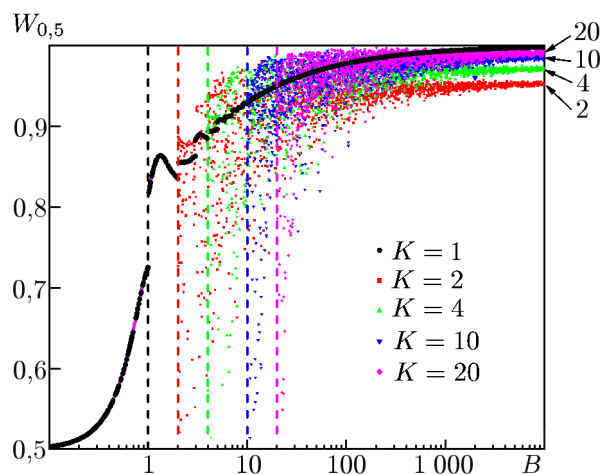


Рис. 4. Зависимость доли энергии волнового пакета в интервале с длительностью T_0 от базы сигнала: моделирование методом Монте-Карло при различных ширинах интервала модуляции спектра K относительно ширины частотного отклика АОПФ (ширина окна указана на рисунке, чёрные маркеры соответствуют случаю без модуляции). Вертикальные пунктирные линии отвечают нижней границе $B = K$. В случае $K = 1$ модуляция отсутствует

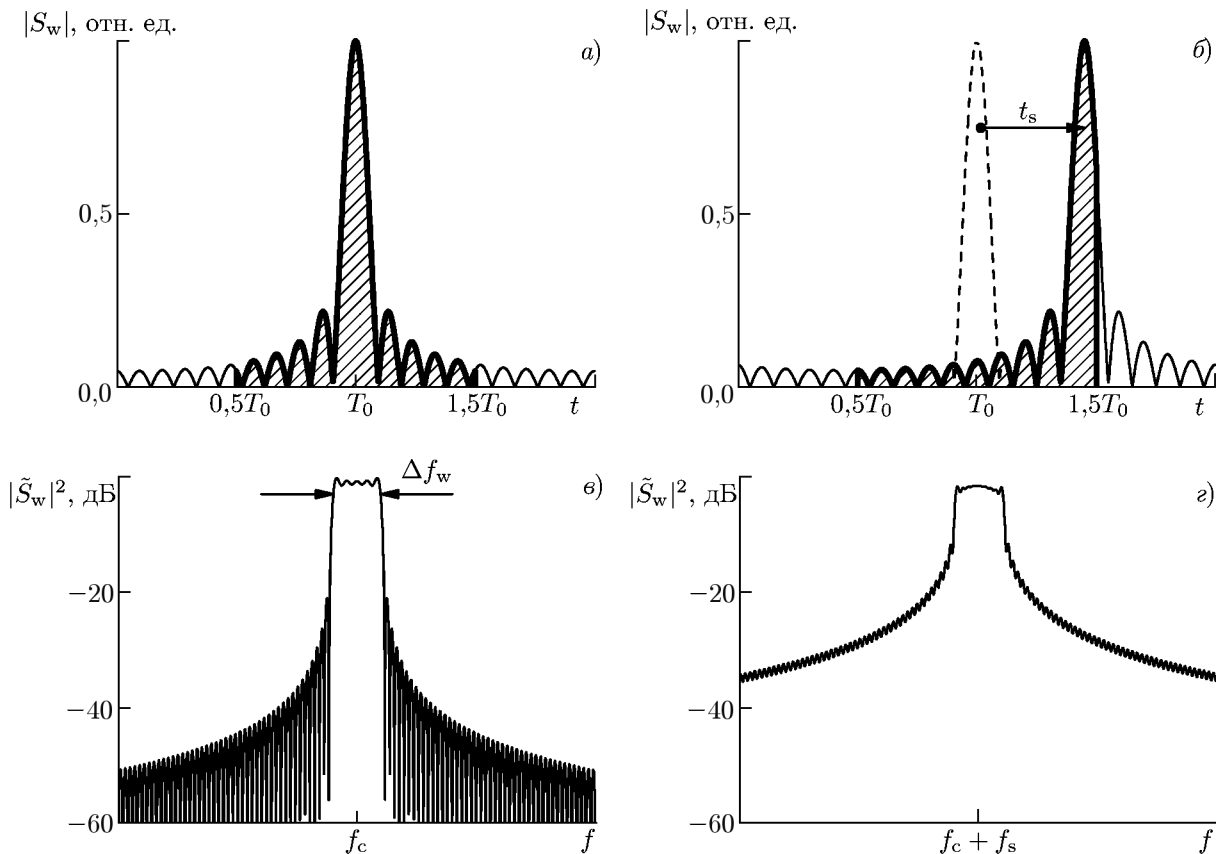


Рис. 5. Механизм искажения спектрального контраста для укороченного сигнала: огибающая функция сигнала, соответствующего прямоугольному окну пропускания в середине (а) и на краю (б) спектра; спектры мощности в окрестности центральной частоты окна пропускания (в, г)

Несмотря на то, что использование укороченного волнового пакета с длительностью T_0 не приводит к снижению эффективности акустооптической дифракции, оно искажает спектр высокочастотного сигнала, что крайне нежелательно в задачах, требующих точного профилирования лазерных импульсов. В выполненных ранее экспериментах искажения функции пропускания АОПФ наблюдались как падения контраста модуляции на краях спектра [4]. Для устранения искажений в данной работе предлагается использовать следующий подход. Длительность волнового пакета T_0 выбирается в 2 раза меньше, чем временная апертура АОПФ T_a . В этом случае полный период высокочастотного сигнала $2T_0 = T_a$ будет соответствовать всей временной апертуре фильтра. Величина дисперсии второго порядка высокочастотного сигнала Ψ_2 при этом выбирается в соответствии с (11) и оказывается вдвое меньше, чем дисперсия второго порядка ЛЧМ-сигнала, заполняющего всю временную апертуру АОПФ. Средняя мощность высокочастотного сигнала при этом также оказывается примерно вдвое меньше, что требует большей выходной мощности высокочастотного усилителя для поддержания прежнего уровня эффективности дифракции.

Для оценки эффекта искажения спектра при использовании укороченных сигналов рассмотрим бинарную модуляцию, при которой спектр разбивается на отдельные интервалы равной ширины, которым присваивается амплитуда 0 или 1. Механизм искажения спектра на краях заданной полосы частот заключается в следующем. Представим окно пропускания АОПФ как сумму отдельных смещённых прямоугольных окон с шириной Δf_w . Каждому окну соответствует опре-

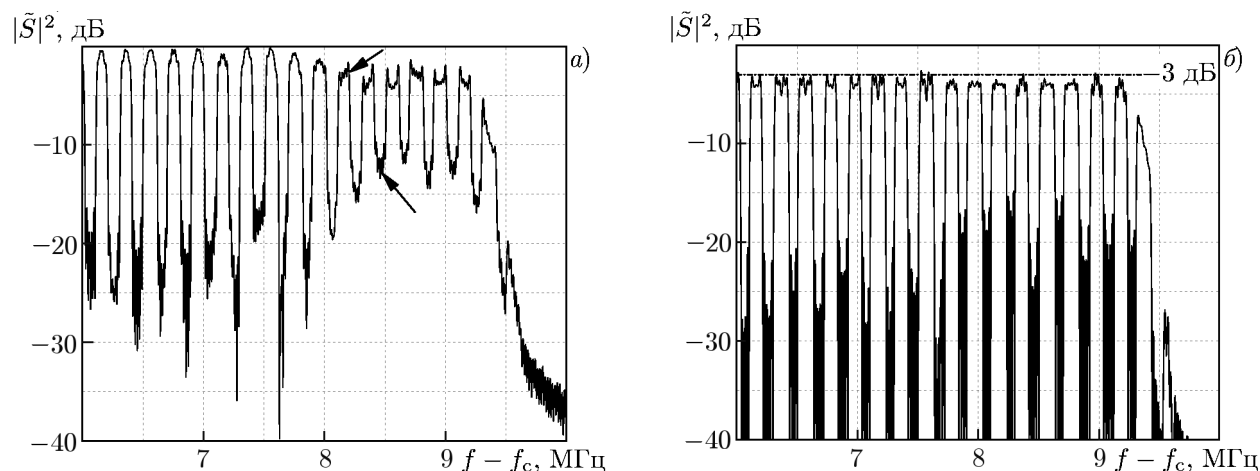


Рис. 6. Фрагмент спектра широкополосного высокочастотного сигнала с прямоугольной периодической модуляцией: половина периода сигнала с длительностью $T_0 = 50$ мкс (а); полный период сигнала 50 мкс при $T_0 = 25$ мкс (б)

делённый сигнал $S_w(t)$, а полная форма волнового пакета представляется суперпозицией таких сигналов. Центральному окну отвечает высокочастотный сигнал, симметрично расположенный во временном окне с шириной $2T_0$ и имеющий характерную длительность центрального максимума $2/\Delta f_w = 2T_0/K$. Поскольку фаза определяется выражением (12), окну, смещённому по спектру на величину f_s , соответствует сигнал с такой же огибающей функцией, но смещённый на величину $t_s = T_0 f_s / \Delta f$ относительно центра волнового пакета. Частотный профиль сигнала сдвигается на величину f_s . При использовании укороченного временного окна сигнал обрезается несимметрично при $f_s \neq 0$, что проиллюстрировано на рис. 5. Тонкими линиями на рис. 5а, б показана полная форма волнового пакета с длительностью $2T_0$. Падение контраста становится существенным, когда обрезание сигнала $S_w(t)$ происходит внутри центрального максимума функции $|S(t)|$, т. е. при смещении центра окна на ширину $f_s > (0,5 - 1/K)\Delta f$. Очевидно, что чем меньше ширина каждого интервала Δf_w , тем ближе к середине спектра начинается снижение контраста модуляции.

На рис. 6 приведены фрагменты спектров с периодической модуляцией (ширина интервала $\Delta f_w = 0,1$ МГц) для высокочастотных сигналов с длительностью 50 мкс каждый. На рис. 6а спектр соответствует укороченному высокочастотному сигналу, полная длительность которого $2T_0 = 100$ мкс. Характерное падение контраста укороченного сигнала показано стрелками. Видно, что при вдвое меньшей величине $T_0 = 25$ мкс и использовании полной формы волнового пакета (рис. 6б) контраст спектра мощности на краях снижается существенно меньше, а форма отдельных максимумов модулированного спектра ближе к прямоугольной, однако уровень сигнала примерно на 3 дБ ниже, чем для укороченного сигнала.

При использовании полного волнового пакета с длительностью $2T_0$ обратное преобразование Фурье точно совпадает с заданным дискретным спектром $\tilde{S}(f_n)$ в точках сетки $\{f_n\}$ и позволяет вычислить значение спектра в любой промежуточной точке, т. е. на отрезке $f \in [f_c - \Delta f/2, f_c + \Delta f/2]_{\mathbb{R}}$. Это аналогично разложению произвольной функции $F(x) = \sum_m F(x_m) \text{sinc}(x - x_m)$, где $\text{sinc } x = \sin x/x$, в теореме Котельникова [38]. Укороченный волновой пакет с длительностью T_0 можно представить как произведение полного волнового пакета с длительностью $2T_0$ и прямоугольного окна $\text{rect}(t/T_0 - 1)$, где $\text{rect } x = 1$ при $|x| < 0,5$. Спектр укороченного волнового пакета равняется свёртке спектра исходного волнового пакета с фурье-образом функции окна, но, в отличие от приведённого выше разложения по функциям sinc, фурье-образ прямоугольного

окна уже не равен нулю на всех точках сетки $\{f_n\}$, кроме одной, что и приводит к снижению контраста. Аналогично эффекту алиасинга (наложения спектров при недостаточной частоте дискретизации, кривая 4 на рис. 2), искажения наиболее сильны на краях и минимальны в середине спектра. Таким образом, части волнового пакета, лежащие вне центрального временного интервала с длительностью T_0 , хотя и содержат малую долю его полной энергии (т. е. не дают существенного вклада в эффективность акустооптического взаимодействия), но важны для точного воспроизведения заданной функции пропускания АОПФ. Величина искажений тем больше, чем большая доля энергии волнового пакета сосредоточена на его краях, и убывает с ростом базы сигнала B .

4. БЫСТРОТА ВЫЧИСЛЕНИЙ

Помимо точности воспроизведения заданной спектральной функции пропускания, важной характеристикой адаптивной спектральной системы является её быстродействие. Выполним оценки эффективности применения дискретного метода формирования сигналов с передискретизацией и метода формирования сценариев для ЦВС, описанных в разделе 2, для реальных конфигураций программируемых АОПФ.

Для генератора произвольных функций, представленного на рис. 1, число точек, используемых в расчётах сигнала, определяется длительностью высокочастотного импульса T_0 и тактовой частотой синтезатора f_s , а также шириной спектра Δf в случае непосредственного нахождения ДПФ по формуле (1). При дальнейших вычислениях принимаем тактовую частоту генератора сигналов равной $f_s = 1$ ГГц. В качестве примера рассмотрим три различных набора параметров высокочастотного сигнала. Первый случай соответствует квазилинейному АОПФ на основе парателлурита, работающему в режиме управления широкополосными фемтосекундными лазерными импульсами [5, 8, 9]. Максимальная длительность высокочастотных сигналов в квазилинейных АОПФ зависит от материала фильтра, геометрии взаимодействия в нём и длины кристалла. Как правило, она лежит в диапазоне от 10 до 100 пс [22]. В данном случае длительность волнового пакета выбрана равной $T_0 = 50$ пс, ширина спектра $\Delta f = 20$ МГц. Такие значения характерны, например, для АОПФ при управлении широкополосным излучением титан-сапфировых лазерных систем [4, 6, 10] или для адаптивных спектральных фильтров некогерентного излучения [14]. При этом получаются следующие размеры обрабатываемых массивов данных: число отсчётов в дискретном сигнале $N_s = T_0 f_s = 50\,000$, минимальное число отсчётов в спектральной области $N_d = 2\Delta f T_0 = 2\,000$. Второй случай описывает АОПФ с такой же временной апертурой $T_0 = 50$ пс при более узком спектре обрабатываемого сигнала $\Delta f = 2$ МГц, что отвечает управлению спектром субпикосекундных лазерных импульсов [7]. При этом $N_s = 50\,000$ и $N_d = 200$. Третий случай соответствует широкоапертурному фильтру изображений в режиме управляемой ширины функции пропускания [15, 16]. В этом случае как ширина спектра, так и длительность импульсов меньше, чем для квазилинейных фильтров. Длительность импульса связана с геометрией хода лучей в АОПФ [3, 28], а предельная ширина спектра на практике ограничена мощностью высокочастотного сигнала, подаваемого на пьезопреобразователь АОПФ [15]. Для некогерентного АОПФ выберем $T_0 = 5$ пс, $\Delta f = 2$ МГц, следовательно при той же тактовой частоте генератора сигналов $f_s = 1$ ГГц получим $N_s = 5\,000$ и $N_d = 20$.

Для выбранных конфигураций АОПФ было оценено время, необходимое для определения управляющих сигналов различными методами. Первый метод состоял в прямом вычислении ДПФ в виде (1) с массивов спектральных отсчётов с размером N_d точек и массивом временных отсчётов с размером N_s точек. Второй метод состоял в том, что спектр был задан на массиве с размером

Таблица 1. Время вычисления высокочастотных сигналов с постоянной частотой дискретизации методами ДПФ и БПФ и вычисления параметров сценария для ЦВС с плавающей частотой дискретизации

параметры сигнала		количество отсчётов			быстродействие алгоритма, мс		
T_0 , мкс	Δf , МГц	N_d	N_s	N_p	ДПФ	БПФ	ЦВС
5	2	20	5 000	426	65 ± 1	$4,6 \pm 0,2$	$24,4 \pm 0,7$
50	2	200	50 000	4 476	$1\,060 \pm 10$	$7,3 \pm 0,3$	$24,5 \pm 0,4$
50	20	2000	50 000	4 497	$2\,900 \pm 100$	$7,4 \pm 0,3$	$24,8 \pm 0,5$

N_d , дополненном нулевыми значениями до размера $2N_s$, и затем применялось БПФ. Третий метод состоял в вычислении комплекснозначного сигнала методом БПФ на массиве с размером N_d отсчётов и формировании из него сценария для ЦВС. В этом случае программой создаются массивы значений амплитуд и частот сегментов сценария. Число сегментов N_p находится в процессе вычисления и зависит как от величины дисперсии второго порядка Ψ_2 , так и от центральной частоты сигнала, которая для определённости была принята равной $f_c = 90$ МГц.

Было измерено быстродействие каждого из методов вычисления высокочастотных сигналов. Вычисления проводились в среде MATLAB в классе комплексных чисел двойной точности (32 бита на точку) на персональном компьютере (ПК), процессор Intel Core i7-4930MX, 3,0 ГГц, ОЗУ 32,0 ГБ, ОС Microsoft Windows 10 Pro x64. Для каждого метода была проведена серия из 1 000 испытаний. Полученные значения времени выполнения теста приведены в табл. 1. При этом не учитывалось время, необходимое на выполнение вспомогательных вычислительных операций и на передачу данных от ПК к программируемому генератору сигналов. В случае применения алгоритма БПФ время вычислений сигнала лежит в диапазоне от 4 до 8 мс для всех рассмотренных наборов параметров. Для ЦВС время вычислений составило приблизительно 25 мс независимо от размеров исходного массива N_d и количества сегментов сценария N_p . Быстродействие самого АОПФ, т. е. время переключения между двумя произвольными функциями пропускания, составляет от 10 (для неколлинеарных широкоапертурных АОПФ) до 100 мкс (для квазиколлинеарных АОПФ с большой длиной взаимодействия). Таким образом, при использовании цифровой обратной связи на основе ПК быстродействие адаптивной спектральной системы определяется алгоритмами вычисления сигналов и архитектурой самой цифровой системы обратной связи, а не быстродействием АОПФ. Для повышения быстродействия представляется перспективной интеграция функций оцифровки сигнала детектора, вычисления профилей высокочастотного сигнала и непосредственно формирования управляющих сигналов в одном функциональном модуле на основе ПЛИС или быстродействующих графических процессоров.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе показано, что искажения спектра высокочастотных сигналов, формируемых для управления программируемыми акустооптическими фильтрами и дисперсионными линиями задержки ультракоротких лазерных импульсов, определяются фундаментальными ограничениями, такими как теорема Котельникова и математические свойства дискретного преобразования Фурье. При этом искажения можно существенно понизить, если оптимизировать дисперсионный метод формирования высокочастотных сигналов с точки зрения полного воспроизведения сигнала в акустооптическом устройстве с фиксированной временной апертурой, а не с точки зрения максимальной эффективности дифракции. Максимальная дисперсия второго порядка в этом случае оказывается вдвое ниже, чем соответствующая величина дисперсии, получаемая при ЛЧМ-

сигнале с той же длительностью и такой же шириной спектра.

Для построения системы адаптивного управления спектром при помощи АОПФ необходимо использование быстродействующей цифровой системы обратной связи. Применение цепей обратной связи на основе архитектуры ПК в настоящее время является основным ограничением быстродействия такой системы, на $2\div 3$ порядка более сильным, чем у самого акустооптического устройства. Сама же максимальная быстрота вычислений слабо зависит от параметров генерируемого радиосигнала, поскольку они основаны на алгоритмах БПФ.

Полученные результаты играют важную роль для улучшения параметров акустооптических приборов управления широкополосным оптическим излучением и создания перспективных адаптивных спектральных систем на их основе.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 18–29–20019).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Молчанов В. Я., Колесников А. И., Китаев Ю. И. Теория и практика современной акустооптики. М.: Издательский дом МИСиС, 2015. 459 с.
2. Магдич Л. Н. // Опт. спектр. 1980. Т. 49, № 2. С. 387.
3. Магдич Л. Н., Молчанов В. Я., Пономарёва И. П. // Опт. спектр. 1984. Т. 56, № 4. С. 736.
4. Molchanov V. Ya., Yushkov K. B. // Opt. Express. 2014. V. 22, No. 13. P. 15 668.
5. Molchanov V. Ya., Chizhikov S. I., Makarov O. Yu., et al. // Appl. Opt. 2009. V. 48, No. 7. P. C118.
6. Молчанов В. Я., Чижиков С. И., Юшков К. Б. // Квант. электрон. 2011. Т. 41, № 8. С. 675.
7. Chizhikov S. I., Garanin S. G., Goryachev L. V., et al. // Laser Phys. Lett. 2013. V. 10, No. 1. Art. no. 015301.
8. Диденко Н. В., Конященко А. В., Кострюков П. В. // Квант. электрон. 2015. Т. 45, № 12. С. 1101.
9. Овчинников А. В., Чефонов О. В., Молчанов В. Я. // Квант. электрон. 2016. Т. 46, № 12. С. 1149.
10. Yushkov K. B., Romanov V. V., Rogozhnikov G. S., Molchanov V. Ya. // Opt. Lett. 2016. V. 41, No. 23. P. 5442.
11. Yushkov K. B., Molchanov V. Ya., Ovchinnikov A. V., Chefonov O. V. // Phys. Rev. A. 2017. V. 96, No. 4. Art. no 043866.
12. Thiré N., Maksimenka R., Kiss B., et al. // Opt. Express. 2017. V. 25, No. 2. P. 1505.
13. Shnitser P. I., Agurok I. P. // Photometric Engin. Sources and Systems / Ed. by A. V. Arecchi. Proc. SPIE. 1997. V. 3140. P. 117.
14. Yushkov K. B., Molchanov V. Ya. // Opt. Commun. 2015. V. 355. P. 177.
15. Yushkov K. B., Anikin S. P., Gurov V. V., et al. // Proc. SPIE. 2018. V. 10702. Art. no 107024M.
16. Yushkov K. B., Makarov O. Yu., Molchanov V. Ya. // Opt. Lett. 2019. V. 44, No. 6. P. 1500.
17. Бугаев А. С., Васильев И. А., Ивашов С. И., Чапурский В. В. // Радиотехн. электрон. 2006. Т. 51, № 10. С. 1224.
18. Kearns N. M., Mehlenbacher R. D., Jones A. C., Zanni M. T. // Opt. Express 2017. V. 25, No. 7. P. 7869.
19. Chang I. C. // Appl. Phys. Lett. 1974. V. 25, No. 7. P. 370.
20. Волошинов В. Б., Мишин Д. Д., Молчанов В. Я. // Письма в ЖТФ. 1992. Т. 18, № 2. С. 33.
21. Chang I. C. // Electron. Lett. 1992. V. 28, No. 13. P. 1255.
22. Молчанов В. Я., Волошинов В. Б., Макаров О. Ю. // Квант. электрон. 2009. Т. 39, № 4. С. 353.
23. Задорин А. С., Немченко А. С. // Автометрия. 1998. № 5. С. 38.

24. Задорин А. С., Немченко А. С. // *Опт. спектр.* 1999. № 3. С. 493.
25. Vila-Francés J., Calpe-Maravilla J., Muñoz-Mari J., et al. // *Rev. Sci. Instrum.* 2006. V. 77, No. 7. Art. no. 073108.
26. Maák P., Kurdi G., Barocsi A., et al. // *Appl. Phys. B – Lasers Opt.* 2006. V. 82, No. 2. P. 283.
27. Liu J., Shu R., Ma Y., Wang J. // *Proc. SPIE.* 2010. V. 7857. Art. no. 78571K.
28. Мазур М. М., Судденюк Ю. А., Шорин В. Н. // *Письма в ЖТФ.* 2014. Т. 40, № 4. С. 56.
29. Проклов В. В., Резвов Ю. Г. // *Опт. спектр.* 2018. Т. 124, № 1. С. 122.
30. Kastelik J.-C., Champagne J., Dupont S., Yushkov K. B. // *Appl. Opt.* 2018. V. 57, No. 10. P. C36.
31. Пожар В. Э., Пустовойт В. И. // *Квант. электрон.* 1987. Т. 14, № 4. С. 811.
32. Verluise F., Laude V., Huignard J.-P., et al. // *J. Opt. Soc. Am. B. Opt. Phys.* 2000. V. 17, No. 1. P. 138.
33. Проклов В. В., Бышевский—Конопко О. А., Филатов А. Л. // *Письма в ЖТФ.* 2015. Т. 41, № 20. С. 37.
34. Гуськов С. Ю. // *Физика плазмы.* 2013. Т. 39, № 1. С. 3.
35. Самарский А. А., Гулин А. В. *Численные методы.* М.: Наука, 1989. 432 с.
36. Press W. H., Teukolsky S. A., Vetterling W. H., Flannery B. P. *Numerical Recipes: the Art of Scientific Computing.* 3rd edition. Cambridge: Cambridge University Press, 2007. 1256 p.
37. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Yi Y. *FPGA Based Implementation of Signal Processing.* 2nd edition. New York: Wiley, 2017. 598 p.
38. Котельников В. А. // *Успехи физ. наук.* 2006. Т. 176, № 7. С. 762.
39. Jerry A. J. // *Proc. IEEE.* 1977. V. 65, No. 11. P. 1565.
40. Molchanov V. Ya., Makarov O. Yu. // *Opt. Eng.* 1999. V. 38, No. 7. P. 1127.
41. Prasad K. P., Satyanarayana P. // *Electron. Lett.* 1986. V. 22, No. 4. P. 185.
42. Itoh K. // *Appl. Opt.* 1982. V. 21, No. 14. P. 2470.
43. Chen H.-Y., Hsu S.-H., Hwang W.-J., Cheng C.-J. // *IEEE Trans. Comput. Imaging.* 2017. V. 3, No. 4. P. 996.

Поступила в редакцию 14 марта 2019 г.; принята в печать 25 октября 2019 г.

A DIGITAL ALGORITHM FOR CONTROLLING PROGRAMMABLE ACOUSTO-OPTIC FILTERS: NUMERICAL SIMULATION OF CONTRAST AND COMPUTATION TIME

K. B. Yushkov

Formation of radio-frequency waveforms with specified spectra is the basis for controlling acousto-optic filters with synthesized transmission functions. Digital methods for synthesizing such radio signals on the basis of the discrete Fourier transform are analyzed. We propose an improved method for forming control radio signals, which allows one to improve the spectral-modulation contrast. Numerical simulation of the complex-valued transmission functions of an acousto-optic filter in the spectral-modulation regime is performed and the speed of the digital algorithms for the control-signal formation is estimated.