

М. П. ПЕТРОВ

(Ленинград)

НЕКОТОРЫЕ СХЕМЫ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ

Развитие широкополосных оптических систем обработки информации и цифровых оптических вычислительных систем требует поиска и разработки быстродействующих оптических элементов.

В настоящее время предложено ряд физических эффектов, позволяющих в определенной мере решать указанную задачу. К числу таких эффектов принадлежат и нелинейные оптические явления в световолокнах [1—9]. Интерес к нелинейным эффектам вызван следующими обстоятельствами.

Во-первых, оптическое волокно является чрезвычайно широкополосным элементом, в котором могут распространяться и взаимодействовать импульсы света пикосекундной длительности. Во-вторых, благодаря тому, что энергия света в волокне концентрируется на малой площади ($1—10 \text{ мкм}^2$ для одномодовых волокон) и свет распространяется без расфокусировки на больших расстояниях, нелинейные эффекты могут возникать уже при сравнительно малых ($\sim 1 \text{ Вт}$) мощностях света, введенного в волокно. В-третьих, нелинейно-оптические элементы в виде световолокна представляют собой устройства с распределенными параметрами, поэтому для световолокон не существует проблемы теплоотвода (которая весьма сложно преодолевается в полупроводниковых системах), так как тепло выводится из волокна через достаточно большую боковую поверхность, причем доля энергии света, превращающаяся в тепловую, может составлять лишь несколько процентов от пороговых значений энергии света, необходимых для нелинейных эффектов. В-четвертых, оптическое волокно выполняет функции нескольких элементов: нелинейно-лого (логического) устройства, линии задержки, канала связи.

Можно было бы указать и на ряд других важных достоинств оптического волокна как нелинейного быстродействующего элемента (нечувствительность к электромагнитным наводкам, высокая стабильность характеристик и др.), однако даже перечисленных выше свойств уже достаточно, чтобы внимательно отнестись к попыткам использования этих элементов для создания оптических систем обработки информации.

Принципы работы логических элементов на основе вынужденного комбинационного рассеяния (ВКР) и вынужденного манделштам-бриллюэновского рассеяния (ВРМБ) предложены в [10—13]. В [14] приведен пример экспериментального исследования логических элементов на основе ВКР в световолокне. Оценки, которые могут быть сделаны исходя как из уже имеющихся экспериментальных данных, так и из теории ВКР, дают следующие характеристики логических элементов на основе ВКР: полоса пропускания Δf до 10^{12} Гц, пороговые энергии срабатывания 10^{-11} Дж/переключение, время задержки $10^{-8}—10^{-6}$ с, коэффициент усиления входного сигнала $10^2—10^3$, отношение сигнал/фон 10^{2-3} , количество одновременно выполняемых логических операций в одном элементе 10^{3-6} км^{-1} .

В настоящей работе рассматриваются принципы построения некоторых конкретных оптических систем обработки информации и функциональных блоков на базе нелинейных эффектов в световолокне. Следует подчеркнуть, что анализируемые ниже примеры не обязательно должны быть построены на ВКР. Возможно использование и других нелинейных эффектов и устройств: системы на основе самовращения плоскости по-

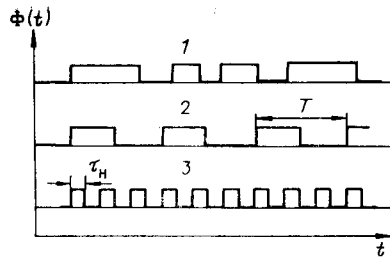


Рис. 1. Форма представления сигналов:
1 — $\Phi_c(t)$, 2 — $\Phi_{оп}(t)$, 3 — $\Phi_n(t)$

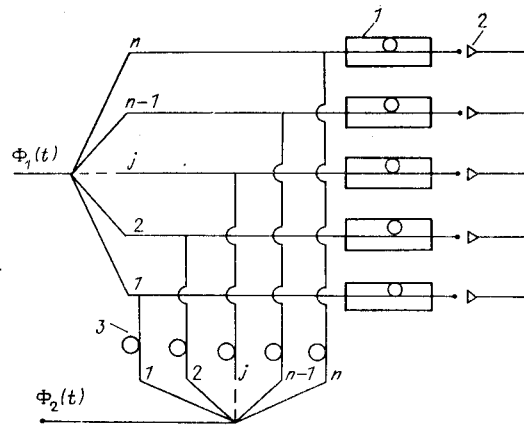


Рис. 2. Схема коррелятора с временным интегрированием:
1 — логические элементы, 2 — линия фотоприемников, 3 — линии задержки

ляризации [5—8], нелинейного ответвителя [3, 4], нелинейного интерферометра [1, 2] и др. Однако мы в основном будем пользоваться данными по ВКР логическим элементам, как наиболее изученным. Одна из главных трудностей при построении систем на базе световолоконных элементов — это довольно длительное время задержки. Тем не менее возможно построение таких систем (в частности, конвейерного типа), где наличие задержки не сказывается существенно на производительности. Поэтому будем рассматривать именно такие схемы, где производительность всего устройства фактически не зависит от задержки в выполнении отдельной операции, а в основном определяется полосой пропускания. В данной статье рассматриваются лишь аналоговые системы, работающие с дискретными (бинарными) сигналами. Поскольку приводимые схемы по своему функциональному назначению довольно близки к соответствующим акустооптическим устройствам, то сравнение характеристик в большинстве случаев проводится именно с акустооптическими приборами.

Форма представления сигналов. Описываемые ниже схемы основываются на импульсных сигналах двух уровней, принимаемых за 1 и 0 (в отн. ед.). В схеме предполагается источник «песущей» последовательности коротких импульсов длительностью τ_n . Эта последовательность модулируется сигнальной $\Phi_c(t)$ или опорной $\Phi_{оп}(t)$ функцией так, что рассматриваемые ниже функции $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ есть произведение $\Phi_c(t)\Phi_n(t)$ или $\Phi_{оп}(t)\Phi_n(t)$, где $\Phi_n(t)$ — «песущая» последовательность (рис. 1). Все функции представляются в бинарном виде, причем ширина спектров Δf_c и $\Delta f_{оп}$ предполагается уже ширины спектра $\Delta f_n \approx 1/\tau_n$. Строго говоря, в данной работе можно было бы не вводить «песущие» последовательности, так как в рассматриваемых системах выходной сигнал представляется в аналоговом виде. Однако, имея в виду принципиальную возможность работы схем в цифровом виде, для чего необходим тактовый режим работы устройства и дискретизация данных, целесообразно рассматривать устройства с достаточно универсальной структурой.

Эквивалентная производительность. Для оценки производительности систем, рассматриваемых ниже, введем понятие эквивалентной производительности аналогового устройства $P_{эв}$. Пусть $P_{эв} = Q/T_{обр}$, где Q — полное число арифметических операций с действительными числами, которое должен был бы выполнить цифровой специализированный компьютер для решения той же самой задачи, что и рассматриваемое аналоговое устройство; $T_{обр}$ — полное время, которое затрачивает данное аналоговое устройство на решение задачи. Отметим, что под $T_{обр}$ подразумевается не время задержки в появлении результата, а интервал времени между началом ввода предыдущей и последующей выборки сигнала. Поскольку ниже обсуждаются проблемы спектрального анализа, вычисления корреляционных функций и сверток, то для оценки Q можно воспользоваться

известными формулами для алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) [15].

1. Спектральный анализ фурье-преобразования массива из N отсчетов:

$$Q \approx 2N \log_2 N. \quad (1)$$

Здесь предполагается, что $\log_2 N \gg 1$.

2. Вычисление корреляционной функции и свертки для выборки в виде N отсчетов*:

$$Q \approx 6N \log_2 N. \quad (2)$$

3. Вычисление корреляционной функции, когда необходимо получить лишь часть (n) значений корреляционной функции или свертки при условии, что $n \ll N$:

$$Q \approx 4N \log_2 N. \quad (3)$$

Это выражение получено из тех соображений, что при $n \ll N$ можно пренебречь числом операций при обратном фурье-преобразовании. Возможная оптимизация алгоритма при $n \ll N$ здесь не учитывается.

В рассматриваемых ниже системах количество эквивалентных операций оценивается применительно к малоразрядным числам, так как обрабатываемые и опорные функции являются бинарными, а результат регистрируется в аналоговом виде, что соответствует 5–6-разрядным числам.

Оптический коррелятор с временным интегрированием бинарных сигналов (ОКВИ). Схема ОКВИ изображена на рис. 2. Пусть функции $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ представляют собой бинарные сигналы в виде последовательностей импульсов света. Оба сигнала распараллеливаются на n каналов. Один из сигналов (на рис. 2 в качестве примера это функция $\Phi_2(t)$) в каждом канале задерживается на время τ_j ($\tau_j = j\tau$; $1 \leq j \leq n$, τ — время задержки, равное длительности такта, минимально возможное значение которого приближается к длительности импульса τ_n) и вводится в нелинейный световолоконный элемент, обеспечивающий перемножение функций $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ и выполняющий над ними таким образом логическую операцию И, поскольку входной и выходной сигналы имеют бинарный вид. Для этих целей могут быть, в частности, использованы логические элементы, рассмотренные в [10, 11]. Выходные сигналы из логических элементов детектируются фотоприемниками, в которых также осуществляется временное накопление (интегрирование) результатов. В итоге на линейке фотоприемников формируются функции корреляции в виде

$$F(\tau_j) = \int_{t_1}^{t_2} \Phi_1(t) \Phi_2(t + \tau_j) dt.$$

Как видно, принцип работы этого коррелятора очень близок к принципу работы акустооптических систем с временным интегрированием [16]. Разница заключается лишь в том, что для перемножения сигналов используется оптическое волокно, а не акустооптические ячейки. Заметим, что эту же схему можно использовать и для вычисления свертки, если, например, функцию $\Phi_2(t)$ вводить в инвертированном во времени порядке, т. е. заменить $\Phi_2(t)$ на $\Phi_2(-t)$.

Оценим производительность ОКВИ (см. рис. 2). Оценку можно провести двояким образом. Первый вариант — просто определить среднюю

* Здесь предполагается, что для вычисления корреляций и свертки производится два прямых фурье-преобразования исходных функций, затем перемножение спектров и выполнение обратного преобразования Фурье. Хотя при таком алгоритме возможна некоторая оптимизация вычислительного процесса за счет использования каких-либо специфических свойств исходных функций (например, их вещественности или наличия симметрии), тем не менее порядок величины Q остается тот же, что и в формулах (2) и (3).

скорость выполнения логических операций этой системой в течение интервала времени $T_{\text{обр}}$. Очевидно, что число таких операций равно $Q' = Nn$, где N — число отсчетов в функциях $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$, т. е. $N = (t_2 - t_1)/\tau$. Так как это количество операций проведено за отрезок времени $t_2 - t_1$, то производительность

$$P' = \frac{Q'}{t_2 - t_1} = \frac{n}{\tau} \text{ и } P'_{\text{max}} \approx n\Delta f_n. \quad (4)$$

Другой подход к оценке производительности основывается на использовании формулы (3). Тогда максимальная эквивалентная производительность схемы (см. рис. 2) будет равна

$$P_{\text{эkv}} \approx Q/(t_2 - t_1) = 4\Delta f_n \log_2 N. \quad (5)$$

Если взять достаточно реалистические значения $N = 10^5$, $n = 10^2$ и $\Delta f_n = 10^{11}$ Гц (что подразумевает работу с импульсами длительностью в несколько пикосекунд), то $P'_{\text{max}} \approx 10^{13}$, а $P_{\text{эkv}} \approx 7 \cdot 10^{12}$ опер. (типа перемножения действительных чисел) в с. Нам представляется, что более объективной оценкой является величина $P_{\text{эkv}}$.

Коррелятор с пространственным интегрированием (КПИ). Схема КПИ показана на рис. 3. Здесь сигнал от каждого источника ($\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$) поступает последовательно на N каналов, где N — число отсчетов, подлежащих обработке; функция $\bar{\Phi}_2(t)$ есть инвертированная во времени функция $\Phi_2(t)$, т. е. $\bar{\Phi}_2(t) = \Phi_2(-t)$.

В каждом канале для обеих функций производится задержка на время, равное длительности одного такта τ , умноженной на номер канала k . Источник сигнала $\Phi_1(t)$ подключен к каналу с номером $k=0$, а источник сигнала $\bar{\Phi}_2(t)$ — к каналу $k=N-1$.

В течение одного такта в каждом канале (условно в отрезках AB) происходит взаимодействие функций $\Phi_1(t - k\tau)$ и $\bar{\Phi}_2[t - (N - k)\tau]$ и появляется произведение $\Phi_1(t - k\tau)\bar{\Phi}_2[t - (N - k)\tau]$. Далее с помощью фокусирующей линзы или другим способом осуществляется интегрирование (суммирование сигнала от всех каналов) и на фотоприемнике регистрируется значение корреляционной функции

$$F(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \Phi_1(t - k\tau)\bar{\Phi}_2[t - (N - k)\tau].$$

Поскольку для выполнения всех операций требуется $2N$ тактов, то общее время, затраченное на вычисление, равно $2N\tau$. Сопоставляя их, как и прежде, с производительностью специализированного цифрового процессора, использующего алгоритм БПФ, имеем максимальное значение

$$P_{\text{эkv}} \approx (6N \log_2 N)/2N\tau \approx 3\Delta f_n \log_2 N. \quad (6)$$

Принимая реалистичные значения $\Delta f_n = 10^{11}$ Гц и $N = 128$, имеем $P_{\text{эkv}} \approx 1,8 \cdot 10^{12}$ опер./с. Заметим, что приведенная схема может обеспечивать вычисление свертки двух функций, если вместо $\bar{\Phi}_2(t)$ вводить функцию $\Phi_2(t)$.

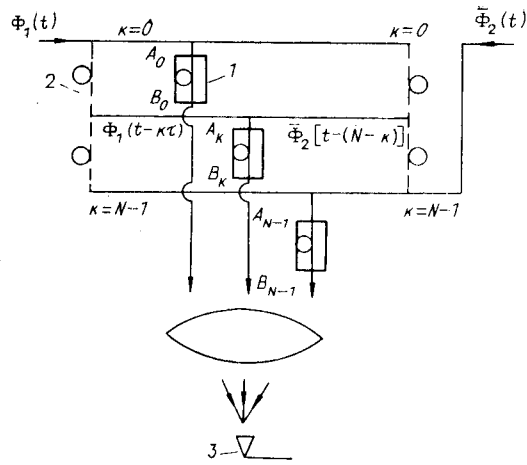


Рис. 3. Схема коррелятора с пространственным интегрированием:
1 — логические элементы, 2 — линии задержки, 3 — фотоприемник

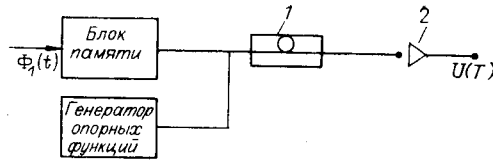


Рис. 4. Схема спектроанализатора:

1 — логический элемент, 2 — фотоприемник

Спектральный анализ сигналов. Поскольку нелинейные эффекты в оптическом волокне обеспечивают возможность перемножения двух функций $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$, то, очевидно, что можно использовать это обстоятельство для определения коэффициентов разложения функции $\Phi_1(t)$ по гармоническим составляющим, если в качестве $\Phi_2(t)$ взять некоторые периодические функции.

Рассмотрим схему на рис. 4. На элемент 1 подается функция $\Phi_1(t)$ и опорный сигнал $\Phi_2(t)$, представляющий собой произведение двух меандров (square waves) $\Phi_T(t)$ с периодом T и $\Phi_{\tau_n}(t)$ с периодом $2\tau_n$ ($2\tau_n < T$). В отрезке волокна происходит перемножение $\Phi_1(t)\Phi_2(t)$, и на фотоприемнике выделяется сигнал $U(T)$, пропорциональный ин-

тегралу $\int_{t_1}^{t_2} \Phi_1(t) \Phi_2(t) dt$. Несмотря на то что $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ имеют вид

последовательностей дискретных импульсов фиксированной амплитуды (0 и 1), нетрудно обеспечить условия, когда $U(T)$ будет с приемлемой точностью представлять собой коэффициенты разложения по $\cos 2\pi T^{-1}t$ и $\sin 2\pi T^{-1}t$. Для этого достаточно принять, что частота $f_{\max} < \Delta f_n$, где f_{\max} — максимальная частота в спектре анализируемой функции $\Phi_1(t)$.

Как известно, функцию меандра $\Phi_T(t)$ с единичной амплитудой можно представить в виде ряда нечетных гармоник

$$\Phi_T(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\cos 2\pi\nu_0 t - \frac{1}{3} \cos 2\pi 3\nu_0 t + \dots \right], \quad (7)$$

где $\nu_0 = T^{-1}$. Тогда, пренебрегая всеми гармониками с $\nu > \nu_0$, получаем

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} \Phi_1(t) \Phi_2(t) dt &\simeq \frac{1}{4} \int_{t_1}^{t_2} \Phi_1(t) dt + \frac{1}{\pi} \int_{t_1}^{t_2} \Phi_1(t) \cos 2\pi T^{-1}t, \quad dt = \\ &= \frac{1}{4} C_0 + \frac{1}{\pi} C_T, \end{aligned} \quad (8)$$

где C_0 и C_T — соответственно коэффициент разложения функции на нулевой частоте и частоте $\nu_0 = T^{-1}$.

Изменяя последовательно длительность периода T , можно также последовательно получить все коэффициенты разложения C_T . Для этого в схеме предусмотрены блок памяти (повторения) для многократного ввода в первый канал функции $\Phi_1(t)$ и блок генератора опорных функций. Указанные соотношения (7), (8) справедливы, если частота ν_0 лежит в пределах спектра анализируемых функций $f_{\min} \leq \nu_0 \leq f_{\max}$, а отношение $f_{\min}/f_{\max} < 1/3$. Более общий анализ работы схемы рис. 4 требует использования в качестве опорных функций функции Уолпа (или в частных случаях функций Радемахера). Оценим время для выполнения всего разложения. Пусть число отсчетов $N = 2(t_2 - t_1)f_{\max}$, тогда время на получение одного коэффициента C_T равно $t_2 - t_1$, а время на получение полного спектра $2N - 1$ коэффициентов (при синус-косинусном разложении)

$$T_{\text{обр}} = (t_2 - t_1) (2N - 1) \approx 4(t_2 - t_1)^2 f_{\max}.$$

В этом случае эквивалентная производительность рассматриваемой схемы

$$P_{\text{эки}} = 2N \log_2 N / (4(t_2 - t_1)^2 f_{\max}) = (2f_{\max} \log_2 N) / N. \quad (9)$$

При $N = 10^3$, $f_{\max} = 10^{11}$ Гц $P_{\text{эки}} \approx 4 \cdot 10^9$ опер./с. Заметим, что при использовании многоканальной схемы, когда параллельно работает n каналов:

$$P_{\text{эки}} = (2nf_{\max} \log_2 N)/N. \quad (10)$$

Соответственно при $n \approx 10^2$ $P_{\text{эки}} \approx 4 \cdot 10^{11}$ опер./с.

Полученные результаты для всех трех схем можно сопоставить с эквивалентной производительностью акустооптических систем [16]. Формулы (1) — (3) остаются те же, а характерные значения параметров следующие: полоса пропускания $\Delta f = 5 \cdot 10^7$ Гц при $T_{\text{обр}} = 0,5 \cdot 10^{-4}$ с и $\Delta f = 3 \cdot 10^8$ Гц при $T_{\text{обр}} = 6 \cdot 10^{-6}$ с. Отсюда для спектрального анализа с учетом, что $N = \Delta f T_{\text{обр}}$ и считая скважность равной 2,

$$P_{\text{эки}}(\text{АО}) \approx 2\Delta f \log_2 N \approx 1,1 \cdot 10^9 \div 0,7 \cdot 10^{10} \text{ опер./с}, \quad (11)$$

для корреляторов с пространственным интегрированием $N = \Delta f T_{\text{обр}}$ и

$$P_{\text{эки}}(\text{АО}) \approx 6\Delta f \log_2 N = 3,3 \cdot 10^9 \div 2,1 \cdot 10^{10} \text{ опер./с} \quad (12)$$

и для коррелятора с временным интегрированием, полагая $N = 10^5$ и $N = 2\Delta f T_{\text{обр}}$,

$$P_{\text{эки}}(\text{АО}) \approx 8\Delta f \log_2 N \approx 7 \cdot 10^9 \div 4 \cdot 10^{10} \text{ опер./с}. \quad (13)$$

Заключение. Проведенные выше оценки эквивалентной производительности показывают, что для достижения высоких значений $P_{\text{эки}}$ необходимо в первую очередь повышать полосу пропускания оптического устройства. Поскольку световолоконные системы имеют исключительно высокую полосу, то соответственно их производительность может быть в ряде случаев более чем на 2 порядка выше, чем даже у акустооптических систем. Таким образом, применение волоконных систем дает возможность обрабатывать сверхширокополосные сигналы ($\Delta f \sim 10^9 \div 10^{11}$ Гц) и с более высокой производительностью. Дополнительные возможности повышения производительности имеются при использовании спектрального уплотнения (работы с различными длинами волн света одновременно). В данной статье все примеры относились к использованию оптического волокна для обработки информации в аналоговом виде, хотя сама исходная информация при этом представлена в дискретной (бинарной) форме. Дальнейшее развитие схмотехники с использованием оптического волокна может привести к полностью цифровой оптической обработке информации.

Автор выражает искреннюю благодарность С. В. Миридонову за полезные обсуждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Stolen R. H., Botineau J., Ashkin A. // Opt. Lett.— 1982.— 7.— P. 512.
2. Kawaguchi H. // Opt. Lett.— 1985.— 10, N 8.— P. 411.
3. Jensen S. M. // IEEE J. of QE.— 1982.— QE-18, N 10.— P. 1580.
4. Майер А. А. // Квантовая электрон.— 1982.— 9, № 11.
5. Winful H. G. // Appl. Phys. Lett.— 1985.— 47, N 3.— P. 213.
6. Альтшулер Г. Б., Крылов Н. И., Мерсадинов С. И. и др. // Изв. АН СССР. Сер. физ.— 1981.— 45, № 11.
7. Альтшулер Г. Б., Карачев В. Б., Козлов С. А. и др. // Оптика и спектроскопия.— 1986.— 61, № 2.
8. Winful H. G. // Opt. Lett.— 1986.— 11, N 1.— P. 31.
9. Stolen R. H. // Fiber and Integral. Opt.— 1980.— 3.— P. 21.
10. Петров М. П., Кузин Е. А.— Л., 1985.— (Препр./АН СССР. ФТИ им. А. Ф. Иоффе; 975).
11. Кузин Е. А., Петров М. П. // Автометрия.— 1986.— № 2.
12. Петров М. П., Белотичкий В. И., Кузин Е. А., Спирин В. В. Оптическая и цифровая обработка изображений/Под ред. С. В. Гуревича, В. К. Соколова.— Л.: Наука, 1988.
13. Petrov M. P., Kuzin E. A. Optical Processing and Computing/Ed. by H. H. Arsenault. T. Szoplík, V. Macukow.— N. Y.: Academic Press, 1989.— P. 33.
14. Кузин Е. А., Петров М. П., Спирин В. В. // Письма в ЖТФ.— 1986.— 12, № 7.
15. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов.— М.: Радио и связь, 1985.
16. Родес У. Т. // ТИИЭР.— 1981.— 69, № 1.

Поступила в редакцию 2 февраля 1990 г.