

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ»

**АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА.
МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА.
КРИОЭЛЕКТРОНИКА**

Учебное пособие

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2015

Содержание

1. Акустоэлектроника	4
1.1. Основные положения.....	4
1.2. Согласованные фильтры на ПАВ.....	5
1.3. Конвольверы на ПАВ	8
1.4. Запоминающие корреляторы на ПАВ.....	9
2. Молекулярная электроника.....	11
3. Криоэлектроника.....	23
4. Список использованных источников	28

ков сжатого сигнала, наиболее широкое применение в современной технике ПАВ нашли методы, основанные на аподизации импульсного отклика СФ путем изменения степени перекрытия соседних разнополяризованных электродов ВШП. Наилучшие результаты в подавлении боковых лепестков выходного сигнала O дает аподизация импульсной характеристики фильтра функцией Хэмминга. В этом случае максимальные боковые лепестки не превышают уровня $-42,8$ дБ по отношению к основному сигналу, а длительность сжатого сигнала увеличивается не более чем в 1,5 раза по сравнению с обработкой ЛЧМ сигнала в оптимальном фильтре. Применение СФ рассмотренной структуры позволяет получать коэффициенты сжатия ЛЧМ сигнала порядка нескольких сотен (до 500) при ширине спектра сигнала до 100 МГц и длительности сигнала до 50 мкс.

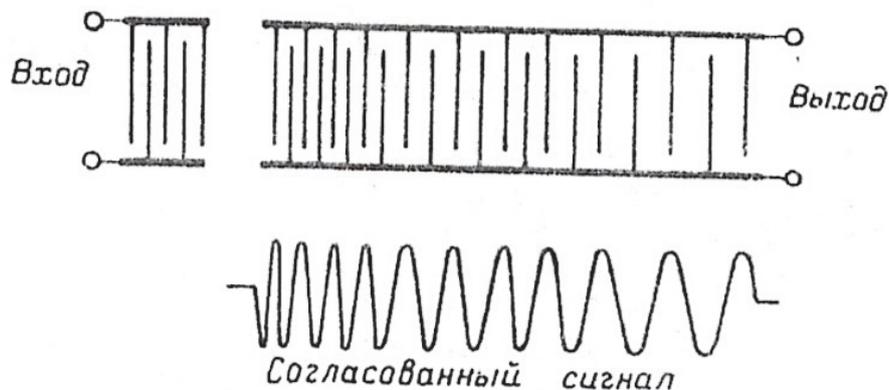


Рис. 1.2. Структура дисперсионного ВШП

Дальнейшее повышение верхнего предела коэффициента сжатия ЛЧМ сигналов было достигнуто с помощью приборов с отражательными решетками. На базе этих приборов были созданы фильтры с почти идеальными дисперсионными характеристиками в очень широкой полосе частот (до 500 МГц) и получены коэффициенты сжатия порядка 10^4 .

Согласованные фильтры для ФМ сигналов могут быть реализованы с помощью многоотводной линии задержки (МЛЗ) на ПАВ, сигналы с отводов которой умножаются на соответствующие весовые коэффициенты и линейно суммируются. Местоположение отводов МЛЗ и величина весовых коэффициентов определяются путем разложения требуемой импульсной характеристики СФ в ряд Котельникова. Наиболее простая структура СФ получается при обработке ФМ сигналов с постоянной амплитудой и двоичным кодированием: отводы МЛЗ равномерно распределены по поверхности звукопровода с шагом $\Delta x = V\tau_0$ (τ_0 – длительность элементарного дискрета обрабатываемого сигнала), сигналы с отводов суммируются с одинаковыми амплитудными весовыми коэффициентами, а вид фазового множителя (1 или -1) определяется соответствующей фазой кодовой последовательности сложного ФМ сигнала.

Использование линий задержки на ПАВ позволяет создавать систему отводов путем наложения металлических электродов непосредственно на поверхность пьезоматериала. При этом электроды выводов, имеющих одинаковые фазы, соединяются вместе. В результате получается встречно-штыревая структура, вид которой задается кодом псевдослучайной последовательности, используемой для формирования сложного ФМ сигнала. В качестве примера на рис. 1.3 показана структура ВШП для кода 1110010.

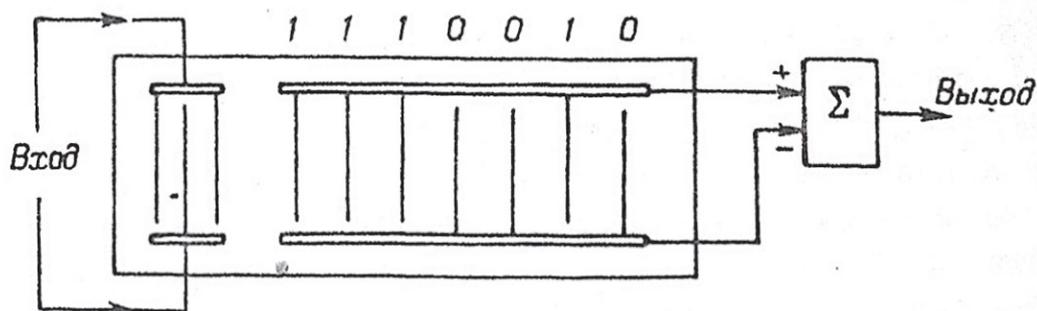


Рис. 1.3. Структура ВШП для формирования сложного ФМ сигнала

Реализованные в практических разработках СФ имеют полосы пропускания в пределах 10–50 МГц и время задержки сигнала до 100 мкс. Уровень подавления боковых лепестков в существующих фильтрах составляет от –20 до –30 дБ, а вносимые потери лежат в диапазоне 30–80 дБ. Наибольшее значение достигнутого в настоящее время коэффициента сжатия ФМ псевдослучайного сигнала (ПСС) в СФ на ПАВ не превышает 10^3 , и в ряде работ указывается на то, что данная величина близка к предельной. Основными ограничивающими факторами при этом являются конечная плотность отводов, лимитируемая электрической прочностью пьезоматериала и ограниченными технологическими возможностями, а также уровень паразитных сигналов на выходе СФ, обусловленных отражением акустических волн от металлических электродов ВШП.

В ряде радиотехнических систем, использующих сложные псевдослучайные сигналы, структура сигнала, поступающего на вход устройства обработки, изменяется в процессе работы системы. В связи с этим возникает задача создания адаптивного (программируемого) СФ, способного изменять свою импульсную характеристику в соответствии с изменением структуры сигнала. В случае обработки ПСС с двоичной ФМ изменение характеристики фильтра может быть осуществлено путем перекоммутации отводов МЛЗ, например, с помощью диодных ключей. Это обеспечивает переворот фазы сигнала на перекоммутированных отводах и суммирование выходных сигналов МЛЗ с фазовыми сдвигами, устанавливаемыми специальной управляющей схемой. Технологическая сложность изготовления таких программируемых СФ ог-

раничивает область их применения обработкой ФМ сигналов с небольшими значениями базы (100–300). Гораздо большие возможности по программируемой обработке ПСС дают акустоэлектронные конвольверы и корреляторы с памятью.

1.3. Конвольверы на ПАВ

В основе работы конвольверов на ПАВ лежат нелинейные акустоэлектронные эффекты, возникающие при параметрическом взаимодействии встречных акустических волн. Конструкция простейшего акустоэлектронного конвольвера (АЭК) на ПАВ показана на рис. 1.4, где 1 – интегрирующий электрод, 2 – подложка. Одновременное распространение двух встречных коллинеарных акустических волн в среде с нелинейными характеристиками вызывает параметрическую генерацию акустического сигнала на суммарной частоте. Если оба входных сигнала имеют одну и ту же несущую частоту f_0 , то взаимодействие становится «вырожденным» и выходной сигнал получается на удвоенной несущей частоте ($2f_0$) без пространственных изменений в области взаимодействия. Таким образом, создается изменяющееся во времени, но постоянное в пространстве электрическое поле, которое может быть зарегистрировано с помощью простейшей линейно-конденсаторной системы.

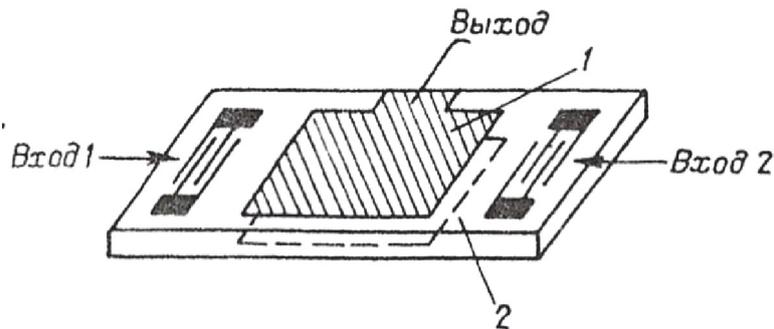


Рис. 1.4. Акустоэлектронный конвольвер

При подаче на вход вырожденного АЭК сигналов вида $s(t) = S(t)e^{j\omega_0 t}$ и $g(t) = G(t)e^{j\omega_0 t}$, выходной сигнал будет являться сверткой входных сигналов, сжатой в два раза из-за встречного распространения акустических волн:

$$I(t) = \alpha_H e^{j2\omega_0 t} \int_{-T/2}^{T/2} S(\tau)G(2t - \tau)d\tau,$$

где α_H – коэффициент пропорциональности, величина которого связана с силой нелинейного взаимодействия, $T = L/V$, L – размер интегрирующего электрода, V – скорость ПАВ.

Если сигнал $g(t)$ получен в результате временной инверсии (обращения) сигнала $s(t)$, то выходной сигнал АЭК представляет собой автокорре-

ляционную функцию сигнала $s(t)$ с временем интегрирования $T = L/V$. АЭК является очень гибким устройством корреляционной обработки, для изменения импульсной характеристики которого достаточно изменить вид опорного сигнала $g(t)$.

1.4. Запоминающие корреляторы на ПАВ

Другим важным типом акустоэлектронных устройств с программируемой характеристикой является запоминающий коррелятор. Принцип работы запоминающего коррелятора (ЗК) основан на свертке принимаемого сигнала с опорным колебанием, предварительно записанным в память коррелятора и хранящимся там в виде распределения статического заряда.

В настоящее время наилучшие результаты по корреляционной обработке сигналов с помощью ЗК получены в устройствах слоистой структуры «пьезоэлектрик – полупроводник», зарядовая память в которых реализована на матрице диодов Шоттки. Функциональная схема ЗК изображена на рис. 1.5, на котором указаны следующие обозначения: 1 – металлический электрод, 2 – полупроводник, 3 – диоды Шоттки, 4 – пьезокристалл.

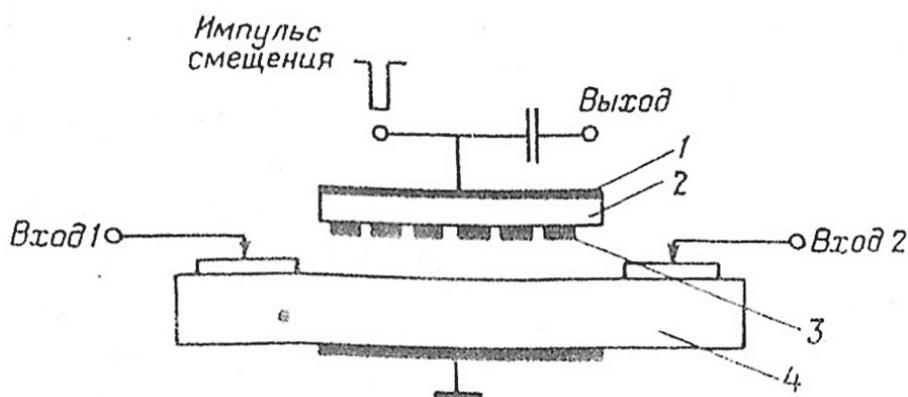


Рис. 1.5. Запоминающий коррелятор

Такие корреляторы работают в диапазоне частот 100–300 МГц и обеспечивают запоминание и обработку ПСС с шириной спектра 20–100 МГц и длительностью 10–20 мкс (максимальное значение коэффициента сжатия около 1000), динамический диапазон ЗК на диодах Шоттки достигает 40–50 дБ. Время хранения запомненного сигнала (время памяти) колеблется в зависимости от материала полупроводника и типа диодов в пределах от 10 мс до 0,4 с (созданы специальные структуры, обладающие временем памяти в десятки часов и даже дней). Количество циклов считывания сигнала из памяти ЗК (количество циклов обращения к памяти), не приводящих к ухудшению запомненного сигнала, достигает 10^5 раз.

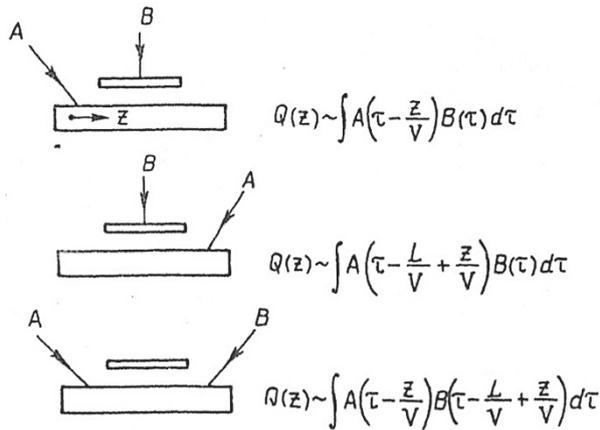


Рис. 1.6. Способы записи сигналов в ЗК

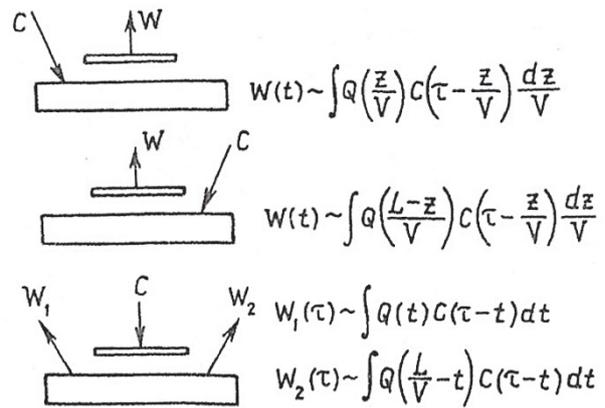


Рис. 1.7. Способы считывания сигналов в ЗК

В общем случае процесс записи сигналов в ЗК может быть осуществлен одним из способов, изображенных на рис. 1.6, причем во всех случаях записанное распределение зарядов определяется взаимокорреляционной функцией взаимодействующих сигналов (интегрирование производится по длине выходного электрода). Для адекватного отображения мгновенных значений записываемого электрического сигнала в пространственном распределении статического заряда необходимо, чтобы длительность записываемого сигнала была меньше половины периода ВЧ колебания записываемого сигнала (т.е. записывающий сигнал должен иметь характер - функции).

Считывание сигнала, записанного в зарядовой памяти ЗК, может быть осуществлено по схемам, изображенным на рис. 1.7. При этом выходной сигнал устройства в зависимости от использованных способов записи и считывания, а также от вида сигналов А, В и С (рис. 1.6) может быть функцией корреляции записанного и считываемого сигналов, функцией их свертки и может повторять форму хранящегося в памяти ЗК сигнала или являться его зеркальной копией.

Наряду с отмеченными алгоритмами обработки, область применения которых распространяется на сигналы любой формы, ЗК позволяют обеспечивать выполнение специфических алгоритмов программируемой фильтрации, применение которых оправдано только в случае обработки сигналов специальной структуры. В качестве ЗК подобного типа может быть приведено устройство, предназначенное для когерентного накопления периодически повторяющихся входных сигналов (период повторения не должен превышать длительность задержки сигнала в области взаимодействия ЗК) и обеспечивающее оптимальную обработку широко распространенного в радиолокации сигнала в виде пачки. В случае, если элементарный радиоимпульс пачечного сигнала имеет сложную структуру (например, внутрим-