

СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТВЧ ПО УЗКОПОЛОСНОМУ КАНАЛУ СВЯЗИ

В настоящее время в разных странах мира ведется регулярное телевизионное вещание по системам *PAL*, *SECAM*, *NTSC*. При правильной настройке телевизионного приемника эти системы обеспечивают удовлетворительное качество цветного изображения. Но непрерывно растущие потребительские требования к качеству изображения и функциональным возможностям заставляют ведущие телевизионные фирмы искать новые технические решения.

Интенсивные разработки ведутся в области телевидения высокой четкости (ТВЧ). Полоса частот сигналов ТВЧ для рассматриваемых в МККР студийных стандартов составляет 30 МГц для сигналов первичных цветов *R, G, B* и сигналов яркости *Y* в аналоговой форме [1]. Передача столь широкополосных сигналов в настоящее время возможна только по волоконно-оптическим линиям связи. Сеть связи на таких линиях еще недостаточно развита, так как для ее создания требуются большие затраты. Использование спутниковых каналов связи, даже при условии освоения новых диапазонов частот, не позволит передавать сигналы ТВЧ в полной полосе частот.

В разработке новых систем ТВЧ четко обозначены три направления.

Первое направление состоит в разработке системы ТВЧ, несовместимой с вещательной системой и предназначенной только для ТВЧ-вещания. Взаимное преобразование сигналов осуществляется преобразователем стандартов. По такому пути проводятся исследования в Японии для системы с числом строк разложения 1125 и частотой полей 60 Гц. Система *MUSE* (*Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding*) представляет собой систему сокращения полосы частот с многократной субдискретизацией, изменяющей фазу от строки к строке и от кадра к кадру [2]. Разложение изображения производится за четыре поля, переданные элементы восстанавливаются на приемной стороне интерполяционными методами. Многократная дискретизация приводит к увеличению времени передачи полного кадра, т. е. к ухудшению передачи

движущихся изображений. Для устранения этого недостатка используется выделение вектора движения и передачи информации о нем отдельно.

Второе направление заключается в разработке совместимой по параметрам системы ТВЧ, допускающей переход от систем *PAL* и *SECAM* к более совершенной системе вещательного телевидения типа *MAC* (*Multiplexed Analog Components*), с последующим постепенным переходом через *HD-MAC* к ТВЧ. Принципиальная особенность систем *HD-MAC* заключается в том, что сигнал ТВЧ преобразуется в стандарт передачи, который совместим с параметрами разложения 625/50/2:1. Такой подход даст возможность осуществить постепенное внедрение систем ТВЧ в ТВ-вещание путем выпуска совместимых ТВ-приемников, принимающих оба стандарта. По этому пути ведутся исследования и разработки в Европейском проекте [3].

Третье направление – это создание систем с цифровым вспомогательным сигналом. В этих системах сигналы от подвижных и неподвижных изображений обрабатываются раздельно. Затем они восстанавливаются, так как это было бы сделано на приемной стороне и сравниваются с исходными сигналами. Выделенные сигналы ошибок обрабатываются процессором и также вводятся в каналный кодер. По каналу связи передается аналоговый сигнал изображения и цифровой вспомогательный управляющий сигнал. Поэтому этот метод получил название *DATV* (*Digitally Assisted Television*).

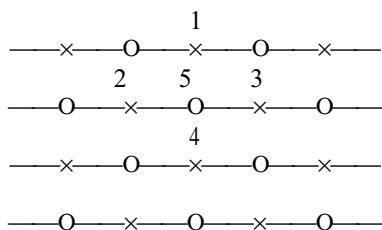
Принятый стандарт телевидения высокой четкости предполагает одновременное увеличение числа строк в два раза по сравнению с существующим стандартом и изменение формата кадра с $K = 4/3$ до $K = 16/9$. Столь радикальное изменение стандарта передачи приведет к расширению спектра сигнала ТВЧ по сравнению с существующим более чем в 5 раз. ТВЧ потребует не только решения таких технических проблем, как разработка ТВ-камер с удвоенной разрешающей способностью и специальных кинескопов, но и введение в эксплуатацию специальных каналов связи, что связано с большими экономическими затратами и отказом от совместимости ТВЧ и существующего ТВ-стандарта.

Предполагаемая разработка систем сжатия в настоящее время не позволяет сократить спектр передаваемого сигнала ТВЧ до полосы частот стандартных ТВ-каналов связи без значительного ухудшения качества изображений. Перед системой уплотнения по методу *HD-*

МАС предлагается ограничение полосы частот яркостного сигнала на входе системы до (20–23) МГц. Но в этом случае преимущества ТВЧ практически теряются, а его недостатки (разработка специальных ТВ-камер, аппаратуры камерного канала и кинескопов) остаются.

Одним из путей улучшения качества ТВ-изображений и перехода к ТВЧ является поэтапное решение этой задачи: сначала ввести стандарт телевидения повышенной четкости (ТПЧ), разработать соответствующую аппаратуру и решить вопросы передачи сигналов ТПЧ по узкополосным (стандартным) каналам связи, а затем на основе полученного опыта, перейти к стандарту ТВЧ. Если сравнить стандарт ТПЧ с существующим, то он предполагает переход от 720 отсчетов на активной части строки до 960 за счет изменения формата кадра и переход от чересстрочного разложения к построчному, при сохранении числа строк разложения 625. Получение сигнала ТПЧ возможно с помощью существующих преобразователей свет-сигнал путем изменения параметров разложения: увеличение частоты строк до 31,250 КГц и частоты кадров до 50 Гц.

Для получения такого преимущества, как увеличение разрешающей способности по горизонтали, нельзя использовать частотное уплотнение (перемежение спектров) сигналов яркости и цветности. В данной системе можно использовать временное уплотнение этих сигналов с трансформацией масштаба времени, как это делается в системах *МАС*. Трудности, возникающие при этом, связаны, в первую очередь, с заметным расширением спектра передаваемого сигнала. Исследования спектра пространственных частот ТВ-изображения и свойств зрительного анализатора человека показывают, что применение шахматной структуры дискретизации в поле или кадре с последующим восстановлением пропущенных отсчетов с помощью пространственно-временной фильтрации позволяют в два раза сократить полосу частот, занимаемую сигналом. Практически достижимая экономия в числе отсчетов определяется степенью совершенства интерполирующих фильтров и точностью восстановления изображения. Совершенными частотными характеристиками отличаются нерекурсивные фильтры с протяженными апертурами, но реализация их связана с существенными аппаратными затратами [4,5]. В простейшем случае, при использовании шахматной структуры дискретизации в



× - передаваемые отсчеты;
 o - восстанавливаемые отсчеты

Рис. 1

которых должно выполняться условие

$$\sum \alpha_i = 1.$$

При шахматной структуре дискретизации в кадре все расстояния 1-5, 4-5, 2-5, 3-5 равны и поэтому весовые коэффициенты $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0,25$. При шахматной структуре дискретизации в поле расстояния между отсчетами 2-5 и 3-5 оказываются меньше, чем расстояния между отсчетами 1-5 и 4-5. Поэтому коэффициенты α_1 и α_4 не равны коэффициентам α_2 и α_3 . Поскольку расстояние между соседними строками одного поля при чересстрочном разложении в два раза больше расстояния между соседними элементами одной строки, то можно положить следующие значения коэффициентов: $\alpha_1 = \alpha_4 = 1/6$; $\alpha_2 = \alpha_3 = 1/3$.

Таким образом, в результате вертикальной субдискретизации, под которой понимается переход от построчного исходного раstra ТПЧ к чересстрочному, частота строк в канале связи снижается до стандартной частоты 15,625 КГц. При такой частоте строк (длительность строки 64 мкс) получение на активной части строки 960 отсчетов требует частоты дискретизации 18 МГц. Эту цифру легко получить из следующих рассуждений.

Аналого-цифровое преобразование яркостного сигнала стандартной ТВ-системы требует частоту дискретизации 13,5 МГц [6]. При этом число отсчетов на активной части строки - 720. Изменение формата кадра в 4/3 раза увеличивает число отсчетов до 960, но и частота дискретизации возрастает в 4/3 раза

$$F_{д} = 13,5 \times 10^6 \times \frac{4}{3} = 18 \text{ МГц.}$$

кадре, восстановление пропущенных отсчетов можно производить по соседним элементам на строке и двух соседних строках (рис. 1). При этом яркость восстанавливаемого отсчета определяется как

$$B_5 = \alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \alpha_3 B_3 + \alpha_4 B_4 ,$$

где B_i - яркости соответствующих элементов на строке и соседних строках; α_i - весовые коэффициенты, для ко-

Горизонтальная субдискретизация позволяет уменьшить эту частоту вдвое, т. е. до 9 МГц. В то же время, при временном уплотнении сигналов яркости и цветности кроме 480 отсчетов сигнала Y на активной части строки нужно передать 120 отсчетов одного из цветоразностных сигналов, что соответствует частоте 2,25 МГц. Отсюда следует, что частота стробирования уплотненного сигнала составит $9 + 2,25 = 11,25$ МГц. После цифроаналогового преобразования и фильтрации составляющих спектра вокруг частоты дискретизации с помощью ФНЧ верхняя граничная частота спектра уплотненного сигнала будет 5,625 МГц. Сигнал с таким спектром вполне может быть передан по стандартным каналам связи.

Структурная схема кодера показана на рис. 2. Композитный аналоговый сигнал поступает на аналого-цифровые преобразователи соответственно сигнала яркости – Y и цветоразностных C_R и C_B . Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) Y тактируется частотой 36 МГц, а цветоразностные АЦП – частотой 9 МГц. Кроме того, с выхода цветоразностных АЦП сигналы C_R и C_B поступают поочередно коммутируемые с периодом коммутации $F_C/2 = 7,8125$ кГц, где F_C – частота строк.

Субдискретизаторы выбирают каждый второй отсчет для сигналов Y и C . Для обеспечения шахматной структуры в поле в первых двух строках кадра ТПЧ берутся нечетные отсчеты сигнала Y , а в следующих двух – четные, т. е. частота коммутации субдискретизатора Y выбирается равной $F_C/2$. С этой же целью частота коммутации субдискретизатора C выбирается $F_C/4$, так как сигналы C_R , C_B уже на входе имеют вертикальную субдискретизацию благодаря коммутации этих сигналов на входе АЦП. Для осуществления субдискретизации на субдискретизатор Y подается меандр тактовой частоты 18 МГц, а на субдискретизатор C – 4,5 МГц. Меандры 18 МГц и 4,5 МГц инвертируются с периодами $F_C/2$ и $F_C/4$ соответственно.

Субдискретизированные сигналы подаются на временной уплотнитель, уплотняющий цифровые сигналы Y и C в единый цифровой поток. На каждые четыре отсчета Y приходится один отсчет C (поочередно C_R или C_B), при этом чередование отсчетов строго фиксировано (рис. 3). Тактовая частота уплотненного цифрового потока YC составляет 22,5 МГц (18 + 4,5). Для опроса сигналов C на вход уплотнителя кроме импульсов частоты 22,5 МГц подаются специально сформированные короткие импульсы частоты 4,5 МГц.

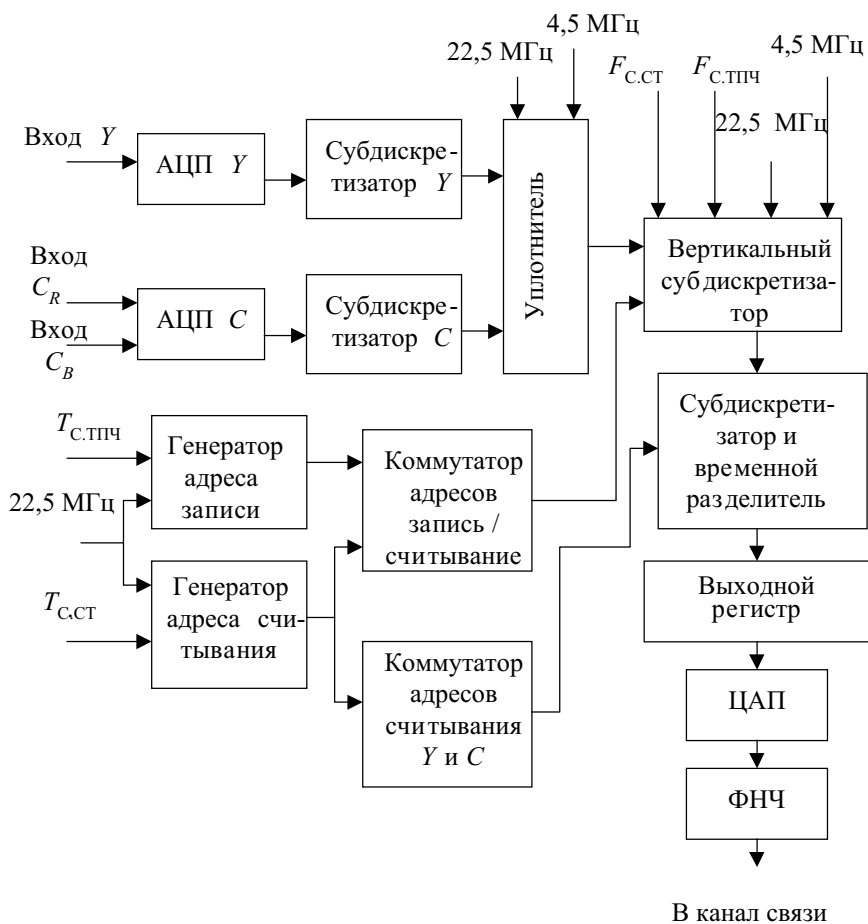


Рис. 2

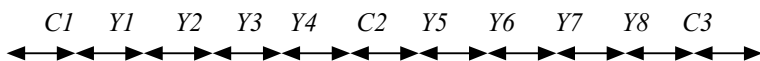


Рис. 3

Уплотненный цифровой поток поступает на вертикальный субдискретизатор. Во время первого поля стандартного кадра в вертикальном субдискретизаторе выбираются только нечетные строки кадра ТПЧ, а во время второго – только четные. Таким образом, за время двух кадров ТПЧ передается один стандартный чересстрочный кадр. На вер-

тикальный субдискретизатор подаются гасящие импульсы строчных частот ТПЧ $F_{C.ТПЧ} = 31,25$ кГц и стандарта $F_{C.СТ} = 15,625$ кГц. Запись информации в него происходит с тактовой частотой 22,5 МГц. Для обеспечения дальнейшего разуплотнения сигналов Y и C сигналы C записываются в отдельную часть памяти вертикального субдискретизатора, поэтому в качестве одного из управляющих сигналов на вход вертикального субдискретизатора подаются короткие импульсы частоты 4,5 МГц, те же что и на уплотнитель. Эти импульсы определяют старший разряд адреса записи сигналов C . Остальные адреса записи для сигналов Y и C формируются в генераторе адресов записи. Вертикальная субдискретизация позволяет лишь уменьшить необходимый объем памяти для записи передаваемого сигнала, но тактовая частота сигнала и полоса частот его в канале связи не изменяются. Для уменьшения тактовой частоты передаваемого сигнала используется субдискретизатор и разуплотнитель сигналов Y и C .

Записанный в течение строки ТПЧ в память вертикального субдискретизатора сигнал может считываться в течение строки стандартного ТВ, то есть в два раза медленнее. Это выполняется субдискретизатором и временным разделителем, который осуществляет считывание сигнала из памяти вертикального субдискретизатора с тактовой частотой 11,25 МГц. Данный блок не является субдискретизатором в узком смысле, так как он не уменьшает количество отсчетов. Фактически он выполняет роль трансформатора временного масштаба (спектра) сигнала, медленно считывая быстро записанный сигнал: $T_{ЗАП} = 26$ мкс, $T_{СЧ} = 52$ мкс. Для уменьшения искажений, связанных с формой АЧХ канала связи между кодером и декодером, сигналы Y и C общего цифрового потока целесообразно разуплотнить перед цифроаналоговым преобразованием. Эта задача решается в рассматриваемом блоке. В результате разуплотнения на выходе цифровой части кодера в течение 41,6 мкс каждой активной части строки идет цифровой поток Y , а последние 10,4 мкс занимает цифровой поток C (C_R или C_B). Адреса считывания формируются генератором адресов считывания. Выбор необходимых адресов осуществляется посредством коммутатора адресов записи–считывания. Далее цифровой сигнал преобразуется в аналоговую форму для передачи по каналу связи. Расположение сигналов на временной оси показано на рис. 4. ФНЧ служит для подавления спектральных составляющих частот дискретизации и его полоса среза составляет 5,625 МГц.

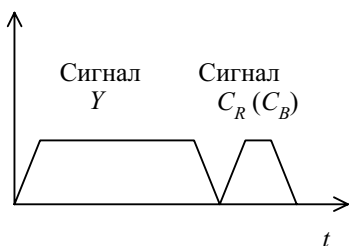


Рис. 4

Сформированный таким образом сигнал, уже на первом этапе цифровой обработки сигнала ТПЧ на передающей стороне, позволяет перейти от построчного разложения к чересстрочному путем вертикальной и горизонтальной субдискретизации и передавать полученный сигнал по стандартному каналу связи. Такой сигнал может приниматься стандартными ТВ-

приемниками. В то же время в специальных приемниках ТПЧ принятый сигнал может быть преобразован в цифровую форму с восстановлением пропущенных при субдискретизации отсчетов методами пространственно-временной фильтрации. Восстановление отсчетов, пропущенных при горизонтальной субдискретизации, позволит поднять горизонтальную разрешающую способность на телевизионных приемниках системы ТПЧ. Восстановление отсчетов, пропущенных при вертикальной субдискретизации, позволит перейти от чересстрочного разложения к построчному и получить все преимущества построчного разложения.

Библиографический список

1. Певзнер Б. М. К выбору параметров новой системы вещательного телевидения // Техника кино и телевидения. 1985. № 3. С. 19.
2. Ninoniyu Y., Ohtsucu Y., Izumi Y. NHK proposes highdefinition TV using MUSE Bandwidth Compression // JEE, March, 1985. P. 40–44.
3. Arragon J. P., Chantelon O., Fonsalas F., Le Queau M., Marie G. Transmission d'images de television a haute definition compatible avec le standart D2-MAC/paquet // Acfa Electronica, 1985. Vol. 27. № 1–2. P. 19–32.
4. Бородянский А. А., Мамаев Ю. Н. Цифровой интерполирующий фильтр изображения // Техника кино и телевидения. 1983. № 12. С. 40–42.
5. Смирнов В. М., Сорин В. Я. Адаптивная пространственная фильтрация для ТВ-систем с пониженной частотой дискретизации / ЛИАП. Л. Деп. в ВИНТИ 10.05.90. № 4882. 10 с.
6. МККР. Рекомендация № 656, 1986. Стыки для отдельных цифровых видеосигналов в 525- и 625-строчных телевизионных системах.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННО-ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ В СЛОЖНОЙ ОКРУЖАЮЩЕЙ ОБСТАНОВКЕ

В системах поддержки принятия решений определяющую роль играет телевизионно-информационный комплекс, поскольку он определяет форму представления информации, алгоритмы обработки, интерактивные возможности взаимодействия человека с системой и др. Часто подобные системы применяются в условиях выработки решений в сложной окружающей обстановке – при дефиците времени, отведенном на восприятие отображаемой информации. Это задачи, решаемые на воздушном, наземном и водном транспорте, при управлении большими системами. Важным компонентом работы подобных систем является обеспечение эффективного восприятия оперативной визуальной информации с минимальными траекторными затратами зрения (количеством основных и коррекционных скачков, фиксаций и др.). Как правило, отображение информации в системах принятия решений проводят на индикаторные телевизионные экраны. При этом контролируют, измеряют и передают количественные значения параметров, описывающих процесс. Для таких телевизионно-информационных систем характерно объединение в единый сюжет нескольких типов изображений: телевизионных, телеметрических данных, топографических карт и т. п.

Методы синтеза интегрального изображения в настоящее время решаются на основе некоторых принципов функционирования зрения, выявленных экспериментальными исследованиями. Такой подход связан с участием человека в трудоемких и долговременных экспериментах по зрительному восприятию. Построение контура управления, производящего адаптацию зрения с воспринимаемой информацией функционирующей системы, связано со сложностью контроля и оценки зрительной деятельности, проводимой с помощью датчиков. Это затрудняет работу человека, особенно при дефиците времени, и не позволяет охватить множество условий наблюдения и предсказать их проявление в конкретных нештатных ситуациях.

В связи с этим важное значение имеют методы моделирования зрительного восприятия сюжетов человеком. Моделирование процесса зри-

тельного восприятия открывает возможность прогноза решения задачи, стоящей перед оператором в сложной окружающей обстановке.

В настоящее время в рамках теории зрительного восприятия разработаны подходы к математическому моделированию как за счет пространственного сканирования изображения, так и за счет пространственно-временной перестройки рецептивных полей сетчатки [1]. Однако вызванное практическими потребностями постоянное расширение класса задач, в которых действует комплекс плохо формализованных взаимосвязей между техническими, физиологическими и психологическими факторами, показывает, что состояние развития математических моделей зрительного восприятия в условиях неопределенности не отвечает запросам практики. Данное обстоятельство и определяет актуальность повышения эффективности системы поддержки принятия решений, путем адаптации траекторных затрат зрения со сканируемым изображением, проецируемым на сетчатку глаза оператора как функцию положения.

Задача разработки контура управления, формирующего визуальную информацию, адаптированную к зрительной системе, является частью проблемы оптимизации человеко-машинных систем [2].

Особенность зрительной системы с позиций целостности заключается в том, что она представляет собой динамическую систему, характеризующуюся пространственной организацией зрительного восприятия, сопровождаемого глазодвигательной активностью.

Поэтому в формализованной постановке, основанной на теоретико-множественном подходе, учет ограничения на время t_p , отводимого на принятие решения, основанного на зрительном восприятии величиной \hat{T} , т. е. $t_p \leq \hat{T}(x^0)$, где x^0 характеризует исходные данные, траекторные затраты должны удовлетворять условию

$$Z(y_i) \rightarrow \min, \quad \text{при } G(y_i) \in D_v, \quad (1)$$

где y_i – выходные параметры i -го варианта решения.

Условие (1) характеризует внутренние свойства процесса принятия решений – сложность траектории точки взора или траекторные затраты, производимые в процессе восприятия отображаемой информации.

Поскольку изображение, по которому движется точка взора, определяется на дискретном множестве, траектория движения точки взора является развивающейся системой с дискретным временем в условиях естественной неопределенности в задании цели функционирования. Про-

цедуры принятия решений в таких системах относятся к многошаговым процессам принятия решения, в которых система является стохастической, а цели и ограничения – расплывчатыми. Структура S развивающейся системы с дискретным временем представляется как набор подсистем с последовательным Π характером их соединения

$$S = \Pi(S^j, \quad j \in T). \quad (2)$$

В результате декомпозиции зрительной системы образуются однородные в функциональном смысле подсистемы, формирующие траекторию движения точки взора. Структура траектории зависит от очередности соединений подсистем, определяющих двигательные и зрительные функции. Очередность определяется случайными событиями, связанными с восприятием или невосприятием элементов сюжета на индикаторном экране.

Поскольку структура процесса восприятия имеет большое разнообразие и включает стохастические связи, то для ее моделирования необходимо использовать иерархическую и вероятностную структуру.

Для реализации каждой структуры используется некоторый ресурс – те компоненты воспринимаемого изображения, которые участвуют в формировании траектории точки взора. Средние затраты на формирование

всего ансамбля структур равны $\sum_{v=1}^m c(v)P(v)$, где $P(v)$ – вероятность того, что затраты на формирование v -й структуры равны $c(v)$. Так как ресурс C конечен, модель ансамблей иерархических структур имеет вид

$$\begin{aligned} I_a &\rightarrow \max, \\ \sum_{v=1}^m P(v) &= 1, \\ \sum_{v=1}^m c(v)P(v) &= C, \end{aligned} \quad (3)$$

где I_a – информация вероятностной иерархической системы в стационарном состоянии.

Используя вариационный принцип [3], получаем, что оптимальной является стохастически упорядоченная система с функцией распределе-

ния структур экспоненциального типа. С позиции теории систем это означает, что наиболее вероятная структура системы, т. е. траектория, имеющая минимальное количество коррекционных скачков, реализует минимальные затраты на свое формирование.

Оптимизация связи зрительной системы человека с отображаемой информацией требует, прежде всего, согласования статистических характеристик траектории движения точки взора и картины состояния объектов. Для этого в телевизионно-информационной системе необходимо управлять формированием единой информационной модели, представляющей обобщенную картину ситуации, на основе которой человеком принимается оперативное решение. Такой процесс управления связан с конструктивной моделью траектории точки взора и оценивания на ее основе эффективности восприятия при принятии решения в нештатной ситуации. Перестройка картины состояния объектов, оценивание ее с помощью моделирования траектории движения точки взора и выбор лучшего варианта адаптирует контур управления телевизионно-информационной системы к зрительной деятельности оператора. В качестве оценки сформированной картины на экране может использоваться время, затраченное моделируемой траекторией точки взора на сканирование выделенных элементов, количество основных и коррекционных скачков, плотность их распределения по полю восприятия и др.

Связь между траекторными затратами зрительного анализатора и избыточностью воспринимаемых сюжетов определяет путь реализации методики синтеза, организующей представление информации на экране в соответствии с нештатной ситуацией, определяющей дефицит времени, отведенного на принятие решения. Это создание дополнительного канала обработки для выделения информативных параметров отображаемых на экране изображений и оценки траекторных затрат для их восприятия. Восприятие изображения в нештатной ситуации может обеспечиваться за счет подчеркивания контуров, изменения размеров отдельных изображений, их местоположения, изменения контрастности, синтеза цветных изображений и др.

Для моделирования сложной системы работ, производимой зрительным анализатором, разработано устройство, входящее в систему формирования отображаемых данных о состояниях объектов управления [4]. Работа устройства заключается в том, что каждый акт восприятия, состоящий из основных функциональных состояний глаздвигательной

системы – скачков и фиксаций обеспечивается срабатыванием определенного числа генераторов случайных импульсов. Число таких генераторов должно соответствовать числу возможных форм движений глазодвигательной системы. Для принятых трех форм движений, соответствующих функциональным состояниям глазодвигательной системы – основному скачку, коррекционному скачку и дрейфу – генераторами случайных чисел вырабатываются импульсы, определяющие размеры скачков и области дрейфа.

Устройство реализует акт восприятия многокомпонентного объекта. Под актом восприятия понимается последовательность функциональных состояний глазодвигательной системы, заканчивающаяся решением о завершенности восприятия элемента многокомпонентного объекта. Каждый акт восприятия разделяется на ряд тактов, в результате каждого из которых принимается решение о невосприятии элемента многокомпонентного объекта, после чего проводятся коррекционные скачки до момента принятия решения о восприятии элемента. Решение о восприятии или невосприятии принимается на основе критерия эффективности восприятия. Новизна разработанного устройства в том, что в случае восприятия элемента проверяется его принадлежность к связанной последовательности элементов, образующих контур или границу. В зависимости от такой принадлежности или непринадлежности производится корректировка параметров основного скачка, определяющего направление движения точки зрения по плоскости восприятия. В результате функционирование устройства от одного акта восприятия к другому не остается постоянным, а изменяется в зависимости от вероятности условий, влияющих на восприятие элементов многокомпонентного объекта и связанности элементов в контуры и границы.

Экспериментальные исследования усредненных зависимостей числа основных и коррекционных скачков от интервала по строке, для различных интервалов по кадру, показали, что разработанная модель движения точки зрения по плоскости восприятия, обеспечивает реализацию всех принципиально важных особенностей зрения, воспринимающего телеметрию и позволяет выбирать оптимальные структуры, обеспечивающие восприятие при возможно более экономной динамике зрения [5].

Применительно к сюжетам содержащим контуры и границы, исследования показали возможность использования для сегментации пороговой обработки. В качестве эталонной аналитической модели, определя-

ющей порог, может служить многокомпонентный вектор, составленный из гистограммы распределения яркостей и ее параметров, максимальной и средней протяженности серий постоянной яркости. Группирование моделируемых точек фиксации в районе контуров и границ свидетельствует об эффективности проверки на связанность воспринимаемых элементов в разработанном устройстве, имитирующем движение точки взора.

Рассмотренные решения по обработке и анализу исходной информации, синтезу интегрального изображения, удовлетворяющего возникшей нештатной ситуации и основанного на создании системы моделирования траектории движения точки взора, способствуют развитию системного подхода к проектированию информационного обеспечения систем поддержки принятия решений в сложной окружающей обстановке.

Библиографический список

1. *Красильников Н. Н., Шелепин Ю. Е.* Функциональная модель зрения // *Оптический журнал.* 1997. Т. 64. № 2. С. 72–82.
2. Человеческий фактор / Под ред. *Г. Салвенди.* М.: Мир, 1991. Т. 1. 599 с.
3. *Стратонович Р. Л.* Теория информации. М.: Советское радио, 1975. 423 с.
4. Устройство для статистического моделирования сложной системы работ: Патент на изобретение RU 2136040 C1, МПК G06 F 17/00 / *Рафи́ков Д. Г.* № 98110995/09 от 09.06.98 Оpubл. 27.08.99 Бюл. № 24.
5. *Рафи́ков Д. Г.* Повышение эффективности использования телевизионно-информационных систем в сложной окружающей обстановке // *Международ. науч. конф. “XXV Гагаринские чтения”.* Тез. докл. М.: ЛАТМЭС, 1999. Т. 2. С.796.

СПЕКТРОЗОНАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ В ВИДЕ ФОНА И СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Рассматривается задача обнаружения полезного сигнала от движущегося объекта при наличии фона и сигналоподобных по пространственно-временным характеристикам помех при детектировании излучения спектрозональным ТВ-датчиком.

Изображение наблюдается в различных участках спектра. Сигнал от полезного объекта имеет известный вектор спектральных коэффициентов (относительное распределение интенсивности в спектральных каналах). Вектор спектральных коэффициентов помех неизвестен, но отличается от спектральных коэффициентов сигнала. Относительно фона, на котором наблюдаются сигнал и помехи, известно лишь то, что он имеет ограниченные по отношению к полезному и мешающим объектам перемещения.

Таким образом, необходимо обнаружить полезный объект на окружающем фоне и распознать его относительно мешающих объектов. Для различения сигнала и помех используются спектральные признаки. Вопросы обработки сигнала с учетом спектральных признаков были рассмотрены в литературе [1–3, 4]. Ниже применен статистический подход [5] к решению задачи оптимизации структуры каналов обнаружения и различения согласно общей стратегии построения обнаружителя сигнала при наличии фона и сигналоподобных по пространственно-временным характеристикам помех [6].

Реализацию изображения на выходах n спектральных каналов запишем в векторной форме

$$\mathbf{x}(\mathbf{r}) = \mathbf{S}(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_s) + \mathbf{n}_\phi(\mathbf{r}) + \mathbf{n}_s(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_n) + \mathbf{n}_o(\mathbf{r}); \quad \mathbf{r} \in R \subset R^2, \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(\mathbf{r}) = [x_1(\mathbf{r}), x_2(\mathbf{r}), \dots, x_n(\mathbf{r})]^T$ – вектор, составленный из спектральных компонентов реализации изображения; $\mathbf{S}(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_s)$ – сигнал от полезного объекта с вектором информационных параметров $\bar{\Theta}_s$; $\mathbf{n}_s(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_n)$ – сигналоподобная по пространственно-временным характеристикам помеха с вектором параметров; $\bar{\Theta}_n$; $\mathbf{n}_\phi(\mathbf{r})$ – изображение фона в n участках спектра; $\mathbf{n}_o(\mathbf{r})$ – поле белого шума, определяемого ТВ-датчиком и видеосуилителями.

Компоненты сигнала и помех на выходе i -го спектрального канала запишем в виде

$$\begin{aligned} S_i(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_{s_i}) &= a_s k_{s_i} f(\mathbf{r} - \mathbf{r}_o); & \bar{\Theta}_{s_i} &= (a_s, k_{s_i}, \mathbf{r}_o), \\ n_{s_i}(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_{n_i}) &= a_n k_{n_i} f(\mathbf{r} - \mathbf{r}_n); & \bar{\Theta}_{n_i} &= (a_n, k_{n_i}, \mathbf{r}_n), \end{aligned} \quad (2)$$

где \mathbf{r}_o , \mathbf{r}_n – положение сигнала и источников помехи на R ; k_{s_i} , k_{n_i} – весовые коэффициенты, учитывающие интенсивности спектральных компонентов сигнала и помехи; a_s , a_n – суммарные (по всем спектральным каналам) амплитуды сигнала и помехи, соответствующие всему наблюдаемому спектру излучения и пропорциональные интенсивности источников излучения.

Амплитуды сигналов (помех) на выходах ТВ-датчика соответственно равны

$$a_{s_i} = k_{s_i} a_s, \quad a_{n_i} = k_{n_i} a_n,$$

где спектральные коэффициенты k_{s_i} , k_{n_i} удовлетворяют условию нормировки

$$\sum_{i=1}^n k_{s_i} = \sum_{i=1}^n k_{n_i} = 1. \quad (3)$$

Помеха по своим пространственно-временным характеристикам имеет сигналподобный характер и ортогональна полезному сигналу

$$\int_R S_i(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_{s_i}) n_{s_i}(\mathbf{r}, \bar{\Theta}_{n_i}) d(\mathbf{r}) = 0.$$

Учитывая свойство ортогональности, а также статистическую независимость спектральных компонентов изображения, запишем функционал правдоподобия векторной реализации изображения при отсутствии помехи

$$\begin{aligned} p(\mathbf{x}_R / \bar{\Theta}_s) &= \prod_{i=1}^n p((x_i)_R / \bar{\Theta}_{s_i}) = \\ &= k^n \exp\left\{-\frac{2}{N_o} \left[\sum_{i=1}^n \int_R x_i^2(\mathbf{r}) d\mathbf{r} - 2a_s \sum_{i=1}^n k_{s_i} \int_R f_s(\mathbf{r} - \mathbf{r}_o) x_i(\mathbf{r}) d\mathbf{r} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2 \sum_{i=1}^n \int_R n_{TM_i}(\mathbf{r}) x_i(\mathbf{r}) d\mathbf{r} + \sum_{i=1}^n \int_R \left(n_{TM_i}(\mathbf{r}) + a_{s_i} f_s(\mathbf{r} - \mathbf{r}_o) \right)^2 d\mathbf{r} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

Данные, наблюдаемые на выходах n -канального фильтра, согласованного с сигналом от полезного объекта, обозначим как

$$\mathbf{y}(\mathbf{r}) = [y_1(\mathbf{r}), y_2(\mathbf{r}), \dots, y_n(\mathbf{r})]^T = \int_R f_s(\mathbf{u} - \mathbf{r}) \mathbf{x}(\mathbf{u}) d\mathbf{u}. \quad (5)$$

Из выражения (4) следует, что в случае известного фона статистика

$$y_\Sigma(\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^n k_{s_i} \int_R f_s(\mathbf{u} - \mathbf{r}) x_i(\mathbf{r}) d\mathbf{u} = \mathbf{k}_s^T \mathbf{y}(\mathbf{r}) \quad (6)$$

достаточна относительно параметра a_s в силу экспоненциальности семейства распределений $p(\mathbf{x}_R / \Theta_s)$. При этом несложно показать, что при проверке гипотез

$$H_0 : a_s = 0 \text{ и } H_1 : a_s > 0$$

решающее правило

$$\mathbf{k}_s^T \mathbf{y}(\mathbf{r}) \geq c$$

является РНМ. Составляющую фона в статистике $y_\Sigma(\mathbf{r})$ обозначим как

$$\Theta_{\Phi_\Sigma} = \sum_{i=1}^n k_{s_i} \int_R f_s(\mathbf{r} - \mathbf{r}_o) n_{\Phi_i}(\mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (7)$$

Реальный фон всегда неизвестен. Ниже решение задачи обнаружения конкретизировано для случая обнаружения движущегося или вновь появляющегося объекта при наличии неизвестного фона, имеющего ограниченные перемещения. Это типичный случай наблюдения фона с борта летательного аппарата. Для решения задачи обнаружения полезного сигнала можно воспользоваться результатами, полученными в [7], принимая в качестве входных данных статистику $y_\Sigma(\mathbf{r})$.

Пусть задана точка \mathbf{r} (центр элемента дискретизации при цифровой обработке изображения), в которой ожидается появление объекта. Выделим вокруг этой точки область (совокупность элементов дискретизации) $R_{\Delta R}^{(\mathbf{r})}$ возможных перемещений фона за период между двумя реализациями (кадрами) изображения с номерами $(k-1)$ и k . Зафиксируем максимальное значение фона в $(k-1)$ -й реализации изображения для области $R_{\Delta R}^{(\mathbf{r})}$

$$(\hat{\Theta}_{\Phi_\Sigma}^{(k-1)})_{\max} = \sup(y_\Sigma^{(k-1)}(\mathbf{r}') : \mathbf{r}' \in R_{\Delta R}^{(\mathbf{r})}) = (y_\Sigma^{(k-1)})_{\max}. \quad (8)$$

Решающее правило о наличии в точке \mathbf{r} сигнала ($a_s > 0$) запишем как

$$z_{\Sigma}^{(k)}(\mathbf{r}) = y_{\Sigma}^{(k)}(\mathbf{r}) - (y_{\Sigma}^{(k-1)})_{\max} \geq c_1. \quad (9)$$

Соотношение (9) определяет структуру канала обнаружения $\Lambda^{(1)}$. На выходе этого канала одновременно с полезным сигналом будут присутствовать и помехи, имеющие сигналоподобные пространственно-временные характеристики.

Для получения правила принятия решения в канале различения $\Lambda^{(12)}$ используем спектральные признаки.

При этом суммарные (по всем каналам) амплитуды сигнала a_s и помехи a_n неизвестны, но сигнал характеризуется вектором известных спектральных коэффициентов $\mathbf{k}_s = (k_{s_1}, k_{s_2}, \dots, k_{s_n})$. Для помехи вектор спектральных коэффициентов \mathbf{k}_n неизвестен, но отличается от вектора \mathbf{k}_s : $\mathbf{k}_s \neq \mathbf{k}_n$.

Изображение фона

$$\bar{\Theta}_{\phi}(\mathbf{r}) = \int_R f_s(\mathbf{u} - \mathbf{r}) \mathbf{n}_{\phi}(\mathbf{u}) d\mathbf{u}$$

в канале различения должно отсутствовать и исключаться из рассмотрения. Без подавления фона задача различения сигнала и помехи не имеет строгого решения. Предварительная фильтрация изображения во всех спектральных каналах, осуществляя подавление низкочастотных компонентов фона, выполняет эти функции. Таким образом, среднее значение отсчета $\mathbf{y}(\mathbf{r})$ можно записать как

$$\langle \mathbf{y}(\mathbf{r}) \rangle = (a\kappa)\mathbf{k} = \bar{\mu}, \quad (10)$$

где $a\kappa$ – интенсивность сигнала от источника на выходе фильтра (5), осуществляющего согласованную фильтрацию и подавление фона для всего спектра излучения (всех спектральных каналов фотоприемника); $\mathbf{k} = (k_1, k_2, \dots, k_n)$ – вектор спектральных коэффициентов наблюдаемого источника излучения; κ – постоянная, которая при наличии сигнала равна

$$\kappa_s = \int_R f_s^2(\mathbf{u}) d\mathbf{u},$$

а при наличии помехи равна

$$\kappa_n = \int_R f_s(\mathbf{u}) f_n(\mathbf{u}) d\mathbf{u}.$$

Теперь формулируем задачу различения сигнала и помехи. Проверяются гипотезы:

$$H_1: \bar{\mu} = \bar{\mu}_s = (a_s \kappa_s) \mathbf{k}_s \text{ и } H_2: \bar{\mu} = \bar{\mu}_n = (a_n \kappa_n) \mathbf{k}_n; \quad a_s, a_n \in (0, \infty).$$

Поскольку обе гипотезы являются сложными, то задача различения в такой постановке не имеет решения. Для преодоления априорной неопределенности относительно параметров a_s , a_n , κ_n , \mathbf{k}_n используем принцип подобия.

Проведем разделение неизвестного параметра $\bar{\mu}$ на полезный и мешающий

$$\bar{\mu} = \mu_1 \bar{\rho} = \mu_1 [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n]^T; \quad \mu_1 = k_1(a \kappa), \quad (11)$$

$$\rho_i = k_i / k_1, \quad i = \{1, n\}, \quad (12)$$

где полезный параметр $\bar{\rho}$ есть вектор спектральных коэффициентов, нормированных к спектральному коэффициенту первого канала, а мешающий параметр μ_1 есть интенсивность излучения, соответствующая первому спектральному каналу.

С учетом (11) и (12) функцию правдоподобия выборочных значений $\mathbf{y} = \mathbf{y}(\mathbf{r})$ можно представить в виде

$$p(\mathbf{y} / \mu_1, \bar{\rho}) = k' \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n y_i^2 + \frac{\mu_1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n \rho_i y_i - \frac{\mu_1^2}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n \rho_i^2 \right], \quad (13)$$

где k' – постоянная величина; σ^2 – дисперсия отсчетов y_i , $i = \{1, n\}$.

Так как семейство распределений $\{p(\mathbf{y} / \mu_1, \bar{\rho}) : \mu_1 \in (0, \infty)\}$ является экспоненциальным [5], то из соотношения (13) следует, что статистика

$$t = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n \rho_i y_i \quad (14)$$

достаточна относительно мешающего параметра μ_1 .

Распределение отсчетов y_i определяется шумами в каждом из спектральных каналов и его можно принять гауссовским, поэтому статистика t имеет также гауссовское распределение с плотностью вероятности

$$p(t) = k'' \exp \left[-\frac{1}{2} \frac{\left(t - \frac{\mu_1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n \rho_i^2 \right)^2}{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n \rho_i^2} \right]. \quad (15)$$

Согласно методу подобия необходимо вычислить условную плотность $p(\mathbf{y}/\mu_1, \bar{\rho}, t)$ относительно статистики t

$$p(\mathbf{y}/\mu_1, \bar{\rho}, t) = \frac{p(\mathbf{y}/\mu_1, \bar{\rho})}{p(t)}. \quad (16)$$

В силу достаточности t относительно мешающего параметра μ_1 условная плотность вероятности (16) не должна зависеть от μ_1 , т. е.

$$p(\mathbf{y}/\mu_1, \bar{\rho}, t) = p(\mathbf{y}/\bar{\rho}, t).$$

Вычислим ее, подставив в (16) соотношения (13) и (15). В результате получим следующие результаты. При $n = 2$ (два спектральных канала)

$$p(\mathbf{y}/\rho_1, \rho_2, t) = k \exp \left[-\frac{(\rho_1 y_2 - \rho_2 y_1)^2}{2\sigma^2(\rho_1^2 + \rho_2^2)} \right]. \quad (17)$$

При $n = 3$

$$\begin{aligned} & p(\mathbf{y}/\rho_1, \rho_2, \rho_3, t) = \\ & = k \exp \left[-\frac{(\rho_1 y_2 - \rho_2 y_1)^2 + (\rho_1 y_3 - \rho_3 y_1 + (\rho_2 y_3 - \rho_3 y_2))^2}{2\sigma^2(\rho_1^2 + \rho_2^2 + \rho_3^2)} \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

По аналогии с предыдущим случаем можно записать условную плотность вероятности для n спектральных каналов

$$p(\mathbf{y}/\bar{\rho}, t) = k \exp \left[-\frac{\sum_{ij \in \binom{n}{2}} (\rho_i y_j - \rho_j y_i)^2}{2\sigma^2 \sum_{i=1}^n \rho_i^2} \right], \quad (19)$$

где под знаком экспоненты в числителе индексы i, j пронумерованы так, что $i < j$ и пары индексов (ij) представляют собой сочетания номе-

ров спектральных каналов из n по 2. Таким образом, условные плотности вероятности (17) – (19) действительно не зависят от t . Причем $r_1=1$, что следует из (12), а отношение $k = (k'/k'')$ – величина постоянная.

Далее, согласно методу подобия, необходимо решить задачу проверки гипотез относительно параметра $\bar{\rho}$. Проверяются гипотезы

$$H_0 : \bar{\rho} = (\bar{\rho}_s) = [(\rho_s)_1, (\rho_s)_2, \dots, (\rho_s)_n]^T \text{ и } H_1 : \bar{\rho} \neq \bar{\rho}_s. \quad (20)$$

Решение этой задачи связано с получением статистики, относительно которой было бы монотонно отношение правдоподобия для семейства

$$\{p(\mathbf{y}/\bar{\rho}, t) : \rho_i \in (0, \infty), i = 1, 2, \dots, n\}.$$

К сожалению, из-за многомерности параметра $\bar{\rho}$ это недостижимо. Но даже и для простейшего случая, когда $n = 2$ (два спектральных канала) и полезный параметр одномерен и равен ρ_2 , РНМ решающего правила также не существует. В этом нетрудно убедиться, анализируя плотность вероятности (17) при $\rho_1 = 1$. При этом очевидно, что относительно параметра ρ_2 достаточной статистики не существует, а следовательно, не существует и РНМ (оптимального) решающего правила.

Возможен другой подход к решению задачи различения сигнала и помехи с использованием принципа подобия. Введем обозначения

$$\mathbf{z} = \left\{ z_{ij} = (\rho_s)_i y_j - (\rho_s)_j y_i : ij \in \binom{n}{2} \right\}, \quad (21)$$

где индексы i, j пронумерованы также как и в (19), а $(\rho_s)_i = k_{s_i} / k_{s_1}$ и $(\rho_s)_j = k_{s_j} / k_{s_1}$ – нормированные спектральные коэффициенты для полезного сигнала, которые считаются известными. Очевидно, что выполнение $\mathbf{k} = \mathbf{k}_s$ соответствует $\bar{\rho} = \bar{\rho}_s$, при этом

$$\langle \mathbf{z} \rangle = \bar{\gamma} = \mathbf{0}, \quad (22)$$

а $\mathbf{k} \neq \mathbf{k}_s$ равносильно $\bar{\rho} \neq \bar{\rho}_s$ и

$$\langle \mathbf{z} \rangle = \bar{\gamma} \neq \mathbf{0}, \quad (23)$$

где $\bar{\gamma} = \left\{ \gamma_{ij}; ij \in \binom{n}{2} \right\}$, $\mathbf{0}$ – вектор, составленный из нулей и имеющий

число компонентов, равное числу сочетаний из n по 2.

С учетом (20) – (23) выражение для условной плотности (19) можно преобразовать к виду

$$p(\mathbf{y}/\bar{\rho}, t) = p(\mathbf{z}/\bar{\gamma}, t) = k \exp \left[- \frac{\sum_{ij \in \binom{n}{2}} (z_{ij} - \gamma_{ij})^2}{2\sigma^2 \sum_{i=1}^n \rho_i^2} \right]. \quad (24)$$

Сравнивая выражения (24) с (19), нетрудно убедиться, что преобразование (21) сохраняет гипотезы H_1 и H_2 в задаче (20). Таким образом, задачу обнаружения можно сформулировать как проверку гипотез

$$H_1 : \bar{\gamma} = \mathbf{0}; \quad H_2 : \bar{\gamma} \neq \mathbf{0}.$$

При $n = 2$ из выражения для условной плотности (24) следует, что условная плотность вероятности $p(\mathbf{y}/\bar{\gamma}, t)$ экспоненциальна, а полезный параметр γ_{12} одномерен. При этом существует достаточная относительно γ_{12} статистика [5]

$$z_{12} = (\rho_s)_1 y_2 - (\rho_s)_2 y_1; \quad (\rho_s)_1 = 1.$$

Так как гипотеза H_2 при $n = 2$ является двусторонней, то существует несмещенное РНМ решающее правило (относительно параметра γ_{12})

$$|y_2 - (\rho_s)_2 y_1| \leq c_{12}. \quad (25)$$

При выполнении (25) принимается решение в пользу гипотезы H_1 о наличии сигнала.

Для числа спектральных каналов $n > 2$ несмещенного РНМ решающего правила не существует, что является следствием многомерности исследуемого параметра $\bar{\gamma}$. В этом случае можно попытаться отыскать локально наиболее мощное (ЛНМ) решающее правило, используя понятие эффективного вклада [5]

$$\left[\frac{\partial}{\partial \bar{\gamma}} \ln p(\mathbf{z}/\bar{\gamma}, t) \right]_{\bar{\gamma} = \mathbf{0}}.$$

Подставим сюда выражение для логарифма функции правдоподобия (24), в результате чего получим

$$\left[\frac{\partial}{\partial \gamma_{ij}} \ln p(\mathbf{z}/\bar{\gamma}, t) \right]_{\bar{\gamma}=\mathbf{0}} = \frac{(\rho_s)_i y_j - (\rho_s)_j y_i}{\sigma^2 \sum_{i=1}^n \rho_i^2}.$$

Таким образом, эффективный вклад вблизи гипотезы $H_1: \mathbf{0} + \bar{\delta}; \delta_i \rightarrow 0, i=1, 2, \dots, n$ от неизвестного параметра $\bar{\gamma}$ действительно не зависит и несмещенное ЛНМ решающее правило можно представить как

$$\sum_{ij \in \binom{n}{2}} \alpha_{ij} |z_{ij}| \leq c_{12}, \quad (26)$$

где $z_{ij}; ij \in \binom{n}{2}$ определяются из соотношения (21);

$$\bar{\alpha} = \left\{ \alpha_{ij}; (ij) \in \binom{n}{2} \right\}; \alpha_{ij} \in [0, 1] \quad (27)$$

– весовые коэффициенты, которые задаются априорно, исходя из имеющейся информации относительно эффективности использования пар спектральных каналов.

Функциональная схема обнаружения и различения объекта на основе использования спектральных признаков приведена на рис. 1. Канал обнаружения обозначен как $\Lambda^{(1)}$, на его вход подается весовая сумма сигналов со всех спектральных каналов $y_{\Sigma}^{(k)}(\mathbf{r})$.

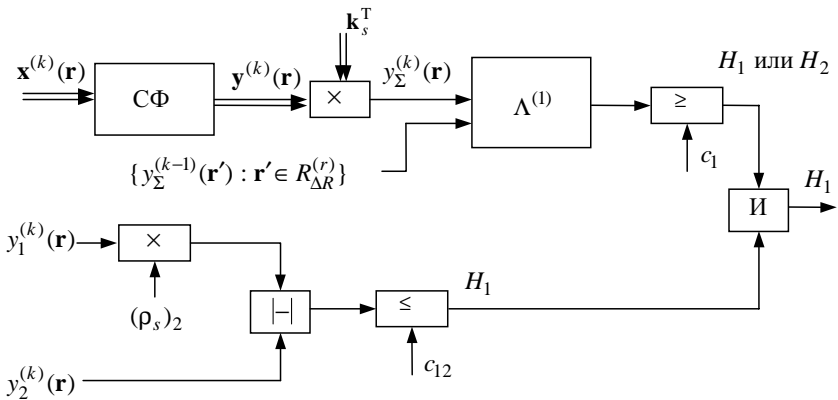


Рис. 1

Фильтр СФ согласован с полезными сигналами спектральных каналов и режектирует фон. Канал различения показан для двух участков спектра и реализует решающее правило (25). На его вход подаются сигналы $\mathbf{y}^{(k)} = (y_1^{(k)}, y_2^{(k)})$ с выходов согласованного фильтра СФ.

Библиографический список

1. *Ангина Ч. Р., Богомолов П. А., Сидоров. В. И.* Новое поколение фотоприемных устройств ИК-диапазона // Зарубежная электронная техника. 1982. № 5. С. 3–81.
2. *Медведев Ю. В.* Многоцветные ИК-приемники // Зарубежная электронная техника. 1983. № 10. С. 40–53.
3. *Быков Р. Е., Бочко В. А.* Многоспектральная интерактивная система обнаружения и измерения параметров объектов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 1998. Вып.1. С. 50–54.
4. *Быков Р. Е.* Теоретические основы телевидения. СПб.: Изд-во “Лань”, 1998. 228 с.
5. *Кокс Д., Хинкли Д.* Теоретическая статистика. М.: Мир, 1978. 560 с.
6. *Вилесов Л. Д.* Синтез системы видеонаблюдения по совокупности признаков // Телевидение. Видеотехника (Теория и практика): Сб. науч. тр./ СПбГААП. СПб., 1996. Т. 31. С. 62–67.
7. *Вилесов Л. Д.* Обнаружение объекта на изображении при наличии фона с замороженными неоднородностями / ВИНТИ. № 63 – В96, 1995. 10 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЦЕПНЫХ КОМПЛЕКСНО-ЗНАЧНЫХ КОДОВ ПРИ СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Одной из важных задач анализа изображения является его сегментация, т. е. разбиение его на отдельные области (количество которых заранее не известно), каждая из которых удовлетворяет некоторому критерию схожести [1]. Одной из основных целей сегментации является удаление видеоинформации, не используемой в дальнейшем при описании, распознавании и анализе исходных изображений. Для успешного решения задачи сегментации изображения необходимо правильным образом выбрать основной признак исходного изображения – его простейшую отличительную характеристику или свойство. Яркостные и гистограммные признаки положены в основу методов сегментации по критерию однородности. Контурные признаки, составляющие основу методов сегментации по критерию неоднородности, характеризуются тем, что на границе между объектом и фоном существуют изменения (локальные неоднородности) яркости [2]. Как показывает практика, во многих случаях на роль основного признака изображения может с успехом претендовать либо собственно форма контура, либо отдельные признаки, характеризующие ее: удлинение фигуры, выпуклость, изрезанность границы и т. д.

При выборе способа представления контура следует учесть тот спектр задач, который предстоит решить в процессе анализа изображения. Например, при измерении координат самолета по видеозаписи процесса его посадки можно выделить следующие важные моменты анализа изображения: сегментация исходного изображения по яркости, селекция объектов на основании их геометрических характеристик, отбор по характеру движения объекта, распознавание образа ЛА. С точки зрения решения этих задач наиболее подходящим описанием формы объекта является комплексно-значное описание контура как наиболее общий случай цепного кодирования. Сущность цепного кодирования состоит в том, что число направлений от рассматриваемой точки контура к следующей равно восьми, и эти направления кодируются числами от 0 до 7. Следовательно, любую кривую (включая и замкнутый контур) на исходном изображении можно закодировать последовательностью чисел

от 0 до 7 [3]. Обобщение цепного кодирования, осуществляемое путем представления изображения на плоскости комплексного переменного, можно назвать комплексно-значным кодированием (кодирование по Фурману). Переход от кода Фримена (цепного кода) к коду Фурмана позволяет рассматривать контур объекта как комплексный сигнал и, как следствие этого, применять хорошо разработанную теорию обработки одномерных сигналов для определения геометрических и статистических характеристик объектов исходного изображения [3]. Рассмотрим способ формирования и свойства комплексно-значного кода более подробно.

Элементом кода контура назовем комплексное число $\gamma[s]$, являющееся координатой s -й ячейки контура в системе отсчета, связанной с $(s-1)$ -й ячейкой [3]. Последовательность элементов $\gamma[s]$ назовем разностным кодом контура $\Delta\Gamma$.

$$\Delta\Gamma = \{\gamma[s]\}_{1,K}, \quad (1)$$

где K – число элементов контура.

Предположим, что кодируется замкнутый контур некоторого объекта. Первоначально определяем начальную точку контура (в качестве ее используется первая обнаруженная точка) и связываем с ней начало декартовой системы координат. Тогда координаты $\beta[s]$ s -го элемента контура относительно нулевой будут определяться суммированием кодов всех предшествующих элементов контура, так как мы имеем преобразование системы отсчета путем параллельного переноса осей

$$\beta[s] = \sum_{i=1}^s \gamma[i]. \quad (2)$$

Суммарным кодом $\Sigma\Gamma$ контура назовем последовательность чисел $\beta[s]$

$$\Sigma\Gamma = \{\beta[s]\}_{1,K}, \quad (3)$$

где K – число элементов контура объекта.

Комплексный код контура задает его исчерпывающее аналитическое описание. Текущие координаты точки контура на основании кода $\Delta\Gamma$ записываются в виде

$$x_S = x_0 + \sum_{j=1}^S \operatorname{Re} \gamma[j], \quad (4)$$

$$y_S = y_0 + \sum_{j=1}^S \text{Im} \gamma[j], \quad (5)$$

где x_0, y_0 – координаты начальной точки контура.

Введем обозначения

$$\gamma[s] = a_s + ib_s, \quad \alpha_s = \sum_{j=1}^s a_j, \quad b_s = \sum_{j=1}^s b_j. \quad (6)$$

Выражения для геометрических и механических признаков изображения будут записаны следующим образом:

1. Площадь

$$S = 0,5 \sum_{i=1}^K (\beta_i + \beta_{i+1})(\alpha_i - \alpha_{i+1}). \quad (7)$$

2. Центр тяжести

$$x_c = x_0 + \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \alpha_i, \quad y_c = y_0 + \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \beta_i. \quad (8)$$

3. Габариты

$$\Delta x = \max |\alpha_i - \alpha_j|, \quad \Delta y = \max |\beta_i - \beta_j|. \quad (9)$$

4. Моменты инерции

$$J_{ox} = \sum_{i=1}^K (x_0 + \alpha_i)^2, \quad J_{oy} = \sum_{i=1}^K (y_0 + \beta_i)^2. \quad (10)$$

Для того чтобы охарактеризовать свойства контура при помощи статистических величин, введено понятие комплексной дисперсии [3] (в отличие от обычной дисперсии), вещественная часть которой характеризует в среднем разницу между шириной и высотой контура, а мнимая – между боковыми направлениями (диагоналями)

$$D = \sum_{v=1}^8 \left(\begin{array}{l} \gamma_v^2 p(\gamma_v) = \{ [p(1) + p(-1)] - [p(i) + p(-i)] \} \\ + 2i \{ [p(1+i) + p(-1-i)] - [p(1-i) + p(-1+i)] \} \end{array} \right) \quad (11)$$

Отношение мнимой и вещественной части описывает степень вытянутости контура. Использование комплексной дисперсии позволяет определить направленность изображения:

$$a = \operatorname{Re} D, \quad b = \operatorname{Im} D, \quad (12)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{b}{2a+b}; \quad a > 0; \quad b > 0;$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{b}{2|a|+|b|}; \quad a < 0 \text{ и } b > 0; \quad a < 0 \text{ и } b < 0;$$

$$\varphi = \pi + \operatorname{arctg} \frac{b}{2a-b}; \quad a > 0; \quad b < 0;$$

Таким образом, свойства кода Фурмана позволяют решать задачи нахождения геометрических и статистических признаков объектов путем минимальных математических затрат [3]. Так, используя формулу (7), для каждого из контуров может быть определена площадь объекта, значения которой далее используются для селекции объектов по площади путем сравнения площади каждого объекта с некоторым пороговым значением, определенным на основании геометрических свойств модели.

Для распознавания объектов, описанных при помощи цепных кодов, можно использовать методику распознавания изображений с сильной вариабельностью формы, предложенную Я.А.Фурманом. В основе этой методики лежит представление эталона объекта в виде восьмимерного (по числу направлений) вектора элементарных направлений в контуре, который формируется следующим образом. Подсчитывается относительная частота появления в закодированном контуре каждого направления в виде $\frac{n_i}{N}$, где n_i – число элементов контура, имеющих i -е направление ($i = 1, \dots, N$), N – общее число элементов, описывающих весь контур

$$N = \sum_{i=0}^7 n_i. \quad (13)$$

Эталон объекта представляет собой вектор вида $\left| \frac{n_0}{N}, \frac{n_1}{N}, \dots, \frac{n_7}{N} \right|$. При классификации предъявленного объекта аналогичным образом составляется описанный выше вектор, который сравнивается со всеми эталонными векторами. Решение принимается в пользу того класса объектов, в котором расстояние между предъявленным вектором и векторами всех эталонов минимально [4].

Используя свойства комплексно-значных кодов, можно осуществить определение вектора перемещения объекта на серии исходных изображений. Предположим, что для всех изображений объектов, содержащихся в j -м кадре, были (после проведения бинарного преобразования) сформированы комплексно-численные коды контуров (код Фурмана). Обозначим через N число объектов на j -м изображении, площадь которых превышает пороговую. В качестве точки отсчета для каждого объекта используются координаты его центра тяжести, определяемые на основании свойств комплексно-численного кодирования по формулам (8). Повторив ту же последовательность операций для $(j+1)$ -го изображения сцены, мы получим M контурных описаний объектов, для каждого из которых вычислены площадь и координаты центра тяжести.

Как известно, для определения вектора перемещения объекта необходимо решить задачу взаимной привязки объектов на последовательных изображениях сцены, что может рассматриваться как задача нахождения соответствия между N контурных изображений j -го изображения и M контурных изображений для $(j+1)$ -го изображения сцены. Такое соответствие можно установить, используя методику распознавания объектов с сильной вариабельностью формы. Для этого для каждого контурного изображения объекта формируется вектор частостей элементарных направлений контура [4]

$$\vec{p}(\gamma_v) = \left\{ \frac{n_1}{N}, \frac{n_2}{N}, \dots, \frac{n_8}{N} \right\}. \quad (14)$$

Контурные описания объектов на первом изображении пары будут рассматриваться как эталонные по отношению ко второму, для этого для N объектов первого изображения будет составлена эталонная матрица $\Pi = \{L_n \pi_{ij}\}$ порядка $N \times 8$. Количество классов A для первого изображения принимается равным N . Далее для каждого из M контуров второго изображения пары выполняется следующая последовательность операций:

1. Входная последовательность в виде вектора \vec{k} элементарных направлений контура умножается на эталонную матрицу Π

$$\vec{p}^T = \Pi \vec{k}^T. \quad (15)$$

2. Для вынесения решения по классу $A_j, j=1, 2, \dots, N$ отбирается компонента p_j вектора, а среди оставшихся $(M-1)$ компонент определяется максимальная $p_m(j)$.

3. Формируется и сравнивается с порогом разность

$$\mu_j = \rho_j - \rho_m(j) \geq \eta_v, j = 1, 2, \dots, M. \quad (16)$$

В случае выполнения условия (16) выносится решение в пользу класса A_j . Возможны три варианта событий для каждого из классов: правильное распознавание, ложное распознавание и отказ от распознавания [4].

После того, как установлено соответствие между объектами первого и второго изображения, составляющего пару последовательных изображений, можно оценить вектор перемещения каждого из объектов на основании разности координат центра тяжести объектов одного класса. Повторив работу алгоритма для всех пар последовательных изображений объектов, можно построить траекторию движения объекта на плоскости изображения.

Таким образом, представление контура при помощи кода Фурмана, являясь экономным с точки зрения вычислительных затрат, позволяет успешно решать задачи определения геометрических характеристик объектов (периметр, габариты, площадь, положение центра тяжести и т. д.), производить распознавание образов на основе алгоритма, сформулированного Я. А. Фурманом. Кроме того, на основе данной методики распознавания образов, возможно реализовать сегментацию изображения по наличию движущихся объектов. Использование комплексно-значного кодирования позволяет создавать простые, эффективные и надежные алгоритмы сегментации исходного изображения на основе геометрических признаков объектов и свойств их контуров.

Библиографический список

1. Янин В. В. Анализ и обработка изображений: принципы и алгоритмы. М.: Машиностроение, 1995. 112 с.
2. Бакут П. А., Колмогоров Г. С. Сегментация изображений: методы выделения границ областей // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 10. С. 23–26.
3. Фурман Я. А., Юрьев А. Н., Янин В. В. Цифровые методы обработки и распознавания бинарных изображений. Красноярск.: Изд-во Красноярского университета, 1992. 246 с.
4. Фурман Я. А. К вопросу о распознавании изображений с сильной вариабельностью формы // Автоматизация анализа и распознавания изображений / АН Латвийской ССР. Рига, 1980. Вып. 2. С. 131–142.

ГРУППОВАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВИЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ

Как известно, операции контроля в технологических процессах (ТП) производства современной радиоэлектронной аппаратуры являются одними из основных. По мере усложнения и миниатюризации изделий доля операций визуального контроля (ВК) резко возрастает. Конструктивная и технологическая однородность объектов производства (ОП) и использование в этом производстве большого числа операций ВК создали предпосылки для их автоматизации и интеграции и для внедрения принципов группового производства [1,2].

Использование традиционных систем технического зрения (СТЗ) на базе универсальных микроЭВМ приводит к неоправданно большим затратам средств и времени на обработку видеoinформации. С другой стороны, создание специальных систем контроля, ориентированных на контроль одного, двух видов ОП также не решает общую задачу ВК.

В связи с этим разработка групповой технологии (ГТ) телевизионно-визуального контроля (ТВК) и реализующих ее средств технологического оснащения является актуальной задачей.

Внедрение принципов группового производства означает изменение и упорядочивание существующей технологии, применение прогрессивных методов обработки изображений и высокопроизводительной быстропереналаживаемой оснастки и оборудования, использование принципов поточного производства, сокращение трудоемкости разработки ТП и сокращение сроков подготовки производства.

Групповые ТП [3] базируются на классификации деталей на группы по признакам конструктивно-технологического подобия. Групповой ТП разрабатывается на комплексную деталь, которая включает в себя все признаки объектов, входящих в группу. Такая деталь может быть как реальной, так и условной.

Проблема группирования ОП в ТП ТВК также требует новых подходов, учитывающих специфику ВК. Необходимо принимать во внимание не только массогабаритные характеристики, но и геометрию ОП, спектрально-интенсивностные характеристики поверхности ОП и методы визуализации.

При разработке ГТ ТВК необходимо исходить из следующих основных положений:

1. Объединение объектов ВК в группы должно осуществляться на основе классификации существующих операций ВК, контролируемых характеристик и учитывать конструктивно-технологическое подобие объектов ВК.

2. Используемые методы ВК должны обеспечить контроль любого объекта из группы в соответствии с техническими требованиями.

3. Система автоматизированного ВК должна быть групповой (перенастраиваемой в определенном диапазоне характеристик) и пригодной для контроля любого объекта, входящего в группу.

4. Применяемые СТЗ и методы обработки изображения должны обеспечивать высокую производительность при минимальных затратах времени на их перенастройку.

В отличие от традиционных технологических методов проектирование группового ТВК имеет ряд особенностей. Основными отличиями являются классификация и группирование ОП с однородными контролируемыми характеристиками, видов операций ТВК, оборудования для ТВК и создание групповой системы ТВК, включающей групповые участки ТВК.

Использование ГТ ТВК позволяет увеличить производительность контроля и загрузку оборудования за счет оптимального группирования ОП, применения групповых ТП ТВК и сокращения времени на переналадку. Наибольший технико-экономический эффект от внедрения ГТ ТВК можно получить в мелкосерийном и серийном производствах.

Рассмотрим структурную схему СТЗ (рис. 1) для анализа и выделения ее составляющих с точки зрения организации ГТ ТВК.

Устройство визуализации, как правило, представляет из себя систему подсвета. В зависимости от конкретных СТЗ и условий работы конструкции систем подсвета могут быть самыми разными и для использования их при контроле группы ОП необходимо учитывать влияние рабочего излучения на ОП, требования к освещенности рабочей области, спектральный состав и т.п. Необходимо проектировать и строить системы, которые могли бы совмещать разные режимы или же переключаться от одного режима к другому за небольшое время.

В общем случае датчик СТЗ состоит из оптической системы и приемника излучения (на основе, например, ПЗС-матрицы).

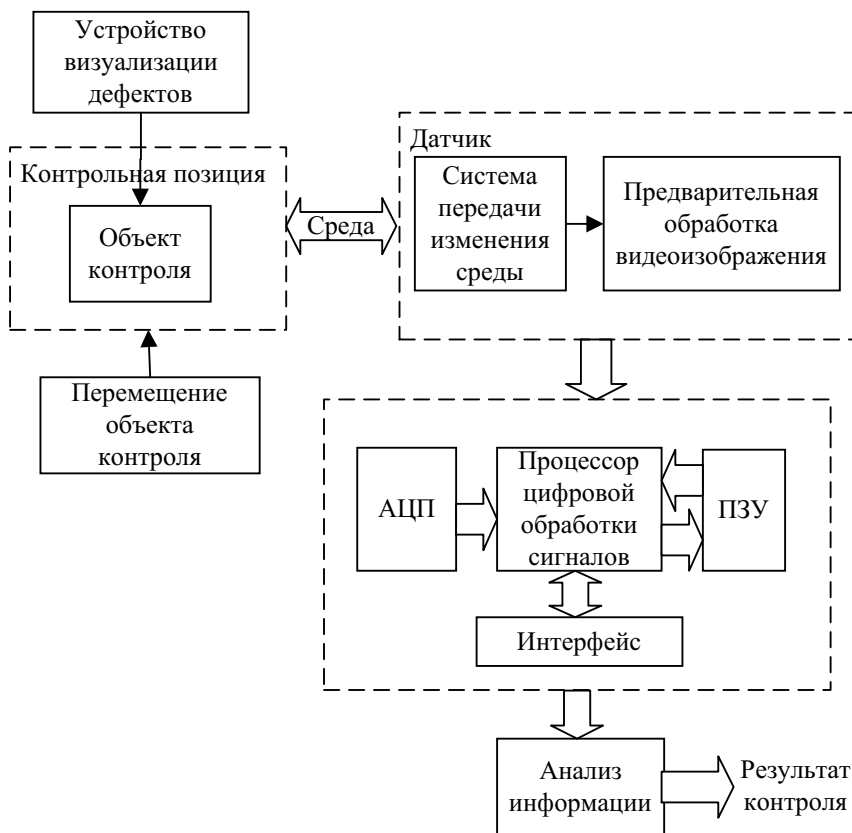


Рис.1

Оптическая система служит для обеспечения заданного уровня сигнала на приемнике излучения путем сбора энергии излучения, формирования структуры светового пучка, его спектрального состава и т.п.; получения изображения объекта контроля (ОК) или всей рабочей области требуемого качества, что приводит к необходимости обеспечивать достаточное пространственное, временное, спектральное и энергетическое разрешение; выделения ОК на фоне возможных помех и определения их признаков. В оптической системе происходит первичная обработка информации, поэтому, в большинстве случаев, к ней предъявляются специфические требования. Применяя специальные методы и средства можно использовать одну и ту же оптическую систему для полу-

чения информации о разных ОК, например с разными масштабами изображения, поэтому в групповой СТЗ необходимо предусматривать применение перестраиваемых оптических систем.

В СТЗ могут использоваться приемники излучения различных принципов действия, но в общем случае можно выделить несколько характеристик, которые нужно учесть при применении их в групповой СТЗ: ширина спектрального рабочего диапазона; чувствительность, быстродействие, стабильность во времени и при изменении внешних условий; стоимость. Для группового контроля необходимо, чтобы характеристики чувствительного элемента удовлетворяли всем требованиям в пределах всей группы.

Передача видеоинформации от датчика к устройству обработки информации, в большинстве случаев, осуществляется с помощью аналоговых сигналов, которые затем преобразуются в цифровую форму, используя аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Дальнейшая обработка осуществляется программным способом, либо с помощью специальных программно-аппаратных средств. Для обработки изображений ОК (в рамках одной или разных групп) возможно использовать различные программы обработки видеоинформации, загружаемые из внешнего ПЗУ, и, тем самым, обеспечить построение групповой СТЗ.

Групповой ТП ТВК должен разрабатываться для группы ОК и должен включать в себя возможные методы контроля объектов, входящих в группу.

Рассмотрим задачи, решаемые групповой СТЗ в автоматизированном ТВК (рис. 2).

Определение наличия. Задача сравнения существующих описаний моделей ОК с полученным изображением (определение наличия собственно объекта, метки на объекте) или сравнение по отдельным частям модели и изображения (определение наличия отдельных элементов объекта, совокупных элементов объекта), в том числе с целью последующей идентификации.

Контроль положения. Задача анализа изображения для получения количественной информации с целью определения местоположения объекта с использованием выделенных характерных областей внутри объекта (контроль положения по метке) или используя координатные данные другого объекта (контроль взаимного положения объектов).

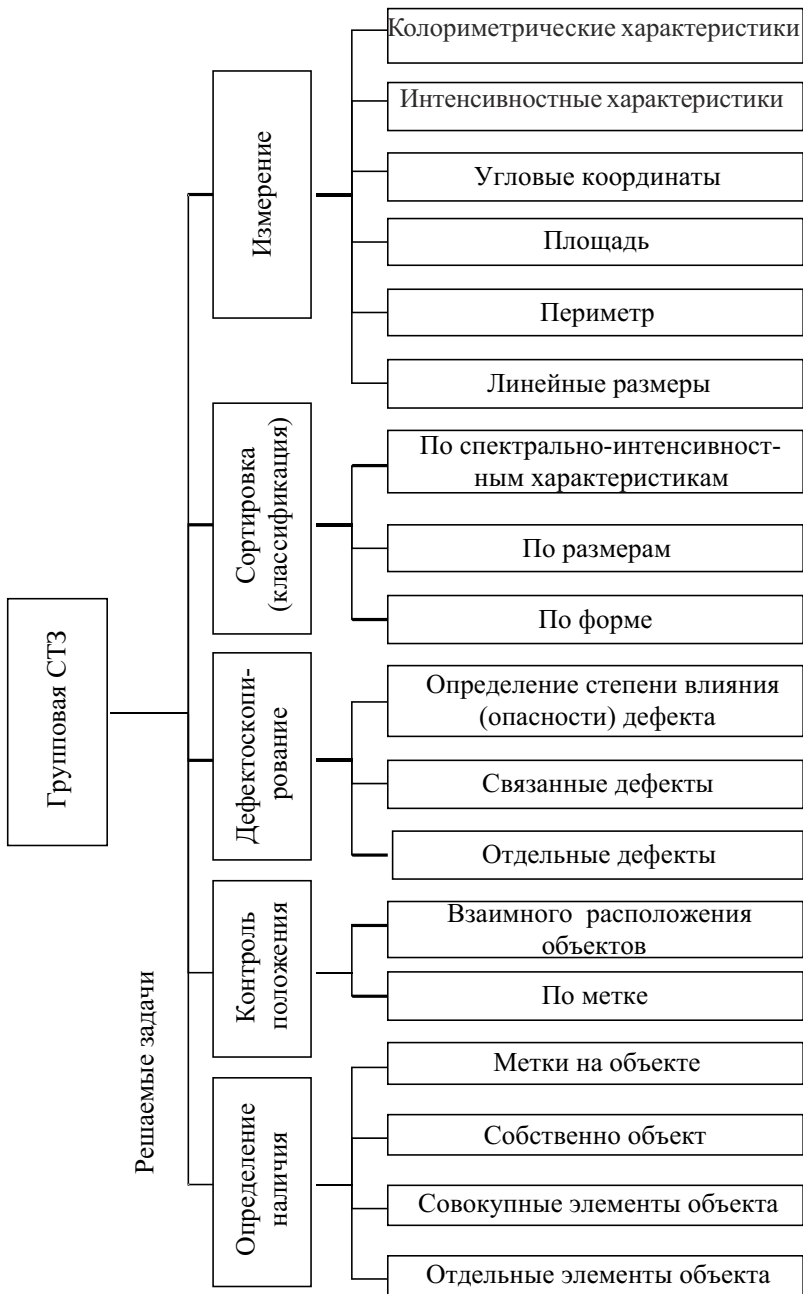


Рис. 2

Дефектоскопирование. Задача анализа полученного изображения для выявления визуально наблюдаемых нарушений микрогеометрии и цвета поверхности изделия, допустимость которых не оговорена технической документацией (отдельных дефектов или связанных дефектов) или определение степени влияния (опасности) дефекта.

Сортировка (классификация). Задача разбиения множества полученных изображений $\{H_1, \dots, H_n\}$ на классы T_i таким образом, чтобы из принадлежности $H_j \in T_i$ следовало соответствие изображения H_j эталонному изображению W_i ($j = 1, \dots, s; i = 1, \dots, k$). При $k > s$ отдельные классы могут быть “пустыми”, т.е. не содержать изображений. Для СТЗ, применяемой для автоматизированного контроля, классификация может быть по форме, по размерам, по спектрально-интенсивностным характеристикам и т. п.

Измерение. Задача обработки изображения для получения информации о геометрических характеристиках объекта (измерение линейных размеров, периметра, площади, угловых координат), интенсивностных характеристиках (измерение яркости объекта), колориметрических характеристиках (определение цвета объекта).

Подобный анализ позволяет более четко представить особенности организации групповой СТЗ для автоматизированного ТВК.

Предлагаемая организация группового ТВК (рис. 3) представляет собой трехуровневую систему, на каждом из уровней которой решается определенная задача.

Первый уровень автоматизированной системы ТВК представляет собой классификатор для выделения классов однородных ОК из всей номенклатуры изделий. Он построен по общим принципам классификаторов [3,4].

Второй уровень предназначен для разукрупнения существующих классов ОК на группы, закрепленные за определенными групповыми СТЗ. Эта задача решается как задача об оптимальных назначениях различных партий ОК на различные СТЗ (задача оптимизации). Подобная задача относится к классу задач линейного математического программирования с булевыми переменными [4].

К ограничениям необходимо отнести требования, которые предъявляются к операциям контроля в данном ТП. Количество ограничений может быть велико, поэтому, для упрощения поиска решения, необходимо проводить предварительное ранжирование ограничений и оптимизацию их количества. Данная операция должна быть выполнена при предварительном анализе ТП.

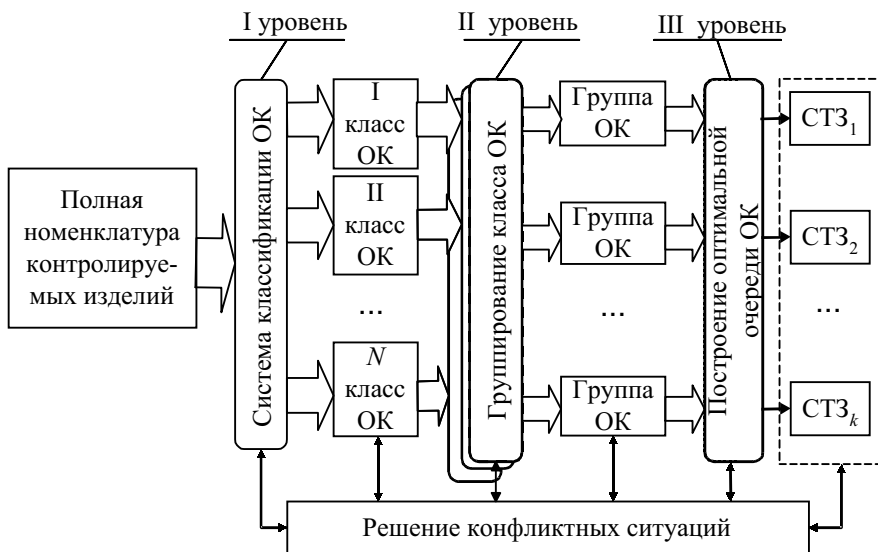


Рис. 3

На третьем уровне происходит построение очереди ОК в реальном масштабе времени. Обработка ОК одного типа, в каком бы виде они не были представлены (на групповом носителе или поштучно) на СТЗ, имеет последовательный характер, поэтому может возникать очередь из ОК, входящих в группу, прикрепленную к данной СТЗ. Для создания оптимальной очереди вводятся приоритеты. Эта задача относится к задачам массового обслуживания и при ее решении можно использовать методы линейного программирования.

Решение общей задачи оптимизации представляется совокупностью задач каждого из трех уровней, которые решаются исходя из предположения, что переменные других уровней являются фиксированными на момент поиска оптимального решения на данном уровне. Ввиду того, что представленная схема системы группового ТВК имеет иерархическую структуру, поиск оптимального решения начинается с первого уровня и заканчивается на третьем. Для того чтобы можно было замкнуть контуры оптимизации, вводится уровень решения конфликтных ситуаций. Он предназначен для выявления возможных альтернативных решений, предлагаемых на различных уровнях оптимизации. На этом уровне выбор решения осуществляет технолог из набора.

Библиографический список:

1. *Лебедев Б. М.* Общая постановка задачи организации группового производства // Физические методы и средства неразрушающего контроля в производстве микроэлектронной аппаратуры и ее компонентов: Сб. науч. тр./ЛИАП. Л., 1986. Вып. 181. С. 101–103.

2. *Крылов Г. В., Лебедев Б. М., Могиланская Е. М.* Оснащение группового производства МЭА средствами неразрушающего контроля в условиях ГАП // Физические методы и средства неразрушающего контроля в производстве микроэлектронной аппаратуры и ее компонентов: Сб. науч. тр./ЛИАП. Л., 1986. Вып. 181. С. 103–108.

3. *Митрофанов С. П.* Научные основы технологической подготовки группового производства. М.-Л.: Машиностроение, 1964. 396 с.

4. *Дуда Р., Харт П.* Распознавание образов и анализ сцен. М.: Мир, 1976. 511 с.

ОЦЕНКА И КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЛЛАКСА ПРИ СЖАТИИ СТЕРЕОСКОПИЧЕСКИХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Аналоговое телевидение было изобретено и стандартизировано около 50 лет назад. За это время произошло интенсивное развитие информатики, телекоммуникаций и других областей науки и техники. В связи с этим возникла потребность и в более качественном изображении и звуковом сопровождении. Решением данной проблемы послужил переход к цифровому способу передачи видеoinформации, преимущество которого с точки зрения помехоустойчивости и качества воспроизведения общеизвестно.

Важная роль в дальнейшем повышении качества телевизионного вещания отводится объемному телевидению, а именно, созданию стереоскопической цветной вещательной телевизионной системы, реализация которой позволит добавить ощущение глубины в наблюдаемых сценах, приводящее к увеличению реализма происходящих событий. Очевидно, что объединение достоинств стерео- и цифрового телевидения приведет к новой ступени развития телевизионного вещания.

Создание системы стереоцветного телевидения для вещательных целей лимитируется необходимостью передачи очень большого количества информации (в случае цифровой передачи по методу импульсно-кодовой модуляции потребуется скорость потока порядка 432 Мбит/с). Поэтому построение экономичных стереотелевизионных систем является важной задачей.

Достижения в области сокращения избыточности видеoinформации открыли перспективы создания новых систем стереоцветного телевидения. Так, в настоящее время широкое распространение получил международный стандарт сжатия MPEG-2, используя алгоритмы которого можно эффективно закодировать и передать сигналы объемного телевидения. При этом необходимо использовать три вида корреляции стереоскопических изображений: пространственная, временная и бинокулярная. Первые две имеют место для кадров, составляющих левую и правую видеопоследовательности. Бинокулярная корреляция существу-

ет между кадрами, образующими стереопару. Выявление и использование последней является целью настоящей статьи. Пространственная и временная корреляции, как будет показано ниже также будут задействованы.

Способы построения стереокамер. Важной задачей при устранении бинокулярной избыточности является поиск корреспондирующих точек стереопары, не последнюю роль в котором играет геометрия стереокамеры. Существует несколько вариантов построения стереотелевизионных камер. Из всего многообразия можно выделить двухобъективные двухтрубчатые, которые обеспечивают наилучшее качество стереоизображения.

На рис. 1,а представлена модель стереокамеры с параллельными оптическими осями объективов, которые проходят через центры светочувствительных поверхностей датчиков телевизионного сигнала. В данном случае соответствующие точки (точки в каждом изображении стереопары, соответствующие какому-либо объекту) находятся на тех же самых строках раstra и отличаются горизонтальным смещением (параллаксом), при условии что юстировка оптических изображений на светочувствительных поверхностях преобразователей свет-сигнал выполнена с точностью до одного элемента разложения. Таким образом поиск корреспондирующих точек облегчается, так как его необходимо вести только в горизонтальном направлении. Однако при данном способе построения стереокамеры затруднено наблюдение за объектами, находящимися на близком расстоянии от нее – 0,5–2 м [1, 2]. Кроме того зона стереоскопического обзора (заштрихованная область) относительно мала, а отсутствие конвергенции оптических осей объективов затрудняет легкость слияния стереоскопического изображения при его просмотре.

Модель со скрещенными оптическими осями объективов (рис. 1,б) близка к зрительной системе человека и обеспечивает не только более широкую зону стереоскопического обзора, но и более легкое слияние изображений, чем в предыдущем случае. Недостатком данного способа является наличие паразитного вертикального параллакса [1, 3, 4], который вызывает нарушение стереоэффекта. С точки зрения нахождения корреспондирующих точек данный способ приводит к увеличению времени их поиска, поскольку необходимо его осуществить еще и в вертикальном направлении.

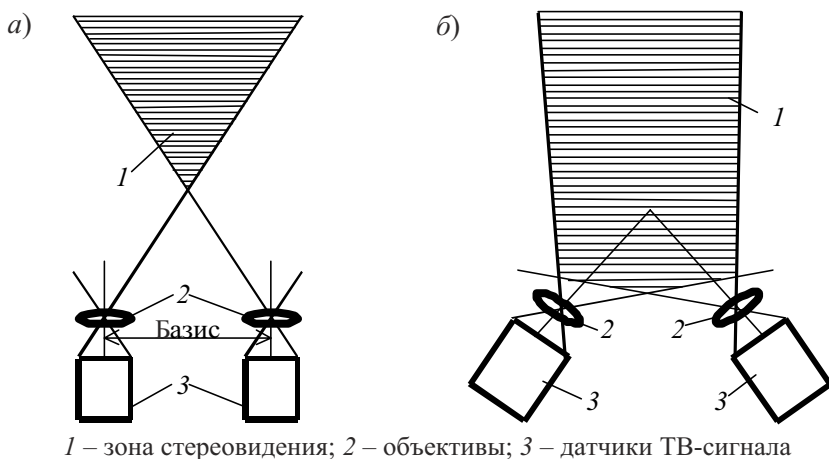


Рис. 1

Площадь зоны стереовидения можно увеличить у камеры с параллельными оптическими осями путем смещения оптических центров объективов относительно центра преобразователя свет-сигнал (рис. 2). При этом обеспечивается неискаженное стереоскопическое изображение, сравнительно легкое слияние изображений [1, 3, 4], а также поиск корреспондирующих точек будет осуществляться только в горизонтальном направлении.

Таким образом, на основе рассмотрения различных оптических схем построения стереотелевизионных камер с точки зрения корреспондирующего анализа и получения неискаженного стереоскопического изображения оптимальной является камера с параллельными оптическими осями и смещением оптических центров объективов относительно центров светочувствительных поверхностей датчиков телевизионного сигнала. В дальнейшем предполагается, что имеет место этот способ построения стереокамеры.

Оценка и компенсация параллакса.
Исходя из вышеприведенного предполо-

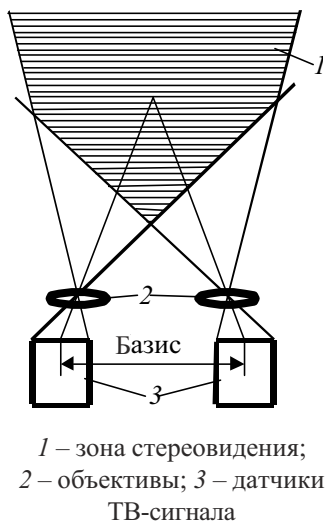


Рис. 2

жения о геометрии стереокамер левое и правое изображения очень похожи и отличаются только горизонтальным параллаксом, поэтому целесообразно устранить данную бинокулярную избыточность посредством оценки величины параллакса и его передачи вместе с одним из кадров стереопары.

Очевидно, что имеется близкая аналогия между кадрами двумерного изображения, отличающимися временной разницей, в которых содержание изображения зависит от движения камеры и объектов, и кадрами стереопары. Поэтому оценка параллакса подобна оценке движения, в том смысле, что обе эти операции позволяют использовать корреляционную связь между двумя кадрами для сокращения скорости передачи данных.

Корреспондирующий анализ может быть осуществлен тремя способами: основанный на точках, на блоках, на объектах произвольной формы (объектно-ориентированное кодирование).

В настоящее время широкое распространение получили способы блочного сжатия видеoinформации (H.261, H.263, MPEG-1, MPEG-2). Рассматривая реализацию стереотелевизионной системы совместимую с MPEG-2, оценку параллакса необходимо осуществлять с помощью блоков.

Существующие методы оценки движения могут фактически применяться к оценке параллакса. Однако последняя имеет свои особенности. Во-первых, вектор параллакса, полученный для каждого блока, в случае оптимальной геометрии стереокамеры является скаляром (нет вертикального компонента). Во-вторых, в типичном видеоматериале с наличием движения имеются только несколько двигающихся объектов. При этом фон остается неподвижным или имеет однородное движение в случае панорамирования. В то же время, величина параллакса зависит от расстояния от камеры, вследствие чего различные планы будут иметь разную величину параллакса. Таким образом, образующееся поле векторов параллакса будет менее однородным, чем поле векторов движения. В результате требуется большее число битов при кодировании при таком же размере блока.

Наиболее распространенным и классическим методом оценки движения является так называемый метод блочного соответствия (Block Matching) [5, 6, 7, 8], который можно применить и к оценке параллакса.

Оценка параллакса методом блочного соответствия. Ограничиваясь рассмотрением только яркостной компоненты можно записать

яркость элемента как $B(i,j)$ или $B(\vec{O})$, где $\vec{O} = [ij]$, i и j – координаты элемента в изображении.

При кодировании кадры стереопары разбиваются на блоки. Каждый блок в кадре представим в виде верхней левой координаты элемента

$$\text{блок } R(\vec{\alpha}_0) = (R(i, j) | (i_0 \leq i \leq i_0 + m), (j_0 \leq j \leq j_0 + n)),$$

где блок $R(\vec{\alpha}_0)$ – блок $(m+1) \times (n+1)$ элементов в правом изображении, $\vec{\alpha}_0 = [i_0 j_0]$.

Левый верхний элемент в блоке обозначен через (i_0, j_0) . Блок в левом изображении определяется аналогично блок $L(\vec{\alpha}_0)$.

Выбор размера блоков сопряжения имеет важное значение. При принятии правого кадра стереопары опорным, улучшение соответствия между оцененным левым изображением и исходным левым изображением будет при уменьшении блочного размера. Большие блоки ведут к большим различиям, так как вероятность, что левое и правое изображения имеют аналогичные большие блоки мала. Минимальной блочной единицей в MPEG-2 является блок 8×8 . Поэтому предпочтительно использовать такой же блочный размер и для оценки параллакса.

Для исключения перебора всех блоков в левом изображении, что приведет к значительным временным затратам, поиск ограничивается некоторой зоной

$$W = (L(i, j) | (i_0 - i_1 \leq i \leq i_0 + i_1 + m), (j_0 - j_1 \leq j \leq j_0 + j_1 + n)),$$

где i_1, j_1 – постоянные, которые регулируют размер зоны поиска.

Размер этой зоны должен быть выбран такой, чтобы вероятность нахождения соответствующего блока была высокой. Это требование выполняется, если размер зоны поиска соответствует максимально возможному линейному параллаксу p_{\max} , превышение которого приводит к двоению стереоскопического изображения при наблюдении.

Величину максимально возможного параллакса можно определить исходя из простых геометрических построений (рис. 3)

$$p_{\max} = 2dtg \frac{\beta_{\max}}{2},$$

где d – расстояние от наблюдателя до экрана приемной трубки; β_{\max} – максимальный угловой параллакс, при котором отсутствует двоение изображения.

Известно, что оптимальное рассматривание телевизионного изображения равно пяти-шести высотам экрана h

$$d = (5-6) h .$$

Величину h можно выразить через диаметр элемента q и количество элементов по вертикали N

$$h = qN .$$

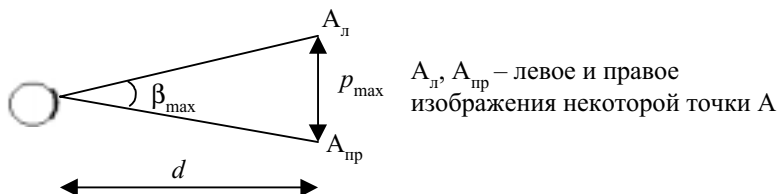


Рис. 3

Тогда, величина максимального линейного параллакса будет определяться следующим выражением

$$p_{\max} = 2(5-6)qN \operatorname{tg} \frac{\beta_{\max}}{2} .$$

При этом единица измерения параллакса будет соответствовать единице измерения диаметра элемента q , что неудобно с точки зрения практической реализации алгоритма оценки параллакса, где необходимо знание его величины в “элементах”

$$p_{\max} = 1(10-12)N \operatorname{tg} \frac{\beta_{\max}}{2}, \text{эл.}$$

Единица в данном случае определяет размерность выражения.

Учитывая, что $\beta_{\max} = 60' - 70'$, а реальный максимальный угловой параллакс $\beta = \beta_{\max} - \Delta\beta(x)$ ($\Delta\beta(x)$ – дополнительный параллакс из-за геометрических искажений, $\Delta\beta(x) \leq 0,1\beta_{\max} = 6' - 7'$) [3], при разрешении 720×576 для каждого кадра стереопары величина максимального линейного параллакса составит около 57 элементов. Это значение определяет горизонтальный размер зоны поиска. При обеспечении упоминавшейся ранее юстировки изображений стереопары, вертикальный размер зоны будет равен высоте блока, используемого при оценке параллакса.

Таким образом, зона поиска ограничена интервалом 8×7 элементов для каждого блока.

Для правильного нахождения соответствующих блоков необходимо использовать некоторый критерий или функцию искажений, которую надо минимизировать. В технике видеосжатия применяются несколько таких критериев. Один из них – так называемый критерий MSE (средне-квадратичная ошибка). В случае корреляционного анализа стереопар критерий MSE выглядит следующим образом

$$M(k_0, l_0) = \frac{\sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n \{L(i_0 + i, j_0 + j) - R(k_0 + i, l_0 + j)\}}{(m+1)(n+1)}.$$

В результате для блоков, которым найдено соответствие, определяется вектор параллакса $\delta(\vec{\alpha}_0) = [k_0 - i_0 l_0 - j_0]$, а сам блок может быть представлен через соответствующий блок и вектор параллакса

$$\text{блок } L(\vec{\alpha}_0) = \text{блок } R(\vec{\alpha}_0 + \delta(\vec{\alpha}_0)).$$

По найденным векторам далее осуществляется компенсация параллактического сдвига между кадрами стереопары. В результате такой операции осуществляется сжатие с коэффициентом порядка 3. Произведенный расчет показал [9], что без потери качества стереоскопического изображения при кодировании в соответствии с алгоритмами стандарта MPEG-2 общий цифровой поток составляет примерно 11 Мбит/с (для правых изображений стереопары, которые необходимо передавать для обеспечения совместимости с двумерным телевидением, отводится скорость 9 Мбит/с, а дополнительный поток, представляющий собой левый кадр с компенсированным параллаксом, возможно передавать со скоростью около 3 Мбит/с). При этом в обоих каналах происходит устранение пространственной и временной избыточности. Экспериментальные исследования на различных сюжетах показали, что скорость для дополнительного потока может быть уменьшена до 2 Мбит/с.

Непосредственное сжатие стереоскопических изображений методами, используемыми для двумерного телевидения неоптимально, поскольку не используется корреляционная связь между кадрами стереопары. В статье рассмотрен вариант устранения бинокулярной избыточности с помощью наиболее простого и универсального метода блочного соответствия. Дальнейшее направление в данной области связано прежде

всего с нахождением более быстрых алгоритмов корреспондирующего анализа, а также с исследованием возникающих ошибок в данном процессе и влиянием их на стереоскопическое восприятие.

Библиографический список

1. *Мамчев Г. В.* Стереотелевизионные устройства отображения информации. М.: Радио и связь, 1983. 96 с.
2. *Лопухина Н. Н., Овчинников Л. В.* Особенности работы стереотелевизионной установки на близких расстояниях от камеры до наблюдаемого объекта// Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 1973. Вып. 5. С. 53–59.
3. *Шмаков П. В., Колин К. Т., Джакония В. Е.* Стереотелевидение. М.: Связь, 1968. 208 с.
4. *Валюс Н. А.* Стереоскопия. М.: Изд-во Академии наук СССР, 1962. 379 с.
5. *Уоткинсон Дж.* Пособие для инженеров по сжатию цифровых потоков. М.: Snell & Wilcox Ltd, 1994. 64 с.
6. *Hartwig S., Endemann W.* Tutorial Digitale Bildcodierung, 6. Teil // ФКТ. 1992. № 3. Р. 416–424.
7. *Dufaux and Moscheni.* Motion estimation techniques for digital TV: a review. // Proceedings of the IEEE. 1995. Vol.83. № 6. Р. 859–875.
8. *Wang Q., Clarke R. J.* Motion estimation and compensation for image sequence coding. // Signal Processing. Image Communication. 1992. Vol. 4. Р. 425–430.
9. *Федоров С. Л.* Система стереоскопического ТВ с компенсацией горизонтального параллакса и мультиплексной передачей информации о пространственной глубине // Матер. 51-й науч.-тех. конф. 1998. СПб., СПбГУТ. с. 82.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПОИСКОВОЙ ПРОЦЕДУРЫ В ТЕЛЕВИЗИОННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЕ

Синтез структуры алгоритма следящего измерения параметров движения фрагмента телевизионного изображения [1] показал наличие блока поиска максимума корреляционной решающей функции, относящегося к звену внутрикадровой обработки. Нахождение нового местоположения объекта (движущегося фрагмента изображения) в каждом кадре основано на совмещении эталонного изображения с текущим. Эталонное изображение может быть известно заранее или сформировано в предшествующий совмещению момент времени в виде обучающей выборки [2]. В простейшем случае или в случае предварительного устранения сигнала неподвижного фона модель телевизионного изображения, прошедшего дискретизацию и квантование, представим в следующем матричном виде:

$$u_{ij} = s_{ij}(l) + n_{ij},$$

где $s_{ij}(\mathbf{l})$ – двумерная дискретная сигнальная матрица изображения объекта, зависящая от вектора местоположения \mathbf{l} ; n_{ij} – пространственный дискретный белый гауссов шум.

Обучающую выборку представим в следующем виде:

$$u_{\beta ij}(l) = s_{ij}(l) + n_{\beta ij},$$

где $n_{\beta ij}$ – реализация пространственного шума на момент формирования выборки.

Дискретный вариант решающей функции, представляющий собой аналог корреляционного интеграла и принимающий некоторый континуум значений, имеет вид

$$Z(l) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^K u_{ij} u_{\beta ij}(l), \quad (1)$$

где M и K – размеры прямоугольной области поиска на телевизионном изображении.

Если предположить, что размер обучающей выборки (назовем ее для дискретного случая массивом эталона) равен $k \times m$ растровых элементов, а размер области вероятного смещения объекта (назовем ее массивом поиска) равен $K \times M$, то размер Q континуума $Z(\mathbf{I})$ будет равен числу всех возможных положений массива эталона внутри массива поиска. Нетрудно убедиться, что

$$Q = (K - k + 1)(M - m + 1).$$

Эта формула справедлива для простейшего поиска экстремума функции (1) методом полного перебора [3].

Данный алгоритм вычисления и поиска максимума решающей функции может быть реализован и в параллельном, и в последовательном виде.

Корреляционная решающая функция $Z(\mathbf{I})$ вычисляется в каждой из Q точек, а решение о значении искомым координат объекта (искомого вектора местоположения \mathbf{I}) принимается на основании поиска и фиксации максимального значения решающей функции, т. е. в качестве оценки \mathbf{I}^* берется значение \mathbf{I}^* , для которого

$$Z(\mathbf{I}^*) \geq Z(\mathbf{I}_p).$$

В параллельной структуре каждое значение решающей функции $Z(\mathbf{I}_p)$ вычисляется в отдельном канале в соответствии с выражением (1), а оценка \mathbf{I}^* регистрируется по номеру канала p с наибольшим выходным сигналом.

Суть последовательной процедуры заключается в следующем: видеоинформация, соответствующая эталонному массиву, запоминается в одном запоминающем устройстве (ЗУ), а текущая видеоинформация, представляющая массив поиска, – в другом ЗУ, далее с помощью блока управления этими ЗУ производится сканирование массива поиска массивом эталона с вычислением в каждой точке из Q значения решающей функции. В полученном потоке значений $Z(\mathbf{I})$ ищется максимум, которому ставится в соответствие оценка искомого параметра \mathbf{I}^* .

Задача поиска экстремума решающей функции за наименьшее число шагов относится к задаче оптимизации по выбранному критерию. Существует много способов поиска экстремального значения функции в зависимости от вида самой функции, числа аргументов, степени априорной неопределенности, уровня шумов [4]. В соответствии с классификацией [5] и с вероятным видом решающей функции [6] задачу отне-

сем к двухпараметрической многоэкстремальной (глобальной) задаче оптимизации. Двухпараметрический характер задачи определяется двумерностью решающей функции, т.е. необходимостью отыскания глобального максимума как для координаты X , так и для координаты Y .

Отсутствие каких-либо априорных данных о виде и характере корреляционной решающей функции, ее недифференцируемость и многоэкстремальность не позволяют использовать беспойсковые методы математического анализа, линейного, нелинейного, выпуклого и динамического программирования для целей оптимизации. В этом случае следует обратиться к поисковому методу.

Существует большое количество алгоритмов поиска глобального экстремума (наименьшего из минимумов или наибольшего из максимумов) [4]. Эти алгоритмы делятся на две крупные группы: сканирование и случайный поиск. Простейшим методом является метод сканирования, который состоит в последовательном переборе всех значений анализируемой функции по какому-либо правилу и в сравнении их друг с другом. Особенность и преимущество метода сканирования заключается в независимости процесса поиска от вида и характера функции. К недостаткам метода можно отнести большую трудоемкость (максимальное число шагов поиска), которая становится существенно заметной в случае значительной области анализа решающей функции; и чувствительность к шумовым выбросам, приводящим к аномальным ошибкам фиксирования глобального экстремума. Экономии времени можно достигнуть с помощью использования имеющихся априорных сведений, например, величины зоны протяжения глобального экстремума, максимально возможного наклона экстремальной характеристики, априорной плотности распределения глобального экстремума и т. д. Характер априорных сведений и их полнота вызвали появление ряда модификаций метода сканирования, таких как метод неравномерного разбиения области сканирования, сканирование с уточнением, комбинация сканирования и локального поиска [4].

Другим эффективным методом отыскания глобального экстремума, когда о характере поведения решающей функции почти ничего не известно, является случайный поиск [7]. Наибольшего выигрыша в смысле затрат времени варианты случайного поиска (слепой поиск, поиск с уточнением, поиск с разведкой и т. д.) достигают в случае априорного знания распределения глобального экстремума.

В нашем случае этот закон неизвестен, следовательно приемлемыми методами поиска следует считать простейший метод сканирования, метод перебора и слепой поиск, т. е. равномерный поиск по методу Монте-Карло.

Если имеем дело с нормированной корреляционной решающей функцией, т. е. априорно известно значение глобального максимума, то задача идентична задаче поиска объекта в заданной ограниченной области [8].

Для сравнения методов поиска воспользуемся вероятностным критерием минимума математического ожидания времени обнаружения $t_{об}$ требуемого значения решающей функции. Этот критерий эффективности поиска актуален для телевизионной следящей системы, в которой процедуру поиска необходимо осуществлять в каждом кадре телевизионной развертки.

Для равномерного поиска методом полного перебора [8]

$$t_{об} = 1/2\gamma,$$

а для слепого поиска

$$t_{об} = 1/\gamma,$$

где γ – параметр интенсивности поиска, зависящий от размеров зоны поиска, скорости осмотра этой зоны и параметров анализирующей апертуры.

Таким образом, среднее время обнаружения заданного значения функции методом сканирования в 2 раза меньше, чем у слепого поиска. Кроме того, когда отсутствует информация о величине глобального экстремума решающей функции, для достоверной локализации объекта слежения необходим полный просмотр всей зоны поиска, приводящий у стохастических методов к неоправданно большим временным затратам.

Вернемся к решению конкретной задачи слежения за движущимся объектом на телевизионном изображении. Массив эталона меньше массива поиска, и эта разница при отсутствии алгоритма экстраполяции определяется возможным смещением объекта за время кадра, т. е. скоростью объекта в плоскости изображения. Тогда соотношение сторон квадратных областей названных массивов имеет следующий вид:

$$M - m = 2\Delta h,$$

где Δh – максимально возможное смещение объекта от кадра к кадру в растровых элементах (рэ) разложения, M и m – длины сторон областей поиска и эталона соответственно.

Для нахождения глобального экстремума дискретной корреляционной решающей функции методом полного перебора (метод сеток [3]) необходимо определить ее значение в каждой точке массива поиска. Число всех возможных положений массива эталона внутри массива поиска будет

$$d = (M - m + 1)^2.$$

При высоких скоростях объекта, например, при $\Delta h = 3$ рэ, $d = 49$.

Закон сканирования эталона внутри зоны поиска можно выбрать произвольным из удобства схемной или программной реализации. В литературе [8] предложен алгоритм, уменьшающий d почти вдвое. Смысл предложения заключается в том, чтобы анализировать корреляционную функцию не в каждой точке зоны поиска, а через одну, с последующим уточнением. Этот алгоритм соответствует методу сканирования с уточнением [4], в котором грубую локализацию глобального экстремума осуществляют с помощью грубой сетки, а точную (только в районе данного значения) – с помощью мелкой сетки. Однако подобное сокращение числа шагов поиска в случае большой зашумленности изображения может привести к потере глобального экстремума [6].

Тем не менее сканирующий метод полного перебора можно предельно сократить, используя свойство сепарабельности решающей функции по координатным осям. Этот алгоритм, получивший название по координатного поиска [3], заключается в следующем. Сначала ищется максимум максимум (или минимум минимум) вдоль одной из координат зоны поиска. Причем с целью получения более достоверного результата пошаговое перемещение массива эталона целесообразнее осуществлять по прямой линии, проходящей через центр области поиска. Затем ищется положение глобального экстремума путем перемещения эталона вдоль другой координаты по линии, проходящей через первую зафиксированную точку. Выигрыш в числе просматриваемых точек (в числе шагов поиска) по сравнению с методом полного перебора равен отношению

$$(M - m + 1)^2 / 2(M - m + 1) = (M - m + 1) / 2.$$

Свойство сепарабельности, необходимое для надежного применения алгоритма покоординатного поиска, будет обнаруживаться и удовлетворяться при ярко выраженной выпуклости решающей функции, наблюдаемой при малой зашумленности изображения [6].

Таким образом, поиск глобального максимума корреляционной решающей функции (1) при наличии шумов целесообразно проводить, используя следующие методы:

метод сканирования или полного перебора в случае большого отношения сигнал / шум;

метод сканирования с уточнением для малых отношений сигнал / шум;

метод покоординатного сканирования при ярко выраженной выпуклости решающей функции.

Однако отметим, что выбор того или иного алгоритма поиска в полном объеме относится к начальным шагам обнаружения нового положения движущегося объекта. В последующие моменты времени для сокращения длительности поиска имеет смысл использовать алгоритмы экстраполяции [9].

Библиографический список

1. *Филатов В. Н.* Поисково-рекуррентный алгоритм измерения параметров движения фрагмента телевизионного изображения// Автометрия. 1991. № 3. С. 16–20.

2. *Астратов О. С., Филатов В. Н.* Алгоритмы оценки координат протяженного объекта в поле телевизионного изображения// Техника средств связи. Сер. Техника телевидения. 1987. Вып. 6. С. 23–30.

3. *Вермишев Ю. Х.* Методы автоматического поиска решений при проектировании сложных технических систем. М.: Радио и связь, 1982. 152 с.

4. *Растрюгин Л. А.* Системы экстремального управления. М.: Наука, 1974. 632 с.

5. *Растрюгин Л. А.* Современные принципы управления сложными объектами. М.: Сов. радио, 1980. 232 с.

6. *Астратов О. С., Филатов В. Н.* Анализ корреляционного алгоритма измерения в телевизионной следящей системе / ЛИАП. Л., Деп. в ЦНИИТЭИ приборостроения. ДР 3642-пр87. 1987. 11 с.

7. *Растринин Л. А.* Статистические методы поиска. М.: Наука, 1968. 376 с.
8. *Абчук В. А., Суздаль В. Г.* Поиск объектов. М.: Сов. радио, 1977. 336 с.
9. Телевизионный координатор: А.с. № 1109956 СССР, МКИ НОИ № 7/18 / *Филатов В. Н.* Бюл. № 31. 1984.

40-ЛЕТИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ РИР-ПРОЕКЦИИ. ПРОШЛОЕ И НАСТОЯЩЕЕ

В России, говоря о системах электронной рир-проекции (ЭРП), обычно имеют в виду устройства для формирования комбинированных изображений, в которых объекты переднего плана (актеры и предметы реквизита) размещены перед выбранным изображением заднего плана. В настоящее время блоки ЭРП – обязательный элемент и традиционных ТВ-комплексов, и новых студий виртуальной реальности, но публикации об основных принципах построения этих блоков практически отсутствуют. Данный материал может частично восполнить этот пробел, а юбилейная в истории систем ЭРП дата – хороший повод для этого. Ниже будут рассмотрены два популярных типа систем ЭРП первого поколения CHROMAKEY и SOFT CHROMAKEY. Различные варианты систем последнего типа выпускаются за рубежом и в России в виде устройств самостоятельной поставки или встроенных узлов видеомикшеров, а варианты первой системы CHROMAKEY еще эксплуатируются на телецентрах страны. В заключение рассматриваются наиболее известные варианты систем ЭРП второго поколения (LINEAR IMAGE COMPOSITING SYSTEM и COLOR SUPPRESSOR SOFT CHROMAKEY).

В системах ЭРП высокое качество комбинированного изображения достигается при выполнении простого, но жесткого требования: такое изображение должно восприниматься зрителем как созданное одной ТВ-камерой. Для этого необходимо, чтобы в итоговом изображении были верно (без потери существенных мелких деталей) воспроизведены контуры объектов переднего плана, сквозь полупрозрачные элементы этих объектов просвечивало изображение заднего плана, отсутствовали локальные нестабильности (флуктуации) границ объектов переднего плана и цветные их окантовки, не были подкрашены в цвет фонового экрана полупрозрачные объекты и предметы, частично отражающие лучистый поток от фонового экрана в объектив камеры переднего плана.

Сказанное не означает, что системы ЭРП должны быть документальными; вполне допустимы (хотя и нежелательны) малозаметные искажения цвета элементов актера, а также снижение глубины

проработки мелких деталей его контура (например, отдельных прядей волос). Главное – не выдать искусственного происхождения итогового изображения.

Для пояснения принципов построения систем ЭРП удобно использовать геометрические модели изображения переднего плана, действующие в пространстве, которое связано с трехмерной компонентной $Y, (R-Y), (B-Y)$ системой координат. Назовем отображающими те точки или векторы этого пространства, которые имеют своими проекциями значения сигналов, формируемых ТВ-камерой переднего плана (в ее поле зрения находится актер, размещенный перед одноцветным фоновым экраном). При передаче телевизионного кадра меняются значения этих сигналов, и отображающая точка, им соответствующая, перемещается в данном пространстве. Далее (в основном) будут рассматриваться перемещения проекции этой точки по плоскости цветовых тонов $(R-Y)/(B-Y)$; полезной будет карта такой плоскости с отмеченными на ней координатами отображающих точек, соответствующих цвету каждого элемента ТВ-кадра переднего плана.

Обычным в практике ЭРП является требование, чтобы в изображении актера не было элементов, совпадающих по цвету с фоновым экраном. Это требование разводит во введенном пространстве массивы отображающих точек фонового экрана и актера на значительное расстояние друг от друга. Область актера концентрируется вблизи обязательных точек, соответствующих ахроматическим (белым, черным) элементам актеров, а также цвету их лица и рук (кожи). Цвет других объектов переднего плана (одежды, предметов реквизита) подбирается таким, чтобы добиться необходимого контраста с цветом экрана. В итоге область актера обычно занимает сектор пространства с углом при вершине не более 180 градусов.

Реальный фоновый экран (синий или зеленый) неравномерно освещен и неоднороден по цвету; учтем меняющиеся по растру цветовые искажения в оптике и преобразователях свет-сигнал ТВ-камер, а также шумовые компоненты цветоделенных сигналов. В результате во введенном пространстве область фона выглядит вытянутой вдоль вектора некоторого среднего цвета экрана и имеет значительное поперечное сечение.

На рис. 1 представлена карта плоскости цветовых тонов с нанесенными на нее отображающими точками, которые соответствуют цвету

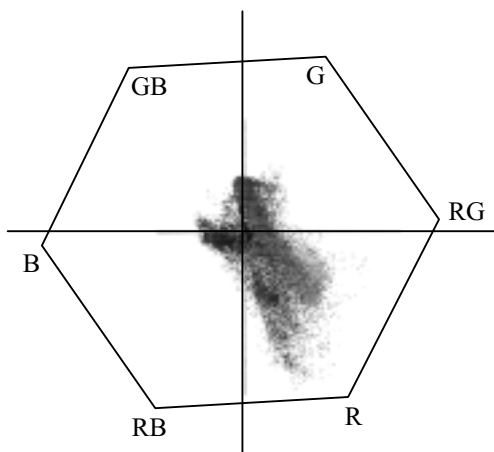


Рис. 1

всех элементов реального изображения актера, размещенного перед сине-зеленым фоновым экраном.

Первая система ЭРП (CHROMAKEY). Впервые систему ЭРП (названную CHROMAKEY) описали Кеннеди и Гаскинс (NBC, США) в декабре 1959 года (Journal of the SMPTE). Блок-схема этого устройства содержит два элемента. Выходной элемент – коммутатор, способный «сшивать» видеосигналы (обычно компонентные или цветоделенные) переднего и заднего планов. Другой элемент – формирователь силуэтных сигналов, подключенный входами к тому же источнику сигналов переднего плана, что и коммутатор. Двухуровневый (импульсный) силуэтный сигнал подается с выхода формирователя на управляющий вход оконечного коммутатора. После подготовки блока ЭРП к работе (эта процедура рассмотрена ниже) единичные уровни силуэтного сигнала формируются на тех элементах изображения переднего плана, которые соответствуют изображению актера; нулевые уровни соответствуют изображению фонового экрана. Единичные уровни силуэтного сигнала открывают каналы переднего плана коммутатора, а нулевые – каналы заднего плана. При этом на выходе блока ЭРП сшивается комбинированное изображение, в котором актер размещается перед выбранным изображением заднего плана, а не перед фоновым экраном.

Процесс подготовки системы ЭРП к работе допускает следующую интерпретацию. Оператор системы имеет возможность разделить (в плоскости цветовых тонов, см. рис. 1) области актера и фона, соответ-

ствующие изображению переднего плана (актер перед одноцветным фоновым экраном). Для этого используется некоторая разграничивающая прямая, у которой заранее отмаркированы правая и левая стороны. Схема блока ЭРП обычно построена так, что в исходном состоянии эта прямая проходит через начало координат, но может занимать произвольное угловое положение относительно осей координат. В общем случае прямая не попадает в промежуток между областями актера и фона. Чтобы осуществить требуемое разделение этих областей, оператор может переместить прямую с помощью двух регулировок. Одна из них поворачивает прямую вокруг начала координат; другая смещает ее, не меняя углового положения, к периферии плоскости цветовых тонов (устройства, которые реализуют такие перемещения, используя видеосигналы переднего плана, здесь не рассматриваются). При любом положении разделительной прямой формируется биполярный сигнал, пропорциональный расстоянию от прямой до отображающей точки, которая движется в плоскости цветовых тонов, показывая изменения компонентных видеосигналов переднего плана при перемещении считывающей апертуры по светочувствительным элементам ТВ-камеры. Полярность этого сигнала указывает, с какой стороны от прямой (с правой или с левой) находится в данный момент отображающая точка. Итоговый силуэтный сигнал формируется компаратором из упомянутого биполярного сигнала: знак последнего определяет значения двухуровневого силуэтного сигнала. В результате текущее положение разделительной прямой создает текущую версию силуэтного сигнала, а затем и выходного комбинированного изображения. Следя за его изменениями, оператор системы ЭРП контролирует свои действия, перемещая прямую в плоскости цветовых тонов. Регулирование прекращается при замещении изображения экрана на изображение выбранного заднего плана. Конечное положение разделительной прямой для рассматриваемого изображения актера показано на карте плоскости цветовых тонов (см. рис. 1).

Недостатки системы CHROMAKEY. Недостатки разных версий этой системы были обусловлены использованием коммутаторов при сшивании изображений переднего и заднего планов, а также отсутствием в составе устройств, подавляющих цвет фона в изображении переднего плана.

Действительно, формирователь силуэтных сигналов блока содержит на выходе компаратор. Последний безжалостно трансформирует шум,

присутствующий в сигналах переднего плана, во временные флуктуации границ двухуровневого силуэтного сигнала. Это ведет к флуктуациям резких границ сшиваемых изображений, которые заметны даже при низком уровне шума ТВ-камер переднего плана. Кроме того, коммутаторы не позволяют создать комбинированную картинку с полупрозрачными объектами переднего плана, сквозь которые просвечивает изображение заднего плана. Вместо этого в площади полупрозрачных объектов наблюдаются «пропечатки» изображения заднего плана с флуктуирующими границами; оставшиеся части таких объектов сохраняют неестественное подкрашивание в цвет экрана. Такие же дефекты возникают при воспроизведении объектов (например, полированной крышки стола), частично отражающих лучистый поток от фонового экрана в объектив ТВ-камеры.

Если светорассеяние в оптике ТВ-камеры переднего плана имеет заметный уровень, то в комбинированном изображении подкрашивание в цвет фона может наблюдаться и на непрозрачных элементах актера. В исходном изображении такое подкрашивание актера, размещенного перед фоновым экраном, обычно не ощутимо благодаря особенностям нашего зрительного восприятия.

Модифицированные системы CHROMAKEY (SOFT CHROMAKEY). Модифицированные системы первоначально отличались от исходной версии только видом разделительной линии: с целью повышения избирательности систем по цветовому тону эта линия составлялась из фрагментов нескольких прямых, что позволяло улучшить согласование границы раздела с формой области фона. С аналогичной целью в первый отечественный серийный блок ЭРП ПБ-30 (1979 год) было введено автоматизированное устройство, которое решало задачу разделения областей актера и фона в трехмерной компонентной системе координат (см. выше). Это позволяло учесть различия областей не только по цветоразностным сигналам (в плоскости цветовых тонов), но и по яркостному сигналу. Разделительная поверхность имела вид параллелепипеда, согласованного по форме с областью фона.

Разработчики ранних систем ЭРП долгое время не учитывали, что мягкое сшивание изображений переднего и заднего планов (в микшере, который управляется многоуровневым силуэтным сигналом) может существенно снизить заметность флуктуаций границ этих изображений. Действительно, еще ламповый коммутатор первого блока ЭРП мог вы-

полнять функции микшера, но это его свойство не было востребовано. Целесообразность мягкого сшивания изображений переднего и заднего планов была обоснована лишь в начале 80-х годов. Замена коммутатора на микшер сопровождалась изменением формирователя силуэтного сигнала: место оконечного компаратора занял двусторонний ограничитель сигнала фона. Ограничение снизу подавляло фракции исходного силуэтного сигнала, относящиеся к области актера (например, сигналы от элементов, подкрашенных в цвет фона). Ограничение сверху срезало неравномерности, обусловленные неоднородностями освещения экрана или дефектами его поверхности (чтобы исключить их проработку во вводимом изображении заднего плана). Рассмотренную модификацию системы CHROMAKEY называют SOFT CHROMAKEY.

К сожалению, в блоках ЭРП такого типа невозможно полностью устранить подкрашивание актера в цвет фона. При попытках «смыть» его (за счет соответствующего формирования силуэтного сигнала) сшивающий микшер одинаково ослабляет и подкрашивание, и собственный цвет элемента актера. Поэтому, подавляя подкрашивание, система одновременно «съедает» и фрагменты изображения актера, что недопустимо. Впрочем, при создании простых программ (сводки новостей, погоды) обычно удается замаскировать остаточное подкрашивание или частично устранить его источники. Поэтому в настоящее время системе SOFT CHROMAKEY продолжают встраивать в видеомикшеры (например, в аналоговые GVG-100 и GVG MASTER-21, США).

О системах ЭРП второго поколения. Неустраняемые недостатки блоков SOFT CHROMAKEY стимулировали разработку систем ЭРП нового поколения, обязательным элементом которых стал подавитель цвета фона в изображении переднего плана. Такой подавитель устраняет в сигналах актера составляющие, обусловленные лучистым потоком от фонового экрана. В изображении на выходе подавителя актер лишен подкрашивания в цвет фона и размещается перед черным, а не цветным экраном. По алгоритму подавитель близок к формирователю силуэтных сигналов; сигнал подавления вычитается (с соответствующими весами) из сигналов переднего плана до их поступления на сшивающий микшер системы ЭРП.

Кратко рассмотрим два наиболее популярных класса систем ЭРП второго поколения. Более сложными являются LINEAR IMAGE COMPOSITING SYSTEMS (они выпускаются с конца 70-х годов). Ис-

чезновение из названия привычного термина CHROMAKEY и появление прилагательного LINEAR обусловлено тем, что в этих блоках нет сшивающего микшера и сигналы актера достигают выходов системы, не покидая линейной среды: выходные комбинированные сигналы являются суммой видеосигналов переднего плана (с подавленным цветом фона) и сигналов заднего плана, перемноженных с силуэтным сигналом. В настоящее время высококачественные линейные системы ЭРП встроены, в частности, в цифровые видеомикшеры фирмы GVG (США), а в виде блоков самостоятельной поставки выпускаются, например, фирмой ULTIMATTE Co. (США).

Структура линейных систем, казалось бы, гарантирует точное воспроизведение в комбинированной картинке всех тонких деталей актера (отдельных прядей волос, полупрозрачных облаков дыма). Однако анализ работы обычно используемых подавителей цвета фона показывает (и практика это подтверждает), что на изображении экрана такие устройства не могут сформировать требуемый нулевой сигнал; наблюдаемые остаточные сигналы обусловлены неоднородностями цвета и дефектами поверхности экрана, а также искажениями при преобразовании свет-сигнал в ТВ-камерах переднего плана. Чтобы эти помехи не попали в комбинированное изображение, приходится запираеть тракт сигналов актера (с «приблизенно» подавленным цветом фона) после превышения силуэтным сигналом некоторого заданного уровня, близкого к единичному (когда в комбинированную картинку должно вводиться только изображение заднего плана). Такая подчистка сопровождается неизбежным подавлением в итоговом изображении многих из упомянутых тонких деталей актера. Другие недостатки линейных блоков ЭРП связаны с различиями в длительностях и положении фронтов силуэтного сигнала и сигнала подавления, вследствие чего в итоговой картинке на границах сшиваемых изображений возможно появление заметных окантовок.

В результате высокое качество комбинированного изображения в линейных системах ЭРП достигается за счет компромиссов между противоречивыми требованиями отдельных устройств блока. Это усложняет и систему, и технологию работы с ней: неизбежны многочисленные взаимозависимые оперативные регулировки (их 98 у системы ULTIMATTE-6), необходим видеоинженер для поиска таких компромиссов. Решение проблемы подготовки своих систем к работе фирмы-про-

изводители видят в использовании персональных компьютеров: на монитор ПК выводится кадр изображения переднего плана и видеоинженер отмечает курсором элементы изображения экрана и актера, где требуется формировать ненулевые значения силуэтного сигнала или сигнала подавления цвета фона. Пользуясь этими указаниями, автоматика осуществляет большую часть необходимых регулировок. Однако в сложных ситуациях (когда, например, требуется выбрать «меньшее из двух зол») последнее слово все же остается за видеоинженером.

В наиболее простых устройствах ЭРП второго поколения (COLOR SUPPRESSOR SOFT CHROMAKEY) комбинированная картинка получается микшированием изображения заднего плана и изображения переднего плана (с подавленным цветом фонового экрана). Такие устройства широко выпускаются с начала 80-х годов; в СССР это системы ПБ-30М и ПБ-30Б, а также блоки, встроенные в видеомикшеры ПТС «Кипарис» и «Пион». Современная версия блоков данного типа производится в России в ТОО «ПРОФИТТ» (РСС-110).

В сшивающем микшере любой из систем ЭРП этого класса один управляющий сигнал – силуэтный – одновременно отпирает, например, каналы заднего плана и запирает каналы переднего плана. Такое запирающее подстраховывает устройство подавления цвета фона в изображении актера: в комбинированную картинку не попадают остаточные сигналы-помехи с выхода подавителя, обусловленные неравномерностями цвета и дефектами поверхности экрана. Нужный результат достигается без дополнительного устройства подчистки остаточных сигналов, как в линейных системах ЭРП.

Отличительной особенностью блока ЭРП типа РСС-110 является использование структурно модернизированных микшера и подавителя цвета фона. Благодаря этому удается снизить заметность окантовок и флуктуаций на границах сшиваемых изображений до уровня, свойственного линейным системам ЭРП. В результате в большинстве применений (при производстве программ новостей или небольших развлекательных передач) рассматриваемая система обеспечивает такое же качество комбинированного изображения, как и более сложные линейные блоки ЭРП; ранее проведенные сравнительные испытания подтвердили это.

Недостаток всех устройств типа COLOR SUPPRESSOR SOFT CHROMAKEY (в сравнении с линейными блоками) – некоторое сниже-

ние глубины проработки тонких элементов изображения актера. Обычно это допустимо и вполне искупается простотой таких устройств, низкой их стоимостью и лучшими, чем у линейных систем ЭРП, эксплуатационными характеристиками, ибо небольшое число независимых регулировок существенно облегчает и ускоряет работу обслуживающего персонала.

В настоящее время системы ЭРП являются эффективным инструментом, позволяющим значительно упростить и удешевить процесс формирования комбинированного изображения в ТВ-вещании. Существенно, что современные системы воспроизводят в комбинированной картинке практически без искажений все те элементы актера, которые видит ТВ-камера переднего плана. Продолжающееся совершенствование технических и эксплуатационных характеристик систем ЭРП гарантирует долгие годы работы этих устройств в составе оборудования ТВ-центров.

ГОЛОВНЫЕ ДИСПЛЕИ СИСТЕМ ВИРТУАЛЬНОЙ РЕАЛЬНОСТИ

Так уж сложилось, что система виртуальной реальности (СВР) не только у широкой публики, но и у профессионалов ассоциируется с головными дисплеями (ГД) – специальными интерфейсными устройствами, одеваемыми человеком-пользователем на голову. Что же привлекает внимание конструкторов и пользователей СВР к ГД? Пожалуй, главным и решающим является то, что основное свойство СВР – иммерсивность достигается здесь при минимальных габаритах и массе, умеренной стоимости. Действительно, одев на голову ГД, пользователь сразу изолирует себя от картин и звуков внешнего мира, а установленные на ГД визуальная и акустическая системы непосредственно воздействуют на органы зрения и слуха. Можно даже утверждать, что ГД, по крайней мере сейчас, наиболее эффективный и доступный путь создания различных СВР.

Головной дисплей – это сложное, многофункциональное интерфейсное устройство, которое в общем случае может содержать четыре интерфейса: визуальную систему, стереотелефоны, головной трекер и микрофон. Первые два воспроизводят пользователю визуальную и акустическую информацию, синтезированную вычислителем СВР. Последние два, наоборот, вводят в вычислитель сигналы о положении головы пользователя в физическом пространстве и речевую информацию. О наличии и роли тех или иных интерфейсов в ГД, можно сказать следующее: визуальный дисплей есть во всех, стереотелефоны – в большинстве, головной трекер – во многих, а микрофон – лишь в некоторых ГД.

Наиболее ответственной частью ГД является визуальная система, воспроизводящая оптическое изображение, ибо от качества этого изображения во многом зависит иммерсия (эффект погружения) пользователя в мир виртуальной реальности (ВР). В идеале визуальная система должна создавать яркие, цветные, стереоскопические, высокочеткие изображения, наблюдаемые в широких углах обзора. Основными элементами визуальной системы ГД являются электрооп-

тический преобразователь, являющийся источником оптического изображения, и оптическая система, согласующая это изображение со зрительной системой пользователя.

В современных ГД в качестве электрооптического преобразователя обычно используются кинескопы и жидкокристаллические дисплеи (ЖКД). В системах на кинескопах можно получать достаточно яркие, высококонтрастные изображения. Разрешение 800×600, 1280×1024 элементов (пикселей) – не предел. Но кинескопы имеют сравнительно большие габариты и массу, высокие питающие напряжения, создают сильные электрические и магнитные поля вблизи головы и др. Практически в ГД применяют малогабаритные черно-белые кинескопы с 2,5–5,0-сантиметровыми экранами. В стереосистемах ГД применяют два кинескопа – для левого и правого глаза. Цвет воспроизводится по последовательному принципу – быстрым поочередным предъявлением пользователю красного, зеленого и синего изображений. В ранних выпусках ГД этого типа (ГД EyeGen3 фирмы Virtual Research) применяли вращающиеся светофильтры с секторами красного, зеленого и синего цветов, в более поздних (ГД FS5 той же фирмы) – электрически управляемые жидкокристаллические светофильтры.

В большинстве же современных ГД в визуальной системе используются ЖКД с активными матрицами. Привлекательна их компактность, малая масса, низкие питающие напряжения, возможность расширения активного поля набором матриц и др. Используемые в ГД матрицы ЖКД имеют сравнительно небольшие размеры. Наиболее популярны 0,7” (16,8мм) ЖКД (ГД VIM500, i-glasses) и 1,3” (33 мм) ЖКД (ГД VR4, Visetta 2). Можно встретить и ЖКД больших размеров, например, 5,5” (140 мм) в ГД MRG2. В моноскопических ГД (есть и такие) используют один, обычно большого размера, ЖКД, рассматриваемый обоими глазами, либо два, но с одинаковыми изображениями на каждом. Стереоскопические ГД (а их большинство) содержат минимум два ЖКД с изображениями стереопары.

Матрицы ЖКД цветных ГД образованы цветовыми триадами из независимо управляемых ячеек красного, зеленого и синего цветов свечения, т. е. цветные изображения воспроизводятся здесь, как и в цветных кинескопах, по одновременному принципу. Общее число триад в матрице составляет от 30 до 100 тысяч. Распределение их числа по горизонтали и вертикали в разных ГД неодинаково. Так в ГД VR4 оно

составляет 742×230, MRG2 – 720×240, CyberEye – 420×230 и т.п. Можно видеть, что число триад по вертикали, по крайней мере, в 2–3 раза меньше, чем в кинескопах, что является определенным минусом систем на ЖКД. Но ГД на ЖКД имеют еще один недостаток – мозаичную структуру, особенно заметную при малом числе элементов матрицы.

Основное назначение оптической системы – увеличение и отнесение видимого изображения на большое расстояние. Ее действие основано на свойстве собирающей линзы создавать мнимое, увеличенное и удаленное оптическое изображение, если объект (экран кинескопа или матрица ЖКД) находятся от нее на расстоянии, меньшем фокусного. К примеру, в ГД CyberEye оптика настроена так, что пользователь видит изображение диагональю 2,2 м на расстоянии 3,7 м, хотя физические размеры визуальной системы составляют всего лишь несколько сантиметров.

Визуальная система ГД содержит два оптических канала – для левого и правого глаза. Поля обзора, задаваемые растрами ЭЛТ или матрицей ЖКД, имеют форму горизонтально вытянутых прямоугольников. Углы обзора (горизонтальный и вертикальный) в разных ГД различны – от 22,5×16,8 град в CyberEye до 84×65 град MRG2 и т.д. В типовом режиме оптика настроена так, что поля обзора обоих глаз совпадают, причем изображения воспринимаются объемными по всему полю.

В оптических системах ряда ГД есть дополнительные элементы, выполняющие некоторые вспомогательные функции. Например, в ГД на кинескопах – плоские зеркала для излома оптического пути с целью сделать конструкцию более компактной и сбалансированной. В некоторых ГД используют полупрозрачные зеркала для возможности одновременного просмотра синтезированных в СВР изображений и объектов внешнего мира. Наконец, в ГД на ЖКД часто применяют так называемые депикселизаторы – устройства, подавляющие мозаичную структуру видимых изображений. Введение дополнительных оптических элементов обычно усложняет и удорожает ГД.

Серьезным ограничением визуальных систем многих ГД можно считать малые, по сравнению со зрением человека, углы обзора, что существенно влияет на эффективность иммерсии. Во всех ГД поле обзора превышает поле ясного зрения человека (15–20 град). Но видимая область ограничена прямоугольной рамкой с малыми углами обзора, что создает так называемый эффект наблюдения через своеобразную тру-

бу, не говоря уже об исключении бокового зрения из пространственного восприятия. Короче, эффекта полной иммерсии, необходимого для “хорошей” СВР, здесь не будет. Поэтому понятен интерес, проявляемый конструкторами СВР к широкоугольным системам.

Первая, наиболее доступная и часто практикуемая форма расширения углов обзора – частичное перекрытие полей обзора правого и левого изображений. Общий угол обзора здесь будет увеличен, но стереоскопичным будет лишь изображение в зоне перекрытия. Большинство выпускаемых в последнее время ГД предполагает работу как при полном (100%), так и при частичном перекрытии полей обзора. К примеру, в ГД FS5 угол обзора при 100-процентном перекрытии равен 55 град, а при 50% – уже 76 град. Другая форма расширения углов обзора основана на принципе анаморфирования (сжатия-растяжения) по горизонтали. Здесь изображения на ЖКД представлены в сжатом по горизонтали виде, при рассмотрении же специальная анаморфотная оптика их расширяет, увеличивая соответственно горизонтальный угол обзора. В связи с этим интересна оптика LEEP (Large Expanse Extra Perspective), примененная в некоторых ГД. В этой оптике использован принцип частичного перекрытия полей обзора правого и левого изображений, причем процедура анаморфирования применяется лишь к боковым, находящимся вне перекрытия, зонам обзора. Такая оптика позволяет получать углы обзора 120 и более град. Третья форма – расширение поля обзора путем увеличения числа матриц ЖКД. Наиболее типичен случай с четырьмя матрицами, расположенными горизонтально – по две на каждый глаз. Видимые изображения центральных матриц перекрываются, образуя нормальное стереоизображение. Две крайних матрицы обслуживают боковое зрение правого и левого глаз моноскопически. Общий угол обзора по сравнению с двухматричной системой и 100-процентным перекрытием увеличен втрое. По этой схеме выполнена визуальная система ГД VIM1000 с горизонтальным углом обзора 120 град.

Акустическая система, воспроизводящая синтезированную вычислителем звуковую информацию, играет существенную роль в иммерсии человека-пользователя в мир ВР. Звуковая информация не просто дополняет, но и усиливает действие визуальной информации. Высокая реалистичность и объемность звуковой информации – вот основные требования, предъявляемые к акустической воспроизводящей системе СВР. Это обуславливает весьма жесткие требования как к системе синтеза

звуковой информации в вычислителе, так и к воспроизводящим устройствам – стереотелефонам. Большое значение имеет проблема получения объемного восприятия звуков с помощью двух головных телефонов. На ГД обычно устанавливают высококачественные стереотелефоны, способные работать с цифровыми системами. Наиболее употребительны стереотелефоны Sennheiser HD 440 (VR4, VIM500) и Sony MDVR 400 (MRG2). Микрофон в ГД выполняет функции управляющей акустической системы, преобразующей речевую информацию пользователя в электрические сигналы для вычислителя. Речевые сигналы могут быть использованы как командные для управления процессами вычислителя. Но чаще они служат для обмена речевой информацией с виртуальными партнерами (противниками) – в однопользовательской или с реальными – в многопользовательской СВР. В ГД обычно применяют малогабаритные конденсаторные микрофоны с элементами их поддержки.

Система головного трекинга служит для определения координат головы пользователя в физическом пространстве и введения их в вычислитель. Эти данные нужны для синтеза сигналов изображения и звука в соответствии с ориентацией головы. Это повышает эффективную зону обзора и дает возможность оперативно менять направление обзора в процессе пользования СВР. Суть системы головного трекинга заключается в следующем. В зоне действия пользователя формируется некоторое неподвижное трехкоординатное опорное поле (магнитное, акустическое и т.д.). Установленные на голове датчики головного трекера вырабатывают электрические сигналы, соответствующие координатам головы в этом поле. Системы трекинга обычно разрабатывают специализированные фирмы. Одна из них – Polhemus – разработала шестистепенные трекинговые системы Insidetrak, Isotrak и Fastrak, основанные на магнитном принципе. Отличаются они точностью, пределами и быстродействием отслеживания и, естественно, стоимостью. Являются самостоятельными устройствами и устанавливаются в ГД на специальные посадочные места. Применяют их обычно в ГД профессиональных СВР. В игровых и развлекательных СВР чаще применяются трехстепенные системы трекинга типа WayfinderVR фирмы Precision Technology (США). Эта система основана на использовании в качестве опорных магнитного и гравитационного полей Земли.

В состав ГД входят электрические узлы, необходимые для функционирования его основных систем. Это усилители, цепи разверток и син-

хронизации, преобразователи, цепи питания и управления и т.д. Их структура и функции зависят от выбранных принципов, режимов работы, элементной базы и др. Общим для всех является использование цифровой техники и микросхемотехники. Основным режим – работа по сигналам компьютера. В визуальной системе – это работа по сигналам VGA (SVGA), но обычно предусмотрена возможность работы и по сигналам основных цветов *RGB* с передачей сигнала синхронизации по зеленому или отдельному каналу. Многие ГД, особенно игровых СВР, рассчитаны на работу с композитными ТВ-сигналами систем NTSC и PAL. Для возможности работы ГД с сигналами различных форматов используются соответствующие преобразователи сигналов. В состав ГД входят также оконечные каналные усилители стереотелефонов, микрофонный усилитель (если предусмотрено использование микрофона), выходные цепи головного трекера. С целью уменьшения габаритов и массы ГД многие функциональные узлы выносятся в отдельный блок, укрепляемый на поясе пользователя. В частности, в этот блок выносятся преобразователи, органы регулировки изображения и звука, блоки питания и индикации. Связь поясного блока с ГД – по кабелям, а со стационарным оборудованием – кабельная или беспроводная.

Все основные системы ГД механически объединены в единой конструкции. Основные требования к конструктивному оформлению: жесткость и прочность, хорошая балансировка, простота установки и настройки, эргономичность и, конечно, малые габариты и масса. По конструкции ГД условно (лишь по внешнему сходству) можно подразделить на шлемные, бандажные и очковые. Шлемная конструкция – это жесткий, обычно пластмассовый, колпак, на котором установлены все системы ГД. Ее достоинства – жесткость и хорошая фиксация относительно головы. Ограничения – сравнительно большая масса и, что существенно, плохая вентиляция головы. Поэтому последние разработки ГД этого типа можно назвать полушлемными, так как для улучшения вентиляции в них делают вырезы в верхней или боковых частях конструкции. В бандажных конструкциях узлы ГД крепятся к системе нескольких (обычно двух-трех) гибких полос, охватывающих голову вокруг и поперек. В очковом варианте ГД имеет вид увеличенного размера очков, внутри которых крепятся основные системы. В бандажных и очковых конструкциях условия фиксации ГД относительно головы несколько хуже, чем в шлемных, но зато они легче и в них лучше условия вентиляции головы.

Визуальная система находится во фронтальной части ГД. Там же расположены элементы оптических регулировок – установки расстояния аккомодации (фокусировки), индивидуальной для каждого глаза, межзрачкового расстояния и степени перекрытия полей обзора. Головные телефоны устанавливаются по бокам ГД в зоне ушей. На случай, когда звуковое сопровождение не нужно или не используется, головные телефоны могут быть отведены в сторону или вообще сняты. В верхней части ГД находится головной трекер или посадочные места для его установки. В задней (или боковой) части ГД находятся разъемы для кабелей, соединяющих его с поясным блоком или стационарным оборудованием. Некоторые ГД, обычно шлемного или полущлемного типа, не требуют индивидуальной подгонки по голове пользователя и не содержат специальных фиксирующих устройств, что весьма ценно при игровых применениях. Но в ГД бандажного и очкового типа есть один (сзади) или два (сзади и сверху) зажимных устройства для быстрой фиксации и подгонки на голове пользователя. Представление о конструкциях ГД различных фирм можно получить по приложенным фотографиям.

Данные о габаритах и массе ГД проиллюстрируем конкретными примерами. Заметим, что габаритные размеры ГД во многом определяются размерами головы и в меньшей степени его типом. Тем не менее, габариты ГД на кинескопах заметно больше (особенно по глубине и ширине), чем ГД на ЖКД. Так габариты ГД на кинескопах типа FS5 составляют 480×200×165 мм, в то время как у ГД на ЖКД Visetta 2 – 295×215×95 мм. Масса ГД на кинескопе составляет для FS5 1,07 кг, для Datavisor различных модификаций – от 1,7 до 2,1 кг. Весьма приличная нагрузка для головы. Масса же ГД на ЖКД значительно меньше: для VIM500 она составляет около 0,7 кг, CyberEye и CyberMaxx – около 0,4 кг, а для i-glasses – даже 0,23 кг. Так что по массо-габаритным показателям ГД на ЖКД имеют заметные преимущества перед ГД на кинескопах.

В таблице приведены краткие данные зарубежных ГД, которые могут дать более полное представление о состоянии дел и возможностях их использования в СВР. Все ГД цветные, стереоскопические (за исключением серии MRG). Во всех ГД использованы стереотелефоны, имеются головные трекеры или предусмотрена возможность их установки. При этом приняты следующие сокращения: ЭОП – электрооптический преобразователь, ЭЛТ – кинескоп, ЖКД – жидкокристалличес-

Основные данные головных дисплеев



Virtual I. O. : i-glasses



Kaiser Electro-Optics: VIM1000



Virtuality: Visette Pro



Virtual Research: VR4



Virtual Research: VR400



Virtual Research: FS5



Virtual Research: FS5i



n-Vision: Datavisor

Таблица

Тип головного дисплея	Фирма	Тип ЭОП	Разрешающая способность	Углы обзора, град	Вес, кг	Цена, USD
Datavisor	n-vision	ЭЛТ	640x480	52H	1,3	24 900
Datavisor	n-vision	ЭЛТ	1280x1024	80H	2,1	100 000
PID131	Virtual Reality	ЭЛТ	1280x1024	40Hx30V		56 000
FS5	Virtual Research	ЭЛТ	800x600	55H	1,07	19 900
MRG2	Liquid Image	ЖКД	720x240	84Hx65V		3 945
MRG3	Liquid Image	ЖКД	768x556	84Hx65V		5 500
MRG4	Liquid Image	ЖКД	480x234	61Hx45V		2 195
X3	Liquid Image	ЖКД	640x480	84Hx65V		
Dvisor	Division	ЖКД	345x259	105Hx41V		5 000
CyberEye	General Reality	ЖКД	420x230	22,5Hx16,8V	0,4	2 995
VIM500	Kaiser Electro-Optics	ЖКД	780x230	40Hx30V	0,7	2 495
VIM1000	Kaiser Electro-Optics	ЖКД	2340x230	100Hx30V	0,74	6 945
VR4	Virtual Research	ЖКД	742x230	60D	0,94	7 900
V8	Virtual Research	ЖКД	640x480	60D	1,0	
Visetta2	Virtuality	ЖКД	756x244	60Hx47V	0,55	
Visetta Pro	Virtuality	ЖКД	640x480	60Hx47V	0,84	
VFX1	Forte Technologies	ЖКД	428x224	46Hx35V		800
HMSI m. 1000	RPI ATG	ЖКД	450x240	45Hx32V		5 000
HMSI Micro m. 901B	RPI ATG	ЖКД	110 000	75Hx46V	0,18	
CyberMaxx	Victor Maxx	ЖКД	780x230	56D	0,4	900
i-glasses	Virtual I/O	ЖКД	120 000	30H	0,23	800

кий дисплей. Разрешающая способность дана числом пикселей по горизонтали и вертикали, либо их общим числом; углы обзора по горизонтали (H), вертикали (V) или диагонали (D).

Что следует из данных таблицы? Во-первых, число моделей ГД много больше, известных по публикациям в отечественной печати и, тем более, имеющихся на рынках России. Во-вторых, ГД разнообразны: на ЭЛТ и на ЖКД; с высокими и умеренными показателями качества (разрешение, углы обзора), предназначенные для профессионального применения и рассчитанные на массового пользователя и т. д. В-третьих, чрезвычайно велик разброс по ценам – от нескольких сотен долларов за упрощенные с умеренными качественными показателями для ГД массовых и игровых СВР, до десятков и сотен тысяч за сложные, высококачественные ГД для профессиональных СВР.

В целом, стоимость ГД достаточно высока и массовому пользователю недоступна. Тем более, что в СВР для получения высококачественных миров ВР необходимы специальные вычислительные аппаратные и программные средства, которые также чрезвычайно дороги. Но наука и техника развиваются очень быстро. Аппаратура дешевеет, а ее возможности расширяются. Возможно, уже в недалеком будущем мы будем иметь такие СВР, в которых рядовой пользователь, надев ГД, будет попадать в ВР, не отличающиеся по качеству от физической реальности, а по содержанию быть тем, что подскажет фантазия создателей.

АДАПТИВНЫЙ ГЕНЕРАТОР ЛЧМ-СИГНАЛА

Сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-сигналы) находят широкое применение в различной радиоэлектронной аппаратуре [1], причем в ряде случаев от генератора требуется адаптивность, т. е. возможность оперативного изменения параметров сигнала (его длительности, начальной частоты и девиации частоты) во время работы. В диапазоне десятков и сотен кГц эффективным методом формирования ЛЧМ-сигнала является использование двухуровневого цифрового синтезатора сигналов, на выходе которого установлен полосовой фильтр. Выходной сигнал двухуровневого синтезатора имеет вид квазиеандра постоянной амплитуды, причем моменты перехода через нуль для квазиеандра и соответствующего модулированного сигнала совпадают во времени [2]. Двухуровневый синтезатор состоит из цифрового генератора импульсов и установленного на его выходе Т-триггера, который превращает импульсную последовательность в квазиеандр для увеличения амплитуды 1-й гармоники.

В литературе описаны два основных принципа построения цифровых генераторов импульсов: генераторы на основе накопителя фазы и генераторы на основе управляемого делителя частоты.

Генератор 1-го типа (рис. 1) содержит накопительный сумматор, регистр-счетчик и блок вентиляй, разрешающий передачу числа из регистра в сумматор. При работе схемы к числу, записанному в сумматоре с частотой f_T добавляется число, записанное в регистре, а выход переполнения сумматора является общим выходом схемы [3]. ЛЧМ сигнал получается за счет увеличения (или уменьшения) числа в регистре-счетчике на 1 с некоторой частотой f_c . Основным недостатком такого устройства являются высокие требования к сумматору. Для практически интересных вариантов генератора гидролокационного диапазона частот число разрядов сумматора должно быть не менее 12–15, а тре-

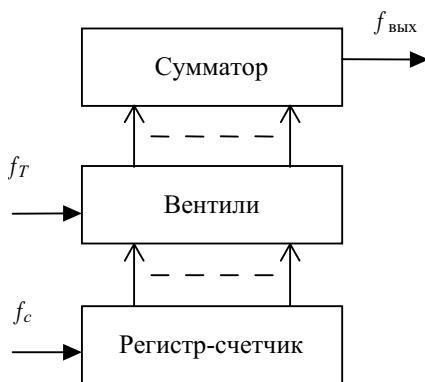


Рис. 1

буемое быстрое действие триггеров сумматора доходит до нескольких сот мегагерц.

Генератор на основе управляемого делителя частоты (рис. 2,а) содержит делитель частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД), постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) и адресный счетчик. В таком генераторе длительность каждого периода (или полупериода) задается соответствующим числом в ПЗУ, что в принципе позволяет реализовать любой (в том числе и линейный) закон частотной модуляции в пределах достижимой точности. Число ячеек ПЗУ при этом равно удвоенному числу периодов формируемого сигнала, которое оказывается достаточно большим. В случае адаптивного генератора объем памяти еще больше, так как соответствующее ПЗУ требуется для каждого варианта выходного сигнала. Счетные схемы и ПЗУ, как правило, строятся на различной схемной и элементной основе, что является еще одним недостатком подобного устройства.

Этих недостатков можно избежать, если в схеме (см. рис. 2,а) заменить ПЗУ на регистр-счетчик, содержимое которого во время работы генератора изменяется по требуемому закону с частотой вспомогательной импульсной последовательности $f_c(t)$. Конкретный вид функции $f_c(t)$ определяется законом частотной модуляции выходного сигнала. Для ЛЧМ-сигнала $f_{\text{ВЫХ}}(t) = a + bt$ и коэффициент деления ДПКД изменяется во времени по закону

$$k(t) = \frac{f_T}{f_{\text{ВЫХ}}} = \frac{f_T}{a + bt}. \quad (1)$$

Так как счетчик является интегратором частоты, то

$$f_c(t) = \frac{dK(t)}{dt} = -\frac{f_T \cdot b}{(a + bt)^2}. \quad (2)$$

Такая зависимость является квадратичной гиперболой, а знак «-» указывает на обратный порядок счета в регистре-счетчике (при увеличении $f_{\text{ВЫХ}}$ величина K уменьшается и наоборот).

В литературе описано несколько вариантов цифровых генераторов, использующих ту или иную аппроксимацию формулы (2) [4,5], однако зависимость $f_{\text{ВЫХ}}(t)$ в этих генераторах заметно отличается от линейной. Более совершенной является схема (рис. 2,б), содержащая три ДПКД, два регистра-счетчика и два вспомогательных делителя частоты ДЧ1 и ДЧ2, формирующие необходимые частоты из общей входной частоты f_T [6]. В этой схеме частота на входе счетчика-регистра 2 в точности соответ-

ствует выражению (2), а следовательно, сигнал на выходе ДПКД 3 является ЛЧМ-сигналом с точностью до ошибок дискретности. Однако эта схема также не лишена недостатков, наиболее серьезным из которых является очень высокие требования к быстродействию элементной базы. Последовательное деление частоты f_T тремя делителями предопределяет высокое значение f_T . При этом коэффициенты деления ДПКД 1 и ДПКД 2 изменяются одновременно, что увеличивает дискретность изменения частоты на входе счетчика-регистра 2, а это в свою очередь уменьшает точность формирования выходного сигнала. Для компенсации этого эффекта приходится еще больше увеличивать частоту f_T и требуемое быстродействие ДПКД 3, ДЧ1 и ДЧ2 оказывается на пределе возможностей современной элементной базы.

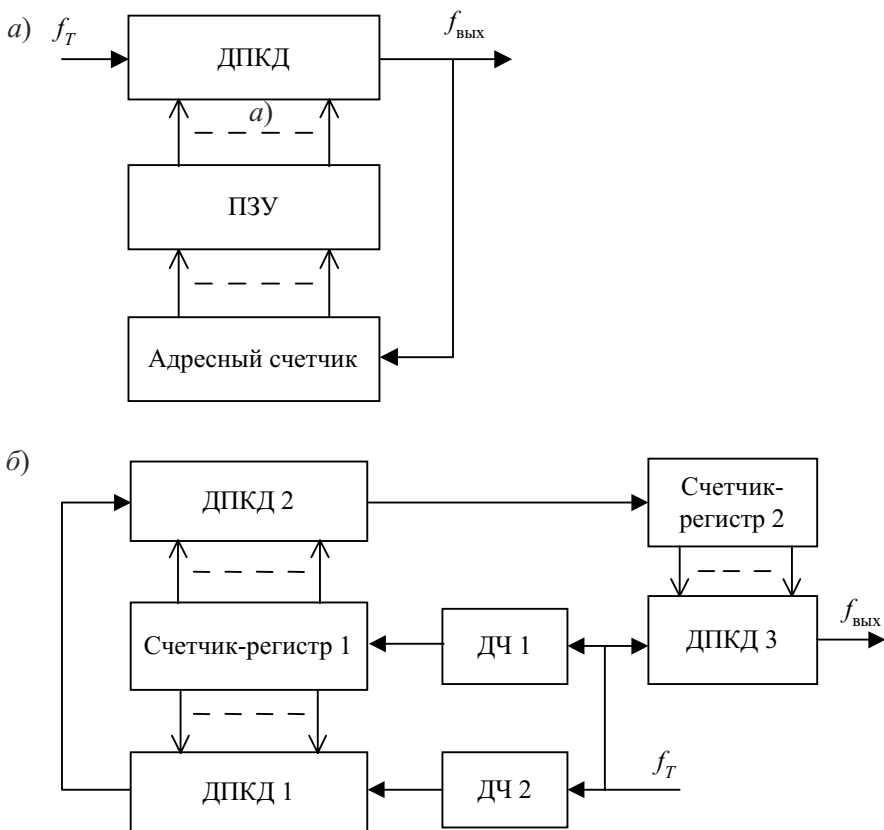


Рис. 2

Снизить требования к элементной базе можно путем введения в схему генератора обратной связи с выхода устройства. Подобная идея была предложена [7], но по материалам этой работы невозможно ни построить конкретную схему ЛЧМ-генератора, ни рассчитать его параметры, ни сравнить такой генератор с другими схемами.

Конкретная схема цифрового ЛЧМ-генератора импульсов с обратной связью (рис. 3,а) была опубликована [8], однако при тщательном анализе оказалось, что она не обеспечивает линейного закона модуляции. С учетом отмеченного выше интегрирующего свойства счетчика частота на выходе этого генератора описывается выражением

$$f(t) = \frac{f_T}{k_0 - \int_0^t \frac{f_T}{n_0 + \int_0^t f(t) dt} dt}, \quad (3)$$

где k_0 – начальное состояние счетчика-регистра 1, n_0 – начальное состояние счетчика-регистра 2.

Это соотношение можно представить в другом виде

$$\frac{f_T}{f(t)} = k_0 - \int_0^t \frac{f_T}{n_0 + \int_0^t f(t) dt} dt. \quad (4)$$

Если левую и правую часть этой формулы продифференцировать, провести очевидные упрощения и продифференцировать еще раз, то получится выражение

$$2f(t) - \frac{f^2(t) \cdot f''(t)}{[f'(t)]^2} = f(t), \quad (5)$$

откуда

$$f(t) = \frac{f^2(t) \cdot f''(t)}{[f'(t)]^2}. \quad (6)$$

Если бы на выходе схемы (см. рис. 3,а) действительно формировался ЛЧМ-сигнал, то при подстановке в формулу (6) уравнения ЛЧМ-сиг-

нала $f(t) = a+bt$ должно получиться тождество. Однако на самом деле при такой подстановке получается выражение $a+bt = 0$, которое тождеством не является, что означает, что схема не является генератором ЛЧМ-сигнала (что признал и сам ее автор, предложив вариант этой схемы с улучшенной линейностью [9]).

Проведенный выше анализ позволяет не только выявить некорректность в работе генератора по схеме, изображенной на рис. 3,а, но и указать способ модификации этой схемы с целью превращения ее в полноценный генератор ЛЧМ-сигнала, точность которого ограничивается лишь ошибками дискретности. Обратимся еще раз к формуле (5). Если в правой части этого выражения функцию $f(t)$ заменить на $2f(t)$, то выражение (5) переходит в более простое

$$\frac{f^2(t) \cdot f''(t)}{[f'(t)]^2} = 0, \quad (7)$$

откуда

$$f^2(t) \cdot f''(t) = 0. \quad (8)$$

Это выражение справедливо либо при $f(t) = 0$, что соответствует отсутствию сигнала на выходе схемы, либо при $f''(t) = 0$, что соответствует ЛЧМ-сигналу. Тот же вывод можно сделать и при прямой подстановке функции $f(t) = a+bt$ в уравнение (8), так как после такой подстановки получается тождество.

Для того, чтобы в правой части формулы (5) вместо $f(t)$ появилась величина $2f(t)$, требуется в 2 раза увеличить знаменатель в формуле (4) или, что то же самое, записать выражение (3) в виде

$$f(t) = \frac{f_T}{k_0 - \int_0^t \frac{f_T}{2 \left(n_0 + \int_0^t f(t) dt \right)}} dt. \quad (9)$$

С физической точки зрения удвоение знаменателя в формуле (4) означает понижение в 2 раза частоты импульсов на входе счетчика-регистра 1, т. е. введение дополнительного делителя частоты М с коэффициентом деления 2 в цепь между ДПКД 2 и счетчиком-регистром 1 (рис. 3,б).

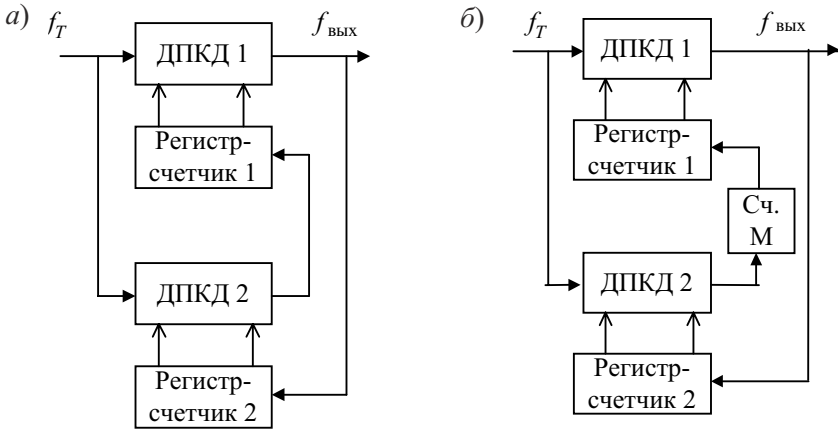


Рис. 3

Расчет генератора по схеме (см. рис. 3,б) сводится к выбору разрядности входящих в него ДПКД, определению начальных состояний регистров и анализу точности выходного сигнала. Начальное состояние регистра-счетчика 1 (величину k_0) можно найти из уравнения (9) путем подстановки в него $f(t) = a+bt$ и $t = 0$. Начальное состояние регистра-счетчика 2 можно найти из этого же уравнения, если подставить в него $f(t) = a+bt$, затем продифференцировать его по t и в полученный результат подставить полученное перед этим значение k_0 и $t = 0$. Соответствующие вычисления дают

$$k_0 = \frac{f_T}{a} \text{ и } n_0 = \frac{a^2}{2b}. \quad (10)$$

Для получения сигнала в виде квазиеандра на выходе генератора импульсов устанавливается Т-триггер, который делит частоту в 2 раза. Поэтому импульсный генератор должен быть рассчитан на вдвое большую частоту и значения k_0 и n_0 изменяются до величин

$$k_0 = \frac{f_T}{2a} \text{ и } n_0 = \frac{a^2}{b}. \quad (11)$$

Включение генератора производится стандартным способом с помощью RS-триггера и схемы И (или И-НЕ), а выключение может производиться либо с помощью опознавания конечного состояния одного из регистров, либо путем подсчета нужного числа тактовых импульсов r_0 с

помощью специального счетчика, что более удобно для адаптивного генератора.

Величина $f(t)$ на выходе схемы (см. рис. 3,б) изменяется по линейному закону. Отклонения от этого закона вызываются только дискретным характером работы ДПКД и счетчиков и в общем случае зависят от отношения $\frac{f_T}{a}$. Аналитическим путем точное значение этой ошибки определить не удастся, поэтому для оценки точности разработанного устройства было проведено имитационное моделирование работы генератора на персональном компьютере. При запуске программы, описывающей пошаговую работу схемы, вычисляется абсолютная и относительная ошибка длительности каждого полупериода выходного колебания и накопленная ошибка с момента начала формирования сигнала. Исходными данными для расчета являются тактовая частота f_T , начальная частота ЛЧМ сигнала f_0 , девиация частоты Δf и длительность сигнала T . Выходной информацией являются графики зависимости ошибок от номера полупериода выходного сигнала и максимальные значения всех ошибок. В исследовательских целях в программе предусмотрена возможность изменения коэффициента деления и начального состояния счетчика M . Программа позволяет оперативно проводить моделирование работы генератора в интерактивном режиме при любых начальных условиях.

Работа генератора, построенного по схеме изображенной на рис. 3,б, была промоделирована при $f_0 = 200$ кГц, $\Delta f = 10, 20$, и 50 кГц, $T = 10, 1$, и $0,1$ мс, $f_T = 10$ и 100 МГц и результаты моделирования подтвердили высокую точность исследуемой схемы. Так, при $f_T = 100$ МГц (что легко реализуется как на ТТЛШ, так и на КМОП-микросхемах) максимальная ошибка одного периода не превышала $0,5\%$, а накопленная ошибка не выходила за пределы $0,2\%$, причем наибольшая точность достигается при начальной установке счетчика M в состояние "1".

Таким образом, рассматриваемая схема ЛЧМ-генератора обладает несомненными преимуществами перед другими схемами рассматриваемого типа. Она обладает высокой точностью при умеренных требованиях к элементной базе, однородна по своей структуре и может быть выполнена на любой элементной базе, обычно используемой для построения цифровых устройств (микросхемы малой и средней степени интеграции, программируемые логические схемы, заказные БИС, часть

более сложной БИС). Генератор обладает высокой адаптивностью. При заданной f_T параметры выходного сигнала определяются всего тремя числами k_0 , n_0 , и $r_0 = Tf_T$. Изменяя начальное состояние трех счетчиков, можно в широких пределах изменять параметры генерируемого сигнала без изменения структуры схемы. Причем такая перестройка может осуществляться весьма оперативно: при необходимости параметры частотной модуляции могут быть различными для каждого генерируемого импульса.

Библиографический список

1. *Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешиников В. С.* Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Радио и связь, 1983. 91 с.
2. *Кочемасов В. Н., Раков В. А.* Цифровые вычислительные синтезаторы двухуровневых сигналов // Зарубежная радиоэлектроника. 1991. № 9. С. 43–66.
3. *Галин А. С.* Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ. М.: Связь, 1976. 255 с.
4. *Партала О. Н.* Формирование сигнала с ЛЧМ на двух управляемых делителях частоты // Вестник Киевского политехнического института. Сер. радиотехники и электроакустики. 1976. № 13. С. 149–151.
5. *Коваль А. В., Перевертун В. В.,* Цифровой генератор ЧМ-радиоимпульсов // Вестник Киевского политехнического института. Сер. Радиотехники. 1982. № 19. С. 80–83.
6. Генератор импульсов с линейно изменяющейся частотой: А. с. 448578, МКИ Н03к 3/70 / *Н. П. Сергеев, Г. А. Лызин, В. Ф. Тарасов.* 1974. Бюл. № 40.
7. *Партала О. Н.* Замкнутые цифровые генераторы // Вестник Киевского политехнического института. Сер. радиотехники и электроакустики. 1970. № 7.
8. Устройство для изменения частоты следования импульсов: А. с. 570203, МКИ Н03к 23/00 / *А. Г. Семенов (СССР).* 1977. Бюл. № 31.
9. Устройство для изменения частоты следования импульсов: А. с. 661812, МКИ Н03к 23/00 / *Семенов А. Г., Слуцкий П. Г.* 1979. Бюл. № 17.

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

Микрополосковые (МПЛ) проходные дискретные фазовращатели (ФВ) находят широкое применение при построении электрически управляемых фазированных антенных решеток (ФАР). При этом каждый элемент ФАР подключается к многозарядному ФВ. Большое количество ФВ в современных решетках в значительной степени обуславливает стоимостные и технические характеристики радиотехнических систем с ФАР, что, в свою очередь, делает актуальным решение задачи проектирования микрополосковых ФВ с наилучшими техническими показателями.

Постановка задачи и методика проведения оптимизации характеристик проходных МПЛ ФВ освещены достаточно полно [1]. Однако решения эта задача в явном виде, пригодном для инженерной практики, не получила. Это обусловлено рядом объективных причин:

сложностью электродинамических моделей МПЛ;

относительной сложностью топологической схемы ФВ;

значительным разбросом параметров, применяемых на практике переключающих pin-диодов.

Указанные причины приводят в ходе проектирования ФВ к необходимости поиска глобального экстремума многопараметрической целевой функции с учетом ряда технологических ограничений. В такой постановке задача может быть решена лишь численными методами на современных мощных ЭВМ при наличии достаточно точного начального приближения.

Целью настоящей работы является получение в замкнутом виде приближенного решения задачи оптимизации характеристик МПЛ ФВ. В результате будут получены простые формулы, позволяющие рассчитать геометрические параметры топологической схемы ФВ.

Идеальный проходной ФВ, обеспечивающий сдвиг фазы падающей волны на Ψ , является четырехполюсником и характеризуется симметричной матрицей рассеяния (МР) со следующими коэффициентами: $S_{11(0)} = S_{22(0)} = S_{11(1)} = S_{22(1)} = 0$ и $S_{12(0)} = S_{21(0)} = S_{12(1)} = S_{21(1)} = \exp(\pm i\Psi/2)$. В

этих равенствах индексом в скобках обозначается состояние рin-диода: 0 – выключен, 1 – включен. Коэффициенты МР реального ФВ естественно отличаются от идеальных, а критериями оптимизации топологической схемы являются условия $S_{11(0)} = S_{11(1)} \rightarrow 0$, $S_{22(0)} = S_{22(1)} \rightarrow 0$, $|S_{12(0)}| = |S_{12(1)}| \rightarrow 1$, $|S_{21(0)}| = |S_{21(1)}| \rightarrow 1$, обеспечивающие минимизацию потерь и амплитудной модуляции проходящего поля, и $\arg(S_{12(0)}) - \arg(S_{12(1)}) = \arg(S_{21(0)}) - \arg(S_{21(1)}) = \Psi$, обеспечивающее требуемый взаимный сдвиг фазы при максимальной широкополосности [1].

Наиболее часто на практике применяются две топологические схемы проходных МПЛ ФВ [1,2]:

ФВ на гибридных устройствах состоит из четырехплечного развязывающе-разделительного моста, к двум плечам которого подключены идентичные двухполосники – отражательные фазовращатели (ОФВ), обеспечивающие сдвиг фазы отраженной волны равный требуемому (Ψ);

ФВ на периодически нагруженной линии состоит из МПЛ, параллельно которой на расстоянии половины длины волны также включены два идентичные ОФВ, обеспечивающие сдвиг фазы отраженной волны в два раза больший требуемого (2Ψ).

Первая схема применяется для реализации старших разрядов в многоразрядных ФВ ($\Psi \geq 45^\circ$), вторая – младших ($\Psi \leq 45^\circ$). Важнейшим достоинством этих схем ФВ является возможность отдельной оптимизации разделительного устройства и ОФВ, что существенно упрощает задачу. Проектирование и изготовление МПЛ разделительных устройств с высокими качественными показателями трудностей не вызывает, поэтому остановимся на оптимизации ОФВ.

Критерии оптимизации ОФВ аналогичны требованиям, предъявляемым к проходному ФВ. С учетом того, что МР ОФВ представляет собой один комплексный коэффициент отражения ρ , можно записать условия оптимизации: 1) $|\rho_{(0)}| = |\rho_{(1)}| \rightarrow 1$, обеспечивающее минимизацию потерь и амплитудной модуляции отраженного поля; 2) $\arg(\rho_{(0)}) = -\arg(\rho_{(1)}) = \Psi/2$, обеспечивающее требуемый сдвиг фазы при максимальной широкополосности [1].

Простейшая схема ОФВ [1], представленная на рис. 1,а, состоит из трех элементов: рin-диода VD ; согласующего отрезка МПЛ с волновым сопротивлением Z_1 и электрической длиной ϕ_1 ; трансформатора сопротивления с волновым сопротивлением Z_2 и электрической длиной ϕ_2 .

Для математической формулировки задачи оптимизации ОФВ необходимо получить аналитическую зависимость коэффициента отражения от геометрических (электрических) параметров СВЧ-схемы. Для этого схему ОФВ следует разбить на ряд базовых элементов с известными МР, т.е. применить метод декомпозиции [2]. К базовым элементам в данном случае относятся рin-диод, два отрезка МПЛ (Z_1, Z_2) и трансформатор сопротивлений. Коэффициент отражения анализируемой схемы можно получить, используя правила отыскания МР [2, 3], в результате последовательного соединения плеч всех базовых элементов согласно топологической схеме.

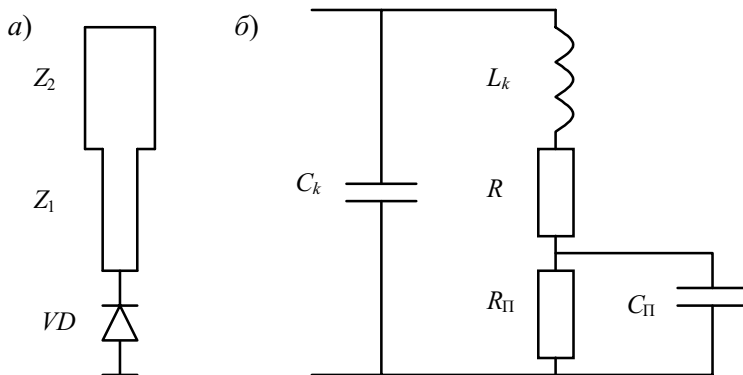


Рис. 1

Для аналитического описания рin-диода используем наиболее широко применяемую эквивалентную схему [3], представленную на рис. 1,б. Здесь C_k, L_k – реактивности корпуса и выводов (при применении бескорпусных диодов эти параметры отсутствуют); R – сопротивление полупроводника; $R_{\Pi(0,1)}, C_{\Pi(0,1)}$ – сопротивление и емкость перехода в выключенном и включенном состояниях, соответственно. Средние параметры рin-диодов, используемых в СВЧ ФВ [1], равны $C_k = 0,1 \dots 0,2$ пФ; $L_k = 0,01 \dots 0,03$ нГн; $R = 0,5 \dots 2$ Ом; $C_{\Pi(0)} = 0,1 \dots 0,3$ пФ; $C_{\Pi(1)} = 10 \dots 20$ пФ; $R_{\Pi(0)} = 5 \dots 10$ кОм; $R_{\Pi(1)} = 0,5 \dots 1,0$ Ом. По эквивалентной схеме рin-диода несложно определить его комплексное сопротивление

$$Z_{\text{д}(0,1)} = \frac{Z}{(1 + i \cdot \omega \cdot C_{\text{д}} \cdot Z)}, \quad (1)$$

где $Z = i\omega L_k + R + R / (1 + i\omega R_{\Pi} C_{\Pi})$. Очевидно, что это сопротивление зависит от частоты и состояния рin-диода (выключен, включен).

Для реализации ОФВ рin-диод необходимо включить в МПЛ с волновым сопротивлением Z_1 (см. рис. 1,а). Полученный двухполосник характеризуется комплексным коэффициентом отражения $\rho = (Z_d - Z_1) / (Z_d + Z_1)$, принимающим два значения ρ_0 и ρ_1 , соответствующих выключенному или включенному рin-диоду. Выберем волновое сопротивление МПЛ Z_1 , исходя из условия отсутствия амплитудной модуляции СВЧ-поля, т. е. $|\rho_0| = |\rho_1|$. Подставив в это уравнение выражения для Z_d из (1), после несложных, но громоздких преобразований получаем его решение

$$Z_1 = \sqrt{|Z_{d0}Z_{d1}| \frac{|Z_{d1}| \cos(\varphi_{d0}) - |Z_{d0}| \cos(\varphi_{d1})}{|Z_{d1}| \cos(\varphi_{d1}) - |Z_{d0}| \cos(\varphi_{d0})}}, \quad (2)$$

где $\varphi_{d(0,1)}$ – фазы комплексного сопротивления рin-диоода в выключенном и включенном состояниях.

Расчеты коэффициента отражения ρ при сопротивлении МПЛ, определяемом из выражения (2), показывают, что полученный двухполосник обладает одинаковым и близким к единице ($\rho > 0,96$) модулем коэффициента отражения при двух состояниях рin-диоода в широком диапазоне частот и параметров рin-диодов. При этом разность фаз коэффициентов отражения $\varphi_{\rho_0} - \varphi_{\rho_1}$ отличается от требуемой Ψ .

Для получения требуемого сдвига фазы Ψ необходимо использовать трансформатор сопротивлений в виде скачка ширины МПЛ (рис. 1,а). Наиболее просто синтезировать ОФВ при выборе длины отрезка МПЛ сопротивлением Z_1 таким, чтобы обеспечить симметричность фаз коэффициентов отражения в двух состояниях диода, т. е. $\rho_{0,1} = \text{rexp}(\pm i\varphi)$. Включение двухполосника с коэффициентом отражения ρ через МПЛ с электрической длиной φ_1 не изменяет модуль коэффициента отражения, а его фаза получает приращение $2\varphi_1$. Для симметризации фаз коэффициента отражения на входе МПЛ с сопротивлением Z_1 ее электрическая длина φ_1 выбирается из равенства

$$\varphi_1 = 0,25(4\pi + \varphi_{\rho_0} + \varphi_{\rho_1}), \quad (3)$$

где $\varphi_{\rho_{0,1}} = \arctg\{2 Z_1 Z_{d0,1} \sin(\varphi_{d0,1}) / (Z_{d0,1}^2 - Z_1^2)\}$ – фазы коэффициента отражения при двух состояниях диода.

Таким образом, выбор волнового сопротивления Z_1 по формуле (2) обеспечивает $\rho_0 = \rho_1 \geq 0,96$, а электрической длины МПЛ по формуле (3) дает $\varphi'_{\rho_0} = \varphi_{\rho_0} - 2\varphi_1 = -\varphi'_{\rho_1} = -\varphi_{\rho_1} + 2\varphi_1 = \varphi$.

Включив такой двухполосник в трансформатор сопротивления, получим новый двухполосник, характеризуемый коэффициентом МР S_{11} . Этот коэффициент можно рассчитать, используя МР трансформатора [2]:

$$S_{11} = \frac{1 - \bar{Z}_2}{1 + \bar{Z}_2} + \frac{4 \cdot \bar{Z}_2}{1 + \bar{Z}_2} \cdot \frac{\rho}{1 + \bar{Z}_2 + (1 - \bar{Z}_2)\rho}, \quad (4)$$

где Z_2 – нормированное к Z_1 сопротивление входа трансформатора; ρ – комплексный коэффициент отражения от МПЛ сопротивлением Z_1 , нагруженной на pin-диод.

При двух состояниях pin-диода коэффициент (4) принимает два значения. Их разность при $\rho_{0,1} \approx \exp(\pm i\varphi)$ представима в виде

$$S_{11(0)} - S_{11(1)} = \frac{4i\bar{Z}_2 \sin(\varphi)}{1 + \bar{Z}_2^2 + (1 - \bar{Z}_2^2) \cdot \cos(\varphi)}. \quad (5)$$

Мнимая величина результата (5) возможна при $|S_{11(0)}| = |S_{11(1)}| \gg 1$ и $S_{11(0,1)} \approx \exp(\pm i\varphi_s)$, поэтому для обеспечения требуемой разности фаз ОФВ Ψ должно выполняться $\varphi_s = \Psi/2$. В этом случае разность двух коэффициентов МР такого вида равна $S_{11(0)} - S_{11(1)} = 2i \sin(\Psi/2)$. Приравняв этот результат правой части выражения (5), получаем квадратное уравнение для определения сопротивления Z_2 , трансформирующего исходную разность фаз 2φ в заданную Ψ . Решение этого уравнения имеет вид

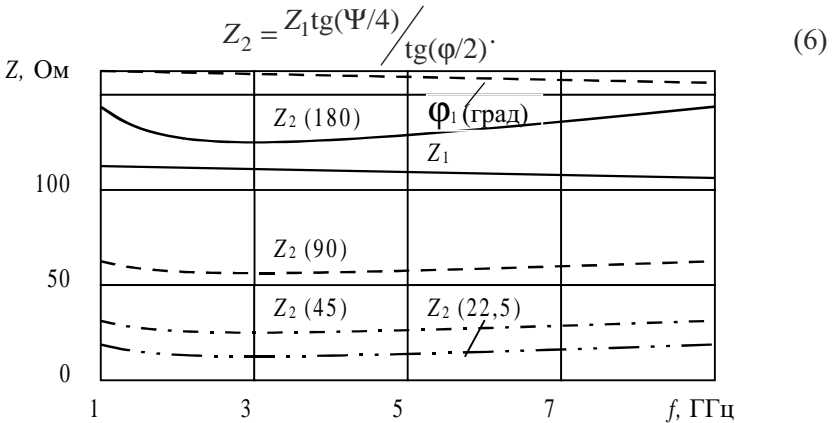


Рис. 2

Расчеты на ЭВМ характеристик двухполосника по формуле (4) с использованием (2), (3) и (6) показывают, что, несмотря на упрощающие предположения, принятые при выводе (6), синтезированный двухполосник с высокой степенью точности удовлетворяет требованиям, предъявляемым к ОФВ в широком диапазоне частот и параметров рп-диодов.

На рис. 2 представлены результаты синтеза ОФВ по формулам (2), (3) и (6) в виде графиков зависимостей электрических параметров МПЛ Z_1 , Z_2 и φ_1 от рабочей частоты. На графиках сопротивлений Z_2 в скобках указан дискрет фазы ФВ.

Анализ графиков показывает, что электрические параметры СВЧ-схемы ОФВ незначительно зависят от рабочей частоты и легко реализуемы на практике. Электрическую длину отрезка МПЛ φ_2 выбирают, исходя из конструктивных соображений, так как дополнительный набег фазы $2\varphi_2$, одинаковый при двух состояниях рп-диода, не оказывает влияния на разность фаз ОФВ.

Библиографический список

1. *Хижя Г. С., Вендик И. Б., Серебряков В. А.* СВЧ-фазовращатели и переключатели. М.: Радио и связь, 1984. 184 с.
2. *Сазонов Д. М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
3. *Гупта К., Гардж Р., Чадха Р.* Машинное проектирование СВЧ-устройств: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 432 с.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Опубликованные в настоящем сборнике статьи отражают различные аспекты теоретических и экспериментальных исследований по созданию, обработке и анализу ТВ-изображений. Изложенные материалы имеют практическую направленность, позволяют глубже проникнуть в суть описываемых явлений и получить достаточно полное представление о современном состоянии вопроса.

Рассмотренные алгоритмы обработки ТВ-изображений и результаты машинного моделирования могут быть применены на практике при создании видеокомпьютерных комплексов для решения насущных экологических, транспортных и других проблем.

Надеемся, что опубликованные материалы представят значительный интерес для специалистов в области радиотехники, телевидения и разработчиков видеокомпьютерных систем различного назначения.

Оглавление

Введение	3
<i>Н. Н. Красильников</i> Исследование пространственной фильтрации в зрительной системе человека при наблюдении цветных изображений	5
<i>Н. Н. Красильников, О. И. Красильникова</i> Роль априорной информации о параметрах изображений объектов при их опознавании в пороговых условиях наблюдения	12
<i>Б. С. Тимофеев</i> Алгоритмы сегментации ТВ-изображений водной поверхности	18
<i>Н. А. Обухова</i> Алгоритмы оценки параметров загрязнения акватории	28
<i>В. М. Смирнов</i> Обзор методов мониторинга водных поверхностей	35
<i>В. Н. Филатов</i> Выбор параметров визирования телевизионной системы контроля загрязнения водной поверхности	43
<i>О. С. Астратов, И. И. Канатов</i> Обнаружение сликков телевизионными средствами	48
<i>Л. Д. Вилесов</i> Инвариантное обнаружение нефтяных пленок на водной поверхности по спектральным признакам в системе видеонаблюдения	56
<i>О. С. Астратов, Н. А. Обухова, Б. С. Тимофеев</i> Автоматизированный контроль транспортных потоков с помощью телевизионных систем	61
<i>Р. Е. Быков, Ф. Цао</i> Разрешающая способность преобразователей изображений при передаче динамических объектов	69
<i>В. И. Белицкий, И. А. Иванов</i> Повышение точности мультипликативного алгоритма в задачах определения интегрального качества видеотехнических систем	76
<i>Н. А. Обухова</i> Оценка параметров модели искажающих сигналов ТВ-приемника при неопределенности предикторов	82

<i>В. М. Смирнов</i>	
Система передачи сигналов ТПЧ по узкополосному каналу связи	89
<i>Д. Г. Рафиков</i>	
Повышение эффективности телевизионно-информационных систем в сложной окружающей обстановке	97
<i>Л. Д. Вилесов</i>	
Спектрональное обнаружение движущихся объектов на изображении в виде фона и сигналоподобных помех	103
<i>А. В. Снытко</i>	
Использование цепных комплексно-значных кодов при сегментации изображения	113
<i>Б. М. Лебедев</i>	
Групповая технология телевизионного визуального контроля	119
<i>С. Л. Федоров</i>	
Оценка и компенсация параллакса при сжатии стереоскопических телевизионных изображений	127
<i>В. Н. Филатов</i>	
Оптимизация поисковой процедуры в телевизионной корреляционной следающей системе	135
<i>В. И. Малинин</i>	
40-летие электронной РИР-проекции. Прошлое и настоящее	142
<i>В. С. Бабенко</i>	
Головные дисплеи систем виртуальной реальности	151
<i>В. В. Опарин, Н. Б. Балакаев</i>	
Адаптивный генератор ЛЧМ-сигнала	161
<i>А. Г. Храмченко</i>	
Оптимизация характеристик микрополоскового фазовращателя	169
Заключение	175

Научное издание

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И
ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник научных трудов

Редактор *А. В. Подчепалева*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Лицензия ЛР №020341 от 07.05.97. Сдано в набор 26.06.00. Подписано к печати 27.09.00.
Формат 60×84 1/16. Бумага тип. №3. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,3. Усл. кр.-отт. 9,4.
Уч. -изд. л. 10,0. Тираж 100 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Лаборатория компьютерно-издательских технологий
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП
190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67