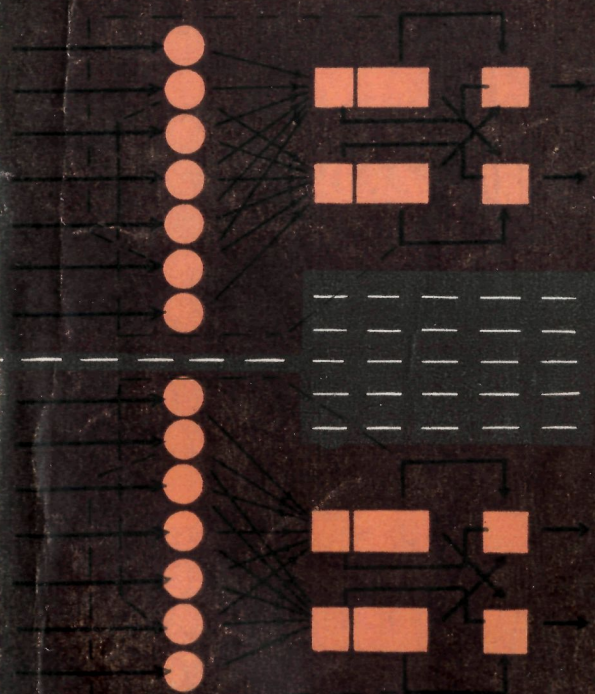


В.К. ЛАБУТИН, А.П. МОЛЧАНОВ

МОДЕЛИ МЕХАНИЗМОВ СЛУХА



В. К. ЛАБУТИН,
А. П. МОЛЧАНОВ

МОДЕЛИ
МЕХАНИЗМОВ
СЛУХА



«ЭНЕРГИЯ» ● МОСКВА 1973

6Ф2.7
Л12
УДК 534.75

Лабутин В. К. и Молчанов А. П.

Л12 Модели механизмов слуха. М., «Энергия», 1973.

200 с. с ил.

Излагаются современные представления о процессах переработки информации слуховым анализатором. Главное внимание уделено описанию математических и физических моделей механизмов анализа сигналов органом слуха и техническим возможностям применения этих моделей при разработке систем, предназначенных для решения сходных задач (анализаторов, распознающих устройств и т. п.).

Книга предназначена для научных работников, аспирантов и инженеров, интересующихся проблемами моделирования биологических систем и бионическим подходом к решению задач в области техники связи.

3314-390
051(01)-73 226-73

6Ф2.7

© Издательство «Энергия», 1973 г.

*Вадим Константинович Лабутин
Александр Павлович Молчанов*

Модели механизмов слуха

Редактор *И. П. Ионов*

Редактор издательства *Т. В. Жукова*

Обложка художника *Н. Т. Ярешко*.

Технический редактор *О. Д. Кузнецова*

Корректор *А. Д. Халанская*

Сдано в набор 28/III 1973 г.
Формат 84×108¹/₃₂
Усл. печ. л. 10,5
Тираж 4000 экз.

Подписано к печати 23/XI 1973 г.

Т-17674
Бумага типографская № 3

Уч.-изд. л. 11,33

Цена 66 коп.

Зак. 137

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Предисловие

Проблема изучения процессов преобразования информации в сенсорных системах, в частности в слуховой системе живых существ, в последнее время привлекает все большее внимание широкого круга исследователей самого различного профиля. Наряду с физиологами, которые начали заниматься сенсорными системами буквально с основания физиологии, к решению этой задачи сейчас привлечены физики, математики, инженеры, биохимики и т. д. Расширение фронта работ сказалось на объеме и качестве экспериментальных данных об изучаемых объектах. В области исследования слуховой системы последние два десятилетия ознаменовались появлением фундаментальных работ; были открыты качественно новые эффекты, сопровождающие прохождение информации в слуховой системе. Существенный вклад в проблему изучения механизмов слуха был внесен советской школой физиологов.

Тем не менее сама наука о слухе все еще представляет собой в основном набор большого числа разрозненных фактов. Лишь в самое последнее время в результате попыток их обобщения стали появляться гипотезы о строении слуховой системы в целом. Но при этом выяснилось, что построение таких общих гипотез является преждевременным. Существующие методы исследования высших отделов нервной части слуховой системы еще слишком несовершенны. До сего времени остаются невыясненными также принципиальные проблемы, как механизм запоминания информации в нейронных структурах мозга, принципы взаимодействия афферентной и эфферентной систем иннервации в слуховой системе и др.

До решения указанных проблем построение достаточно полной теории слуха практически невозможно и су-

шествующие гипотезы оказываются либо слишком общими, либо быстро устаревают под давлением непрерывно появляющихся новых экспериментальных данных.

Значительно более перспективными и обоснованными представляются попытки формулирования гипотез о принципе действия тех или иных частных механизмов переработки информации, входящих в общую структуру слуховой системы. По существу такие гипотезы представляют собой математические или физические модели тех механизмов слуха, о которых накоплено более или менее значительное количество экспериментальных данных, поддающихся обобщению. Естественно, что такое обобщение (т. е. формирование модели) не всегда удается сделать однозначным. Часто для объяснения действия одного и того же механизма возникают принципиально разные модели. Появление моделей дает возможность проводить их глубокое изучение современными средствами математики, электроники и т. п. Результат такого изучения позволяет не только делать выводы в пользу той или иной модели (гипотезы), но и планировать новые физиологические эксперименты для поисков у животных тех или иных свойств, вытекающих из модели.

По существу метод моделирования является необходимым этапом мышления в соответствии со структурой диалектического процесса познания истины: эксперимент — абстрактное мышление (обобщение и выводы) — проверка на практике.

В соответствии со сказанным авторы ставили своей целью сформулировать и обсудить на основе известных электрофизиологических и психоакустических данных несколько моделей переработки информации в различных частях слуховой системы. Особенностью моделей физиологических механизмов является их самостоятельное значение как возможных прототипов технических устройств переработки информации. В ряде случаев такие устройства могут оказаться эффективнее аналогичных систем, используемых в технике в настоящее время. В частности, описываемые в последних главах книги модели могут представить известный интерес для инженеров, разрабатывающих адаптивные устройства анализа сигналов сложной формы. В этой области особенно много нерешенных технических проблем.

В современных условиях наблюдается явная тенденция создания автоматов, способных в определенных усло-

виях выполнять те же функции, которые ранее осуществлял человек-оператор. По-видимому, эффективным методом создания таких автоматов может служить использование при их построении тех способов переработки информации и методов принятия решений, которыми пользуется человек. Модели механизмов сенсорных систем по существу являются готовыми блоками таких автоматов. Несмотря на свои ограниченные возможности, в указанной области техники бионический подход может существенно ускорить технический прогресс.

Сказанное определило структуру книги.

В первых двух главах дается краткий обзор основных представлений о структуре и функциях слуховой системы на основе имеющихся электрофизиологических, анатомических и психоакустических сведений. Главы с 3 по 10 посвящены описанию и анализу моделей преобразования сигналов на различных уровнях слуховой системы.

В заключительной одиннадцатой главе предпринята попытка наметить пути использования моделей механизмов слуха в некоторых технических системах.

Эта книга могла быть создана лишь благодаря широким контактам авторов со специалистами различных профилей, в особенности с физиологами и психоакустиком. Появлению этой книги содействовало также организованное секцией бионики Ленинградского отделения НТОРЭС им. А. С. Попова обсуждение вышедшей ранее книги [Л. 26]. Авторы выражают благодарность профессорам Г. В. Гершуни, Л. А. Чистович и В. А. Кожевникову за обсуждение многих описываемых в книге моделей.

Хочется надеяться, что дальнейшее накопление фактического материала позволит увеличить число механизмов слуха, поддающихся моделированию, и это в конечном счете приведет к возможности построения физиологически правдоподобной теории слуха.

Авторы

Словарь биологических терминов

Аддитивные сигналы (помехи) — сигналы, складывающиеся линейно, причем результирующий сигнал равен сумме всех действующих одновременно сигналов.

Аудиограмма — кривая, описывающая зависимость пороговой чувствительности слуха от частоты тонального сигнала.

Аккорд — сложный звук, состоящий из нескольких тональных сигналов, частоты которых находятся в определенных соотношениях.

Аксон — отросток от тела нейрона, по которому генерируемые нейроном импульсы передаются к другим элементам нервной системы.

Ассоциативные нервные клетки — мелкие нейроны, имеющие большое число отростков, воспринимающих сигналы от множества других нейронов. Называются также промежуточными или вставочными нейронами.

Ассоциативные зоны — теменные области коры головного мозга, в которых осуществляется конвергенция (сходимость) нервных сигналов от сенсорных систем разной модальности.

Афферентные нервы — нервные волокна, по которым передаются сигналы от периферии к высшим отделам мозга.

Баранная лестница — канал в улитке органа слуха, начинающийся от круглого окна.

Бинаурально — воспринимаемая звук обоими ушами.

Вегетативная нервная система — автономный комплекс периферических нервов, управляющий работой внутренних органов и не поддающийся волевым влияниям.

Везикулы — пузырьки в области синапсов, содержащие медиатор (химическое вещество-посредник, при помощи которого передается возбуждение от одной нервной клетки к другой).

Вестибулярный канал — канал в улитке органа слуха, начинающийся от овального окна.

Вызванные потенциалы — электрические потенциалы, обусловленные суммарной реакцией нервных центров на стимул.

Гомеостатическая система — система, удерживающая значения некоторых внутренних переменных в узких пределах при широком диапазоне внешних условий.

Гуморальные механизмы — химические механизмы управления процессами жизнедеятельности в организме при помощи гормонов.

Декортикация — разрушение коры головного мозга у животного.

Дендритная система — нервные отростки, по которым возбуждение поступает к телу нейрона.

Иннервация органа — схема расположения окончаний нервных волокон в данном органе.

Латентный период — интервал времени, отделяющий реакцию от начала действия вызвавшего ее стимула.

Латеральное торможение — повышение порога возбуждения данного элемента нервной структуры при стимуляции соседних.

Латеральный — боковой.

Макроэлектрод — электрод, используемый в электрофизиологических исследованиях для наблюдения суммарной электрической активности больших ансамблей (групп) нервных клеток.

Микроэлектрод — электрод, используемый в электрофизиологических исследованиях для отведения импульсаций одиночных нервных клеток.

Моноурально — воспринимаемая звук одним ухом (например, с помощью одного телефона).

Мультипликативные сигналы (помехи) — перемножающиеся сигналы, причем результирующий сигнал равен произведению образующих его одновременно действующих сигналов.

On-ответ — реакция нейрона на включение стимула.

Off-ответ — реакция нейрона на выключение стимула.

Постстимульная гистограмма — распределение частоты ответов нейрона на стимул в зависимости от интервала времени, прошедшего от момента начала стимула.

Свободное звуковое поле — область свободного (без преград и отражений) распространения звуковых волн.

Сенсорная система — специализированный орган чувств и связанная с ним часть нервной системы, предназначенная для восприятия внешних сигналов.

Синапс, синаптический контакт — место передачи возбуждения от одной нервной клетки к другой.

Синаптический пузырек — то же самое, что везикул.

Тонотопичность — пространственно упорядоченное расположение нервных клеток, отвечающих на тональные сигналы различных частот.

Филогенез — историческое развитие мира организмов и отдельных систем организма данного вида в процессе эволюции.

Форманты — максимумы в частотном распределении энергии речевых сигналов, соответствующие полюсам коэффициента передачи речеобразующего тракта.

Хлоралоза — наркотическое вещество, используемое для усыпления животных при проведении электрофизиологических исследований.

Холинэргический механизм — механизм передачи возбуждения через синаптический контакт, основанный на выделении ацетилхолина.

Эфферентные нервы — нервные волокна, по которым передаются сигналы от высших отделов мозга к нижшим и на периферию.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О СТРУКТУРЕ И ФУНКЦИЯХ СЛУХОВОГО АНАЛИЗАТОРА

1-1. Данные о структуре слуховой системы

Исследования слуховой системы млекопитающих ведутся многие десятки лет. Однако лишь в последние десятилетия возросшая техника эксперимента (отведение от одиночных нейронов, использование ЦВМ для статистической обработки результатов наблюдений, применение новых методов измерений и т. д.) позволила получить данные, проливающие свет на процессы преобразования звуковых стимулов в различных отделах слуха. Ограничимся лишь краткой характеристикой состояния сведений о тех механизмах слуха, которые важны для понимания моделей, описываемых в последующих главах.

Наиболее полные данные накоплены о структуре различных отделов слуха и особенно о его периферии. Последние сведения о проводящих путях от периферии к центру слуховой системы и обратно помещены в ряде глав многотомного руководства по физиологии [Л. 45].

Интересно отметить, что несмотря на большое количество исследований, посвященных свойствам основных механических структур слуха (среднего уха, улитки), в самые последние годы появились новые данные, значительно меняющие старые представления. Так, крутизна спада частотных характеристик среднего уха по данным работ [Л. 56, 179 и др.] достигала 12 *дб/окт.* Новые эксперименты по измерению того же параметра, проведенные с использованием эффекта Мессбауэра [Л. 106], показали другую цифру — 7 *дб/окт.* В то же время появились и детальные исследования, уточняющие характеристики слухового рефлекса [Л. 2, 21, 124, 137, 150, 151, 167].

Значительно более запутанный характер носят сведения о свойствах улитки органа слуха. В наибольшей степени изучены геометрические параметры частей улитки [Л. 2], ионный состав жидкостей, заполняющих ее [Л. 79, 155], а также связи рецепторных структур кортиева органа с мембранами улитки [Л. 6, 50, 51, 153]. Тем не менее такие существенные параметры механических структур улитки, как упругость основной мембраны и ее зависимость от координаты, степень анизотропности ее свойств, потери на трение и т. п., еще не могут считаться полностью установленными. До настоящего времени главным источником таких характеристик являются данные,

полученные Бекеш в экспериментах, проведенных в начале 30-х годов [Л. 68]. Основные сведения о величинах механических параметров, характеризующих различные элементы улитки органа слуха, приведены в работах [Л. 2, 86, 95, 126, 160, 181].

О недостаточной изученности механических параметров основной мембраны улитки органа слуха свидетельствуют большие отличия формы ее амплитудно-частотных характеристик, измеренных различными методами [Л. 68, 105, 106, 141]. Особенно резко такое различие наблюдается при измерении частотно-избирательных свойств основной мембраны в режиме малых колебаний [Л. 106, 141]. Так, последние исследования [Л. 141] обнаружили ряд особенностей колебательных характеристик улитки, к числу которых относятся следующие:

1. В области низких частот (по отношению к точке максимума) крутизна нарастания амплитудно-частотной характеристики составляет 6 *дб/окт.*, а при приближении к максимуму достигает 24 *дб/окт.*

2. Крутизна спада в сторону высоких частот достигает 90—150 *дб/окт.*

3. Коэффициент передачи улитки в области максимума амплитудно-частотной характеристики существенно зависит от амплитуды колебаний, если она превышает уровень 70 *дб.*

4. На низких частотах колебания основной мембраны опережают по фазе колебания молоточка на 90°.

5. Вплоть до точки максимума амплитудно-частотной характеристики основной мембраны ее фазочастотная характеристика линейна. После указанной точки крутизна фазочастотной характеристики увеличивается.

6. Скорость распространения колебаний в данной точке основной мембраны не зависит от их частоты.

Многие из указанных параметров амплитудно-частотных характеристик улитки отличаются от ранее известных [Л. 68] количественно (например, 1, 2, 5), а некоторые из них и качественно (3, 6). Анализ последних данных о зависимости формы характеристик улитки от амплитуды колебаний позволяет считать улитку нелинейной системой, острота амплитудно-частотных характеристик которой уменьшается с увеличением интенсивности колебаний. Таким образом, рефлекс мышц среднего уха [Л. 21] содействует улучшению условий работы частотно-избирательной системы слуха.

Следует отметить, что до сих пор не получено окончательного ответа вопрос о том, зависит ли фазовая скорость распространения колебаний вдоль улитки от их частоты. По одним экспериментальным данным такая зависимость существует [Л. 68], по другим же она незначительна [Л. 93, 177, 179]. Однако, несмотря на происходящие уточнения значений физических параметров улитки, сам характер колебательных процессов в ней остается таким, каким он был описан Бекеш — бегущие волны, распространяющиеся в неоднородной гидромеханической системе.

1-2. Электрофизиологические данные о процессах в слуховой системе

Наиболее полно изучены электрические потенциалы, действующие в улитке. Так как улитка представляет собой сильно поляризованную структуру, то типы потенциалов, наблюдаемые в ней, могут быть разделены на постоянные (или точнее медленно меняю-

шится) и переменные. К первому типу относится эндокохлеарный, или эндолимфатический, потенциал [Л. 68, 155]. В ряде работ [Л. 68, 42] было показано, что источником эндокохлеарного потенциала является сосудистая полоска. Функциональное значение эндокохлеарного потенциала, по мнению Тасаки [Л. 156], состоит в регулировании возбудимости рецепторной структуры кортиева органа. Интересно, что в ходе эволюции величина эндокохлеарного потенциала возрастает [Л. 80].

Многочисленные сведения имеются в литературе и об электрических реакциях, наблюдаемых в улитке в ответ на действие звуковых стимулов. В первую очередь здесь следует отметить данные о рецепторных потенциалах, появляющихся при смещении текториальной мембраны относительно волосковых клеток [Л. 79]. Большое количество исследований посвящено характеристикам микрофонных потенциалов [Л. 6, 166, 68, 12]. По мнению Дэвиса [Л. 79], микрофонные потенциалы возникают точно на границе волосковых клеток и улиткового канала (т. е. в области корешков волосковых клеток).

Кроме микрофонного потенциала в улитке четко регистрируется и так называемый суммационный потенциал. В отличие от микрофонного, повторяющего форму действующих звуковых колебаний, суммационный потенциал по своей форме повторяет их огибающую [Л. 116]. По предположениям Дэвиса [Л. 79], появление суммационного потенциала связано с возникновением статических смещений внутренних волосковых клеток при действии звука.

В последние годы большое внимание уделяется изучению влияния импульсации, поступающей по эфферентным нервным путям в улитку, на действующие формы действующих звуковых колебаний, суммационный потенциал по своей форме повторяет их огибающую [Л. 116]. По предположениям Дэвиса [Л. 79], появление суммационного потенциала связано с возникновением статических смещений внутренних волосковых клеток при действии звука.

Целый раздел электрофизиологии посвящен изучению импульсных потоков, распространяющихся в ответ на стимул по нервным волокнам слуховой системы. Особое внимание привлекают процессы, протекающие на стыке механических систем улитки и нервных окончаний. В связи с этим в последние годы появились детальные исследования иннервации различных структур улитки [Л. 118, 136, 153].

Многочисленные данные по суммарным ответам слухового нерва на звуковые сигналы [Л. 125, 165] по мере развития техники эксперимента стали дополняться результатами исследований ответов одиночных нервных волокон и рецепторных клеток. Механизм возбуждения последних привлекает пристальное внимание исследователей, хотя прямых экспериментальных данных о нем все еще недостаточно.

Девис [Л. 79] высказывает следующее предположение относительно принципов работы рецепторного аппарата улитки. Наклон волосков волосковых клеток изменяет сопротивление через ретикулярную пластинку (от scala media к внутренней части волосковых клеток), в результате чего происходит разряд батареи *stria vascularis* — кортева орган, разность потенциалов на полюсах которой достигает 150 мВ. Этот разряд регистрируется в виде микрофонного эффекта (при колебательном изменении наклона волосков) или в виде суммационного потенциала (при постоянном наклоне волосков в одну сторону). Сила тока зависит от величины наклона волосков.

Электрический ток течет от волосковых клеток через нервные окончания и возбуждает их. Однако при этом, по мнению автора, не исключена возможность химического звена между потоком электричества в волосковых клетках и возбуждением нервных окончаний.

Таким образом, предположительно можно представить следующую последовательность процессов в улитке при действии звука. Механическая волна приводит к смещению текториальной мембраны относительно волосковых клеток, что в свою очередь вызывает наклон волосков. При этом волоски дают начало определенным физическим и химическим изменениям в микроструктурах рецепторных клеток (набухание ядер, увеличение размеров гранул, расположенных вокруг базального тельца, изменение содержания ряда физиологических активных веществ [Л. 6, 42]), вызывая в них состояние возбуждения. Электрическим проявлением состояния возбуждения является своеобразная реакция — микрофонный эффект (и возможно суммационный потенциал). Передача возбуждения от волосковых клеток к волнам слухового нерва, по-видимому, может осуществляться либо химическим путем (через синаптические окончания), либо электрическим — за счет раздражения волокон слухового нерва электрическим током микрофонного эффекта, возникающим при возбуждении волосковых клеток. Эндокохлеарный потенциал улитки обеспечивает высокую чувствительность рецепторного аппарата. Кроме того, не исключено, что микрофонный эффект может служить предотвращению адаптации нервных волокон, развивающейся при прохождении через них постоянного тока, вызванного сдвигом эндокохлеарного потенциала при действии звука.

Возбуждение рецепторных структур кортиева органа приводит к появлению импульсаций на различных уровнях нейронной части слуховой системы. Несмотря на большое число изменений таких ответов, систематизация их только начинается.

Сопоставление частотных характеристик ответов нейронов слухового нерва с амплитудно-частотными характеристиками улитки позволило ряду авторов [Л. 58, 71, 102] сделать вывод о существовании механизма обострения частотной избирательности улитки, локализованного на стыке ее механических элементов с рецепторными структурами кортиева органа. Действие механизма обострения проявляется в увеличении добротности (в 2—3 раза), крутизны скачков (особенно в сторону низких частот) у частотно-пороговых кривых нейронов слухового нерва по сравнению с соответствующими характеристиками основной мембраны улитки.

Вторая группа систематизированных характеристик импульсаций в нейронных структурах слухового нерва касается их ответов на временные параметры звуковых стимулов. В цикле работ, проведенных в лаборатории проф. Г. В. Гершуни [Л. 10, 43], показано, что на периферии нервной части слуховой системы (в кохлеарном ядре и др.) по ответам на тестовые воздействия можно выделить по крайней мере две характерные группы нейронов. Первая группа — нейроны с тоническим типом ответа, которые реагируют на стимул в течение всей его длительности и имеют относительно острые частотно-пороговые кривые. При этом параметры ответа существенно зависят от длительности стимула и его интенсивности.

Ко второй группе нейронов с фазическим типом ответа относятся нейроны, реагирующие только на начало действия стимула. Параметры их ответов (порог чувствительности, латентное время, добротность частотно-пороговых кривых) мало зависят от длитель-

ности и интенсивности сигнала. В то же время основные характеристики ответов фазических нейронов существенно зависят от крутизны фронта нарастания стимулов.

Отмечено возрастание процентного содержания нейронов с фазическим характером ответов в высших отделах нервной части слуховой системы (так, если на уровне кохлеарных ядер число нейронов с фазическим типом ответа составляет около 20% общего числа обследованных, то в заднем двухолмии их оказалось уже 40% [Л. 43]). С указанными данными согласуются и сведения, полученные при исследовании значения корковых отделов слуховой системы для восприятия сигналов с различными временными характеристиками.

Исследование слуха животных с удаленной височной частью коры показало, что их дифференциальный порог по частоте для длинных сигналов (порядка секунд) не изменился после проведения операции. Вместе с тем для коротких частотных посылок (20 мсек) способность частотного различения у тех же животных оказалась резко ухудшенной вследствие операции. Одновременно существенно повысились пороги обнаружения коротких сигналов. У пациентов с поражениями височных отделов мозга при нормальной аудиограмме резко нарушалось восприятие ритмической структуры потока сигналов [Л. 20].

Приведенные данные о существовании комплексов элементов, реагирующих на резкие изменения в стимулах, привели к предположению о существовании отдельного нейрофизиологического механизма для восприятия коротких сигналов [Л. 11].

Возможно, что функциональная роль такого механизма состоит в выделении (например, путем выработки импульсов) моментов появления нового звукового сигнала. Импульсы, появляющиеся в такие моменты времени, фактически играют роль импульсов сегментации непрерывного потока сигналов на квазистационарные участки (т. е. такие, в течение которых «новые» стимулы не появляются).

Формализация понятия «новый стимул» и является основной задачей при моделировании механизма, расчленяющего анализируемый сигнал на сегменты (в дальнейшем такой механизм будем называть механизмом сегментации). Резкие изменения стимулов ярко проявляются и в поведенческих реакциях живых организмов. Сказанное прежде всего относится к эффекту ориентировочного рефлекса. Последний возникает, как правило, при любом осязательном изменении окружающей среды, и в частности, при появлении нового звукового раздражителя.

Основными свойствами ориентировочного рефлекса можно считать следующие:

1. Характер реакции ориентировочного рефлекса зависит от типа нервной системы животного, но не от вида раздражения.
2. При повторении раздражения ориентировочный рефлекс угасает.
3. Изменение в параметрах повторяющегося раздражителя приводит к восстановлению угасающего ориентировочного рефлекса.
4. Ориентировочный рефлекс относится к классу безусловных.
5. Раздражитель, вызывающий ориентировочный рефлекс, затормаживает действие всех остальных раздражителей.

Эффекторная реакция на новый сигнал, выражающаяся в форме проявления ориентировочного рефлекса, по-видимому, зарождается в ассоциативных областях коры головного мозга.

При появлении любого нового сигнала вызванные потенциалы регистрируются как в слуховой области коры, так и в ассоциативных зонах. При этом в последних четко наблюдается эффект угасания реакции при ритмическом повторении стимула.

Несмотря на принципиальную важность построения модели процесса формирования ориентировочного рефлекса для понимания явлений, происходящих в высших отделах головного мозга, в настоящее время еще нет достаточных экспериментальных данных для обоснования алгоритма выработки в ассоциативных отделах мозга эффекторных команд. Такой алгоритм, по-видимому, включает в себя процесс принятия решения, при котором учитываются статистические характеристики воспринимаемого потока сигналов.

Несколько лучше положение обстоит с изучением характера ответов нейронных структур на изменение общей интенсивности сигналов. Связь между частотой импульсов на выходе нейрона и интенсивностью стимула существенно зависит от уровня, на котором производятся наблюдения. В слуховом нерве такая связь, как правило, имеет монотонный характер.

В кохлеарном ядре встречаются нейроны с немонотонной зависимостью частоты импульсации от интенсивности сигнала. И, наконец, в области верхних олив немонотонные ответы уже составляют значительную часть всех ответов у обследованных типов нейронов. Важно обратить внимание на большой разброс порогов чувствительности нейронов [Л. 41].

Существование указанного разброса позволяет понять большой динамический диапазон воспринимаемых интенсивностей стимулов. Действительно, с повышением интенсивности сигнала увеличивается не только частота импульсации на выходе нейронов, но также и общее число элементов, реагирующих на данный стимул.

Упомянутые электрофизиологические данные совместно с многочисленными психоакустическими характеристиками (см. гл. 2) составляют основу, на которой строятся многочисленные модели механизма восприятия интенсивности звуков.

Таким образом, проведенные к настоящему времени электрофизиологические эксперименты позволяют в какой-то мере обосновать постановку задачи по моделированию механизмов сегментации, восприятия интенсивности, обострения частотных характеристик улитки.

Огромный объем результатов электрофизиологических опытов посвящен описанию реакций корковых отделов слухового анализатора на различные звуки. Ввиду чрезвычайной сложности процессов в высших отделах мозга эти данные не могут быть обобщены настолько, чтобы на их основе можно было создавать модели механизмов, формирующих высшую нервную деятельность человека. Тем не менее электрофизиологи смогли установить общие характеристики структуры высших отделов нервной части слуховой системы. Здесь будут указаны лишь некоторые из них. Общим свойством нейронных полей, находящихся на всех уровнях слуховой системы, является тонопичность их организации.

На каждом из уровней можно выделить направление, вдоль которого расположены нейроны с монотонно повышающимися характеристическими частотами. Иначе говоря, существуют своеобразные частотные проекции улитки в различных уровнях нервной части слуховой системы. При этом в ее высших уровнях таких проекций может быть несколько. Сводная диаграмма, показывающая основные зоны коры головного мозга кошки, в которых локализованы нейро-

ны, отвечающие на звуковые стимулы, приведена в работе [Л. 159]. Показано, что в коре головного мозга формируется несколько отобранной улитки, в которых нейроны имеют характеристические частоты в соответствии с локализацией в пределах данной зоны.

В зрительных участках коры также наблюдались ответы на звуковые стимулы, но уже с задержкой 100 мсек [Л. 169]. Ответы слуховой области коры головного мозга на звуковые стимулы характеризуются подчеркнутой реакцией на начало и конец сигнала. В суммарном ответе корковых отделов (т. е. ответов, снятых макроэлектродами) можно выделить первичный отклик, возникающий со скрытым периодом, типичным для ответов физического типа.

Ответы одиночных корковых нейронов на звуковые стимулы носят очень сложный характер. Несмотря на большое количество проведенных исследований, функциональное значение наблюдаемых импульсаций еще полностью не установлено. Как и в суммарном ответе, у одиночных нейронов слуховой коры обычно наиболее четко выражена реакция на начальный участок сигнала. Вслед за первым откликом на значительном временном удалении от него (сотни миллисекунд) часто возникает дополнительная реакция, которая может длиться значительно дольше стимула. Более того, в ряде исследований [Л. 5] выявлены нейроны, повторяющие в своих ответах временную структуру стимула в течение длительного времени после его окончания (так называемые экстраполирующие нейроны). Значительное количество исследованных корковых нейронов существенно меняет характер ответа при повторении действия стимула. Наблюдалось как увеличение, так и ослабление ответа. В последнее время обнаружены нейроны, реагирующие только на сигналы специфической формы (например, на частотно-модулированные стимулы [Л. 5]).

Однако до настоящего времени почти ничего неизвестно о характере связей между слуховой и ассоциативной частями коры головного мозга, роли эфферентных нервных путей от высших отделов нервной части слуховой системы к низшим и т. д.

Можно лишь надеяться, что разработка новых методов исследования активности нейронных структур и применение соответствующих способов обработки результатов наблюдений позволят уменьшить или ликвидировать имеющиеся белые пятна в нейрофизиологии слуховой системы.

Набор электрофизиологических характеристик слуховой системы наряду с большим объемом фактического материала далеко не полон и в настоящее время не дает законченной картины преобразования информации о звуковых стимулах в нейронных структурах органа слуха. Вместе с тем изученные в последние годы свойства ответов нейронов на различных уровнях слуховой системы позволяют положить их в основу моделей частных механизмов отображения звуковых сигналов в параметры активности нейронных ансамблей.

Наибольший объем данных накоплен в отношении характеристик среднего уха и улитки, эффекта обострения частных характеристик улитки, различных типов ответов нейронов, роли слуховой части коры головного мозга в анализе частотной структуры сигналов и выделении моментов появления новых сигналов.

Построение моделей соответствующих механизмов переработки информации позволит не только оценить функциональную роль тех или иных экспериментальных наблюдений, но и проложить путь к созданию вариантов более или менее полной модели переработки информации о сигналах в слуховом анализаторе.

НЕКОТОРЫЕ ПСИХОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУХА

2-1. Восприятие интенсивности звуков

Психоакустические исследования в отличие от физиологических имеют своим объектом организм в целом, направлены на выяснение связи стимул-реакция и в этом смысле напоминают методы изучения «черного ящика» в физике. Хотя данные таких экспериментов позволяют строить предположения о структуре механизмов, обладающих наблюдаемыми свойствами, но без привлечения физиологических сведений, они одни не позволяют строго обосновать структуру моделей, адекватных истинным механизмам слуха. Сложность же слуховой системы и ограничения, свойственные современным методам физиологических исследований, редко позволяют получить исчерпывающие сведения даже об отдельных простейших механизмах преобразования акустических сигналов в структурах органа слуха, и поэтому психоакустические данные часто оказываются основными при построении теорий и моделей слуха, причем такие теории и модели по существу являются лишь более или менее правдоподобными гипотезами.

Громадный фактический материал, накопленный в ходе психоакустических исследований, естественно, не может быть предметом сколько-нибудь подробного изложения в этой книге, и мы ограничимся в основном теми сведениями, которые в наибольшей мере связаны с моделированием рассматриваемых далее механизмов слуха, и ссылками на литературу, в которой эти вопросы освещены подробно.

Энергетической характеристикой акустического сигнала является его *интенсивность*. Интенсивностью, или силой звука, называют плотность потока мощности ($вт/м^2$), равную

$$I = pv = p^2/\rho, \quad (2-1)$$

где p — звуковое давление; v — скорость колебаний частиц среды; ρ — волновое сопротивление среды (под величинами I , p и v подразумеваются их эффективные значения).

Часто интенсивность звука выражают уровнем в безразмерных логарифмических единицах — децибелах, причем для чистых тонов

$$L = 20 \lg \frac{p}{p_0} = 10 \lg \frac{I}{I_0}, \quad (2-2)$$

а для шумов

$$L = 10 \lg \left(\frac{1}{R_0} \int R(f) df \right). \quad (2-3)$$

Здесь p_0 — среднестатистическое значение минимального звукового давления тонального сигнала, обнаруживаемого слухом человека ($p_0 = 2 \cdot 10^{-4}$ мкб, что соответствует интенсивности $I_0 = 10^{-12}$ вт/м²); R — спектральная плотность мощности шума; $R_0 = 10^{-12}$ вт/(м² · гц).

Мерой ощущения интенсивности звука является *громкость*. Для ее количественного выражения в психоакустике введены две шкалы.

Первая шкала построена в единицах, названных фонами. Численное значение громкости тона с частотой 1 кГц в фонах считают равным его уровню (2-2) в децибелах. Психоакустические эксперименты по приравнению громкости тонов различных частот позволили установить соответствие между их громкостями и интенсивностями в виде так называемых кривых равной громкости [Л. 55].

Другая шкала громкостей введена с целью количественного описания самого ощущения интенсивности — кажущейся громкости. Такая шкала построена в единицах, названных сонами. За 1 сон принята громкость тона с частотой 1 кГц при уровне 40 дБ. Звуку, громкость которого кажется вдвое больше, приписано значение 2 сон, вдвое более тихому — 0,5 сон и т. д. Кажущаяся громкость является функцией как интенсивности, так и частоты звуковых колебаний. Соответствующие зависимости часто описывают степенной функцией вида

$$N = A(f) p^k, \quad (2-4)$$

где $A(f)$ — постоянный для тона данной частоты коэффициент, а p — звуковое давление. Однако показатель степени k в формуле (2-4) получается различным не только для разных частот, но и для разных областей интенсивности, т. е. сам зависит от значения звукового давления p . При больших интенсивностях значение k стремится к 0,5.

Минимальное обнаруживаемое слухом изменение интенсивности звука называется *дифференциальным*, или разностным *порогом по интенсивности*. Для чистых тонов величина этого порога ΔL зависит как от частоты тона, так и от его интенсивности [Л. 29]. Дифференциальные пороги по интенсивности заметно уменьшаются с увеличением интенсивности и при уровнях выше 40 дБ имеют значения 0,5—1 дБ.

2-2. Восприятие частоты звуковых колебаний

Минимальное обнаруживаемое слухом изменение частоты тона называется *дифференциальным*, или разностным *порогом по частоте*. Величина этого порога Δf , как и дифференциального порога по интенсивности, зависит и от частоты, и от интенсивности тона [Л. 29]. При интенсивностях выше 20—30 дБ дифференциальный порог по частоте для тонов с частотами ниже 1 кГц примерно одинаковый ($\Delta f = 2 \div 3$ гц), а на частотах выше 1 кГц возрастает пропорционально частоте, так что постоянной оказывается относительная его величина ($\Delta f/f = 0,2 \div 0,3\%$).

Мерой ощущения частоты звуковых колебаний служит *высота звука*. Существует несколько шкал высот звуков. Наиболее известная — музыкальная, или гармоническая, шкала высот основана на постоянстве ощущения музыкальных интервалов, образованных парой тонов с неизменным отношением их частот, в любой части диапазона слышимых частот (секунды, терции и т. д.). Важной единицей высоты у гармонической шкалы является октава, соответствующая двукратному отношению частот. По существу, именно эта шкала находит наибольшее применение и в психоакустике, когда экспериментальные данные представляются на графиках с логарифмической шкалой частот, ибо на такой шкале равные отрезки соответствуют одинаковому музыкальному интервалу.

Не столь употребительная другая шкала высот введена с целью отразить неодинаковую чувствительность слуха к изменениям частоты тона в различных участках частотного диапазона. Для этой шкалы употребляется особая единица высоты звука — *мел*. В области низких частот (до 500 гц) кажущееся изменение высоты тона пропорционально изменению частоты и мелодическая шкала высот в мелах совпадает со шкалой частот в герцах. На более высоких частотах мелодическая высота тона возрастает медленнее, чем его частота, причем частоте 10 кГц соответствует высота 2 200—3 000 мел [Л. 29, 55].

Существует еще одна психоакустическая шкала высот — в барках, близкая к мелодической, происхождение которой связано с представлением о *критических полосах слуха*.

Целый ряд явлений, происходящих при слушании сложных акустических сигналов, свидетельствует о наличии у слуха частотной избирательности, обусловленной параллельно работающими частотными фильтрами с относительно узкими полосами пропускания. Так, при маскировке (заглушении) чистого тона широкополосным шумом мешающее действие оказывает не весь спектр шумового сигнала, а лишь ограниченный его участок, охватывающий частоту маскируемого тона [Л. 94, 55]. При слушании звуков, состоящих из двух чистых тонов, ощущение высоты каждого из них возникает лишь при условии, что их частоты отстоят друг от друга не менее чем на некоторый определенный интервал [Л. 130, 132, 133, 161]. Амплитудно-модулированные и частотно-модулированные колебания с одинаковыми амплитудно-частотными спектрами, отличающиеся только фазами спектральных составляющих, воспринимаются слухом как разные звуки только при условии, что боковые составляющие лежат в некоторой ограниченной полосе частот [Л. 55, 99, 132]. Порог обнаружения многокомпонентных звуков остается таким же, как для каждого компонента в отдельности, если частотные интервалы между ними превышают некоторое значение, но уменьшается, если два или более компонентов образуют достаточно компактную частотную группу [Л. 55]. При маскировке узкополосного шумового сигнала двухтоновым звуком с частотами тонов, выбранными симметрично относительно средней частоты шумового сигнала, степень маскировки не зависит от частотного интервала тонов, если он не превышает некоторого значения, а по мере увеличения сверх этого критического значения прогрессивно уменьшается [Л. 55].

Примечателен тот факт, что в этих и других экспериментах [Л. 100, 146, 154] критические полосы, при переходе за пределы которых изменяется характер реакции органа слуха, в районе данной частоты получаются примерно равными: около 100 гц на частотах до 500 гц и 15—20% значения частоты на более высоких частотах.

В связи с обнаружением у слуха частотно-избирательных свойств, связанных с критическими полосами, Цвиккером [Л. 174] была предложена особая шкала высот, на которой расстояния между тонами различных частот исчисляются числом критических полос, разделяющих данный интервал. Таким образом, единица измерения высоты тона в этой шкале (*барк*) равна ширине критической полосы. Эта шкала близка к мелодической, если 1 *барк* приравнять примерно к 100 мелах. С хорошим приближением можно также считать, что число дифференциальных порогов слуха по частоте в пределах одной критической полосы одинаково в любой части диапазона слы-

шимых частот. По оценкам различных исследователей на 1 барк приходится от 30 до 40 едва различимых ступеней высоты тона.

Весь диапазон слышимых частот равен 24 барк, т. е. разделяется на 24 неперекрывающиеся критические полосы. Этим обстоятельством широко пользуются при разработке технических устройств, в частности для измерения громкости, в вокодерах и автоматах для распознавания речи (см. гл. 11), в которые вводят параллельный частотный анализатор, составленный из 24 фильтров с такими средними частотами и полосами пропускания, как у независимых критических полос слуха. Однако совершенно неверным будет представление о наличии в органе слуха аналогичного набора фильтров. Психоакустические эксперименты неизменно показывают, что для стимула с любой частотой средняя частота критической полосы совпадает с частотой данного стимула, как будто в органе слуха имеется очень много фильтров с перескакивающими частотными характеристиками и весьма малым шагом средних частот.

Обнаружение критических полос выдвинуло вопрос о форме частотных характеристик фильтров, порождающих эти полосы. Один из распространенных способов его изучения напоминает методику снятия кривых избирательности радиотехнических устройств. Для фиксации определенного частотного канала слуховой системы слушателю предъявляют тестовый тональный сигнал фиксированной частоты. Затем включают мешающий сигнал («маскер»), интенсивность которого поддерживают постоянной, а частоту плавно изменяют, и при каждом значении его частоты находят интенсивность тестового тона, достаточную для обнаружения последнего на фоне маскира. Полученная зависимость пороговой интенсивности тестового тона от частоты маскира рассматривается как частотная характеристика фильтра со средней частотой, равной частоте тестового сигнала.

Такие кривые (см., например, [Л. 58]) по своей форме похожи на амплитудно-частотные характеристики основной мембраны улитки. Они асимметричны, причем низкочастотный склон положе высокочастотного. Однако крутизна склонов значительно больше, чем у амплитудно-частотных характеристик основной мембраны, и эквивалентная добротность достигает 6—10.

2-3. Слуховые образы сложных звуков

Высота оказывается слуховым образом не только частоты чистого тона, но и некоторых параметров сложных колебаний. Так, высоту имеет любой мелодический музыкальный звук, хотя он состоит из ряда гармонических составляющих с частотами, кратными основной частоте. Ощущаемая при этом высота соответствует основной частоте, высшие гармоники (обертоны) как отдельные звуки не воспринимаются и лишь придают ту или иную тембровую окраску звуку.

Однако два тона даже при целочисленном отношении их частот могут восприниматься как созвучие с четко различаемыми индивидуальными высотами обоих звуков, если их колебания некогерентны. Ощущение высоты отдельных тонов созвучия возникает при условии, что соседние по частоте тона отстоят не менее чем на критическую полосу. Если тональные сигналы попадают в общую критическую полосу, то возникает ощущение одного хриплого звука или тона с периодически изменяющейся громкостью. Кроме того, может наблю-

даться интересный эффект, получивший название *резидуального**.

Этот эффект возникает, если стимул состоит по крайней мере из трех синусоидальных колебаний, разности частот между которыми одинаковы. В простейшем случае такой комплекс можно образовывать, отфильтровав три следующие друг за другом высшие гармоники сложного периодического колебания. Прослушивание такого комплекса вызывает ощущение высоты тона с частотой, равной основной частоте (первой гармонике), хотя в стимуле такого колебания нет. Поскольку здесь основная частота одновременно является разностной, можно было бы считать это явление аналогичным ощущению высоты биений, так как период огибающей равен разностной частоте. Но иное соотношение возникает в случае, если резидуальный тон создается негармоническим комплексом — когда частоты его компонентов не являются гармониками некоторой общей основной частоты. Один из способов создания негармонического комплекса заключается в сдвиге компонентов гармонического комплекса на некоторую одинаковую частоту. При этом ощущаемая частота не соответствует разностной частоте компонентов и, как показывают тщательные исследования [Л. 91, 142, 147], определяется периодом между максимальными амплитудами колебаний. Резидуальный тон возникает при условии, что частоты компонентов порождающего этот тон комплекса не превышают 5 кГц [Л. 142].

Способность слуха реагировать ощущением высоты, соответствующей периоду между пиками сложных колебаний, проявляется и при слушании определенным образом организованных шумов. Так, если взять случайный шумовой сигнал $n_1(t)$ и сложить его с самим собой, задержанным на небольшой интервал времени τ , т. е. с сигналом $n_1(t-\tau)$, то результирующий сигнал, оставаясь по своей природе нетональным, шумовым, вызывает ощущение определенной высоты [Л. 69, 96]. Кажущаяся высота такого звука соответствует частоте с периодом, равным задержке времени τ . Эффект возникает в диапазоне значений τ от 1 до 10 мсек [Л. 69], соответствующем частотам 100—1 000 гц.

Подобные эффекты не означают, однако, что ощущение высоты всегда вызывается наличием периодичности в сложных колебаниях. Воспринимаемой слухом высотой, которую человек способен приравнять к высоте тонального звука, обладают, например, широкополосные шумы с ограниченным с одной стороны (сверху или снизу) спектром частот. Высота таких шумов коррелирует с частотой среза их спектров в весьма широком диапазоне частот (от 80 гц до 10 кГц для низкочастотных шумов и от 600 гц до 10 кГц для высокочастотных шумов [Л. 152]). Ощущение высоты создают и полосовые шумы, спектр которых ограничен как снизу, так и сверху. Если частоты среза полосового шума обозначить через f_n и f_v , то его высота соответствует среднегеометрическому этих частот, т. е. $\sqrt{f_n f_v}$. Этот эффект возникает по крайней мере в диапазоне частот от 150 до 9 600 гц и при ширине полосы шума до 3 октав [Л. 138].

2-4. Субъективные комбинационные тона

Самостоятельный класс явлений, сопровождающих восприятие сложных колебаний, образуют субъективные комбинационные тона. Стимулы, состоящие из нескольких простых колебаний, могут поро-

* Residual (англ.) — остаточный, оставшийся без объяснения.

ждать ощущение дополнительных звуков с частотами, являющимися линейными комбинациями частот исходных колебаний, подобно тому, как возникают колебания комбинационных частот в нелинейной электрической цепи. Эти явления обычно изучают при использовании двухкомпонентных стимулов, составленных из простых колебаний с частотами, обозначаемыми через f_1 и f_2 ($f_1 < f_2$). Легче всего вызвать ощущение комбинационных тонов, соответствующих частотам $f_2 - f_1$ (так называемый разностный тон) и $2f_1 - f_2$ (кубический комбинационный тон, или тон третьего порядка).

Разностный тон хорошо слышен, если разность частот $f_2 - f_1$ не слишком велика (менее 1 кГц), частоты исходных колебаний не превышает 5—8 кГц, а их интенсивность не менее 40 дБ [Л. 98, 133]. Громкость разностного тона удается объективно измерить, сравнивая с ним регулируемый по интенсивности тональный сигнал такой же частоты. Интенсивность равногромкого тона пропорциональна интенсивности каждого из исходных колебаний.

Относительно слабая частотная зависимость эффекта образования разностного тона и его способность вызывать маскировку, подобную той, какую оказывает объективный тон такой же частоты [Л. 163, 164]), приводит к заключению, что субъективный разностный тон возникает в структурах, предшествующих механизму фильтрации, и воздействует на частотный канал слухового анализатора, соответствующий его частоте.

Описывая нелинейность степенным рядом вида

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots, \quad (2-5)$$

где x — входной сигнал, а y — выходной, легко показать, что основные закономерности проявления разностного тона объясняются квадратичным членом этого ряда.

Третий член ряда (2-5) при двухтоновом входном сигнале должен порождать комбинационные колебания третьего порядка с частотами $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$. При этом следует ожидать линейную зависимость интенсивности кубического тона от интенсивности одного тона (частота которого входит в выражение частоты комбинационного колебания с коэффициентом 1) и квадратичную от интенсивности другого тона (частота которого имеет коэффициент 2). Психоакустические эксперименты показывают, однако, более сложные закономерности ощущения кубических тонов.

Во-первых, из двух возможных кубических тонов, как правило, слышен только один с частотой $2f_1 - f_2$, т. е. с частотой ниже частот обоих исходных колебаний. Это объясняют тем, что в силу асимметрии кривых маскировки более высокочастотное колебание маскируется самим стимулом. Во-вторых, ожидаемая зависимость кубического тона $2f_1 - f_2$ от интенсивности компонентов стимула либо отсутствует вовсе, либо обнаруживается лишь при малых интенсивностях. В широком диапазоне интенсивностей относительный уровень кубического тона остается постоянным. При этом попытка сохранить степенную интерпретацию (2-5) приводит к необходимости считать коэффициент a_3 переменным, практически обратно пропорциональным интенсивности компонента с частотой f_1 [Л. 101]. Такой результат лишает смысла представление нелинейности степенным рядом (2-5) и свидетельствует о необходимости поиска аналитической аппроксимации нелинейности, не допускающей описание степенным рядом, сходящимся при всех необходимых значениях аргумента. Требуемым условиям могут удовлетворить функ-

ции типа логарифмической, кубического корня и т. п. Дополнительные сведения о свойствах комбинационного тона $2f_1 - f_2$ можно почерпнуть в статьях [Л. 98, 148].

2-5. Особенности восприятия коротких звуков

Все рассмотренные свойства слуховой системы характеризуют ее поведение в установившемся режиме, под действием продолжительных звуков. В заключение уместно упомянуть некоторые свойства слуха, зависящие от продолжительности акустических стимулов. Эти свойства приблизительно можно разделить на две группы, отнеся к первой эффекты, развитие которых заканчивается за время десятков — сотен миллисекунд, а ко второй — явления привыкания, забывания и усталости, проявляющиеся при длительных наблюдениях, на протяжении десятков секунд и более. Ограничимся здесь лишь некоторыми кратковременными эффектами, которые оказывают сильное влияние на характер восприятия быстрменяющихся акустических сигналов, несущих большой объем полезной информации.

Первым таким эффектом является *временная суммация* — интегрирование энергии стимула с течением времени, влияющее на порог обнаружения коротких звуков. По мере укорочения длительности звука его пороговая интенсивность, при которой слух обнаруживает данный звук, возрастает. Как показывают многочисленные исследования, при этом остается практически постоянной суммарная пороговая энергия, т. е. величина произведения интенсивности I на длительность звука t . По данным различных авторов [Л. 28, 29, 180] отрезок времени, в пределах которого сохраняется постоянное пороговое значение $It = \text{const}$, составляет от 0,2 до 0,67 сек. Одно из интересных проявлений временной суммации энергии стимула заключается в том, что при прослушивании группы из нескольких следующих друг за другом импульсов уменьшение их интенсивности приводит к постепенному уменьшению числа слышимых импульсов по-одному [Л. 28, 117]. Эффекты временной суммации указывают на то, что звену слуховой системы, формирующему ощущение звука, предшествует механизм, способный накапливать энергию акустических сигналов. По данным работы [Л. 117] время накопления может достигать 5 сек.

Другой временной эффект связан с *формированием ощущения высоты тона*. Такое ощущение возникает при условии, что сигнал состоит не менее чем из трех импульсов (голи) при периоде повторения более 1 мсек или имеет длительность не менее 3 мсек при частотах выше 1 кГц [Л. 135]. Однако при этом различие высоты тонов оказывается значительно хуже, чем при слушании длительных тональных сигналов, и постепенно улучшается, достигая значений дифференциальных порогов по частоте, с увеличением длительности сигналов до 30—300 мсек [Л. 34, 76, 149]. Экспериментальные зависимости дифференциальных порогов по частоте от длительности тональных сигналов приведены в работе [Л. 34], причем предложена их кусочно-линейная аппроксимация в логарифмическом масштабе. В работе [Л. 149] предложена аппроксимация таких зависимостей одной степенной функцией с дробным показателем: $|\Delta f|/f^{1,38} = \text{const}$.

Наличие скрытого интервала, в течение которого происходит накопление энергии акустического сигнала и информации, определяющей характер его восприятия, приводит к ряду эффектов взаимного влияния следующих друг за другом коротких отрезков потока

слуховых стимулов. Так, раздельное восприятие двух коротких звуков возникает при условии, что второй начинается не менее чем через 70 мсек после начала первого, в противном случае они сливаются в один звук [Л. 59]. Когда следующие с коротким интервалом пары звуков имеют разную интенсивность, более сильный звук может подавлять ощущение более слабого. При этом различают *прямую маскировку* — подавление второго в паре звука и *обратную* — подавление первого в паре звука.

Типичное исследование прямой маскировки тональных сигналов описано Люшером и Звислоцким [Л. 119]. Полученная ими зависимость порогового уровня второго звука от продолжительности паузы, отделяющей его от первого звука (маскера), имеет вид экспоненты с постоянной времени 40—100 мсек, будто бы одинаковой при различных интенсивностях маскера. Полное время восстановления пороговой чувствительности составляет 200—300 мсек. Сходные результаты дает применение шумового сигнала в роли маскера [Л. 162].

Отсутствие этого вида маскировки при подаче первого сигнала на одно ухо, а второго на другое служит основанием для вывода о том, что взаимная маскировка последовательно предъявляемых сигналов является периферическим эффектом. Авторы работы [Л. 119] связывают этот эффект с адаптацией — временным повышением порога возбуждения.

В то же время обратную маскировку нельзя так просто объяснить, ибо здесь маскируется сигнал, предшествующий маскеру. Типичные эксперименты по изучению обратной маскировки описаны в работах [Л. 60, 170, 171] и указывают на то, что восприятие короткого сигнала может зависеть не только от предшествующего ему звука, но и от последующего.

Описанные особенности восприятия последовательности коротких сигналов заставляют думать, что при слушании непрерывного потока акустических сигналов слух осуществляет его членение или сегментацию на некоторые элементарные отрезки [Л. 59]. Слуховое ощущение отдельного сегмента, по-видимому, формируется небольшим числом параметров соответствующего отрезка сигнала, а длительность такого отрезка составляет десятки миллисекунд. Исследования восприятия речевых сигналов [Л. 1, 59] показывают, что среди действующих механизмов сегментации важную роль играют такие, для которых пусковой сигнал формируется резким изменением параметров стимула, но в границы сегмента включается не только участок, следующий за этим изменением, но и предшествующий ему.

Глава третья

МОДЕЛИ МЕХАНИЧЕСКИХ И ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СТРУКТУР УХА

3-1. Модели наружного и среднего уха

Наружное ухо, как указывалось в гл. 1, служит в основном для придания слуху определенной направленности, концентрации энергии звуковых волн и защиты барабанной перепонки от вредных влияний изменяющей-

ся температуры и влажности среды. На информационные процессы моноуральной обработки акустических сигналов оно не оказывает существенного влияния.

При желании учесть не вполне равномерную частотную характеристику наружного уха можно воспользоваться простейшей аппроксимацией его передаточной функции в виде

$$K_{н.у}(p) = \frac{1 + pT_1 + p^2T_0^2}{1 + pT_2 + p^2T_0^2}, \quad (3-1)$$

где $T_0 = 40$ мсек, $T_1 = 60$ мсек, $T_2 = 15$ мсек, а p — комплексная частота.

На рис. 3-1 показана схема электрической цепи, обладающей такой передаточной функцией. Погрешности аппроксимации экспериментальной частотной характеристики наружного уха при $R_r = R_n = 2$ ком не превышает 2 дБ. При иных значениях $R_r = R_n$ параметры модели определяются по формулам

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{2R_n}{\pi f_0}; \\ C &= \frac{1}{8\pi f_0 R_n}; \\ R &= 6R_n, \end{aligned} \right\} \quad (3-2)$$

где f_0 — частота максимума (4 000 гц).

Основная роль среднего уха заключается в согласовании сопротивлений воздушной среды и перилимфы, заполняющей улитку внутреннего уха. Это согласование достигается при помощи системы подвижных косточек, которую в простейшей форме можно заменить одним рычагом, как показано на рис. 3-2.

Ввиду большой разности площадей барабанной перепонки и овального окна в структуре среднего уха происходит усиление звукового давления. Сила F_1 , действующая на плечо l_1 рычага, определяется как произведение давления P_1 на площадь барабанной перепонки S_6 :

$$F_1 = P_1 S_6. \quad (3-3)$$

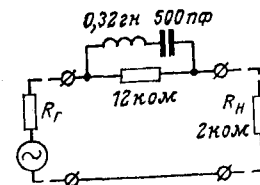


Рис. 3-1. Принципиальная схема цепи, воспроизводящей частотную характеристику коэффициента передачи наружного уха.

Сила F_2 , действующая на периллиму внутреннего уха, зависит от площади овального окна:

$$F_2 = P_2 S_0. \quad (3-4)$$

Условие равновесия системы рычагов имеет вид:

$$F_2 l_1 = F_1 l_2. \quad (3-5)$$

Кроме того, скорость движения элементов на концах рычага связана с длиной его плеч соотношением

$$u_3/l_2 = u_0/l_1, \quad (3-6)$$

где u_6 и u_0 — скорости движения участков барабанной перепонки и овального окна соответственно.

Коэффициент преобразования сопротивления ($Z = P/u$) среднего уха можно найти с помощью формул (3-3) — (3-6):

$$\frac{Z_6}{Z_0} = \frac{P_1}{u_6} \frac{u_0}{P_2} = \frac{S_0}{S_6} \frac{l_1^2}{l_2^2}. \quad (3-7)$$

Используя значения $l_2/l_1 = 1,3$; $S_6 = 0,55 \text{ см}^2$ и $S_0 = 0,032 \text{ см}^2$, соответствующие анатомическим данным, получаем $Z_0 = 29Z_6$.

Осуществляемое средним ухом согласование сопротивлений увеличивает передачу энергии звуковых колебаний в улитку приблизительно в 10 раз. При этом, по данным Звислоцкого [Л. 181], в улитку передается все же только 60% всей энергии, поступающей из воздушной среды. Представление о среднем ухе как о безынерционной системе рычагов справедливо лишь на частотах ниже 1 кГц. На более высоких частотах начинает сказываться инерционность элементов, вызывающая уменьшение коэффициента передачи среднего уха. На рис. 3-3 приведены его частные характеристики [Л. 179]. Формула для коэффициента передачи среднего уха, выведенная Звислоцким [Л. 179], отражает всю сложность строения среднего уха и вследствие этого достаточно громоздка.

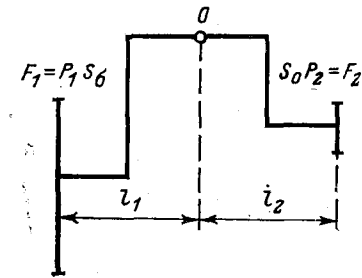


Рис. 3-2. Схематическое изображение системы рычагов среднего уха.

нижних частот. Включенный между этими фильтрами усилитель K служит для развязки взаимного влияния сопротивлений фильтров и с этой целью должен иметь большое входное сопротивление ($R_{вх} \gg R_2$) и малое выходное ($R_{вых} \ll R_1$). Предлагаемые Фланганом значения параметров модели следующие: $R_1 = 10 \text{ ком}$, $C_1 = 0,02 \text{ мкф}$, $R_2 = 19 \text{ ком}$, $L_2 = 2 \text{ гн}$, $C_2 = 5000 \text{ пф}$. Однако два из них

Более компактной оказалась аппроксимация, предложенная Фланганом [Л. 92]:

$$K_{с.у} = \frac{C_0}{(p+a)[(p-a)^2 + b^2]}. \quad (3-8)$$

Здесь C_0 — постоянная; $b = 2a = 2\pi \cdot 1500 \text{ рад/сек}$; p — комплексная частота.

Соответствующая электрическая модель (рис. 3-4) состоит из каскадного включения RC - и LRC -фильтров

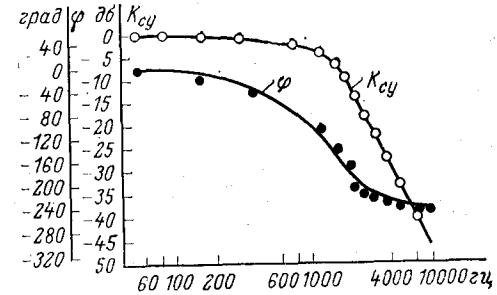


Рис. 3-3. Аппроксимация передаточной функции среднего уха.

Сплошные кривые получены на электрической модели. Отмеченные на графике точки представляют значения амплитуды и фазы аппроксимирующей функции [Л. 56].

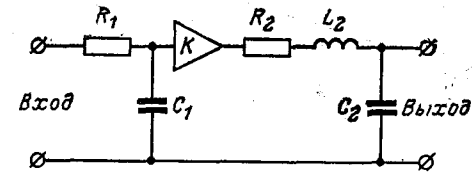


Рис. 3-4. Принципиальная схема электрической модели среднего уха (по Флангану [Л. 92]).

24

(например, R_1 и R_2) можно выбрать произвольно и тогда остальные параметры определяются соотношениями

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{1,5\pi R_1}, \text{ мкф}; \\ L_2 &= \frac{R_2}{3\pi}, \text{ гн}; \\ C_2 &= \frac{1}{3,75\pi R_2}, \text{ мкф}, \end{aligned} \right\} \quad (3-9)$$

где значения сопротивлений R_1 и R_2 представляются в киломах.

Следует заметить (подробнее об этом говорится в гл. 4), что достаточно крутой спад частотной характеристики среднего уха в сторону верхних частот (12 дБ/окт), вытекающий из экспериментальных данных [Л. 1,179] и отраженный в модели (рис. 3-4), вызывает затруднения при попытке объяснить частотную зависимость откликов первичных нейронов слухового анализатора.

3-2. Простейшие механические модели улитки

Современные работы по моделированию улитки ведутся на основе экспериментальных данных фундаментальных исследований Г. Бекеша [Л. 68]. Он же является ав-

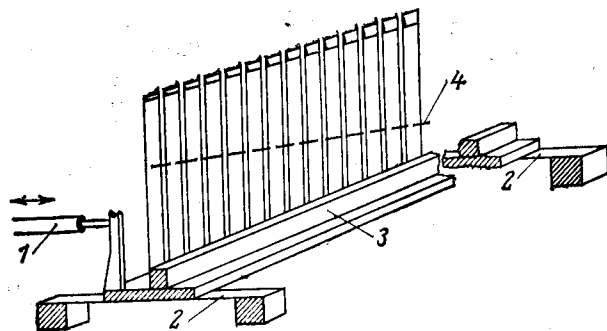


Рис. 3-5. Язычковая модель колебательных процессов в улитке.

тором ряда первых механических и гидромеханических моделей, использующих механизм бегущей волны. Простейшая из рассмотренных им механических моделей представляет собой некоторую модификацию язычкового частотомера (рис. 3-5).

Ряд язычков с прогрессивно изменяющимися частотами собственных колебаний имитирует свойства следующих друг за другом элементарных участков основной мембраны. Возбуждение колебаний язычков осуществляется при помощи штока 1 через закрепленную на стальных пружинах 2 подставку 3. В отсутствие упругих связей между соседними язычками, как это имеет место в обычных частотомерах, модель работает так, как это следует из резонансной теории Гельмгольца, и бегущей волн в ней не возникает. Для создания режима бегущей волны между язычками должна быть введена упругая связь. Это достигается путем соединения язычков резиновой ленточкой.

Лучшее приближение к колебательным характеристикам основной мембраны дает изменяющаяся вдоль ряда язычков связь. С этой целью резиновая ленточка укрепляется под некоторым углом к плоскости подставки, показанной на рис. 3-5 штриховой линией 4.

Большой наглядностью обладает маятниковая модель, у которой весьма низкие частоты собственных колебаний маятников позволяют визуально наблюдать характерные особенности распространения колебаний в неоднородной системе. Такая модель (рис. 3-6) включает в себя ряд маятников 4, состоящих из нити с шариком на конце, подвешенных на общем вращающемся стержне 2. Длина нити каждого следующего маятника больше, чем у предыдущего, таким образом, частота собственных колебаний понижается от маятника к маятнику. Вся система маятников возбуждается при помощи жестко закрепленного на общем стержне тяжелого маятника 1, диск которого можно устанавливать на различной высоте, изменяя тем самым частоту его колебаний. Связи между соседними маятниками осуществлены короткими нитями, посередине которых укреплены маленькие шарики 3.

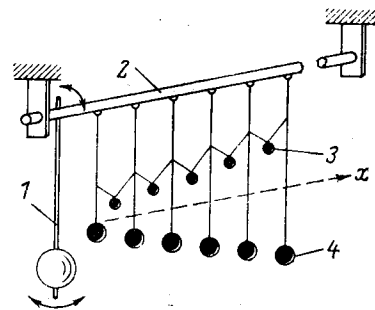
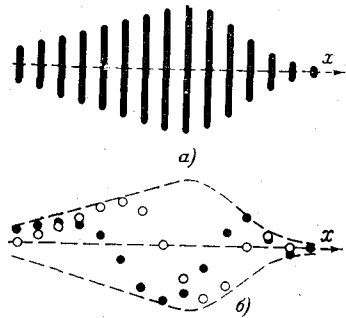


Рис. 3-6. Маятниковая модель колебательных процессов в улитке.

После приведения в колебание массивного маятника в течение нескольких секунд протекает переходный процесс, во время которого происходит распространение энергии в направлении от коротких маятников к длинным. Фазовые сдвиги колебаний отдельных маятников вызывают картину бегущих волн. Ясно проявляется различие скоростей бегущей волны и распространения энергии (наращения амплитуд колебаний вдоль ряда маятников).



В установившемся режиме огибающая амплитуд иллюстрирует амплитудно-координатную характеристику системы на данной частоте возбуждения. Ее можно зарегистрировать, фотографируя снизу шарик маятника с большой экспозицией (рис. 3-7,а). Фотографирование с частотой, отличной от частоты возбуждающего колебания, дает наглядное

Рис. 3-7. Амплитуды колебаний (а) и мгновенные положения (б) маятников в установившемся режиме.

представление о различных фазах колебательного процесса (рис. 3-7,б). Опыт с принудительной остановкой группы маятников (при помощи рейки, подводимой книжкам) в начале или конце ряда доказывает, что передача возбуждения маятникам происходит в основном через межмаятниковые связи, а не через общий стержень, на котором все они подвешены.

В язычковой и маятниковой моделях непрерывное изменение колебательных характеристик улитки вдоль ее длины отображено с помощью ряда простейших осцилляторов, обладающих отличными друг от друга частотами собственных колебаний. На этом же принципе строятся простейшие электрические модели улитки, изготовление и настройка которых не сопряжены с необходимостью выполнения точных механических работ.

3-3. Простейшие электрические модели улитки

В простых электрических моделях улитки отдельные точки основной мембраны имитируются независимыми колебательными контурами, возбуждаемыми параллель-

но (рис. 3-8). При этом комплексный коэффициент передачи каждого частотного канала выражается соотношениями

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\xi} \quad (3-10)$$

для схемы а на рис. 3-8 и

$$K(j\omega) = \frac{Q}{j\gamma(1 + j\xi)} \quad (3-11)$$

для схемы б.

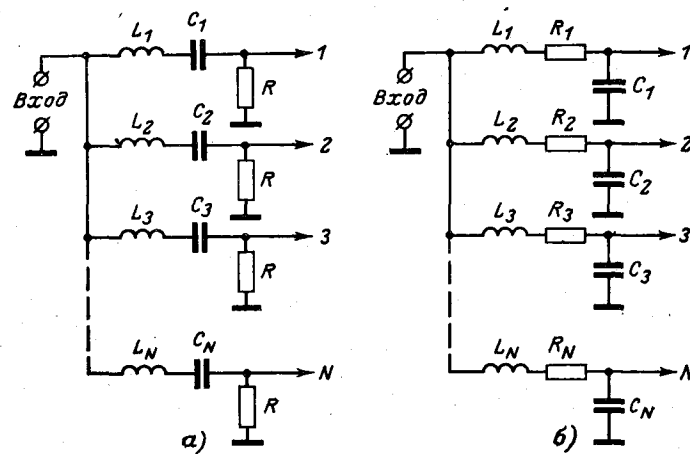


Рис. 3-8. Принципиальные схемы простейших электрических моделей основной мембраны.

Здесь Q — добротность колебательного контура;

$$\xi = Q \left(\gamma - \frac{1}{\gamma} \right) \quad (3-12)$$

— обобщенная расстройка;

$$\gamma = \omega/\omega_0 \quad (3-13)$$

— относительная частота входного сигнала; ω_0 — резонансная частота колебательного контура.

Для исключения взаимного влияния отдельных цепей, обусловленного сильной частотной зависимостью их вход-

ных сопротивлений, источник возбуждающей э. д. с. должен иметь низкое внутреннее сопротивление. При съемке напряжения с резисторов R (рис. 3-8,а) амплитудно-частотная характеристика каждого контура получается симметричной, с одинаковой крутизной обонх склонов (при добротности $Q=2$ крутизна склонов достигает 12 дБ на октаву — см. кривую а на рис. 3-9).

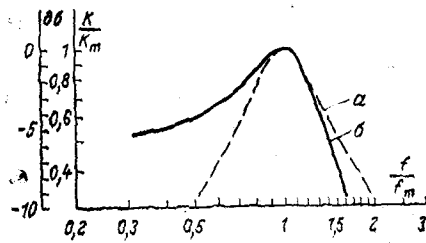


Рис. 3-9. Амплитудно-частотные характеристики элементарных фильтров моделей, изображенных на рис. 3-8 (а и б соответственно) при добротности $Q=2$.

Лучшее приближение к характеристикам основной мембраны дает съем напряжения с конденсатора колебательного контура (рис. 3-8,б). При этом крутизна склона амплитудно-частотной характеристики в сторону нижних частот уменьшается до 6 дБ/окт, а в сторону верхних возрастает до 18 дБ/окт (кривая б на рис. 3-9). Однако такая схема при низкой добротности колебательного контура обладает рядом особенностей.

Во-первых, частота максимума коэффициента передачи при малых добротностях ($Q < 3$) начинает отличаться от частоты резонанса f_0 :

$$f_m = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (3-14)$$

Эта зависимость представлена на рис. 3-10.

Во-вторых, при очень низких частотах коэффициент передачи контура перестает изменяться и стремится к постоянному значению $K(0) = 1$. Максимальное же значение коэффициента передачи K_m на частоте f_m зависит от добротности:

$$K_m = \frac{Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \quad (3-15)$$

и при $Q < 1,31$ оказывается меньше 1,41. В последнем случае на левом склоне амплитудно-частотной характеристики отсутствует традиционная точка $0,7K_m$, по которой принято отсчитывать нижнюю границу полосы пропускания.

В третьих, если добротность Q определена обычным способом — как отношение реактивного сопротивления к активному на резонансной частоте

$$Q = \omega_0 L / R \quad (3-16)$$

(именно это значение имеет символ Q во всех приводимых формулах), то отношение резонансной частоты к полосе

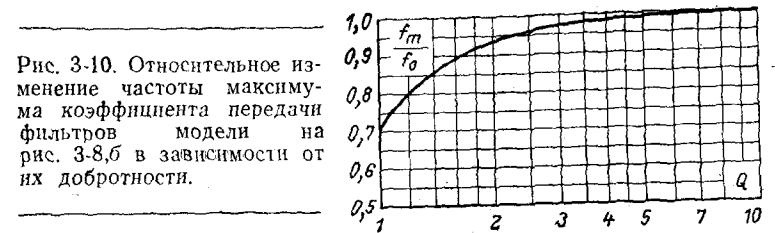


Рис. 3-10. Относительное изменение частоты максимума коэффициента передачи фильтров модели на рис. 3-8,б в зависимости от их добротности.

пропускания перестает равняться значению Q . Расчетная зависимость полосы пропускания в долях от резонансной частоты f_0 показана на рис. 3-11 (кривая б).

Эти особенности амплитудно-частотных характеристик простейшей частотно-избирательной цепи с несимметричной формой резонансной кривой делают широко употребляемое понятие эквивалентной добротности основной мембраны весьма условным. В частности, оценка добротности по полосе пропускания на уровне 0,7

$$Q_0 = \frac{f_m}{\Delta f_{0,7}} \quad (3-17)$$

получается заниженной в сравнении с добротностью (3-16) колебательного контура в схеме рис. 3-8,б.

Модель основной мембраны, выполненная по схеме рис. 3-8,а на диапазон частот от 20 до 20 370 гц, описана С. Дейчем [Л. 17]. Она состоит из 21 колебательного контура ($N=21$) с резонансными частотами, образующими геометрическую прогрессию со знаменателем $\sqrt{2}$. Значения емкости и индуктивности i -го контура составляют:

$$C_i = 2^{\frac{i-1}{2}} \cdot 0,0195 \text{ мкф};$$

$$L_i = 2^{\frac{i-1}{2}} \cdot 0,031 \text{ гн.}$$

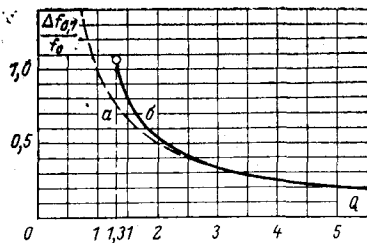


Рис. 3-11. Зависимость относительной полосы пропускания на уровне 0,7 от добротности для контуров, включенных по схемам на рис. 3-8 (а и б соответственно).

$Q=2,2$, для чего сопротивление резисторов надо увеличить до 180 ом.

В общем случае, выбирая полный диапазон перекрываемых моделью частот

$$D = f_1 / f_N \quad (3-18)$$

и частотный шаг соседних контуров

$$d = f_i / f_{i+1} \quad (3-19)$$

можно найти необходимое число контуров путем округления до ближайшего целого числа величины

$$N = \frac{\log D}{\log d} + 1. \quad (3-20)$$

Частоты настройки i -го контура (резонансная в схеме на рис. 3-8,а или частота максимума коэффициента передачи в схеме на рис. 3-8,б) должна равняться:

$$f_i = f_1 / d^{i-1}. \quad (3-21)$$

Выбрав значения L_1 и C_1 для контура, настроенного на высшую частоту f_1 , определяют соответствующие значения L_i и C_i остальных контуров по формулам

$$L_i = d^{i-1} L_1; \quad (3-22)$$

$$C_i = d^{i-1} C_1. \quad (3-23)$$

Резисторы R_1, R_2, \dots, R_N имеют одинаковые сопротивления (100 ом) и придают всем контурам добротность $Q=4$ (в пренебрежении потерями в катушках самоиндукции, конденсаторах и на внутреннем сопротивлении источника сигнала). Лучшее приближение к колебательным свойствам основной мембраны, описанным Бекеши, дали бы контуры с добротностью

Сопротивление резисторов рассчитывается по желаемому значению добротности

$$R_i = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (3-24)$$

и при равных добротностях всех контуров получается одинаковым не зависящим от номера индекса i .

Если модель строится по схеме на рис. 3-8,б, то малые значения добротности ($Q < 3$) следует определять по необходимой полосе пропускания с помощью графика на рис. 3-11, а резонансную частоту первого контура для выбора параметров L_1 и C_1 находить по желаемой частоте максимума коэффициента передачи с учетом графика на рис. 3-10 или формулы (3-14).

Модели основной мембраны, выполненные по схемам на рис. 3-8, неточно передают форму амплитудно-частотной характеристики, но в еще большей мере они отличаются от оригинала фазочастотными характеристиками. Сдвиг фазы выходного напряжения этих моделей относительно возбуждающей э. д. с. в зависимости от частоты показан на рис. 3-12 (кривые а, б). Накопление фазы при изменении частоты от нуля до резонансной составляет $\pi/2$ и при дальнейшем повышении частоты не превосходит π . Из данных Бекеши (например, кривая г на рис. 3-12) следует, что в основной мембране происходит значительно больший сдвиг фазы. Создать избыточный сдвиг фаз можно с помощью линий задержки, вводимых между источником сигнала и частотными фильтрами. Необходимое время задержки в цепи каждого фильтра рассчитывается по формуле

$$\tau_i = \frac{\varphi_{i \text{ доп}}}{2\pi f_{mi}}, \quad (3-25)$$

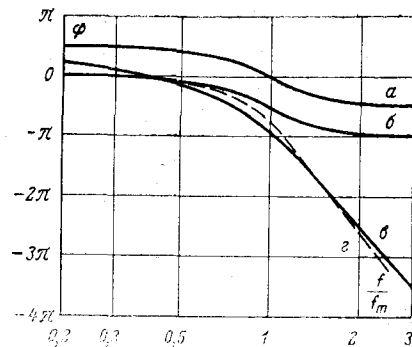


Рис. 3-12. Фазочастотные характеристики.

а и б — модели, изображенных на рис. 3-8,а и б соответственно; в — модели Флангана (рис. 3-37); г — основной мембраны улитки для точки с координатной частотой 150 гц (по Бекеши [Л. 68]).

где $\varphi_{i\text{доп}}$ — дополнительный сдвиг фазы на частоте f_{mi} максимального отклика i -го канала. Поскольку время задержки прогрессивно возрастает при понижении f_{mi} (в направлении от овального окошка к геликотреме), вместо индивидуальных линий задержки для каждого канала уместно применить одну общую линию задержки с N отводами для подключения следующих друг за другом по частоте фильтров. Эта идея претворена в модели, предложенной Фланаганом (см. рис. 3-37).

3-4. Гидромеханическая модель улитки с распределенными параметрами и ее теория

Все описанные выше модели представляют улитку набором резонаторов. Точнее свойства механических структур улитки отражает гидромеханическая модель, построенная Бекеша, в которой роль основной мембраны выполняет упругая резиновая мембрана с плавно изменяющейся по длине жесткостью. Общий вид этой модели показан на рис. 3-13, а ее схематический чертеж в разрезе изображен на рис. 3-14.

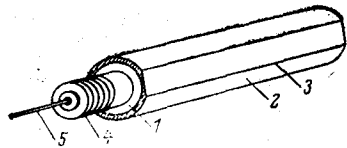


Рис. 3-13. Внешний вид гидромеханической модели улитки.

Корпусом модели служит металлический сосуд 1 цилиндрической формы, на который натянута плотно облегающая его резиновая труба 2. Вдоль металлического цилиндра, почти во всю его длину, прорезана щель 6, а находящаяся над ней часть резиновой трубы сточена по плоскости 3, слегка наклоненной к оси цилиндра. Таким образом, прикрывающий щель слой резины образует сравнительно тонкую мембрану с уменьшающейся от начала щели к концу толщиной. Цилиндрический сосуд заполнен дистиллированной водой 7 и снабжен сильфоном 4, на котором укреплен шток 5, выполняющий функции приемника механических колебаний, возбуждающих модель. Типичный образец гидромеханической модели Бекеша имеет длину 40 см и обеспечивает перекрытие по частоте в две октавы при перемещении точки максимума колебаний от начала мембраны к концу.

Большинство исследований, выполненных Бекеша на таких моделях, сводилось к изучению восприятия vibra-

ций мембраны тактильными рецепторами руки, для чего предплечье накладывается на специальный мостик, укрепляемый на мембране. При этом, в частности, обнаружено, что система тактильных рецепторов локализует ощущение колебаний в узкой области максимума вибрации мембраны.

Интересными задачами дальнейшего изучения таких моделей являются снятие частотных и координатных ха-

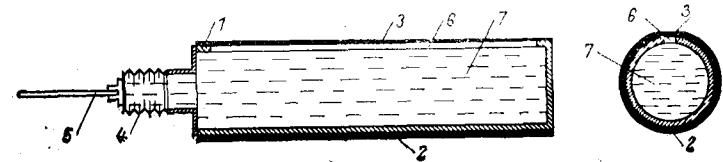


Рис. 3-14. Схематический разрез гидромеханической модели улитки.

рактеристик с помощью соответствующих датчиков, уточнение параметров (геометрических и физических) с целью наилучшего согласования характеристик модели с известными данными о колебательных процессах в улитке, разработка датчиков, удобных для одновременного преобразования механических колебаний множества точек мембраны в электрические сигналы. Решение последней задачи особенно важно при изыскании технических применений неоднородных колебательных систем с распределенными параметрами, а также для работ по моделированию слухового анализатора.

Вскоре после создания первых гидродинамических моделей улитки появилась одна из наиболее фундаментальных работ, заложивших теорию колебательных процессов в таких системах: Звислоцким [Л. 177] было получено и приближенно решено описывающее их дифференциальное уравнение.

Основные предпосылки развитой теории сводились к положениям: 1) жидкость не сжимаема; 2) сечения вестибулярного и тимпанального каналов не меняются вдоль улитки; 3) потери на трение при колебаниях основной мембраны одинаковы на протяжении всей улитки; 4) масса основной мембраны меньше влияет на характер колебаний, чем ее податливость, и в первом приближении ее можно не принимать во внимание.

При таких условиях изучаемая структура улитки имеет вид, приведенный на рис. 3-15.

С учетом предпосылок 1 и 2 уравнение, связывающее изменение плотности потока частиц жидкости вдоль оси x с изменением Δv элементарного объема v в вестибулярном канале улитки, записывается в виде

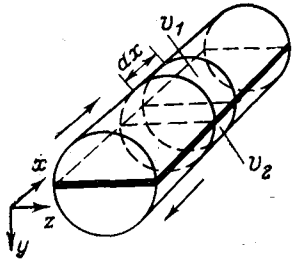


Рис. 3-15. Схема модели улитки, использованная Эвслотским при выводе уравнений движения основной мембраны. Стрелками отмечено движение частиц перелимфы при вдавливании мембраны круглого окна.

$$S_1 \frac{\partial K_1}{\partial x} = \Delta v, \quad (3-26)$$

где S_1 — площадь поперечного сечения вестибулярного канала; K_1 — объемная плотность потока частиц жидкости в нем [Л. 181]. Дифференцированием по времени обеих частей уравнения (3-26) можно вывести соотношение, связывающее скорость U_1 изменения числа частиц в выделенном объеме вестибу-

лярного канала со скоростью V изменения этого объема:

$$S \frac{\partial U_1}{\partial x} = V, \quad (3-27)$$

где

$$U_1 = \partial K_1 / \partial t; \quad (3-28)$$

$$V = \partial(\Delta v) / \partial t. \quad (3-29)$$

Смещение элементов в структурах внутреннего уха под действием внешней силы описывается вторым законом движения Ньютона, с учетом которого уравнение (3-27) приводится к виду

$$S_1 \frac{\partial^2 P_1}{\partial x^2} = -\rho S_1 \frac{\partial U_1}{\partial t} - R_1 S_1 U_1, \quad (3-30)$$

где P_1 — звуковое давление в вестибулярном канале; ρ — плотность перилимфы, заполняющей его; R_1 — трение в перилимфе. Дифференцирование выражения (3-30) по x с учетом предпосылки 2 дает:

$$S_1 \frac{\partial^3 P_1}{\partial x^3} = -\rho S_1 \frac{\partial^2 U_1}{\partial x \partial t} - R_1 S_1 \frac{\partial U_1}{\partial x}. \quad (3-31)$$

Используя выражение (3-27), получаем:

$$S_1 \frac{\partial^2 P_1}{\partial x^2} = -\rho \frac{\partial V}{\partial t} - R_1 V. \quad (3-32)$$

Аналогичное выражение получается для тимпанального канала:

$$S_2 \frac{\partial^2 P_2}{\partial x^2} = \rho \frac{\partial V}{\partial t} + R_2 V, \quad (3-33)$$

где S_2 — площадь поперечного сечения этого канала; P_2 — звуковое давление в нем; R_2 — трение в перилимфе.

Давление P , действующее на единичный участок основной мембраны, равно разности давлений в вестибулярном и тимпанальном каналах:

$$P = P_1 - P_2, \quad (3-34)$$

таким образом,

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 P}{\partial x^2} &= \frac{\partial^2 P_1}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 P_2}{\partial x^2} = -\left(\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2}\right) \rho \frac{\partial V}{\partial t} - \\ &- \left(\frac{R_1}{S_1} + \frac{R_2}{S_2}\right) V. \end{aligned} \quad (3-35)$$

Подставляя выражение скорости изменения объема V через давление P и полное сопротивление:

$$V = P/Z, \quad (3-36)$$

получаем:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} = -\left(\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2}\right) \frac{\rho}{Z} \frac{\partial P}{\partial t} - \left(\frac{R_1}{S_1} + \frac{R_2}{S_2}\right) \frac{P}{Z}. \quad (3-37)$$

Обозначим:

$$S = S_1 S_2 / (S_1 + S_2); \quad (3-38)$$

$$R/S = (R_1 S_2 + R_2 S_1) / (S_1 S_2). \quad (3-39)$$

Тогда дифференциальное уравнение, связывающее изменение звукового давления P вдоль основной мембраны с его зависимостью от времени, принимает окончательный вид:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} = -\frac{\rho}{SZ} \frac{\partial P}{\partial t} - \frac{R}{SZ} P. \quad (3-40)$$

Если рассматривать только установившийся режим колебаний под действием гармонического колебания звукового давления, то, вводя в уравнение (3-40) комплекс-

ную амплитуду давления $P(j\omega)$, получаем обыкновенное дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 P(j\omega)}{dx^2} = - \frac{R + j\omega\rho}{SZ(x)} P(j\omega). \quad (3-41)$$

Его решение $P(x)$ описывает распределение амплитуд и фаз давления вдоль основной мембраны для гармонического возбуждения заданной частоты. Полное сопротивление $Z(x)$ определяется параметрами основной мембраны и в общем виде должно отражать активные потери — упругость и массу:

$$Z = r + j \left(\omega m - \frac{1}{\omega c} \right), \quad (3-42)$$

где r , m и c — погонные сопротивление потерь, масса и податливость основной мембраны. Однако в силу предположения 4 величиной m уместно пренебречь.

Как показано в работе [Л. 72], в принципе все параметры улитки зависят от координаты x , но наибольшую зависимость проявляет податливость основной мембраны c .

С учетом сделанных замечаний в первом приближении уместно рассмотреть вместо (3-41) уравнение, в котором только один параметр c зависит от координаты:

$$\frac{d^2 P(j\omega)}{dx^2} + \frac{(j\omega\rho + R) P(j\omega)}{S \left(r + \frac{1}{j\omega c(x)} \right)} = 0. \quad (3-43)$$

Аппроксимируя зависимость $c(x)$ выражением

$$c = c_0 e^{\beta x}, \quad (3-44)$$

можно получить следующее приближенное решение этого уравнения:

$$P(j\omega, x) = B \sqrt{\frac{x}{\text{th} \frac{x}{2}}} (1 + \Delta) H_0^{(2)}(\gamma A x), \quad (3-45)$$

где $H_0^{(2)}$ — функция Бесселя третьего рода; B — произвольная постоянная,

$$\Delta \approx 10^{-2} \left(\frac{x^2}{A^2} + \frac{x^3}{A^3} \right); \quad (3-46)$$

$$\kappa = 2 \operatorname{arcsch} \sqrt{j\omega r c_0 e^{\beta x}}; \quad (3-47)$$

$$A = \frac{1}{\beta} \sqrt{\frac{j\omega\rho + R}{r}}; \quad (3-48)$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{6A^2} - 1}. \quad (3-49)$$

При не слишком больших отношениях κ/A значение Δ мало и вместо (3-45) имеем:

$$P(x) \approx B \sqrt{\frac{x}{\text{th} \frac{x}{2}}} H_0^{(2)}(\gamma A x). \quad (3-50)$$

Найдем выражение комплексного коэффициента передачи улитки

$$K_y(j\omega, x) = \frac{Y(j\omega, x)}{Y_0(j\omega)}, \quad (3-51)$$

где $Y(j\omega, x)$ — амплитуда колебаний основной мембраны в точке x ; Y_0 — амплитуда колебаний стремечка:

$$Y(j\omega, x) = \frac{P(j\omega, x)}{Z(x)} \frac{1}{j\omega}; \quad (3-52)$$

$$Y_0(j\omega) = \frac{P(j\omega, 0)}{r_{\text{вх}} j\omega}. \quad (3-53)$$

Таким образом,

$$K_y(j\omega, x) = \frac{P(j\omega, x) r_{\text{вх}}}{P(j\omega, 0) Z(x)} = \frac{\sqrt{\frac{x}{\text{th} \frac{x}{2}}} H_0^{(2)}(\gamma A x) r_{\text{вх}}}{\sqrt{\frac{x}{\text{th} \frac{x}{2}} \Big|_{x=0} H_0^{(2)}(\gamma A x) \Big|_{x=0} \left(r + \frac{1}{j\omega c_0 e^{\beta x}} \right)}}. \quad (3-54)$$

Если в интересующей области значений ω и x выполняются условия $|Ax| > 1$ и $\omega r c_0 e^{\beta x} \ll 1$, то выражение (3-54) упрощается:

$$K_y(j\omega, x) \approx \frac{r_{\text{вх}} j\omega c_0}{(1 + j\omega r c_0 e^{\beta x})^{3/4} (1 + j\omega c_0)^{1/4}} \times \exp \left\{ \frac{3}{4} \beta x - \left[1 - \frac{\beta^2 r}{12(j\omega\rho + R)} \right] \frac{2}{\beta} \right\} \times \sqrt{\frac{j\omega\rho + R}{r}} \left[\operatorname{arcsch} \sqrt{j\omega c_0 r e^{\beta x}} - \operatorname{arcsch} \sqrt{j\omega c_0 r} \right]. \quad (3-55)$$

Из расчетных графиков, приведенных на рис. 3-16, видно, что переход от выражения (3-54) к приближенному (3-55) может вести к существенным погрешностям, особенно на низких частотах. Тем не менее для качест-

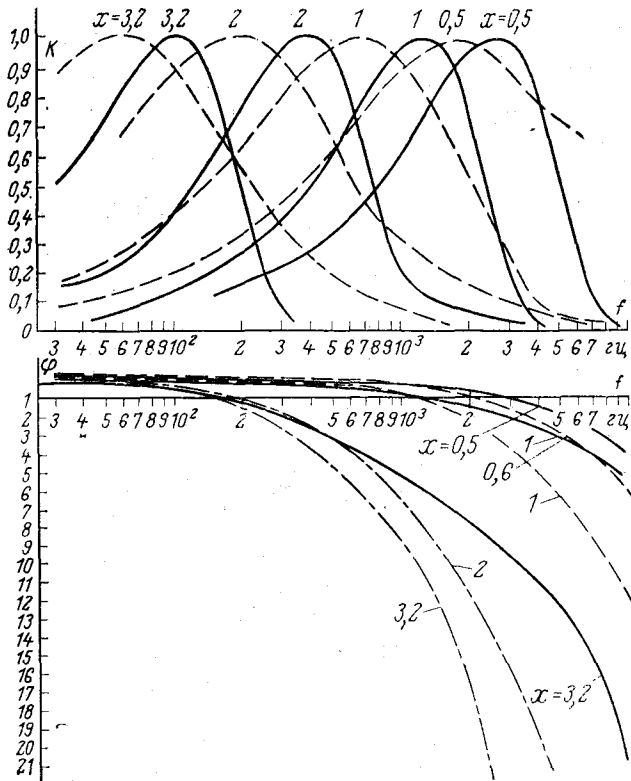


Рис. 3-16. Нормализованные амплитудно-частотные $K(f)$ и фазочастотные $\varphi(f)$ характеристики модели структуры типа основной мембраны улитки органа слуха, рассчитанные по приближенной (сплошные линии) и уточненной (штриховые линии) формулам. x — координаты рассматриваемых точек.

венного моделирования структур типа основной мембраны формула (3-55), как более простая, может найти применение, тем более что и точное решение (3-54), видимо, в силу недостаточной строгости исходных предпосылок все равно приводит к заметным количественным отклонениям теоретических характеристик от эксперименталь-

ных. Кроме того, структуры типа основной мембраны улитки в бионических исследованиях могут использоваться для анализа сигналов самого разного диапазона частот. При этом значения параметров ρ , c_0 , R , r и β могут сильно отличаться от таковых у моделей улитки и обеспечивать выполнение условий применимости приближенной формулы (3-55) в необходимом диапазоне значений x . Поэтому определенный интерес представляет дальнейший анализ колебательных характеристик модели улитки, который возможен при использовании приближенной формулы (3-55).

Прежде всего можно разделить модуль и фазу комплексного коэффициента передачи (3-55):

$$K_y(\eta, x) = \frac{r_{ax}\eta/Q_0}{r[1 + (\eta/Q_0)^2]^{1/8} [1 + (\eta/Q_0 e^{\beta x})^2]^{3/8}} \times$$

$$\times \exp \left\{ \frac{3}{4} \beta x - \frac{\eta^2}{3\beta Q_0} \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{\beta}{6Q_0} \left(e^{\frac{1}{2} \beta x} - 1 \right) \right\}; \quad (3-56)$$

$$\varphi(\eta, x) = \frac{\pi}{2} - 2 \frac{\eta}{\beta} \left(e^{\frac{1}{2} \beta x} - 1 \right) -$$

$$- \frac{1}{4} \operatorname{arctg} \frac{\eta}{Q_0} - \frac{3}{4} \operatorname{arctg} \frac{\eta}{Q_0} e^{\beta x} -$$

$$- \frac{\beta \eta}{36Q_0^2} \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right), \quad (3-57)$$

где η — безразмерная частота возбуждающей силы;

$$\eta = \omega \sqrt{\rho c_0}, \quad (3-58)$$

а Q_0 — добротность модели в точке $x=0$:

$$Q_0 = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\rho}{c_0}}. \quad (3-59)$$

С помощью выражения (3-56) можно получить нормализованную амплитудно-координатную характеристику

Модели улитки, т. е. огибающую амплитуд смещения основной мембраны вдоль ее длины:

$$\frac{K_y(\eta, \eta_x)}{K_{y.\text{макс}}(\eta)} = \frac{\eta/\eta_x \left[1 + (\eta/Q_0)^2 \left(\frac{3\beta Q_0}{3\eta^2} \right)^{4/3} \right]^{3/8}}{\left[1 + (\eta/Q_0)^2 \left(\frac{3\beta Q_0}{2\eta_x^2} \right)^{4/3} \right]^{3/8}} \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{\eta^2}{\eta_x^2} - 1 \right) + \frac{\beta^{4/3} Q_0^{1/3}}{12} \left(\frac{1}{\eta_x^{2/3}} - \frac{1}{\eta^{2/3}} \right) \right\}, \quad (3-60)$$

где η_x — безразмерная координатная частота (функция координаты x):

$$\eta_x = \sqrt{\frac{3}{2} \beta Q_0} e^{-\frac{3}{4} \beta x}. \quad (3-61)$$

Наряду с координатными характеристиками улитки, выражающими зависимость амплитуд и фаз колебаний от координаты x , большой интерес представляют частотные характеристики, описывающие зависимость амплитуды колебаний фиксированной точки основной мембраны от частоты возбуждающей силы. Они также могут быть получены из формулы (3-55) и имеют следующий вид:

$$\frac{K_y(\eta, \eta_0)}{K_{y.\text{макс}}(\eta_0)} = \frac{\eta}{\eta_0} \frac{1 + \left(\frac{\eta_0}{Q_0} \right)^2}{\left[1 + \left(\frac{\eta}{Q_0} \right)^2 \right]^{1/8}} \times \left[1 + \left(\frac{\eta_0}{Q_0} \right)^2 \left(1 + \frac{3\beta Q_0}{\eta_0^2} \right)^{3/4} \right]^{3/8} \exp \left\{ \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\eta^2}{\eta_0^2} \right) \right\}, \quad (3-62)$$

где η_0 — безразмерная резонансная частота данной точки основной мембраны:

$$\eta_0^2 = \frac{3\beta Q_0}{2 \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right)}. \quad (3-63)$$

Для иллюстрации полученных результатов на рис. 3-17 приведены амплитудно-координатные и фазо-координатные характеристики коэффициента передачи, рассчитанные по формулам (3-56) и (3-57), а на

рис. 3-18 — нормализованные амплитудно-координатные характеристики, вычисленные по формуле (3-60). Семейство амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик, рассчитанных по формуле (3-55), дано на рис. 3-19, а нормализованные амплитудно-частотные характеристики, выражаемые формулой (3-62), приведены на рис. 3-20.

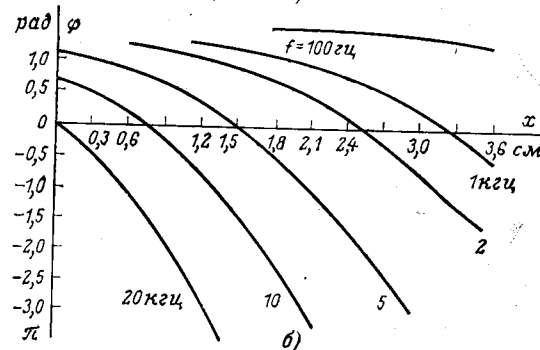
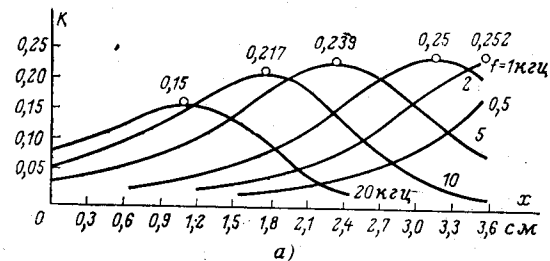


Рис. 3-17. Амплитудно-координатные (а) и фазо-координатные (б) характеристики модели улитки, рассчитанные по формулам (3-56), (3-57).

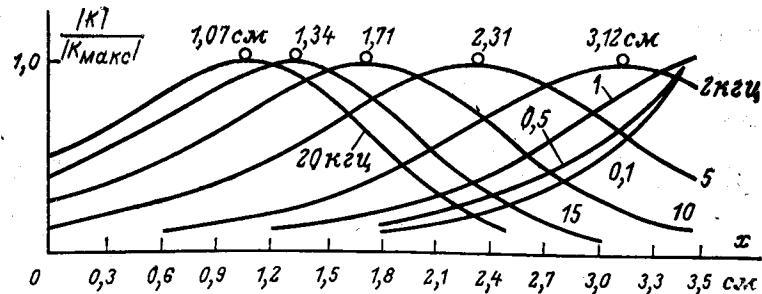


Рис. 3-18. Нормализованные амплитудно-координатные характеристики модели улитки, рассчитанные по формуле (3-60).

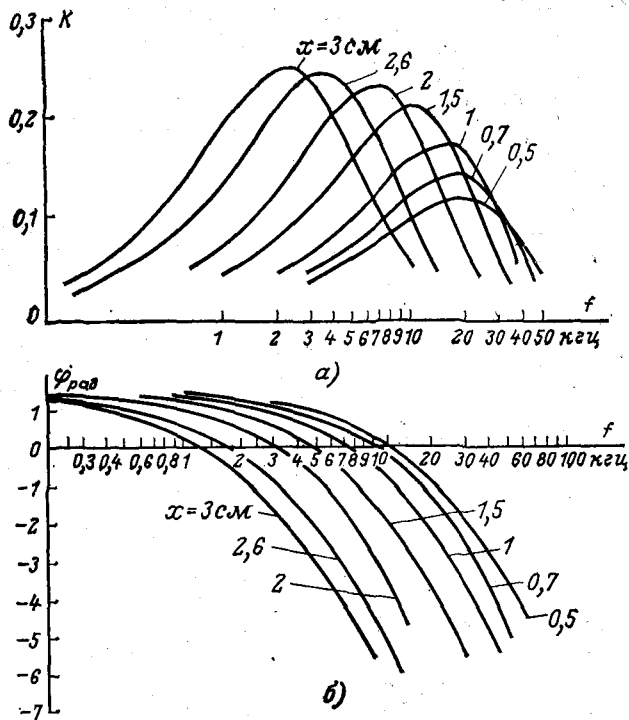


Рис. 3-19. Амплитудно-частотные (а) и фазочастотные (б) характеристики модели улитки, рассчитанные по формуле (3-55).

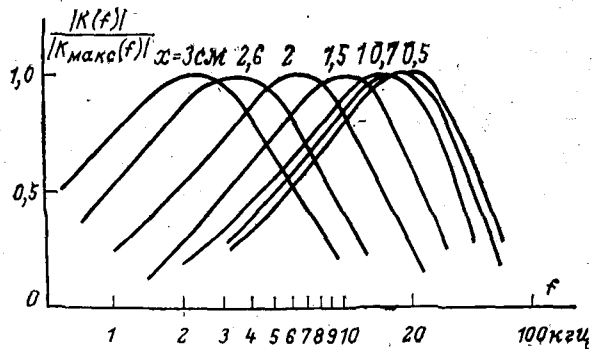


Рис. 3-20. Нормализованные амплитудно-частотные характеристики модели улитки, рассчитанные по формуле (3-62).

Сопоставление характеристик, изображенных на рис. 3-17—3-20, с экспериментальными кривыми показывает, что качественное подобие между ними имеется. Для оценки количественного соответствия в первую очередь интересно сопоставить экспериментальные и расчетные зависимости координаты x_m , в которой наблюдается максимальный отклик на данную частоту возбуждающей силы, от значения этой частоты (рис. 3-21).

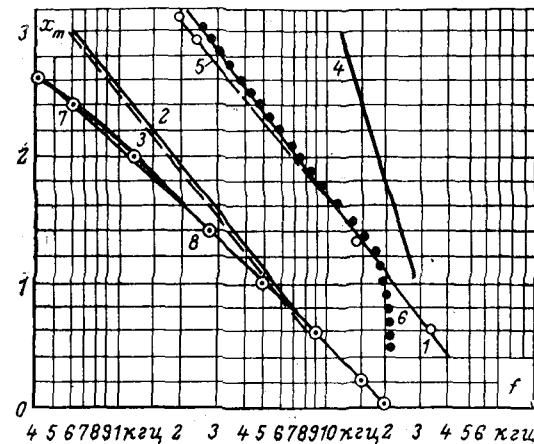


Рис. 3-21. Зависимости между координатой максимума x_m амплитудно-частотных характеристик структуры типа основной мембраны улитки органа слуха и частотой синусоидального сигнала f , вычисленные при различных параметрах элементов эквивалентной схемы. 1 — $R=120$ ом; $L=15$ мги; $\beta=1,5$; $C_0=8,34 \cdot 10^{-9}$ ф; $Q_0=10,8$; $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} = 14,2$ кГц; 2 — то же, но $Q_0=0,67$; 3 — то же, что 1, но $f_0=3,55$ кГц; 4 — то же, что 1, но $\beta=0,5$; 5 — кривая, построенная по данным рис. 3-17; 6 — кривая, построенная по данным рис. 3-19; 7 — экспериментальная зависимость [Л. 68]; 8 — кривая, построенная по формуле (3-74).

Приближение аппроксимационной кривой 1 к экспериментальной 7 [Л. 68] можно получить, если увеличить значения c_0 и ρ в 4 раза каждое (кривая 3 на рис. 3-21) или уменьшить величину Q_0 в 16 раз. Значение β влияет в основном на наклон зависимости $x_m(f)$ (кривая 4 на рис. 3-21). Расчетная зависимость 1 построена по формуле (3-61) с использованием значений параметров, приведенных в подписи к рис. 3-21 (по данным Бауха [Л. 65]). Из рис. 3-18 видно, что добротность расчетной

амплитудно-частотной характеристики составляет 0,8. Экспериментальные частотные характеристики улитки имеют добротность порядка единицы или даже 2—2,5 [Л. 106].

Таким образом, приведенные приближенные формулы для коэффициента передачи модели улитки можно использовать в основном для качественной оценки происходящих в ней процессов.

Упрощенные формулы позволяют рассмотреть некоторые общие характеристики колебательных процессов в структурах типа модели улитки. Так, для обсуждения возможных закономерностей возбуждения нейронных окончаний в кортиевоу органе большое значение имеет зависимость фазовой скорости распространения колебаний вдоль модели улитки от частоты стимула. Исходя из выражения (3-57) и полагая $\eta/Q_0 \ll 1$, можно записать следующее приближенное выражение для мгновенной фазы ψ колебаний основной мембраны в точке x :

$$\psi(x, t) = \frac{\pi}{2} - \frac{\eta}{4Q_0} - \frac{3\eta}{4Q_0} e^{\beta x} - \frac{2\eta}{\beta} \left(e^{\frac{\beta x}{2}} - 1 \right) + \omega t. \quad (3-64)$$

Скорость изменения фазы

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} = \omega - \frac{3\eta}{4Q_0} e^{\beta x} \beta \frac{\partial x}{\partial t} - \eta e^{\frac{\beta x}{2}} \frac{\partial x}{\partial t}. \quad (3-65)$$

Фиксируя значение фазы ($\partial \psi / \partial t = 0$), из (3-65) получаем зависимость фазовой скорости волны от координаты x :

$$\frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\omega}{\frac{3\beta}{4Q_0} e^{\beta x} + e^{\frac{\beta x}{2}}}. \quad (3-66)$$

Линейная зависимость фазовой скорости волны от частоты подтверждается экспериментальными данными, полученными как на улитке (в диапазоне высоких частот [Л. 66]), так и на физической модели*. Приведенные данные показывают, что при построении структур типа основной мембраны улитки для получения частотно-дисперсных свойств достаточно сделать зависимым от координаты лишь один из параметров (в данном слу-

* Tonndorf J. Fluid motion in cochlear models.— «JASA», 1957, v. 29, p. 558.

чае таким параметром была погонная податливость). С точки зрения бионических работ этот вывод очень важен, так как позволяет упростить технические устройства, воспроизводящие функции внутреннего уха.

3-5. Электрические модели улитки в виде длинных неоднородных линий

Электрическим аналогом гидродинамических механизмов улитки является длинная линия с монотонно изменяющимися по длине параметрами и эквивалентной схемой дифференциального элемента, показанной на

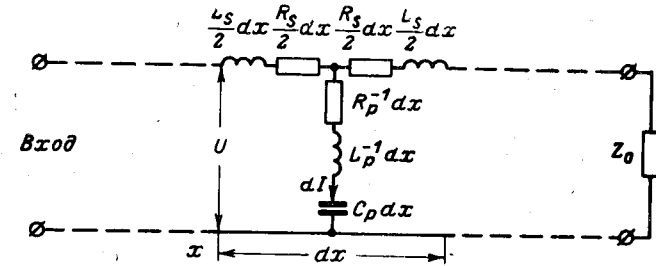


Рис. 3-22. Неоднородная длинная линия, имитирующая колебательные свойства основной мембраны.

рис. 3-22. Здесь продольные индуктивность L_s и сопротивление R_s соответствуют массе и трению перилимфы, поперечные индуктивность L_p , емкость C_p и сопротивление R_p — массе, податливости и затуханию среднего канала улитки. Напомним, что, по данным Бекеша, средний канал улитки колеблется как единое целое; поэтому описываемую схему можно считать моделью колебаний как основной мембраны, так и улиткового канала в целом. Электрическое напряжение является аналогом механической силы (давления), а ток — скорости смещения. Действительно, дифференциальное уравнение для напряжения U в сечении x рассматриваемой линии имеет вид:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} + \frac{R_s + j\omega L_s}{R_p + j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right)} U = 0 \quad (3-67)$$

и при указанной интерпретации параметров тождественно дифференциальному уравнению (3-41), выведенному Звислоцким для давления P на основной мембране.

Эта модель является одномерной, поскольку учитывает зависимость давления только от одной координаты x (расстояния данной точки основной мембраны от овального окошка). Поперечное смещение основной мембраны определяется интегралом от скорости смещения и, таким образом, пропорционально напряжению на емкости C_p .

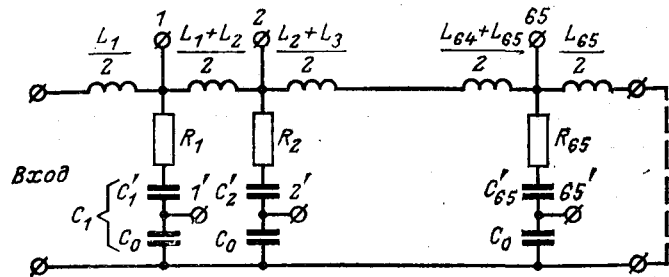


Рис. 3-23. Принципиальная схема многозвенной цепочечной модели основной мембраны.

Трудность изыскания конструкции неоднородной длинной линии с эквивалентной схемой, соответствующей рис. 3-22, побудила ряд исследователей моделировать такую структуру набором звеньев с сосредоточенными параметрами, что привело к появлению цепочечных моделей основной мембраны. Первый расчет такой модели, по-видимому, произвел Богерт [Л. 72]. Подробное исследование экспериментальной модели цепочечного типа, состоящей из 65 Т-образных звеньев, каждое из которых имитирует точки основной мембраны, отстоящие друг от друга на 0,5 мм, выполнил Баух [Л. 65].

Принципиальная схема модели Бауха приведена на рис. 3-23. В ней исключены индуктивности в поперечных ветвях (L_p на рис. 3-22), как оказывающие малое влияние на результирующие характеристики модели. Продольные индуктивности и поперечные сопротивления во всех звеньях одинаковые: $L_1=L_2 \dots =L_{65}=15$ мГн, $R_1=R_2= \dots =R_{65}=120$ Ом. Емкость от звена к звену изменяется по экспоненциальному закону

$$C_i = C_1 e^{0,076(i-1)}, \quad (3-68)$$

где $C_1 = 8340$ пФ.

С точек 1, 2, ..., 65 снимаются напряжения, пропорциональные давлению в соответствующих точках основной мембраны. Для того чтобы получить напряжения, пропорциональные смещению основной мембраны, необходимо интегрировать по времени величину тока в поперечных ветвях модели. Интегралу от тока пропорционально напряжение на емкостях C_i , но оно также зависит от величин этих емкостей. Эту последнюю зависимость удается исключить, образуя все емкости C_i последовательным включением двух конденсаторов: C'_i и C_0 , причем все конденсаторы C_0 , с которых снимается напряжение, имеют одинаковую емкость (1 мкФ). Емкость конденсаторов C'_i определяется теперь соотношением

$$C'_i = C_0 C_i / (C_0 - C_i), \quad (3-69)$$

где C_i — выражена формулой (3-68).

В последовательных ветвях модели отсутствуют резисторы, имитирующие трение в перилимфе, так как их расчетное сопротивление (менее 1 Ом) оказалось меньше сопротивления потерь, примененных в модели дросселей L_1-L_{65} (около 2 Ом).

На частотах ниже 400 Гц в этой модели не происходит полного затухания колебаний, поэтому в режиме короткого замыкания или холостого хода на конце линии происходит отражение и при возбуждении низкими частотами наблюдаются стоячие волны.

На рис. 3-24 показаны амплитудно-координатные характеристики описываемой модели при различных частотах входного сигнала. Верхний график изображает распределение вдоль линии напряжения, измеряемого на отводах 1, 2, ..., 65 (аналог механического давления), нижний график — напряжения на отводах 1', 2', ..., 65' (аналог амплитуды колебаний основной мембраны). Сплошными линиями показаны зависимости, снятые при коротком замыкании на конце линии, штриховой — при холостом ходе. На рис. 3-25 кривая 1 представляет частотно-координатную характеристику этой модели, выражающую зависимость положения точек максимальной амплитуды колебаний от частоты возбуждающего сигнала. Для сопоставления на этом же графике кружочками нанесены точки частотно-координатной характеристики, найденные непосредственными измерениями на улитке человека [Л. 68].

В бионических приложениях могут найти применение еще более простые устройства, обладающие частотно-дисперсионными свойствами. На рис. 3-26 приведена схема одной из таких моделей, состоящей из 39 звеньев и работающей в диапазоне повышенных частот (20—150 кГц). Все индуктивности ($L=5$ мГн) и сопротивления

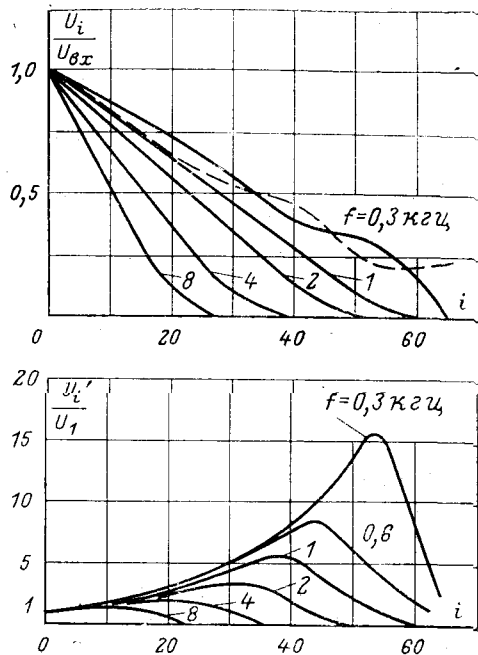


Рис. 3-24. Амплитудно-координатные характеристики модели, показанной на рис. 3-23.

($R=300$ ом) одинаковые, емкость конденсатора первого звена $C_1=578$ пф, а в остальных звеньях увеличивается в геометрической прогрессии (3-68). Экспериментальные характеристики этой модели показаны на рис. 3-27 и 3-28.

Цепочечные модели основной мембраны, составленные из большого числа звеньев, обладают некоторыми недостатками. Габарит таких моделей зависит от числа выходных отводов (звеньев) и возрастает пропорционально их числу. Небольшие отклонения значений параметров катушек самоиндукции, конденсаторов и рези-

сторов от расчетных или их нестабильность приводят к немонокотному ходу максимумов амплитудно-частотных характеристик (рис. 3-27) и делают координатные характеристики (рис. 3-28) негладкими.

Настройка таких моделей не проста, так как регулировка любого элемента отражается не только на свойствах содержащего этот элемент звена, но и на характеристиках ряда смежных звеньев. Поэтому остается очень привлекательной идея создания электрической модели основной мембраны в виде некоей монолитной конструкции с плавно изменяющимися по длине свойствами — неоднородной длинной линии с распределенными параметрами. В результате разработки специальной технологии на кафедре диэлек-

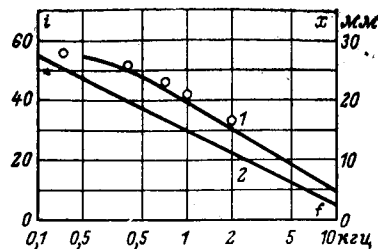


Рис. 3-25. Частотно-координатные характеристики цепочечных моделей (1 — для рис. 3-23, 2 — рис. 3-34) и отдельные точки этой характеристики, измеренные Бекши (кружочки).

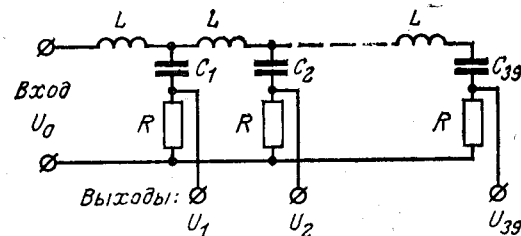


Рис. 3-26. Принципиальная схема простейшей цепочечной модели основной мембраны.

триков и полупроводников Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) были созданы модели подобного типа [Л. 38].

Линия с распределенными параметрами, имитирующая свойства основной мембраны, выполняется в виде многослойной LCR-структуры с эквивалентной схемой дифференциального элемента, представленной на рис. 3-29 (сравните с рис. 3-26). Схематический чертеж конструкции такой линии показан на рис. 3-30. Распределенную индуктивность $L(x)$ формирует обмотка 1 из

тонкой манганиновой проволоки диаметром 0,05—0,07 мм в эмаливой изоляции, наложенная витком к витку на плоский ферритовый сердечник. Емкостный слой, формирующий емкость $C(x)$, образуется плоским слоем диэлектрического материала 2 (в некоторых моделях —

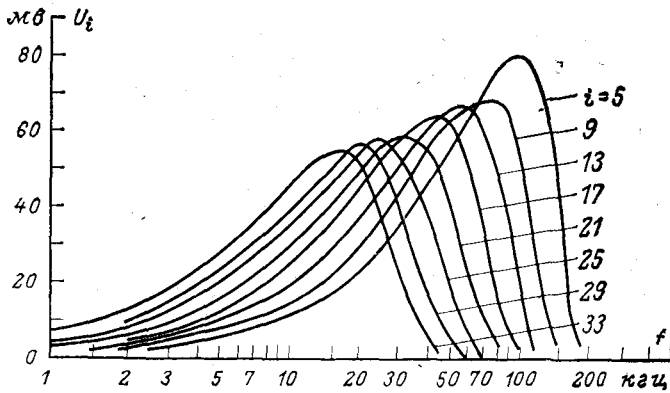


Рис. 3-27. Амплитудно-частотные характеристики модели, показанной на рис. 3-26.

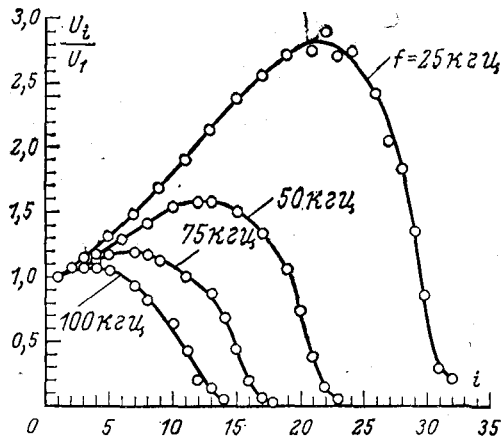


Рис. 3-28. Амплитудно-координатные характеристики модели на рис. 3-26 при различных частотах возбуждающей э. д. с.

воздушным зазором) между поверхностью обмотки 1 и поверхностью резистивного слоя 3. Последний образует распределенное сопротивление $R(x)$ и представляет со-

бой пластинку из эпоксидного компаунда с графитовым порошком в роли проводящего наполнителя. Выходными сигналами модели служат напряжения, снимаемые с различных сечений резистивного слоя. В качестве общего («заземленного») электрода используется контакт с серебром 4, напыленным на всю нижнюю поверхность резистивного слоя 3. Отвод напряжений с различных точек слоя 3 осуществляется с помощью узких полосок серебра 5, нанесенных на верхнюю (контактирующую с диэлектрическим слоем) поверхность резистивного слоя.

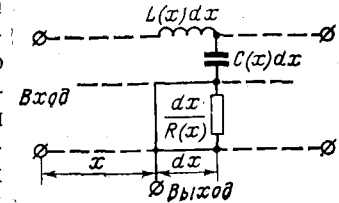


Рис. 3-29. Эквивалентная схема неоднородной длинной линии, моделирующей основную мембрану.

Технологические соображения заставили отказаться от воспроизведения в этих моделях экспоненциальной зависимости параметров линии от координаты и принять линейную зависимость

$$\left. \begin{aligned} L(x) &= L_0(1 + \gamma x); \\ C(x) &= C_0(1 + \beta x); \\ R(x) &= R_0(1 + \alpha x), \end{aligned} \right\} \quad (3-70)$$

где L_0 , C_0 , R_0 — начальные (при $x=0$) значения погонных индуктивности, емкости и сопротивления. Несмотря на это отступление от закономерностей, известных для

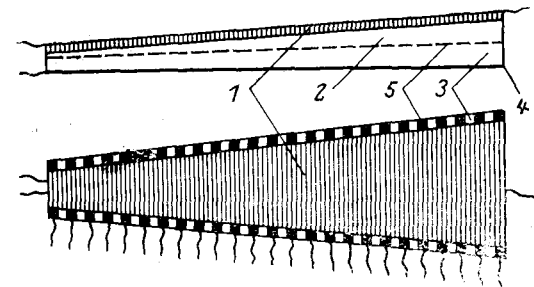


Рис. 3-30. Схематический чертеж конструкции неоднородной длинной линии с распределенными параметрами, моделирующей основную мембрану.

улитки органа слуха, форма характеристик, полученных у таких моделей, качественно совпадает с формой соответствующих характеристик основной мембраны. На

рис. 3-31, 3-32 приведены характеристики одной из моделей с распределенными параметрами, работающей в диапазоне радиочастот.

Габарит моделей такого типа в первую очередь зависит от рабочего диапазона частот: изменение частот-

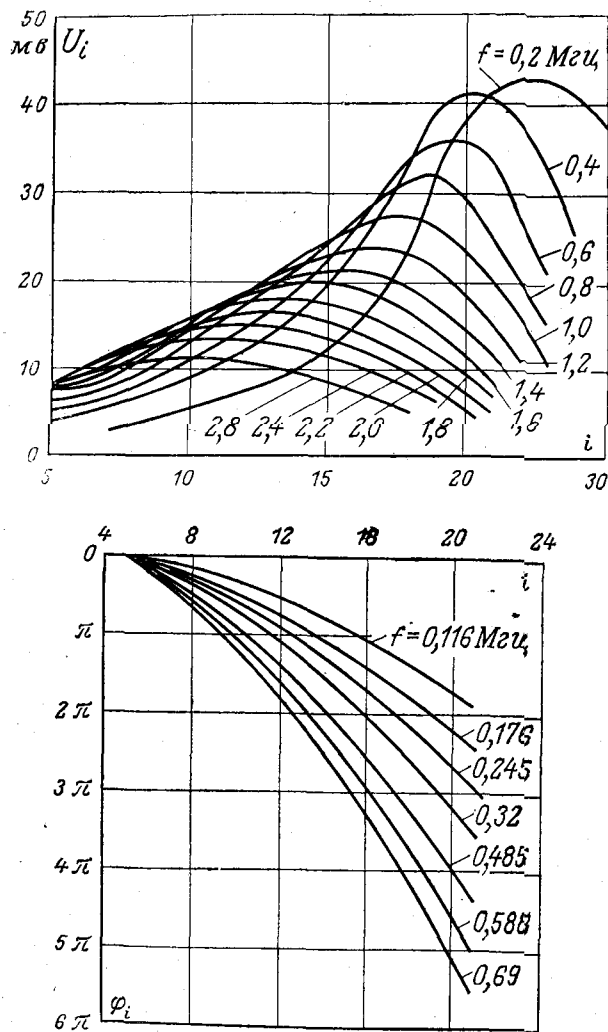


Рис. 3-31. Амплитудно-координатные и фазокоординатные характеристики модели на рис. 3-30.

ного шага отводов требует лишь изменения числа наносимых на резистивный слой электродов 5 в пределах его длины. Современная технология напыления позволяет наносить сотни и тысячи таких электродов на пластины небольшой длины. Таким образом, открывается практически приемлемый путь создания электрических моделей основной мембраны с числом отводов, соответствующим

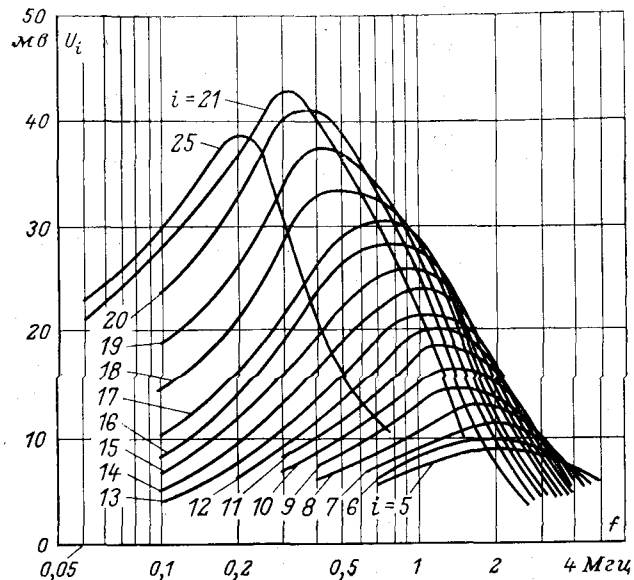


Рис. 3-32. Амплитудно-частотные характеристики модели на рис. 3-30.

числу рецепторных элементов (волосковых клеток) в улитке. Кроме того, выполненные из монолитных слоев при надлежащей технологии, эти модели сохраняют плавность координатных характеристик при изменениях температуры и старении. У моделей же, составленных из звеньев с сосредоточенными параметрами, очень трудно добиться таких свойств в силу естественного разброса соответствующих характеристик дискретных элементов (конденсаторов, катушек самоиндукции, резисторов), устанавливаемых в различных звеньях модели.

Если для качественного изучения процессов в улитке и для бионических применений модели в виде неоднородных линий с одним зависящим от координаты парамет-

ром достаточны, то для более глубокого изучения механизмов улитки очень интересно выяснить влияние на ее характеристики изменения всех параметров. Попытка теоретического изучения этого вопроса была предпринята Клаттом и Петерсоном [Л. 114], которые учли

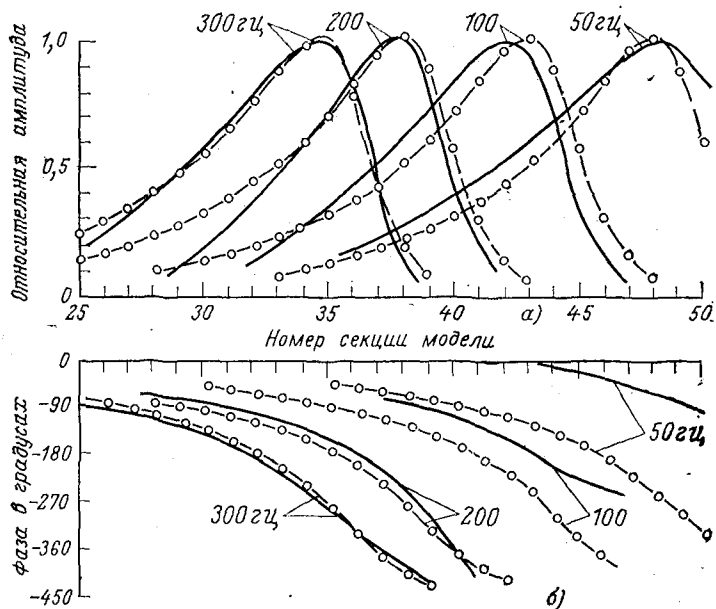


Рис. 3-33. Амплитудно-координатные (а) и фазокоординатные (б) характеристики основной мембраны улитки органа слуха, измеренные Бекеша (сплошные линии), и ее модели (штриховые линии). Последние рассчитывались с помощью численного метода решения уравнения, описывающего процессы в модели [Л. 114]; стрелками отмечены значения частот.

зависимость от координаты всех параметров улитки. Уравнение, описывающее процессы в такой структуре, решалось численно на ЦВМ. Рассчитанные амплитудно-координатные характеристики вместе с аналогичными экспериментальными кривыми Бекеша приведены на рис. 3-33. Здесь уже можно говорить не только о качественной аналогии, но и об удовлетворительном количественном совпадении экспериментальных и расчетных данных. Наибольшие расхождения возникают для фазовых характеристик в области самых низких частот, где сказываются

краевые эффекты, связанные с близостью области максимальной амплитуды колебаний к геликотреме.

Аналогичные результаты получены на электрической цепочечной модели по более точной схеме (рис. 3-34), учитывающей изменение всех параметров. Такая модель,

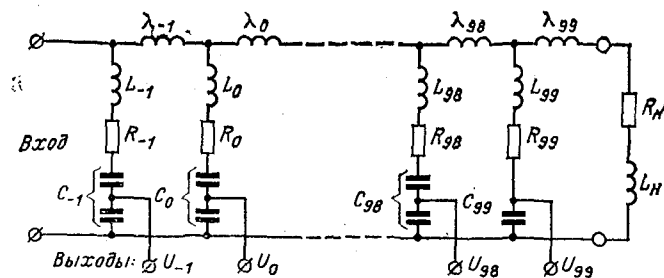


Рис. 3-34. Принципиальная схема многозвенной цепочечной модели основной мембраны, предложенная Вандроном.

составленная из 100 звеньев, была исследована Вандроном [Л. 160]. Параметры ее элементов определены по формулам

$$\left. \begin{aligned} L_i &= 159,1e^{0,04i}, \text{ мГн}; \\ C_i &= e^{-0,08(99-i)}, \text{ мкФ}; \\ \lambda_i &= 31,82e^{0,04i}, \text{ мГн}; \\ R_i &= 10440e^{-0,02i}, \text{ ом}, \end{aligned} \right\} \quad (3-71)$$

причем номера звеньев i изменяются от -1 до 99 . Нижние (по схеме на рис. 3-34) конденсаторы в каждом звене имеют такую же емкость, как конденсатор $C_{99} = 1 \text{ мкФ}$. Емкости верхних (по схеме) конденсаторов рассчитываются по формуле (3-69) с подстановкой в качестве C_0 значения 1 мкФ .

Наименьшее отражение энергии от конца линии достигнуто подбором специального нагрузочного сопротивления L_N, R_N на рис. 3-34 со следующими параметрами: $L_N = 7 \text{ гн}, R_N = 1250 \text{ ом}$.

Частотно-координатная характеристика этой модели представлена кривой 2 на рис. 3-25, а амплитудно-координатные и фазо-координатные характеристики приведены на рис. 3-35 вместе с аналогичными характеристиками, снятыми с улитки человека (штриховые линии).

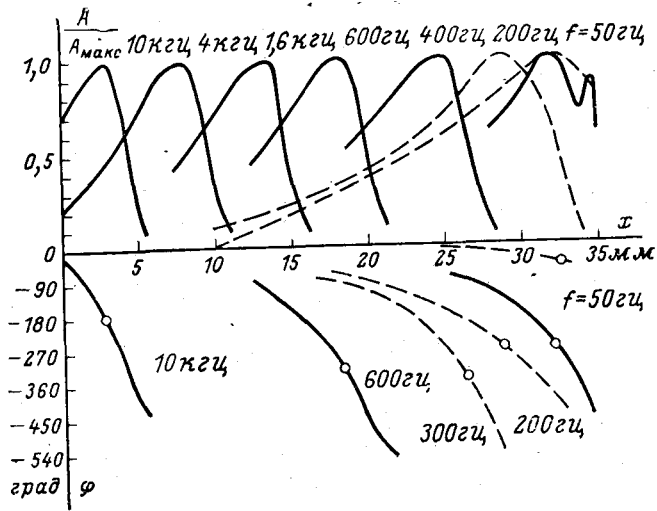


Рис. 3-35. Амплитудно-координатные и фазокоординатные характеристики модели Вандронка (сплошные линии); аналогичные характеристики, полученные на улитке человека [Л. 68], — штриховые.

Как и теоретический расчет Клатта и Петерсона, эта модель иллюстрирует лучшее соответствие формы характеристик экспериментальным данным.

3-6. Аппроксимация колебательных характеристик улитки

Принципиально иной подход к описанию свойств улитки проявил ряд авторов, стремившихся получить точные и в то же время достаточно простые аналитические выражения ее частотных и координатных характеристик. В этом подходе игнорируются анатомические и физиологические данные о природе механизмов, формирующих изучаемые характеристики, а для описания последних используется метод аналитической аппроксимации экспериментальных данных. Наибольшую известность получили аппроксимации частотной зависимости комплексного коэффициента передачи улитки, предложенные Фланаганом [Л. 56, 92, 93]. Одна из последних модификаций формулы Фланагана имеет вид:

$$K_y(p) = A(\beta) \frac{p + 0,1\beta}{p + \beta} \frac{1}{\sqrt{[(p + 0,5\beta)^2 + \beta^2]^2}} e^{-p\tau}; \quad (3-72)$$

здесь $\beta = 2\pi f_x$ — частота, вызывающая максимальный отклик в данной точке основной мембраны; $A(\beta)$ — скалярный множитель; τ — параметр, имитирующий задержку времени за счет пробега волны от овального окна до рассматриваемой точки основной мембраны:

$$\tau = \frac{3\pi}{4\beta}. \quad (3-73)$$

Связь координаты точки x основной мембраны с частотой, вызывающей наибольшие колебания, описывается формулой Гринвуда

$$f_x = b \left(e^{-\frac{a}{M}(l-x)} - 1 \right), \quad (3-74)$$

где $b = 165,4$ гц; $a = 0,06$ 1/мм; $l = 35$ мм; $M = 0,43429$.

На рис. 3-36 представлены амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики, выражаемые формулой

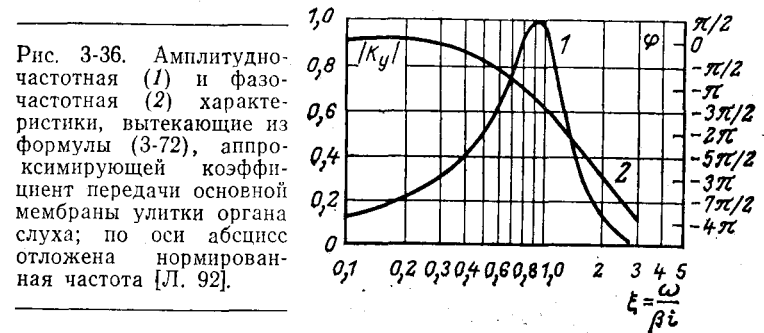


Рис. 3-36. Амплитудно-частотная (1) и фазочастотная (2) характеристики, вытекающие из формулы (3-72), аппроксимирующей коэффициент передачи основной мембраны улитки органа слуха; по оси абсцисс отложена нормированная частота [Л. 92].

(3-72). Зависимость (3-74) изображена на рис. 3-21 (кривая 8). Эти характеристики легко могут быть воспроизведены многоканальной электронной моделью, структура которой (рис. 3-37) непосредственно вытекает из формулы (3-72).

Индивидуальный фильтр каждого частотного канала, имитирующего определенную точку основной мембраны, состоит из каскадного включения одной RC -цепочки и двух колебательных контуров со съемом напряжения с конденсаторов. В каждой RC -цепочке можно произвольно выбрать один параметр, например величину $R'i$.

Тогда емкость конденсатора рассчитывается по формуле

$$C'_i = \frac{1}{2\pi f_{mi} R'_i}, \quad (3-75)$$

где f_{mi} — частота максимального отклика данного фильтра.

Оба колебательных контура $L_i C_i R_i$ в каждом фильтре идентичны. Произвольно выбирается значение одного из параметров, например L_i . Тогда

$$C_i = \frac{1}{5\pi^2 f_{mi}^2 L_i}; \quad (3-76)$$

$$R_i = 2\pi f_{mi} L_i. \quad (3-77)$$

Усилители K'_i и K''_i служат для развязки между звеньями фильтров и должны иметь высокое входное и низкое выходное сопротивление. Соответствующим выбором коэффициентов усиления в каждом канале $K_i = K'_i K''_i$ можно создать определенный «координатный»

ход (от канала к каналу) максимальных откликов и согласовать его с ходом максимумов амплитудно-координатных характеристик основной мембраны. В первом приближении значения K_i достаточно взять пропорциональными $(f_{mi})^{0,83}$. Точнее, данные Бекеша аппроксимирует зависимость

$$K_i = a \left(\frac{1000 f_{mi}}{1000 + f_{mi}} \right)^{0,8}, \quad (3-78)$$

где a — произвольная постоянная.

Время задержки от начала линии ЛЗ до отвода, к которому подключен данный канал, Фланаган предлагает определять исходя из одинакового для всех каналов набега фазы на частоте максимального отклика $\varphi_{доп} = 3\pi/4$, т. е. в соответствии с (3-21):

$$\tau_i = \frac{3}{8f_{mi}}. \quad (3-79)$$

Фазочастотная характеристика этой модели в сопоставлении с этими же характеристиками простейших многоканальных моделей изображена кривой ϵ на рис. 3-12. Ясно видно, что модель Фланагана значительно лучше отображает фазочастотную характеристику основной мембраны. Следует заметить однако, что фазовые характеристики основной мембраны были измерены Бекеша только в нескольких точках ее низкочастотной области и даже в этих точках оказались неодинаковыми (см. рис. 1-7).

С помощью формулы Фланагана можно выяснить важный для обоснования некоторых моделей слуха вопрос о величине фазовой скорости волн различной частоты в точках максимума амплитуд колебаний основной мембраны. По определению фазовая скорость

$$v(x, f) = - \frac{2\pi f}{\frac{\partial \varphi}{\partial x}}, \quad (3-80)$$

где φ — сдвиг фазы колебаний в данной точке x по отношению к колебаниям стремечка. Расчеты [Л. 37] привели к получению следующих значений фазовой скорости волны в районе максимумов колебаний основной мембраны.

Частота, гц	Фазовая скорость, м/сек
100	0,25
800	4,3
6 400	40

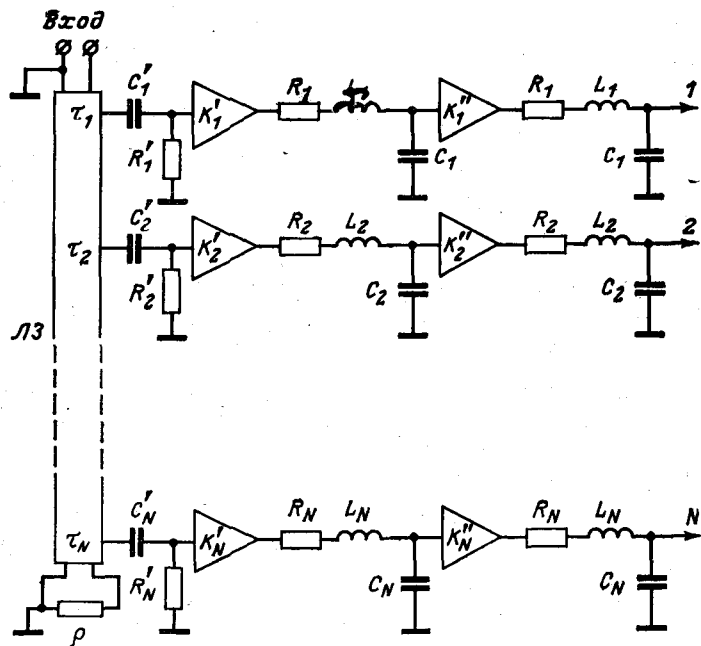


Рис. 3-37. Принципиальная схема электрической модели основной мембраны, предложенная Фланаганом [Л. 92].

Из этих данных видно, что фазовая скорость волны в точках максимумов изменяется более чем в 100 раз при переходе от частоты 100 к частоте 6 400 *гц*.

Неожиданным следствием аппроксимации выражений Фланагана для передаточных функций улитки (3-72) и среднего уха (3-8) оказывается отсутствие максимумов результирующих частотных характеристик $K_{с.у} \cdot K_y$ на частотах выше 2 *кГц*. Действительно, из формулы (3-8) для $K_{с.у}$ (см. также рис. 3-3) следует, что спад коэффициента передачи среднего уха на частотах выше 2 *кГц* составляет 12 *дБ/окт*. В то же время подъем коэффициента передачи в улитке K_y в соответствии с формулой (3-72) (крутизна левого склона амплитудно-частотной характеристики на рис. 3-36) не превышает 6 *дБ/окт*. Таким образом, произведение $K_{с.у} \cdot K_y$, описывающее частотную зависимость отклика тех точек основной мембраны, которые имеют характеристические частоты выше 2 *кГц*, не может иметь максимум на частотах выше 2 *кГц*. В то же время многочисленные электрофизиологические исследования (см., например, [Л. 113]) ясно указывают на существование первичных нейронов с максимумами чувствительности к стимулам любых частот в пределах всего диапазона воспринимаемых слухом частот, вплоть до десятков килогерц. Возникающее противоречие между нейрофизиологическими данными и существующими модельными представлениями о колебательных процессах в улитке и среднем ухе требует осторожного отношения и к экспериментальным данным, на которых эти модели базируются. Появляются основания сомневаться в точности имеющихся данных о частотных характеристиках среднего уха и улитки.

Действительно, проведенные в последнее время измерения зависимости коэффициентов передачи среднего уха и улитки морской свинки от частоты [Л. 105, 106, 141] показали, что крутизна спада в сторону высоких частот у улитки значительно больше, чем предполагалось ранее, а у среднего уха меньше, чем следовало из модели, предложенной Фланаганом. При этом, однако, высказано мнение, что новые результаты не противоречат данным Бекеша, поскольку они получены для высоко-частотной области улитки, не изученной Бекеша. Можно предположить, что добротность частотных характеристик улитки постепенно возрастает в направлении от гелико-термы к стремечку.

С учетом этих данных можно изменить аппроксимационную формулу Фланагана (3-72) так, чтобы в области нижних частот она совпадала с данными Бекеша, а в области верхних частот — с результатами последних исследований. Модифицированная таким образом формула имеет вид:

$$K_y(\gamma) = \frac{A\gamma}{(1 + \gamma^2)^m (1 - \gamma^2 + \gamma^4)^n}, \quad (3-81)$$

где

$$\gamma = f/f_0; \quad f_0 = 0,94f_x^{1,05};$$

$$m = -0,485 \cdot 10^{-8} f_0^2 + 0,295 \cdot 10^{-3} f_0 + 0,175;$$

$$n = -0,735 \cdot 10^{-8} f_0^2 + 0,54 \cdot 10^{-3} f_0 + 0,725;$$

f_x — частота синусоидального сигнала, в ответ на который данная точка основной мембраны улитки колеблется с максимальной амплитудой; f — частота воздействующего сигнала.

Из формулы (3-81) следует, что в области высоких частот крутизна и добротность амплитудно-частотных характеристик улитки оказываются значительно выше, чем при расчете по формулам Фланагана.

Указанное обстоятельство существенно меняет вид амплитудно-частотных характеристик всей механической части слуховой системы ($K_i = K_{с.у} \cdot K_y$). Расчет таких характеристик по формуле Фланагана приводит к кривым, изображенным на рис. 3-38 толстыми сплошными линиями. Для сравнения тонкими сплошными линиями нанесены амплитудно-частотные характеристики среднего уха ($K_{с.у}$) и улитки (K_y), вычисленные по формулам (3-8) и (3-72).

Основной особенностью амплитудно-частотных характеристик механической части слуховой системы, отмеченных на рис. 3-38 символами K_2, K_3 , является существенное смещение положения максимумов по сравнению с амплитудно-частотными характеристиками модели одной улитки (кривые K_{y2}, K_{y3} на рис. 3-38). Указанная особенность является следствием, с одной стороны, низких добротностей амплитудно-частотных характеристик модели улитки и, с другой стороны, большой крутизны

спада характеристик для модели среднего уха, рассчитываемых по формулам Фланагана.

Предположение о том, что амплитудно-частотные характеристики улитки на самом деле имеют значительно большие добротности, а частотная характеристика среднего уха, наоборот, спадает в сторону высоких частот с меньшей крутизной, чем это предполагалось ранее (7 вместо 12 дБ/окт), приводит к устранению упомянутой особенности.

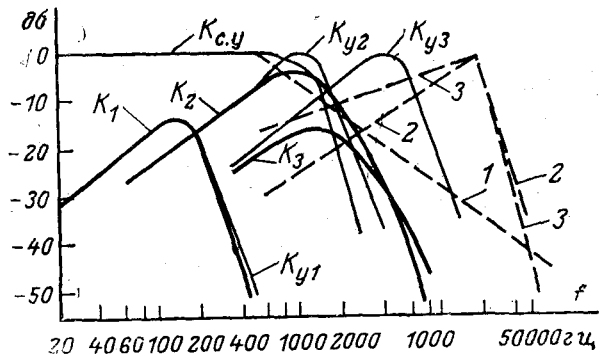


Рис. 3-38. Амплитудно-частотные характеристики механической части слуховой системы, рассчитанные по модели Фланагана (сплошные линии [Л. 92]) и измеренные Джонстоном и др. (штриховые линии [Л. 106]).

На рис. 3-38 изображены амплитудно-частотные характеристики среднего уха 1 и улитки 2, измеренные в работе [Л. 106]. Одновременно там же приведена амплитудно-частотная характеристика механической части слуховой системы 3, полученная как произведение кривых 1 и 2.

Из кривой 3 видно, что локализация области максимума здесь оказалась такой же, как и у амплитудно-частотной характеристики улитки 2. В настоящее время еще трудно по одиночным данным принять окончательное решение об истинном виде амплитудно-частотных характеристик механической части слуховой системы в целом и отдельных ее частей.

Здесь необходимы дальнейшие фундаментальные экспериментальные исследования.

3-7. Модель механизма формирования микрофонных потенциалов улитки

Заканчивая описание моделей улитки, приводим схему электрической модели, имитирующей свойственную механизму генерации микрофонных потенциалов нелинейность. Хотя однозначных данных о процессах, вызывающих появление микрофонных потенциалов в улитке, и об их роли в механизмах слуха нет, не исключено, что дальнейшие исследования этого явления заставят отказаться от трактовки его как побочного и прольют свет

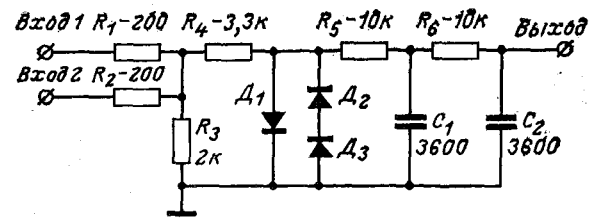


Рис. 3-39. Принципиальная схема модели нелинейности механизма генерации микрофонных потенциалов.

на механизм возбуждения рецепторных элементов в улитке. Так, результаты недавно выполненного исследования амплитудных зависимостей комбинационных колебаний частоты $2f_1 - f_2$ в микрофонных потенциалах улитки [Л. 78] обнаруживают поразительное сходство с аналогичными зависимостями, наблюдаемыми в психоакустических исследованиях [Л. 98, 174] и электрофизиологических экспериментах [Л. 14].

На рис. 3-39 приведена схема модели, предложенной Энгелбретсоном [Л. 82] для имитации нелинейных и частотных явлений, наблюдаемых в микрофонных потенциалах улитки. Нелинейный механизм моделируют три полупроводниковых диода D_1, D_2, D_3 в сочетании с резистором R_4 . Резисторы R_1, R_2 и R_3 образуют смеситель, используемый для одновременного присоединения ко входу модели двух генераторов синусоидальных колебаний. Две RC-цепочки R_5, C_1 и R_6, C_2 имитируют снижение микрофонных потенциалов в области верхних частот, которое может быть связано с техникой съема микрофонных потенциалов в электрофизиологических экспериментах.

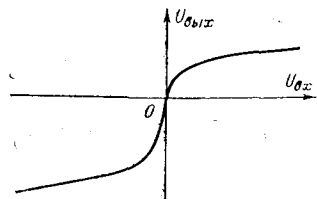


Рис. 3-40. Вид нелинейности, свойственной модели на рис. 3-39.

Модель обладает несимметричной нелинейностью типа двустороннего ограничения (рис. 3-40) и иллюстрирует характерные свойства электрических потенциалов, обнаруживаемых на круглом окошке и в витках улитки под действием акустических стимулов: появление постоянного напряжения при воздействии звуковых колебаний (суммационный потенциал), линеаризацию отклика на один тон в присутствии другого тона большей интенсивности, возникновение колебаний комбинационных частот ($mf_1 \pm nf_2$, где f_1 и f_2 — частоты двух тональных стимулов, а m и n — целые числа).

Глава четвертая

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ НЕРВНЫХ МЕХАНИЗМОВ

4-1. Логические модели нейронов

Следующим за основной мембраной звеном тракта передачи слуховой информации является кортиева орган, в котором механические колебания преобразуются в соответствующее возбуждение нервных элементов. Поскольку вся последующая обработка сигналов, воспринимаемых слуховым анализатором, осуществляется нервной системой, кажется естественным строить модели нервных механизмов слуха из элементов, имитирующих свойства нейронов. Отсюда вытекает одно из направлений в моделировании нервных механизмов, основанное на постулировании определенного перечня свойств одиночного нейрона, описании этих свойств математической моделью или их воплощение в электронной модели нейрона и синтез систем, воспроизводящих изучаемые функции нервной части слуховой системы из множества таких моделей нейронов. Типичный перечень свойств, учитываемых при разработке модели нейрона, включает в себя пространственное и временное суммирование возбуждающих и тормозящих воздействий, которые поступают на

ряд входов, генерацию стандартного импульса при условии, что суммарное воздействие превышает некоторый порог, и временное повышение порога после срабатывания механизма генерации импульса. Блок-схема моделей, воспроизводящих эти свойства, изображена на рис. 4-1. Здесь блок Σ представляет собой сумматор, осуществляющий алгебраическое сложение входных сигналов (пространственное суммирование); блок J — интегратор, накапливающий значение этой суммы во времени (временное суммирование); блок θ — пороговое

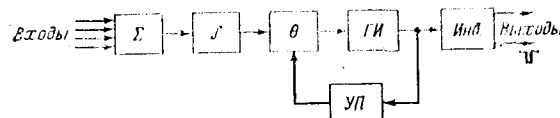


Рис. 4-1. Типичная блок-схема модели нейрона.

устройство, сравнивающее выходной сигнал интегратора с порогом θ ; $ГИ$ — генератор стандартных импульсов; $Инв.$ — инвертор, вырабатывающий импульсы двух полярностей (положительные импульсы используются в качестве возбуждающих, а отрицательные — тормозящих модели других нейронов); наконец, блок $УП$ управляет величиной порога θ , придавая модели свойство рефрактерности или адаптации порога.

Пример принципиальной схемы такого типа модели, разработанной Мак-Гроганом [Л. 120], представлена на рис. 4-2. Роль сумматора в ней играют резисторы r_1, r_2, \dots, r_N , при соответствующем выборе сопротивлений которых можно любому входу придать свое значение весового коэффициента. Временное суммирование производится с помощью конденсатора C_1 , причем постоянная времени $\tau \approx 5$ мсек ($\tau = R_1 C_1$). Функция порогового устройства возложена на нормально запертый транзистор T_2 . Он открывается при повышении напряжения на конденсатор C_1 сверх 6 в. При этом кратковременно (на период перезарядки конденсатора C_2 — 0,4 мсек) запираются нормально открытые транзисторы T_3, T_4 , с коллекторов которых снимаются импульсы противоположной полярности. Величина этих импульсов фиксирована с помощью диодов D_1, D_2 . Во время генерации импульса открывается транзистор T_5 , разряжающий конденсатор C_1 .

Аналогичного типа математическая модель описывается следующей системой уравнений:

$$y(t_{k+1}) = \begin{cases} 1 & \eta(t_k) > \theta(t_k), \\ 0 & \eta(t_k) \leq \theta(t_k); \end{cases} \quad (4-1)$$

$$\eta(t_k) = \int_{t_{k-1}}^{t_k} [\sum \alpha_i x_i(\xi)] d\xi; \quad (4-2)$$

$$\theta(t_k) = \begin{cases} \theta_0 & y(t_{k-1}) = 0; \\ \infty & y(t_{k-1}) = 1, \end{cases} \quad (4-3)$$

где t_{k-1} , t_k , t_{k+1} — последовательные моменты времени, взятые с шагом, равным длительности генерируемого нейроном импульса; y — выходная переменная; $x_i(t)$ — входное воздействие на i -м входе; α_i — весовой коэффи-

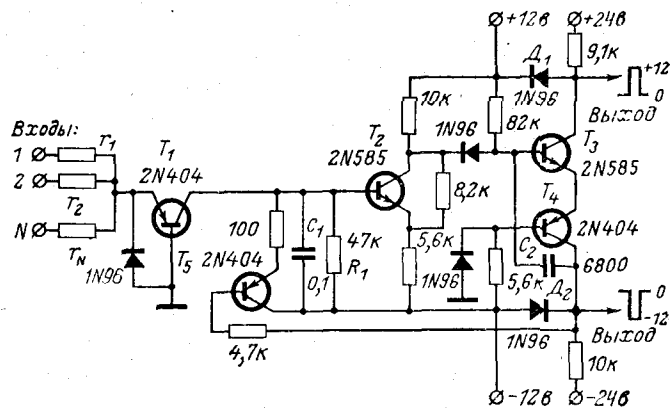


Рис. 4-2. Электронная модель нейрона.

циент i -го входа; T — время интегрирования суммарного входного воздействия; $\theta(t)$ — порог срабатывания нейрона; θ_0 — начальное значение порога; ξ — обозначение переменной интегрирования (t) под интегралом.

Подобные модели нейронов необходимы, когда изучается временная структура импульсных ответов, их синхронизация определенными фазами входных сигналов. Но не всегда целесообразно моделировать тот или иной нервный механизм сетью, составленной из таких нейронов.

Во-первых, универсальная модель нейрона должна быть очень сложной, так как полный перечень известных свойств биологических нейронов велик. Упомянем не нашедшие отражения в описанной модели конечное и неодинаковое для различных дендритов, синапсов и аксонов время проведения возбуждений, разнообразие способов взаимодействия возбуждающих и тормозящих воздействий, адаптацию, существование спонтанной активности, вероятностный характер реакций. Добавление даже одного-двух из этих дополнительных свойств значительно усложняет модель (см., например, [Л. 17, 49]). С другой стороны, до настоящего времени еще не известен доподлинно способ кодирования физиологически значимой информации, используемый элементами нервных сетей. В одних случаях предполагают, что информация заключена в частоте разрядов нейронов, в других — в распределении разрядов во времени, в третьих — в продолжительности латентного периода и т. д. Отсюда вытекают и противоречия в вопросе о том, какие свойства биологического нейрона следует воспроизводить при моделировании процессов переработки информации, и необходимость учета неодинаковых свойств в моделях разных механизмов.

Во-вторых, при моделировании информационных процессов, которые происходят в нервной части слухового анализатора, зачастую на первый план выступают не способы представления информативной переменной в выходном сигнале отдельно взятого нейрона, а те закономерности, которые свойственны функциональной организации нервных сетей: послойная организация нервных клеток с вытекающим отсюда многоуровневым отображением стимулов, пространственно-временной принцип отображения сигналов, неполная детерминированность реакций отдельных нейронов в сочетании с постоянством восприятий и реакций целого организма, откуда вытекают представления о статистически-вероятностном принципе функционирования нервной системы и о ее структурной избыточности, организации групп нейронов в ансамбли [Л. 3, 22], соответствиям расположению групп нейронов в слоях высших отделов расположению отображаемых ими рецепторов, механизме латерального торможения и т. д.

Моделирование такого рода закономерностей, приближающее нас к пониманию механизмов переработки

сигналов органом слуха, во многих случаях не требует использования в качестве строительных кирпичиков моделей нейронов, детально воспроизводящих многообразные свойства естественных нейронов, и резко облегчается переходом к математическим соотношениям, описывающим лишь принципиально важные в каждом случае черты функционирования нервных структур. Аналогичный подход при создании электронных моделей нервных механизмов позволяет обходиться малым числом типовых радиоэлектронных узлов вместо громоздких устройств, составленных из множества сложных «искусственных нейронов». На этом основано второе направление в моделировании нервных механизмов.

4-2. Аналоговые модели нервных элементов

Особенно большое упрощение достигается, если информативную переменную можно представить непрерывной величиной (например, частота импульсов нейрона или нейронного ансамбля, межимпульсный интервал, вероятность генерации импульса и т. д.). Так, например, математическая модель рецепторного нейрона слуховой системы, возбуждаемого колебаниями основной мембраны улитки, предложенная Иномата [Л. 103], описывается простым соотношением

$$p(t) = F \left[\frac{1}{T} \int_{t-T}^t \{f_+(\xi)\}^2 d\xi \right], \quad (4-4)$$

где $p(t)$ — вероятность генерации импульса в момент времени t ; T — интервал усреднения возбуждающей силы; F — непрерывная однозначная функция (например, логарифмическая); $f_+(t)$ — положительная часть возбуждающей функции (смещения основной мембраны); ξ — обозначение переменной интегрирования под интегралом.

В электронных моделях непрерывные переменные отображаются величиной напряжения или тока, что также упрощает их структуру. Важными узлами таких моделей становятся сумматоры напряжений, усилители постоянного тока, функциональные преобразователи и другие аналоговые устройства. Разнообразные блоки такого рода легко реализуются на основе операционных усилителей.

Принципиальная схема простого операционного усилителя, пригодного для выполнения широкого набора функций при моделировании механизмов преобразования сигналов в нервных сетях, приведена на рис. 4-3. Это двухкаскадный усилитель постоянного тока с дифференциальным входным каскадом. Он имеет два входа и один выход. В отсутствие внешней обратной связи (без резистора $R_{o.c}$ на рис. 4-3) усилитель обладает коэффициентом усиления по напряжению 2 000 (одинаковым по отношению к любому из двух входов). При этом поляр-

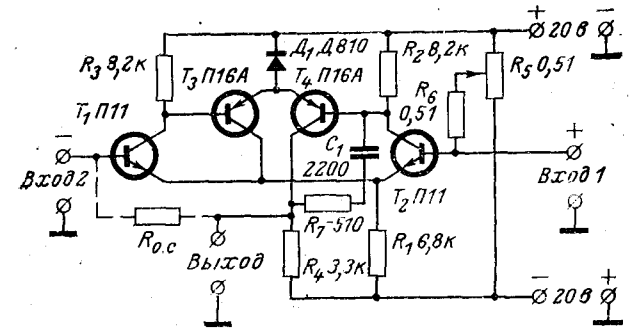


Рис. 4-3. Принципиальная схема операционного усилителя для моделирования функций нейронов.

ность сигнала, поданного на *Вход 1* (+), при усилении не изменяется, а сигнал, поданный на *Вход 2* (—), инвертируется. Дрейф нуля, приведенный ко входу усилителя, составляет около 1 мв/град и практически исключает применение усилителя без отрицательной обратной связи. Однако в операционном режиме с глубокой обратной связью этот дрейф не мешает, и усилитель позволяет выполнять арифметические операции с погрешностью менее 1%. Подстроечный потенциометр R_5 служит для установки нуля в отсутствие внешних сигналов.

На рис. 4-4 приведен ряд схем применения описываемого операционного усилителя, причем сам усилитель (рис. 4-3 без резистора $R_{o.c}$) изображен треугольником. Добавление простейших цепей внешней обратной связи и различное использование двух входов приспособливает такой усилитель к выполнению разнообразных задач.

Для развязки взаимного влияния следующих друг за другом устройств бывает необходим усилитель с высоким входным и низким выходным сопротивлением,

а коэффициент передачи его может равняться единице. В этом случае применяется включение операционного усилителя по схеме рис. 4-4,а, причем сопротивления R_r выбираются в пределах 5—10 ком, а $R_{вх}=R_{о.с}$ до 100 ком.

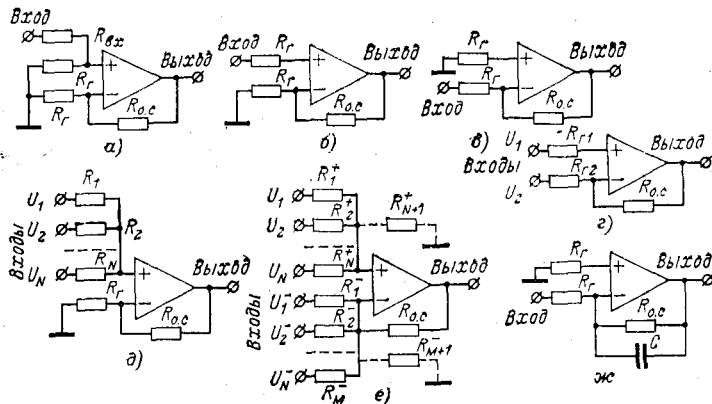


Рис. 4-4. Схемы включения операционного усилителя (рис. 4-3) для выполнения различных операций:

а — развязки (понижения полного сопротивления); б — усиления сигнала без смены его полярности; в — усиления сигнала со сменой его полярности (инвертирование); г — вычисления разности двух напряжений; д — суммирования N напряжений с индивидуальными весами; е — суммирования напряжений с разными весами и знаками; ж — сглаживания (интегрирования).

Стабильное усиление постоянного или переменного напряжения с заданным значением коэффициента усиления K_E от 1 до 10—20 обеспечивают схемы, показанные на рис. 4-4,б—в, в которых устанавливаются резисторы R_r и $R_{о.с}$ с сопротивлениями, удовлетворяющими соотношению

$$R_{о.с}/R_r = K_E. \quad (4-5)$$

Схема на рис. 4-4,б усиливает сигнал без изменения полярности напряжения, а на рис. 4-4,в инвертирует его.

Вычисление разности двух напряжений осуществляется подачей каждого из них на разные входы усилителя (рис. 4-4,г), причем сопротивления резисторов R_{r1} , R_{r2} и $R_{о.с}$ берутся равными друг другу.

Суммирование нескольких напряжений с различными весами производит схема на рис. 4-4,д, в которой каждое из суммируемых напряжений подается на один из входов через индивидуальное сопротивление. Проводи-

мости резисторов R_1, R_2, \dots, R_N должны быть пропорциональны желаемым значениям весовых коэффициентов:

$$\frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \dots : \frac{1}{R_N} = \alpha_1 : \alpha_2 : \dots : \alpha_N, \quad (4-6)$$

а их суммарная проводимость равняться проводимости резисторов $R_{о.с}$ и R_r :

$$1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_N = 1/R_{о.с} = 1/R_r. \quad (4-7)$$

Алгебраическое суммирование напряжений (с разными знаками) и различными весами выполняется схемой на рис. 4-4,е, в которой напряжения, соответствующие положительным членам суммы, подаются на Вход (+), а отрицательным — на Вход (−). При выборе сопротивлений суммирующих резисторов этой схемы условие типа (4-6) должно выполняться для модулей всех весовых коэффициентов:

$$\frac{1}{R_1^+} : \frac{1}{R_2^+} : \dots : \frac{1}{R_N^+} : \frac{1}{R_1^-} : \frac{1}{R_2^-} : \dots : \frac{1}{R_M^-} = \\ = \alpha_1^+ : \alpha_2^+ : \dots : \alpha_N^+ : |\alpha_1^-| : |\alpha_2^-| : \dots : |\alpha_M^-|, \quad (4-8)$$

а условия типа (4-7) — отдельно для групп резисторов, подключенных к одному и другому входу усилителя:

$$\left. \begin{aligned} 1/R_1^+ + 1/R_2^+ + \dots + 1/R_N^+ + 1/R_{N+1}^+ &= 1/R_{о.с}; \\ 1/R_1^- + 1/R_2^- + \dots + 1/R_M^- + 1/R_{M+1}^- &= 1/R_{о.с}. \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

Резистор R_{N+1}^+ или R_{M+1}^- требуется в случае, если

сумма весовых коэффициентов с одним знаком не равна сумме весовых коэффициентов с другим знаком, так как иначе нельзя одновременно выполнить оба условия (4-9) в сочетании с (4-8).

На рис. 4-4,ж показана схема активного RC-фильтра нижних частот, выполняющего интегрирование входного сигнала во времени, с убывающим весом. От пассивной RC-цепочки этот фильтр отличается фиксированным частотно-независимым входным сопротивлением (равным R_r) и низким (десятки ом) выходным сопротивлением, а также возможностью применения конденсатора C меньшей емкости.

Во всех приведенных схемах во избежание ухудшения температурной стабильности нуля сопротивление R_T должно быть не более 10 ком, оптимальное значение 5 ком. Уменьшению дрейфа нуля содействует замена транзисторов входного каскада (T_1, T_2) кремниевыми — типа МП103А.

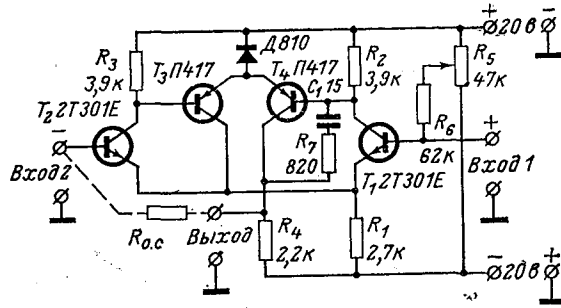


Рис. 4-5. Принципиальная схема широкополосного варианта операционного усилителя.

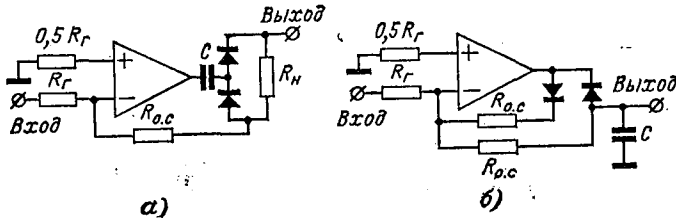


Рис. 4-6. Схемы детекторов среднего (а) и пикового (б) значений переменного напряжения.

Частотная характеристика усилителя зависит от параметров фазокорректирующей цепочки C_1, R_7 (см. рис. 4-3), которая необходима для предотвращения самовозбуждения схемы при использовании глубокой отрицательной обратной связи. При указанных на рис. 4-3 значениях C_1 и R_7 верхняя граничная частота составляет 10 кГц. В ряде случаев в зависимости от конкретных сопротивлений R_T и $R_{0.c}$ емкость C_1 и сопротивление R_7 могут быть уменьшены (до 300 пф и 200 ом соответственно) без опасности возникновения самовозбуждения. При этом полоса усиливаемых частот расширяется до 50—100 кГц.

При разработке моделей, работающих в диапазоне радиочастот, дальнейшее расширение полосы равномер-

но пропускаемых частот достигается применением в усилителе высокочастотных транзисторов. На рис. 4-5 приведена схема широкополосного варианта усилителя, у которого верхняя граничная частота в операционном режиме при $K=1$ достигает 10 МГц. Этот усилитель рассчитан на работу с сопротивлениями источников сигнала $R_T=2,2$ ком.

К числу нелинейных функций, воспроизводимых аналоговыми средствами при моделировании нервных механизмов слуха, относятся выделение среднего и пикового значений сигналов переменного напряжения. Они также реализуются описанными усилителями постоянного тока при включении их по схемам, показанным на рис. 4-6.

Вариант пикового детектора, отличающийся особенно высоким отношением постоянных времени разряда и заряда ($\tau_p \approx 3$ мсек, $\tau_z \approx 0,3$ мсек) и слабым влиянием цепи нагрузки на точность измерения пика, показан на рис. 4-7; где в качестве операционного усилителя применяется широкополосная схема (рис. 4-5).

Многие из описываемых далее электронных моделей нервных механизмов слуха строились на основе второго подхода, в них часто используются операционные усилители, выполненные по схемам рис. 4-3, причем они обозначаются треугольниками, как на рис. 4-4.

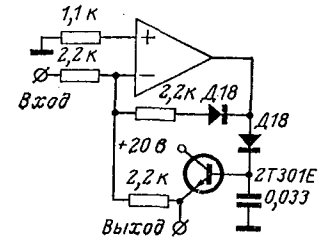


Рис. 4-7. Схема детектора пиковых значений с большим отношением постоянных времени разряда и заряда.

Глава пятая

МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНЫХ МЕХАНИЗМОВ ОБОСТРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОСНОВНОЙ МЕМБРАНЫ

5-1. Исходные гипотезы о механизмах обострения

Ввиду отсутствия достоверных данных о механизме возбуждения волосковых клеток и о физической природе факторов, определяющих возбуждающее воздействие на биполярные нейроны, вопрос о том, какая характе-

ристика колебательного процесса в каждой точке улитки выступает в роли входного сигнала соответствующих нейронов, остается открытым. В настоящее время господствует предположение, что такой характеристикой служит величина, пропорциональная поперечному смещению основной мембраны. Достаточных оснований для этого предположения нет, и оно принимается скорее всего как наиболее простое, поскольку именно поперечные колебания основной мембраны лучше всего изучены и являются предметом отображения большинства моделей основной мембраны. В то же время это предположение в сочетании с имеющимися данными о колебательных характеристиках основной мембраны сильно затрудняет объяснение острых частотно-пороговых кривых нейронов слуховой системы и высокой разрешающей способности слуха по частоте и оправдывает появление многочисленных гипотез о наличии в слухе механизмов обострения частотной избирательности.

Все модели гипотетических механизмов обострения частотных характеристик можно разделить на два основных класса. К первому отнесем модели, использующие линейные механизмы, ко второму — нелинейные. Поскольку для линейных систем справедлив принцип суперпозиции, обеспечиваемое ими обострение частотной характеристики свидетельствует о таком же обострении разрешающей способности в отношении множества одновременно действующих сигналов и гармонических составляющих сложного колебания. В нелинейных же системах обострение характеристики, отражающей зависимость выходного сигнала от частоты синусоидального входного воздействия, не обязательно сопровождается соответствующим повышением разрешающей способности, характеризующей разделение двух одновременно действующих сигналов и требуется дополнительное исследование реальной частотной избирательности, которая за счет нелинейности может не только не улучшиться, но даже и ухудшиться.

Линейные механизмы обострения возможны лишь в периферических структурах слухового анализатора, функционально предшествующих механизму генерации импульсов биполярными нейронами.

Существенно нелинейные процессы могут иметь место уже при возбуждении волосковых клеток, но фактических данных о природе этого механизма еще очень мало,

чтобы говорить о нем что-либо определенное. Безусловно, нелинейное преобразование производится биполярными нейронами спирального ганглия при генерации импульсов. Поэтому любые процедуры обострения частотной реакции, выполняемые нервной частью слухового анализатора путем обработки импульсной активности, надо относить к классу нелинейных механизмов обострения.

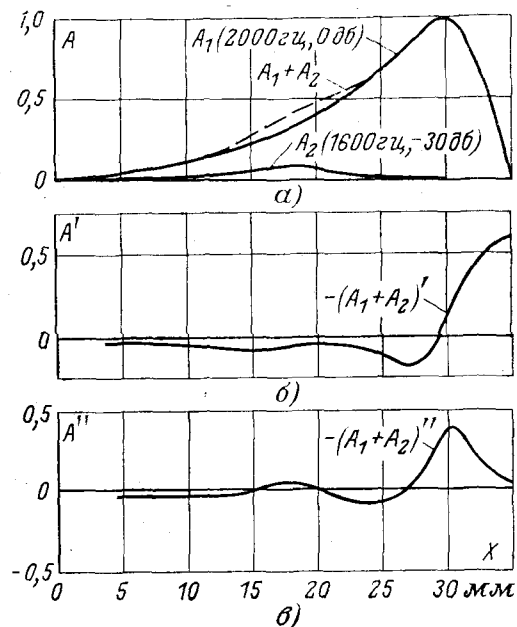


Рис. 5-1. Огибающие колебаний основной мембраны при возбуждении двумя тонами разной интенсивности (а), ее первая (б) и вторая (в) производные [Л. 102].

По-видимому, исторически первой нелинейной моделью обострения явилась гипотеза, предложенная Ликлайдером и Хаггинсом в 1951 г. [Л. 102] и поддержанная Бекеши [Л. 67]. В ее основе лежит предположение о том, что степень возбуждения нейронных окончаний пропорциональна амплитуде смещения основной мембраны, а при дальнейшей обработке сигналов первичных нейронов производится вычисление производной от огибающей амплитуд смещений вдоль пространственной координаты. На рис. 5-1,а показаны 3 кривые: огибающая

амплитуд смещений при возбуждении тоном с частотой 200 гц, интенсивность которого принята за 0 дб (кривая A_1), аналогичная кривая для тона с частотой 1600 гц и интенсивностью на 30 дб выше первого (кривая A_2), а также суммарная кривая ($A_1 + A_2$), которая соответствует одновременному воздействию обоих тонов. Легко видеть, что эта кривая мало отличается от кривой A_1 и сохраняет один максимум. В то же время слух отчетли-

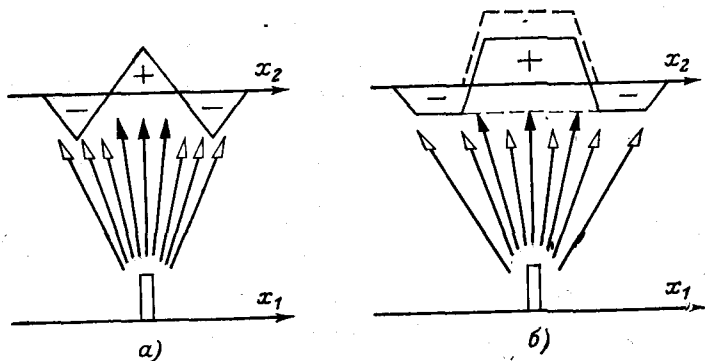


Рис. 5-2. Распределение возбуждения (+) и торможения (-) в двух последовательно расположенных слоях нервной сети (x_1 и x_2) при наличии латерального торможения (а) и рецептивного поля (б). Черные стрелки обозначают возбуждающее влияние, светлые — тормозящее.

во воспринимает в таких условиях оба тона. Гипотеза Ликлайдера и Хаггинса объясняет это тем, что двукратное дифференцирование огибающей по координате x (A'' на рис. 5-1,б) выявляет второй максимум, соответствующий слабому тону. Таким образом, операция дифференцирования огибающей смещений мембраны повышает разрешающую способность по частоте.

Физиологической предпосылкой моделей нелинейных механизмов обострения служит принцип латерального торможения (торможение соседних участков нервной сети при возбуждении данного участка — рис. 5-2,а). Аналогичную форму пространственного распределения возбужденных и заторможенных участков предусматривает концепция рецептивного поля [Л. 13]. При этом операция дифференцирования может приближенно выполняться методом вычисления конечных разностей — путем сравнения возбуждений в соседних каналах нейронных отведений от кортиева органа.

5-2. Модели, основанные на вычислении четных разностей

Нелинейное устройство обострения частотных характеристик, воспроизводящее принцип латерального торможения, показано на рис. 5-3. Здесь фильтры Φ_k ($k = m, m-1, \dots, -m$) имитируют ряд точек основной мембраны, блоки Δ представляют собой измерители амплитуд — детекторы, а блок Σ — сумматор. Выходные сигналы детекторов суммируются с весовыми коэффици-

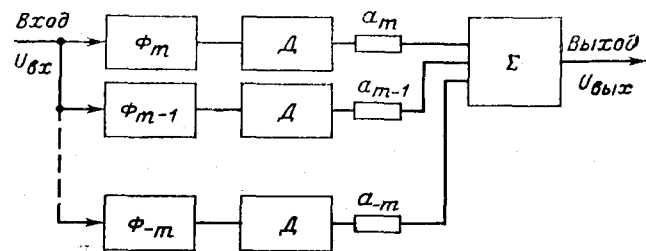


Рис. 5-3. Нелинейное устройство обострения частотных характеристик.

ентами a_k . Очевидно, что для реализации принципа латерального торможения сигналы от средних каналов должны поступать на сумматор с положительными весами, а от крайних — с отрицательными. При этом схема на рис. 5-3 будет выполнять операцию, близкую к вычислению второй производной или разности второго порядка.

В установившемся режиме при синусоидальном входном сигнале и достаточной инерционности детекторов Δ на выходах последних и на выходе сумматора Σ будет действовать постоянное напряжение. Его зависимость от частоты ω входного сигнала можно описать вещественным коэффициентом передачи, который при использовании одиночных колебательных контуров в качестве фильтров выражается соотношением

$$K(\omega) = \sum_{k=-m}^m \frac{a_k}{V1 + \xi_k^2}, \quad (5-1)$$

где

$$\xi_k = Q_k \left(\frac{\omega}{\omega_k} - \frac{\omega_k}{\omega} \right) \approx 2Q_k \frac{\omega - \omega_k}{\omega_k} \quad (5-2)$$

— обобщенная расстройка; ω_k — резонансная частота k -го контура; Q_k — его добротность; a_k — весовой коэффициент; $m = (n-1)/2$; n — число контуров (фильтров).

В простейшем случае вычисления второй разности достаточно трех фильтров для формирования одного частотного канала с обостренной характеристикой, причем: $m=1$; $a_1 = a_{-1} = -0,5 a_0$. Результирующая частотная характеристика такой модели имеет один максимум на резонансной частоте среднего фильтра и два минимума по бокам от него в области отрицательных значений коэффициента передачи. На рис. 5-4 изображена одна ветвь обобщенной частотной характеристики (другая ветвь, для $\xi < 0$, симметрична) в области небольших расстроек, рассчитанная по формуле

$$y_{\Delta^2} = \frac{K(f)}{K_{\max}(f)} = \frac{1}{\sqrt{1+\xi_0^2}} \frac{0,5}{\sqrt{1+(\xi_0-\alpha)^2}} \frac{0,5}{\sqrt{1+(\xi_0+\alpha)^2}}, \quad (5-3)$$

где

$$\alpha = Q \left(\frac{\omega_{k+1}}{\omega_k} - \frac{\omega_k}{\omega_{k+1}} \right) \approx 2Q \frac{\omega_{k+1} - \omega_k}{\omega_0} \quad (5-4)$$

— обобщенная (в долях полосы пропускания) расстройка смежных фильтров (одинаковая для каждой пары); ω_k и ω_{k+1} — резонансные частоты двух соседних фильтров; Q — добротность, одинаковая для всех контуров.

Как видно из рис. 5-4, полоса пропускания сужается при уменьшении расстройки между соседними фильтрами и в пределе (при $\alpha \rightarrow 0$) получается в 3,5 раза меньше полосы пропускания первичных фильтров (их обобщенная частотная характеристика изображена на рис. 5-4 штриховой линией y_1).

Представляя схему, вычисляющую вторую разность, как элементарное звено механизма обострения, можно построить многоканальную модель, обостряющую частотные характеристики множества точек основной мембраны (рис. 5-5). Здесь каждый фильтр используется трижды, а потому общее число выходов с обостренными характеристиками $(n-2)$ немногим меньше общего числа фильтров (n) .

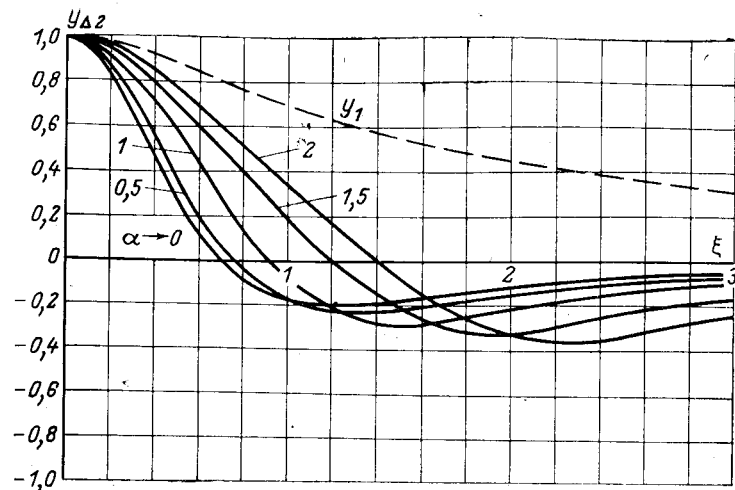


Рис. 5-4. Обобщенные частотные характеристики нелинейной модели обострения, вычисляющей вторую разность.

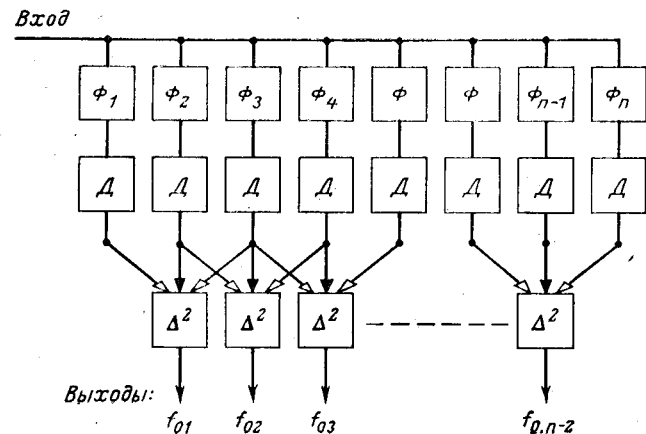


Рис. 5-5. Многоканальная модель нелинейного механизма обострения с вычислением второй разности Δ^2 .

С другой стороны, возможно последовательное применение в ряде слоев процедуры латерального торможения [Л. 67], что должно привести к дальнейшему сужению частотной характеристики системы. При моделировании многократного вычисления второй разности можно

упростить конструкцию макета, переходя к эквивалентному этой операции вычислению четных разностей более высокого порядка $\Delta^2(\Delta^2) = \Delta^4$; $\Delta^2[\Delta^2(\Delta^2)] = \Delta^6$ и т. д. На рис. 5-6,б показана схема вычисления четвертой разности, эквивалентная последовательному двукратному вычислению вторых разностей (рис. 5-6,а). За счет увеличения числа входов сумматоров удается уменьшить число самих сумматоров.

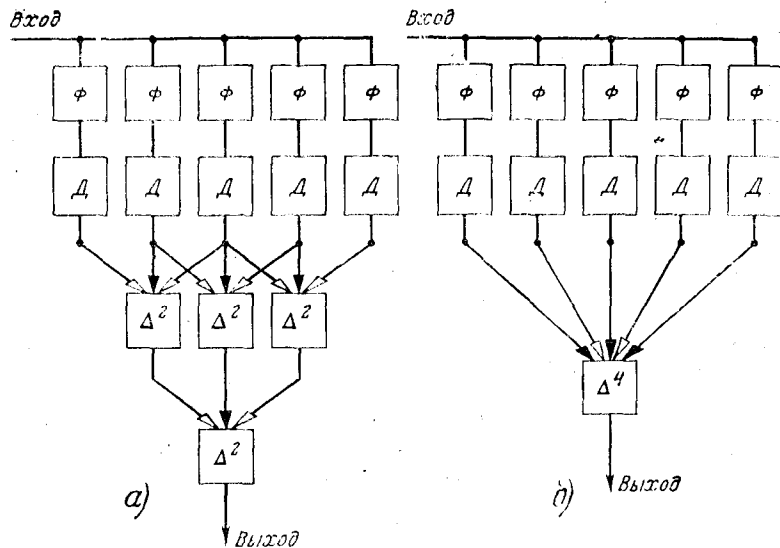


Рис. 5-6. Схема двукратного вычисления второй разности (а) и эквивалентная ей схема вычисления четвертой разности (б).

Весовые коэффициенты a_k при вычислении четных разностей высших порядков имеют следующие значения: для четвертой разности $a_1 = a_{-1} = -2/3$; $a_2 = a_{-2} = 1/6$; для шестой разности $a_1 = a_{-1} = -3/4$; $a_2 = a_{-2} = 0,3$; $a_3 = a_{-3} = -1/20$; для восьмой разности $a_1 = a_{-1} = -0,8$; $a_2 = a_{-2} = 0,4$; $a_3 = a_{-3} = -4/35$; $a_4 = a_{-4} = 1/70$ (во всех случаях принято $a_0 = 1$).

Обобщенные частотные характеристики выражаются формулами

$$y_{\Delta^2} = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} - \frac{2/3}{\sqrt{1 + (\xi - \alpha)^2}} - \frac{2/3}{\sqrt{1 + (\xi + \alpha)^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1/6}{\sqrt{1 + (\xi - 2\alpha)^2}} + \frac{1/6}{\sqrt{1 + (\xi + 2\alpha)^2}} \right];$$

$$\left(1 - \frac{4/3}{\sqrt{1 + \alpha^2}} + \frac{1/3}{\sqrt{1 + 4\alpha^2}} \right); \quad (5-5)$$

$$y_{\Delta^4} = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} - \frac{3/4}{\sqrt{1 + (\xi - \alpha)^2}} - \frac{3/4}{\sqrt{1 + (\xi + \alpha)^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{0,3}{\sqrt{1 + (\xi - 2\alpha)^2}} + \frac{0,3}{\sqrt{1 + (\xi + 2\alpha)^2}} - \frac{0,05}{\sqrt{1 + (\xi - 3\alpha)^2}} - \frac{0,05}{\sqrt{1 + (\xi + 3\alpha)^2}} \right];$$

$$\left(1 - \frac{1,5}{\sqrt{1 + \alpha^2}} + \frac{0,6}{\sqrt{1 + 4\alpha^2}} - \frac{0,1}{\sqrt{1 + 9\alpha^2}} \right); \quad (5-6)$$

$$y_{\Delta^6} = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} - \frac{0,8}{\sqrt{1 + (\xi - \alpha)^2}} - \frac{0,8}{\sqrt{1 + (\xi + \alpha)^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{0,4}{\sqrt{1 + (\xi - 2\alpha)^2}} + \frac{0,4}{\sqrt{1 + (\xi + 2\alpha)^2}} - \frac{4/35}{\sqrt{1 + (\xi - 3\alpha)^2}} - \frac{4/35}{\sqrt{1 + (\xi + 3\alpha)^2}} + \frac{1/70}{\sqrt{1 + (\xi - 4\alpha)^2}} + \frac{1/70}{\sqrt{1 + (\xi + 4\alpha)^2}} \right];$$

$$\left(1 - \frac{1,6}{\sqrt{1 + \alpha^2}} + \frac{0,8}{\sqrt{1 + 4\alpha^2}} - \frac{8/35}{\sqrt{1 + 9\alpha^2}} + \frac{1/35}{\sqrt{1 + 16\alpha^2}} \right). \quad (5-7)$$

Рассчитанные по этим формулам характеристики нелинейных схем обострения приведены на рис. 5-7—5-9, а на рис. 5-10 собраны предельные (при $\alpha \rightarrow 0$) характеристики всех этих схем. Поскольку при $\alpha \rightarrow 0$ происходит точное дифференцирование, соответствующие характеристики обозначены индексами d вместо Δ . Их нельзя непосредственно рассчитать по формулам (5-3), (5-5) — (5-7) и этой цели служат соотношения для производных:

$$y_{d^2} = \frac{1 - 2\xi^2}{(1 + \xi^2)^{5/2}}; \quad (5-8)$$

$$y_{d^4} = \frac{1 - 8\xi^2 + \frac{8}{3}\xi^4}{(1 + \xi^2)^{9/2}}; \quad (5-9)$$

$$y_{d^6} = \frac{1 - 18\xi^2 + 24\xi^4 - 3,2\xi^6}{(1 + \xi^2)^{13/2}}; \quad (5-10)$$

$$y_{d^8} = \frac{1 - 32\xi^2 + 96\xi^4 - 51,2\xi^6 + \frac{128}{35}\xi^8}{(1 + \xi^2)^{17/2}}. \quad (5-11)$$

Из рис. 5-10 видно, что дополнительное обострение, получаемое при каждом следующем увеличении порядка вычисляемой разности, становится все меньше и меньше. Если вычисление второй разности сужало частотную характеристику на уровне 0,7 в 3,5 раза, то вычисление чет-

вертой разности сужает ее не в $3,5^2=12,25$ раза, а всего лишь в 6 раз, шестой разности — в 9 раз, восьмой — в 12 раз. Для получения максимального обострения целесообразно повышать порядок вычисляемой разности и уменьшать расстройку между соседними фильтрами, но

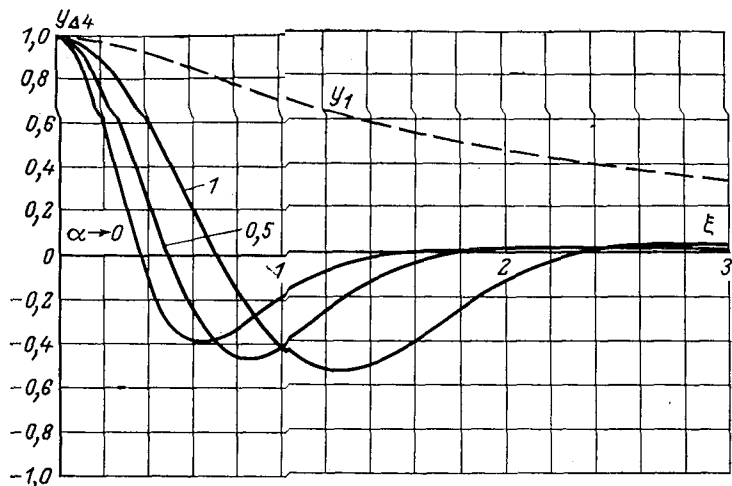


Рис. 5-7. Обобщенные частотные характеристики нелинейной модели обострения, вычисляющей четвертую разность.

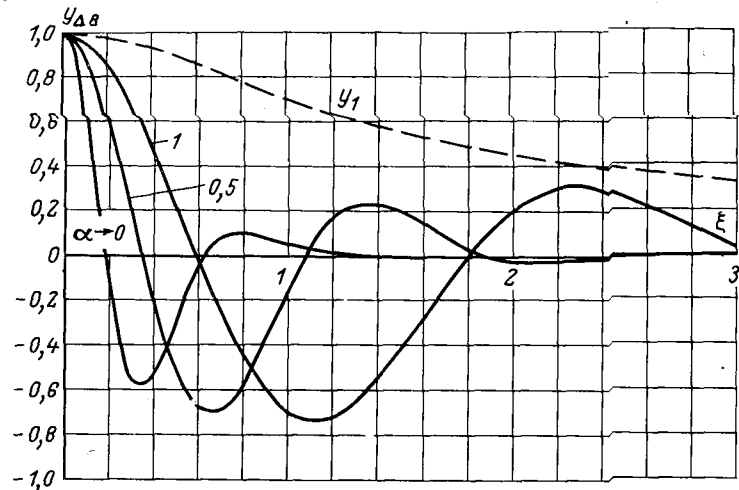


Рис. 5-9. Обобщенные частотные характеристики нелинейной модели обострения, вычисляющей восьмую разность.

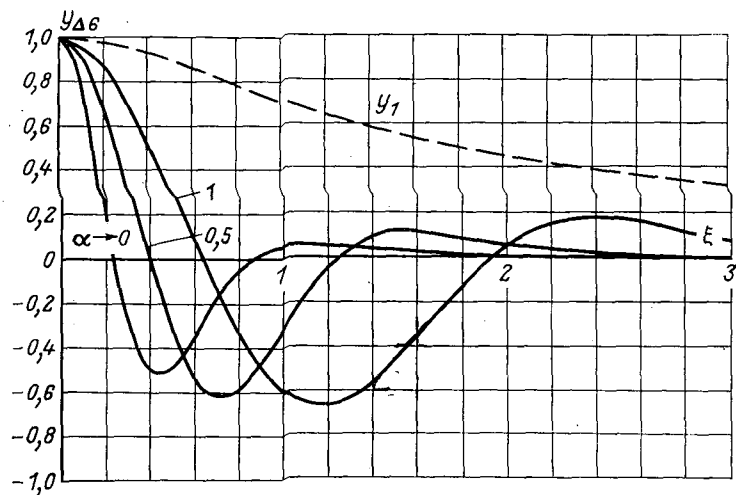


Рис. 5-8. Обобщенные частотные характеристики нелинейной модели обострения, вычисляющей шестую разность.

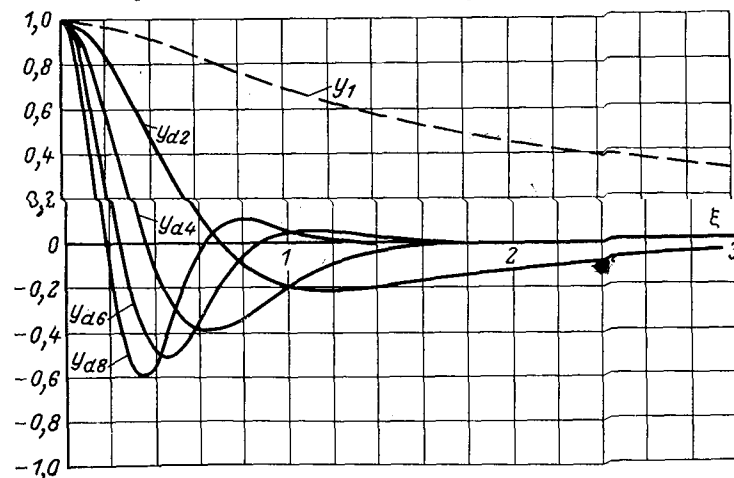


Рис. 5-10. Предельные (при $\alpha \rightarrow 0$) обобщенные частотные характеристики нелинейных моделей обострения, вычисляющих четные разности.

эти меры одновременно приводят к уменьшению коэффициента передачи (5-1). Определим его значение на резонансной частоте для рассматриваемых схем отношением выходного напряжения сумматора Δ^{2m} при наличии сигнала с частотой, равной резонансной частоте среднего фильтра, к выходному напряжению того же сумматора при условии, что все его входы, кроме среднего, отключены:

$$K_{\Delta} = U_{\text{вых}\Sigma} / U_{\text{вых}0}. \quad (5-12)$$

Величина этого коэффициента зависит от обобщенной расстройки между соседними фильтрами и для разных схем составляет:

$$K_{\Delta^2} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}}; \quad (5-13)$$

$$K_{\Delta^4} = 1 - \frac{4/3}{\sqrt{1 + \alpha^2}} + \frac{1/3}{\sqrt{1 + 4\alpha^2}}; \quad (5-14)$$

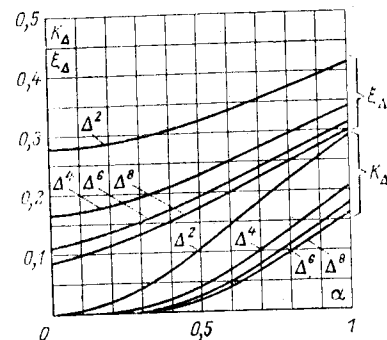
$$K_{\Delta^6} = 1 - \frac{3/2}{\sqrt{1 + \alpha^2}} + \frac{3/5}{\sqrt{1 + 4\alpha^2}} - \frac{0,1}{\sqrt{1 + 9\alpha^2}}; \quad (5-15)$$

$$K_{\Delta^8} = 1 - \frac{1,6}{\sqrt{1 + \alpha^2}} + \frac{0,8}{\sqrt{1 + 4\alpha^2}} - \frac{8/35}{\sqrt{1 + 9\alpha^2}} + \frac{1/35}{\sqrt{1 + 16\alpha^2}}. \quad (5-16)$$

Зависимости (5-13) — (5-16) вместе с зависимостями ширины частотной характеристики ξ_{Δ} на уровне 0,7 от обобщенной расстройки α приведены на рис. 5-11. Из рисунка видно, что резонансный коэффициент передачи уменьшается быстрее, чем ширина частотной характеристики. Снижение же коэффициента передачи означает не только энергетический проигрыш в уровне сигнала (его легко компенсировать соответствующим усилением), но, что важнее — ухудшение отношения сигнал-шум и повышение чувствительности устройства к нестабильности весовых коэффициентов. Эти обстоятельства заставляют считать, что если подобные механизмы реализуются в нервных сетях, то порядок вычисляемой разности невелик, и эквивалентные обобщенные расстройки между смежными каналами (возможно, представленными

группами нейронов) не слишком малы. При этом трудно рассчитывать на сужение частотной характеристики более чем в 3—5 раз.

Такой вывод подтверждается и опытом настройки и исследования электронных моделей механизмов этого класса. Экспериментальный макет работал в диапазоне повышенных частот, что упрощало его конструкцию. Он соответствовал блок-схеме, показанной на рис. 5-5, и содержал 10 частотных каналов, начинавшихся фильтрами на диапазон частот от 100 до 200 кГц с одинаковой полосой пропускания (10 кГц на уровне 0,7). Фильтрами служили одиночные колебательные контуры со съемом напряжения с емкостной ветви. Взаимная развязка контуров осуществлена включением их



в схему лампового усилительного каскада и применением катодного повторителя для связи с детекторами. Принципиальная схема одного фильтра вместе с развязывающими усилителями показана на рис. 5-12. Подстроечным сердечником катушки самоиндукции L устанавливается необходимая резонансная частота каждого канала, переменный резистор r служит для установки нужной полосы пропускания (добротности контура), а потенциометр R , регулирующий напряжение на экранной сетке лампы L_1 , позволяет устанавливать номинальный коэффициент передачи фильтра на резонансной частоте (L_2 6Н1П).

В качестве детекторов (D на рис. 5-5) применены пиковые детекторы (рис. 4-7) с широкополосными операционными усилителями, выполненными по схеме рис. 4-5. Устройствами вычисления четных разностей служат сумматоры, показанные на рис. 4-4,е с операционными усилителями по схеме рис. 4-3.

В качестве детекторов (D на рис. 5-5) применены пиковые детекторы (рис. 4-7) с широкополосными операционными усилителями, выполненными по схеме рис. 4-5. Устройствами вычисления четных разностей служат сумматоры, показанные на рис. 4-4,е с операционными усилителями по схеме рис. 4-3.

Номиналы сопротивлений (рис. 4-4) $R_{0.c} = 5 \text{ ком}$, резисторы R_{N+1}^+ и R_{M+1}^- отсутствуют, а весовые сопротивления R_i^+ и R_i^- в зависимости от порядка вычисляемой разности имеют значения, указанные в табл. 5-1. Установленные в макете резисторы соответствовали расчетным номиналам с допуском $\pm 0,2\%$.

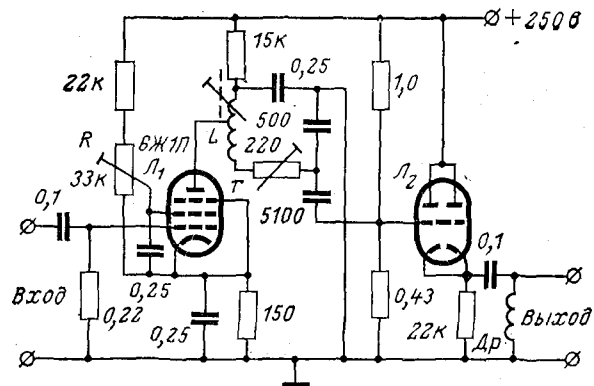


Рис. 5-12. Принципиальная схема фильтра, моделирующего частотную характеристику одной точки основной мембраны.

Несмотря на большое внимание к точности настройки макета и стабильности примененных в нем компонентов, удовлетворительное соответствие расчетным харак-

Таблица 5-1

Весовые коэффициенты a_i (рис. 5-3) и номиналы соответствующих весовых сопротивлений R_i (рис. 4-4), ком

Вычисляемая разность	$a_0 (R_1^+)$	$a_1 = a_{-1}$ ($R_1^- = R_2^-$)	$a_2 = a_{-2}$ ($R_2^+ = R_3^+$)	$a_3 = a_{-3}$ ($R_3^- = R_4^-$)	$a_4 = a_{-4}$ ($R_4^+ = R_5^+$)
Δ^2	1 (5,0)	-0,5 (10,0)	—	—	—
Δ^4	1 (6,667)	-2/3 (10,0)	1/6 (40,0)	—	—
Δ^6	1 (8,0)	-3/4 (10,667)	0,3 (26,667)	-0,05 (160,0)	—
Δ^8	1 (9,143)	-0,8 (11,429)	0,4 (22,857)	-4/35 (80,0)	1/70 (640,0)

теристикам было достигнуто лишь при обострениях, обеспечивающих сужение полосы пропускания не более чем в 5 раз.

5-3. Модель обострения с оптимальными весовыми коэффициентами

Рассмотренные механизмы обострения в конечном счете сводятся к суммированию с определенными весовыми коэффициентами отсчетов некоторой пространственной функции возбуждения. Такая функция формируется выходами многоканального частотного анализатора, а значения весовых коэффициентов выбраны из условия вычисления разностей четных порядков. Остается неясным вопрос — обеспечивает ли такой выбор весовых коэффициентов максимальное возможное обострение и нельзя ли при каких-либо иных значениях этих коэффициентов получить больший эффект.

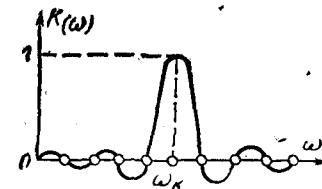


Рис. 5-13. Вид частотной характеристики выхода сумматора Σ_k анализатора.

Располагая определенным набором первичных фильтров с заданным шагом резонансных частот, действительно, можно найти такие значения весовых коэффициентов a_i в формуле (5-1), что будет достигнуто максимальное целесообразное сужение частотных характеристик — такое, при котором все отсчеты на выходе схемы обострения станут взаимно независимыми. Это получится при условии, когда обостренные частотные характеристики примут форму базисных функций ряда Котельникова вида $\sin x/x$ (рис. 5-13), причем главный максимум каждой функции должен совпадать с резонансной частотой ω_k данного канала, а нули приходятся на резонансные частоты всех остальных каналов (рис. 5-14). Таким образом, оптимальные значения весовых коэффициентов должны позволить перейти от фильтров со взаимно перекрывающимися частотными характеристиками к линейно-независимым отсчетам спектра входного сигнала. Итак, используя систему, состоящую из n фильтров, расстроенных относительно друг друга на $\Delta\omega$, хотим получить огибающую спектра по n дискретным отсчетам.

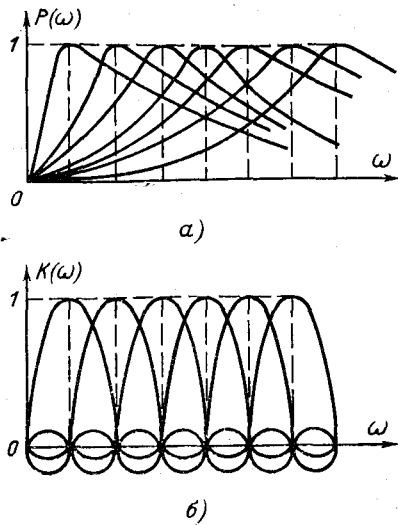


Рис. 5-14. Сравнение частотных характеристик исходных фильтров (а) и выходов сумматоров Σ_k анализатора (б).

Рассмотрим сигнал, постоянный во времени. Обозначим через $S_A(\omega)$ — амплитудный спектр сигнала; через $P_A(\omega)$ амплитудно-частотную характеристику фильтра. Амплитудный спектр сигнала на выходе фильтра будет равен:

$$\Phi(\omega) = S_A(\omega) P_A(\omega). \quad (5-17)$$

Если после фильтра поставить квадратичный детектор, то сигнал на его выходе будет равен полной энергии спектра:

$$Y = \int_0^{\infty} \Phi^2(\omega) d\omega = \int_0^{\infty} S_A^2(\omega) P_A^2(\omega) d\omega = \int_0^{\infty} S(\omega) P(\omega) d\omega. \quad (5-18)$$

Здесь $S_A^2(\omega) = S(\omega)$ — энергетический спектр входного сигнала; $P_A^2(\omega) = P(\omega)$ — квадрат амплитудной частотной характеристики фильтра; Y — сигнал на выходе квадратичного детектора.

Для n фильтров получим n интегральных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{\infty} S(\omega) P_1(\omega) d\omega &= Y_1; \\ \int_0^{\infty} S(\omega) P_2(\omega) d\omega &= Y_2; \\ \dots &\dots \\ \int_0^{\infty} S(\omega) P_n(\omega) d\omega &= Y_n. \end{aligned} \right\} \quad (5-19)$$

Здесь P_k — квадрат амплитудной частотной характеристики k -го фильтра (сокращенно будем его называть просто частотной характеристикой фильтра).

Приблизительно, заменяя интегралы суммами с шагом $\Delta\omega = 1$ (рис. 5-15), получаем:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{k=1}^n S(\omega_k) P_1(\omega_k) &= Y_1; \\ \sum_{k=1}^n S(\omega_k) P_2(\omega_k) &= Y_2; \\ \dots &\dots \\ \sum_{k=1}^n S(\omega_k) P_n(\omega_k) &= Y_n. \end{aligned} \right\} \quad (5-20)$$

Это система линейных уравнений, где Y_k — отклик k -го фильтра; $P_k(\omega_i)$ — значение частотной характеристики k -го фильтра на частоте ω_i ; $S(\omega_i)$ — неизвестный отсчет огибающей спектра на частоте ω_i . Решив эту систему из n уравнений, можно найти n неизвестных отсчетов огибающей спектра, зная частотные характеристики всех фильтров и их отклики, причем решение может быть найдено независимо от того, какова форма частотных характеристик фильтров.

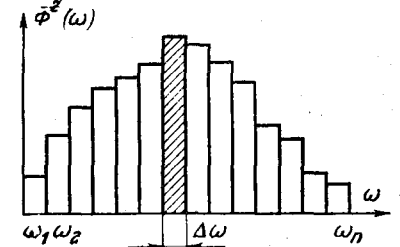


Рис. 5-15. Аппроксимация непрерывной функции $\Phi^2(\omega)$ ступенчатой для приближенного решения системы интегральных уравнений (5-19).

Перепишем систему (5-20) с сокращенными обозначениями:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{k=1}^n S_k P_{1k} &= Y_1; \\ \sum_{k=1}^n S_k P_{2k} &= Y_2; \\ \dots &\dots \\ \sum_{k=1}^n S_k P_{nk} &= Y_n. \end{aligned} \right\} \quad (5-21)$$

где $P_{ki} = P_k(\omega_i)$ и $S_i = S(\omega_i)$.

Напишем систему (5-21) в матричной форме:

$$SP = Y. \quad (5-22)$$

Очевидно, решение системы:

$$S = P^{-1}Y \quad (5-23)$$

или

$$S = AY, \quad (5-24)$$

где $A = P^{-1}$ — матрица, обратная матрице частотных характеристик P .

Раскрывая выражение (5-24), получаем:

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= \sum_{k=1}^n a_{k1} Y_k; \\ S_2 &= \sum_{k=1}^n a_{k2} Y_k; \\ &\dots \dots \dots \\ S_n &= \sum_{k=1}^n a_{kn} Y_k. \end{aligned} \right\} \quad (5-25)$$

Итак, каждый отсчет огибающей спектра представляет собой линейную комбинацию откликов всех фильтров, взятых с соответствующими весами a_{ki} . Веса входов сумматоров можно найти, подсчитав обратную матрицу частотных характеристик P^{-1} . Но они могут быть найдены следующим более наглядным образом.

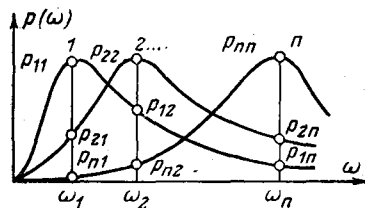


Рис. 5-16. Отклики фильтров в точках отсчетов.

Будем искать веса входов сумматора Σ_1 . Для этого рассмотрим первое уравнение системы (5-25).

Подадим на вход анализатора напряжение частоты ω_1 с мощностью (амплитудой энергетического спектра), равной единице. Очевидно, $S_1 = 1$; $S_2 = S_3 = \dots = S_n = 0$. Отклики фильтров на эту частоту равны (рис. 5-16):

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= Y_1(\omega_1) = P_{11}; \\ Y_2 &= Y_2(\omega_1) = P_{21}; \\ &\dots \dots \dots \\ Y_n &= Y_n(\omega_1) = P_{n1}. \end{aligned} \right\} \quad (5-26)$$

Подставив эти соотношения в первое уравнение системы (5-25), получим для частоты ω_1 :

$$1 = a_{11}P_{11} + a_{21}P_{21} + \dots + a_{n1}P_{n1}. \quad (5-27)$$

Теперь подадим на вход анализатора частоту ω_2 с амплитудой, равной единице. Тогда $S_1 = S_3 = S_4 = \dots = S_n = 0$; $S_2 = 1$, а отклики фильтров на этой частоте:

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= Y_1(\omega_2) = P_{12}; \\ Y_2 &= Y_2(\omega_2) = P_{22}; \\ &\dots \dots \dots \\ Y_n &= Y_n(\omega_2) = P_{n2}. \end{aligned} \right\} \quad (5-28)$$

Подставляя эти соотношения в первое уравнение системы (5-25), получаем:

$$0 = a_{11}P_{12} + a_{21}P_{22} + \dots + a_{n1}P_{n2}. \quad (5-29)$$

Перемещая таким образом частоту с единичной амплитудой далее в положения $\omega_3, \omega_4, \dots, \omega_n$, получаем n уравнений:

$$\left. \begin{aligned} 1 &= a_{11}P_{11} + a_{21}P_{21} + \dots + a_{n1}P_{n1}; \\ 0 &= a_{11}P_{12} + a_{21}P_{22} + \dots + a_{n1}P_{n2}; \\ 0 &= a_{11}P_{13} + a_{21}P_{23} + \dots + a_{n1}P_{n3}; \\ &\dots \dots \dots \\ 0 &= a_{11}P_{1n} + a_{21}P_{2n} + \dots + a_{n1}P_{nn}. \end{aligned} \right\} \quad (5-30)$$

Решая эту систему, найдем веса входов первого сумматора по известным характеристикам фильтров.

Аналогично находятся веса и остальных сумматоров.

Частотную характеристику k -го канала (звена, состоящего из k -го фильтра и k -го сумматора) можно получить обычным образом, плавно перемещая синусоидальный сигнал единичной мощности по оси частот. При этом отклик сумматора на частоте ω_k будет равен единице, а в остальных точках отсчетов нулю (см. рис. 5-13).

Практически частотные характеристики на выходах всех сумматоров должны сниматься экспериментально ввиду их сильной зависимости от погрешностей установки истинных значений весовых коэффициентов. Оценка реальной частотной характеристики одного канала (по выходу сумматора Σ_5) была произведена путем расчета на ЦВМ. Общее количество каналов анализатора со-

Таблица 5-2

Коэффициенты a_{5i}		Относительная расстройка $\Delta\omega/\omega_k$ между фильтрами				
		k	1,0	0,8	0,5	0,3
1	+0,002806574	0,01787581	0,5159466	18,88736	-723,7788	
2	-0,04267385	-0,1260386	-1,791879	-67,24160	-3051,953	
3	0,1380588	0,3965839	4,126947	134,7297	6655,319	
4	-0,7831359	-1,400025	-8,013653	-201,1163	-10125,77	
5	1,736853	2,518859	10,60129	232,8523	11945,64	
6	-0,7831432	-1,400212	-8,043752	-209,2219	-11380,24	
7	0,1382821	0,3975695	4,207918	151,4693	8830,544	
8	-0,04331663	-0,1288986	-1,962609	-91,51193	-5423,595	
9	0,001115299	0,02831501	0,8197899	43,49482	2376,846	
10	-0,007361918	-0,01481656	-0,2517462	-12,00231	-548,5371	

ставляло 10. Первичным фильтрам были приписаны частотные характеристики одиночных колебательных контуров, как в формуле (5-1).

Весовые коэффициенты a_{5i} , полученные для различных расстроек фильтров по отношению друг к другу, приведены в табл. 5-2.

Суммарные частотные характеристики каналов анализатора определялись путем расчета энергии на выходе сумматора в установившемся режиме при синусоидальном входном сигнале. На рис. 5-17 приведены полученные для разных расстроек фильтров по отношению друг к другу частотные характеристики рассматриваемой модели.

Рис. 5-17. Частотные характеристики на выходе одного из сумматоров анализатора для разных расстроек α исходных фильтров.

и схемы с оптимальными весовыми коэффициентами a_{ki} (кривая 2). Сравнение этих кривых, имеющих одинаковую полосу пропускания, показывает, что отрицатель-

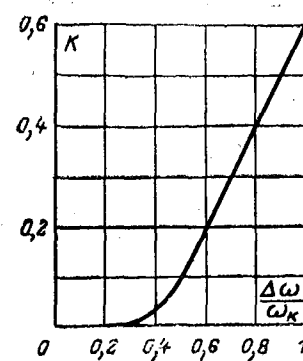
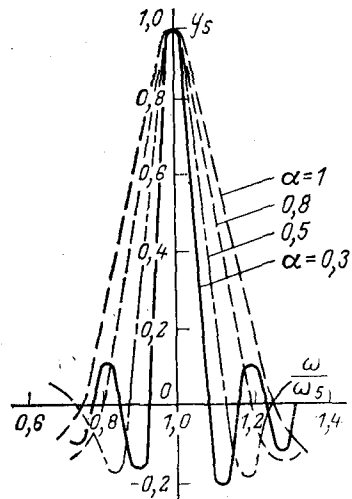


Рис. 5-19. Зависимость коэффициента передачи (K) сигнала на выходе анализатора от расстройки между смежными каналами $\Delta\omega/\omega_k$.

ные выбросы частотной характеристики при новых значениях весовых коэффициентов a_{ki} уменьшены почти в 3 раза.

В отличие от схем, вычисляющих четные разности, результирующая полоса пропускания здесь predetermined частотным шагом $\Delta\omega$ расстройки смежных фильтров. Однако с уменьшением этого шага коэффициент передачи схемы быстро убывает (рис. 5-19), что делает ее высокочувствительной к погрешностям реализации расчетных значений параметров. Поэтому в конечном счете достижимая степень обострения частотных характеристик ограничивается теми же соображениями, что и в моделях, вычисляющих четные разности, и не позволяет надеяться на получение результирующих характеристик с эквивалентной добротностью выше 5—8 единиц.

К классу нелинейных моделей обострения относится и многослойная структура с латеральным торможением, описанная в цикле

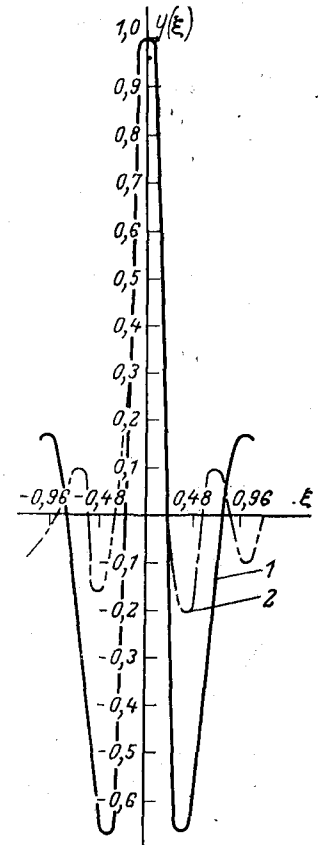


Рис. 5-18. Сравнение частотной характеристики выхода сумматора анализатора с частотной характеристикой канала схемы, вычисляющей восьмую разность для $\alpha=0,3$.

работ [Л. 31, 32, 40]. Из принципа действия этой модели следует, что, как и в предыдущих, здесь эффект обострения достигается весовым сложением в той или иной суммирующей ячейке (B -нейроне) результатов измерения плотности энергии возбуждающего воздействия, распределенной вдоль некоторой оси x . Поэтому и здесь максимальное обострение ограничивается достижимой точностью выполнения операции вычитания.

5-4. Время установления в нелинейных моделях

Некоторые исследователи высказывали предположение, что нелинейные устройства обострения частотных характеристик фильтров способны уменьшать произведение разрешающих способностей системы по времени и частоте $\Delta t \cdot \Delta f$. В связи с этим представляет интерес изучение переходного процесса в таких системах, вызванного включением на вход синусоидального сигнала.

Поскольку в рассматриваемых схемах производится обработка амплитудных значений сигнала, то, вообще говоря, помимо инерционных свойств входных линейных фильтров надо учитывать еще инерционность детекторов, формирующих сигналы, пропорциональные амплитуде колебаний на выходах линейных фильтров. Но здесь зададимся целью получить оценку минимальной продолжительности переходного процесса в предположении, что существует некий идеальный датчик огибающей амплитуд, не увеличивающий времени установления процессов в системе.

По-прежнему будем изучать схему, изображенную на рис. 5-3, считая, что в качестве фильтров Φ используются одиночные колебательные контуры. При этом переходная характеристика схемы (реакция на включение синусоидального входного сигнала) будет описываться соотношением, аналогичным формуле (5-1):

$$H(t) = \sum_{k=-m}^m \frac{a_k H_k(t, \xi_k)}{\sqrt{1 + \xi_k^2}}, \quad (5-31)$$

где $H_k(t, \xi_k)$ — нормализованная огибающая переходной характеристики k -го фильтра.

Ограничимся случаем, когда частота входного сигнала совпадает с резонансной частотой среднего фильтра ($\xi_0 = 0$), и рассмотрим прежде всего переходную характеристику схемы, вычисляющей вторую разность. При этом в формуле (5-31) будут $m=1$; $a_1 = a_{-1} = 0,5 a_0$; $\xi_1 = -\xi_{-1} = \alpha$, где α выражается соотношением (5-4). Оги-

бающую переходной характеристики одиночного колебательного контура представим в виде

$$H_k(t, \xi_k) = e^{i\varphi_k} [1 - e^{-(1-i\xi_k)\delta t}], \quad (5-32)$$

где

$$\varphi_k = -\arctg \xi_k; \quad (5-33)$$

$$\delta = \frac{\omega_0}{2Q}. \quad (5-34)$$

Подстановка соотношений (5-32) — (5-34) в выражение (5-31) при указанных значениях параметров m , a_0 , a_{-1} и a_1 дает:

$$H_{\Delta^2}(t) = 1 - e^{-\delta t} - \frac{\cos \varphi_1 - e^{-\delta t} \cos(\alpha \delta t + \varphi_1)}{\sqrt{1 + \alpha^2}}. \quad (5-35)$$

Нормализованная по установившемуся значению огибающая переходного процесса имеет вид:

$$\frac{H_{\Delta^2}(t)}{H_{\Delta^2}(\infty)} = 1 - \frac{1 - \frac{\cos(\alpha \delta t + \varphi_1)}{\sqrt{1 + \alpha^2}}}{1 - \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + \alpha^2}}} e^{-\delta t}. \quad (5-36)$$

Разлагая тригонометрические функции в правой части (5-36) в степенные ряды и пренебрегая малыми высших порядков в предположении, что $\xi_1 \ll 1$ и $\varphi_1 \ll 1$, получаем:

$$\frac{H_{\Delta^2}(t)}{H_{\Delta^2}(\infty)} \approx 1 - \left[1 + \frac{\alpha \delta t}{1! \varphi_1} + \frac{(\alpha \delta t)^2}{2! \varphi_1^2} \right] e^{-\delta t}. \quad (5-37)$$

Сопоставим полученное выражение с огибающей переходной характеристики трехкаскадного резонансного усилителя, т. е. линейной системы, содержащей столько же колебательных контуров, что и излучаемая нелинейная система. Многокаскадные резонансные усилители имеют переходную характеристику, огибающая которой выражается формулой

$$H_n(t) = 1 - e^{-\delta t} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{(\delta t)^m}{m!}, \quad (5-38)$$

и в случае трехкаскадного усилителя ($n=3$) получим:

$$H_3(t) = 1 - \left[1 + \frac{\delta t}{1!} + \frac{(\delta t)^2}{2!} \right] e^{-\delta t}. \quad (5-39)$$

Поскольку при малых значениях α величина $\varphi = \arctg \alpha \approx \alpha$, из формул (5-37) и (5-39) следует, что переходная характеристика нелинейной схемы обострения совпадает при малых расстройках боковых фильтров по отношению к среднему сгибающей переходной характеристики трехкаскадного резонансного усилителя.

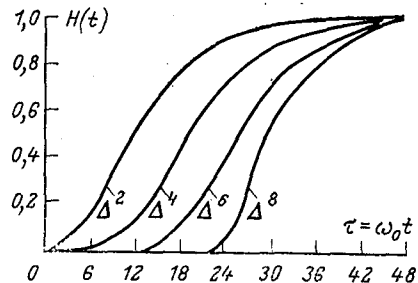


Рис. 5-20. Зависимость напряжения на выходе нелинейных схем, вычисляющих разности 2, 4, 6 и 8-го порядков от времени.

Посмотрим, будет ли аналогичный вывод справедлив для нелинейных фильтров, основанных на вычислении четных разностей более высоких порядков. Переходные характеристики таких схем выражаются прежней формулой (5-34), но при других значениях величин m и a_n , которые были указаны на рис. 82.

Ввиду громоздкости необходимых выкладок расчеты были выполнены на ЦВМ. Во всех случаях расстройка между смежными фильтрами бралась равной $\alpha = 0,3$. Огибающие вычислялись по методу медленно меняющихся комплексных амплитуд.

Результаты расчета переходных характеристик нелинейных схем обострения, вычисляющих разности 2, 4, 6 и 8-го порядков, представлены на рис. 5-20. Как и прежде, частота включаемого на вход схемы сигнала считалась равной резонансной частоте среднего контура ($\xi_0 = 0$).

Сравнение продолжительности переходных процессов в нелинейных схемах и в резонансных усилителях (рис. 5-21) показывает, что при малых расстройках между соседними

фильтрами ($\alpha \leq 0,3$) длительность процессов установления в нелинейных схемах близка к таковой для резонансных усилителей (штриховая линия) с равным числом каскадов (колебательных контуров). В то же время из рис. 5-22 видно, что полосы пропускания этих схем оказываются значительно уже, и можно подумать, что произведение $\Delta f \cdot \Delta \omega$ уменьшается.

Но к иному выводу приходим, если воспользуемся понятием эквивалентной полосы пропускания, которая определяется шириной прямоугольной частотной характеристики с ординатой, равной, единице, и площадью, равной площади, ограниченной частотной характеристикой рассматриваемой системы. При расчете площади пределы интегрирования выбираются как границы диапазона частот, несущего через фильтр 90% энергии шумового сигнала с равной на всех частотах спектральной плотностью.

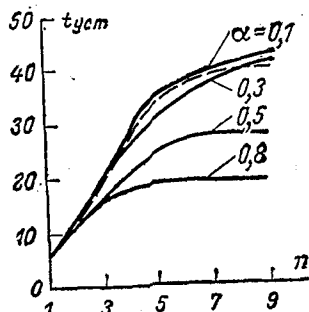


Рис. 5-21. Зависимость времени установления напряжения на выходе нелинейных схем, вычисляющих четные разности от числа колебательных контуров (n) при различной расстройке α между смежными контурами.

фильтрами ($\alpha \leq 0,3$) длительность процессов установления в нелинейных схемах близка к таковой для резонансных усилителей (штриховая линия) с равным числом каскадов (колебательных контуров). В то же время из рис. 5-22 видно, что полосы пропускания этих схем оказываются значительно уже, и можно подумать, что произведение $\Delta f \cdot \Delta \omega$ уменьшается.

Но к иному выводу приходим, если воспользуемся понятием эквивалентной полосы пропускания, которая определяется шириной прямоугольной частотной характеристики с ординатой, равной, единице, и площадью, равной площади, ограниченной частотной характеристикой рассматриваемой системы. При расчете площади пределы интегрирования выбираются как границы диапазона частот, несущего через фильтр 90% энергии шумового сигнала с равной на всех частотах спектральной плотностью.

На рис. 5-23 приведены зависимости эквивалентных полос пропускания S нелинейных и линейных фильтров от числа колебательных контуров в них. Из этого графика видно, что при малых расстройках между соседними фильтрами ($\alpha \leq 0,3$) эквивалентная полоса пропускания нелинейных схем становится несколько меньше, чем у резонансных усилителей. Интересно, что при расстройках $\alpha > 0,3$ эквивалентные полосы нелинейных фильтров начинают возрастать с увеличением порядка вычисляемой разности.

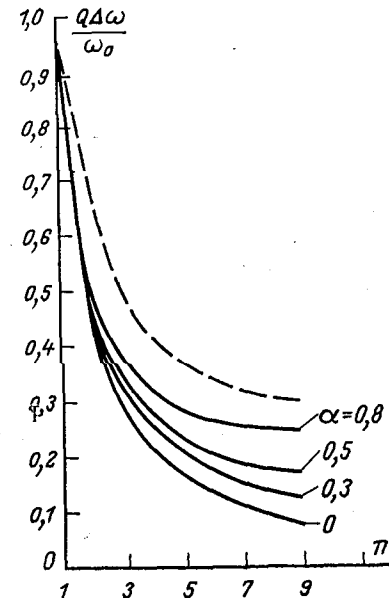


Рис. 5-22. Зависимость полосы пропускания нелинейных схем, вычисляющих четные разности, от числа колебательных контуров (n) при различной расстройке α между смежными контурами. Штриховая линия — то же для n каскадного резонансного усилителя.

Приведенные на рис. 5-21 переходные характеристики для этих случаев показывают, что время установления в нелинейных схемах начинает уменьшаться по

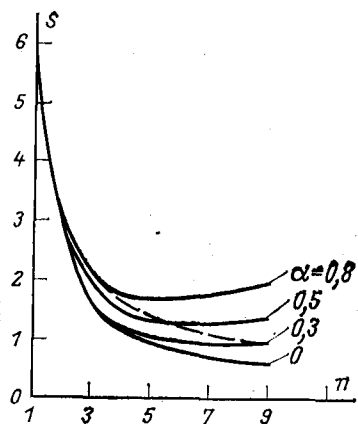


Рис. 5-23. Зависимость эквивалентных полос пропускания S нелинейных схем, вычисляющих четные разности, от числа колебательных контуров (n) при различной расстройке α между смежными контурами. Штриховая линия — то же для n -каскадного резонансного усилителя.

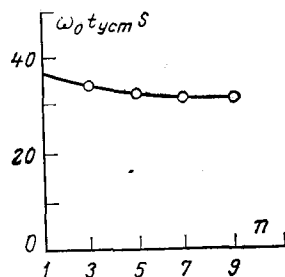


Рис. 5-24. Зависимость $\omega_0 t_{уст} S$ от числа n колебательных контуров в нелинейных схемах, вычисляющих четные разности.

сравнению с линейными фильтрами одновременно с увеличением эквивалентной полосы. При этом произведение $\omega_0 t_{уст} S$ остается приблизительно одинаковым для всех схем (рис. 5-24).

Полученный результат позволяет сделать заключение,

что время установления напряжения на выходе нелинейных схем обострения при подаче на их вход сигнала резонансной частоты определяется эквивалентной полосой пропускания таких фильтров, найденной на основе энергетического подхода. Характерно, что эквивалентная полоса пропускания нелинейных схем оказывается значительно шире полосы, отсчитанной на уровне 0,7.

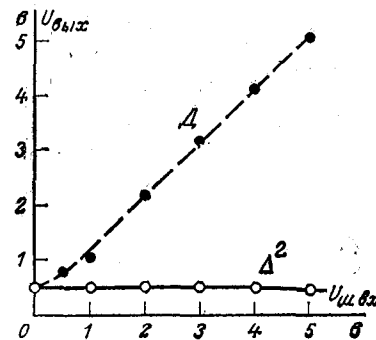
5-5. Реальная избирательность нелинейных моделей

Как уже говорилось, обострение частотной зависимости отклика на синусоидальный сигнал в нелинейных системах еще не доказывает повышения реальной избирательности в условиях одновременного воздействия нескольких сигналов. Поэтому очень важно изучить пове-

дение рассматриваемых моделей при сложных входных воздействиях.

Ценное свойство всех нелинейных схем обострения, вычисляющих четные разности, заключается в том, что они не создают никакого постоянного напряжения на выходе в ответ на шумовой сигнал с равномерным спектром («белый шум»). Действительно, при одинаковых частотных характеристиках первичных фильтров

такой шум вызовет появление на выходах всех детекторов одинакового постоянного напряжения. Сумма же положительных весовых коэффициентов у любой четной разности равна сумме отрицательных весовых коэффициентов, поэтому в сумматоре происходит взаимная компенсация напряжений подключенных к нему детекторов. Этот же результат подсказывают частотные характеристики нелинейных моделей обострения. Интеграл по частоте от их теоретических выражений (5-3), (5-5) — (5-7) и (5-8) — (5-11) равен нулю (на рис. 5-4 и



5-7—5-10 площадь положительных лепестков равна площади отрицательных лепестков). Экспериментальная проверка способности таких моделей реагировать на синусоидальный сигнал на фоне шума подтвердила высокую помехоустойчивость к равномерному шуму. На рис. 5-25 показаны полученные зависимости постоянного напряжения на выходе детекторов (Δ) и на выходе схемы обострения (Δ^2) в зависимости от напряжения шума при неизменном синусоидальном сигнале, создающем выходное напряжение 0,5 в. Из рисунка видно, что добавление к синусоидальному сигналу шума и повышение его напряжения до уровня, превышающего напряжение сигнала в 10 раз (в пределах полосы пропускания одного первичного фильтра), не вызывает сущест-

Рис. 5-25. Зависимость постоянного напряжения на выходе детектора и на выходе сумматора нелинейной модели обострения, вычисляющей вторую разность, от напряжения шума на входе при наличии полезного сигнала $U_{вх.с} = 0,5$ в.

венного изменения постоянного напряжения на выходе схемы, вычисляющей вторую разность. Начинаясь при $U_{ш}=4 \div 5$ в ослабление передачи синусоидального сигнала обусловлено ограниченным динамическим диапазоном электронных блоков модели.

Это свойство явилось следствием использования в модели суммирования возбуждающих и тормозящих воздействий. В связи с широким распространением тенденции приписывать моделям нервных элементов пороговые свойства могут возникнуть сомнения в уместности игнорировать их и допускать двуполярную реакцию модели. Физиологическое обоснование непороговых моделей усматривается в существовании у нейронов слуховой системы спонтанной активности, которая, начиная с уровня кохлеарных ядер, может подавляться действием акустических стимулов [Л. 35, 80].

В то же время спонтанная активность в волокнах слухового нерва не затормаживается внешними стимулами, а вызванная активность наблюдается лишь в ответ на смещения основной мембраны в одну сторону (в направлении вестибулярного канала улитки) [Л. 80, 145]. Это делает правомерным моделирование рецепторного механизма устройствами типа детекторов, выпрямляющих знакоперемешанные сигналы.

Частотно-избирательные свойства устройств, содержащих детекторы, сильно зависят от инерционности детекторов [Л. 48]. Разряды в волокнах слухового нерва, вызванные воздействием низкочастотных тонов (до 200—300 гц), синхронизируются положительными полуволнами колебаний. Это позволяет приписывать рецепторному механизму в данной области частот свойства безынерционного детектора. С повышением же частоты стимулирующего тона степень синхронизации ответов уменьшается, а на частотах выше 4—5 кгц синхронизация пропадает совсем. Следовательно, в области таких частот детекторы, стоящие в модели, должны обладать большой инерционностью. Инерционность детектора зависит от отношения его постоянной времени τ_d к периоду детектируемого колебания $T=1/f$. Из сказанного вытекает следующее соотношение:

$$1/5000 \text{ гц} \ll \tau_d \ll 1/200 \text{ гц}, \quad (5-40)$$

откуда значению τ_d можно приписать порядок 1 мсек, что хорошо согласуется с инерционностью нейронов,

обусловленной существованием периода рефрактерности.

У инерционного детектора можно выделить несколько режимов работы. Если частоты всех гармонических составляющих детектируемого сигнала значительно ниже критической частоты детектора $f_{кр}=1/(2\pi\tau_d)$, то детектор ведет себя как безынерционный, и его выходной сигнал с высокой точностью воспроизводит форму тех полуволн входного напряжения, на которые он реагирует. Если основная частота входного сигнала и частота огибающей в случае сложного колебания значительно превышают критическую частоту детектора, то он ведет себя как сильно инерционное устройство, и его выходное напряжение оказывается постоянным, равным пиковому значению входного напряжения. Наконец, когда основная частота входного сигнала высока в сравнении с $f_{кр}$, а частота огибающей ниже $f_{кр}$, на выходе детектора появляются постоянное напряжение, равное средней амплитуде колебаний, и переменная составляющая, воспроизводящая форму огибающей.

Считая информативным компонентом реакции, как и в случае воздействия одного синусоидального колебания, постоянное выходное напряжение, легко показать, что при одновременном воздействии двух синусоидальных колебаний детектор в режиме малой инерционности реагирует в основном на одно из этих колебаний, обладающее большей амплитудой, а слабый сигнал подавляет [Л. 48].

Соответственно маскируется меньший из двух сигналов и схемой обострения, вычисляющей четную разность, реальная избирательность в отношении двух сигналов остается такой же, как без обострения частотной характеристики входных фильтров. В режиме пикового детектирования постоянное напряжение на выходе детектора равно сумме амплитуд всех колебаний, поступающих на его вход, и информация о величине всех составляющих входного воздействия сохраняется. В этом случае схема обострения может распределить по независимым каналам сигналы в соответствии с обостренными частотными характеристиками, даже если первоначально эти сигналы попадали в полосу пропускания одного входного фильтра.

Для экспериментальной проверки этого положения достаточно выяснить, соответствует ли отношение на-

пряжений, создаваемых на выходе схемы обострения двумя синусоидальными сигналами при изменении частоты одного из них, обостренной частотной характеристике. Результаты такого эксперимента приведены на рис. 5-26, где показана частотная зависимость приращения выходного напряжения, вызываемого включением сигнала с частотой f на фоне постоянно действующего сигнала с частотой, равной резонансной частоте канала. Там же штриховой линией изображена частотная

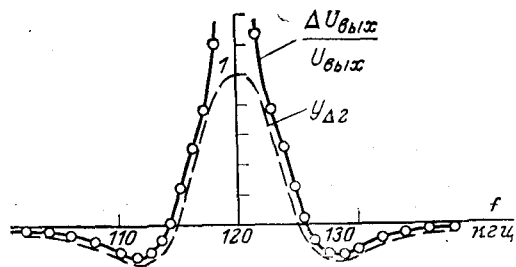


Рис. 5-26. Экспериментальная зависимость приращения напряжения на выходе нелинейной модели обострения от частоты f одного сигнала в присутствии второго сигнала с фиксированной частотой 120 кГц. Штриховая линия — частотная характеристика этой же модели.

характеристика этого канала модели, снятая при подаче на вход одного сигнала ($y_{\Delta 2}$). Как видно из графика, при расстройках, превышающих 2 кГц, коэффициент передачи для перестраиваемого сигнала практически совпадает с ординатами частотной характеристики. Но при меньших расстройках совпадения не наблюдается. Это происходит потому, что при малой разности частот период огибающей результирующего колебания становится больше постоянной времени детектора и режим пикового детектирования нарушается. Одновременно реакция на сумму сигналов перестает равняться сумме реакций на каждый сигнал. В эксперименте амплитуда перестраиваемого сигнала была взята выше амплитуды фиксированного сигнала, поэтому происходит подавление последнего и отношение $\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$ растет быстрее ординат частотной характеристики.

Таким образом, нелинейный механизм обострения частотных характеристик способен повышать помохо-

устойчивость в соответствии с обостренной характеристикой, сужать полосу подавления (маскировки) слабого сигнала сильным и разделять гармонические колебания, попадающие в полосу пропускания одного первичного фильтра, только при условии, что разность частот входных сигналов превышает значение $f_{\text{кр}}$ детекторов, а последнее, как было показано, имеет порядок 1 кГц. Это явно не согласуется с известными значениями критических полос слуха (см. гл. 2). Мало того, скорость частотного анализа теперь ограничивается не постоянной времени широкополосных входных фильтров, а постоянной времени детекторов. Это не означает замедления реакции на появление сигнала, так как пиковый детектор подобно нейрону без существенной задержки передает передний фронт возбуждения. Кроме того, в течение переходного процесса, вызванного включением синусоидального сигнала, динамические частотные характеристики как первичных фильтров, так и схем обострения оказываются значительно шире и обнаружение сигнала облегчается в связи с появлением всплесков напряжения на выходах многих частотных каналов. Но максимальная разрешающая способность по частоте проявляется лишь по окончании переходных процессов, продолжительность которых увеличивается в связи с инерционностью детекторов, осуществляющих формирование пространственного отображения не мгновенных, а амплитудных значений сигнала на разных частотах. Это обстоятельство иногда упускается из виду при анализе соотношения $\Delta t \cdot \Delta f$ нелинейных моделей обострения (например, в работе [Л. 40]).

Отмеченное свойство расширять полосу пропускания во время переходного процесса должно проявляться и в реакциях на модулированное колебание. На рис. 5-27 сопоставлены частотные характеристики, выражающие зависимость постоянного напряжения на выходе модели обострения от расстройки частоты синусоидального сигнала относительно резонансной частоты данного канала $y_{\Delta 2}$ и зависимость переменного напряжения на выходе модели от частоты модуляции входного сигнала $Y_{\Delta 2}$. Там же изображена зависимость, аналогичная $Y_{\Delta 2}$, но для напряжения на выходе детектора Y_1 , т. е. до обострения. Видно, что характеристика передачи частот модуляции у модели обострения $Y_{\Delta 2}$ уже соответствующей

необостренной характеристики системы фильтр-детектор Y_1 , но почти в 2 раза шире ее частотной характеристики $Y_{\Delta 2}$, и аналогично последней имеет минимум. Таким образом, по отношению к фильтрации модулированных колебаний эффект обострения, даваемый нелинейными схемами, уменьшается.

Еще один эксперимент, направленный на изучение помехоустойчивости нелинейной модели обострения, за-

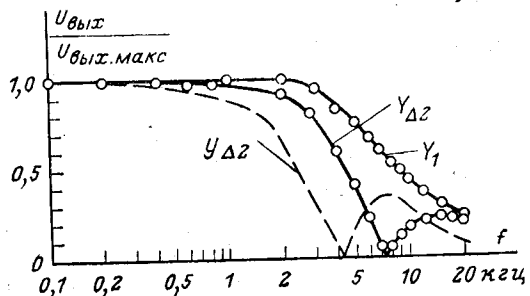


Рис. 5-27. Зависимость переменного напряжения на выходе нелинейной модели обострения ($Y_{\Delta 2}$) и на выходе одного детектора (Y_1) от частоты модуляции и частотная характеристика этого же канала модели для соответствующих частот расстройки относительно резонансной частоты ($y_{\Delta 2}$).

ключался в обнаружении и оценке уровня биений, создающих переменное напряжение на выходе модели при одновременном воздействии двух синусоидальных колебаний, причем частота f_1 одного из них совпадала с резонансной частотой исследуемого канала, а частота f_2 второго изменялась в широких пределах. Амплитуды обоих колебаний на входе поддерживались постоянными и одинаковыми; пересчитанные на выходе модели они приняты за 0 дБ. Относительные уровни амплитуд биений при различных частотах f_2 представлены на рис. 5-28 треугольниками. Там же кружочками отмечены относительные уровни тех же биений на выходе детектора до обострения. Эксперимент показал, что биения возникают при любых значениях частот f_1 и f_2 , удовлетворяющих условию

$$mf_1 - nf_2 \approx 0, \quad (5-41)$$

где m и n — целые. Пары цифр возле каждой линии на рис. 5-28 указывают значения коэффициентов m, n . Из рисунка видно также, что относительный уровень биений на выходе модели обострения выше, чем на выходе

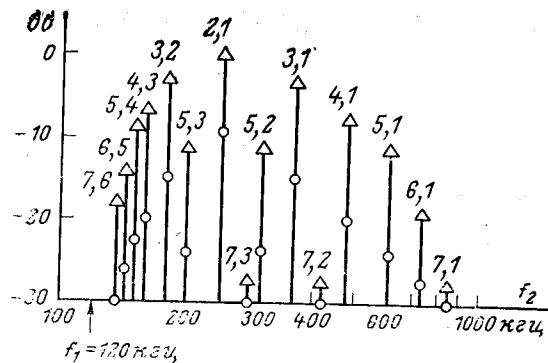


Рис. 5-28. Относительный уровень биений, создаваемых сигналом с частотой f_2 , в канале нелинейной модели, передающем сигнал с частотой f_1 .

детектора. Таким образом, применение нелинейной операции обострения ухудшает помехоустойчивость системы в отношении биений и содействует их подчеркиванию. Этот результат находит теоретическое объяснение при учете фазовых соотношений для огибающих биения на выходах соседних фильтров, которые используются в одном канале модели обострения.

На рис. 5-29 показаны векторные диаграммы, иллюстрирующие сложение синусоидальных напряжений U_{-1} , U_0 и U_1 , которые снимаются с выходов трех соседних детекторов нелинейной модели, вычисляющей вторую разность, при совпадении фаз огибающих (а) и

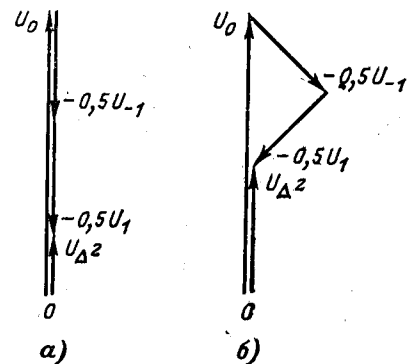


Рис. 5-29. Вычисление второй разности от синусоидальных напряжений U_{-1} , U_0 и U_1 , находящихся в фазе (а) и не совпадающих по фазе (б).

при симметричном сдвиге фаз в боковых каналах (б). Длина вектора U_{Δ_2} результирующего напряжения резко возрастает при наличии фазового сдвига.

Итак, изучение реакции нелинейных моделей на аддитивные сигналы показывает, что реальная избирательность таких систем не описывается полностью обостренными частотными характеристиками, а зависит также от инерционности детекторов. При инерционности последних того порядка, какой можно приписать первичным нейронам слуховой системы, критические полосы моделей остаются шире известных для слуха.

К еще менее утешительному выводу пришел Н. В. Позин [Л. 40], заключивший, что разрешающая способность изученной им нелинейной модели остается такой же, как у системы входных линейных фильтров, т. е. определяется необостренными частотными характеристиками.

5-6. Оценка реакции нелинейных моделей на речеподобные стимулы

В заключение этой главы приведем описание одного эксперимента, направленного на проверку эффективности нелинейных механизмов обострения и основанного на непосредственном сопоставлении разрешающей способности слуха при восприятии сложных сигналов с их отображением на выходе изучаемых моделей.

С этой целью было проведено совместное психоакустическое и модельное изучение реакций, вызываемых широкополосными сигналами типа синтетических гласных [Л. 27].

Спектры сигналов носили дискретный характер с частотой основного тона 300 гц. Отличительной особенностью каждого сигнала являлось значение частоты F_2 второй форманты (в области частот от 1200 до 2100 гц) и соотношение интенсивностей спектральных составляющих на частоте первой и второй формант. При этом спектральная составляющая с частотой второй форманты превышала по уровню соседние с ней составляющие на 3—10 дб.

Психоакустические эксперименты, выполненные Л. А. Чистович [Л. 1], показали, что все выбранные сигналы четко дифференцируются испытуемыми и распознаются как различные гласные.

Расчет огибающих колебаний вдоль основной мембраны осуществлялся с использованием экспериментальных частотных характеристик, полученных Бекеша, и аппроксимационной формулы Фланагана (3-72). Результаты расчета показали, что отклик основной мембраны обнаруживает лишь один максимум (в районе частоты первой форманты) и не несет никаких признаков наличия второго формантного максимума. В качестве примера на рис. 5-30 приведен спектр одного из применявшихся

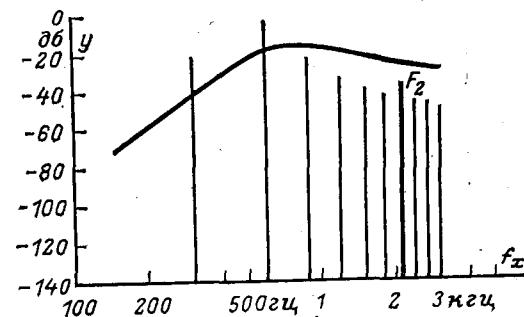


Рис. 5-30. Расчетная зависимость отклика y основной мембраны от координатной частоты f_x на речеподобный сигнал (частотный спектр сигнала показан вертикальными линиями).

ся сигналов и огибающая колебаний мембраны, рассчитанная для этого сигнала. Различия в откликах на разные сигналы оказались менее 0,2 дб по уровню и 0,2% по частоте.

Расчет разностей четных порядков от откликов соседних точек основной мембраны показал, что вторая разность $\Delta^2 y$ на рис. 5-31) выявляет два максимума, соответствующие первым двум частотным составляющим сигналов (300 и 600 гц), но уже начиная с области третьей составляющей (900 гц) какие-либо признаки неоднородности частотного спектра сигнала отсутствуют. Повышение порядка вычисляемой разности (см. кривую $\Delta^4 y$) не позволяет выявить структуру спектра сигнала в области второй форманты и приводит к быстрому росту шума, несмотря на высокую точность расчетов, выполнявшихся на ЦВМ (до шестого десятичного знака).

Одновременно обнаружилась высокая чувствительность модели не только к точности расчетов, но и к плавности функций, описывающих частотные характеристики. При расчетах координатный ход максимумов частотных характеристик улитки, отражаемый множителем $A(\beta)$ в формуле (3-72), в целях лучшего соответствия данным Бекешы был аппроксимирован по Фланегану лишь до частоты 1 кГц, а на более высоких частотах представлен постоянным значением $A(\beta) = A(1 \text{ кГц})$. В результате этой зависимости $A(\beta)$ имела перелом на частоте 1 кГц. Из рис. 5-31 видно, что это привело к появлению больших выбросов значений вычисленных разностей.

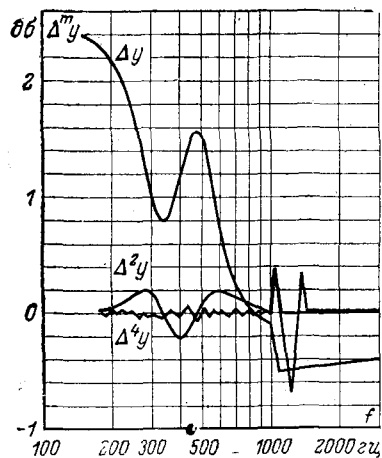


Рис. 5-31. Расчетные значения первой Δy , второй $\Delta^2 y$ и четвертой $\Delta^4 y$ разностей отклика основной мембраны на речеподобный сигнал.

Можно выдвинуть еще одно предположение с целью примирить возникающие противоречия. Отсутствие фактических данных о процессах передачи возбуждения от механических структур улитки к первичным нейронам оставляет возможность существования линейных механизмов обострения частотных характеристик основной мембраны. При этом, оперируя не с огибающими, а с мгновенными значениями колебаний, т. е. используя информацию о фазе колебаний, эти механизмы способны формировать характеристики, соответствующие узкополосным линейным фильтрам.

Этот эксперимент также показал, что гипотетические нелинейные механизмы обострения не позволяют объяснить присущую слуху разрешающую способность, если первичная фильтрация осуществляется низкодобротной системой с характеристиками, соответствующими используемому в настоящее время представлению о механизме улитки.

Можно выдвинуть еще одно предположение с целью примирить возникающие противоречия. Отсутствие фактических данных о процессах передачи возбуждения от механических структур улитки к первичным нейронам оставляет возможность существования линейных механизмов обострения частотных характеристик основной мембраны. При этом, оперируя не с огибающими, а с мгновенными значениями колебаний, т. е. используя информацию о фазе колебаний, эти механизмы способны формировать характеристики, соответствующие узкополосным линейным фильтрам.

МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ МЕХАНИЗМОВ ОБОСТРЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

6-1. Линейные модели механизма обострения

В основу линейных моделей обострения кладутся два принципа, вытекающие из представления улитки либо в виде устройства типа линии задержки, либо в виде параллельного частотного анализатора.

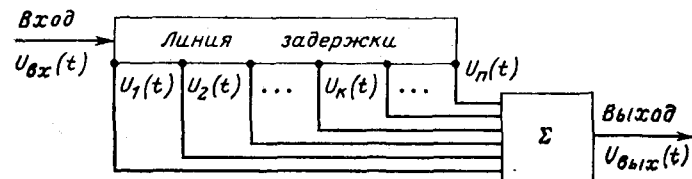


Рис. 6-1. Схема, иллюстрирующая получение острых частотных характеристик на основе временного принципа.

В первом случае острые амплитудно-частотные характеристики можно получить, суммируя напряжения, снимаемые с ряда отводов линии задержки (рис. 6-1). Эти напряжения $u_k(t)$ представляют собой мгновенные значения входного сигнала $u_{вх}(t)$, взятые через интервалы времени, соответствующие задержкам Δt_k до данного отвода:

$$u_{вых}(t) = \sum_{k=1}^n u_{вх}(t - \Delta t_k). \quad (6-1)$$

Если задержки Δt_k образуют арифметическую прогрессию

$$\Delta t_k = (k-1)\tau, \quad (6-2)$$

а входной сигнал имеет период, в точности равный времени задержки τ между соседними отводами, то происходит синфазное суммирование его n периодов, но то же самое происходит и при частотах сигнала, в целое число раз превышающих величину $1/\tau$. Результирующая амплитудно-частотная характеристика устройства, показанного на рис. 6-1, имеет многолепестковую форму (рис. 6-2) с главными максимумами на частотах

$$f_m = m/\tau, \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad (6-3)$$

Ширина всех главных лепестков одинаковая и уменьшается с увеличением числа отводов n , с которых снимаются суммируемые напряжения:

$$\Delta f_n = \frac{2}{n} f_1. \quad (6.4)$$

Между каждым двумя главными лепестками имеется по $(n-2)$ побочных лепестков меньшей высоты.

Этот принцип положен в основу линейной модели обострения, описанной в работах [Л. 33, 40]. Авторы пред-

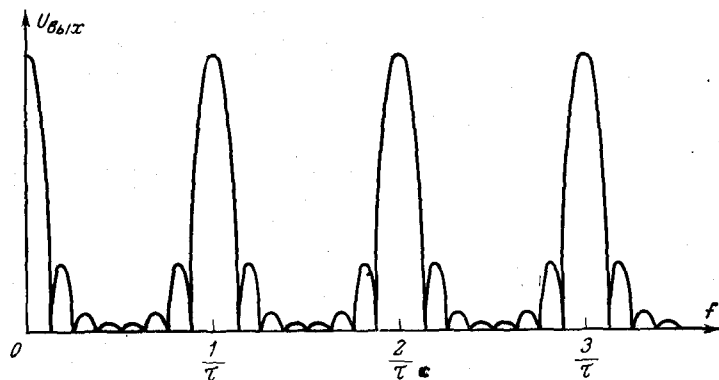


Рис. 6-2. Амплитудно-частотная характеристика устройства, выполненного по схеме на рис. 6-1 при $n=8$.

положили, что наблюдаемое улучшение частотной избирательности улитки возникает за счет синхронного суммирования возбуждения в дендритах 8-го нерва в областях максимумов колебаний на основной мембране. Такой эффект возможен при условии, что фазовая скорость колебаний в области упомянутых максимумов одинакова и ее абсолютная величина близка к скорости распространения генераторных потенциалов в нервных волокнах. Однако расчет для ряда точек основной мембраны, выполненный с помощью формулы Фланагана, показал сильное отличие фазовых скоростей в точках максимумов частотных характеристик (рис. 6-4). Таким образом, физиологические предпосылки реализации моделей такого типа остаются невыясненными.

В случае представления улитки в виде параллельного частотного анализатора линейное обострение может быть

достигнуто сложением с определенными весовыми коэффициентами выходных напряжений ряда фильтров, образующих соседние частотные каналы (рис. 6-5). При имитации частотно-избирательных свойств основной мембраны набором одиночных колебательных контуров комплексный коэффициент передачи такой модели составляет:

$$K(j\omega) = \sum_{k=-m}^m \frac{a_k}{1 + jQ_k \left(\frac{\omega}{\omega_k} - \frac{\omega_k}{\omega} \right)}, \quad (6.5)$$

где ω — частота входного сигнала; ω_k и Q_k — резонансная частота и добротность k -го колебательного контура; a_k — весовой коэффициент; $m = (n-1)/2$; n — число фильтров.

Такая модель изучена при тех же значениях весовых коэффициентов a_k , что и нелинейные модели, вычисляющие разности четных порядков (стр. 82). При этом число фильтров n , выходные напряжения которых подлежат суммированию, на единицу превышает порядок вычисляемой разности. Степень обострения возрастает с повышением порядка вычисляемой разности и по мере уменьшения расстройки между средними частотами соседних фильтров $\Delta f = f_{k+1} - f_k$. Можно показать, что при $\Delta f \rightarrow 0$

результатирующая частотная характеристика $K(j\omega)$ получается наиболее острой и соответствует частотной характеристике каскадного включения того же числа фильтров n :

$$K(j\omega) = [K_1(j\omega)]^n, \quad (6.6)$$

где $K_1(j\omega)$ — частотная характеристика одного фильтра. Таким образом, максимальное сужение полосы пропус-

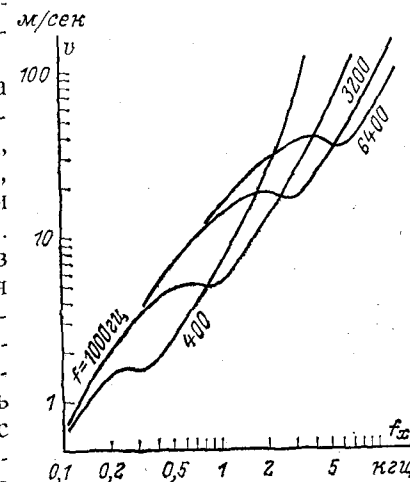


Рис. 6-3. Зависимость фазовой скорости v волны, бегущей по основной мембране, от координатной частоты f_x для различных частот f возбуждающего тона.

ния (на уровне 0,7) по сравнению с полосой пропускания исходных фильтров, когда в их роли используются одинаковые колебательные контуры, составляет:

$$\frac{\Delta f_n}{\Delta f_1} = \sqrt[n]{2} - 1, \quad (6-7)$$

и при вычислении разностей не слишком высоких порядков степень обострения частотных характеристик, оцениваемая по полосе пропускания, не превышает 2—3 раз (рис. 6-5).

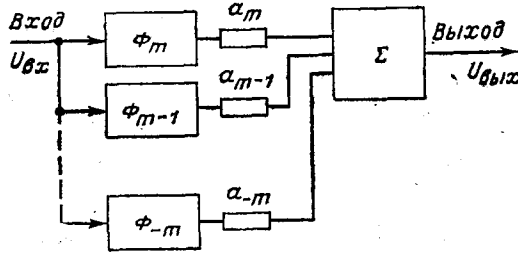


Рис. 6-4. Линейное устройство обострения частотных характеристик фильтров параллельного частотного анализатора.

Принципы линейных механизмов обострения, используемые в схемах на рис. 6-1 и 6-4, легко распространяются на многоканальную структуру (рис. 6-6, 6-7), причем перекрывающиеся группы отводов (рис. 6-6) или фильтров (рис. 6-7) могут использоваться для формирования выходных каналов с повышенной частотной избирательностью, так что общее число выходных каналов оказывается немногим меньше числа каналов первичного анализатора. В устройстве с линией задержки (рис. 6-6) для получения каналов с различными частотами главных максимумов время задержки между соседними отводами должно монотонно изменяться вдоль линии, а для устранения многорезонансности (отклика на частотах, кратных частоте

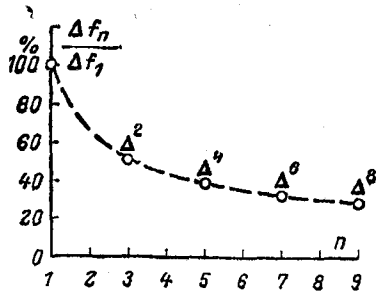


Рис. 6-5. Зависимость максимального сужения полосы пропускания в схеме на рис. 6-4 в зависимости от числа фильтров n.

основного максимума) необходимо добавление фильтров нижних частот. Основное возражение против частотной модели обострения избирательности сводится к тому, что она дает

основного максимума) необходимо добавление фильтров нижних частот.

Основное возражение против частотной модели обострения избирательности сводится к тому, что она дает

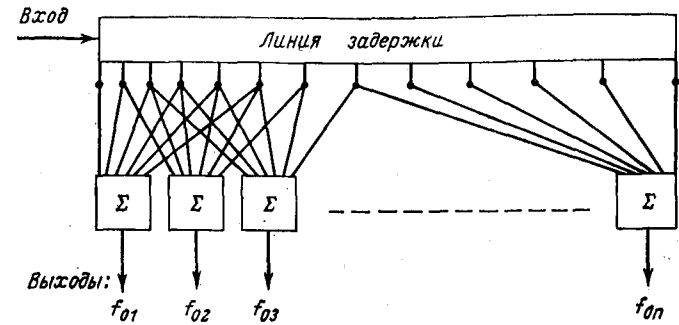


Рис. 6-6. Многоканальная модель линейного механизма формирования частотно-избирательных каналов с первичным анализатором в виде линии задержки (Σ — сумматоры).

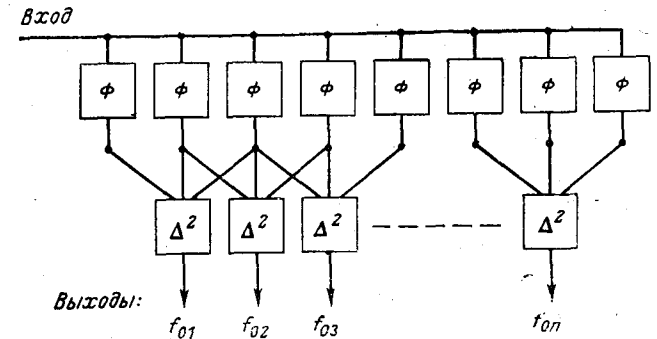


Рис. 6-7. Многоканальная модель линейного механизма обострения избирательности с первичным анализатором в виде набора частотных фильтров (Δ^2 — весовые сумматоры, вычисляющие вторую разность).

сравнительно малое обострение, в то время как критические полосы слуха и частотно-пороговые кривые многих нейронов слуховой системы на порядок уже частотных характеристик основной мембраны. Однако, поскольку улитка сочетает в себе свойства и линии задержки и ча-

стотного анализатора, можно предположить существование комбинированного механизма обострения, совмещающего оба принципа. Он естественно реализуется при сложении напряжений, снимаемых с отводов электрической модели основной мембраны. На рис. 6-8 приведена экспериментальная частотная характеристика, полученная суммированием напряжений на двух отводах модели с распределенными параметрами (см. рис. 3-30). Резу-

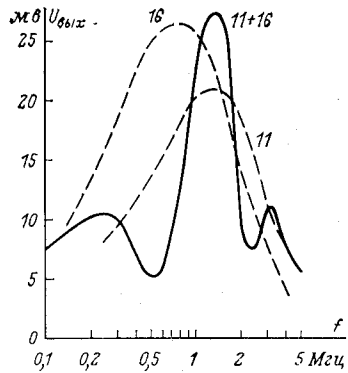


Рис. 6-8. Частотная характеристика модели основной мембраны в виде неоднородной длинной линии (рис. 3-30), полученная суммированием напряжений на отводах 11 и 16 (сплошная линия), и частотные характеристики, снятые с каждого из этих отводов (штриховые линии).

льтирующая частотная характеристика на уровне 0,7 оказывается в 3 раза уже исходных характеристик. Таким образом, в структурах типа неоднородных длинных линий существенное сужение частотной характеристики может достигаться проще, чем в идеализированных схемах на рис. 6-6 или 6-7, предусматривающих суммирование напряжений с большого числа регулярно расположенных отводов и с определенными весовыми соотношениями.

С другой стороны, минимальная полоса пропускания у линейных моделей зависит от того изменения частоты стимула, которое приводит к сдвигу фаз на π радиан,

поскольку именно это условие порождает нули (или минимумы) передаточной функции, образованной линейной комбинацией сигналов, снимаемых с первичных фильтров. Из этих соображений становится ясной ведущая роль фазочастотных характеристик улитки в линейных моделях обострения.

Можно однако предложить другую функцию сигналов, снимаемых с системы линейных фильтров, нули которой появляются при сдвиге фаз всего лишь на $\pi/2$, причем будет достижимо вдвое большее сужение частотной характеристики. Такой функцией является произведение выходных сигналов различных фильтров.

6-2. Квазилинейная модель механизма обострения

В литературе уже высказывалась мысль о существовании на периферии слуховой системы структур, определяющих функцию автокорреляции сигнала [Л. 109] и, следовательно, осуществляющих перемножение. Однако автокорреляционная функция, вычисленная с учетом параметров коэффициента передачи модели улитки, дает слишком малый коэффициент обострения частотных характеристик. К тому же такая модель разрушает информацию о временной структуре колебаний и потому страдает многими недостатками, присущими нелинейным моделям обострения. Если же видоизменить технику вычисления автокорреляционной функции так, чтобы выходной сигнал сохранял период входных сигналов, то модель, использующая нелинейную операцию (перемножение), сможет проявлять черты линейных механизмов фильтрации, важные для повышения реальной избирательности. Такую модель уместно назвать квазилинейной, и основная проблема ее создания состоит в выборе принципиально задаваемого интервала интегрирования произведения сигнала, снимаемых с разных точек улитки.

Автокорреляционную функцию, вычисляемую с принудительно задаваемым интервалом усреднения, будем называть дискретной. Функциональная схема дискретного автокоррелятора приведена на рис. 6-9 (один из блоков II). Сигнал $u_1(t)$ поступает на линию с распределенными параметрами I, коэффициент передачи которой соответствует улитке, и далее подается на перемножитель У. Одновременно на перемножитель поступает преобразованный сигнал $u_1(t)$. После перемножения выходное напряжение подается в интегратор И. Интервал времени, в течение которого осуществляется перемножение и интегрирование, задается с помощью безынерционного детектора Д и формирующей схемы ФС. Действие последних приводит к осуществлению указанных операций только в течение того времени, когда значения напряжения, поступающего на перемножитель с длинной линии, оказываются положительными. В остальное время сигнал на выходе интегратора И сбрасывается до нуля.

Основанная на использовании таких корреляторов модель механизма обострения включает в себя блок вычисления разности (Р на рис. 6-9) дискретных корре-

ляционных функций для смежных точек улитки x и $x + \Delta x$. Сигнал $u_{\text{вых}}$, появляющийся на выходе такой модели, можно рассматривать как возбуждающее воздействие одного из нейронов слухового нерва. В частности, можно предположить, что операцию вычисления разно-

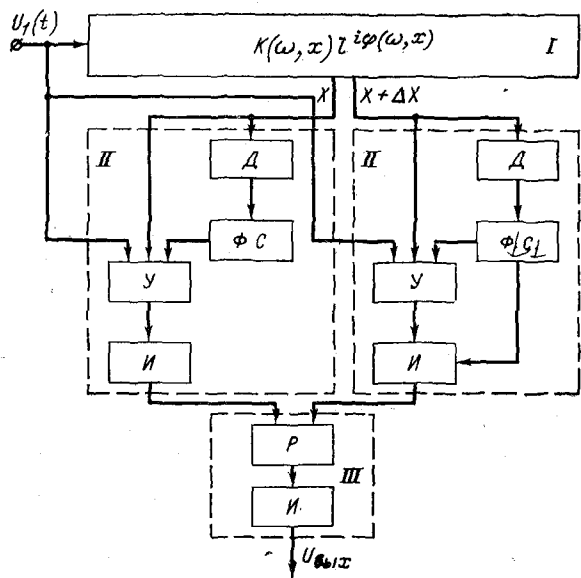


Рис. 6-9. Функциональная модель гипотетического механизма обострения.

сти выполняет дендритное волокно, иннервирующее две волосковые клетки, причем последним надлежит приписать функции дискретных корреляторов.

Рассмотрим характеристики описанной модели в предположении, что частотные характеристики линии I соответствуют улитке органа слуха.

Пренебрегая в формулах (3-56) и (3-57) членами, дающими малые поправки, представим приближенно модуль и фазу коэффициента передачи структуры типа основной мембраны соотношениями

$$|K(\omega, x)| = A \exp \left[\frac{3}{4} \beta x - \frac{\omega^2 r c_0}{3\beta} \sqrt{\rho c_0} \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right) \right]; \quad (6-8)$$

$$\varphi(\omega, x) = \frac{\pi}{2} - \frac{2\omega}{\beta} \sqrt{\rho c_0} \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right). \quad (6-9)$$

Для соответствия характеристик, описываемых этими формулами, экспериментальным характеристикам улитки примем следующие значения параметров: $c_0 = 1,66 \cdot 10^{-7} \text{ ф} \cdot \text{см}^{-1}$; $\rho = 0,279 \text{ гн} \cdot \text{см}^{-1}$; $r = 120 \text{ ом} \cdot \text{см}$; $R = 0,75 \text{ ом} \cdot \text{см}^{-1}$; $\beta = 1,5 \text{ см}^{-1}$. На рис. 6-10 приведены рассчитанные таким путем амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики для двух точек улитки.

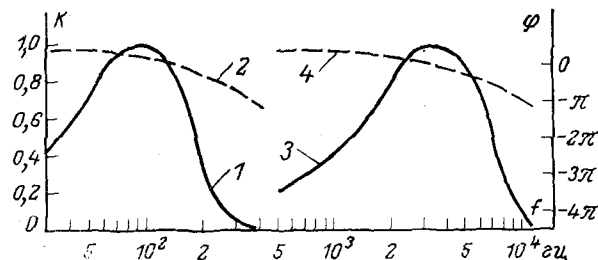


Рис. 6-10. Частотно-фазовые характеристики модели структуры типа основной мембраны.

1 и 2 — соответственно амплитудно-частотная характеристика и фазочастотная характеристика модели на расстоянии $x=3,2 \text{ см}$ от начала; 3 и 4 — аналогичные характеристики модели с координатой $x=0,3 \text{ см}$ от начала.

В соответствии с описываемой моделью механизма обострения производится перемножение входного сигнала на его отклик после прохождения через фильтр и интегрирование этого произведения на протяжении положительного полупериода отклика $T/2 = \pi/\omega$.

Без учета ограниченного времени интегрирования автокорреляционная функция описывается формулой

$$\Psi(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_1(t) u_2(t + \tau) dt, \quad (6-10)$$

где

$$u_1(t) = \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (6-11)$$

— входной сигнал;

$$u_2(t+\tau) = K(\omega, x) \sin(\omega t + \varphi_2) \quad (6-12)$$

— отклик улитки на этот сигнал;

$$\tau = (\varphi_2 - \varphi_1) / \omega \quad (6-13)$$

— временная задержка отклика по отношению ко входному сигналу.

Подставляя соотношения (6-8) и (6-9) в выражение (6-10), получаем:

$$\Psi(\omega, x) = \frac{A}{2} \exp \left[\frac{3\beta x}{4} - \frac{\beta \omega^2 r c_0}{3} \sqrt{\rho c_0} \times \right. \\ \left. \times \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right) \right] \cos \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\omega}{\beta} \sqrt{\rho c_0} \left(e^{\frac{\beta x}{2}} - 1 \right) \right]. \quad (6-14)$$

Операцию взятия разности значений корреляционных функций в близких точках основной мембраны x и $x + \Delta x$ при достаточной малости Δx заменим дифференцированием функции $\Psi(\omega, x)$ по координате x . Тогда коэффициент передачи $K_{\Pi}(\omega, x)$ модели, изображенной на рис. 6-9, выразится следующим соотношением:

$$K_{\Pi}(\omega, x) = \frac{A}{2} \exp \left[\frac{3\beta x}{4} - \frac{\beta \omega^2 r c_0}{3} \sqrt{\rho c_0} \left(e^{\frac{3}{2} \beta x} - 1 \right) \right] \times \\ \times \left\{ \left(\frac{3}{4} \beta - \frac{\beta^2 \omega^2 r c_0}{2} \sqrt{\rho c_0} e^{\frac{3}{2} \beta x} \right) \cos \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\omega}{\beta} \sqrt{\rho c_0} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(e^{\frac{\beta x}{2}} - 1 \right) \right] + \omega \sqrt{\rho c_0} e^{\frac{\beta x}{2}} \sin \left[\frac{\pi}{2} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{2\omega}{\beta} \sqrt{\rho c_0} \left(e^{\frac{\beta x}{2}} - 1 \right) \right] \right\}. \quad (6-15)$$

В описываемой модели интегрирование в формуле (6-10) должно осуществляться в интервале времени, когда функция $u_2(t+\tau)$ имеет положительную величину.

Такое условие будет соблюдаться, если $-\varphi_2/\omega \leq t \leq (\pi - \varphi_2)/\omega$. Полагая для простоты $\varphi_2 = 0$, получаем необходимые значения пределов интегрирования 0 и π/ω . Можно доказать, что и в этом случае остается справедливым выражение (6-14), следовательно, и коэффициент передачи будет описываться выражением (6-15) для моментов времени, когда $u_2(t+\tau) > 0$.

На рис. 6-11 приведены частотные характеристики рассматриваемой модели, рассчитанные по формулам (6-14) и (6-15) для одного из значений параметра x . Поскольку при этом использовалось приближенное выражение коэффициента передачи улитки, дополнительно произведем аналогичный расчет, исходя непосредственно из экспериментальных амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик улитки, полученных Бекеши [Л. 68]. Результаты такого расчета приведены на рис. 6-12. Из рис. 6-12 видно, что если в качестве главного лепестка результирующей частотной характеристики принять ее наибольшую положительную ветвь, то достигается почти 10-кратное (по полюсе на уровне 0,7) обострение частотной характеристики данного участка улитки. Существенно меньшее обострение на рис. 6-11 объясняется тем, что крутизна фазочастотной характеристики модели Звислоцкого (6-9) значительно меньше. По-видимому, при построении моделей улитки ходу фазовых характеристик надо уделять особое внимание. Легко видеть, что в рассмотренной модели обострения сочетаются линейный и нелинейный механизмы преобразования сигнала.

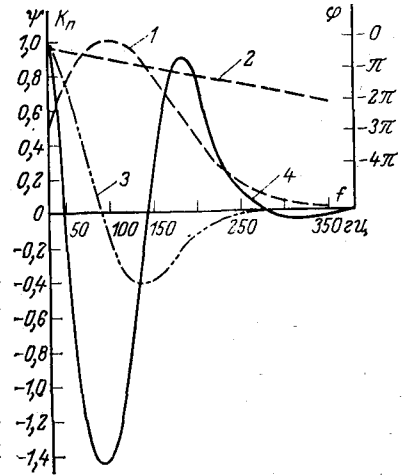


Рис. 6-11. Частотные характеристики отдельных блоков функциональной модели гипотетического механизма обострения для точки основной мембраны с координатой $x = 3,2$ см от начала.

1 — амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи (6-8); 2 — фазочастотная характеристика (6-9); 3 — частотная характеристика корреляционного коэффициента (6-14); 4 — производная от частотной характеристики корреляционного коэффициента по координате (6-15).

лов, причем инерционность нелинейного механизма ограничивается длительностью одного периода анализируемого сигнала, так что информация о временной структуре колебаний сохраняется. Степень получаемого обострения достаточна для объяснения избирательности, соответствующей критическим полосам слуха. Можно отметить также подобие форм полученных частотных характеристик наблюдаемым у нейронов слухового нерва в электрофизиологических экспериментах [Л. 145].

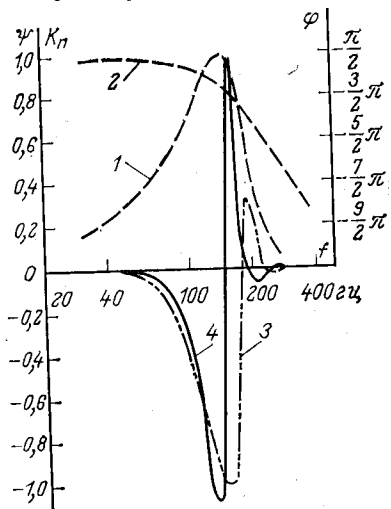


Рис. 6-12. Частотные характеристики автокорреляционной модели механизма обострения, рассчитанные на основе экспериментальных данных Бекеша.

1 и 2 — частотная и фазовая характеристики точки мембраны с резонансной частотой 150 гц; 3 — частотная характеристика корреляционного коэффициента; 4 — производная от характеристики 3 по координате x .

Возможно, такие исследования, а также изучение реакций на сложные акустические стимулы позволят уточнить функциональную структуру квазилинейной корреляционной модели или обнаружить ее неадекватность физиологическим данным.

Следует иметь в виду, что по внешним проявлениям система, состоящая из линейных фильтров и линейного механизма обострения частотных характеристик, неотли-

чается от системы линейных фильтров с эквивалентными узкополосными характеристиками. Поэтому выбор между моделями частотной избирательности слуха с линейным обострением или без такового можно произвести только на основании дополнительных сведений об истинной структуре моделируемых механизмов. По этой же причине модель, в которой требуется воспроизвести действующие характеристики механизма частотного анализа на периферии слуховой системы, уместно строить непосредственно в виде набора линейных фильтров с полосами пропускания, соответствующими критическим полосам слуха. Такой вывод тем более оправдан, что накапливающиеся в последнее время данные по откликам волокон слухового нерва на сложные стимулы (например, [Л. 14, 112, 148]) заставляют с большой уверенностью постулировать линейный характер фильтрации, обеспечивающей разделение сигналов, находящихся за пределами одной критической полосы. Помимо изучения процессов возбуждения нейронов слухового нерва, ясность в природу механизмов частотной фильтрации помогло бы внести подробное изучение колебательных характеристик структур улитки во всем диапазоне ее рабочих частот с применением современных методов физического эксперимента.

Описанная модель позволяет высказать некоторые предположения о возможном характере преобразований акустических сигналов на стыке между механической и нейронной частями органа слуха, в частности в рецепторной системе. Было бы интересно провести проверку осуществимости необходимых операций в механорецепторах. В слуховой системе роль задержанного сигнала может играть сила, осуществляющая сгибание волосковой клетки, в то время как незадержанный стимул представляется в виде давления в перилимфе. Исследование поведения механорецепторов при одновременном действии изгиба и давления может помочь пониманию механизма их действия.

Глава седьмая

МОДЕЛИРОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ МЕХАНИЗМОВ

7-1 Физиологические предпосылки и возможные структурные принципы организации адаптивных механизмов

Одним из первых, кто обратил внимание на значение перестройки слуховой функции при действии звука, был Г. В. Гершуни [Л. 9]. В действительности процессы адаптации являются едва ли не самой характерной чертой действия любых биологических систем [Л. 25], а перестройка физиологических функций понижает работу всей нервной системы, начиная с реакций отдельных нейронов, адаптация которых к постоянно действующему раздражителю была обнаружена еще в двадцатых годах [Л. 62], до взаимного влияния различных сенсорных систем [Л. 24, 30, 75].

Скупость физиологических данных о такого рода механизмах, участвующих в переработке акустических стимулов, можно объяснить прежде всего тем, что их целенаправленный поиск и изучение требуют от исследователя принятия особой, более сложной концепции о работе структур слухового анализатора.

Общепринято рассматривать орган слуха в виде последовательности структур, осуществляющих стационарные поэтапные преобразования воспринимаемых им сигналов, причем реакция, наблюдаемая на любом промежуточном уровне, изучается как функция отображения сигнала предшествующими структурами. Исключая из поля зрения исследователя управляющие влияния со стороны других параллельных каналов анализа и со стороны высших уровней, такая концепция резко ограничивает возможности обнаружения механизмов перестройки функций исследуемых структур, совершенствования методов их изучения и истолкования экспериментальных данных.

Другое, не менее существенное обстоятельство, задерживающее изучение адаптивных механизмов слухового анализатора, заключается в трудности разработки и осуществления нейрофизиологических экспериментов, позволяющих одновременно контролировать действие ряда элементов, участвующих в работе таких механизмов, и рассматривать причинно-следственные связи между контролируемыми характеристиками активности изучаемых элементов. Разработка и освоение таких методик, по-видимому, потребуют выдвижения новых идей в области экспериментальной техники нейрофизиологии сенсорных систем.

Необходимость принятия концепции о слуховом анализаторе и его структурах как о самонастраивающихся системах с переменными параметрами и функциями подсказывают многие фактические данные как психоакустики, так и физиологии и даже анатомии органа слуха. Можно упомянуть различную разборчивость смысловых и бессмысленных слов, изменчивость психофизических характеристик слуха, в частности критических полос [Л. 73, 122] и оценок параметров стимулов [Л. 77], зависимость порогов откликов в волокнах слухового нерва от электрической стимуляции оливо-кохлеарного пучка [Л. 90, 168], наконец, наличие большой сети эфферентных нервов, спускающихся вплоть до кортиева органа [Л. 53,

83, 86, 104, 128, 139, 140]. На примере наиболее простого из адаптивных механизмов — адаптации одиночных нейронов слухового нерва — уже обнаружилась невозможность правильного понимания явлений, ответственных за восприятие следующих друг за другом простых сигналов [Л. 119], а значит, и динамических сигналов с изменяющимися во времени параметрами, если пренебречь адаптацией. Но именно такими сигналами является большинство биологически значимых акустических стимулов, в том числе речь. К сожалению, недостаточное внимание к адаптивным механизмам проявилось даже в том, что давно известное свойство адаптации нейронов до сих пор плохо представлено количественными данными и учитывается не во всех случаях, когда это необходимо для правильного истолкования экспериментальных данных. Упомянем в качестве примера отсутствие экспериментальных зависимостей «частота импульсов нейрона — интенсивность стимула», в которых было бы исключено влияние адаптации или задан одинаковый для всех точек одной кривой уровень адаптации. Это осложняет разработку даже моделей, отражающих адаптивные свойства одиночного нейрона. Тем более трудно ставить задачу моделирования адаптивных механизмов, реализуемых сложными структурами, включающими в себя множество функционально отличающихся образований. В качестве первого шага уместно рассмотреть возможные модели адаптации одиночного нейрона на примерах свойств, которыми обладают волокна слухового нерва [Л. 80, 113] и нейроны с фазическим типом ответа [Л. 10].

Частота вызванных продолжительным звуком разрядов в волокнах слухового нерва зависит от интервала времени, прошедшего с момента начала действия звука. В первый момент она может достигать 1000 *имп/сек*, спустя 0,1 *сек* снижается до 300—400, а уже через 1 *сек* не превышает 200 *имп/сек* и стабилизируется на невысоком уровне даже при больших интенсивностях звука. У нейронов с фазическим типом ответа, относительное число которых возрастает от периферии к центральному отделам, частота ответов снижается со временем еще резче вплоть до полного прекращения вызванной активности на фоне продолжающегося звука.

В простейшем случае, без привлечения обратной связи, заглушающие реакции на продолжительные стимулы

можно объяснить несколькими способами. Прежде всего можно предположить, что механизм генерации нервных импульсов обладает дифференцирующими свойствами.

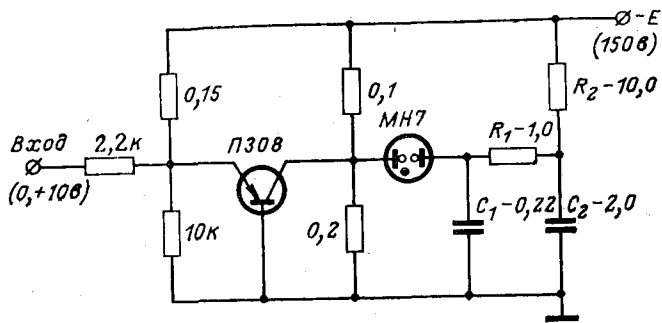


Рис. 7-1. Модель, иллюстрирующая гипотезу об адаптации нейрона за счет ограниченной скорости процессов метаболизма.

Так, при недостаточной скорости процессов метаболизма вызванная импульсная активность может привести к энергетическому истощению нейрона и баланс между образованием и расходом активных химических веществ сдвинется в сторону более низкого уровня.

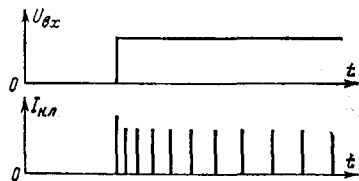


Рис. 7-2. Реакция модели по схеме рис. 7-1 на ступенчатое входное воздействие.

Аналогичный механизм иллюстрирует релаксационный генератор с неоновой лампой, питаемый от источника ограниченной мощности. На рис. 7-1 приведена схема подобного устройства. При отсутствии напряжения на входе транзистор заперт, разность потенциалов на

электродах неоновой лампы ниже напряжения зажигания и конденсатор C_2 заряжен до полного напряжения источника питания E . При подаче на вход напряжения положительной полярности транзистор отпирается, напряжение на неоновой лампе возрастает и она зажигается на время разряда конденсатора C_1 до напряжения погасания. После этого начинается подзаряд конденсатора C_1 через сопротивление R_1 , и когда напряжение на

нем вновь достигает величины напряжения зажигания неоновой лампы, происходит следующая ее вспышка. Частота вспышек зависит от постоянной времени цепочки R_1C_1 и от напряжения питания U , подаваемого на эту цепочку. Последнее ввиду разряда конденсатора C_2 импульсами тока неоновой лампы постепенно снижается и по окончании переходного процесса, длительность кото-

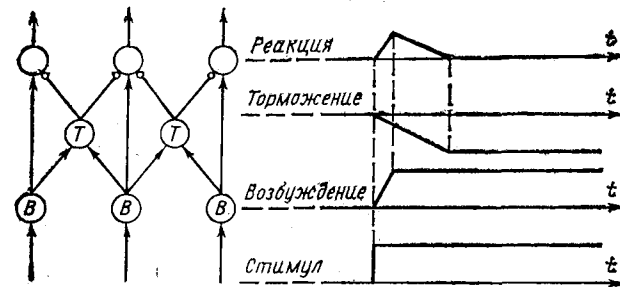


Рис. 7-3. Принцип действия модели формирования кратковременных ответов на длительные стимулы.

рого зависит от постоянной времени $\tau = R_2C_2$, устанавливается на новом уровне, при котором ток разряда конденсатора C_2 в точности равен току заряда, ограниченному сопротивлением R_2 . Понижение напряжения питания релаксационного генератора U ведет к уменьшению частоты генерируемых импульсов. На рис. 7-2 приведена осциллограмма импульсов тока в цепи неоновой лампы, возникающих в ответ на приложение ко входу схемы положительного напряжения.

Существование наряду с нейронами, дающими затухающую реакцию, неадаптирующихся нейронов указывает на то, что ограничения, связанные с процессами метаболизма, не могут носить всеобщий характер.

Другое объяснение адаптации нейронов состоит в предположении, что на данный нейрон приходят из нижележащего слоя одновременно возбуждающее и тормозящее воздействия, но с различной скоростью их нарастания (рис. 7-3). Такой механизм усматривается в работе рецептивных полей зрительной системы [Л. 13]. Этого рода механизм можно моделировать с помощью дифференциального усилителя (см. рис. 4-3), подавая входной сигнал одновременно на два его входа через

RC-цепочки с разными постоянными времени (рис. 7-4). Аналогом частоты импульсации нейрона служит величина выходного напряжения. В зависимости от выбранных номиналов R_1 , R_2 , C_1 , C_2 можно получить разнообразные

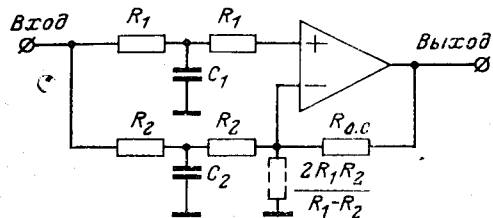


Рис. 7-4. Схема модели адаптации нейрона за счет одновременного возбуждения и торможения с разными постоянными времени.

переходные характеристики, имитирующие как полное прекращение активности, так и адаптацию на разных уровнях (рис. 7-5).

Механизмы адаптации, объясняемые поступлением сигнала на возбуждающие и тормозящие входы нейрона

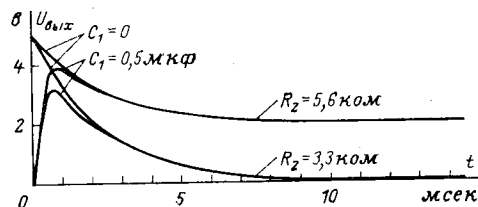


Рис. 7-5. Переходные характеристики модели на рис. 7-4 при $R_1=3,3$ ком, $C_2=2,0$ мкФ, $R_{0.c}=6,8$ ком, $U_{вх}=5$ в.

с разными временными задержками, по существующим данным могут иметь место на уровнях слуховой системы не ниже кохлеарных ядер и не годятся для объяснения адаптации слухового нерва, представляющего первичные нейроны.

Еще одно объяснение адаптивных ответов нейронов слуховой системы основывается на учете специфических особенностей акустических стимулов и их анализа органом слуха. Мгновенный частотный спектр сигнала в момент его включения значительно шире, чем по истечении

некоторого времени, и это находит свое выражение в том, что в начальный период даже синусоидальное колебание вызывает отклик, простирающийся вдоль значительной части основной мембраны и вовлекающий в реакцию большое число нейронных каналов с различными характеристическими частотами. Реакции нейронов в каналах с характеристическими частотами, существенно отличающимися от частоты сигнала, оказываются кратковременными. Длительность переходного процесса в линейных фильтрующих цепях имеет порядок $1/\Delta f$, где Δf — полоса пропускания фильтра, таким образом, переходными процессами в основной мембране можно объяснить всплески импульсаций



Рис. 7-6. Структурный принцип механизмов адаптации с управляющей обратной связью.

1, 2, 3, 4 — функциональные механизмы обработки входного сигнала (1 — с перестраиваемым параметром); 5 — функциональный механизм обратной связи.

в волокнах слухового нерва продолжительностью до 10 мсек (для самых низкочастотных волокон). Предполагая наличие линейных фильтров с полосами пропускания, равными критическим, можно оправдать и переходные процессы длительностью до 100 мсек. Однако адаптация в течение 1 сек и более таким способом объяснить нельзя.

Остается еще одна наиболее универсальная гипотеза о структуре механизмов, ответственных за адаптацию, — принцип реактивного торможения [Л. 52]. Он предусматривает развитие торможения как следствие реакции, т. е. на основе обратной связи. Поскольку адаптация развивается медленнее, чем изменяются мгновенные значения информационных сигналов, уместно рассматривать обратные связи, относящиеся к классу управляющих, которые изменяют значения параметров механизма обработки информационных сигналов в зависимости от выходных сигналов этого механизма (рис. 7-6). Морфологическим основанием моделей такого типа служит эфферентная иннервация улитки, способная повышать пороги биполярных нейронов до 25 дБ [Л. 80, 88, 139, 144, 168]. Существуют также возвратные связи в других отделах слухового анализатора [Л. 53, 128] и между нейронами одного уровня. Наконец, управляющие влияния могут оказывать вегетативная нервная система и даже

сигналы, природа которых отлична от импульсной активности нейронов (например, гуморальные механизмы; не ясны в этом смысле и возможные функции глальных клеток). По существу, к функциональной схеме рассматриваемого типа сводится упомянутый гипотетический механизм адаптации за счет истощения. Действительно, модель, изображенная на рис. 7-1, легко вписывается в структуру с управляющей обратной связью, как это показано на рис. 7-7.

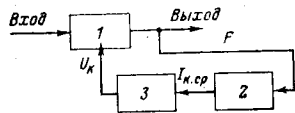


Рис. 7-7. Функциональная схема модели, показанной на рис. 7-1.

1 — механизм генерации импульсов с частотой F ; 2 — механизм, формирующий среднее значение тока неоновой лампы $I_{к.сп.}$; 3 — механизм, изменяющий напряжение питания U_n генератора на неоновой лампе.

7-2. Модель адаптивного механизма с управляющей обратной связью

Простейшая модель такого рода механизмов подобна хорошо известной системе автоматического регулирования усиления (рис. 7-8). Блок P , вводимый в канал пере-

дачи информационных сигналов x , представляет собой управляемый регулятор коэффициента передачи K . Уровень выходных сигналов y оценивается инерционным устройством, включающим в себя датчик уровня D и

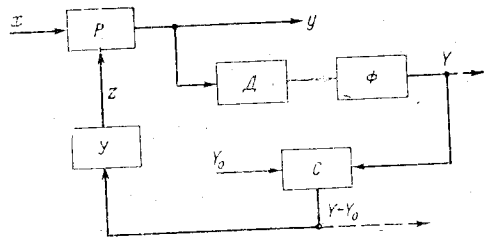


Рис. 7-8. Структура модели адаптивного механизма.

P — регулятор коэффициента передачи; D — датчик уровня; Φ — фильтр нижних частот; C — сравнивающее устройство; Y — управляющее устройство.

фильтр нижних частот Φ . Текущее значение полученной оценки Y сравнивается с некоторым номинальным значением Y_0 при помощи сравнивающего устройства C и их разность $Y - Y_0$ используется в качестве входного сиг-

нала управляющего устройства Y , которое вырабатывает управляющее воздействие z , изменяющее коэффициент передачи K .

В электронной модели такого типа регулятор P выполнен в виде ступенчатого логарифмического аттенюатора, изменяющего коэффициент передачи в пределах 0—31 дБ скачками по 1 дБ. Он состоит из каскадно соединенных пяти Т-образных звеньев, вносящих затухания 1, 2, 4, 8 и 16 дБ соответственно (рис. 7-9). Вклю-

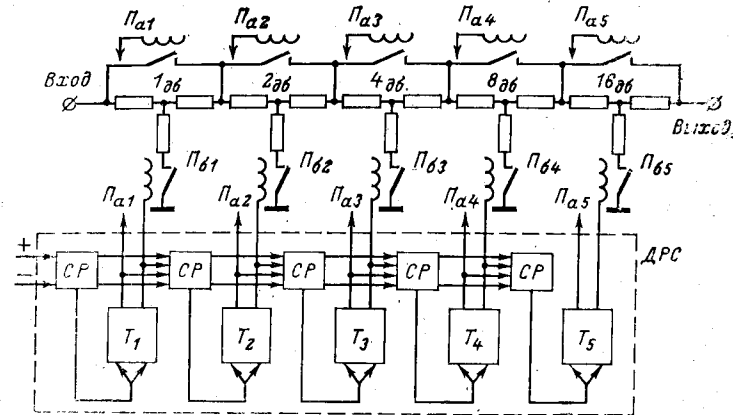


Рис. 7-9. Схема регулятора коэффициента передачи с двоячным реверсивным счетчиком DPC .

T_i — триггеры; CP — схемы реверса.

чение каждого звена осуществляют быстродействующие язычковые реле (контакты P_a размыкаются, P_b замыкаются). Соленоиды каждой пары реле, коммутирующей данное звено, включены в противоположные плечи соответствующего этому звену триггера T_i . Пять таких триггеров вместе с реверсивными схемами связи CP образуют двоячный реверсивный счетчик DPC . При этом затухание в децибелах, вносимое аттенюатором, в точности равно числу, записанному в DPC . Состояние DPC изменяется импульсами, подаваемыми на вход «+» (сложение, прямой счет) или «-» (вычитание, обратный счет).

Собственно DPC следует отнести к устройству управления на рис. 7-8, причем управляющим сигналом z регулятора P будет служить двоячный код числа, запи-

санного в ДРС. Из устройства регулятора P и ДРС ясно, что значение z в десятичной системе счисления линейно связано с затуханием, вносимым аттенюатором, т. е.

$$-20 \lg K = z_{10}. \quad (7-1)$$

Помимо ДРС в состав управляющего устройства $У$ входят два пороговых устройства $ПУ_+$ и $ПУ_-$, логические схемы $И$ и $НЕ$, дешифраторы $Д_0$, $Д_1$ и мультивибратор $МВ$ (рис. 7-10). Мультивибратор генерирует так-

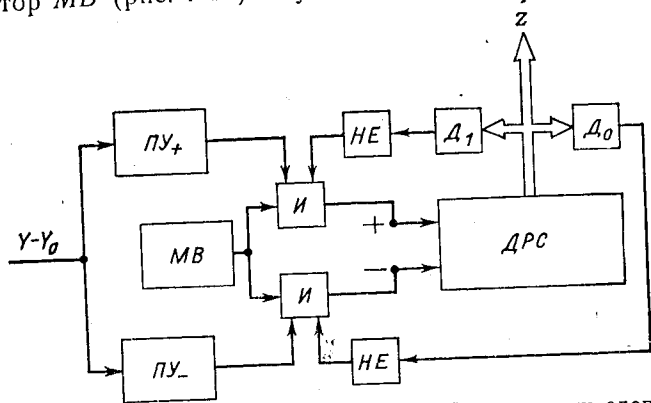


Рис. 7-10. Блок-схема управляющего устройства модели адаптивного механизма.

товые импульсы, которые направляются в ДРС либо на суммирующий, либо на вычитающий вход в зависимости от того, какую полярность имеет напряжение $(Y-Y_0)$, поступающее от сравнивающего устройства. Знак $(Y-Y_0)$ определяется пороговыми устройствами, одно из которых срабатывает от напряжения положительной полярности ($ПУ_+$), другое — от отрицательной полярности ($ПУ_-$). Соответственно открывается та или иная схема $И$, выполняющая роль ключа. Кроме того, на схемы $И$ поступают инвертированные схемами $НЕ$ сигналы дешифраторов нулевого состояния ДРС ($Д_0$) и заполнения ДРС единицами ($Д_1$). Этим предотвращается циклическая работа ДРС, если разность $Y-Y_0$ сохраняется выше порогов срабатывания $ПУ$.

Управляющее устройство совместно с регулятором работает таким образом, что при отклонении оценки Y выходного сигнала от заданного значения Y_0 затухание аттенюатора изменяется в направлении, обеспечивающем уменьшение этого отклонения. Пороги срабаты-

вания $ПУ_+$ и $ПУ_-$ (ненулевые) выбираются так, чтобы установка затухания с точностью до одной ступени регулирования K (1 дБ) соответствовала зоне нечувствительности системы (разности порогов $ПУ_+$ и $ПУ_-$).

Пороговые устройства выполнены на основе триггеров Шмитта с малым гистерезисом и температурной стабилизацией порога. Триггеру Шмитта предшествует операционный усилитель (рис. 4-3), потенциометр установки нуля которого R_5 служит для установки желаемого порога срабатывания $ПУ$. На рис. 7-11 показана схема порогового устройства $ПУ_+$, устройство $ПУ_-$ отли-

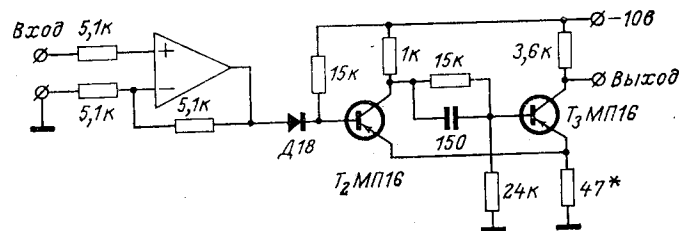


Рис. 7-11. Схема порогового устройства с операционным усилителем (рис. 4-3) и триггером Шмитта.

чается только тем, что входной сигнал подается на вход «—» операционного усилителя.

Схемы $И$, $НЕ$, $Д_0$, $Д_1$ и $МВ$ — стандартные. Частота следования импульсов мультивибратора 500 гц (длительность импульсов 2 мсек).

В качестве сравнивающего устройства (C на рис. 7-8) используется также операционный усилитель (по схеме рис. 4-3), на один из входов которого «+» подается выходное напряжение от фильтра Φ . опорное напряжение Y_0 можно подавать извне на другой его вход или устанавливать, как в пороговом устройстве, с помощью потенциометра R_5 установки нуля операционного усилителя.

Формирование оценки Y уровня выходного сигнала производится с помощью квадратичного детектора (D на рис. 7-8) со сглаживающим пульсацию выходного напряжения фильтром (Φ). Квадратичный детектор является датчиком мгновенных значений мощности контролируемого процесса, а фильтр осредняет эти значения с некоторой постоянной времени t_{Φ} и создает, таким образом, сигнал Y , пропорциональный текущему среднему

значению мощности. Эта величина и сравнивается в блоке С с некоторым номинальным уровнем Y_0 .

Принципиальная схема квадратичного детектора, чувствительного к напряжению одной полярности, приведена на рис. 7-12. Его выходное напряжение пропорцио-

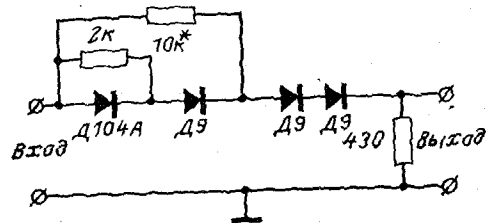


Рис. 7-12. Принципиальная схема квадратичного детектора.

нально квадрату входного напряжения с погрешностью менее 10% в диапазоне более 30 дБ (при изменении входного напряжения от 0,1 в до 5 в, чему соответствуют выходные напряжения от 1 мв до 2,5 в). При необходимости возводить в квадрат напряжения обеих полярно-

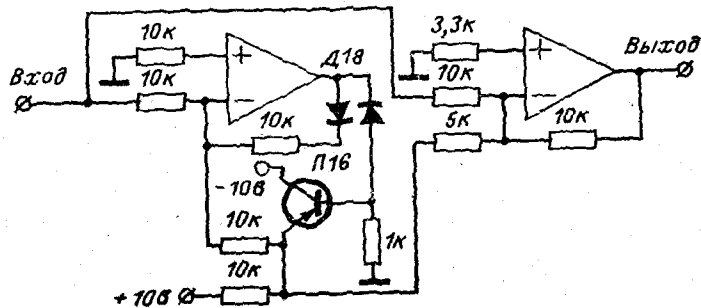


Рис. 7-13. Схема получения модуля переменного напряжения.

стей достаточно перед детектором поставить схему, вырабатывающую модуль входного напряжения. Такая схема реализуется с помощью операционных усилителей, как показано на рис. 7-13. На основе операционного усилителя выполнен и фильтр Φ нижних частот (по схеме рис. 4-4,к). Его постоянная времени τ_f должна быть мала по сравнению с периодом T тактовых импульсов в схеме управляющего устройства ($\tau_f \leq 0,25T$).

Реакция описанной модели на скачкообразное изменение входного сигнала изображена на рис. 7-14, где даны графики величины входного сигнала x , выходного сигнала y , оценки его мощности Y , отклонения оценки от номинального значения $Y - Y_0$, управляющего сигнала z и импульсов, поступающих на входы «+» и «-» ДРС. Из этих графиков видно, что в различных точках

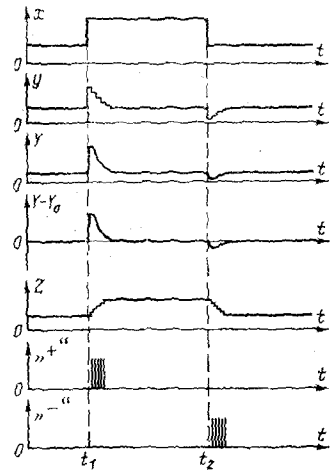


Рис. 7-14. Временные зависимости напряжений в различных точках модели адаптивного механизма (рис. 7-8) при ступенчатом изменении входного напряжения x .

модели можно наблюдать реакции, характерные для нескольких разновидностей адаптивной. Так, выходы y и Y иллюстрируют поведение гомеостатической системы: уровень выхода при любом значении постоянного входного воздействия практически одинаковый, существенные отклонения от этого уровня возникают кратковременно при изменениях входного воздействия. Выход $Y - Y_0$ отличается отсутствием реакции на протяжении стационарных участков входного сигнала, реакция возникает в моменты изменения сигнала как при его увеличении, так и при уменьшении. На выходе z появляется стационарная реакция, зависящая от величины входного сигнала. Пачки импульсов на входах «+» и «-» ДРС сходны с импульсными ответами быстро адаптирующихся нейронов *on*-типа и *off*-типа соответственно. Наконец, объединяя импульсы «+» и «-» с помощью схемы ИЛИ, можно получить выходной сигнал, подобный реакции нейронов типа *on-off*. В зависимости от желаемой формы адаптивной реакции у данной модели можно использовать различные точки в качестве выходных (выход z представлен параллельным двоичным кодом, преобразовать его в аналоговую величину позволяет схема, показанная на рис. 7-15).

Переходные процессы адаптации, изображенные на рис. 7-14, носят аперриодический характер без перерегу-

лирования. Это имеет место при указанном отношении постоянной времени τ_{ϕ} фильтра к периоду T тактовых импульсов мультивибратора в управляющем устройстве. При выборе отношения $\tau_{\phi}/T > 0,25$ можно получить переходные процессы с одним выбросом и колебательные.

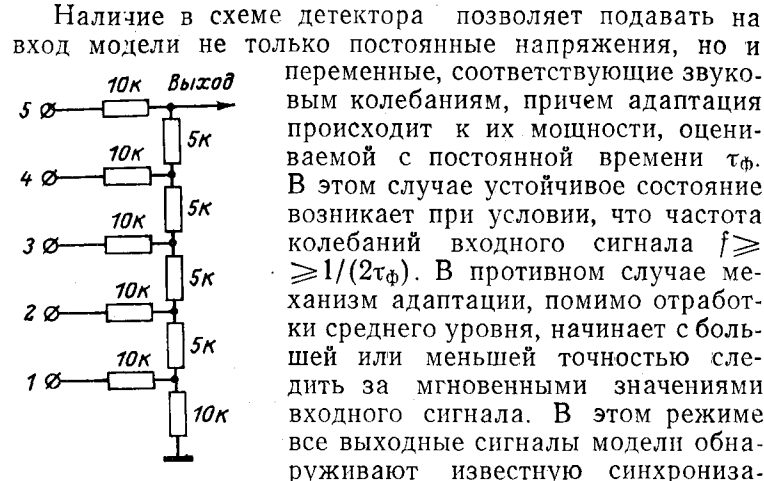


Рис. 7-15. Преобразователь параллельного кода, представляющего значение переменной z , в напряжение (входы 1—5 присоединяются к выходам триггеров $T_1—T_5$ схемы ДРС — см. рис. 7-9).

Наличие в схеме детектора позволяет подавать на вход модели не только постоянные напряжения, но и переменные, соответствующие звуковым колебаниям, причем адаптация происходит к их мощности, оцениваемой с постоянной времени τ_{ϕ} . В этом случае устойчивое состояние возникает при условии, что частота колебаний входного сигнала $f \geq 1/(2\tau_{\phi})$. В противном случае механизм адаптации, помимо отработки среднего уровня, начинает с большей или меньшей точностью следить за мгновенными значениями входного сигнала. В этом режиме все выходные сигналы модели обнаруживают известную синхронизацию с основной частотой сигнала, ее гармониками или субгармониками, а при сложных входных сигналах — с периодичностью огибающей.

Дополнительные возможности, связанные с выбором значений τ_{ϕ} и T , расширяют сферу моделирования реакций адаптивных механизмов с помощью описанного устройства.

Еще одна возможность — придания стохастических свойств — заключена в наличии открытого входа для подачи номинального напряжения Y_0 на схему сравнения C (рис. 7-8). На этот вход можно подать сумму постоянного и шумового напряжения и тем самым ввести в действие модели адаптивного механизма элемент случайности. Это позволяет изучать влияние не только аддитивного шума, приходящего вместе с полезным сигналом на вход x , но и мультипликативного, моделируя таким образом флуктуации и нестабильность параметров. Сюда же можно подавать управляющий сигнал от других подобных моделей при изучении многоканальных

систем с пространственной организацией адаптивных механизмов.

Аналогичная описанной электронной модели математическая модель, отличающаяся лишь тем, что коэффициент передачи K изменяется непрерывно, выражается следующими уравнениями:

$$y(t) = K(z)x(t); \quad (7-2)$$

$$K(z) = 10^{-xz}; \quad (7-3)$$

$$z(t) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^t \frac{Y(\xi) - Y_0}{Y_0} d\xi; \quad (7-4)$$

$$Y(t) = \frac{\alpha}{\tau_{\phi}} \int_{-\infty}^t y^2(\eta) e^{-\frac{\eta-t}{\tau_{\phi}}} d\eta, \quad (7-5)$$

которая сводится к нелинейному дифференциальному уравнению второго порядка относительно переменной $z(t)$:

$$\frac{d^2z}{dt^2} + \frac{1}{\tau_{\phi}} \frac{dz}{dt} = \frac{\alpha 10^{-2xz}}{\tau_{\phi} T Y_0} x^2(t) - \frac{1}{\tau_{\phi} T}, \quad (7-6)$$

допускающему численное решение на ЦВМ, например методом Рунге — Кутты. Подстановка решения $z(t)$ в уравнение (7-3), а затем $K(z)$ в (7-2) дает решение всей системы относительно выходного сигнала $y(t)$.

Параметр κ в уравнении (7-3) характеризует крутизну зависимости затухания, вносимого адаптивным механизмом, от управляющего воздействия. Величина α определяет размерную крутизну характеристики квадратора, измеряющего интенсивность сигнала. Постоянная τ_{ϕ} определяет сглаживание оценки интенсивности, а T — темп интегрирования и шкалу управляющего воздействия. В описанной электронной модели эти параметры имели значения; $\kappa = 0,05$; $\alpha = 0,4 \text{ в}^{-1}$ (с учетом усиления выходного напряжения детектора операционным интегратором); $\tau_{\phi} = 4 \text{ мсек}$; $T = 20 \text{ мсек}$; $Y_0 = 1 \text{ в}$.

Модель адаптивного механизма позволяет воспроизвести и объяснить высокую разрешающую способность слуха по отношению к изменениям сигналов в отсутствие точных измерителей абсолютных значений параметров стимулов.

МОДЕЛИ МЕХАНИЗМОВ ВЫДЕЛЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЙ СТИМУЛОВ

8-1. Модель механизма обнаружения изменений интенсивности стимулов

Многочисленные эксперименты и повседневный опыт убеждают в том, что органы чувств плохо приспособлены для точной оценки значений тех или иных параметров стимулов (освещенности, температуры, громкости звука, высоты тона и т. д.), но вместе с тем обнаруживают весьма незначительное отличие в значениях какого-либо параметра двух стимулов, если эти стимулы сравниваются непосредственно. Как было указано в гл. 2, дифференциальные пороги слуха по интенсивности достигают 1 дб, по частоте тона 0,5%. При изолированном же предъявлении одного тонального сигнала человек от случая к случаю легко допускает ошибки в оценке интенсивности около 10 дб, а частоты — пол-октавы. Музыканты с так называемым абсолютным слухом значительно точнее определяют высоту тона — с погрешностями 2—3% (1/6—1/4 тона), но и у них ошибки абсолютной оценки частоты на порядок превышают дифференциальный порог по частоте. По данным Поллака [Л. 134], обычный испытуемый при индивидуальном предъявлении тональных стимулов способен различать всего лишь 5 градаций высоты, и при непосредственном сравнении — 840 [Л. 55]. Такие свойства могут объяснять механизмы, основанные на принципах адаптации.

Задача, решаемая слухом при сравнении двух стимулов, относится к классу задач на обнаружение, в данном случае — обнаружение различия. Наиболее простой с функциональной точки зрения механизм обнаружения требуется при определении различия в интенсивности двух непосредственно следующих друг за другом звуков с неизменными прочими характеристиками. Иначе оба звука можно представить как продолжительно действующий один акустический стимул, интенсивность которого x в некоторый момент времени внезапно изменяется на величину Δx . Легко видеть, что задачу обнаружения изменений без каких-либо дополнительных приспособлений решает описанная модель адаптивного механизма с блок-схемой, показанной на рис. 7-8.

Действительно, достаточно в качестве выходных сигналов использовать напряжения, вырабатываемые пороговыми устройствами $ПУ_+$ и $ПУ_-$, которые входят в состав блока $У$ (рис. 7-10), чтобы во время переходных процессов адаптации при каждом изменении величины входного сигнала получать информацию как о факте изменения x , так и о знаке этого изменения (если произошло увеличение сигнала, т. е. $\Delta x > 0$, то работает $ПУ_+$, если же

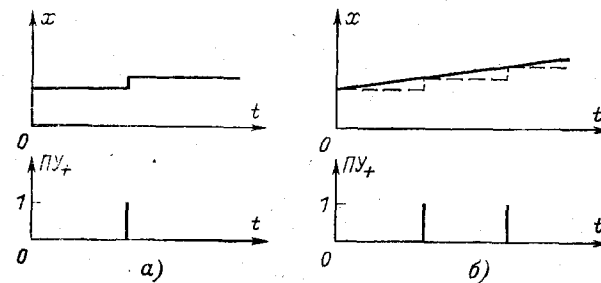


Рис. 8-1. Реакция модели адаптивного механизма на внезапное *a* и медленное *б* изменения величины входного сигнала.

величина сигнала уменьшилась, $\Delta x < 0$ и работает $ПУ_-$). Минимальное обнаруживаемое моделью изменение сигнала Δx_{\min} зависит от величины одной ступени регулирования коэффициента передачи в блоке P . При выполнении последнего по схеме рис. 7-9 Δx_{\min} пропорционально значению x до изменения. Таким образом, относительное значение дифференциального порога по интенсивности у этой модели не зависит от исходной интенсивности стимула и, как у слуха, имеет порядок 1 дб.

Интересно отметить, что сходство со слухом эта модель обнаруживает и в реакциях на медленно изменяющуюся интенсивность сигнала. В таком режиме ее поведение иллюстрирует рис. 8-1 б. Модель как бы «не замечает» непрерывного увеличения интенсивности, но время от времени дает квантованную реакцию, как если бы в эти моменты происходили скачкообразные изменения величины стимула. На квантование психометрической функции указывают многие эксперименты, обсуждаемые Ликлайдером [Л. 29]. Отличие, однако, заключается в том, что значения x , при переходе через которые

происходит обнаружение изменения стимула, у модели фиксированы, а то время как у слуха они оказываются случайными в силу неизбежных флуктуаций нервных процессов. Такие флуктуации можно привести и в модель, если на постоянное опорное напряжение Y_0 наложить медленно флуктуирующую переменную составляющую. С этой целью достаточно подключить ко входу «—» операционного усилителя, используемого в роли сравнивающего устройства (С на рис. 7-8), генератор инфраниз-

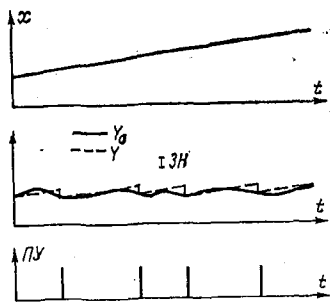


Рис. 8-2. Реакция модели адаптивного механизма с флуктуирующим параметром на медленное увеличение интенсивности входного сигнала (ЗН — зона нечувствительности пороговых устройств в схеме управления).

кочастотного шума. При не слишком большом напряжении шума обусловленные им флуктуации разности $Y - Y_0$ не будут выходить за пределы зоны нечувствительности пороговых устройств $ПУ_+$ и $ПУ_-$ в схеме управления (рис. 7-10) и новой чертой поведения модели будет лишь случайный характер моментов обнаружения медленных изменений интенсивности стимула (рис. 8-2).

Итак, привлечение принципа адаптации позволяет указать класс механизмов, которые обладают малыми дифференциальными порогами, несмотря на отсутствие в их составе измерителя абсолют-

ных значений контролируемого параметра. Легко понять, что эта возможность обусловлена введением в модель своеобразного механизма памяти: значению стимула ставятся в соответствие значения некоторых параметров модели (z , K). Инерционность процесса адаптации обеспечивает оценку нового значения стимула при параметрах, соответствующих предшествующему его значению. Можно предположить, что в подобного рода простейших адаптивных механизмах, весьма распространенных в биологических системах, начиная с уровня одиночных нейронов, проявляется наиболее массовый элементарный механизм кратковременной памяти.

Интересно отметить, что хотя реакция адаптивной модели на изменение стимула зависит лишь от величины этого изменения, информация об абсолютном значении

стимула не потеряна — она заключена в значениях параметров z , K и, в принципе, может быть использована другими устройствами с целью измерения величины стимула. Таким образом, адаптивный механизм разделяет каналы передачи информации об изменениях и абсолютных значениях стимулов. Этим легко объясняется разительное несоответствие дифференциальных порогов точности абсолютных оценок: достаточно предположить, что измеритель значений z или K , функционально следующий за адаптивным механизмом, обладает грубой и нестабильной шкалой. Правдоподобно и другое предположение — что существенные нестабильности свойственны параметрам самого адаптивного механизма, так что однозначного соответствия между величиной x и коэффициентом передачи K нет.

Режим модели с дрейфом коэффициента передачи K реализуется путем увеличения флуктуирующей составляющей в опорном напряжении Y_0 . При этом, как показано на рис. 8-3, адаптивный механизм начинает следить за изменениями Y_0 подобно изменениям сигнала x путем управления коэффициентом передачи (см. графики Y_0 , z , Y в области $t < t_1$). Соответственно на выходах пороговых устройств $ПУ_+$ и $ПУ_-$ появляются спонтанные импульсы и они перестают давать достоверную информацию об изменениях сигнала. Тем не менее модель позволяет удержать дифференциальный порог по интенсивности ниже общего размаха флуктуаций коэффициента передачи. Для этого надо принимать решение об изменении стимула не с помощью пороговых устройств, запускающих механизм адаптации ($ПУ_+$ и $ПУ_-$ на рис. 7-10),

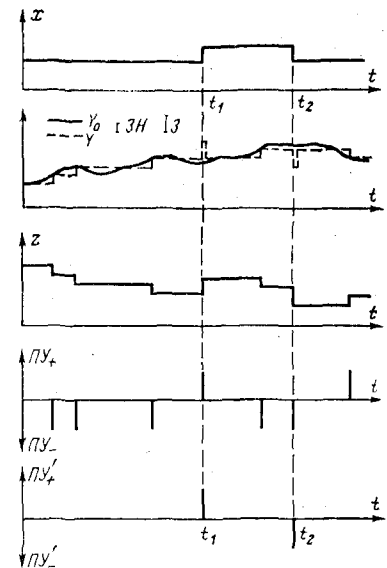


Рис. 8-3. Поведение модели адаптивного механизма с дрейфом коэффициента передачи (ЗН — зона нечувствительности выходных пороговых устройств).

а с помощью другой пары таких же устройств ($ПУ'_+$ и $ПУ'_-$ на рис. 8-4), зона нечувствительности которых выбирается шире. Тогда не слишком быстрые флуктуации параметра Y_0 обрабатываются адаптивным механизмом раньше, чем разность $Y - Y_0$ выходит за пределы зоны нечувствительности этих устройств, а относительно быстрые изменения величины сигнала x , отслеживаемые адаптивным механизмом с заметным отставанием, вызывают срабатывание пороговых устройств $ПУ'_+$ и $ПУ'_-$.

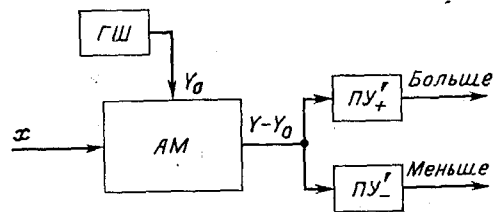


Рис. 8-4. Модель адаптивного механизма обнаружителя изменений величины сигнала с дрейфом коэффициента передачи (AM — модель адаптивного механизма со структурой, показанной на рис. 7-8).

При выборе ширины зоны нечувствительности этих устройств вдвое больше, чем у $ПУ_+$ и $ПУ_-$, дифференциальный порог по величине входного сигнала равен 2 дБ, а отклонения коэффициента передачи K при неизменной величине сигнала могут достигать ± 15 дБ.

Из описания работы адаптивной модели механизма обнаружения изменений стимула вытекает необходимость определенных соотношений между скоростью случайных флуктуаций параметров, скоростью процесса адаптации и скоростью обнаруживаемых моделью изменений интенсивности стимула. Так, флуктуации параметров модели должны быть самым медленным из этих трех процессов, с тем чтобы наличием флуктуаций на отрезках времени, занимаемых переходным процессом адаптации, можно было пренебрегать. Очевидно, спектральная плотность этих флуктуаций, начиная с достаточно низких частот, должна убывать с ростом частоты. Темп переходного процесса адаптации в свою очередь должен быть ниже скорости надежно обнаруживаемых изменений интенсивности стимула. Точнее, поскольку скорость получения оценки интенсивности стимула ограничена инерцион-

ностью ее датчика в самой модели (фильтра Φ , усредняющего выходной сигнал квадратичного детектора D на рис. 7-8), темп адаптации должен быть ниже скорости получения этой оценки. Последнее условие уже было оговорено выше при указании отношения постоянной времени τ_Φ фильтра Φ к продолжительности элементарного такта обработки управляющего устройства.

Интересно было бы провести психоакустические эксперименты, направленные на выяснение соответствующих характеристик слухового анализатора, в частности, изучить зависимость вероятности обнаружения фиксированного приращения интенсивности звука от скорости этого приращения и набрать статистический материал по ошибкам идентификации звуков при разных интервалах между их предъявлением. С помощью таких данных можно было бы получить количественные оценки временных параметров модели, проверить предположение об убывающей с частотой спектральной плотности флуктуаций, вскрыть границы применимости описанной модели и выявить основания для дальнейшего ее усовершенствования.

8-2. Модель механизма сегментации нестационарных сигналов

Рассмотренная модель была привлечена для объяснения глобальных свойств слухового анализатора, проявляющихся при оценке интенсивности стимула и ее изменений. Но такие же свойства обнаруживают отдельные нейроны и некоторые функциональные структуры нервной части органа слуха, в частности, способные выполнять роль механизма сегментации сложных изменяющихся во времени акустических сигналов (музыки, речи) на элементарные участки, воспринимаемые как стационарные звуки. Действительно, в любом частотном канале адаптивный элемент будет генерировать импульсы в моменты быстрого изменения энергии в соответствующем участке частотного спектра. Следовательно, отсутствие таких импульсов во всех каналах свидетельствует о стационарности сигнала, а появление их — о переходном участке. В речевых сигналах строго стационарные участки почти отсутствуют, так как даже на протяжении гласного звука происходят некоторые изменения частотного спектра, зависящие от индивидуальных особен-

стей дикторов, от того, какие звуки являются смежными, от темпа речи. В таких случаях надежная сегментация на квазистационарные участки возможна, если решение принимается не по срабатыванию одного адаптивного элемента, а при обнаружении переходов в нескольких частотных каналах одновременно. При этом механизм сегментации можно представить в виде схемы, показанной на рис. 8-5, где окончательные решения принимаются

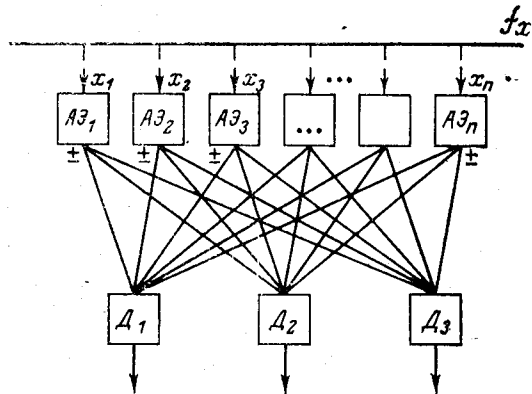


Рис. 8-5. Модель механизма формирования динамических признаков акустических сигналов.

f_x — ось характеристических частот в пространстве частотных каналов; x_i — интенсивность сигнала в i -м частотном канале; «±» — выходы пороговых устройств АЭ.

дешифраторами D , которые срабатывают при превышении порога суммой импульсов, поступающих с определенных сочетаний адаптивных элементов АЭ в разных частотных каналах. Срабатывание того или иного дешифратора может означать не только окончание квазистационарного участка сигнала, но служить полезным признаком определенного типа переходного участка.

Для надежной работы механизма сегментации важно, чтобы его действие не зависело от общей интенсивности сигналов. Выбранный в адаптивной модели логарифмический закон изменения коэффициента передачи обеспечивает выполнение этого условия: срабатывание адаптивного механизма происходит при одинаковом относительном изменении величины входного сигнала независимо

от начального его значения. С другой стороны, неизбежна скорость изменения сигнала. В модели, показанной на рис. 8-4, устройства $ПУ_+$ и $ПУ_-$ срабатывают лишь при условии, что входной сигнал изменяется быстрее, чем происходит адаптация в элементе АЭ.

Аналитическое выражение условия срабатывания порогового устройства имеет вид:

$$\frac{1}{\tau_\Phi} \int_{t_0}^t \left[\frac{x(\xi) - x(t_0)}{x(t_0)} \right]^2 e^{-\frac{\xi-t}{\tau_\Phi}} d\xi = \frac{\theta}{Y_0}, \quad (8-1)$$

где θ — порог; t_0 — начальный момент времени, когда отсутствовало рассогласование, а остальные обозначения имеют тот же смысл, что и в формулах (7-2) — (7-6). Уравнение (8-1) может быть решено относительно значения верхнего предела интегрирования t , причем определяется момент срабатывания порогового устройства адаптивной модели. Для наступления такого условия, как это следует из приведенного уравнения, действительно необходимо не только относительное изменение $x(t)$, превышающее некоторый минимум:

$$\left[\frac{x(t) - x(t_0)}{x(t_0)} \right]_{\text{мин}} = \sqrt{\frac{\theta}{Y_0}}, \quad (8-2)$$

но и достаточная продолжительность этого изменения по сравнению с постоянной времени τ_Φ . Кратковременные, даже значительно превышающие величину (8-2), изменения не вызовут срабатывания модели. Постепенные изменения $x(t)$ эффективны лишь при достаточной их скорости, точнее, когда на интервале порядка τ_Φ велика логарифмическая производная $\frac{1}{x} \frac{dx}{dt}$.

Покажем в заключение, что адаптация к интенсивности входного воздействия достаточна для построения адаптивных механизмов выделения изменений других параметров акустических стимулов. На рис. 8-6 приведена схема модели, которая обнаруживает изменение частоты сигнала. Сверху над пространственной осью характеристических частот показано непрерывное распределение интенсивности сигналов в частотных каналах при одной частоте тонального стимула 1 и при несколько более высокой частоте 2. Ниже выделены лишь два частотных канала с адаптивными элементами АЭ₁ и

АЭ₂ рассмотренного типа. В качестве выходов этих элементов по-прежнему используются сигналы пороговых устройств, срабатывающих, когда разность $Y - Y_0$ выходит за пределы их зоны нечувствительности. Над этими выходами производится простейшая логическая операция И, обеспечивающая обнаружение повышения $+\Delta f$ или понижения $-\Delta f$ частоты стимула.

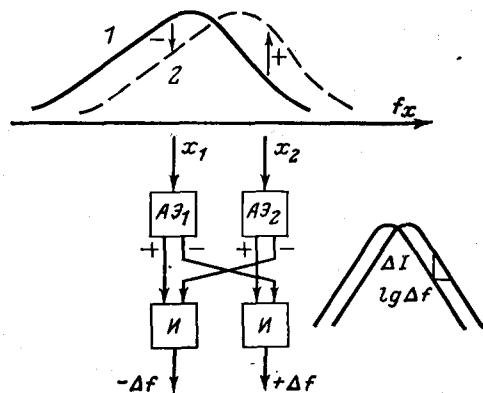


Рис. 8-6. Адаптивная модель обнаружения изменения частоты звукового сигнала.

Если приписать элементам АЭ в этой схеме такой же дифференциальный порог, как при различении интенсивности, можно определить необходимую остроту частотных характеристик каналов слуховой системы по известным из психоакустики дифференциальным частотным порогам. Действительно, используя представление о частотно-координатной характеристике, связывающей точку на пространственной координате с частотами максимальных откликов соответствующих им каналов (см. рис. 3-26, 3-30), можно установить однозначное соответствие амплитудно-частотных и амплитудно-координатных характеристик. Тогда дифференциальные пороги по интенсивности и по частоте легко связываются между собой крутизной склона амплитудно-частотной характеристики, как показано на рис. 8-6 справа. Считая дифференциальный порог по интенсивности равным 1 дб, а по частоте 0,5%, найдем необходимую крутизну ската амплитудно-частотной характеристики 100 дб/окт, что согласуется

с представлениями о фильтрах, вытекающими из исследований эффекта маскировки.

Итак, адаптация к величине входного воздействия является эффективным средством выделения изменений тех параметров стимула, которые преобразуются в пространственное распределение интенсивности. При этом высокая разрешающая способность при непосредственном сравнении двух стимулов и высокая чувствительность к изменениям параметров динамического стимула может сочетаться с весьма посредственной точностью оценок абсолютных значений тех же параметров.

Глава девятая

МОДЕЛИ АДАПТИВНЫХ МЕХАНИЗМОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ОБРАБОТКИ СЛУХОВЫХ СТИМУЛОВ

9-1. Предпосылки построения адаптивных моделей пространственного отображения слуховых стимулов

Управление коэффициентом передачи какого-либо элемента или функциональной структуры в нервной части слухового анализатора может происходить не только в зависимости от интенсивности возбуждения этого же элемента или структуры, но и под действием управляющих сигналов, посылаемых другими функциональными образованиями. Это подтверждается экспериментами, доказывающими существование управляющих обратных связей [Л. 53, 88, 144]. Распространение принципов адаптации с одного элемента на сети с возвратными и перекрестными управляющими связями открывает много новых возможностей построения моделей, воспроизводящих гибкие механизмы обработки сложных сигналов. К сожалению, по причинам, уже обсуждавшимся в гл. 7, экспериментальные данные о пространственной организации адаптивных механизмов в нервной части слухового анализатора еще очень бедны и это сильно ограничивает разработку достоверных моделей подобного типа.

Простейшие модели этого класса предлагались для имитации эффекта маскировки и для подчеркивания контраста в пространственных отображениях стимула. Так, в работах [Л. 157, 176] описана модель периферического

отдела слуховой системы в виде многоканального частотного анализатора, причем в каждый канал введено устройство типа АРУ, уменьшающее его коэффициент передачи при увеличении уровня сигнала в соседнем, более низкочастотном канале.

На рис. 9-1,а показана схема, работающая таким образом за счет подачи управляющего воздействия z на регулятор P данного канала от датчика D , измеряющего мощность сигнала в соседнем канале. Она имитирует ма-

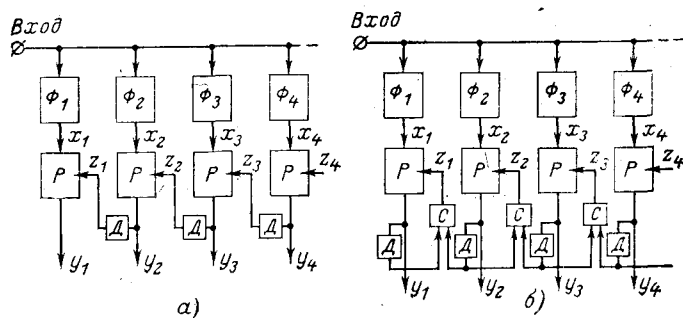


Рис. 9-1. Многоканальные адаптивные модели, имитирующие латеральное торможение.

скировку высокочастотных составляющих сигнала низкочастотными (частота каналов понижается с увеличением номера фильтра). На рис. 9-1,б приведена схема, в которой управляющее воздействие z формируется разностью уровней сигналов в соседних каналах (C — сравнивающее устройство), и в зависимости от знака этой разности либо уменьшает, либо увеличивает коэффициент передачи данного канала. Эта схема может подчеркивать неравномерность в распределении энергии сигнала по частотным каналам и тем самым содействовать выделению частотных максимумов его спектра.

Подобного типа многоканальные адаптивные модели изучались как возможный вариант реализации принципа латерального торможения. Они могут быть полезны при моделировании процессов, наблюдаемых уже на уровне слухового нерва, где по данным ряда электрофизиологических исследований [Л. 112, 113, 123] возникает торможение реакции на тон оптимального для данного волокна частоты другим тоном более низкой частоты, на который само это волокно не откликается.

Такие модели подобно моделям нелинейных механизмов обострения, описанным в гл. 6, обеспечивают сужение амплитудно-частотной характеристики каждого канала для стационарных синусоидальных сигналов, но отличаются тем, что их выходные сигналы (y_k на рис. 9-1) повторяют форму входных сигналов x_k , а не выпрямляют их, как это делается в нелинейных схемах. Для выяснения наиболее правдоподобной структуры и параметров моделей межканального взаимодействия в периферических механизмах слуховой системы необходимы дальнейшие целенаправленные физиологические исследования.

Непостоянство критических полос слуха, обнаруживаемое при различных методах их определения, при изменении видов, продолжительности и интенсивности тестовых и маскирующих сигналов [Л. 81, 100, 122, 172] и даже в зависимости от натренированности испытуемых [Л. 18], дает повод для выдвижения гипотез о существовании механизма, управляющего параметрами структур, участвующих в формировании независимых частотных каналов слуха. В настоящее время отсутствуют какие-либо физиологические данные, доказывающие существование подобных механизмов. Мало того, и психоакустические исследования, на основе которых строятся предположения об адаптации полос пропускания частотных каналов слуха, допускают неоднозначное истолкование. Поэтому адекватность соответствующих моделей без проведения дополнительных экспериментов вряд ли может быть достаточно обоснована. Учитывая, однако, известную в физиологии зрительного анализатора концепцию о саморегулирующих рецептивных полях [Л. 13] и универсальность многих принципов функционирования нервной системы, описываем далее одну модель адаптивного формирования частотного описания акустических сигналов, которая основана на распространении концепции о рецептивном поле на орган слуха. При этом предполагается стационарность входного сигнала.

9-2. Структура адаптивной модели пространственного отображения слуховых стимулов

В основу описываемой модели кладется представление о множестве рецептивных участков вдоль пространственной оси, соответствующей частотному разложению акустических сигналов. Предполагается, что протяжен-

ность рецептивных участков, определяющая разрешающую способность слуха по частоте, зависит от неравномерности распределения энергии сигнала в данном участке рассматриваемой оси.

Структура модели одного рецептивного участка и его регуляторной системы приведена на рис. 9-2. Модель

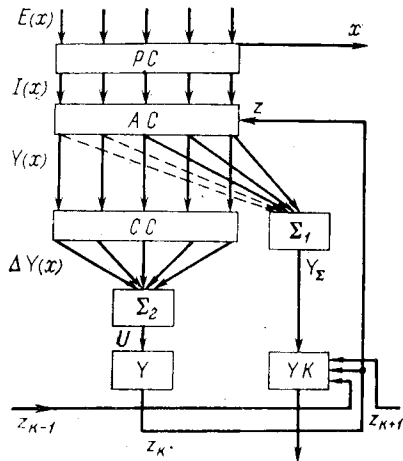


Рис. 9-2. Схема k -го рецептивного участка системы с адаптивной организацией пространственных механизмов обработки сигналов.

каждого слоя и параметры слоев можно представить функциями непрерывного аргумента x . При этом слой CC переходит от вычисления разностей сигналов, поступающих на входы соседних элементов, к вычислению производной входного сигнала по координате x , а сумматоры Σ_1 и Σ_2 становятся пространственными интеграторами.

Введем следующие обозначения: $E(x)$ — плотность мощности анализируемого стимула вдоль оси x ; $I(x)$ — сигнал на выходе рецепторного слоя; $K(x, z)$ — коэффициент передачи адаптивного слоя; $Y(x)$ — сигнал на выходе адаптивного слоя; z — воздействие, управляющее коэффициентом передачи адаптивного слоя; U — фактор неравномерности сигнала $Y(x)$ вдоль оси x .

Работа рассматриваемой модели описывается следующими соотношениями:

$$I(x) = \ln E(x); \quad (9-1)$$

состоит из слоя рецепторных элементов PC , расположенных вдоль оси x , слоя адаптивных элементов AC , сумматора Σ_1 выходных сигналов адаптивных элементов, управляемого ключа UK и управляющей системы, в состав которой входит слой сравнивающих элементов CC , сумматор Σ_2 и блок формирования управляющего сигнала U . Считая, что число дискретных элементов в каждом слое в пределах протяженности рецепторных участков велико, входные и выходные сигналы каж-

$$Y(x) = K(x, z)I(x); \quad (9-2)$$

$$U = \int \left| \frac{\partial Y}{\partial x} \right| dx; \quad (9-3)$$

$$z = F(U); \quad (9-4)$$

$$K(x, z) = \Phi[z - \theta(x)], \quad (9-5)$$

где $\theta(x)$ — порог чувствительности к управляющему воздействию элементов адаптивного слоя; Φ и F — некоторые, в общем случае нелинейные, функции. Для простоты в дальнейшем изложении ограничимся случаем

$$\Phi[\xi] = \begin{cases} 0 & \xi \geq 0; \\ 1 & \xi < 0, \end{cases} \quad (9-6)$$

где ξ — значение аргумента функции Φ .

Таким образом, предполагаем, что коэффициент передачи адаптивных элементов AC принимает одно из двух значений: 1 или 0.

При этом увеличение управляющего воздействия z вызывает отключение от сумматора Σ_1 тех участков PC , в пределах которых величина z превышает порог θ .

Зависимость величины порога θ от координаты x выберем так, чтобы по мере увеличения z рабочая область рецептивного участка сужалась симметрично с обеих сторон. Для этого можно предложить следующий вид функции $\theta(x)$:

$$\theta(x) = \theta_0 e^{-\beta(x-x_0)^2}, \quad (9-7)$$

где x_0 — координата центра рецептивного участка; θ_0 — значение порога в этой точке; β — постоянная, определяющая крутизну зависимости $\theta(x)$.

Нелинейную функцию F определим соотношением

$$z = 1 - e^{-RU}, \quad (9-8)$$

где R — постоянная.

На основании соотношений (9-1) — (9-8) рассмотрим закономерности пространственной адаптации рецептивного участка к стационарному стимулу, распределение энергии которого $E(x)$ вдоль оси x не изменяется с течением времени.

При равномерном распределении энергии $E(x) = E = \text{const}$ фактор неравномерности $U=0$; в соответствии с (9-8) управляющее воздействие $z=0$. Из формул (9-4) и (9-6) вытекает, что в этом случае коэффициент передачи адаптивного слоя $K(x, 0)$ в пределах всего рецептивного участка равен единице, т. е. все рецепторные элементы подключены к сумматору Σ_1 и его выходной сигнал соответствует суммарной мощности входного сигнала $E(x)$ в пределах всего рецептивного участка.

Всякая неравномерность в распределении энергии стимула приводит к появлению отличных от нуля значений фактора U и управляющего воздействия z . По мере увеличения последнего коэффициент передачи краевых областей адаптивного слоя обращается в нуль, а центральная область рецептивного участка, остающаяся подключенной к сумматору Σ_1 , все более сужается.

В результате этого среди множества рецептивных участков, расположенных вдоль оси x и подобных рассмотренному, в наибольшей мере сузятся активные области тех участков, в пределах которых происходят самые большие изменения энергии стимула. Следовательно, разрешающая способность такой системы вдоль оси x будет адаптироваться в соответствии с особенностями пространственного распределения энергии конкретных сигналов. В областях с существенной неравномерностью энергии стимула рецептивные участки будут уже, в областях с малой неравномерностью — шире. Тем самым при ограниченном числе каналов будет лучше использоваться пропускная способность системы для передачи информации, заключенной в распределении энергии стимула вдоль оси x .

Итак, информативной характеристикой стимула в этой модели служит неравномерность распределения энергии. Предложенный выше критерий информативности (9-3) — интеграл от первой производной $Y(x)$ — можно рассматривать как одно из частных выражений фактора неравномерности. В более общем случае этот фактор следует считать зависящим от производных различных порядков:

$$U = \int \left\{ a_1 \left| \frac{\partial Y}{\partial x} \right| + a_2 \left| \frac{\partial^2 Y}{\partial x^2} \right| + a_3 \left| \frac{\partial^3 Y}{\partial x^3} \right| + \dots \right\} dx, \quad (9-9)$$

где коэффициенты a_i могут иметь разные значения. Так, если $a_2 = 1$, а все остальные коэффициенты равны нулю,

то понятие неравномерности будет связано с кривизной в распределении энергии стимула вдоль оси x . Тогда в результате действия системы пространственной адаптации окажутся суженными и выделенными те рецептивные участки, которые лежат в области экстремумов в распределении энергии сигнала.

Возможен и смешанный случай, когда в формировании фактора неравномерности участвуют и первая и вторая, а может быть и более высокие разности откликов рецепторов, относящихся к данному рецептивному участку.

Для выделения из всего множества рецептивных участков наиболее суженных необходимо осуществить сравнение их по величине, отражающей степень сужения. Таким параметром, например, может быть величина управляющего воздействия z .

В модели, изображенной на рис. 9-2, операция сравнения управляющих напряжений от смежных рецептивных участков осуществляется в блоке УК. Содержащийся в нем ключ оказывается открытым, если управляющее напряжение данного рецептивного участка будет больше таковых у смежных с ним участков ($z_h > z_{h-1}$, $z_{h+1} < z_h$ на рис. 9-2). Таким образом, на выход анализаторной системы окажутся подключенными через блоки УК только те рецептивные участки, которые соответствуют областям с максимальной неравномерностью распределения энергии стимула.

Электрофизиологические исследования органа зрения [Л. 13] показывают, что задача такого типа действительно решается в сетчатке глаза. Однако там выделение информативных участков изображения (контуров, границ перепадов освещенности) происходит благодаря тремору, приводящему к непрерывному дрожанию изображения на сетчатке. При этом рецептивные поля, пересекаемые контурами изображений, находятся под воздействием динамических сигналов, мешающих развитию временной адаптации, и отклики таких полей сохраняются сколь угодно долго, в то время как рецептивные поля в областях изображения с равномерной освещенностью быстро адаптируются и перестают посылать какие-либо сигналы в вышележащие отделы зрительного анализатора. Это подтверждается прямыми экспериментами со стабилизированным на сетчатке изображением [Л. 63]. Имеются и такие данные, которые говорят о повышении

разрешающей способности рецептивных полей сетчатки глаза в районах с неравномерным распределением освещенности [Л. 13].

В слуховой системе механизмы типа тремора представляются неправдоподобными. Поэтому решение сходной задачи может потребовать принципиально иных средств, эффективных при статическом отображении стимула. Идея, положенная в основу описанной модели пространственной адаптации, позволяет решить такую задачу. Поскольку ось x отображает частотный признак спектра акустических стимулов, рассмотренная модель может объяснить наблюдающуюся в психоакустических экспериментах изменчивость ширины критических полос слуха. Не исключено, однако, что причины такой изменчивости иные и связаны не с измерением фактора неравномерности, а с нелинейными свойствами структур, участвующих в формировании частотных каналов слуха, а также с управлением характеристиками периферической части слухового анализатора со стороны центральных структур. В пользу последнего предположения говорит улучшение обнаружения сигнала в шуме в опытах, когда использовалась одна и та же реализация шума, по сравнению с опытами, в которых реализации шума варьировались [Л. 127].

Глава десятая

МОДЕЛЬНЫЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ОБ ОРГАНИЗАЦИИ МЕХАНИЗМОВ АНАЛИЗА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

10-1. Механизмы инвариантного отображения параметров слуховых образов

Процесс восприятия звуковых сигналов является конечным этапом сложной системы переработки информации в различных структурах органа слуха. В этом процессе участвуют как механические системы (среднее ухо, улитка), так и сложные нервные механизмы, которые реализуются в различных структурах, вплоть до слуховой области коры.

Всю слуховую систему можно условно разделить на две большие части: механизмы, формирующие отображение стимула в нейронных структурах, и структуры,

образующие систему принятия решений, в которой реализуются процессы распознавания сигналов, формирования ощущений и т. д. В настоящее время можно строить лишь весьма общие предположения о принципах функционирования этих двух частей, в особенности второй. Тем не менее даже их общие функциональные модели могут быть полезны для выяснения возможности совмещения разрозненных экспериментальных данных, проверки различных гипотез и целенаправленной постановки дальнейших физиологических и психоакустических исследований.

В этой главе будут рассмотрены имеющиеся предпосылки для создания функциональной модели первой части слуховой системы, формирующей отображение акустических сигналов.

Среди всего комплекса ощущений, сопровождающих процесс восприятия звука, выделяется примечательное свойство инвариантности по отношению к изменению ряда характеристик сигнала. С инвариантностью восприятия связана способность человека находить общее в сигналах, отличающихся только интенсивностью. Сложные звуки, состоящие из нескольких гармонических сигналов (аккорды), воспринимаются как сходные, если отношения частот составляющих их тонов одинаковы. Ритмический рисунок последовательности звуков узнается при больших изменениях временного масштаба (темпа).

Подобные примеры указывают на способность слуховой системы выделять из множества свойств сигнала какой-то определенный признак и реагировать на него вне зависимости от изменения других параметров стимула. В настоящее время свойство инвариантности восприятия сигналов часто трактуется как результат процесса обучения данного организма [Л. 46]. Вместе с тем многие данные говорят за то, что существуют нейронные структуры, способные реагировать на определенные параметры стимула независимо от других его характеристик. Так, логарифмическая зависимость частоты импульсации нейрона от интенсивности возбуждающего стимула обеспечивает инвариантность реакции нейронной структуры, реагирующей на разность частот импульсаций двух нейронов при изменениях интенсивности стимула. Логарифмическая зависимость координаты точек основной мембраны от характеристической час-

тоты приводит к инвариантности пространственной формы возбуждения, создаваемого аккордами при изменениях тональности.

Естественно считать, что формирование инвариантных отображений определенных характеристик звуков осуществляется специализированными механизмами. И это приводит к логической необходимости существова-

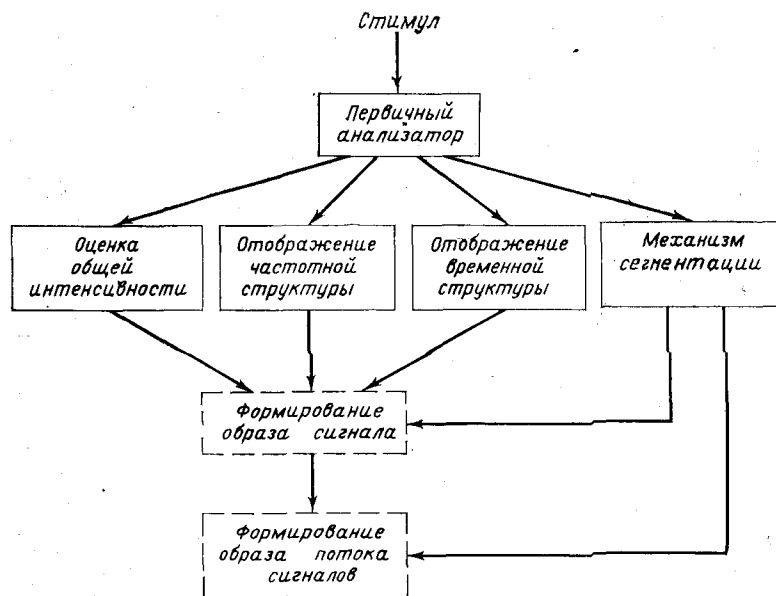


Рис. 10-1. Схема взаимодействия основных механизмов анализа акустических сигналов в слуховой системе.

ния в слуховой системе ряда параллельных каналов обработки различного рода информации, заключенной в звуковых сигналах. Сейчас еще рано говорить о полном перечне таких каналов, но среди них могут быть следующие: а) механизм пространственного представления сигналов; б) механизм оценки общей интенсивности сигнала; в) механизм отображения частотной структуры сигналов; г) механизм отображения временной структуры сигналов; д) механизм сегментации потока сигналов. Укрупненная схема модели, отражающая возможное взаимодействие этих механизмов, показана на рис. 10-1.

Здесь первичный анализатор представляет собой общий для всех каналов входной преобразователь, формирующий пространственное представление акустических сигналов. Выходы четырех параллельно работающих каналов отображения разнокачественных признаков поступают во вторую — распознающую часть слуховой системы, которая на рис. 10-1 представлена двумя блоками — формирования образа сигнала и формирования образа потока сигналов.

Первичный анализатор включает в себя структуры, осуществляющие первичную частотную фильтрацию и пространственную развертку акустического сигнала: среднее ухо, улитку и возможный механизм обострения частотных характеристик на стыке рецепторной системы кортиева органа с дендритной системой слухового нерва. В рамках функциональной модели фильтрующую часть первичного анализатора можно представить в виде набора частотных фильтров с полосами пропускания, равными критическим полосам слуха на соответствующих частотах. Форма частотных характеристик таких фильтров, по-видимому, близка к форме кривых маскировки. Различные модели механизмов этой части слуховой системы подробно обсуждались в гл. 3, 4, 7.

Оценкой общей интенсивности сигнала, выносимой слуховой системой в целом, является громкость звука. Человек определяет ее как отдельный параметр акустических сигналов.

Экспериментальное определение уровня громкости представляет собой практически актуальную задачу и к настоящему времени теоретические модели восприятия громкости звуков уже воплощены в конструкциях соответствующих измерительных приборов — измерителей громкости. Эти приборы строятся с учетом упомянутых в гл. 2 закономерностей суммации громкости многокомпонентных сигналов. Типичная блок-схема измерителя громкости показана на рис. 10-2, ее можно рассматривать и как функциональную схему модели механизма восприятия громкости.

Входной сигнал подается на частотный анализатор, состоящий из 24 фильтров $\Phi_1—\Phi_{24}$ с полосами пропускания, близкими к критическим полосам слуха. Общий диапазон частот, охватываемый системой фильтров, простирается от 60 гц до 13 кгц. В функциональной модели слуховой системы (рис. 10-1) роль этих фильтров вы-

полняет первичный анализатор. Выходной сигнал каждого частотного канала поступает на квадратичный детектор D с постоянной времени усреднения 100 мсек. Таким образом, вырабатываются оценки суммарной мощности колебаний в пределах независимых критических полос. Следующие за детекторами нелинейные усилители $HУ$ преобразуют эти сигналы в величины, пропорциональные уровням громкости в каждом частотном канале. По Цвиккеру [Л. 55] зависимость коэффициента переда-

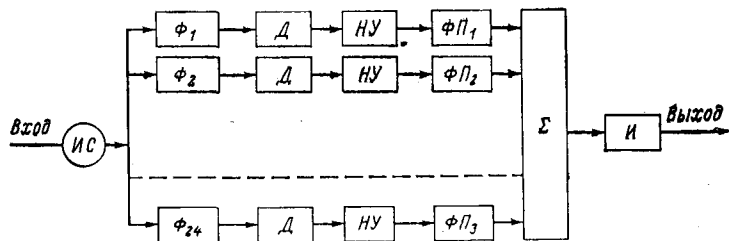


Рис. 10-2. Функциональная схема измерителя громкости звуков.

чи нелинейного усилителя от уровня энергии в канале имеет форму степенной функции с показателем 0,5. Однако одной этой нелинейной операции недостаточно для отражения закономерностей формирования оценки громкости в широком диапазоне интенсивностей и частот. Дополнительную коррекцию, отражающую отклонения от основного закона на низких частотах и при малых интенсивностях колебаний, осуществляют функциональные преобразователи $ФП$. Выходные напряжения этих преобразователей поступают на суммирующее устройство Σ , где они складываются с весовыми коэффициентами, зависящими от частот каналов. После суммации в блоке Σ величина, характеризующая громкость сложного звука, оказывается сформированной. Процесс временной суммации громкости следующих друг за другом коротких звуков моделируется интерпратором $И$ на выходе блока Σ .

10-2. Роль инвариантных отображений в задачах распознавания сложных звуковых сигналов

Появление в схеме на рис. 10-1 механизма отображения частотной структуры сигнала вызвано тем, что многие опыты указывают на неполное использование слуховой системой информации о частотном спектре сигналов,

имеющейся на выходе первичного анализатора. Так, распознавание человеком речевых гласных звуков основывается на учете всего лишь 2—4 максимумов огибающей частотного спектра [Л. 1]. Отбор небольшого числа признаков при решении задач классификации (обычно 5—9) является экспериментально доказанным общим свойством сенсорных систем. Отсюда вытекает необходимость существования своего рода «отборочного фильтра» и в канале передачи информации о частотной структуре сигнала. Очевидно, что такой фильтр должен выделять из первичного описания сигнала наиболее информативные признаки. К сожалению, экспериментальных данных еще слишком мало для выяснения конкретного перечня отбираемых слухом частотных признаков. Отсутствуют и четкие общие представления понятия информативности. Поэтому в настоящее время разработка модели отображения частотной структуры сигнала остается проблематичной.

Имеющиеся психоакустические данные по распознаванию речевых звуков и маскировке позволяют считать, что важными для работы механизмов распознавания слуховых образов являются максимумы огибающей частотного спектра [56, 61] и участки крутых перепадов частотного распределения энергии, с чем связано, например, ощущение тона определенной высоты при слушании шума с резко ограниченным на соответствующей частоте спектром [Л. 152], сильное маскирующее действие шумового сигнала с неравномерным спектром в отношении тональных сигналов с частотами вблизи перепадов спектра шумового сигнала и т. д.

Поскольку пространственное положение информативных участков огибающей частотного спектра сигнала, формируемой первичным анализатором, зависит от самого сигнала, весьма вероятно, что их выделение осуществляют механизмы, использующие адаптивную пространственную организацию. По-видимому, некоторые элементы блока отображения частотной структуры сигнала на рис. 10-1 могут моделироваться на основе принципов нелинейного обострения (гл. 5) и адаптивных механизмов пространственной организации анализирующих систем (гл. 9).

Наличие в слуховой системе механизма отображения временной структуры сигнала доказывается группой психоакустических экспериментов, частично описанных

В гл. 2, из которых вытекает способность слуха различать сложные сигналы с весьма сходными или даже одинаковыми энергетическими спектрами, когда имеются отличия в их «тонкой» временной структуре. В понятие тонкой временной структуры включаются характеристики сигналов, обнаруживаемые при их осциллографическом представлении: моменты максимумов мгновенных значений, фазовые соотношения и т. п.

Для объяснения того факта, что воспринимаемая на слух высота разностного тона в общем случае не равна частоте огибающей результирующего колебания, а соответствует периоду между максимальными значениями амплитуд, приходится констатировать способность слуховой системы измерять временные интервалы между характерными точками временного отображения звуковых сигналов. Описанная в [Л. 143] синхронизация импульсов нейронов слухового нерва определенными фазами звукового колебания сохраняет информацию на выходе первичного анализатора (рис. 10-1), необходимую для работы механизмов временного анализа. Характерным свойством механизма анализа временной структуры сигнала является способность восприятия периодичности сложных колебаний. Так, если ширина спектра амплитудно-модулированного или частотно-модулированного сигнала не превышает критической полосы данного частотного канала, то воспринимается тон, отсутствующий в исходном стимуле и по высоте соответствующий частоте модуляции.

Модели подобных механизмов, не рассмотренные в этой книге, обычно мыслятся в виде дискретных линий задержек, образованных цепочками нейронов, и суммирующих (логических) ячеек, реагирующих на совпадение импульсов, поступающих на их входы от различных створов линии задержки (см. например, [Л. 115]). Из психоакустических и электрофизиологических экспериментов вытекает, что такого рода механизмы могут действовать до частот 4—5 кГц и оперируют с сигналами в пределах критических полос.

Механизм сегментации на рис. 10-1 выявляет моменты резкого изменения пространственного распределения энергии на выходе первичного анализатора и осуществляет членение потока сигналов на некоторые элементарные единицы (например, фонемы речевых сигналов), списываемые механизмом формирования образа сигнала.

Последовательность этих единиц образует более сложный сигнал (слово), подлежащее целостному распознаванию при помощи механизма формирования образа потока сигналов.

Функциональное значение и модельные подходы к описанию механизма сегментации были разобраны в гл. 8—10. Хотя в настоящее время этот механизм обсуждается больше всего под углом зрения принципов распознавания речи, надо думать, что психофизиологическая роль его шире и лежит в основе процессов восприятия ритмических рисунков любых акустических стимулов, в частности музыки. При этом сигналы, вырабатываемые механизмом сегментации, должны обрабатываться совместно с сигналами других параллельно работающих механизмов.

Взаимодействие механизмов, входящих в систему отображения сигнала, столь же мало изучено, как и прочие проблемы, связанные с переработкой сложных сигналов высшими отделами слуховой системы. Интересной гипотезой о характере такого взаимодействия является теория дискретного восприятия сигналов, согласно которой вырабатываемые в отдельных механизмах системы отображения характеристики сигналов считываются в оперативную память в моменты времени, определяемые механизмом сегментации [Л. 59]. Одновременно импульсы сегментации осуществляют сброс данных, считанных с соответствующих измерителей, и тем самым подготавливают их к новому циклу измерения в течение последующего квазистационарного участка сигнала.

Информация, записанная в оперативную память, поступает далее в систему распознавания сигналов.

Возможные принципы действия механизма распознавания звуковых сигналов в слуховой системе в настоящее время обсуждаются скорее на основе технических методов выполнения таких операций, чем на основе физиологических сведений, которые в этой части практически отсутствуют. Среди большого числа разработанных в последнее время устройств распознавания сигналов существуют и такие, которые основаны на преобразованиях, в принципе доступных структурам головного мозга. Такие устройства можно рассматривать как иллюстрации последовательности операций, необходимых для выполнения задачи распознавания заданного класса сигналов. Поскольку высшие отделы слуховой системы решают

аналогичные задачи, можно в процессе физиологических исследований искать нейронные структуры, выполняющие в той или иной мере операции, сходные с заложенными в технические распознающие системы. Наиболее отчетливо такая аналогия просматривается при анализе структур устройств для автоматического распознавания речевых сигналов.

Глава одиннадцатая

ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ МЕХАНИЗМОВ СЛУХА В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

11-1. Распознавание ограниченного набора речевых команд

Развитие работ по исследованию слуховой системы позволило использовать некоторые из полученных в них результатов для решения технических проблем.

Целый комплекс задач связан с созданием эффективных устройств кодирования речи (вокодеров) для целей дальнейшей связи. Подробное описание различных типов вокодеров и связи принципов их действия с механизмами восприятия и воспроизведения речи приведено в книге проф. Сапожкова [Л. 47], а также в ряде других монографий [Л. 54, 56].

В принципе кодирование речи не обязательно связано с распознаванием ее элементов. Поэтому даже при отсутствии достоверных сведений о работе высших отделов нервной части слуховой системы оказалось возможным за счет детального изучения психоакустических характеристик человека найти экономные и оригинальные технические решения при построении вокодеров. В настоящее время вокодеры находят широкое применение в системах связи и дальнейшее их усовершенствование в значительной мере зависит от успехов в изучении биологических механизмов распознавания речи.

Значительно меньше изучена группа проблем, связанных с необходимостью обмена большими потоками информации между людьми и сложными техническими комплексами. Одной из таких проблем является управление машинами с помощью речевых команд. Кроме очевидного удобства такой способ управления в ряде случаев может быть более надежным. Однако для практической

реализации этих преимуществ необходимо устройство распознавания команд, которое само по себе будет обладать высокой надежностью. Так как результат распознавания не должен зависеть от диктора, то задача создания технического устройства, выполняющего такую операцию, превратилась в самостоятельную проблему.

Лишь в самые последние годы были созданы и опробованы устройства, распознающие с достаточной надежностью наборы команд из 10—15 слов независимо от диктора. Наряду с чисто техническими методами решения задачи распознавания ограниченного набора слов несколько эффективных устройств было выполнено на основе изучения принципа действия органа слуха млекопитающих. Такие устройства оказались достаточно простыми для того, чтобы можно было попытаться оценить их возможную надежность и сравнить ее с таковой у применяемых ныне ручных средств управления*.

В качестве примера рассмотрим устройство для распознавания десяти числительных (от 0 до 9), построенное и исследованное Цвиккером с учетом процессов преобразования сигналов в слуховой системе человека [Л. 176]. Его функциональная схема приведена на рис. 11-1.

Напряжение сигнала U_c поступает на двадцатичетырехканальный частотный анализатор $\Phi_1—\Phi_{24}$, охватывающий полосу частот от 60 гц до 12 кгц. Полосы пропускания каналов приблизительно соответствуют критическим полосам органа слуха человека. Так как частота импульсаций нейронов слухового нерва связана с интенсивностью сигнала зависимостью, близкой к логарифмической, то в каждом частотном канале анализатора поставлен детектор D с логарифмическим усилителем.

В группе блоков $C_1—C_{24}$ производится сравнение выходных напряжений у соседних каналов друг с другом и выделяются те из них, энергия в которых больше (условно взаимодействие блоков C_i на рис. 11-1 обозначено пунктирными стрелками).

Такое выделение осуществляется с помощью уменьшения коэффициента усиления тех блоков C_i , на вход которых поступают напряжения меньшие по сравнению

* Широкий обзор современных методов построения устройств распознавания звуковых образов содержится в книге Л. Л. Мясникова и Е. Н. Мясниковой «Распознавание звуковых образов» (Л., «Энергия», 1970).

с соседними. И наоборот, коэффициент усиления блоков C_i , на которые попадают относительно большие напряжения (с соответствующих детекторов D_i), увеличивается. Тем самым увеличивается контрастность частотного распределения энергии, соответствующего анализируемому звуку.

Для упрощения в пороговых ограничителях $ПО_1—ПО_{24}$ выходное напряжение каждого блока C представляется двумя уровнями: 0, если оно меньше заданного порога, и 1 — если больше.

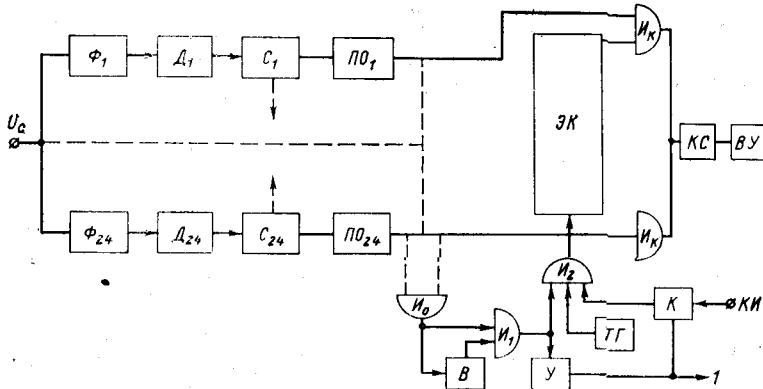


Рис. 11-1. Структурная схема устройства для распознавания ограниченного набора команд [Л. 176].

Фиксация начала и конца слова осуществляется с помощью схемы ИЛИ (I_0) по появлению и исчезновению энергии в любом из каналов. Возможные кратковременные паузы внутри слов учитываются специальной схемой выдержки времени B . Время существования стимула определяется по наличию напряжения на выходе схемы ИЛИ (I_1). По заднему фронту этого напряжения схема $У$ формирует импульсы, отмечающие конец слова (выход I). В течение времени произношения слова, если существует напряжение на выходе блока K (бистабильный триггер, запускаемый командным импульсом $KИ$, обозначающим начало действия устройства, и перебрасываемый обратно импульсом, обозначающим конец слова), тактовые импульсы от генератора $TГ$ проходят через схему I (I_2) на электронный коммутатор $ЭК$. Последний с помощью ключей $I_к$ поочередно подключает выходы кана-

лов анализатора к позиционной кодирующей схеме $КС$, соединенной с входом вычислительного устройства $ВУ$.

В результате действия описанных устройств в вычислительную машину поступают кодовые сигналы, описывающие распределение времени существования энергии на выходах анализатора в течение действия стимула. Полученная матрица распределения состояний содержит 24 столбца, а число строк зависит от числа тактов генератора $TГ$ за время длительности произнесенного слова. Частота импульсов тактового генератора составляет 2400 $гц$, т. е. время одного опроса всех 24 каналов анализатора равно 10 $мсек$. Если считать, что время произнесения числительных меняется от 0,5 до 1 $сек$, то число строк в матрицах, описывающих такие слова, будет варьировать от 50 до 100.

Для проведения операции распознавания необходимо сформулировать обобщенные образы распознаваемых слов (эталоны). Кроме того, для проведения сравнения эталонов с отображениями произнесенных слов последние должны быть приведены к единой форме представления, т. е. независимо от слова и скорости его произнесения соответствующая матрица состояний должна содержать одно и то же число элементов, равное таковому у эталонной матрицы.

Ввиду отсутствия информации о принципах действия механизма распознавания сигналов в органе слуха указанные операции осуществлялись в цифровой вычислительной машине чисто формальными методами. Для приведения матриц состояний к стандартному виду производится нормализация временного масштаба. Для этого после определения числа строк, занимаемых данным словом в машине, осуществляется его перекодировка по оси времени (т. е. фактически изменяется временной масштаб) так, чтобы число строк равнялось 20. При этом элементы матрицы, как и раньше, могут принимать значения 0 или 1, а число столбцов остается прежним.

Формирование эталонных образцов распознаваемых слов производится путем поэлементного суммирования группы нормализованных матриц, соответствующих произнесению одного и того же слова различными дикторами. При этом использовалось 128 нормализованных матриц, полученных при двукратном произнесении каждого слова 64 дикторами (32 мужчины и 32 женщины). В результате суммирования матриц каждый элемент мог при-

нимать значение от 0 до 128. Однако для численных оценок степени соответствия нормализованной матрицы распознаваемого слова эталонным матрицам оказалось целесообразным (с точки зрения объема вычислений) уменьшить диапазон возможных значений элементов эталонных матриц. Для этого весь интервал значений элементов матрицы (0—128) разделен на девять участков. Деление производится по-разному для различных слов и осуществляется из условия приблизительного равенства суммы значений всех элементов у разных эталонных матриц одному и тому же числу. Таким образом, численная оценка соответствия между матрицами распознаваемых слов и эталонными матрицами выносится при значении элементов последних от 0 до 9.

Мерой степени соответствия данной нормализованной матрицы эталонным матрицам служит величина суммы поэлементных произведений сравниваемых матриц. Поскольку эталонных матриц 10 (по числу распознаваемых числительных), то для распознавания каждого слова надо произвести перемножение десяти эталонных матриц на исследуемую и сравнить полученные суммы поэлементных произведений. Та эталонная матрица, которая обеспечила наибольшую величину этой оценки, рассматривается как образ опознаваемого слова.

При испытаниях макета распознающего устройства было предъявлено 1280 различных произношений слов, обозначающих числительные от 0 до 9. Ошибочные решения получены в 4,6% случаев.

Достигнутый уровень надежности распознавания (95,4%) обеспечен без применения какой-либо корректирующей обратной связи со стороны оператора. Если учесть возможность повторного произнесения оператором слова при его неправильном распознавании, то это позволит гарантировать правильную передачу команды при достаточно малом увеличении загрузки оператора (необходимость в повторении возникает в 4,6% случаев).

Сокращение информации о спектре сигнала, передаваемой в вычислительную машину, осуществляется в основном при двух операциях: при подавлении выходов анализатора спектра, имеющих относительно низкий уровень выходного сигнала, и при кодировании уровня сигнала в каждом канале одноразрядным двоичным кодом.

Хотя эти операции заметно уменьшают объем информации, заключенной в спектре распознаваемого сигнала, они не обеспечивают полной декорреляции данных, поступающих по 24 каналам с выбранным тактом. Из полученных эталонных матриц видно, что в смежных столбцах присутствуют одинаковые или близкие по значениям элементы. Дополнительным резервом в сокращении объема информации, характеризующей распознаваемое слово, является оптимизация временного описания сигнала.

В описанном устройстве распознавания первоначально отсчеты спектра следуют через 10 мсек вне зависимости от характера его изменения во времени. Очевидно, что последующая нормализация временного масштаба не улучшает точности представления временных изменений огибающей спектра сигнала. Практически можно считать, что каждое слово характеризуется отсчетами спектра, взятыми в двадцати точках, равномерно расположенных по оси времени в течение всего интервала действия стимула. Таким образом, описание распределения энергии распознаваемой звуковой последовательности во времени формируется в данном устройстве без учета конкретных свойств элементов слов. Тем самым указанная операция осуществляется без использования свойств приспособляемости, столь характерных для процессов преобразования информации в биологических системах. Большое внимание временным свойствам огибающей текущего спектра сигналов уделено в устройстве распознавания числительных, предложенном Гребневой [Л. 15].

На основании анализа сведений о процессах преобразования информации о сигналах в слуховой системе человека автор предположила, что основное значение для распознавания звуков в текущей речи имеют изменения параметров сигнала в процессе переходов от одного звука к другому. Функциональная схема основанного на этой идее устройства приведена на рис. 11-2. Здесь ЧК — каналы частотного анализатора, ПС — пороговые схемы, Т — триггеры, К — ключи, ДЦ — дифференцирующие цепочки.

Блок-схема одного канала ЧК приведена на рис. 11-3. Сигнал u_c попадает в фильтр Φ , после которого поступает в блоки логарифмирования \mathcal{L} и выпрямления B , где формируется напряжение, пропорциональное логарифму огибающей составляющих сигнала, попадающих в поло-

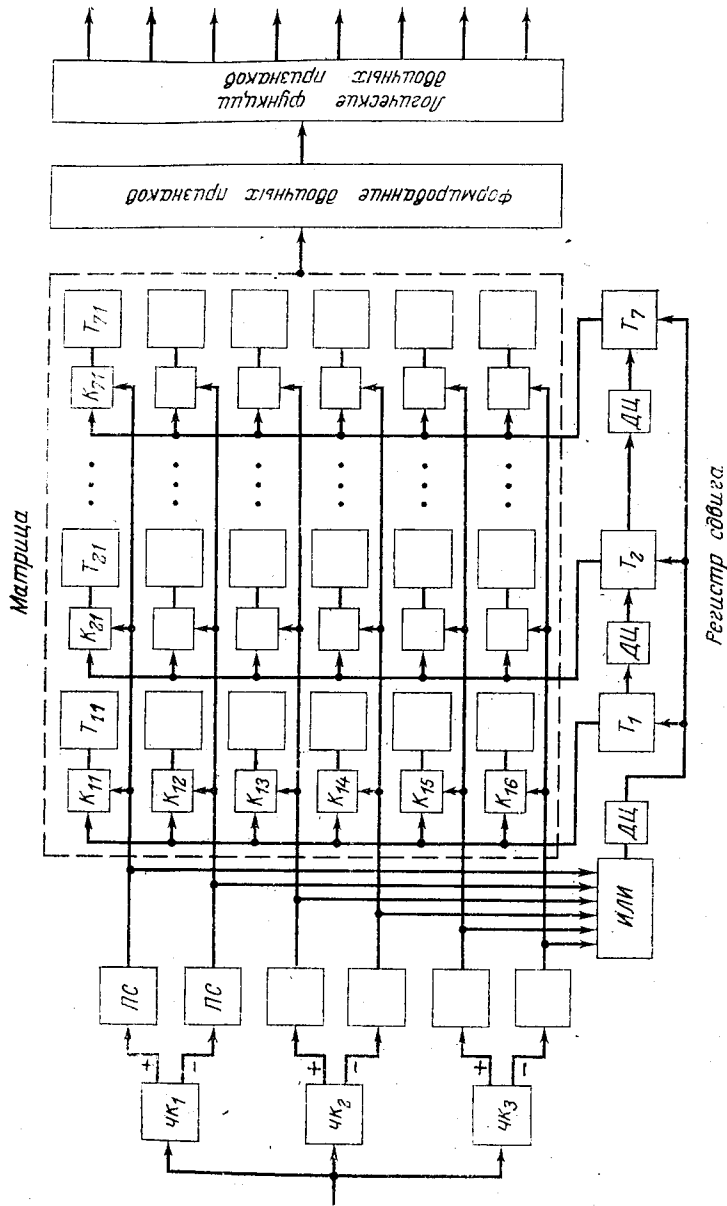


Рис. 11-2. Функциональная схема устройства для распознавания слов [Л. 15].

су пропускания данного фильтра. После сглаживания фильтром низких частот ФНЧ, имеющим полосу пропускания 50 гц, выходное напряжение данного частотного канала дифференцируется ДЦ и после усиления проходит ограничение и интегрирование (И). Ограничитель О отсекает отрицательный импульс, возникший от дифференцирования участков огибающей, имеющих отрица-

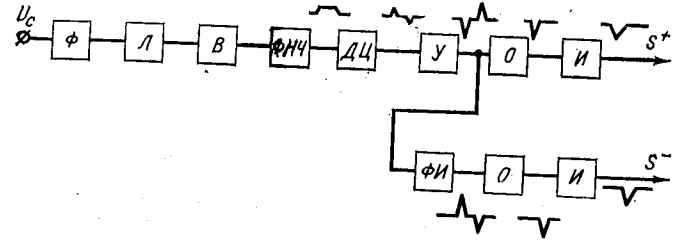


Рис. 11-3. Функциональная схема одного частотного канала анализатора [Л. 15].

тельную производную. Для того чтобы фиксировать переходные участки сигнала, характеризующиеся спадом энергии в частотных каналах, вводится специальная ветвь в блок-схеме на рис. 11-3, в которой сигнал после усилителя У инвертируется ФИ, а далее ограничивается (О) и интегрируется (И), как в первой ветви.

Рассмотрим смысл преобразований, производимых в блок-схеме, изображенной на рис. 11-3. Обозначим огибающую напряжения, появляющегося на выходе фильтра Ф частотного канала ЧК, через $u(t)$. Тогда вследствие операций логарифмирования и дифференцирования в блоках Л, В и ДЦ будет справедливо соотношение

$$\frac{d}{dt} \{ \lg [Ku(t)] \} = u'(t)/u(t),$$

где K — резонансный коэффициент передачи блока Ф.

Таким образом, величина импульсов на выходе дифференцирующей цепочки оказывается инвариантной как к амплитуде сигнала, попадающего на вход фильтра частотного канала, так и к величине его коэффициента передачи. Так как совокупность резонансных коэффициентов передачи фильтров Ф частотных каналов определяет частотную характеристику анализаторной части схемы, изображенной на рис. 11-2, то отображение временных изменений сигнала на выходе блоков ЧК оказывается инвариантным как к амплитуде сигнала, так и

к частотным искажениям, вызванным неравномерностью и нестабильностью резонансных коэффициентов передачи отдельных фильтров Φ . Кроме того, в ряде исследований показано, что длительность переходов в речевом потоке мало зависит от темпа речи [Л. 39]. Если это так, то упомянутое отображение окажется малочувствительным и к темпу речи. Степень чувствительности зависит от сохранения не только длительности, но и формы межзвуковых переходов.

Пиковое значение напряжения на выходе интегрирующих схем I (см. рис. 11-3) соответствует величине перепада энергии на выходе данного частотного канала. Для характеристики распознаваемого слова использовались значения S (с учетом знака) и число временных сдвигов между перепадами. Установка состояла из трех частотных каналов, каждый из которых имел два выхода, позволяющих выделять напряжение, характеризующее величину и знак перепада энергии. Если напряжение S выше определенного порога, то схема $ПС$ (см. рис. 11-2) вырабатывает импульс прямоугольной формы длительностью в 20 мсек. Полученные во всех каналах импульсы складываются в схеме $ИЛИ$. Задний фронт суммарного импульса дифференцируется и перебрасывает триггер T_1 в сдвигающем регистре в закрытое состояние, что ведет к открыванию следующего триггера T_2 . Одновременно импульсы от схем $ПС$, пройдя через ключи K_{1i} , открывают первым триггером сдвигового регистра, переводячивают соответствующие триггеры T_{1i} в первом столбце матрицы. Следующий перепад энергии в частотных каналах вызывает новую серию импульсов на выходе схем $ПС$, перевод соответствующих триггеров второго столбца матрицы и срабатывание регистра сдвига, приводящее к открыванию группы ключей K_{2i} , подключающих к выходам $ПС$ частотных каналов триггеры третьей колонки матрицы. Процесс продолжается до окончания слова, после чего производится операция сравнения полученной матрицы с эталонными образами.

В процессе экспериментов с макетом описанного устройства было получено 98% правильного распознавания 8 цифр, произнесенных одним диктором по 24 раза каждое слово. Учитывая малое количество частотных каналов (3) и примитивную методику сопоставления матриц с системой признаков, такой результат свидетельствует о большой перспективности выбранного метода

представления сигналов. Сравнивая способы формирования матриц в двух описанных устройствах распознавания, можно заметить, что во второй схеме, кроме исключения информации о стационарных участках звуков, сделана попытка связать моменты формирования значимых элементов матриц с изменениями параметров самих распознаваемых сигналов. Тем самым осуществляется переход к неравномерному кодированию, что может обеспечить дополнительное сокращение информации избыточной с точки зрения задачи распознавания. Вместе с тем использование схемы $ИЛИ$ при формировании импульса, управляющего моментами подключения последующих столбцов матрицы к выходам каналов аналитической части, вносит нежелательный элемент случайности в работу сдвигового регистра. Вследствие изменчивости произношения слов всплески энергии в частотных каналах могут наблюдаться в самых разных участках речевого потока, даже на квазистационарных участках гласных при движении формант. Моменты обнаружения таких всплесков будут сильно зависеть от значений порогов срабатывания схем $ПС$. Небольшое смещение последних в свою очередь может приводить к различным моментам срабатывания сдвигового регистра при произнесении одного и того же слова разными людьми. По-видимому, лучший результат можно получить, если работой сдвигового регистра будет управлять схема сегментации, выдающая импульсы не при проявлении всплеска энергии в любом из каналов, а лишь при появлении такой группы всплесков, которая соответствует переходу к новой фонеме (или открытому слогу).

Сравнение принципов действия описанных устройств распознавания с моделями переработки информации на периферии слуховой системы показывает, что в технические устройства еще не проникли некоторые эффективные способы представления акустических стимулов, используемые органами слуха. Ни в одной из описанных схем не реализован принцип параллельной переработки информации о качественно различных признаках стимула в независимых каналах. В устройствах не используется в полной мере пространственная декорреляция параметров, описывающих распределение плотности энергии сигнала вдоль частотной оси. Мало внимания уделено задаче определения значимости той или иной информации о сигнале и в связи с этим нет четкого обоснова-

ния выбираемых для записи в матрицу параметров стимула. Наконец, в задаче выбора существенных признаков при опознании слов многое зависит от способов отображения сигналов и модели механизмов слуха могут подсказать здесь эффективные технические решения.

Рассмотрим функциональную схему устройства распознавания сигналов, построенную в части системы отображения стимулов с учетом рассмотренных ранее мо-

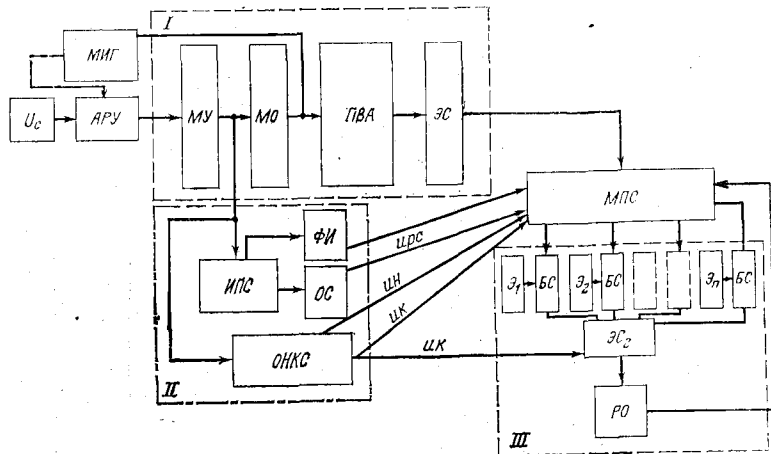


Рис. 11-4. Структурная схема устройства опознавания ограниченного набора слов, построенного на основе моделей механизмов слуха.

дельных представлений о работе органа слуха (рис. 11-4).

Модель среднего уха осуществляет операцию автоматического регулирования усиления (АРУ) сигнала при его передаче на вход модели улитки. Процесс регулирования замыкается через механизм измерения громкости МИГ, что, по-видимому, и имеет место в слуховой системе. При техническом воплощении модели среднего уха в устройстве распознавания слов выгодно применить усилитель, который будет не только имитировать частотную характеристику среднего уха, но и обладать АРУ, обеспечивающей постоянство общей интенсивности сигнала. После автоматической регулировки сигнал поступает в анализаторный механизм I устройства. Первым блоком анализаторного механизма является модель улитки органа слуха МУ. В качестве таковой может быть использован либо набор электрических фильтров, либо электрическая или гидромеханическая модель улитки с распре-

деленными параметрами. Механизм обострения МО вместе с моделью улитки МУ должен обеспечивать частотные характеристики каналов, соответствующие критическим полосам слуха. Возможно моделирование этих механизмов одним набором частотных фильтров с эквивалентной добротностью около 10.

Система пространственно-временной адаптации рецептивных участков ПВА обеспечивает выделение информативных участков пространственного и временного отображения энергии анализируемых сигналов. При этом она обеспечивает эффективное сокращение объема информации, заключенной во входных сигналах. В этой системе должны сочетаться механизмы адаптивной реакции на сигналы каждого частотного канала с механизмами взаимного торможения соседних каналов, подчеркивающими контраст пространственного распределения энергии. Экстремальный селектор ЭС пропускает на вход матрицы представления сигналов МПС, выходные напряжения нескольких каналов (число их может быть задано), отображающих наиболее информативные признаки данного звука. Для разных слов и в зависимости от объема распознаваемого словаря вид информации, вводимой в матрицу представления сигналов, может меняться. В простейшем случае может оказаться достаточным учитывать лишь частотное положение выделенных каналов и записывать в матрице либо номера занятых каналов, либо отношения их средних частот. В более сложных вариантах может потребоваться учет также и относительных уровней сигналов на их выходах. Работой матрицы представлений управляет механизм сегментации II. Последний вырабатывает сначала импульсы первичной сегментации ИПС на границах сегментов, единых для анализируемого ансамбля слов. В общем случае на основе таких импульсов могут быть выработаны импульсы членения на открытые слоги ОС или фонемы ФИ, однако в принципе возможны и другие варианты. Необходимым условием, которому должен удовлетворять алгоритм работы механизма сегментации, является независимость результата членения данного слова от диктора при вариациях в произношении, темпе, высоте голоса, громкости и т. д.

Импульсы сегментации управляют работой сдвигового регистра, который переключает столбцы матрицы при занесении в нее информации с выходов экстремального

селектора. В сложных случаях с выхода блока сегментации в матрицу представлений может подаваться информация о ритме слова *ИРС*, которая формируется в виде набора чисел, характеризующих отношение последовательных временных интервалов между импульсами сегментации. Особую роль в схеме, изображенной на рис. 11-4, играет блок определения начала и конца слова *ОНКС*. Первый сигнал (*ИН*) от него определяет начало заполнения матрицы, а второй, обозначающий конец слова (*ИК*), дает команду на конец работы сдвигового регистра. Таким образом, в результате действия описанного выше комплекса механизмов предъявленный сигнал отображается в матрице, содержащей сведения о числе сегментов, из которых состоит сигнал, числе занятых каналов, характеризующих каждый сегмент, номерах этих каналов, а также дополнительных данных о ритме слова и отношении интенсивностей компонент сигнала в выделенных частотных каналах. Вся эта информация поступает в механизм принятия решений (*III*).

Для осуществления процесса опознавания отображение сигнала, записанное в матрице представлений, должно быть сопоставлено с эталонами распознаваемых слов $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \dots, \mathcal{E}_n$, записанными тем же способом. Проще всего сформировать эти эталонные описания так, как это было выполнено в первом из описанных выше устройств распознавателя десяти числительных. Повторяя одно и то же слово много раз различными дикторами, можно получить ряд его представлений в виде матриц со значениями элементов, отражающими влияние индивидуальных особенностей дикторов. Если группа дикторов подобрана правильно, т. е. ансамбль отображений данного слова оказался представительным, то после усреднения значений элементов получается эталонная матрица, значения элементов которой отражают вероятность их появления при произнесении такого слова произвольным диктором.

Имея эталонные матрицы для всех опознаваемых слов, можно представить схему сравнения матрицы представления (*МПС*) с эталонными матрицами (\mathcal{E}_i) в следующем виде: *МПС* поэлементно перемножается в блоках сравнения *БС* с теми \mathcal{E}_i , которые имеют равное с ней число столбцов; \mathcal{E}_i , которые такому условию не удовлетворяют, сразу отбрасываются. Сумма поэлементных произведений для каждой пары матриц формируется в виде

напряжения, поступающего на экстремальный селектор \mathcal{E}_{C_2} . Последний выделяет наибольшее из поступивших к нему напряжений и включает индикатор, указывающий слово, \mathcal{E}_i которого был выбран.

Особо стоит вопрос о начале процесса сравнения *МПС* с \mathcal{E} . Операция перемножения матриц может начинаться сразу после заполнения первого столбца *МПС*. В этом случае сигнал конца слова будет одновременно играть роль команды на считывание окончательного решения в блоке *РО* о соответствии произнесенного слова тому или иному из эталонов. Появление такого решения ведет к сбросу информации в *МПС*. Легко видеть, что указанная процедура позволяет производить посегментное опознавание образов слогов (или фонем) и по их совокупности принимать решение о слове в целом. В соответствии с этим можно изменить и структуру блок-схемы решающей части устройства опознавания. Вопрос здесь заключается в имеющемся наборе эталонов, что в свою очередь определяется как структурой устройства и его назначением, так и процедурой процесса обучения (формирования эталонов). В процессе перемножения ряд эталонов будет отброшен по дополнительным признакам, например, если число столбцов, появившихся в *МПС*, оказалось с какого-то момента времени не равным таковому у эталонной матрицы \mathcal{E} . В более сложных случаях в алгоритме принятия решений должна быть учтена возможность ошибки при определении границ сегментов.

Из сказанного следует, что структура механизма принятия решений в функциональной схеме на рис. 11-4 может быть построена несколькими способами.

В настоящее время трудно сформулировать технически реализуемую структуру механизма опознавания, моделирующего аналогичную операцию, предположительно совершающуюся в мозгу человека. Поэтому в описанной схеме устройства распознавания такая операция совершается способом, диктуемым в большей мере известными в технике приемами, чем сведениями, полученными при изучении слухового анализатора человека.

Из сравнения схемы на рис. 11-3 с общей функциональной схемой отображения сигналов в слуховой системе (рис. 10-1) видно, что в первой отсутствует механизм восприятия частотной структуры сигналов. Указанное обстоятельство согласуется с тем фактом, что человек

опознает достаточно хорошо как озвученную речь, так и шепот. Можно предположить, что механизм частотного анализа сигналов играет принципиальную роль при восприятии и различении таких свойств сигналов, которые для распознавания речи решающего значения не имеют.

При расширении словаря распознаваемых слов функциональная схема механизма принятия решений, по-видимому, будет сильно усложняться, приобретая иерархический характер. В соответствии с этим характер эталонов, используемых в нижнем этаже такой системы, приобретает особое значение, ибо именно они будут определять сегменты, на которые механизм сегментации членит текущий поток речи. Психоакустические данные дают основание считать, что такими эталонами могут быть усредненные матрицы открытых слогов [Л. 4].

Наибольшую сложность при техническом моделировании механизма принятия решений представляет выбор способа формирования эталонных образов. В современной литературе имеется большое число гипотез о возможных процессах формирования таких эталонов в мозгу человека. Согласно другим представлениям формирования эталонов в биологических системах не происходит в обычном смысле этого слова, а процесс опознавания основывается на выработке так называемых отличительных признаков. При этом выработка таких признаков происходит в процессе обучения системы на сходных сигналах при помощи учителя, который указывает лишь на правильность или неправильность произведенной классификации. Однако отсутствие достоверной информации о принципах функционирования биологических механизмов памяти и выделения из описания сигналов существенных признаков, по которым производится опознавание, не дает возможности сделать выбор между теми или иными моделями. Так как задача создания устройств, распознающих большие наборы слов (несколько сот или тысяч), может быть решена наиболее эффективно лишь при глубоком изучении процессов преобразования информации в слуховой системе, ее запоминания и использования для классификации новых сигналов, то определенный интерес может представить технически реализованная модель, иллюстрирующая одну из существующих в настоящее время гипотез о работе мозга при решении задач такого класса, так называемый перцептрон.

11-2. Перцептрон для распознавания слуховых образов

Перцептронами (от латинского слова *perceptio* — восприятие) называют кибернетические устройства, призванные имитировать способность живых организмов к обучению распознавать в различных вариантах внешних сигналов (образах), заключенную в них существенную информацию (понятие), например свойство определять букву «а» в разных начертаниях, в том числе и таких, которые не демонстрировались в процессе обучения.

На рис. 11-5 изображена упрощенная блок-схема перцептрона для распознавания слуховых образов «Тобермори», разработанного проф. Розенблаттом [Л. 46]. Она состоит из четырех основных частей: входного устройства *I*, создающего электрические изображения акустических сигналов (сюда, кроме микрофона *M* и усилителя низкой частоты *УНЧ*, входят также магнитофоны *MФ*, воспроизводящие заранее записанные звуки, и генераторы синусоидальных колебаний *ЗГ* и низкочастотного шума *ГШ*), систем формирования первичного и вторичного рецептивных полей (*II*, *III*) и обучаемого блока распознавания *IV*.

Смесь любых сигналов, получаемых от входного устройства *I*, поступает на блок *II*, начинающийся набором из 45 фильтров Φ_1 — Φ_{45} , перекрывающих диапазон частот от 30 до 9400 *гц*. Уровень сигнала в каждом частотном канале определяется величиной выходного напряжения детекторов D_1 — D_{45} . За детекторами следуют логарифмические усилители $ЛУ_1$ — $ЛУ_{45}$, позволяющие нормализовать описание данного сигнала при различных его интенсивностях. В таком виде совокупность напряжений, характеризующих распределение энергии сигнала в 45 частотных каналах, поступает на панель переключений $ПП_1$, к которой в любых комбинациях могут быть подключены 40 пар входов дифференциальных усилителей $ДУ_1$ — $ДУ_{40}$, осуществляющих попарное сравнение интенсивностей энергии в различных частотных каналах.

К выходу каждого дифференциального усилителя присоединены два пороговых устройства $ПУ_+$ и $ПУ_-$, одно из которых срабатывает при условии, что выходное напряжение данного *ДУ* положительно и превышает некоторую величину $+\Delta$, а другое — когда выходное напряжение отрицательно и по абсолютной величине превышает порог $-\Delta$. В первом случае пороговое устрой-

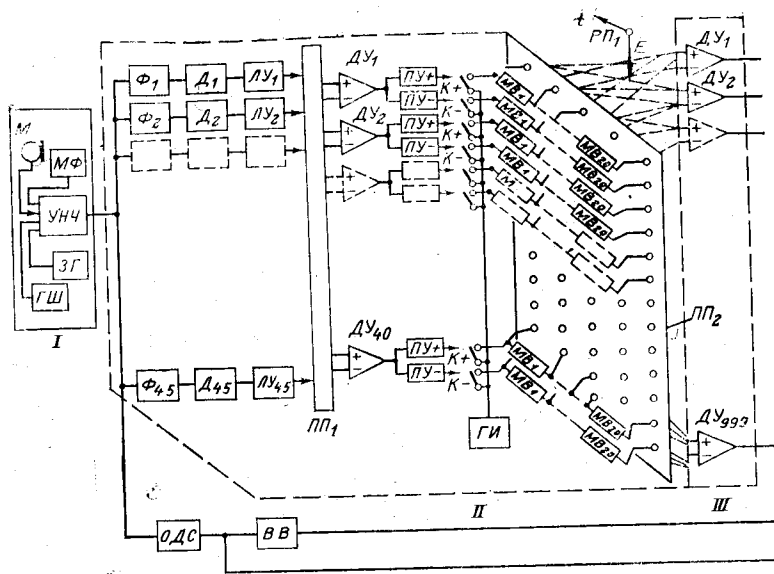
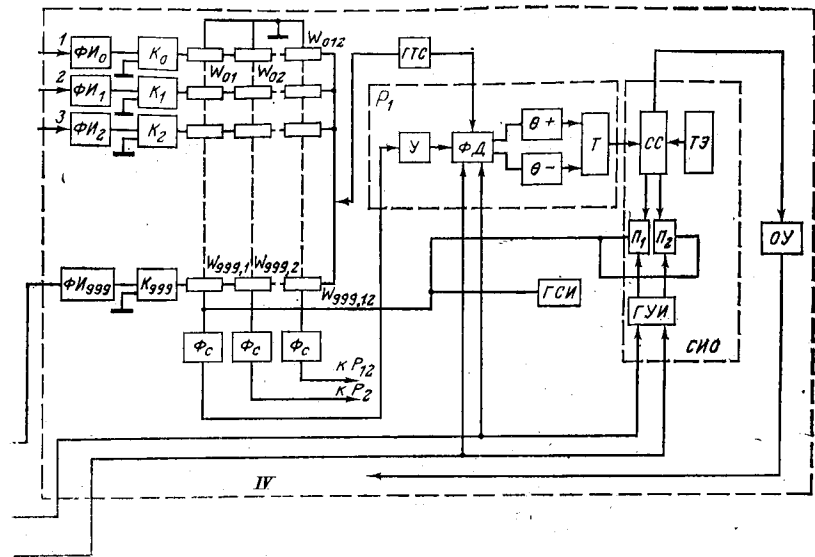


Рис. 11-5. Упрощенная схема перцептрона

во $ПУ_+$ замыкает ключ K_+ , направляющий импульсы от генератора $ГИ$ на вход одной цепочки задержанных мультивибраторов $МВ_1—МВ_{20}$, а во втором случае замыкает ключ K_- , направляющий импульсы на вход другой такой же цепочки мультивибраторов.

Каждый из мультивибраторов генерирует стандартный импульс и по его окончании запускает следующий за ним по цепочке мультивибраторов. Таким образом эти цепочки задержанных мультивибраторов имитируют линии задержки стандартных импульсов. Полное время распространения возбуждения вдоль одной цепочки может устанавливаться (регулировкой длительностей импульсов) в пределах от 0,2 до 2 сек. Выходы всех мультивибраторов, а их всего 1600 (по 20 в каждой цепочке, и по 2 цепочки в каждом из 40 каналов), поступают на вторую панель переключений $ПП_2$, которая выполняет в описываемом перцептроне роль первичного рецептивного поля $РП_1$. К моменту окончания любого сигнала продолжительностью менее 0,2—2 сек на этом поле появляется его частно-временное описание с помощью импульсов в количестве до 1600.



для распознавания слуховых образов.

Далее идет блок ассоциативных суммирующих элементов (всего их 999), выходы которых формируют вторичное рецептивное поле $РП_2$. Каждая суммирующая ячейка представляет собой дифференциальный усилитель ($ДУ_1—ДУ_{999}$ в блоке III), снабженный 20 входными зажимами (по 10 на инвертирующий и неинвертирующий входы). Эти входы (около 20 000) соединяются в различных комбинациях с 1600 выходов блока II, в результате чего образуется набор довольно сложных элементарных сигналов, проходящих на выходы вторичного рецептивного поля. Эти элементарные сигналы следует рассматривать как характерные признаки, которые анализатор выделяет из любых поступающих на его вход сигналов. В зависимости от ассортимента звуков, которые надо наиболее эффективно анализировать, могут требоваться различные комбинации соединений на панели $ПП_2$, однако успешный выбор этих комбинаций, определяющих набор классификационных признаков, в значительной мере зависит от интуиции исследователя.

Важнейшей частью блока обучения и распознавания IV является система адаптивной памяти, выполненная

в перцептроне «Тобермори» в виде матрицы из специальных ферритовых сердечников тороидальной формы. Эта матрица памяти *МП* представляет собой сетку из 999 горизонтальных линий и 12 вертикальных, в точках пересечения которых расположены упомянутые сердечники.

Тороидальные ферритовые сердечники являются элементами матрицы памяти, используются как трансформаторы с переменным коэффициентом передачи по амплитуде и фазе. В соответствии с этим каждый сердечник имеет три обмотки: первичную, вторичную и управляющую. В первичные обмотки торов через специальные ключи K_0, K_1, \dots, K_{999} от генератора тестового сигнала *ГТС* может поступать синусоидальное напряжение с частотой 100 кГц.

На рис. 11-5 видно, что первичные обмотки соединены последовательно для тороидальных трансформаторов, входящих в заданную строку матрицы памяти. Тестовый сигнал поступает в первичные обмотки *i*-й строки, если открыт ключ K_i . Вторичные обмотки соединены вместе последовательно для тороидальных трансформаторов, входящих в столбец матрицы памяти. На выходе шины вторичных обмоток для каждого столбца стоит фильтр Φ_c , настроенный на частоту 200 кГц (т. е. на вторую гармонику тестового сигнала). Управляющие обмотки также соединены последовательно для всех торов, входящих в *k*-й столбец.

Это позволяет объединить управляющие и вторичные обмотки торов данного столбца в одну шину (как это показано на рис. 11-5).

Тем не менее для удобства описания работы схемы в дальнейшем будем говорить об управляющей и вторичной обмотках столбцов матрицы памяти отдельно. Коэффициент передачи тороидальных трансформаторов можно изменять, подавая в управляющую обмотку сердечников импульсы, регулирующие магнитную проницаемость тора. Последняя пропорциональна числу импульсов тока, прошедших через управляющую обмотку в положительном направлении. Если подавать импульсы обратного знака, то после достаточного их числа магнитный поток, запасенный в сердечнике, сменит знак и напряжение второй гармоники тестового сигнала, снимаемое со вторичной обмотки, сменит свою фазу на 180° [Л. 46]. Подобный элемент допускает различие 100 состояний при сохранении линейной зависимости коэффи-

циента передачи по амплитуде от числа управляющих импульсов.

Когда ассоциативная единица $ДУ_i$ под воздействием всех напряжений, подведенных к ее возбуждающим и тормозящим входам, окажется в активном состоянии, следующий за ней формирователь импульсов *ФИ* отпирает ключ K_i , который позволяет вспомогательному сигналу частотой в 100 кГц поступать в первичные обмотки магнитных торов, находящихся в узлах *i*-й строки матрицы памяти. Вторичные обмотки торов, находящихся в одном столбце матрицы, соединены вместе. Напряжение, снимаемое с такого выхода, является алгебраической суммой всех напряжений на вторичных обмотках торов данного столбца матрицы памяти.

Выходное напряжение на вторичных обмотках торов появляется лишь в том случае, если они относятся к строкам матрицы, переведенным в активное состояние ассоциативными единицами. Как уже упоминалось, из выходного напряжения вторичных обмоток каждого столбца матрицы выделяется напряжение с частотой 200 кГц (вторая гармоника тестового сигнала). Фаза выделенного напряжения зависит от знака суммарного магнитного потока, запасенного во всех торах данного столбца. В то же время амплитуда второй гармоники выходного напряжения пропорциональна абсолютной величине суммарного магнитного потока.

Выходное напряжение с данного столбца матрицы памяти поступает на соответствующую ему решающую единицу *Р*. Последняя состоит из усилителя *У*, фазового детектора *ФД* и триггера *Т* с двумя порогами срабатывания θ_+ и θ_- .

На фазовом детекторе *ФД* сравниваются фазы напряжений от генератора тестового сигнала *ГТС* и усилителя *У*. Напряжение на выходе фазового детектора в зависимости от соотношения фаз между сравниваемыми напряжениями может быть как положительным, так и отрицательным. Триггер *Т* имеет два порога срабатывания: положительный и отрицательный (θ_+ и θ_-). Переворот триггера *Т* в то или иное из двух устойчивых состояний равновесия происходит, если напряжение на выходе фазового детектора превысит соответствующий порог срабатывания. Условно будем считать, что положение триггера характеризует состояние решающей единицы («+» или «-»).

Всего имеется 12 решающих единиц по числу столбцов матрицы памяти. Каждому состоянию системы памяти соответствует определенная комбинация состояний решающих единиц. Процесс обучения распознавания конкретных слов (т. е. появление в ответ на заданное слово заранее обусловленной комбинации состояний решающих единиц) осуществляется с помощью схемы исправления ошибок СНО (система наказания и поощрения).

Последняя включает в себя генератор управляющих импульсов обратной связи ГУИ, ключи Π_1 и Π_2 , схему сравнения СС, управляющую состоянием этих ключей, и набор из 12 эталонных триггеров T_3 . Схема исправления ошибок имеется для каждой решающей единицы и осуществляет регулировку магнитного потока, запасенного в торах столбца матрицы памяти, соответствующего данной решающей единице.

Принцип действия схемы исправления ошибок состоит в следующем. Каждой из решающих единиц сопоставляется эталонный триггер T_3 , имеющий также два возможных состояния («+» и «-»). Каждому из предъявляемых слов задается определенная комбинация состояний эталонных триггеров $T_{31}, T_{32}, \dots, T_{312}$. Ответ на произнесенное слово (т. е. получившиеся при этом состояния триггеров $T_1, T_2 \dots T_{12}$) сравнивается с состояниями эталонных триггеров $T_{3к}$, заданных заранее. Сравнение происходит по каждой из 12 решающих единиц P_k отдельно. Если сравнение состояния данной решающей единицы (триггера T_k) с соответствующим эталонным триггером ($T_{3к}$) указывает на правильный ответ (т. е. эти состояния совпадают), то схема сравнения СС вырабатывает напряжение, запирающее ключи положительных и отрицательных импульсов Π_1, Π_2 , и магнитный поток торов данного столбца матрицы памяти сохраняет свое значение.

Если желаемый ответ положителен, а полученный — отрицателен (т. е. триггер находится в положении «-»), то схема сравнения СС открывает ключ положительных управляющих импульсов Π_1 . Последние поступают на шину столбца, соответствующего данной решающей единице, и изменяют магнитный поток в активных торах до тех пор, пока ответ данного канала системы (т. е. положение решающей единицы) не совпадет с желаемым.

Если желаемый ответ отрицателен, а полученное состояние решающей единицы положительно, то открывается ключ отрицательных управляющих импульсов Π_2 и процесс протекает аналогично предыдущему случаю.

Решающие единицы и схемы исправления ошибок должны начинать работать сразу же после окончания слова, т. е. тогда, когда распознаваемый сигнал оказывается отображенным в первичном рецептивном поле $РП_1$.

Как следует из описания работы цепочек мультивибраторов $МВ$, формирующих рецептивное поле $РП_1$, отображение сигнала в нем будет сохраняться в течение длительности импульса мультивибраторов.

Именно в течение этого интервала времени (т. е. начиная с момента окончания слова и кончая возвращением мультивибраторов в положение равновесия) должна работать система решающих единиц $P_1 \dots P_{12}$ и комплекс схем исправления ошибок (СНО₁—СНО₁₂). Для обеспечения указанного режима работы используются, во-первых, импульс на выходе схемы ОДС, отмечающий момент окончания слова. Этот импульс включает фазовый детектор (ФД) и генератор управляющих импульсов обратной связи (ГУИ). Момент окончания времени действия схем исправления ошибок определяется либо завершением процесса обучения, что выражается в выключении ключей (Π_1 и Π_2), либо специальной схемой выдержки времени (ВВ), входящей в блок ОДС и сигнализирующей о близости момента исчезновения отображения распознаваемого слова из первичного рецептивного поля $РП_1$.

Импульс от схемы ВВ выключает генератор импульсов обратной связи. По-видимому, в рамках данной схемы возможны и другие методы продления времени действия схем исправления ошибок.

Например, отображение слова в первичном рецептивном поле $РП_1$ можно задерживать с помощью фиксации положения ключей K_1, K_2, \dots, K_{999} по команде от импульса, отмечающего момент окончания слова.

В этом случае схема исправления ошибок может работать, пока не будет закончен процесс обучения.

Процедура обучения осуществляется одновременно для всех 12 решающих единиц. По получении правильного ответа на первое слово переходят к выработке нужной реакции на следующее, задавая для него уже дру-

гую желаемую комбинацию состояний решающих единиц, т. е. состояний эталонных триггеров $T_{31}, T_{32}, \dots, T_{312}$. Для стирания информации, запасенной в торах матрицы памяти, имеется генератор стирающих импульсов ГСИ, подключаемый для этой цели к управляющей обмотке (на схеме к вторичной обмотке).

Описанный перцептрон для распознавания слов является попыткой объединения устройств селекции элементов сигнала и опознавания образа в единую систему. В процессе настройки системы и после первых экспериментов выявились некоторые недостатки в ее работе.

Отсутствие временной нормализации воспринимаемых звуковых образов приводит к необходимости точного определения момента их окончания для проведения операции обучения в то время, когда весь образ оказался отображенным в первичном рецептивном поле РП₁. Кроме того, так как фиксация образа в блоке РП₁ не была предусмотрена, процесс обучения проходил в течение перемещения образа по матрице. Это приводило к обучению системы распознавания не всего образа, а случайной его части. Следствием указанного недостатка явились частые ошибки в распознавании знакомых образов после проведения процесса обучения.

Для ликвидации возникших трудностей в схему формирования описания образа были внесены изменения, позволяющие, с одной стороны, сделать возможным его фиксацию в поле матрицы временной развертки на время процесса обучения и, с другой стороны, в какой-то мере исключить влияние на описание звукового образа различной скорости его произношения. Такие схемы, заменяющие собой цепочки мультивибраторов $МВ_i$ на рис. 11-5, работают по следующему принципу. Рассмотрим выходы дифференциальных усилителей после первой панели переключения ПП₁. Из 80 штук. Пусть два произвольных выхода соединены на логическую схему, приведенную на рис. 11-6. Триггеры $T_{Г1}$ и $T_{Г2}$ перед предъявлением образа должны быть установлены в исходное состояние (например, 0). Легко видеть, что триггер $T_{Г2}$ окажется в состоянии 1 лишь в том случае, если сначала или одновременно появится напряжение на выходе 1, устанавливающее $T_{Г1}$ в состояние 1, а затем появится напряжение на выходе 79. Тогда напряжения с выхода $T_{Г1}$ и выхода 79, повав на схему И, обеспечат установку триггера $T_{Г2}$ в положение 1. Последний будет находиться

в этом состоянии сколь угодно долго, до прихода импульса сброса от схемы определения момента окончания процесса обучения ОУ. Легко построить по такому же принципу схему индикации появления заданной последовательности напряжений на выходах ПУ₊ и ПУ₋. При этом интервалы времени между напряжениями или длительность последних не имеют значения. Каждый из окончательных триггеров таких логических схем поступает на панель переключений ПП₂ так же, как это было сделано раньше в отношении мультивибраторов $МВ_i$. Импульс сброса поступает от схемы ОУ на все триггеры после окончания процесса обучения данному образцу и тем самым подготавливает схему к приему следующего образа.

Предполагаемым достоинством такой системы отображения является то, что вне зависимости от скорости произношения одно и то же слово вызовет переворот тех же самых окончательных триггеров, логических схем, т. е. в определенном смысле отображение стимула в первичном рецептивном поле РП₁ оказывается нормализованным во времени. Однако тот факт, что информация об интервалах времени между появлением импульсов на различных выходах дифференциальных усилителей оказывается исключенной из описания сигналов, может привести к сужению класса распознаваемых образов. Эксперименты показали хорошую работу системы памяти и обратной связи (обучения). На «Тобермори» особенно ярко видны сдвиги в методах построения перцептронов. Если в первых из них (например, в Марк-1) [Л. 57] предварительной обработке воспринимаемого сигнала уделялось мало внимания и он вводился непосредственно в рецептивное поле, связанное с ассоциативными единицами, то в «Тобермори» описание сигнала перед его поступлением в ассоциативную часть системы нормализуется. Несмотря на то, что работы по исследованию

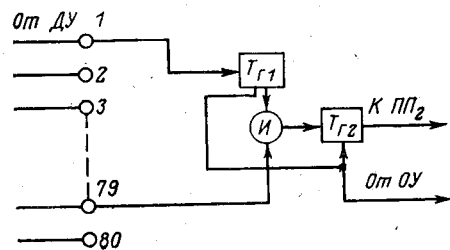


Рис. 11-6. Одна из возможных схем фиксации определенной последовательности появления напряжений на выходах дифференциальных усилителей ДУ (1, 2, 3, ..., 79, 80).

и оптимизации схем перцептронов еще далеко не окончены, уже сейчас некоторые из найденных в них технических решений могут найти применение в сходных технических системах. Это относится прежде всего к системе памяти, системе исправления ошибок, а также методу записи звука (слова) в виде нормализованного изображения на частотно-временной плоскости.

Вместе с тем уже в настоящее время ясно, что алгоритм перцептронов описанного типа не отражает всей сложности процессов опознания сигналов, происходящих в мозгу. Наиболее ярко это проявляется при распознавании большого набора сложных нестационарных сигналов, например речевых. Человек обнаруживает при этом способность не только учитывать закономерности, характерные для структуры каждого класса распознаваемых сигналов, но и менять решающее правило в зависимости от сигналов, предшествующих и следующих за данным, а также изменять степень детализации отображения сигналов в зависимости от сложности решаемой задачи.

Учет структурных особенностей сигналов того или иного типа в технических моделях может быть осуществлен путем введения в систему памяти специального блока, в котором в процессе обучения накапливается информация о возможных последовательностях сегментов, составляющих поток нестационарных сигналов, и априорных вероятностях появления различных сигналов, сегментов и переходов. Для получения возможности принятия решений с учетом характеристик различного числа элементарных сегментов распознающий автомат должен иметь иерархическую структуру. Способность изменять степень детализации отображения анализируемых сигналов может быть придана ему, если предусмотреть обратные связи от высших ступеней структуры автомата к низшим, позволяющие перестраивать параметры решающих правил, реализуемых низшими ступенями анализа. Таким образом, модель процесса принятия решения слуховой системой человека представляется многоступенчатым иерархическим ансамблем автоматов, выполняющих операции с учетом различного объема текущей информации и априорных сведений. Разработка подобного рода моделей еще не завершена, в ходе ее необходимо уточнить число ступеней (элементарных автоматов), конкретизировать структуру и алгоритм каждой

ступени анализа, найти адекватное описание общей процедуры обработки сигналов при их прохождении от входа до выхода модели.

Уместно считать, что на каждом уровне иерархической структуры должны присутствовать по крайней мере три блока: блок, осуществляющий восприятие поступающих на данный уровень сигналов — рецептор, блок принятия решения — классификатор и блок фиксации принятых с надежностью P_i решений — эффектор. При большом алфавите распознаваемых сигналов можно ожидать низкую надежность распознавания элементов. Повысить ее можно добавлением блока исправления ошибок, учитывающего априорные сведения о структуре распознаваемых сигналов. Эти сведения должны храниться в блоке долговременной памяти и могут носить различный характер (данные о возможных и невозможных сочетаниях сигналов, обусловленные ограничениями в физических характеристиках речеобразующего аппарата, лингвистические закономерности языка, вероятностные характеристики источника сигналов и т. п.).

Процедура принятия решения на одном из уровней иерархического автомата выглядит следующим образом [Л. 4]. Классификатор указывает несколько гипотез, к которым с наибольшими значениями вероятности P_i может быть отнесена данная реализация. Логически необходимо наличие некоторого блока — «супервизора», который оценивает качество принимаемых решений и при необходимости вводит в действие те или иные средства повышения надежности распознавания. В простейшем случае оценка качества классификации может заключаться в определении разности ΔP_i апостериорных вероятностей конкурирующих гипотез. Решение считается удовлетворительным, если ΔP_i превышает некоторый фиксированный порог V . Повышение надежности может достигаться за счет привлечения все более полного описания реализации, т. е. анализа большего числа параметров. Если эти возможности исчерпаны, а порог V не достигнут, супервизор включает блок исправления ошибок, учитывающий априорную информацию о структуре распознаваемых сигналов. Такая процедура, сходная с последовательным анализом Вальда, может обеспечить минимум математического ожидания затрат на принятие решения. Как только вероятность одной из гипотез превысит вероятность любой другой больше чем на V , она

передается на следующий уровень в качестве составного элемента более сложной гипотезы, формируемой следующей ступенью автомата о классе более протяженного отрезка распознаваемого сигнала. Если же после исчерпания всех средств на данном уровне остается несколько конкурирующих гипотез, различия в вероятностях которых оказываются меньше порога V , то на следующей уровень передается несколько наиболее вероятных гипотез либо последовательно, в порядке убывания их вероятности, либо параллельно. В первом случае эффектор данной ступени должен содержать оперативное запоминающее устройство для хранения отобранных гипотез на время их поочередного испытания следующей ступенью автомата, во втором — следующая ступень должна содержать несколько параллельно работающих классификаторов. При последовательной схеме число функциональных элементов может быть меньше, при параллелизации алгоритмов решения сложных задач на вычислительных системах показывает, что скорость решения растет быстрее, чем объем привлекаемых для этого технических средств.

Психоакустические исследования последних лет (см. например, [Л. 61]) обнаруживают много фактов, говорящих в пользу того, что при распознавании фонем решение принимается с учетом информации, рассеянной на участке типа открытого слога. Отсюда следует необходимость введения в структуру соответствующей ступени автомата блока сегментации потока речевых сигналов на открытые слоги. Возможно присутствие блоков членения на участки того или иного типа и на других ступенях анализа слуховых стимулов.

Можно предполагать, что для создания правдоподобной и эффективно работающей электронной модели распознавания речевых и других сложных звуковых сигналов придется использовать наиболее удачные узлы и алгоритмы, разработанные как при функциональном моделировании процессов распознавания слуховых стимулов, так и при структурном моделировании отдельных механизмов слуха.

Заключение

Рассмотренные модели некоторых механизмов слуха имеют своей целью обобщить существующие экспериментальные данные и установить взаимосвязь между ними. По мере появления результатов новых экспериментов структуры моделей должны меняться, некоторые из них вообще будут опровергнуты. Однако можно ожидать, что метод моделирования поможет ускорить процесс познания принципов переработки информации о сигналах в слуховой системе. Как уже говорилось в предисловии, познание таких принципов должно выразиться в создании достаточно полной общей модели слуховой системы — теории слуха, в которую модели отдельных механизмов войдут в качестве составных частей.

Современный уровень знаний о слуховой системе не позволяет обоснованно предсказать сроки создания ее полных моделей той или иной степени общности. Успех в решении этой проблемы зависит от общего прогресса биологических исследований, в особенности методов изучения функций мозга. Тем не менее расширение числа четко сформулированных моделей частных механизмов, присутствующих в той или иной сенсорной системе, позволяет постепенно локализовать белые пятна в изучаемом объекте и тем самым сосредоточить усилия на ключевых задачах, от которых в наибольшей степени зависит прогресс в решении всей проблемы. В настоящее время нерешенных задач значительно больше, чем решенных. Кроме того, большое число таких задач еще и не выявлено, так что даже постановка их является делом будущего.

С точки зрения текущих исследований представляется очень важным проведение физиологических и психоакустических исследований роли эфферентных нервных путей в процессе анализа сигналов, создание модели механизма восприятия частотной структуры сигналов, определение принципов организации механизма запоминания в слуховой системе. Каждая из этих задач может стать предметом большой комплексной работы крупных коллективов квалифицированных специалистов разного профиля.

Авторы будут считать свою задачу выполненной, если эта книга пробудит интерес к исследованию слуховой системы и поможет объединить усилия разных специалистов для решения назревших задач.

Список литературы

1. Анализ речевых сигналов человеком. Под ред. Г. В. Гершуни, Л., «Наука», 1971.
2. Бекши Г., Розенблит В. Механические свойства уха.— В кн.: Экспериментальная психология. Т. 2. М., Изд-во иностр. лит., 1963, с. 682.
3. Бернс Б. Неопределенность в нервной системе. М., «Мир», 1969.
4. Бондарко Л. В., Загоруйко Н. Г., Кожевников В. А., Молчанов А. П., Чистович Л. А. Модель восприятия речи человеком. Новосибирск, «Наука», 1968.
5. Вардапетян Г. А. Характеристики реакции нейронов слуховой коры кошки.— В кн.: Механизмы слуха. Л., «Наука», 1967.
6. Винников Я. А., Титова Л. К. Кортнев орган. М., Изд-во АН СССР, 1961.
7. Вулдридж Д. Е. Механизмы мозга. М., «Мир», 1965.
8. Гаудинь Э. П. Моделирование тимпанальной системы органа слуха.— В кн.: Бионика и биокибернетика. Рига, «Зинатне», 1968, с. 135—145.
9. Гершуни Г. В. О перестройке слуховой функции при действии звука.— В кн.: Проблемы физиологической акустики. Т. 1, Изд-во АН СССР, 1949, с. 5—20.
10. Гершуни Г. В. О механизмах слуха в связи с исследованием временных и временно-частотных характеристик слуховой системы.— В кн.: Механизмы слуха. Л., «Наука», 1967, с. 3—32.
11. Гершуни Г. В., Альтман Я. А., Варганян И. А., Марусева А. М., Радионова Е. А., Ратникова Г. И. О функциональной классификации нейронов слухового отдела четверохолмия кошки по временным характеристикам.— «Нейрофизиология», 1969, т. 1, № 2, с. 137—146.
12. Гершуни Г. В., Андреев А. М., Арапова А. А. О потенциалах улитки у человека.— «Доклады АН СССР», 1937, т. 16, № 8, с. 437, 438.
13. Глезер В. Д. Механизмы опознания зрительных образов. Л., «Наука», 1966.
14. Голдштейн, Цзян. Нервные корреляты слухового восприятия комбинационной частоты $2f_1 - f_2$.— «Труды Института инженеров по электронике и радиоэлектронике», 1968, т. 56, № 6, с. 98—110.
15. Гребнева Н. И. Использование переходов между звуками для автоматического распознавания речи.— «Вопросы радиоэлектроники», Техника проводной связи, вып. 7, 1968, с. 9—22.

* 16. Девис Г. Периферическое кодирование слуховой информации.— В кн.: Теория связи в сенсорных системах. М., «Мир», 1964, с. 232—250.

* 17. Дейч С. Модели нервной системы. М., «Мир», 1970.

18. Дубровский Н. А., Тумаркина Л. Н., Фрейдин А. А. Влияние тренировки слушателей на оценку ширины критической полосы фазовым методом.— «Доклады АН СССР», 1968, т. 170, вып. 2, с. 447—450.

19. Дэвис Х. Психофизиология слуха и его нарушений.— В кн.: Экспериментальная психология. Т. 2, Изд-во иностр. лит., 1963, с. 725—756.

20. Карасева Т. А. Особенности обнаружения звуковых сигналов малой длительности при очаговом поражении височной доли головного мозга.— В кн.: Механизмы слуха. Л., «Наука», 1967, с. 135—143.

21. Кобрак Г. Г. Среднее ухо. М., Медгиз, 1963.

22. Коган А. Б. Об организации нервных клеток в нейронные ансамбли.— В кн.: Современные проблемы нейрокибернетики. Л., «Наука», 1972.

23. Колдуэлл В., Глэссер Э., Стюарт Дж. Аналоговая модель уха.— В кн.: Проблемы бионики. М., «Мир», 1965, с. 139—148.

24. Кравков С. В. Взаимодействие органов чувств. Изд-во АН СССР, 1948.

25. Лабутин В. К. Адаптация в биологии и технике. М., «Энергия», 1970.

26. Лабутин В. К., Молчанов А. П. Слух и анализ сигналов. М., «Энергия», 1967.

27. Лабутин В. К., Павловский В. В. Изучение реакции основной мембраны улитки на сложные акустические стимулы.— В кн.: Анализ речевых сигналов. Л., «Наука», 1970, с. 29—36.

28. Лившиц С. Я. О флуктуациях чувствительности, явлениях накопления и прерывности при действии пороговых и надпороговых раздражений на органы чувств.— В кн.: Проблемы физиологической акустики. Т. 1, Л., Изд-во АН СССР, 1949, с. 45.

29. Ликлайдер Дж. К. Основные корреляты слухового стимула.— В кн.: Экспериментальная психология. Т. 2, М., Изд-во иностр. лит., 1963, с. 580—642.

30. Ликлайдер Дж. К. О психофизиологических моделях.— В кн.: Теория связи в сенсорных системах. М., «Мир», 1964, с. 23—43.

31. Любинский И. А., Позин Н. В. Моделирование процесса переработки информации о частоте и интенсивности звукового сигнала в слуховой системе.— В кн.: Механизмы слуха. Л., «Наука», 1967, с. 209—221.

32. Любинский И. А., Позин Н. В., Шараев Г. А., Яхно В. П. Оценка свойств фильтрового спектрального анализатора, дополненного моделью нейронного слоя с латеральными связями.— «Труды 6-й Всесоюзной акустической конференции», 1968.

33. Любинский И. А., Шараев Г. А. Возможный механизм улучшения избирательных свойств слуховой системы на уровне рецепторов.— «Труды 6-й Всесоюзной акустической конференции», 1968.

34. Лян-Чжи-ань, Чистович Л. А. Дифференциальные пороги по частоте в зависимости от длительности тональных посылок.— «Акустический журнал». 1960. т. V, вып. 1, с. 81—86.

35. Мольнар, Пфейффер. Интерпретация конфигураций спонтанной спайковой активности нейронов кохлеарного ядра.—«Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике», Т. 56, 1968, № 6, с. 110—123.
36. Мюлдер П., Мартин Т., Путцрат Ф. Общие принципы операций в нейронных сетях и их приложение к распознаванию акустических образов.—В кн.: Проблемы бионики, «Мир», 1965, с. 262—290.
37. Новоселова С. М. Вычисление фазовой скорости волны в улитке с применением аппроксимации Фланагана.—«Труды 7-й Всесоюзной акустической конференции», Л., 1971.
38. Панова Я. И., Молчанов А. П., Лабутин В. К., Бусловский О. Е. Преобразователь частота—координата. А. С. № 223164 (СССР). 2.VIII.1968. Бюллетень № 24.
39. Пирогов А. А. К вопросу о фонетическом кодировании речи.—«Электросвязь», 1967, № 5.
40. Позин Н. В. Моделирование нейронных структур. М., «Наука», 1970.
41. Радионова Е. А. Об измерении интенсивности короткого звукового сигнала на уровне первого нейрона слуховой системы.—«Акустический журнал», 1962, т. VIII, вып. 3, с. 447—453.
42. Радионова Е. А. Первичные процессы в рецепторах органа слуха млекопитающих.—В кн.: Первичные процессы в рецепторных элементах органов чувств. М., «Наука», 1966, с. 130—143.
43. Радионова Е. А. О значении временных характеристик реакции нейронов кохлеарного ядра на звуковые сигналы.—В кн.: Механизмы слуха. Л., «Наука», 1967, с. 32—49.
44. Ратникова Г. И. О структуре кохлеарных ядер кошки.—В кн.: Механизмы слуха. Л., «Наука», 1967, с. 182—195.
45. Ратникова Г. И. Строение нервной части слухового пути.—В кн.: Руководство по физиологии. Л., «Наука», 1971.
46. Розенблатт Ф. Принципы нейродинамики. М., «Мир», 1965.
47. Сапожков М. А. Речевой сигнал в кибернетике и связи. М., «Связьиздат», 1963.
48. Сифоров В. И. Об одновременном воздействии на детектор двух модулированных напряжений.—«Электросвязь», 1938, вып. 3, с. 24—38.
49. Тейлор У. Вычислительные устройства и нервная система.—В кн.: Моделирование в биологии. Изд-во иностр. лит., 1963, с. 203—228.
50. Титова Л. К. Развитие рецепторных структур внутреннего уха позвоночных. «Наука», 1968.
51. Титова Л. К. Структурные и цитохимические основы функции внутреннего уха позвоночных.—В кн.: Первичные процессы в рецепторных элементах органов чувств. М., «Наука», 1968, с. 116.
52. Уголев А. М., Заютин В. М., Черниговский В. Н. О явлениях адаптации при раздражении интерорецепторов.—«Физиологический журнал СССР», 1950, т. 36, № 1, с. 117.
53. Уитфилд. Центрифугальные управляющие механизмы.—«Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике», 1968, т. 56, № 6, с. 123—127.
54. Фант Г. Акустическая теория речеобразования. М., «Мир», 1964.
55. Фельдкеллер Р., Цвиккер Э. Ухо как приемник информации. М., «Связь», 1971.
56. Фланаган Дж. Ф. Анализ, синтез и восприятие речи. М., «Связь», 1968.
57. Хэй Дж. С., Мартин Ф. С., Уитман С. В. Перцептрон Марк I, его конструкция и характеристики.—В кн.: Кибернетический сборник, № 4, Изд-во иностр. лит., 1962.
58. Чистович Л. А. Частотные характеристики эффекта маскировки.—В кн.: Биофизика, 1957, т. II, вып. 6, с. 743—755.
59. Чистович Л. А. Психоакустика и вопросы теории восприятия речи.—В кн.: Распознавание слуховых образов. Новосибирск, «Наука», 1966.
60. Чистович Л. А., Иванова В. А. Взаимная маскировка коротких звуковых импульсов.—В кн.: Биофизика, 1959, т. IV, вып. 2, с. 170—180.
61. Чистович Л. А., Кожевников В. А. Восприятие речи.—«Информационные материалы», вып. 22, Изд-во АН СССР, Л., 1969.
62. Эдриан Э. Д. Механизм нервной деятельности. Биомедгиз, 1935.
63. Ярбус А. Л. Восприятие неподвижного сетчатого изображения.—В кн.: Биофизика, 1956, т. I, с. 435.
64. Batteau D. W. The role of the pinna in human localization.—«Proc. Roy. Soc., Ser. B», 1967, v. 167, № 1011, p. 158—180.
65. Bauch H. Die Schwingungsform der Basilarmembran bei Erregung durch Impulse und Geräusche gemessen an einem elektrischen Modell der Innenohres.—«Frequenz», 1956, Bd 10, № 7, S. 222—234.
66. Bekey G. Variation of phase along the basilar membran with sinusoidal vibrations.—«JASA», 1947, v. 19, № 1, p. 452.
67. Bekey G. Neural Voleys and the similarity between some sensations produced by tones and by skin vibrations.—«JASA», 1957, v. 29, № 10, p. 1059—1069.
68. Bekey G. Experiments in Hearing. New York—Toronto—London, 1960, 745 p.
69. Bilsen F. A., Ritsma R. J. Repetition pitch and its implication for Hearing theory.—«Acustica», 1969/70, v. 22, № 2, p. 63—73.
70. Boer E. de. Reverse correlation II. Initiation of nerve impulses in the inner ear.—«Proc. Koninkl. Nederl. Akad. Wet.», 1969, C72, № 2, p. 129—151.
71. Boer E. de, Jongkees L. B. W. On cochlear sharpening and cross—correlation methods.—«Acta Oto—laryngologica», 1968, v. 65, № 1, 2, p. 97—104.
72. Bogert B. P. Determination of the effects of dissipation in the cochlear partition by means of a network representing the basilar membrane.—«JASA», 1951, v. 23, p. 151.
73. Bourbon W., Evans E. F., Deatherage B. H. Effects of intensity on «critical bands» for total stimuli as determined by band limiting.—«JASA», 1968, v. 43, № 1, p. 56—59.
74. Brodel M. The Anatomy of the Human Ear. Philadelphia, 1946, p. 283.
75. Brown A. E., Hopkins H. K. Interaction of the Auditory and Visual Sensory Modalities.—«JASA», 1967, v. 41, № 1, p. 1—6.
76. Cardozo B. L., Ritsma R. J. Short—time characteristics of periodicity pitch. Paper at 5 Int. Congr. of Acoust, 1965, B37.
77. Cuddy L. L. Practice effect in the absolute judgment of pitch.—«JASA», 1968, v. 43, № 5, p. 1069—1076.
78. Dallos P. Combination ton $2f_1-f_2$ in microphonic potentials.—«JASA», 1969, v. 46, № 7, pt 2, p. 1437—1444.

79. **Davis H.** Mechanism of excitation of auditory nerve impulses.—In: *Neural Mechanisms of the Auditory and Vestibular Systems*. Springfield, 1960, p. 21—39.
80. **Davis H.** Advances in the Neurophysiology and neuroanatomy of the cochlea.—*JASA*, 1962, v. 34, № 9, pt 2, p. 1377—1385.
81. **Edith L. R. Corliss.** Mechanistic Aspects of Hearing.—*JASA*, 1967, v. 41, № 6, p. 1500.
82. **Engebretson A. M., Eldredge D. H.** Model for the nonlinear characteristics of cochlear potentials.—*JASA*, 1958, v. 44, № 2, p. 548—554.
83. **Engström H.** On the double innervation of the sensory epithelia of the inner ear.—*Acta Oto Laryngologica*, 1958, v. 49, p. 109.
84. **Engström H.** Electron micrographic studies of the receptor cells of the organ of Corty.—In: *Neural Mechanisms of the Auditory and Vestibular Systems*. Springfield, 1960, p. 48—64.
85. **Engström H.** Structure and functions of the sensory hairs of the inner ear.—*JASA*, v. 34, № 8, pt 2, 1962, p. 1356—1363.
86. **Engström H., Wersall J.** Structure and innervation of the inner ear sensory epithelia.—*Intern. Rev. Cytol.*, 1958, v. 7, p. 535—585.
87. **Evans E. F.** Narrow tuning of cochlear nerve fibre responses in the guinea pig.—*Journal of Physiology*, 1969, v. 206, p. 14, 15.
88. **Fex J.** Auditory activity in centrifugal and centripetal cochlear fibres in cat, a study of a feedback system.—*Acta physiol. Scand.*, Suppl. 189, 1962, v. 55, p. 1—68.
89. **Fex J.** Efferent inhibition in the cochlea related to hair cell d. c. activity. Study of postsynaptic activity of the crossed olivocochlear fibers in the cat.—*JASA*, 1967, v. 41, p. 666—675.
90. **Fex J.** Efferent inhibition in the cochlea by the olivo—cochlear bundle.—In: *Hearing Mechanisms in Vertebrates*. Ciba Foundation Symposium. Edited by A. V. S. De Reuck and J. Knight. London, 1968, p. 169—181.
91. **Fischler H.** Model of the «secondary» residue effect in the perception of complex tones.—*JASA*, 1967, v. 42, № 4, p. 759—764.
92. **Flanagan J. L.** Computational model for basilar membrane displacement.—*JASA*, 1962, v. 34, № 8, pt 2, p. 1370—1376.
93. **Flanagan J. L.** Models for approximating basilar membrane displacement.—*Bell Syst. Tech. J.*, 1962, v. 41, p. 959—1009.
94. **Fletcher H.** Auditory patterns.—*Rev. Mod. Phys.*, 1940, v. 42, № 1, p. 47—65.
95. **Fletcher H.** *Speech and Hearing in Communication*. New York, 1953, p. 461.
96. **Fourcin A. J.** The pitch of noise with periodical spectral peaks. Paper at 5 Int. Congr. of Acoust., 1965, B42.
97. **Glaesser E., Caldwell W. F., Stewart J. L.** An electronic analog of the ear. Paper at the meeting of ASA, 1963.
98. **Goldstein J. L.** Auditory Nonlinearity.—*JASA*, 1967, v. 41, № 3, p. 676—689.
99. **Goldstein J. L.** Auditory spectral filtering and monaural phase perception.—*JASA*, 1967, v. 41, № 2, p. 458—479.
100. **Greenwood D. D.** Auditory masking and the critical band.—*JASA*, 1961, v. 33, № 4, p. 484—502.
101. **Helle R.** Amplitude und Phase des im Gehör gebildeten Differenztones dritter Ordnung.—*Acustica*, 1969/70, v. 22, № 2, p. 74—87.
102. **Huggins W. H., Licklider J. C. R.** Place mechanisms of auditory frequency analysis.—*JASA*, 1951, v. 23, № 3, p. 290—299.
103. **Inomata.** Speech recognition and generation by a digital computer. Paper read at the Meeting of Acoust. Soc. Am., May 1962.
104. **Jshü D., Balogh K.** Distribution of efferent nerve endings in the organ of Corti.—*Acta Oto—laryngologica*, 1968, v. 66, № 4, p. 282—288.
105. **Johnstone B. M., Boyle A. J. F.** Basilar membrane vibration examined with the mossbauer technique.—*Science*, 1967, v. 158, № 3799, p. 389—390.
106. **Johnstone B. M., Taylor K. J., Boyle A. J.** Mechanics of the Guinea Pig Cochlea.—*JASA*, 1970, v. 47, № 2, pt 2, p. 504—509.
107. **Kameoka A., Kuriyagawa M.** Consonance theory. Pt 1: consonance of dyads. Pt 2: consonance of complex tones and its calculation method.—*JASA*, 1969, v. 45, № 6, p. 1451—1469.
108. **Karlovich R. S.** Sensory interaction: perception of loudness during visual stimulation.—*JASA*, 1968, v. 44, № 2, p. 570—575.
109. **Karplus H. B.** Correlation hypothesis to explain the fine frequency discrimination of the ear.—*JASA*, 1963, v. 35, № 5, p. 809.
110. **Katsuki Y.** Neural mechanism of auditory sensation in cats.—In: *Sensory communication*. The MIT press, Cambridge, 1959, p. 561—583.
111. **Katsuki Y., Sumi T., Uchiyama N., Watanabe T.** Electric responses of auditory neurons in cat to sound stimulation.—*J. Neurophysiol.*, 1958, v. 21, № 6, p. 569—588.
112. **Kiang N. Y. S.** A survey of recent development in the study of auditory physiology.—*Annals of Otology, Rhinology and Laryngology*, 1968, v. 77, № 4, p. 656—675.
113. **Kiang N. Y. S., Watanabe T., Tomas E. C., Clark L. F.** Discharge patterns of single fibers in the cats auditory nerve. The MIT Press, Cambridge, Mass, 1965, p. 154.
114. **Klatt D. H., Peterson G. H.** Reexamination of a model of the cochlea.—*JASA*, 1966, v. 40, № 1, p. 54—61.
115. **Koeford J. A.** A neuron model of the inner ear. Rep. Sympos. on Inform. Theory, Refrent, № 40, London, 1955, p. 401.
116. **Kupperman R.** The dynamic D. C. potential in the cochlea of the Guinea Pig (Summating Potential).—*Acta Oto—laryngol.*, 1966, v. 62, p. 465—480.
117. **Lifshitz S.** Fluctuation of hearing threshold.—*JASA*, 1939, v. 11, № 11, p. 118—121.
118. **Lorento de No R.** The sensory ending in the cochlea.—*Laringoskope*, 1937, v. 47, p. 373.
119. **Lüscher E., Zwislocki J.** Adaptation of the ear to sound stimuli.—*JASA*, 1949, v. 21, № 2, p. 135—139.
120. **McGrogan E. P.** Improved transistor neuron models.—*Proc. N. E. C.*, 1961, v. 17, p. 302—310.
121. **Möller A.** Network model of the middle ear.—*JASA*, 1961, v. 33, № 2, p. 168.
122. **Mulligan B. E., Adams J. C., Mulligan M. J., Burkinkle R. E.** Prediction of monaural detection.—*JASA*, 1968, v. 43, № 3, p. 481—486.
123. **Nomoto M., Suga N., Katsuki Y.** Discharge pattern and inhibition of primary auditory nerve fibers in the monkey.—*J. Neurophysiol.*, 1964, v. 27, № 5, p. 768—787.

124. **Onchi Y.** Mechanism of the middle ear.—«JASA», 1961, v. 33, p. 794.
125. **Peake W. T., Kiang N. Y. S.** Cochlear responses to condensation and rarefaction clicks.—«Biophys. J.», 1962, v. 2, № 1, p. 23—34.
126. **Peterson L. C., Bogert B. P.** Dynamical theory of the cochlea.—«JASA», 1950, v. 22, № 2, p. 369—381.
127. **Pfaflin S. M.** Detection of auditory signal in restricted sets of reproducible noise.—«JASA», 1968, v. 43, № 3, p. 487—490.
128. **Pfalz R. K. J.** Centrifugal inhibition of afferent secondary neurons in the cochlear nucleus by sound.—«JASA», 1962, v. 34, № 8, pt 2, p. 1472—1477.
129. **Pfeiffer R. R., Kiang N. Y. S.** Spike discharge patterns of spontaneous and continuously stimulated activity in the cochlear nucleus of anesthetized cats.—«Biophys. J.», 1965, v. 5, p. 300—316.
130. **Plomp R.** The ear as a frequency analyzer.—«JASA», 1964, v. 36, № 9, p. 1628—1636.
131. **Plomp R.** Detectability thresholds for combination tones.—«JASA», v. 37, p. 1110—1123.
132. **Plomp R., Mimpfen A. M.** The ear as a frequency analyzer, II.—«JASA», 1968, v. 43, № 4, p. 764—767.
133. **Plomp R., Steeneken H. J. M.** Interference between two simple tones.—«JASA», 1968, v. 43, № 4, p. 883—884.
134. **Pollack I.** The information of elementary auditory displays.—«JASA», 1952, v. 24, № 6, p. 745—749.
135. **Pollack I.** Number of pulses required for minimal pitch.—«JASA», 1967, v. 42, № 4, p. 895.
136. **Portmann G., Portmann M., Portmann C.** La double innervation de l'organe de Corti.—«Acta Oto—Laryngol.», 1953, v. 63, p. 226.
137. **Price G. R.** Middle ear muscle activity in the rabbit. III suprathreshold phenomena.—«J. Aud. Res.», 1966, v. 6, № 2, p. 175 n 180.
138. **Rainbolt H. R., Schubert E. D.** Use of noise bands to establish noise pitch.—«JASA», 1968, v. 43, № 2, p. 316—323.
139. **Rasmussen G. L.** The olivary peduncle and other fiber projections of the superior olivary complex.—«J. Comp. Neurol.», 1946, v. 84, p. 141—220.
140. **Rasmussen G. L.** Efferent fibers of the cochlear nerve and cochlear nucleus.—In: Neural mechanisms of the auditory and vestibular systems. Springfield, Thomas, 1960, p. 105.
141. **Rhode W. S., Geisler C. D.** Measurement of the amplitude and phase of vibration of the basilar membrane using the Mossbauer effect.—«JASA», 1970, v. 47, № 1, pt 1, p. 60.
142. **Ritsma R. J.** Existence region of the total residue I.—«JASA», 1962, v. 34, p. 1224—1229.
143. **Rose I. E., Brugge I. F., Anderson D. J., Hind J. E.** Phase locked response to low—frequency tones in single auditory nerve fibres of the Squirrel Monkey.—«J. Neurophysiol.», 1967, v. 30, № 4, p. 769—793.
144. **Rupert A., Moushegian G., Galambos R.** Unit responses to sound from auditory nerve of the cat.—«J. Neurophysiol.», 1963, v. 26, p. 449—465.
145. **Sachs M. B., Kiang N. Y. S.** Two—tone inhibition in auditory nerve fibers.—«JASA», 1968, v. 43, № 5, p. 1120—1128.
146. **Scharf B.** Critical bands. Special Report LSC—S—3. Lab. of sensory communication, Syracuse university, 1966, p. 73.
147. **Schouten I. F., Ritsma R. J., Cardozo B. L.** Pitch of the Residual.—«JASA», 1962, v. 34, № 8, p. 1418—1424.
148. **Schroeder M. R.** Relation between critical bands in hearing and the Phase characteristics of cubic difference tones.—«JASA», 1969, v. 46, № 6, pt 2, p. 1488—1492.
149. **Sekey A.** Short—termauditory frequency discrimination.—«JASA», 1963, v. 35, № 5, p. 682—690.
150. **Simmons F. B.** Perceptual theories of middle ear muscle function.—«Otol., Rhinol., Laryngol. Ann.», 1964, v. 73, № 3, p. 724—739.
151. **Simmons F. B., Beatty D. L.** Habituation (adaptation) in the middle—ear muscle reflexes of the cat.—«Acta Oto—Laryngol.», 1964, v. 57, № 1—2, p. 89—96.
152. **Small A. M., Daniloff R.** Pith of noise bands.—«JASA», 1967, v. 41, № 2, p. 506—512.
153. **Spoendlin M.** Ultrastructure and peripheral innervation pattern of the receptor in relation to the first coding of the acoustic message.—In: Ciba Found. Symp. Hearing Mechanisms in Vertebrates. London, 1968, p. 89—118.
154. **Stevens S. S.** The calculation of the loudness of complex noise.—«JASA», 1956, v. 28, № 5, p. 807—832.
155. **Tasaki I.** Hearing.—«Ann. Rev. Physiol.», 1957, v. 19, p. 417.
156. **Tasaki I.** Afferent impulses in auditory nerve fibres and the mechanism of impulse initiation in the cochlea.—In: Neural Mechanisms of the Auditory and Vestibular Systems, Springfield, 1960, p. 40—47.
157. **Terhardt E.** Beitrag zur automatischen Erkennung gesprochener Ziffern.—«Kybernetik», 1966, Bd 3, Hf. 3, S. 136—143.
- 157a. **Tonndorf J.** Fluid motion in cochlear models.—«JASA», 1957, v. 29, p. 558—568.
158. **Tunturi A. R.** Analysis of cortical auditory responses with the probability pulse.—«Am. J. Physiol.», 1955, v. 181, p. 630—638.
159. **Tunturi A. R.** Anatomy and physiology of the auditory cortex.—In: Neural Mechanisms of the Auditory and Vestibular Systems, Springfield, 1960, p. 181.
160. **Wansdronk C.** On the mechanism of hearing.—«Philips Research Reports», Supplements, H., 1962, p. 1—140.
161. **Wege R. L., Lane C. F.** The auditory masking of one pure tone by another and its probable relation to the dynamics, of the inner ear.—«Phys. Rev.», 1964, v. 23, p. 266—285.
162. **Weissing H.** Relation of threshold shift to noise in the human ear.—«JASA», 1968, v. 44, à 2, p. 610—615.
163. **Wenner C. H.** Intensities of aural difference tones.—«JASA», 1968, v. 43, № 7, p. 77—80.
164. **Wenner C. H.** Frequency dependency of aural difference tones.—«JASA», 1968, v. 43, № 4, p. 780—784.
165. **Wever E. G.** Electrical potentials of the cochlea.—«Physiol. Rev.», 1966, v. 46, № 1, p. 102—127.
166. **Wever E. G., Bray C. W.** Action currents in the auditory nerve in response to acoustical stimulation.—«Proc. Nat. Acad. Sci.», 1930, v. 16, p. 344.
167. **Wever E. G., Lawrence M.** Physiological acoustics. Princeton, 1954, p. 264.

168. **Wiederhold M. L., Kiang N. Y. S.** Electrical stimulation of the crossed olivocochlear bundle: its effect on spontaneous firings of auditory nerve fibers. Report 13 at 75-th meeting of ASA, 1968.

169. **Woolsey C. N.** Organization of cortical auditory System.— In: Sensory communication. The MIT Press, Cambridge, 1959, p. 235—257.

170. **Wright H. N.** Temporal summation and backward masking.— «JASA», 1964, v. 36, p. 927—932.

171. **Wright H. N.** Backward masking for tones in narrow — band noise.— «JASA», 1964, v. 36, p. 2217—2221.

172. **Young I. M.** Effects of pure-tone masking on low-pass and high-pass — filtered noise.— «JASA», 1969, v. 45, № 5, p. 1206—1209.

173. **Zerlin S.** Traveling wave velocity in the human cochlea.— «JASA», 1969, v. 46, pt 2, p. 1011—1015.

174. **Zwicker E.** Subdivision of the audible frequency range into critical bands (Frequenzgruppen).— «JASA», 1961, v. 33, № 2, p. 248.

175. **Zwicker E.** Der kubische Differenzton und der Erregung des Gehörs.— «Acustica», 1968, v. 20, № 4, p. 206—209.

176. **Zwicker E., Hess W., Terhardt E.** Erkennung gesprochener Ziffern mit Funktionmodell und elektronischer Rechananlage.— «Kybernetik», 1967, Bd 3, Hf. 6, S. 267—272.

177. **Zwislocki J.** Theorie der Schneckenmechanik.— «Acta Oto — Laryngol». Sup. LXXII, 1948, p. 1—76.

178. **Zwislocki J.** Some impedance measurements on normal and pathological ears.— «JASA», 1957, v. 29, № 12, p. 1312—1317.

179. **Zwislocki J.** Electrical model of the middle ear.— «JASA», 1959, v. 31, № 3, p. 841.

180. **Zwislocki J.** Theory of temporal auditory summation.— «JASA», 1960, v. 32, p. 1046—1060.

181. **Zwislocki J.** Analysis of some auditory characteristics.— In: Handbook of Mathematical Psychology. New York, 1965, v. 3, p. 1—97.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Словарь биологических терминов	6
Глава первая. Краткие сведения о структуре и функциях слухового анализатора	8
1-1. Данные о структуре слуховой системы	8
1-2. Электрофизиологические данные о процессах в слуховой системе	9
Глава вторая. Некоторые психоакустические характеристики слуха	15
2-1. Восприятие интенсивности звуков	15
2-2. Восприятие частоты звуковых колебаний	16
2-3. Слуховые образы сложных звуков	18
2-4. Субъективные комбинационные тона	19
2-5. Особенности восприятия коротких звуков	21
Глава третья. Модели механических и гидроакустических структур уха	22
3-1. Модели наружного и среднего уха	22
3-2. Простейшие механические модели улитки	26
3-3. Простейшие электрические модели улитки	28
3-4. Гидромеханическая модель улитки с распределенными параметрами и ее теория	34
3-5. Электрические модели улитки в виде длинных неоднородных линий	47
3-6. Аппроксимация колебательных характеристик улитки	58
3-7. Модель механизма формирования микрофонных потенциалов улитки	65
Глава четвертая. Моделирование элементов нервных механизмов	66
4-1. Логические модели нейронов	66
4-2. Аналоговые модели нервных элементов	70
Глава пятая. Модели нелинейных механизмов обострения частотных характеристик основной мембраны	75
5-1. Исходные гипотезы о механизмах обострения	75
5-2. Модели, основанные на вычислении четных разностей	79
5-3. Модель обострения с оптимальными весовыми коэффициентами	89

5-4. Время установления в нелинейных моделях	96
5-5. Реальная избирательность нелинейных моделей	100
5-6. Оценка реакции нелинейных моделей на речеподобные стимулы	108
Глава шестая. Модели линейных механизмов обострения частотной избирательности	111
6-1. Линейные модели механизма обострения	111
6-2. Квазилинейная модель механизма обострения	117
Глава седьмая. Моделирование адаптивных механизмов	123
7-1. Физиологические предпосылки и возможные структурные принципы организации адаптивных механизмов	123
7-2. Модель адаптивного механизма с управляющей обратной связью	130
Глава восьмая. Модели механизмов выделения изменений стимулов	138
8-1. Модель механизма обнаружения изменений интенсивности стимулов	138
8-2. Модель механизма сегментации нестационарных сигналов	143
Глава девятая. Модели адаптивных механизмов пространственной организации процессов обработки слуховых стимулов	147
9-1. Предпосылки построения адаптивных моделей пространственного отображения слуховых стимулов	147
9-2. Структура адаптивной модели пространственного отображения слуховых стимулов	149
Глава десятая. Модельные представления об организации механизмов анализа сложных сигналов	154
10-1. Механизмы инвариантного отображения параметров слуховых образов	154
10-2. Роль инвариантных отображений в задачах распознавания сложных звуковых сигналов	158
Глава одиннадцатая. Применение моделей механизмов слуха в технических системах	162
11-1. Распознавание ограниченного набора речевых команд	162
11-2. Перцептрон для распознавания слуховых образов	177
Заключение	189
Список литературы	190

42
Цена 66 коп.

