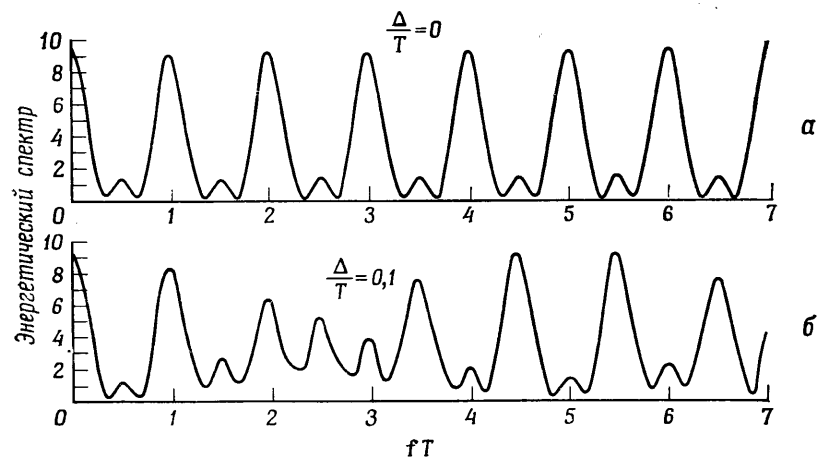


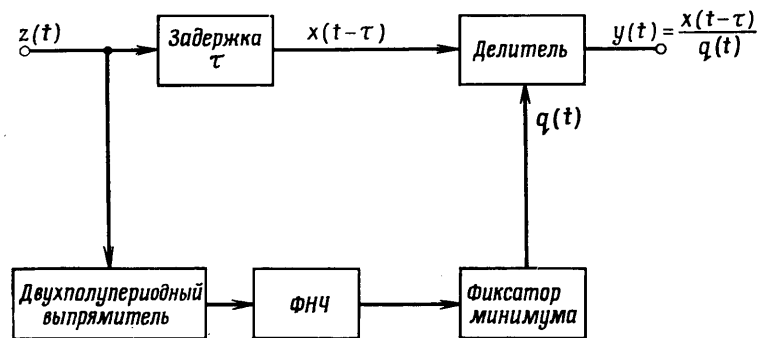
Фиг. 12.20. Импульсы возбуждающего сигнала для тоновой речи.

Если приведенные рассуждения справедливы, то флуктуации спектра, вызванные нестабильностью основного тона, проявятся как при спектральном анализе, так и при выделении высоты основного тона. Выравнивание спектра эффективно устраняет (в случае, если в каждый фильтр попадает не более одной гармоники) флуктуации спектра, связанные с нестабильностью сигнала возбуждения.

Если основная частота мала, так что в фильтры попадают по несколько гармоник, то схема выравнивания спектра не будет полностью сглаживать спектр возбуждения. Это связано со спецификой ограничения суммы двух гармоник: более слабая из них подавляется. Рассмотренные трудности можно в значительной степени преодолеть, заменив ограничитель системой автоматической регулировки усиления (АРУ), изображенной на фиг. 12.22. В этой системе задержанный узкополосный сигнал делится на собственный модуль, т. е. в предельном случае система АРУ переходит в двухуровневый ограничитель. При умеренных задержках (порядка 10 мс) спектральные искажения весьма малы,



Фиг. 12.21. Спектры двух различных импульсных последовательностей.



Фиг. 12.22. Автоматическая регулировка усиления в вокодере.

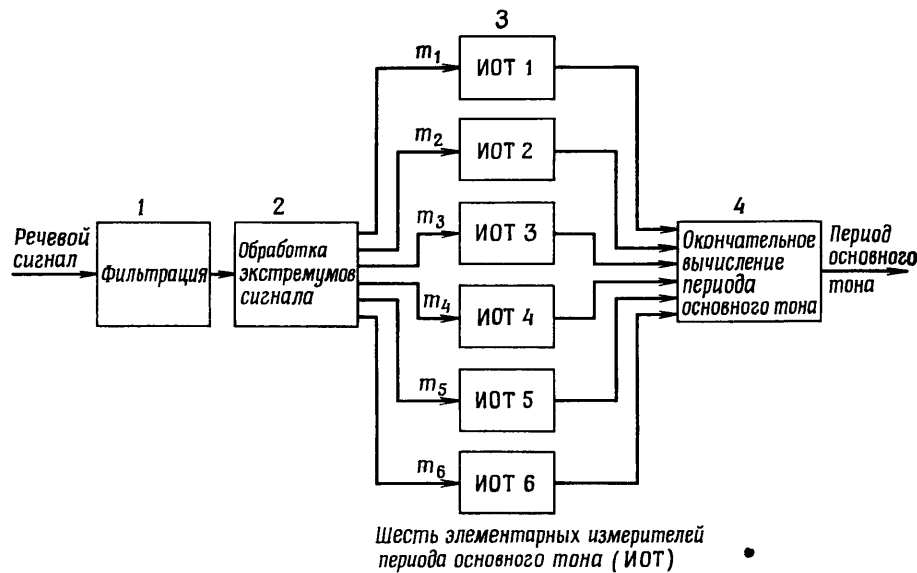
даже если присутствует не одна гармоника. Короче говоря, выравнивание спектра методом АРУ сохраняет амплитудные соотношения в полосе фильтра и устраняет флуктуации спектра при переходе от фильтра к фильтру. Поскольку при этом не возникает (или почти не возникает) третья гармоника, можно вообще не применять выходной полосовой фильтр в каждом канале.

## 12.10. Другие схемы вокодеров

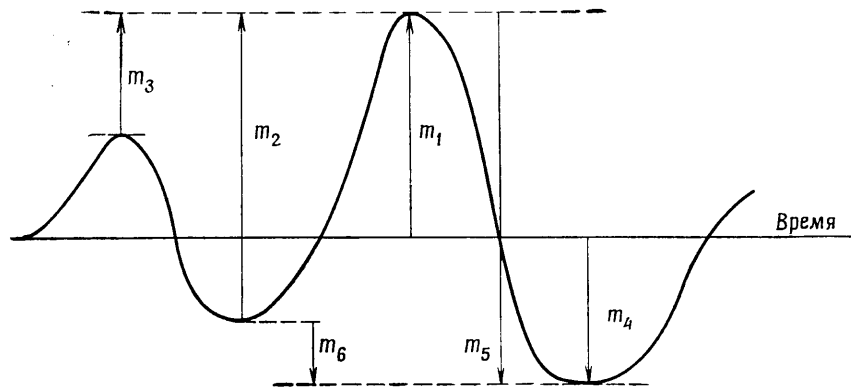
Различными авторами были предложены и подробно изучены многие другие варианты анализаторов и синтезаторов для полосных вокодеров. Читатель может ознакомиться с устройством конкретных систем по многочисленным подробным публикациям.

## 12.11. Выделение высоты основного тона и обнаружение тон — шум

В заключительной части раздела о канальных вокодерах следует упомянуть задачи выделения высоты основного тона и обнаружения тон — шум, т. е. различения звонких и глухих звуков. Существует очень много алгоритмов измерения периода основного тона. Для иллюстрации рассмотрим весьма эффективный алгоритм, основанный на обработке во временной области и использующий параллельную обработку. Обе рассматриваемые задачи по сути являются сочетанием обработки сигналов и распознавания образов. Но, поскольку выделители высоты основного тона входят во многие системы обработки речи, целесообразно рассмотреть их здесь. В разд. 12.12 в связи с гомоморфной обработкой речи рассмотрен совершенно другой алгоритм выделения высоты тона.



Фиг. 12.23. Блок-схема алгоритма оценки периода основного тона.



Фиг. 12.24. Измерения, используемые при оценке периода основного тона.

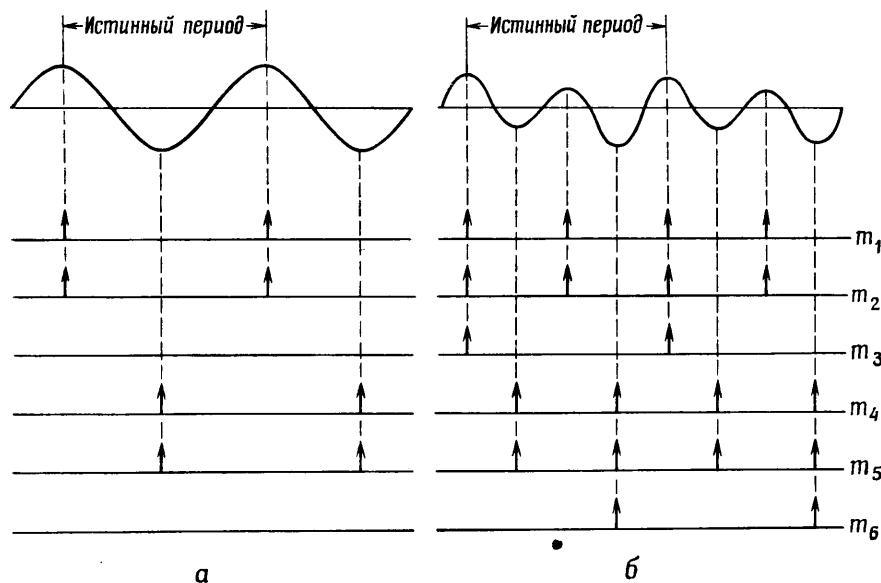
Блок-схема алгоритма оценки высоты тона приведена на фиг. 12.23. Алгоритм удобно разделить на четыре операции, связанные с обработкой или с принятием решения:

- 1) низкочастотная фильтрация речевого сигнала;
- 2) образование шести функций по экстремумам отфильтрованного сигнала;
- 3) получение на основе значений вышеупомянутых функций шести оценок высоты тона в шести одинаковых измерителях;
- 4) принятие окончательного решения на основе оценок элементарных измерителей высоты тона.

Основное назначение ФНЧ состоит в подавлении высших гармоник речевого сигнала. С этой задачей хорошо справляются фильтры НЧ с частотой среза около 600 Гц.

При выполнении второй операции для всех экстремумов отфильтрованного колебания формируются импульсы различной амплитуды (фиг. 12.24). Импульсы с амплитудами  $m_1$ ,  $m_2$  и  $m_3$  формируются для каждого максимума, а импульсы с амплитудами  $m_4$ ,  $m_5$  и  $m_6$  — для каждого минимума. Амплитуды  $m_1$  и  $m_4$  совпадают со значениями максимума и минимума соответственно,  $m_5$  и  $m_2$  отсчитываются от максимума до минимума и от минимума до максимума, а  $m_3$  и  $m_6$  — от максимума до предыдущего максимума и от минимума до предыдущего минимума. Из полученных импульсов образуют однополярные последовательности, причем если рассматриваемый максимум (или минимум) меньше предыдущего, то  $m_3$  (или  $m_6$ ) полагают равными нулю. Поясним причину использования именно такой совокупности импульсов на примере рассмотрения двух предельных случаев (фиг. 12.25) Если в сигнале присутствует только основная частота (графики слева), то измерения  $m_3$  и  $m_6$  неверны, но измерения  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $m_4$  и  $m_5$  обеспечивают измерение периода. Если же сигнал содержит сильную вторую гармонику и более слабую первую (фиг. 12.25 справа), то правильными являются измерения  $m_3$  и  $m_6$ , а все остальные — ошибочными. И хотя в данном случае четыре из шести измерений содержит ошибку, при окончательном вычислении, как будет показано, с большой вероятностью получается правильный результат.

Шесть импульсных последовательностей поступают на входы шести одинаковых измерителей периода. Работу измерителя поясняет фиг. 12.26. По существу каждый измеритель является пиковым детектором с управляемой цепью разряда. После приема каждого импульса следует интервал запираания (в течение которого детектор не принимает импульсов), а за ним — интервал экспоненциального разряда детектора. Если на этом втором интервале приходит импульс, превышающий напряжение в цепи разряда, то он детектируется и процесс запираания и разряда повторяется. Постоянная времени разряда и время запираания детектора

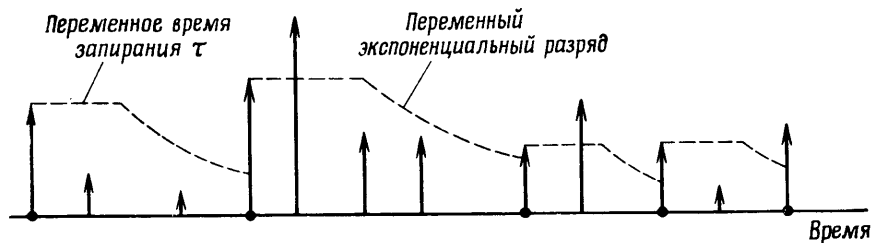


Фиг. 12.25. Оценка периода основного тона в двух предельных случаях.

изменяются в зависимости от сглаженной оценки периода основного тона  $P_{\text{ср}}$ , полученной этим же детектором. Величина  $P_{\text{ср}}$  определяется итерацией

$$P_{\text{ср}}(n) = \frac{P_{\text{ср}}(n-1) + P_{\text{нов}}}{2}. \quad (12.30)$$

Здесь  $P_{\text{нов}}$  — последняя (текущая) оценка периода,  $P_{\text{ср}}(n)$  — текущая сглаженная оценка периода, а  $P_{\text{ср}}(n-1)$  — предшествующая сглаженная оценка. При каждом детектировании находится новая оценка  $P_{\text{ср}}$  согласно формуле (12.30). Чтобы избежать крайних значений времени записания и постоянной



Фиг. 12.26. Работа элементарных измерителей периода основного тона.

времени разряда, величина  $P_{\text{ср}}$  ограничивается пределами 4 и 10 мс. В этих пределах зависимости времени записания  $\tau$  и постоянной времени разряда  $\beta$  от  $P_{\text{ср}}$  задаются соотношениями

$$\tau = 0,4P_{\text{ср}}, \quad \beta = \frac{P_{\text{ср}}}{0,695}. \quad (12.31)$$

Окончательно период основного тона определяется в блоке 4 (фиг. 12.23), который можно рассматривать как специализированную вычислительную машину с памятью, арифметическим устройством и устройством управления всеми поступающими сигналами. В каждый момент времени  $t_0$  оценка периода основного тона производится следующим образом:

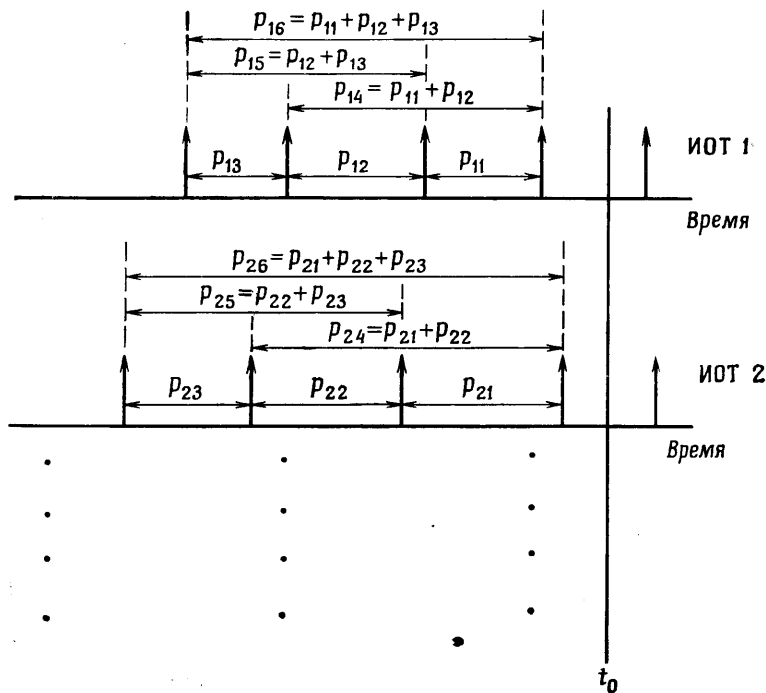
1. Образуется матрица оценок периода (размером  $6 \times 6$  элементов). Столбцы матрицы соответствуют отдельным измерителям, а строки — оценкам периода. В первых трех строках содержатся последние три оценки периода. Четвертая строка равна сумме первой и второй строк, пятая — сумме второй и третьей строк, а шестая — сумме всех трех первых строк. Образование матрицы иллюстрирует фиг. 12.27.

Структура последних трех строк определяется тем, что иногда в отдельных измерителях определяется период второй или третьей гармоник основного тона, и правильными оказываются оценки, содержащиеся в трех последних строках, а не последние три измерения периода, находящиеся в первых строках.

2. Каждый элемент первой строки сравнивается со всеми остальными 35 элементами матрицы, и подсчитывается число совпадений (точное определение совпадений дано ниже). Оценка  $P_{i1}$  ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ), имеющая наибольшее число совпадений, выбирается в качестве окончательной.

Теперь следует дать определение *совпадению*. Во-первых, при принятии решения о совпадении двух оценок представляется более целесообразным рассматривать их отношение, а не разность. При этом измерять отношение можно достаточно приближенно, что позволяет избежать операции деления. Во-вторых, часто последовательные измерения весьма заметно отличаются, поэтому полезно ввести несколько пороговых величин для определения совпадений и при вычислении оценки периода выбирать ту из них, которая дает наиболее разумный ответ. С учетом вышеизложенного опишем теперь операции, выполняемые в блоке 4 (фиг. 12.23).

На фиг. 12.28 приведены значения ширины шестнадцати окон совпадения. Как показано на фиг. 12.27, окончательная оценка периода основного тона выбирается только из последних оценок, даваемых шестью измерителями. Чтобы определить ее, каждая из шести последних оценок сравнивается с остальными 35 числами, содержащимися в матрице. Такое сравнение повторяется четыре раза для каждого столбца таблицы фиг. 12.28. Из каждого столбца



ИОТ

	1	2	3	4	5	6
$P_{11}$	$P_{21}$	$P_{31}$	$P_{41}$	$P_{51}$	$P_{61}$	
$P_{12}$	$P_{22}$	$P_{32}$	$P_{42}$	$P_{52}$	$P_{62}$	
$P_{13}$	$P_{23}$	$P_{33}$	$P_{43}$	$P_{53}$	$P_{63}$	
$P_{14}$	$P_{24}$	$P_{34}$	$P_{44}$	$P_{54}$	$P_{64}$	
$P_{15}$	$P_{25}$	$P_{35}$	$P_{45}$	$P_{55}$	$P_{65}$	
$P_{16}$	$P_{26}$	$P_{36}$	$P_{46}$	$P_{56}$	$P_{66}$	

Оценки периода

Фиг. 12.27. Методика формирования матрицы оценок периода основного тона.

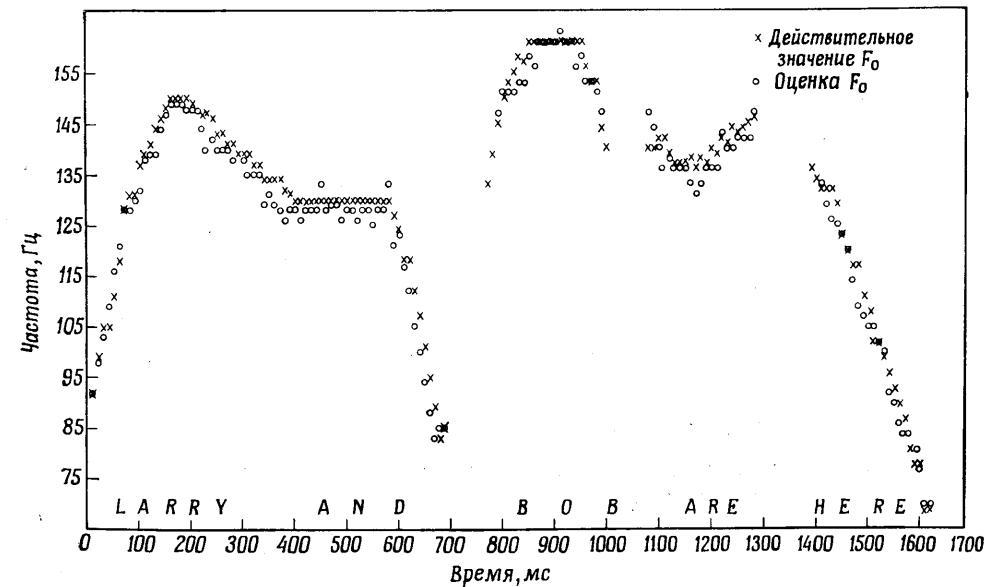
в соответствии с величиной анализируемой оценки выбирают ширину окна. Например, если эта оценка составляет 4 мс, то совпадение имеет место, если разница между сравниваемыми интервалами не превышает  $\pm 200$  мкс (при частоте дискретизации 10 кГц). Когда число совпадений подсчитано, из него вычитают смещение,

Диапазон оценок периода основного тона, мс	Смещение			
	1	2	5	7
1,6-3,1	1	2	3	4
3,1-6,3	2	4	6	8
6,3-12,7	4	8	12	16
12,7-25,5	8	16	24	32

Ширина окна совпадения/100 мкс

Фиг. 12.28. Таблица ширины окна совпадений.

равное 1. Измерение повторяют для второго столбца таблицы. Ширина окна в этом случае больше, и вероятность совпадения увеличивается, но для компенсации из числа совпадений вычитают смещение, равное 2, и т. д. После выполнения этих действий для всех четырех столбцов таблицы получаются четыре числа, наибольшее из которых принимают за число совпадений для данной оценки



Фиг. 12.29. Сравнение частоты основного тона синтезированной речи с оценками, полученными с использованием алгоритма выделения основного тона.

периода основного тона. Вся процедура повторяется для каждой из пяти остальных текущих оценок, и в качестве окончательной оценки берут ту из шести, у которой число совпадений после вычитания смещения наибольшее. В ходе этих вычислений необходимо выполнить  $(6 \times 4 \times 35)$  проверок совпадения (сравнений модуля разности с фиксированным числом). Повторение всего процесса через каждые 5 мс позволяет отслеживать даже быстрые изменения периода основного тона.

Чтобы показать типичные результаты, обеспечиваемые рассмотренным алгоритмом, на фиг. 12.29 вместе с оценками периода основного тона изображены его истинные значения, использовавшиеся при синтезе высказывания, выбранного в качестве примера. Ясно, что в данном случае алгоритм дает очень хорошие результаты.

### 12.12. Обнаружитель тон — шум

Рассмотренный алгоритм оценки периода основного тона нетрудно приспособить к различению звонких и глухих звуков. Если звук глухой, то число совпадений, определяемое отдельными детекторами, будет небольшим. Величину порога можно найти экспериментально. Кроме того, если энергия сигнала на выходе ФНЧ в выделителе основного тона оказывается ниже некоторого порога, это явно указывает на глухой звук либо на молчание. Сочетая результаты измерений энергии с функциями от числа совпадений, можно создать алгоритм различения тона и шума, т. е. звонких и глухих звуков. Этот вопрос подробно рассмотрен Гоулдом.

### 12.13. Гомоморфная обработка речи

Термин *гомоморфная обработка* обычно применяют к классу систем, подчиняющихся обобщенному принципу суперпозиции, определяемому следующим образом. Если  $x_1(n)$  и  $x_2(n)$  — входные последовательности, а  $y_1(n)$  и  $y_2(n)$  — соответствующие выходные последовательности системы, т. е.

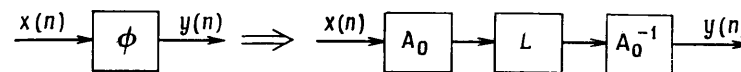
$$\begin{aligned} y_1(n) &= \phi [x_1(n)], \\ y_2(n) &= \phi [x_2(n)], \end{aligned} \quad (12.32)$$

а  $c$  — произвольный скаляр, то система является гомоморфной, если справедливы соотношения

$$\phi [x_1(n) \Delta x_2(n)] = \phi [x_1(n)] \square \phi [x_2(n)], \quad (12.33)$$

$$\phi [c \diamond x_1(n)] = c \circ y_1(n). \quad (12.34)$$

Здесь  $\Delta$ ,  $\square$ ,  $\diamond$  и  $\circ$  обозначают некоторые неконкретизированные математические операции типа умножения, сложения и свертки.



Фиг. 12.30. Система гомоморфной обработки.

Важность рассматриваемого способа обработки определяется тем, что операция  $\phi$ , выполняемая гомоморфной системой, может быть реализована в виде последовательности операций (фиг. 12.30). Системы  $A_0$  и  $A_0^{-1}$  взаимно обратны. Система  $L$  является линейной системой с постоянными параметрами, т. е. это просто фильтр. Таким образом, используя разложение, показанное на фиг. 12.30, можно обрабатывать последовательность на выходе системы  $A_0$  стандартными методами, т. е. сравнительно просто. Вид систем  $A_0$  и  $A_0^{-1}$  легко определяется из  $\phi$ , как это будет видно на примере анализа речи.

Как обсуждалось ранее, речевой сигнал моделируется путем свертки трех компонент: последовательности импульсов, представляющих основной тон, импульса возбуждения и импульсной характеристики голосового тракта. (В модели следует также учесть и характеристики излучения рта, но их обычно рассматривают вместе с импульсом возбуждения.) Обозначая через  $p(n)$  последовательность импульсов основного тона, через  $e(n)$  — импульс возбуждения, через  $u(n)$  — импульсную характеристику голосового тракта и, наконец, через  $w(n)$  — весовую функцию («окно») конечной длительности, служащую для выделения участков речевого сигнала, получим

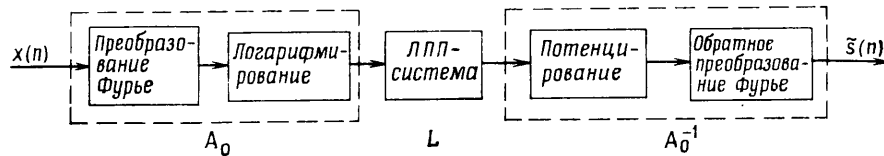
$$x(n) = [p(n) * e(n) * u(n)] w(n). \quad (12.35)$$

Поскольку  $w(n)$  обычно меняется медленно то соотношение (12.35) можно приближенно записать как

$$x(n) \approx [p(n) \cdot w(n) * e(n) * u(n)], \quad (12.36)$$

$$x(n) \approx \hat{p}(n) * e(n) * u(n), \quad (12.37)$$

т. е. выразить  $x(n)$  в виде свертки трех последовательностей. Свертка легко приводится к суммированию, если воспользоваться преобразованием Фурье от (12.37) (что дает произведение) и прологарифмировать результат. Полученное колебание можно пропустить через ЛПП-систему и обработать каждую составляющую  $x(n)$  некоторым желаемым образом. Для восстановления обработанного колебания обратная система  $A_0^{-1}$  должна выполнить потенцирование (т. е. операцию, обратную логарифмированию) и обратное преобразование Фурье. Гомоморфная система обработки речи изображена на фиг. 12.31.



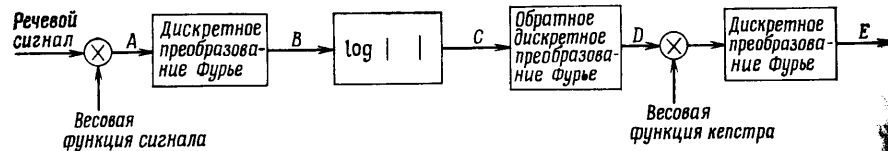
Фиг. 12.31. Система гомоморфной обработки речи (по Оппенгейму, Шаферу и Стокхэму).

Для обработки речи применительно к конкретным задачам использовалось несколько вариантов рассматриваемой системы. Один из них (фиг. 12.32) применялся, например, для оценки параметров передаточной функции голосового тракта и функции возбуждения. При этом сигналом возбуждения считалась свертка  $p(n)*e(n)$ , а импульсной характеристикой голосового тракта  $u(n)$ . Таким образом,  $x(n)$  является просто дискретной сверткой

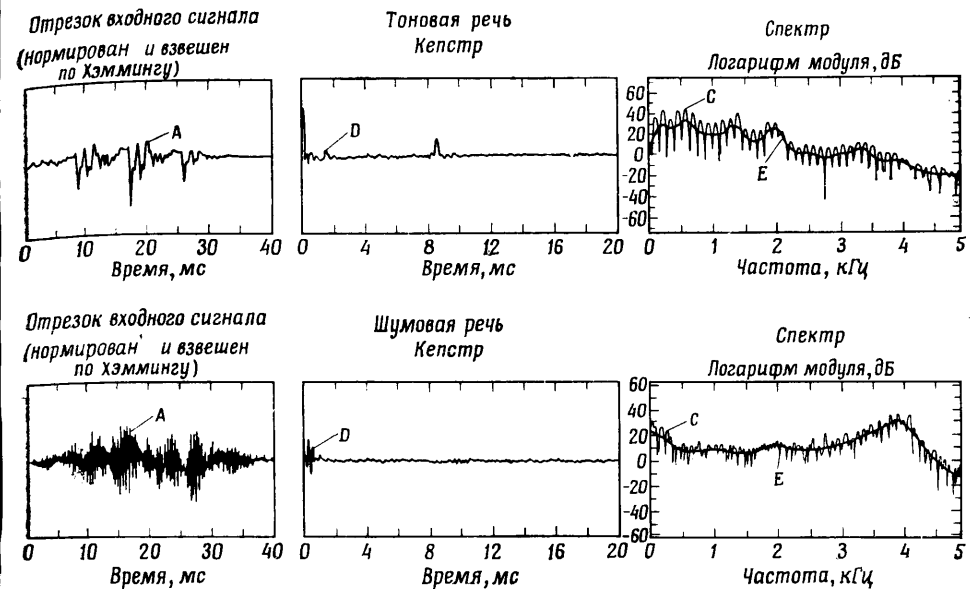
$$x(n) = u(n)*s(n), \quad (12.38)$$

где  $s(n)$  — сигнал возбуждения. Здесь  $x(n)$  — сигнал в точке  $A$  (фиг. 12.32). Дискретное преобразование Фурье от  $x(n)$  дает сигнал в точке  $B$ , равный произведению ДПФ от  $u(n)$  и  $s(n)$ . В следующем блоке определяется логарифм модуля полученной последовательности, причем сигнал в точке  $C$  равен сумме логарифмов модулей ДПФ от  $s(n)$  и  $u(n)$ . Нетрудно видеть, что в последующих блоках (обратное ДПФ, взвешивание и еще одно ДПФ) выполняется линейная фильтрация сигнала в точке  $C$ . По причинам, которые станут ясны ниже, фильтрация выполняется в области преобразований Фурье как мультипликативная операция. Поскольку обратное ДПФ линейно, сигнал в точке  $D$  (называемый *кепстром* сигнала в точке  $A$ ) равен сумме *кепстров* функции возбуждения и импульсной характеристики голосового тракта.

Можно показать, что *кепстр* в точке  $D$  позволяет разделить эффекты возбуждения и характеристики голосового тракта. Действительно, сигнал возбуждения можно рассматривать как квазипериодическую импульсную последовательность с преобразованием Фурье, близким к линейчатому, причем спектральные линии рас-



Фиг. 12.32. Гомоморфная обработка речи (по Оппенгейму, Шаферу и Стокхэму).



Фиг. 12.33. Гомоморфный анализ тоновой и шумовой речи.

положены на гармониках частоты основного тона. Вычисление логарифма модуля не меняет линейчатого характера спектра функции возбуждения. Обратное ДПФ дает новую квазипериодическую последовательность импульсов с интервалами между импульсами, равными периоду основной частоты. Таким образом, *кепстр* сигнала возбуждения должен состоять из импульсов, расположенных вблизи  $n = 0, T, 2T, \dots$ , где  $T$  — период основного тона. Импульсная характеристика голосового тракта обычно представляет собой последовательность, отличную от нуля на интервале  $20 \div 30$  мс. Как было показано выше, ее преобразование Фурье является медленно изменяющейся функцией частоты. После вычисления логарифма модуля и обратного ДПФ получается последовательность из небольшого числа ненулевых отсчетов, которое обычно меньше, чем число отсчетов на периоде основного тона. Можно показать, что *кепстр* последовательности, убывающей по закону  $1/n$ , убывает как  $1/n^2$ . Таким образом, с помощью *кепстра* можно отделить информацию о функции возбуждения от информации об импульсной характеристике голосового тракта.

Рассмотренный способ обработки был опробован на звонких и глухих звуках (фиг. 12.33). На верхних графиках показаны типичные колебания в точках  $A - E$  для тоновой речи, а на нижних — для шумовой. Кривая на верхнем левом графике соот-

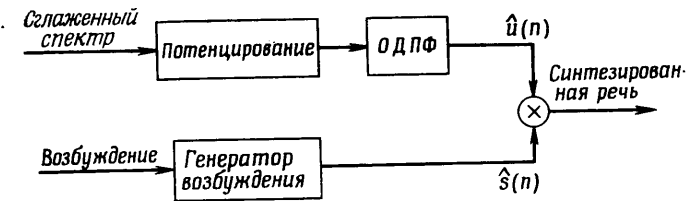
ветствует последовательности, содержащей звонкие звуки и взвешенной с помощью окна Хэмминга. Анализируемый отрезок содержал примерно три периода основного тона. Волнистая кривая на правом верхнем графике представляет логарифм модуля преобразования последовательности и состоит из быстроизменяющейся периодической компоненты (соответствующей возбуждению) и медленно изменяющейся составляющей, отражающей характеристики голосового тракта. На верхнем среднем графике приведен соответствующий кепстр. Высокий пик на 9 мс отражает период основного тона. Начальный участок представляет собой кепстр импульсной характеристики голосового тракта. Устраняя информацию о возбуждении путем умножения кепстра на весовую функцию с максимумом в начале координат и выполняя дискретное преобразование Фурье, получим плавную кривую (фиг. 12.33, справа вверху). Для определения частот основных формант, характерных для данного состояния голосового тракта, можно использовать эффективный алгоритм, основанный на анализе максимумов спектра в точке  $E$ .

Колебание, возбуждающее глухие звуки, ближе к случайному процессу, чем к квазипериодической импульсной последовательности. График колебания в точке  $A$  изображен слева внизу (фиг. 12.33), где отчетливо виден случайный характер колебания. График логарифма модуля ДПФ (быстро изменяющаяся кривая) приведен справа внизу, и его также можно представить линейной комбинацией случайной компоненты, связанной с источником возбуждения, и медленно изменяющейся компоненты, характеризующей голосовой тракт. Кепстр рассматриваемого колебания приведен на среднем графике. Он не содержит высоких пиков, что указывает на глухой характер звука. Взвешивание кепстра и ДПФ дают медленно изменяющуюся кривую на правом нижнем графике. Она представляет собой частотную характеристику голосового тракта. Обычно спектр глухого звука описывают нулями и полюсами. Дальнейшее обсуждение этого вопроса содержится в разд. 12.15.

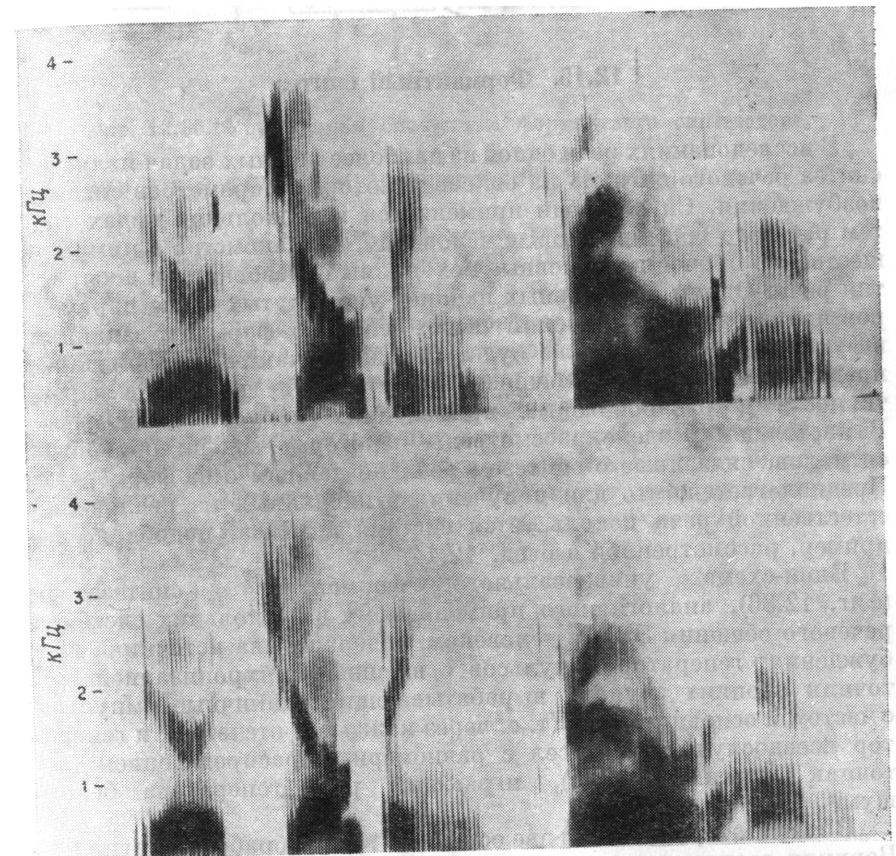
Таким образом, рассмотренная система (фиг. 12.32) позволяет разделить компоненты, образующие речевой сигнал, даже если они объединены сверткой.

#### 12.14. Гомоморфный вокодер

Рассмотренную выше систему анализа нетрудно объединить с системой синтеза (фиг. 12.34) и получить полную систему кодирования речи. В ней частотная характеристика голосового тракта не преобразуется в нули и полюсы или в частоты формант, а сохраняется и поступает на систему, выполняющую операции, обратные относительно ранее выполненных нелинейных операций.



Фиг. 12.34. Блок-схема гомоморфного вокодера (по Оппенгейму).



Фиг. 12.35. Сравнение спектрограмм естественного высказывания и синтезированной в гомоморфном вокодере речи (по Оппенгейму).

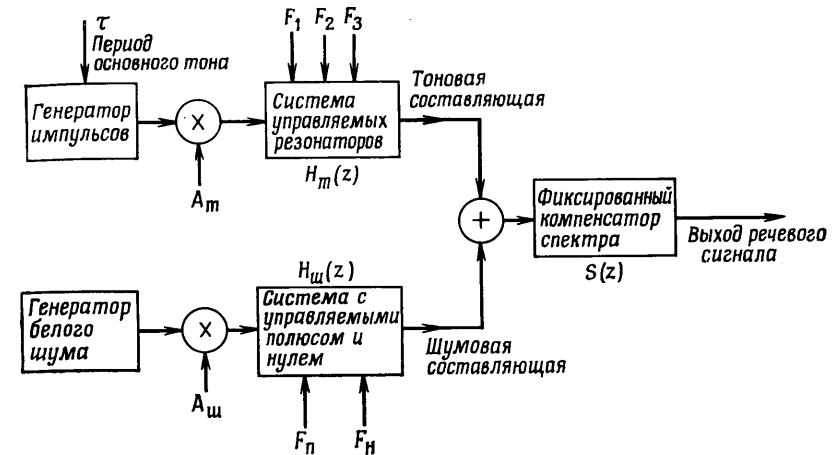
Такая обратная система состоит из нелинейности с экспоненциальной характеристикой (компенсирующей логарифмирование) и блока, выполняющего обратное ДПФ (компенсирующего ДПФ). На выходе системы получается  $u(n)$  — оценка импульсной характеристики голосового тракта. Период возбуждения (полученный из анализа кепстра) используется для формирования либо квазипериодической, либо случайной последовательности импульсов  $\hat{s}(n)$ , заменяющей истинный сигнал возбуждения  $s(n)$ . Для получения синтезированной речи образуют свертку последовательностей  $\hat{s}(n)$  и  $\hat{u}(n)$ . Сравнение на фиг. 12.35 спектрограмм (по Опенгейму) исходного высказывания и синтезированного, полученного при гомоморфной обработке, показывает весьма близкое их сходство.

### 12.15. Формантный синтез

В исследованиях речи одной из наиболее важных задач является синтез речевого сигнала на основе некоторых параметров сигнала возбуждения. Синтез речи применяется в нескольких видах систем речевого общения ЭВМ с человеком, и знакомство с ними существенно проясняет основные механизмы образования и восприятия речи. Одним из основных наборов упомянутых выше параметров является набор значений частот основных формант, заданных в функции времени. Ниже будет показано, каким образом такое представление речи обеспечивает значительную гибкость и эффективность в разнообразных применениях искусственной речи. В настоящем разделе рассмотрены некоторые задачи обработки сигналов, связанные с синтезом речи по данным о ее формантах. Предполагается, что для получения этих данных из реализаций естественной речи используется система анализа, подобная, например, рассмотренной в разд. 12.14.

Блок-схема универсального формантного синтезатора (фиг. 12.36), аналогичного применяемому в нескольких системах речевого общения ЭВМ с человеком, содержит два источника возбуждения: генератор импульсов с внешней синхронизацией (источник звонких звуков), вырабатывающий единичные импульсы с частотой основного тона (т. е. через каждые  $P$  отсчетов), и генератор псевдослучайных чисел с равномерным распределением (источник глухих звуков), играющий роль генератора белого шума.

В синтезаторе имеются две основные ветви обработки сигналов. Верхняя состоит из амплитудного модулятора ( $A_T$ ) и цифрового фильтра с переменными параметрами, образованного цепочкой из  $L$  перестраиваемых резонаторов (полюсов). Передаточная

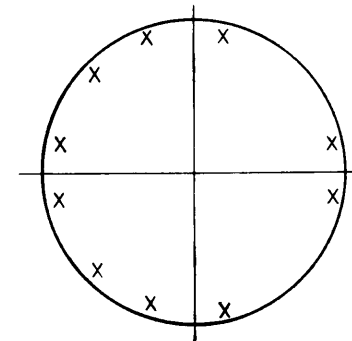


Фиг. 12.36. Упрощенная блок-схема формантного синтезатора.

функция этого фильтра (в стационарном режиме) равна

$$H_T(z) = \prod_{k=1}^L \left[ \frac{1 - \exp(-\alpha_k T) 2 \cos(b_k T) + \exp(-2\alpha_k T)}{1 - \exp(-\alpha_k T) 2 \cos(b_k T) z^{-1} + \exp(-2\alpha_k T) z^{-2}} \right], \quad (12.39)$$

где  $\alpha_k$  и  $b_k$  — ширина полосы и центральная частота  $k$ -го резонатора в радианах, а  $T$  — период дискретизации. Типичная схема расположения полюсов в  $z$ -плоскости для гласной ( $L = 5$ ) изображена на фиг. 12.37. Хотя управлять можно и шириной полосы, и центральными частотами всех полюсов, обычно подстраивают только три нижние центральные частоты. Поэтому блок перестраиваемых резонаторов (фиг. 12.36) имеет три управляющих входа ( $F_1, F_2, F_3$ ). Эта управляемая резонансная система позволяет



Фиг. 12.37. Расположение полюсов для типичной гласной.