

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ (ВРК)

При построении систем передачи (СП) с ВРК решаются такие же задачи, как и при построении СП с ЧРК, а именно:

- формирование ортогональных канальных сигналов и их объединение в мультиплексоре на передающей стороне;
- передача группового сигнала по линейному тракту в присутствии линейных и нелинейных искажений, тепловых и других помех,
- разделение сигналов в демultipлексоре и восстановление исходных информационных сигналов на приемной стороне.

Первое представление о системах с временным разделением каналов можно получить из рис. 1. Как следует из рисунка, каждой паре источник/получатель для передачи сигнала периодически выделяется определенный интервал времени. Таким образом, основной принцип построения систем передачи с ВРК заключается в том, что формируемые канальные сигналы не пересекаются (разнесены) во времени, а следовательно ортогональны во временной области. Данное свойство канальных сигналов позволяет объединить их в групповой сигнал на передающей стороне, и, при этом, будет обеспечена возможность разделения группового сигнала на канальные на стороне приема. Здесь следует напомнить, что ортогональность является достаточным условием для реализации метода линейного разделения.

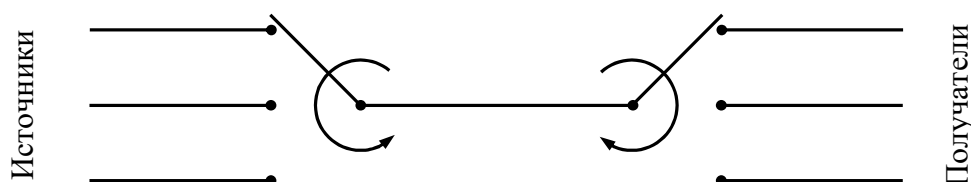


Рис. 1. К понятию о временном разделении

Рассматривая схему на рис. 1, нетрудно видеть, что процесс формирования канального сигнала представляет собой дискретизацию сигнала во времени, а значит, в качестве теоретической основы построения систем с ВРК следует использовать теорему Котельникова, согласно которой любой непрерывный сигнал $a(t)$ с ограниченным спектром (f_s – верхняя частота в спектре сигнала) полностью определяется отсчетами мгновенных значений $a(i\Delta t)$, взятыми через интервалы $\Delta t \leq 1/2f_s$, $f_0 = 1/\Delta t$.

Формирование дискретного сигнала осуществляется с помощью ключа, управляемого последовательностью прямоугольных импульсов, следующих с частотой дискретизации. Данный процесс дискретизации можно рассматривать как амплитудную модуляцию последовательности прямоугольных импульсов информационным (дискретизируемым) сигналом. По-

сколько здесь используется импульсная несущая, то такую модуляцию называют амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ).

Для реализации принципа временного разделения каналов используют ортогональные импульсные несущие, т.е. не пересекающиеся во временной области последовательности импульсов. На рис. 2 показаны процессы формирования двух ортогональных канальных сигналов и группового сигнала путем их объединения.

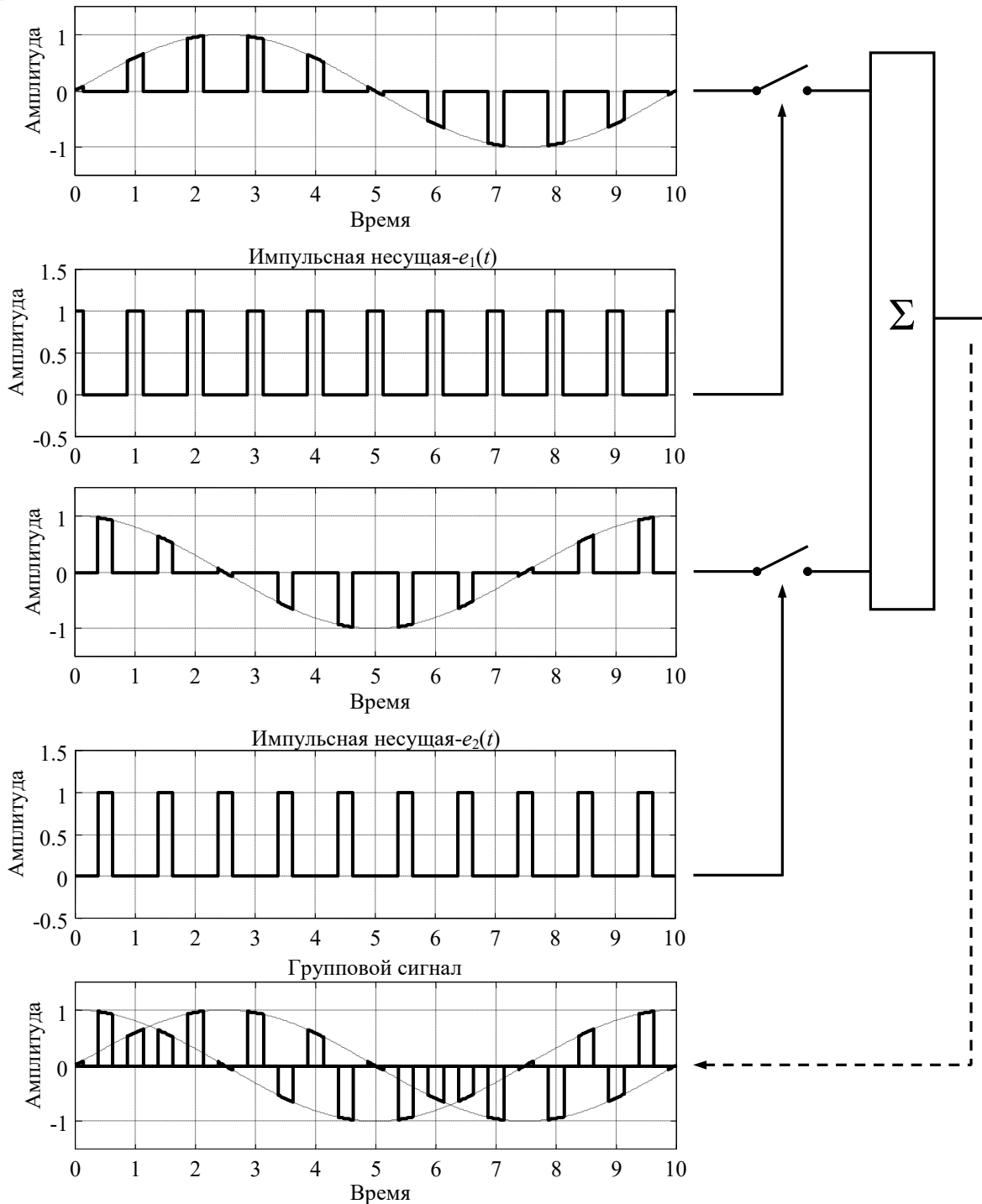


Рис. 2. Формирование группового сигнала в системе с ВРК АИМ (число каналов $N=2$)

Разделение на приемной стороне группового сигнала на каналные также осуществляется с помощью электронных ключей, называемых временными селекторами (ВС) и управляемых точно такими же последовательностями импульсов, что и на передающей стороне. При этом для правильного разделения сигналов на приемной стороне необходимо обеспечить синхронный и синфазный режим работы генераторного оборудования передачи (ГО_{пер}) и приема (ГО_{пр}). С этой целью в состав системы передачи с ВРК входит система синхронизации, включающая в себя передатчик (Пер. СС) и приемник (Пр. СС) сигнала синхронизации.

Для восстановления исходных непрерывных сигналов (из дискретных канальных сигналов) используются фильтры нижних частот (ФНЧ), выполняющие, в данном случае, функции демодуляторов.

Структурная схема трехканальной системы передачи с ВРК, принцип работы которой был рассмотрен выше, показана на рис. 3.

Анализируя схему, нетрудно заметить, что на передающей стороне перед амплитудно-импульсными модуляторами установлены ФНЧ, наличие которых ранее не обсуждалось. Данные фильтры ограничивают спектры исходных информационных сигналов, обеспечивая, тем самым, выполнение условий теоремы Котельникова, поскольку теорема сформулирована, именно, для сигналов с ограниченным спектром. Как будет показано ниже, ограничение спектра позволяет правильно выбрать частоту дискретизации и устранить возможность появления помех дискретизации.

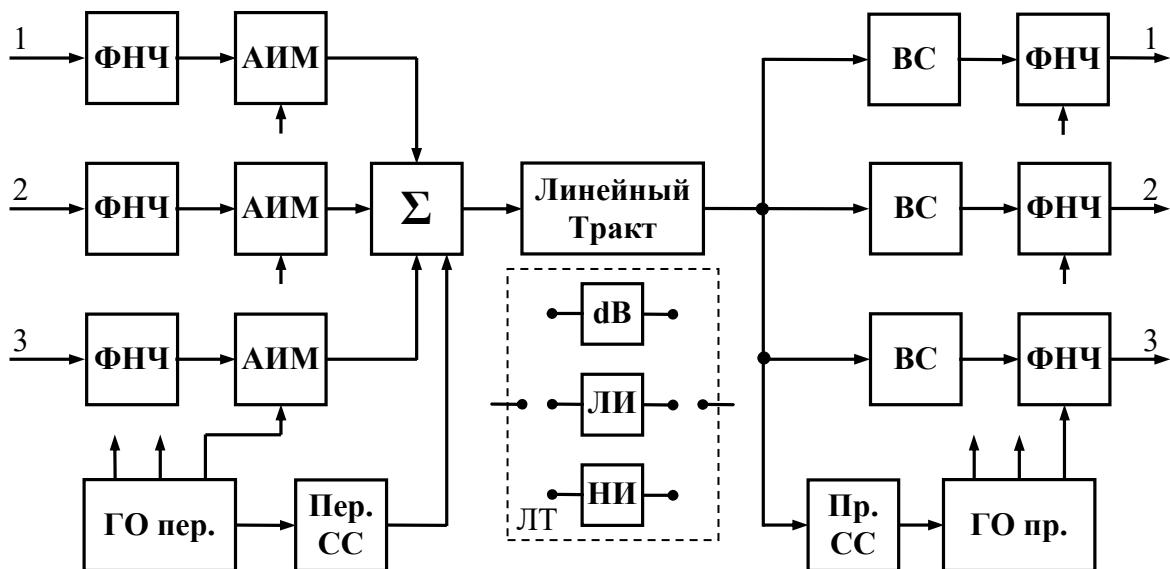


Рис. 3. Структурная схема трехканальной системы передачи с ВРК

Прежде, чем рассматривать аналитическое описание процессов формирования канальных и группового сигналов, а также алгоритма разделения, следует напомнить, что сигналы амплитудно-импульсной модуляции подразделяются на два вида:

- амплитудно-импульсная модуляция первого рода (АИМ-I);
- амплитудно-импульсная модуляция второго рода (АИМ-II).

При АИМ-I мгновенное значение амплитуды импульсов зависит от мгновенного значения модулирующего колебания, а при АИМ-II амплитуда импульсов определяется только значением модулирующего колебания в точках дискретизации, при этом, моменты дискретизации могут совпадать с началом импульса, его серединой или концом.

Исходя из сказанного выше, сигнал АИМ-I можно представить в виде

$$s(t)_{\text{АИМ-I}} = a(t)e(t) = a(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_0(t - i\Delta t),$$

где $a(t)$ – модулирующий (дискретизируемый) сигнал;

$e(t)$ – импульсная несущая;

$e_0(t)$ – единичный элемент несущей.

Если единичный элемент $e_0(t)$ имеет вид прямоугольного импульса длительностью τ и амплитудой U , спектр сигнала АИМ-I определяется следующим выражением

$$S_{\text{АИМ-I}}(j\omega) = \frac{U\tau}{\Delta t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_{\text{д}} \tau/2}{n\omega_{\text{д}} \tau/2} A[j(n\omega_{\text{д}} \pm \omega)],$$

где $A(j\omega)$ – спектр дискретизируемого сигнала.

Как следует из данного выражения, спектр сигнала АИМ-I содержит спектр исходного дискретизируемого сигнала (слагаемое при $n = 0$) и боковые полосы частот около всех гармоник частоты дискретизации. Именно этот участок спектра и выделяется фильтром нижних частот при восстановлении сигнала.

Схема амплитудно-импульсного модулятора, а также временные диаграммы формирования сигнала АИМ-I и его спектр показаны на рис. 4.

Сигнал АИМ-II, как было сказано выше, определяется только значением модулирующего колебания в точках дискретизации. В соответствии с этим, сигнал АИМ-II определяется выражением

$$s(t)_{\text{АИМ-II}} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i\Delta t)e_0(t - i\Delta t),$$

где $a(i\Delta t)$ – модулирующий сигнал в точках дискретизации;

$e_0(t)$ – единичный элемент несущей.

Данное соотношение можно рассматривать как свертку единичного элемента $e_0(t)$ с последовательностью отсчетов $\sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i\Delta t)$. В свою очередь, последовательность отсчетов сигнала $a(t)$ в точках дискретизации представляет собой произведение сигнала $a(t)$ и последовательности δ -функций и называется идеально дискретизированным сигналом

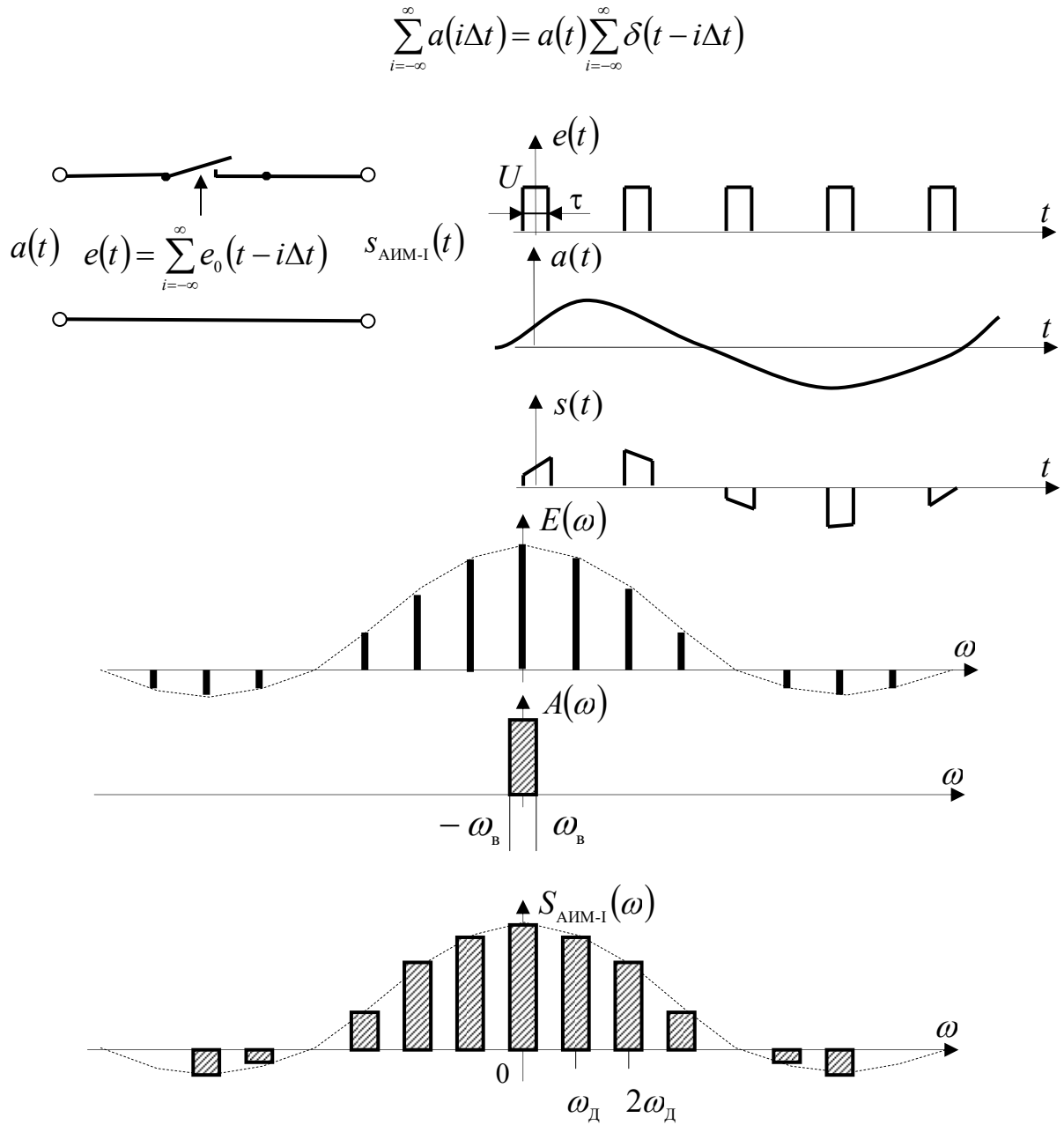


Рис. 4. Принципиальная схема и диаграммы формирования сигнала при АИМ-I

При использовании в качестве единичного элемента импульса прямоугольной формы, сигнал АИМ-II формируется с помощью схемы, показанной на рис. 5. В момент появления импульсов последовательности $e'(t)$ замыкается ключ Кл.1, и накопительный конденсатор C заряжается до значения, равного $a(i\Delta t)$. Затем ключ Кл.1 размыкается, и это значение напряжения на конденсаторе C остается до прихода импульсов второй последовательности $e''(t)$, с помощью которой замыкается ключ Кл.2, и через него разряжается конденсатор C . Временные диаграммы процесса формирования сигнала АИМ-II также представлены на рис. 5. В данном случае, им-

пульсы последовательностей $e'(t)$ и $e''(t)$ соответствуют фронтам импульсов $e_0(t - i\Delta t)$. Формирование отсчетов с плоскими вершинами позволяет в дальнейшем осуществить кодирование отсчетов с использованием ИКМ.

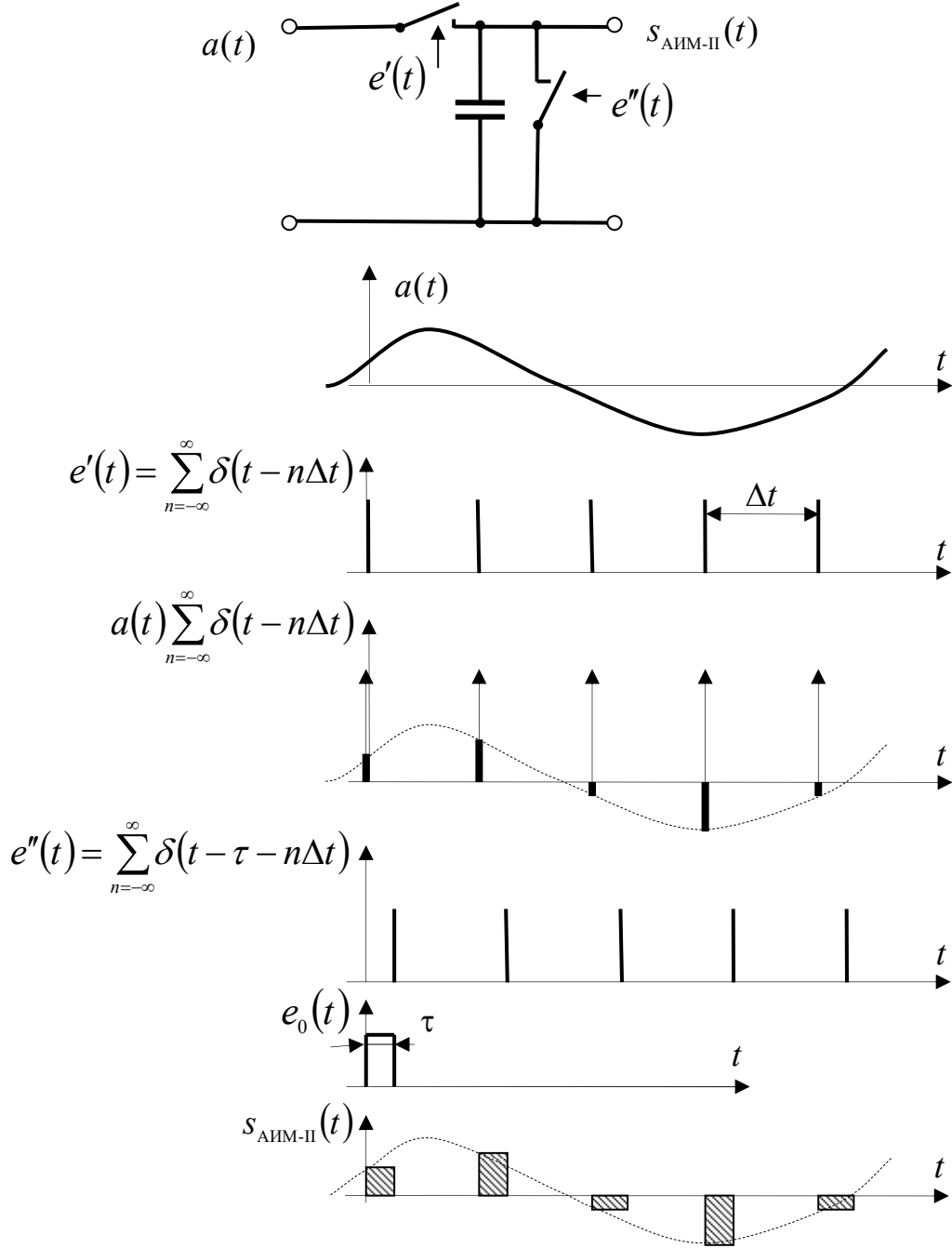


Рис. 5. Схема и временные диаграммы формирования сигнала АИМ-II

Спектр сигнала АИМ-II содержит те же самые спектральные составляющие, что и спектр АИМ-I, и определяется выражением

$$S_{\text{АИМ-II}}(j\omega) = \frac{U\tau}{\Delta t} \frac{\sin \omega \tau / 2}{\omega \tau / 2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A[j(n\omega_{\text{д}} \pm \omega)],$$

откуда следует, что при АИМ-II, в отличие от АИМ-I, по закону $\frac{\sin \omega \tau / 2}{\omega \tau / 2}$ изменяются амплитуды не только боковых, но и исходного сигнала рис. 6. Данное обстоятельство приводит к возникновению искажений при восстановлении непрерывного сигнала из дискретного.

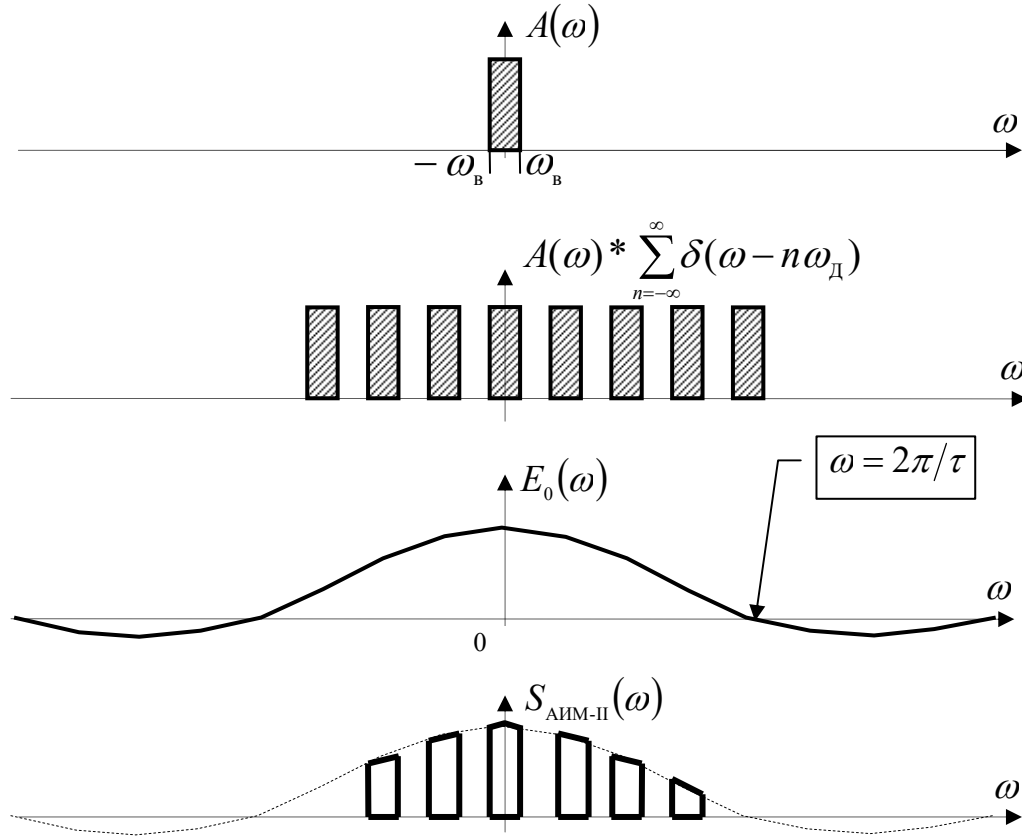


Рис. 6. Формирование спектра сигнала АИМ-II ($\Delta t/\tau=4$)

Полученные для АИМ-I и АИМ-II соотношения позволяют представить групповой N- канальный сигнал в виде

$$s_{\text{гр. АИМ-I}}(t) = \sum_{n=1}^N s_{n \text{ АИМ-I}}(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_0[t - i\Delta t - (n-1)\Delta t/N],$$

$$s_{\text{гр. АИМ-II}}(t) = \sum_{n=1}^N s_{n \text{ АИМ-II}}(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_n(i\Delta t) e_0[t - i\Delta t - (n-1)\Delta t/N],$$

где n– номер канала.

Тогда алгоритм разделения группового АИМ сигнала будет определяться соотношением

$$a_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{гр. АИМ}}(\tau) e_k(\tau) g(t - \tau) d\tau = \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} a_n(\tau) e_n(\tau) e_k(\tau) g(t - \tau) d\tau, \quad k = 1, \dots, N,$$

где $g(t)$ – весовая функция (в данном случае, импульсная характеристика ФНЧ).

Здесь все интегралы (кроме случая $n = k$) равны нулю, т.к. несущие $e_n(t)$ и $e_k(t)$ ортогональны на бесконечном интервале времени. Единственный ненулевой интеграл определяет отклик ФНЧ на входной сигнал $s_{k \text{ АИМ}}(t)$, который равен $a_k(t)$.

Как уже отмечалось ранее, спектр сигнала АИМ содержит спектр исходного сигнала в полосе от нижней частоты (f_H) до верхней (f_B) и боковые полосы около всех гармоник частоты дискретизации. При этом частота дискретизации f_d должна быть выбрана так, чтобы боковые полосы частот не пересекались со спектром исходного сигнала. Выполнение этого условия позволит обеспечить отсутствие помех дискретизации при восстановлении исходного непрерывного сигнала с помощью фильтра. Если учитывать только верхнюю частоту f_B в спектре сигнала, то правило выбора f_d задается неравенством $f_d \geq 2f_B$, которое следует из теоремы Котельникова. В данном случае спектр дискретного сигнала будет иметь вид как на рис. 7. Следует обратить внимание на то, что все боковые полосы частот расположены справа от спектра исходного сигнала, а поэтому восстановление может быть выполнено с помощью ФНЧ. Кроме того, как видно из рисунка, условие отсутствия помех дискретизации, которое задается неравенством $f_d - f_B \geq f_B$, совпадает с правилом выбора f_d по Котельникову ($f_d \geq 2f_B$).

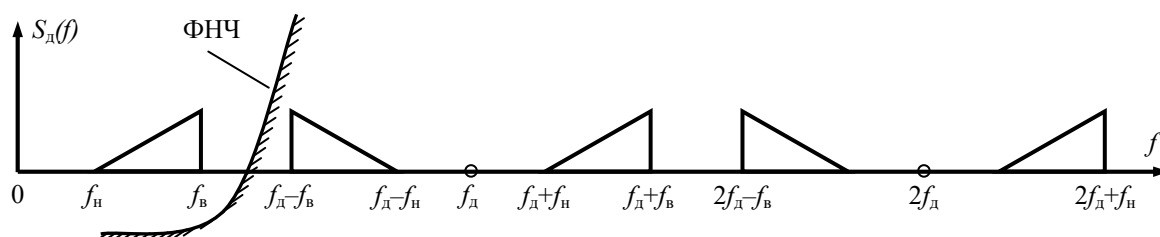


Рис. 7. Спектр дискретного сигнала

В случае, когда спектр исходного сигнала таков, что $f_H / (f_B - f_H) \geq 1$, частота дискретизации может быть выбрана меньше, чем по Котельникову. Это объясняется тем, что при выполнении условия $f_H / (f_B - f_H) \geq 1$ часть боковых, каждая из которых занимает полосу шириной $(f_B - f_H)$, может быть размещена в полосе от 0 до f_H , т.е. слева от спектра исходного сигнала, а остальные боковые — справа (рис. 8). Данное обстоятельство как раз и позволяет уменьшить значение f_d . При этом, восстановление исходного непрерывного сигнала осуществляется с помощью полосового фильтра (ПФ), а условие отсутствия помех дискретизации, естественно, остается прежним, т.е. боковые полосы частот не должны пересекаться со спектром исходного сигнала.

Формализуем условие выбора частоты дискретизации. Итак, пусть ближайшая боковая полоса частот слева от спектра исходного сигнала получена как нижняя боковая около n -й гармоники частоты дискретизации

(рис. 8), тогда ближайшая боковая справа будет нижней боковой около $(n+1)$ -й гармоники f_d (верхние боковые на рис. 8 отсутствуют, поскольку все они располагаются выше частоты f_B и на выбор частоты дискретизации не влияют).

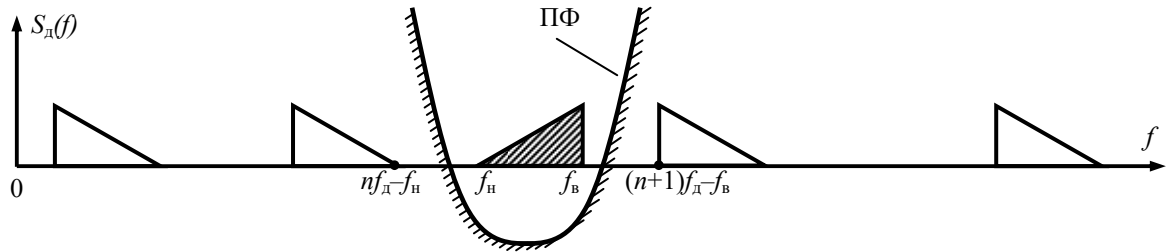


Рис. 8. Спектр дискретного сигнала

В этом случае условие выбора частоты дискретизации примет вид

$$\frac{2f_B}{n+1} \leq f_d \leq \frac{2f_H}{n},$$

$$n \leq \frac{f_H}{f_B - f_H}, \quad n \geq 0, n \in \mathbb{Z}.$$

Условия $n \geq 0, n \in \mathbb{Z}$ обусловлены тем, что n – номер гармоники, а следовательно, n – неотрицательное, целое число.

Нетрудно видеть, что значение частоты дискретизации, получаемое из приведенного выше неравенства, в $(n+1)$ раз меньше, чем по Котельникову, а условие $f_d \geq 2f_B$ является частным случаем при $n = 0$.

Используя условие выбора частоты дискретизации, можно определить теоретический минимум частоты дискретизации как $f_{d\min} = 2(f_B - f_H) = 2\Delta f$. Таким образом, значение частоты дискретизации не может быть меньше удвоенной полосы частот, занимаемой сигналом.

Следует заметить, что неравенства были получены без учета полосы расфилтровки между спектром исходного сигнала и ближайшими к нему боковыми полосами частот. Если потребовать, чтобы полоса расфилтровки была бы не меньше некоторой величины Δf_Φ (рис. 9), то условие выбора частоты дискретизации принимает вид

$$\frac{2f_B + \Delta f_\Phi}{n+1} \leq f_d \leq \frac{|2f_H - \Delta f_\Phi|}{n},$$

$$n \leq \frac{|2f_H - \Delta f_\Phi|}{2(f_B - f_H + \Delta f_\Phi)}, \quad n \geq 0, n \in \mathbb{Z}.$$

Передача группового сигнала по линейному тракту сопровождается тепловыми и другими помехами, а также линейными и нелинейными искажениями. Из-за линейных искажений в групповом тракте, которые можно описать аналитически частотной зависимостью модуля коэффициента пе-

редачи и отклонением фазового коэффициента от прямой линии, нарушается ортогональность канальных сигналов во времени, что приводит к взаимным влияниям между каналами.

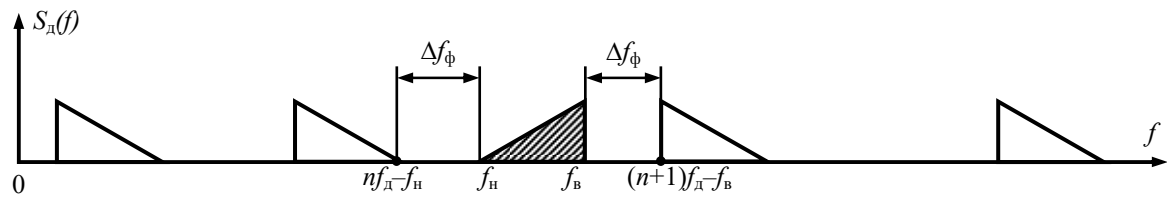


Рис. 9. Спектр дискретного сигнала

Нелинейные искажения не являются причиной нарушения ортогональности во времени канальных сигналов и в СП с ВРК не приводят к взаимному влиянию между каналами.