

Глава 8

ШУМЫ И ПОМЕХИ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

8.1. Оценка линейности группового устройства тракта передачи

Как было показано в главе 7, усилители линейного тракта являются самыми массовыми групповыми устройствами тракта или канала передачи, и они являются основным источником нелинейных шумов и помех. Поэтому рассмотрим отдельный усилитель линейного тракта как четырехполюсник с малой нелинейностью, работающий на активную нагрузку. При этом будем считать, что нелинейность создается только активными элементами, так как нелинейность за счет трансформаторов и катушек индуктивности всегда может быть достигнута пренебрежимо малой путем выбора габаритов сердечников и зазоров.

Амплитудная характеристика этого четырехполюсника $u_{\text{вых}} = \varphi(u_{\text{вх}})$ является непрерывной функцией, и ее можно представить в виде степенного ряда

$$u_{\text{вых}} = a_1 u_{\text{вх}} + a_2 u_{\text{вх}}^2 + a_3 u_{\text{вх}}^3 + \dots \quad (8.1)$$

где a_i – постоянные вещественные коэффициенты,

$u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ – мгновенные значения напряжений на входе и выходе четырехполюсника. При $a_2 = a_3 = \dots = 0$ $u_{\text{вых}} = a_1 u_{\text{вх}}$ – линейная зависимость.

Рабочая область амплитудной характеристики (рис. 8.1, а) практически линейна, но не идеально, то есть усилитель обладает весьма малой нелинейностью, что позволяет ограничить ряд (8.1) тремя членами, так как

$$a_2 u_{\text{вх}}^2 \ll a_1 u_{\text{вх}}, \quad a_3 u_{\text{вх}}^3 \ll a_2 u_{\text{вх}}^2 \quad (8.2)$$

Подведем на вход усилителя синусоидальное напряжение

$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \omega t$, где $U_{\text{вх}}$ – амплитуда входного сигнала. На выходе получим напряжение $u_{\text{вых}} = a_1 U_{\text{вх}} \cos \omega t + a_2 U_{\text{вх}}^2 \cos^2 \omega t + a_3 U_{\text{вх}}^3 \cos^3 \omega t$. Применяя для преобразования тригонометрические формулы вида $\cos^2 \alpha = 1/2(1 + \cos 2\alpha)$ и $\cos^3 \alpha = 1/4(\cos 3\alpha + 3\cos \alpha)$, получим

$$u_{\text{вых}} = 1/2 a_2 U_{\text{вх}}^2 + (a_1 U_{\text{вх}} + 3/4 a_3 U_{\text{вх}}^3) \cos \omega t + \\ + 1/2 a_2 U_{\text{вх}}^2 \cos 2\omega t + 1/4 a_3 U_{\text{вх}}^3 \cos 3\omega t$$

С учетом неравенств (8.2)

$$u_{\text{вых}} = 1/2 a_2 U_{\text{вх}}^2 + a_1 U_{\text{вх}} \cos \omega t + \\ + 1/2 a_2 U_{\text{вх}}^2 \cos 2\omega t + 1/4 a_3 U_{\text{вх}}^3 \cos 3\omega t$$

$$\text{или } u_{\text{ввых}} = U_0 + U_{1r} \cos \omega t + U_{2r} \cos 2\omega t + U_{3r} \cos 3\omega t \quad (8.3)$$

Постоянная составляющая U_0 подавляется в тракте трансформаторами. Амплитуда первой гармоники (амплитуда

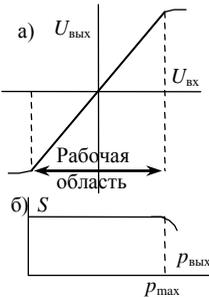


Рис. 8.1

сигнала) будет равна $U_{1r} = a_1 U_{\text{вх}}$. Отсюда $U_{\text{вх}} = U_{1r} / a_1$, и амплитуды других гармоник определим через амплитуду полезного сигнала на выходе

$$U_{2r} = 1/2 a_2 U_{\text{вх}}^2 = a_2 U_{1r}^2 / 2a_1^2 \quad (8.4)$$

$$U_{3r} = 1/4 a_3 U_{\text{вх}}^3 = a_3 U_{1r}^3 / 4a_1^3$$

Отношение амплитуд гармоник к амплитуде сигнала (первой гармоники) называют *коэффициентами гармоник*, которые являются мерой оценки линейности четырехполосника. Поделив равенства (8.4) на U_{1r} , получим

$$k_{2r} = \frac{U_{2r}}{U_{1r}} = \frac{a_2 U_{1r}}{2a_1^2} - \text{коэффициент второй гармоники}$$

$$k_{3r} = \frac{U_{3r}}{U_{1r}} = \frac{a_3 U_{1r}^2}{4a_1^3} - \text{коэффициент третьей гармоники} \quad (8.5)$$

$$k_{nr} = \frac{U_{nr}}{U_{1r}} = \frac{a_n U_{1r}^{n-1}}{2^{n-1} a_1^n} - \text{коэффициент } n\text{-ой гармоники.}$$

Чем меньше коэффициенты гармоник, тем выше линейность усилителя.

На практике пользуются также логарифмическими мерами оценки, называемыми *затуханием гармоник*, которые определяются по формулам.

$$a_{2r} = 20 \lg \frac{1}{k_{2r}} = 20 \lg \frac{U_{1r}}{0,775} - 20 \lg \frac{U_{2r}}{0,775} = p_{1r} - p_{2r} = p_{\text{вых}} - p_{2r} - \text{затухание второй гармоники,}$$

$$a_{3r} = p_{\text{вых}} - p_{3r} - \text{затухание третьей гармоники,} \quad (8.6)$$

$$a_{nr} = p_{\text{вых}} - p_{nr} - \text{затухание } n\text{-ой гармоники.}$$

Формулы (8.6) определяют физический смысл термина «затухание гармоники» или «затухание нелинейности по n -ой гармонике» – он численно показывает, на сколько уровень n -ой гармоники ниже уровня первой гармоники или уровня сигнала на выходе четырехполосника. Чем больше затухание гармоник, тем выше линейность.

Для проведения расчетов и особенно измерений важно знать зависимость затуханий нелинейности по 2-ой и 3-ей гармоникам от уровня сигнала на выходе четырехполосника.

Определим значения a_{2r} и a_{3r} , подставив в (8.6) значения k_{2r} и k_{3r} (8.5).

$$a_{2r} = 20 \lg \frac{1}{k_{2r}} = 20 \lg \frac{2a_1^2 \cdot \sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}}{a_2 U_{1r} \cdot \sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}} = 20 \lg \frac{\sqrt{2} a_1^2}{a_2 \cdot \sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}} \cdot \frac{\sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}}{U_{1r} / \sqrt{2}} =$$

$$= 20 \lg \frac{\sqrt{2} a_1^2}{a_2 \sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}} - 10 \lg \left(\frac{U_{1r} / \sqrt{2}}{R \cdot 1 \text{ мВт}} \right)^2 = 20 \lg \frac{\sqrt{2} a_1^2}{a_2 \sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}} - 10 \lg \frac{P_{1r}}{1 \text{ мВт}}$$

В этой формуле R – сопротивление нагрузки четырехполюсника, второй член – абсолютный уровень мощности сигнала на выходе, то есть $p_{\text{вых}} = 10 \lg \frac{P_{1r}}{1 \text{ мВт}}$. Если этот уровень равен нулю, то первый член определяет собой затухание второй гармоники при нулевом уровне сигнала на выходе

$$a_{2r0} = 20 \lg \frac{\sqrt{2} a_1^2}{a_2 \sqrt{R \cdot 1 \text{ мВт}}} \quad (8.7)$$

Тогда

$$a_{2r} = a_{2r0} - p_{\text{вых}} \quad (8.8)$$

Аналогично определяем a_{3r}

$$a_{3r} = 20 \lg \frac{1}{k_{3r}} = 20 \lg \frac{4 a_1^3 R \cdot 1 \text{ мВт}}{a_3 U_{1r}^2 R \cdot 1 \text{ мВт}} = 20 \lg \frac{2 a_1^3}{a_3 R \cdot 1 \text{ мВт}} - 20 \lg \frac{U_{1r}^2 / 2}{R \cdot 1 \text{ мВт}}$$

Здесь

$$a_{3r0} = 20 \lg \frac{2 a_1^3}{a_3 R \cdot 1 \text{ мВт}} \quad (8.9)$$

и

$$a_{3r} = a_{3r0} - 2 p_{\text{вых}} \quad (8.10)$$

Если выходной уровень получает приращение $\Delta p_{\text{вых}}$, то изменяется затухание гармоник $a'_{2r} = a_{2r0} - (p_{\text{вых}} + \Delta p_{\text{вых}})$; $a'_{3r} = a_{3r0} - 2(p_{\text{вых}} + \Delta p_{\text{вых}})$

Приращения затуханий гармоник

$$\Delta a_{2r} = a'_{2r} - a_{2r} = -\Delta p_{\text{вых}}; \quad \Delta a_{3r} = a'_{3r} - a_{3r} = -2 \Delta p_{\text{вых}} \quad (8.11)$$

Соотношения (8.11) весьма полезны для практики. Так, если при низком уровне сигнала на выходе усилителя для измерения уровня гармоники чувствительность прибора оказалась недостаточной, то можно увеличить уровень на $\Delta p_{\text{вых}}$ и измерить гармонику при более высоком уровне и затем произвести пересчет по формулам (8.11).

Пусть, например, измерены затухания нелинейности при уровне $p_{\text{вых}} = 10 \text{ дБ}$: $a_{2r} = 80 \text{ дБ}$, $a_{3r} = 100 \text{ дБ}$. Необходимо оценить линейность при номинальном

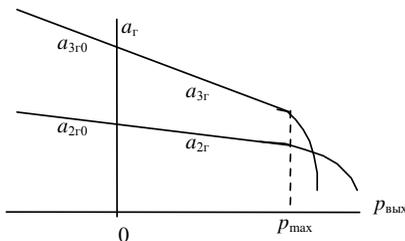


Рис. 8.2

уровне $p'_{\text{вых}} = -10 \text{ дБ}$, то есть

$\Delta p_{\text{вых}} = -20 \text{ дБ}$ и затухания гармоник при таком снижении уровня увеличатся

$$a'_{2r} = 80 + 20 = 100 \text{ дБ};$$

$$a'_{3r} = 100 + 40 = 140 \text{ дБ}.$$

Однако следует иметь в виду, что соотношения (8.11) справедливы только при малых нелинейностях, когда в ряде (8.1) можно пренебречь членами выше

третьего. Практически они применимы при коэффициентах гармоник менее 5 %, что имеет место до точки перегиба амплитудной характеристики $S = \varphi(p_{\text{вых}})$, которая определяет максимальный уровень неискаженной мощности выходного сигнала $p_{\text{пнк}}$ (рис. 8.1, б). Если уровень сигнала превышает $p_{\text{пнк}}$, то затухания гармоник резко уменьшаются (рис. 8.2) и выведенные соотношения (8.11) недействительны.

8.2. Комбинационные продукты нелинейности и их оценка

Рассмотрим случай, когда на вход 4-полосника с малой нелинейностью подан сигнал в виде суммы синусоидальных (косинусоидальных) составляющих

$$u_{\text{вх}} = \sum_{k=1}^n U_{\text{вх}k} \cos \omega_k t$$

Так как в разложении (8.1) допустимо ограничение тремя членами, то механизм образования нелинейных продуктов всех видов можно показать, рассматривая только три члена последней суммы, то есть

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}1} \cos \omega_1 t + U_{\text{вх}2} \cos \omega_2 t + U_{\text{вх}3} \cos \omega_3 t$$

Подставив это значение $u_{\text{вх}}$ в (8.1) и произведя тригонометрические преобразования, определим спектральный состав и амплитуды продуктов нелинейности. Помимо составляющих сигнала на выходе 4-полосника будут их вторые и третьи гармоники 2ω и 3ω , а также комбинационные продукты вида $\omega_1 \pm \omega_2$, $2\omega_1 \pm \omega_2$ и $\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$.

Различные комбинационные продукты отличаются *порядком нелинейного продукта* – это сумма абсолютных значений коэффициентов перед частотами в аргументе функции. В соответствии с определением продукты нелинейности вида 2ω , $\omega_1 \pm \omega_2$ будут иметь второй порядок, а продукты вида 3ω , $2\omega_1 \pm \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3$ – третий порядок.

Амплитуды отдельных продуктов, выраженные через амплитуды составляющих сигнала на выходе 4-полосника, представлены в третьей графе таблицы 8.1.

Если положить, что каждое колебание на выходе имеет одинаковую амплитуду, то можно видеть, что амплитуда продуктов второго порядка вида $\omega_1 \pm \omega_2$ в два раза больше амплитуды второй гармоники, а амплитуды продуктов третьего порядка вида $2\omega_1 \pm \omega_2$ и $\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3$ соответственно в три и шесть раз больше амплитуды третьей гармоники.

Из таблицы также видно, что амплитуды всех нелинейных продуктов зависят от коэффициентов a_i ряда (8.1). Заметим, что и затухания гармоник a_{2r0} и a_{3r0} также определяются через коэффициенты a_i (см. формулы (8.7) и (8.9)).

Таблица 8.1

Порядок продукта	Частота Продукта	Амплитуда продукта на выходе	Мощность продукта на выходе	Количество продуктов
1	2	3	4	5
1-й	f_1	U_1	P_1	n
2-й	$2f_1$	$a_2 U_1^2 / 2a_1^2$	$P_1^2 \cdot 10^{-0,1a_{2r0}}$	n
2-й	$f_1 \pm f_2$	$a_2 U_1 U_2 / a_1^2$	$4P_1 P_2 \cdot 10^{-0,1a_{2r0}}$	$n(n-1)$
3-й	$3f_1$	$a_3 U_1^3 / 4a_1^3$	$P_1^3 \cdot 10^{-0,1a_{3r0}}$	n
3-й	$2f_1 \pm f_2$	$3a_3 U_1^2 U_2 / 4a_1^3$	$9P_1^2 P_2 \cdot 10^{-0,1a_{3r0}}$	$2n(n-1)$
3-й	$f_1 \pm f_2 \pm f_3$	$6a_3 U_1 U_2 U_3 / 4a_1^3$	$36P_1 P_2 P_3 \cdot 10^{-0,1a_{3r0}}$	$n(n-1)(n-2)/3$

Поскольку эти коэффициенты нельзя практически измерить, а затухания гармоник a_{2r0} и a_{3r0} легко поддаются измерениям, то попытаемся выразить мощности гармоник и комбинационных продуктов через a_{2r0} или a_{3r0} .

Из (8.7) следует $\frac{a_2}{a_1^2} = \frac{\sqrt{2}}{R} 10^{-0,05a_{2r0}}$. Тогда амплитуда продукта второго по-

рядка вида $\omega_1 \pm \omega_2$ будет равна $U_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{R}} \cdot 10^{-0,05a_{2r0}} U_1 U_2$

а действующая мощность этого продукта

$$P_2 = \frac{U_2^2}{2R} = \frac{2U_1^2 U_2^2 \cdot 2}{2R^2 \cdot 2} \cdot 10^{-0,1a_{2r0}} = 4 \cdot \frac{U_1^2}{2R} \cdot \frac{U_2^2}{2R} 10^{-0,1a_{2r0}} = 4P_1 P_2 \cdot 10^{-0,1a_{2r0}},$$

где P_1 и P_2 – действующие мощности составляющих сигнала на выходе 4-полосника. Таким же образом, используя (8.9), получены выражения для мощностей других комбинационных продуктов, приведенные в 4-й графе таблицы 8.1.

В пятой графе таблицы показано количество продуктов каждого вида для случая, когда сигнал на входе четырехполосника содержит n синусоидальных составляющих. Эти данные говорят о том, что число комбинационных продуктов значительно превосходит число гармоник.

Если сигнал имеет сплошной спектр, ограниченный нижней и верхней частотой, то, как видно на рис. 8.3, где в качестве основного сигнала приведен спектр первичной группы в диапазоне частот 60...108 кГц, комбинационные частоты занимают значительно более широкие полосы, чем полосы частот, занимаемые гармониками соответствующего порядка (f_i – любые частоты в полосе 60...108 кГц).

Таким образом, выше изложенное в этом параграфе позволяет сделать вывод, что с энергетической точки зрения и с точки зрения количества нелинейных продуктов комбинационные продукты являются более опасными, чем гар-



Рис. 8.3

8.3. Суммирование нелинейных продуктов в линейном тракте

Линейный тракт включает большое число усилителей, соединенных участками линий. В каждом усилителе возникают небольшие по амплитуде нелинейные продукты. Однако в результате накопления этих продуктов в конце тракта может оказаться заметная по величине помеха нелинейного происхождения.

Для оценки законов суммирования нелинейных продуктов рассмотрим тракт, состоящий из двух одинаковых усилителей, соединенных участком проводной линии, затухание которого полностью компенсируется усилением усилителя S , то есть $S = a$ (рис. 8.4).

Введем допущение, что фазовая характеристика участка линии идеальна, то есть линейна $b = b_0 + \beta\omega$, где b_0 – значение фазового сдвига при $\omega = 0$ (начальная фаза), β – угловой коэффициент, определяющий наклон фазовой характеристики. Пусть к входу первого усилителя ЛУС 1 подведено напряжение сигнала $u_{вх} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + U_3 \cos \omega_3 t$, состоящего из трех составляющих.

На выходе ЛУС 1 будут все составляющие сигнала с частотами ω_1, ω_2 и ω_3 , а также нелинейные продукты, среди которых и продукты вида

$$\cos(\omega_1 \pm \omega_2)t, \cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t, \cos(\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3)t.$$

Пройдя участок линии и второй усилитель ЛУС 2, сигналы и нелинейные продукты получают фазовый сдвиг, обусловленный фазовой характеристикой линии. С учетом этого на выходе ЛУС 2 будут составляющие сигнала в виде $\cos(\omega_1 t + b_0 + \beta\omega_1), \cos(\omega_2 t + b_0 + \beta\omega_2), \cos(\omega_3 t + b_0 + \beta\omega_3)$, а также нелинейные продукты

$$\begin{aligned} & \cos[(\omega_1 \pm \omega_2)t + b_0 + \beta(\omega_1 \pm \omega_2)]; \\ & \cos[(2\omega_1 \pm \omega_2)t + b_0 + \beta(2\omega_1 \pm \omega_2)]; \\ & \cos[(\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3)t + b_0 + \beta(\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3)]. \end{aligned} \quad (8.12)$$

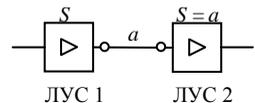


Рис. 8.4

Вследствие малой нелинейности ЛУС 2 на его выходе появятся новые продукты нелинейности с такими же частотами, среди которых будут и продукты вида:

$$\begin{aligned} & \cos[(\omega_1 \pm \omega_2)t + (b_0 \pm b_0) + \beta(\omega_1 \pm \omega_2)]; \\ & \cos[(2\omega_1 \pm \omega_2)t + (2b_0 \pm b_0) + \beta(2\omega_1 \pm \omega_2)]; \\ & \cos[(\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3)t + (b_0 + b_0 \pm b_0) + \beta(\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3)]. \end{aligned} \quad (8.13)$$

Сравнивая попарно продукты (8.13) и (8.12), видно, что продукты с частотой $(2\omega_1 - \omega_2)$ и $(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)$ имеют одинаковые фазовые сдвиги, а все остальные продукты, в том числе вида $(\omega_1 \pm \omega_2)$ не совпадают по фазе (начальные фазы отличаются на величину b_0).

Нелинейные продукты, совпадающие по фазе, получили название *продуктов первого рода* (алгебраическая сумма коэффициентов при частотах равна единице). Они суммируются по напряжению, то есть арифметически $U_{1p} = U_{yc1} + U_{yc2} + \dots$

Обычно амплитуды напряжений одинаковых продуктов нелинейности на выходе всех усилителей данной системы передачи практически равны и, а при n усилителях $U_{1p} = nU_{yc}$.

Действующая мощность продуктов первого рода

$$P_{1p} = \frac{U_{1p}^2}{2R} = \frac{n^2 U_{yc}^2}{2R} = n^2 P_{yc}, \quad (8.14)$$

где P_{yc} – действующая мощность продуктов нелинейности 1-го рода, создаваемая одним усилителем.

Нелинейные продукты, несовпадающие по фазе, называются *продуктами второго рода* (алгебраическая сумма коэффициентов при частотах отлична от единицы). Для таких продуктов амплитуда суммарного комбинационного продукта может принимать в зависимости от величины b_0 любое значение от нуля до удвоенной. На практике начальные фазы b_0 отдельных усилителей с прилегающими к ним участками линий имеют большой разброс. Поэтому продукты второго рода по амплитудам напряжения складываются по среднеквадратическому закону. Так, при двух усилителях в тракте $U_{2p} = \sqrt{U_{1yc}^2 + U_{2yc}^2} = U_{yc} \sqrt{2}$, а при n усилителях $U_{2p} = \sqrt{n} \cdot U_{yc}$. Суммарная действующая мощность

$$P_{2p} = n \frac{U_{2p}^2}{2R} = nP_{yc}, \quad (8.15)$$

то есть продукты 2-го рода суммируются по мощности.

Из правил суммирования продуктов нелинейности выходит, что продукты 1-го рода в трактах передачи наиболее опасны, так как суммарная мощность их пропорциональна квадрату числа усилителей в тракте.

8.4. Внятные переходные помехи нелинейного происхождения и их расчет

Нелинейность групповых трактов аналоговых систем передачи может привести к появлению внятных переходных помех между каналами. Образование таких помех возможно тогда, когда по тракту передаются гармонические колебания с частотами, кратными 4 кГц. Это могут быть линейные контрольные частоты, остатки несущих частот и т.п. Такие колебания и образование внятных переходных помех должны устанавливаться в конкретном групповом спектре частот.

В качестве примера рассмотрим линейный спектр 12-канальной системы передачи П-302 (рис. 8.5). В этом спектре наряду с канальными сигналами передаются контрольные частоты, в частности частота 16 кГц. Образующиеся в линейном тракте комбинационные продукты второго порядка вида f_1+f_2 , где $f_1=f_c=(12,3\dots 15,4)$ кГц – полоса 1-го канала, $f_2=f_{кч}=16$ кГц – контрольная частота. Тогда $f_1+f_2=(12,3\dots 15,4)+16=28,3\dots 31,4$ кГц – внятная помеха, попадающая в полосу пятого канала. Аналогично 2-ой канал будет влиять на 6-ой, 3-й на 7-ой, и т.д., k -ый канал – на $k+4$ -й.

Внятные помехи нелинейного происхождения возможны также, когда по тракту кроме канальных сигналов передаются сигналы тонального вызова частотой 2,1 кГц одновременно по двум разным каналам ТЧ. Хотя их частоты не кратны 4 кГц (например, в первом-четвертом каналах 14,1; 18,1; 22,1; 26,1 кГц), но разность любой пары составит частоту кратную 4 кГц. В этом случае в тракте получается продукт третьего порядка вида $f_1+f_2-f_3$, где $f_1=f_c$ – спектр сигнала k -го канала, например, первого (12,3...15,4 кГц), $f_2=f_{выз}$ и $f_3=f_{выз}$ – частоты сигналов вызова по любым двум каналам, например, по второму каналу $f_3=18,1$ кГц и по третьему или четвертому каналу ($f_2=22,1$ или 26,1 кГц). Тогда комбинационные продукты $f_1+f_2-f_3=(12,3\dots 15,4)+(22,1-18,1)=20,3\dots 23,4$ кГц – внятная переходная помеха из первого во второй канал, а $(12,3\dots 15,4)+(26,1-18,1)=20,3\dots 23,4$ – внятная помеха из первого в третий канал.

Итак, в данном конкретном групповом тракте внятные помехи определяются продуктами нелинейности 2-го и 3-го порядков, мощность которых определим по таблице 8.1. На выходе одиночного усилителя $P_{н2уc}=4P_c P_{кч} \cdot 10^{-0,1a_{2г0}}$ и $P_{н3уc}=36 \cdot P_c \cdot P_{выз}^2 \cdot 10^{-0,1a_{3г0}}$, где P_c , $P_{кч}$ и $P_{выз}$ – мощности канального сигнала, контрольной частоты и вызывного сигнала, приведенные к выходу усилителя.

Учитывая, что нелинейная помеха $P_{н2}$ образуется комбинационным продуктом второго рода, а $P_{н3}$ – продуктом первого рода, на выходе линии с n усилителями получим мощности этих продуктов

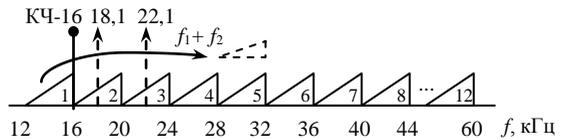


Рис. 8.5

$$P_{\text{ИЗ}} = 4 \cdot n \cdot P_c \cdot P_{\text{кч}} \cdot 10^{-0,1a_{2r0}}$$

$$P_{\text{ИЗ}} = 36 \cdot n^2 \cdot P_c \cdot P_{\text{выз}}^2 \cdot 10^{-0,1a_{3r0}}$$

Защищенность канала от внятной переходной помехи нелинейного происхождения $a_3 = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_{\text{ИЗ}}} \right)$. Тогда защищенность от продуктов 2-го порядка

$$a_3 = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\text{ИЗ}}} = 10 \lg \frac{10^{0,1a_{2r0}}}{4nP_{\text{кч}}} = a_{2r0} - p_{\text{кч}} - 10 \lg(4n)$$

и от продуктов 3-го порядка

$$a_3 = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\text{ИЗ}}} = 10 \lg \frac{10^{0,1a_{3r0}}}{36n^2 P_{\text{выз}}^2} = a_{3r0} - 2p_{\text{выз}} - 20 \lg(6n)$$

По полученным соотношениям определим требования к линейности усилителей для обеспечения нормы на защищенность α_3 каналов ТЧ от внятных переходных влияний (см. гл. 18). Линейность усилителей характеризуется величиной затухания нелинейности a_{2r0} и a_{3r0} . Требования к их величине имеют вид:

$$a_{2r0} \geq a_3 + p_{\text{кч}} + 10 \lg(4n);$$

$$a_{3r0} \geq a_3 + 2p_{\text{выз}} + 20 \lg(6n). \quad (8.16)$$

Заметим, что для облегчения требований к a_{2r0} и a_{3r0} обычно выбирают относительно малые уровни контрольных и вызывных частот: в современных системах передачи они берутся ниже номинального относительного уровня канальных сигналов соответственно на 17 и 6 дБ.

8.5. Шумы нелинейного происхождения и их расчет

Многоканальный сигнал в системах передачи с ЧРК представляет собой сумму большого числа составляющих, которые, проходя через устройства группового тракта с малой нелинейностью, создают множество комбинационных колебаний, которые попадают в полосы каналов передачи и воспринимаются в виде шума.

Известно несколько методов описания нелинейных шумов в многоканальных системах передачи. Здесь мы рассмотрим метод, который позволяет уяснить физическую сущность образования и учета шумов нелинейного происхождения.

При анализе примем следующие допущения:

1. Энергия многоканального сигнала равномерно распределена по спектру, и составляющие сигнала имеют случайные фазы, то есть сигнал имеет равномерный энергетический спектр, ограниченный рабочей полосой системы передачи от f_n до f_v (рис. 8.6). При взаимодействии сплошных спектров в групповом устройстве (например, в усилителе) с малой нелинейностью получаются сплошные спектры комбинационных колебаний, которые, попадая в каналы ТЧ, воспринимаются как шум.

2. Так как комбинационных продуктов нелинейности значительно больше гармоник, то будем считать, что амплитуды вторых гармоник равны амплитудам комбинационных продуктов второго порядка вида $\omega_1 \pm \omega_2$, а амплитуды третьих гармоник и комбинационных продуктов вида $2\omega_1 \pm \omega_2$ – амплитудам комбинационных продуктов третьего порядка вида $\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3$, то есть все продукты нелинейности второго и третьего порядка будем определять амплитудами комбинационных частот соответственно вида $\omega_1 \pm \omega_2$ и $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$. Это приведет к некоторому завышению мощности шума, но ошибка невелика, так как других продуктов значительно меньше (см. графу 5 табл. 8.1).

3. Затухания нелинейности a_{2r0} и a_{3r0} не зависят от частоты. Применительно к усилителям это означает, что их глубина обратной связи постоянна во всем рабочем диапазоне частот.

Оценим мощность нелинейных шумов в полосе ΔF канала ТЧ, лежащую в пределах рабочей полосы линейного тракта системы передачи, то есть групповой сигнал ограничен частотами f_n и f_b (рис. 8.6).

Вначале определим мощность шумов нелинейности, полагая, что эти шумы создаются только комбинационными продуктами второго порядка вида $f_1 + f_2$. Расчет будем производить в следующем порядке: вычислим мощность единичного продукта вида $f_1 + f_2$, попадающую на частоту f_k из окрестности полосы канала ΔF ; определим мощность всех продуктов вида $f_1 + f_2$, попадающих на частоту f_k ; найдем общую мощность нелинейных продуктов вида $f_1 + f_2$ в канале с полосой ΔF .

Поскольку $f_1 + f_2 = f_k$, то выразим f_1 и f_2 через текущую частоту f : $f_1 = f$ и $f_2 = f_k - f$. Обозначим мощности сигнала на выходе усилителя на соответствующих частотах через $P(f)$ и $P(f_k - f)$. Мощность единичного продукта вида $f_1 + f_2$, попадающего на частоту f_k , в соответствии с таблицей 8.1

$$P_1(f_k) = 4P(f)P(f_k - f) \cdot 10^{-0.1a_{2r0}}. \quad (8.17)$$

Общая мощность всех продуктов этого вида, попадающих на частоту f_k , определится интегрированием выражения (8.17). Для нахождения пределов интегрирования учтем, что соответствующие сигналы могут находиться только в пределах рабочей полосы частот, то есть

$$f_n \leq f \leq f_b \text{ и } f_n \leq f_k - f \leq f_b.$$

Последнее неравенство преобразуем относительно текущей частоты. Получим $f_k - f_b \leq f \leq f_k - f_n$. Таким образом, получим два неравенства относительно f :

$$f_n \leq f \leq f_b \text{ и } f_k - f_b \leq f \leq f_k - f_n.$$

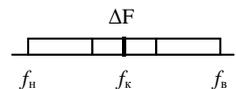


Рис. 8.6

Одновременно $f_n \leq f_k \leq f_b$. Тогда общим неравенством для текущей частоты, определяющим пределы интегрирования будет

$$f_n \leq f \leq f_k - f_n \quad (8.18)$$

Общая мощность всех суммарных продуктов второго порядка, попадающих на частоту f_k , определится по формуле

$$P(f_k) = \frac{1}{2} \int_{f_n}^{f_k - f_n} P_1(f_k) df$$

Множитель 1/2 появился потому, что при интегрировании каждый суммарный продукт учитывается дважды: и как $f_1 + f_2$, и как $f_2 + f_1$. Подставим значение $P_1(f_k)$, получим

$$P(f_k) = 2 \cdot 10^{-0.1a_{2r0}} \int_{f_n}^{f_k - f_n} P(f) P(f_k - f) df \quad (8.19)$$

В случае работы усилителя без предискажения (перекоса) уровней, то есть когда относительные уровни всех каналов на выходе усилителя одинаковы, мощность группового сигнала, приходящаяся на единицу частоты, может быть определена по формуле

$$P(f) = P(f_k - f) = \frac{P_c}{f_b - f_n}, \quad (8.20)$$

где P_c – средняя мощность группового сигнала на выходе усилителя (понятие о средней мощности и ее определении рассмотрено в следующем параграфе).

Подставив (8.20) в (8.19) и интегрируя, получим

$$P(f_k) = 4 \cdot 10^{-0.1a_{2r0}} \frac{P_c^2}{f_b - f_n} \frac{f_k - 2f_n}{2(f_b - f_n)} \quad (8.21)$$

Из этого соотношения следует, что общая мощность всех продуктов вида $f_1 + f_2$, попадающих на частоту f_k , линейно зависит от этой частоты. Обозначим в формуле (8.21)

$$y_{21}(f_k) = \frac{f_k - 2f_n}{2(f_b - f_n)}, \quad (8.22)$$

где $y_{21}(f_k)$ – функция распределения суммарных нелинейных продуктов второго порядка. В сравнительно узкой полосе канала ТЧ ($\Delta F = 3100$ Гц) мощность нелинейных помех можно считать равномерно распределенной по спектру. Тогда общая мощность нелинейного шума за счет суммарных продуктов второго порядка в полосе канала ΔF , расположенной в окрестностях частоты f_k , определится по формуле

$$P_{н2}(f_k) = 4 \cdot 10^{-0.1a_{2r0}} P_c^2 \frac{\Delta F}{f_b - f_n} y_{21}(f_k) \quad (8.23)$$

Аналогично решая задачу для разностных продуктов нелинейности второго порядка вида $f_1 - f_2$, мы приходим к такому же выражению для мощности (8.23), но функция распределения разностных продуктов будет другой

$$y_{22}(f_k) = \frac{f_b - f_k - f_n}{f_b - f_n},$$

Общая мощность шума за счет всех нелинейных продуктов второго порядка

$$P_{н2} = 4 \cdot 10^{-0.1a_{2r0}} P_c^2 \frac{\Delta F}{f_b - f_n} y_2(f_k), \quad (8.24)$$

где $y_2(f_k) = y_{21}(f_k) + y_{22}(f_k)$.

В системах передачи без предусыпания уровней передачи функции распределения для удобства расчетов выражаются через координату $\sigma = \frac{f_k - f_n}{f_b - f_n}$. При изменении частоты f_k в пределах от f_n до f_b σ меняется от 0 до 1. Функция распределения $y(\sigma)$ зависит также от значения относительной ширины группового сигнала $\beta = f_b / f_n$. Графики функций $y_2(\sigma)$ приведены на рис. 8.7, а. Формула (8.24) общей мощности шума за счет нелинейных продуктов второго порядка примет вид

$$P_{н2} = 4 \frac{\Delta F}{f_b - f_n} \cdot 10^{-0.1a_{2r0}} P_c^2 y_2(\sigma) \quad (8.25)$$

Нормы на шумы в каналах обычно задаются в единицах психофотметрической (взвешенной) мощности, приведенной к точке нулевого относительного уровня (ТОНУ), а средняя мощность группового сигнала выражается через среднюю мощность его в ТОНУ. Для пересчета используются формулы $P_{ш} = P_{ш0} \cdot 10^{0.1p_0}$ и $P_c = P_{c0} \cdot 10^{0.1p_0}$, где p_0 – относительный уровень на выходе усилителя.

С учетом этих пересчетов общая психофотметрическая мощность шума за счет нелинейных продуктов второго порядка в полосе одного канала шириной ΔF в ТОНУ при наличии в тракте только одного усилителя определится по формуле

$$P_{н2} = 4k^2 \frac{\Delta F}{f_b - f_n} 10^{-0.1a_{2r0}} \cdot 10^{0.1p_0} P_{c0}^2 \cdot y_2(\sigma), \text{ мВтп0}, \quad (8.26)$$

где k – психофотметрический коэффициент (для каналов ТЧ с равномерным распределением шума $k = 0,75$).

Аналогичным путем получают формулы для расчета мощности нелинейного шума в полосе канала ΔF за счет комбинационных продуктов третьего порядка первого рода вида $f_1 + f_2 - f_3$ и второго рода вида $f_1 + f_2 + f_3$:

$$P_{н34} = 24k^2 \frac{\Delta F}{f_b - f_n} 10^{-0.1a_{3r0}} \cdot 10^{0.2p_0} P_{c0}^3 y_{31}(\sigma), \text{ мВтп0} \quad (8.27)$$

$$P_{н32} = 24k^2 \frac{\Delta F}{f_B - f_H} 10^{-0,1a_{3r0}} \cdot 10^{0,2p_0} P_{с0}^3 y_{32}(\sigma), \text{ мВтп0} \quad (8.28)$$

Здесь y_{31} и y_{32} – функции распределения нелинейных продуктов третьего порядка первого и второго рода соответственно (рис. 8.7, б)

Для расчета мощности нелинейного шума в системах передачи с предсказанием (перекосом) уровней на выходе усилителя можно пользоваться полученными формулами (8.26), (8.27) и (8.28), однако функции распределения нелинейных продуктов $y(\sigma)$ будут зависеть от величины предсказания $\Delta p = p_{ов} - p_{он}$, где $p_{ов}$ и $p_{он}$ – относительные уровни передачи на верхней и нижней частоте рабочего диапазона.

Соответствующие функции распределения определяются формулами (8.29). В этих формулах $y_{21}(\sigma)$, $y_{22}(\sigma)$ – функции распределения продуктов нелинейности второго порядка вида $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$ соответственно, Δp выражено в неперах.

Заметим: шумы, создаваемые нелинейными продуктами третьего порядка второго рода, невелики по сравнению с нелинейными шумами за счет продуктов второго порядка и третьего порядка первого рода. Поэтому при практических расчетах учитывают лишь шумы, определяемые формулами (8.26) и (8.27).

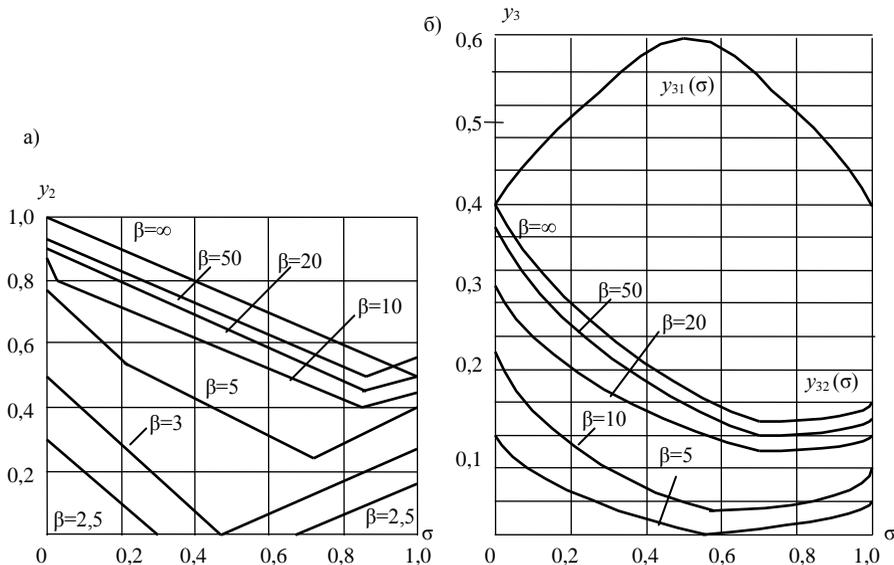


Рис. 8.7

$$\begin{aligned}
y_{21}(\sigma) &= \frac{1}{2} \frac{\Delta p}{\text{sh } \Delta p} e^{-\Delta p \frac{\beta+1}{\beta-1}} \left(\sigma - \frac{1}{\beta-1} \right) \quad \text{при } 2f_n \leq f_k \leq f_n; \\
y_{22}(\sigma) &= \frac{e^{\Delta p(1-2\sigma)}}{2\text{sh } \Delta p} \text{sh} \left[2\Delta p \left(\frac{\beta-2}{\beta-1} - \sigma \right) \right] \quad \text{при } f_n \leq f_k \leq f_b - f_n; \\
y_{31}(\sigma) &= \frac{3}{16} \frac{\Delta p e^{2\Delta p}}{\text{sh}^2 \Delta p} \left[1 + e^{-4\Delta p} \left(\frac{1}{4\Delta p} - \sigma \right) - \frac{e^{-4\Delta p \sigma}}{2\Delta p} \right] \quad \text{при } f_n \leq f_k \leq f_b; \quad (8.29) \\
y_{32}(\sigma) &= \frac{3}{16} \frac{\Delta p}{\text{sh}^2 \Delta p} e^{2\Delta p \left(\frac{\beta-3}{\beta-1} - 2\sigma \right)} \left[\frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma - \frac{1}{4\Delta p} \left(1 - e^{-4\Delta p \left(\frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma \right)} \right) \right] \\
\text{при } f_n \leq f_k \leq f_b - 2f_n; \\
y_{32}(\sigma) &= \frac{1}{8} \frac{\Delta p^2}{\text{sh}^2 \Delta p} e^{-2\Delta p \frac{\beta+1}{\beta-1}} \left(\sigma - \frac{2}{\beta-1} \right)^2 \quad \text{при } 3f_n \leq f_k \leq f_b.
\end{aligned}$$

При n усилителях в линейном тракте мощность общего шума нелинейного происхождения определяется в соответствии с законом суммирования продуктов первого и второго рода

$$P_n = nP_{n2} + n^2 P_{n31}, \text{ мВтп0} \quad (8.30)$$

Величины мощностей шумов на выходе каналов нормируются (обычно для точки нулевого относительного уровня).

Расчетами по формуле (8.30) пользуются для проверки соответствия нормам при проектировании конкретной многоканальной системы передачи.

Отдельными формулами (8.26) и (8.27) пользуются для нахождения требований, к затуханию нелинейности линейных усилителей. В этом случае задаются нормой мощности P_{n20} и P_{n310} , а определяются требования к a_{2r0} и a_{3r0} .

Таким образом, получаем второй критерий для определения требований к затуханию нелинейности. Рассчитанные в параграфе 8.4 требования к a_{2r0} и a_{3r0} , обусловленные вытнтыми переходными помехами (формулы 8.16) и нелинейными шумами (формулы 8.26 и 8.27), сравниваются и выбираются те из них, при которых обеспечится одновременно выполнение норм защищенности каналов от вытнтых переходных помех и нелинейных шумов.

8.6. Нормирование загрузки каналов и групповых трактов как мера уменьшения помех и шумов нелинейного происхождения

Многоканальный групповой сигнал в аналоговых системах передачи состоит из разнесенных по частоте сигналов отдельных каналов. Мощность группового сигнала определяется мощностями канальных сигналов и законами суммирования этих сигналов. Поскольку сигналы, передаваемые по отдельным каналам, можно считать некоррелированными, средняя мощность группового сигнала будет равна сумме средних мощностей P_i сигналов всех активных каналов

$$P_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^n P_i, \text{ где } n - \text{число активных каналов.}$$

Групповые устройства систем передачи рассчитаны на определенную мощность, превышение которой вызывает их перегрузку. В линейных усилителях, например, порог перегрузки отчетливо виден по амплитудной характеристике (рис. 8.1, б). Для повышения порога перегрузки линейного тракта необходимо увеличить питающие напряжения и токи в усилителях, а это потребует увеличения напряжения дистанционного питания необслуживаемых линейных усилителей. Но допустимое напряжение дистанционного питания ограничено электрической прочностью кабеля и соображениями электробезопасности. Уменьшить вероятность перегрузки группового тракта можно также путем снижения мощностей канальных сигналов. Однако уменьшение уровня сигнала приводит к уменьшению защищенности от собственных шумов усилителей (см. гл. 7).

Групповой сигнал является случайным процессом, поэтому его мощность изменяется по вероятностным законам и в отдельные моменты может превосходить порог перегрузки тракта. При кратковременных перегрузках происходит отсечка короткого пика напряжения группового сигнала. В каналах, занятых под телефонную передачу, это проявляется в виде коротких тресков и существенно не влияет на качество связи. А в каналах, занятых под передачу дискретных сигналов, отсечка пика напряжения равносильна короткому мешающему импульсу, что вызывает искажение передаваемых двоичных символов.

Во избежание перегрузки пиковая мощность группового сигнала не должна превышать порога перегрузки тракта.

До порога перегрузки мощность сигнала на входе четырехполосника, а следовательно и выходной уровень этого сигнала влияет на величины затухания нелинейности a_{2r0} и a_{3r0} , которые оценивают линейность четырехполосника и характеризуют защищенность от внятных и невнятных помех нелинейного происхождения. И, наконец, от средней мощности группового сигнала P_c зависит величина мощности шумов нелинейного происхождения, как видно из формул (8.26), (8.27), (8.28).

Для предотвращения заметных взаимных влияний между каналами группового тракта, а также уменьшения нелинейных шумов результирующая мощность многоканального сигнала на выходе устройств группового тракта (напри-

мер, усилителя) не должна превышать порога перегрузки устройств группового тракта. Если порог перегрузки известен, необходимо обеспечить допустимую загрузку отдельных каналов и группового тракта в целом.

Под загрузкой каналов группового тракта будем понимать средние мощности сигналов соответственно на входе отдельных каналов и группового тракта, приведенные к точке относительного нулевого уровня (ТОНУ).

Параметры отдельных сигналов, а, следовательно, и группового сигнала случайны. Поэтому решение задачи о загрузке каналов и групповых трактов возможно лишь на основе вероятностных оценок.

В качестве параметров, определяющих загрузку, как следует из выше изложенного, являются пиковая и средняя мощности группового сигнала.

Пиковой (мгновенной максимальной) мощностью нормируют такую мощность, которая превышает мгновенной мощностью группового сигнала с вероятностью, меньшей 10^{-5} . Вместо пиковой используют также понятие *максимальной эквивалентной мощности* – это мощность синусоидального сигнала, амплитуда напряжения (мощность) которого равна пиковому напряжению (пиковой мощности).

Средняя мощность сигнала $u(t)$ за период времени T определяется выражением $P_c = \frac{1}{TR} \int_0^T u^2(t) dt$, где R – нагрузка, на которой определяется мощность сигнала, T – время усреднения.

Средняя мощность зависит от времени усреднения. Для оценки средней мощности группового сигнала пользуются понятиями долговременной средней мощности $P_c(T \rightarrow \infty)$, средней мощности за час наибольшей нагрузки $P_{\text{чнн}}$ ($T = 1$ час наибольшей нагрузки) и средней мощности за минуту $P_{\text{мин}}$ ($T = 1$ мин). В многоканальных системах передачи с числом каналов $N > 12$ долговременная средняя и средняя мощность в ЧНН близки друг к другу (разность между уровнями этих мощностей, как показывают исследования, не превосходит 1 дБ), поэтому на практике используют $P_{\text{чнн}}$ и $P_{\text{мин}}$. При этом возникает вопрос, какую из средних мощностей – $P_{\text{чнн}}$ или $P_{\text{мин}}$ – применять для расчета нелинейных шумов по формулам (8.26), (8.27), (8.28).

В любой системе передачи часть каналов ТЧ используется для телефонной связи. Число активных телефонных каналов непрерывно меняется, изменяется и средняя мощность в активных каналах. Поэтому в трактах с малым числом каналов средняя мощность группового сигнала в ЧНН будет изменяться тем больше, чем меньше число каналов в группе. Канал ТЧ считается активным при непрерывной передаче по каналу речи с паузами между словами не более 350 мс. Время активности канала колеблется в пределах одной минуты, поэтому средняя мощность речевого сигнала – это его мощность, усредненная за время активности канала.

Для расчета нелинейных шумов в трактах с небольшим числом каналов (обычно при $N < 300$) в качестве средней мощности $P_{с0}$ принимают среднюю за минуту мощность $P_{мин}$. Мощность $P_{мин}$ нормируют такой величины, чтобы мощность группового сигнала превышала ее с вероятностью не более 10^{-3} . При большом числе каналов в тракте колебания мощности группового сигнала нивелируются, и средняя мощность мало зависит от времени усреднения. Поэтому при $N \geq 300$ для расчетов нелинейных шумов используется средняя за ЧНН мощность – это такая мощность, которая превышает мощностью группового сигнала за ЧНН с вероятностью не более 10^{-2} .

Исследования статистических свойств групповых сигналов позволили установить нормы на средние и пиковые мощности для типовых групповых и линейных трактов. Нормы загрузки типовых трактов отечественных аналоговых систем передачи, заданные в виде максимально допустимых средних мощностей в точке с относительным нулевым уровнем (без учета предыскажения уровней передачи и без учета мощностей групповых и линейных КЧ), приведены в таблице 8.2. Средние мощности из приведенной таблицы могут быть использованы для расчетов по формулам (8.26), (8.27), (8.28).

Любая аналоговая система передачи, спроектированная под загрузку средними и пиковыми мощностями групповых сигналов, не превышающими указанных в таблице 8.2 величин, может нормально функционировать, если в процессе эксплуатации эти нормы выполняются.

Таблица 8.2

Тракт	Система передачи	Максимально допустимая мощность, мВт0		
		Средняя в ЧНН	Средняя за минуту	Пиковая (эквивалентная)
Первичный	Все	3	4	110
Вторичный	АСП	8	11	160
Третичный		15	19	225
Линейные тракты	К-12, П-302, П-330-12	3	4	110
	К-24, П-301, П-330-24	5	8	120
	К-60П, П-300, П-306, П-330-60	8	11	160
	К-120	10	13.5	175
	К-300	12	15	185
	К-1020	50	60	560
	К-1920	74	85	830
	К-3600	160	172	1700

Мощности групповых сигналов определяются мощностями и статистическими характеристиками индивидуальных сигналов, вводимых в каналы систем передачи. Поэтому возникает задача согласования энергетических параметров первичных сигналов электросвязи с требованиями по загрузке групповых трак-

тов. Эта задача решается при проектировании стационарных систем передачи и планировании полевых систем передачи путем соответствующего распределения каналов каждого группового тракта и системы передачи в целом под нагрузку индивидуальными сигналами с учетом их энергетических свойств.

Кроме каналов, занятых для передачи телефонной информации, в сетях связи большое число каналов занимают под передачу дискретных сигналов. Сигналы аппаратуры передачи данных, тонального телеграфирования, факсимильной связи и т.п. имеют большую среднюю долговременную мощность, чем телефонные сигналы. Кроме того, канал, в который включена такая аппаратура, активен практически все время. Так, сигнал от аппаратуры тонального телеграфирования, передачи данных с частотной модуляцией или фазовой модуляцией, в отличие от телефонного сигнала, поступает в тракт передачи канала ТЧ непрерывно. Поэтому нагрузка группового тракта в каждом конкретном случае зависит от соотношения числа каналов, занятых под передачу различных видов сигналов.

В таблице 8.3 приведены основные статистические параметры индивидуальных сигналов, передаваемых по каналам систем передачи. К таким параметрам относятся: средняя долговременная мощность в ТОНУ P_c , дисперсия средней мощности за минуту $D(P)$ и коэффициент эксцесса γ , характеризующий величину отклонения распределения мгновенных напряжений от нормального зако-

Таблица 8.3

Типы каналов передачи	Виды сигналов электросвязи	P_c , мкВт0	$D(P)$ мкВт ²	γ
ТЧ	Телефонные	32	$1,04 \cdot 10^3$	0
	Тональное телеграфирование с ЧМ	135	0	-1,43
	Передача данных с ЧМ,	50	0	-1,43
	ФМ	100	0	-1,43
	Факсимильная с АМ	80*	930	0,6
	ЧМ	100	0	-1,5
Три канала ТЧ	Звуковое вещание	920*	236×10^3	3,0
		300*	$22,4 \times 10^3$	3,0
Первичный широкополосный	«Газета-1» с АМ	760	85×10^3	0,6
	«Газета-2» с АМ	1920	$91,4 \times 10^3$	0,6**
		384	$1,3 \times 10^3$	0,6
	Передача данных ЧМ, ФМ	384	0	-1,43

Примечания: * приведено значение средней мощности за ЧНН;

** данные приведены для систем передачи, работающих по коаксиальному кабелю.

на. Сигналы других видов оконечных устройств (терминалов) в зависимости от их характера могут быть отнесены к одному из приведенных в таблице.

Для стационарных аналоговых систем передачи разработаны варианты загрузки типовых трактов и каналов передачи, в которых приводится допустимое число каналов, занятых под передачу сигналов различного вида. Эти варианты приведены в справочнике [22]. В таблице 8.4 в качестве примера приведено часть вариантов распределения каналов, занятых под передачу сигналов различного вида, для 12-канальных групповых и линейных трактов.

В приведенных вариантах допускается замена различных видов нетелефонных сигналов на сигналы с меньшей среднечасовой мощностью или на телефонные сигналы. Если распределение каналов, отводимых под сигналы различных видов связи, совпадает с указанными вариантами, то можно гарантировать выполнение норм по нагрузке и расчет загрузки обычно не производят.

Однако на практике часто распределение каналов не совпадает ни с одним из вариантов в сторону увеличения числа каналов, занятых под передачу нетелефонных сигналов. В таких случаях необходим расчет загрузки. Задачей расчета является определение средней долговременной (средней за ЧНН), средней за минуту и пиковой мощности группового сигнала и сопоставление результатов расчета с нормами таблицы 8.2. Порядок расчета приведен при рассмотрении вопросов проектирования систем передачи в 29 главе.

Таблица 8.4

Тип канала	Вид связи (сигналов)	$P_{\text{ЧНН}}$, мкВт0	Число каналов при максимально допустимой средней мощности за ЧНН в тракте 3 мВт0 для вариантов									
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ТЧ	ТФ	32	8	9	6		6	7	3	3		
	ТТ	135	1	2	6			2	5	7	7	
		90										
	50					5						
ПД	100									1	4	
	50				12							
ФКСМ АМ ЧМ												
	640		1									
	80								1	1		
100					1							
Три КТЧ	ЗВ	920	1 (3)					1 (3)				
		300							1 (3)			
ПШК	“Газета-1”	760										1 (12)
Любой вид информации		32	Любое соотношение числа каналов с сигналами различных видов									