

Рис. 2.21. Двухпроводный однополосный линейный тракт

двухпроводном двухполосном методе построения приведет к значительному сокращению длин усилительных участков и соответственно к удорожанию систем. Необходимость применения НФ также увеличит стоимость линейного тракта и ухудшит его характеристики. Однако использование в данном случае двух двухпроводных цепей приводит к увеличению расхода цветных металлов, что нежелательно. Но если учесть, что кабельные СП являются многоканальными, то стоимость линейного тракта, отнесенная к одному каналу, оказывается небольшой.

ГЛАВА 3. ПОМЕХИ В ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТАХ И КАНАЛАХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОМЕХ

Помеха – постороннее электрическое колебание, мешающее приему передаваемых сигналов. В зависимости от характера воздействия на сигнал различают аддитивные и мультипликативные помехи. *Аддитивной помехой* называют случайные ЭДС, возникающие в каналах и трактах. Они суммируются с полезным сигналом $U_c(t)$, и в точку приема (выход канала передачи или тракта) поступает сигнал с напряжением

$$U_{\text{пр}}(t) = U_c(t) + U_n(t).$$

Мультипликативными помехами называют случайные изменения коэффициента передачи канала (тракта) во времени. В этом случае в точке приема напряжение сигнала

$$U_{\text{пр}}(t) = U_c(t)k_n(t),$$

где k_n – коэффициент передачи тракта.

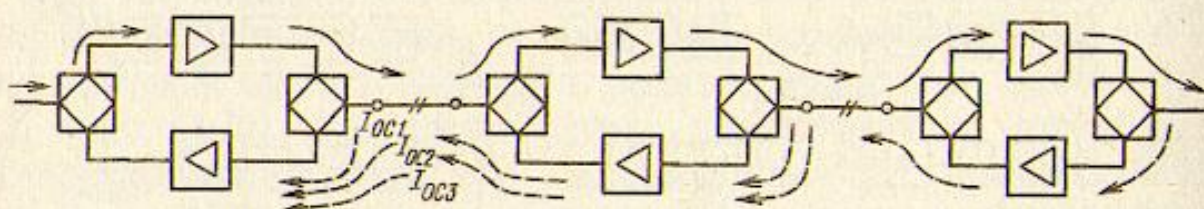


Рис. 2.22. Токи ОС при двухпроводном однополосном линейном тракте

Помехи, кроме того, классифицируются по форме колебания, спектру частот, месту возникновения и мешающему воздействию. По форме колебания различают *непрерывные* и *импульсные* помехи. Пиковое значение последних может в сотни и тысячи раз превышать их среднее значение. Пиковое значение непрерывных помех может превышать их среднее значение в несколько десятков раз.

По спектру частот различают помехи со *сплошным* (типа "белого шума") и *дискретным* спектром. В частности, помехи флуктуационного характера (собственные помехи) имеют сплошной и приблизительно равномерный спектр, а помехи от электрофицированного транспорта, высоковольтных линий, электропитающих установок и т. п. — дискретный.

По месту возникновения помехи разделяются на *внутренние* и *внешние*. Первые создаются в самой аппаратуре СП. К ним относятся, например, собственные помехи, помехи нелинейного происхождения, помехи из-за плохих контактов в местах соединений и т. п. Внешние помехи проникают в каналы или тракты извне. Причиной таких помех может быть взаимное влияние между параллельными цепями связи (помехи от линейных переходов), влияние радиостанций, помехи от промышленных установок, электрофицированного транспорта, грозовых разрядов и т. п.

По мешающему действию различают помехи в виде *шума* и *переходного разговора*. При передаче речевых сигналов шум маскирует слабые составляющие сигналов, уменьшая разборчивость речи, которая воспринимается на фоне шорохов, потрескиваний, щелчков и т. п. Наиболее опасным видом помехи при передаче речевых сигналов является переходный разговор. Различают помехи в виде *внятного* и *невнятного* переходного разговора. Внятный переходный разговор прослушивается в других каналах в паузах речи, отвлекая внимание абонентов и нарушая секретность связи. Невнятный переходный разговор менее опасен, так как он прослушивается в виде шума.

При передаче дискретных сигналов помехи снижают достоверность передаваемой информации, а при передаче изображений — различимость их деталей.

3.2. ОЦЕНКА И НОРМИРОВАНИЕ ПОМЕХ

Для оценки мешающего действия помех необходимо произвести сравнение величин помехи и полезного сигнала. Для этой цели используется понятие *помехозащищенности* (чаще используется термин "защищенность"):

$$A_s = 10 \lg (P_c / P_n) = p_c - p_n,$$

где P_c , P_n , p_c и p_n — мощности и уровни сигнала и помехи соответственно. Использование защищенности особенно удобно при оценке помех в виде переходных разговоров.

Влияние помех можно также оценить по величине напряжения или мощности помех в точке с известным относительным уровнем передачи, который определяет мощность полезного сигнала. При передаче речевых сигналов следует учитывать, что мешающее действие помех зависит не только от их мощности, но и от частоты, так как чувствительность уха и телефона различна на разных частотах и максимальна в спектре частот 0,8...1,2 кГц.

На рис. 3.1 приведена характеристика чувствительности системы "ухо — телефон", рекомендованная МККТТ в 1965 г. Для учета указанного обстоятельства вводится понятие *псофометрического напряжения помехи*, которое определяется как напряжение с частотой 800 Гц, мешающее действие которого эквивалентно мешающему действию всех составляющих спектра помехи. Псофометрическое напряжение помехи в канале передачи с эффективно передаваемой полосой частот от f_1 до f_2 можно рассчитать по формуле

$$U_{n\text{ пс}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} k_f^2 U_{nf} df},$$

где k_f — коэффициент чувствительности, определяемый из рис. 3.1; U_{nf} — спектральная плотность помехи. Для помехи с равномерным спектром $U_{nf} = U_n = \text{const}$. Тогда $U_{n\text{ пс}} = k_{\text{пс}} U_n$.

Здесь U_n — действующее значение помехи; $k_{\text{пс}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} k_f^2 df}$ —

псофометрический коэффициент, который для стандартного канала ТЧ с эффективно передаваемой полосой 0,3...3,4 кГц равен 0,75.

Псофометрическое напряжение помехи измеряется псофометром, представляющим собой вольтметр с квадратичным детектором, на входе которого включен взвешивающий контур (фильтр). Частотная характеристика коэффициента передачи

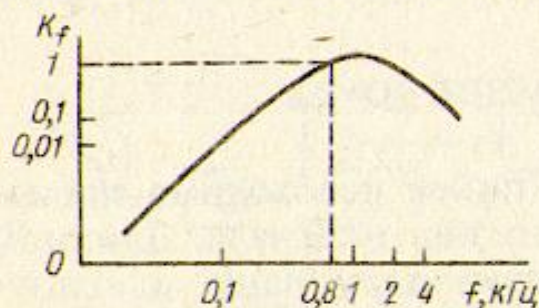


Рис. 3.1. Характеристика чувствительности системы "ухо — телефон"

этого контура соответствует кривой чувствительности, изображенной на рис. 3.1.

Наряду с психофотметрическим напряжением для оценки помех широко используется психофотметрическая мощность

$$P_{\text{п пс}} = k_{\text{пс}}^2 P_{\text{п}},$$

где $P_{\text{п}}$ — действующее значение мощности помехи. Обычно интересуются психофотметрической мощностью помехи в точке нулевого относительного уровня (ТНОУ). Эта мощность легко пересчитывается для точки с любым другим относительным уровнем:

$$P_{\text{п пс}}(0) = P_{\text{п пс}}(p) \cdot 10^{-0,1p}. \quad (3.1)$$

При измерении помех в телевизионных каналах на входе вольтметра устанавливается взвешивающий контур, учитывающий частотную характеристику чувствительности глаза. В каналах передачи факсимильных и дискретных сигналов помехи оцениваются действующим значением напряжения и их статистическими характеристиками.

Для суждения о качестве канала или тракта необходимо сравнить измеренную или вычисленную интенсивность помехи (например, ее психофотметрическую мощность в ТНОУ) с существующими нормами на данную величину. При этом следует иметь в виду, что величина помех существенно зависит от протяженности канала или тракта. Эта зависимость вызвана накоплением помех от разных усилительных участков на выходе канала передачи (тракта). Подробно вопрос накопления помех рассматривается § 3.6, 3.9 и 3.10.

С увеличением протяженности канала передачи возрастает число усилительных участков и, как следствие, мощность помех на выходе канала. Помехи возникают как в линейном тракте СП, так и в преобразовательном и усилительном оборудовании оконечных и переприемных станций. На последних может осуществляться переприем (транзит) сигналов, передаваемых по отдельным каналам ТЧ (транзит по ТЧ), или групповых сигналов в спектрах стандартных групп (транзит по первичным, вторичным или третичным группам — ПГ, ВГ или ТГ). Переприемные станции разных типов содержат разный объем преобразовательного оборудования и, следовательно, создают помехи разной интенсивности. (Виды и особенности транзитных соединений подробно рассмотрены в § 3.5.) При установлении норм на величину помех указанные обстоятельства учитываются введением так называемых эталонных (или номинальных) цепей. Для этих цепей иногда используют термин "гипотетические цепи".

Номинальная цепь канала (тракта) — это условная цепь, опреде-

ленной протяженности с заданным числом типов переприемных станций, для которой и устанавливаются все нормы, характеризующие качество СП (тракта или канала). Для конкретных реальных систем и линий передачи значения нормируемых параметров получают путем пересчета норм, установленных для номинальной цепи.

По рекомендации МККТГ среднее за любой час значение психофотметрической мощности помех на выходе канала ТЧ в ТНОУ для номинальной цепи протяженностью 2500 км не должно превышать 10000 пВт. Из этой мощности 2500 пВт отводится на преобразовательное оборудование оконечных и переприемных станций, а 7500 пВт – на линейный тракт. Условно можно считать, таким образом, что на 1 км линейного тракта приходится мощность помех $7500/2500 = 3$ пВт психоф. Если протяженность линейного тракта равна L км, то вносимая им в канал ТЧ мощность в ТНОУ не должна превышать $3L$ пВт психоф.

Номинальная цепь канала ТЧ систем передачи, работающих по симметричному кабелю и радиорелейной линии (РРЛ) с числом каналов до 60, имеет протяженность 2500 км и содержит два транзита по ТЧ и три транзита по ПГ (по одному на каждом переприемном участке).

Номинальная цепь канала ТЧ систем передачи, работающих по коаксиальному кабелю в спектре до 4 МГц, содержит два транзита по ТЧ (три переприемных участка) и шесть ВЧ транзитов (два на каждом переприемном участке по ТЧ – один по ПГ и один по ВГ) и имеет такую же протяженность. Для систем передачи, работающих по коаксиальному кабелю в спектре частот до 8,5 МГц, номинальная цепь канала ТЧ содержит на каждом из трех переприемных участков по ТЧ два ВЧ транзита – один по ВГ и один по ТГ.

В соответствии с нормами ВСС номинальная цепь канала ТЧ магистральной сети имеет протяженность 12500 км и содержит четыре переприема по ТЧ (протяженность переприемного участка – 2500 км). Максимальное число ВЧ транзитов на переприемном участке не должно превышать девяти – по три транзита по ПГ, ВГ, ТГ или группам более высокого порядка. Номинальная цепь канала ТЧ одного переприемного участка магистральной сети ВСС приведена на рис. 3.2.

Среднее значение психофотметрической мощности помех за 1 мин в канале ТЧ в ТНОУ, вносимых линейным трактом магистральной сети ВСС протяженностью L км, не должно превышать PL , где P – мощность помех, создаваемых 1 км тракта.

В табл. 3.1 приведены значения P для различных СП, работающих по коаксиальному кабелю.

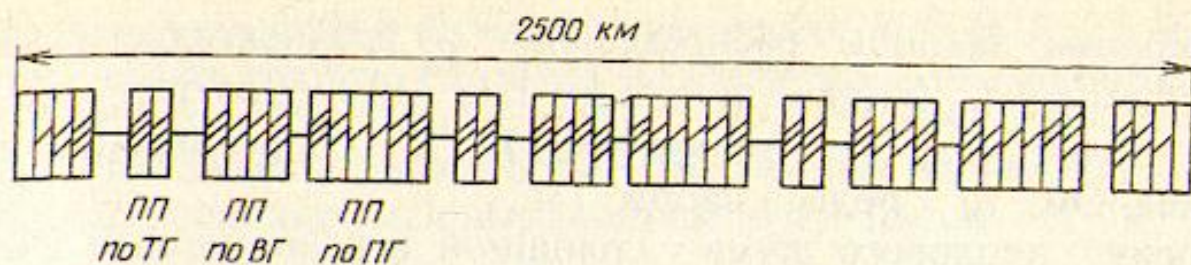


Рис. 3.2. Номинальная цепь канала ТЧ одного переприемного участка магистральной сети ВСС:

ПП – переприем; ПП по ПГ, ПП по ВГ, ПП по ТГ – переприем по первичной, вторичной и третичной группам соответственно

Таблица 3.1

Тип системы передачи	К-3600	К-1920П	VLT-1920	К-5400
Значение P , пВт псоф.	1	1,5	2,2	2,4

Номинальная цепь канала ТЧ внутризонавой сети ВСС (рис. 3.3) имеет протяженность 1400 км и содержит не более двух транзитов по ТЧ и четырех ВЧ транзитов по ПГ и ВГ. Средняя псофометрическая мощность за 1 ч в ТНОУ в соответствии с нормами на электрические параметры линейных и сетевых трактов СП, работающих на внутризонавых первичных сетях ВСС, не должна превышать $3L$ пВт псоф. Эта норма, в частности, относится к широко распространенной на сети СП типа К-60П.

Ограниченное число транзитов в номинальных цепях магистральной и внутризонавых сетей ВСС обеспечивает выполнение нормы на помехи, вносимые преобразовательным и усилительным оборудованием переприемных станций.

3.3. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ

Собственные помехи – это внутренние помехи флуктуационного характера, обусловленные хаотическим движением носителей зарядов. К ним относятся тепловые шумы и шумы полупроводниковых приборов.

Тепловой шум является случайным процессом, состоящим из суперпозиции флуктуаций отдельных электронов в проводнике, создающих на его концах напряжение случайного характера с

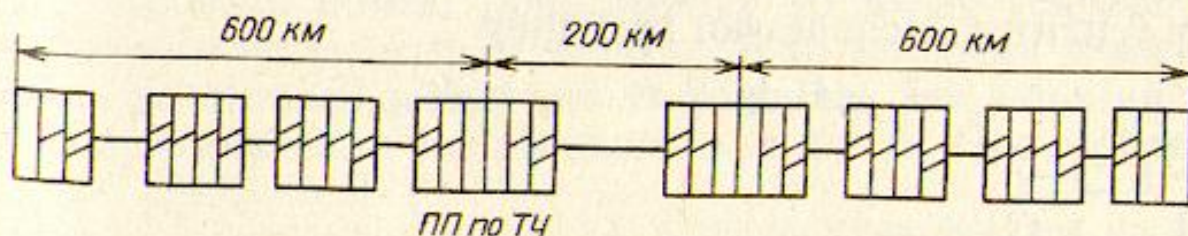


Рис. 3.3. Номинальная цепь канала ТЧ внутризонавой сети ВСС

нормальным законом распределения и среднеквадратическим значением $\sigma = U_{\text{тш}} = \sqrt{4kT\Delta fR}$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T – температура, К; R – сопротивление проводника, Ом; Δf – полоса частот, Гц.

Спектр теплового шума – сплошной и равномерный вплоть до частот в несколько гигагерц (“белый шум”).

С точки зрения шумовых свойств любой резистор можно представить источником напряжения с ЭДС $E_{\text{тш}} = U_{\text{тш}}$ и внутренним нешумящим сопротивлением R . Мощность теплового шума определяется как мощность, выделяемая шумящим резистором на нешумящем, равном ему по величине (рис. 3.4). Эта мощность (Вт)

$$P_{\text{тш}} = (E_{\text{тш}}/2)^2 \frac{1}{R} = kT\Delta f. \quad (3.2)$$

В полосе частот канала ТЧ ($\Delta f = 3100$ Гц) при $T = 293$ К ($+20^\circ\text{C}$) мощность $P_{\text{тш}} = 1,25 \cdot 10^{-14}$ МВт, что соответствует абсолютному уровню теплового шума $p_{\text{тш}} = -139$ дБ.

Следует отметить, что в соответствии с (3.2) мощность теплового шума не зависит от сопротивления шумящего резистора и при $T = \text{const}$ зависит только от ширины полосы частот, в которой она оценивается. Эта зависимость характерна для любых помех флуктуационного характера.

Шумы транзисторов обусловлены дробовым эффектом, возникающим при инъекции носителей зарядов из эмиттера в базу, изменением во времени числа рекомбинаций неосновных носителей зарядов в базе, которое носит случайный характер, и тепловым шумом сопротивления базы. Шумовые свойства усилителей оцениваются коэффициентом шума

$$D_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с вх}}/P_{\text{п вх}}}{P_{\text{с вых}}/P_{\text{п вых}}}, \quad (3.3)$$

где $P_{\text{с вх}}$ и $P_{\text{с вых}}$ – мощности сигнала на входе и выходе усилителя соответственно; $P_{\text{п вх}}$ – мощность теплового шума, создаваемого выходным сопротивлением линии связи, подключенной на вход усилителя; $P_{\text{п вых}}$ – мощность собственных помех на выходе усилителя, вызванных совместно шумами линии и самого усилителя.

Вместо коэффициента шума часто для оценки шумовых свойств усилителя используют величину

$$d_{\text{ш}} = 10 \lg D_{\text{ш}} = A_{\text{з вх}} - A_{\text{з вых}}, \quad (3.4)$$

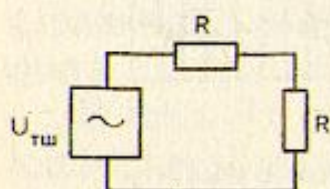


Рис. 3.4. К определению мощности теплового шума

определяющую потери шумозащищенности. В (3.4) $A_{з\text{ вх}}$ и $A_{з\text{ вых}}$ — защищенность сигнала от помех на входе и выходе усилителя соответственно.

Для нахождения мощности собственных помех на выходе усилителя воспользуемся выражением (3.4). Тогда

$$d_{ш} = (p_{с\text{ вх}} - p_{тш}) - (p_{с\text{ вых}} - p_{сп\text{ вых}}),$$

Отсюда, учитывая, что $p_{с\text{ вых}} - p_{с\text{ вх}} = S$, найдем

$$p_{сп\text{ вых}} = p_{тш} + d_{ш} + S, \quad (3.5)$$

где S — усиление усилителя, дБ.

Величину $p_{прив} = p_{тш} + d_{ш}$ называют *уровнем собственных помех, приведенных ко входу усилителя*. Физически эта величина определяется значением уровня помехи на входе нешумящего усилителя с усилением S . На выходе такого усилителя уровень помех будет, очевидно, равен усиленному значению помехи на входе, т. е.

$$p_{сп\text{ вых}} = p_{прив} + S, \quad (3.6)$$

что совпадает с (3.5). Уровень помех, приведенных ко входу усилителя, является паспортной характеристикой усилителя наряду с усилением, рабочей полосой частот, затуханием нелинейности и т. д.

Мощность собственных помех на выходе усилителя в ТНОУ в соответствии с (3.6) и (3.1)

$$P_{сп\text{ вых}0} = 10^{0,1(p_{прив} + S)} \cdot 10^{-0,1 p_{пер}}, \quad (3.7)$$

где $p_{пер}$ — относительный уровень передачи на выходе усилителя.

При включении на входе усилителя пассивного четырехполюсника с затуханием A_0 (рис. 3.5) мощность собственных помех на выходе усилителя в ТНОУ увеличивается в $10^{0,1A_0}$ раз. Действительно, при включении такого четырехполюсника уровень собственных помех, приведенных ко входу, не изменяется, а усиление S увеличивается на A_0 , что и приводит к росту мощности помех. Таким образом, с точки зрения защищенности от собственных помех включение любого четырехполюсника на входе усилителя нежелательно.

Поскольку спектральная плотность собственных помех равномерна, уровень помех, приведенных ко входу усилителя $p_{прив}$ практически не зависит от частоты. В то же время усиление линейных усилителей зависит от частоты, так как затухание линии связи $A_{л}$ возрастает с ростом частоты, а $S = A_{л}$. При работе систе-

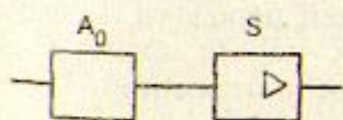


Рис. 3.5. К определению влияния на защищенность от собственных помех четырехполюсника с затуханием A_0 , включенного на входе усилителя

мы с плоской характеристикой передачи, т. е. при $p_{\text{пер}}(f) = p_{\text{пер пл}} = \text{const}$, мощность собственных помех в ТНОУ на выходе усилителя, как следует из (3.7), возрастает с увеличением частоты. Поэтому в верхних каналах СП защищенность снижается. Если при этом она удовлетворяет норме, то в нижних каналах создается большой запас по защищенности. Выходная мощность усилителя в данном случае используется неэффективно.

Для выравнивания защищенностей в нижних и верхних каналах СП вводят перекося (предыскажение) уровней. Уровень передачи на выходе усилителя на верхней частоте f_v линейного спектра системы увеличивают на Δp_v , а на нижней частоте f_n уменьшают на Δp_n . При этом средняя мощность многоканального сигнала на выходе усилителя не изменяется.

В большинстве случаев используют линейный перекося уровней (рис. 3.6), при котором частотная зависимость $p_{\text{пер}}(f)$ определяется выражением

$$p_{\text{пер}}(f) = \frac{\Delta p}{\Delta f} (f - f_n) + p_n, \quad (3.8)$$

где $\Delta p = (\Delta p_v + \Delta p_n)$ — величина перекося уровней; $\Delta f = (f_v - f_n)$ — ширина линейного спектра СП; $p_n = (p_{\text{пер пл}} - \Delta p_n)$ — уровень передачи на частоте f_n .

Средняя мощность многоканального сигнала, выбранная при работе с плоской характеристикой передачи, не должна изменяться при введении перекося уровней. Это условие можно записать в виде равенства

$$\int_{f_n}^{f_v} 10^{0,1 p_{\text{пер пл}}} df = \int_{f_n}^{f_v} 10^{0,1 p_{\text{пер}}(f)} df. \quad (3.9)$$

В левой части этого равенства записана мощность многоканального сигнала при плоской характеристике передачи, а в правой — то же, при введении перекося уровней. Произведя интегрирование, с учетом (3.8) получаем соотношение, связывающее уровень передачи при плоской характеристике уровней с величиной перекося:

$$10^{0,1 p_{\text{пер пл}}} = 10^{0,1 p_n} \frac{10^{0,1 \Delta p} - 1}{0,23 \Delta p}. \quad (3.10)$$

В свою очередь, это соотношение позволяет установить связь

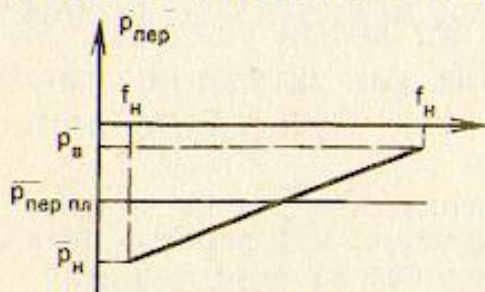


Рис. 3.6. Зависимость уровней передачи на выходе усилителя от частоты при работе системы без предыскажения ($p_{\text{пл}}$) и с предыскажением ($p_n \dots p_v$) уровней

между перекосом уровней Δp и величиной Δp_v , которая определяет повышение защищенности от собственных помех в верхнем канале СП.

Учитывая очевидное равенство

$$P_{\text{п}} = P_{\text{пер пп}} - (\Delta p - \Delta p_v),$$

выражение (3.10) можно записать в виде

$$10^{0,1\Delta p_v} \frac{1 - 10^{-0,1\Delta p}}{0,23\Delta p} = 1$$

или

$$\Delta p_v = 10 \lg \frac{0,23\Delta p}{1 - 10^{-0,1\Delta p}}. \quad (3.11)$$

Большинство современных кабельных СП работают только в режиме с перекосом уровней. При этом под уровнем $p_{\text{пер}}$ понимается некоторый эквивалентный уровень, определяемый из соотношения (3.10).

3.4. АТМОСФЕРНЫЕ И ПРОМЫШЛЕННЫЕ ШУМЫ

На воздушных линиях связи (ВЛС) преобладают помехи атмосферного происхождения, вызванные грозowymi разрядами, снежными, пылевыми и магнитными бурями. Уровень этих помех зависит от длины усилительного участка и системы скрепления проводов. Другими помехами, возникающими в каналах СП на ВЛС, обычно пренебрегают.

Величину атмосферных помех определяют статистическим путем, проводя многочисленные измерения. В табл. 3.2 приведены среднестатистические значения уровней атмосферных помех $p_{\text{ат}}$ в спектре канала ТЧ в конце усилительного участка, полученные для цветных цепей с диаметром проводов 4 мм и расстоянием между ними 20 см.

Таблица 3.2

f , кГц	143	84	31	16
$p_{\text{ат}}$, дБ	-80	-78	-72	-70

Указанные частоты соответствуют граничным частотам линейных спектров СП В-12-3 и В-3-3, работающих по ВЛС. На выходе линейного усилителя с усилением S уровень атмосферных помех, дБ:

$$p_{\text{ат вых}} = p_{\text{ат}} + S. \quad (3.12)$$

Промышленные шумы создаются за счет влияния высоковольтных линий передачи, трамвайных, троллейбусных электроконтактных сетей, энергоустановок промышленных предприятий и т. п.

Для повышения защищенности от внешних помех, в частности, в системах, работающих по ВЛС, а также при передаче сигналов с большим динамическим диапазоном, например сигналов вещания, применяют компандерные устройства.

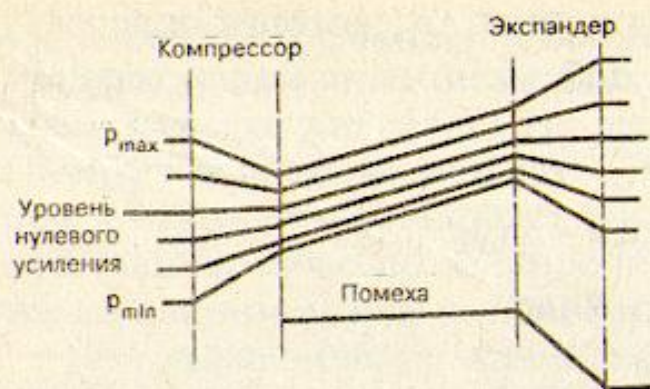


Рис. 3.7. Изменения уровней, вносимые компрессором и экспандером

Компандерное устройство состоит из компрессора (сжимателя динамического диапазона), устанавливаемого на передаче, и экспандера (расширителя динамического диапазона), размещаемого на приеме. *Компрессор* повышает уровни слабых сигналов, поступающих на вход канала передачи, тем сильнее, чем меньше эти уровни, и снижает уровни мощных звуков также тем сильнее, чем они выше. В результате защищенность слабых сигналов от помех на выходе компрессора повышается, а общая мощность канального сигнала остается прежней. *Экспандер* восстанавливает исходный динамический диапазон передаваемого сигнала, снижая уровни слабых сигналов тем больше, чем они слабее. Поскольку внешние помехи, поступающие на выход канала передачи, имеют сравнительно низкий уровень, экспандер снижает его в большей степени, чем уровень слабых сигналов, повышая тем самым дополнительно защищенность.

В СП с ЧРК используются так называемые *инерционные (слоговые) компандеры*, коэффициент передачи которых зависит от изменения огибающей речевого сигнала. Частота этого изменения составляет 20...30 Гц. Поэтому в процессе сжатия динамического диапазона сигнала заметного расширения его спектра не происходит. При использовании *компандеров мгновенного действия*, в которых коэффициент передачи определяется мгновенными значениями сигналов, спектр частот сигнала при сжатии динамического диапазона расширяется примерно в 3 раза, что совершенно неприемлемо.

Изменения уровней, вносимых компрессором и экспандером, показаны на рис. 3.7. При некотором уровне сигнала, называемом *уровнем нулевого усиления*, затухание компрессора и экспандера равно нулю. Более высокие уровни компрессор снижает, а более низкие — повышает.

Входящий в компрессор регулируемый четырехполосник управляется сигналом, который с выхода компрессора ответвляется на выпрямитель. Напряжение на выходе ФНЧ изменяется с частотой огибающей сигнала и подается в цепь управления четырехполосника, изменяя его коэффициент передачи (рис. 3.8, а). Аналогично работает и экспандер (рис. 3.8, б), в котором в отличие от компрессора используется прямая регулировка, т. е. сигнал ответвляется на выпрямитель со входа.

Работа компандера характеризуется *коэффициентом сжатия компрессора* $\gamma_{сж} = d_2/d_1$ и *коэффициентом расширения экспандера* $\gamma_p = d_2/d_1$. Здесь d_1 и d_2 — динамические диапазоны сигнала на входе и выходе компандера; d_n — динамический диапазон канального сигнала в линейном тракте.

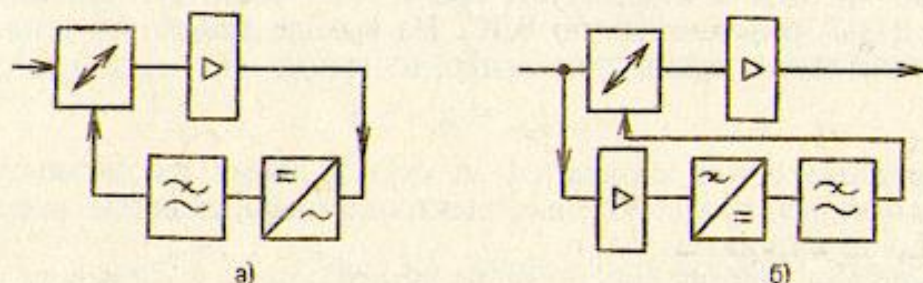


Рис. 3.8. Упрощенные структурные схемы компрессора (а) и экспандера (б)

Для согласованной работы компрессора и экспандера необходимо, чтобы $\gamma_{сж}\gamma_p = 1$, т.е. $d_1 = d_2$. При невыполнении этого условия компандер вносит в канал передачи нелинейные искажения. Наиболее просто реализуются коэффициенты $\gamma_{сж} = 1/2$; $\gamma_p = 2$. В регулируемых четырехполосниках в этом случае используются нелинейные двухполосники с экспоненциальной вольт-амперной характеристикой.

Практика показывает, что компандеры позволяют повысить помехозащищенность на 14...16 дБ и уменьшить уровень внятных переходных помех в паузах речи на 12...14 дБ. В то же время помимо увеличения нелинейных искажений в канале передачи компандер увеличивает нестабильность остаточного затухания канала, так как экспандер расширяет все изменения уровня сигнала на приеме, в том числе и нежелательные.

3.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ПОМЕХИ

Импульсные помехи возникают при кратковременных перепадах напряжения в узлах каналов ТЧ, содержащих реактивные элементы (фильтры, корректоры и т. п.), в том случае, когда за счет переходных процессов в узлах интервал следования перепадов больше длительности переходного процесса, равного $1/\Delta F$, где ΔF — ширина полосы пропускания канала, а длительность перепада меньше этой величины. Такие перепады напряжения возникают при воздействии атмосферных и промышленных помех, нарушениях контактов в коммутирующих устройствах, кратковременных перегрузках усилителей, выполнении эксплуатационно-технических мероприятий недостаточно квалифицированным персоналом и т. д.

Колебательный характер переходного процесса приводит к появлению выбросов напряжения в каналах передачи, значительно превышающих амплитуду полезного сигнала. На рис. 3.9 приведена примерная форма импульсной помехи в канале ТЧ. При увеличении числа переключений длительность переходного процесса возрастает за счет увеличения числа фильтров, включаемых в составной канал.

При передаче речевых сигналов импульсные помехи проявляются в виде отдельных щелчков и потрескиваний. Наибольшее воздействие импульсные помехи оказывают на дискретные сигналы (телеграфные, передачи данных), приводя к появлению ошибок, число которых может составлять 10...20% от общего числа принятых информационных импульсов.

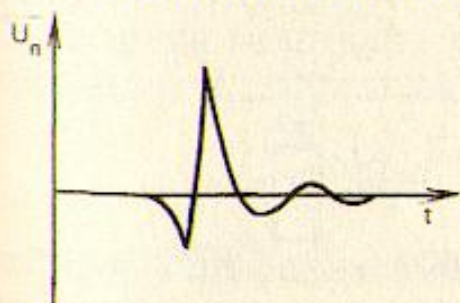


Рис. 3.9. Примерная форма импульсной помехи в канале ТЧ

Существуют нормы на частоту появления импульсных помех, превышающих некоторый порог анализа. Например, для каналов ТЧ магистральной первичной сети ВСС относительное время действия импульсных помех в ТНОУ, превышающих порог анализа – 15 дБ/ч, не должно быть больше $1,2 \cdot 10^{-5} L/12500$, где L – длина магистрали.

3.6. НАКОПЛЕНИЕ СОБСТВЕННЫХ И АТМОСФЕРНЫХ ПОМЕХ. РАЗМЕЩЕНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ

Накопление собственных и атмосферных помех при равномерном размещении усилителей

Уровень собственных и атмосферных помех на выходе усилителя, как следует из (3.6) и (3.12), определяется в виде

$$P_{\text{п вых}} = P_{\text{п вх}} + S, \quad (3.13)$$

где $P_{\text{п вх}} = P_{\text{сп прив}}$ для собственных помех и $P_{\text{п вх}} = P_{\text{ат}}$ для атмосферных помех. В линейном тракте аналоговой СП, содержащем n усилителей (рис. 3.10), помеха с выхода k -го усилителя, распространяясь по линии передачи, поступает на выход линейного тракта с уровнем

$$P_{\text{плт } k} = P_{\text{п вых } k} + \sum_{i=k+1}^n S_i - \sum_{i=k+1}^n A_i. \quad (3.14)$$

Здесь A_i – затухание i -го усилительного участка. Усиление линейных усилителей выбирается, как правило, равным затуханию предшествующего усилительного участка ($S_i = A_i$). Из (3.14) следует, что в этом случае $P_{\text{плт } k} = P_{\text{п вых } k}$, т. е. уровни помех от k -го усилителя на выходе линейного тракта и на выходе усилителя равны. На выходе линейного тракта помехи от каждого усилителя суммируются. Поскольку эти помехи не коррелированы и их фазы случайны, то полагают, что суммирование осуществляется по закону сложения мощностей, т. е. с учетом (3.13) суммарная мощность помех на выходе линейного тракта

$$P_{\text{плт } \Sigma} = \sum_{k=1}^n P_{\text{плт } k} = \sum_{k=1}^n 10^{0,1(P_{\text{п вх}} + S_k)}. \quad (3.15)$$

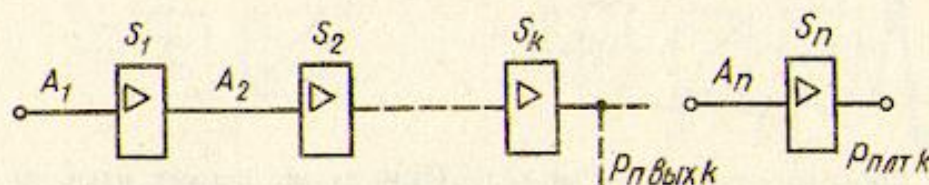


Рис. 3.10. К расчету накопления помех

Если считать все усилители, включенные в линейный тракт аналоговой СП, одинаковыми, то суммарная мощность помех

$$P_{\text{плт}\Sigma} = n \cdot 10^{0,1(p_{\text{вх}} + S)}. \quad (3.16)$$

Соответственно уровень этих помех

$$P_{\text{плт}\Sigma} = P_{\text{плвх}} + S + 10 \lg n. \quad (3.17)$$

Выражение (3.17) показывает, что эффект накопления помех на выходе линейного тракта от разных усилительных участков (УУ) ограничивает дальность связи, так как с увеличением протяженности линии передачи возрастает число усилителей в линейном тракте, а следовательно, и уровень собственных (или атмосферных) помех.

В ТНОУ суммарная мощность собственных помех на выходе линейного тракта

$$P_{\text{сплт}\Sigma} = n \cdot 10^{0,1(p_{\text{спприв}} + S - p_{\text{пер}})}. \quad (3.18)$$

Влияние размещения усилителей в линейном тракте на помехозащищенность

При выводе соотношения (3.18) предполагалось, что усиления всех усилителей одинаковы, т. е. что усилители размещены в линейном тракте равномерно. Такое размещение соответствует минимуму суммарной мощности собственных (и атмосферных) помех. Покажем это на примере линейного тракта, состоящего из двух УУ (рис. 3.11). Полагая, что шумовые свойства усилителей одинаковы, можно в соответствии с (3.15) записать для суммарной мощности собственных помех на выходе второго усилителя

$$P_{\text{сп}\Sigma} = 10^{0,1p_{\text{спприв}}} [10^{0,1S_1} + 10^{0,1S_2}]. \quad (3.19)$$

Будем считать, что $S_1 = A_1$; $S_2 = A_2$, и обозначим $A_1 + A_2 = A_0$. Тогда выражение (3.19) можно переписать в виде

$$P_{\text{сп}\Sigma} = 10^{0,1p_{\text{спприв}}} [10^{0,1A_1} + 10^{0,1(A_0 - A_1)}].$$

Суммарная мощность собственных помех будет минимальна при затухании A_1 , определяемом из условия

$$\frac{dP_{\text{сп}\Sigma}}{dA_1} = 10^{0,1p_{\text{спприв}}} \cdot 0,23 [10^{0,1A_1} - 10^{0,1(A_0 - A_1)}] = 0,$$

которое справедливо при $A_1 = A_0/2 = A_2$, т. е. при одинаковых длинах усилительных участков.

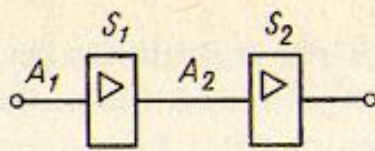


Рис. 3.11. К влиянию размещения усилителей на помехозащищенность

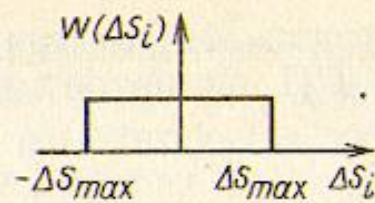


Рис. 3.12. Плотность вероятности изменения усиления при разбросе длин усилительных участков

Практически обеспечить равномерное размещение усилителей не всегда возможно, поэтому имеет место разброс длин УУ. Данное обстоятельство приводит к уменьшению защищенности от собственных и атмосферных помех на выходе канала. Определим, насколько уменьшается защищенность при разбросе длин УУ в пределах $\pm \Delta l_{max}$ от некоторого среднего значения l_0 .

Обозначим усиление каждого усилителя в линейном тракте

$$S_i = S_0 + \Delta S_i, \quad (3.20)$$

где $S_0 = \alpha l_0$ — среднее значение усиления; $\Delta S_i = \alpha \Delta l_i$ — изменение усиления, связанное с разбросом длин УУ. В соответствии с (3.15) можно записать

$$P_{сн\Sigma p} = 10^{0,1(p_{сн\text{прим}} + S_0)} \sum_{i=1}^n 10^{0,1\Delta S_i}. \quad (3.21)$$

Здесь ΔS_i — случайная величина, которая может изменяться в пределах $\pm \Delta S_{max} = \pm \alpha \Delta l_{max}$ и в этом интервале имеет равномерную плотность вероятности $W(\Delta S_i)$ (рис. 3.12). Очевидно, что

$$W(\Delta S_i) = 1/2\Delta S_{max}. \quad (3.22)$$

Функция $y = 10^{0,1\Delta S_i}$ также является случайной величиной, закон распределения которой в соответствии с теорией случайных процессов определяется в виде

$$W(y) = W(\Delta S_i) \frac{dy}{d(\Delta S_i)} = \frac{1}{2\Delta S_{max}} \frac{10^{-0,1\Delta S_i}}{0,23}. \quad (3.23)$$

Изменение мощности собственных помех, вызванное разбросом длин УУ, можно оценить средним значением величины

$$\sum_{i=1}^n 10^{0,1\Delta S_i}, \text{ которая равна с учетом (3.23)}$$

$$M \left\{ \sum_{i=1}^n 10^{0,1\Delta S_i} \right\} = nMy = n \int_{-\infty}^{\infty} W(y) dy = n \int_{10^{-0,1\Delta S_{max}}}^{10^{0,1\Delta S_{max}}} \frac{1}{0,23 \cdot 2\Delta S_{max}} dy. \quad (3.24)$$

Здесь учитывается то, что функция $y(\Delta S)$ отлична от нуля в интервале $\pm \Delta S_{max}$.

Из (3.24) находим

$$nM\{y\} = n \frac{10^{0,1\Delta S_{max}} - 10^{-0,1\Delta S_{max}}}{0,23 \cdot 2\Delta S_{max}} = n \frac{\text{sh}(0,23 \Delta S_{max})}{0,23 \Delta S_{max}}$$

Таким образом, оценивая изменение помехозащищенности из-за разброса длин УУ величиной $\Delta A_{зр} = 10 \ln(P_{сп\Sigma} / P_{сп\Sigma'})$

$$\Delta A_{зр} = 10 \ln \frac{\text{sh}(0,23 \Delta S_{max})}{0,23 \Delta S_{max}}$$

Значение $P_{сп\Sigma}$ в этом выражении берем из (3.16).

Оптимальная длина усилительных участков

Оптимальной называют длину УУ, на выходе которого мощность собственных (или атмосферных) помех точно равна допустимому их значению. Последнее определяется как часть общей нормы помех, отводимых на эталонную цепь протяженностью $L_{эт}$ км.

На основе (3.18), учитывая, что $n = L/l_{уу}$; $S = A_{уу} = \alpha l_{уу}$; $P_{сп пс} = k_{пс\text{оф}}^2 P_{сп}$, запишем соотношение

$$10 \lg \frac{P_{сп (\text{норма})} \cdot 10^{-9}}{k_{пс}^2 L_{эт}} + p_{пер} - p_{сп прив} = \alpha l_{уу} - 10 \lg l_{уу} \quad (3.25)$$

из которого графически или путем подбора можно определить оптимальную длину УУ $l_{уу \text{ опт}}$. В (3.25) $P_{сп (\text{норма})}$ — допустимое значение псофометрической мощности, пВт, на эталонной цепи $L_{эт}$, км.

При оптимальных длинах УУ число усилителей в линейном тракте минимально, что увеличивает экономическую эффективность соответствующей СП. Практически длина УУ выбирается несколько меньше оптимальной для обеспечения запаса помехозащищенности, учета затухания станционных устройств и компенсации затухания УУ соответствующим усилителем.

Оптимальные длины УУ систем передачи по ВЛС определяются аналогично по защищенности от атмосферных помех.

3.7. ПОМЕХИ ОТ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕХОДОВ

Помехи от линейных переходов вызываются взаимным электромагнитным влиянием между параллельными цепями. При

одинаковых линейных спектрах СП, работающих на параллельных цепях, помехи от линейных переходов при телефонной связи проявляются в виде внятных переходных разговоров.

Различают влияние на ближний и дальний концы. Влияние на ближний конец имеет место при передаче по параллельным цепям сигналов в противоположных направлениях, и на дальний конец — в одном направлении. На рис. 3.13 показан механизм этих влияний в пределах одного УУ.

Уровень помех от линейных переходов на ближнем конце на выходе усилителя (рис. 3.13, а)

$$p_{\text{лп0}} = p_{\text{к}} - A_0 + S_1, \quad (3.26)$$

где $p_{\text{к}}$ — уровень средней мощности канального сигнала на выходе усилителя; A_0 — переходное затухание на ближнем конце. Аналогично для помехи на дальнем конце (рис. 3.13, б)

$$p_{\text{лпл}} = p_{\text{к}} - A_l + S_2. \quad (3.27)$$

Полагая, что $S_1 = S_2 = \alpha l_{\text{yy}}$, находим

$$p_{\text{лп0}} = p_{\text{к}} - A_0 + \alpha l_{\text{yy}} = p_{\text{к}} - A_{30}; \quad (3.28)$$

$$p_{\text{лпл}} = p_{\text{к}} - A_l + \alpha l_{\text{yy}} = p_{\text{к}} - A_{3l}. \quad (3.29)$$

Здесь A_{30} и A_{3l} — защищенности от помех, вызванных линейными переходами на ближнем и дальнем концах соответственно.

Поскольку $A_{3l} \gg A_{30}$, при работе нескольких СП по параллельным цепям принимаются меры, исключаящие влияние на ближний конец. Для этой цели на симметричных кабельных линиях, по которым работают однополосные четырехпроводные СП, применяют двухкабельную схему, в которой по парам одного кабеля передаются сигналы в одном направлении, а по парам другого кабеля — в противоположном. Влияние на ближний конец в этом случае резко уменьшается за счет экранирующего действия оболочек кабелей. Следует отметить, что при небольших протяженностях линии передачи (например, на местных сетях) используют и однокабельную схему.

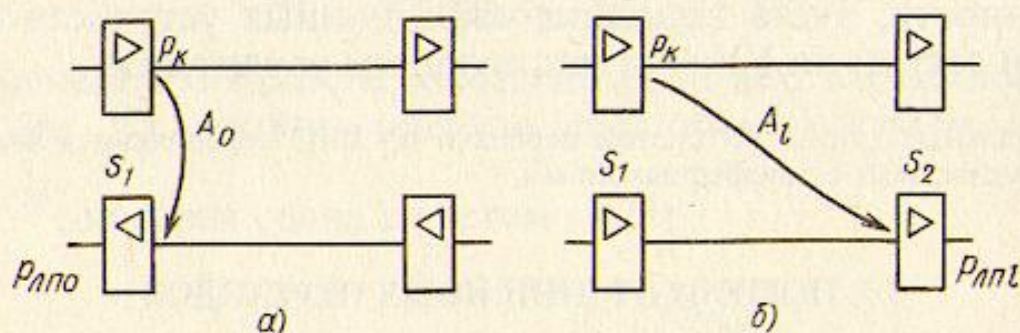


Рис. 3.13. Переходная помеха:
а — на ближнем конце; б — на дальнем конце

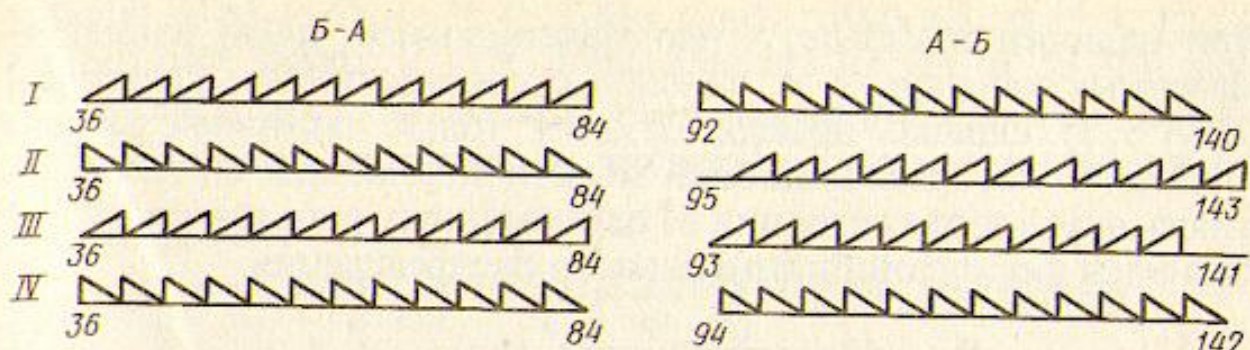


Рис. 3.14. Инверсия и сдвиг линейных частот параллельно работающих систем

Линейные спектры частот, передаваемых в одном направлении, у двухполосных СП, работающих по параллельным цепям, выбираются совпадающими. В противоположном направлении передаются другие линейные спектры этих систем. В результате спектр помехи, возникающей за счет влияния на ближний конец, на входе усилителя (см. рис. 3.13, а) не совпадает со спектром полезного сигнала и помеха подавляется соответствующим направляющим фильтром. Защищенность A_{30} увеличивается при этом на величину затухания в полосе задержания этого фильтра.

Для повышения защищенности от внятных переходных разговоров на дальнем конце применяют инверсию и сдвиг линейных спектров СП, работающих на параллельных цепях. При инверсии спектра помеха, попадая из канала влияющей СП в одноименный канал системы, подверженной влиянию, проявляется в нем как шум, т. е. помеха становится невнятной. Инверсия эквивалентна увеличению защищенности на 7 дБ.

Если линейные спектры влияющих и подверженной влиянию СП сдвинуты по частотному диапазону, то в зависимости от величины сдвига требования к защищенности на дальнем конце снижаются на 4...26 дБ.

Например, в системе В-12-3 предусматривается четыре варианта линейного спектра. В нижней группе частот эти варианты отличаются инверсией спектров, а в верхней группе — инверсией, и сдвигом (рис. 3.14), так как с увеличением частоты защищенность уменьшается, а усиление усилителей возрастает.

Из (3.28) и (3.29) можно определить мощность помех от линейных переходов на выходе усилителя в ТНОУ. В частности, для помех на дальнем конце

$$P_{\text{пл}}(0) = 10^{0,1p_k} \cdot 10^{-0,1A_{30}} \cdot 10^{-0,1p_{\text{пер}}}$$

или

$$P_{\text{пл}}(0) = 10^{0,1p_{k0}} \cdot 10^{-0,1A_{30}}, \quad (3.30)$$

где $p_{k0} = p_k - p_{\text{пер}}$ — уровень средней мощности канального сигнала в ТНОУ.

При наличии в кабеле N пар максимальное число влияющих одноименных каналов, т. е. каналов с совпадающими спектрами, равно $(N - 1)$. Однако помехи создают только активные каналы, т. е. такие, по которым в данный момент передаются сигналы. Вероятность активного состояния m одноименных каналов из $(N - 1)$ определяется формулой биномиального распределения

$$W_{N-1}(m) = \frac{(N-1)!}{m!(N-1-m)!} \tau^m (1-\tau)^{N-1-m}, \quad (3.31)$$

где τ — вероятность активного состояния канала ($\tau = 0,25$).

Вероятность того, что число активных одноименных каналов не меньше m , характеризуется интегральной функцией распределения

$$F(m) = \sum_{k=0}^m W_{N-1}(k), \quad (3.32)$$

а вероятность превышения числа активных каналов, равного m ,

$$\varepsilon = 1 - F(m). \quad (3.33)$$

Задаваясь величиной ε , можно по формулам (3.31) — (3.33) определить m . Обычно принимают $\varepsilon = 0,01$.

Полагая, что защищенности между всеми парами кабеля одинакова и что помехи от разных пар кабеля не коррелированы, т. е. что они суммируются по мощности, можно найти мощность помех на выходе i -го усилителя в ТНОУ, используя выражение (3.30):

$$P_{\text{лп}i}(0) = m \cdot 10^{0,1p_{\text{ш}}} \cdot 10^{-0,1A_{\text{д}}}. \quad (3.34)$$

На выход линейного тракта, содержащего n УУ, помехи с каждого участка приходят со случайными фазами и поэтому суммируются по мощности. Суммарная психофотметрическая мощность помех, пВт, от линейных переходов на выходе линейного тракта в ТНОУ

$$P_{\text{лп}\Sigma}(0) = K_{\text{пс}}^2 mn \cdot 10^{0,1p_{\text{ш}}} \cdot 10^{-0,1A_{\text{д}}} \cdot 10^9. \quad (3.35)$$

Эта мощность не должна превышать значения, определяемого как часть общей допустимой психофотметрической мощности помех в ТНОУ на выходе эталонной цепи длиной $L_{\text{эт}}$, пересчитанной на длину данной линии передачи длиной L :

$$P_{\text{лп}\Sigma}(0) \leq \frac{L}{L_{\text{эт}}} P_{\text{лп}}(\text{норма}). \quad (3.36)$$

С учетом (3.35) из (3.36) можно найти оптимальную длину УУ $l_{\text{уу}}$, если иметь в виду, что $A_{\text{д}i} = A_{\text{д}}(l_{\text{уу}})$, а $n = L/l_{\text{уу}}$.

Если длина УУ системы передачи известна, из (3.36) можно определить допустимое значение защищенности от переходных помех. Например, для систем передачи К-60П, работающих по

кабелю МКС 4×4, $l_{yy} = 19,4$ км; $p_{к0} = -10,6$ дБ; $m = 4$; $P_{ли(норма)} = 3750$ пВт псоф; $L_{эт} = 2500$ км. Из (3.35) и (3.36) находим $A_{зл(дл)} \geq 68,3$ дБ. Для обеспечения некоторого запаса от помехозащищенности величина $A_{зл}$ выбирается несколько большей.

3.8. ПОМЕХИ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

Возникновение помех нелинейного происхождения

Помехи нелинейного происхождения (нелинейные помехи) возникают в групповых устройствах, содержащих нелинейные элементы — диоды, транзисторы, катушки индуктивности с ферромагнитными сердечниками и др. Основным источником помех в СП с ЧРК являются усилители линейного тракта, так как их число обычно весьма велико. При поступлении на вход нелинейного четырехполюсника группового сигнала, содержащего ряд гармонических частотных составляющих, на выходе этого четырехполюсника появляются колебания с новыми частотами — продуктами нелинейности, которых не было на входе. Частоты этих продуктов могут совпадать с частотами полезных сигналов. В соответствующих каналах в данном случае появляются посторонние колебания — нелинейные помехи.

Нелинейные свойства четырехполюсников — модуляторов, усилителей и т. д. — можно качественно оценить амплитудной характеристикой $U_{вых} = F(U_{вх})$, примерный вид которой показан на рис. 3.15. На этой характеристике можно выделить почти линейный (квазилинейный) участок при изменении выходного напряжения от $-U_{вых п}$ до $+U_{вых п}$. При превышении этих значений амплитудная характеристика претерпевает сравнительно резкий перегиб и создается перегрузка усилителя (или другого нелинейного четырехполюсника). Величина $U_{вых п}$ (соответственно мощности $P_{вых п}$ и уровень $P_{вых п}$), называемая *порогом перегрузки*, определяется МККТТ как абсолютный уровень по мощности синусоидального сигнала на выходе усилителя, увеличение которого

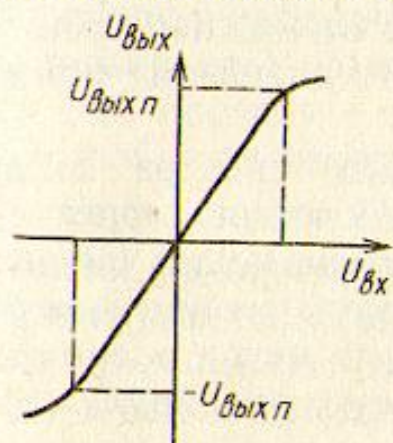


Рис. 3.15. Амплитудная характеристика

на 1 дБ приводит к повышению уровня по мощности третьей гармоники на 20 дБ.

Частоты продуктов нелинейности на выходе усилителя являются либо гармониками частотных составляющих входного группового сигнала, либо комбинационными частотами вида $(mf_x \pm nf_y \pm qf_z \pm \dots)$, где f_x, f_y, f_z, \dots — частоты составляющих входного группового сигнала. Здесь m, n, q, \dots — целые числа (0, 1, 2, ...). Величина $(m+n+q+\dots)$ указывает порядок продукта нелинейности.

Мешающее действие нелинейных помех определяется мощностью и спектральным распределением продуктов нелинейности.

Расчет мощности продуктов нелинейности на выходе усилителя

Амплитудную характеристику (АХ) нелинейного четырехполюсника (в данном случае усилителя) можно аппроксимировать степенным полиномом

$$u_{\text{вых}}(t) = b_1 u_{\text{вх}}(t) + b_2 u_{\text{вх}}^2(t) + b_3 u_{\text{вх}}^3(t) + b_4 u_{\text{вх}}^4(t) + \dots$$

При работе на квазилинейном участке АХ можно ограничиться полиномом 3-й степени, так как значения коэффициентов b_i очень быстро убывают. Заметим, что b_1 — коэффициент усиления усилителя.

Предполагая, что нелинейные продукты создаются в основном безынерционным выходным каскадом усилителя, можно считать, что коэффициенты b_1, b_2 и т. д. не зависят от частоты даже в том случае, если усилитель охвачен цепью частотно-зависимой отрицательной обратной связи (ООС). Таким образом, квазилинейный участок АХ аппроксимируется полиномом 3-й степени с постоянными коэффициентами

$$u_{\text{вых}}(t) = b_1 u_{\text{вх}}(t) + b_2 u_{\text{вх}}^2(t) + b_3 u_{\text{вх}}^3(t). \quad (3.37)$$

Групповой сигнал на входе усилителя можно считать случайным стационарным процессом с нормальным законом распределения и сплошным спектром в диапазоне от нижней граничной частоты f_1 до верхней f_2 . За пределами этого диапазона мощность сигнала принимается равной нулю.

Характер распределения составляющих спектра входного группового сигнала зависит от места включения корректирующих устройств в усилителе и наличия предискажения уровней.

Для определения мощностей продуктов нелинейности на выходе усилителя используем упрощенный метод, основанный на представлении входящего сигнала суммой гармонических колебаний:

$$u_{\text{вх}}(t) = \sum_{i=1}^n U_{\text{мвх}i} \cos \omega_i t. \quad (3.38)$$

Начальные фазы этих колебаний без потери общности рассуждений можно считать равными нулю. Подставив значение входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ [см. (3.38)] в полином (3.37) и используя известные алгебраические и тригонометрические формулы, находим частоты и амплитуды напряжений составляющих выходного сигнала, которые приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Порядок продукта	Частота продукта	Амплитуда напряжения на выходе усилителя	Мощность на выходе усилителя	Число продуктов
1-й	f_x	U_x	P_x	n
2-й	$2f_x$	$U_{2r} = \frac{b_2}{2b_1^2} U_x^2$	$P_{2r} = \frac{b_2^2 R P_x^2}{2b_1^4}$	n
	$f_x \pm f_y$	$U_{2c} = \frac{b_2}{b_1} U_x U_y$	$P_{2c} = \frac{2b_2^2 R}{b_1} P_x P_y$	$2C_n^2 \approx n^2$
3-й	$3f_x$	$U_{3r} = \frac{b_3}{4b_1^3} U_x^3$	$P_{3r} = \frac{b_3^2 R^2}{4b_1^6} P_x^3$	n
	$2f_x \pm f_y$	$U_{3k} = \frac{3b_3}{4b_1^3} U_x^2 U_y$	$P_{3k} = \frac{9b_3^2 R^2}{4b_1^6}$	$4C_n^2 \approx 2n^2$
	$f_x \pm f_y \pm f_z$	$U_{3c} = \frac{3b_3}{2b_1^3} U_x U_y U_z$	$P_{3c} = \frac{9b_3^2 R^2}{b_1^6}$	$4C_n^3 \approx \frac{2}{3} n^3$

При нахождении указанных величин учитывалось, что для квазилинейного участка АХ справедливы неравенства $b_1 \gg b_2 u_{\text{вх}} \gg b_3 u_{\text{вх}}^2$. Вследствие этого первые гармоники частотных составляющих входного сигнала на выходе усилителя определяются только из 1-го члена полинома (3.37), продукты нелинейности 2-го порядка — из 2-го члена полинома и т. д. В табл. 3.3 f_x, f_y, f_z — любая из частот составляющих входного группового сигнала, описываемого (3.38), а U_x, U_y, U_z — амплитуды напряжений колебаний с этими частотами на выходе усилителя.

При определении мощностей продуктов нелинейности, значения которых также приведены в табл. 3.3, произведен переход от амплитудных к действующим значениям напряжений и учтено сопротивление нагрузки R на выходе усилителя.

Для количественной оценки нелинейных свойств усилителей используют затухания нелинейности по второй (A_{r2}) и третьей (A_{r3}) гармоникам. По определению,

$$A_{r2} = 20 \lg (U_x / U_{2r}) = 10 \lg (P_x / P_{2r}) = p_x - p_{2r}; \quad (3.39)$$

$$A_{r3} = 20 \lg (U_x / U_{3r}) = 10 \lg (P_x / P_{3r}) = p_x - p_{3r}. \quad (3.40)$$

Здесь p_x , p_{2r} , p_{3r} — уровни первых, вторых и третьих гармоник по напряжению или мощности на выходе усилителя. Подставляя в (3.39) и (3.40) значения мощностей вторых и третьих гармоник из табл. 3.3, находим

$$A_{r2} = A_{r20} - p, \quad (3.41)$$

$$A_{r3} = A_{r30} - 2p. \quad (3.42)$$

Здесь под $p = 10 \lg (P_y / 1 \text{ мВт})$ понимается уровень мощности выходного сигнала при подаче на вход усилителя синусоидального сигнала с частотой f_x . Этот уровень при работе на квазилинейном участке АХ усилителя практически совпадает с уровнем первой гармоники выходного сигнала с частотой f_x ; $A_{r20} = 10 \lg (2b_1^4 / b_2^2 R)$ и $A_{r30} = 10 \lg (4b_1^6 / b_3^2 R^2)$ — затухания по второй и третьей гармоникам соответственно при нулевом относительном уровне на выходе усилителя. С учетом полученных соотношений и данных табл. 3.3 можно выражение для мощностей продуктов нелинейности записать в виде:

$$\begin{aligned} \text{а) } P_{2r} &= P_x^2 \cdot 10^{-0,1A_{r20}}, \\ \text{б) } P_{2c} &= 4P_x P_y \cdot 10^{-0,1A_{r20}}, \\ \text{в) } P_{3r} &= P_x^3 \cdot 10^{-0,1A_{r30}}, \\ \text{г) } P_{3к} &= 9P_x^2 P_y \cdot 10^{-0,1A_{r30}}, \\ \text{д) } P_{3с} &= 36P_x P_y P_z \cdot 10^{-0,1A_{r30}}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Количество продуктов нелинейности определяется путем подсчета числа сочетаний из n элементов по m :

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}$$

Для продуктов 2-го порядка $m = 2$, а 3-го порядка $m = 3$. Общее число продуктов нелинейности при $n \gg 1$ приведено в табл. 3.3. Данные этой таблицы и соотношения (3.43) показывают, что при $P_x = P_y = P_z = P_0$, т. е. при работе СП без перекоса уровней, мощности и количество комбинационных продуктов нелинейности значительно больше соответствующих величин

гармонических составляющих, которыми поэтому можно пренебречь. Практически следует учитывать только продукты нелинейности 2-го порядка с частотами $(f_x \pm f_y)$ и общей мощностью

$$P_2 = 4n^2 P_0^2 \cdot 10^{-0,1A_{r20}} \quad (3.44)$$

и продукты нелинейности 3-го порядка с частотами $(f_x \pm f_y \pm f_2)$ и общей мощностью

$$P_3 = 24n^3 P_0^3 \cdot 10^{-0,1A_{r30}} \quad (3.45)$$

Следует иметь в виду, что затухания нелинейности по гармоникам усилителя, охваченного цепью частотно-зависимой ОС, зависят от частоты. Поэтому в (3.43) надо подставлять значения A_{r20} и A_{r30} на частотах рассматриваемых продуктов нелинейности, а выражения (3.44) и (3.45) справедливы лишь при отсутствии частотно-зависимой ОС.

Спектральное распределение продуктов нелинейности

Для определения мощности нелинейных помех, попадающих в канал передачи, необходимо знать спектральное распределение продуктов нелинейности, т. е. мощность этих продуктов в узкой полосе частот со средней частотой F .

При работе СП без перекося уровней групповой сигнал на выходе усилителя имеет сплошной и равномерный спектр от f_1 до f_2 (рис. 3.16). Мощность группового сигнала в данном диапазоне частот

$$P_{гр} = P_0 (f_2 - f_1) = P_0 \Delta f, \quad (3.46)$$

а за его пределами равна нулю. Здесь P_0 — мощность сигнала на выходе усилителя в полосе частот шириной 1 Гц.

Суммарные продукты нелинейности 2-го порядка с частотой $F = f_x + f_y$ образуются в результате взаимодействия спектральных составляющих группового сигнала с частотами f_x и $(F - f_x)$, где $f_1 \leq f_x \leq f_2$; $f_1 \leq (F - f_x) \leq f_2$. Общая мощность суммарных продуктов

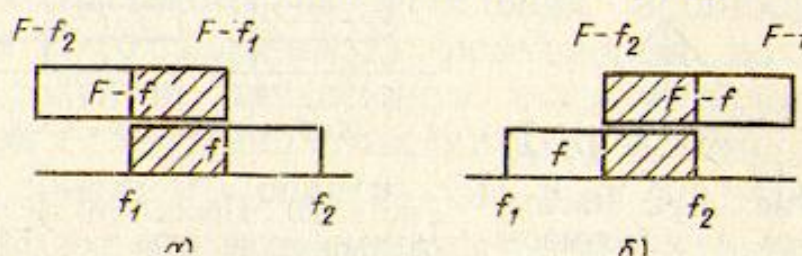
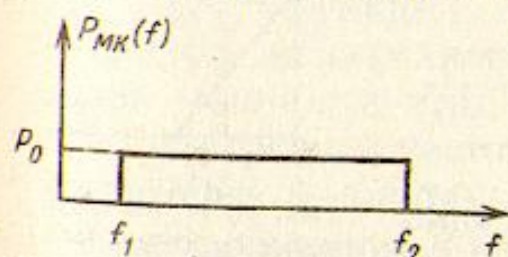


Рис. 3.16. Распределение мощности многоканального сигнала P_{MK} при работе системы без предискажения

Рис. 3.17. Взаимное расположение спектров f и $(F - f)$ при:

а — $(f_1 + f_2) > F \geq 2f_2$; б — $2f_2 > F > (f_1 + f_2)$

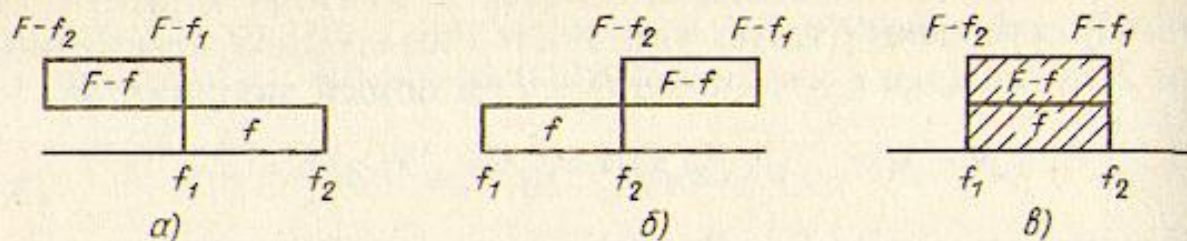


Рис. 3.18. Взаимное расположение спектров f и $(F - f)$ при:
 $a - F = 2f_1$; $b - F = 2f_2$; $c - F = f_1 + f_2$

нелинейности 2-го порядка с частотой $F [P_{2c}^+(F)]$ определяется числом составляющих группового сигнала с частотами f_x и f_y , для которых выполняется условие $f_x = F - f_y$, т. е. площадью взаимно пересекающихся областей функций $P(f)$ и $P(F - f)$, где $P(f)$ — мощность составляющей группового сигнала с частотой f (рис. 3.17).

На рис. 3.18, a и b показано взаимное расположение спектров f и $(F - f)$ при $F = 2f_1$ и $F = 2f_2$ соответственно. Общая мощность суммарных продуктов нелинейности 2-го порядка на частоте F при этом равна нулю. При взаимном расположении рассматриваемых спектров, показанном на рис. 3.18, c , мощность суммарных продуктов нелинейности 2-го порядка максимальна, а $F = f_1 + f_2$. Таким образом, при изменении частоты F от $2f_1$ до $(f_1 + f_2)$ мощность рассматриваемых продуктов нелинейности линейно возрастает, а при изменении F от $(f_1 + f_2)$ до $2f_2$ — линейно уменьшается (рис. 3.19), т. е. суммарные продукты нелинейности занимают полосу частот от $2f_1$ до $2f_2$.

Численно значение суммарных продуктов нелинейности 2-го порядка на частоте F определяется с учетом (б) в (3.43) интегралом свертки

$$P_{2c}^+(F) = 4 \cdot 10^{-0,1A_{100}(F)} \int_{f_1}^{f_2} P(f) P(F - f) df. \quad (3.47)$$

С увеличением частоты f_x частота $f_y = F - f_x$ уменьшается, в результате чего их сумма F остается неизменной. Такие изменения взаимодействующих частот могут продолжаться до тех пор, пока они не станут равными. При дальнейшем увеличении f_x и уменьшении f_y ,

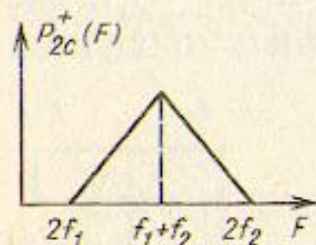


Рис. 3.19. Частотная зависимость мощности суммарных продуктов нелинейности 2-го порядка

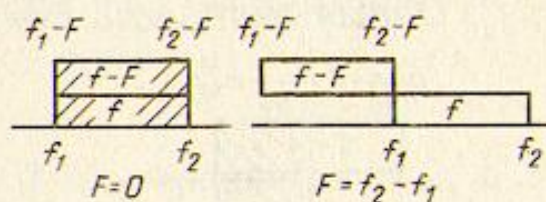


Рис. 3.20. Предельно возможные расположения спектров f и $f - F$

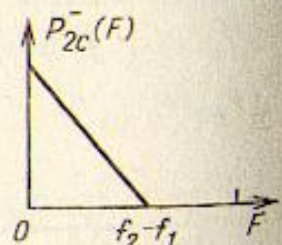


Рис. 3.21. Частотная зависимость мощности разностных продуктов нелинейности 2-го порядка

взаимодействующие частоты, заменив друг друга, вновь создают уже учтенные ранее комбинации. Поэтому максимальное значение частоты f_x определяется из равенства $f_x = f_y = F/2$.

Из рис. 3.17 следует, что в полосе частот от $2f_1$ до $(f_1 + f_2)$ минимальное значение $f_{x\min} = f_1$, а в полосе частот от $(f_1 + f_2)$ до $2f_2$ $f_{x\min} = F - f_2$. Таким образом, в (3.47) пределы интегрирования

$$f_a = f_1 = (F - f_2); f_b = F/2. \quad (3.48)$$

Разностные продукты нелинейности с частотой $f_x - f_y = F$ образуются в результате взаимодействия спектральных составляющих группового сигнала с частотами f_x и $(f_x - F)$. Общая мощность этих продуктов $P_{2c}^-(F)$ пропорциональна площади взаимно пересекающихся областей функций $P(f)$ и $P(f - F)$. Для положительных значений F на рис. 3.20 показаны два предельно возможных взаимных положения спектров f и $(f - F)$. Из этого рисунка следует, что разностные продукты нелинейности занимают полосу частот от $F = 0$ до $F = f_2 - f_1$, а мощность этих продуктов максимальна при $F = 0$ и линейно уменьшается до нуля при $F = f_2 - f_1$ (рис. 3.21).

Численное значение величины $P_{2c}^-(F)$ определяется также интегралом сверки

$$P_{2c}^-(F) = 4 \cdot 10^{-0,1A_{r20}(F)} \int_{f_a}^{f_b} P(f) P(f - F) df. \quad (3.49)$$

Пределы интегрирования легко определяются из рис. 3.20:

$$f_a = f_1; f_b = f_2 - F. \quad (3.50)$$

После вычисления интегралов (3.47) и (3.49), используя соотношение (3.46), можно найти суммарную мощность продуктов нелинейности 2-го порядка на частоте F :

$$P_{2н}(F) = P_{2c}^+(F) + P_{2c}^-(F) = 4 \frac{P_{гр}^2}{\Delta f} \cdot 10^{-0,1A_{r20}(F)} y_2(F), \quad (3.51)$$

где $y_2(F)$ — функция спектрального распределения мощности продуктов нелинейности 2-го порядка, определяющая долю общей мощности этих продуктов, попадающую в узкую полосу частот со средней частотой F . Значения функции $y_2(F)$ зависят от относительной ширины линейного спектра СП $\beta = f_2/f_1$. Поскольку нелинейные помехи в каналах системы создают только те продукты нелинейности, частоты которых совпадают с ее линейным спектром, практический интерес представляют частоты F в пределах от f_1 до f_2 . При $\beta \leq 3$ ($f_2 - f_1 \leq 2f_1$), т. е. в диапазоне час-

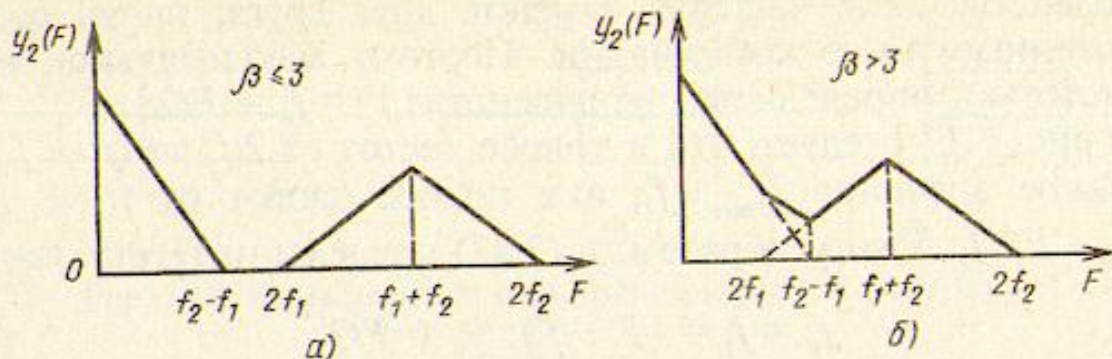


Рис. 3.22. Зависимость функции спектрального распределения мощности продуктов нелинейности 2-го порядка от частоты при относительной ширине линейного спектра $\beta \leq 3$ (а) и $\beta > 3$ (б)

тот $f_1 \leq F \leq (f_2 - f_1)$, возникают только разностные продукты нелинейности 2-го порядка. Для этого случая

$$y_2(F) = 1 - F/\Delta f. \quad (3.52)$$

В диапазоне частот $2f_1 \leq F \leq f_2$ создаются только суммарные продукты и

$$y_2(F) = 0,5 (F - 2f_1) / \Delta f. \quad (3.53)$$

График функции $y_2(F)$ для рассматриваемого случая приведен на рис. 3.22, а. При $\beta > 3$ в диапазоне частот $(f_2 - f_1) \leq F \leq 2f_1$ возникают как суммарные, так и разностные продукты нелинейности и $y_2(F)$ представляет собой сумму выражений (3.52) и (3.53) (рис. 3.22, б).

Для практических расчетов удобно ввести безразмерную нормированную частоту

$$\sigma = (F - f_1) / (f_2 - f_1), \quad (3.54)$$

которая изменяется в пределах $0 \leq \sigma \leq 1$ при изменении F от f_1 до f_2 . Значение нормированной функции спектрального распределения мощности нелинейных помех 2-го порядка

$$y_2(\sigma) = (\beta - 2) / (\beta - 1) - \sigma \quad \text{при} \quad 0 \leq \sigma \leq (\beta - 2) / (\beta - 1); \quad (3.55)$$

$$y_2(\sigma) = 0,5(\sigma - 1 / (\beta - 1)) \quad \text{при} \quad 1 / (\beta - 1) \leq \sigma \leq 1.$$

При $(\beta - 2) / (\beta - 1) \geq \sigma \geq 1 / (\beta - 1)$ функция $y_2(\sigma)$ определяется суммой этих выражений. Заметим, что при $\beta \leq 2$ функция $y_2(\sigma) = 0$, а при $\beta \gg 2$ $y_2(\sigma) = 1 - \sigma/2$. На рис. 3.23 приведено семейство характеристик $y_2(\sigma)$, рассчитанных по формулам (3.55).

Среди продуктов нелинейности 3-го порядка, как уже указывалось, наибольшее значение имеют продукты с частотами $F = f_x \pm f_y \pm f_z$. Распределения по спектру продуктов нелинейности с частотами $(f_x + f_y - f_z)$, $(f_x + f_y + f_z)$, $(f_x - f_y - f_z)$ отличаются друг от друга и должны рассматриваться отдельно.

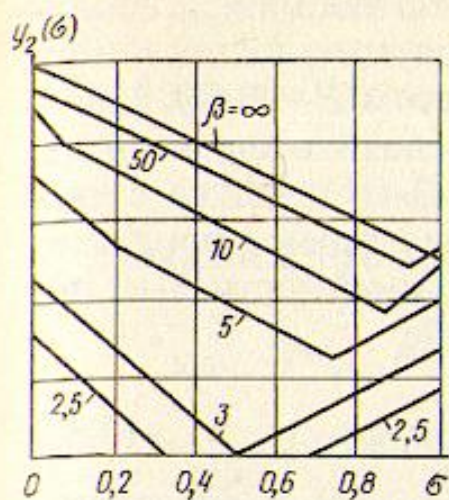


Рис. 3.23. Зависимость функции спектрального распределения мощности продуктов нелинейности 2-го порядка от нормированной частоты σ и относительной ширины линейного спектра β

Комбинационные продукты нелинейности с частотами $(f_x + f_y - f_z)$ называются продуктами 1-го рода. Заметим, что признаком продуктов нелинейности 1-го рода с частотами $(mf_x \pm nf_y \pm qf_z \pm \dots)$ является равенство

$$m \pm n \pm q \pm \dots = 1. \quad (3.56)$$

Продукты нелинейности 3-го порядка 1-го рода с частотой $F = f_x + f_y - f_z$ можно рассматривать как результат взаимодействия суммарных продуктов нелинейности 2-го рода с частотами $f_n = f_x + f_y$ и спектральных составляющих группового сигнала с частотами $(f_n - F)$. Мощность этих продуктов с частотой F определится площадью пересекающихся областей функций $P(f_n)$ и $P(F + f_z)$. Функция $P(f_n)$ определяется выражением (3.47) и в соответствии с рис. 3.19 $2f_1 \leq f_n \leq 2f_2$.

В свою очередь, минимальное и максимальное значения частоты $(F + f_z)$ равны соответственно $(F + f_1)$ и $(F + f_2)$. При $F = f_1$ и $F = f_2$ взаимное расположение спектров функций $P(f_n)$ и $P(F + f_z)$ показано на рис. 3.24, а. Площади пересекающихся областей этих функций в данном случае равны. На рис. 3.24, б показано взаимное расположение спектров функций $P(f_n)$ и $P(F + f_z)$, соот-

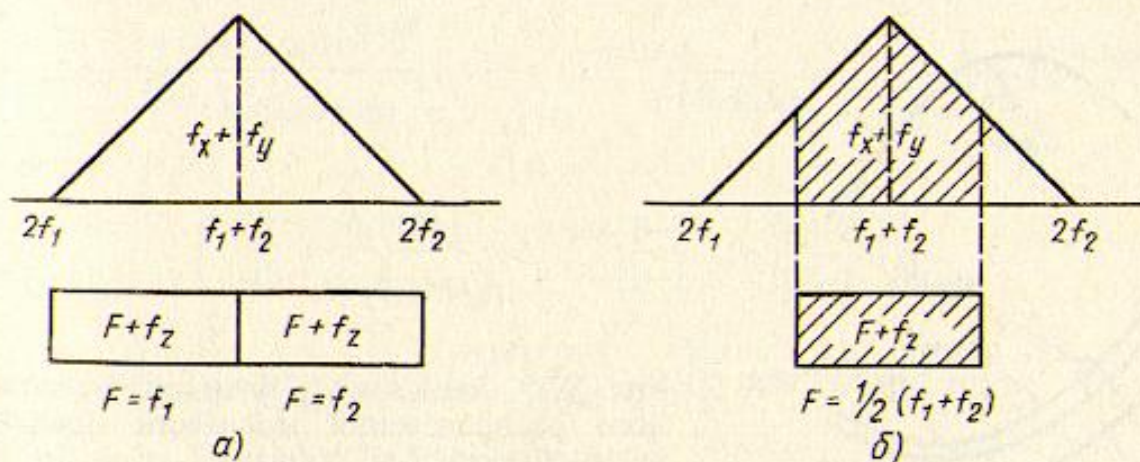


Рис. 3.24. Взаимное расположение спектров функций $P(f_n)$ и $P(F + f_z)$ при:
а - $F = f_1$ и $F = f_2$, б - $F = 0,5(f_1 + f_2)$

ветствующих максимальной площади их пересекающихся областей, а значит, и максимальной мощности продуктов нелинейности 3-го порядка 1-го рода с частотой F . При этом $F = 0,5(f_2 + f_1)$.

Аналогичные рассуждения позволяют определить характер изменения мощности продуктов нелинейности 3-го порядка с частотами $F = (f_x + f_y + f_z)$ и $F = (f_x - f_y - f_z)$, называемыми продуктами 2-го рода. Общая мощность продуктов нелинейности 3-го порядка с частотой F может быть получена в виде

$$P_{3н}(F) = 24 \frac{P_{гр}^3}{\Delta f} \cdot 10^{-0,1A_{r30}(F)} [y_{31}(\sigma) + y_{32}(\sigma)]. \quad (3.57)$$

Здесь $y_{31}(\sigma)$ и $y_{32}(\sigma)$ — нормированные функции спектрального распределения мощности продуктов нелинейности 3-го порядка 1-го и 2-го родов соответственно. Нормированную частоту σ можно найти по формуле (3.54), а функции $y_{31}(\sigma)$ и $y_{32}(\sigma)$ — по формулам

$$y_{31}(\sigma) = \frac{3}{8} [1 + 2\sigma(1 - \sigma)] \quad \text{при } 0 \leq \sigma \leq 1; \quad (3.58)$$

$$y_{32}(\sigma) = \begin{cases} \frac{3}{8} \left[\frac{(\beta - 3)}{(\beta - 1)} - \sigma \right]^2 & \text{при } 0 \leq \sigma \leq (\beta - 3)/(\beta - 1), \\ \frac{1}{8} \left(\sigma - \frac{2}{\beta - 1} \right)^2 & \text{при } 2/(\beta - 1) \leq \sigma \leq 1. \end{cases} \quad (3.59)$$

Заметим, что функция $y_{31}(\sigma)$ не зависит от относительной ширины линейного спектра СП β , а значение функции $y_{32}(\sigma)$ с увеличением β возрастает (рис. 3.25).

В спектре одного канала передачи, ширина полосы частот которого $\Delta F_k \ll \Delta f$, спектральную плотность продуктов нелинейности можно считать равномерной. При этом условии психометрическая мощность (пВт психоф) нелинейных помех в канале переда-

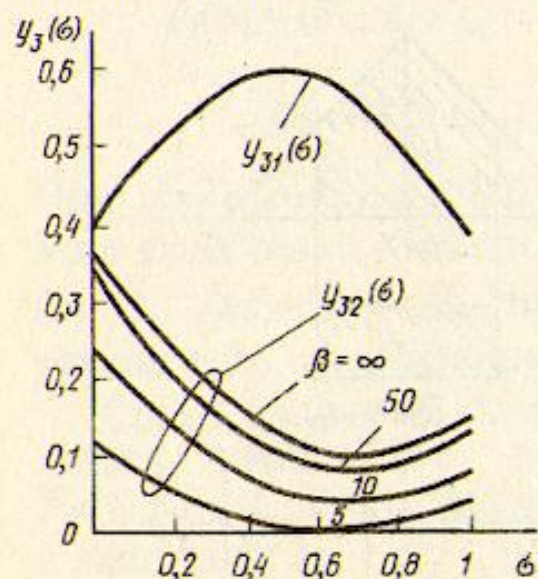


Рис. 3.25. Зависимость функции спектрального распределения мощности продуктов нелинейности 3-го порядка 1-го $y_{31}(\sigma)$ и 2-го $y_{32}(\sigma)$ рода от нормированной частоты σ и относительной ширины линейного спектра β

чи со средней частотой F в ТНОУ на выходе усилителя с учетом (3.51) и (3.57) определяется в виде:

для помех 2-го порядка:

$$P_{2\text{нк0}} = 4k_{\text{псоф}}^2 P_{\text{гр}}^2 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \cdot 10^{-0,1A_{\text{г20}}(F)} \cdot 10^{-0,1\rho_{\text{пер}}} y_2(\sigma) \cdot 10^9; \quad (3.60)$$

для помех 3-го порядка

$$P_{3\text{нк0}} = 24k_{\text{псоф}}^2 P_{\text{гр}}^3 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \cdot 10^{-0,1A_{\text{г30}}(F)} \cdot 10^{-0,1\rho_{\text{пер}}} [y_{31}(\sigma) + y_{32}(\sigma)] \cdot 10^9. \quad (3.61)$$

Здесь $\rho_{\text{пер}}$ — относительный уровень передачи на выходе усилителя в спектре канала ТЧ.

При работе СП с перекосом уровней происходит перераспределение мощностей нелинейных помех по спектру. В частности, увеличение уровня частотных составляющих группового сигнала в верхней части линейного спектра, вызванное введением предискажения, приводит к увеличению мощности разностных продуктов нелинейности, вызванных взаимодействием этих составляющих. Последние попадают в нижние по спектру каналы СП, где мощность нелинейных помех увеличивается. Соответственно с уменьшением уровня частотных составляющих группового сигнала в нижней части линейного спектра уменьшается мощность суммарных продуктов нелинейности, вызывающих нелинейные помехи в верхних по спектру каналах СП. Для расчета мощности нелинейных помех в канале передачи в выражениях (3.60) и (3.61) используются нормированные функции спектральной плотности $y_{2н}(\sigma)$ и $y_{3н}(\sigma)$, рассчитываемые по формулам, учитывающим введение перекоса уровней. При линейном предискажении уровней с величиной перекоса Δp

$$y_{2н}(\sigma) = \begin{cases} e^{0,115\Delta p(1-\sigma)} \text{sh} \left[0,115\Delta p \left(\frac{\beta-2}{\beta-1} - \sigma \right) \right] & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \frac{\beta-2}{\beta-1}; \\ \frac{1}{2} \frac{0,115\Delta p}{\text{sh}(0,115\Delta p)} e^{-\left(0,115\Delta p \frac{\beta+1}{\beta-1}\right) \left(\sigma - \frac{1}{\beta-1} \right)} & \text{при } \frac{1}{\beta-1} \leq \sigma \leq 1; \end{cases} \quad (3.62)$$

$$y_{31н}(\sigma) = \frac{3}{16} \frac{0,115\Delta p \cdot 10^{0,1\Delta p}}{\text{sh}^2(0,115\Delta p)} \left[1 + (1 + 10^{-0,2\Delta p}) \left(\frac{1}{0,46\Delta p} - \sigma \right) - \frac{1}{0,23\Delta p} \cdot 10^{-0,2\Delta p\sigma} \right]; \quad (3.63)$$

$$y_{32н}(\sigma) = \begin{cases} \frac{3}{16} \frac{0,115\Delta p}{\text{sh}^2(0,115\Delta p)} e^{0,23\Delta p} \left(\frac{\beta-3}{\beta-1} - 2\sigma \right) \left[\frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma - \right. & \\ \left. - \frac{1}{0,46\Delta p} \left(1 - 10^{-0,2\Delta p} \left(\frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma \right) \right) \right] & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \frac{\beta-3}{\beta-1} \\ \frac{1}{8} \frac{(0,115\Delta p)^2}{\text{sh}^2(0,115\Delta p)} e^{0,23\Delta p} \frac{\beta-3}{\beta-1} \left(\sigma - \frac{2}{\beta-1} \right)^2 & \text{при } \frac{2}{\beta-1} \leq \sigma \leq 1. \end{cases} \quad (3.64)$$

В [4] приведены таблицы коэффициентов спектрального распределения нелинейных помех 2-го и 3-го порядков, рассчитанных по формулам (3.62) и (3.63).

Из (3.60) и (3.61) следует, что мощность нелинейных помех в канале передачи зависит от мощности группового (многоканального) сигнала, которая, в свою очередь, определяется статистическими характеристиками этого сигнала.

Групповой сигнал и его статистические характеристики

Групповой сигнал представляет собой совокупность канальных сигналов, передаваемых в групповом тракте. Канальные сигналы относятся к классу нестационарных процессов, которые можно рассматривать в виде совокупности частичных стационарных процессов. В телефонном канале, например, частичными сигналами являются разговорные токи отдельных пар абонентов на активных участках разговора. При передаче вещательных программ в качестве частичных сигналов можно рассматривать разные по характеру отрывки программ — речь, пение, симфоническую музыку и т. д. Таким образом, канальные сигналы, образующие групповой сигнал, определяются совокупностью характеристик частичных сигналов с указанием относительного времени занятия канала этими сигналами.

Многоканальный (групповой) сигнал как сумма канальных сигналов также является нестационарным случайным процессом, приводимым к случайной последовательности частичных стационарных процессов и обладающим эргодическим свойством. В соответствии с этим свойством статистические характеристики, полученные усреднением по множеству реализаций случайного процесса, с вероятностью, сколь угодно близкой к единице, совпадают с характеристиками, полученными усреднением одной реализации за достаточно большой промежуток времени. Наиболее важными статистическими характеристиками группового сигнала являются его среднее значение, дисперсия и закон распределения мгновенных значений.

Поскольку в групповом сигнале отсутствует постоянная составляющая напряжения, его среднее значение

$$\bar{U}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt = 0,$$

а дисперсия

$$D[U(t)] = \sigma^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt. \quad (3.65)$$

Дисперсию сигнала можно рассматривать как его среднюю мощность, развиваемую на сопротивлении 1 Ом. При $T \rightarrow \infty$ гово-

рят о долговременной средней мощности, при $T = 1$ ч и 1 мин — о среднечасовой и среднeminутной мощностях сигнала. Соответствующие средние мощности сигнала, измеренные в разное время суток или в одно и то же время суток (например, в ЧНН), но в разные дни месяца, оказываются различными. Поэтому саму среднюю мощность группового сигнала можно рассматривать как случайную величину, определяемую числовыми вероятностными характеристиками.

Учитывая некоррелированность отдельных канальных сигналов, среднюю мощность группового сигнала можно представить суммой n канальных сигналов с мощностями P_k , которые явля-

ются случайными величинами:
$$P_{гр} = \sum_{i=1}^n P_{ki}$$

Если в N -канальной СП все каналы являются телефонными, то величина n также будет случайной, поскольку она определяется числом активных каналов в заданном отрезке времени. Для этого случая среднее значение и дисперсия средней мощности многоканального (группового) сигнала определяются известными из теории вероятности выражениями

$$\bar{P}_{гр} = \bar{n} \bar{P}_{ка}; \quad D\{P_{гр}\} = \bar{P}_{ка}^2 D\{n\} + \bar{n} D\{P_{ка}\}. \quad (3.66)$$

Здесь $\bar{P}_{гр}$, \bar{n} , $\bar{P}_{ка}$ — средние значения соответствующих случайных величин, а $D\{P_{гр}\}$, $D\{n\}$ и $D\{P_{ка}\}$ — дисперсии этих величин. Под $P_{ка}$ понимается мощность канального сигнала на активном участке разговора. В соответствии с рекомендациями МККТТ, основанными на многочисленных измерениях, средняя мощность телефонного сигнала в активном канале в ТНОУ принимается равной 88 мкВт.

Вероятность того, что в N -канальной системе активными будут n каналов, определяется биномиальным распределением

$$p(n) = \frac{N!}{(N-n)!n!} \tau^n (1-\tau)^{N-n},$$

где τ — коэффициент активности канала, принимаемый равным 0,25. Вероятность превышения числа активных каналов

$$\varepsilon = 1 - \sum_{k=1}^n \frac{N!}{(N-k)!k!} \tau^k (1-\tau)^{N-k}.$$

По рекомендации МККТТ расчеты ведутся при $\varepsilon = 0,001$. Для биномиального распределения среднее значение числа активных каналов $\bar{n} = \tau N$, а дисперсия $D\{n\} = \tau(1-\tau)N$. Из (3.66) получаем

$$\bar{P}_{гр} = \tau N \bar{P}_{ка} = \bar{P}_{к} N. \quad (3.67)$$

Здесь $\bar{P}_k = \tau \bar{P}_{ка}$ — среднее значение долговременной средней мощности канального телефонного сигнала. При расчете этой величины следует учитывать сигналы вызова, средняя мощность которых принята равной 10 мкВт. Тогда $\bar{P}_k = 0,25 \cdot 88 + 10 = 32$ мкВт.

Под *максимальными среднечасовой и среднeminутной мощностями* понимаются такие значения мощностей, которые превышаются с заданной вероятностью ε в ЧНН (для среднечасовых мощностей выбирают $\varepsilon = 10^{-2}$, а среднeminутных $\varepsilon = 10^{-3}$).

При числе каналов в системе передачи $N \geq 240$ закон распределения мгновенных значений средней мощности группового сигнала при чисто телефонной загрузке приближается к нормальному. Для этого случая максимальное значение среднeminутной мощности

$$P_{мсм} = \bar{P}_{гр} + t_\varepsilon \sqrt{D[P_{гр}]}, \quad (3.68)$$

где t_ε — параметр нормального распределения, который при $\varepsilon = 10^{-3}$ равен 3,1.

При $12 \leq N \leq 240$ закон распределения мгновенных значений средней мощности группового сигнала можно считать логарифмически нормальным, т. е. нормальным принимается закон распределения уровней средней мощности. Тогда

$$P_{мсм} = \bar{P}_{гр} e^{\frac{\sigma_z(P_{гр})}{2}} [2t - \sigma_z(P_{гр})], \quad (3.69)$$

где $\sigma_z(P_{гр}) = \sqrt{\ln \left[\frac{D[P_{гр}]}{\bar{P}_{гр}^2} \right]} + 1$ — параметр логарифмически нормального распределения.

Если многоканальный сигнал состоит из суммы фиксированного числа N различных канальных сигналов, то

$$\bar{P}_{гр} = \sum_{i=1}^N \bar{P}_{кi}; \quad D[P_{гр}] = \sum_{i=1}^N D[P_{кi}]. \quad (3.70)$$

Рассчитанные по формулам (3.68) или (3.69) значения максимальной среднeminутной мощности группового сигнала сравниваются с допустимыми значениями мощностей сигналов в групповых трактах СП. Соответствующие величины приведены в [6].

При расчете мощностей нелинейных помех в канале передачи в соответствии с (3.60) и (3.61) под величиной $P_{гр}$ следует понимать максимальное значение среднeminутной мощности группового сигнала в точке с относительным уровнем $p_{пер}$:

$$P_{мсм}(p_{пер}) = P_{мсм}(0) \cdot 10^{-0,1 p_{пер}}.$$

С учетом этого

$$P_{2\text{нк}0} = 4k_{\text{ис}}^2 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \cdot 10^{0,1(2p_{\text{мсм}0} + p_{\text{пер}})} \cdot 10^{-0,1A_{\text{г}20}(F)} y_2(\sigma) \cdot 10^9;$$

$$P_{3\text{нк}0} = 24k_{\text{ис}}^2 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \cdot 10^{0,1(3p_{\text{мсм}0} + 2p_{\text{пер}})} \cdot 10^{-0,1A_{\text{г}30}(F)} [y_{31}(\sigma) + y_{32}(\sigma)] \cdot 10^9, \quad (3.71)$$

где $P_{\text{мсм}0}$ — максимальный уровень среднeminутной мощности группового сигнала в ТНОУ.

Помимо средней мощности группового сигнала важно знать максимальное (пиковое) значение его мгновенной мощности, вероятность превышения которого не должна быть больше заданной (обычно 10^{-3}).

Пиковая мощность определяет порог перегрузки усилителя. Для ее определения следует знать закон распределения мгновенного напряжения группового сигнала. Для практических расчетов вводят пик-фактор группового сигнала

$$K_{\text{пик}} = U_{\text{пик}} / U_{\text{ср}} = \sqrt{P_{\text{пик}} / P_{\text{ср}}},$$

где $U_{\text{пик}}$ и $P_{\text{пик}}$ — мгновенные значения напряжения и мощности группового сигнала, превышаемые с вероятностью не более 10^{-3} ; $U_{\text{ср}}$ и $P_{\text{ср}}$ — среднeminутные значения соответствующих величин.

При $N \geq 240$, когда закон распределения мгновенных значений напряжения группового сигнала близок к нормальному, расчеты дают значения $K_{\text{пик}} = 3,3$. Соответствующий уровень пиковой мощности $p_{\text{пик}} = p_{\text{ср}} + 20 \lg 3,3 = p_{\text{ср}} + 10,4 \text{ дБ}$.

При уменьшении числа каналов превышение уровня пиковой мощности над уровнем средней мощности возрастает и при $N=60$, например, увеличивается на 2,2 дБ. Для уменьшения пиковой мощности группового телефонного сигнала и предотвращения перегрузки групповых устройств на входе тракта передачи канала устанавливают ограничитель амплитуд, срезающий пики напряжений речевых сигналов. При этом возрастают нелинейные искажения в канале передачи, но уменьшается мощность нелинейных помех, возникающих в групповых трактах.

Накопление помех нелинейного происхождения

Нелинейные помехи так же, как и помехи от линейных переходов и собственные, возникающие в каждом линейном усилителе, суммируются в конце линии передачи. Для выяснения законов накопления помех от различных продуктов нелинейности рассмотрим один усилительный участок линейного тракта (рис. 3.26). Будем считать, что все усилители обладают одинаковой не-

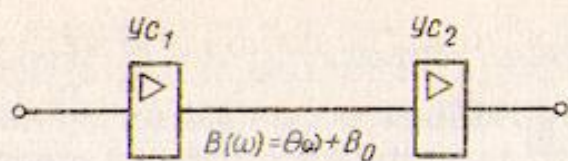


Рис. 3.26. К расчету накопления помех нелинейного происхождения

линейностью, а фазочастотная характеристика (ФЧХ) каждого усилительного участка линейна, т. е.

$$B(\omega) = \theta \omega + B_0. \quad (3.72)$$

Если на вход первого усилителя подведено напряжение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_x \cos \omega_x t + U_y \cos \omega_y t + U_z \cos \omega_z t,$$

то на его выходе появляются полезные сигналы вида $\cos \omega_x t$, $\cos \omega_y t$, $\cos \omega_z t$ и продукты нелинейности вида $\cos(m\omega_x \pm n\omega_y \pm q\omega_z) t$, где m, n, q — целые числа. Здесь для простоты предполагается, что усилители не создают фазовых сдвигов. На входе второго усилителя полезные сигналы, пройдя усилительный участок с ФЧХ, определяемой (3.72), будут иметь вид

$$\cos(\omega_x t + \theta\omega_x + B_0); \cos(\omega_y t + \theta\omega_y + B_0); \cos(\omega_z t + \theta\omega_z + B_0), \quad (3.73)$$

а продукты нелинейности —

$$\cos[(m\omega_x \pm n\omega_y \pm q\omega_z) t + \theta(m\omega_x \pm n\omega_y \pm q\omega_z) + B_0]. \quad (3.74)$$

За счет нелинейности второго усилителя на его выходе появятся продукты нелинейности, обусловленные полезными сигналами вида (3.73):

$$\cos[(m\omega_x \pm n\omega_y \pm q\omega_z) t + \theta(m\omega_x \pm n\omega_y \pm q\omega_z) + B_0(m \pm n \pm q)]. \quad (3.75)$$

На выходе второго усилителя продукты нелинейности вида (3.74), созданные первым усилителем, и вида (3.75), созданные вторым усилителем, суммируются.

Продукты нелинейности 1-го рода, для которых $m \pm n \pm q = 1$, совпадают по фазе и суммируются по напряжению. Продукты нелинейности 2-го рода имеют совпадающие фазы, и их суммируют по мощности. При наличии на однородном участке линейного тракта n усилителей общая мощность помех нелинейности 1-го рода

$$P_{\text{нп}\Sigma 1} = n^2 P_{\text{нп}1}, \quad (3.76a)$$

а общая мощность помех 2-го рода

$$P_{\text{нп}\Sigma 2} = n P_{\text{нп}2}. \quad (3.76b)$$

Здесь $P_{\text{нп}1}$ и $P_{\text{нп}2}$ — мощности продуктов нелинейности 1-го и 2-го рода соответственно, возникающих в одном усилителе линейного тракта.

Практически ФЧХ усилительного участка нелинейна и между продуктами нелинейности 1-го рода с частотой ω_k от двух смежных участков создается сдвиг фаз $\Delta B(\omega_k)$. Тогда результирующее напряжение от n участков определяется геометрической прогрессией

$$U_{\Sigma} = U [1 + e^{j\Delta B} + e^{j2\Delta B} + \dots + e^{j(n-1)\Delta B}] = U (e^{jn\Delta B} - 1) / (e^{j\Delta B} - 1),$$

а амплитуда этого напряжения

$$U_{\Sigma} = U \frac{\sin(n\Delta B/2)}{\sin(\Delta B/2)}.$$

Заметим, что при $\Delta B = \pi$ и четном n напряжение $U_{\Sigma} = 0$, так как помехи при этом от отдельных участков попарно компенсируются. К такому фазовому сдвигу можно приблизиться, используя искажающие фазовые контуры (ИФК), включение которых нарушает линейность ФЧХ усилительных участков и уменьшает суммарную мощность нелинейных помех 1-го рода, приближая закон их накопления к суммированию по мощности.

Для расчетов суммарной мощности нелинейных помех 3-го порядка 1-го рода используют эмпирическое правило: внутри секции автоматического регулирования, т. е. между двумя усилителями с АРУ по контрольной частоте, помехи 1-го рода суммируются по напряжению, а от секции — по мощности. Таким образом,

$$P_{\text{нн}\Sigma 1} = \sum_{i=1}^m \left[\sum_{j=1}^{n_i} \sqrt{P_{\text{нн}1ij}} \right]^2, \quad (3.77)$$

где m — число секций; n_i — число усилителей в i -й секции; $P_{\text{нн}1ij}$ — мощность нелинейных помех 1-го рода, создаваемых j -м усилителем i -й секции.

Средняя мощность помех, вносимых линейным трактом

Суммарная средняя мощность помех в полосе частот канала ТЧ ΔF_k , вносимых линейным трактом, с учетом контура, восстанавливающего плоскую диаграмму уровня,

$$P_{\text{н}0}(F) = [P_{\text{сн}0}(F) + P_{\text{н}20}(F) + P_{\text{н}30}(F) + P_{\text{лп}0}(F)] K^{-2}(F). \quad (3.78)$$

В формуле $P_{\text{сн}0}$, $P_{\text{н}20}$, $P_{\text{н}30}$, $P_{\text{лп}0}$ — соответственно средние мощности собственных помех, помех нелинейности 2-го и 3-го порядков и помех от линейных переходов в ТНОУ. В широкополосных (коаксиальных) линейных трактах отсутствуют помехи

от линейных переходов, а среди помех нелинейности 3-го порядка учитываются только помехи 1-го рода, так как их мощность во много раз больше мощности помех 2-го рода. Под F следует понимать среднюю частоту соответствующего канала ТЧ в линейном спектре СП. Величина $K(F)$ — модуль коэффициента передачи контура предискажения.

На выходе однородного участка широкополосного линейного тракта, содержащего n усилителей, с учетом эффекта накопления помех и соотношений (3.7), (3.70) и (3.71) выражение (3.78) можно записать в виде

$$P_{п0}(F) = K^{-2}(F) (nA \cdot 10^{-0,1p_{иср}} + nB \cdot 10^{0,1p_{иср}} + n^2C \cdot 10^{0,2p_{иср}}). \quad (3.79)$$

Здесь $A = 10^{0,1 |p_{иср} + S(F)|} k_{пс}^2$; $B = 4 k_{пс}^2 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} \cdot 10^{0,1 |2p_{иср} - A_{с2}(F)|} \times$

$\times y_{2п}(\sigma) \cdot 10^9$; $C = 24 k_{пс}^2 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} \cdot 10^{0,1 |3p_{иср} - A_{с3}(F)|} \cdot y_{3п}(\sigma) \cdot 10^9$.

При выборе характеристики предискажения желательно обеспечить максимальную и одинаковую помехозащищенность во всем линейном спектре системы передачи, т. е.

$$P_{п0}(F) = \text{const} = \min. \quad (3.80)$$

Такую частотную характеристику предискажения будем называть *оптимальной*. Линейное предискажение не обеспечивает выполнение условия (3.80), позволяя выравнивать защищенности от помех, вносимых линейным трактом, только в крайних каналах линейного спектра. В верхних по частоте каналах СП преобладают собственные помехи, для уменьшения которых следует увеличивать уровень передачи, т. е. перекося уровней. Однако при этом существенно возрастают нелинейные помехи 2-го порядка в нижних по частоте каналах передачи. Для повышения защищенности от указанных помех необходимо повысить уровень передачи в этой части линейного спектра. В каналах средней части линейного спектра имеет место избыточная защищенность от помех линейного тракта, снижение которой можно использовать для повышения помехозащищенности каналов нижней части линейного спектра и выравнивания помехозащищенности во всем спектре частот СП. Это можно осуществить путем применения той или иной формы криволинейного предискажения, которая в наилучшей степени обеспечивает выполнение условия (3.80).

Одной из возможных характеристик криволинейного предискажения является биэкспоненциальная характеристика

$$P_{\text{пер}}(F) = 10 \lg (be^{0,23\beta F} + ce^{-0,23\gamma F}), \quad (3.81)$$

с помощью которой при неизменном уровне в верхних по частоте каналах СП повышаются уровни в нижних каналах и несколько снижаются в средних. Выбор параметров b , c , β и γ обеспечивает необходимую форму характеристики предискажения (рис. 3.27). Заметим, что при $c=0$ создается линейное предискажение. Практически расчет параметров биэкспоненциальной характеристики предискажения может быть осуществлен численно на ЭВМ.

Известен метод сколь угодно близкого приближения к оптимальной характеристике предискажения, основанный на численном решении на ЭВМ интегрального уравнения относительно функции $K(F)$.

Из (3.79) следует, что с увеличением уровня передачи мощность собственных помех уменьшается, а мощность помех нелинейности возрастает. Поэтому при данной характеристике предискажения $K(F)$ существует оптимальный уровень передачи, при котором суммарная мощность помех, создаваемая линейным трактом в канале передачи со средней частотой F , будет минимальной. При этом будем полагать, что при введении предискажения средняя мощность многоканального сигнала не изменяется. Тогда оптимальный уровень передачи $P_{\text{пер опт}}$ определяется из условия

$$dP_{\text{п0}}(F)/dp_{\text{пер}} = 0. \quad (3.82)$$

Для СП, работающих по коаксиальным кабелям, оптимальный уровень передачи находится обычно по условию минимума помех, создаваемых линейным трактом в верхних по спектру каналах. В этих каналах нелинейные помехи 2-го порядка при наличии предискажения пренебрежимо малы. Тогда решение уравнения (3.82) упрощается и в этих каналах:

$$P_{\text{пер опт}} = \frac{1}{3} 10 \lg (A/2nC). \quad (3.83)$$

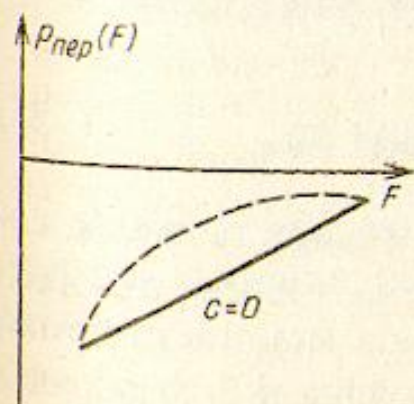


Рис. 3.27. Характеристики предискажения

Производя подстановку полученного значения оптимального уровня в (3.79) при $B=0$, найдем суммарную мощность помех линейного тракта в верхних по спектру каналах при установке оптимального уровня передачи:

$$P_{п0}(F) = K^{-2}(F) \left(\sqrt[3]{2n^4 A^2 C} + \sqrt[3]{\frac{1}{4}n^4 A^2 C} \right). \quad (3.84)$$

В этом выражении первое слагаемое определяет мощность собственных помех, а второе — мощность нелинейных помех 3-го порядка 1-го рода. Из (3.84) следует, таким образом, что при уровне передачи, равном оптимальному значению, мощности собственных и нелинейных помех находятся в соотношении 2:1. В таком же соотношении допустимое значение мощности помех линейного тракта kL пВт псоф. (см. § 3.2) должно делиться между собственными и нелинейными помехами в каналах широкополосных СП, работающих по коаксиальному кабелю. В других СП распределение допустимой мощности помех между отдельными видами помех может быть иным. Например, в системе К-300 это соотношение выбрано равным 1:1. В СП, работающих по симметричному кабелю, помимо собственных и нелинейных помех следует учитывать помехи от линейных переходов и допустимую мощность помех линейного тракта распределять между тремя видами помех. В системе передачи К-60П (П-306) распределение указанной мощности производится в соотношении 1:1:2, учитывающем технико-экономические показатели СП. В данном случае половина допустимой мощности помех отводится на помехи от линейных переходов, что позволяет уменьшить затраты на симметрирование многочетверочных кабелей.

В соответствии с распределением допустимой мощности помех между различными их видами можно определить требования к затуханиям нелинейности усилителей, используя соотношения (3.70), (3.71) и учитывая законы накопления помех. Для однородного участка линейного тракта, содержащего n усилителей,

$$A_{г20} \geq 10 \lg \frac{4k_{нс}^2 \Delta F_k y_2(\sigma)n \cdot 10^9}{\lambda_2 P_{п доп} \Delta f} + 2p_{мсм0} + p_{пер}; \quad (3.85)$$

$$A_{г30} \geq 10 \lg \frac{24k_{нс}^2 \Delta F_k y_{31}(\sigma)n^2 \cdot 10^9}{\lambda_3 P_{п доп} \Delta f} + 3p_{мсм0} + 2p_{пер}. \quad (3.86)$$

Здесь $P_{п доп} = KL_0$ пВт псоф; K — допустимая мощность помех, создаваемых 1 км линейного тракта (см. § 3.2); L_0 — длина однородного участка; λ_2 и λ_3 — доли общей допустимой мощности помех, отводимой на помехи нелинейности 2-го порядка и 3-го порядка

1-го рода соответственно. Распределение допустимой мощности нелинейных помех между помехами 2-го и 3-го порядков, влияющее на значения λ_2 и λ_3 , определяется опытом разработки усилителей СП.

Следует иметь в виду, что нелинейность групповых усилителей в линейном тракте СП может стать причиной появления помимо помех шумового типа внятных переходных разговоров при наличии в линейном спектре монотонных колебаний, например токов контрольных частот или вызывных токов. Если в линейном спектре передается ток контрольной частоты $f_{кч}$, по одному из каналов с виртуальной частотой f_{vi} передается сигнал боковой частоты $(f_{vi} + F)$, а для виртуальной несущей частоты f_{vj} другого канала справедливо равенство $(f_{vj} - f_{vi}) = f_{кч}$, то суммарный продукт нелинейности 2-го порядка с частотой $[f_{кч} + (f_{vi} + F)]$ создает внятный переход из i -го в j -й канал.

Аналогично этому при передаче по двум каналам с виртуальными частотами f_{vi} и f_{vj} вызывных токов с частотами $F_{выз}$, мощность которых, как правило, значительно больше мощности токов контрольных частот, а по третьему каналу с виртуальной несущей частотой f_{vk} сигнала боковой частоты $(f_{vk} + F)$ в канале с виртуальной несущей частотой $f_{vl} = (f_{vi} - f_{vj} + f_{vk})$ появится внятный переход из k -го канала за счет образования продукта нелинейности 3-го порядка с частотой $[(f_{vl} + F_{выз}) + (f_{vk} + F) - (f_{vj} + F_{выз})]$. Зная допустимое значение защищенности от внятных переходов и определяя мощность продуктов нелинейности 2-го и 3-го порядков (см. табл. 3.3), можно найти требуемые значения затуханий нелинейности $A_{2,0}$ и $A_{3,0}$ с учетом законов накопления нелинейных помех 2-го и 3-го порядков. Сравнивая полученные значения с данными, рассчитанными по формулам (3.85) и (3.86), выбирают большие, которые и будут определяющими.

ГЛАВА 4. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В КАНАЛАХ И ТРАКТАХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ. МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ИСКАЖЕНИЙ

4.1. УСЛОВИЯ НЕИСКАЖЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ

Каналы передачи или тракты можно рассматривать как четырехполюсники, которые характеризуются коэффициентом передачи

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{-jB(\omega)}, \quad (4.1)$$