

2.2. Характеристики радиоприемных устройств, влияющие на ЭМС, и их нормирование

Радиоприемные устройства (РПУ) предназначены для выделения сигналов из радиоизлучений. Идеальный с точки зрения ЭМС радиоприемник должен иметь только один *основной канал приема* (рис. 2.6) — полосу частот, находящуюся в полосе пропускания приемника и предназначенную для приема основного излучения нужной радиостанции [2, 3]. В реальных приемниках, кроме основного, имеются также нежелательные неосновные каналы приема, расположенные за пределами полосы основного канала в широком диапазоне частот (2...5 на рис. 2.6 и др.). Через основной и неосновные каналы на выход приемника могут поступать помехи, ухудшающие ЭМС РЭС. *Восприимчивость приемника к радиопомехам* оценивается по отношению к излучаемым помехам, воздействующим через антенну РПУ, а также помимо нее, например, через корпус по цепям питания, управления и др. Восприимчивость является мерой способности радиоприемника реагировать на непреднамеренные помехи и зависит от его чувствительности и избирательности по основному и неосновным каналам приема.

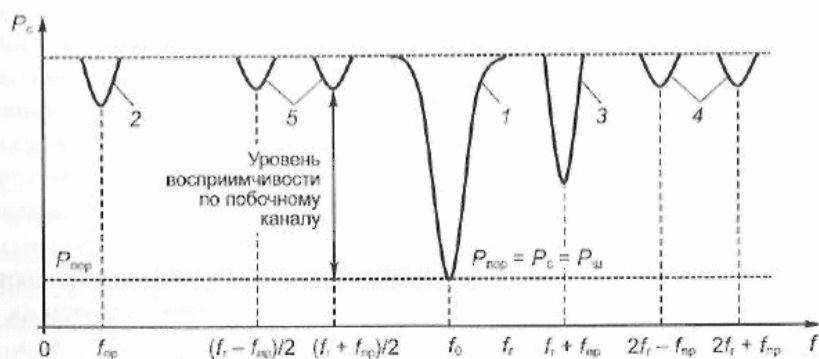


Рис. 2.6. Характеристика восприимчивости к помехам супергетеродинного приемника:
1 — основной канал приема на частоте настройки $f_0 = f_r - f_{нр}$; 2 — побочный канал приема на промежуточной частоте $f_{нр}$; 3 — побочный канал приема на зеркальной частоте $f_r + f_{нр}$;
4 — побочные каналы приема на комбинационных частотах $0,5(f_r \pm f_{нр})$ и $2f_r \pm f_{нр}$;
5 — побочные каналы приема на субгармониках частоты настройки приемника $0,5f_0 = 0,5(f_r - f_{нр})$ и зеркальной частоты $0,5(f_r + f_{нр})$

Неосновные каналы приема помеховых радиосигналов подразделяются на *побочные* и *внеполосные*. К побочным относятся нежелательные каналы приема, номинальные частоты которых имеют фиксированное значение для данного приемника при его фиксированной

настройке на частоту сигнала f_0 . Расположение основного и побочных каналов приема на характеристике восприимчивости супергетеродинного приемника показано на рис. 2.6.

В отличие от побочных, нежелательные внеполосные каналы приема появляются на частотах, которые при фиксированной частоте настройки приемника могут иметь различные значения в зависимости от частоты мешающего сигнала. Частота радиопомехи при этом не совпадает с частотами основного или побочных каналов приема, а ее уровень может достигать таких значений, при котором в приемнике возникают нелинейные эффекты блокирования, перекрестной модуляции и интермодуляции.

Избирательные свойства приемной антенны и приемника позволяют отличать и выделять полезный радиосигнал на фоне мешающих излучений за счет разности в направлении прихода радиоволн и (или) их поляризации, по занимаемой полосе частот, структуре сигналов и др. Полезный сигнал по частотному признаку выделяется за счет частотной избирательности приемника, которая характеризует его способность ослаблять помехи, отличающиеся по частоте от частоты настройки. Различают односигнальную и многосигнальную частотные избирательности приемника. При малых уровнях полезного и мешающего сигналов радиочастотный тракт приемника работает в линейном режиме, и его избирательные свойства характеризует *односигнальная частотная избирательность*. Она определяется отношением уровня входного сигнала на заданной частоте к его заданному уровню на частоте настройки при неизменном уровне сигнала на выходе радиоприемника и измеряется с помощью одного сигнала, подаваемого на вход приемника, с уровнем, не вызывающем нелинейных эффектов в тракте приема [2, 3]. Методом односигнальной избирательности измеряют параметры (полосу пропускания, коэффициент прямоугольности и др.) основного и побочных каналов приема при работе приемника в линейном или близком к линейному режиме.

В реальных условиях на вход радиоприемника наряду с полезным могут поступать интенсивные мешающие радиосигналы от нескольких радиостанций, что приводит к появлению нелинейных эффектов в тракте приема. В этом случае оценка ЭМС радиоприемника и измерение его параметров (в частности, избирательности), должна производиться при совместном действии на входе двух (или трех) колебаний, соответствующих сигналу и помехам. *Многосигнальная избирательность радиоприемника* определяется отношением уровней одновременно поступающих на вход сигналов на одной или нескольких заданных частотах и на частоте настройки приемника при заданном отношении на его выходе суммарной мощности составляющих помехи к мощности полезного сигнала [2, 3]. Она характеризует способность приемника ослаблять действие помех в зависимости от их расстройки в присутствии полезного радиосигнала. Многосигнальные методы измерений параметров приемника позволяют более полно оценить его работу в условиях действия сильных мешающих сигналов, влияние которых приводит к появлению нелинейных эффектов блокирования, перекрестной модуляции и интермодуляции, т.е. к появлению соответствующих нежелательных внеполосных каналов приема.

2.2.1. Характеристики и параметры радиоприемника при односигнальном воздействии

С помощью односигнальных методов оценивают параметры основного и побочных каналов приема, влияющие на ЭМС радиоприемников при их работе в линейном режиме. Основной канал приема занимает полосу частот, находящуюся в полосе пропускания приемника и предназначенную для приема полезного радиосигнала [2]. К параметрам основного канала относятся: чувствительность, динамический диапазон, частотная избирательность, полоса

пропускания, коэффициент прямоугольности, частота настройки, нестабильность частоты гетеродина, отношение сигнал/шум на выходе. Побочные каналы на промежуточной частоте, на зеркальной частоте, на комбинационных частотах, на субгармониках характеризуются уровнем восприимчивости и частотой.

Чувствительность радиоприемника характеризует его способность обеспечивать прием полезного радиосигнала на фоне собственных шумов при отсутствии радиопомех и воспроизводить его на выходе с заданным качеством. Количественно этот параметр определяется минимально необходимой мощностью (или ЭДС) сигнала в антенне, при которой обеспечивается номинальное значение напряжения или мощности на выходе приемника, при заданных параметрах модуляции радиосигнала и отношении сигнал/шум на выходе [2, 4]. Например, при измерении чувствительности вещательных радиоприемников, предназначенных для приема АМ сигналов, глубина модуляции радиосигнала устанавливается равной 30% (коэффициент модуляции $m = 0,3$), а частота модуляции — 1 кГц [2]. При этом мощность выходного сигнала приемника составляет примерно 10% от своего номинального значения ($P_{\text{вых}} = m^2 P_{\text{ном}} \approx 0,1 P_{\text{ном}}$).

Различают *пороговую* и *реальную чувствительность* радиоприемника.

Пороговая чувствительность приемника определяется минимальным уровнем радиосигнала на его входе при равных уровнях полезного сигнала и собственных шумов на его выходе, т.е. при отношении сигнал/шум по мощности на выходе $Q_{\text{вых}} = P_c/P_{\text{ш}} = 1$ (0 дБ). За порог восприимчивости приемника к помеховым радиоизлучениям в основном канале приема также принимается уровень собственных шумов, т.е. его пороговая чувствительность $P_{\text{пор}}$ (см. рис. 2.6) [2, 3].

Реальная чувствительность радиоприемника определяется минимальным уровнем радиосигнала на его входе, при котором обеспечивается номинальная мощность полезного сигнала на его выходе и заданное превышение уровня мощности сигнала над уровнем шумов, т.е. отношение сигнал/шум на выходе должно быть $Q_{\text{вых}} = P_c/P_{\text{ш}} > 1$. Например, для вещательных АМ приемников в диапазонах ДВ, СВ и КВ выходное отношение сигнал/шум должно быть не менее 20 дБ, а в диапазоне УКВ при частотной модуляции несущей — не ниже 50 дБ [2].

Реальная чувствительность приемника, ограниченная его собственными шумами, может быть рассчитана по формуле [3]

$$P_{\text{с мин}} = k_B T_0 B_{\text{ш}} (T_a/T_0 + N_{\text{ш}} - 1) Q_{\text{вых}}, \quad (2.11)$$

где $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, Дж/К; T_0 — абсолютная температура окружающей среды, К; T_a — эффективная шумовая температура антенны, К; $B_{\text{ш}}$ — ширина эффективной полосы шумов приемника, Гц; $N_{\text{ш}}$ — коэффициент шума приемника; $Q_{\text{вых}}$ — требуемое отношение сигнал/шум на выходе.

В диапазоне 30...120 МГц при комнатной температуре ($T_0 = 293$ К) отношение $T_a/T_0 = 1,8 \cdot 10^6/f^3$, где f в мегагерцах [3]. На более высоких частотах ($f > 120$ МГц) отношение $T_a/T_0 \approx 1$. В этом случае реальная чувствительность

$$P_{\text{с мин}} = k_B T_0 B_{\text{ш}} N_{\text{ш}} Q_{\text{вых}}, \quad (2.12)$$

а пороговая чувствительность (и порог восприимчивости)

$$P_{\text{с пор}} = k_B T_0 B_{\text{ш}} N_{\text{ш}}. \quad (2.13)$$

Чувствительность приемников в зависимости от их назначения изменяется в широких пределах. Например, чувствительность радиовещательных АМ приемников (при отношении сигнал/шум на выходе не менее 20 дБ) находятся в пределах 50...300 мкВ в зависимости от их класса качества, а в диапазоне УКВ — 2...15 мкВ [2].

Мерой линейности основного канала приема в отсутствие радиопомех является его *динамический диапазон* $D_{ок}$, численно равный отношению максимальной амплитуды радиосигнала $E_{макс}(f_0)$ на входе приемника, при которой нелинейные искажения $K_{ни}$ равны допустимому значению, к его минимальной амплитуде $E_{мин}(f_0)$ при которой отношение сигнал/шум ($Q_{вых}$) на выходе равно заданной величине [3]:

$$D_{ок}(f_0) = E_{макс}(f_0)/E_{мин}(f_0) \text{ при } K_{ни}, Q_{вых} = \text{const.}$$

Динамический диапазон характеризует допустимые пределы изменения амплитуды входного радиосигнала, внутри которых обеспечивается требуемое качество выходного сигнала. Максимальная амплитуда сигнала ограничивается сверху нелинейностью вольт-амперной характеристики активных элементов (диодов, транзисторов и др.) усилительных и преобразовательных каскадов приемника. Минимальная амплитуда входного радиосигнала ограничивается снизу уровнем собственных шумов приемника, т.е. его чувствительностью. Динамический диапазон приемников зависит от их назначения и класса и может иметь значение 100...120 дБ и более.

Частотная избирательность радиоприемника обеспечивает возможность выделения полезного сигнала на фоне помеховых радиоизлучений благодаря различиям в их спектральных характеристиках. График односигнальной частотной избирательности (рис. 2.7) характеризует способность приемника ослаблять действие помехи в зависимости от величины отклонения ее частоты Δf по отношению к частоте настройки приемника (к частоте сигнала) f_0 . На графике по оси абсцисс откладывают величину расстройки (Δf), а по оси ординат — величину ослабления $S(\Delta f)$, дБ,

$$S(\Delta f) = 20 \lg [K(f_0)/K(\Delta f)], \quad (2.14)$$

где $K(f_0)$, $K(\Delta f)$ — коэффициенты усиления приемника на частоте настройки (f_0) и при расстройке на (Δf).

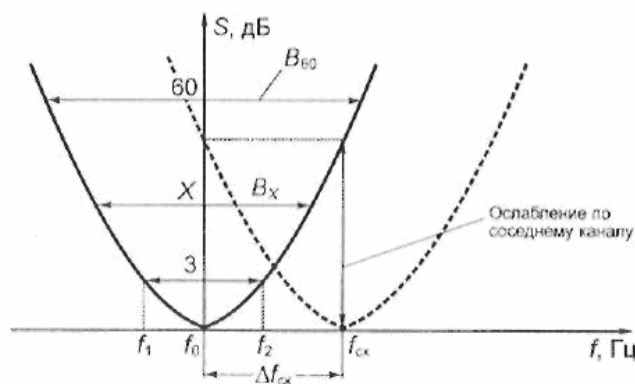


Рис. 2.7. Характеристика частотной избирательности приемника

Основной канал приема РПУ. Полоса пропускания приемника по основному каналу $B_з$ ограничена двумя частотами (f_1 и f_2 на рис. 2.7), на которых ослабление уровня сигнала равно 3 дБ. Ширину полосы пропускания $B_з$ обычно выбирают равной необходимой ширине частот $B_н$ с учетом допустимого отклонения частоты радиолинии $\Delta f_{рл}$ в обе стороны от присвоенной частоты:

$$B_з = B_н + 2\Delta f_{рл}, \quad (2.15)$$

где величина частотного рассогласования

$$\Delta f_{рл} = \Delta f_{пр} + \Delta f_{пл} \quad (2.16)$$

зависит от нестабильности частот настройки передатчика $f_{пл}$ и приемника $f_{пр}$ [2].

Идеальная характеристика избирательности, в отличие от показанной на рис. 2.7, должна быть прямоугольной. При такой форме характеристики составляющие спектра сигнала в пределах полосы пропускания B_3 поступают на выход приемника без искажений и ослабления ($S = 0$ дБ), а шумы и помехи за пределами полосы полностью подавляются ($S = \infty$). Представление о степени близости реальной (рис. 2.7) и идеальной прямоугольной характеристик избирательности дает коэффициент прямоугольности K_X , равный отношению ширины полосы частот B_X на уровне X дБ, к ширине полосы пропускания B_3 на уровне 3 дБ:

$$K_X = B_X/B_3. \quad (2.17)$$

Для радиовещательных приемников $X = 60$ дБ, для приемников фиксированной службы $X = 30$ дБ. У идеальной характеристики избирательности коэффициент прямоугольности $K_X = 1$. В реальных приемниках избирательность считается хорошей при $K_{60} = 2 \dots 4$ и плохой при $K_{60} \geq 8$ [2, 3].

Недостаточная крутизна склонов характеристики избирательности приемника является причиной появления в основном канале приема помех от радиопередатчиков, работающих на частотах соседних каналов, смещенных на величину $\pm \Delta f_{\text{ск}}$ относительно частоты основного канала f_0 . На рис. 2.7 пунктирной линией показана характеристика избирательности одного из соседних каналов на частоте $f_{\text{ск}}$.

Величина ослабления помех, проникающих из соседних каналов, нормируются. При АМ вещании в диапазоне ДВ, СВ несущие соседних по частоте каналов разнесены на 9 кГц, что соответствует ширине необходимой полосы частоты B_n с учетом допустимого отклонения присвоенной частоты в обе стороны от ее номинального значения.

Установленные для бытовых радиовещательных приемников нормы требуют, чтобы одно-сигнальная избирательность по соседнему каналу, определяющая ослабление помехи, при расстройке $\Delta f_{\text{ск}} = \pm 9$ кГц составляла не менее 26...56 дБ в зависимости от класса приемника [2].

Математическая модель характеристики частотной избирательности может быть представлена в виде кусочно-линейной функции от логарифма расстройки по частоте [3]:

$$S(\Delta f) = S(f_i) + V_i \lg(\Delta f/\Delta f_i) \text{ для } \Delta f_i < \Delta f < \Delta f_{i+1}, \quad (2.18)$$

где $S(\Delta f)$ — величина ослабления сигнала при расстройке на Δf относительно центральной частоты УПЧ, дБ; $\Delta f_i, \Delta f_{i+1}$ — расстройка в начале и в конце i -го участка аппроксимации характеристики избирательности, Гц; V_i — наклон i -го участка характеристики избирательности, дБ/дек,

$$V_i = [S(\Delta f_{i+1}) - S(\Delta f_i)]/\lg(\Delta f_{i+1}/\Delta f_i). \quad (2.19)$$

В случае, если известны (или измерены) полосы частот на уровнях 3, X и 60 дБ (B_3, B_X, B_{60} на рис. 2.7), модель характеристики избирательности приемника включает три участка линейной аппроксимации (0, 1, 2), показанные на рис. 2.8.

Наклон характеристики на участках 1 и 2 описывается выражениями:

$$\begin{aligned} V_1 &= S(0,5B_3)/\lg(B_X/B_3) = X/\lg K_X; \\ V_2 &= [S(0,5B_3) - S(0,5B_X)]/\lg(B_{60}/B_X) = (60 - X)\lg[K_{60}/K_X], \end{aligned} \quad (2.20)$$

где K_X и K_{60} — коэффициенты прямоугольности характеристики избирательности.

В случае, если известен коэффициент прямоугольности характеристики K_{60} , ее модель состоит из двух участков аппроксимации (0 и 3 на рис. 2.8) и с учетом формул (2.18), (2.19), (2.20) может быть представлена в виде

$$S(\Delta f) = \begin{cases} 0 & \text{при } |\Delta f| \leq 0,5B_3; \\ 60 \lg(\Delta f/B_{60})/\lg K_{60} & \text{при } 0,5B_3 \leq |\Delta f| \leq 0,5B_{60}. \end{cases} \quad (2.21)$$

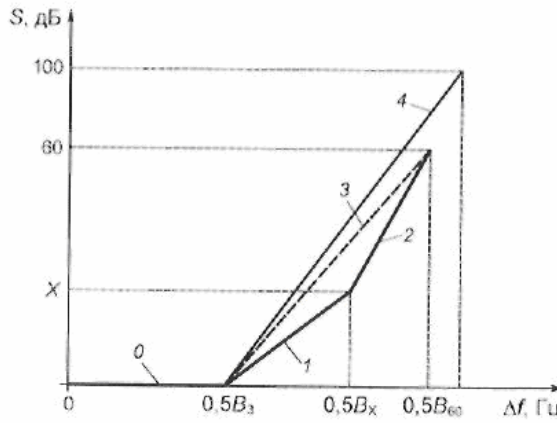


Рис. 2.8. Аппроксимация характеристики частотной избирательности приемника

Например, для модели характеристики избирательности радиовещательного АМ приемника с полосой пропускания 9 кГц и коэффициентом прямоугольности $K_{60} = 5$ из (2.21) получаем

$$S(\Delta f) = \begin{cases} 0 & \text{при } |\Delta f| \leq 4,5 \text{ кГц} \\ 86 \lg(\Delta f / 4,5) & \text{при } |\Delta f| \geq 4,5 \text{ кГц} \end{cases} \quad (2.21)$$

Расчеты по (2.22) ослабления помех, смещенных по частоте относительно несущей на 9 кГц (помеха по соседнему каналу) или ± 15 кГц, дают значения, равные соответственно 26 и 44,7 дБ.

Если коэффициенты прямоугольности не известны, то принято использовать аппроксимацию характеристики избирательности с наклоном $V = 100$ дБ/дек, показанную на рис. 2.8 линией 4. При этом $K_{60} = 4$, $K_{20} = (K_{60})^{1/3} = 1,6$. Уравнение характеристики 4 имеет вид

$$S[\Delta f] = 100 \lg[f/4,5] / \lg K_{60} = 166 \lg(f/4,5) \text{ при } |\Delta f| \geq 4,5 \text{ кГц.}$$

В этом случае ослабление помеховых сигналов, расстроенных относительно частоты настройки приемника на ± 9 и ± 15 кГц, составят соответственно 33 и 86 дБ.

Побочным каналом приема называется полоса частот, находящаяся за пределами полосы пропускания основного канала, в которой мешающий сигнал может проходить на выход радиоприемника [2]. Мешающие сигналы могут проникать на выход приемника по побочным каналам приема, номинальные частоты которых имеют фиксированное значение при настройке приемника на частоту сигнала f_0 (как это показано на рис. 2.6). Побочные каналы образуются в смесителях супергетеродинных приемников. Их появление обусловлено недостаточной избирательностью преселектора приемника и нелинейностью процесса преобразования частоты в смесителе, на выходе которого образуются колебания гармоник и комбинационных частот полезного сигнала, гетеродина и помех. Поступающий на вход смесителя сигнал (полезный или помеховый) попадает в полосу пропускания тракта УПЧ приемника $B_{пч}$ и проходит на его выход, если выполняется условие [2, 3]

$$|pf_c \pm mf_r| = f_{пч} \pm 0,5 B_{пч} \quad (2.23)$$

где f_c — частота входного воздействующего сигнала; f_r — частота гетеродина; $f_{пч}$ — промежуточная частота; $p, m = 0, 1, 2, \dots$ — номера гармоник сигнала и гетеродина.

Величина $N = |p| + |m|$ называется порядком побочного канала. Из (2.23) средние (центральные) частоты побочных каналов

$$f_{пк} = |(mf_r \pm f_m)/p|. \quad (2.24)$$

При верхней настройке гетеродина ($f_r > f_c$) и разностной промежуточной частоте ($f_{пч} = f_r - f_c$) из (2.24) получаются следующие частоты побочных каналов приема.

Побочный канал на промежуточной частоте (2 на рис. 2.6) имеет среднюю частоту $f_{пк} = f_{пч}$ при $p = 1, m = 0$. Он образуется вследствие недостаточной избирательности преселектора приемника (входных контуров и УВЧ). В приемниках магистральной радиосвязи 1, 2 и 3-го классов мешающие сигналы на промежуточной частоте $f_{пч}$ должны ослабляться не менее, чем на 100, 80 и 60 дБ, а в бытовых радиоприемниках АМ сигналов на частотах 280 и 560 кГц — не менее, чем на 40...26 дБ в зависимости от их группы сложности [2, 8].

Побочный канал приема на зеркальной частоте (3 на рис. 2.6) имеет среднюю частоту $f_{пк} = f_3 = f_r + f_{пч} = 2f_c + f_{пч}$ при $p, m = 1$. Он образуется также вследствие недостаточного ослабления помеховых сигналов в преселекторе приемника. В соответствии с установленными нормами [2, 8] односигнальная избирательность по зеркальному каналу приемников магистральной связи 1, 2 и 3-го классов должны быть не менее 90, 70 и 60 дБ. В бытовых радиовещательных АМ приемниках помеха по зеркальному каналу должна ослабляться не менее чем на 70...40 дБ в диапазоне ДВ в зависимости от их группы сложности.

Комбинационные каналы приема (4 на рис. 2.6) на гармониках гетеродина с частотами $2f_r \pm f_{пч}, 3f_r \pm f_{пч}$ и т.д. имеет среднюю частоту $f_{пк} = mf_r \pm f_{пч}$ при $p = 1, m = 2, 3, \dots$

Нелинейные побочные каналы приема появляются на частотах $f_{пк} = (mf_r \pm f_{пч})/p$ при $p, m = 2, 3, \dots$ в случае, если уровень входного сигнала достаточно велик и он подвергается нелинейному преобразованию в смесителе приемника, в результате чего в смесителе образуются его гармоники ($p > 1$).

Например, при взаимодействии первой гармоники гетеродина ($m = 1$) и второй гармоники мешающего сигнала ($p = 2$) образуются побочные каналы приема (5 на рис. 2.6) на субгармониках частоты настройки приемника $f_{пк} = 0,5(f_r - f_{пч}) = 0,5f_c$ и частоты зеркального канала $f_{пк} = 0,5(f_r + f_{пч})$. Взаимодействие вторых гармоник мешающего сигнала и гетеродина ($p, m = 2$) приводит к появлению полужеркального канала на частоте $f_{пк} = f_r + 0,5f_{пч}$. Требуемое ослабление помех по комбинационным каналам приема для приемников магистральной радиосвязи 1, 2, 3 классов качества должно быть не менее 80, 66 и 60 дБ [2, 8].

Чем больше степень нелинейности процесса преобразования частоты в смесителе приемника, тем больше появляется гармоник и связанных с ними побочных каналов приема. С увеличением номера гармоники сигнала p ее амплитуда, как правило, уменьшается, и соответственно уменьшается действие связанной с ней помехи. Поэтому в практических расчетах ограничиваются значениями $p \leq 3$.

Восприимчивость побочных каналов приема выражают в децибелах относительно чувствительности основного канала (см. рис. 2.6). Этот параметр показывает, насколько чувствительность побочного канала хуже чувствительности основного. Измерение ослабления чувствительности по побочным каналам обычно производится односигнальным методом (в отсутствие полезного сигнала).

Динамический диапазон по побочному каналу приема $D_{пк}$ [2, 3] — отношение максимальной амплитуды мешающего сигнала на частоте одного из побочных каналов $E_{\max}(f_{пк})$ к минимальной амплитуде полезного сигнала $E_{\min}(f_0)$, при которой обеспечивается заданное отношение сигнал/(шум + помеха) на выходе приемника, характеризует избирательность приемника от помех по побочным каналам:

$$D_{пк}(f_{пк}) = E_{\max}(f_{пк})/E_{\min}(f_0) \text{ при } Q_{\text{вых}} = \text{const},$$

где $Q_{\text{вых}} = P_c/(P_{ш} + P_{пк})$ — отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности внутренних шумов ($P_{ш}$) и помех ($P_{пк}$) из побочного канала.

Восприимчивость по побочным каналам зависит от ослабления мешающего сигнала в преселекторе приемника и от вида нелинейности характеристики смесителя. С ростом порядка N побочного канала ($N = |p| + |m|$) его восприимчивость падает. Наиболее опасны помехи по побочным каналам, имеющим сравнительно небольшую расстройку по отношению к частоте настройки приемника, так как их сигналы недостаточно ослабляются его преселектором или в тракте УПЧ. К таким побочным каналам относятся зеркальный канал, полужеркальные каналы и канал промежуточной частоты. Ослабление помех, поступающих на выход приемника по указанным побочным каналам, должно быть наибольшим. Нормы на избирательность по другим побочным каналам менее жесткие. Например, для магистральных каналов составляют не менее 90, 70, 60 дБ, а по комбинационным каналам они составляют соответственно 80, 66 и 60 дБ [2].

Пороговая восприимчивость приемников к помехам, поступающим по побочным каналам, имеет значительный разброс [3]. Уровень порога восприимчивости для любых приемников, настроенных на произвольную частоту, может быть аппроксимирован выражением [3]

$$P(f) = P(f_0) + I \lg(f/f_0) + C, \quad (2.25)$$

где $P(f_0)$ — пороговая (или реальная) чувствительность приемника на частоте основного канала f_0 , дБм; I — коэффициент, характеризующий скорость убывания восприимчивости по мере удаления частоты побочного канала от частоты настройки, дБ/дек; C — ослабление восприимчивости по побочному каналу приема относительно основного, дБ.

Параметры модели восприимчивости по побочным каналам, образуемых 1-й гармоникой гетеродина ($m = 1$), приведены в табл. 2.5, в которой обобщены результаты статистической обработки данных измерений широкого класса приемников [3].

Таблица 2.5. Параметры модели восприимчивости

Частота настройки	$f < f_0$		$f = f_0$	$f > f_0$	
	I , дБ/дек	C , дБ		I , дБ/дек	C , дБ
$f_0 < 30$	-20	80	$I = 0$ $C = 0$	25	85
$30 < f_0 < 300$	-20	80		35	75
$f_0 > 300$	-20	80		40	60

Для комбинационных побочных каналов, образующихся при участии второй и третьей гармоник гетеродина ($p = 1, m = 2, 3$), ослабление C увеличивается соответственно на 15 и 20 дБ по отношению к данным, указанным в табл. 2.5 [3].

Пример 3. Оценим средний уровень восприимчивости к помехам по каналам побочного приема приемника ОВЧ ($30 \text{ МГц} < f < 300 \text{ МГц}$), настроенного на частоту $f_0 = 150 \text{ МГц}$ и имеющего чувствительность по основному каналу $P(f_0) = -100 \text{ дБм}$.

Решение. Из табл. 2.5 для этого диапазона частот имеем $I = 35 \text{ дБ/дек}$, $C = 75 \text{ дБ}$ (при частоте помехи f , превышающей частоту настройки приемника f_0 , т.е. при $f > f_0$) и $I = -20 \text{ дБ}$, $C = 80 \text{ дБ}$ (при частоте помехи f , меньшей частоты настройки приемника f_0 , т.е. при $f < f_0$). По формуле (2.25) для этих случаев получаем:

$$P(f) = \begin{cases} -100 + 35 \lg(f/f_0) + 75 = -25 + 35 \lg(f/f_0) & \text{при } f > f_0; \\ -100 - 20 \lg(f/f_0) + 80 = -20 - 20 \lg(f/f_0) & \text{при } f < f_0. \end{cases}$$

Результирующая характеристика средней восприимчивости, построенная на основании полученных зависимостей, представлена на рис. 2.9.

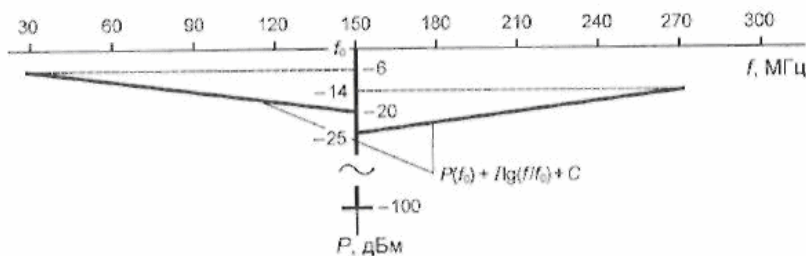


Рис. 2.9. Характеристика средней восприимчивости приемника к помехам по побочным каналам приема

График на рис. 2.9 дает значения среднего уровня входных мешающих сигналов, которые с вероятностью 50% будут создавать помехи по побочным каналам приема. Например, сигнал с центральной частотой 30 МГц с вероятностью 50% проявится в виде помехи, если его средний уровень равен -6 дБм. По мере уменьшения расстройки частоты мешающего сигнала по отношению к частоте настройки приемника f_0 его восприимчивость к помехам увеличивается. Согласно графику на рис. 2.9 верхняя граница восприимчивости приемника к помехам по побочным каналам равна -25 дБм.

2.2.2. Характеристики и параметры радиоприемников при многосигнальном воздействии

В реальных условиях эксплуатации радиоприемных устройств на них могут воздействовать одновременно с полезным достаточно сильные мешающие радиоизлучения, влияние которых проявляется в виде нелинейных эффектов блокирования, перекрестных и интермодуляционных искажений полезного сигнала, его вторичной модуляции. Частоты мешающих сигналов при этом могут иметь различные значения, не совпадающие с частотами основного и побочных каналов приема. Образующиеся каналы приема помех называются *внеполосными*. Помехи, вызывающие эффекты блокирования и перекрестной модуляции, проявляют себя только в присутствии полезного сигнала, что отличает их от помех по побочным каналам.

Многосигнальная частотная избирательность характеризует способность приемника выделять полезный радиосигнал на фоне собственных шумов и мешающих радиосигналов, действующих на его входе. Она определяется отношением уровней одновременно поступающих на вход приемника сигналов на одной или нескольких заданных частотах и на частоте настройки приемника при заданном отношении на его выходе суммарной мощности составляющих помехи к мощности полезного сигнала [2, 3]. При измерении многосигнальной избирательности для учета нелинейных эффектов блокирования, перекрестных искажений, а также приема интенсивной помехи по побочным каналам на вход приемника подают два колебания, одно из которых соответствует полезному сигналу, а другой — помехе. Для оценки интермодуляционных искажений используют три сигнала: полезный и два мешающих.

Влияние мешающих сигналов на характеристику частотной избирательности приемника показано на рис. 2.10, где кривая 1 — характеристика односигнальной избирательности приемника при отсутствии или пренебрежимо малом уровне помехи ($P_{п1}$), кривые 2 и 3 — многосигнальные характеристики избирательности, полученные при действии интенсивных помех с уровнями $P_{п3} > P_{п2} > P_{п1}$ [2, 3]. Из рисунка следует, что увеличение мощности помех приводит к ухудшению избирательных свойств приемника — расширению его полосы пропускания и увеличению коэффициента прямоугольности частотной характеристики. Это обстоятельство находит свое отражение в нормах на избирательность радиоприемников.

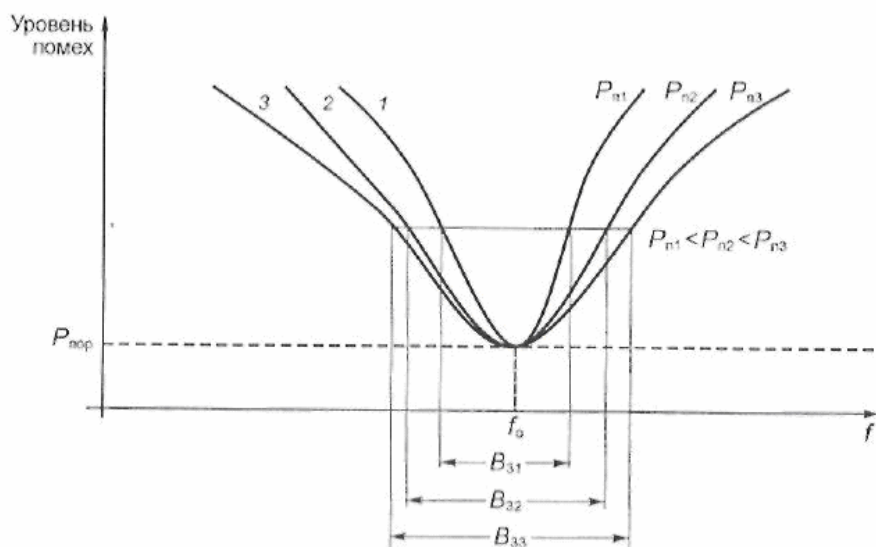


Рис. 2.10. Односигнальная (1) и многосигнальные (2, 3) характеристики частотной избирательности приемника

Например, для бытовых АМ приемников высшего класса качества односигнальная избирательность по соседнему каналу при расстройке на ± 9 кГц должна быть не менее 56 дБ, а двухсигнальная при отношении сигнал/(шум + помеха) на выходе, равном 20 дБ, — не менее 44 дБ. Для этой же группы приемников односигнальная избирательность по зеркальному каналу в диапазоне ДВ — не менее 70 дБ, а двухсигнальная — не менее 50 дБ [2].

Эффект блокирования проявляется в уменьшении амплитуды полезного сигнала и соответствующего уменьшения отношения сигнал/шум на выходе приемника в результате действия на его входе мешающего сигнала с частотой, не совпадающей с частотой основного и побочных каналов приема [2, 3]. Блокирование возникает в первых каскадах приемника (УВЧ и смесителя) из-за нелинейности вольт-амперной характеристики используемых активных элементов (диодов, транзисторов и др). В окрестностях рабочей точки, определяемой напряжением смещения E_0 , вольт-амперная характеристика нелинейного элемента $I_{\text{вых}} = \varphi(E_0 + U_{\text{вх}})$ может быть аппроксимирована рядом Тейлора и представлена укороченным полиномом 3-й степени [3]:

$$I_{\text{вых}} \approx I_0 + b_0 U_{\text{вх}} + b_0' U_{\text{вх}}^2 / 2 + b_0'' U_{\text{вх}}^3 / 6, \quad (2.26)$$

где b_0 , b_0' , b_0'' — крутизна вольтамперной характеристики и ее первые две производные в рабочей точке.

Известно [3], что в формировании амплитудной характеристики усилительного каскада участвуют только нечетные члены ряда (2.26), аппроксимирующего характеристику нелинейного элемента. Поэтому, исключив постоянную составляющую тока I_0 и квадратичный член ряда, получаем выражение

$$I_{\text{вых}} \approx b_0 U_{\text{вх}} + b_0'' U_{\text{вх}}^3 / 6. \quad (2.27)$$

Подставляя в (2.27) входное напряжение ($U_{\text{вх}}$) в виде суммы сигнала и помехи ($U_{\text{вх}} = U_c + U_n = E_c \cos \omega_c t + E_n \cos \omega_n t$) получаем

$$I_{\text{вых}} = b_0(U_c + U_n) + b_0''(U_c^3 + 3U_c^2U_n + 3U_n^2U_c + 3U_n^3)/6 = b_0(E_c \cos \omega_c t + E_n \cos \omega_n t) + b_0''[0,25E_c^3(3 \cos \omega_c t + \cos 3\omega_c t) + 1,5E_c^2E_n(1 + \cos 2\omega_c t) \cos \omega_n t + 1,5E_n^2E_c(1 + \cos \omega_n t) \cos \omega_c t + 0,25E_n^3(3 \cos \omega_n t + \cos 3\omega_n t)]/6. \quad (2.28)$$

Как следует из (2.28), в составе выходного тока нелинейного элемента имеются колебания с частотами $f_c, f_n, 3f_c, 3f_n, 2f_c + f_n, 2f_n + f_c$. На выход приемника проходит только колебание с частотой сигнала f_c , так как все другие составляющие подавляются в процессе фильтрации в УВЧ и УПЧ.

Амплитуда первой гармоники тока на частоте сигнала f_c , выделенная из (2.28),

$$I_1 = E_c(b_0 + b_0''E_c^2/8 + b_0''E_n^2/4) = E_c b_{cp}. \quad (2.29)$$

Уравнение (2.29) представляет амплитудную характеристику нелинейного элемента, характеризующую зависимость амплитуды первой гармоники частоты сигнала от действующих на входе напряжений сигнала и помехи (рис. 2.11).

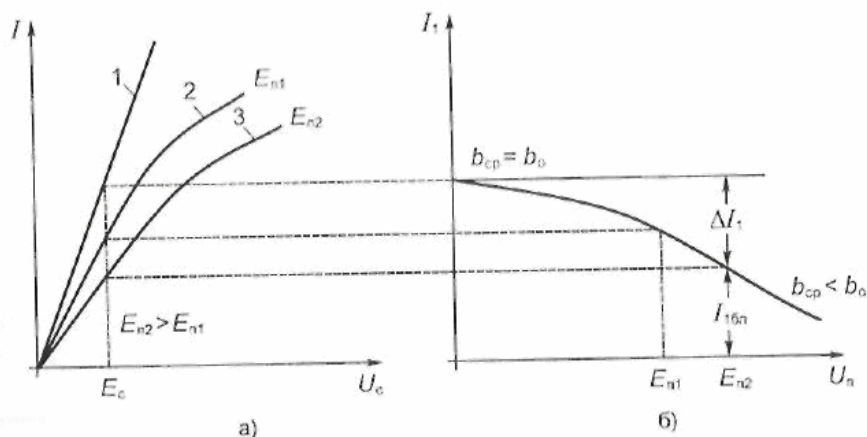


Рис. 2.11. Влияние эффекта блокирования:
а) на амплитудную характеристику; б) на амплитуду сигнала

Выражение в круглых скобках (2.29) является средней крутизной b_{cp} вольт-амперной характеристики активного элемента (диода, транзистора и др.), которая зависит от амплитудных значений напряжения сигнала (E_c) и помехи (E_n). При сильной помехе ($E_n \gg E_c$) выражение (2.29) можно упростить и представить в виде

$$I_1 = E_c(b_0 + b_0''E_n^2/4) = E_c b_{cp}, \quad (2.30)$$

где средняя крутизна зависит только от мощности помехи:

$$b_{cp} = b_0(1 + b_0''E_n^2/4b_0). \quad (2.31)$$

Отношение b_0''/b_0 — параметр, характеризующий нелинейность используемого активного элемента, которая является причиной появления эффекта блокирования полезного сигнала. Из (2.30), (2.31) следует, что при $b_0'' = 0$ амплитудная характеристика линейна (I на рис. 2.11, а), ее крутизна максимальна ($b_{cp} = b_0$) и амплитуда первой гармоники тока, равная $I_1 = b_0 E_c$, не зависит от действия помехи (рис. 2.11, б). При $b_0'' < 0$ амплитудная характеристика нелинейна (кривые 2 и 3 на рис. 2.11, а), а средняя крутизна ($b_{cp} < b_0$) и амплитуда тока уменьшаются по мере увеличения мощности помехи. Следствиями эффекта блокирова-

ния полезного сигнала помехой являются уменьшение амплитуды выходного полезного сигнала приемника на ΔI_1 (см. рис. 2.11, б) и соответствующее уменьшение выходного отношения сигнал/шум.

Характеристика частотной избирательности по блокированию представляет зависимость амплитуды мешающего сигнала на входе приемника от его частоты при одновременном действии полезного сигнала и при заданной величине уменьшения амплитуды (и отношения сигнал/шум) на выходе приемника. Ее снимают двухсигнальным методом. Влияние блокирующей помехи на характеристику избирательности приемника отражено на рис. 2.11, из которого видно, что увеличение уровня мешающего сигнала приводит к ухудшению избирательных свойств приемника — расширению полосы пропускания и уменьшению коэффициента прямоугольности частотной характеристики.

Параметрами частотной избирательности по блокированию являются коэффициент блокирования, динамический диапазон и уровень восприимчивости по блокированию. *Коэффициент блокирования* ($K_{бл}$) равен отношению приращения (изменения) амплитуды полезного сигнала на выходе приемника $|\Delta E_{\text{вых}}|$ под действием помехи к амплитуде этого сигнала при отсутствии помехи [2]:

$$K_{бл} = \Delta E_{\text{вых}}/E_{\text{вых}} = (E_{\text{вых}} - E_{\text{вых бл}})/E_{\text{вых}} = (I_1 - I_{1бл})/I_1 = b_o'' E_n^2 / 4b_o, \quad (2.32)$$

где $E_{\text{вых}}$, $E_{\text{вых бл}}$ — амплитуды сигналов на выходе приемника, пропорциональные значениям I_1 , $I_{1бл}$ на рис. 2.11, при отсутствии и наличии блокирующей помехи соответственно.

Частота мешающего сигнала при блокировании $f_{бл}$, расположенная за пределами полосы пропускания УПЧ, может совпадать с частотами соседних каналов $f_{ск}$ или иметь промежуточное значение $f_{скн} \leq f_{бл} \leq f_{скв}$ (где индекс «н» обозначает нижний соседний канал, а «в» — верхний) за исключением полос частот побочных каналов приема. Полоса частот, в которой наблюдается эффект блокирования, называется *полосой блокирования*. Допустимая величина коэффициента блокирования зависит от назначения и класса приемного устройства и обычно не превышает 10% [3].

Динамический диапазон по блокированию $D_{бл}$ определяется как отношение значения характеристики частотной избирательности по блокированию при заданной частотной расстройке мешающего сигнала относительно основного канала к чувствительности приемника [5]:

$$D_{бл} = E_{бл}(f)/E_c(f_o) \text{ при } K_{бл} = \text{const},$$

где $E_{бл}(f)$ — амплитуда мешающего сигнала на входе приемника; $E_c(f_o)$ — минимальная амплитуда полезного сигнала на входе приемника, соответствующая его чувствительности. В зависимости от класса приемника его динамический диапазон по блокированию обычно не превышает 60...70 дБ.

Уровень восприимчивости по блокированию определяется как минимальный уровень мешающего сигнала на входе приемника на заданной частоте (например, на частоте соседнего канала), при котором коэффициент блокирования равен заданному значению [2].

Параметры блокирования приемников нормируются. Для приемников магистральной радиосвязи КВ диапазона уровень блокирующей помехи при отстройке ее частоты на 20 кГц относительно частоты сигнала должен быть не менее 60...90 дБмкВ (в зависимости от класса приемника) и не менее 130 дБмкВ при отстройке на 6% [8]. Для уменьшения восприимчивости приемников по блокированию следует повышать избирательность входных цепей, применять в УВЧ и смесителе активные элементы с малым значением параметра нелинейности b_o''/b_o .

Перекрестное искажение полезного сигнала является еще одним нелинейным эффектом в приемнике, который вызывает перенос модуляции с мешающего на полезный сигнал.

В результате этого эффекта возникают искажения спектра сигнала на выходе приемника при действии на входе приемника модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочного каналов приема [2, 3]. Перекрестные искажения возникают в УВЧ и преобразователе частоты приемника при воздействии на эти элементы модулированного мешающего сигнала с частотой, близкой к значению частоты настройки основного канала приема, например на частоте соседнего канала. При наличии АМ помехи и немодулированного полезного сигнала на входе нелинейного элемента действует напряжение

$$U_{\text{вх}} = U_c + U_n = E_c \cos \omega_c t + E_n (1 + m_n \cos \Omega_n t) \cos \omega_n t, \quad (2.33)$$

где m_n — коэффициент амплитудной модуляции мешающего сигнала с частотой Ω_n .

При подстановке (2.33) в (2.27) и выполнении тригонометрических преобразований получается выражение для амплитуды первой гармоники частоты сигнала, которое при условиях относительной малости сигнала ($E_c < E_n$) и небольшой глубины модуляции помехи ($m_n \ll 1$) имеет вид

$$I_1 = E_c (b_o + b_o'' E_n^2 / 4 + 0,5 b_o'' E_n^2 m_n \cos \Omega_n t). \quad (2.34)$$

Второе слагаемое в (2.34) отражает эффект блокирования полезного сигнала, а третье слагаемое — эффект перекрестной АМ модуляции сигнала помехой с частотой Ω_n , в результате чего в спектре выходного сигнала нелинейного элемента появляются составляющие на частотах $f_c \pm \Omega_n$. При $\Omega_n \leq 0,5 B_z$ эти помеховые составляющие попадают в полосу пропускания основного канала и проходят на выход приемника. Глубина паразитной перекрестной модуляции полезного сигнала в (2.34)

$$m_{\text{пр}} = b_o'' E_n^2 m_n / 2 b_o. \quad (2.35)$$

Параметрами перекрестных искажений являются коэффициент перекрестных искажений, уровень восприимчивости и динамический диапазон приемника по перекрестным искажениям.

Коэффициент перекрестных искажений $K_{\text{пр}}$ определяется отношением уровня спектральных составляющих, возникающих в результате перекрестных искажений, к уровню сигнала на выходе приемника при заданных параметрах мешающего и полезного сигналов [2, 3]. Из выражения (2.34) следует, что при немодулированном полезном сигнале коэффициент перекрестных искажений численно равен глубине паразитной перекрестной модуляции (2.35), т.е. $K_{\text{пр}} = m_{\text{пр}}$. Если мешающий радиосигнал модулирован с частотой Ω_n , а полезный радиосигнал с частотой Ω_c , то $K_{\text{пр}}$ характеризует отношение величины приращения (изменения) первой гармоники выходного тока за счет действия помехи $\Delta I_1(\Omega_n)$ к величине приращения первой гармоники тока за счет полезного сигнала $\Delta I_1(\Omega_c)$:

$$K_{\text{пр}} = \Delta I_1(\Omega_n) / \Delta I_1(\Omega_c) = b_o'' E_n^2 m_n / 2 b_o m_c. \quad (2.36)$$

В случае, когда глубина модуляции мешающего и полезного сигналов равны ($m_n = m_c$), коэффициент перекрестных искажений равен отношению максимальной амплитуды спектральной составляющей с частотой мешающего сигнала к максимальной амплитуде спектральной составляющей с частотой полезного сигнала на выходе приемника [2]:

$$K_{\text{пр}} = I_1(\Omega_n) / I_1(\Omega_c) = b_o'' E_n^2 / 2 b_o. \quad (2.37)$$

Здесь $I_1(\Omega_n)$, $I_1(\Omega_c)$ — амплитуды спектральных составляющих на выходе радиоприемника с частотой помехи (Ω_n) и частотой сигнала (Ω_c).

Характеристика частотной избирательности по перекрестным искажениям представляет зависимость амплитуды модулированного радиосигнала на входе радиоприемника от частоты при заданном коэффициенте перекрестных искажений.

Уровень восприимчивости радиоприемника по перекрестным искажениям при заданной частотной расстройке мешающего сигнала относительно частоты настройки приемника определяется по снятой частотной характеристике при заданном $K_{\text{пр}}$ [2]. Относительную частотную избирательность (восприимчивость) приемника к перекрестным помехам характеризует его *динамический диапазон по перекрестным искажениям* $D_{\text{пр}}$, равный отношению величины частотной избирательности по перекрестным искажениям на заданной частоте (например, на частоте соседнего канала) к чувствительности приемника [2, 3]:

$$D_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}(f)/E_c(f_0) \text{ при } K_{\text{пр}} = \text{const},$$

где $E_{\text{пр}}(f)$ — амплитуда модулированного мешающего сигнала на входе приемника; $E_c(f_0)$ — минимальная амплитуда полезного сигнала на входе приемника, соответствующая его чувствительности.

Динамический диапазон является мерой линейности приемного тракта, которая ограничивается сверху появлением перекрестных искажений полезного сигнала заданной величины, а снизу — чувствительностью приемника. Величина динамического диапазона по перекрестным искажениям у большинства приемников не превышает 55...65 дБ [3].

Из (2.37) при заданном коэффициенте перекрестных искажений $K_{\text{ши}}$ может быть получена оценка допустимой амплитуды мешающего сигнала $E_{\text{п,доп}}$, характеризующая уровень восприимчивости приемника к перекрестным искажениям. Установленные нормы на допустимое напряжение перекрестной помехи в НЧ, СЧ, ВЧ диапазонах для бытовых приемников нулевой группы сложности составляют 250, 250, 50 мВ соответственно, а для приемников магистральной радиосвязи первого класса уровень перекрестных помех должен быть не менее 80 дБмкВ [2, 8].

Так как появление эффектов перекрестной модуляции и блокирования полезного сигнала вызывается общей причиной — изменением коэффициента передачи нелинейного элемента (изменением средней крутизны его амплитудной характеристики) под воздействием сильного мешающего сигнала, то меры по уменьшению перекрестных искажений те же самые, что и для эффекта блокирования.

Интермодуляция (взаимная модуляция) в радиоприемнике — нелинейный эффект, возникающий при взаимодействии на входе приемника двух или более мешающих сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема [2].

Одновременное воздействие нескольких мешающих сигналов на нелинейные элементы УВЧ или смесителя ведет к появлению спектральных составляющих с новыми частотами, которые могут попадать в полосу пропускания основного или побочных каналов приемника и создавать помехи на его выходе. Частоты опасных интермодуляционных колебаний порядка $N = |m| + |n|$, попадающих в полосу пропускания УПЧ, определяются неравенством

$$|mf_1 + nf_2| \leq f_0 \pm B_X/2, \quad (2.38)$$

где f_1, f_2 — частоты мешающих сигналов; f_0 — частота настройки приемника; B_X — полоса пропускания УПЧ на уровне $-X$ дБ; $n, m = \pm 1, 2, 3, \dots$

Для оценки влияния интермодуляционных помех полоса частот УПЧ обычно берется на уровне $X = -60$ дБ. Эта полоса может быть известна или определена исходя из используемой модели избирательности приемника по промежуточной частоте. Для модели избирательности тракта УПЧ на рис. 2.8 (кривая 4) выполняется соотношение $B_{60} = 4B_3$, где B_3 — полоса на уровне 3 дБ (см. рис. 2.7).

Наибольшее мешающее действие создают интермодуляционные помехи второго ($N = 2$) и третьего ($N = 3$) порядков вида $f_2 + f_1 = f_0$; $2f_1 - f_2 = f_0$; $2f_2 - f_1 = f_0$, где f_1 — частота помехи, ближайшая к частоте настройки приемника, f_2 — более удаленная частота. Положение мешающих сигналов на оси частот, создающих такие помехи, показано на рис. 2.12. На вход

нелинейного элемента при этом воздействует суммарное напряжение $U_{вх}$ полезного сигнала (U_c) и двух мешающих (U_{n1} , U_{n2}):

$$U_{вх} = U_c + U_{n1} + U_{n2} = E_c \cos \omega_c t + E_{n1} \cos \omega_{n1} t + E_{n2} \cos \omega_{n2} t. \quad (2.39)$$

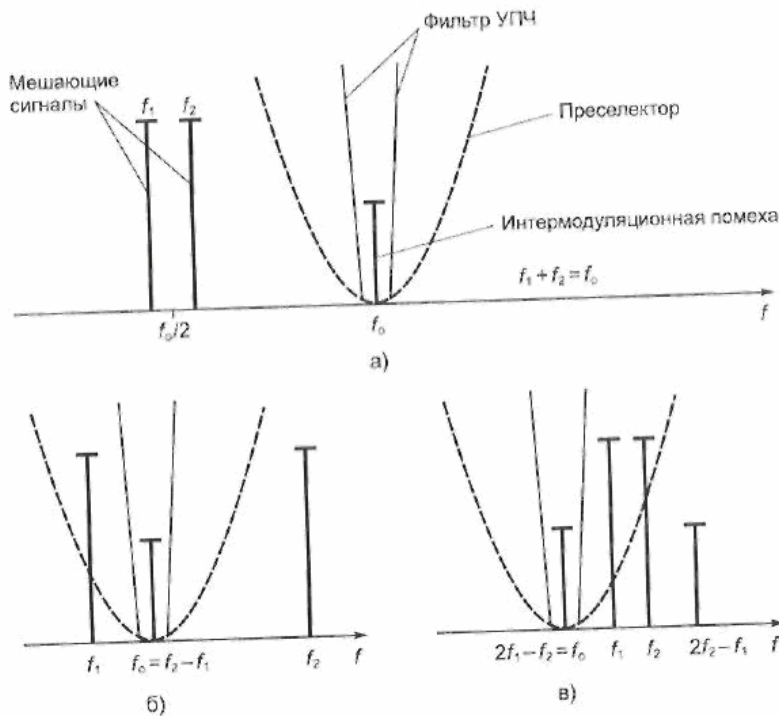


Рис. 2.12. Образование интермодуляционных помех в радиоприемнике

Интермодуляционные составляющие второго порядка с частотами $f_2 + f_1 = f_0$ или $f_2 - f_1 = f_0$, показанные на рис. 2.12, а, формируются за счет квадратичного члена ($b_0' U_{вх}^2 / 2$) ряда Тейлора (2.26), аппроксимирующего вольт-амперную характеристику нелинейного элемента $I_{вх} = \varphi(E_0 + U_c + U_{n1} + U_{n2})$. При подстановке (2.39) в (2.26) с учетом соотношения

$$U_{вх}^2 = U_c^2 + U_{n1}^2 + U_{n2}^2 + 2(U_c U_{n1} + U_{n1} U_{n2} + U_c U_{n2}) \quad (2.40)$$

для амплитуды первой гармоники частоты сигнала в выходном токе нелинейного элемента получаем

$$I_1 = b_0 E_c + b_0 E_{n1} E_{n2} / 2. \quad (2.41)$$

Второе слагаемое в (2.41) отображает действие интермодуляционных искажений амплитуды полезного сигнала, равной при отсутствии помехи $b_0 E_c$. Параметрами интермодуляционных искажений в приемнике являются коэффициент интермодуляции, динамический диапазон по интермодуляции и уровень восприимчивости приемника по интермодуляции.

Коэффициент интермодуляции $K_{и}$ в радиоприемнике численно равен отношению уровня помехи, появившейся в результате интермодуляции на выходе приемника, к уровню сигнала, соответствующего чувствительности радиоприемника [2, 3]:

$$K_{и} = E_{и}(f) / E_c(f_0),$$

где $E_{и}(f)$ — уровень интермодуляционной помехи на выходе приемника; $E_c(f_0)$ — номинальный уровень сигнала на выходе приемника.

Из (2.41) получаем коэффициент интермодуляции 2-го порядка, равный относительно уровню интермодуляционной составляющей в токе 1-й гармоники:

$$K_{и2} = b'_0 E_{n1} E_{n2} / 2b_0 E_c. \quad (2.42)$$

Наиболее опасны интермодуляционные помехи 3-го порядка (рис. 2.12, в) с частотами $2f_2 - f_1 = f_0$ или $2f_1 - f_2 = f_0$, где f_1 — частота мешающего сигнала, ближайшего к частоте настройки приемника f_0 . Это объясняется тем, что при образовании помех 2-го порядка вблизи частоты настройки приемника находится частота только одного из двух мешающих сигналов на рис. 2.12, а, в то время как при формировании помех 3-го порядка вблизи частоты настройки могут находиться обе мешающие частоты (рис. 2.12, в). Поскольку помеха на более удаленной частоте сильнее ослабляется в преселекторе приемника, уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка, как правило, значительно больше, и их следует учитывать в первую очередь.

Интермодуляционные помехи 3-го порядка образуются за счет влияния кубического члена $b''_0 U_{вх}^3 / 6$ ряда Тейлора (2.27). При подстановке в это выражение (2.39) и выполнения тригонометрических преобразований получаем выражение для приращения амплитуды первой гармоники частоты сигнала, обусловленной влиянием интермодуляционных помех, в виде $b''_0 E_{n1}^2 E_{n2} / 8$. Отсюда коэффициент интермодуляции третьего порядка

$$K_{ин3} = b''_0 E_{n1}^2 E_{n2} / 8b_0 E_c. \quad (2.43)$$

Уровень интермодуляции составляющих быстро уменьшается с ростом их порядка, поэтому составляющие с порядком $N > 3$ обычно не учитываются.

Характеристика частотной избирательности по интермодуляционным помехам показывает зависимость уровней мешающих сигналов на входе приемника, создающих интермодуляционную помеху, от частоты одного из них при заданном коэффициенте интермодуляции. Характеристику частотной избирательности по интермодуляционным помехам измеряют трехсигнальным методом. На вход приемника при этом подают два мешающих сигнала с одинаковыми уровнями и частотами f_1 и f_2 , совпадающими с частотами соседних каналов, смежных с частотой настройки приемника f_0 , например, для радиовещательных АМ сигналов в КВ диапазоне $f_1 = f_0 + 5$ кГц и $f_2 = f_0 + 10$ кГц. В этом случае при взаимодействии второй гармоники помехи с частотой f_1 с первой гармоникой помехи с частотой f_2 образуется интермодуляционная помеха на частоте сигнала, на которую настроен приемник: $2(f_0 + 5) - (f_0 + 10) = f_0$. Допустимой считается помеха, при которой коэффициент интермодуляции не превышает 3...5% [2].

Динамический диапазон интермодуляции в радиоприемнике $D_{ин}$ определяется отношением величины частотной избирательности по интермодуляции в приемнике при заданной частотной расстройке относительно основного канала приема к чувствительности радиоприемника [2]:

$$D_{ин} = E_{ин}(f) / E_c(f_0) \text{ при } K_{ин} = \text{const},$$

где $E_{ин}(f)$ — амплитуда мешающих сигналов на входе радиоприемника, создающих интермодуляционную помеху; $E_c(f_0)$ — минимальная амплитуда полезного сигнала на входе приемника, соответствующая его реальной чувствительности.

Величина динамического диапазона по интермодуляционным искажениям в большинстве приемников не превышает 45...60 дБ.

Уровень восприимчивости по интермодуляции радиоприемника определяется как минимальный уровень мешающих сигналов при заданной их частотной расстройке относительно частоты основного канала приема и заданном коэффициенте интермодуляции [2]. В соответствии с нормами, установленными для приемников магистральной радиосвязи, уровень

интермодуляционных помех 3-го порядка должен быть не менее 80...60 дБмкВ в зависимости от класса приемников [8].

Интермодуляционная помеха на выходе приемника может появляться как при наличии, так и при отсутствии полезного сигнала, в отличие от эффектов блокирования и перекрестной модуляции, которые возникают только в присутствии полезного сигнала (см. рис. 2.12). При прочих равных условиях радиоприемное устройство более восприимчиво к интермодуляционным помехам по сравнению с эффектами блокирования и перекрестных искажений. Поэтому динамический диапазон приемника по интермодуляционным искажениям, как правило, на 10...15 дБ меньше динамических диапазонов по блокированию и перекрестным искажениям. Меры борьбы с интермодуляционными помехами состоят в повышении избирательности входных цепей и применении в УВЧ и смесителе активных элементов с малым значением параметра нелинейности b_0''/b_0 .