

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиотехнических систем (РТС)



АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Учебно-методическое пособие
для лекционных и практических занятий,
курсового проектирования,
самостоятельной работы
студентов радиотехнических специальностей

Разработчик:
заведующий кафедрой РТС,
профессор Мелихов С.В.

Томск - 2019

Мелихов С.В.

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ: Учебно-методическое пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2019. – 28 с.

Рассмотрены аналитический и действительный радиосигналы, их квадратурные компоненты, особенности дискретизации низкочастотного сигнала и субдискретизации радиосигнала. Приведены структурные схемы приемников с различными вариантами аналого-цифрового преобразования и алгоритмы цифровой обработки квадратурных составляющих радиосигнала при различных видах модуляции. Рассмотрены вопросы определения разрядности АЦП для радиосигналов с амплитудной модуляцией и с угловой модуляцией. Предложены задачи, решение которых способствует закреплению знаний об АЦП в радиоприемных устройствах.

Учебно-методическое пособие предназначено для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей.

Содержание

1. Комплексная амплитуда и квадратурные компоненты аналитического радиосигнала.....	4
2. Квадратурные компоненты действительного радиосигнала и их выделение	5
3. Дискретизация и субдискретизация сигнала	7
4. Приемник с аналоговым формирователем квадратур и АЦП низкочастотных квадратурных компонентов радиосигнала.....	10
5. Приемник с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и цифровым формирователем квадратур.....	14
6. Приемник с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и децимацией выходных дискретных отсчетов АЦП	17
7. Приемник с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и цифровым формирователем квадратур с преобразователем Гильберта.....	20
8. Определение необходимой разрядности АЦП.....	21
9. Задачи.....	24
Список использованных источников	28

1. Комплексная амплитуда и квадратурные компоненты аналитического радиосигнала

Действительный (вещественный) радиосигнал $S_c(t)$ с несущей частотой ω , имеющий одновременно амплитудную модуляцию и угловую (частотную или фазовую) модуляцию, представляется выражением:

$$S_c(t) = S(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] = S(t)\cos[\Phi(t)], \quad (1)$$

где $S(t)$ – *амплитудная огибающая*, т.е. функция изменения амплитуды радиосигнала;

$\varphi(t)$ – *фазовая функция*, т.е. функция изменения начальной фазы радиосигнала;

$\Phi(t) = [\omega t + \varphi(t)]$ – *полная фаза* радиосигнала.

Для удобства проведения анализа различных эффектов в радиотехнических цепях радиосигнал (1) искусственно представляют в комплексном виде и называют *аналитическим радиосигналом*:

$$\dot{S}_c(t) = S_c(t) + jS_{c\perp}(t) = S(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] + jS(t)\sin[\omega t + \varphi(t)]. \quad (2)$$

Реальная часть (2) является *действительным радиосигналом*:

$$\operatorname{Re}\{\dot{S}_c(t)\} = S_c(t) = S(t)\cos[\omega t + \varphi(t)]. \quad (3)$$

Мнимая часть (2)

$$\operatorname{Im}\{\dot{S}_c(t)\} = S_{c\perp}(t) = S(t)\sin[\omega t + \varphi(t)] \quad (4)$$

называется *квадратурным дополнением к действительному сигналу*.

С использованием формулы Эйлера выражение (2) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \dot{S}_c(t) &= S(t)\exp\{j[\omega t + \varphi(t)]\} = S(t)\exp[j\varphi(t)]\exp(j\omega t) = \\ &= \{S(t)\cos[\varphi(t)] + jS(t)\sin[\varphi(t)]\}\exp(j\omega t) = \{S_I(t) + jS_Q(t)\}\exp(j\omega t) = \dot{S}(t)\exp(j\omega t), \end{aligned} \quad (5)$$

где $\exp(j\omega t)$ – *быстроменяющаяся функция*, описывающая немодулированное несущее колебание с частотой ω ;

$\dot{S}(t) = S(t)\exp[j\varphi(t)]$ – *медленноменяющаяся функция*, описывающая процессы модуляции радиосигнала и *называемая комплексной амплитудой (или комплексной огибающей) аналитического радиосигнала*.

Комплексная амплитуда $\dot{S}(t)$, как следует из (5), состоит из двух квадратурных функций:

$$S_I(t) = S(t)\cos[\varphi(t)]; \quad (6)$$

$$S_Q(t) = S(t)\sin[\varphi(t)]. \quad (7)$$

Функцию $S_I(t)$ с индексом «I» (Inphase) называют *синфазным компонентом радиосигнала*, а функцию $S_Q(t)$ с индексом «Q» (Quadrature) – *квадратурным компонентом радиосигнала*.

На рис. 1 показаны векторы \dot{S} , S_I , S_Q и осциллограмма для *немодулированного радиосигнала* (при неизменных во времени $S=1$ и $\varphi=45^\circ$). Отметим, что вектор \dot{S} , характеризующий комплексную амплитуду аналитического радиосигнала, вращается относительно начала координат, а векторы S_I , S_Q являются проекциями вектора \dot{S} соответственно на горизонтальную (вещественную) и вертикальную (мнимую) оси.

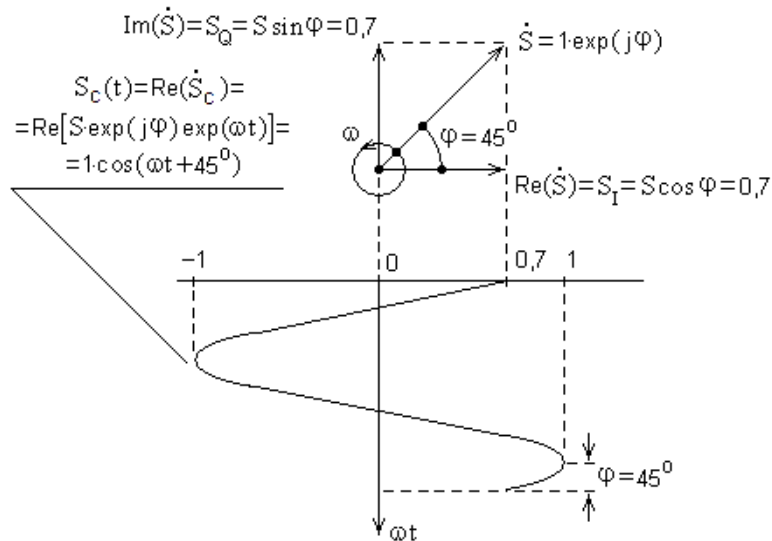


Рис. 1. Векторная диаграмма комплексной амплитуды \dot{S} с квадратурными компонентами S_I и S_Q и осциллограмма немодулированного радиосигнала $S_c(t)$ (при неизменных во времени $S=1$ и $\varphi=45^\circ$)

2. Квадратурные компоненты действительного радиосигнала и их выделение

Поскольку $\cos(\alpha + \beta) = (\cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta)$, то *действительный радиосигнал*, описываемый выражением (1), можно представить в виде *двух квадратурных составляющих*, имеющих сдвиг по фазе 90° относительно друг друга:

$$\begin{aligned} S_c(t) &= S(t) \cos[\omega t + \varphi(t)] = \\ &= \{S(t) \cos[\varphi(t)]\} \cos \omega t - \{S(t) \sin[\varphi(t)]\} \sin \omega t = \\ &= S_I(t) \cos \omega t - S_Q(t) \sin \omega t. \end{aligned} \quad (8)$$

Из (8) следует, что *квадратурные составляющие действительного радиосигнала* имеют *множителями квадратурные компоненты* $S_I(t)$ и $S_Q(t)$, определяемые выражениями (6) и (7).

На рис. 2 показаны векторы S , S_I , S_Q и их осциллограммы для немодулированного действительного радиосигнала (при неизменных во времени $S=1$ и $\varphi=45^\circ$). Отметим, что векторы S , S_I , S_Q , характеризующие действительный радиосигнал и его квадратурные компоненты, вращаются совместно относительно начала координат.

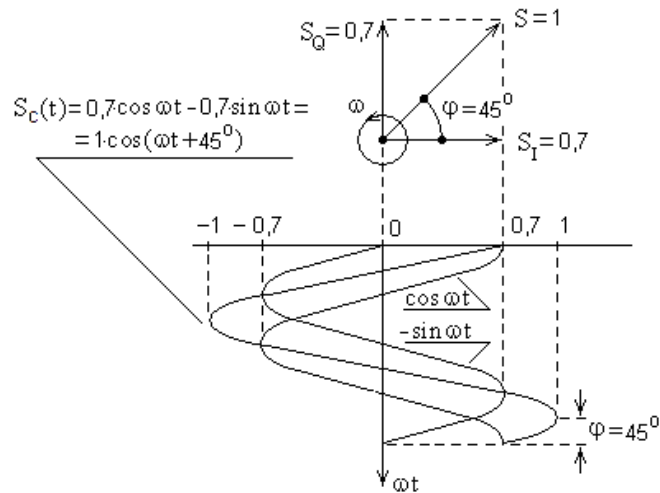


Рис. 2. Векторная диаграмма и осциллограммы, поясняющие представление квадратурными компонентами S_I и S_Q немодулированного действительного радиосигнала $S_c(t)$ (при неизменных во времени $S = 1$ и $\varphi = 45^\circ$)

Квадратурные компоненты $S_I(t)$ и $S_Q(t)$ содержат полную информацию о процессе модуляции, т.к. с их использованием можно находить как *амплитудную огибающую* $S(t)$, так и *фазовую функцию* $\varphi(t)$ радиосигнала:

$$S(t) = \sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}, \quad (9)$$

$$\varphi(t) = \text{arctg}[S_Q(t)/S_I(t)]. \quad (10)$$

В связи с этим при обработке действительного радиосигнала используется метод выделения его квадратурных компонентов.

Для выделения квадратурных компонентов действительного радиосигнала используют блок, который называют «*формирователь квадратур*» (ФК). ФК может быть аналоговым (АФК) или цифровым (ЦФК).

На рис. 3 изображен АФК, который по сути является *когерентным демодулятором* радиосигнала. В перемножителях АФК (их еще называют *фазовыми детекторами*) осуществляется умножение радиосигнала на квадратурные опорные когерентные воздействия $S_{\text{ОКВ-I}} \sim (\cos \omega t)$ и $S_{\text{ОКВ-Q}} \sim (-\sin \omega t)$ с последующей фильтрацией результатов умножения фильтрами нижних частот (ФНЧ). В результате на выходах ФК образуются квадратурные компоненты радиосигнала:

$$\{S_c(t)\}(S_{\text{ОКВ-I}}) = \{S(t)\cos[\omega t + \varphi(t)]\}(\cos \omega t) \sim S(t)\cos[\varphi(t)] = S_I(t); \quad (11)$$

$$\{S_c(t)\}(S_{\text{ОКВ-Q}}) = \{S(t)\cos[\omega t + \varphi(t)]\}(-\sin \omega t) \sim S(t)\sin[\varphi(t)] = S_Q(t). \quad (12)$$

Квадратурные компоненты $S_I(t)$ и $S_Q(t)$ позволяют проводить полноценную *цифровую обработку сигнала* (ЦОС) без использования несущей частоты ω , которая, как правило, много больше полосы (ширины спектра). При этом возможно значительное снижение частоты дискретизации, что существенно упрощает аппаратуру *аналого-цифрового преобразования* (АЦП).

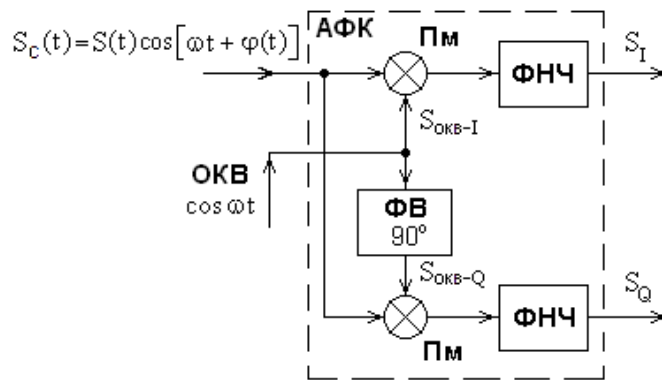


Рис. 3. Структурная схема АФК радиосигнала S_c .

Пм – перемножитель (фазовый детектор).

ФНЧ – фильтр нижних частот, ФВ – фазовращатель.

ОКВ – опорное когерентное воздействие $S_{\text{ОКВ-I}} \sim (\cos \omega t)$, на основе которого при помощи ФВ формируется квадратурное ОКВ $S_{\text{ОКВ-Q}} \sim (-\sin \omega t)$

3. Дискретизация и субдискретизация сигнала

Дискретизатор (ДСК) аналогового сигнала $S_{\text{ВХ}}$ (рис. 4) содержит перемножитель (Пм) и генератор импульсов дискретизации (ГИД).

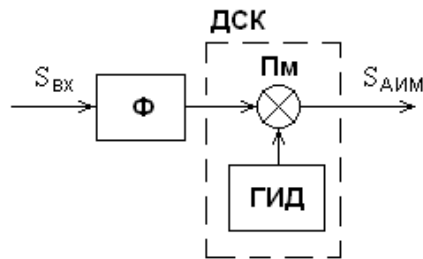


Рис. 4. Структурная схема дискретизатора

На входе ДСК должен присутствовать *фильтр* (Ф) с полосой пропускания, равной полосе входного аналогового сигнала $S_{\text{ВХ}}$. Фильтр называют *антиалиасинговым*, поскольку он исключает при дискретизации *эффект наложения* (*aliasing*) помеховых сигналов на спектр полезного сигнала.

В Пм осуществляется перемножение аналогового сигнала $S_{\text{ВХ}}$ с импульсами дискретизации, имеющими длительность τ_d и период следования T_d . В результате перемножения образуется дискретный амплитудно-импульсный сигнал $S_{\text{АИМ}}$ с частотой следования (с частотой *дискретизации*):

$$f_d = 1/T_d, \quad (13)$$

Спектр входного аналогового сигнала $S_{\text{ВХ}}$ можно поместить в любую из частотных зон Котельникова-Найквиста (первую – I, вторую – II, третью – III, четвертую – IV и т.д.), каждая из которых имеет размер $f_d/2$ (рис. 5 - рис. 8).

Если спектр входного сигнала $S_{\text{ВХ}}$ поместить в первую зону, то процесс получения $S_{\text{АИМ}}$ называют *дискретизацией*,

Если спектр входного сигнала $S_{\text{ВХ}}$ поместить во вторую или более высокую зону, то процесс получения $S_{\text{АИМ}}$ называют *субдискретизацией*.

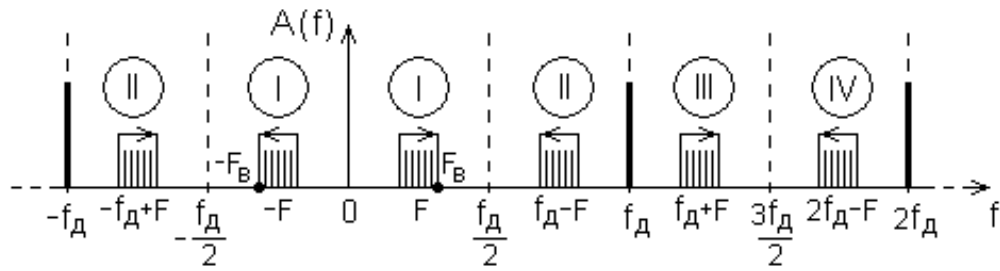


Рис. 5. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра АИМ-сигнала на выходе ДСК при дискретизации низкочастотного сигнала, помещенного в первую зону Котельникова-Найквиста.

F – центральная частота спектра низкочастотного сигнала.

F_b – верхняя частота спектра низкочастотного сигнала.

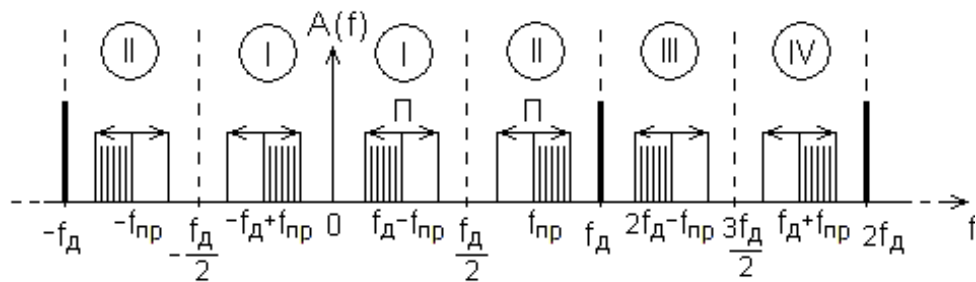


Рис. 6. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра АИМ-сигнала на выходе ДСК при субдискретизации высокочастотного сигнала с f_{np} , помещенного во вторую зону Котельникова-Найквиста.

Π – полоса (ширина) спектра радиосигнала

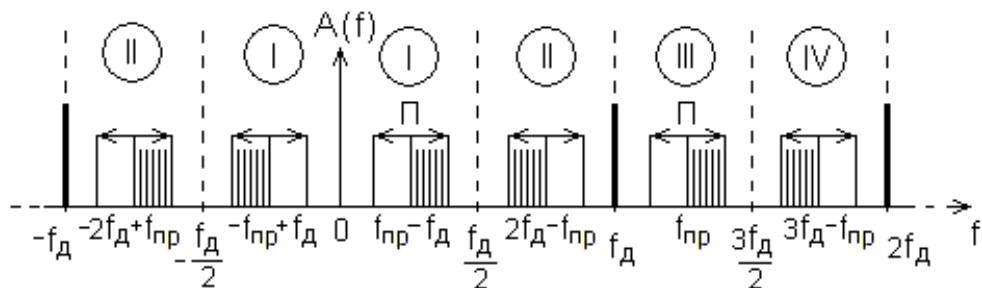


Рис. 7. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра АИМ-сигнала на выходе ДСК при субдискретизации высокочастотного сигнала с f_{np} , помещенного в третью зону Котельникова-Найквиста

помещенного в третью зону Котельникова-Найквиста

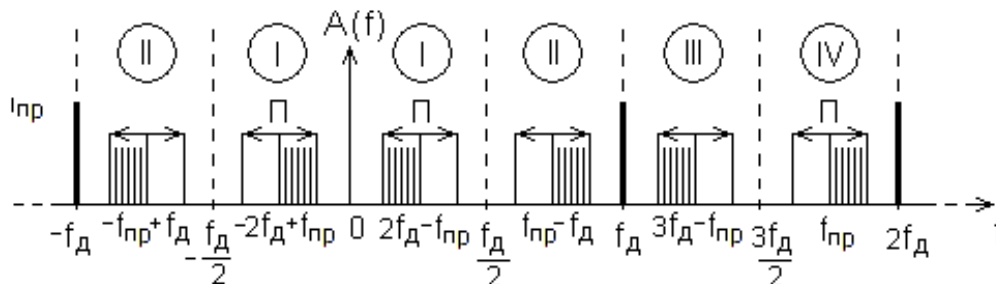


Рис. 8. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра АИМ-сигнала на выходе ДСК при субдискретизации высокочастотного сигнала с f_{np} , помещенного в четвертую зону Котельникова-Найквиста

помещенного в четвертую зону Котельникова-Найквиста

Дискретизация. При дискретизации *низкочастотного сигнала* (звукового, видео и пр.) его амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра с центральной частотой $\pm F$ находятся в первой зоне Котельникова-Найквиста (рис. 5). В других зонах на выходе ДСК появляются «*образы спектра сигнала*» (далее для простоты – *образы сигнала*), имеющие центральные частоты $\pm(kf_d \pm F)$, $k=1,2,3,\dots$. Если $\tau_d \ll T_d$ (что, как правило, выполняется на практике), то амплитуды спектров во всех зонах одинаковы.

Если низкочастотный сигнал имеет *верхнюю частоту спектра* F_B , то на основе теоремы Котельникова В.А. *частота дискретизации* должна удовлетворять условию:

$$f_d \geq 2F_B. \quad (14)$$

Невыполнение условия (14) приводит к образованию *стробоскопического эффекта*, т.е. к появлению в спектре выходного АИМ-сигнала ложных частот.

На практике обычно принимают

$$f_d = (2, 2\dots 2, 5)F_B. \quad (15)$$

Субдискретизация. При субдискретизации *высокочастотного сигнала* (радиосигнала) его спектр помещается во вторую или более высокую зону Котельникова-Найквиста путем выбора соответствующего значения f_d (см. рис. 6-8).

Субдискретизацию используют, в частности, в супергетеродинных радиоприемных устройствах при АЦП радиосигнала с промежуточной частотой ($f_{пр}$).

При субдискретизации *образы радиосигнала* также образуются во всех зонах Котельникова-Найквиста. Любой образ содержит полную информацию о полезном радиосигнале, за исключением его местоположения на оси частот. Однако дальнейшей обработке, как правило, подвергается образ радиосигнала, образующийся в первой зоне.

Отметим особенности субдискретизации высокочастотного сигнала с $f_{пр}$ на основе спектров АИМ-сигналов, изображенных на рис. 6-8.

1. Возможные значения частоты дискретизации рассчитываются по формуле:

$$f_d = \left[4 / (2i - 1) \right] f_{пр}, \quad (16)$$

где i – номер зоны Котельникова-Найквиста ($i=2, 3, 4, \dots$), в которую помещается высокочастотный сигнал с $f_{пр}$.

2. Частота дискретизации должна удовлетворять условию:

$$f_d \geq 2\Pi, \quad (17)$$

где Π – полоса (ширина) спектра радиосигнала.

3. Максимально возможная полоса дискретизируемого радиосигнала, как следует из (17):

$$\Pi_{\max} = f_d / 2. \quad (18)$$

4. При субдискретизации радиосигнала, находящегося в четных зонах (см. рис. 6, рис. 8), порядок спектральных частот в *образе первой зоны обратный* (т.е. *инверсный*), что необходимо учитывать при дальнейшей обработке сигнала.

Используя (16) и (18), можно рассчитать возможные частоты дискретизации и максимальные полосы дискретизируемого радиосигнала. Например, для радиосигнала с $f_{пр} = 30$ МГц, помещаемого в разные зоны Котельникова-Найквиста, соответствуют следующие значения f_d и Π_{\max} :

$$f_d \Big|_{i=2} = \left[4 / (2 \cdot 2 - 1) \right] \cdot 30 \text{ МГц} = (4 / 3) \cdot 30 \text{ МГц} = 40 \text{ МГц}, \quad \Pi_{\max} = 40 / 2 = 20 \text{ МГц};$$

$$f_d \Big|_{i=3} = \left[4 / (2 \cdot 3 - 1) \right] \cdot 30 \text{ МГц} = (4 / 5) \cdot 30 \text{ МГц} = 24 \text{ МГц}, \quad \Pi_{\max} = 24 / 2 = 12 \text{ МГц};$$

$$f_d \Big|_{i=4} = \left[4 / (2 \cdot 4 - 1) \right] \cdot 30 \text{ МГц} = (4 / 7) \cdot 30 \text{ МГц} \approx 17,1 \text{ МГц}, \quad \Pi_{\max} = 17,1 / 2 \approx 8,5 \text{ МГц}$$

и т.д.

4. Приемник с аналоговым формирователем квадратур и АЦП низкочастотных квадратурных компонентов радиосигнала

На рис. 9 приведена структурная схема приемника, содержащая усилитель-селектор (УС), генератор опорного когерентного воздействия (ГОКВ), аналоговый формирователь квадратур (АФК), аналого-цифровые преобразователи (АЦП) квадратурных компонентов S_I и S_Q , блок цифровой обработки сигналов (БЦОС).

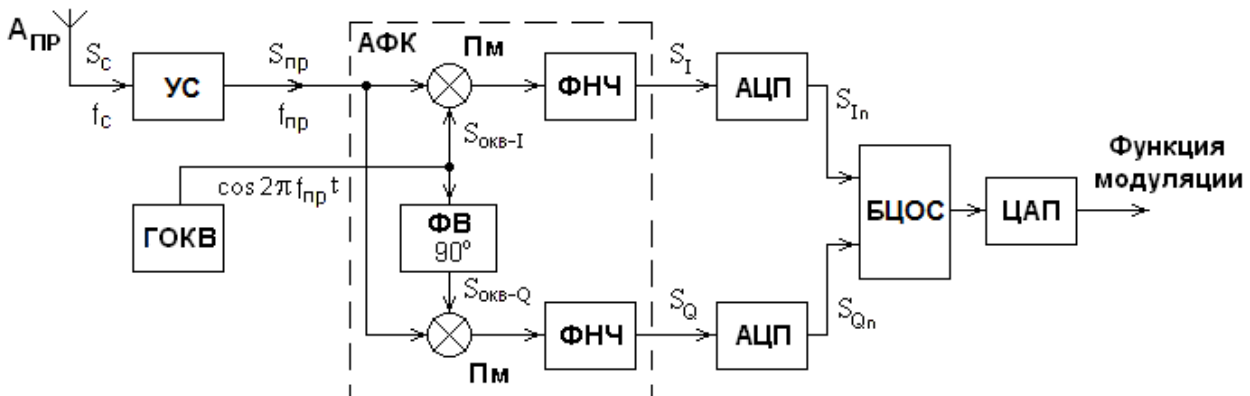


Рис. 9. Структурная схема приемника с АФК и АЦП квадратурных компонентов радиосигнала

УС, осуществляющий функции усиления и селекции полезного сигнала, представляет собой или тракт прямого усиления, или тракт супергетеродина с однократным (двукратным) преобразованием частоты. Например, супергетеродинный УС с однократным преобразованием частоты содержит входную цепь, усилитель высокой частоты, преобразователь частоты (ПЧ), усилитель промежуточной частоты. В этом случае ПЧ УС с помощью гетеродинного колебания с частотой f_r осуществляет перенос спектра с частоты сигнала f_c на промежуточную частоту $f_{пр}$ (рис. 10,а). Заметим, что на рис. 10,а изображен спектр радиосигнала, симметричный относительно несущей частоты.

В синфазном и квадратурном каналах АФК при помощи опорных когерентных воздействий (ОКВ) $S_{окв-I}$ и $S_{окв-Q}$ происходит когерентная демодуляция радиосигнала промежуточной частоты ($S_{пр}$, $f_{пр}$), при которой боковые полосы спектра переносятся в область нижних частот и располагаются симметрично относительно нулевой частоты (рис. 10,б).

В связи с этим когерентную демодуляцию еще называют «*прямым преобразованием частоты*» или «*преобразованием на нулевую частоту*».

Поскольку амплитудно-частотные спектры боковых полос сигнала – четная функция частоты, а фаза боковых полос – нечетная функция частоты, то для реальных положительных частот происходит увеличение интенсивности низкочастотного спектра сигнала в два раза (рис. 10,в).

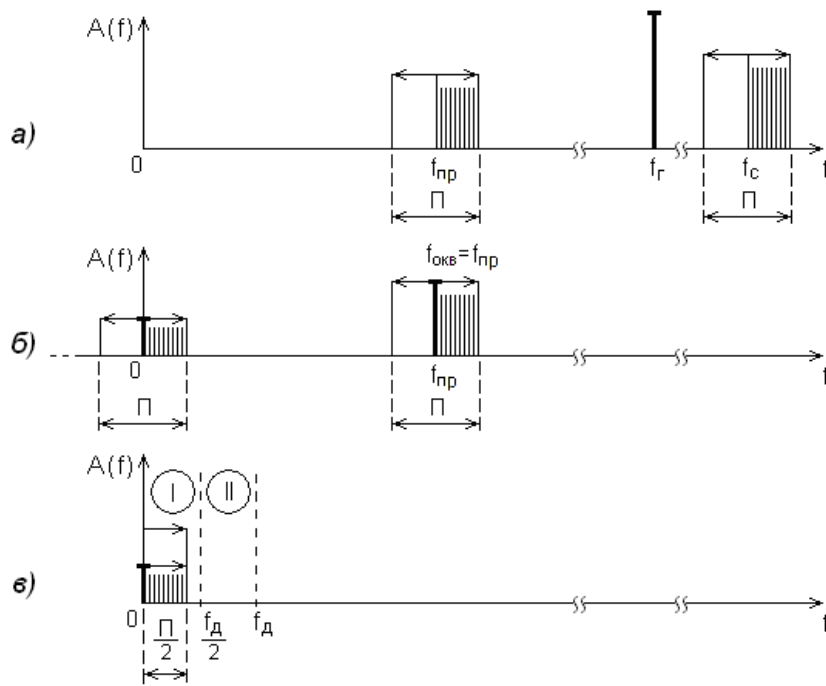


Рис. 10. При $f_c > f_r$ – неинверсный перенос спектра сигнала с полосой Π с частоты f_c на низкую промежуточную частоту f_{np} в ПЧ УС (а); перенос спектра с промежуточной частоты f_{np} на нулевую частоту в АФК (б); увеличение интенсивности низкочастотного спектра сигнала для положительных частот и выбор частоты дискретизации в соответствии с условием $f_{д} \geq \Pi$ (в)

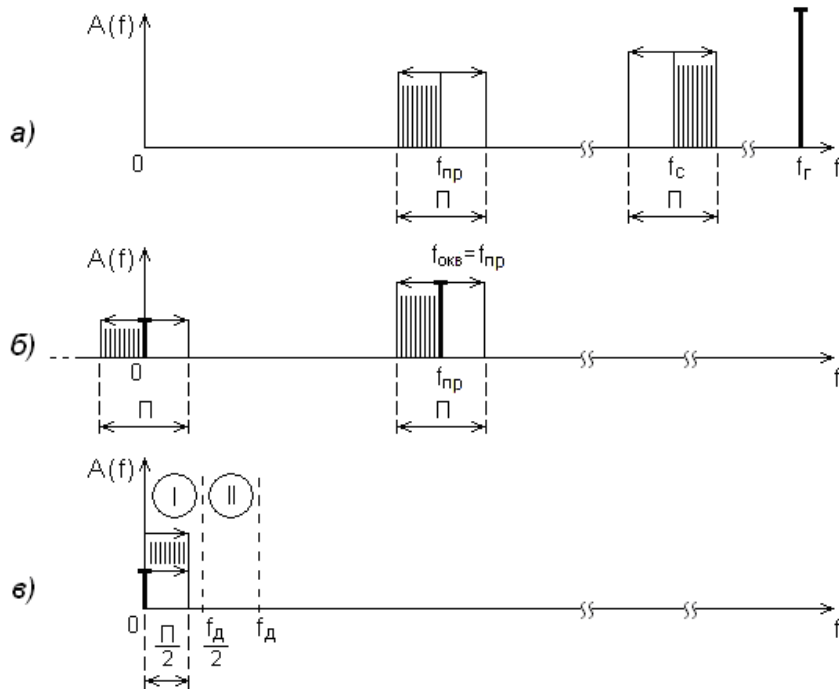


Рис. 11. При $f_c < f_r$ – инверсный перенос спектра с полосой Π с частоты сигнала f_c на низкую промежуточную частоту f_{np} в ПЧ УС (а); перенос спектра с промежуточной частоты f_{np} на нулевую частоту в АФК (б); увеличение интенсивности низкочастотного спектра сигнала для положительных частот и выбор частоты дискретизации в соответствии с условием $f_{д} \geq \Pi$ (в)

Особенность когерентной демодуляции (преобразования на нулевую частоту) в том, что ширина спектра сигнала в области низких частот сокращается в два раза. При этом для оцифровки низкочастотных квадратурных компонент S_I и S_Q требуется относительно низкая частота дискретизации (см. рис. 10,б):

$$f_d \geq 2(\Pi/2) = \Pi. \quad (19)$$

При неинверсном переносе спектра на низкую промежуточную частоту ($f_c > f_r$, $f_{np} < f_c$, см. рис. 10,а) вариации частоты и фазы колебания с промежуточной частотой соответствуют вариациям частоты и фазы колебания с частотой сигнала, поскольку в этом случае преобразование частоты в УС характеризуется выражением:

$$\begin{aligned} S_{np} = \{S_c\}(S_r) &= \{S(t)\cos[\omega_c t + \varphi(t)]\}(\cos \omega_r t) \sim \\ &\sim S(t)\cos[(\omega_c - \omega_r)t + \varphi(t)] = S(t)\cos[\omega_{np}t + \varphi(t)]. \end{aligned} \quad (20)$$

При этом промежуточная частота $\omega_{np} = (\omega_c - \omega_r)$ и выделение низкочастотных квадратурных компонент S_I и S_Q в АФК необходимо провести в соответствии с (11) и (12) с помощью $S_{окв-I} \sim (\cos \omega_{np} t)$ и $S_{окв-Q} \sim (-\sin \omega_{np} t)$:

$$\{S_{np}\}(S_{окв-I}) = \{S(t)\cos[\omega_{np}t + \varphi(t)]\}(\cos \omega_{np}t) \sim S(t)\cos[\varphi(t)] \sim S_I(t); \quad (21)$$

$$\{S_{np}\}(S_{окв-Q}) = \{S(t)\cos[\omega_{np}t + \varphi(t)]\}(-\sin \omega_{np}t) \sim S(t)\sin[\varphi(t)] \sim S_Q(t). \quad (22)$$

При инверсном переносе спектра на низкую промежуточную частоту ($f_c < f_r$, $f_{np} < f_c$ см. рис. 11,а) вариации частоты и фазы колебания с промежуточной частотой имеют противоположный знак по сравнению с вариациями частоты и фазы колебания с частотой сигнала, поскольку в этом случае преобразование частоты в УС характеризуется выражением:

$$\begin{aligned} \{S_c\}(S_r) &= \{S(t)\cos[\omega_c t + \varphi(t)]\}(\cos \omega_r t) \sim \\ &\sim S(t)\cos[(\omega_r - \omega_c)t - \varphi(t)] = S(t)\cos[\omega_{np}t - \varphi(t)] = S_{np}. \end{aligned} \quad (23)$$

При этом промежуточная частота $\omega_{np} = (\omega_r - \omega_c)$ и выделение низкочастотных квадратурных компонент S_I и S_Q в АФК необходимо провести с помощью $S_{окв-I} \sim (\cos \omega_{np} t)$ и $S_{окв-Q} \sim (\sin \omega_{np} t)$:

$$\{S_{np}\}(S_{окв-I}) = \{S(t)\cos[\omega_{np}t - \varphi(t)]\}(\cos \omega_{np}t) \sim S(t)\cos[\varphi(t)] \sim S_I(t); \quad (24)$$

$$\{S_{np}\}(S_{окв-Q}) = \{S(t)\cos[\omega_{np}t - \varphi(t)]\}(\sin \omega_{np}t) \sim S(t)\sin[\varphi(t)] \sim S_Q(t). \quad (25)$$

Отметим, что знак опорного квадратурного воздействия $S_{окв-Q}$ ("-" или "+") имеет значение только при обработке радиосигналов с несимметричным спектром относительно несущей частоты (например, при обработке однополосного радиосигнала). При обработке радиосигналов с симметричным спектром (радиосигнала с амплитудной модуляцией, радиосигнала с угловой модуляцией и др.) знак опорного воздействия квадратурного канала не имеет значения, т.е. может быть любым: как "-", так и "+".

Алгоритм работы БЦОС при приеме радиосигнала с амплитудной модуляцией (АМ-сигнала). Сформулируем алгоритм работы БЦОС (см. рис. 9) при приеме АМ-сигнала. Для этого воспользуемся выражением (1) при $\omega = \omega_{\text{пр}}$, $\varphi(t) = 0$ и выражением (9):

$$S_{\text{пр}}(t) = S(t) \cos[\omega_{\text{пр}} t + \varphi(t)] \Big|_{\varphi(t)=0} = S(t) \cos \omega_{\text{пр}} t; \quad (26)$$

$$S(t) = \sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}. \quad (27)$$

В этом случае для формирования дискретов огибающей АМ-сигнала (S_n) с использованием выходных отсчетов ФК (S_{In} и S_{Qn}) в БЦОС должны быть проведены следующие операции:

$$S_{an} = S_{In}^2; \quad (28)$$

$$S_{bn} = S_{Qn}^2; \quad (29)$$

$$S_{ab} = S_{an} + S_{bn}; \quad (30)$$

$$S_n = \sqrt{S_{ab}}. \quad (31)$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номера текущих отсчетов.

Цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) дискретов S_n с выхода БЦОС (в простейшем случае – интегрирование дискретов при помощи ФНЧ) позволит получить *функцию модуляции (огибающую)* принятого АМ-сигнала:

$$S(t) = \int_t (S_n) dt. \quad (29)$$

Алгоритм работы БЦОС при приеме радиосигнала с угловой модуляцией (УМ-сигнала). Для формулировки алгоритмы работы БЦОС (см. рис. 9) при приеме УМ-сигнала (т.е. радиосигнала с фазовой или частотной модуляцией), имеющего *индекс угловой модуляции* M и *функцию модуляции* $V(t)$, необходимо воспользоваться выражением (1) при $S(t) = S$, $\omega = \omega_{\text{пр}}$, $\varphi(t) = M V(t)$, выражением (10), а также взаимосвязью $V(t)$ и $\varphi(t)$:

$$S_{\text{пр}}(t) = S(t) \cos[\omega_{\text{пр}} t + \varphi(t)] \Big|_{S(t)=S; \varphi(t)=M V(t)} = S \cos[\omega_{\text{пр}} t + M V(t)]; \quad (32)$$

$$\varphi(t) = \text{arctg}[S_Q(t) / S_I(t)]; \quad (33)$$

$$V(t) = \varphi(t) / M. \quad (34)$$

В этом случае для формирования дискретов функции модуляции УМ-сигнала (V_n) с использованием выходных отсчетов ФК (S_{In} и S_{Qn}) в БЦОС должны быть проведены следующие операции:

$$S_{ab} = S_{Qn} / S_{In}; \quad (35)$$

$$\varphi_n = \text{arctg}(S_{ab}); \quad (36)$$

$$V_n = \varphi_n / M. \quad (37)$$

ЦАП дискретов U_n с выхода БЦОС позволит получить *функцию модуляции* принятого УМ-сигнала:

$$V(t) = \int_t (V_n) dt. \quad (38)$$

Рассмотренный приемник имеет существенный недостаток – *повышенный уровень нелинейных искажений сигнала*, возникающими в АФК. Искажения сигнала обусловлены следующими факторами:

- различием в коэффициентах передачи аналоговых Пм;
- отклонением от 90° разности фаз опорных воздействий синфазного и квадратурного каналов ($S_{\text{окв-I}}$ и $S_{\text{окв-Q}}$);
- неидентичностью аналоговых ФНЧ.

5. Приемник с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и цифровым формирователем квадратур

Недостаток, присущий АФК и заключающийся в повышенном уровне нелинейных искажений, отсутствует в цифровом формирователе квадратур (ЦФК).

При использовании ЦФК необходимо предварительно осуществить АЦП радиосигнала промежуточной частоты, которое требует, однако, применение более быстродействующего АЦП, чем при АЦП низкочастотных квадратурных компонентов радиосигнала (см. подраздел 4).

На рис. 12 приведена структурная схема приемника с АЦП радиосигнала промежуточной частоты, выходные дискретные отсчеты которого (S_n) поступают на ЦФК.

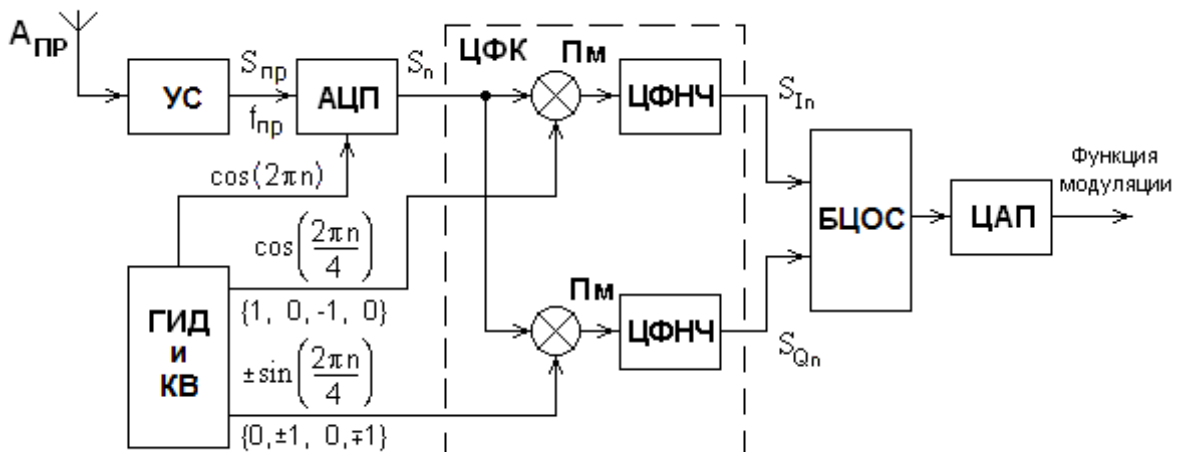


Рис. 12. Структурная схема приемника с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и ЦФК. ГИДикВ – генератор импульсов дискретизации и квадратурных выборок, ЦФНЧ – цифровой ФНЧ

При рассмотрении цифровых устройств частоты дискретных воздействий нормируются к частоте дискретизации ($f_d = 1/T_d$), а воздействия описываются дискретными функциями. Например, косинусное воздействие представляется следующим образом:

$$\cos(2\pi f t) = \cos\left(\frac{2\pi f}{f_d} f_d t\right) = \cos\left(\frac{2\pi f}{f_d} \frac{t}{T_d}\right) = \cos\left(\frac{2\pi n}{k}\right), \quad (39)$$

где $k = f_d / f$ – (40)

– параметр, показывающий соотношение между частотой дискретизации и частотой воздействия;

n – номера импульсов дискретизации ($n=0$ при $t=0$; $n=1$ при $t=T_d$; $n=2$ при $t=2T_d$; $n=3$ при $t=3T_d$ и т.д.).

В связи с этим на схеме рис. 12 отсчеты, характеризующие воздействие с частотой дискретизации, представлены дискретной функцией (39) при $k = f_d / f_{np} = 1$

$$\cos(2\pi n), \quad (41)$$

а выборки, характеризующие опорные квадратурные воздействия ("косинусное" и "синусное") для ЦФК, представлены дискретными функциями:

$$\cos\left(\frac{2\pi n}{k}\right); \quad (42)$$

$$\pm \sin\left(\frac{2\pi n}{k}\right). \quad (43)$$

Следует отметить, что если поместить радиосигнал с f_{np} во вторую зону Котельникова-Найквиста, то $f_d = (4/3)f_{np}$, если в третью – то $f_d = (4/5)f_{np}$, если в четвертую – то $f_d = (4/7)f_{np}$, а для обработки образа радиосигнала, образующегося в первой зоне, частота опорных квадратурных воздействий (42) и (43) в любом случае должна быть в 4 раза меньше частоты дискретизации (см. рис. 6-8), что соответствует $k=4$. При этом за свой период квадратурные воздействия имеют по 4 выборки (рис. 13):

$$\cos\left(\frac{2\pi n}{4}\right)\Big|_{n=0,1,2,3} = 1, 0, -1, 0; \quad (44)$$

$$\pm \sin\left(\frac{2\pi n}{4}\right)\Big|_{n=0,1,2,3} = 0, \pm 1, 0, \mp 1. \quad (45)$$

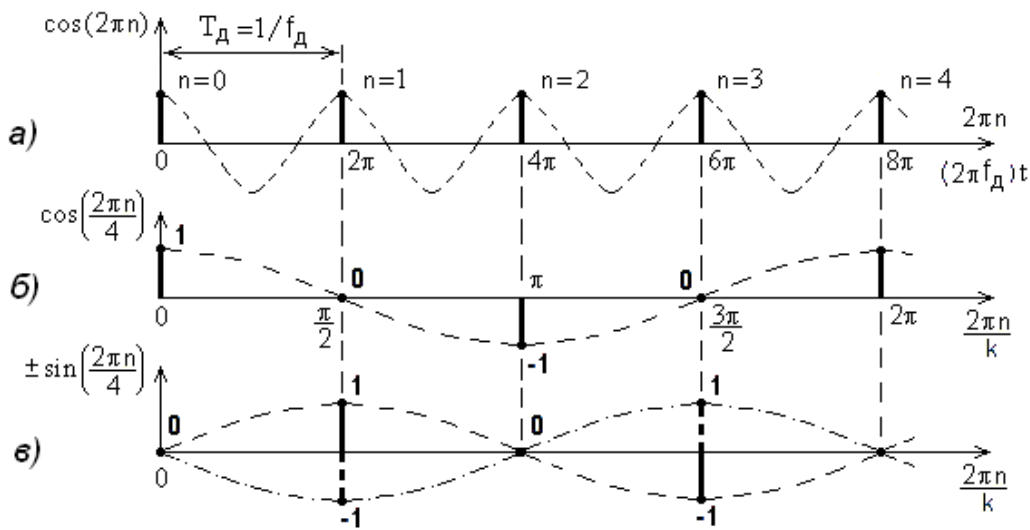


Рис. 13. Импульсы дискретизации с номерами $n = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$

и первая гармоника частоты дискретизации (а);

выборки при $k = 4$, характеризующие "косинусное" и "синусное" квадратурные воздействия (б, в)

При приеме радиосигналов с симметричным относительно несущей спектром не важно, какой знак ("+" или "-") имеет опорное квадратурное воздействие (43).

При приеме радиосигналов с несимметричным относительно несущей спектром выбор знака опорного квадратурного воздействия (43) зависит не только от того, какое преобразование частоты (неинверсное или инверсное) осуществляется в УС (см. рис. 10, рис. 11), но и от того, в какой зоне Котельникова-Найквиста (четной или нечетной) находится спектр сигнала промежуточной частоты при АЦП (рис. 14, рис. 15).

Если спектр сигнала промежуточной частоты при АЦП находится в четной зоне, например, во второй (см. рис. 14,а), и не требуется инверсия его спектра, то в ЦФК необходим сдвиг спектра выходного сигнала АЦП (см. рис. 14,б) по частоте вправо на величину $f = f_d / 4$ (см. рис. 14,е).

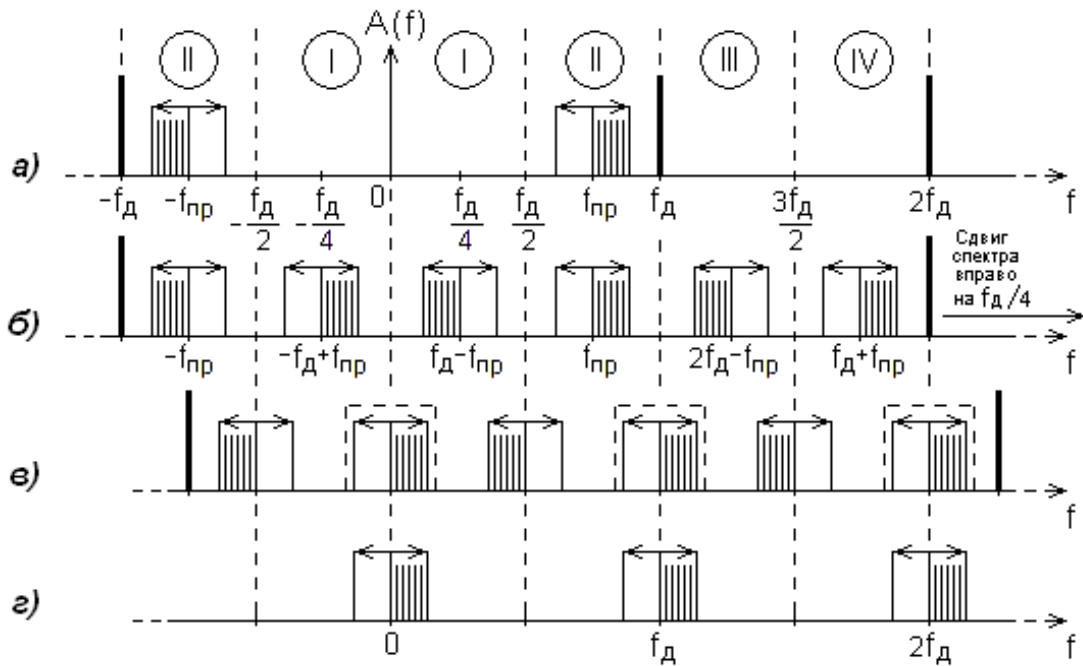


Рис. 14. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра: входного сигнала АЦП, находящегося во второй зоне Котельникова-Найквиста (а); выходного сигнала АЦП (б); выходных сигналов Пм (в); выходных сигналов ЦФНЧ (г). Пунктирные прямоугольники – АЧХ ЦФНЧ (г)

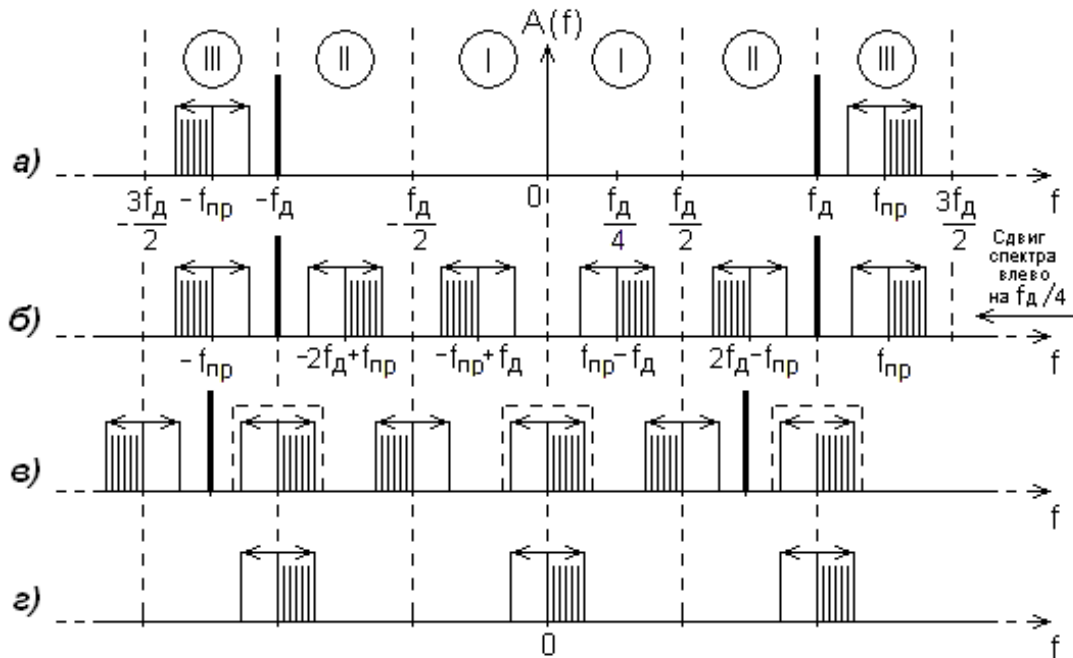


Рис. 15. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра: входного сигнала АЦП, находящегося в третьей зоне Котельникова-Найквиста (а); выходного сигнала АЦП (б); выходных сигналов Пм (в); выходных сигналов ЦФНЧ (г). Пунктирные прямоугольники – АЧХ ЦФНЧ (г)

Если же спектр сигнала промежуточной частоты при АЦП находится в нечетной зоне, например, в третьей (см. рис. 15,а), и не требуется инверсия его спектра, то в ЦФК необходим сдвиг спектра выходного сигнала АЦП (см. рис. 15,б) по частоте влево на величину $f = f_d / 4$ (см. рис. 15,б,в).

Если же для рассмотренных случаев необходима инверсия спектров, то сдвиги спектров на величину $f = f_d / 4$ нужно осуществить в других направлениях: влево – для варианта, изображенного на рис. 14,б; вправо – для варианта, изображенного на рис. 15,б.

Из теории цифровой техники известно, что сдвиги спектра вправо или влево по оси частот осуществляются путем умножения отчетов сигнала на комплексную дискретную экспоненту соответственно со знаком "+" или "-":

$$\exp\left(\pm j \frac{2\pi}{k} n\right). \quad (46)$$

Если $f = f_d / 4$, то $k = f_d / f = 4$. В этом случае:

$$\exp\left(\pm j \frac{2\pi}{4} n\right) = \cos\left(\frac{2\pi}{4} n\right) \pm j \sin\left(\frac{2\pi}{4} n\right). \quad (47)$$

Очевидно, что именно такая операция (умножения отчетов сигнала на комплексную дискретную экспоненту) осуществляется в квадратурных каналах ЦФК, изображенного на рис. 12.

Таким образом, из выходных отсчетов АЦП S_n (см. рис. 12) ЦФК осуществляет выделение отсчетов низкочастотных квадратурных компонентов S_{In} и S_{Qn} .

6. Приемник с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и децимацией выходных дискретных отсчетов АЦП

Известно, что реализация узкополосных цифровых фильтров с заданными параметрами упрощается с понижением частоты дискретизации. В связи с этим на практике при АЦП радиосигнала промежуточной частоты часто применяется *децимация* (понижение частоты дискретизации) выходных дискретных отсчетов АЦП при помощи дециматора (ДМ) с коэффициентом децимации $M=2$ (рис. 16).

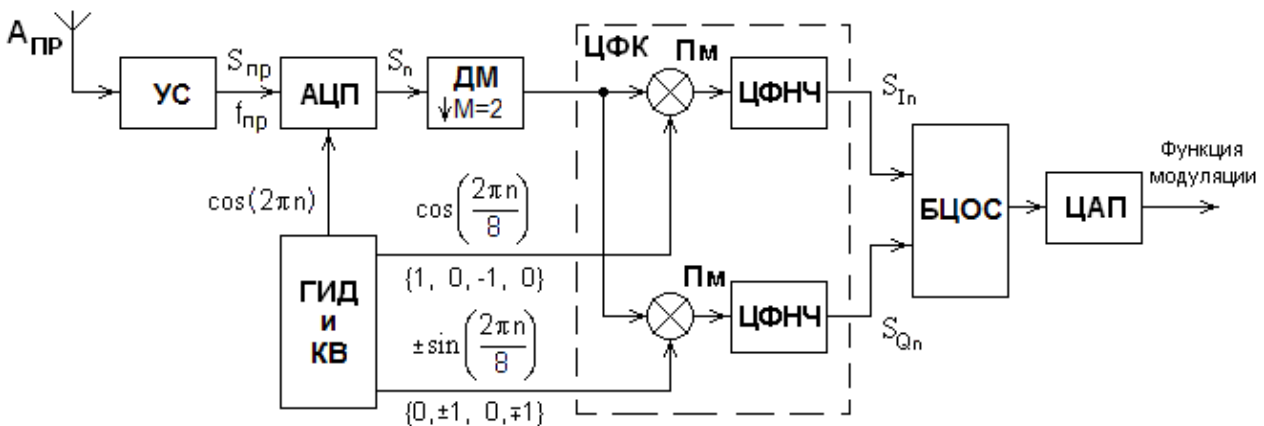


Рис. 16. Структурная схема приемника с ДМ.

ГИДиКВ – генератор импульсов дискретизации и квадратурных выборок

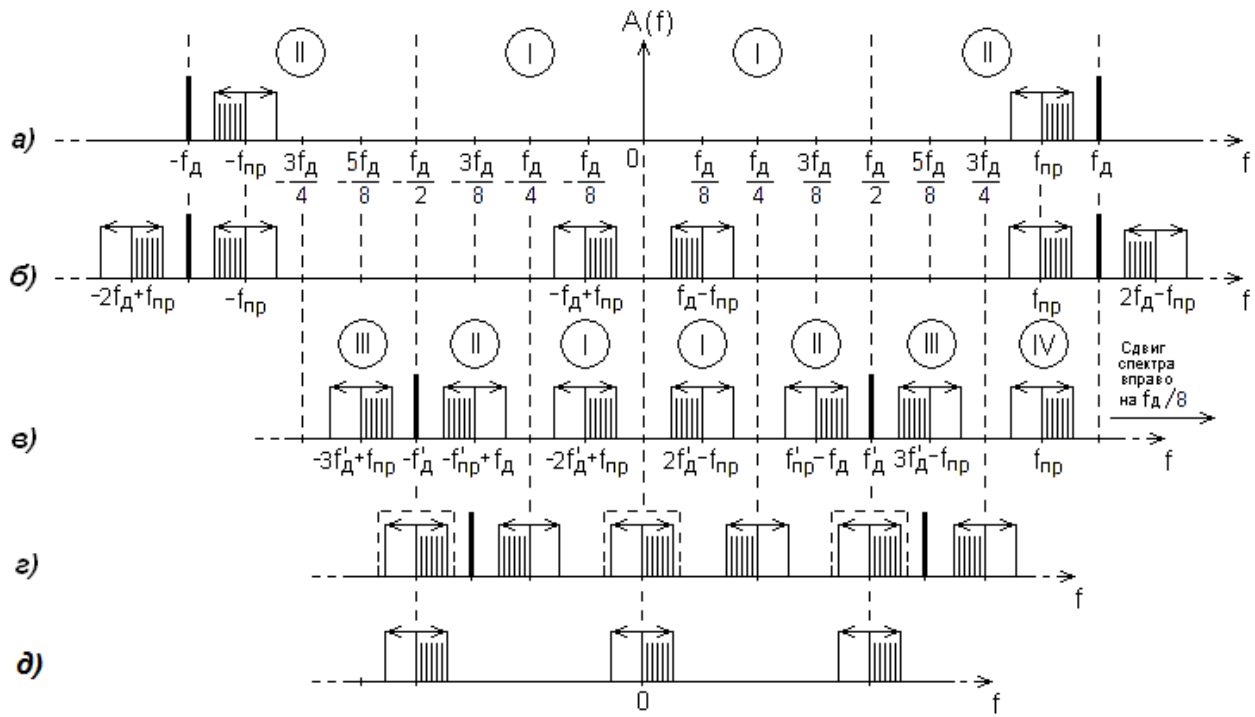


Рис. 17. Амплитудно-частотные составляющие комплексного спектра:
 входного сигнала АЦП (а);
 выходного сигнала АЦП при начальной частоте дискретизации f_d (б);
 выходного сигнала ДМ при $M = 2$ и частоте дискретизации $f'_d = f_d / 2$ (в);
 выходных сигналов Пм (г); выходных сигналов ФНЧ (д).
 Пунктирные прямоугольники – АЧХ ЦФНЧ (е)

При децимации происходит изменение расположения спектральных полос дискретного сигнала (рис. 17, а, б, в). Если поместить сигнал с f_{np} во вторую зону Котельникова-Найквиста относительно *начальной* частоты дискретизации f_d (см. рис. 17, а), то

$$f_d \Big|_{i=2} = (8/7)f_{np}, \quad (48)$$

Нетрудно показать, что при помещении сигнала с f_{np} в третью зону

$$f_d \Big|_{i=3} = (8/9)f_{np}, \quad (49)$$

а если в четвертую, то

$$f_d \Big|_{i=4} = (8/15)f_{np}. \quad (50)$$

В любом случае

$$f_d \geq 4\Pi. \quad (51)$$

Из (51) следует, что при децимации с $M=2$ максимально возможная полоса дискретизируемого радиосигнала с f_{np}

$$\Pi_{\max} = f_d / 4. \quad (52)$$

Если, например, $f_{np} = 30$ МГц, то:

$$f_d \Big|_{i=2} = (8/7) \cdot 30 \text{ МГц} \approx 34,3 \text{ МГц}, \quad \Pi_{\max} = 34,3 / 4 \approx 8,5 \text{ МГц};$$

$$f_d \Big|_{i=3} = (8/9) \cdot 30 \text{ МГц} \approx 26,7 \text{ МГц}, \quad \Pi_{\max} = 26,7 / 4 \approx 6,6 \text{ МГц};$$

$$f_d \Big|_{i=4} = (8/15) \cdot 30 \text{ МГц} = 16 \text{ МГц}, \quad \Pi_{\max} = 16 / 4 = 4 \text{ МГц}.$$

При начальной частоте следования импульсов дискретизации АЦП f_d (рис. 18,а) на выходе ДМ существуют отсчеты только с четными номерами ($n=0,2,4, \dots$), частота следования которых (рис. 18,б)

$$f'_d = f_d / 2. \quad (53)$$

При этом частота опорных квадратурных воздействий ("косинусного" и "синусного") для ЦФК должна быть в 8 раз меньше начальной частоты дискретизации, а за свой период квадратурные воздействия должны иметь по 4 выборки (рис. 18,в,г):

$$\cos\left(\frac{2\pi n}{8}\right)\Bigg|_{n=0,2,4,6} = 1, 0, -1, 0; \quad (54)$$

$$\pm \sin\left(\frac{2\pi n}{8}\right)\Bigg|_{n=0,2,4,6} = 0, \pm 1, 0, \mp 1. \quad (55)$$

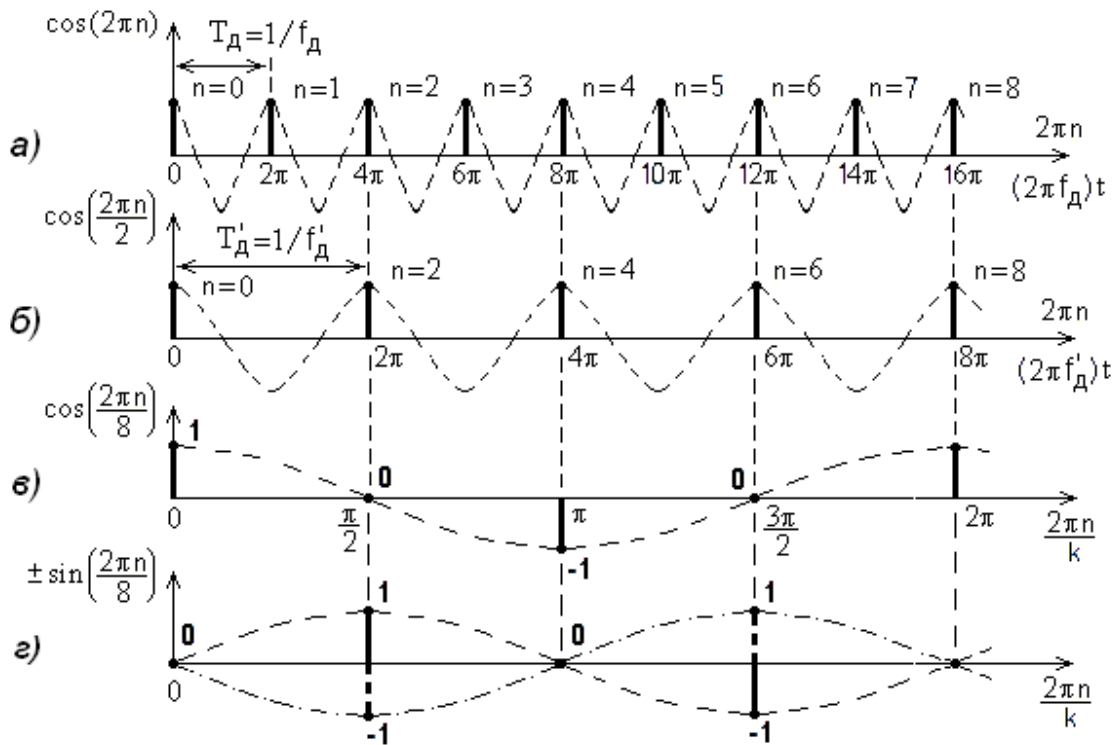


Рис. 18. Импульсы дискретизации и первая гармоника начальной частоты дискретизации f_d (а); импульсы дискретизации и первая гармоника пониженной частоты дискретизации $f'_d = f_d / 2$ (б); выборки при $k = 8$, характеризующие "косинусное" и "синусное" квадратурные воздействия (в, г)

7. Приемник с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и цифровым формирователем квадратур с преобразователем Гильберта

На рис. 19 изображена структурная схема радиоприемника с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и цифровым преобразователем квадратур (ЦФК), содержащим преобразователь Гильберта (ПГ). ПГ осуществляет сдвиг фазы сигнала на 90° .

В ЦФК осуществляются операции с дискретными сигналами, однако эти операции можно охарактеризовать следующими выражениями для аналоговых сигналов.

$$U_{\text{Пм1}} = \{S(t)\cos[\omega_{\text{пр}}t + \varphi(t)]\}(\cos\omega_{\text{пр}}t) \sim S(t)\cos[\varphi(t)]; \quad (56)$$

$$U_{\text{Пм2}} = \{S(t)\cos[\omega_{\text{пр}}t + \varphi(t)]\}(-\sin\omega_{\text{пр}}t) \sim S(t)\sin[\varphi(t)]; \quad (57)$$

$$U_{\text{Пм3}} = \{-S(t)\sin[\omega_{\text{пр}}t + \varphi(t)]\}(-\sin\omega_{\text{пр}}t) \sim S(t)\cos[\varphi(t)]; \quad (58)$$

$$U_{\text{Пм4}} = \{-S(t)\sin[\omega_{\text{пр}}t + \varphi(t)]\}(\cos\omega_{\text{пр}}t) \sim -S(t)\sin[\varphi(t)]; \quad (59)$$

$$U_{\text{ЦФНЧ1}} \sim U_{\text{СУ}} \sim (U_{\text{Пм1}} + U_{\text{Пм3}}) \sim S(t)\cos[\varphi(t)] \sim S_{\text{In}}; \quad (60)$$

$$U_{\text{ЦФНЧ2}} \sim U_{\text{ВУ}} \sim (U_{\text{Пм2}} - U_{\text{Пм4}}) \sim S(t)\sin[\varphi(t)] \sim S_{\text{Qn}}. \quad (61)$$

Из (60) и (61) следует, что на выходах ЦФК с ПГ образуются необходимые для дальнейшей обработки квадратурные компоненты S_{In} и S_{Qn} .

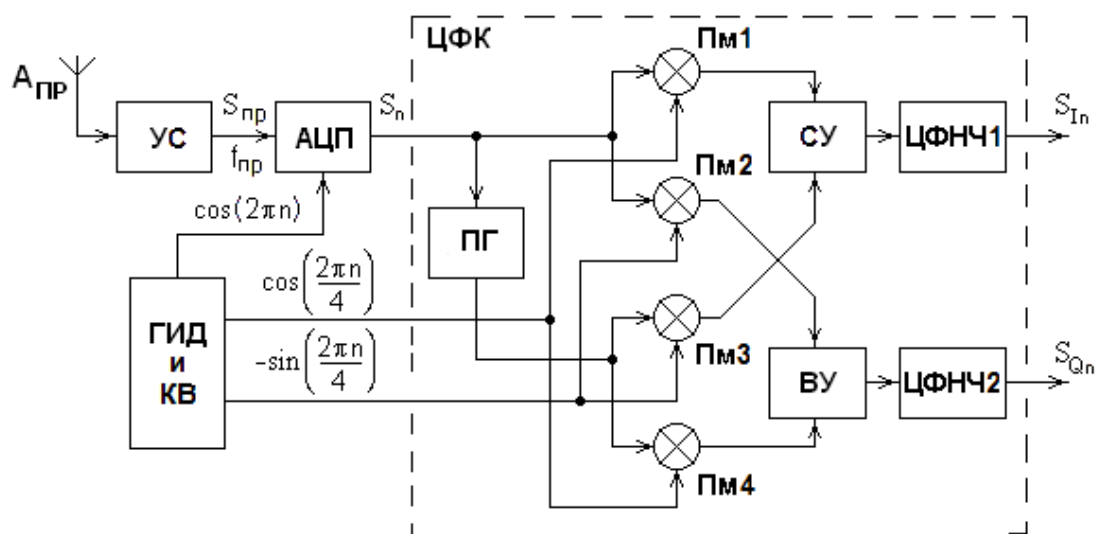


Рис. 19. Структурная схема приемника с АЦП радиосигнала промежуточной частоты и ЦФК с преобразователем Гильберта. СУ – суммирующее устройство; ВУ – вычитающее устройство

8. Определение необходимой разрядности АЦП

Необходимая разрядность АЦП для оцифровки радиовещательного АМ-сигнала. На рис. 20 изображена диаграмма уровней полезного сигнала и мешающих шумов для тракта «УС - АЦП» вещательного радиоприемника АМ-сигнала.

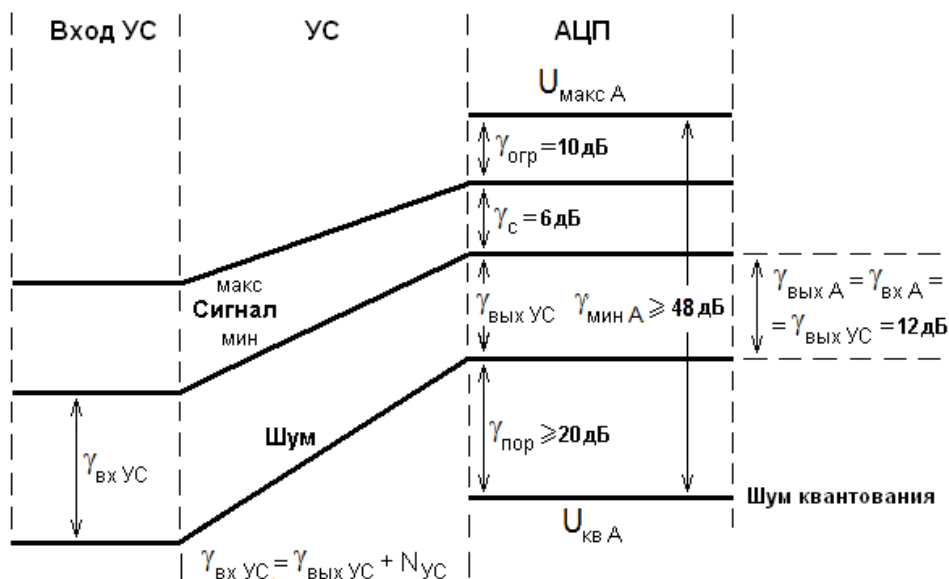


Рис. 20. Диаграмма уровней полезного сигнала и мешающих шумов для УС и АЦП радиоприемника вещательного АМ-сигнала

На диаграмме изображены следующие параметры:

$\gamma_{вх УС}$ – отношение сигнал-шум на входе УС приемника с настроенной антенной при отсутствии внешнего шума (дБ);

$N_{УС}$ – коэффициент шума УС приемника (дБ);

$U_{макс А}$ – уровень максимального входного напряжения АЦП;

$U_{кв А}$ – уровень напряжения шума квантования АЦП;

γ_c – динамический диапазон (ДД) полезного сигнала на выходе УС (для УС с системой автоматической регулировки усиления (АРУ) обычно $\gamma_c \leq 6$ дБ);

$\gamma_{вх А}$ – отношение сигнал-шум на входе АЦП, равно отношению сигнал-шум на выходе УС ($\gamma_{вх А} = \gamma_{вых УС}$);

$\gamma_{вых А}$ – отношение сигнал-шум на выходе АЦП, определяющее "качество приема" (для вещательного АМ-сигнала удовлетворительное "качество приема" соответствует $\gamma_{вых А} = 12$ дБ);

$\gamma_{огр}$ – защищенность "качества приема" от шума ограничения АЦП (при приеме АМ-сигнала обычно задают $\gamma_{огр} = 10$ дБ);

$\gamma_{пор}$ – защищенность "качества приема" от шума квантования АЦП (обычно задают $\gamma_{пор} \geq 20$ дБ);

$\gamma_{мин А}$ – минимально необходимый ДД АЦП для оцифровки АМ-сигнала.

Очевидно, что при $\gamma_{\text{пор}} \geq 20 \text{ дБ}$ $\gamma_{\text{вых А}} = \gamma_{\text{вх А}} = \gamma_{\text{вых УС}}$.

Из диаграммы рис. 20 следует, что для оцифровки вещательного АМ-сигнала с "качеством приема" $\gamma_{\text{вых А}} = 12 \text{ дБ}$ минимально необходимый ДД АЦП

$$\gamma_{\text{мин А}} \geq \gamma_{\text{огр}} + \gamma_{\text{с}} + \gamma_{\text{вых А}} + \gamma_{\text{пор}} = 10 \text{ дБ} + 6 \text{ дБ} + 12 \text{ дБ} + 20 \text{ дБ} = 48 \text{ дБ}. \quad (62)$$

Известно, что ДД АЦП

$$\gamma_{\text{А}} [\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{макс А}}}{U_{\text{кв А}}} \right) \approx 6m + 2, \quad (63)$$

где m – разрядность АЦП.

Из (62) и (63) следует, что для обеспечения минимально необходимого ДД АЦП ($\gamma_{\text{мин А}}$) разрядность АЦП должна удовлетворять условию:

$$m \geq \frac{(\gamma_{\text{мин А}} - 2)}{6} = \frac{(49 - 2)}{6} \approx 7,8. \quad (64)$$

Вывод: для оцифровки вещательного АМ-сигнала с "качеством приема" $\gamma_{\text{вых А}} \geq 12 \text{ дБ}$ можно использовать 8-разрядный АЦП К1107ПВ4, динамический диапазон которого в соответствии с (63):

$$\gamma_{\text{А}} \approx 6 \cdot 8 + 2 = 50 \text{ дБ}. \quad (65)$$

Необходимая разрядность АЦП для оцифровки радиовещательного сигнала с частотной модуляцией (ЧМ-сигнала). На рис. 21 изображена диаграмма уровней полезного сигнала и мешающих шумов для тракта «УС - АЦП» вещательного приемника ЧМ-сигнала, где приняты те же обозначения, что на диаграмме рис. 20.

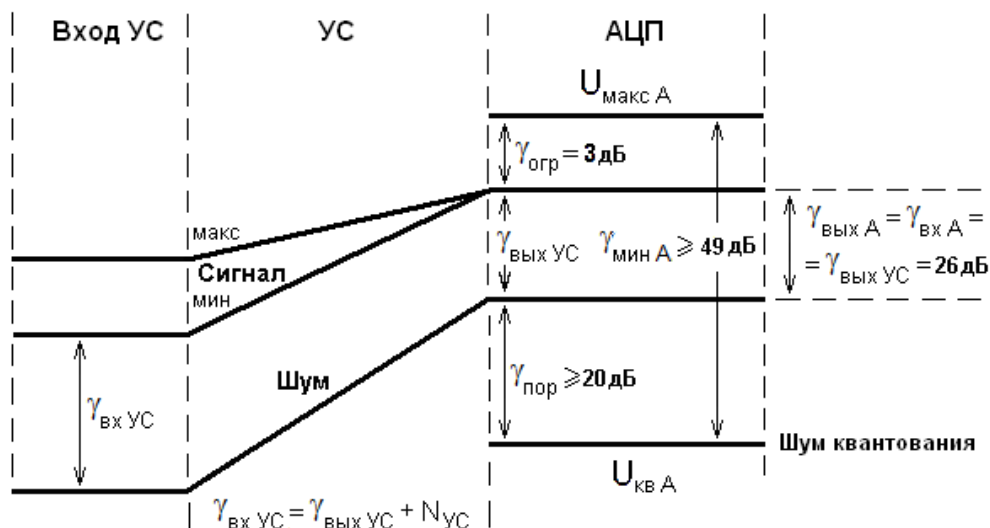


Рис. 21. Диаграмма уровней полезного сигнала и мешающих шумов для УС и АЦП радиоприемника вещательного ЧМ-сигнала

Отметим особенности приема ЧМ-сигнала, отображенные на диаграмме рис. 21:

- 1) изменяющийся по уровню радиосигнал на входе УС в результате ограничения имеет практически неизменный уровень на выходе УС;
- 2) защищенность "качества приема" от шума ограничения АЦП при приеме ЧМ-сигнала $\gamma_{\text{огр}} = 3 \text{ дБ}$, что достаточно вследствие ограничения радиосигнала в УС;

3) "качество приема" при вещании с ЧМ задается существенно выше (26 дБ), чем при вещании с АМ (12 дБ).

Из диаграммы рис. 21 следует, что для оцифровки вещательного ЧМ-сигнала с "качеством приема" $\gamma_{\text{выхА}} = 26 \text{ дБ}$ минимально необходимый ДД АЦП

$$\gamma_{\text{минА}} \geq \gamma_{\text{огр}} + \gamma_{\text{выхА}} + \gamma_{\text{пор}} = 3 \text{ дБ} + 26 \text{ дБ} + 20 \text{ дБ} = 49 \text{ дБ}. \quad (66)$$

Следовательно, и при приеме вещательного ЧМ-сигнала можно использовать 8-разрядный АЦП К1107ПВ4.

9. Задачи

9.1. Амплитудно-модулированный одним тоном радиосигнал описывается выражением:

$$S_c(t) = S[1 + m \sin(2\pi Ft)] \cos(\omega t + 45^\circ),$$

где S – немодулированная амплитуда;
 m – глубина модуляции;
 F – частота модулирующего тона.

Представьте данный АМ-сигнал выражением, в котором содержатся квадратурные компоненты $S_I(t)$ и $S_Q(t)$.

При $S = 1$ и $m = 0,7$ рассчитайте значения квадратурных компонентов в моменты времени: $t_0 = 0$; $t_1 = 1/4F$; $t_2 = 1/2F$; $t_3 = 3/4F$.

Используя значения квадратурных компонентов, рассчитайте значения огибающей АМ-сигнала в моменты времени: $t_0 = 0$; $t_1 = 1/4F$; $t_2 = 1/2F$; $t_3 = 3/4F$.

Ответы:

$$S_I(t_0) \approx 0,71, \quad S_Q(t_0) \approx 0,71;$$

$$S_I(t_1) \approx 1,2, \quad S_Q(t_1) \approx 1,2;$$

$$S_I(t_2) \approx 0,71, \quad S_Q(t_2) \approx 0,71;$$

$$S_I(t_3) \approx 0,21, \quad S_Q(t_3) \approx 0,21;$$

$$S(t_0) \approx 1,0;$$

$$S(t_1) \approx 1,7;$$

$$S(t_2) \approx 1,0;$$

$$S(t_3) \approx 0,3.$$

9.2. Амплитудно-модулированный одним тоном радиосигнал описывается выражением:

$$S_c(t) = S[1 + m \sin(2\pi Ft)] \cos(\omega t + 30^\circ).$$

Представьте данный АМ-сигнал выражением, в котором содержатся квадратурные компоненты $S_I(t)$ и $S_Q(t)$.

При $S = 1$ и $m = 0,7$ рассчитайте значения квадратурных компонентов в моменты времени: $t_0 = 0$; $t_1 = 1/4F$; $t_2 = 1/2F$; $t_3 = 3/4F$.

Используя значения квадратурных компонентов, рассчитайте значения огибающей АМ-сигнала в моменты времени: $t_0 = 0$; $t_1 = 1/4F$; $t_2 = 1/2F$; $t_3 = 3/4F$.

Сопоставьте полученные результаты с результатами задачи 9.1 и дайте этому сопоставлению объяснения.

Ответы:

$$S_I(t_0) \approx 0,87, \quad S_Q(t_0) \approx 0,5;$$

$$S_I(t_1) \approx 1,47, \quad S_Q(t_1) \approx 0,85;$$

$$S_I(t_2) \approx 0,87, \quad S_Q(t_2) \approx 0,5;$$

$$S_I(t_3) \approx 0,26, \quad S_Q(t_3) \approx 0,15;$$

$$S(t_0) \approx 1,0;$$

$$S(t_1) \approx 1,7;$$

$$S(t_2) \approx 1,0;$$

$$S(t_3) \approx 0,3.$$

9.3. Радиосигнал с угловой модуляцией одним тоном описывается выражением:

$$S_c(t) = S \cos[\omega t + \varphi(t)] = S \cos[\omega t + M V(t)] = S \cos[\omega t + M \sin(2\pi Ft)], \quad (65)$$

где S – амплитуда радиосигнала;

M – индекс угловой модуляции;

$V(t) = \sin(2\pi Ft)$ – функция модуляции, характеризующая однотоновый сигнал с единичной амплитудой и частотой F .

Представьте данный УМ-сигнал выражением, в котором содержатся квадратурные компоненты $S_I(t)$ и $S_Q(t)$.

При $S = 1$ и $M = 1$ рад рассчитайте значения квадратурных компонентов в моменты времени: $t_0 = 0$; $t_1 = 1/4F$; $t_2 = 1/2F$; $t_3 = 3/4F$.

Используя значения квадратурных компонентов, рассчитайте значения функции модуляции УМ-сигнала $V(t)$ в моменты времени: $t_0 = 0$; $t_1 = 1/4F$; $t_2 = 1/2F$; $t_3 = 3/4F$.

С использованием (65) найдите выражение, характеризующее зависимость частоты УМ-сигнала от времени t . Используя найденное выражение, рассчитайте максимальную девиацию частоты УМ-сигнала ($f_{д\text{ макс}}$) при верхней частоте модулирующего сигнала $F_B = 15 \text{ кГц}$.

Ответы:

$$V(t_0) = 0;$$

$$V(t_1) = 1;$$

$$V(t_2) = 0;$$

$$V(t_3) = -1;$$

$$f_{д\text{ макс}} = 15 \text{ кГц}.$$

9.4. Определить возможные значения частоты дискретизации АЦП приемника АМ-сигнала средневолнового (СВ) диапазона (500...1500кГц), выполненного по схеме рис. 12, если промежуточная частота $f_{\text{пр}} = 455\text{кГц}$, а ширина спектра принимаемого радиосигнала $\Pi = 10\text{кГц}$.

Ответы:

- $f_{\text{д}} \approx 600\text{ кГц}$, если поместить радиосигнал во вторую зону Котельникова-Найквиста;
- $f_{\text{д}} \approx 360\text{ кГц}$, если поместить радиосигнал в третью зону Котельникова-Найквиста;
- $f_{\text{д}} = 260\text{ кГц}$, если поместить радиосигнал в четвертую зону Котельникова-Найквиста;
- $f_{\text{д}} \approx 200\text{ кГц}$, если поместить радиосигнал в пятую зону Котельникова-Найквиста.

9.5. Определить возможные значения частоты дискретизации АЦП приемника ЧМ-сигнала ультракоротковолнового (УКВ) диапазона (87,5...108МГц), выполненного по схеме рис. 12, если промежуточная частота $f_{\text{пр}} = 10,7\text{МГц}$, а ширина спектра принимаемого радиосигнала $\Pi = 260\text{кГц}$.

Ответы:

- $f_{\text{д}} \approx 14\text{ МГц}$, если поместить радиосигнал во вторую зону Котельникова-Найквиста;
- $f_{\text{д}} \approx 8,5\text{ МГц}$, если поместить радиосигнал в третью зону Котельникова-Найквиста;
- $f_{\text{д}} \approx 6\text{ МГц}$, если поместить радиосигнал в четвертую зону Котельникова-Найквиста;
- $f_{\text{д}} \approx 4,8\text{ МГц}$, если поместить радиосигнал в пятую зону Котельникова-Найквиста.

Список использованных источников

1. Комплексная огибающая. Квадратурный модулятор. <http://ilab.xmedtest.net/?q=node/5744>.
2. Микушин А.В. Лекций по курсу "Цифровые устройства". Дискретизация сигнала на промежуточной частоте (субдискретизация). <http://digteh.ru/digital/>.
3. Парамонов А., Куропаткин О. Цифровая обработка при когерентной демодуляции сигналов. Журнал Chipnews, №8, 2000. <http://www.chipinfo.ru/literature/chipnews/200008/2.html>.
4. Богатырев Е., Ларин В., Лякин А. БИС цифровых квадратурных преобразователей сигналов. Журнал Chip News. №2, 2008. <https://pandia.ru/text/77/185/10869.php>.
5. Перельман Б.Л., Шевелев В.И. Отечественные микросхемы и зарубежные аналоги: Справочник. – М.: НТЦ Микротех, 1998. – 376 с.
6. Мелихов С.В. Аналоговое и цифровое радиовещание [Электронный ресурс]: Учебное пособие. Издание третье, исправленное. – Томск: Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 233 с. (Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/training/publications/5457>).